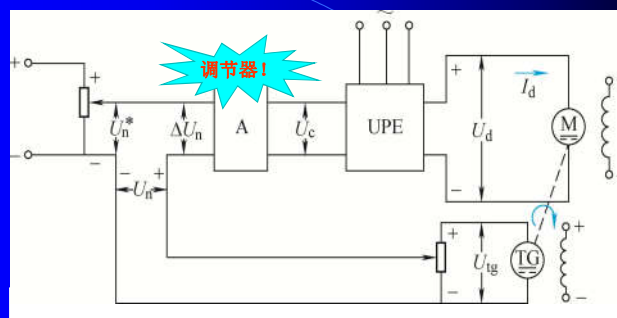


第3章 转速闭环控制的直流调速系统

根据自动控制原理，将系统的被调节量作为反馈量引入系统输入端，与给定量进行比较，用比较后的偏差值对系统进行控制，可以有效地抑制甚至消除扰动造成的影响，从而维持被调节量很少变化或不变，这就是反馈控制的基本作用。

- 在调速系统中，被调节量是转速——构成的是转速闭环控制的直流调速系统。

调节器：比例、积分、微分



- (1) 比例调节器 —— 有静差调速
- (2) I、P I 调节器 —— 无静差调速

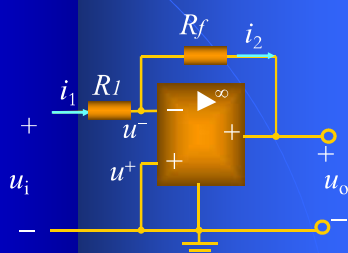
§ 3.1 有静差（比例控制）的转速闭环直流调速系统

§ 3.1.1 比例控制直流调速系统的结构与静特性

比例调节器：

$$\frac{u_o}{u_i} = \text{?}$$

$$\frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_f}{R_i}$$



1. 转速反馈控制直流调速系统的组成

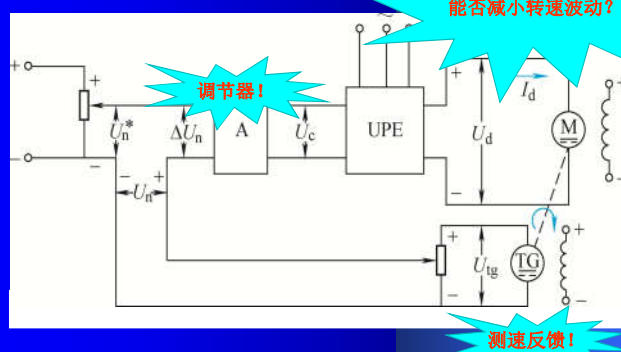


图3-1 带转速负反馈的闭环直流调速系统原理框图

下面分析闭环调速系统的稳态特性，以确定它如何减少转速波动。

为了突出主要矛盾，先作如下的假定：

- (1) 忽略各种非线性因素，假定系统中各环节的输入输出关系都是线性的，或者只取其线性工作段；
- (2) 忽略控制电源和电位器的内阻。

各环节稳态关系如下：

(1) 电压比较环节

调节器的净输入信号：

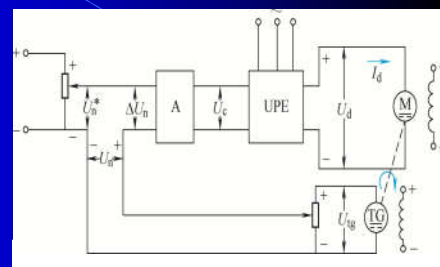
$$\Delta U_n = U_n^* - U_n$$

(2) 比例调节器

$$U_c = K_p \Delta U_n$$

(3) 测速反馈环节

$$U_n = \alpha n$$



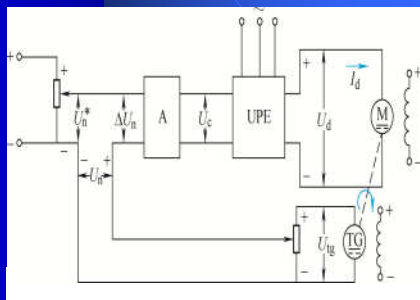
各环节**稳态**关系如下：

(4) 触发整流电路 $U_{d0} = K_s U_c = K_s K_p \Delta U_n = K_p K_s (U_n^* - \alpha n)$

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

K_p ——比例调节器的比例系数

α ——转速反馈系数



§ 3.1.1 比例控制直流调速系统的结构与静特性

静特性——表示闭环系统电动机转速与负载电流（或转矩）间的稳态关系。

2. 比例控制转速闭环系统的稳态数学模型

静特性方程式

稳态结构框图

(1) 转速负反馈闭环直流调速系统的**静特性**方程式

$$U_{d0} = K_p K_s (U_n^* - \alpha n) \quad n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e}$$

$$n = \frac{K_p K_s U_n^* - I_d R}{C_e (1 + K_p K_s \alpha / C_e)} = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1 + K)} - \frac{R I_d}{C_e (1 + K)} \quad (2-32)$$

K ——闭环系统的开环放大系数 $K = \frac{K_p K_s \alpha}{C_e}$

开环直流调速系统的**机械特性**方程式为：

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

(2) 闭环系统的稳态结构框图

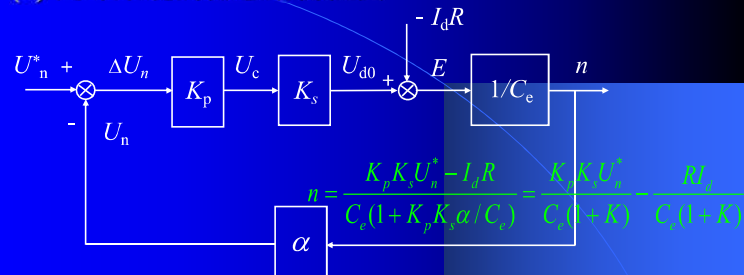
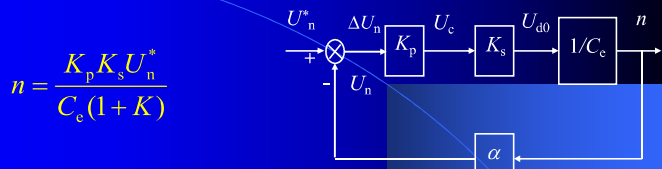


图3-2 转速负反馈闭环直流调速系统稳态结构图

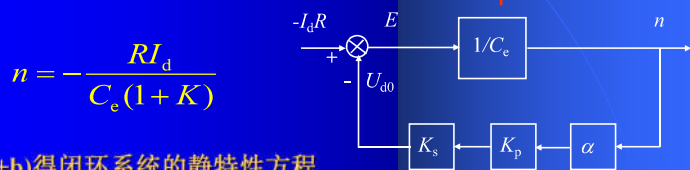
K ——闭环系统的开环放大系数 $K = \frac{K_p K_s \alpha}{C_e}$

K ——相当于在测速反馈电位器输出端把反馈回路断开后，从放大器输入起直到测速反馈输出为止总的电压放大系数，是各环节单独的放大系数的乘积。

a) 只考虑给定作用时的闭环系统结构



b) 只考虑扰动作用时的闭环系统结构



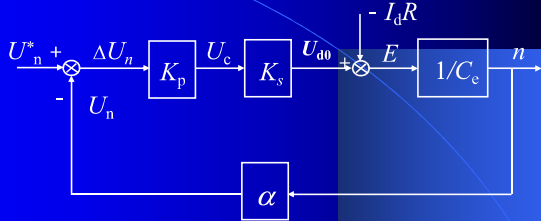
a)+b)得闭环系统的静特性方程

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

● 注意：

闭环调速系统的**静特性**表示闭环系统电动机转速与负载电流（或转矩）间的稳态关系，它在形式上与**开环机械特性**相似，但本质上却有很大不同，故定名为“**静特性**”，以示区别。

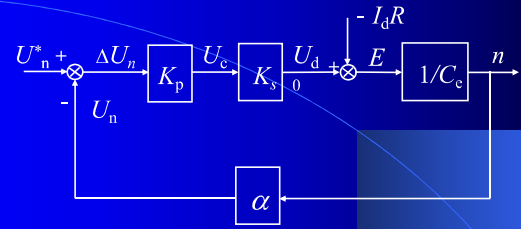
§ 3.1.2 开环系统与闭环系统的特性的对比分析



1、性能指标对比分析

如果断开反馈回路，则上述系统的开环机械特性为：

$$n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e} = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e} - \frac{R I_d}{C_e} = n_{0op} - \Delta n_{op} \quad (3-2)$$



而闭环时的静特性可写成：

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1+K)} - \frac{R I_d}{C_e (1+K)} = n_{0cl} - \Delta n_{cl} \quad (3-3)$$

比较式 (3-2) 和式 (3-3) 不难得出以下的论断：

(1) 闭环系统静特性可以比开环系统机械特性硬得多。

在同样的负载扰动下，两者的转速降落分别为

$$\Delta n_{op} = \frac{R I_d}{C_e} \quad \text{和} \quad \Delta n_{cl} = \frac{R I_d}{C_e (1+K)}$$

它们的关系是

$$\Delta n_{cl} = \frac{\Delta n_{op}}{1+K} \quad (3-4)$$

(2) 如果比较同一个开环和闭环系统，则闭环系统的静差率要小得多。

闭环系统和开环系统的静差率分别为

$$s_{cl} = \frac{\Delta n_{cl}}{n_{0cl}} \quad \text{和} \quad s_{op} = \frac{\Delta n_{op}}{n_{0op}}$$

当 $n_{0op} = n_{0cl}$ 时，

$$s_{cl} = \frac{s_{op}}{1+K} \quad (3-5)$$

(3) 当要求的静差率一定时，闭环系统可以大大提高调速范围。

如果电动机的最高转速都是 n_{max} ；而对最低速静差率的要求相同，那么：

$$\text{开环时, } D_{op} = \frac{n_N s}{\Delta n_{op} (1-s)} \quad \text{闭环时, } D_{cl} = \frac{n_N s}{\Delta n_{cl} (1-s)}$$

再考虑式 $s_{cl} = \frac{s_{op}}{1+K}$ ，得

$$D_{cl} = (1+K) D_{op} \quad (3-6)$$

概括起来，可得下述结论：

要取得上述三项优势，都取决于一点，闭环系统必须设置放大器，且 K 要足够大。

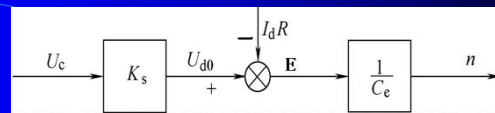
闭环调速系统可以获得比开环调速系统硬得多的稳态特性，从而在保证一定静差率的要求下，能够提高调速范围，为此须增设调节器以及检测与反馈装置。

§ 3.1.2 开环系统与闭环系统的特性对比分析

2、开环系统机械特性与闭环系统静特性对比分析

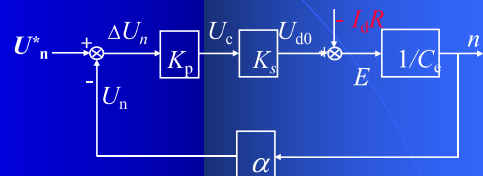
- 比例控制的闭环调速系统可以获得比开环系统硬得多的稳态特性，即负载增加引起的转速降落减小了。

- 问题:**闭环系统负载波动时转速变化为什么会减小了呢？



开环系统，负载增加 $I_d \uparrow \rightarrow n \downarrow$

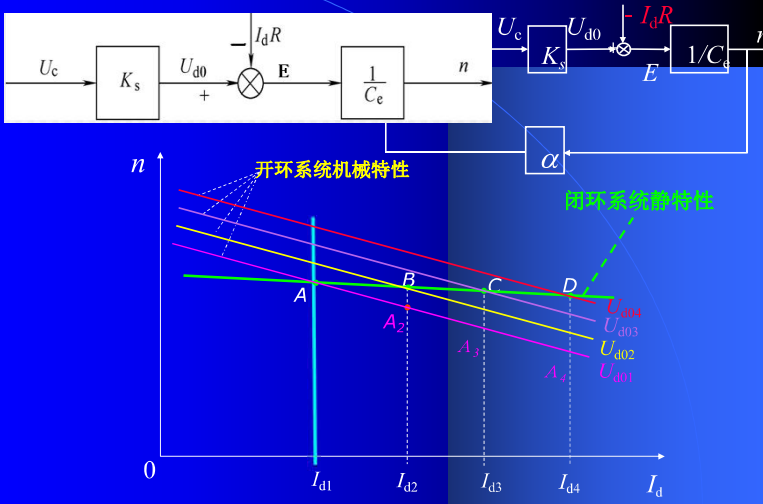
$$n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e}$$



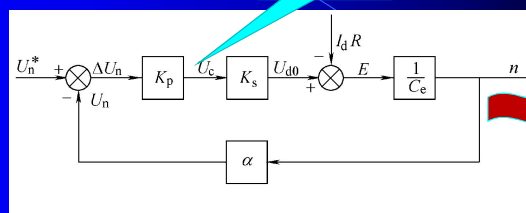
闭环系统：

负载增加 $I_d \uparrow \rightarrow n \downarrow \rightarrow U_n \downarrow \rightarrow \Delta U_n \uparrow \rightarrow U_c \uparrow \rightarrow U_{d0} \uparrow \rightarrow n \uparrow$

开环系统机械特性和闭环系统静特性的关系



动态调整！



由此看来，闭环系统能够减少稳态速降的实质在于它的自动调节作用，在于它能够随着负载的变化而相应地改变电枢电压，以补偿电枢回路电阻压降。

例题3-1

在例题2-2中，龙门刨床要求 $D = 20$ ， $s < 5\%$ ，已知 $K_s = 30$ ， $\alpha = 0.015 \text{ V} \cdot \text{min/r}$ ， $C_e = 0.2 \text{ V} \cdot \text{min/r}$ ，如何采用比例闭环系统满足此要求？

解：在上例中已经求得： $\Delta n_{op} = 275 \text{ r/min}$ ，

但为了满足调速要求，须有 $\Delta n_{cl} = 2.63 \text{ r/min}$ ，

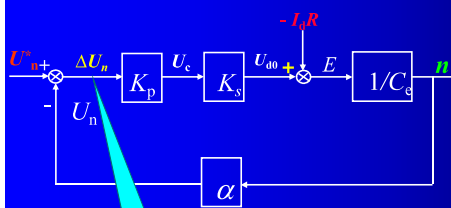
由式 (3-4) 可得

$$K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 \geq \frac{275}{2.63} - 1 = 103.6$$

代入已知参数，则得 $K_p = \frac{K}{K_s \alpha / C_e} \geq \frac{103.6}{30 \times 0.015 / 0.2} = 46$

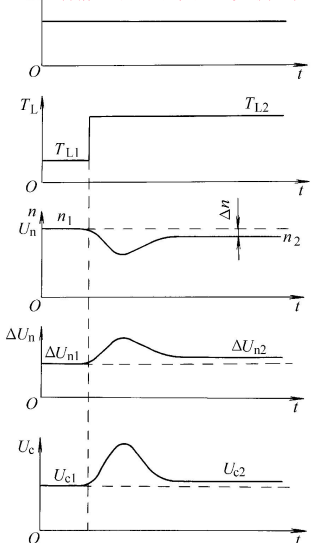
§ 3.1.3 有静差闭环系统动态过程

比例控制为什么是有静差的？



不能为零！！

U_n^* 有静差调速系统突加负载过程



§ 3.1.4 闭环调速系统的反馈控制规律

转速反馈调速系统是一种基本的反馈控制系统，它具有以下三个基本特征，也就是反馈控制的基本规律，各种不另加其他调节器的基本反馈控制系统都服从于这些规律。

§ 3.1.4 闭环调速系统的反馈控制规律

1. 比例控制系统是被调量有静差的调速系统

闭环时的静特性为：

$$K = \frac{K_p K_s \alpha}{C_e} \quad (3-3)$$

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

采用比例放大器，闭环系统的开环放大系数 K 值越大，系统的稳态性能越好。然而，闭环系统的稳态速降为：

$$\Delta n_{cl} = \frac{R I_d}{C_e (1+K)}$$

只有 $K = \infty$ ，才能使 $\Delta n_{cl} = 0$ ，而这是不可能的。因此，这样的调速系统叫做有静差调速系统。

§ 3.1.4 闭环调速系统的反馈控制规律

2. 服从给定，抵抗扰动

● **扰动**——除给定信号外，作用在控制系统各环节上的一切会引起输出量变化的因素都叫做“扰动作用”。

■ 调速系统的扰动源

- 负载变化的扰动（使 I_d 变化）；
- 交流电源电压波动的扰动（使 K_s 变化）；
- 电动机励磁的变化的扰动（造成 C_e 变化）；
- 放大器输出电压漂移的扰动（使 K_p 变化）；
- 温升引起主电路电阻增大的扰动（使 R 变化）；
- 检测误差的扰动（使 α 变化）。

■ 抗扰能力分析

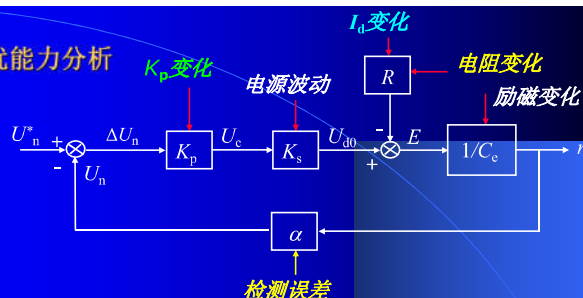
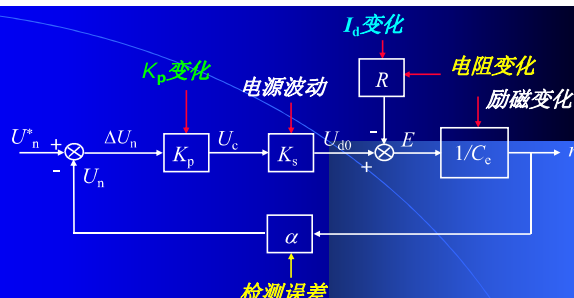


图3-4闭环调速系统的给定作用和扰动作用

例如： $U_s \downarrow \rightarrow U_{d0} \downarrow \rightarrow n \downarrow \rightarrow U_n \downarrow \rightarrow \Delta U_n \uparrow$
 $n \uparrow \leftarrow U_{d0} \uparrow \leftarrow U_c \uparrow$



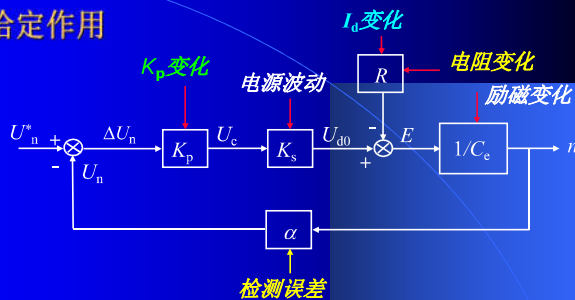
● **但是**，如果在反馈通道上的测速反馈系数受到某种影响而发生变化，它非但不能得到反馈控制系统的抑制，反而会增大被调量的误差。

– 例如： $\alpha \uparrow \rightarrow U_n \uparrow \rightarrow \Delta U_n \downarrow \rightarrow U_c \downarrow \rightarrow U_{d0} \downarrow \rightarrow n \downarrow$

因此，反馈控制系统所能抑制的只是被反馈环包围的前向通道上的扰动。

● 反馈控制系统对被反馈环包围的前向通道上的扰动都有抑制功能。

■ 给定作用



与众不同的是在反馈环外的给定作用，如图中的转速给定信号，它的些微变化都会使被调量随之变化，丝毫不受反馈作用的抑制。

反馈控制系统具有良好的抗扰性能，它能有效地抑制一切被负反馈环所包围的**前向通道**上的扰动作用，但对给定作用则是**唯命是从**的。

§ 3.1.4 闭环调速系统的反馈控制规律

3. 系统的精度依赖于给定和反馈检测精度

- **给定精度**——由于给定决定系统输出，输出精度自然取决于给定精度。

如果产生给定电压的电源发生波动，反馈控制系统无法鉴别是对给定电压的正常调节还是不应有的电压波动。因此，高精度的调速系统必须有更高精度的给定稳压电源。

- **检测精度**——反馈检测装置的误差也是反馈控制系统无法克服的，因此检测精度决定了系统输出精度。

■ 结论：

反馈控制系统的**规律是**：一方面能够有效地**抑制**一切被**包围在负反馈环内前向通道**上的扰动作用；

另一方面，紧紧地跟随着给定作用，对给定信号的任何变化都是**唯命是从**的。

§ 3.1.5 比例控制转速闭环系统的稳定性分析

- 问题:增加比例调节器的比例系数,可以减小转速降落,从而扩大调速范围。

- 比例系数可以随意增大吗?



注意：设计系统首先要保证系统是稳定的！

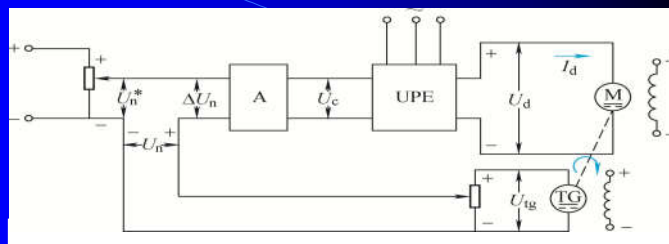
§ 3.1.5 比例控制转速闭环系统的稳定性分析

1 比例控制直流调速系统的动态数学模型

- 一个带有**储能环节**的线性物理系统的动态过程可以用线性微分方程描述，
- **微分方程的解即系统的动态过程**，它包括两部分：暂态响应和稳态响应。
- 在**动态过程中**，从施加给定输入值的时刻开始，到输出达到稳态值以前，是系统的动态响应；
- 系统达到稳态后，可用稳态解来描述系统的稳态特性。

- 建立系统动态数学模型的基本步骤如下：
- (1) 根据系统各环节的物理规律，列出描述该环节动态过程的微分方程。
- (2) 求出各环节的传递函数。
- (3) 组成系统的动态结构框图，并求出系统的传递函数。

(1) 各环节传递函数



- 比例放大器的传递函数 $W_a(s) = \frac{U_c(s)}{\Delta U_n(s)} = K_p$
- 触发整流装置的传递函数 $W_s(s) \approx \frac{K_s}{T_s s + 1}$
- 测速反馈的传递函数 $W_{fn}(s) = \frac{U_n(s)}{n(s)} = \alpha$

(2) 直流电动机动态数学模型

直流电动机运行原理

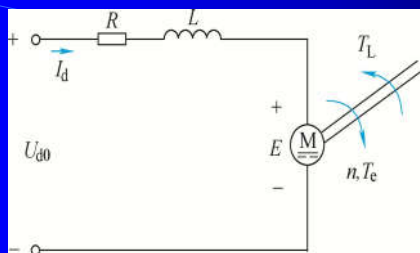
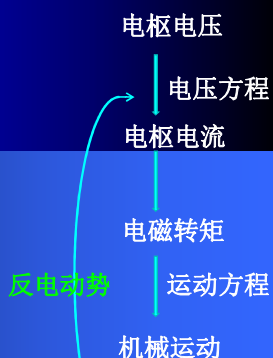


图3-5 他励直流电动机在额定励磁下的等效电路



假定主电路电流连续，
电压方程为：

$$U_{d0} = R I_d + L \frac{dI_d}{dt} + E$$

■ 电动机轴上的动力学方程为：

$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}$$

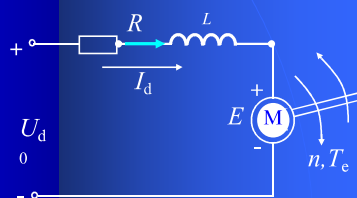
额定励磁下的感应电动势和电磁转矩分别为：

$$E = C_e n$$

$$T_e = C_m I_d$$

$$T_L = C_m I_{dL}$$

$$C_m = \frac{30}{\pi} C_e$$



由 $U_{d0} = R I_d + L \frac{dI_d}{dt} + E$ 得 $U_{d0} - E = R(I_d + T_l \frac{dI_d}{dt})$

$$T_l = \frac{L}{R}$$

电枢回路电磁时间常数(s)

$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \rightarrow C_m I_d - C_m I_{dL} = \frac{GD^2}{375} \frac{1}{C_e} \frac{dE}{dt} \rightarrow$$

$$I_d - I_{dL} = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m} \frac{1}{R} \frac{dE}{dt} \quad I_d - I_{dL} = \frac{T_m}{R} \frac{dE}{dt}$$

$$T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m}$$

电力拖动系统机电时间常数(s)

电动机的传递函数：

a. 电压与电流间的传递函数

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

$$U_{d0}(s) - E(s) = R[I_d(s) + T_l s I_d(s)]$$

$$= I_d(s) R(1 + T_l s)$$

$$\frac{I_d(s)}{U_{d0}(s) - E(s)} = \frac{1}{R(1 + T_l s)}$$

b. 电流与电动势间的传递函数

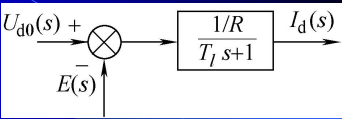
$$I_d - I_{dL} = \frac{T_m}{R} \frac{dE}{dt}$$

$$I_d(s) - I_{dL}(s) = \frac{T_m}{R} s E(s)$$

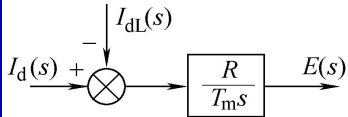
$$\frac{E(s)}{I_d(s) - I_{dL}(s)} = \frac{R}{T_m s}$$

直流电动机的动态结构框图

$$\frac{I_d(s)}{U_{d0}(s) - E(s)} = \frac{1}{T_l s + 1}$$

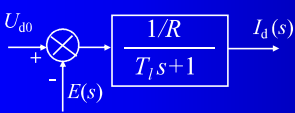


$$\frac{E(s)}{I_d(s) - I_{dl}(s)} = \frac{R}{T_m s}$$



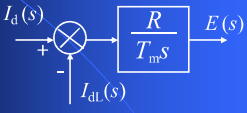
直流电动机的动态结构图

$$\frac{I_d(s)}{U_{d0}(s) - E(s)} = \frac{1}{R(T_l s + 1)}$$

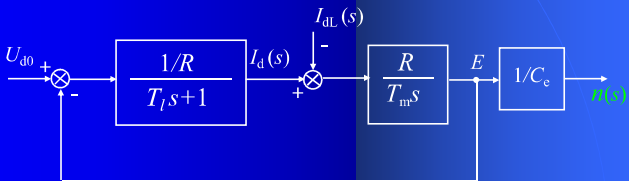


a) 式 (3-15) 的结构图

$$\frac{E(s)}{I_d(s) - I_{dl}(s)} = \frac{R}{T_m s}$$



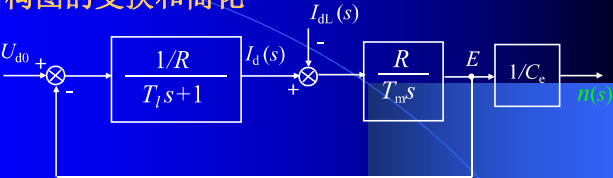
b) 式 (3-16) 的结构图



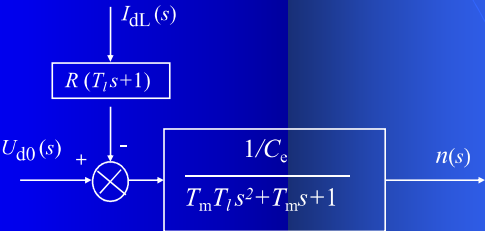
c) 整个直流电动机的动态结构图

图3-6 额定励磁下直流电动机动态结构图

■ 结构图的变换和简化



● 如果不需要在结构图中显现出电流，可将扰动量的综合点移前，再进行等效变换，得下图。



● 额定励磁下的直流电动机是一个二阶线性环节。

$$\frac{n(s)}{U_{d0}(s)} = \frac{1/C_e}{T_m T_l s^2 + T_m s + 1}$$

由特征方程知：当 $T_m > 4T_l$ 时，

$U_{d0} \sim n$ 间可以分解成两个惯性环节；

当 $T_m < 4T_l$ 时，

电动机是一个二阶振荡环节。

(3) 闭环调速系统的动态结构图及传递函数

(a) 动态结构图

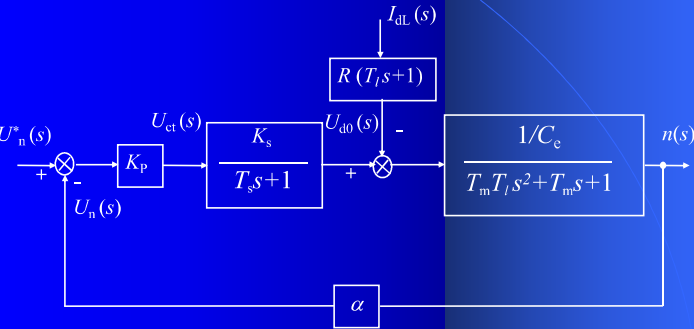


图3-8 闭环调速系统的动态结构图

(b) 系统的传递函数

设 $I_{dl} = 0$ ，从给定输入作用上看，

$$\begin{aligned} W_{cl}(s) &= \frac{n(s)}{U_n^*(s)} = \frac{\frac{K_p K_s / C_e}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}}{1 + \frac{K_p K_s \alpha / C_e}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}} = \frac{K_p K_s / C_e}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1) + K} \\ &= \frac{\frac{K_p K_s}{C_e(1+K)}}{\frac{T_m T_l T_s}{1+K} s^3 + \frac{T_m(T_l + T_s)}{1+K} s^2 + \frac{T_m + T_s}{1+K} s + 1} \end{aligned} \quad (3-20)$$

§ 3.1.5 比例控制转速闭环系统的稳定性分析

2. 比例控制直流调速系统的稳定性分析

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

闭环直流调速系统的特征方程为:

$$\frac{T_m T_l T_s}{1+K} s^3 + \frac{T_m(T_l + T_s)}{1+K} s^2 + \frac{T_m + T_s}{1+K} s + 1 = 0 \quad (3-21)$$

它的一般表达式为

$$a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0$$

根据三阶系统的劳斯-赫尔维茨 (Routh-Hurwitz) 判据, 系统稳定的充分必要条件是

$$a_0 > 0, a_1 > 0, a_2 > 0, a_3 > 0, a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0$$

式 (3-21) 的各项系数显然都是大于零的, 因此稳定条件就只有:

$$\frac{T_m(T_l + T_s)}{1+K} \cdot \frac{T_m + T_s}{1+K} - \frac{T_m T_l T_s}{1+K} > 0 \quad \text{或} \quad (T_l + T_s)(T_m + T_s) > (1+K) T_l T_s$$

整理后得 $K < \frac{T_m(T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s} = \frac{T_m}{T_s} + \frac{T_m}{T_l} + \frac{T_s}{T_l}$

◇ $K_{cr} = \frac{T_m}{T_s} + \frac{T_m}{T_l} + \frac{T_s}{T_l}$ —— 称作系统的临界放大系数

当 $K \geq K_{cr}$ 时, 系统将不稳定。

对于一个自动控制系统来说, 稳定性是它能否正常工作的首要条件, 是必须保证的。

这与稳态误差对K的要求是矛盾的。

例题3-2

在例题3-1中, 系统采用的是三相桥式可控整流电路, 已知电枢回路总电阻 $R = 0.18\Omega$, 电感量 $L = 3mH$, 系统运动部分的飞轮惯量 $GD^2 = 60N \cdot m^2$, 试判别系统的稳定性。

解:

- 电磁时间常数 $T_l = \frac{L}{R} = \frac{0.003}{0.18} = 0.0167s$
- 机电时间常数 $T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m} = \frac{60 \times 0.18}{375 \times 0.2 \times \frac{30}{\pi} \times 0.2} = 0.075s$
- 晶闸管装置的滞后时间常数为 $T_s = 0.00167s$
- 为保证系统稳定, 应满足的稳定条件:
$$K < \frac{T_m(T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s} = \frac{0.075 \times (0.0167 + 0.00167) + 0.00167^2}{0.0167 \times 0.00167} = 49.5$$

闭环系统的动态稳定性和例题3-1中稳态性能要求

$K \geq 103.5$ 是矛盾的。

例题3-3

在上题的闭环直流调速系统中, 若改用全控型器件的PWM调速系统, 电动机不变, 电枢回路参数为: $R = 0.1\Omega$, $L = 1mH$, $K_s = 44$, PWM开关频率为 $8kHz$ 。按同样的稳态性能指标 $D = 20$, $s \leq 5\%$, 该系统能否稳定? 如果对静差率的要求不变, 在保证稳定时, 系统能够达到的最大调速范围有多少?

解：（1）该系统能否稳定？

$$T_l = \frac{L}{R} = \frac{0.001}{0.1} = 0.01 \text{ s}$$

$$T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m} = \frac{60 \times 0.1}{375 \times 0.2 \times \frac{\pi}{30} \times 0.2} = 0.0417 \text{ s}$$

$$T_s = \frac{1}{8000} = 0.000125 \text{ s}$$

● 按系统稳定性要求应有：

$$K < \frac{T_m(T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s} = \frac{0.0417 \times (0.01 + 0.000125) + 0.000125^2}{0.01 \times 0.000125} = 337.8$$

● 按照稳态性能指标 $D = 20$ 、 $s \leq 5\%$ 要求

$$\Delta n_{cl} \leq 2.63 \text{ r/min} \quad (\text{见例题2-2})$$

● 而PWM调速系统的开环额定速降为：

$$\Delta n_{op} = \frac{I_N R}{C_e} = \frac{305 \times 0.1}{0.2} = 152.5 \text{ r/min}$$

$$K = \frac{\Delta n_{op}}{\Delta n_{cl}} - 1 \geq \frac{152.5}{2.63} - 1 = 57 < 337.8$$

● PWM调速系统能够在满足稳态性能指标要求下稳定运行。

（2）在保证稳定时，系统能够达到的最大调速范围有多少？

● 若系统处于临界稳定状况，取

$$K = 337.8$$

则
$$\Delta n_{cl} = \frac{\Delta n_{op}}{1 + K} = \frac{152.5}{1 + 337.8} = 0.45 \text{ r/min}$$

$$D_{cl} = \frac{n_N s}{\Delta n_{cl} (1 - s)} = \frac{1000 \times 0.05}{0.45 (1 - 0.05)} = 117 \gg 20$$

● 可见，PWM调速系统的稳态性能指标可以比V-M系统大大提高。

§ 3.2 无静差转速闭环直流调速系统

前节主要讨论，采用比例（P）放大器控制的直流调速系统，可使系统稳定，并有一定的稳定裕度，同时还能满足一定的稳态精度指标。

在采用比例调节器的自动控制系统中，输入偏差是维系系统运行的基础，必然要产生静差，属于有静差系统。

能否实现无静差调速？



如何实现无静差调速？

● 调节器选择 P ? I ? P I ?

如果要消除系统误差，必须寻找其他控制方法，比如：采用积分（Integration）调节器或比例积分（PI）调节器来代替比例放大器。

本节将讨论，采用积分（I）调节器或比例积分（PI）调节器代替比例放大器，构成无静差调速系统。

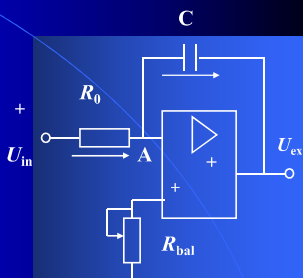
§ 3.2.1 积分调节器和积分控制规律

1 积分控制规律

$$\frac{dU_{ex}}{dt} = \frac{1}{R_0 C} U_{in}$$

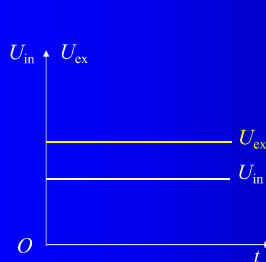
$$U_{ex} = \frac{1}{C} \int idt = \frac{1}{R_0 C} \int U_{in} dt = \frac{1}{\tau} \int U_{in} dt$$

a) 积分调节器原理图



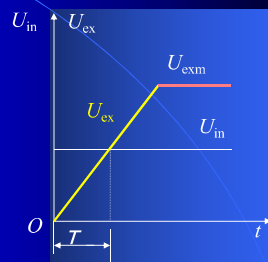
• 两种调节器特性比较

(1) 阶跃信号输入 两种调节器I/O特性曲线



a) P调节器

$$U_{ex} = K_p U_{in}$$



b) I调节器

$$U_{ex} = \frac{1}{C} \int idt = \frac{1}{R_0 C} \int U_{in} dt = \frac{1}{\tau} \int U_{in} dt$$

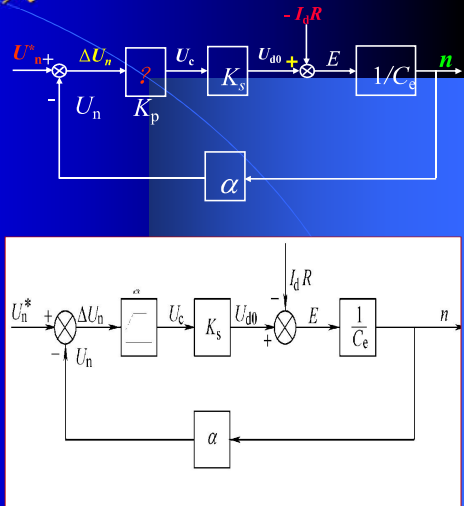
(2) 转速信号输入

采用比例调节器,

$$U_c = K_p \Delta U_n$$

如果采用积分调节器,

$$U_c = \frac{1}{\tau} \int_0^t \Delta U_n dt$$



$$U_c = \frac{1}{\tau} \int_0^t \Delta U_n dt$$

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

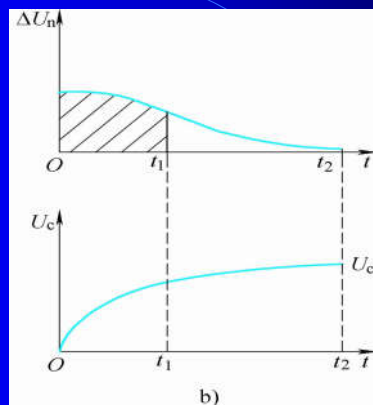
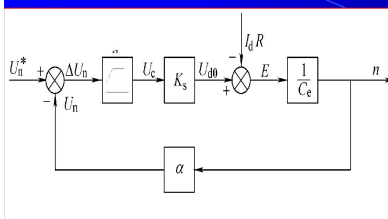


图3-10 积分调节器的输入和输出动态过程

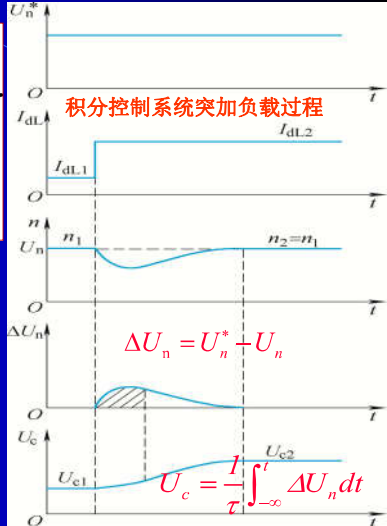
积分控制时系统的动态特性



●新的稳态：

$$U_n = U_n^* \quad \Delta U_n = 0$$

$$I_d = I_{dL2} \quad U_c = U_{c2}$$



• 分析结果：

采用积分调节器，当转速在稳态时达到与给定转速一致，系统仍有控制信号，保持系统稳定运行，实现无静差调速。

积分控制规律和比例控制规律的根本区别：

(1) 比例控制规律：

- a.) 输入只要有偏差，输出就增大；
- b.) 输入偏差为零，输出也为零。
- c.) 输出立即再现输入的变化。

(2) 积分控制规律：

- a.) 输入只要有偏差，输出就增大；
- b.) 输入偏差为零，输出不为零；
- c.) 输入偏差为负，输出才减小。
- d.) 输出反应的是输入的累积过程。

2. 比例与积分控制系统加载过程的比较

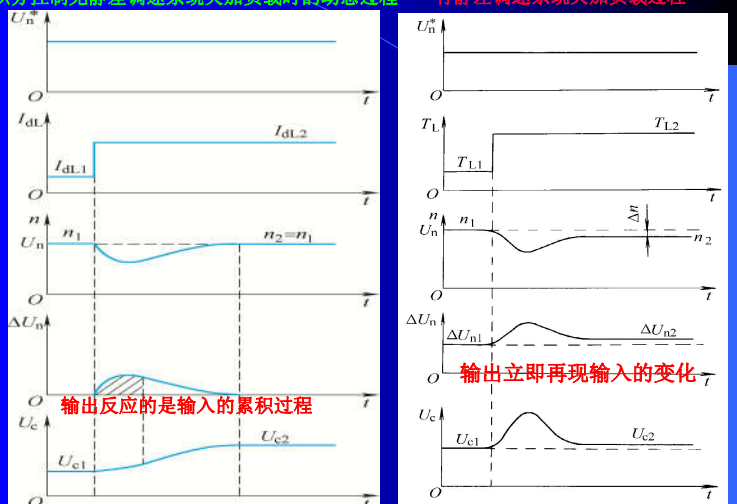
当负载突增时，积分控制的无静差调速系统动态过程曲线示于下图。在稳态运行时，转速偏差电压 ΔU_n 必为零。如果 ΔU_n 不为零，则 U_c 继续变化，就不是稳态了。在突加负载引起动态速降时产生 ΔU_n ，达到新的稳态时， ΔU_n 又恢复为零，但 U_c 已从 U_{c1} 上升到 U_{c2} ，使电枢电压由 U_{d1} 上升到 U_{d2} ，以克服负载电流增加的压降。

在这里， U_c 的改变并非仅仅依靠 ΔU_n 本身，而是依靠 ΔU_n 在一段时间内的积累。

2. 比例与积分控制系统加载过程的比较

积分控制无静差调速系统突加负载时的动态过程

有静差调速系统突加负载过程



如果既要稳态精度高，又要动态响应快，该怎么办呢？



§ 3.2.2 比例积分控制规律

上一小节从无静差的角度突出地表明了积分控制优于比例控制的地方，但是另一方面，在控制的快速性上，积分控制却又不如比例控制。

在同样的阶跃输入作用之下，比例调节器的输出可以立即响应，而积分调节器的输出却只能逐渐地变化。

3.2.2 比例积分控制规律

1. PI调节器

$$U_{ex} = i_1 R_1 + \frac{1}{C_1} \int i_1 dt$$

$$\because i_1 = i_0 = \frac{U_{in}}{R_0} \quad \therefore U_{ex} = \frac{U_{in}}{R_0} R_1 + \frac{1}{C_1} \int \frac{U_{in}}{R_0} dt$$

$$U_{ex} = \frac{R_1}{R_0} U_{in} + \frac{1}{R_0 C_1} \int U_{in} dt = K_p U_{in} + \frac{1}{\tau} \int U_{in} dt$$

PI调节器的传递函数

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

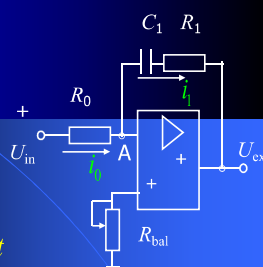


图3-12 比例积分 (PI) 调节器

2. PI调节器输入输出特性

$$U_{ex} = \frac{R_1}{R_0} U_{in} + \frac{1}{R_0 C_1} \int U_{in} dt = K_p U_{in} + \frac{1}{\tau} \int U_{in} dt$$

- 在 $t=0$ 时就 $U_{ex}(t)=K_p U_{in}$ 实现了快速控制；
- 随后 $U_{ex}(t)$ 按积分规律增长，

• 当 $t_1 \geq t \geq 0$

$$U_{ex}(t) = K_p U_{in} + \frac{t}{\tau} U_{in}$$

• 当 $t \geq t_1$

$$U_{ex} = \frac{t_1}{\tau} U_{in}$$

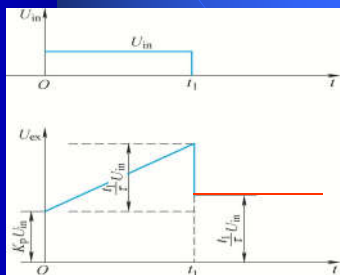
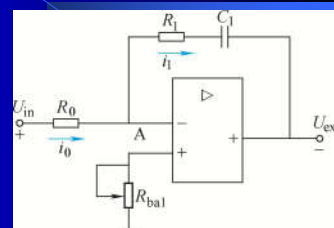


图3-13 PI调节器的输入输出特性

比例积分控制规律：

- (1) 比例部分能迅速响应控制作用（主要在起/制动时能快速响应），
- (2) 积分部分则最终消除稳态偏差。



(3) 调速系统中PI控制的输入—输出波形

$$U_c = \frac{R_1}{R_0} \Delta U_n + \frac{1}{R_0 C_1} \int \Delta U_n dt = K_p \Delta U_n + \frac{1}{\tau} \int \Delta U_n dt$$

- 在闭环调速系统中，采用PI调节器输出部分 U_c 由两部分组成，
- 比例部分①和 ΔU_n 成正比，
- 积分部分②表示了从 $t=0$ 到此刻对 $\Delta U_n(t)$ 的积分值，
- U_c 是这两部分之和。

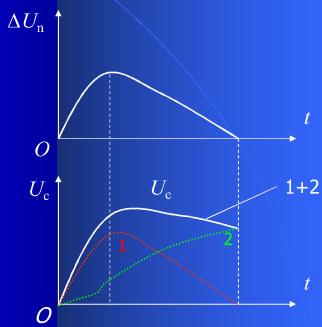


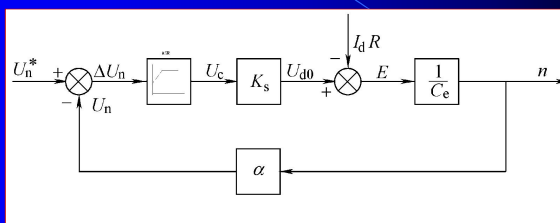
图3-14 PI调节器输入输出动态过程

■ 结论

比例积分控制综合了比例控制和积分控制两种规律的优点，又克服了各自的缺点，扬长避短，互相补充。

可见，比例积分调节器既具有快速响应性能，又足以消除调速系统的静差。除此以外，它还是提高系统稳定性的校正装置，因此，它在调速系统和其他控制系统中获得了广泛的应用。

§ 3.2.3 无静差转速闭环直流调速系统稳态参数计算



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

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

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

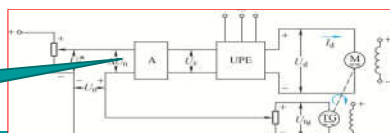
§ 3.4 直流调速系统的稳态误差分析

§ 3.3 转速反馈控制直流调速系统的限流保护

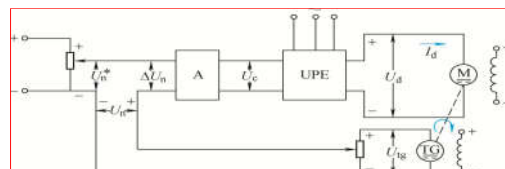
3.3.1 过流问题的来源

- **起动**：突加给定电压时，电枢电压立即达到它的最高值，对电动机来说，相当于全压起动，会造成电动机过流。
- **堵转**：电流将远远超过允许值。如果只依靠过流继电器或熔断器来保护，过载时就跳闸。

起动、堵转时偏差很大！



- 系统中必须有自动限制电枢电流的环节。
- 引入电流负反馈，可以使它不超过允许值。但这种作用只应在起动和堵转时存在，在正常的稳速运行时又得取消。
- 当电流大到一定程度时才出现的电流负反馈，叫做电流截止负反馈。



3.3.2 带电流截止负反馈环节的直流调速系统

1. 电流截止负反馈环节

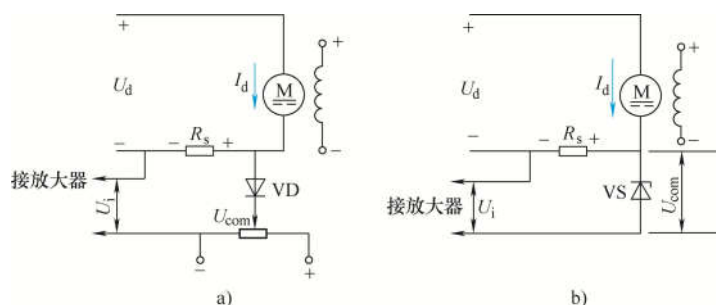


图3-16 电流截止负反馈环节的模拟实现

(a) 利用独立直流电源作比较电压 (b) 利用稳压管产生比较电压

电流截止负反馈环节特性

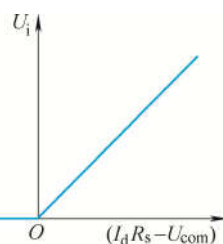
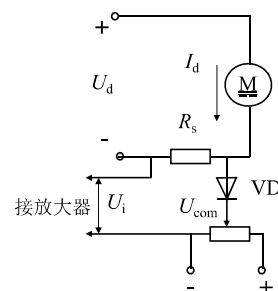


图3-17 电流截止负反馈环节的输入输出特性



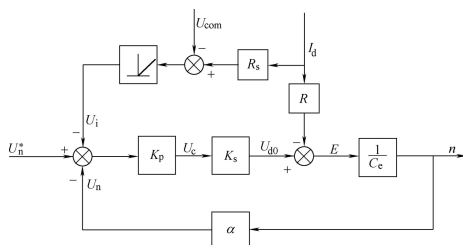
- 当输入信号 $I_d R_s - U_{com} > 0$ 时，输出 $U_i = I_d R_s - U_{com}$ ，
- 当 $I_d R_s - U_{com} \leq 0$ 时，输出 $U_i = 0$ 。

2. 带电流截止负反馈比例控制闭环直流调速系统的静特性

当 $I_d \leq I_{dcr}$ 时，电流负反馈被截止，静特性与只有转速负反馈调速系统的静特性相同：

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1 + K)} - \frac{R I_d}{C_e (1 + K)} \quad (3-32)$$

图3-18 带电流截止负反馈的闭环直流调速系统稳态结构框图



当 $I_d > I_{dcr}$ 后，引入了电流负反馈，静特性变成：

$$\because E = U_{d0} - I_d R$$

$$\therefore C_e n = K_p K_s \Delta U_n - I_d R$$

$$= K_p K_s (U_n^* - U_n - U_i) - I_d R$$

$$= K_p K_s U_n^* - K_p K_s \alpha n - K_p K_s (I_d R_s - U_{com}) - I_d R$$

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1 + K)} - \frac{K_p K_s}{C_e (1 + K)} (R_s I_d - U_{com}) - \frac{R I_d}{C_e (1 + K)} \quad (3-33)$$

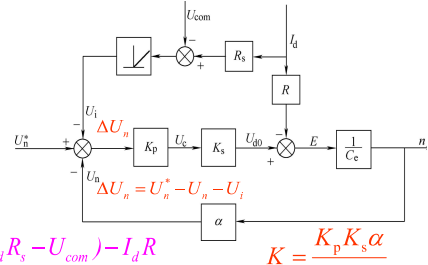
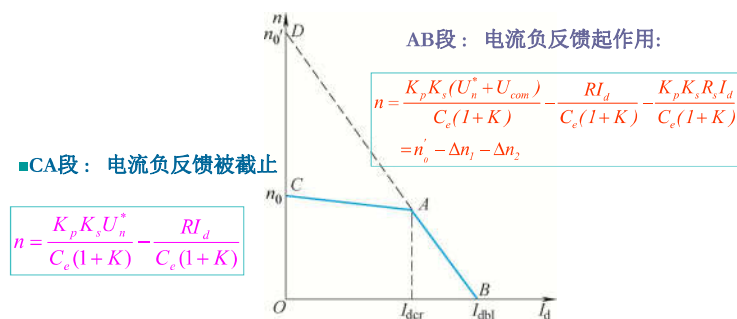


图3-19 带电流截止负反馈比例控制闭环直流调速系统的静特性



- 电流负反馈的作用相当于在主电路中串入一个大电阻 $K_p K_s R_s$ 。
- 比较电压与给定电压的作用一致，好象把理想空载转速提高到

$$n'_0 = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{C_e (1+K)} \quad (3-34)$$

电流截止负反馈系统参数计算

- 令 $n=0$ ，得到堵转电流 I_{abl} ，

$$I_{abl} = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{R + K_p K_s R_s} \quad (3-35)$$

- 一般 $K_p K_s R_s \gg R$ ，因此

$$I_{abl} \approx \frac{U_n^* + U_{com}}{R_s} \quad (3-36)$$

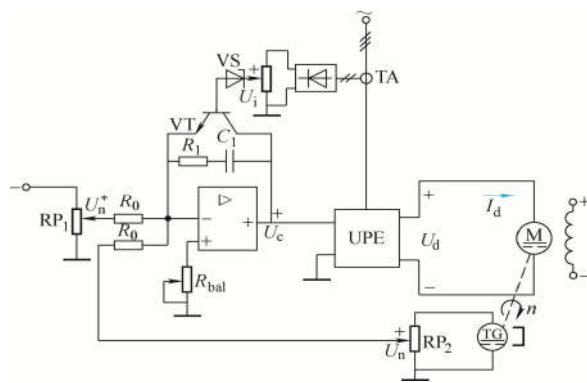
- I_{abl} 应小于电动机允许的最大电流，一般为

$$I_{abl} = (1.5 \sim 2) I_N$$

- 截止电流应大于电动机的额定电流，取

$$I_{dcr} = (1.1 \sim 1.2) I_N$$

3. 带电流截止的无静差直流调速系统原理图



- TA为检测电流的交流互感器，经整流后得到电流反馈信号 U_i 。
- 当电流达到截止电流 I_{dcr} 时， U_i 高于稳压管VS的击穿电压，使晶体三极管VBT导通，
- 忽略晶体三极管VBT导通压降，则PI调节器的输出电压 U_c 为零，
- 电力电子变换器UPE的输出电压 $U_d=0$ ，达到限制电流的目的。

§ 3.4 直流调速系统的稳态误差分析

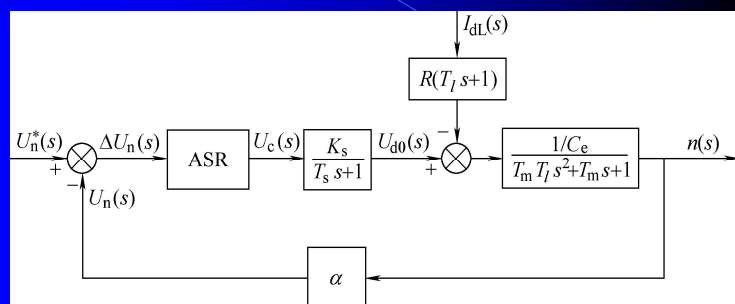


图3-8 比例积分控制的直流调速系统的动态结构框图

(转速调节器用ASR表示)

- ◆ **调速系统稳态误差**定义为：输入量和反馈量的差值，即

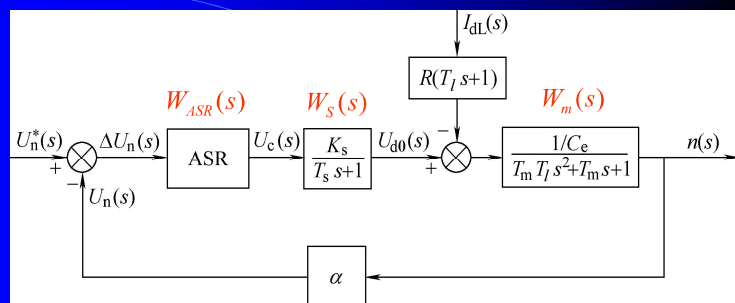
$$\Delta U_n(t) = U_n^*(t) - U_n(t)$$

- ◆ **稳态误差**是衡量系统稳态性能的指标，它根据对典型信号的控制误差来表征系统控制的准确度和抑制干扰的能力。

- ◆ 衡量系统控制的**准确度**的是：系统对给定输入 U_n^* 的**跟随能力**；

- ◆ 衡量系统**抗干扰能力**的是：系统抗**负载电流** I_{dL} 的干扰能力。

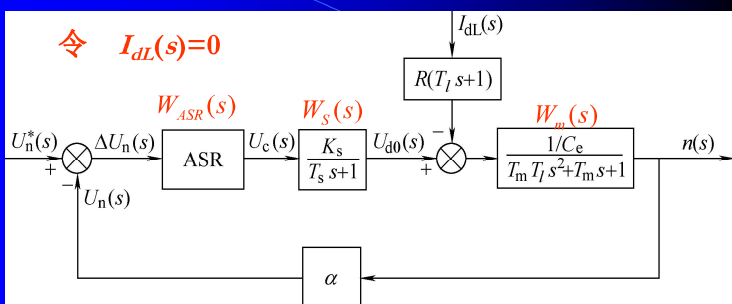
在系统稳定的情况下：



- ◆ **ASR**使用比例调节器时， $W_{ASR}(s) = K_p$
- ◆ **ASR**使用积分调节器时， $W_{ASR}(s) = \frac{1}{\tau s}$
- ◆ **ASR**使用比例积分调节器时， $W_{pi}(s) = \frac{K_p \tau s + 1}{\tau s}$

1. 给定作用下的稳态误差分析----控制的准确度

令 $I_{dL}(s) = 0$



$$\Delta U_n(s) = U_n^*(s) - U_n(s)$$

闭环系统开环传递函数： $W_{op}(s) = \frac{U_n(s)}{\Delta U_n(s)}$

$$W_{op}(s) = W_{ASR}(s) \cdot W_S(s) \cdot W_m(s) \cdot \alpha$$

$$\Delta U_n(s) = U_n^*(s) - U_n(s) = U_n^*(s) - W_{op}(s) \cdot \Delta U_n(s)$$

$$\Delta U_n(s) = U_n^*(s) \cdot \frac{1}{1 + W_{op}(s)}$$

$$W_{op}(s) = \frac{U_n(s)}{\Delta U_n(s)} = W_{ASR}(s) \cdot W_S(s) \cdot W_m(s) \cdot \alpha$$

给定 U_n^* 作用下的稳态误差

令 $I_{dL}(s) = 0$ ；系统的稳态误差函数为：

$$\Delta U_n(s) = U_n^*(s) - U_n(s) = U_n^*(s) - W_{op}(s) \Delta U_n(s)$$

$$\Delta U_n(s) = U_n^*(s) \frac{1}{1 + W_{op}(s)}$$

(2-65)

(1) 比例调节控制系统 $W_{ASR}(s) = K_p$

- 使用**比例调节器**时，系统的开环传递函数为

$$W_{op}(s) = \frac{U_n(s)}{\Delta U_n(s)} = \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)} \quad K = K_p K_s \alpha / C_e$$

- 误差函数为：

$$\Delta U_n(s) = U_n^*(s) \cdot \frac{1}{1 + W_{op}(s)} = U_n^*(s) \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}}$$

阶跃给定 $U_n^*(s) = \frac{U_n^*}{s}$ 系统的稳态误差是：

$$\Delta U_n = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta U_n(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{U_n^*}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}} = \frac{U_n^*}{1 + K}$$

(2) 积分调节控制系统 $W_{ASR}(s) = \frac{1}{\tau s}$

- 使用积分调节器时，系统的开环传递函数为

$$W_{op}(s) = \frac{K}{s(T_s s + 1)(T_m T_I s^2 + T_m s + 1)} \quad K = K_p \alpha / \tau C_e$$

- 积分调节控制系统的误差函数为

$$\Delta U_n(s) = U_n^*(s) \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{s(T_s s + 1)(T_m T_I s^2 + T_m s + 1)}}$$

- 阶跃给定输入 $U_n^*(s) = \frac{U_n^*}{s}$ 的稳态误差是：

$$\Delta U_n = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta U_n(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{U_n^*}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{s(T_s s + 1)(T_m T_I s^2 + T_m s + 1)}} = 0$$

(3) 比例积分控制系统 $W_{ASR}(s) = \frac{K_p \tau s + 1}{\tau s}$

- 使用比例积分调节器时，系统的开环传递函数为：

$$W_{op}(s) = \frac{K(K_p \tau s + 1)}{s(T_s s + 1)(T_m T_I s^2 + T_m s + 1)} \quad K = K_p \alpha / \tau C_e$$

- 比例积分控制系统的误差函数为：

$$\Delta U_n(s) = U_n^*(s) \cdot \frac{1}{1 + \frac{K(K_p \tau s + 1)}{s(T_s s + 1)(T_m T_I s^2 + T_m s + 1)}}$$

- 阶跃给定输入 $U_n^*(s) = \frac{U_n^*}{s}$ 的稳态误差是

$$\Delta U_n = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta U_n(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{U_n^*}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K(K_p \tau s + 1)}{s(T_s s + 1)(T_m T_I s^2 + T_m s + 1)}} = 0$$

- 在系统稳定的情况下：

- 0型系统对于阶跃给定输入稳态有差，被称作有静差调速系统；
- I型系统对于阶跃给定输入稳态无差，被称作无静差调速系统。

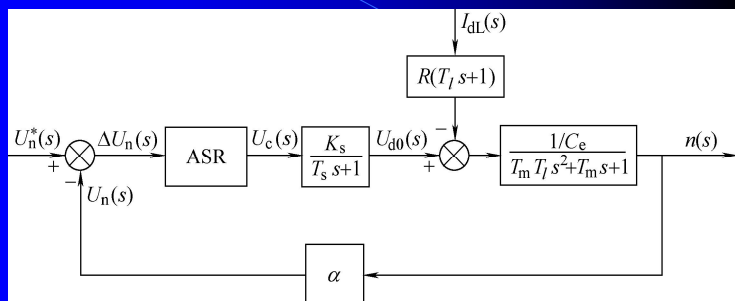
- I型系统在不同输入信号作用下的稳态误差

输入信号	阶跃输入 $R(t) = R_0$	斜坡输入 $R(t) = v_0 t$	加速度输入 $R(t) = \frac{a_0 t^2}{2}$
稳态误差	0	v_0 / K	∞

- II型系统在不同输入信号作用下的稳态误差

输入信号	阶跃输入 $R(t) = R_0$	斜坡输入 $R(t) = v_0 t$	加速度输入 $R(t) = \frac{a_0 t^2}{2}$
稳态误差	0	0	a_0 / K

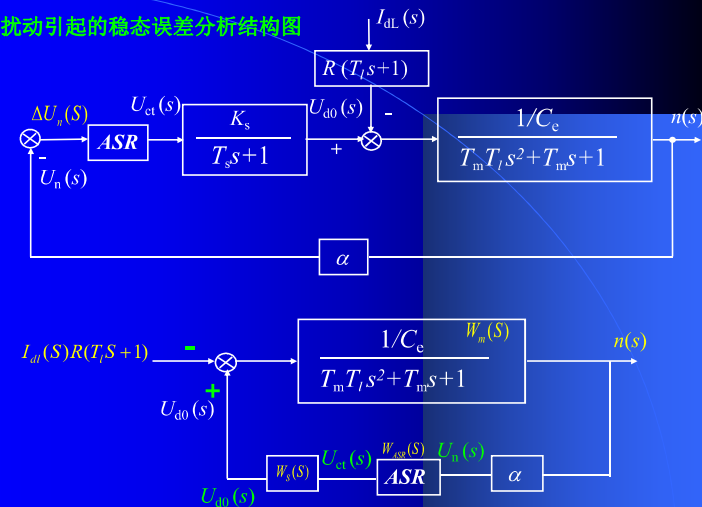
2. 扰动引起的稳态误差

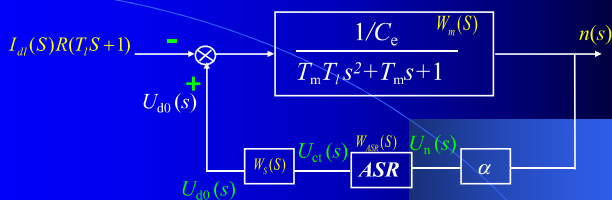


在分析由扰动引起的稳态误差时，令 $U_n^*(s) = 0$ 。

即 $\Delta U_n(s) = -U_n(s)$

扰动引起的稳态误差分析结构图





负载扰动作用下系统的传递函数为：

$$W(s) = \frac{n(s)}{I_{dl}(s)R(T_f s + 1)} = \frac{W_m(s)}{1 + W_m(s)W_{ASR}(s)W_s(s)\alpha}$$

而 $\Delta U_n(s) = -U_n(s) = -\alpha n(s)$

所以系统的误差函数为：

$$\Delta U_n(s) = I_{dl}(s) \cdot \frac{\alpha R(T_f s + 1)W_m(s)}{1 + W_m(s)W_{ASR}(s)W_s(s)\alpha}$$

(1) 比例控制系统 $W_{ASR}(s) = K_p$

◆ 比例控制系统的误差函数为

$$\Delta U_n(s) = I_{dl}(s) \cdot \frac{\frac{R(T_f s + 1)\alpha}{C_e(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}}{1 + \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}} \quad K = K_p K_s \alpha / C_e$$

◆ 阶跃扰动作用 $I_{dl}(s) = \frac{I_{dl}}{s}$ 的稳态误差是：

$$\Delta U_n = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta U_n(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{I_{dl}}{s} \cdot \frac{\frac{\alpha R(T_f s + 1)}{C_e(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}}{1 + \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}} = \frac{\alpha R I_{dl}}{C_e(1 + K)}$$

(2) 积分控制系统 $W_{ASR}(s) = \frac{1}{\tau s}$

◆ 积分控制系统的误差函数为

$$\Delta U_n(s) = I_{dl}(s) \cdot \frac{\frac{R(T_f s + 1)\alpha}{C_e(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}}{1 + \frac{K}{s(T_s s + 1)(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}} \quad K = K_s \alpha / \tau C_e$$

◆ 阶跃扰动作用 $I_{dl}(s) = \frac{I_{dl}}{s}$ 的稳态误差是：

$$\Delta U_n = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta U_n(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{I_{dl}}{s} \cdot \frac{\frac{R(T_f s + 1)\alpha}{C_e(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}}{1 + \frac{K}{s(T_s s + 1)(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}} = 0$$

(3) 比例积分控制系统 $W_{ASR}(s) = \frac{K_p \tau s + 1}{\tau s}$

◆ 比例积分控制系统的误差函数为

$$\Delta U_n(s) = I_{dl}(s) \cdot \frac{\frac{R(T_f s + 1)\alpha}{C_e(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}}{1 + \frac{K(K_p \tau s + 1)}{s(T_s s + 1)(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}} \quad K = K_s \alpha / \tau C_e$$

◆ 阶跃扰动作用 $I_{dl}(s) = \frac{I_{dl}}{s}$ 的稳态误差是：

$$\Delta U_n = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \Delta U_n(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{I_{dl}}{s} \cdot \frac{\frac{R(T_f s + 1)\alpha}{C_e(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}}{1 + \frac{K(K_p \tau s + 1)}{s(T_s s + 1)(T_m T_f s^2 + T_m s + 1)}} = 0$$

● 由扰动引起的稳态误差取决于输出与扰动加入点之间的传递函数。

阶跃扰动引起的稳态误差

系统	0型系统	I型系统	II型系统
稳态误差	$\frac{I_{dl} R}{C_e(1 + K)}$	0	0

结论：

- 由扰动引起的稳态误差取决于误差点与扰动加入点之间的传递函数。
- 比例控制的调速系统，该传递函数无积分环节，故存在扰动引起的稳态误差，称作有静差调速系统；
- 积分控制或比例积分控制的调速系统，该传递函数具有积分环节，所以由阶跃扰动引起的稳态误差为0，称作无静差调速系统。

作业题

- 思考题
- 3-4、5、6
- 习题
- 3-1/4/7
- 附加题1
- 在单闭环无静差直流调速系统中，稳态运行时，速度调节器的输出量等于何值？为什么？

思考题

3-1 转速单闭环调速系统有哪些特点？改变给定电压能否改变电动机的转速？为什么？如果给定电压不变，调节转速反馈系数是否能够改变转速？为什么？如果测速发电机的励磁发生了变化，系统有无克服这种干扰的能力？

答：转速单闭环调速系统可获得比开环调速系统硬得多的稳态特性，从而保证在一定静差率下，能够提高调速范围。反馈控制系统的作用是：抵抗扰动，服从给定。系统的精度依赖于给定 U_n^* 和反馈检测 α 的精度。

改变给定电压能改变电动机转速。因为改变给定电压则改变实际转速反馈电压与给定电压的偏差，从而改变电力电子变换器的输出电压，即改变电动机的电枢电压，即实现了调压调速。

调节转速反馈系数而不改变给定电压能改变转速。因为改变转速反馈系数则改变实际转速反馈电压，而给定电压不变，则电压偏差改变，从而电力电子变换器输出电压改变，即电动机电枢电压改变，转速改变。

若测速发电机励磁发生变化，则反馈电压发生变化，当给定电压一定时，则电压偏差发生变化，从而转速改变。故系统无克服测速发电机励磁变化干扰的能力。

3-5 试回答下列问题

(1) 在转速负反馈单闭环有静差调速系统中，突减负载后又进入稳定运行状态，此时晶闸管整流装置的输出电压 U_d 较之负载变化前是增加、减少还是不变？为什么？

(2) 在无静差调速系统中，突加负载后进入稳态时转速 n 和整流装置的输出电压 U_d 是增加、减少还是不变？为什么？

答：参考教材图2-19

(1) U_d 减小。对于有静差系统因负载减小，转速上升，反馈电压增加，给定电压一定，偏差电压减小，控制电压减小，故输出电压减小。

(2) n 不变， U_d 增加。转速负反馈调速系统转速仅取决于给定电压，故不变。对于无静差系统 $I_d \uparrow \rightarrow n \downarrow \rightarrow \Delta U_n > 0 \rightarrow U_c \uparrow \rightarrow U_d \uparrow$ 。在稳态时， n 不变，由于积分的作用， U_c 比之前增加了，所以 $U_d \uparrow$ ， $U_d \uparrow = K_s U_c \uparrow = C_e n + I_{dL} R$

第3章附加题：

在单闭环无静差直流调速系统中，稳态运行时，速度调节器的输出量等于何值？为什么？

答：因为在稳态时有

$$U_{d0} = C_e n + I_{dL} R$$

$$U_n^* = U_n = \alpha n, \quad n = \frac{U_n^*}{\alpha}, \quad \Delta U_n = 0,$$

$$U_{d0} = K_s U_c = C_e \frac{U_n^*}{\alpha} + I_{dL} R$$

$$\text{速度调节器的输出量为: } U_c = \frac{1}{K_s} (C_e \frac{U_n^*}{\alpha} + I_{dL} R)$$

U_c 保持不变