

# 第一章 转速闭环直流调速系统

## 第一节 闭环调速系统的组成及其静特性

### 1.1.1 绪论

在反馈控制的闭环直流调速系统中，与电动机同轴安装一台测速发电机 TG，从而引出与被调量转速成正比的负反馈电压  $U_n$ ，与给定电压  $U_n^*$  相比较后，得到转速偏差电压  $\Delta U_n$ ，经过放大器 A，产生电力电子变换器 UPE 的控制电压  $U_c$ ，用以控制电动机转速  $n$ 。

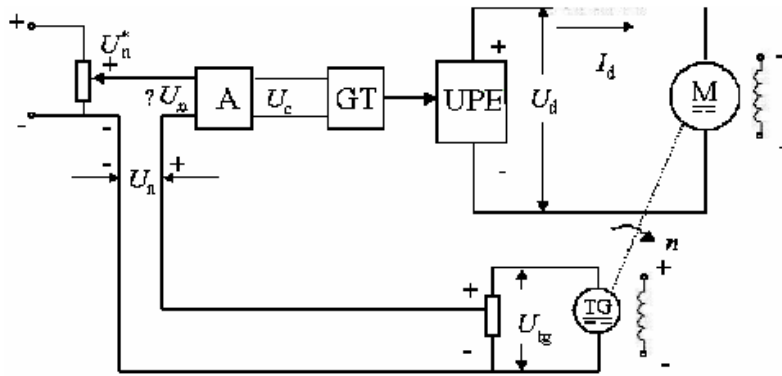


图 1·1 带转速负反馈的闭环调速系统原理框图

比较一下开环系统的机械特性和闭环系统的静特性，就能清楚地看出反馈闭环控制的优越性。如果断开反馈回路，则上述系统的开环机械特性为

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

$$n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e} = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e} - \frac{R I_d}{C_e} = n_{0op} - \Delta n_{op} \quad (1 \cdot 2)$$

比较 1·1 和 1·2 不难得到以下结论

(1) 闭环系统静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

$$\Delta n_{op} = \frac{RI_d}{C_e} \qquad \Delta n_{cl} = \frac{RI_d}{C_e(1+K)}$$

它们的关系

$$\Delta n_{cl} = \Delta n_{op} / (1+k) \qquad (1 \cdot 3)$$

(2) 如果比较同一的开环和闭环系统，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

$$s_{cl} = \frac{\Delta n_{cl}}{n_{0cl}} \qquad s_{op} = \frac{\Delta n_{op}}{n_{0op}}$$

当  $n_{0op} = n_{0cl}$  时

$$s_{cl} = s_{op} / (1+k) \qquad (1 \cdot 4)$$

(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

开环时，

闭环时，

$$D_{op} = \frac{n_N s}{\Delta n_{op}(1-s)} \qquad D_{cl} = \frac{n_N s}{\Delta n_{cl}(1-s)}$$

再考虑式 (1-3)，得

$$D_{cl} = (1+k)D_{op} \qquad (1 \cdot 5)$$

(4) 要取得上述三项优势，闭环系统必须设置放大器

上述三项优点若要有效，都取决于一点，即  $K$  要足够大，因此必须设置放大器。把以上四点概括起来，可得下述结论：

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，为此所需付出的代价是，须增设电压放大器以及检测与反馈装置。

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。

$$\Delta n_{cl} = \frac{RI_d}{C_e(I+K)} \qquad (1 \cdot 6)$$

### 1.1.2、反馈控制规律

(1) 被调量有静差从静特性分析中可以看出，由于采用了比例放大器，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， $K_p = \text{常数}$ ，稳态速差就只能减小，却不可能消除。因为闭环系统的稳态速降为只有  $K = \infty$ ，才能使  $Dn_{cl} = 0$ ，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。实际上，这种系统正是依靠被调量的偏差进行控制的。

(2) 抵抗扰动，服从给定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，但对给定作用的变化则唯命是从。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”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。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。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。

给定作用与众不同是在反馈环外的给定作用，如图 1-27 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。

反馈控制系统的规律是：一方面能够有效地抑制一切被包在负反馈环内前向通道上的扰动作用；另一方面，则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) 系统的精度依赖于给定精度——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。给定和反馈检测精度

## 第二节 反馈控制闭环直流调速系统的动态分析和设计

### 1.2.1 问题的提出

一节讨论了反馈控制闭环系统的稳态性能及其分析与设计方法，引入了转速负反馈，且放大系数足够大时，就可以满足系统的稳态性能要求。然而，放大系数太大又可能；引起闭环系统不稳定，这时应再增加动态校正措施，才能保证系统的正常工作。此外，还须满足系统的各项动态指标的要求。为此，必须进一步

分析系统的动态性能。

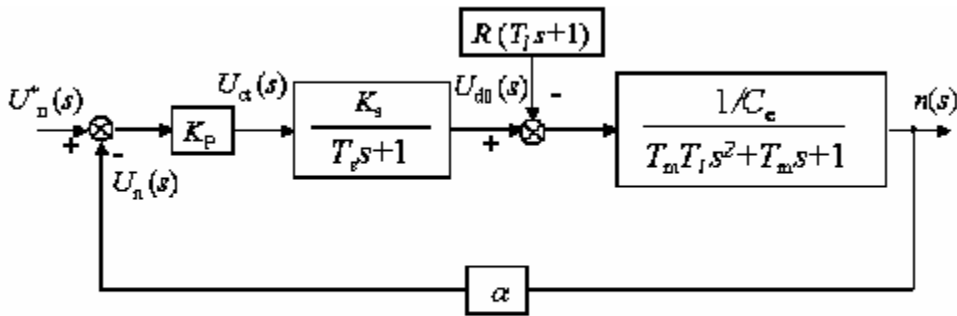


图 1·2 反馈控制闭环直流调速系统的动态结构框图

由图可见，反馈控制闭环直流调速系统的开环传递函数是式中  
 $K = K_p K_s a / C_e$

### 1.2.2 、反馈控制闭环直流调速系统的稳定条件

反馈控制闭环直流调速系统的特征方程为

$$W(s) = \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)} \quad (1 \cdot 7)$$

式 (1-59) 右边称作系统的临界放大系数  $K_{cr}$ , 当  $K \geq K_{cr}$  时, 系统将不稳定。

$$K < \frac{T_m (T_l + T_s) + T_s^2}{T_l T_s} \quad (1 \cdot 8)$$

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。

**1.2.3、动态校正——PI 调节器的设计** 在设计闭环调速系统时, 常常会遇到动态稳定性与稳态性能指标发生矛盾的情况这时, 必须设计合适的动态校正装置, 用来改造系统, 使它同时满足动态稳定和稳态指标两方面的要求。

由 PI 调节器构成的滞后校正, 可以保证稳态精度, 却是以对快速性的限制来换取系统稳定的;

一般的调速系统要求以动态稳定和稳态精度为主，对快速性的要求可以差一些，所以主要采用 PI 调节器

对稳态精度要求很高时，常需要放大系数大，却可能使系统不稳定；加上校正装置后，系统稳定了，又可能牺牲快速性；提高截止频率可以加快系统的响应，又容易引入高频干扰；如此等等。设计时往往须在稳、准、快和抗干扰这四个矛盾的方面之间取得折中，才能获得比较满意的结果。

在实际系统中，动态稳定性不仅必须保证，而且还要有一定的裕度，以防参数变化和某些未计入因素的影响。系统建模——首先应进行总体设计，选择基本部件，按稳态性能指标计算参数，形成基本的闭环控制系统，或称原始系统。系统分析——建立原始系统的动态数学模型，画出其伯德图，检查它的稳定性和其他动态性能。

系统设计——如果原始系统不稳定，或动态性能不好，就必须配置合适的动态校正装置，使校正后的系统全面满足性能要求。

## 第二章 转速、电流双闭环直流调速系统和调节器的工程设计方法

### 第一节 转速、电流双闭环直流调速系统的组成及其静特性

#### 2.1.1、简介

第 1 章中表明，采用转速负反馈和 PI 调节器的单闭环直流调速系统可以在保证系统稳定的前提下实现转速无静差。但是，如果对系统的动态性能要求较高，例如要求快速起制动，突加负载动态速降小等等，单闭环系统就难以满足需要。这主要是因为单闭环系统中不能随心所欲地控制电流和转矩的动态过程。在单闭环直流调速系统中，电流截止负反馈环节是专门用来控制电流的，但它只能在超过临界电流值  $I_{dcr}$  以后，靠强烈的负反馈作用限制电流的冲击，并不能很理想地控制电流的动态波形

要求快速起制动，突加负载动态速降小等等，单闭环系统就难以满足需要。

下图为直流调速系统起动过程的电流和转速波形

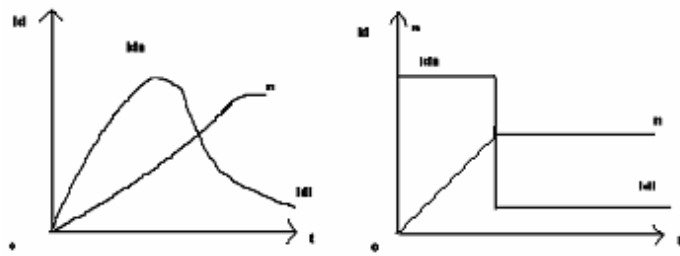


图 2·1

a)带电流截止负反馈的单闭环调速系统 b) 理想的快速起动过程

性能比较：

带电流截止负反馈的单闭环直流调速系统起动过程如图所示，起动电流达到最大值  $I_{dm}$  后，受电流负反馈的作用降低下来，电机的电磁转矩也随之减小，加速过程延长理想起动过程波形如图，这时，起动电流呈方形波，转速按线性增长。这是在最大电流（转矩）受限制时调速系统所能获得的最快的起动过程。

现在的问题是，我们希望能实现控制：

(1) 起动过程，只有电流负反馈，没有转速负反馈；

(2) 稳态时，只有转速负反馈，没有电流负反馈怎样才能做到这种既存在转速和电流两种负反馈，又使它们只能分别在不同的阶段里起作用呢？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，分别调节转速和电流，即分别引入转速负反馈和电流负反馈。二者之间实行嵌套（或称串级）联接如下图所示下图为转速、电流双闭环直流调速系统结构。

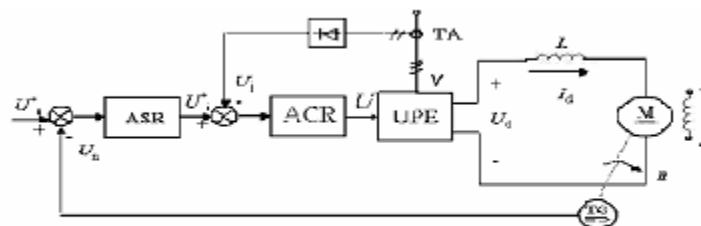


图 2·2 转速、电流双闭环直流调速系统结构

其中：ASR—转速调节器    ACR—电流调节器    TG—测速发电机  
TA—电流互感器    UPE—电力电子变换器

图中，把转速调节器的输出当作电流调节器的输入，再用电流调节器的输出去控制电力电子变换器 UPE。从闭环结构上看，电流环在里面，称作内环；转速环在外边，称作外环。

这就形成了转速、电流双闭环调速系统 2 系统电路结构。

图中表出，两个调节器的输出都是带限幅作用的。转速调节器 ASR 的输出限幅电压  $U_{im}^*$  决定了电流给定电压的最大值；

电流调节器 ACR 的输出限幅电压  $U_{cm}$  限制了电力电子变换器的最大输出电压  $U_{dm}$ 。

### 2. 1. 2、稳态结构图和静特性

为了分析双闭环调速系统的静特性，必须先绘出它的稳态结构图，如下图。它可以很方便地根据上图的原理图画出来，只要注意用带限幅的输出特性表示 PI 调节器就可以了。

#### (1) 系统稳态结构图

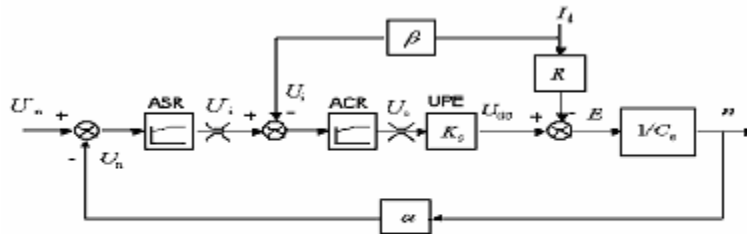


图 2·3 双闭环直流调速系统的稳态结构框图

#### (2) 限幅作用存在两种状况

饱和——输出达到限幅值，当调节器饱和时，输出为恒值，输入量的变化不再影响输出，除非有反向的输入信号使调节器退出饱和；换句话说，饱和的调节器暂时隔断了输入和输出间的联系，相当于使该调节环开环。不饱和——输出未达到限幅值，当调节器不饱和时，PI 作用使输入偏差电压在稳态时总是零。

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0 \quad (1 \cdot 11)$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_d \quad (1 \cdot 12)$$

### (3) 系统静特性

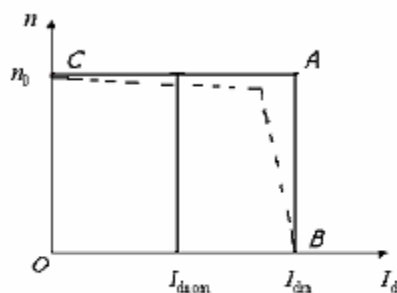


图 2·4 双闭环直流调速系统的静特性

实际上，在正常运行时，电流调节器是不会达到饱和状态的。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。

双闭环直流调速系统的静特性如图所示，

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0 \quad (2 \cdot 1)$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_d \quad (2 \cdot 2)$$

(1) 转速调节器不饱和式中  $a, b$  —— 转速和电流反馈系数由第一个关系式可得

$$n = \frac{U_n^*}{\alpha} = n_0 \quad (2 \cdot 2^*)$$

从而得到上图静特性的  $CA$  段静特性的水平特性。与此同时，由于 ASR 不饱和， $U_i^* < U_{im}^*$ ，从上述第二个关系式可知： $I_d < I_{dm}$ 。这就是说， $CA$  段静特性从理想空载状态的  $I_d = 0$  一直延续到  $I_d = I_{dm}$ ，而  $I_{dm}$  一般都是大于额定电流  $I_{dN}$  的。这就是静特性的运行段，它是水平的特性。

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

(2) 转速调节器饱和这时，ASR 输出达到限幅值  $U_{im}^*$ ，转速外环呈开环状态，转速的变化对系统不再产生影响。双闭环系统变成一个电流无静差的单电流闭环调节系统。稳态时 式中，最大电流  $I_{dm}$  是由设计者选定的，取决于电机的容许过载能力和拖动系统允许的最大加速度 4. 两个调节器的作用

双闭环调速系统的静特性在负载电流小于  $I_{dm}$  时表现为转速无静差，这时，转速负反馈起主要调节作用。当负载电流达到  $I_{dm}$  后，转速调节器饱和，电



流调节器起主要调节作用，系统表现为电流无静差，得到过电流的自动保护。这就是采用了两个 PI 调节器分别形成内、外两个闭环的效果。这样的静特性显然比带电流截止负反馈的单闭环系统静特性好。然而实际上运算放大器的开环放大系数并不是无穷大，特别是为了避免零点飘移而采用“准 PI 调节器”时，静特性的两段实际上都略有很小的静差，如上图中虚线所示。

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0 \quad (2 \cdot 3)$$

### 2. 1. 3、各变量的稳态工作点和稳态参数计算

(1) 双闭环调速系统在稳态工作中，当两个调节器都不饱和时，各变量之间有下列关系

$$U_i^* = U_i = \beta I_d = \beta I_{dL} \quad (2 \cdot 4)$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{C_e n + I_d R}{K_s} = \frac{C_e U_n^* / \alpha + I_{dL} R}{K_s} \quad (2 \cdot 5)$$

上述关系表明，在稳态工作点上：

- ①转速  $n$  是由给定电压  $U_n^*$  决定的；
- ②ASR 的输出量  $U_i^*$  是由负载电流  $I_{dL}$  决定的；
- ③控制电压  $U_c$  的大小则同时取决于  $n$  和  $I_{dL}$ ，或者说，同时取决于  $U_n^*$  和  $I_{dL}$ 。

通过这些关系反映了 PI 调节器不同于 P 调节器的特点。比例环节的输出量总是正比于其输入量，而 PI 调节器则不然，其输出量的稳态值与输入无关，而是由它后面环节的需要决定的。后面需要 PI 调节器提供多么大的输出值，它就能提供多少，直到饱和为止。

(2) 反馈系数计算转速反馈系数

$$\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_{\max}} \quad (2 \cdot 6)$$

电流反馈系数 两个给定电压的最大值  $U_{nm}^*$  和  $U_{im}^*$ ， $U_{nm}^*$  受运算放大器允许输入电压和稳压电源的限制； $U_{im}^*$  为 ASR 的输出限幅值。

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} \quad (2 \cdot 7)$$

$$W_{ASR}(s) = K_n \frac{\tau_n s + 1}{\tau_n s} \quad (2 \cdot 8)$$

## 第二节 双闭环直流调速系统的数学模型和动态性能分析

### 2. 2. 1、系统动态结构

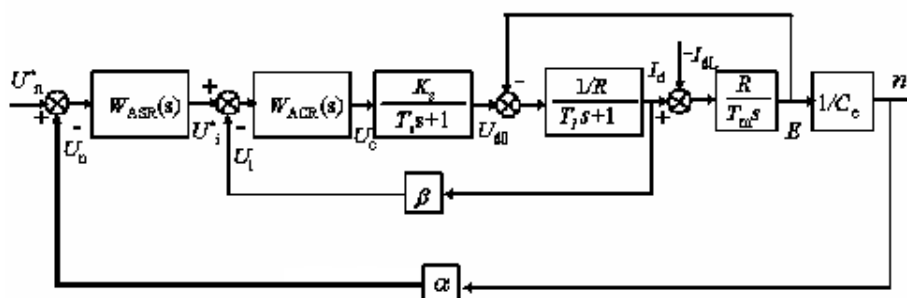


图 2·5 双闭环直流调速系统的动态结构图

### 2. 2. 2、数学模型

图中  $W_{ASR}(s)$  和  $W_{ACR}(s)$  分别表示转速调节器和电流调节器的传递函数。如果采用 PI 调节器，则有

$$W_{ASR}(s) = K_n \frac{\tau_n s + 1}{\tau_n s} \quad (2 \cdot 9)$$

$$W_{ACR}(s) = K_i \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s}$$

### 2. 2. 3、起动过程分析

双闭环直流调速系统突加给定电压  $U_n^*$  由静止状态起动时，转速和电流的动态过程示于下图。

下图为双闭环直流调速系统起动时的转速和电流波形

(1) 起动过程由于在起动过程中转速调节器 ASR 经历了不饱和、饱和、退饱和和三种情况，整个动态过程就分成图中标明的 I、II、III 三个阶段。

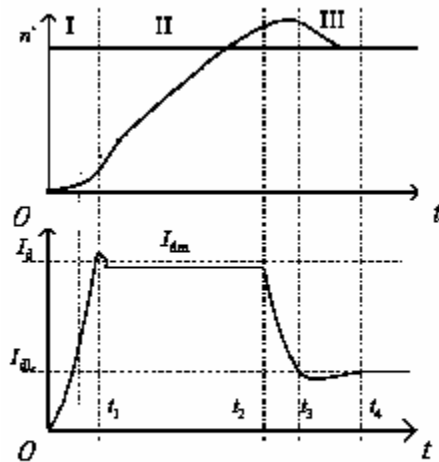


图 2·6 双闭环直流调速系统  
起动时的转速和电流波形

第 I 阶段电流上升的阶段 ( $0 \sim t_1$ ) (1) 突加给定电压  $U_n^*$  后,  $I_d$  上升, 当  $I_d$  小于负载电流  $I_{dL}$  时, 电机还不能转动 (2) 当  $I_d \geq I_{dL}$  后, 电机开始起动, 由于机电惯性作用, 转速不会很快增长, 因而转速调节器 ASR 的输入偏差电压的数值仍较大, 其输出电压保持限幅值  $U_{im}^*$ , 强迫电流  $I_d$  迅速上升。直到,  $I_d = I_{dm}$ ,  $U_i = U_{im}^*$  电流调节器很快就压制  $I_d$  了的增长, 标志着这一阶段的结束。

第 II 阶段恒流升速阶段 ( $t_1 \sim t_2$ ) 在这个阶段中, ASR 始终是饱和的, 转速环相当于开环, 系统成为在恒值电流  $U_{im}^*$  给定下的电流调节系统, 基本上保持电流  $I_d$  恒定, 因而系统的加速度恒定, 转速呈线性增长。与此同时, 电机的反电动势  $E$  也按线性增长, 对电流调节系统来说,  $E$  是一个线性渐增的扰动量, 为了克服它的扰动,  $U_{d0}$  和  $U_c$  也必须基本上按线性增长, 才能保持  $I_d$  恒定。

当 ACR 采用 PI 调节器时, 要使其输出量按线性增长, 其输入偏差电压必须维持一定的恒值, 也就是说,  $I_d$  应略低于  $I_{dm}$ 。

第 III 阶段转速调节阶段 ( $t_2$  以后) (1) 当转速上升到给定值时, 转速调节器 ASR 的输入偏差减少到零, 但其输出却由于积分作用还维持在限幅值  $U_{im}^*$ , 所以电机仍在加速, 使转速超调。(2) 转速超调后, ASR 输入偏差电压变负, 使它开始退出饱和状态,  $U_i^*$  和  $I_d$  很快下降。但是, 只要  $I_d$  仍大于负载电流  $I_{dL}$ , 转速就继续上升直到  $I_d = I_{dL}$  时, 转矩  $T_e = T_L$ , 则  $dn/dt = 0$ , 转速  $n$  才到达峰值 ( $t = t_3$  时)。

此后，电动机开始在负载的阻力下减速，与此相应，在一小段时间内（ $t_3 \sim t_4$ ）， $I_d < I_{dL}$ ，直到稳定，如果调节器参数整定得不够好，也会有一些振荡过程。

(2) 分析结果综上所述，双闭环直流调速系统的起动过程有以下三个特点：

①饱和非线性控制；②转速超调；③准时间最优控制。

(3) 饱和非线性控制根据 ASR 的饱和与不饱和，整个系统处于完全不同的两种状态：

①当 ASR 饱和时，转速环开环，系统表现为恒值电流调节的单闭环系统；

②当 ASR 不饱和时，转速环闭环，整个系统是一个无静差调速系统，而电流内环表现为电流随动系统。(2) 转速超调由于 ASR 采用了饱和非线性控制，起动过程结束进入转速调节阶段后，必须使转速超调，ASR 的输入偏差电压  $\Delta U_n$  为负值，才能使 ASR 退出饱和。

这样，采用 PI 调节器的双闭环调速系统的转速响应必然有超调。

③准时间最优控制起动过程中的主要阶段是第 II 阶段的恒流升速，它的特征是电流保持恒定。一般选择为电动机允许的最大电流，以便充分发挥电动机的过载能力，使起动过程尽可能最快。

这阶段属于有限制条件的最短时间控制。因此，整个起动过程可看作为是一个准时间最优控制。

#### 2. 2. 4、动态抗扰性能分析

一般来说，双闭环调速系统具有比较满意的动态性能。对于调速系统，最重要的动态性能是抗扰性能。主要是抗负载扰动和抗电网电压扰动的性能。

##### (1) 抗负载扰动

由动态结构图中可以看出，负载扰动作用在电流环之后，因此只能靠转速调节器 ASR 来产生抗负载扰动的作用。在设计 ASR 时，应要求有较好的抗扰性能指标。

##### (2) 抗电网电压扰动

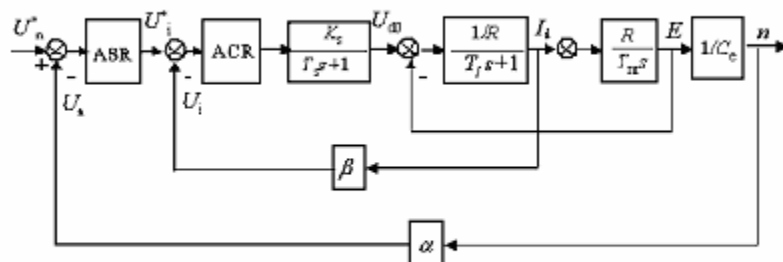


图 2·7 双闭环直流调速系统的动态结构图

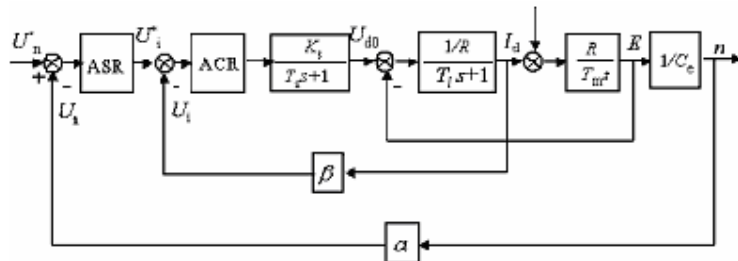


图 2·8 双闭环直流调速系统的动态抗扰结构图

(3) 对比分析在单闭环调速系统中，电网电压扰动的作用点离被调量较远，调节作用受到多个环节的延滞，因此单闭环调速系统抵抗电压扰动的性能要差一些。

双闭环系统中，由于增设了电流内环，电压波动可以通过电流反馈得到比较及时的调节，不必等它影响到转速以后才能反馈回来，抗扰性能大有改善。

因此，在双闭环系统中，由电网电压波动引起的转速动态变化会比单闭环系统小得多。

## 2. 2. 5、转速和电流两个调节器的作用

### (1) 转速调节器的作用

① 转速调节器是调速系统的主导调节器，它使转速  $n$  很快地跟随给定电压变化，稳态时可减小转速误差，如果采用 PI 调节器，则可实现无静差。

② 对负载变化起抗扰作用。

③ 其输出限幅值决定电机允许的最大电流。

### (2) 电流调节器的作用

① 作为内环的调节器，在外环转速的调节过程中，它的作用是使电流紧紧跟随其给定电压（即外环调节器的输出量）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，保证获得电机允许的最大电流，从而加快动态过程。

④ 当电机过载甚至堵转时，限制电枢电流的最大值，起快速的自动保护作用。一旦故障消失，系统立即自动恢复正常。这个作用对系统的可靠运行来说是十分重要的。

## 第三节 调节器的工程设计方法

### 2.3.1、工程设计方法的原则：

- (1) 概念清楚、易懂；
- (2) 计算公式简明、好记；
- (3) 不仅给出参数计算的公式，而且指明参数调整的方向；
- (4) 能考虑饱和非线性控制的情况，同样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反馈控制系统。

### 2.3.2、工程设计方法的基本思路

作为工程设计方法，首先要使问题简化，突出主要矛盾。简化的基本思路是，把调节器的设计过程分为两步：

第一步，先选择调节器的结构，以保证系统稳定，同时满足所需的稳态精度。

第二步，再选择调节器的参数，以满足动态性能指标的要求。

这样做，就把稳、快、准和抗干扰之间互相交叉的矛盾问题分成两步来解决，第一步先解决主要矛盾，即动态稳定性和稳态精度，然后在第二步中再进一步满足其他动态性能指标。

### 2.3.3、按工程设计方法设计双闭环系统的调节器

本部分将应用前述的工程设计方法来设计转速、电流双闭环调速系统的两个调节器。按照设计多环控制系统先内环后外环的一般原则，从内环开始，逐步向外扩展。在双闭环系统中，应该首先设计电流调节器，然后把整个电流环看作是转速调节系统中的一个环节，再设计转速调节器。

双闭环调速系统的实际动态结构图如下图所示，它与图 2-6 不同之处在于增加了滤波环节，包括电流滤波，转速滤波和两个给定信号的滤波环节。

由于电流检测信号中常含有交流分量，为了不使它影响到调节器的输入，需加低通滤波。这样的滤波环节传递函数可用一阶惯性环节来表示，其滤波时间常数  $T_{oi}$  按需要选定，以滤平电流检测信号为准。然而，在抑制交流分量的同时，滤波环节也延迟了反馈信号的作用，为了平衡这个延迟作用，在给定信号通道上加入一个同等时间常数的惯性环节，称作给定滤波环节。其意义是，让给定信号和反馈信号经过相同的延时，使二者在时间上得到恰当的配合，从而带来设计上的方便。

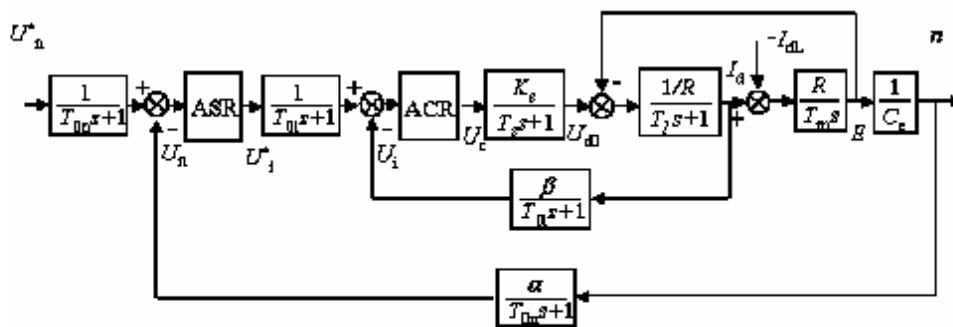


图 2·9 双闭环调速系统的动态结构框图

其中  $T_{0i}$  — 电流反馈滤波时间常数  $T_{0n}$  — 转速反馈滤波时间常数 由测速发电机得到的转速反馈电压含有换向波纹，因此也需要滤波，滤波时间常数用  $T_{0n}$  表示。根据和电流环一样的道理，在转速给定通道上也加入时间常数为  $T_{0n}$  的给定滤波环节。

### 2. 3. 4、电流调节器的设计

#### (1) 电流环结构图的简化

在上图的电流环中，反电动势与电流反馈的作用相互交叉，这将给设计工作带来麻烦。实际上，反电动势与转速成正比，它代表转速对电流环的影响。在一般情况下，系统的电磁时间常数  $T_l$  远小于机电时间常数  $T_m$ ，因此，转速的变化往往比电流变化慢得多，对电流环来说，反电动势是一个变化较慢的扰动，在电流的瞬变过程中，可以认为反电动势基本不变。这样，在按动态性能设计电流环时，可以暂不考虑反电动势变化的动态影响，也就是说，可以暂且把反电动势的作用去掉，得到电流环的近似结构框图，如图 2·10 所示，忽略反电动势对电流环作用的近似条件是

$$\omega_{ci} \geq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} \quad (2 \cdot 10)$$

上式中， $\omega_{ci}$  — 电流环开环频率特性的截止频率。

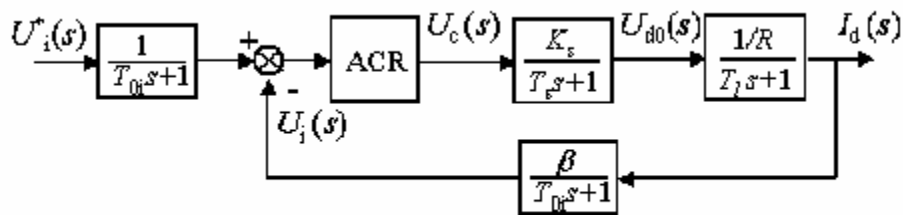


图 2·10 忽略反电动势的动态影响的电流环的动态结构图

如果把给定滤波和反馈滤波两个环节都等效地移到环内，同时把信号改成，则电流环便等效成单位负反馈系统，如图 2·11 所示，从这里可以看出两个滤波时间常数取值相同的方便之处。

最后，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  $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi}$

则电流环结构框图最终简化成图 2·12。

$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}} \quad (2 \cdot 11)$$

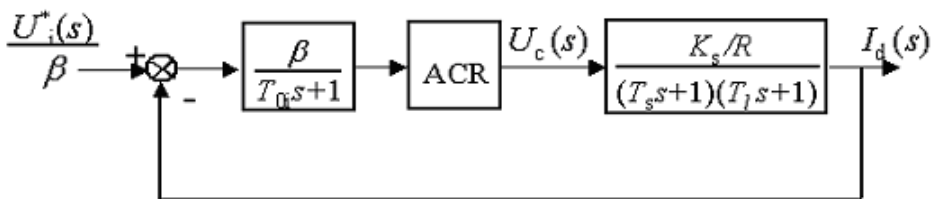


图 2·11 等效成单位负反馈系统电流环的动态结构图

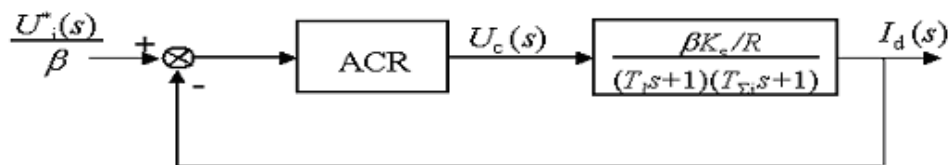


图 2·12 小惯性环节近似处理的最终电流环的动态结构图

## (2) 电流调节器结构的选择

首先考虑应把电流环校正成哪一类典型系统。从稳态要求上看，希望电流无静差，以得到理想的堵转特性，由图可以看出，采用 I 型系统就够了。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。为此，电流环应以跟随性能为主，即应选用典型 I 型系统。

典型 I 型系统简介：

附：

### 1、典型 I 型系统跟随性能指标与参数关系：

#### (1) 稳态跟随性能指标

在阶跃输入下的 I 型系统稳态时是无误差的；但在斜坡输入下则有恒值稳态误差，在加速度输入下稳态误差为无穷，因此，I 型系统不能用于具有加速度输入的随动系统。

#### (2) 动态跟随性能指标

$$W_{cl}(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2 \cdot 12)$$

典型 I 型系统是一种二阶系统，其闭环传递函数的一般形式为  $\omega_n$  — 无阻尼时的自然振荡角频率，或称固有角频率；

— 阻尼比或称衰减系数

当  $\xi=0.707$ ， $KT=1/4=0.5$  时，此时略有超调=4.3%

### 2、I 型典型系统抗扰性较差

由图 2-10 表明，电流环的控制对象是双惯性型的，要校正成典型 I 型系统，显然应采用 PI 型的电流调节器，其传递函数可以写成

$$W_{ACR}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \quad (2 \cdot 13)$$

式中  $K_i$  — 电流调节器的比例系数  $\tau_i$  — 电流调节器的超前时间常数。

$$\tau_i = T_l \quad (2 \cdot 14)$$

为了让调节器零点与控制对象的大时间常数极点对消，选择

则电流环的动态结构图便成为图 2-11a 所示的典型形式，其中

图 2·11 为校正成典型 I 型系统的电流环的开环对数幅频特性。上述结果是

$$K_I = \frac{K_i K_s \beta}{\tau_i R} \quad (2 \cdot 15)$$

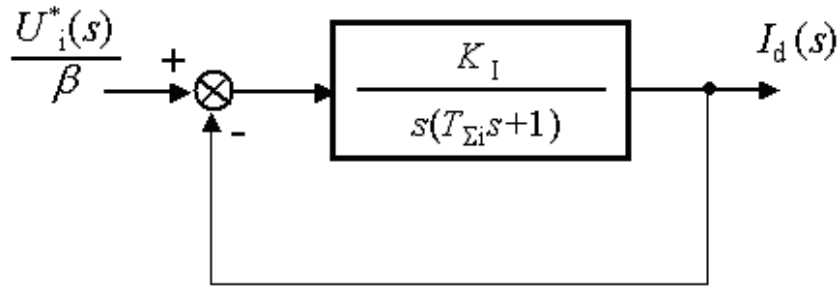


图 2·13 为校正成典型 I 型系统的电流环的开环对数幅频特性

在一系列假定条件下得到的，现将用过的假定条件归纳如下，以便具体设计时校验。

1) 电力电子变换器纯滞后的近似处理

$$\omega_{ci} \leq 1/T_s \quad (2 \cdot 16)$$

2) 忽略反电动势变化对电流环的动态影响

$$\omega_{ci} \geq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_m T_1}} \quad (2 \cdot 10)$$

3) 电流环小惯性群的近似处理

$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}} \quad (2 \cdot 11)$$

(3) 电流调节器的参数计算

由式 (2-13) 给出，电流调节器的参数有： $K_i$  和  $t_i$ ，其中  $t_i$  已选定，见式 (2-14)，剩下的只有比例系数  $K_i$ ，可根据所需要的动态性能指标选取。在一般情况下，希望电流超调量  $s_i < 5\%$ ，，可选  $x=0.707$ ， $K_I T_{Si}=0.5$ ，则

$$K_I = \omega_{ci} = \frac{1}{2T_{\Sigma i}} \quad (2 \cdot 17)$$

再利用式 (2·15) 和式 (2·14) 得到 如果实际系统要求的跟随性能指标不同, 式 (2·17) 和式 (2·18) 当然应作相应的改变。此外, 如果对电流环的抗扰

性能也有具体的要求, 还得再校验一下抗扰性能指标是否满足。

$$K_i = \frac{T_l R}{2K_s \beta T_{\Sigma i}} = \frac{R}{2K_s \beta} \left( \frac{T_l}{T_{\Sigma i}} \right) \quad (2 \cdot 18)$$

#### (4) 电流调节器的实现

含给定滤波和反馈滤波的模拟式 PI 型电流调节器原理图如图 2·14 所示。

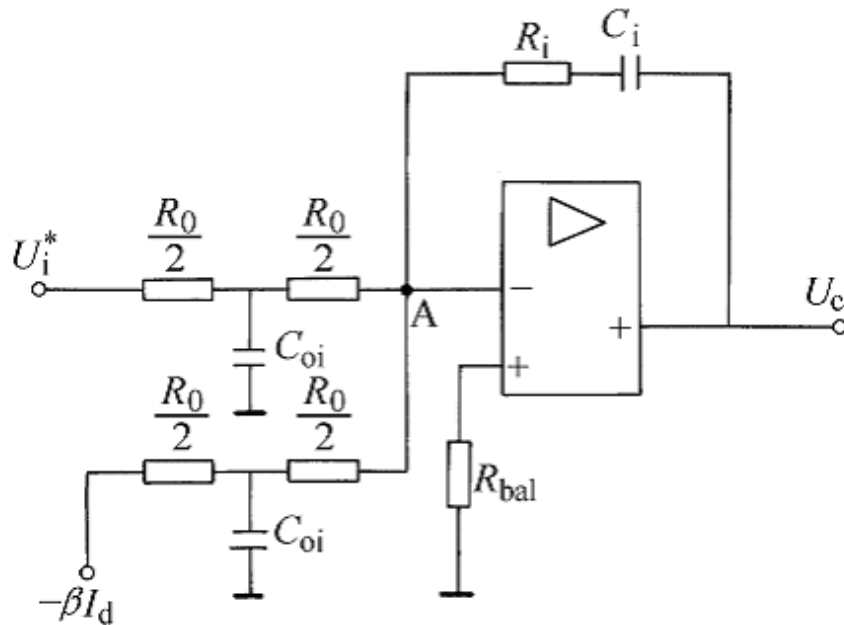


图 2·14 含给定滤波和反馈滤波的模拟式 PI 型电流调节器原理图

图中  $U_i^*$  一为电流给定电压;  $-\beta I_d$  一为电流负反馈电压;  $U_c$  一电力电子变换器的控制电压。

根据运算放大器的电路原理, 可以容易地导出式 (2·19) 到 (2·21) 可用于计算电流调节器的具体电路参数。

$$K_i = \frac{R_i}{R_0} \quad (2 \cdot 19)$$

$$K_i = \frac{R_i}{R_0} \quad (2 \cdot 20)$$

$$\tau_i = R_i C_i \quad (2 \cdot 21)$$

## 2. 2. 5、 转速调节器的设计

### (1) 电流环的等效闭环传递函数

电流环经简化后可视作转速环中的一个环节，为此，须求出它的闭环传递函数。由图 2·13a 可知

$$W_{\text{cli}}(s) = \frac{I_d(s)}{U_i^*(s)/\beta} = \frac{\frac{K_I}{s(T_{\Sigma i}s+1)}}{1 + \frac{K_I}{s(T_{\Sigma i}s+1)}} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma i}}{K_I}s^2 + \frac{1}{K_I}s+1} \quad (2 \cdot 22)$$

忽略高次项，上式可降阶近似为

$$W_{\text{cli}}(s) \approx \frac{1}{\frac{1}{K_I}s+1} \quad (2 \cdot 23)$$

近似条件为

$$\omega_{\text{cn}} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{K_I}{T_{\Sigma i}}} \quad (2 \cdot 24)$$

式中  $\omega_{\text{cn}}$  — 转速环开环频率特性的截止频率

接入转速环内，电流环等效环节的输入量应为  $U_i^*(s)$ ，因此电流环在转速环中应等效为：

$$\frac{I_d(s)}{U_i^*(s)} = \frac{W_{\text{cli}}(s)}{\beta} \approx \frac{1}{\frac{1}{K_I}s+1} \quad (2 \cdot 25)$$

这样，原来是双惯性环节的电环控制对象，经闭环控制后，可以近似地等效成只有较小时间常数的一阶惯性环节。这就表明，电流的闭环控制改造了控制对象，加快了电流的跟随作用，这是局部闭环（内环）控制的一个重要功能。

### (2) 转速调节器结构的选择

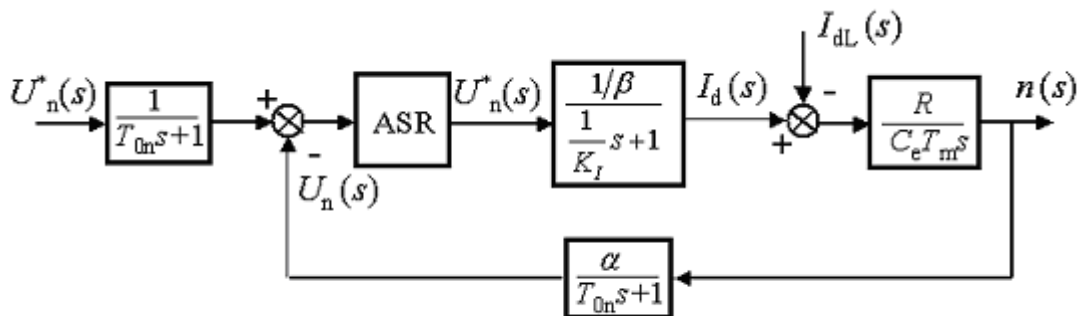


图 2·15a

用电流环的等效环节代替图 2·9 中的电流环后，整个转速控制系统的动态结构图便如图 2·15a 所示。

和电流环中一样，把转速给定滤波和反馈滤波环节移到环内，同时将给定信号改成  $U_n^*(s)/\alpha$ ，再把时间常数为  $1/K_I$  和  $T_{0n}$  的两个小惯性环节合并起来，近似成一个时间常数为的惯性环节，其中

$$T_{\Sigma n} = \frac{1}{K_I} + T_{0n} \quad (2 \cdot 26)$$

则转速环结构框图可简化成图 2·15b

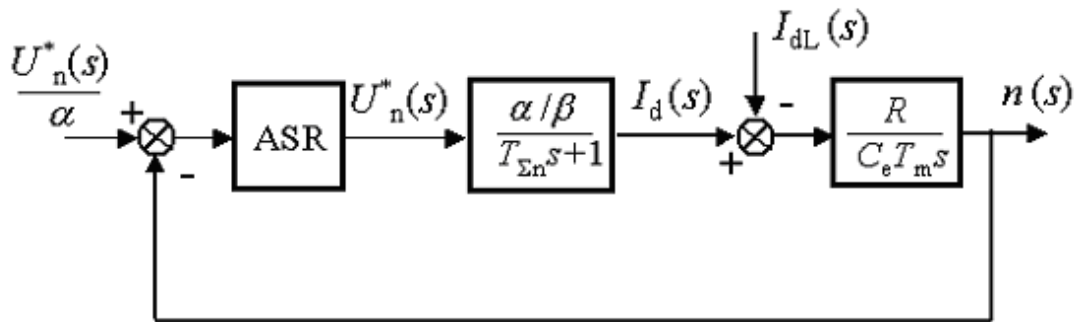


图 2·15b

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（见图 2·15b），现在在扰动作用点后面已经有了一个积分环节，因此转速环开环传递函数应共有两个积分环节，所以应该设计成典型 II 型系统 II 型系统简介：

附：典型 II 型系统跟随性能指标与参数关系：

(1) 稳态跟随性能指标

在阶跃输入和斜坡输入下，II 型系统在稳态时都是无差的，在加速度输入下，稳态误差的大小与开环增益 K 成正比。

(2) 动态跟随性能指标

典型 II 型系统的超调量一般都比 I 型系统大，而快速性要好。

(3) 典型 II 型系统抗扰性能指标和参数的关系

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/426023112155010141>