

高等学校教学用书

电力拖动自动控制系统

冶金工业出版社

高等学校教学用书
电力拖动自动控制系统
中南矿冶学院 张明达 主编

冶金工业出版社出版

(北京灯市口74号)

新华书店北京发行所发行

冶金工业出版社印刷厂印刷

787×1092 1/16 印张 26 3/4 字数 640 千字

1983年11月第一版 1983年11月第一次印刷

印数00,001~12,000册

统一书号: 15062·4072 定价2.75元

前 言

本书是根据1977年冶金部高等院校教材工作会议制订的工业自动化专业教学计划编写的。

本书共分两篇。第一篇为可控硅自动调速系统。它是遵照教学计划中规定的“自动控制系统”一课的要求编写的。这一篇包括书中的前五章内容：第一、二两章阐述可控硅自动调速系统的基本概念和不可逆系统，第三章分析自动调速系统的动态性能和工程设计方法，第四章讨论可逆调速系统，第五章研究可控硅调速系统中带有普遍性的若干专题。

第二篇为常用电气设备。它是根据教学计划中规定的“常用电气设备”一课的要求编写的。这一篇包括书中的后五章内容：第六章讨论常用控制电器的选择和整定，第七章讨论继电器-接触式、自动控制系统，第八章讨论交磁扩大机自动控制系统，第九章介绍磁放大器及其应用，第十章介绍冶金企业常用控制设备的若干实例。

由于随动系统在教学计划中已独立设课(选修)，加上它在冶金企业及其它一般工业部门中应用较少，所以在本书中未加讨论。

本书由中南矿冶学院自动化系张明达主编。参加本书编写工作的有：中南矿冶学院许琨(第一、二章)，陈际达(第三章)，张明达(第四、五章)，吕一龙(第七章)，蔡自兴(第八章)；广东矿冶学院刘铁华(第六、九章)，冯焱生(第十章，其中第二节由吕一龙编写，并经冯焱生整理)。

东北工学院李宝泽同志、北京钢铁学院孙家昆同志、西安冶金建筑学院毕若竹同志、昆明工学院钟秀玲同志对本书初稿进行了认真细致的审阅，北京冶金机电学院潘家净同志对本书的编写工作提出了不少宝贵意见，在此谨致衷心谢意。

本书可作为高等学校工业自动化专业及其它相近专业的教材，也可供厂矿和研究设计单位的工程技术人员参考。

由于编者水平有限，错误或不当之处在所难免，恳请广大读者批评指正。

编者

一九八二年九月

目 录

前言

第一篇 可控硅自动调速系统

第一章 自动调速系统的组成及静态分析	1
第一节 调速系统的基本概念.....	2
第二节 转速负反馈自动调速系统.....	6
第三节 其它反馈环节在自动调速系统中的应用.....	19
第四节 自动调速系统中的检测装置.....	30
习题.....	38
第二章 不可逆调速系统	40
第一节 无静差自动调速系统的原理及组成.....	40
第二节 最佳过渡过程的基本概念.....	49
第三节 双闭环不可逆系统.....	53
第四节 直流电动机磁场控制系统.....	65
第五节 给定积分器.....	70
习题.....	73
第三章 自动调速系统的工程设计	74
第一节 控制系统的性能指标.....	74
第二节 二阶及三阶典型系统.....	76
第三节 调速系统的动态校正.....	94
第四节 二阶、三阶典型系统的抗扰动能力.....	107
第五节 双环调速系统的设计.....	118
第六节 速度调节器饱和和非线性对起动过程的影响以及带给定积分器的调速系统的起动过程.....	129
习题.....	141
第四章 可逆调速系统	142
第一节 可控硅直流调速系统主回路接线方式.....	142
第二节 可逆系统中的环流及其处理原则.....	145
第三节 可逆调速系统的过渡特性.....	153
第四节 自然环流系统.....	155
第五节 环流可控系统.....	160
第六节 逻辑无环流系统.....	171
第七节 逻辑选触无环流系统.....	192
第八节 错位无环流系统.....	206

第九节 磁场可逆调速系统.....	219
习题.....	236
第五章 可控硅直流调速系统中的若干问题.....	238
第一节 速度自适应调节.....	238
第二节 电枢电流自适应调节.....	243
第三节 电流变化率的限制.....	251
第四节 弹性联结问题.....	255
第五节 机械轴偏心问题.....	263
第六节 微处理机在可控硅直流调速系统中的应用.....	266
习题.....	279
参考文献.....	279

第二篇 常用电气设备

第六章 常用控制电器的选择和整定.....	281
第一节 动力线路中的常用电器元件.....	281
第二节 控制电路中常用电器元件.....	291
习题.....	302
第七章 继电-接触式自动控制系统.....	303
第一节 自动控制线路的图示.....	303
第二节 电动机起动、制动及自动控制概念.....	304
第三节 电动机的各种控制原则.....	306
第四节 各种控制原则的比较.....	314
第五节 电动机的保护.....	315
第六节 桥式起重机控制线路.....	318
习题.....	335
第八章 交磁扩大机自动控制系统.....	336
第一节 交磁扩大机的工作原理及运行特性.....	336
第二节 转速负反馈自动调速系统.....	346
第三节 电压负反馈、电流正反馈自动调速系统.....	351
第四节 交磁扩大机系统的校正环节.....	355
第五节 交磁扩大机快速系统的基本概念.....	357
第六节 截压系统.....	359
第七节 截流系统.....	362
第八节 其它快速系统.....	364
习题.....	368
第九章 磁放大器及其应用.....	369
第一节 磁放大器的基本原理和线路.....	369
第二节 磁放大器的应用.....	379
习题.....	386

第十章 冶金企业常用控制设备举例	387
第一节 矿井提升机控制系统.....	387
第二节 B-2012龙门刨床交磁扩大机控制系统	397
第三节 电铲控制系统.....	411
习题.....	420
参考文献	420

第一篇 可控硅自动调速系统

随着半导体技术尤其是可控硅整流技术的发展,引起了自动控制系统的重大变革。与电机扩大机控制系统、磁放大器控制系统和离子拖动系统相比,可控硅控制系统具有效率高、成本低、体积小、重量轻、无噪音、无环境污染、维护方便、系统反应灵敏等一系列重要优点。因此,它一出现,就引起了人们极大的重视。

目前,可控硅直流调速系统已发展到了比较成熟的阶段,而且在设计、调整、运行等方面已经积累了丰富的经验。可控硅元件的容量在不断提高,价格在不断降低,运行的可靠性和其他技术性能在不断完善,组成可控硅系统所必需的各种半导体元器件也在迅速发展。这样,用可控硅控制系统取代其他控制系统已成必然趋势,而且目前可控硅控制系统已在各个部门中得到了广泛应用。

由于直流电动机具有良好的调速性能,直到现在,在需要进行调速,特别是对速度进行精确控制的场合,直流调速系统一直占据统治地位。虽然在可控硅交流调速方面,近年来也取得了可喜的进展,但其中多数方案仍处于实验室研究阶段,而且有关交流调速的理论和实际问题都集中在主回路结构方面,它们本质上是电机学问题,而不属于控制的范畴。至于交流调速的控制回路与直流调速系统并没有原则区别。而且由于交流调速的特殊性,它已作为一门独立课程列入了本专业的教学计划。由于这些原因,在本篇中只讨论可控硅直流调速系统。

第一章 自动调速系统的组成及静态分析

在各工业部门所应用的电力拖动系统中,为了满足生产工艺的要求,拖动电动机的转速往往需要在指定的范围内进行调节。直到目前为止,交流电力拖动的速度调节,由于种种原因,仍然受到限制。因此,对要求调速范围较宽的生产机械,绝大部分都采用直流调速系统。

直流调速系统过去是由发电机供电的。依靠改变发电机的电压,或改变电动机的磁场,都可以达到调节电动机转速的目的。我们称其为发电机-电动机系统,简称 $F-D$ 系统,图 1-1 给出了该系统的原理图。由于发电机和励磁机都需由原动机带动,故又称为旋转式变流机组供电的直流调速系统。该系统的机械特性如图 1-2 所示,它基本上可以满足调速性能方面的要求。但它却有旋转部分多、设备占地面积大、安装必须打地基、运行噪音大、维护不方便、运行效率低等缺点。尽管如此,由于这类设备在我国数量多,工程技术人员和维护人员对它们也较熟悉,因此这类设备现今仍在一些生产部门中发挥作用。

在二十世纪五十年代,出现了离子拖动系统。用水银整流器取代电动-发电机组,减小了噪音,提高了变流效率和控制的灵活性。但由于水银整流器造价仍然很高,体积仍然

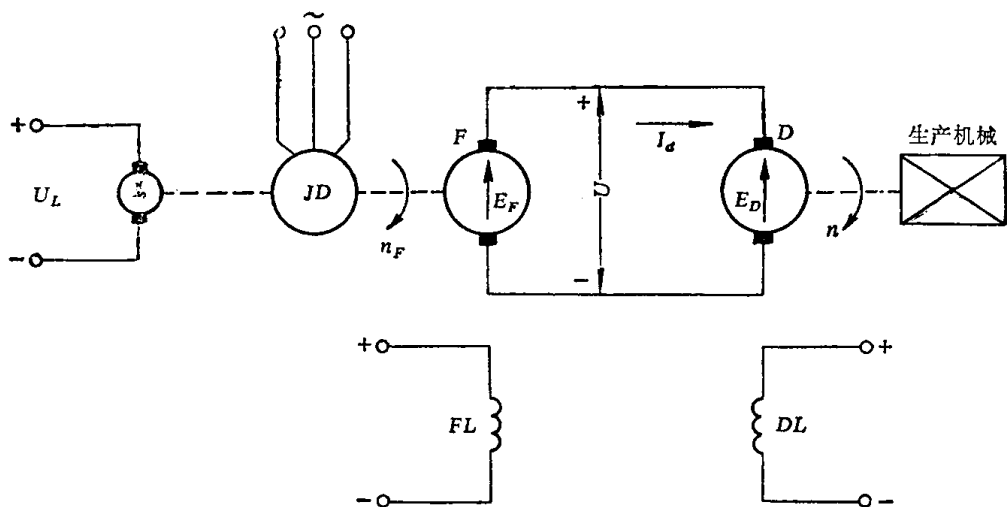


图 1-1 发电机-电动机直流调速系统

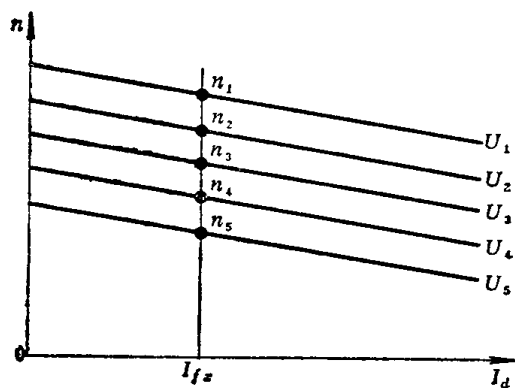


图 1-2 F-D系统的机械特性

很大，尤其是水银对环境的污染，严重危害工人的健康。

自从可控硅问世以来，变流技术出现了根本转变。目前，可控硅调速系统已经得到普遍重视和日益广泛的应用。推广应用可控硅技术已成为电力拖动自动控制发展的必然趋势。

从本章开始，将对可控硅调速系统进行分析。这一章的主要内容是可控硅直流调速系统的基本原理、自动调速系统的组成及其静特性分析，最后介绍转速、电压、电流的检测装置。

第一节 调速系统的基本概念

一、可控硅-电动机系统（SCR-D）的开环机械特性

图1-3给出了可控硅-电动机开环调速系统示意图。

可控硅整流装置的输出电压是脉动的，即使主回路串入电抗器，随着负载电流的减小，电流仍会出现断续。而电流断续将对机械特性产生显著的非线性影响，如图1-4所示。这是SCR-D系统的特殊问题，将在第五章进行讨论。这里只讨论电流连续时的情况。

当电流连续时，SCR-D主回路电压平衡方程式为

$$U_d = E_D + I_d R_\Sigma \quad (1-1)$$

式中 E_D ——电动机的反电势， $E_D = C_e n$ ；

U_d ——可控硅整流器输出平均电压；

R_Σ ——主回路总电阻，

$$R_\Sigma = \frac{\chi_a m}{2\pi} + r_T + r_p + r_D$$

而 $\frac{\chi_a m}{2\pi}$ ——由变压器漏抗 χ_a 引起的换相压降所对应的等效电阻，

对于三相零式电路为 $\frac{3}{2\pi} \chi_a$ ，

对于三相桥式电路为 $\frac{3}{\pi} \chi_a$;

r_T ——整流变压器绕组折合到副边的等效电阻（包括副边绕组本身的电阻以及原边绕组折算到副边的电阻）;

r_p ——平波电抗器电阻;

r_D ——电动机电枢绕组电阻。

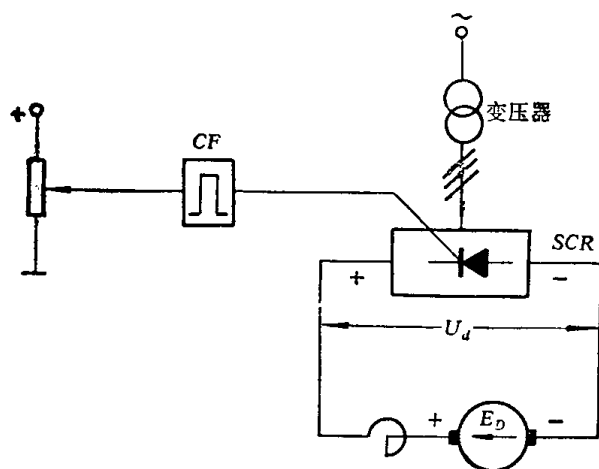


图 1-3 SCR-D 开环调速系统
CF—触感器

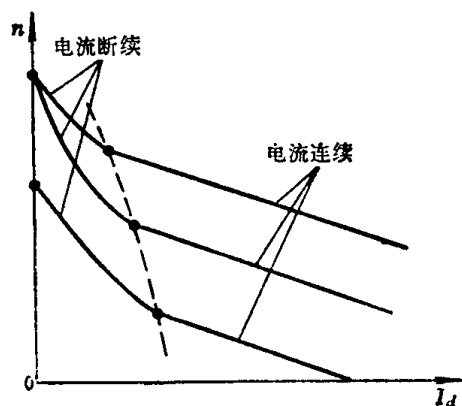


图 1-4 电流断续时的机械特性

将 $E_D = C_e n$ 代入上式，经整理可得

$$\begin{aligned} n &= \frac{U_d}{C_e} - \frac{R_\Sigma}{C_e} I_d \\ &= n_0 - \Delta n \end{aligned} \quad (1-2)$$

式中 $n_0 = \frac{U_d}{C_e}$ ——理想空载转速，改变控制角 α ，可得不同的 n_0 ;

$\Delta n = \frac{R_\Sigma}{C_e} I_d$ ——对应负载电流 $I_{fz} = I_d$ 时的转速降落。

由于电阻 R_Σ 为常数，当负载电流 I_d 增加时，转速降落 Δn 线性增加，如图 1-5 所示。

由此可知，在相同的控制角 α 下，转速随着负载的增加而下降的根本原因就是电路内存在着电阻压降。

改变可控硅控制角 α ，可以得到不同的理想空载转速 n_0 ，但不改变特性曲线的斜率，如图 1-6 所示。图中， $\alpha_2 > \alpha_1$ ，因此 $U_{d2} < U_{d1}$ ， $n_{02} < n_{01}$ 。当负载电流为电动机额定值 I_{ed} 时，因为额定转速降落 $\Delta n_{ed} = \frac{I_{ed} R_\Sigma}{C_e}$ 不变，所以电动机转速 $n_2 < n_1$ 。

二、调速系统的两个静态技术指标

为了保证产品质量，要求系统在各级速度下工作时，不允许有过大的速度波动，这一点往往是十分重要的。因此，对于电力拖动系统的调速，便规定了以下两个主要的静态技术指标，用来衡量调速系统静态品质的好坏。当然，这两个指标也是调速系统设计的重要依据。

1. 调速范围 D

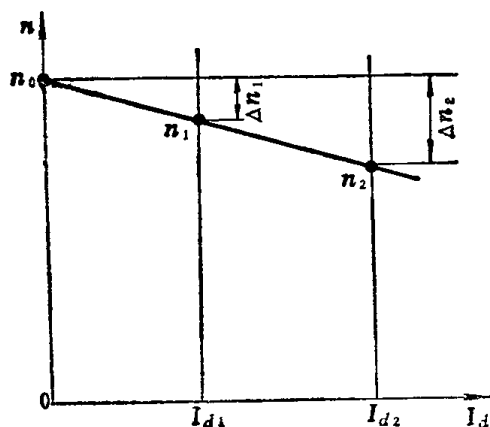


图 1-5 转速降落 Δn 随 I_d 的变化规律

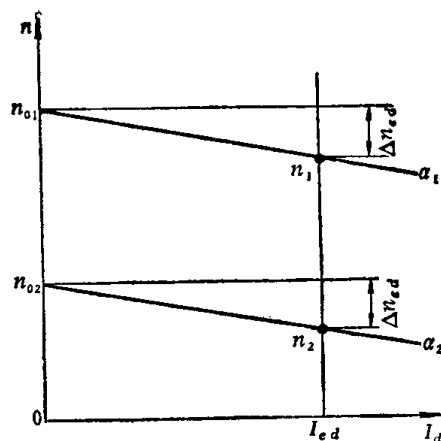


图 1-6 改变控制角的调速特性
 $\alpha_1 < \alpha_2$, $U_{d1} > U_{d2}$

在额定负载时, 电动机的最高转速 $n_{\max}$ 与最低转速 $n_{\min}$ 之比, 称为调速范围, 即

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} \quad (1-3)$$

设计调速系统时, 通常将 $n_{\max}$ 视为电动机的额定转速 n_{ed} 。

2. 静差率 S (又称转速变化率)

电动机由理想空载增加到额定负载时, 对应的转速降落 Δn_{ed} 与理想空载转速 n_0 之比, 称为静差率 S , 即

$$S = \frac{\Delta n_{ed}}{n_0} \quad (1-4)$$

或用百分数表示为

$$S\% = \frac{\Delta n_{ed}}{n_0} \times 100\%$$

各种生产机械, 由于工艺要求不同, 对电力拖动系统提出了不同的调速范围和静差率要求。表1-1给出了几种生产机械所要求的 D 、 S 值。

表 1-1 常见生产机械所需要的 D 、 S 值

生 产 机 械	调 速 范 围 D	静 差 率 S
热连轧机	3 ~ 10	小于0.01
冷连轧机	大于15	小于0.02
金属切削机床主传动	2 ~ 4	0.05 ~ 0.1
金属切削机床进给传动	5 ~ 200	
造纸机	3 ~ 20	0.01 ~ 0.001
精密仪表车床	60	0.05

这里必须明确指出, 生产机械对电力拖动系统所提出的静差率要求, 是对最低转速而言的。因为根据静差率定义 $S = \frac{\Delta n_{ed}}{n_0}$ 可知, 当系统机械特性硬度一定时, 即额定负载下的速降 Δn_{ed} 一定时, 随着理想空载转速 n_0 降低, 转速降的相对值增大。

例如图 1-7 所示, 额定负载时的转速降落 $\Delta n_{ed} = 50$ 转/分, 当 $n_{01} = 1000$ 转/分时,

$$n_{ed1} = n_{01} - \Delta n_{ed} = 1000 - 50 = 950 \text{ 转/分}, \quad S = \frac{\Delta n_{ed}}{n_{01}} = \frac{50}{1000} = 0.05;$$

$$\text{当 } n_{02} = 500 \text{ 转/分时, } n_{ed2} = n_{02} - \Delta n_{ed} = 500 - 50 = 450 \text{ 转/分}, \quad S = \frac{\Delta n_{ed}}{n_{02}} = \frac{50}{500} = 0.1;$$

$$\text{当 } n_{03} = 50 \text{ 转/分时, } n_{ed3} = n_{03} - \Delta n_{ed} = 50 - 50 = 0, \quad S = \frac{\Delta n_{ed}}{n_{03}} = \frac{50}{50} = 1, \text{ 电动机就停止转动了。}$$

由此可以看出, 离开了对静差率的要求, 调速范围便失去了意义。也就是说, 生产机械提出的调速范围的要求, 是指在低速时满足静差率要求下所能达到的最大范围。

三、 D 、 S 、 Δn_{ed} 之间的关系

为了便于确定电动机的机械特性能否满足生产工艺所提出的静态指标的要求, 我们通过数学表达式将它们联系起来。由图1-7可知

$$D = \frac{n_{ed1}}{n_{\min}} = \frac{n_{ed1}}{n_{02} - \Delta n_{ed}}$$

将低速静差率 $S = \frac{\Delta n_{ed}}{n_{02}}$, $n_{02} = \frac{\Delta n_{ed}}{S}$ 代入上式后可得

$$D = \frac{n_{ed1}}{\frac{\Delta n_{ed}}{S} - \Delta n_{ed}} = \frac{n_{ed1} S}{\Delta n_{ed} (1 - S)} \quad (1-5)$$

式中 n_{ed1} —— 额定负载时电动机的最高转速;

S —— 额定负载时最低速的静差率;

Δn_{ed} —— 额定负载时电动机的转速降。

由式 (1-5) 可知, 当 n_{ed1} 及 Δn_{ed} 一定时, 若要求静差率 S 越小, 则调速范围 D 越小。为了同时满足工艺过程对静差率 S 和调速范围 D 的要求, 就必须把额定负载下电动机的转速降 Δn_{ed} 限制在一定范围之内。

例题 车床主轴电动机的额定转速为900转/分; 最低转速为100转/分, 已知由SCR—D主回路参数决定的额定转速降落 $\Delta n_{ed} = 80$ 转/分; 要求低速时的静差率 $S = 0.1$, 试问SCR—D开环系统能否满足要求?

解: 车床主轴要求的调速范围 $D = \frac{900}{100} = 9$, 应用式 (1-5), 可得

$$D = \frac{n_{ed1} S}{\Delta n_{ed} (1 - S)} = \frac{900 \times 0.1}{80(1 - 0.1)} = 1.25$$

可见, 开环系统不能满足调速范围为9的要求。其根本原因就是额定转速降落 Δn_{ed} 太大。若能使 Δn_{ed} 减小到

$$\Delta n_{ed} = \frac{n_{ed1} S}{D(1 - S)} = \frac{900 \times 0.1}{9(1 - 0.1)} = 11.1 \text{ 转/分}$$

就可以满足调速范围的要求了。

怎样才能使 Δn_{ed} 减小呢? 就开环系统来说是无能为力的。因为 $\Delta n_{ed} = \frac{R_{\Sigma}}{C_e} I_{ed}$, 其中主

回路总电阻 R_Σ 、电动机电势系数 C_e 、额定电流 I_{ed} 都不能改变。 $SCR-D$ 开环系统静态结构图如图1-8所示。

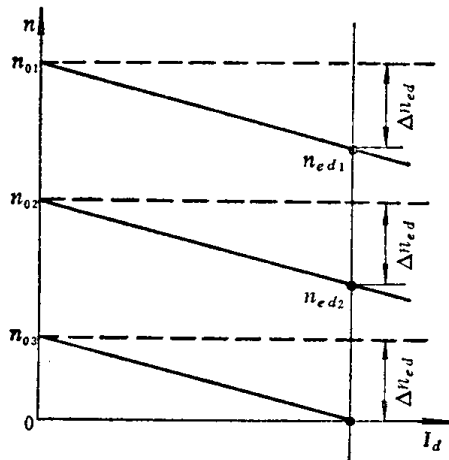


图 1-7 静差率随转速高低而改变

从开环系统的结构图1-8可以看出，在控制通道中，只有输入量 U_K 对输出量 n 产生控制作用，电枢压降 $I_d R_\Sigma$ 是负载扰动。当负载扰动 $I_d R_\Sigma$ 变化时，如果没有人工干预，则输出量 n 必将改变。因此，开环系统没有抵抗扰动的能力。开环调速系统只适用于对调速精度要求不高的场合。若要减少 Δn_{ed} ，根据自动控制原理可知，需要采用闭环控制方式，这是我们下面要研究的内容。

第二节 转速负反馈自动调速系统

通过前一节的简单分析和例题计算，我们知道，开环系统不能满足较高的调速指标的要求。为了提高调速质量，必须采用闭环系统。闭环系统的方块图如图 1-9 所示。在闭环系统中用检测装置来检测输出量或被调量 n 的大小和极性，并把它变换成电信号与给定电压 U_n 进行比较，从而得到了被调量与给定量之间的偏差信号。利用此偏差信号，通过调节器得出所需调节规律，对 $SCR-D$ 系统进行自动调节。通过负反馈作用来抑制扰动对输出量的影响。对于要求调速质量较高的场合，都毫无例外地采用负反馈闭环控制系统。

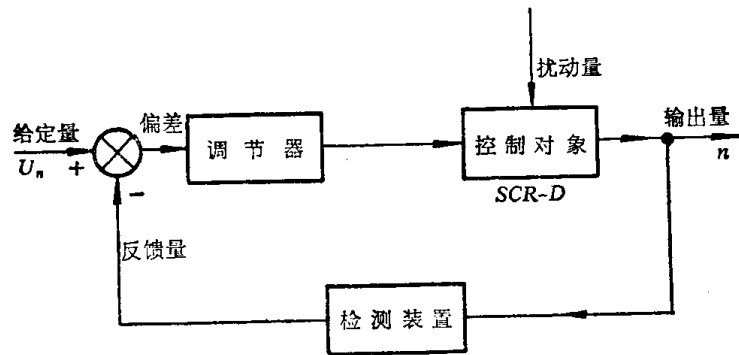


图 1-9 闭环系统原理方块图

下面我们分别讨论闭环自动调速系统的工作原理和静态性能。

一、系统工作原理

根据闭环系统的组成原理，对调速系统来说，直接采用转速负反馈构成的自动调速系

统，可以得到良好的调速指标。它的原理图如图1-10所示。

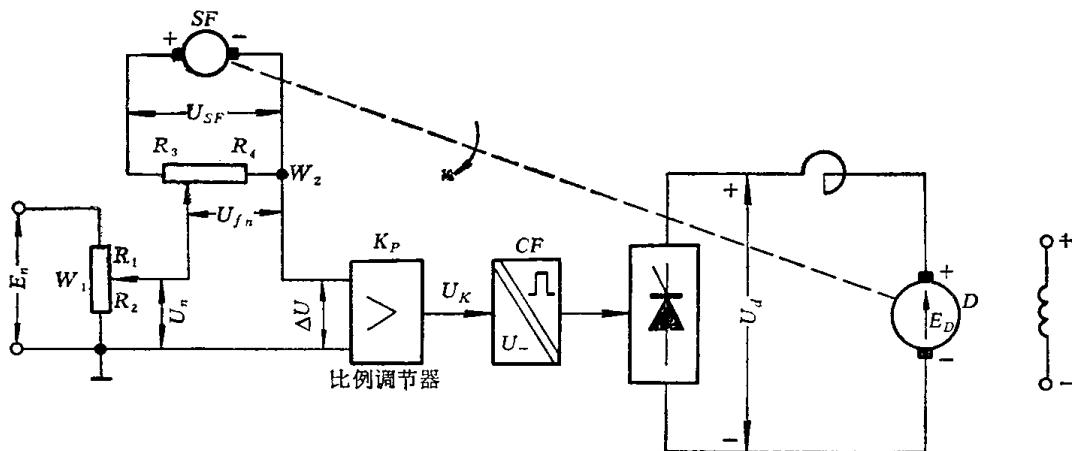


图 1-10 转速负反馈自动调速系统原理图

这里用直流测速发电机 SF 做输出量转速 n 的检测元件，它与被控电动机 D 硬轴联接，以便将转速的变化转换为电压的变化。它的输出电压为 $U_{SF} = K_{esF} \cdot n$ 。式中 K_{esF} 为变换系数，一般情况可认为是一个常数。从电位器 W_2 得到的电压 U_{fn} 便是转速负反馈电压。它与从电位器 W_1 上取下的给定电压 U_n 比较后，得到偏差电压 $\Delta U = U_n - U_{fn}$ 。该偏差信号 ΔU 经放大器放大后，便成为可控硅触发装置的控制电压 U_K 。

对应不同的转速要求，电位器 W_1 给出相应的给定电压 U_n 。设负载电流为 I_{d1} 时，控制电压为 U_{K1} ，可控硅触发角为 α_1 ，整流平均电压为 U_{d1} ，电动机运行于 U_{d1} 决定的特性的点 1 上，转速 n_1 接近于给定转速，即 $n_1 \approx n_n$ 。如图1-11所示。

当电动机轴上的负载转矩加大时，转速随之下落，并导致电枢电流增大，例如从 I_{d1} 增加到 I_{d2} ；相应的电枢回路电阻压降增大，即 $I_d R_\Sigma \uparrow$ ，反馈电压 U_{fn} 减小，使偏差电压增加，即 $\Delta U \uparrow = U_K - U_{fn}$ ，从而控制电压由 U_{K1} 增加到 U_{K2} ，触发角由 α_1 减小到 α_2 ，整流电压平均值由 U_{d1} 增大到 U_{d2} ，整流平均电压增量为 $\Delta U_d = U_{d2} - U_{d1}$ ，用于补偿电阻压降增量 $\Delta I_d R_\Sigma = (I_{d2} - I_{d1}) R_\Sigma$ 中的很大一部份，使转速最后稳定在 U_{d2} 决定的特性上的点 2 处。很明显， n_2 略小于 n_1 。

上述自动调节作用表明，增加（或降低）负载，就相应地提高（或减少）整流电压，因而得到一条新的开环机械特性。在图1-11上仅表示四条开环特性。在每条开环机械特性上取一个相应的工作点，再把这些点集合起来，就是闭环系统静特性。图1-11的闭环特性 A 就是 1、2、3、4 等点的集合，它代表闭环调节作用的结果。

二、系统静特性方程

以上只是定性地分析了转速负反馈闭环系统的工作原理。很明显，采用被调量的负反馈可以大大提高系统的机械特性硬度，从而可以扩大调速范围。但是引入被调量的负反馈后，能不能完全补偿掉由于负载引起的转速降落？静差率能减小到什么程度？调速范围能扩大多少等等，都是有待进一步深入研究的问题。为了进一步搞清楚它们的数量关系，则须求出系统的静特性方程。由图1-10可知，转速负反馈调速系统由比较环节、放大器、触发器及可控硅整流器、电动机、转速检测等环节组成。为了推导系统的静特性方程，首先写出各环节的静态方程，然后消去中间变量，便可得到闭环系统的静特性方程。

为了分析方便，我们假定各环节都工作在线性范围内，即各环节的输入量与输出量之

间有线性关系。并认为电动机的磁场不变。

1. 调节放大器的输入回路

放大器的输入回路由给定回路和反馈回路组成。根据等效发电机原理，可分别求出它们的等效内阻：

(1) 给定电压 U_n 及其等效内阻 R_n 根据等效发电机原理可求出

$$U_n = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_n$$

$$R_n = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

(2) 反馈电压 U_{fn} 及其等效电阻 R_{fn} 同样根据等效发电机原理可求出

$$U_{fn} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{sf}$$

$$R_{fn} = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}$$

(3) 调节放大器的输入电压 ΔU 及输入电路的等效电阻 因为反馈信号 U_{fn} 与给定信号 U_n 在输入电路中进行串联比较，所以

$$\Delta U = U_n - U_{fn}$$

$$R_\Delta = R_n + R_{fn}$$

输入电路的等效电路如图1-12所示。

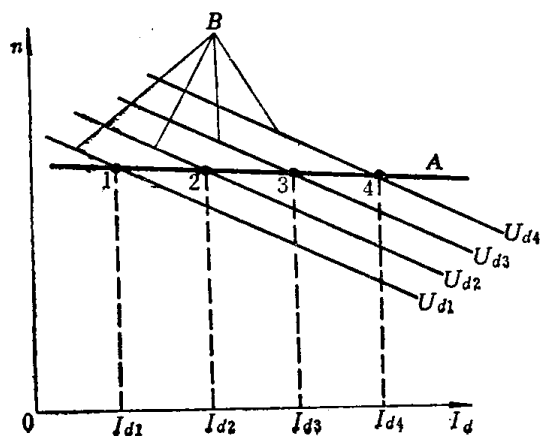


图 1-11 转速负反馈自动调速系统
静特性的形成

A—闭环静特性；B—开环静特性组

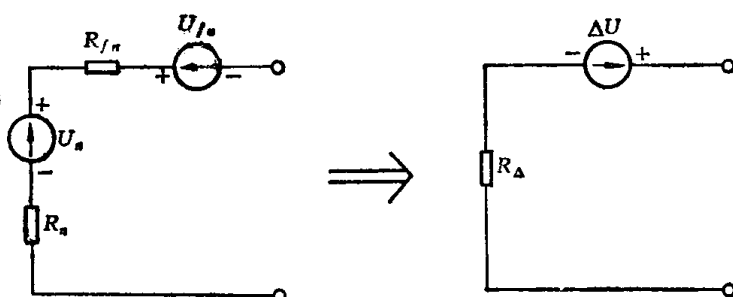


图 1-12 调节放大器等效输入电路

2. 调节放大器输入电压 ΔU 与输出电压 U_K 的关系

在可控硅技术中，普遍采用半导体集成电路直流运算放大器，在直流放大器的反馈网络中接入不同的阻抗，便可以组成满足各种调节规律的调节器。根据系统的实际需要，目前调节器都已形成了标准型式，如 P （比例）、 PI （比例积分）、 PID （比例积分微分）调节器。因为目前讨论的是系统的静态特性，所以只对比例调节器进行分析。

在直流放大器输入电路中接入电阻 R_0 ，反馈电路中接入电阻 R_f ，即形成比例调节器，见图1-13。

直流放大器（开环放大器）的放大系数 K_0 通常是很大的，一般 K_0 可达几万或更高，而放大器的输出电压 U_{sc} 一般在十几伏以下，因此可以认为放大器的输入电压 U_0 近似于零，即

$$U_0 = \frac{U_{sc}}{K_0} \approx 0$$

因而其输入电流 i'_0 也近似于零，即

$$i'_0 \approx 0$$

而调节放大器的输入电路电流为 i_0 ，反馈电路电流为 i_f ，故有

$$i_0 + i_f = 0$$

则

$$i_0 = -i_f$$

其中

$$i_f = \frac{U_{sc}}{R_f}$$

$$i_0 = \frac{\Delta U}{R_\Delta + R_0}$$

在电路中通常 $R_0 \gg R_\Delta$ ，故可将 R_Δ 忽略，

则

$$i_0 = \frac{\Delta U}{R_0}$$

所以有

$$\frac{\Delta U}{R_0} = -\frac{U_{sc}}{R_f}$$

于是，

$$\begin{aligned} U_{sc} &= -\frac{R_f}{R_0} \Delta U = -K_p \cdot \Delta U \\ &= -K_p (U_n - U_{fn}) = U_K \end{aligned} \quad (1-6)$$

由式(1-6)可知，调节放大器的输出电压 U_{sc} 与输入电压 ΔU 成正比，其比例系数（又称放大系数）为

$$K_p = \frac{R_f}{R_0}$$

改变反馈回路的电阻 R_f 的数值，便可以改变调节放大器的放大系数 K_p 。

在调节系统中，往往有好几个信号同时加在调节放大器的输入端进行综合，综合方式有串联和并联两种，而常用的是并联比较方式，因此，我们下面再讨论并联的比较方式。

图1-14是对两个输入信号 U_n 、 U_{fn} 进行减法运算的电路。

根据

$$i'_0 = 0$$

也即

$$i_\Sigma = 0$$

有

$$i_{01} - i_{02} + i_f = 0$$

故

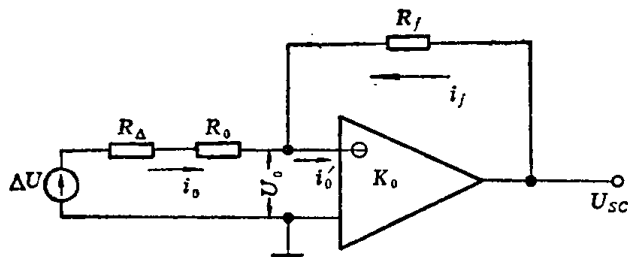


图 1-13 比例调节器原理图

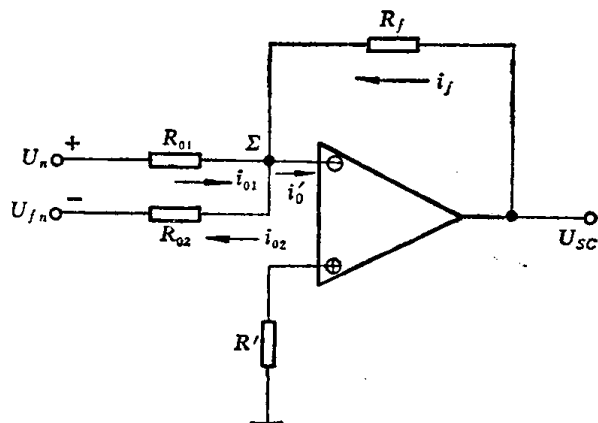


图 1-14 给定信号与反馈信号的并联比较

$$\frac{U_n}{R_{01}} - \frac{U_{fn}}{R_{02}} + \frac{U_{sc}}{R_f} = 0$$

∴

$$\begin{aligned} U_{sc} &= -\frac{R_f}{R_{01}} U_n + \frac{R_f}{R_{02}} U_{fn} \\ &= -K_{p1} U_n + K_{p2} U_{fn} \end{aligned} \quad (1-7)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} K_{p1} &= \frac{R_f}{R_{01}} \\ K_{p2} &= \frac{R_f}{R_{02}} \end{aligned} \right\} \quad (1-8)$$

这样就完成了调节器的减法运算， K_{p1} 、 K_{p2} 为比例系数（放大系数）。

如果将 U_{fn} 极性反接，就可以进行加法运算，仿照上面运算便得

$$-U_{sc} = K_{p1} U_n + K_{p2} U_{fn} \quad (1-9)$$

下面讨论比例系数 K_{p1} 、 K_{p2} 的调节问题。

一般为了调整和计算方便，可将 R_{01} 、 R_{02} 取得一致，即

$$R_{01} = R_{02} = R_0 \quad (\text{通常取 } R_0 = 20K)$$

则有

$$K_{p1} = K_{p2} = K_p = \frac{R_f}{R_0} \quad (1-10)$$

相应的式 (1-7) 变为

$$-U_{sc} = K_p (U_n - U_{fn}) \quad (1-11)$$

因而得到与串联综合式 (1-6) 同样的效果。

实际上调整 K_p 主要是通过改变 R_f 来实现。为了便于工程系统实际调整的需要，常采用带输出反馈电位器的运算放大器，如图1-15所示。放大器的输出端接一个分压电路，

则从电位器滑动端取出的电压负反馈电压为 $\rho U_{sc} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_{sc}$ 。根据运算放大器的工作条件 $i_{\Sigma} \approx 0$ ，所以 $i_0 = -i_f$

即

$$\frac{U_{sr}}{R_0} = -\frac{\rho U_{sc}}{R_f}$$

其中 $\rho = \frac{R_2}{R_2 + R_3} < 1$ 是放大器输出电路的分压系数，所以得放大器的比例系数

$$K_p = -\frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \frac{R_f}{\rho R_0} \quad (1-12)$$

从式 (1-12) 看出，改变分压系数 ρ 即可改变放大器的比例系数。这就使现场的调试工作极为方便。

由式 (1-12) 可知，分压系数 ρ 越小，放大系数 K_p 越大。

例如，当 $\rho = 0.5$ 时， $K_p = \frac{R_f}{0.5 R_0} = 2 \frac{R_f}{R_0}$

当 $\rho = 0.1$ 时， $K_p = \frac{R_f}{0.1 R_0} = 10 \frac{R_f}{R_0}$

为了避免放大器开环，需要给电位器串联一个低值电阻 R_4 。

上述调整 K_p 的物理实质是：分压系数 ρ 越小，负反馈电压越低，这意味着反馈作用被削弱了，故使调节器的放大系数提高。

3. 可控硅整流装置的输入电压 U_K 与输出平均电压 U_d 的关系

触发电路 CF 是可控硅整流装置不可缺少的部分，所以我们将触发电路的输入信号 U_K 作为整流装置的输入量。

当触发器的同步电压采用正弦波时，平均输出电压 U_d 与输入电压 U_K 为线性关系

$$U_d = K_s U_K \quad (1-13)$$

式中 K_s —— 可控硅整流装置的放大系数。

当采用三相半控桥式整流电路，且触发电路采用阻容正反馈单稳电路时，主回路交流电压与同步电压相位整定关系如图1-16所示。

整流电压平均值 U_d 与触发角 α 的关系为

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

式中 U_{d0} 为 $\alpha = 0$ 时的最大整流电压。

触发器输入电压 U_K 与触发角 α 的关系为

$$U_K = 2U_m \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

式中 U_m 为同步电压的峰值。

经过整理可得

$$U_d = \frac{U_{d0}}{2U_m} U_K = K_s U_K \quad (1-14)$$

式中， $K_s = \frac{U_{d0}}{2U_m}$ 为触发器和整流器的总放大系数。

当同步电压采用锯齿波时， U_d 与 U_K 之间呈非线性关系， K_s 不再保持为常数，随 U_K 的大小而异。但是，为简单计，通常取其平均值。

4. 主电路电势平衡方程

$$U_d = E_D + I_d R_\Sigma = C_e n + I_d R_\Sigma \quad (1-15)$$