

498

直流调速系统与交流调速系统

徐邦荃 李浚源 詹琼华



A0946713

华中理工大学出版社

图书在版编目(CIP)数据

直流调速系统与交流调速系统/徐邦荃 李浚源 詹琼华
武汉:华中理工大学出版社, 2000年8月
ISBN 7-5609-2009-8

I. 直…
II. ①徐… ②李… ③詹…
III. 电力拖动
IV. TM921

直流调速系统与交流调速系统

徐邦荃 李浚源 詹琼华

责任编辑:胡章程

封面设计:刘 卉

责任校对:蔡晓瑚

责任监印:熊庆玉

出版发行:华中理工大学出版社

武昌喻家山 邮编:430074 电话:(027)87545012

经 销:新华书店湖北发行所

录 排:华中理工大学出版社照排室

印 刷:中国人民解放军第二炮兵指挥学院印刷厂

开本:787×1092 1/16

印张:10.5

字数:238 000

版次:2000年8月第1版

印次:2000年8月第1次印刷

印数:1-2 000

ISBN 7-5609-2009-8/TM·82

定价:12.50 元

(本书若有印装质量问题,请向出版社发行部调换)

前 言

本书作为高等学校控制科学与工程学科本科教材编写,并以通过调速系统发展的实例启发学生如何进行创造性思维为目标。

作为本学科重要专业课之一的《电力拖动自动控制系统》,存在于原工业自动化专业的教学计划中已有 40 余年的历史,课程内容难免带有计划经济时代的烙印。随着社会主义市场经济的建立和高等教育改革的深入,教学内容和方式的改革势在必行。学科自身的飞速发展和教学时数的不断压缩,更要求教材内容精而不冗。基于这一认识,依据国家教委面向 21 世纪电气信息类专业教学改革项目所确定的原则,本书将教学目的定位在基础理论的工程应用和理论指导下的创新上,取材则突出调速系统发展过程中不断创新的思路而不过分强调各类系统自身的完整性和具体问题的解决方法,保证将有限的学时用在最重要的方面,并有利于学生科学素质的养成和提高。

全书包括直流调速系统和交流调速系统两大部分,重心适当向交流调速系统倾斜。对直流调速系统部分是以 VC-M 系统还是以 PWM 式系统为对象展开讨论,曾作过慎重的权衡。虽然目前在 100kW 以下的直流调速系统中 PWM 式直流调速系统占有明显的优势,但从教学的观点考虑,由于 VC-M 直流调速系统主电路开关频率低,控制上的纯滞后时间大,其处理过程更能体现应用经典控制理论解决实际工程问题的思路,且其校正装置的工程综合方法极易推广至 PWM 式直流调速系统,故最终仍确定以 VC-M 直流调速系统为主要讨论对象。交流调速系统部分则依这一领域的发展现状,根据重创新思路而不刻意追求具体系统完整的原则,对传统交流调速技术仅作一般介绍,目的在于帮助读者了解交流调速技术发展的历史轨迹和现代交流调速技术诞生和发展的历史必然性。重点则放在现代交流调速技术方面,以提高系统的动态、静态性能为主线,着重分析 PWM 式变频器的发展和现代交流调速系统实现线性化解耦控制的思路,同时介绍了感应电动机的直接转矩控制系统、自控变频同步电动机调速系统和开关磁阻电动机调速系统的工作原理和分析方法,使读者对目前交流调速技术的现状能有较全面的了解。各章均附有若干颇具启发性的思考题和习题,可供使用教材时参考。

本书第一、二章及第三章的 § 3-1、§ 3-2 由徐邦荃副教授执笔,第四至十章及第三章的 § 3-3 由李浚源教授执笔,并特约华中理工大学新型电机国家专业实验室从事开关磁阻电动机及其控制研究的詹琼华教授编写了第十一章。编写过程中利用了秦忆教授提供的有关日文资料,特表示衷心的感谢。

本书虽作为高等学校本科教材编写,但对从事运动控制研究的硕士研究生及具有一定专业理论基础的工程技术人员亦有较高的参考价值。

教材建设是一项艰巨的任务,教材是学生在该学科的入门读物、必读范本,读者众,影响面广,其质量的优劣不仅直接关系到学生对该学科知识的正确掌握,还会影响到学生的治学态度、思维方式和工作作风;教材建设又是一项长期的任务,一本好教材只能是在不断地教学实践过程中得到完善。基于此,编著者在下笔时不敢有丝毫的懈怠,力求做到态度严肃,作风严谨,论理严

第一章 单闭环直流调速系统

调速系统是当今电力拖动自动控制系统中应用得最普遍的一种系统。目前对调速性能要求较高的各类生产机械多数均采用直流传动,简称直流调速系统。调速系统按控制方式的不同分为开环系统与闭环系统(或称反馈系统)。本章将从系统的静态指标入手,着重讨论由晶闸管供电、带转速反馈的单闭环直流调速系统,说明采用反馈控制的必要性。本章所介绍的反馈控制原理及控制规律是后续章节进一步讨论其它典型系统的基础。

§ 1-1 开环直流调速系统与闭环直流调速系统

一、晶闸管-直流电动机调速系统(简称 VC-M 系统)

随着半导体变流技术和电子技术的发展,直流传动系统中的可控变流装置也随之不断地更新换代。早在 20 世纪 40 年代采用的是旋转变流机组,即发电机-电动机系统,该系统的原理图示于图 1-1 中。它由交流电动机 M_1 (异步电动机或同步电动机)拖动直流发电机 G 实现变流,由 G 给需要调速的直流电动机供电,调节 G 的励磁电流即可改变其输出电压 U_a ,从而调节电动机的转速 n ;改变发电机励磁电流的方向,可以改变发电机输出电压的极性以实现电动机的正、反转可逆运行。这种系统常用交磁放大机作为功率放大器直接对发电机励磁绕组供电,所以又称为放大机控制的发电机-电动机系统(简称 G-M 系统)。

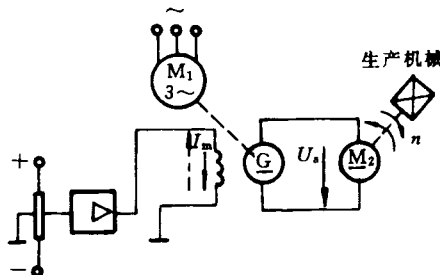


图 1-1 旋转变流机组供电的直流调速系统

这种系统在 20 世纪 50 年代已被广泛地使用。由于这种系统至少应包含两台与调速电动机容量相当的旋转电机,因而设备多、占地大、效率低、运行费用昂贵、安装需打地基、运行有噪音、维护不方便。为了克服这些缺点,20 世纪 50 年代开始采用水银整流器作为可控变流装置,用静止的变流器取代了旋转的变流机组。由于水银污染环境严重,危害人体的健康,因而到了 50 年代末又被相继出现的晶闸管(大功率半导体器件)变流装置所取代了。由晶闸管变流装置直接给直流电动机供电的调速系统,称为晶闸管-电动机调速系统(简称 VC-M 系统,又称为静止的 Word-Leonard 系统),如图 1-2 所示。这种系统已成为直流调速系统的主要形式,在世界各主要工业国已得到普遍应用。

当前,我国的实际情况是晶闸管直流调速技术通过引进技术开发,已日趋成熟,所使用的主要器件在国内都能提供,现在每年能生产 $16 \times 10^4 \text{ kW}$ 的直流传动装置,并广泛应用到国民经济的各个部门,为我国工业技术进步和节能事业做出了很大贡献。例如,1990 年为太钢 $23 \times 10^9 \text{ kg}$ 轧机提供的大功率晶闸管直流传动装置,其最大直流输出电流 $12\,900 \text{ A}$ 、最大直流输出电压 860 V 、调速范围 $250:1$ 、正反向换向时间 $5 \text{ ms} \sim 7 \text{ ms}$ 。

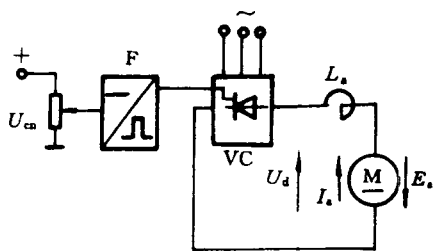


图 1-2 晶闸管变流装置供电的
直流调速系统

总之,直流供电装置由于电力电子器件的出现,已经有了巨大的进步。发电机电机组、电机放大机、磁放大器、水银整流器等直流供电装置已被淘汰,现在用得较多的则是晶闸管变流器、直流斩波器等供电电子装置。在小功率范围内,新型的电力电子器件用得越来越多(详见第三章)。

由图 1-2 可以看出,变流装置输出的直流脉动电压直接加到平波电抗器和电动机电枢两端。当电枢电流保持连续时,系统处于稳定运行状态,在图中所示正向下,其电压平衡方程式为

$$U_{d0} = E + I_a R_{\Sigma} \quad (1-1)$$

$$R_{\Sigma} = X_T m / 2\pi + R_T + R_L + R_{av}$$

式中 U_{d0} ——理想空载整流电压的平均值;

E ——电动机反电动势, $E = C_e n$;

I_a ——电动机电枢电流;

R_{Σ} ——电枢回路总电阻;

$X_T m / 2\pi$ ——整流变压器漏抗 X_T 引起的换向压降对应的等效电阻,参数 m 与整流电路形式有关,在三相零式整流电路中 $m = 3$,在三相全控桥式整流电路中 $m = 6$;

R_T ——整流变压器绕组折合到二次侧的等效电阻;

R_L ——平波电抗器电阻;

R_{av} ——包括电动机电枢电阻及整流装置内阻。

将 $E = C_e n$ 代入式(1-1),经整理后可得电动机转速表达式为

$$n = \frac{U_{d0} - I_a R_{\Sigma}}{C_e} \quad (1-2)$$

由式(1-2)可知,VC-M 系统有两种主要的调速方式:

- 保持电动机磁场为额定值,改变电枢两端电压,可得到基速以下的无级调速,实现电动机恒转矩调速。

- 保持电动机端电压为额定值,减弱电动机磁场,可得到基速以上的无级调速,实现电动机恒功率调速。

在主电路中串接电阻的调速方式,由于电阻本身消耗电能,所以一般很少采用。由式(1-2)可知,在电枢电流连续的情况下,晶闸管开环直流调速系统的机械特性方程式为

$$n = \frac{U_{d0} - I_a R_{\Sigma}}{C_e} = n_{00} - \Delta n_0 \quad (1-3)$$

式中 $U_{d0} = AU_2 \cos \alpha$, 当用三相零式整流电路时, $A = 1.17$, 当用三相全控桥式整流电路时, $A = 2.34$;

U_2 ——整流变压器相电压的有效值;

$n_{00} = \frac{AU_2 \cos \alpha}{C_e}$ ——对应某一 α 角下的开环系统理想空载转速;

$\Delta n_0 = \frac{I_a R_{\Sigma}}{C_e}$ ——VC-M 系统的开环转速降。

由式(1-3)得出 VC-M 开环系统的机械特性曲线,如图 1-3 所示。由图 1-3 可知,当保持控制角 α 不变时,转速随着负载增加而下降,其转速降 Δn_0 是由电枢回路的电阻压降 $I_a R_z$ 引起的;改变控制角,可得一族平行直线,和 G-M 系统的机械特性完全相似。上述结论表明,只要电流连续,晶闸管变流装置就可看成一个线性可控电压源。

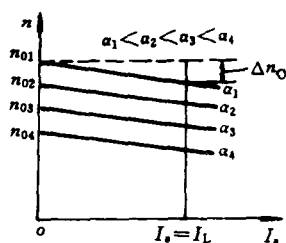


图 1-3 电枢电流连续时,VC-M 开环系统的机械特性

二、调速系统的稳态指标

电力拖动控制系统稳定运行时的性能指标称为稳态指标。调速系统稳态性能的好坏,可用下述两个指标衡量。

(一)调速范围

生产机械要求电动机在额定负载的情况下提供的最高转速 $n_{\max}$ 和最低转速 $n_{\min}$ 之比称为调速范围,用字母 D 来表示,即

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} \quad (1-4)$$

(二)静差率

当系统在某一转速下运行时,负载由理想空载增加到满载所对应的转速降 Δn_N 与理想空载转速 n_0 之比,称作静差率 S ,即

$$S = \frac{\Delta n_N}{n_0} \quad (1-5)$$

或用其百分数表示

$$S = \frac{\Delta n_N}{n_0} \times 100\% \quad (1-6)$$

图 1-4 给出了 VC-M 系统的调速特性。其最高理想空载转速 $n_{0\max}$ 与最低理想空载转速 $n_{0\min}$ 时的静差率分别为

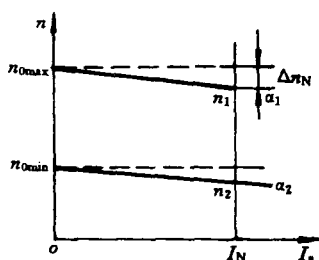


图 1-4 VC-M 系统的调速特性

$$S_1 = \Delta n_N / n_{0\max}$$

$$S_2 = \Delta n_N / n_{0\min}$$

式中 $\Delta n_N = I_N R_z / C_e$ 。

显然, $S_1 < S_2$, 它表明如果低速时的静差率 S_2 能满足设计要求, 则高速时的静差率自然就满足要求了。

根据上述分析, 静差率表示为

$$S = \Delta n_N / n_{0\min} \quad (1-7)$$

调速系统的调速范围 D 和静差率 S 以及稳态转速降 Δn_N 是相互关联的, 它们之间满足下列关系式

$$\begin{aligned} D &= \frac{n_{\max}}{n_{\min}} = \frac{n_N}{n_{0\min} - \Delta n_N} \\ &= \frac{n_N}{n_{0\min} (1 - \Delta n_N / n_{0\min})} = \frac{S n_N}{\Delta n_N (1 - S)} \end{aligned} \quad (1-8)$$

式(1-8)表明, 当系统的特性硬度一定, 即 Δn_N 一定时, 若对静差率的要求越严 (S 值越小), 则允许的调速范围就越小。

例如 某一 VC-M 开环调速系统,电动机额定转速 $n_N = 1000 \text{ r/min}$,额定负载时的稳态速降 $\Delta n_N = 55 \text{ r/min}$,当要求静差率 $S = 0.3$ 时,允许的调速范围为

$$D = \frac{1000 \times 0.3}{55 \times (1 - 0.3)} \approx 7.79$$

如果要求 $S = 0.1$,则调速范围只有

$$D = \frac{1000 \times 0.1}{55 \times (1 - 0.1)} \approx 2.02$$

由此可见,开环调速系统对静差率有一定要求时,所实现的调速范围是不大的。为了进一步扩大调速范围,只有设法减小稳态速降 Δn_N ,而 VC-M 开环系统主回路总电阻 R_Σ 和电动机参数 C_e 、 I_a 一般都是不变的常数,所以额定负载时的稳态速降 $\Delta n_N = \frac{R_\Sigma I_N}{C_e}$ 是无法减小的。根据自动控制原理,为了减小 Δn_N ,可将 VC-M 开环系统改成转速闭环系统,系统框图如图 1-5 所示。由于只有一个转速反馈环,所以称为单闭环调速系统。下面将以此系统为例,说明反馈控制的特点,回答转速闭环能减少稳态速降的实质。

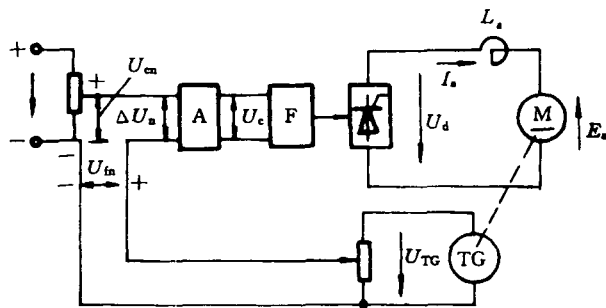


图 1-5 采用转速负反馈的单闭环调速系统

§ 1-2 转速负反馈单闭环直流调速系统

一、调速系统稳态性能

稳态误差的大小是衡量系统稳态性能的重要指标。事实上,影响系统稳态误差的因素很多,如系统的结构、系统的参数以及输入量的形式。然而,这里所说的稳态误差并不考虑电子器件的不灵敏区、零点漂移、老化等原因所造成的永久性的误差。

系统的稳态误差可分为扰动稳态误差和给定稳态误差。扰动稳态误差是由于外扰动引起的,常用这一误差来衡量恒值系统的稳态性能。而对于随动系统,给定量是变化的,要求输出量以一定的精度跟随给定量的变化,因此给定稳态误差就成为衡量随动系统稳态性能的指标。

自动调速系统是恒值控制系统,其给定值是恒定的(确切地说,是预选的)。所以,对自动调速系统来说,主要是扰动量产生稳态误差。其稳态误差用转速降 Δn (常称“静差”)来表示。作用于系统的扰动因素很多,但是对调速系统的最主要扰动是指负载扰动。下面将在负载扰动的作用下,对图 1-5 所示速度控制系统进行稳态分析。

(一)调速系统的静特性

在调速系统中,静特性常用静差来表示。静差是指调速系统在负载扰动作用下,稳态转速的变化,它表示系统稳态时的控制精度。

稳态特性可用系统静特性方程来进行分析。下面研究图 1-5 所示闭环速度控制系统的静特性。为了突出主要矛盾,先作如下的假定。

- 忽略各种非线性因素,假定各环节的输入与输出的关系都是线性的;
- 假定只工作在 VC-M 系统开环机械特性的连续段;
- 忽略直流电源和电位器的等效内阻。

这样,采用转速反馈的单闭环调速系统中各环节的稳态关系如下

$$\text{电压比较环节:} \quad \Delta U_n = U_{cn} - U_{fn}$$

$$\text{放大器:} \quad U_c = K_A \Delta U_n$$

$$\text{晶闸管整流与触发装置:} \quad U_{d0} = K_V U_c$$

$$\text{VC-M 系统开环机械特性:} \quad n = \frac{U_{d0} - I_a R_\Sigma}{C_e}$$

$$\text{测速发电机:} \quad U_{fn} = \alpha n$$

式中 K_A ——放大器的电压放大系数;

K_V ——晶闸管整流与触发装置的电压放大系数;

α ——测速反馈系数。

根据以上各环节的稳态输入、输出关系,画出转速闭环系统的稳态结构图,如图 1-6 所示。

图中各方块内的符号代表该环节的放大系数或称传递系数。运用结构图运算的方法可导出静特性方程为

$$n = \frac{K_A K_V U_{cn}}{C_e (1 + K)} - \frac{I_a R_\Sigma}{C_e (1 + K)} = n_{c0} - \Delta n_c \quad (1-9)$$

式中 $K = K_A K_V \alpha / C_e$ ——闭环系统的开环增益;

n_{c0} ——闭环系统的理想空载转速;

Δn_c ——闭环系统的稳态速降。

式(1-9)为转速闭环系统的静特性方程,它表示系统闭环后电动机转速与负载电流(转矩)的稳态关系。它与 VC-M 开环系统的机械特性方程虽然在形式上相同,但两者的含义却有着本质的不同。

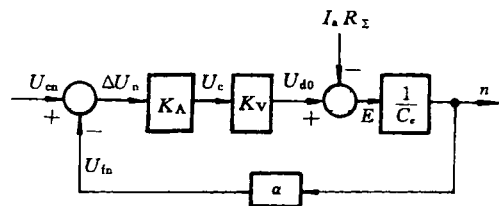


图 1-6 转速闭环系统稳态结构图

(二)负载扰动对系统的影响

比较一下 VC-M 闭环系统的静特性方程与开环系统的机械特性方程就能看出闭环控制的突出优点。如果把图 1-6 所示的转速闭环的反馈回路断开,就变成了 VC-M 开环系统,其机械特性方程式为

$$n = \frac{K_A K_V U_{cn}}{C_e} - \frac{I_a R_\Sigma}{C_e} = n_{c0} - \Delta n_0 \quad (1-10)$$

如果使闭环系统的理想空载转速 n_{c0} 与开环系统的理想空载转速 n_{00} 完全相等,即 $n_{c0} = n_{00}$,在负载相等时,则转速闭环系统的稳态速降可以表示为

$$\Delta n_c = \frac{I_a R_z}{C_e(1+K)} = \frac{\Delta n_0}{1+K} \quad (1-11)$$

式(1-11)表明,在同样的负载扰动下,转速闭环稳态速降减小到原来开环系统的稳态速降的 $1/(1+K)$ 倍(K 是足够大的数值),即意味着转速闭环系统的静特性比开环调速系统的机械特性硬,见图 1-7。

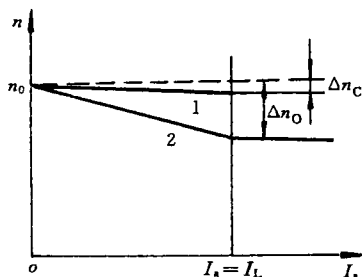


图 1-7 闭环系统静特性 1 与开环系统机械特性 2 的比较

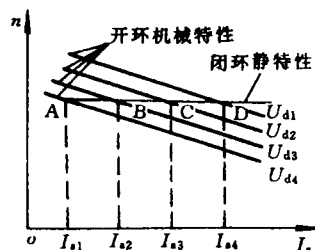


图 1-8 闭环系统静特性和开环机械特性的关系

对同样一台电动机,开环与闭环稳态速降为什么不一样呢?显然闭环系统能减少稳态速降,决不是闭环后电枢回路电阻能自动减小,而是在于它的自动调节作用。开环机械特性上各点(见图 1-8)所对应的晶闸管提供给直流电动机的整流电压为一恒值,即不能随着电动机电枢电流 I_a 变化而自动变化,故当 I_a 增大时,电枢压降也增大,转速只能降下来,而闭环静特性(见图 1-8)上的各点所对应的晶闸管提供给直流电动机的整流电压不为恒值,是随 I_a 增加(或减少)而相应地提高(或降低)的,补偿了电枢压降的增加(或减小)。由于闭环系统具有随着负载的变化而供给电动机的整流电压也自动变化的特点,故该类系统相对于开环系统具有较强的抗扰能力。

上面我们只讨论了负载变化引起的转速变化,实际上除了负载以外,还有许多因素会引起电动机转速的变化,其中包括交流电源电压的波动、电动机励磁的变化、放大器放大系数的漂移、由温升引起主电路电阻的增大等等。在图 1-9 中,将所有扰动作用都在稳态结构图上表示出来,其中除负载扰动用代表 I_a 的箭头表示之外,其它指向不同方块上的箭头,分别表示引起

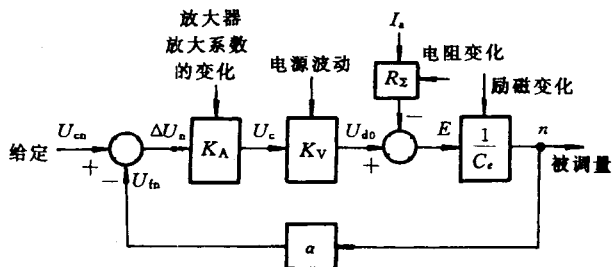


图 1-9 自动调速系统的给定作用和扰动作用

该环节放大系数变化的扰动作用。由图可知,在转速闭环系统中,环内(前向通道)的扰动作用与负载扰动一样最终都要影响转速变化而被测速装置检测出来,再通过反馈控制来减少它们

对转速的影响。但是对于转速给定环节及转速检测环节本身的误差引起转速偏差,反馈调节则无能为力。因此,高精度的调速系统需要有更高精度的给定稳压电源,高精度的控制系统还必须要有高精度的检测元件作为保证。

闭环调速系统对包围在负反馈环内的一切前向通道上的扰动作用都能有效地加以控制。因此,调速系统增设了负反馈环节后,将使转速降减为开环时的 $1/(1+K)$ 倍。闭环调速系统的开环放大系数 K 值越大,稳态速降也就越小,静特性就越硬,在保证所要求的静差率下,其系统的调速范围就越大,从而大大提高了系统的稳态精度。当 K 为一有限值时,稳态误差(稳态速降)不等于零,这种系统称为有差系统(或称有静差系统)。当 K 无穷大时,稳态误差等于零,这种系统称为无差系统(无静差系统),其静特性如图 1-10 所示。

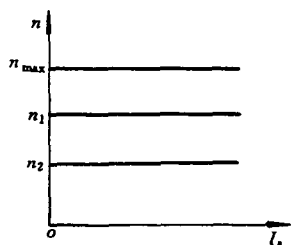


图 1-10 无静差调速系统的静特性

本节讨论了单闭环调速系统的稳态性能。显然,从稳态精度来看, K 值越大越好,然而,从下面对调速系统稳定性分析中却会看到,为了保证动态稳定性, K 值不能随意增大,即在闭环系统中稳与准是互为矛盾而存在的。

二、闭环调速系统的动态数学模型及稳定性分析

(一)系统的动态数学模型

为了对调速系统进行稳定性能的动态分析,必须首先建立起系统的动态数学模型,即推导出单闭环调速系统各环节的微分方程和传递函数。下面先推导出系统中各环节的传递函数。

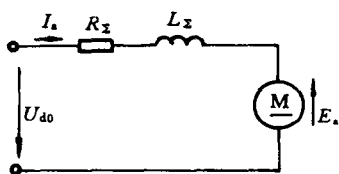
1. 额定励磁下的直流电动机的传递函数

图 1-11 给出了额定励磁下他励直流电动机的等值电路。假定主电路电流连续,由图可得基本微分方程式为

$$U_{d0} = R_{\Sigma} I_a + L_{\Sigma} \frac{dI_a}{dt} + E$$

$$E = C_e n$$

忽略粘性摩擦得



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

式中 $T_m = C_M I_a$ ——额定励磁下的电磁转矩,单位为 $N \cdot m$;
 T_L ——包括电动机空载转矩在内的负载转矩,单位为 $N \cdot m$;

GD^2 ——电力拖动系统运动部分折算到电动机轴上的飞轮惯量,单位为 $N \cdot m^2$;

$C_M = \frac{30}{\pi} C_e$ ——电动机额定励磁下的转矩电流比,单位为 $N \cdot m/A$;

定义下列时间常数为

$\tau_L = \frac{L_{\Sigma}}{R_{\Sigma}}$ ——电枢回路电磁时间常数,单位为 s。

$\tau_M = \frac{GD^2 R_{\Sigma}}{375 C_e C_M}$ ——电力拖动系统的机电时间常数,单位为 s。

将上面两式代入微分方程并整理后得

$$U_{d0} - E = R_{\Sigma} \left(I_a + \tau_L \frac{dI_a}{dt} \right)$$

$$I_a - I_L = \frac{\tau_M}{R_{\Sigma}} \frac{dE}{dt}$$

式中 $I_L = T_L / C_M$ 为负载电流。

若将等式两侧取拉普拉斯变换,得电压与电流间的传递函数为

$$\frac{I_a(s)}{U_{d0}(s) - E(s)} = \frac{1/R_{\Sigma}}{\tau_L s + 1} \quad (1-12)$$

电流与电势间的传递函数为

$$\frac{E(s)}{I_a(s) - I_L(s)} = \frac{R_{\Sigma}}{\tau_M s} \quad (1-13)$$

式(1-12)与式(1-13)的结构图分别画在图 1-12(a)与(b)之中。若再将两式联立起来,并考虑到 $n = E/C_e$,即得额定励磁下直流电动机的动态结构图,如图 1-12(c)。

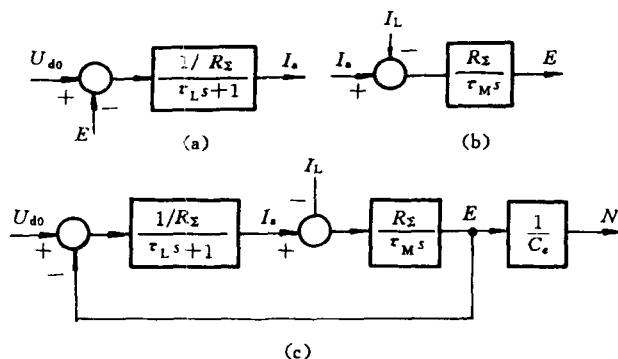


图 1-12 额定励磁下直流电动机的动态结构图

(a)式(1-12)的结构图 (b)式(1-13)的结构图 (c)直流电动机的动态结构图

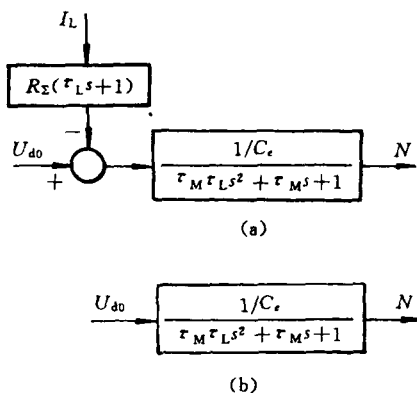


图 1-13 直流电动机动态结构图的变换和简化

由图 1-12 的结构图可以看出,直流电动机有两个输入量,一个是理想空载整流电压 U_{d0} ,另一个是负载电流 I_L 。前者是给定输入量,后者是扰动输入量。如果不需要在结构图中表示 I_a ,则可将扰动量 I_L 的综合点移前,再进行等效变换,得图 1-13(a)。若负载为零,则结构图可简化成图 1-13(b)。当 $\tau_M < 4\tau_L$ 、电动机以电枢电压为输入量、转速为输出量时,电动机可能为一振荡环节,它包含电磁惯性和转子的机械惯性,这两种能量可以互相转换则使电动机带有振荡的性质。

2. 晶闸管触发和整流装置的传递函数

晶闸管变流装置的控制总离不开触发电路,在分析系统时往往把它们当作一个环节来看待,这一环节的输入量是触发电路的控制电压 U_c ,输出量是理想空

载整流电压 U_{d0} 。如果把它们之间的放大系数 K_V 看成常数,则晶体管触发电路与整流装置可以看成是一个纯滞后的放大环节,其滞后作用是由晶闸管整流装置的失控时间引起的。当控制角由 α_1 变到 α_2 时,若晶闸管已导通,则应等到下一个自然换向点以后才起作用。这样,晶闸管整流电路的输出平均电压 U_d 的改变就较控制电压 U_c 的改变延迟了一段时间 τ_V 。图 1-14 为单相全波纯电阻负载时 U_d 较 U_c 滞后 τ_V 时间的示意图。这段滞后时间和晶闸管整流器的类型有关联,其最大滞后时间

$$\tau_{V\max} = 1/(mf) \quad (1-14)$$

式中 f ——交流电源频率;

m ——整流电路在一个周期内的整流电压的波头数。

在实际计算中,一般采用平均滞后时间,即取 $\tau_V = \frac{\tau_{V\max}}{2}$ 。不同类型整流器的延迟时间见表 1-1。

根据拉普拉斯变换的滞后定理,晶闸管触发电路和整流装置的传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{U_{d0}(s)}{U_c(s)} = K_V e^{-\tau_V s} \quad (1-15)$$

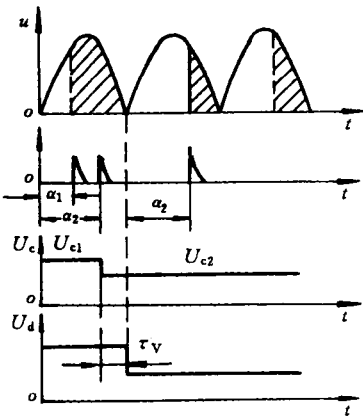


图 1-14 U_d 较 U_c 滞后 τ_V 时间的示意图

表 1-1 晶闸管整流器的滞后时间

整流器型式	$m/(\text{半波个数/周})$	$\tau_{V\max}/\text{ms}$	τ_V/ms
单相半波	1	20	10
单相全波	2	10	5
三相零式	3	6.7	3.3
三相半控桥	3	6.7	3.3
三相全控桥	6	3.3	1.7
六相零式	6	3.3	1.7

将式(1-15)按泰勒级数展开,可得

$$G(s) = \frac{K_V}{e^{\tau_V s}} = \frac{K_V}{1 + \tau_V s + \frac{1}{2!}(\tau_V s)^2 + \frac{1}{3!}\tau_V^3 s^3 + \dots}$$

依据工程近似处理的原则(详见第二章调节器设计),在 $\omega_c \leq \frac{1}{3\tau_V}$ 的条件下, (ω_c 为校正系统剪切频率),可将晶体管装置看成为一阶惯性环节来处理,其传递函数可表示为

$$G(s) = \frac{U_{d0}(s)}{U_c(s)} \approx \frac{K_V}{1 + \tau_V s} \quad (1-16)$$

3. 比例放大器的传递函数

比例放大器的响应可以认为是瞬时的,因此,它的放大系数也就是它的传递函数,即

$$\frac{U_c(s)}{\Delta U_c(s)} = K_A$$

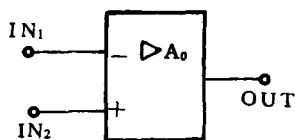


图 1-15 运算放大器符号

在电力拖动系统中,放大器多采用线性集成运算放大器,用图 1-15 所示的符号表示它。

运算放大器用作比例放大器(也称比例调节器或 P 调节器)时的电路示于图 1-16。只要掌握 A 点为虚地点以及放大器的输入电阻非常大这两个特点,不难求出比例运算放大器的传递函数为

$$K_A = U_o(s)/U_i(s) = R_1/R_0$$

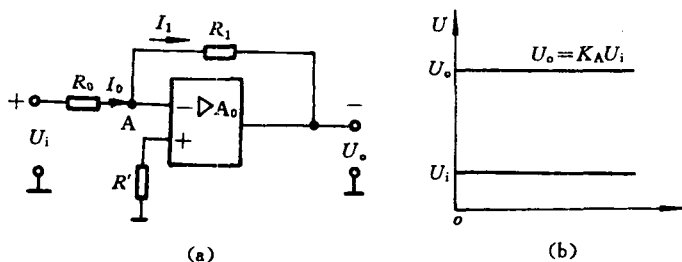


图 1-16 比例放大器

(a) 原理电路 (b) 输入、输出关系

4. 测速发电机传递函数

测速发电机是测量转速的装置,它与直流电动机同轴安装,它的输出是与电动机转速成比例的电压。通常其输入与输出关系为

$$U_m(s) = \alpha n(s)$$

5. 单闭环调速系统的动态结构图

将上述四个环节连在一起便得到转速闭环系统的动态结构图,如图 1-17 所示。由图可见,将晶闸管装置按一阶惯性环节近似处理后,单闭环调速系统可以看作是一个三阶线性系统。

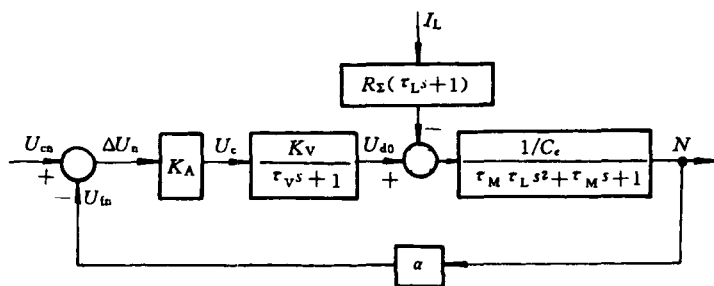


图 1-17 单闭环调速系统的动态结构图

单闭环调速系统的开环传递函数是

$$G_o(s) = \frac{K}{(\tau_v s + 1)(\tau_M \tau_L s^2 + \tau_M s + 1)} \quad (1-17)$$

式中 $K = K_A K_v \alpha / C_e$ 。

若不考虑负载扰动作用,则系统的闭环传递函数是

$$G_c(s) = \frac{n(s)}{U_{\omega}(s)} = \frac{K_A K_V / C_e}{(\tau_V s + 1)(\tau_M \tau_L s^2 + \tau_M s + 1) + K}$$

$$= \frac{\frac{K_A K_V / C_e}{1 + K}}{\frac{\tau_M \tau_L \tau_V}{1 + K} s^3 + \frac{\tau_M(\tau_L + \tau_V)}{1 + K} s^2 + \frac{\tau_M + \tau_V}{1 + K} s + 1} \quad (1-18)$$

(二)单闭环调速系统的稳定条件

由式(1-18)可知,系统的特征方程为

$$\frac{\tau_M \tau_L \tau_V}{1 + K} s^3 + \frac{\tau_M(\tau_L + \tau_V)}{1 + K} s^2 + \frac{\tau_M + \tau_V}{1 + K} s + 1 = 0 \quad (1-19)$$

式(1-19)的一般表达式为

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

根据劳斯-古尔维茨稳定判据,系统稳定的充分必要条件是

$$a_0 > 0, a_1 > 0, a_2 > 0, a_3 > 0 \text{ 及 } a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0$$

式(1-19)的各项系数显然都是大于零的,因此,稳定条件就只有

$$\frac{\tau_M(\tau_L + \tau_V)}{1 + K} \frac{\tau_M + \tau_V}{1 + K} - \frac{\tau_M \tau_L \times \tau_V}{1 + K} > 0$$

即

$$K < \frac{\tau_M(\tau_L + \tau_V) + \tau_V^2}{\tau_L \tau_V} \quad (1-20)$$

式(1-20)右边之值称为系统的临界放大系数, K 超出此值,系统将不稳定,以致无法工作。为了改善系统的稳定性,显然,最简便的方法是调整系统的参数(通常是改变增益),使闭环调速系统的开环放大系数 K 的选取满足式(1-20)。但从稳定条件着眼而求出的 K 值,往往无法满足系统稳态精度的要求。为了解决系统稳定性与稳态精度之间的矛盾,可采用控制理论中的校正方法,即在原有的系统中有目的地增添一些装置和元件,人为地改变系统的结构。校正方法有多种,而且对于一个系统来说,能够满足性能指标的校正方案也不是唯一的。在电力拖动调速系统中,最常用的方案有串联校正和反馈校正两种,其中串联校正最简单,而且可以很容易地利用原始系统中已有的运算放大器构成有源校正网络来实现,故在调速系统设计中常优先考虑串联校正方案。用运算放大器实现的串联校正装置有比例微分(PD)调节器(相位超前校正)、比例积分(PI)调节器(相位滞后校正)、比例微分积分(PID)调节器(相位滞后-超前校正)。下面以由 PI 调节器组成的无静差调速系统为例分析其具体的应用。

三、无静差调速系统

(一)系统无静差的实现

带比例调节器的闭环控制系统本质上是一个有静差系统。当负载扰动为阶跃信号时,上述系统要实现无静差,则必须在扰动作用点前含有积分环节,即用积分调节器去代替比例调节器,而积分环节的引入将使系统稳定性进一步变差(单闭环有静差调速系统固有部分由三个惯性环节组成)。为此,将采取 PI 调节器校正方式。系统中引入了 PI 调节器后,不仅很好地解决了动、静态对放大系数要求的矛盾,同时又使系统控制性能兼顾比例和积分的特征。因此,PI 调节器在自动控制系统中获得了广泛的应用。

(二)采用比例积分(PI)调节器的单闭环无静差调速系统

1. 比例积分(PI)调节器

PI 调节器原理电路如图 1-18 所示,其输出表达式为

$$U_o = \frac{R_1}{R_0} U_i + \frac{1}{R_0 C_1} \int U_i dt \quad (1-21)$$

初始条件为零时,取式(1-21)两侧的拉普拉斯变换,即得 PI 调节器的传递函数

$$G_{PI}(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = K_P + \frac{K_P}{\tau_1 s} = \frac{K_P(\tau_1 s + 1)}{\tau_1 s}$$

式中 $K_P = R_1/R_0$ ——比例部分放大系数;

$\tau_1 = R_1 C_1$ ——PI 调节器的时间常数。

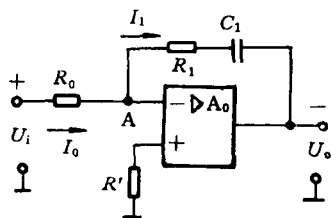


图 1-18 PI 调节器原理图

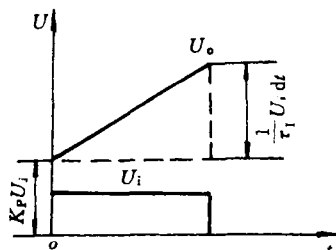


图 1-19 阶跃输入时 PI 调节器的输出特性

由图 1-19 可见,在比例积分调节器的输出特性中,既有输出量能立即响应输入量变化的比例部分,又有能随时间对输入信号不断积累的积分部分 $\left(\frac{K_P}{\tau_1} \int U_i dt\right)$ 。由于它含有积分环节,所以,当输入 U_i 不等于零时,积分过程将不断地继续下去,输出量将继续变化着;当输入 U_i 等于零时,输出 U_o 将稳定在此时刻的数值上,这就是积分调节器的记忆作用与保持作用。

实际应用的调速系统,多采用比例系数可调的 PI 调节器电路,如图 1-20 所示。如果设反馈分压系数

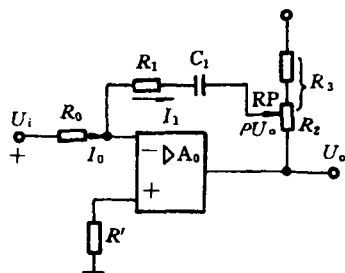


图 1-20 放大系数可调的比例放大器

$$\rho = \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

那么

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} U_o = R_1 I_1 + \frac{1}{C_1} \int I_1 dt$$

对上式取拉普拉斯变换,则有

$$\rho U_o(s) = \frac{R_1}{R_0} U_i(s) + \frac{R_1}{R_0} \frac{1}{R_1 C_1 s} U_i(s)$$

PI 调节器的传递函数为

$$G_{PI}(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\frac{R_1}{R_0} (R_1 C_1 s + 1)}{\rho R_1 C_1 s} = \frac{K_P(\tau_1 s + 1)}{\rho \tau_1 s} \quad (1-22)$$

当 $\rho = 1$ 时

$$G_{PI}(s) = K_P \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s}$$

这种 PI 调节器电路可以通过电位器 RP 调节反馈量大小,使调节器比例系数的调节范围增大而又不影响调节器时间常数 τ_1 数值的变化,且调整方便。

另外,采用 PI 调节器后,稳态时反馈回路相当于断路,运算放大器零点漂移很大,故在反馈回路两端再并联一个反馈电阻 R_1' ,如图 1-21 所示, R_1' 一般取为 $2M\Omega \sim 4M\Omega$,这样就形成了近似的 PI 调节器。

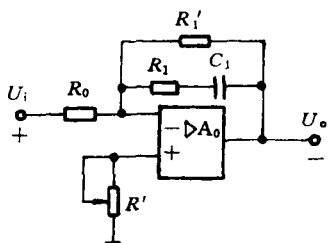


图 1-21 PI 调节器零点漂移的抑制

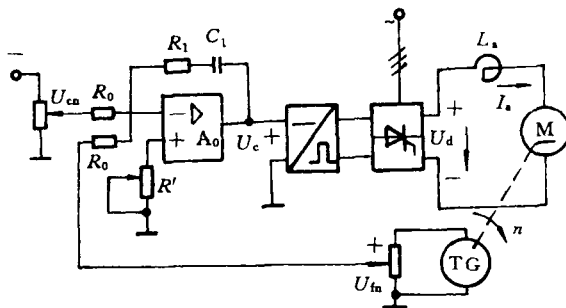


图 1-22 无静差调速系统

2. 系统的调节过程

图 1-22 为应用比例积分调节器的无静差直流调速系统,其系统静态结构如图 1-23 所示。其中,代表 PI 调节器的方框中用它的输出特性表示。

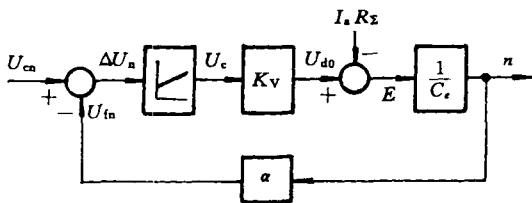


图 1-23 无静差调速系统稳态结构图

在本系统中,PI 调节器是作为转速调节器使用的,其调节器的输入信号为 $\Delta U_n = U_{cn} - U_{fn}$ (ΔU_n 为转速误差电压),其输出是晶闸管变流装置的控制电压 U_c ,它控制晶闸管变流装置输出的整流电压 U_d 的大小,且

$$\begin{aligned} U_c &= K_p(U_{cn} - U_{fn}) + \frac{K_p}{\tau_1} \int (U_{cn} - U_{fn}) dt \\ &= K_p \Delta U_n + \frac{K_p}{\tau_1} \int \Delta U_n dt \end{aligned}$$

当负载突增时,无静差调速系统的动态过程曲线示于图 1-24。设系统原负载转矩为 T_{L1} ,稳定运行时,转速误差电压 ΔU_n ($\Delta U_n = U_{cn} - U_{fn} = U_{cn} - \alpha n_s$) 必为零,则稳定转速为

$$n_s = U_{cn} / \alpha$$

在 t_1 时刻负载转矩阶跃增到 T_{L2} ,在负载扰动作用下,由于转速 n 不能稳定在 $n_s = U_{cn} / \alpha$ 的数值上,转速误差电压 ΔU_n 不等于零,此时,PI 调节器输出电压增量 ΔU_c 将分成比例和积分两部分。