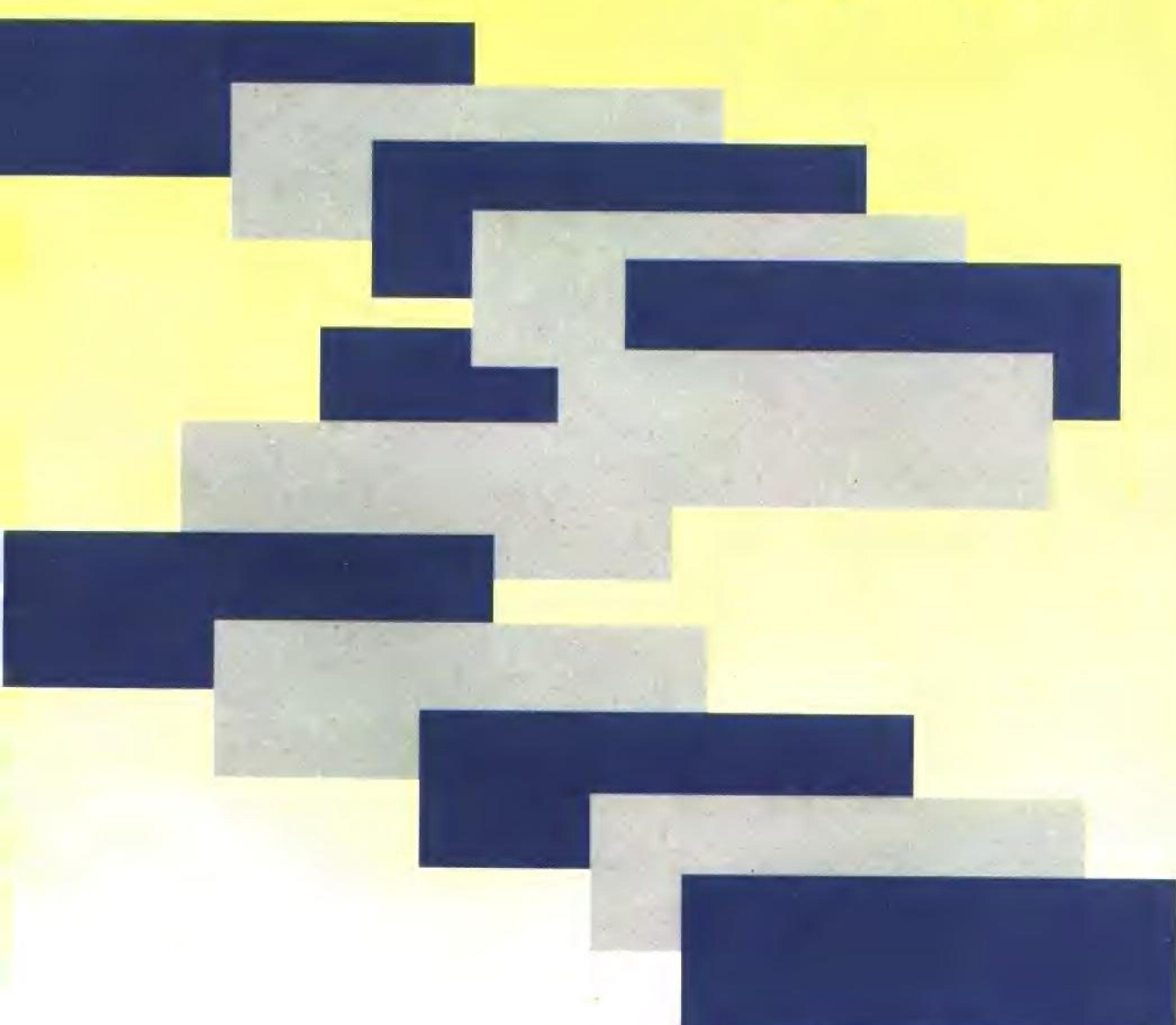


电 动 机 控 制 技 术

电动机控制技术

DIANDONGJIKONGZHISHU

马葆庆 主编



华中理工大学出版社

(鄂)新登字第 10 号

图书在版编目(CIP)数据

电动机控制技术/马葆庆 主编

—武汉:华中理工大学出版社,1997年8月

ISBN 7-5609-1577-9

I. 电…

I. ①马…

Ⅱ. 电动机-控制;电动机-自动控制

Ⅳ. TM32

电动机控制技术

马葆庆 主编

责任编辑:刘启茂

华中理工大学出版社出版发行

(武昌喻家山 邮编:430074)

新华书店湖北发行所经销

安陆市印刷厂印刷

开本:787×1092 1/16 印张:14 字数:336 000

1997年8月第1版 1997年8月第1次印刷

印数:1—1000

ISBN 7-5609-1577-9/TM·69

定价:13.80元

(本书若有印装质量问题,请向出版社发行部调换)

内 容 提 要

本书主要论述直流和交流电动机各种拖动控制系统的原理、结构和静、动态特性分析及设计计算方法，侧重介绍电动机控制技术的近期发展，并叙述变频调速器的原理和应用以及抗干扰技术等现代电力拖动控制系统的专门问题。体例独特，取材新颖，内容深入浅出，既重视理论性也注意实用性，密切结合生产实际。

本书可供高等学校工业电气自动化、应用电子技术、机电一体化等专业以及其他相近专业师生作教学参考书使用，亦可供厂矿企业广大电气技术领域工程技术人员参考。

前 言

电动机在工农业生产、国防建设乃至日常生活领域中,应用十分广泛,发挥着巨大的作用。随着微电子技术和电力电子技术的飞速发展,电动机控制技术在近 10 年来已取得了长足的进步。电动机的控制系统即电力拖动控制系统作为一门学科,其范围不断扩大,新的控制思想和控制理论的研究和应用方兴未艾,这一学科的面貌已大为改观。在此形势之下,现有高等学校本学科教材,亟待补充新的内容,才能适应教学的需要。随着电动机控制技术的发展,电动机控制装置也已面目一新,同时也带来一些新问题。例如,结构紧凑、控制方便、性能优良的变频调速器已大量出现在市场上;现代电动机控制系统既采用了微电子电路元件,又采用了电力电子电路元件,各种电子设备相互干扰,如何抑制或消除这种干扰,成了一个突出的、重要的问题,等等。无论是高等学校师生还是从事电动机控制装置设计、安装和调试实际工作的厂矿企业工程技术人员都迫切需要这些方面的知识。作者编写此书,旨在为高等学校师生提供一本简明扼要、内容新颖的教学参考书,以补充现有教材内容之不足,同时也是为从事实际工作的电气工程技术人员而写,希望本书对他们的工作有所帮助。

因此本书编写体例和取材内容与现有电力拖动控制系统教材有所不同。本书侧重介绍电动机控制领域新的控制思想和控制系统,而对现有教材中基本内容则作精简扼要的叙述,这是本书的一个特点。本书另一个特点是,以控制规律为线索,由简单到复杂、深入浅出地讨论各种电动机控制系统的构成,原理和静、动态特性及设计计算,突出物理概念,避免烦琐的数学推导;注重实用、密切结合生产实际。

本书共分六章,分别讲述晶闸管相控整流直流调速系统,PWM 直流调速系统、锁相控制系统、交流调速系统的基本方案、通用变频器及其应用和电动机控制系统电磁兼容性设计等内容。

本书由马葆庆主编,其中,第一、二章和第三章中 3.1 节、3.4 节和 3.5 节由马葆庆编写;第四、五章由张青编写;第六章由李晓帆编写;第三章中 3.2 节和 3.3 节由雷惠编写。全书由马葆庆整理、修改并统稿。本书承华中理工大学陈坚教授审阅,提出了许多宝贵的修改意见,并给予作者很大的帮助;金松龄教授也热心地参加了部分审稿工作;在本书编写过程中,作者参阅了国内外许多学者和研究设计人员的著作、论文和资料;并得到了华中理工大学应用电子技术教研室许多同志的热情支持和帮助,谨此一并致谢。

由于作者水平有限,加之时间仓促,错误和不当之处在所难免,恳请读者批评指正。

作者

1996 年 10 月于华中理工大学

目 录

第一章 晶闸管相控整流直流调速系统	(1)
1.1 单闭环晶闸管相控整流直流调速系统	(1)
一、从开环控制到闭环控制	(2)
二、从有静差到无静差	(7)
三、电流截止负反馈及其作用	(9)
1.2 从单环控制到多环控制	(11)
1.3 工程设计方法概要	(15)
一、系统的静态设计	(16)
二、系统的动态设计	(16)
1.4 转速、电流双环系统的超调及其抑制	(24)
一、转速、电流双环系统转速超调量的计算	(24)
二、转速、电流双环系统转速超调量的抑制	(26)
1.5 可逆调速系统的基本方案	(30)
一、概述	(31)
二、可逆系统的环流问题和控制方式	(34)
三、可逆系统的各种方案	(36)
1.6 引入扰动调节的调速系统	(43)
1.7 变结构控制的调速系统	(46)
一、逻辑切换单元 LC 的组成	(47)
二、速差设定值 U_c 的选择	(47)
1.8 调速系统从模拟控制到数字控制的发展	(50)
参考文献	(51)
第二章 PWM 直流调速系统	(52)
2.1 PWM 功率变换器及其原理	(52)
一、H 型双极式 PWM 变换器	(52)
二、H 型单极式 PWM 变换器	(55)
三、H 型单极式倍频 PWM 变换器	(57)
四、H 型受限单极式 PWM 变换器	(60)
五、H 型受限单极式倍频 PWM 变换器	(61)
2.2 PWM 直流调速系统的组成	(64)
2.3 主电路开关元件的驱动电路和保护	(67)
一、对 IGBT 驱动电路的要求	(67)
二、IGBT 的驱动电路	(69)
三、IGBT 的保护	(74)
2.4 PWM 功率变换器 IGBT 缓冲电路设计	(76)
一、PWM 功率变换器中 IGBT 通断过程及缓冲电路的工作原理	(76)
二、缓冲电路的参数计算	(78)
2.5 PWM 直流调速系统的保护	(79)
一、过流保护	(80)
二、过电压和欠电压保护	(82)

三、 I^2t 保护	(82)
四、瞬时停电保护	(83)
2.6 智能功率模块(IPM)及其在 PWM 系统中的应用	(83)
2.7 泵升电压形成过程的分析及其限制	(86)
一、PWM 系统的制动及泵升电压的形成过程	(86)
二、回馈能量的计算	(87)
三、回馈能量的处理:存储与耗散	(89)
2.8 PWM 系统开关频率的选择和主回路附加电感的设计	(92)
一、开关频率 f 的选择	(92)
二、主回路附加电感的设计	(93)
2.9 PWM 功率变换器的调节死区及其对系统性能的影响	(94)
一、死区时间对输出平均电压的影响	(95)
二、死区时间对谐波的影响	(96)
参考文献	(97)
第三章 锁相控制系统	(99)
3.1 电动机锁相控制概述	(99)
3.2 鉴相器	(101)
一、乘法器型鉴相器	(101)
二、序列鉴相器	(102)
三、鉴频鉴相器	(102)
四、集成锁相环路	(104)
五、数字积分器及锁定检测	(105)
3.3 锁相环电动机控制系统稳定性分析及参数设计	(107)
一、带数字积分器的锁相环电动机速度控制系统的稳定性及参数设计	(107)
二、带鉴频鉴相器(PFD)的锁相环电动机控制系统的稳定性分析及参数设计	(111)
3.4 锁相环电动机控制系统的锁定范围和失锁问题	(115)
一、具有三态鉴频鉴相器(PFD)的锁相环电动机速度控制系统	(115)
二、采用异或门鉴相器的锁相环电动机速度控制系统	(118)
3.5 电动机锁相控制系统实例	(119)
一、消振装置控制系统的主电路	(121)
二、消振装置控制系统的控制电路	(121)
三、系统的工作过程	(124)
参考文献	(125)
第四章 交流调速的基本方案	(127)
4.1 交流调压调速	(128)
4.2 变压变频调速系统	(130)
4.3 矢量变换控制变频调速系统	(133)
一、矢量变换控制原理	(133)
二、转子磁链观测模型	(138)
三、变结构控制	(141)
4.4 异步电动机直接转矩控制	(144)
一、直接转矩控制的主要特点	(145)
二、直接转矩控制的基本原理	(145)

三、直接转矩控制的实现	(150)
4.5 串级调速系统	(155)
一、电动机串级调速原理	(155)
二、串级调速装置	(156)
4.6 同步电动机自控频率调压调速系统	(157)
参考文献	(158)
第五章 通用变频器及其应用	(159)
5.1 概述	(159)
5.2 通用变频器的构成和主要功能	(160)
一、主电路	(160)
二、控制电路	(162)
三、信号采样电路	(162)
四、信号处理和故障保护电路	(162)
五、外部接口电路	(162)
六、控制电源与驱动电源	(162)
5.3 通用变频器的控制方式	(163)
一、 U/f 控制	(163)
二、转差频率控制	(165)
三、矢量变换控制	(166)
5.4 通用变频器及其外部设备的选择	(168)
一、主电路	(170)
二、测量回路	(173)
三、控制回路	(174)
5.5 通用变频器的安装、接线、调试和使用方法	(175)
一、安装	(175)
二、基本系统连接	(179)
三、连线问题	(187)
四、通用变频器的调试与维修	(190)
5.6 应用实例	(192)
一、采用通用变频器实现转差频率控制	(192)
二、应用通用变频器的转速、转差双闭环控制	(193)
参考文献	(194)
第六章 电动机控制系统电磁兼容性设计	(195)
6.1 电磁干扰的模型和干扰的传递方式	(195)
6.2 抑制和消除干扰的一般方法	(197)
一、抗干扰的基本措施	(197)
二、常见干扰的抑制和消除	(198)
6.3 电力电子装置功率开关器件噪声的抑制策略和手段	(202)
一、晶闸管变流装置的噪声抑制	(202)
二、PWM 系统的噪声抑制	(202)
6.4 直流电源噪声的抑制	(203)
6.5 模拟电路的抗干扰设计	(204)
一、运算放大器电路的抗干扰设计	(204)

二、模拟量检测装置的抗干扰设计	(205)
三、高频噪声的抑制	(206)
6.6 数字电路的抗干扰设计	(206)
一、串扰的抑制	(207)
二、反射的抑制	(208)
三、输入回路的抗干扰措施	(208)
四、输出回路的抗干扰措施	(210)
6.7 设备与系统的接地	(211)
一、保护地线的接法	(211)
二、系统接地的接法	(212)
三、屏蔽地线的接法	(213)
参考文献	(214)

第一章 晶闸管相控整流直流调速系统

自本世纪 50 年代末以来,半导体器件向集成电路发展形成了微电子学,即信息电子学;同时,结合变流技术向电力半导体器件发展形成了强电子学,即电力电子学。前者主要研究信息的检出、传送和处理,后者主要研究电力的传送、变换和控制。目前,这两个领域正处于日新月异蓬勃发展的时期。

电力电子学的发展和应用给传统的电动机控制技术注入了新的活力,使其面貌焕然一新。在现代电力拖动系统中,几乎已全部采用了半导体器件来取代传统的电子管、闸流管、汞弧整流器、饱和电抗器以及磁放大器等静止变流器件和装置,也逐渐取代了直流发电机、交磁电机放大机等旋转变流机组,极大地提高了电力拖动系统的性能指标和工业产品的质量,而且在减小设备的重量和体积、节能、降低成本和提高劳动生产率等方面,起着重要的作用。

电力半导体器件的发展已走过了 30 多年的历程。1957 年晶闸管(俗称可控硅 SCR)问世就引起广泛的重视,60 年代在工业企业中迅速淘汰了其他型式的拖动装置,而代之以可控硅(晶闸管)相控整流拖动装置。到了 70 年代,出现了可关断晶闸管(GTO)和大功率晶体管(GTR),功率场效应管(MOSFET)也开始崭露头角,从而使低频脉宽调制拖动装置得以发展和应用。进入 80 年代后工业适用的场控及其复合器件迅速崛起。80 年代中期绝缘门极双极型晶体管 IGBT 投入商用生产,80 年代后期又研制成功静电感应晶体管(SIT)和 MOS 栅控晶闸管(MCT),为实现电动机的高频高性能控制开辟了道路。目前,电力半导体新器件仍在继续发展。可以说,电力拖动控制技术的每一次重大变革,都是以新器件的出现为契机的。

目前,国内外直流拖动尚在继续发展,主要仍以晶闸管相控整流方式为主,只有高性能装置才采用脉宽调制控制方式。大功率拖动装置中,由于晶闸管容量可做得很大,非其他半导体器件所能企及,所以晶闸管相控整流拖动装置仍然占据着统治地位。这种情况还会在相当长的时期内继续下去。

本章简略介绍各种晶闸管相控整流直流调速系统及其发展,重点讨论这些系统的控制思想及其实现,以及它们的静态和动态特性。

1.1 单闭环晶闸管相控整流直流调速系统

直流电动机的转速 n 可表示为

$$n = \frac{U - IR_A}{K_e \Phi} \quad (1-1)$$

式中, I ——电枢电流;

K_e ——电动机电势系数。

由此基本关系式可知,电动机的转速 n 与电枢供电电压 U 、电枢回路总电阻 R_A 和励磁磁通 Φ 有关,调节或改变 U 、 R_A 、 Φ 中任意一个参量就可改变转速,因此直流电动机可有调节电枢供电电压(简称调压)、减弱励磁磁通(简称弱磁)和改变电枢回路电阻三种调速方法。

这三种方法中,以调压方法为最好,用它可在一定范围内得到无级平滑调速,因此现代直

流调速系统主要采用调压调速,有时还采用弱磁调速与其配合,以获得更宽的调速范围。至于改变电枢回路电阻调速,通常只用在目前还在继续使用的继电-接触器控制系统中。

为了实现调压调速,需要专用的可控直流电源。常用的专用直流电源有:电动发电机组、静止可控整流器以及直流斩波器或脉宽调制变换器等三种。电动发电机组设备多、体积大、费用高、效率低、维护不便、运行时噪音大,60年代以前使用较多,现在已在淘汰之列。静止可控整流器简单、经济、可靠,门极控制功率小,其快速性为毫秒级,而电动发电机组则是秒级,这便使应用它的系统的动态性能大为提高。由于这些优点,用静止可控整流器给直流电动机供电组成的调速系统,近30年来一直是直流调速系统的主要形式。这种可控硅整流器采用移相控制方式,由系统中的控制信号来改变晶闸管门极触发脉冲的相位,从而改变整流输出电压,实现电动机平滑调速。所以,这种系统称为晶闸管相控整流直流调速系统,简称晶闸管直流调速系统,它就是本章讨论研究的对象。脉宽调制变换器则是近10余年来发展起来的新型可调直流电源。应用它供电组成的PWM调速系统将在第二章详细讨论。下面讨论晶闸管相控整流直流调速系统。

一、从开环控制到闭环控制

如图1-1所示,由晶闸管整流器V给直流电动机M供电,改变输入控制信号 U_α 的大小,即可对晶闸管整流器进行移相控制,从而改变电动机的转速。这是最简单的晶闸管-电动机(V-M)调速系统。

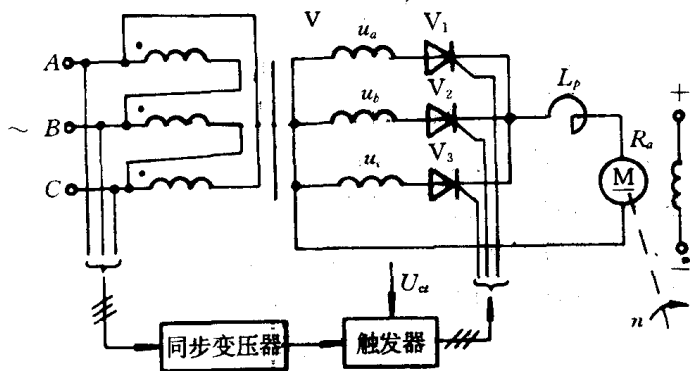


图 1-1 晶闸管-电动机调速系统

将晶闸管整流器视为具有内阻 R_i 和电压 u_{d0} 相串联的等效电压源,则可写出晶闸管-电动机系统主回路的电压平衡方程式,即

$$u_{d0} = E + i_d R + L \frac{di_d}{dt} \quad (1-2)$$

式中, E ——电动机反电势, $E = K_e \Phi n = C_e n$, $C_e = K_e \Phi$ 为电动机在额定磁通下的反电势转速比;

R ——主回路总电阻,包括整流电路内阻、电机电枢电阻和平波电抗器电阻;

L ——主回路总电感;

i_d ——瞬时整流电流;

u_{d0} ——理想空载整流电压(瞬时值),即主回路电流为零时的整流电压值。

对全控式整流电路,当电流波形连续时 u_{d0} 的平均值为

$$U_{d0} = k U_2 \cos \alpha$$

式中, U_2 ——整流变压器副边额定相电压有效值;

α ——晶闸管控制角;

k ——常系数,其值与整流电路类型有关,对于单相全波、三相零式和三相全波电路,分别为 0.9、1.17 和 2.34。

式(1-2)两边取平均值,稍加整理,得到电动机转速 n 和主回路电流平均值 I_d 的关系如下:

$$n = \frac{U_{d0}}{C_e} - \frac{R}{C_e} I_d \quad (1-3)$$

对他励直流电动机来说,其电磁转矩 T_e 与电流 I_d 成比例,故式(1-3)称为电流 i_d 连续时晶闸管-电动机系统的机械特性。当控制信号 U_{α} 不变,因而控制角 α 一定时, U_{d0} 不变,此特性为一直线,如图 1-2 实线所示。图中非线性虚线为电流小于某临界值时的机械特性,可通过详细的分析计算而求得。通常,系统主电路中接有平波电抗器 L_d (见图 1-1),使电流波形连续并且平稳。

对于调速系统,衡量其静态性能好坏的指标主要是调速范围 D 和静差率 s 。所谓调速范围 D ,即是调速系统的最高转速 $n_{\max}$ 和最低转速 $n_{\min}$ 之比(通常指额定负载时):

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

所谓静差率 s ,即是系统在某一转速下运行时,负载由理想空载增加到额定值时对应的静态转速降 Δn_{nom} 与理想空载转速 n_0 之比:

$$s = \frac{\Delta n_{\text{nom}}}{n_0} \quad (1-5)$$

这里要注意,生产机械对电力拖动系统提出的静差率要求,是针对最低转速 $n_{\min}$ 而言的,即式(1-5)中 Δn_{nom} 和 n_0 分别为最低转速 $n_{\min}$ 对应的机械特性的额定转速降和理想空载转速。

D 和 s 两者有如下重要关系:

$$D = \frac{n_{\max} s}{\Delta n_{\text{nom}} (1-s)} \quad (1-6)$$

从式(1-6)可知, D 、 s 是联系在一起的,只给出 D 而不给出 s ,是没有意义的。在一定的静差率 s 之下,机械特性的静态转速降 Δn_{nom} 越小,亦即机械特性曲线越硬,则调速范围就越宽。

如果由大小为 U_{d0} 的恒定电压给他励直流电动机供电,此时电动机的机械特性表达式与式(1-3)形式上完全相同,只须将式(1-3)中主回路总电阻 R 改成电枢绕组电阻 R_a 即可。由于 $R > R_a$,所以晶闸管-电动机系统的机械特性更软,调速范围 D 还要小些,对生产机械提出的很低的 D 、 s 调速要求都难以满足,所以这种系统必须加以改进。

图 1-1 所示系统,输出量 n 与输入量 U_{α} 之间没有任何联系,称为开环控制系统。这一系统,当负载增加时,电动机转速 n 必然要降低,主电路电流 I_d 必须随之增加,使电动机产生更大的电磁转矩来平衡增大了的负载转矩,达到新的稳定运转状态。在这里负载(转矩)是一种扰动作用,电流 I_d 的增大或减小则是负载扰动增强或减弱的反映。显然要想维持电动机转速尽量不变,必须将输出发生变化的信息反馈给输入端,不管有何扰动作用到系统上,只要转速增加或减小,则通过反馈便立即使输入减小或增加,从而使转速保持不变。这就是反馈控制的基本思想。这种控制思想业已深入人心,在电动机控制这一领域得到了充分的运用。

(一) 闭环调速系统的组成及其静特性分析

按照上述控制思想,我们引入转速负反馈,组成具有转速负反馈的晶闸管闭环调速系统,如图 1-3 所示。为此需要一台测速发电机 TG,并将其转轴与拖动电动机转轴机械连结在一起。

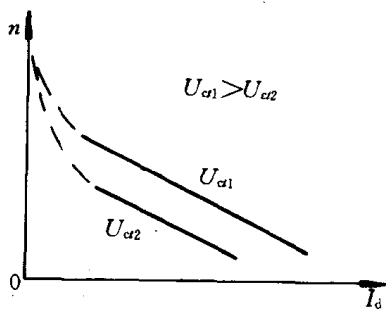


图 1-2 V-M 系统的机械特性

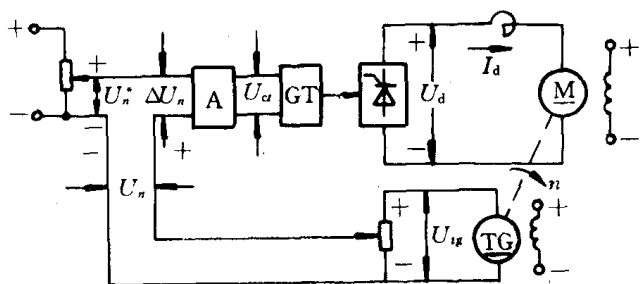


图 1-3 采用转速负反馈的闭环调速系统

运用控制理论中常用的分析方法,将该系统按不同功能划分成比较、放大、反馈、执行(电动机)等若干环节和部件,画出其静态结构图,如图 1-4 所示。根据结构图即可求得系统的静特性:

$$n = \frac{K_p K_t U_n^*}{C_e (1+K)} - \frac{R}{C_e (1+K)} I_d \quad (1-7)$$

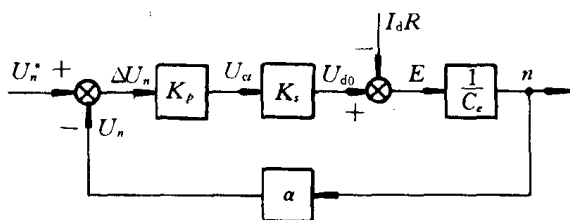


图 1-4 转速负反馈系统的静态结构图

式中, K_p 、 K_t ——分别为放大器和触发整流环节的放大系数;

α ——测速反馈系数 ($V \cdot \min/r$);

U_n^* ——转速给定电压信号(简称转速给定电压或转速给定信号)(V);

$K = K_p K_t \alpha / C_e$ ——系统开环放大系数。

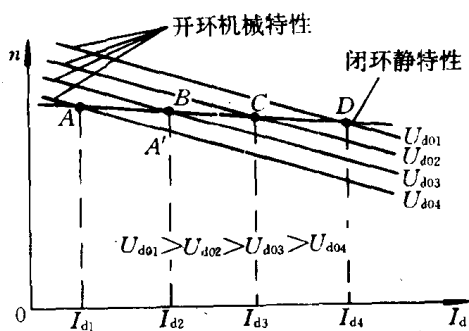


图 1-5 闭环系统静特性和开环系统机械特性的关系

此式表示闭环后电动机转速随电枢电流变化而改变的关系,即 $n = f(I_d)$,称为该闭环系统的静特性。设电流总是连续,由此式绘成的图形是一条直线,如图 1-5 所示。它与开环系统的机械特性有本质的不同,其斜率为 $R/[C_e(1+K)]$,理想空载转速 $n_0 = K_p K_t U_n^* / [C_e(1+K)]$ 。若改变 U_n^* 值,则可得到一组平行的静特性,故只要改变 U_n^* 即可调节电动机的转速。

将此静特性与相应的开环系统的机械特性

$$n = \frac{K_p K_t U_n^*}{C_e} - \frac{R}{C_e} I_d \quad (1-8)$$

相比较,可以很清楚地看到闭环以后带来的好处:

① 闭环静态转速降 Δn_{cl} 减小为开环静态转速降 Δn_{op} 的 $1/(1+K)$, 即

$$\Delta n_{cl} = \frac{\Delta n_{op}}{1+K} \quad (1-9)$$

静特性硬度增加,闭环静差率也减小为开环静差率的 $1/(1+K)$ 。

②闭环调速范围 D_d 扩大为开环调速范围 D_{op} 的 $(1+K)$ 倍, 即

$$D_d = (1+K)D_{op} \quad (1-10)$$

可见, 提高开环放大倍数 K 即可拓宽调速范围 D 。 K 越大则静特性越硬, D 就越大。这种控制效果对人们解决高要求的调速问题是一种启示, 它指出了解决调速问题的基本途径。从式 (1-9) 和式 (1-10) 看来, 似乎将开环放大系数 K 值尽量放大, 就可以得到绝对硬的静特性和任意宽的调速范围, 实际上 K 总是有限的, 不可能无限大, 更何况从稳定性和动态特性考虑, 也不允许选用太大的开环放大系数, 不然系统必定会剧烈振荡, 无法工作。

加了转速负反馈后, 之所以有这样的控制效果, 原因并非直接引起静态压降的主回路电阻压降 $I_d R$ 被改变了, 而是因为负反馈改变了放大器输入误差电压, 从而调整了晶闸管整流输出电压的结果。

上述调速系统是按偏差控制的反馈控制系统, 它以“检测偏差、纠正偏差”为基本控制原则, 以负反馈为实现这一原则的方法和手段。

应用这种控制思想, 可以设计出各式各样的调速系统。图 1-6 也是这样一种反馈控制系统。若将比反电势小得多的电枢电阻压降 $I_d R_a$ 忽略不计, 则电枢端电压近似与电动机转速成正比, 因此可用电枢电压负反馈代替转速负反馈, 组成图 1-6 所示电压负反馈调速系统。该系统采用比例放大器作为转速误差放大器, 其输出就是后续触发整流环节的移相控制电压 U_α 。系统工作原理和调整过程与前述转速负反馈系统相似, 只要改变转速给定信号 U_n^* , 即可调节电动机的转速。

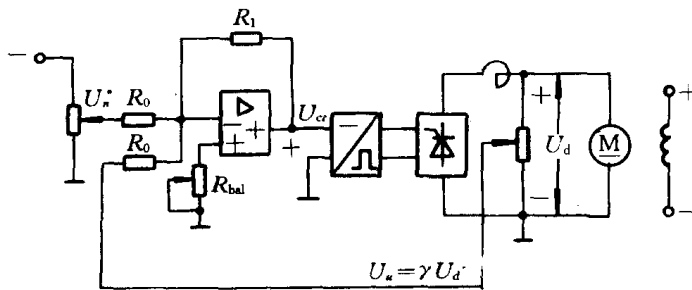


图 1-6 电压负反馈调速系统原理图

如同前面那样, 预先画出系统静态结构图, 便可立即求出电压负反馈调速系统的静特性如下式:

$$n = \frac{K_p K_f U_n^*}{C_e (1+K)} - \frac{R_{rec} I_d}{C_e (1+K)} - \frac{R_a I_d}{C_e} \quad (1-11)$$

式中, R_{rec} ——晶闸管整流器的内阻(含平波电抗器电阻), $R_{rec} = R - R_a$;

K ——电压负反馈调速系统的开环放大倍数, $K = K_p K_f \gamma$ (注意与前述转速负反馈调速系统的开环放大倍数 $K = K_p K_f \alpha / C_e$ 不同)。 $\gamma = U_a / U_d$, 它为电压负反馈电压与电枢电压之比值, 称为电压反馈系数。

此式表明, 电压负反馈调速系统的静特性也是一条直线, 其斜率为 $(1/C_e)[R_{rec}/(1+K) + R_a]$, 它比转速负反馈调速系统静特性的斜率要大, 特性较软。这是因为前者被电压负反馈所包围的主电路中内阻 R_{rec} 形式上被“减小”为 $1/(1+K)$, 而未被负反馈包围的电枢电阻 R_a 没有被“减小”的缘故。这正是体现了负反馈抗扰动的一种属性。因此, 电压负反馈系统的调速范围要比转速负反馈系统小, 根据 K 值的大小甚至可以小很多, 所以这种系统只适用于调速范围要求很低的场合。

(二) 反馈控制的规律

综上所述,可知反馈控制有以下特征:

①采用比例放大器的反馈控制系统是有静差系统。提高系统的开环放大系数能够减小静差,扩大调速范围,但静差总是存在。因为这种系统正是以“检测偏差来纠正偏差”,没有了静差,即没有了偏差,也就没有对被调量的调整作用了。

②除了给定信号之外,系统中还存在着诸如负载的变化、电网电压的波动、电动机励磁的变化、放大器的零漂、主电路电阻随温度的变化等各种各样引起被调量变化的因素,所有这些因素,都称为“扰动作用”。

抗扰性能是反馈控制系统最突出的特征。凡是作用在被负反馈所包围的前向通道各环节上的任何扰动作用对被调量的影响,都能通过反馈控制而受到抑制。但是对于给定输入作用,反馈控制系统则只是紧紧跟随。

③系统精度依赖于给定电源和反馈信号的精度。反馈控制对给定电源和被调量检测装置上的扰动是无能为力的,所以调速系统从原理上可以是高精度的,实际上往往难以达到。系统的精度不可能超过给定电源和反馈检测装置的精度。因此高精度的调速系统需要高精度的给定电源和反馈检测装置与其相配合。

(三) 扰动补偿和电流正反馈

对调速系统来说,改变速度给定 U_n^* ,要能调速;保持速度给定 U_n^* ,要能稳速。理想的静特性在 $n-I_d$ 坐标系中应是一组完全水平的直线。事实上这是不可能的,当负载变化时转速多少要发生变化。负载的变化是调速系统最重要的扰动。正是这种扰动作用,限制了调速范围的扩大,引起了系统的静差。

对于负载变化这种扰动,还有另外一种办法来处置它。负载增加时,转速将被迫下降,这时若能根据负载的大小,使控制电压 U_a 适量增加,从而使晶闸管控制角相应减小,整流电压 U_d 随之增加,使转速回升;负载减小,则全部过程相反,这样来力图维持转速不变。这种控制称为“补偿控制”。

按照这种控制思想,可在上述图 1-6 的基础上加入电流正反馈,组成所谓带电流正反馈的电压负反馈调速系统,如图 1-7 所示。

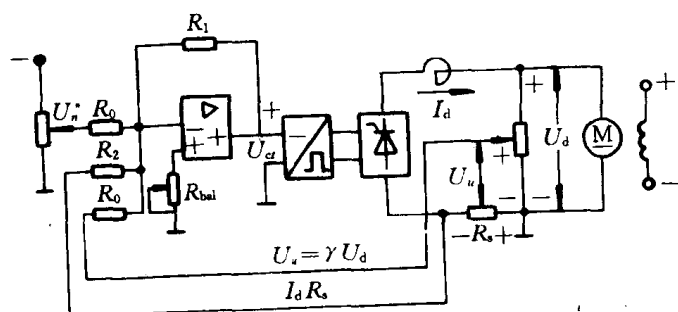


图 1-7 带电流正反馈的电压负反馈调速系统原理图

如同前述,我们可求得有电流正反馈的电压负反馈调速系统的静特性如下:

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1+K)} - \frac{(R_{rec} + R_s) I_d}{C_e (1+K)} + \frac{K_p K_s \beta I_d}{C_e (1+K)} - \frac{R_s I_d}{C_e} \quad (1-12)$$

式中, R_s ——主回路电流取样电阻;

β ——电流反馈系数, $\beta = R_0 R_s / R_2$;

K ——开环放大系数, $K=K_p K_i \gamma$ 。

由此式可知,这种调速系统的静特性也是直线。与式(1-11)相比较,式(1-12)右边多了正的一项。很明显,这一项正是电流正反馈引起的,它补偿了部分转速降,提高了静特性的硬度。

那么应该如何补偿才合适呢? 我们不妨将式(1-12)写为

$$n = \frac{K_p K_i U_n^*}{C_e(1+K)} - \frac{I_d}{C_e} \left(\frac{R + KR_a - K_p K_i \beta}{1+K} \right) = n_0 - \Delta n \quad (1-13)$$

① 令 $R + KR_a - K_p K_i \beta = 0$, 亦即取 $\beta = (R + KR_a)/(K_p K_i) = \beta_{cr}$, 则静态转速降 $\Delta n = 0$, 系统成为无静差系统, 静特性如图 1-8 直线 a 所示, 此时称为全补偿。如果令 $\beta > \beta_{cr}$, 则 $\Delta n < 0$, 称为过补偿; $\beta < \beta_{cr}$, 则 $\Delta n > 0$, 称为欠补偿。静特性分别如图 1-8 直线 b 、 c 所示。这里, 应取 $\beta < \beta_{cr}$, 使系统适当地欠补偿运行, 不然系统将不能稳定。

② 如果令 $KR_a - K_p K_i \beta = 0$, 亦即取 $\beta = \gamma R_a$, 则式(1-13)变为

$$n = \frac{K_p K_i U_n^*}{C_e(1+K)} - \frac{R}{C_e(1+K)} I_d \quad (1-14)$$

将此系统与转速负反馈系统相比较, 如果取相同的开环放大系数 K 值, 则此系统将有与转速负反馈调速系统相同的静特性[参见式(1-7)]。事实上, 由图 1-7 可知, 这个系统的合成反馈电压信号可表示为

$$-U_n + U_i = -U_d \gamma + \beta I_d$$

因此, 在取 $\beta = \gamma R_a$ 的条件下, 有

$$-U_n + U_i = -U_d \gamma + \gamma R_a I_d = -\gamma E = -\gamma C_n \quad (1-15)$$

可见电压负反馈和电流正反馈合在一起成了电势负反馈, 间接地起了转速负反馈的作用。不过由于温度变化、电位器松动等原因, 参数 β 、 γ 和 R_a 不可能维持一成不变, $\beta = \gamma R_a$ 这一条件不可能总是成立, 所以实际上带电流正反馈的电压负反馈系统并不能取代转速负反馈系统, 其静特性也要比转速负反馈系统差些。

为了更好地应用反馈控制和补偿控制来组成调速系统和其他控制系统, 现就电压负反馈和电流正反馈将两者作一比较:

电压负反馈用来实现被调量的反馈控制, 采用比例放大器时系统必定有静差; 反馈控制总能可靠地减小静差; 它对作用在被负反馈包围的前向通道上的所有扰动都能起抑制作用。

电流正反馈用来实现扰动量(负载)的补偿控制, 在一定的条件下应用它能完全消除静差; 补偿控制只是针对某一特定的扰动进行补偿, 对其他扰动(例如电网电压波动)引起的动态过程不一定有利。如果全面地评价, 则补偿控制不如反馈控制, 它一般不单独使用, 只是在反馈控制系统中作为辅助的方法配合使用, 来进一步改善系统的静特性。

二、从有静差到无静差

以上讨论的系统采用了比例放大器, 都是有静差系统。为了扩大调速范围, 提高静态精度, 必须减小静态转速降, 增加静特性的硬度, 这可以用提高系统开环放大系数 K 来实现。但是提高 K 值是有限度的, 过大的 K 值会引起系统的振荡而不能正常工作, 所以这种系统静态要求和动态稳定性之间是有矛盾的。

为了满足一些生产机械高精度、宽范围的调速要求, 必须从根本上改造上述系统, 实现无静差。为此, 需要另外一种型式的放大器来代替比例放大器, 它应当具有如下两种功能: ① 积累作用。即只要有输入, 就有输出; 而且不论输入如何小, 大小如何变化, 只要正、负极性不变, 输

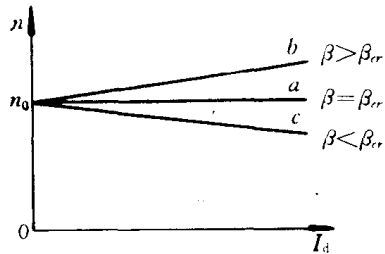


图 1-8 不同 β 值时的静特性

出就朝一定的方向(极性)增加。当输入极性改变时,则反向增加。这相当于将输入逐渐积累起来。②记忆作用。即当输入为零时,输出保持不变。有了这两种功能,则放大器就能在转速误差电压 $\Delta U_n = 0$ 时输出一定的控制电压 U_α 来产生一定的整流输出电压 U_d ,以抵偿负载电流引起的转速降落,维持给定转速运行,从而实现无静差调速。

这样的放大器是容易找到的。PI 调节器,即比例积分调节器就是常用的这种放大器。图 1-9 示出了 PI 调节器及其输入输出特性。它由运算放大器和电阻、电容如图 1-9(a)连接而成。我们由电子学已熟知其传递函数为

$$W_{PI}(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = K_{PI} + \frac{1}{\tau s} = \frac{\tau_1 s + 1}{\tau s} = K_{PI} \frac{\tau_1 s + 1}{\tau s} \quad (1-16)$$

式中, $K_{PI} = \frac{R_1}{R_0}$ ——比例放大系数;

$\tau_1 = R_1 C_1$ ——微分时间常数;

$\tau = R_0 C_1$ ——积分时间常数。

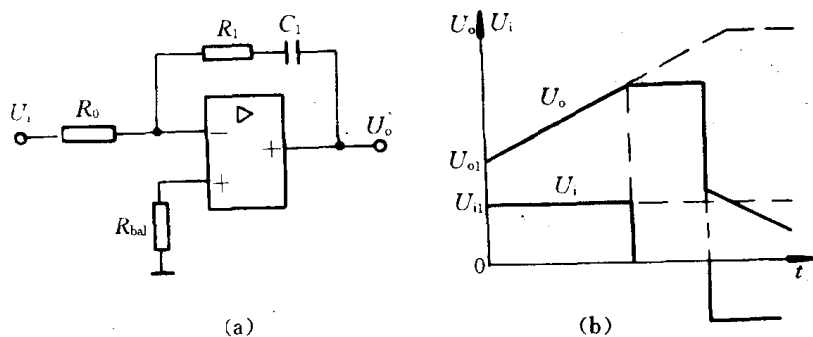


图 1-9 PI 调节器及其输入输出特性

将 PI 调节器代替比例放大器用于调速系统,例如转速负反馈调速系统(图 1-3),就得到了无静差调速系统,其静态结构图如图 1-10 所示。此系统在突加给定 U_n^* 时的起动过程如下:

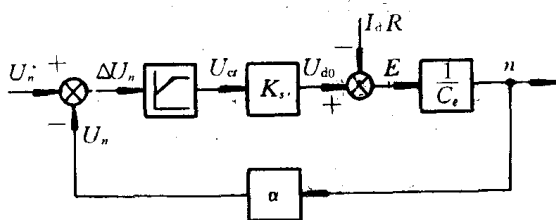


图 1-10 无静差调速系统静态结构图

突加 U_n^* , $\Delta U_n > 0$, PI 调节器电容 C_1 充电,其电压 U_{C1} 增大, U_α 增大, U_{d0} 增大, n 增大, U_n 增大。 $\Delta U_n = (U_n^* - U_n)$ 减小,但极性不变;电容 C_1 将继续充电, U_{C1} 、 n 继续增大,直到 $U_n = U_n^*$, $\Delta U_n = 0$, 电容 C_1 才停止充电,而 U_α 维持不变,因而电动机以 U_n^* 给定的转速稳定运行,而没有静差。

系统进入稳态时,PI 调节器反馈回路电容 C_1 不再流过电流,运放处于开环状态。理论上运放开环放大系数可视为无穷大,因此由式(1-7)静特性表达式可知静差应当为零。但是在起动和调速等动态过程中,由于 PI 调节器的输出因电容 C_1 的充放电是逐渐变化的,如图 1-9(b) 那样,所以动态放大系数又是有限的,且可借改变调节器的阻容参数加以调节,有效地避免系

统的振荡,从而简单而又妥善地解决了静态精度和动态稳定性之间的矛盾。

在这种系统中PI调节器既是误差放大器,又起了动态校正的作用。

三、电流截止负反馈及其作用

应用比例积分(PI)调节器或类似的具有积分作用的其他调节器,如积分(I)调节器,解决了无静差问题,但与前述所有的有静差系统一样,在突加起动时,会产生巨大的起动冲击电流,在系统过载和堵转时又会引起很大的过载和堵转电流,烧坏主电路元器件和电动机,故对上述各种系统应该采取保护措施。显然用熔断器保护是不适宜的。用限流保护才是合理的。为此,以图1-3为例,在此图中应增设所谓电流截止负反馈环节,如图1-11中虚线框内所示,这样的系统称为带电流截止负反馈的调速系统。电流截止负反馈环节由电流取样电路和比较电压 U_{com} 组成,在这里 U_{com} 由稳压管稳压值 U_{br} 体现,即取 $U_{com}=U_{br}$ 。显然只有当主回路电流 I_d 大于截止电流 $I_{der}=U_{com}/\beta$ (β 为电流反馈系数)时电流反馈才起作用,故称电流截止负反馈。

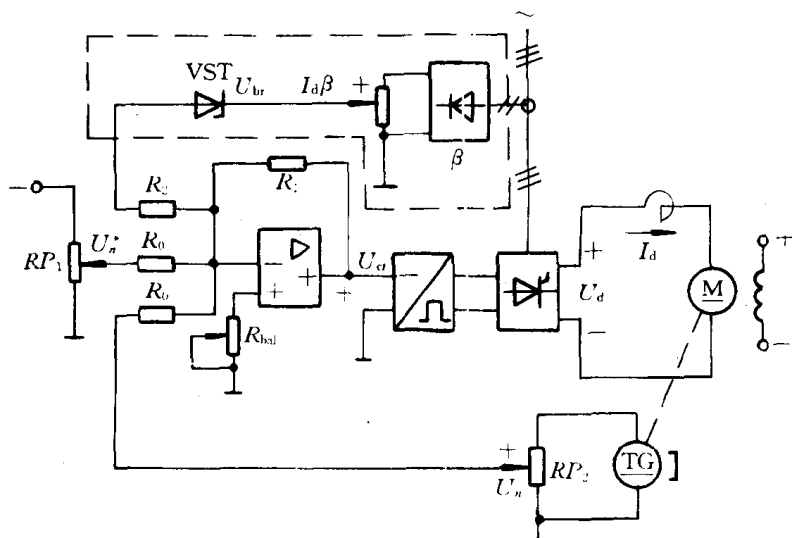


图 1-11 带电流截止负反馈的调速系统

如同前述那样,将系统分成若干个典型环节,画出静态结构图,如图1-12所示,根据此图可求出此系统的静特性,即

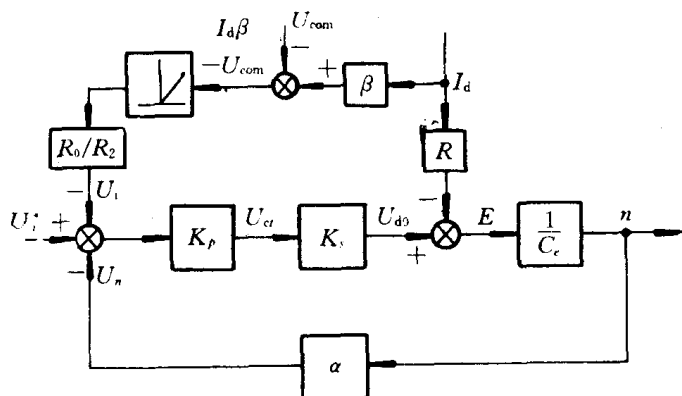


图 1-12 带电流截止负反馈的调速系统静态结构图