

高等学校统编教材

电机控制

许大中 贺益康 编著

浙江大学出版社



464688

高等学校统编教材

电机控制

许大中 贺益康 编著



00464888

浙江大学出版社

内 容 简 介

本书主要论述电力电子技术在电机能量变换、速度调节、特性控制中的应用,以及在电子装置供电下电机运行特性的分析,其内容是电机原理、电力电子技术和控制理论三者的有机结合,体现了电机技术发展的新趋势。

本书内容共分四章:第一章为直流电动机的控制,第二章为异步电机的控制,第三章为同步电动机的变频调速,第四章为同步发电机的励磁控制,附录中还对电机控制系统中常用的一些基本控制单元实用电路作了介绍。

本书为全国高等工业学校电机及其控制专业统编教材,也可供电机专业研究生教学参考。对从事电机、电力传动系统设计、研究、运行工作的工程技术人员也有较好的参考价值。

213/20

电 机 控 制

许大中 贺益康 编著

责任编辑 龚建勋

* * *

浙江大学出版社出版

(杭州玉古路 20 号 邮政编码 310027)

(E-mail: zupress@mail.hz.zj.cn)

浙江大学出版社电脑排版中心排版

杭州金融管理干部学院印刷厂印刷

浙江省新华书店发行

* * *

787mm×1092mm 16开 10.75印张 275千字

1995年2月第1版 1999年6月第3次印刷

印数 3501—5500

ISBN 7-308-01530-0/TP·117 定价:11.00元

前 言

本书是根据 1992 年 9 月全国高等工业学校电机专业教学指导委员会第六次全体(扩大)会议讨论通过的《电机控制》课程教材编写大纲编写的。本书可作为高等工业学校电机及其控制专业和其他相近专业的教材,也可供从事电机控制及电力传动系统设计、研究、运行的工程技术人员参考。

由于电机控制技术涉及的面很广,内容十分丰富,而本课程的讲授时数十分有限。为达到突出重点,举一反三的目的,本教材主要通过对几种有代表性系统的分析来说明电机控制的基本理论和方法,若读者希望对某种电机控制系统作更深入的了解,在本书之末附有参考文献目录,供读者参考。

本书内容共分四章。第一章为直流电动机的控制。介绍了直流电机的调压调速和斩波调速技术,分析了直流电机调速系统的构成和工作原理,系统地说明了如何利用控制理论的基本知识对调速系统进行优化设计的工程方法,还就晶闸管供电直流电机的换向问题进行了讨论。第二章为异步电机的控制,系统地介绍了异步电机的调压调速、串级调速、变频调速理论及系统和矢量变换控制技术。第三章为同步电动机的变频调速,介绍了同步电动机的他控式和自控式变频调速系统的工作原理和同步电机的矢量控制。第四章为同步发电机的励磁控制,介绍了同步发电机对励磁系统的基本要求,他励式、自并励和自复励等典型的励磁系统。为了便于学生进行实验,在附录中对电机控制系统中常用的一些基本控制单元的实用电路作了介绍,供学生自学之用。

本书由浙江大学许大中教授、贺益康教授编写。其中绪论,第一章和第二章的 § 2-1~§ 2-3 及第四章由许大中编写,第二章的 § 2-4~§ 2-6 和第三章以及附录由贺益康编写。本书由上海交通大学李仁定教授主审,他对编写工作提出了许多宝贵的意见,编者对此表示衷心的感谢。

由于编者水平有限,书中难免有错误和不当之处,恳切希望读者批评指正。

编著者

1994 年 9 月

于浙江大学

目 录

绪论	1
第一章 直流电动机的控制	4
§ 1-1 直流电动机在晶闸管供电时的机械特性	4
§ 1-2 直流电动机不可逆晶闸管调速系统	8
§ 1-3 直流电动机的可逆晶闸管调速系统	11
§ 1-4 直流电动机斩波调速	16
§ 1-5 直流电动机调速系统的特性及其优化方法	21
§ 1-6 晶闸管供电对直流电动机换向的影响	42
思考题与习题	46
第二章 异步电机的控制	48
§ 2-1 异步电动机的调速方法	48
§ 2-2 异步电动机调压调速	50
§ 2-3 绕线式异步电动机的调速	55
§ 2-4 异步电机变频调速理论	62
§ 2-5 异步电机变频调速系统	75
§ 2-6 异步电机矢量变换控制	93
思考题与习题	104
第三章 同步电动机的变频调速	106
§ 3-1 同步电动机的结构形式和运行性能	107
§ 3-2 自控式同步电机交—直—交变频调速系统(直流无换向器电机)	111
§ 3-3 同步电机矢量变换控制	121
思考题与习题	124
第四章 同步发电机的励磁控制	126
§ 4-1 对同步发电机励磁的基本要求	126
§ 4-2 他励式励磁系统	130
§ 4-3 自励式半导体励磁系统	134
§ 4-4 相复励励磁系统	137
思考题与习题	141
附录 I 坐标变换理论	142
附录 II 异步电机基本方程式	147
附录 III 电机控制系统中常用的基本控制单元	152
参考文献	164

绪 论

电机的应用领域十分宽广,电机控制的方法也多种多样,但其中最为普遍而具有代表性的是电动机的速度控制和发电机的励磁调节。在工业、农业、交通运输、军事装备乃至人们的日常生活中,有许多机械有调速的要求,如车辆、电梯、机床、造纸机械、纺织机械等等,为了满足运行及生产工艺的要求需要调速;而另一类设备如风机、水泵等以前一般是不调速的,现在为了减少运行损耗、节约电能,也广泛地采用了调速技术。

从前在要求调速的地方多用直流电动机。这是因为直流电动机调速方便,只要改变电机的输入电压或励磁电流,就可以在宽广的范围内实现无级调速,而且在磁场恒定的条件下,它的转矩和电枢电流成正比,易于控制,因此直流电动机调速系统比较容易得到良好的动态特性。过去直流电动机调速系统一直在变速传动领域中占统治地位。

但是直流电动机本身在结构上存在着不足。它的机械接触式换向器不但结构复杂、制造费时、价格昂贵,而且在运行中容易产生火花。此外换向器的机械强度不高,电刷易于磨损,在运行中需要有经常性的维护检修;对环境的要求也比较高,不能用于化工、矿山等周围环境中粉尘、腐蚀性气体和易燃、易爆气体的场合。即便应用在车辆牵引上,也常感到维护检修不便。特别是由于换向问题的存在,直流电动机难以做成高速大容量的机组。目前3000转/分左右的高速直流电机,其最大容量只能达到400~500千瓦左右,低速直流电动机也只能做到几千千瓦。容量大的直流电动机往往要做成双电枢、甚至三电枢式,远远不能适应现代生产向高速大容量化发展的需要。

交流电动机,特别是笼型异步电动机,由于它结构简单、制造方便、价格低廉、坚固耐用、惯量小、运行可靠、很少需要维护、可用于比较恶劣的环境,在工农业生产中得得了极广泛的应用。但是交流电动机调速比较困难。在早期采用较多的是线绕式异步电动机转子外串电阻和笼型异步电动机变极调速,后来在50年代异步电动机定子串饱和电抗器的调速方法也有了一定的发展。变极调速是一种有级的调速方法,它的应用范围受到一定限制,而线绕式异步电动机转子外串电阻的调速方法虽在吊车、卷扬机等设备中曾得到比较广泛的应用,但这种方法毕竟在电阻上浪费大量的电能,很不经济。为了回收利用这部分在外接电阻上消耗的能量,在30年代提出了串级调速的思想,它把线绕式异步电机转子绕组的输出功率经过整流器整流,变成直流电供给直流电动机,让它把这部分能量转变成机械功而加以利用。利用这些机械功的方法有两种:一种是把直流电机直接和异步电动机同轴相联结,共同带动负载,称为喀拉姆(Kraemer)系统;另一种是让直流电动机带动一个交流发电机与电网并联,把由直流电动机回收的异步电动机转子电功率转变成交流发电机的交流电功率输回到电网,通常把它叫做歇尔皮斯(Scherbius)系统。后来又用逆变器代替其中直流电动机—交流发电机组,构成了静止的Scherbius系统,这就是现代晶闸管串级调速系统的原型。

早在本世纪20年代人们就已经认识到变频调速是交流电动机的一种理想调速方法。它既能在宽广的范围内实现无级调速,又可获得良好的起动和运行特性。在第二次世界大战以前,德、苏等国已经针对直流电动机由于换向器而引起的种种麻烦,开展了无换向器直流电

动机的研究,它实际上是一种根据转子的位置控制闸流管点燃角的自控式闸流管逆变器供电的同步电机变频调速系统。后来一方面由于战争的影响,而更主要的是当时使用的变流元件——水银整流器和闸流管性能不理想而未能推广应用,至于电动—发电机式的变频电源供电的交流电动机变频调速系统也因技术性能不如直流电机调速系统而未能实用。

本世纪 50 年代中期晶闸管(可控硅整流器)的研制成功,开创了电力电子技术发展的新时代。它首先使直流电机调速系统由过去笨重的电动发电机组供电转变到广泛采用可控整流的轨道。并且随着线性运算放大器和集成电路制造技术的进步,直流调速系统的动态特性得以大大地改善,很快实现了所谓“最优化”。与此同时,交流电机调速技术的发展也进入了一个新的飞跃。尤其是在 70 年代中期,在全世界范围内出现了能源危机,电费涨价,节约能源的问题引起了普遍的重视。作为节约电能的一个重要手段,交流电机的调速技术尤其引起人们的注意。许多过去一般不调速的设备,如风机、水泵、压缩机等也都采用了调速,由此对交流电动机调速技术的发展起了很大的推动作用。

在 60 年代初期,对中小型异步电动机多采用晶闸管调压调速或用电磁滑差离合器,以代替以前的饱和电抗器调速,而在大中型的线绕式异步电动机中多用静止式的晶闸管串级调速系统,代替早先的机组式串级调速系统,广泛应用于风机、水泵的调速节能改造中。至于变频调速,由于作为第一代半导体电力电子器件的晶闸管没有自关断能力,由它构成逆变器时需要有外来的换流措施,其中最简单的是利用电机反电势换流的同步电机自控式变频调速系统,又称无换向器电机。这种无换向器电机在 70 年代就得到了迅速的推广,现在最大单机容量已超过十万千瓦。至于异步电机,由于它的输入电流相位总是滞后的,不能利用它的反电势帮助逆变器中晶闸管换流,而必须采用电容强迫换流的办法,系统一般比较复杂,对晶闸管元件的快速性要求也比较高。在 70 年代国外较多地发展了供单台异步电动机变频调速用的串联二极管式电流源逆变器和可供多台异步电动机一起调速运行的电压源逆变器。晶闸管逆变器的输出电流或输出电压的波形通常是矩形波或阶梯波,除了基波分量以外还含有较大的谐波分量。这些谐波分量,特别像 5 次、7 次等低次谐波分量,在异步电机中往往会引起转矩脉动、振动噪声、损耗发热、效率降低等不良影响。随着具有自关断能力的新一代电力电子器件——门极可关断晶闸管 GTO 和大功率晶体管 GTR 的研制成功,在逆变器中广泛采用了脉宽调制(PWM)技术,特别是调制脉冲宽度按正弦律变化的 SPWM 技术可以显著降低逆变器输出电压中的低次谐波分量,使电机的转矩脉动显著减少,运行比较平稳。而且由于在脉宽调制逆变器中把调频与调压二者结合在一起,输入直流电压不需要调节,于是电源侧可用二极管整流,可以显著提高系统输入的功率因数,减少逆变器对电网的谐波干扰。这种由 GTR 构成的 PWM 型逆变器现在中小型异步电机变频调速系统中得到了广泛的应用。

在交流电机中,由于定、转子各组绕组之间紧密耦合,形成一个复杂的非线性系统,其电流和转矩不成比例,它的转矩瞬时控制比较困难,这往往导致交流电机调速系统的动态性能不如直流电机。为了有效地控制交流电机的转矩,改善交流调速系统的动态特性,1973 年德国 F·Blaschke 提出了矢量控制的方法,它以坐标变换理论为基础,参照直流电机里磁场(磁化电流)与电枢电流(产生电磁转矩的电流)在空间互相垂直、没有耦合、可以分别独立控制的特点,把交流电机的定子电流也分解成磁化电流分量和与之相垂直的转矩电流分量。然后对二个分量分别加以控制。例如保持磁化电流分量不变,控制转矩电流分量,就能和直流

电机一样有效地控制电机所产生的瞬时转矩,使交流电机调速系统也具有较好的动态特性。矢量控制方法的提出使交流传动系统的动态性能得到了显著的改善,这无疑是交流传动控制理论上的一个质的飞跃。但是经典的矢量控制方法比较复杂:它要进行坐标变换,而且坐标需要以转子磁链定向,而转子磁链的计算比较麻烦,其精度常受转子参数变化的影响。因此,以后各国学者又提出了不少新的控制方法。如转差矢量控制法、标量解耦控制法、转矩直接控制法等等,这些新方法的采用又多少改进了交流电机的性能。从文献资料所提供的情况看来,现代高性能的交流调速系统的动态性能指标已完全可能达到甚至超过直流电机调速系统。

在电机控制领域另一个具有重要意义的是同步发电机的励磁问题。现代生产的发展对发电机的供电质量的要求愈来愈高。而发电机励磁系统性能的好坏直接影响着同步发电机系统的供电质量及其运行稳定性和可靠性。

现代同步发电机对励磁系统的要求是多方面的。它不但要求励磁系统能及时地根据发电机负荷情况的变化调节其励磁电流,以维护发电机的端电压在一定的水平上,并使各并联运行机组的无功功率得到合理的分配,而且要求反应迅速,以利于提高电力系统的静态稳定性。在电力系统和电机内部发生故障和扰动时,更要求励磁系统能作出快速的响应,以提高发电机的动态稳定性和安全可靠。这包括在电力系统发生短路或其他原因使机端电压严重下降时能进行强行励磁,以提高电力系统的动态稳定性,提高继电保护动作的灵敏度;在电力系统突然甩负荷时能实行强行减磁,以防止发电机端电压过分升高;在发电机定子绕组出现匝间短路故障时,能进行快速灭磁以避免事故扩大。

一般说来,同步发电机的励磁系统包括两个方面的问题,即励磁功率的来源和励磁调节的方式。发电机的励磁功率从外部独立电源获得的称为他励式;反之,从发电机本身发出的电功率中获取励磁功率的称为自励式。他励式要单独励磁电源,比较复杂,但在发电机端发生短路故障时有较强的励磁能力,有利于电机运行的动态稳定性。而在现代中小型同步发电机中基本上都采用了自励的方式以简化励磁系统。至于励磁调节方式,过去只有按照发电机电压、电流的偏差进行调节的比例式调节方式,发展到现在采用了除按电压、电流偏差进行调节以外,还引入电压、电流的导数以及转速、频率等信号,以改善电力系统动态性能的强励调节方式。在中小型同步发电机中广泛采用了具有自动调节励磁能力的相复励系统,以保持发电机端电压稳定不变,且在发电机或电网发生短路故障时,仍能维护自励并提供一定的强励。

第一章 直流电动机的控制

直流电动机由于具有良好的调速特性、较宽广的调速范围,长期以来在要求调速的地方,特别是对调速性能指标要求较高的场合,例如轧钢机、龙门刨和高精度机床等中得到了广泛的应用。

以前直流电机调速系统采用直流发电机组供电,不仅重量大,效率低,占地多,而且控制的快速性比较差,维护也比较麻烦。近年来随着电力电子技术的迅速发展,已普遍采用了由晶闸管整流器供电的直流电机调速系统,以取代以前广泛采用的交流电动机一直流发电机组供电的系统。特别是广泛采用了由集成电路运算放大器构成的电子调节器后,晶闸管整流器供电的直流电机调速系统在性能上远远地超过了直流发电机组供电的系统。近年在微处理机研制方面的重大进展,更为实现直流电机调速系统的数字化和高精度创造了条件。

§ 1-1 直流电动机在晶闸管供电时的机械特性

直流电机是一种具有反电势的负载,晶闸管整流器对具有反电势的负载供电时,电流很容易出现断续现象。因为直流电动机晶闸管调速系统在电流断续时的机械特性很软,在闭环调速系统中往往会出现系统参数失调,产生振荡现象,所以在调速系统中不得不采取一些措施,例如采用多相整流电路,加大平波电抗器等以防止电流的断续,或者控制系统中采用自适应控制,使调节器的参数能随电流的断续而自动地发生相应的变化等等。

现在首先讨论电流连续时的情况。

如果在直流电机的电枢回路中有足够大的电感,可以使整流器的输出电流连续,输出电压比较平稳。在这种情况下,单相全波整流的输出电压平均值为

$$U_d = 0.9U \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha$$

三相半波整流电路的输出电压平均值为

$$U_d = 1.17U \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha$$

三相桥式整流输出电压平均值为

$$U_d = 2.34U \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha$$

式中 U ——电源相电压的有效值。

在电流连续的情况下,由于晶闸管换流而产生一定的压降,它相当于在整流电源内有一个不消耗功率的虚拟电阻 R_c 。在单相全波(或桥式)整流时 $R_c = \frac{2}{\pi} L_A \omega$;在三相半波整流 $R_c = \frac{3}{2\pi} L_A \omega$;而在三相桥式整流时 $R_c = \frac{3}{\pi} L_A \omega$ 。其中 L_A 为换流电感。如果再考虑交流电源的等效内电阻 R_0 ,则在电流连续的情况下晶闸管整流器可以等效地看作是一个具有内电势 U_d ,内电阻 $R_c + R_0$ 的直流电源。在这个直流电源供电下,可以写出直流电机的基本方程式为

$$U_d = (R_c + R_o + R)I_d + E = R_s I_d + E \quad (1-1)$$

和
$$n = E / C_e \phi = \frac{1}{C_e \phi} (U_d - R_s I_d) = \frac{1}{C_e \phi} (U_{d0} \cos \alpha - I_d R_s) \quad (1-2)$$

由式(1-2)可以看出,在电流连续的情况下,当整流器移相角 α 不变时,电动机的转速随负载电流 I_d 的增加而减低。在图 1-1 中绘出了不同移相角 α 时的一族机械特性曲线,它们实际上是一组相互平行而向下倾斜的直线。它们的斜率为 $|\Delta n / \Delta I_d| = R_s / C_e \phi$ 。但是当电流减小到一定程度平波电抗器中贮存的能量减少到不足以维持电流连续时,电流将出现断续。此时直流电动机的机械特性就会发生很大变化,它将不再是直线了。有关问题将在下面进行讨论。这一电流不连续的区域在图 1-1 中用虚线表示。

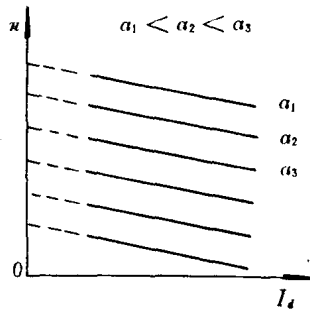


图 1-1 α 恒定时机械特性

下面分析电流断续时的情况。

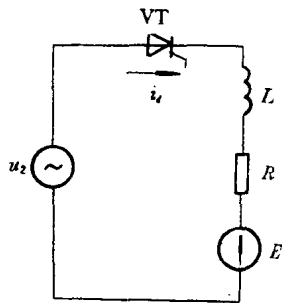


图 1-2 直流电机通电时的等值电路

当电枢电流断续时就没有两相晶闸管重叠导通的现象。直流电机通电的情况可以用图 1-2 所示的电路来进行分析。在此电路中电压 u_2 在单相和三相零式整流电路中是某一相的相电压;而在三相桥式电路中为某一相线电压。由于电机有反电势 E 存在,显然只有在电源电压的瞬时值 u_2 大于反电势 E 时(图 1-3)晶闸管 VT 才能导通。

为了分析简便起见,先不计等效电阻 R_s 的影响,于是可以写出回路的电压平衡方程式为

$$u_2 = \sqrt{2} U \sin \omega t = E + L di_d / dt$$

式中 U ——电源电压的有效值。

解上面的方程式可以求得

$$i_d = -\frac{\sqrt{2} U}{\omega L} \cos \omega t - \frac{E}{L} t + C \quad (1-3)$$

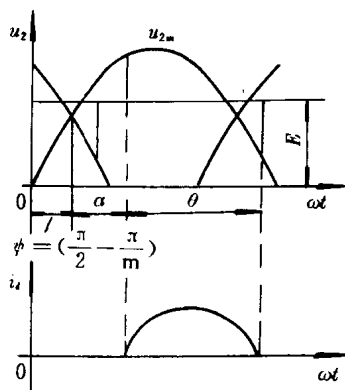


图 1-3 电流断续时的电机电流

式中 C 为积分常数, 可由边界条件决定。

由于电流是断续的, 在晶闸管开始导通的瞬间 $\omega t = \psi + \alpha$ 时, $i_d = 0$, 故可求得

$$C = \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} \cos(\psi + \alpha) + \frac{E}{\omega L}(\psi + \alpha) \quad (1-4)$$

式中 ψ ——整流器移相角起算点的相位, 因整流电路不同而异, $\psi = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}$ 。在单相整流电路中 $m=2, \psi=0$; 在三相零式电路中 $m=3, \psi=30^\circ$; 而在三相桥式电路中 $m=6, \psi=60^\circ$ 。

把式(1-4)代入式(1-3)可得

$$i_d = -\frac{\sqrt{2}U}{\omega L} [\cos \omega t - \cos(\psi + \alpha)] - \frac{E}{\omega L} [\omega t - (\psi + \alpha)] \quad (1-5)$$

由于电流是不连续的, 只有在一段时间内流通, 设晶闸管的导通角为 θ , 即当 $\omega t = \psi + \alpha + \theta$ 时 i_d 又降到了零, 则把 $\omega t = \psi + \alpha + \theta$ 代入式(1-5)应得

$$\begin{aligned} 0 &= -\frac{\sqrt{2}U}{\omega L} [\cos(\psi + \alpha + \theta) - \cos(\psi + \alpha)] - \frac{E}{\omega L} \theta \\ &= \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} [2\sin(\psi + \alpha + \frac{\theta}{2})\sin \frac{\theta}{2}] - \frac{E}{\omega L} \theta \end{aligned}$$

从而可以求得反电势 E 和 θ 及 α 之间的关系为

$$E = \frac{\sqrt{2}U}{\theta} [2\sin(\psi + \alpha + \frac{\theta}{2})\sin \frac{\theta}{2}] \quad (1-6)$$

在并励直流电动机中, 当磁场保持恒定时转速和反电势成正比, 即 $E = C_e \phi n$, 故由式(1-6)可以求得转速和 θ 及 α 的关系为

$$n = \frac{\sqrt{2}U}{C_e \phi \theta} [2\sin(\psi + \alpha + \frac{\theta}{2})\sin \frac{\theta}{2}] \quad (1-7)$$

由于晶闸管的导通角 θ 和负载电流的大小有关, 所以式(1-7)实际上就给出了直流电机在电流断续时的机械特性, 只是关系式比较复杂, 不直观。下面再来研究一下电机的平均电流 I_d 。在并励电机中这实际上也就是转矩和导通角 θ 之间的关系。由图 1-3 可见

$$I_d = \frac{m}{2\pi} \int_{\psi + \alpha}^{\psi + \alpha + \theta} i_d d(\omega t)$$

把式(1-5)和式(1-6)代入上式并进行积分和整理, 可得负载电流和导通角 θ 之间的关系为

$$I_d = \frac{m}{2\pi} \cdot \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} \left[\cos\left(\psi + \alpha + \frac{\theta}{2}\right) \left(\theta \cos \frac{\theta}{2} - 2 \sin \frac{\theta}{2} \right) \right] \quad (1-8)$$

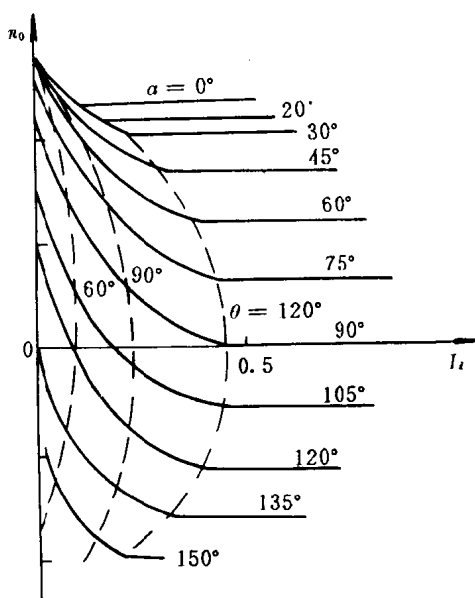


图 1-4 三相零式电路供电的机械特性

以 θ 角为参变量把式(1-7)和式(1-8)联系起来就可以求得在不同 α 和 θ 下的直流电动机机械特性。图 1-4 示出了在三相零式电路供电下的直流电机机械特性。从这个特性可以看到,当负载电流 I_d 比较小时,晶闸管导通角 θ 小于 120° ,电流进入断续状态,电机的机械特性变得很软;随着负载的增加转速很快下降,变化斜率显著增大,好像在并励直流电机的电枢中串联很大的电阻。而当负载增到一定数值时 $\theta = 120^\circ$,电流就连续了,于是机械特性变成了水平直线,这是因为在分析中忽略了电枢电阻的影响。如计及电阻,那么这些特性将如图 1-1 所示,具有一定的斜度,其斜率为 $|\Delta n / \Delta I_d| = R_s / C_e \phi$ 。

由于电流断续时直流电机电枢回路等效电阻增加很多,常对调速系统的特性产生很不利影响,往往引起振荡。因此在系统中一般接入一定的平波电抗器以防止电流的断续。在选择电抗器电感量时,首先要规定保证电流连续的最小负载电流 $I_{L,\min}$ 。要在这个最小负载电流下电流能够连续,即导通角保持在 $\frac{2\pi}{m}$,则可由式(1-8)得

$$I_{L,\min} = \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} \left[\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} - \cos \frac{\pi}{m} \right] \sin \alpha$$

由此即可求得为保证电流连续所必需的电感量为

$$L \geq \frac{\sqrt{2}U}{I_{L,\min} \omega} \left[\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} - \cos \frac{\pi}{m} \right] \sin \alpha \quad (1-9)$$

如考虑再留一定裕度,可假定 $\sin \alpha = 1$ 。一般说来采用多相桥式整流所需的平波电抗器电感量可以选得小些。

§ 1-2 直流电动机不可逆晶闸管调速系统

最简单的直流电动机不可逆调速系统是开环调速系统。直流电机的励磁用单独一个整流桥供电,使它保持基本恒定的磁通,而电枢由一可控整流桥供电,如图 1-5 所示。调节可控

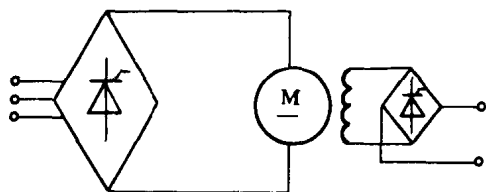


图 1-5 直流电动机简单调速系统

整流器的移相角 α , 改变它的输出电压就可以调节电机的转速。但是从图 1-4 所示的直流电机机械特性可见, 在整流器的移相角 α 保持一定的情况下, 随着负载的变化电机的转速有明显的变化, 特别是在负载较轻、电流出现断续时转速的变化更大。这样的调速系统无调速精度可言, 只能用于调速要求不高的场合。

为了保证调速的精度, 一般须采用速度负反馈的办法形成所谓闭环控制系统。在这里把所要求的速度给定信号与实际速度反馈信号进行比较, 将它们的差额经放大以后去控制整流桥的输出电压, 使系统向消除差额的方向调节, 以使实际转速最后等于给定值(图 1-6)。

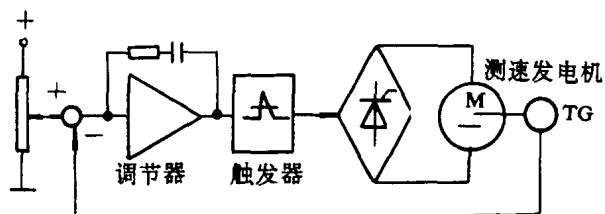


图 1-6 直流机带速度负反馈的闭环控制系统

由于他励直流电机在磁场恒定的情况下, 电机电压几乎与转速成正比, 所以在精度要求不太高的场合也可以电机的电压反馈代替速度反馈, 可省去测速发电机。

仅有速度反馈的调速系统在调速过程中, 例如当速度给定发生突变时, 整流桥的输出电压很大, 这可能引起电机电枢电流剧增, 可能会使晶闸管损坏。此外电流的急剧变化也会导致直流电机换向恶化, 并引起电机转矩的剧变, 对传动系统产生猛烈的冲击, 这是不允许的。为此, 在调速系统中还必须采取限制电流冲击的措施, 现在普遍采用再加一级电流反馈构成所谓双闭环调速系统的方案。图 1-7 所示为典型的晶闸管供电直流电动机双闭环不可逆调速系统的结构图。系统中包括两个反馈控制环。其中一个内环是电流控制环, 外环是速度控制环。内环由电流调节器 LT, 晶闸管移相触发器 CF, 晶闸管整流器和电动机电枢回路所组成。电流调节器的给定信号 u_n 与电机电枢回路的电流反馈信号相比较, 其差值送入电流调

节器,由调节器的输出通过移相触发器控制整流桥的输出电压。在这个电压的作用下电机的电流及转矩将相应地发生变化。电流反馈信号可以通过直流互感器取自直流电枢回路,也可以用交流互感器取自整流桥的交流输入电流,然后经整流而得。这两种办法所得结果相同,但后者应用较多,因为交流互感器结构比较简单。

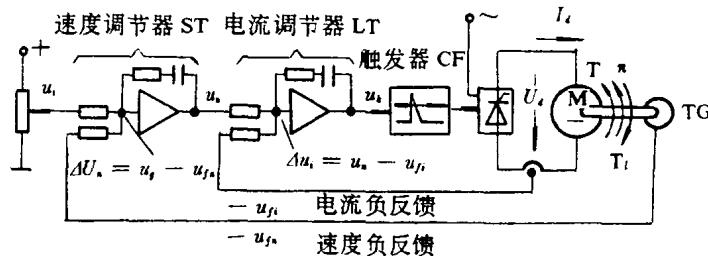


图 1-7 直流电机的双闭环调速系统

当电流调节器的给定信号 u_n 大于电流反馈信号 u_{fi} , 其差值为正时, 经过调节器控制整流桥的移相角 α , 使整流输出电压升高, 电枢电流增大。反之, 当给定信号 u_n 小于电流反馈信号时, 使整流桥输出电压降低, 电流减小, 它力图使电枢电流与电流给定值相等。

外环是速度环, 其中有一个速度调节器 ST, 在调节器的输入端送入一个速度给定信号 u_g , 由它规定电机运行的转速。另一个速度反馈信号 u_{fn} 来自与电机同轴的测速发电机 TG。这个速度给定信号和实际转速反馈信号之差输入到速度调节器, 由速度调节器的输出信号 u_n 作电流调节器输入送到电流调节器, 通过前面所讲的电流调节环的控制作用调节电机的电枢电流 I_d 和转矩 T , 使电机转速发生变化, 最后达到转速的给定值。

双闭环调速系统的特点是速度调节器的输出作为电流调节器的给定信号来控制电动机的电流和转矩。这样做的好处在于可以根据给定速度与实际速度的差额及时地控制电机的转矩, 使在速度差值比较大时电机转矩大, 速度变化快, 以便尽快地把电机转速拉向给定值; 而当转速接近给定值时又能使电机的转矩自动减小, 这样可以避免过大的超调, 使转速很快达到给定值, 以利于实现调速过程的快速性。

此外, 由于电流环的等效时间常数一般比较小, 当系统受到外来干扰时它能比较迅速地作出响应, 抑制干扰的影响, 提高系统运行的稳定性和抗干扰能力。而且双闭环系统以速度调节器的输出作为电流调节器的输入给定值, 速度调节器的输出限幅值也就限定了电枢中的电流, 这对过载能力比较低的晶闸管元件能起到有效的保护作用。因此双闭环系统在现代电机调速系统中得到极广泛的应用。

下面以直流电动机的起动过程为例具体说明双闭环调速系统的工作过程。

图 1-8 示出了双闭环调速系统起动时的过渡过程图。图中 1 为开始起动阶段。在速度调节器的输入端突然加上给定电压 u_g , 此时由于电机还没有转动, 所以速度反馈电压 $u_{fn} = 0$ 。这样速度调节器 ST 中输入信号和反馈信号的差值 Δu_g 相当大, 经调节器的放大作用后, 其输出将达到调节器的输出饱和限幅值。它也就是电流调节器的最大输入信号, 使晶闸管整流桥的移相角 α 前移, 使整流输出电压增加, 于是电枢电流就急剧上升, 电机转矩 T 也随之而迅速加大, 于是电机就很快起动起来。由于电枢回路参数经调节器适当校正后其等效时间常数是较小的, 所以电枢电流的增长很快就会达到速度调节器输出所限定数值 I_{dmax} 。于是就

进入第 2 阶段——加速阶段。

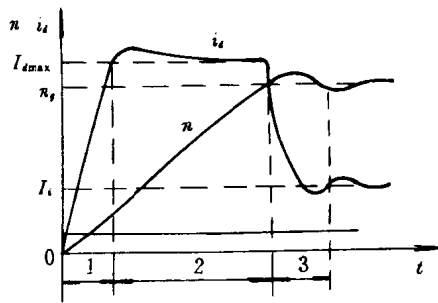


图 1-8 直流电动机起动过程

在加速阶段由于电枢电流已达到了限定值 I_{dmax} (通常就是电枢回路和晶闸管所允许的最大电流), 它的反馈信号将与速度调节器的输出限幅值所提供的电流调节器输入信号相平衡, 使整流桥的移相角 α 保持在某一数值上。随着转速的升高, 电机的反电势将增大, 受其影响电枢电流 I_d 可能要下降, 但只要 I_d 有所下降, 电流反馈信号也将变小, 电流调节器的输入信号差额 Δu_i 就会增加, 它的输出 u_k 也将随之上升, 通过它对整流桥移相角的控制, 使电枢电流又回到 I_{dmax} 上。这种电枢电流保持在最大值的过程一直要继续到电机的转速接近给定值时为止, 然后转入第 3 阶段。在第 2 阶段由于实际转速一直小于速度给定值, 速度调节器始终处在饱和输出状态, 系统中实际上只有电流调节器在起作用, 使电机始终以最大转矩加速, 使转速直线上升。

当电机转速达到给定值时进入第 3 阶段。这时电机的转速达到并超过了速度的给定值, 速度反馈电压 $u_{fn} > u_g$, 速度调节器的输出 u_n 将退出饱和, 从限幅值上降下来。它作为电流调节器的给定值将使电枢电流下降, 随之电机的转矩也将下降。当它变得小于负载转矩 T_L 时, 电机就会减速, 直到重新回到速度给定值。此时调节器的输入为零, 即 $\Delta u_n = 0$ 。由于一般都采用比例积分调节器, 通过调节器的积分作用, 虽然它的输入端信号之差为零, 而它的输出 u_n 和 u_k 都并不是零, 它能使整流桥的 α 、 U_d 、 I_d 保持在一定的数值, 以维持电机稳定地运行在由给定信号所规定的转速下。至此起动过程就告结束。

下面再讨论负载突变时的情况。

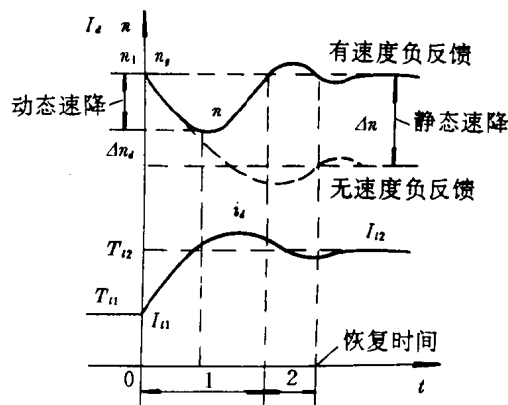


图 1-9 负载突变时的过渡过程

假如负载突然增加,电机转速就要下降(图 1-9),于是速度反馈电压 u_{fn} 将小于给定电压 u_g ,在速度调节器的输入端将出现正的偏差电压,它经过调节器的作用使电流调节器的给定电流增大,整流桥的移相角 α 前移, I_d 增加,电机电磁转矩增大。当 $T > T_L$ 时电机转速就又回升,使 u_{fn} 接近于原来的给定值 u_g 。由于速度调节器是比例积分调节器,即使它的输入信号又趋于平衡,但只要在调节过程中给定电压 u_g 和反馈电压 u_{fn} 之间一度出现偏差,经过积分它就会改变调节器的输出,使电机的电流和转矩有所变化。一般可能要经过一、二次反复,最后才能在 $T = T_L$ 的条件下重新达到平衡。

某些机械,如挖土机等在运行过程中可能遇到特大的阻力,电机的转速会急剧下降,甚至停转。这时速度调节器的给定信号和反馈信号之间将出现很大的偏差,速度调节器又将进入饱和输出状态。通过电流调节器的作用,又使电机的电流和转矩达到最大限度值 I_{dmax} 和 T_{max} 。如外界阻力转矩大于 T_{max} ,则电机就停止不转,进入所谓堵转状态。电机的堵转电流和起动电流一样,是由速度调节器的限幅值所整定的。如该值整定适宜,可以对电机和晶闸管元件起到有效的限流保护作用。

§ 1-3 直流电动机的可逆晶闸管调速系统

在生产实际中有许多场合要求电动机能快速四象限运行,例如龙门刨、轧机等都要求不断地进行正向电动,接着快速制动,然后反向电动,再反向制动,频繁地进行运行状态变换。他励直流电动机在磁场不变的情况下作四象限运行,需要改变电流的方向,但是晶闸管整流器只允许电流从一个方向通过,所以单个整流桥不能满足直流电机四象限运行的要求。为此通常不得不用两组整流器构成所谓可逆整流电路,其中一组整流器为一个方向的电流提供通路,而另一个方向的电流流经另一组整流器。

可逆整流电路有两种连接方式:一种是交叉连接法如图 1-10 所示。另一种是反并联电路,如图 1-11 所示。这两种电路从本质上讲没有什么大的差别,只是交叉连接法用两个独立的电源。而现在用得比较多的是反并联电路,它们的交流侧可以是同一个交流电源。为了防止在两个反并联的整流桥之间产生环流,两个整流器的输出电压必须相等,互相“对顶”。由于两个桥的接法是相反的,若要电压相等,则两个桥中必须有一个工作在整流状态,而另一个工作在逆变状态,且在两个桥的移相角之间必须满足条件 $\alpha_1 = \beta_2$ 。其中 α_1 为正组整流桥

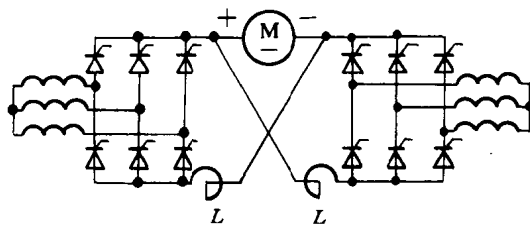


图 1-10 整流桥的交叉连接法

的移相角；而 β_2 为负组整流桥的逆变角。若 $\alpha_1 < \beta_2$ ，正组整流桥的输出电压 U_1 大于负组整流桥的对顶电压，在两个整流桥之间可能会出现很大的环流，导致烧毁晶闸管，这是必须防止的。如果系统中 $\alpha_1 = \beta_2$ 的条件不能绝对保证，则应使 $\alpha_1 > \beta_2$ ，比较安全。

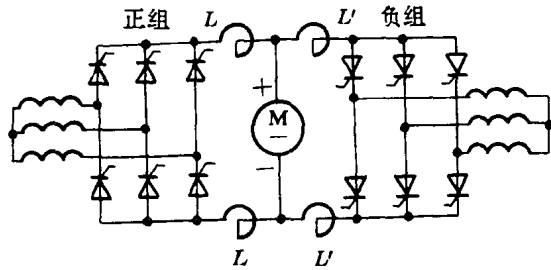


图 1-11 反并联连接法

这里就应指出，保证 $\alpha_1 = \beta_2$ 仅仅是使正负两组整流桥的输出电压平均值相同，其实整流桥的输出电压是脉动的。由于一组整流器工作在整流状态，而另一组整流器工作在逆变状态，两组整流桥的输出电压波形是不同的，如图 1-12 所示，此图波形相应于两组反并联的三相半波整流电路情况。可以看出，即使 $\alpha_1 = \beta_2$ ，两组整流桥之间有瞬时电压差——环流电压 u_h ，在此电压作用下会在两组整流桥之间产生不经负载的环流 i_h ，其波形如图 1-12c), d) 所示。

由于环流电压出现在两组整流桥之间，而组间的阻抗一般是很小的，如不采取措施加以限制，出现的环流可能会达到很大的数值。

限制环流的办法有二：一种是如图 1-11 中所示的在两组反并联的整流桥之间加限流电抗器(或称均衡电抗器) L ，这种系统一般叫做有环流系统。另一种办法是在一组整流器工作时把另一组整流器的触发脉冲封锁，使该组不导通，这样也就不会出现环流了。这种系统叫做无环流系统。

图 1-13 为有环流可逆调速系统的示意图。在这个系统中也采用了双闭环控制，但是电流调节器 LT 的输出一方面直接控制正桥的移相触发器 CFI ，另一方面通过一个倒相器把输出电压极性改变后去控制反桥的移相触发系统。在 LT 输出为零时，二个移相器所产生的触发脉冲正好使二个整流桥的移相角 $\alpha_1 = \beta_2 = 90^\circ$ ；而当 LT 有正的输出时，它使正桥的移相角 α 前移；而经倒相器输出的负信号使反桥的移相角往后移，且始终保持着 $\alpha_1 = \beta_2$ 。在有环流系统中为了阻止环流加了电抗器 L ，它们的体积比较大，而且由于有环流的存在消耗能量，降低效率。但是在有环流系统中由于正反两个桥始终处在工作状态，电机的电流随时可以改变方向，所以运行状态的改变比较快速，也比较安全。而在无环流系统中由于在一组整流桥工作时另一组是封锁的，电流反向时需在两组整流桥之间进行切换，这必须在前一组整流桥的电流衰减到零，所有晶闸管完全关断以后才能开放另一组整流器，否则两组整流器可能出现同时导通，会产生很大的环流，以致造成严重危害。

图 1-14 为无环流可逆调速系统的示意图。

在这个系统中含有一个逻辑装置 LJ 。它的任务是根据给定的控制信号的极性和主电路的情况决定由哪一组整流桥导通，哪一组封锁，以及在什么时候进行切换，并且保证切换时的安全。逻辑装置必须保证系统实现以下的条件：