

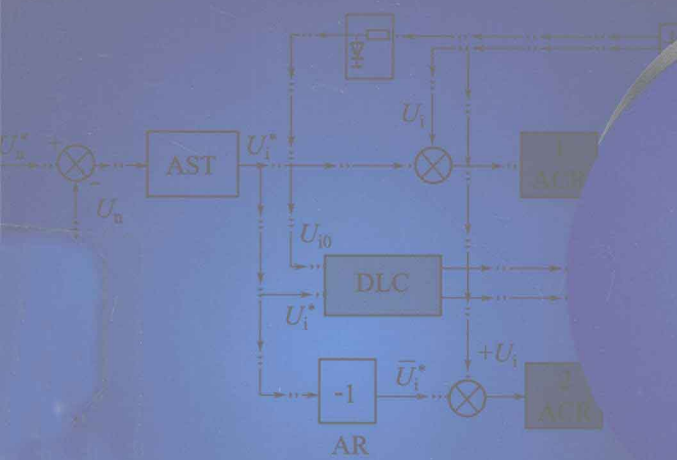
电力拖动

自动控制系统

栾 茹 刘世岳 祁新春 等编

DIANLI TUODONG

ZIDONG KONGZHI XITONG



化学工业出版社



电力拖动自动控制系统

栾 茹 刘世岳 祁新春 等编



化学工业出版社

· 北 京 ·

图书在版编目 (CIP) 数据

电力拖动自动控制系统/栾茹, 刘世岳, 祁新春等编. —北京: 化学工业出版社, 2013. 1

ISBN 978-7-122-15985-4

I. ①电… II. ①栾…②刘…③祁… III. ①电力传动-自动控制系统-教材 IV. ①TM921.5

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2012) 第 288617 号

责任编辑: 高墨荣

装帧设计: 刘丽华

责任校对: 陈 静

出版发行: 化学工业出版社 (北京市东城区青年湖南街 13 号 邮政编码 100011)

印 装: 三河市延风印装厂

787mm×1092mm 1/16 印张 13 字数 299 千字 2013 年 3 月北京第 1 版第 1 次印刷

购书咨询: 010-64518888 (传真: 010-64519686) 售后服务: 010-64518899

网 址: <http://www.cip.com.cn>

凡购买本书, 如有缺损质量问题, 本社销售中心负责调换。

定 价: 39.00 元

版权所有 违者必究

前 言

电力拖动自动控制系统是电气工程与自动化专业、电气工程及其自动化专业和自动化专业的专业主干课,综合利用前面已讲过的电机与拖动基础、电力电子技术、自动控制原理等课程的基础知识,培养学生理论联系实际的能力,掌握电力拖动运动控制系统的工作原理和设计方法。本课程的要点是:应用积累的专业理论知识,解决电力拖动运动控制系统的实际问题,深入进行理论分析,以实验、课程设计等手段验证理论分析结果,提高学生分析问题和解决问题的能力。因此,电力拖动自动控制系统是培养电气工程与自动化专业、电气工程及其自动化专业和自动化专业学生理论联系实际的关键课程。

随着高等教育改革的深入,各高等院校在自动化、电气工程与自动化、电气工程及其自动化等专业中将电力拖动自动控制系统课程的理论学时大幅度缩减,减下的学时用于实践环节。正是为了满足这一教改需求,我们组织编写了本书作为基础教材。

本书的特点如下。

1. 以控制规律为主线,按照从直流到交流、从开环到闭环、从基本控制方法到最先进的控制策略循序渐进的原则编写。

2. 直流控制系统是电力拖动控制系统的基础,本书将以此为入门,利用不大的篇幅建立扎实的控制系统的分析与设计的概念和能力后,转入最主要的交流系统的学习。

3. 删去转差功率消耗型异步电动机调速系统等内容,着重论述交流电动机的变频调速。

4. 增加高性能的交流调速系统的内容,如异步电动机的直接转矩控制系统、同步电动机的几种矢量控制系统等,增加高性能的交流调速系统的工程应用情况的介绍与分析等。

5. 增加课程设计环节,当今不少高校开设了与本课程配套的课程设计,本教材此次编写正是为了迎合这一需求,单独增加一整章的篇幅,专门讲述课程设计的要求、目的、原理、步骤、分析等详细过程。

本书的内容主要包括:可控电源-电动机系统的特殊问题及机械特性,开环调速系统的性能指标,交、直流调速系统系统的工作原理、系统结构,静态和动态性能指标及分析方法,反馈控制的基本特点,调节器结构及参数的设计方法,控制系统的实现等。在叙述闭环系统时,注意联系线性控制理论,同时注意结合经典的工程设计概念和方法。为了能够在缩减一半学时的条件下把本课程的知识讲清楚,编者在以下几方面做了有益的尝试。

1. 在浩如烟海的知识体系中精化提炼,对选择出的内容重新设计,由浅入深,力求避免知识块的无序堆积。

2. 对于控制系统部分,力求体现与前期课程的结合、与工程实际的结合,注意由浅入深地揭示物理本质。

3. 结合课程设计,将课堂上没有交代很清楚的知识结构拿到实践环节来讲,以提高教学效果。

本书共7章,按64学时编写,所包含的课程设计内容放在课后专门开设的时间里完成。

第一大部分直流调速系统，包含第1章直流调压调速系统，第2章闭环控制的直流调速系统，第3章可逆、弱磁控制的直流调速系统。

第二大部分交流调速系统，包含第4章基于稳态模型的异步电动机调速系统，第5章基于动态模型的异步电动机调速系统，第6章同步电动机变压变频调速系统。

第三大部分运用前面的理论知识指导实践，包含第7章课程设计。

如果安排在48学时内学完本课程，可以考虑各个学校相应专业对课程的要求不同，在实际教学中选用部分内容，可删去带※的选学内容。本书每章附有思考题和习题，其中思考题难度较大，供教学时参考，读者可量力而行。

本课程是一门实践性很强的课程，安排课程设计就是为了强化学生对课堂理论知识的掌握与应用，需要在课程结束后单独开设，在课程设计的过程中培养学生运用理论分析并解决实际问题的能力，以及培养学生掌握实验方法与技能。

本教材适用于高等院校自动化专业以及电气工程与自动化、电气工程及其自动化专业本科“电力拖动自动控制系统”课程，也可供电力电子与电力传动硕士研究生和从事运动控制系统研制的工程技术人员参考。

本书由北京建筑工程学院栾茹、北京理工大学刘世岳及北京建筑工程学院祁新春等编写。第1、5~7章由栾茹编写，第2、4章由刘世岳编写，第3章由祁新春编写。栾茹负责全书的统稿。北京建筑工程学院阴振勇高级工程师提供了第7章的素材。北京建筑工程学院蒋志坚教授主审本书的内容。

我们在编写过程中虽然付出了大量的精力，但仍难免有不妥之处，期望广大读者批评指正。

编 者

目 录

第 1 章 直流调压调速系统	1
1.1 相控晶闸管-电动机调速系统	1
1.1.1 相控晶闸管-电动机调速系统的组成	1
1.1.2 相控晶闸管-电动机调速系统的机械特性	3
1.1.3 相控晶闸管整流装置的放大系数和传递函数	5
1.2 直流 PWM 变换器-电动机系统	6
1.2.1 直流斩波器的调压原理	6
1.2.2 不可逆直流 PWM 变换器-电动机系统	7
1.2.3 可逆直流 PWM 变换器-电动机系统	9
1.2.4 直流脉宽调速系统的机械特性	11
1.2.5 PWM 控制与变换器的数学模型	12
※ 1.2.6 电能回馈与泵升电压的限制	13
练习题	14
第 2 章 闭环控制的直流调速系统	15
2.1 转速单闭环直流调速系统	15
2.1.1 调速指标及开环系统存在的问题	15
2.1.2 闭环系统的组成与静特性	18
2.1.3 反馈控制规律和稳态参数计算	19
2.1.4 电流截止负反馈	23
2.1.5 反馈控制闭环系统的动态分析与稳定条件	25
2.1.6 无静差调速系统的控制规律	31
2.2 转速、电流双闭环直流调速系统	36
2.2.1 转速、电流双闭环调速系统及其静特性	36
2.2.2 双闭环直流调速系统的动态性能	41
2.3 调节器的工程设计方法	44
2.3.1 控制系统的动态性能指标	45
2.3.2 典型系统参数与性能指标的关系	46
2.3.3 调节器设计的一般过程	56
2.4 电流调节器与转速调节器的设计	61
2.4.1 电流调节器的设计	61
2.4.2 转速调节器的设计	64
※ 2.4.3 转速调节器退饱和时转速超调量的计算	67

练习题	69
第 3 章 可逆、弱磁控制的直流调速系统	73
3.1 可逆直流调速系统	73
3.1.1 直流调速系统可逆线路的组成	73
3.1.2 直流调速回馈系统	75
3.1.3 可逆直流调速系统中的环流	77
3.1.4 无环流可逆调速系统	85
※3.2 弱磁控制的直流调速系统	88
3.2.1 降压与弱磁的配合控制	88
3.2.2 非独立控制励磁的调速系统	88
练习题	90
第 4 章 基于稳态模型的异步电动机调速系统	92
4.1 异步电动机变压变频调速的基本原理	94
4.1.1 异步电动机的机械特性	94
4.1.2 变压变频调速的基本控制方式	96
4.1.3 不同变频控制方式下的机械特性	97
4.2 通用变压变频装置的主要类型	101
4.2.1 间接与直接式变频装置	101
4.2.2 电压源型和电流源型逆变器	103
4.3 交流脉宽调制 (SPWM) 变压变频技术	105
4.3.1 SPWM 逆变器的工作原理	105
4.3.2 电流滞环跟踪 PWM (CHBPWM) 控制技术	108
4.3.3 电压空间矢量 PWM (SVPWM) 控制技术	110
4.4 PWM 控制方式下的变压变频调速系统	116
4.4.1 转速开环恒压频比控制调速系统	117
4.4.2 转速闭环转差频率控制的变压变频调速系统	118
※4.5 变频调速在恒压供水系统中的应用	121
练习题	123
第 5 章 基于动态模型的异步电动机调速系统	125
5.1 异步电动机动态数学模型	125
5.1.1 异步电动机动态数学模型的性质	125
5.1.2 三相异步电动机的原始数学模型	126
5.1.3 坐标变换和变换矩阵	130
5.1.4 三相异步电动机在两相坐标系上的数学模型	133
5.1.5 三相异步电动机在两相坐标系上的状态方程	136
5.2 按转子磁链定向的矢量控制系统	138
5.2.1 矢量控制的基本思路	138

5.2.2 按转子磁链定向的状态方程	139
5.2.3 转子磁链模型	141
5.2.4 直接矢量控制系统的实现	144
5.2.5 间接矢量控制系统	145
5.3 按定子磁链控制的直接转矩控制系统	146
5.3.1 直接转矩控制系统的基本原理	146
5.3.2 定子电压矢量对定子磁链与电磁转矩的控制作用	147
5.3.3 直接转矩控制系统的控制模型	148
※5.4 直接转矩控制系统与矢量控制系统的比较	151
※5.5 矢量控制在空调设备节能上的应用	152
练习题	153
第6章 同步电动机变压变频调速系统	155
6.1 同步电动机调速的基本类型与特点	155
6.2 他控变频同步电动机调速系统	156
6.2.1 转速开环恒压频比控制的同步电动机群调速系统	156
6.2.2 电流型变频器-同步电动机调速系统	156
6.2.3 交-交变压变频器-同步电动机调速系统	157
6.3 自控变频同步电动机调速系统	158
6.3.1 自控变频同步电动机调速的原理	158
6.3.2 梯形波永磁同步电动机(无刷直流电动机)的自控变频调速系统	158
※6.4 同步电动机矢量控制系统	161
6.4.1 同步电动机的多变量动态数学模型	161
6.4.2 按气隙磁场定向的同步电动机矢量控制系统	163
6.4.3 正弦波永磁同步电动机的自控变频调速系统	165
※6.5 同步电动机调速在三维电脑雕刻机中的应用	167
练习题	169
第7章 课程设计	170
7.1 课程设计的目的与要求	170
7.1.1 课程设计的目的	170
7.1.2 课程设计的要求	170
7.2 双闭环直流调速系统设计与调试	171
7.2.1 双闭环直流调速系统设计任务书	171
7.2.2 双闭环直流调速系统设计与调试指导书	172
7.2.3 设计举例	174
7.3 交流拖动电梯控制系统设计	177
7.3.1 交流拖动电梯控制系统设计任务书与指导书	177
7.3.2 交流拖动电梯控制系统设计的实例	178

附 录	183
附录 1 几种传递函数的近似处理条件	183
【附 1.1】 直流调速系统中电力电子变换器传递函数的近似处理条件	183
【附 1.2】 三个小惯性环节的近似处理	184
附录 2 典型 II 型系统的闭环幅频特性峰值最小 ($M_{\min}$) 准则式(2-65)、式(2-66)、式(2-68) 的证明	184
附录 3 在功率不变条件下的坐标变换	186
【附 3.1】 功率不变时坐标变换阵的性质	186
【附 3.2】 功率不变条件下的 3/2 变换及匝数比	187
附录 4 由三相静止坐标系到两相任意旋转坐标系上的变换 (3s/2r 变换)	188
【附 4.1】 3s/2r 旋转变换阵	188
【附 4.2】 电压方程的变换	190
【附 4.3】 磁链方程的变换	190
【附 4.4】 转矩方程的变换	193
部分习题参考答案	194
参考文献	195

第 1 章 直流调压调速系统

调节直流电动机转速的主要方法是调压调速，该调速系统至少包括两部分：能够调节直流电动机电枢电压的直流电源和需要调节转速的直流电动机。随着电力电子技术的发展，可控直流电源主要有两大类：一类是相控整流器，它利用半控元件将交流电源直接转换成可控的直流电源；另一类是直流脉宽变换器，它先把交流电整流成不可控的直流电，然后利用 PWM 方式调节输出直流电压。

1.1 相控晶闸管-电动机调速系统

直流电动机具有简单的数学模型，较好的启、制动性能，容易实现宽范围内的连续调速，主要应用于控制精度要求较高的场所。尽管直流电动机因具有电刷，限制其向高电压大容量发展，但是直流电动机的控制理论与方法，是学习交流调速系统的坚实基础，所以学习电力拖动自动控制系统，必须从直流电动机调速开始。

从电机与拖动基础知识得知，直流电动机的稳态转速表达式如下：

$$n = \frac{U - IR}{C_e \Phi} \quad (1-1)$$

式中 n ——转速，r/min；

U ——电枢电压，V；

I ——电枢电流，A；

R ——电枢回路总电阻， Ω ；

C_e ——取决于电动机结构的电动势常数；

Φ ——主磁极磁通，Wb。

从式(1-1)可以推出调节转速的三种方法：调压调速、弱磁调速、串电阻调速。三种方法经过多方面比较，只有调压调速能够满足宽范围内无级平滑调速，所以直流电动机调节转速通常采用调压调速。作为调压调速必需的设备是可调直流电源，在直流调压调速系统的发展历程中，除了直流发电机，目前主要采用晶闸管可控整流器与直流 PWM 变换器，本节主要讲述前者。

1.1.1 相控晶闸管-电动机调速系统的组成

根据电力电子技术知识，晶闸管是一种单向导通的半控元件，可以构成功率放大倍数大、响应速度快、体积小的可控整流器，而且是一种静止装置，因而得到广泛应用。晶闸管可控整流器，根据其主电路方式的不同可以有单相、三相，零式、桥式，半控和全控之分，相应输出的直流电压表达式也不一样。

相控晶闸管-电动机系统（简称 VT-M 系统）的组成如图 1-1 所示。图中 VT 是由晶闸管构成的单向可控整流器，GT 是它的触发装置，调节电压控制信号 U 。能够改变触发脉冲的相位，进而改变整流器的输出电压 U_d ，该 U_d 即为式(1-1)中的直流电动机的电枢电压

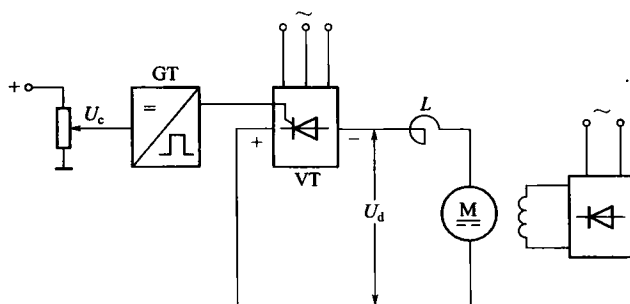


图 1-1 相控晶闸管-电动机调速系统

U ，因而可实现平滑连续调速。

可以将图 1-1 中的晶闸管整流器 VT 的内阻、变压器漏抗等移到外部的电路，作为主电路的总电阻与总电感的一部分，输出的整流电压平均值 U_d 可以用其理想空载电压平均值 U_{d0} 表示。对于不同的整流电路 U_{d0} 与触发脉冲相位 α 间的关系是不同的，对于全控型整流，当电枢电流 I 连续时， U_{d0} 与 α 之间的关系为式(1-2)，则可以用图 1-2 所示的等效电路代替图 1-1 的实际系统图来分析。对图 1-2 可以写出瞬态及稳态的电压平衡关系式(1-3)与式(1-4)，其中式(1-4)均用式(1-3)各量的平均值表示。

$$U_{d0} = \frac{m}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha \quad (1-2)$$

式中 α ——以自然换相点为计算起点的触发脉冲控制角；

U_m —— $\alpha=0$ 时整流电压波形峰值；

m ——晶闸管的交流电源一个周期内的整流电压脉波数。

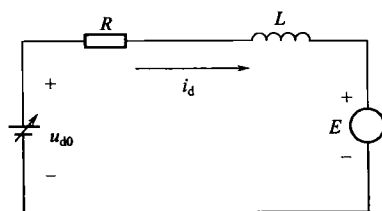


图 1-2 相控晶闸管-电动机调速系统主电路的等效电路图

$$u_{d0} = E + i_d R + L \frac{di_d}{dt} \quad (1-3)$$

$$U_{d0} = E + I_d R \quad (1-4)$$

式中 L ——图 1-2 主电路的总电感；

R ——图 1-2 主电路的总电阻；

E ——直流电动机的反电动势；

i_d ——整流电流的瞬时值。

式(1-2)中的整流电压脉波数 m 越大，整流电压的波形越平稳、越接近于直流，而实际上该数目是有限的，若图 1-2 中的总电感 $L=\infty$ ，主电路中的整流电流 I_d 才是直流，而实

实际上 L 也总是有限的, 所以实际的整流电流 I_d 存在很明显的脉动。这种脉动会带来两大问题:

① 脉动电流产生脉动转矩, 对拖动负载稳态运行不利;

② 脉动电流中的谐波成分比较突出, 会影响到晶闸管的交流电源, 即将谐波传给电网电压, 同时还会引起直流电动机发热加剧。

对此, 根据电力电子技术的相关理论, 在图 1-1 的 VT-M 系统中, 主要采取以下两个措施抑制整流电流的脉动:

① 增加整流的相数;

② 设置平波电抗器, 即图 1-1 中的 L 。

平波电抗器的电感量按电动机转速最低、接近空载时保证电流连续这个条件来确定, 一般是给定最小电流 I_{dmin} , I_{dmin} 还可按直流电动机额定电流的 5%~10% 来取值, 再以此计算出整流电路所需的总电感量, 即为平波电抗器的电感量。例如, 对于单相桥式全控整流电路

$$L = 2.87 \frac{U_2}{I_{dmin}} \quad (1-5)$$

对于三相半波整流电路

$$L = 1.46 \frac{U_2}{I_{dmin}} \quad (1-6)$$

对于三相桥式整流电路

$$L = 0.693 \frac{U_2}{I_{dmin}} \quad (1-7)$$

1.1.2 相控晶闸管-电动机调速系统的机械特性

机械特性表示的是电动机的力学性能, 与运动方程式相联系, 是电动机的转速 n 与转矩 T 之间的关系表达式 $n=f(T)$ 。它决定了电力拖动系统稳态与动态运行的工作情况。图 1-1 中晶闸管可控整流器的输出电压为一脉动电压, 电流也是存在明显脉动的波形, 尽管在主电路中串接平波电抗器, 以抑制脉动幅度, 电枢电流仍然存在连续和断续两种情况。当主电路串联的电抗器 L 足够大, 电动机的负载也足够大时, 电枢电流 i_d 的波形可能是连续的, 如图 1-3(a) 所示。

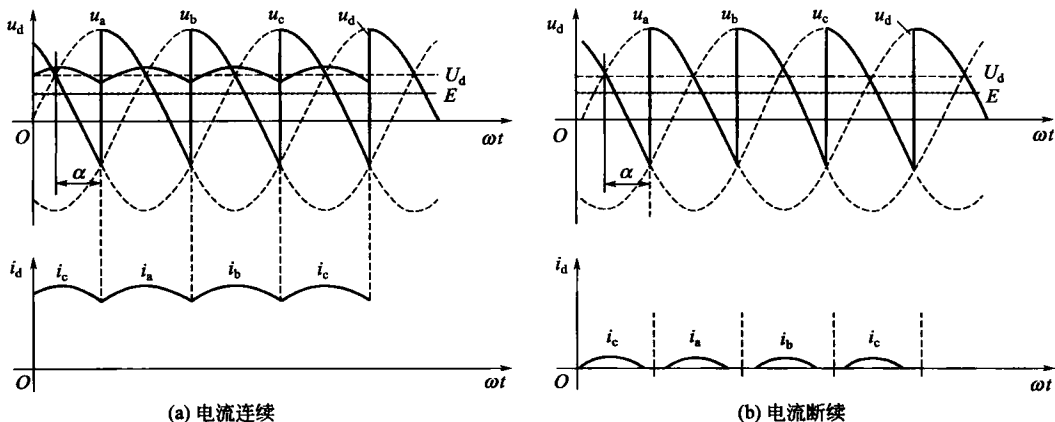


图 1-3 晶闸管-电动机系统电流波形

根据式(1-1)、式(1-2)、式(1-4)，可以直接列出晶闸管-电动机系统的机械特性方程式为：

$$n = \frac{1}{C_e} (U_{d0} - I_d R) = \frac{1}{C_e} \left(\frac{m}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - I_d R \right) \quad (1-8)$$

式中 $C_e = C_e' \Phi_{mN}$ ——电动机在额定励磁下的电动势转速比；

I_d ——电枢电流 i_d 的平均值。

从式(1-8)可以判断，当整流电路及需要调速的直流电动机的参数确定后，随着晶闸管控制角的改变，机械特性是一簇平行的斜线，如图 1-4 所示，可见当电流连续时，晶闸管可控整流器可以当成一个线性可控电源。机械特性上平均电流 I_d 较小的部分用虚线表示，是因为这部分电流波形可能断续，也就不适合用式(1-8)来表示。

当图 1-1 中的主电路电感较小且负载较轻时，会产生电流波形断续的现象，如图 1-3(b) 所示。此时，机械特性方程不是线性，而是由电枢电流导通角 θ 、主电路相位角 φ 以及晶闸管控制角 α 等参数决定的超越方程，很复杂，在此不做详细推导^[1,2]，仅以三相半波电路为例，直接给出电流断续时用方程组(1-9)、式(1-10) 表示的机械特性。

$$n = \frac{\sqrt{2} U_2 \cos \varphi \left[\sin \left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta - \varphi \right) - \sin \left(\frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi \right) e^{-\theta \cot \varphi} \right]}{C_e (1 - e^{-\theta \cot \varphi})} \quad (1-9)$$

$$I_d = \frac{3\sqrt{2} U_2}{2\pi R} \left[\cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) - \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta \right) - \frac{C_e}{\sqrt{2} U_2} \theta n \right] \quad (1-10)$$

式中， $\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$ 。

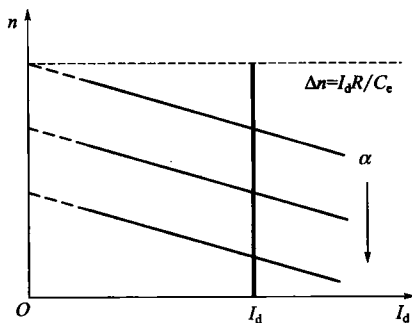


图 1-4 电流连续时晶闸管-电动机系统的机械特性

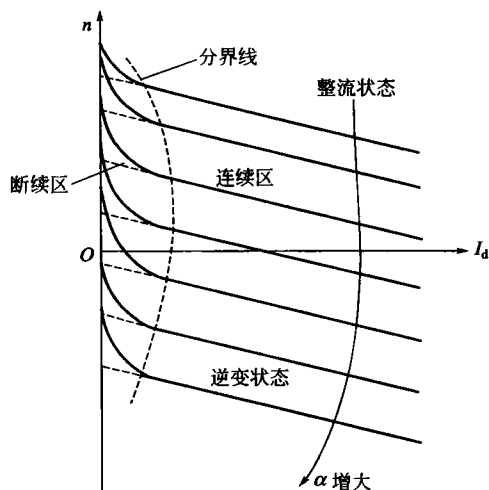


图 1-5 晶闸管-电动机系统的全部机械特性

在主电路相位角 φ 一定的情况下，对于不同的控制角可用数值解法求解式(1-9)、式(1-10)，得出一簇电流断续的机械特性，求解的范围局限于 $\theta \leq \frac{2\pi}{3}$ ，若 θ 超过这个范围电流便连续了，即 $\theta = \frac{2\pi}{3}$ 是电流连续与断续的分界线。图 1-5 画出了完整的 VT-M 系统机械特性，其中包含了整流状态 ($\alpha < 90^\circ$) 和逆变状态 ($\alpha > 90^\circ$)，电流连续区和电流断续区。当

电流连续时,与图 1-4 一样特性比较硬;当电流断续时,机械特性则很软,并呈现显著的非线性,理想空载转速翘得很高,甚至可能出现“飞车”后果。

所以,对于相控晶闸管-电动机系统应尽量避免出现电流断续现象,尽可能保证电动机运行在机械特性的线性段。

1.1.3 相控晶闸管整流装置的放大系数和传递函数

在计算或者设计调速系统时,可以将晶闸管移相触发控制电路与整流电路当作系统中的一个装置(或称环节)来考虑,在按线性系统的控制规律分析时,应该把该环节的放大系数当成常数,但实际的触发电路和整流电路都是非线性的,只能在一定的工作范围内近似成线性环节。常常采用实验方法测出该环节的输入-输出特性: $U_d = f(U_c)$ 曲线,图 1-6 是采用锯齿波触发器移相时的特性。

晶闸管触发和整流装置的放大系数 K_s 可由图 1-6 上限定的工作范围内的斜线型特性的斜率决定,计算方法是:

$$K_s = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_c} \quad (1-11)$$

如果不可能实测特性,只好根据装置的参数估算。

在动态过程中,可把晶闸管触发与整流装置看成是一个纯滞后环节,其滞后效应是由晶闸管的失控时间引起的。晶闸管触发与整流装置的失控时间 T_s 是随机的,详见文献 [3],最大可能的失控时间就是两个相邻自然换相点之间的时间,与交流电源频率和整流电路形式有关,由下式确定:

$$T_{s\max} = \frac{1}{mf} \quad (1-12)$$

式中 f ——交流电源频率;

m ——一周内整流电压的脉波数。

相对于整个系统的响应时间来说, T_s 是不大的,在一般情况下,可取其统计平均值 $T_s = \frac{1}{2} T_{s\max}$,并认为是常数。或者按最严重的情况考虑,取 $T_s = T_{s\max}$ 。表 1-1 列出了不同整流电路的失控时间。

表 1-1 各种整流电路的失控时间 ($f=50\text{Hz}$)

整流电路形式	最大失控时间 $T_{s\max}/\text{ms}$	平均失控时间 T_s/ms	整流电路形式	最大失控时间 $T_{s\max}/\text{ms}$	平均失控时间 T_s/ms
单相半波	20	10	三相半波	6.67	3.33
单相桥式(全波)	10	5	三相桥式、六相半波	3.33	1.67

若以单位阶跃函数表示输入信号,则晶闸管触发与整流装置的输入-输出关系为

$$U_{d0} = K_s U_c \cdot 1(t - T_s)$$

晶闸管装置的传递函数为

$$W_s(s) = \frac{U_{d0}(s)}{U_c(s)} = K_s e^{-T_s s}$$

按台劳级数展开, 则

$$W_s(s) = K_s e^{-T_s s} = \frac{K_s}{e^{T_s s}} = \frac{K_s}{1 + T_s s + \frac{1}{2!} T_s^2 s^2 + \frac{1}{3!} T_s^3 s^3 + \dots}$$

考虑到 T_s 很小, 可忽略高次项, 则传递函数便近似成一阶惯性环节

$$W_s(s) \approx \frac{K_s}{1 + T_s s} \quad (1-13)$$

其动态结构图见图 1-7。

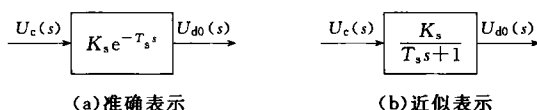


图 1-7 相控晶闸管整流装置的动态结构图

1.2 直流 PWM 变换器-电动机系统

1.2.1 直流斩波器的调压原理

在直流调压调速系统中另一种应用比较广泛的调压装置是直流斩波器。在一些铁路电力机车、矿山电力牵引车、城市电车和地铁用电力牵引机车上, 通常使用恒压源供电的直流串励或者复励电动机, 最初人们采用串电阻逐级切换的方法来控制这些电动机的启动、制动和调速, 结果电能被大量消耗在所串电阻上, 使得这种调速系统效率很低, 现在采用包括晶闸管在内的电力电子器件周期性导通与关断来控制, 这就构成了直流斩波器, 也称为直流脉宽调制 (PWM) 变换器。

直流斩波器的原理图见图 1-8(a), 其中 VT 是用开关符号表示的电力电子器件, 可以采用工作在开关状态的全控型器件或者半控型器件。如晶闸管, 若要关断导通后的晶闸管, 必须在图 1-8(a) 中配置一种附加的强迫关断电路来控制它, 详见电力电子技术的相关知识, VD 表示续流二极管。当 VT 导通时, 直流电源电压 U_s 加到电动机上; 当 VT 关断时, 直流电源与电动机脱开, 电动机电枢经 VD 续流, 两端电压接近于零。如此反复, 得到的电枢端电压波形 $u = f(t)$, 如图 1-8(b) 所示, 电源电压 U_s 在 t_{on} 时间内被接上, 又在 $(T - t_{on})$ 时间内被断开, 故称一整

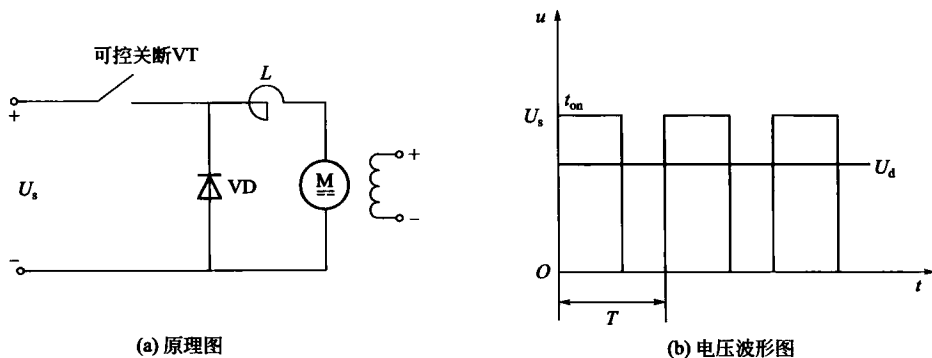


图 1-8 直流斩波器的原理图和电压波形

个周期过程为“斩波”。直流斩波器输出到电动机的平均电压为

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s = \rho U_s \quad (1-14)$$

式中 T ——功率开关器件的开关周期；

t_{on} ——开通时间；

$\rho = t_{on}/T = t_{on}f$ ——占空比；

f ——开关频率。

式(1-14)中的直流平均电压 U_d 可以通过改变占空比 ρ 的值来调节，而 ρ 的改变，可以采用下面三种方法：

① 保持功率开关器件的开通时间 t_{on} 不变，使关断时间在 $0 \sim \infty$ 范围内变化，即改变开关频率 f ，称之为定宽调频法。

② 保持功率开关器件的关断时间不变，使开通时间 t_{on} 在 $0 \sim \infty$ 范围内变化，称之为调宽调频法。

③ 保持功率开关器件的开关频率 f 不变，使开通时间 t_{on} 在 $0 \sim \infty$ 范围内变化，称之为定频调宽法。

由此构成对应以上三种方法的直流斩波器。

1.2.2 不可逆直流 PWM 变换器-电动机系统

受到晶闸管这种半控型器件关断时间的限制，若用普通晶闸管构成直流斩波器，它的开关频率并不高，仅能达到 $100 \sim 200\text{Hz}$ ，相应的输出电流波形脉动大，而且需要配置的强迫关断电路额外增加了直流斩波器的体积与控制上的复杂性。继晶闸管之后出现了全控型电力电子器件，如门极可关断的晶闸管 (GTO)、电力晶体管 (GTR)、电力场效应管 (P-MOS-FET)、绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 等，它们的关断时间较短、开关频率较高，可以达到 20kHz 左右。采用这种全控型功率器件构造直流斩波器时，通常采用定频调宽法来调节电压，这就是通常意义上的脉冲宽度调制变化器，即直流 PWM 变换器。

直流 PWM 变换器与电动机组成的调速系统，与相控晶闸管调压相比，有许多优势，如只需要很小的平波电抗器甚至可以只利用电动机本身的电感量，不需要平波电抗器；电动机的损耗和发热都显著减小、动态响应快、开关频率高、控制线路简单等。

图 1-9(a) 为不可逆 PWM 变换器的控制线路图。由图可知，由一个直流恒压电源 U_s 、两个全控型开关器件 VT_1 和 VT_2 、两个二极管 VD_1 和 VD_2 组成了该不可逆 PWM 变换器，主控制管是 VT_1 ，起斩波、调制作用， VT_2 是辅助器件，在电动机的制动过程起作用，两者的驱动电压为 u_{b1} 、 u_{b2} ，大小相等，方向相反；两个二极管的作用是在开关器件 VT_1 和 VT_2 关断时为电枢回路提供释放电动机内电感储能的续流通路。以下分三种情况说明不可逆 PWM 变换器与电动机组成的系统的工作过程。

(1) 电动状态

图 1-9(a) 中用带箭头的虚线表示出了四路电枢电流的流通方向与路径，其中 1 路与 2 路的电流方向是正，电动机处于电动状态。如图 1-9(b) 所示，一个周期 T 内电压变化分两个时间段，当 $0 \leq t < t_{on}$ 时，驱动电压信号 u_{b1} 为正，促使 VT_1 导通， u_{b2} 为负，则 VT_2 、 VD_2 截止，电源电压 U_s 经过 VT_1 加到电动机两端，电枢电流的方向沿图 1-9(a) 中的 1 路

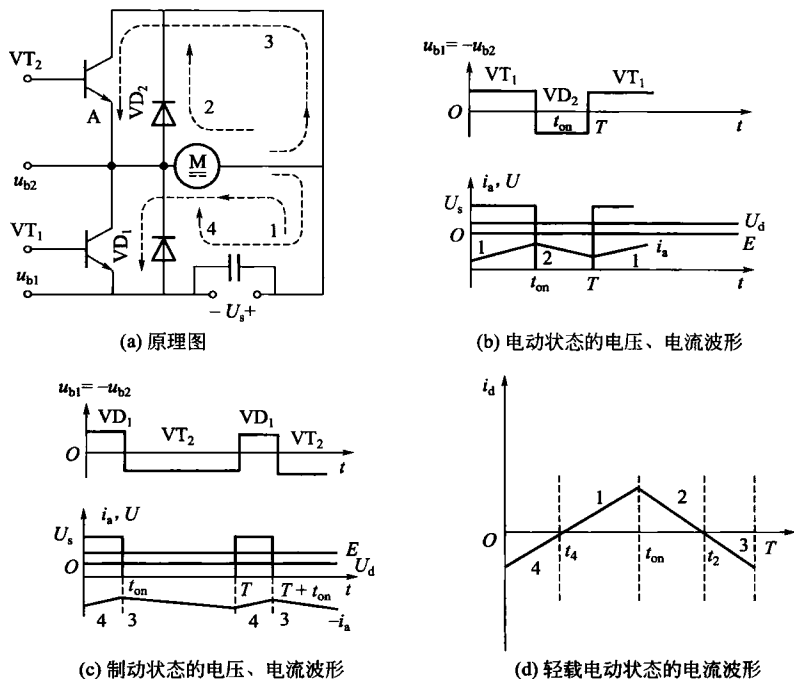


图 1-9 不可逆 PWM 变换器主电路及输出波形

流通；当 $t_{\text{on}} \leq t < T$ 时， u_{b1} 为负，促使 VT_1 截止，而 u_{b2} 为正，则 VD_2 导通，电源因 VT_1 截止而与电动机断开，电动机的电源电压为 0，此时电动机内的电感在 $0 \leq t < t_{\text{on}}$ 期间积累的电能开始释放出来，维持电枢电流的方向保持不变，则电流经过二极管 VD_2 续流沿图 1-9(a) 中的 2 路流通，虽然 u_{b2} 为正，但二极管 VD_2 的正向导通压降又给 VT_2 施加了反向电压信号，致使其仍然处于截止状态。所以，在电动状态下，图 1-9(a) 中的 VT_2 不起作用。

经过上述周期性变化过程，得到图 1-9(b) 所示的加在电动机上的电压 U 与电枢电流 i_d 的波形，其中电压 U 的平均值 U_d 为式(1-14)，保持 VT_1 的开关周期 T 不变，调节它的开通时间段 t_{on} 来调节占空比 ρ ，使其变化范围是 $0 \leq \rho \leq 1$ ，就可以连续而平滑地改变加在电动机上的平均电压 U_d 。从图 1-9(b) 可见在电动状态下，加在电动机上的平均电压 U_d 总是大于电动机的感应电动势 E ，电枢电流始终为正。

(2) 制动状态

在电动机运行过程当中，如果需要减速或者停车，应减小 VT_1 的开通时间段 t_{on} ，即减小占空比 ρ ，从而降低加在电动机上的平均电压 U_d ，此时由于机械惯性，电动机的转速不会立即减小，仍维持原值，则感应电动势也几乎保持不变，致使 $U_d \leq E$ ，见图 1-9(c)。当 $t_{\text{on}} \leq t < T$ 时， u_{b2} 为正，促使 VT_2 导通， u_{b1} 为负，使 VT_1 截止，由于 $U_d - E < 0$ ，使得电枢电流改变方向为负，沿图 1-9(a) 中的 3 路流通，该电路相当于将电动机的电源去掉，通过 VT_1 构成闭合回路，所以电动机进入能耗制动状态。当 $0 \leq t < t_{\text{on}}$ 时， u_{b2} 为负，则 VT_2 截止， u_{b1} 为正，则 VD_1 导通，而 VD_1 的正向导通压降给 VT_1 施加了反向电压信号，致使其仍然处于截止状态，在电动机感应电动势作用下，电枢电流沿 1-9(a) 中的 4 路、经 VD_1 续流后流通，该流电路径包含有电源，电流由电源的正极流入，说明此时电动机处于回馈制动