

电力

电子

技术

与

电气

传动

● 廖晓钟 编著 ●

● 北京理工大学出版社 ●



TN92:
L53-2

457737

电力电子技术 与电气传动

廖晓钟 编著



00457737



北京理工大学出版社

Dyao bo

内 容 简 介

电力电子技术发展迅速,它已在工业生产中广泛用于电气传动设备,对提高生产率和自动化水平起到了重要的作用。本书有机地将电力电子技术和电气传动技术结合起来,由浅入深地介绍了电力电子器件及其构成的电气传动系统的基本原理、分析和设计方法。

本书主要内容包括:电气传动的 basic 问题,半控型电力电子器件(晶闸管)及其构成的直流相位控制传动系统的原理、分析和设计方法,全控型电力电子器件(GTR、GTO、Power MOSFET、IGBT、MCT)及其构成的直流脉冲宽度调制传动系统的原理及分析方法,交流异步电动机变频调速系统,绕线式异步电动机串级调速系统及同步电动机调速系统的原理及分析方法。

本书可作为高校自动化、电类及相关专业的教材,也可供有关工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

电力电子技术与电气传动/廖晓钟编著. —北京:北京理工大学出版社, 2000. 1

北京理工大学“九五”规划教材

ISBN 7-81045-652-0

I. 电… II. 廖… III. ①电力系统-电子技术-高等学校-教材②电力传动-高等学校-教材 IV. TM921.5

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (1999) 第 68201 号

责任印制: 毋长新 责任校对: 陈玉梅

北京理工大学出版社出版发行

(北京市海淀区白石桥路 7 号)

邮政编码 100081 电话 (010) 68912824

各地新华书店经售

北京国马印刷厂印刷

*

850 毫米×1168 毫米 32 开本 11.625 印张 294 千字

2000 年 1 月第 1 版 2000 年 1 月第 1 次印刷

印数: 1—3000 册 定价: 16.50 元

※图书印装有误,可随时与我社退换※

前 言

电气传动是实现高效节能、优质高产的现代化生产的重要手段。伴随着电力电子技术及计算机技术的迅速发展，电气传动也发生了巨大的变革。电气传动的发展对电力电子技术提出了新的要求，又促进了电力电子技术的发展。两者的发展是相辅相成的，两者的内容是密切相关的。作者多年来一直将两部分内容结合在一起组织教学，根据多年的教学和科研体会编写了本书。

本书结合电力电子技术在电气传动中的应用，从使用角度介绍了半控型及各种全控型电力电子器件。在电气传动系统及控制方法的分析中，力求从物理概念出发而尽量避开较深的理论及复杂的数学推导，从而使全书简明易读。本书在有限的篇幅中，对电力电子技术的电气传动作了全面论述，充分体现了少而精的原则。

本书的主要内容包括：电气传动的 basic 问题，半控型电力电子器件及其构成的直流相位控制传动系统，全控型电力电子器件及其构成的直流脉冲宽度调制传动系统，交流异步电动机变频调速、绕线式异步电动机串级调速及同步电动机调速系统。

本书适应面较广，既适用于电类专业，也适用于电类基础较弱的机电一体化专业。

全书语言通俗，论述清楚，层次分明，内容简洁，重点突出。书中配以适当的例题，每章均附有习题及思考题。既适合课堂教学，也适合自学。

本书在编写过程中得到了许多同仁们的关怀和支持，李鹤轩教授提出了许多宝贵的建议，吕家元教授仔细审阅了全书，在此

一并表示衷心的感谢。

由于作者水平所限，书中难免存在不足之处，殷切希望广大读者提出宝贵意见。

作者

1999年8月

目 录

第一章 电气传动基础	(1)
第一节 电气传动的动力学基础	(1)
第二节 直流他励电动机的机械特性及运行方法	(9)
第三节 异步电动机的机械特性及运行方法	(31)
习题与思考题	(44)
第二章 晶闸管及相位控制直流传动系统	(46)
第一节 晶闸管	(46)
第二节 晶闸管相控整流电路	(58)
第三节 晶闸管触发电路及保护	(78)
第四节 相位控制的直流传动系统	(88)
习题与思考题	(109)
第三章 全控型电力电子器件与直流脉宽调制传动系统	(112)
第一节 电力晶体管(GTR)	(112)
第二节 可关断晶闸管(GTO)	(131)
第三节 功率场效应晶体管(Power MOSFET)	(144)
第四节 绝缘栅双极晶体管(IGBT)	(158)
第五节 功率集成电路及 MOS 控制晶闸管	(170)
第六节 直流脉宽调制传动系统	(178)
习题与思考题	(198)
第四章 直流电气传动系统的闭环控制	(199)
第一节 电气传动系统用调节器	(199)
第二节 闭环控制的直流调速系统	(207)
第三节 多环控制的直流调速系统	(221)
第四节 可逆调速系统的控制	(233)
习题与思考题	(247)
第五章 电气传动系统调节器的工程设计	(250)
第一节 典型系统及性能指标	(251)

第二节	非典型系统的典型化	(265)
第三节	转速电流双闭环系统的设计	(271)
	习题与思考题	(283)
第六章	异步电动机变频调速系统	(284)
第一节	静止式变频装置	(284)
第二节	异步电动机变频调速时的机械特性	(307)
第三节	转差频率控制变频调速系统	(311)
第四节	矢量变换控制变频调速系统	(318)
	习题与思考题	(334)
第七章	其他交流调速系统	(335)
第一节	绕线型异步电动机的串级调速系统	(335)
第二节	同步电动机变频调速系统	(349)
	习题与思考题	(362)
	参考文献	(364)

第一章 电气传动基础

应用各种原动机使工作机械产生运动的方式称为电气传动。用直流电动机作为原动机的传动方式称为直流电气传动，用交流电动机作为原动机的传动方式称为交流电气传动。本章着重介绍各种运行状态下电动机与工作机械之间转矩的关系，以及转矩与转速的关系等电气传动系统的基本问题。

第一节 电气传动的动力学基础

一、基本运动方程式

电动机带动工作机械的电气传动系统如图 1-1 所示。其运动规律取决于电动机的输出转矩 T_d 和负载转矩 T_L 之间的关系，并符合刚体旋转的运动定律，即

$$T_d - T_L = d(J\omega)/dt$$

稳态时电动机的电磁转矩 T_e 是电动机输出转矩和空载转矩之和。由于一般情况下空载转矩占电磁转矩 T_e 或输出转矩 T_d 的比例较小，在一般工程计算中可省略掉空载转矩，而粗略地认为电磁转矩 T_e 与轴上的输出转矩 T_d 相等，那么就有下面的旋转运动方程式

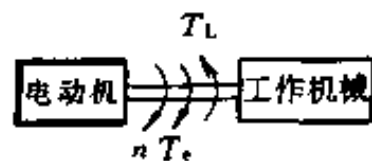


图 1-1 电气传动系统

$$T_e - T_L = d(J\omega)/dt = Jd\omega/dt + \omega dJ/dt \quad (1-1)$$

式中 T_e ——电动机的电磁转矩(N·m)；

T_L ——负载转矩(N·m)；

J ——拖动系统折算到电动机轴上的总转动惯量
($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)；

ω ——电动机的角速度(rad/s)。

$d(J\omega)/dt$ 表示动量矩, 它包括两部分, 其中 $\omega dJ/dt$ 对转动惯量可变的对象是有意义的。例如离心机和卷取机传动, 或者具有可变形体的工业机器人传动。大多数情况下可以认为总转动惯量为常数, 因此式(1-1)可以简化为

$$T_e - T_L = Jd\omega/dt \quad (1-2)$$

式(1-2)表明, 电气传动系统的运动状态是由作用在轴上的所有转矩的代数和决定的。

工程计算中, 往往不用转动惯量 J , 而用飞轮惯量 GD^2 , 两者的关系为

$$J = m\rho^2 = mD^2/4 = GD^2/4g \quad (1-3)$$

式中 ρ, D ——惯性半径与直径(m);

m ——旋转部分的质量(kg);

G ——旋转部分的重量(N);

g ——重力加速度, $g=9.81\text{m/s}^2$ 。

在式(1-2)中, 如将角速度 $\omega(\text{rad/s})$ 化为每分钟转数 $n(\text{r/min})$ 表示, 即 $\omega=2\pi n/60$, 并将式(1-3)代入式(1-2), 即可得式(1-2)的实用表达形式, 即

$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (1-4)$$

式(1-4)中数字 375 是具有加速度量纲的数, $GD^2=4gJ$ 称为飞轮惯量或飞轮矩($\text{N} \cdot \text{m}^2$)。

研究式(1-2)可以看出: 当 $T_e > T_L$ 时, $d\omega/dt > 0$, 系统加速; 当 $T_e < T_L$ 时, $d\omega/dt < 0$, 系统减速。当 $T_e \neq T_L$ 时, 系统处于加速或减速的运动状态(动态), 此时, 存在一个使系统的运动状态发生变化的动态转矩 T_i , 即 $T_i = Jd\omega/dt$, 该转矩是由于系统转速发生变化时, 转动系统需要释放或吸收动能而产生的。式(1-2)也可以写成下述转矩平衡方程式

$$T_e - T_L = T_i \quad \text{或} \quad T_e = T_L + T_i$$

当 $T_e = T_L$ 时, 动态转矩 T_i 为零, 系统以恒速运动, 即稳态

运动。稳态时，电动机的电磁转矩大小由工作机械即电动机的负载转矩所决定。

由于电动机转矩性质及运行状态的不同，以及工作机械负载性质的不同，电磁转矩 T_e 和负载转矩 T_L 不仅大小不同，方向也是变化的。在运动方程式中它们所取的符号也不同。通常以电动机轴的旋转方向为参考来确定转矩的正负。设电动机某一旋转方向为正，则规定电动机电磁转矩 T_e 的方向与所规定的正方向相同时为正，相反时为负。 T_e 为正时是驱动转矩， T_e 为负时是制动转矩。负载转矩 T_L 的规定符号与电磁转矩 T_e 的规定符号相反，即与所规定的正方向相同时为负，相反时为正。以上符号关系可以用图 1-2 所示轴端图来表示。图中选择逆时针旋转方向为正。

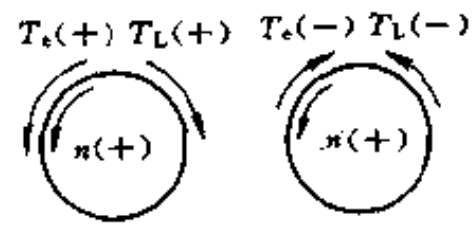


图 1-2 轴端图

二、转矩、飞轮矩的折算及实验测定

实际的电气传动系统，在电动机与工作机构之间往往要经过齿轮减速箱、皮带、联轴结等，这就是常见的多轴传动。在多轴传动中，各轴的转速和飞轮矩各不相同，因此分析和计算这类传动时，必须将所有轴的转矩和飞轮矩折算到同一根轴上（通常折算到电动机轴上），将系统等效为单轴系统（图 1-1），然后才能使用基本运动方程式

(1-2)和式(1-4)。

图 1-3(a)为带减速器的双轴传动，图 1-3(b)为带减速器的起重传动，其中直线运动的重物质量为 m 、重量为 G ，卷筒

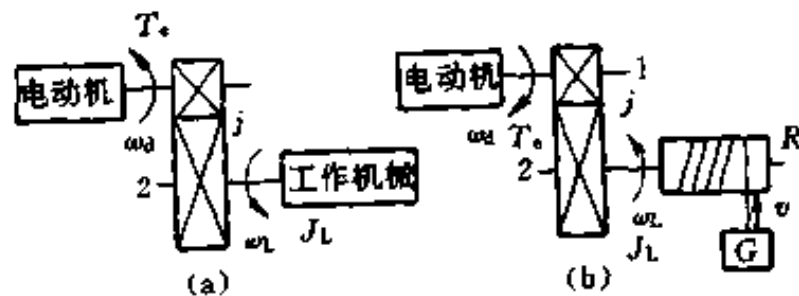


图 1-3 多轴传动系统
(a) 双轴传动；(b) 起重传动

的半径为 R 、惯量为 J_L 。

1. 转矩的折算

按照能量守恒定律，折算至电动机轴上的负载功率应等于工作机械的负载功率加上传动机构中的损耗。设 T_L 表示负载轴上的负载转矩， T'_L 表示折算到电动机轴上的负载转矩，则

$$T'_L \omega_d = T_L \omega_L / \eta \quad (\text{用于旋转运动负载})$$

和 $T'_L \omega_d = GR \omega_L / \eta \quad (\text{用于直线运动负载})$

式中 η ——传递效率， $\eta < 1$ 。

两种运动负载折算到电动机轴上的转矩分别为

$$T'_L = T_L / j \eta \quad (1-5)$$

和 $T'_L = GR / j \eta \quad (1-6)$

式中 j ——主动轴与从动轴的转速比， $j = \omega_d / \omega_L$ 。

2. 飞轮矩的折算

根据动能守恒定律，折算后等效系统储存的动能应该与实际系统相等。设电动机轴上等效的转动惯量为 J (飞轮矩为 GD^2)，电动机轴的转动惯量为 J_d (飞轮矩为 GD_d^2)，负载轴的转动惯量为 J_L (飞轮矩为 GD_L^2)。对图 1-3(a) 有

$$\frac{1}{2} J \omega_d^2 = \frac{1}{2} J_d \omega_d^2 + \frac{1}{2} J_L \omega_L^2$$

等效转动惯量 J 为

$$J = J_d + J_L / (\omega_d / \omega_L)^2 = J_d + J_L / j^2 \quad (1-7)$$

同样，等效的飞轮矩 GD^2 为

$$GD^2 = GD_d^2 + GD_L^2 / j^2 \quad (1-8)$$

对图 1-3(b) 有

$$\frac{1}{2} J \omega_d^2 = \frac{1}{2} J_d \omega_d^2 + \frac{1}{2} J_L \omega_L^2 + \frac{1}{2} m v^2$$

式中 v ——直线运动的线速度 (m/s)。

这样，等效转动惯量为

$$J = J_d + J_L / j^2 + m v^2 / \omega_d^2 \quad (1-9)$$

图 1-3(b)系统等效飞轮矩为

$$GD^2 = GD_d^2 + GD_L^2/j^2 + 365(Gv^2/n_d^2) \quad (1-10)$$

式中 n_d 为电机的速度(r/min)。

由式(1-9)和式(1-10)可以看出,对减速传动而言($j>1$),电动机轴上的惯量是总惯量的主要成分,而其他轴上的惯量折算到电动机轴上的只是次要成分。工程上可用近似公式估算,即

$$GD^2 = (1 + \delta)GD_d^2 \quad (1-11)$$

常取 $\delta=0.2\sim 0.3$ 。

以上介绍了两级传动时的转矩和飞轮矩的折算。对于级数更多的传动,则应按照前述原理一级一级地将转矩和飞轮矩折算到同一轴上,才能应用基本运动方程式来研究电气传动系统的运动规律。本书以后只研究等效单轴系统。

3. 转动惯量或飞轮矩的实验测定

飞轮矩是研究拖动系统动态过程不可缺少的重要参数。电动机的转动惯量通常在手册或技术说明中给出,而负载的结构却各式各样,简单的几何形体可计算得到,复杂的非匀质的结构计算起来就比较困难。在这种情况下,可以借助于实验手段测定系统的飞轮矩。

实验测定飞轮矩的方法有多种,这里只介绍整机滑行试验法。

测试原理是将电力拖动系统加速到某个转速,达到稳态后突然切断电源,使系统在负载阻转矩作用下自由滑行减速。此时电磁转矩 T_e 为零,运动方程式(1-4)为

$$-T_L = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (1-12)$$

只要测得负载转矩 T_L 和转速变化率 dn/dt ,就可测得飞轮矩 GD^2 。

具体步骤如下:

首先,测出不同转速下电力拖动系统的稳态输入功率,再扣除电动机的铜耗后,即可得到负载损耗曲线 $P_L(\omega)$ (忽略空载损

耗，稳态时电磁功率与负载损耗相等)。

其次，算出不同转速下的稳态负载转矩

$$T_L = 9.55P_L/n \quad (1-13)$$

式中各量的单位为 $T_L(\text{N} \cdot \text{m})$, $P_L(\text{W})$, $n(\text{r}/\text{min})$ 。

用图解插值法可以得到 $T_L(n)$ 曲线,如图 1-4 所示。然后,测出电力拖动系统自由滑行减速的转速下降曲线 $n(t)$,并绘于 $n-t$ 坐标系中,分段求得 $\Delta n/\Delta t$ 和 T_L ,以 $\Delta n/\Delta t$ 代替 dn/dt ,由式(1-12)求得各段的 $375 \times T_L / (\Delta n/\Delta t)$,作平均后即得系统的飞轮矩 GD^2 ,而转动惯量 $J = GD^2/4g$ 。

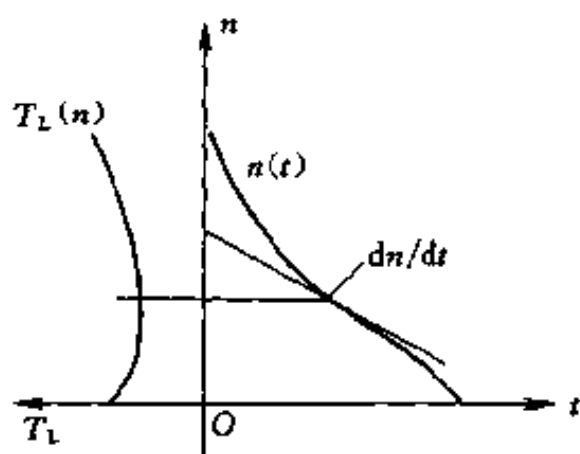


图 1-4 自由滑行曲线

三、电动机的机械特性和负载转矩特性

1. 电动机机械特性

电动机的机械特性是指电动机的转速 n 和电磁转矩 T_e 之间的关系,表示为 $n = f(T_e)$ 。该特性反映了电动机本身的特性。不同类型的电动机有不同的机械特性,典型的机械特性如图 1-5 所示。特性 1 为直流他励电动机和直流并励电动机的机械特性,特性 2 为直流串励电动机的机械特性,特性 3 为异步电动机的机械特性。

2. 负载转矩特性

工作机械的负载转矩 T_L 与转速 n 的关系 $n = f(T_L)$ 即为负载转矩特性。负载转矩特性因工作机械的不同而不同,但是负载转矩特性可被归纳为下列三种类型。

(1) 恒转矩负载特性 这种特性的负载转矩 T_L 与转速 n 无关,即当转速变化时,负载转矩 T_L 维持恒定。恒转矩负载有反抗

性和位能性两种，如图 1-6 所示。

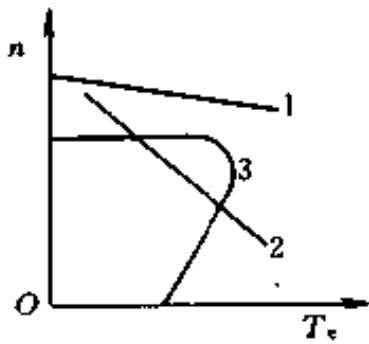


图 1-5 电动机的机械特性

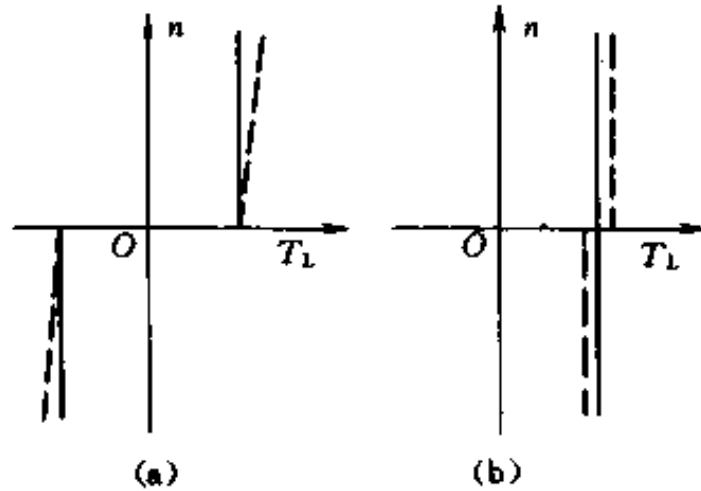


图 1-6 恒转矩负载转矩特性
(a) 反抗性；(b) 位能性

反抗性恒转矩负载特性的特点是：恒值转矩 T_L 总是与运动方向相反。因为转速的方向的改变，负载转矩的方向也随之改变，它们的图像位于第一与第三象限(图 1-6(a))。大多数负载的摩擦阻转矩属于此类。属于此类负载的还有金属的压延、机床的平移机构等。

位能性恒转矩负载的特点是：负载转矩的方向不随转速的方向而改变。最典型的位能性恒转矩负载是起重机负载，不论重物提升 (n 为正) 或下放 (n 为负)，负载转矩方向始终不变。特性位于第一、第四象限(图 1-6(b))。

考虑到动静摩擦以及油膜的影响，实际的特性如图 1-6 中虚线所示。

(2) 通风机负载特性 这种特性的负载转矩大致与转速的平方成正比，即 $T_L = Kn^2$ ， K 为比例系数。属于这类负载的有通风机、水泵、油泵等，其中空气、水、油等介质对叶片的阻力基本上和转速的平方成正比。如图 1-7 特性 1 所示。实际上这类负载也存在干摩擦，特性如图 1-7 中虚线所示。

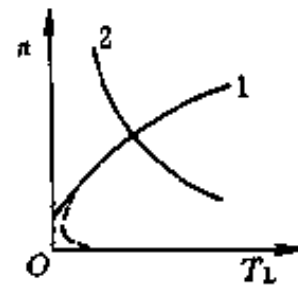


图 1-7 负载转矩特性

(3) 恒功率负载转矩特性 这种特性的负载转矩与转速成反比, 即 $T_L = K/n$, K 为比例系数。特性如图 1-7 曲线 2 所示。例如一些车床, 在粗加工时往往为低速大切削量, 而精加工时为高速小切削量, 因此在不同转速下负载转矩基本上与转速成反比, 因为负载功率 $P_L = T_L \omega = T_L (2\pi n/60) = K (2\pi/60)$, ω 为电动机的角速率, 可见, 这种机床的切削功率基本不变。

必须指出的是, 实际负载特性往往是几种典型特性的综合, 所以具体问题应该具体分析。

3. 电力拖动系统稳定运行的条件

前面已经分析了电动机的机械特性和工作机械的负载转矩特性, 在电气传动系统运行时, 这两种特性是同时存在的。为了分析电气传动的运行问题, 可以把两者画在同一个坐标图上。如图 1-8 所示。

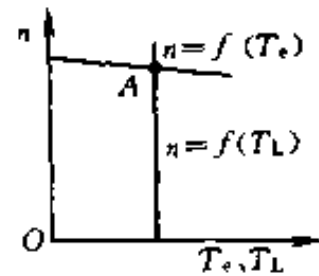


图1-8 机械特性与负载特性的配合

在电气传动运动方程式中已指出, 当电磁转矩 T_e 与 T_L 方向相反, 大小相等而相互平衡时, 电动机轴的转速为某一稳定值, 传动系统处于稳态。即图 1-9 中机械特性和负载转矩特性的交点 A 点, 在 A 点处 $T_L = T_e$ 。机械特性和负载转矩特性具有交点是电气传动系统稳定运行的必要条件, 但并不是充分条件。电动机稳定运行时, 若由于某种扰动作用使转速稍有变化, 当扰动去除后转速仍能恢复到原来的运行点, 这样的稳态运行点才是稳定的。否则, 就是不稳定的运行点。

图 1-9 在 $T_e - n$ 平面上给出了机械特性 $T_e(n)$ 和负载特性 $T_L(n)$ 在交点处的几种配合。现在分析一下图 1-9 (a) 交点 A 的稳定运行情况。假设出现某种瞬时扰动 (如电枢电压升高) 使电枢电流及电磁转矩增大, 而使转速稍有增大 ($+\Delta n$), 当扰动消除后, 由于此时 $T_e < T_L$, $dn/dt < 0$, 迫使转速下降, 恢复到原值 n_A ; 同理, 如果瞬时扰动引起转速稍有下降 ($-\Delta n$), 当扰动消失后, 则由于 $T_e > T_L$, 将使转速上升, 也会恢复原值 n_A , 所以, 系统在 A

点能稳定运行。用同样方法可以分析图 1-9 (b) 中交点 B 是不稳定运行点。

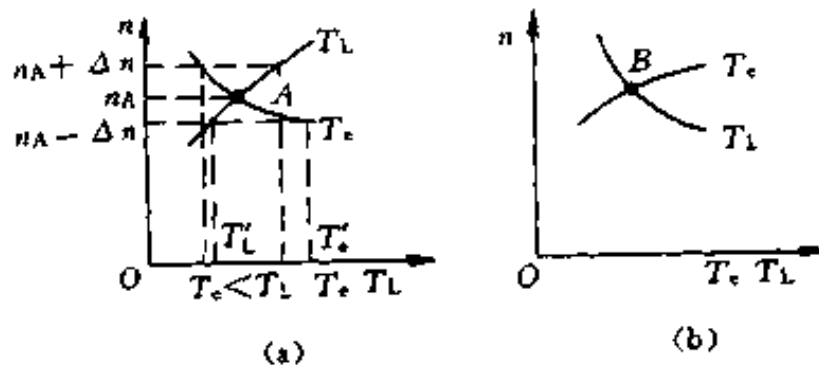


图 1-9 $T_e(n)$ 与 $T_L(n)$ 配合的两种情况
(a) 稳定; (b) 不稳定

综上所述, 电气传动系统稳定运行的条件也可写成: 特性 $T_e(n)$ 和特性 $T_L(n)$ 有交点, 并且在该交点对应的转速之上保证 $T_e < T_L$, 而在对应的转速之下则要求 $T_e > T_L$ 。

第二节 直流他励电动机的机械特性及运行方法

一、直流他励电动机的机械特性

从励磁方法上看, 直流电动机有他励式、并励式、串励式和复励式(图 1-10)。他励式和并励式电动机的性能相近, 故可归并为一类。他励式又分永磁励磁和励磁绕组励磁。后者由于具有良

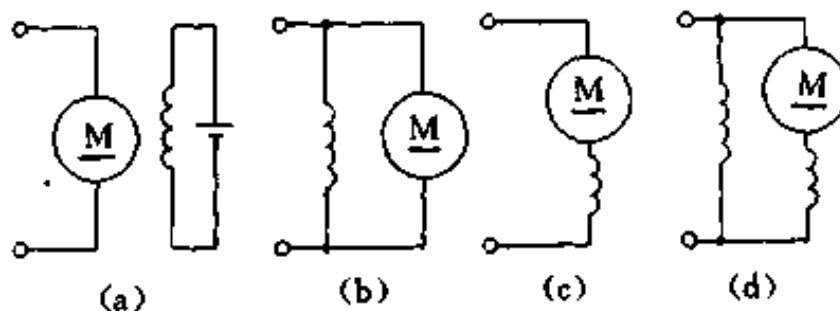


图 1-10 直流电动机按励磁方式分类
(a) 他励式; (b) 并励式; (c) 串励式; (d) 复励式

好的控制性能，故在电气传动中应用最广。

在稳态运行下，直流电动机(见图 1-11)有下列方程式：

$$\text{电枢电动势} \quad E = C_e \Phi n$$

$$\text{电磁转矩} \quad T_e = C_m \Phi I$$

$$\text{电压平衡方程} \quad U = E + IR$$

联立求解上述方程式，可以得到电动机的机械特性方程式为

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R}{C_e C_m \Phi^2} T_e = n_0 - \Delta n \quad (1-14)$$

式中 R ——电枢回路总电阻；

Φ ——励磁磁通；

I ——电枢电流；

C_e ——电动势常数， $C_e = p_M N / 60a$ (极对数 p_M ，并联支路对数 a ，有效导线总数 N)；

C_m ——转矩常数， $C_m = p_M N / 2\pi a = 9.55 C_e$ ；

n_0 ——理想空载转速； $n_0 = \frac{U}{C_e \Phi}$ ；

Δn ——转速降， $\Delta n = (R / C_e C_m \Phi^2) T_e$ 。

图 1-11 示出直流他励电动机的线路及机械特性曲线。

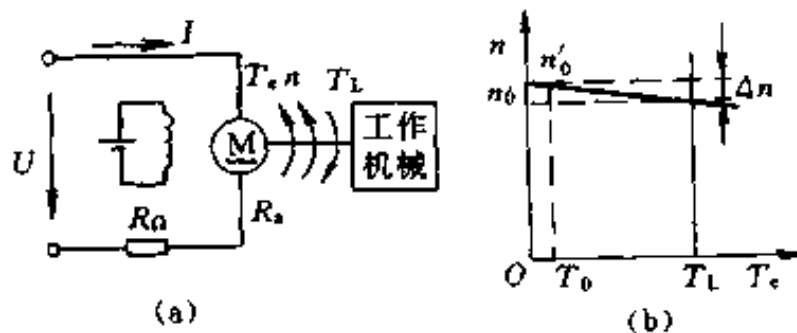


图 1-11 直流他励电动机线路及特性

(a) 他励线路；(b) 机械特性

在机械特性方程式(1-14)中，当电枢电压和励磁磁通为额定值 U_{nom} 和 Φ_{nom} ，电枢回路电阻为电枢电阻 R_a 时，对应的特性为固有特性。改变这些参量时，对应的特性为人为特性。

必须指出,电动机实际的空载转速 n'_0 比理想空载转速 n_0 略低,如图 1-11 所示。这是因为电动机空载时必须克服空载损耗转矩 T_0 , 此时实际空载转速 n'_0 为

$$n'_0 = n_0 - \frac{R}{C_e C_m \Phi^2} T_0$$

转速降 Δn 可以表示为 $\Delta n = \beta T_e$, 其中 $\beta = R / C_e C_m \Phi^2$ 为机械特性的斜率。 β 越大,机械特性越软。

需要指出的是,当他励电动机励磁恒定时,电枢电流 I 正比于电磁转矩 T_e , 此时可用转速特性 $n = f(I)$, 即

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R}{C_e \Phi} I \quad (1-15)$$

式(1-15)表示他励电动机的机械特性 $n = f(T_e)$ 。

【例 1-1】一台直流他励电动机的铭牌数据为 2.2kW, 220V, 12.35 A, 3000 r/min。试求:

- (1) 电动机的固有机机械特性, 并绘制特性曲线;
- (2) 当电枢电压为 50% 额定电压时的人为机械特性, 并绘制特性曲线;
- (3) 当电枢回路串接附加电阻 $R_n = 3 \Omega$ 时, 求人为特性, 并绘制特性曲线。

解: (1) 计算固有特性:

根据经验公式 (认为在额定负载下, 电枢铜耗约占总损耗的一半) 有

$$R_a = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{\text{nom}} I_{\text{nom}} - P_{\text{nom}}}{I_{\text{nom}}^2} = \frac{220 \times 12.35 - 2200}{2 \times 12.35^2} = 1.695 (\Omega)$$

$$\begin{aligned} \text{而 } C_e \Phi_{\text{nom}} &= \frac{U_{\text{nom}} - I_{\text{nom}} R_a}{n_{\text{nom}}} = \frac{220 - 12.35 \times 1.695}{3000} \\ &= 0.066 \text{ (V/r} \cdot \text{min}^{-1}) \end{aligned}$$

固有特性为

$$n = \frac{U_{\text{nom}}}{C_e \Phi_{\text{nom}}} - \frac{R_a}{C_e \Phi_{\text{nom}} C_m \Phi_{\text{nom}}} T_e = 3330 - 40.75 T_e$$

(2) 计算改变电枢电压的人为特性:

$$n = \frac{50\%U_{\text{nom}}}{C_e\Phi_{\text{nom}}} - \frac{R_a}{C_e\Phi_{\text{nom}}C_m\Phi_{\text{nom}}}T_e = 1665 - 40.75T_e$$

(3) 计算电枢串附加电阻的人为特性:

$$n = \frac{U_{\text{nom}}}{C_e\Phi_{\text{nom}}} - \frac{R_a + R_\Omega}{C_e\Phi_{\text{nom}}C_m\Phi_{\text{nom}}}T_e = 3330 - 112.9T_e$$

固有特性如图 1-12 中曲线 1, 改变电压的人为特性和改变电枢电阻的人为特性如图 1-12 中曲线 2 和曲线 3。

二、直流他励电动机的调速

大量的工作机械要求在不同情况下以不同的速度工作, 以使工作机械工作得最合理, 这就要求以一定的方法来改变工作机械的速度, 这种方法称为调速。

1. 调速的性能指标

为了从技术和经济两方面比较各种调速方法, 便于工作机械选择调速方案, 对调速提出了一些性能指标, 主要有: 静差率、调速范围和调速的平滑性等。

(1) 静差率 电动机运行在某一机械特性上时, 额定负载下转速 Δn_{nom} 与理想空载转速 n_0 之比, 称为静差率, 常用百分数表示, 即

$$s = \frac{\Delta n_{\text{nom}}}{n_0} \times 100\%$$

静差率表示系统运行的相对稳定性程度。显然, 电动机的机械特性越硬, 则静差率越小, 相对稳定性就越高。不同的工作机械对静差率的要求也不同, 例如普通车床可允许 $s \leq 30\%$, 而精度要求高的造纸机则要求 $s \leq 0.1\%$ 。

静差率和机械特性硬度又是有区别的。对于两条平行的机械

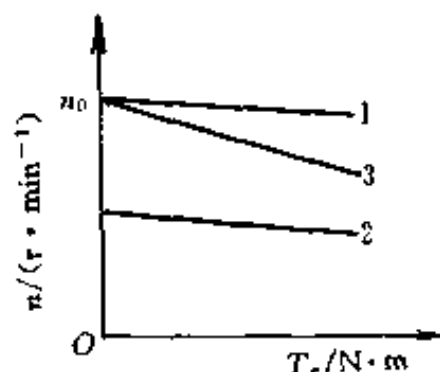


图 1-12 绘制机械特性曲线

特性，两者的硬度相同，但由于两者的理想空载转速不同，两者的静差率是不同的。显然，同样硬度的特性，转速越低，静差率越大，越难满足工作机械对静差率的要求。

(2) 调速范围 调速范围指工作机械要求的最高转速 n_{\max} 和最低转速 n_{\min} 之比，用字母 D 表示，即

$$D = n_{\max} / n_{\min}$$

其中 n_{\max} 和 n_{\min} 一般都指电动机额定负载时的转速，对于少数轻载的工作机械，也可用实际负载时的转速。

应该指出，调速范围和静差率这两个指标是有联系的。比如改变电枢电压的调速系统，在理想空载转速为 1000 r/min 时，转速降落 10 r/min，静差率为 1%；由于改变电枢电压时的特性为一族平行直线，在理想空载转速为 100 r/min 时，相同负载下的转速降仍为 10 r/min，此时静差率为 10%。所以，静差率和调速范围两项指标必须同时提才有意义。一个调速系统的调速范围，是指在最低速时还能满足所提静差率要求的调速范围。脱离了对静差率的要求，任何调速系统都可以得到极高调速范围；反过来，脱离了调速范围，要求的静差率也就容易满足多了。

调速系统最低速时的静差率为

$$s = \Delta n_{\text{nom}} / n_{0\min}$$

$$\text{而 } n_{0\min} = n_{0\min} - \Delta n_{\text{nom}} = \Delta n_{\text{nom}} / s - \Delta n_{\text{nom}} = (1-s) \Delta n_{\text{nom}} / s$$

$$\text{所以 } D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} = \frac{n_{\max} s}{\Delta n_{\text{nom}} (1-s)} \quad (1-16)$$

式中 $n_{0\min}$ 为最低速对应机械特性的理想空载转速， Δn_{nom} 为额定转速降。

式(1-16)表示了调速范围、静差率和额定转速之间应满足的关系。对于一个调速系统，由于电动机的最高转速受机械强度的限制不能太大，所以要想扩大调速范围，就需设法减小 Δn_{nom} ，这将在本书以后的章节中介绍。

(3) 调速的平滑性 通常用两个相邻调速级的转速比来衡量。

在一定调速范围内，调速级数越多，则平滑性越好；当调速级数达无穷多时，称为无级调速，即转速连续可调。

关于调速方案的经济指标，决定于调速系统的设备投资、设备的运行效率、维护费等，选择调速方案时应综合考虑。

2. 调速方法

由式(1-14)可知，改变直流电动机的转速亦即调速的方法有三种：调节电枢电压 U 、调节励磁磁通 Φ 和改变电枢附加电阻 R_a 。三种调速方法的机械特性如图 1-13 所示。

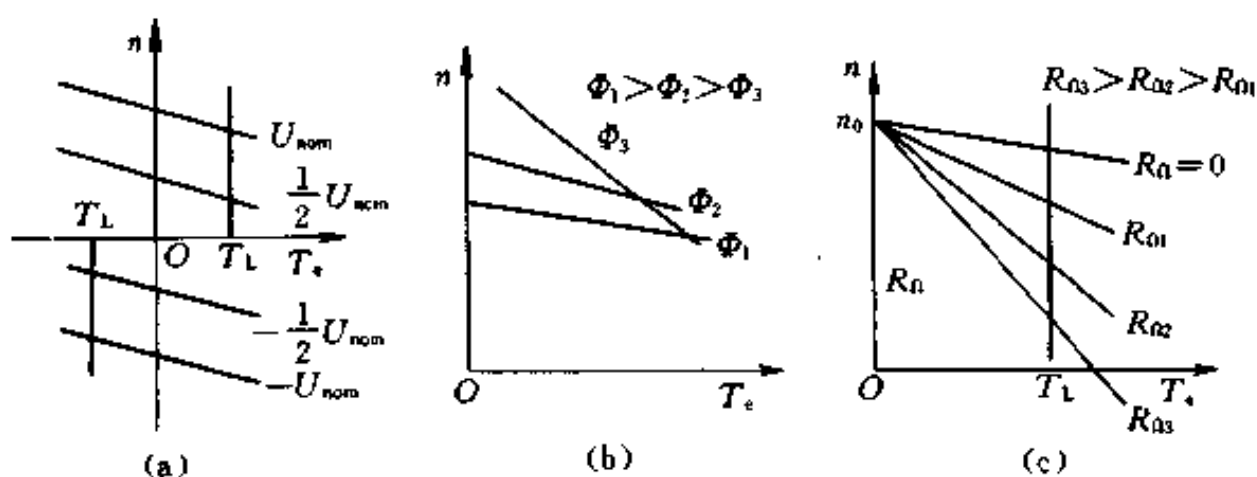


图 1-13 直流电动机的人为特性

(a) 调节电枢电压 U ；(b) 调节励磁磁通 Φ ；(c) 改变电枢附加电阻 R_a

改变电枢电压 U 时的机械特性是平行变化的，如图 1-13 (a)，电压反向时电动机运行在第三象限，亦即反转。采用这种调速方法的调速范围宽，动态性能好，因此得到广泛的应用。

直流他励电动机在额定磁通下运行时，电动机的磁路一般已接近饱和。所以，通常采用减弱磁通 Φ 来实现升速，如图 1-13 (b)。改变磁通的方向也可以使电动机反转。一般最低速为电动机的额定转速，最高速受电动机换向条件和电枢机械强度的限制，调速范围较小。调节磁通的调速方法常与调节电枢电压的调速方法结合，以扩大调速范围。

调节电枢电压的调速方法和改变磁通的调速方法效率都比较

高。与此相反，改变电枢电阻的调速方法，得到的是一族交于一点的倾斜直线，如图 1-13(c) 所示。附加电阻 R_{Ω} 越大，特性曲线的斜度越大，稳定性越差，损耗越大。因此这种调速方法在实际中应用较少。

3. 调速时的功率与转矩

电动机在额定转速下运行时能够输出额定功率 P_{nom} 和额定转矩 T_{enom} 。电动机运行在其它转速时，允许输出的转矩与功率如何呢？

电动机的容量主要取决于发热，而发热又主要取决于电枢电流。在调速过程中，只要在不同转速时电枢电流不超过额定值 I_{nom} ，则电动机长期运行的发热就不会超过允许的限度。若在不同的转速下都能保证电枢电流为额定值 I_{nom} ，则就充分利用电动机的容量安全运行。

直流他励电动机功率和转矩的关系是 $P = T_e n / 9.55$ ，电磁转矩 $T_e = C_m \Phi I$ 。

电枢串电阻及降压调速时， $\Phi = \Phi_{\text{nom}}$ ，若不同转速时 $I = I_{\text{nom}}$ ，则

$$T_e = C_m \Phi_{\text{nom}} I_{\text{nom}} = T_{\text{enom}} = \text{常数}$$

而

$$P = T_{\text{enom}} \cdot n / 9.55 \propto n$$

所以，电枢串电阻及降压调速时，允许的输出转矩保持不变，称为恒转矩调速方法，而这种调速方法的允许输出功率正比于转速。

弱磁调速时， Φ 是变化的，若不同转速时 $I = I_{\text{nom}}$ ，则

$$\Phi = (U_{\text{nom}} - I_{\text{nom}} R_s) / C_e n \propto 1/n$$

允许输出的转矩 $T_e = C_m \Phi I_{\text{nom}} \propto 1/n$

而

$$P = T_e n / 9.55 = \text{常数}$$

所以，弱磁调速时，允许输出的功率为常数，称为恒功率调速方法，而这种调速方法的允许输出转矩与转速成反比。

图 1-14 给出了调速时允许输出的转矩和功率曲线，图中以额定转速为界， $n > n_{\text{nom}}$ 为恒功率调速区， $n < n_{\text{nom}}$ 为恒转矩调速区。

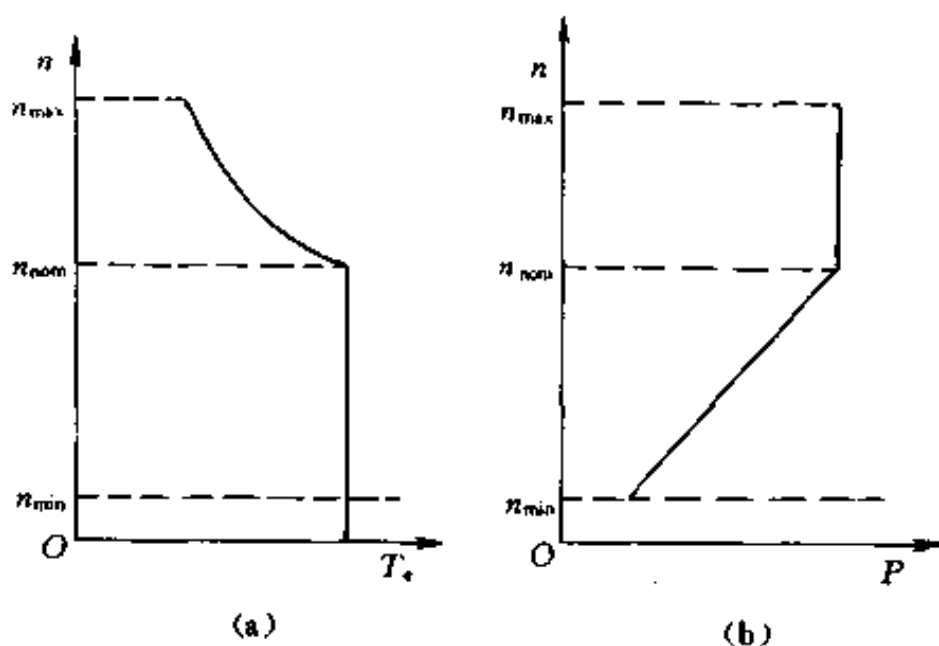


图 1-14 调速时的功率与转速
(a) 允许输出转矩; (b) 允许输出功率

图中给出的允许输出转矩和功率只表示电动机利用的限度，不代表实际的输出，实际输出要由不同转速下的负载转矩与负载功率特性决定。这样就有一个调速方法与负载类型配合的问题。为了使电动机得到充分利用，恒转矩负载应该选用恒转矩调速方法。若恒转矩负载选用恒功率调速方法，则由于恒功率调速方法的允许输出转矩与转速成反比，高速时小，低速时大，若高速时实际输出转矩等于允许输出转矩，那么低速时电动机的实际输出转矩要比此时电动机允许输出转矩小得多(见图 1-15)，这就不能充分利用电动机的容量，造成浪费。同样，恒功率负载应该选用恒功率调速方法。而要求调速范围大的恒功率负载，可用调压、调磁相结合的调速方法。

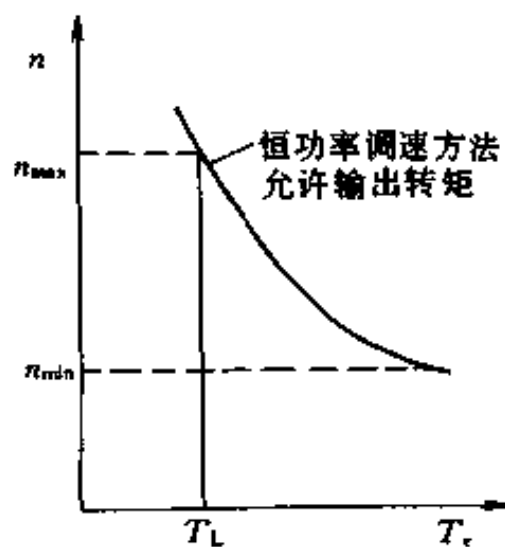


图 1-15 调速方法和负载类型的配合

三、直流他励电动机的启动

直流他励电动机启动时应该先建立磁场，再加电枢电压。当忽略电感时，电枢电流 $I = (U - E) / R_a$ 。启动瞬间转速 $n = 0$ ，电动势 $E = 0$ ，而电枢绕组 R_a 很小，如直接加额定电压启动，电枢电流可突增到额定电流的十多倍。这不仅使换向恶化，甚至会烧坏电动机，而且与电流成比例的转矩将损坏传动系统的传动机械。

对于采用改变电枢电压的可调电气传动，可通过逐渐增加电压的方法启动。这一般是在控制系统输入信号处接入给定积分器等装置以实现软启动。启动过程可以保持电枢电流或转矩有最大值（通过限幅装置），从而缩短启动时间。

对于不可调电气传动，可采用外接附加电阻 R_0 来限制启动电流。如图 1-16 中，启动时逐渐切除附加电阻 R_{03} 、 R_{02} 、 R_{01} ，即可使电动机在电枢电流不超过允许值的情况下逐渐加速，直至全部附加电阻均切除，电动机启动完毕。

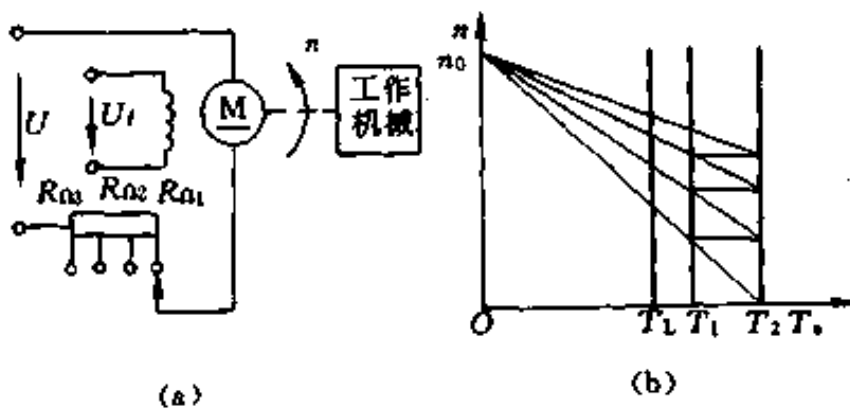


图 1-16 电枢串电阻启动
(a) 线路；(b) 机械特性

我们知道，基本运动方程式为

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

转速变化率 $(dn/dt) \propto T_e - T_L$ ，启动转矩越大，启动速度越快。串

多级电阻启动的目的是加快启动过程，并且使启动平稳。

四、直流他励电动机的制动

直流他励电动机有两种运行状态。当电动机的电磁转矩 T_e 的方向与转速 n 的方向相同时是电动运行状态，此时电网向电动机输入电能，并变为机械能以带动负载。当电动机的电磁转矩 T_e 与转速 n 的方向相反时为制动运行状态，此时电动机吸收机械能，并转化为电能。

直流他励电动机的电气制动方法有三种，即再生发电制动、电阻能耗制动和反接制动。

1. 再生发电制动

为了实现电气制动就要求电动机的电磁转矩和转速两者之中有一个要与电动运行状态时相反。改变转矩方向就是改变电枢电流或励磁磁通的方向。比如突然降低电枢电压 U 使之小于电动势 E (由于机械惯性，转速 n 不能突变，而电动势 $E = C_e \Phi n$)，则电流反向，电磁转矩反向，电动机运行在第二象限(图 1-17)，处于发电制动状态，把系统的动能转变为电能回送电网，因此这种制动方法最为经济。

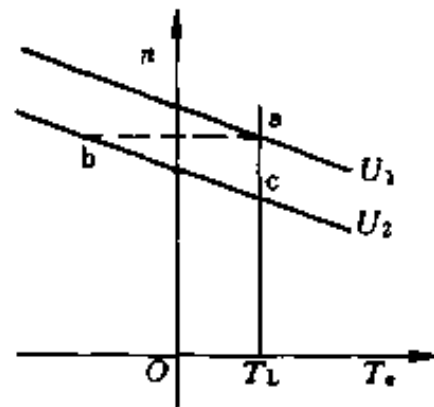


图 1-17 再生发电制动特性

2. 能耗制动

电阻能耗制动方法是切除外界供电电压 U 而用附加电阻 R_b 将电枢端子短接，由反电动势 E 产生的电流方向与电动状态时相反，处于制动状态。

由式 1-14 可得此时机械特性方程式为：

$$n = - \frac{R_a + R_b}{C_e \Phi C_m \Phi} T_e \quad (1-17)$$

制动电阻 R_b 越小，特性斜率越小，制动转矩越大，制动过程越快

(图 1-18)。但制动电阻 R_b 受最大电枢电流及电磁转矩的限制。如果电动机允许的最大电枢电流为 $2I_{nom}$ ，则 R_b 可近似选择为

$$R_b \geq U_{nom}/2I_{nom} - R_a \quad (1-18)$$

这种制动方法只需把电源切除和接入制动电阻，简便易行，故应用广泛。但缺点是制动时能量消耗在电阻上，并且低速下制动转矩很低。

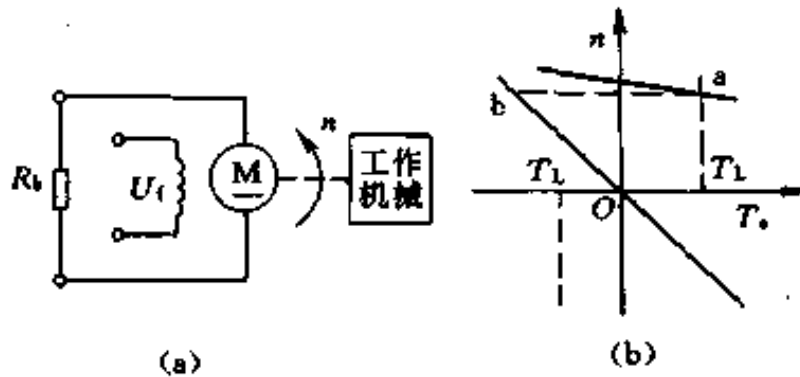


图 1-18 电阻能耗制动
(a) 线路；(b) 机械特性

3. 反接制动

反接制动的方法是在电动机作电动状态运行时突然将电枢电压 U 反向，即与电动势 E 的方向一致，则电流必然反向，电磁转矩反向，处于制动状态。这种制动方法制动效果很强烈。若制动的目的是为了停车，则当转速 $n=0$ 时须切断电源，否则电动机将在反向电压作用下重新启动和进入反转状态。为了防止电枢电流超过允许值，需在电枢电路中串入制动电阻 R_r ，若电动机允许的最大电枢电流为 λI_{nom} (λ 为过载系数)，则 R_r 可近似选为

$$R_r \geq \frac{2U_{nom}}{\lambda I_{nom}} - R_a \quad (1-19)$$

还有一种转速反向的反接制动用于位能负载。当电枢回路串接电阻很大时，特性斜率很大，电动机运行在第四象限，电动机在位能负载重力倒拉下稳定运行在制动状态(图 1-20(b)C 点)。

综上所述可知，电动机有电动和制动两种运行状态，它们的

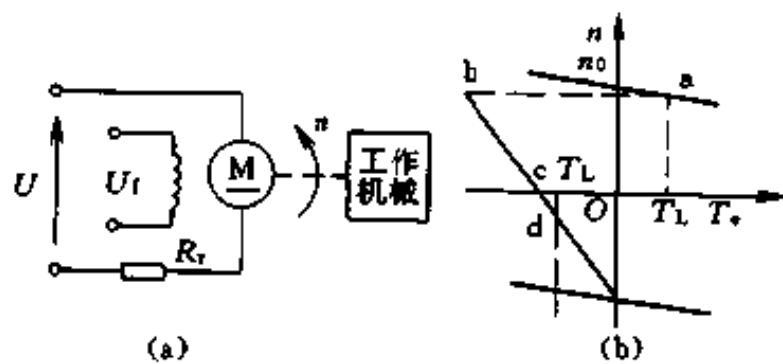


图 1-19 电源反接的反接制动
(a) 线路; (b) 机械特性

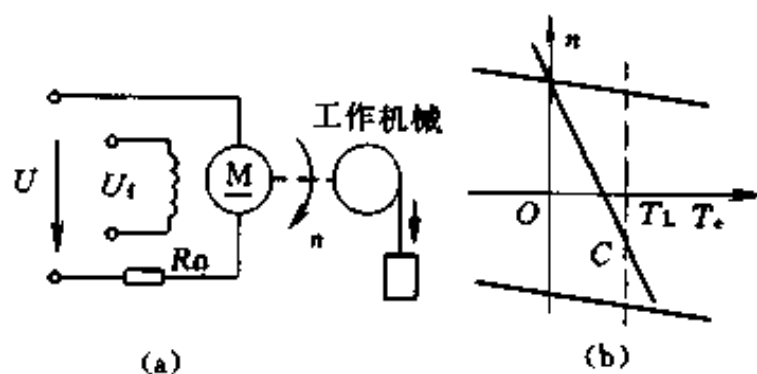


图 1-20 转速反向的反接制动
(a) 线路; (b) 机械特性

机械特性可用统一形式的方程式表示, 即

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R}{C_e \Phi C_m \Phi} T_e$$

根据上式, 可在 $T_e - n$ 平面的四个象限内画出各种运行状态对应的机械特性, 如图 1-21 所示。

I、III 象限电磁转矩与转速方向相同, 为电动运行区。第 I 象限为正向电动运行, 第 III 象限为反向电动运行。而 II、IV 象限电磁转矩与转速方向相反, 为制动运

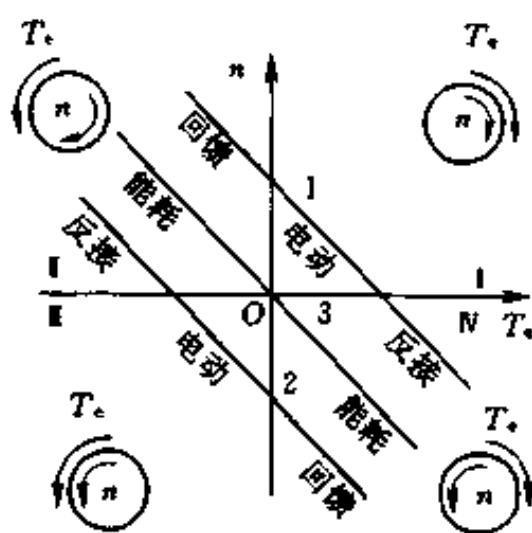


图 1-21 电动机运行状态

行区。若 $|n| > |n_0|$ ，则为回馈制动；若 n 与 n_0 反向，则为反接制动；若 $n_0 = 0$ ，则为能耗制动(图 1-21 曲线 3)。在制动状态下，电动机实质上转化为发电机运行。在能耗制动时，电动机变为独自向电枢回路电阻供电的发电机；回馈制动时，电动机变为与电网并联的发电机，向电网回馈电能；反接制动时，电动机变为与电网串联的发电机，与电网共同对电枢回路电阻供电。这些电能都是从旋转系统的动能或位能转变而来的。

【例 1-2】一台直流他励电动机的数据为： $P_{\text{nom}} = 29 \text{ kW}$ ， $U_{\text{nom}} = 440 \text{ V}$ ， $I_{\text{nom}} = 76.2 \text{ A}$ ， $n_{\text{nom}} = 1050 \text{ r/min}$ ， $R_a = 0.393 \Omega$ 。

(1) 原为额定转速运行，若用能耗制动，最大制动电流为 $2I_{\text{nom}}$ ，试计算电枢回路中所接入的制动电阻值。

(2) 电动机带位能负载 $T_L = 0.8T_{\text{nom}}$ ，在固有特性上作回馈制动下放，求下放速度。

(3) 电动机带位能负载 $T_L = 0.8T_{\text{nom}}$ 作转速反向的反接制动下放，下降速度为 600 r/min ，求串接在电枢回路中的电阻值。

解：(1) 根据式(1-18)制动电阻为

$$R_b = \frac{U_{\text{nom}}}{2I_{\text{nom}}} - R_a = \frac{440}{2 \times 76.2} - 0.393 = 2.5(\Omega)$$

(2) 求 $C_e \Phi_{\text{nom}}$

$$\begin{aligned} C_e \Phi_{\text{nom}} &= \frac{U_{\text{nom}} - R_a I_{\text{nom}}}{n_{\text{nom}}} = \frac{440 - 0.393 \times 76.2}{1050} \\ &= 0.39 (\text{V/r} \cdot \text{min}^{-1}) \end{aligned}$$

求下放速度 n

$$\begin{aligned} n &= \frac{-U_{\text{nom}}}{C_e \Phi_{\text{nom}}} - \frac{R_a \times 0.8I_{\text{nom}}}{C_e \Phi_{\text{nom}}} = \frac{-440}{0.39} - \frac{0.393 \times 0.8 \times 76.2}{0.39} \\ &= -1190(\text{r/min}) \end{aligned}$$

(3) 重物下降速度为 600 r/min ，即 $n = -600 \text{ r/min}$ ，根据转速特性

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R}{C_e \Phi} I$$

$$\begin{aligned} \text{得 } R &= R_a + R_r = (-C_e \phi_{\text{nom}} \cdot n + U_{\text{nom}}) / 0.8 I_{\text{nom}} \\ &= (0.39 \times 600 + 440) / (0.8 \times 76.2) = 11.23 (\Omega) \end{aligned}$$

电枢回路应串接的电阻为

$$R_r = R - R_a = 11.23 - 0.393 = 10.84 (\Omega)$$

三种情况的转速特性如图 1-22 所示。

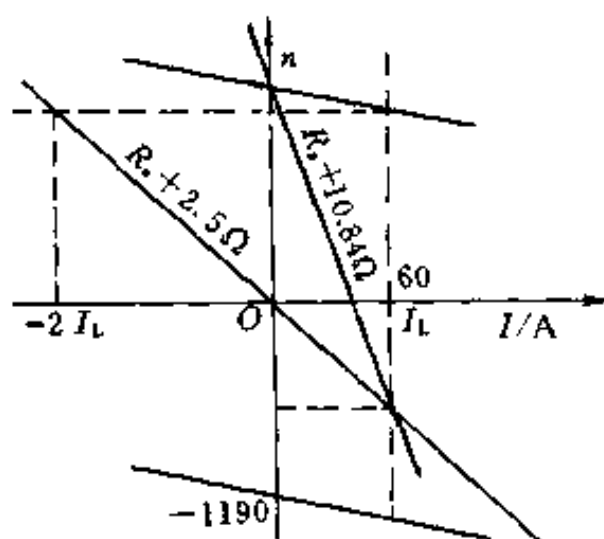


图 1-22 转速特性

五、直流他励电动机传动的动态特性

前面我们利用机械特性着重分析了直流他励电动机传动系统的稳态运行状态。我们知道，当负载转矩发生变化，或对电动机进行启动，制动和调速时，电气传动系统将由一个稳态运行状态过渡到另一个稳态运行的状态，这种过渡过程，叫电气传动过渡过程。在过渡过程中，电动机的转速、电流及转矩等物理量随时间变化的规律，叫电气传动系统的动态特性。

1. 直流他励电动机的传动系统动态特性的数学分析

电动机传动系统的运动方程式为

$$T_e - T_L = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (1-20)$$

直流他励电动机机械特性方程式为

$$n = n_0 - \frac{R}{C_e \Phi C_m \Phi} T_e \quad (1-21)$$

将式(1-20)代入式(1-21)得

$$n = n_0 - \frac{R}{C_e \Phi C_m \Phi} T_L - \frac{RGD^2}{375 C_e \Phi C_m \Phi} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (1-22)$$

当 $T_e = T_L$ 时, 系统稳态电流为 I_s , 稳态转速为 n_s , 即 $n_s = n_0 - (R/C_e \Phi C_m \Phi) T_L$, $I_s = T_L/C_m \Phi$, 并令 $T_m = GD^2 R/375 C_e \Phi C_m \Phi$, T_m 称为过渡过程机电时间常数, 单位为 s。这样式(1-22)可以写成

$$T_m dn/dt + n = n_s \quad (1-23)$$

设 $t=0$ 时, 电动机初始转速为 n_{ini} , 初始电流为 I_{ini} 。解微分方程式(1-23)得

$$n = n_s + (n_{ini} - n_s)e^{-t/T_m} \quad (1-24)$$

将转速方程式 $n = n_0 - (R/C_e \Phi) I$ 代入式(1-20)并除以 $C_m \Phi$ 得:

$$T_m dI/dt + I = I_s \quad (1-25)$$

解微分方程式(1-25)得

$$I = I_s + (I_{ini} - I_s)e^{-t/T_m} \quad (1-26)$$

将式(1-26)除以 $C_m \Phi$, 并考虑初始转矩为 T_{eini} , 稳态转矩为 T_{es} , 即得

$$T_e = T_{es} + (T_{eini} - T_{es})e^{-t/T_m} \quad (1-27)$$

式(1-24)、(1-26)和(1-27)分别为转速、电枢电流和电磁转矩随时间的变化函数。可见只要知道各物理量的初始值、稳态值和系统的机电时间常数, 就可以描绘出动态特性。

2. 直流他励电动机启动动态特性

直流他励电动机不能直接加额定电压启动、启动时必须采取措施限制启动电流, 一般可用电枢串附加电阻 R_n 或降低电枢电压的启动方法。为了简单起见, 讨论不切除附加电阻, 电枢串电阻的启动过程。

电动机由静止的 a 点启动到稳态 b 点(图 1-23)。初始值为

$n_{ini} = 0, I_{ini} = U / (R_a + R_\Omega), T_{cini} = C_m \Phi I_{ini}$; 稳态值为 $n_s = n_b, I_s = I_L, T_e = T_L$, 代入式(1-24)、(1-26)和(1-27)得启动动态特性为

$$n(t) = n_b - n_b e^{-t/T_m} \quad (1-28)$$

$$I(t) = I_L + (I_{ini} - I_L) e^{-t/T_m} \quad (1-29)$$

$$T_e(t) = T_L + (T_{cini} - T_L) e^{-t/T_m} \quad (1-30)$$

式中 I_L ——负载电流, $I_L = T_L / C_m \Phi$;

T_m ——启动时机电时间常数, $T_m = (R_a + R_\Omega) GD^2 / 375 C_e \Phi C_m \Phi$ 。启动动态特性示于图 1-23。

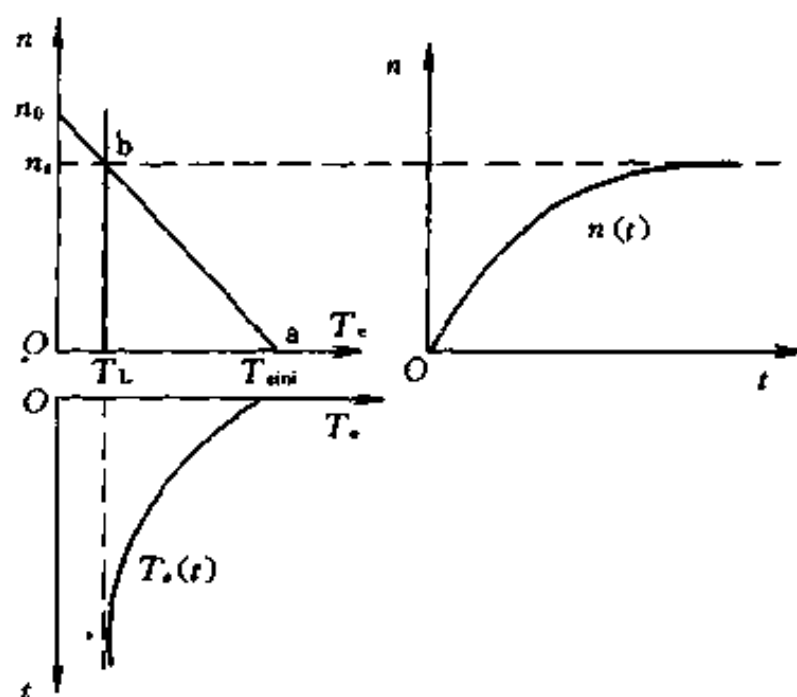


图 1-23 启动时的动态特性

按照式(1-28),电动机要经过无限长时间转速才能达到稳态值 n_b 。实际上,当 $t = 4T_m$ 时, $e^{-t/T_m} = e^{-4} = 0.0183, n = 0.9817n_b$, 已经非常接近于 n_b , 可以近似认为动态过程结束。

动态过程的长短取决于传动系统的机电时间常数 T_m 的大小, 而 T_m 又决定于传动系统的飞轮矩 GD^2 和电枢回路总电阻 R 。飞轮矩越大, 表示传动系统惯性越大, 加速时间就要拖长。电枢回路电阻越大, 电动机产生的启动电流和启动转矩越小, 加速度

减小，启动过程也要拖长。

电气传动系统的机械特性和动态特性之间存在着对应的关系，如图 1-23 中，动态特性的初始值 $n=0$ ， $T_e=T_{em}$ 和稳态值 $n=n_b$ ， $T_e=T_L$ ，正好对应机械特性上两个稳态点 a 和 b 的纵坐标和横坐标。分析动态特性时，可以根据相应的机械特性来确定初始值和稳态值。

对于图 1-16 的电枢回路串多级附加电阻的启动动态特性，由于每一段过程电枢回路所串电阻值不同，相应的机电时间常数 T_m 不同，转速的初、稳态值不同，故应该分段分析。每一段的初始值和稳态值可由图 1-16 中相应机械特性来确定，每一段的机电时间常数可由相应的附加电阻来求得，代入式(1-24)、(1-26)和(1-27)三个动态过程的通式即可得出各段的过渡过程表达式，这里就不再详细分析了。

3. 直流他励电动机制动动态特性

前面推得的(1-24)、(1-26)、(1-27)三式，是动态过程的通式，当然也适用于制动过程。根据制动时机械特性求得初始值、稳态值和机电时间常数，就可以分析出制动的动态过程。这里举两个例子，分别介绍能耗制动和电源反接的反接制动的动态过程。

【例 1-3】一台直流他励电动机的铭牌数据为： $P_{nom}=10\text{ kW}$ ， $U_{nom}=220\text{ V}$ ， $I_{nom}=54.2\text{ A}$ ， $n_{nom}=2250\text{ r/min}$ ， $R_a=6.7\%R_{nom}$ 。系统的总飞轮矩 $GD^2=9.81\text{ N}\cdot\text{m}^2$ 。电动机在额定负载和额定转速下转入能耗制动，最大制动电流为 $2I_{nom}$ 。求 (1) 能耗制动动态过程 $n(t)$ ， $I(t)$ ；(2) 制动到停车所用的时间。

解：(1) 求 $n(t)$ ， $i(t)$

电枢电阻 R_a

$$\begin{aligned} R_a &= 6.7\%R_{nom} = 0.067 \times U_{nom}/I_{nom} = 0.067 \times 220/54.2 \\ &= 0.27\ (\Omega) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_e\Phi_{nom} &= (U_{nom} - I_{nom}R_a)/n_{nom} = (220 - 54.2 \times 0.272)/2250 \\ &= 0.091 \end{aligned}$$

制动开始时，反电动势为

$$E = U_{\text{nom}} - I_{\text{nom}}R_a = 220 - 54.2 \times 0.272 = 205 \text{ (V)}$$

制动时电枢总电阻

$$R = E/2I_{\text{nom}} = 205/2 \times 54.2 = 1.89 \text{ (\Omega)}$$

制动时机电时间常数 T_m

$$\begin{aligned} T_m &= GD^2R/375C_e\Phi_{\text{nom}}C_m\Phi_{\text{nom}} \\ &= 9.81 \times 1.89/375 \times 0.09 \times 9.55 \times 0.091 \\ &= 0.63 \text{ (s)} \end{aligned}$$

由机械特性(图 1-24(a))可求得制动时初始转速

$$n_{\text{ini}} = n_b = n_a = n_{\text{nom}} = 2250 \text{ r/min}$$

初始电流

$$I_{\text{ini}} = -2I_{\text{nom}} = -2 \times 54.2 = -108.4 \text{ (A)}$$

稳态点是机械特性和负载特性的交点 c 点。稳态转速

$$\begin{aligned} n_s = n_c &= -I_{\text{nom}}R/C_e\Phi_{\text{nom}} = -54.2 \times 1.89/0.091 \\ &= -1130 \text{ (r/min)} \end{aligned}$$

稳态电流

$$I_s = I_c = I_{\text{nom}} = 54.2 \text{ (A)}$$

这样，制动过渡过程转速为

$$\begin{aligned} n(t) &= n_s + (n_{\text{ini}} - n_s)e^{-t/T_m} = -1130 + (2250 + 1130)e^{-t/0.63} \\ &= -1130 + 3380e^{-1.59t} \end{aligned}$$

过渡过程电流为

$$\begin{aligned} I(t) &= I_s + (I_{\text{ini}} - I_s)e^{-t/T_m} \\ &= 54.2 + (-108.4 - 54.2)e^{-t/0.63} \\ &= 54.2 - 162.6e^{-1.59t} \end{aligned}$$

过渡过程曲线 $n(t)$ ， $T_e(t)$ 或 $I(t)$ 分别如图 1-24 (b) 和 (c) 所示。

(2) 求制动到停车的时间 t_1

用停车转速值即 $n=0$ 代入 $n(t)$

$$0 = -1130 + 3380e^{-1.59t}$$

求得制动时间 t_1

$$t_1 = 0.63 \ln(3380/1130) = 0.69 \text{ (s)}$$

这里要说明一点，如果负载为反抗性负载 $n < 0$ 时， T_L 为负，但 bO 段过渡过程的稳态值要用 $+T_L$ 的延长线与能耗制动特性的交点来确定，因为在 bO 这一阶段，运动方程式中的负载转矩为 $+T_L$ 不变。

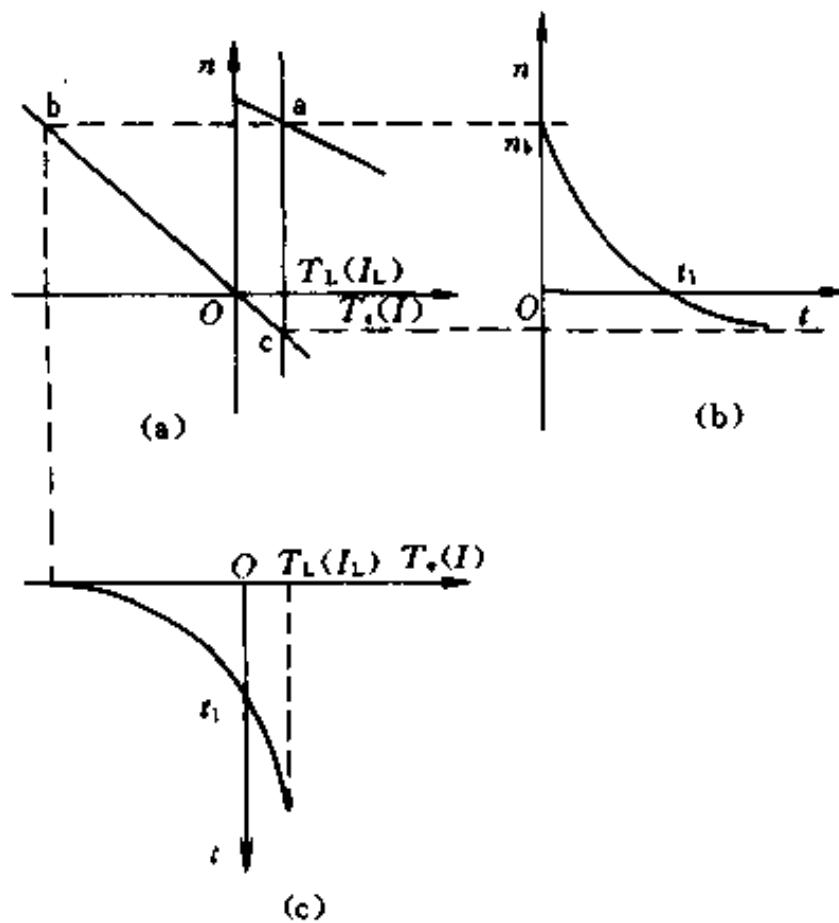


图 1-24 能耗制动机械特性和动态特性

【例 1-4】电机参数同例 1-3，系统的总飞轮矩 $GD^2 = 9.81 \text{ Nm}^2$ ，电动机在固有特性上运行下转入电源反接的反接制动，最大制动电流为 $2I_{\text{nom}}$ ，试求：(1) 若位能负载 $T_L = 50\%$ 额定负载，求动态过程 $n(t)$ ， $I(t)$ ；(2) 若反抗性负载 $T_L = 50\%$ 额定负载，求动态过程 $n(t)$ ， $I(t)$ 。

解：(1) 位能负载时

制动时机械特性如图 1-25 (a)。开始制动时,电动机反电势

$$E = U_{\text{nom}} - 0.5I_{\text{nom}} \times R_s = 220 - 54.2 \times 0.5 \times 0.272 = 212.6(\text{V})$$

制动时电枢总电阻

$$R = (-U_{\text{nom}} - E)/(-2I_{\text{nom}}) = (220 + 212.6)/(2 \times 54.2) = 4(\Omega)$$

制动时机电时间常数

$$T_m = GD^2R/375C_e\Phi_{\text{nom}}C_m\Phi_{\text{nom}} = 9.81 \times 4/(375 \times 0.091^2 \times 9.55) = 1.323(\text{s})$$

制动过程初始值为 b 点

$$\begin{aligned} n_{\text{ini}} = n_b = n_a &= (U_{\text{nom}} - R_s \times 0.5I_{\text{nom}})/C_e\Phi_{\text{nom}} \\ &= 220/0.091 - 0.272 \times 0.5 \times 54.2/0.091 \\ &= 2418 - 37 = 2337(\text{r/min}) \end{aligned}$$

$$I_{\text{ini}} = -2I_{\text{nom}} = -108.4(\text{A})$$

稳态值由负载特性和制动机械特性的交点 c 点来确定,电源反接制动,故 U 为负值

$$\begin{aligned} n_s = n_c &= -U_{\text{nom}}/C_e\Phi_{\text{nom}} - R \times 0.5 \times I_{\text{nom}}/C_e\Phi_{\text{nom}} \\ &= -220/0.091 - 4 \times 0.5 \times 54.2/0.091 \\ &= -3609(\text{r/min}) \end{aligned}$$

$$I_s = 0.5I_{\text{nom}} = 27.1(\text{A})$$

代入过渡过程通式,可求得 $n(t)$, $I(t)$

$$\begin{aligned} n(t) &= n_s + (n_{\text{ini}} - n_s)e^{-t/T_m} \\ &= -3609 + (2337 + 3609)e^{t/1.323} \\ &= -3609 + 5946e^{0.756t} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I(t) &= I_s + (I_{\text{ini}} - I_s)e^{t/T_m} \\ &= 27.1 + (-108.4 - 27.1)e^{-t/1.323} \\ &= 27.1 - 135.5e^{0.756t} \end{aligned}$$

特性 $n(t)$, $I(t)$ 绘于图 1-25 (b) 和 (c)。

将 $n=0$ 代入 $n(t)$ ，求得制动到 d 点的时间

$$t_1 = 1.323 \ln(5946/3609) = 1.323 \ln 1.65 = 0.6625(\text{s})$$

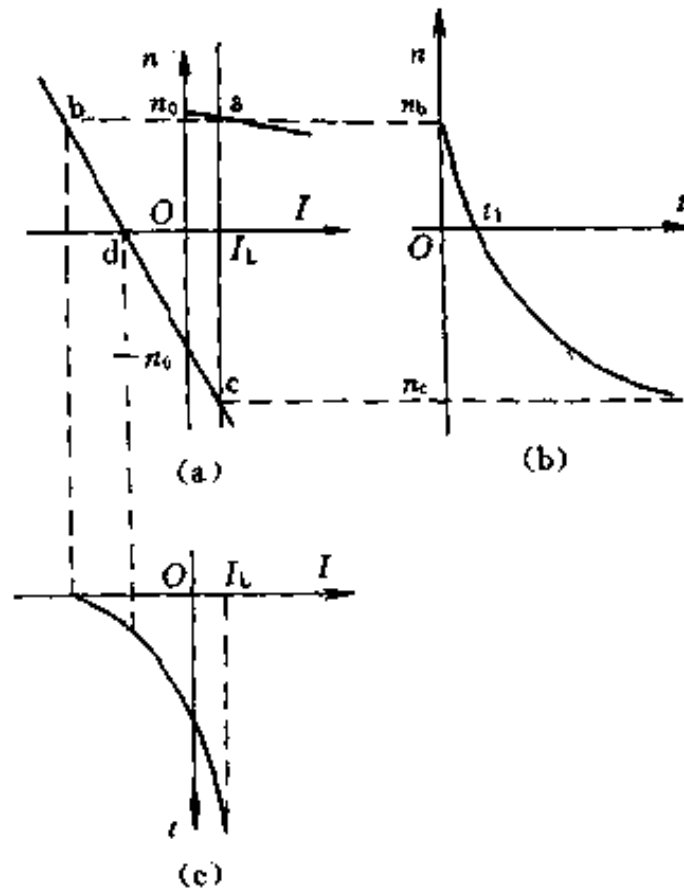


图 1-25 位能负载反接制动特性

(2) 反抗性负载时

图 1-26 (a) 所示为反抗性负载反接制动的机械特性。制动时，先由 b 点制动到 d 点，而后由 d 点反向起动至 f 点。 bd 段时，负载转矩为正，与位能负载相同，这一段的过渡过程与前面分析的位能负载 $n(t)$ ， $I(t)$ 相同。到 df 段时，由于负载转矩变为负，故 $n(t)$ ， $I(t)$ 有变化，在 df 段内，初始转速为反向起动转速，即 $n_{\min} = n_d = 0$ ，初始电流为 d 点电流，将 $n=0$ 代入反接制动机械特性可求得

$$0 = -U_{\text{nom}}/C_e \Phi_{\text{nom}} - RI/C_e \Phi_{\text{nom}}$$

$$I_{\text{ini}} = -U_{\text{nom}}/R = -220/4 = -55(\text{A})$$

稳态点即为 f 点

$$\begin{aligned}
 n_s = n_f &= -U_{\text{nom}}/C_e\Phi_{\text{nom}} - R(-0.5I_{\text{nom}})/C_e\Phi_{\text{nom}} \\
 &= -220/0.091 + 4 \times 0.5 \times 54.2/0.091 \\
 &= -1227(\text{r/min})
 \end{aligned}$$

$$I_s = -0.5I_{\text{nom}} = -27.1(\text{A})$$

代入过渡过程通式得：

$$n(t) = -1227(1 - e^{0.756(t-t_1)})$$

$$I(t) = -27.1 - 27.9e^{0.756(t-t_1)}$$

终上，反抗性负载的动态特性为

$$n(t) = \begin{cases} -3609 + 5946e^{0.756t} & (\text{当 } t \leq t_1) \\ -1227(1 - e^{0.756(t-t_1)}) & (\text{当 } t > t_1) \end{cases}$$

$$I(t) = \begin{cases} 27.1 - 135.5e^{0.756t} & (\text{当 } t \leq t_1) \\ -27.1 - 27.9e^{0.756(t-t_1)} & (\text{当 } t > t_1) \end{cases}$$

特性 $n(t)$, $I(t)$ 绘于图 1-26(b) 和 (c)

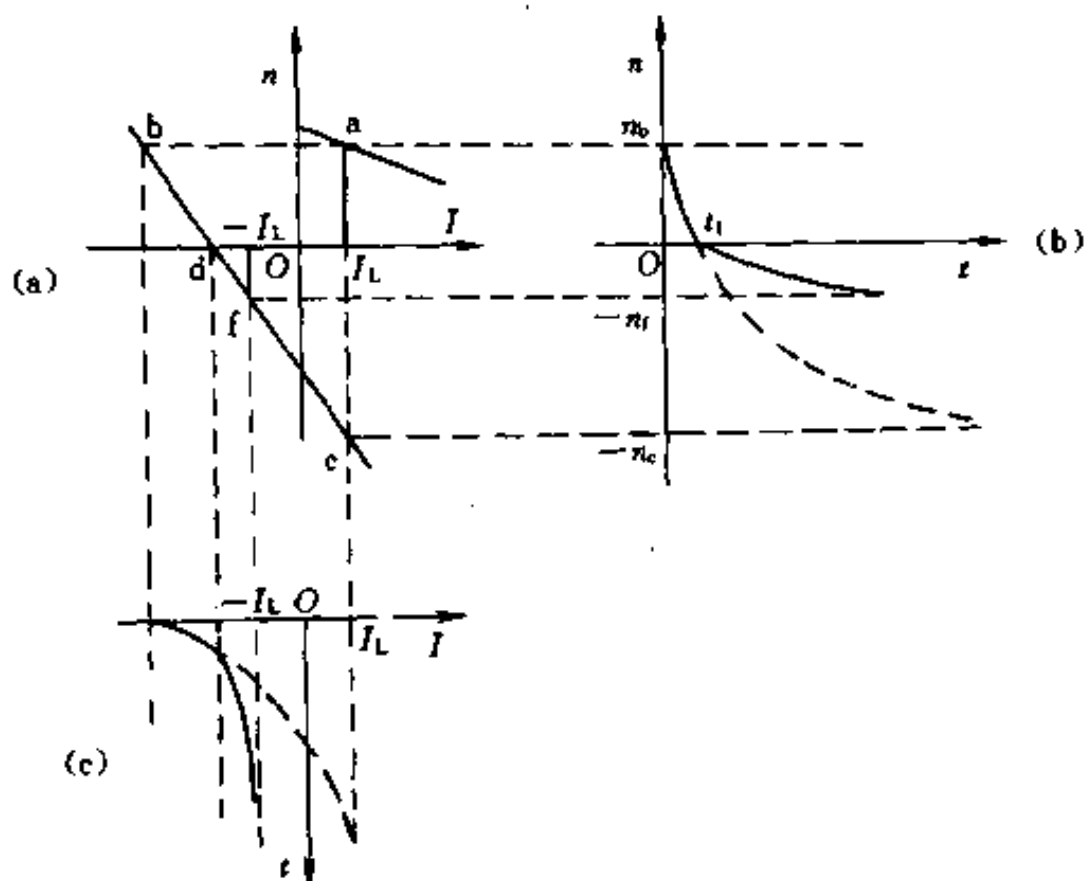


图 1-26 反抗性负载反接制动特性

第三节 异步电动机的机械特性及运行方法

一、异步电动机的机械特性

异步电动机按其结构分为笼型和绕线转子两种类型。其中笼型异步电动机，因其坚固、耐用、可靠和便宜，而获得了广泛的应用，几乎遍布了所有领域。绕线转子异步电动机价格约为笼型异步电动机的 1.3 倍，但因其调速、启动和制动控制比较方便，故在工业设备电气传动中应用也十分广泛。

三相异步电动机定子侧通以频率 f_1 的三相交流电压，则定子与转子气隙间产生旋转磁场，其角速度称为同步角速度或理想空载角速度，即

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p_M} \quad (1-31)$$

式中， p_M 为电动机极对数。

负载时其转速 ω 要低于 ω_0 ，故有转差率为

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} \quad (1-32)$$

显然，在电动机运行状态下，随着负载的增加，转速要降低，而转差率要增大。

异步电动机定子和转子电路的电压平衡方程式为

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 R_1 + j\dot{I}_1 X_{1\sigma} - \dot{E}_1 \quad (1-33)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_2 R_2 + j\dot{I}_2 s X_{2\sigma} - \dot{E}_2 \quad (1-34)$$

式中 \dot{U}_1 、 \dot{I}_1 、 \dot{E}_1 ——定子电路电压、电流和电动势；

\dot{U}_2 、 \dot{I}_2 、 \dot{E}_2 ——转子电路电压、电流和电动势；

R_1 、 $X_{1\sigma}$ ——定子绕组电阻和漏抗；

R_2 、 $X_{2\sigma}$ ——转子绕组电阻和漏抗；

由式(1-34)有

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2}{R_2 + jsX_{2\sigma}} = \frac{\dot{E}_{20}}{(R_2/s) + jX_{2\sigma}} \quad (1-35)$$

将其归算到定子侧，得

$$I'_2 = \frac{1}{k} I_2 \quad (1-36)$$

式中 \dot{E}_{20} ——转子静止时的电动势， $\dot{E}_{20} = \dot{E}_2/s$ ；

k ——变比， $k = \frac{k_1 \omega_1}{k_2 \omega_2}$ ；

k_1, k_2 ——定子和转子的绕组系数；

ω_1, ω_2 ——定子和转子的绕组匝数。

电动机的磁化电流在空载和负载时近似相同，即

$$\dot{I}_\mu = \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = j \frac{\dot{E}_1}{X_\mu} \approx \text{常数} \quad (1-37)$$

式中， X_μ 为主磁场励磁电抗。

由上面各式可以画出转子电路归算到定子电路后的等效电路图和相量图，如图 1-27 所示。图中 $R'_2 = k^2 R_2$ ； $X'_{2\sigma} = k^2 X_{2\sigma}$ ， $E'_{20} = k^2 E_{20}$ ， $I'_2 = I_2/k$ 。

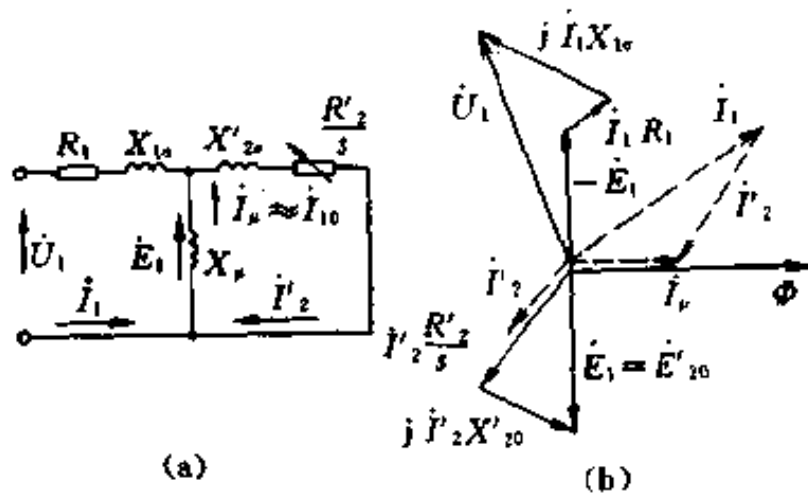


图 1-27 异步电动机等值电路和相量图

(a) 等值电路，(b) 相量图

由等效电路和相量图可以看出， R'_2/s 相当于变压器的负载电阻，这样，机械输出功率相当于电阻 R'_2/s 上的输出功率，故有：

$$m_2 I_2'^2 \frac{R_2}{s} = m_2 \left[I_2'^2 R_2 + I_2'^2 R_2 \frac{1-s}{s} \right]$$

式中, m_2 为转子绕组相数。

在 $U_2=0$ 时, 有以下功率:

电磁功率:

$$P = m_2 I_2'^2 \frac{R_2}{s} = T_e \omega_0 \quad (1-38)$$

转子铜损耗或称转差功率:

$$P_{cu2} = m_2 I_2'^2 R_2 = s T_e \omega_0 \quad (1-39)$$

转子机械功率:

$$P_M = m_2 I_2'^2 R_2 \frac{1-s}{s} = (1-s) T_e \omega_0 \quad (1-40)$$

如果再考虑 m_1 相定子绕组形成的铜损耗功率:

$$P_{cu1} = m_1 I_1'^2 R_1 \quad (1-41)$$

则在 $U_2=0$ 时, 异步电动机从电网吸取的总功率为:

$$P_1 = P + P_{cu1} = P_M + P_{cu1} + P_{cu2} \quad (1-42)$$

将图 1-27 (a) 中励磁电抗移至外加电压 U_1 处, 并令总漏抗 $X_{1\sigma} + X_{2\sigma}' = X_1$, 则有:

$$I_2' \approx \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_2'/s)^2 + X_1^2}} \quad (1-43)$$

故得电磁转矩:

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{P}{\omega_0} = \frac{1}{\omega_0} \cdot m_2 I_2'^2 \cdot \frac{R_2}{s} = \frac{1}{\omega_0} m_2 I_2'^2 \frac{R_2'}{s} \\ &= \frac{m_2}{\omega_0} \times \frac{U_1^2 R_2'/s}{(R_1 + R_2'/s)^2 + X_1^2} \end{aligned} \quad (1-44)$$

对于三相异步电动机, 电磁转矩为

$$T_e = \frac{3}{\omega_0} \times \frac{U_1^2 R_2'/s}{(R_1 + R_2'/s)^2 + X_1^2} \quad (1-45)$$

式(1-45)就是异步电动机的机械特性方程式。

将式(1-45)对 s 求导, 并令 $dT_e/ds=0$, 可求得产生最大转矩

时的临界转差率 s_m 为

$$s_m = \pm \frac{R'_2}{\sqrt{R_1^2 + X_1^2}} \quad (1-46)$$

最大电磁转矩 T_{em} 为

$$T_{em} = \frac{3}{\omega_0} \times \frac{U_1^2}{2(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_1^2})} \quad (1-47)$$

式中“+”号对应于电动状态，“-”号对应于发电状态。

由式(1-45)、(1-46)和(1-47)可得近似的异步电动机机械特性方程式为

$$\frac{T_e}{T_{em}} = \frac{2}{(s/s_m) + (s_m/s)} \quad (1-48)$$

图 1-28 示出异步电动机的特性曲线,纵坐标以转速 n 和转差率 s 两种变量表示。机械特性曲线 $n = f(T_e)$ 可以进入第二象限,故电动机能够作发电状态运行。

上面推导的各式中, U_2 、 U_1 、 E_1 、 E_2 、 E_{20} 以及 I_1 、 I_2 、 I_μ 等均是一相的数值。对于定子绕组 Y 形接法,相电压为 U_1 和相电流为 I_1 的三相异步电动机的线电压 U 和线电流 I 为

$$U = \sqrt{3} U_1; \quad I = I_1$$

若为 Δ 形接法则为:

$$U = U_1; \quad I = \sqrt{3} I_1$$

其输入功率分别为:

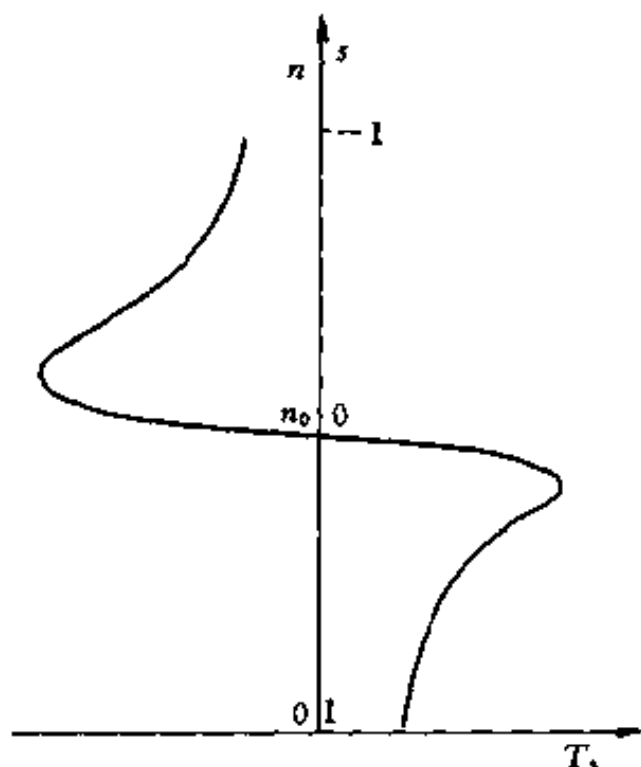


图 1-28 异步电动机机械特性

$$P_1 = \sqrt{3} UI \cos \varphi = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 = P_m / \eta \quad (1-49)$$

式中 $\cos \varphi$ ——电动机的功率因数, $\cos \varphi = \cos \varphi_1$;

P_m ——电动机机械功率;

η ——效率。

【例 1-5】J₂-92-2 型三相异步电动机数据为: $P_{\text{nom}} = 125$ kW, $n_{\text{nom}} = 2960$ r/min, 转矩过载系数 $\lambda = T_{\text{em}} / T_{\text{enom}} = 2.2$ 。求临界转差率和机械特性方程式。

解: 由于一般电动机额定转差率均很小, 因此该电动机的同步转速应为 $n_0 = 3000$ r/min, 即极对数 $p_M = 1$, 额定转差率为

$$s_{\text{nom}} = \frac{3000 - 2960}{3000} = 0.0133$$

电动机的额定转矩为

$$T_{\text{enom}} = \frac{9.55 P_{\text{nom}}}{n_{\text{nom}}} = \frac{9.55 \times 125000}{2960} \approx 400 (\text{N} \cdot \text{m})$$

最大转矩为

$$T_{\text{em}} = \lambda T_{\text{enom}} = 880 (\text{N} \cdot \text{m})$$

由式(1-48)有

$$\frac{T_{\text{enom}}}{T_{\text{em}}} = \frac{2}{(s_{\text{nom}}/s_m) + (s_m/s_{\text{nom}})} = \frac{1}{\lambda}$$

因此

$$\begin{aligned} s_m &= s_{\text{nom}} (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) \\ &= 0.0133 (2.2 + \sqrt{2.2^2 - 1}) = 0.053 \end{aligned}$$

故得机械特性方程式

$$T_e = \frac{1760}{(s/0.053) + (0.053/s)}$$

二、异步电动机的调速

根据转差率的定义

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = 1 - \frac{\omega}{\omega_0} = 1 - \frac{n}{n_0}$$

又由式(1-31)有

$$n = n_0(1 - s) = \frac{60f_1}{p_M}(1 - s) \quad (1-50)$$

因此，异步电动机的调速方法大致可分为变转差率、变极对数和变频三种，其中变转差方式又可以通过调定子电压、转子电阻、转子电压和转子供电频率差等方法实现，这样，异步电动机应有多种不同的调速方式，如图 1-29 所示。

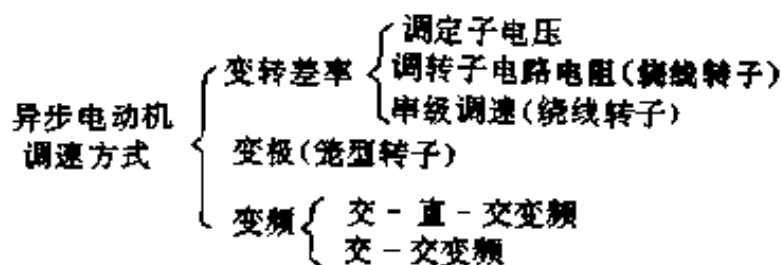


图 1-29 异步电动机调速方式

在电气传动中，上述各种调速方法都获得了具体的应用。下面对不同调速方法时，异步电动机特性变化规律作一简单介绍。

1. 改变定子电压调整

由式(1-45)可见改变定子电压 U_1 即可改变电动机的转矩和机械特性，如图 1-30 所示。电压 U_1 降低，机械特性下斜，从而降低转速。不同定子电压下的理想空载转速 n_0 不变，故所有特性均相交于一点。最大转矩 $T_{em} \propto U_1^2$ (式(1-45))，但临界转差率 s_m

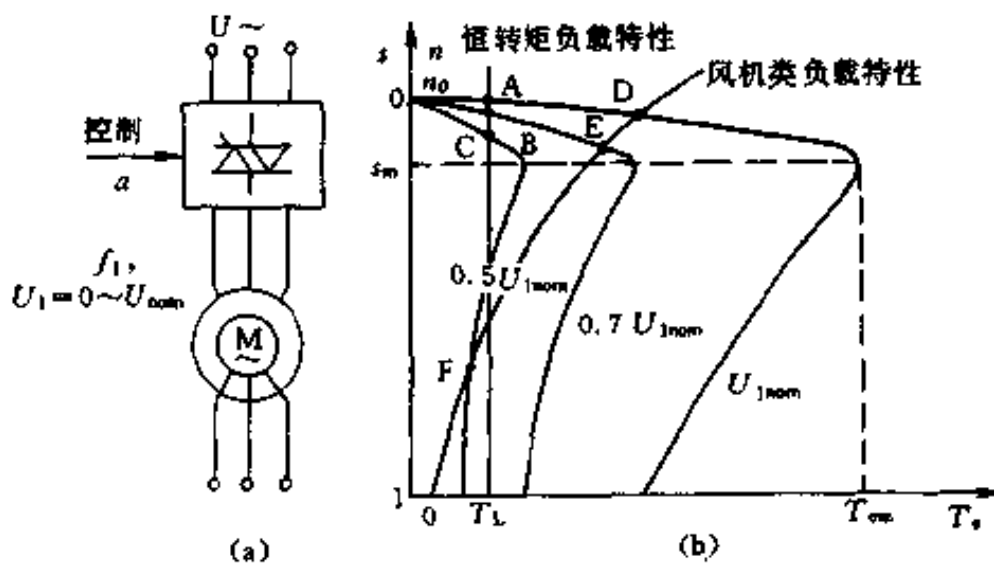


图 1-30 改变定子电压调速

(a) 线路；(b) 机械特性

= 常数(式(1-46))。由于转差率一般都很小,故带恒转矩负载时采用这种调速方法调速范围很小,稳态工作点如图 1-30 (b) 中的 A、B、C 点。如果带风机类负载运行,则稳态工作点为 D、E、F,调速范围可以大一些。为了能在恒转矩负载下扩大变压调速范围,可在转子电路内串接附加电阻。图 1-31 给出了高转子电阻电动机变电压时的机械特性。显然,在恒转矩负载下的变压调速范围增大,而且在堵转转矩下工作也不至于烧坏电动机。但此时机械特性太软,低速时静差率太大,而且低压时过载能力较低,负载的波动稍大,电机就有可能停转。为了改善调速特性,通常采用闭环控制系统。

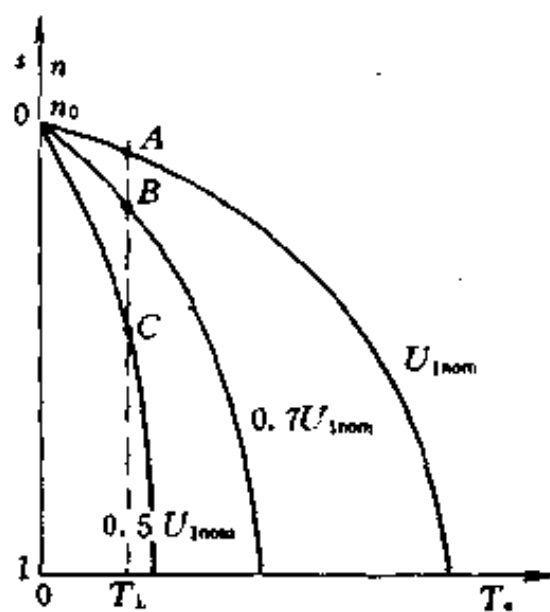


图1-31 高转子电阻电动机在不同电压下的机械特性

2. 改变转子电路电阻调速

如果在转子电路内外接附加电阻(固体电阻或液体电阻),则由式(1-46)和式(1-47)可知,在保持最大转矩不变的条件下,随着转子电路电阻的增加,临界转差率变大,从而使电动机转速降低,并有

$$\frac{s}{s_m} = \frac{R_2 + R_{2\sigma}}{R_2} \quad (1-51)$$

式中 $R_2, R_{2\sigma}$ ——转子绕组电阻和外接附加电阻。

改变转子电阻调速时的线路和特性如图 1-32 所示。

改变定子电压的调速方法和改变转子电路电阻的调速方法,属于能耗调速,在负载增加转差率变大时,功耗很大。这两种调速方法主要用在较小功率或通风机类型的负载上。

3. 串级调速

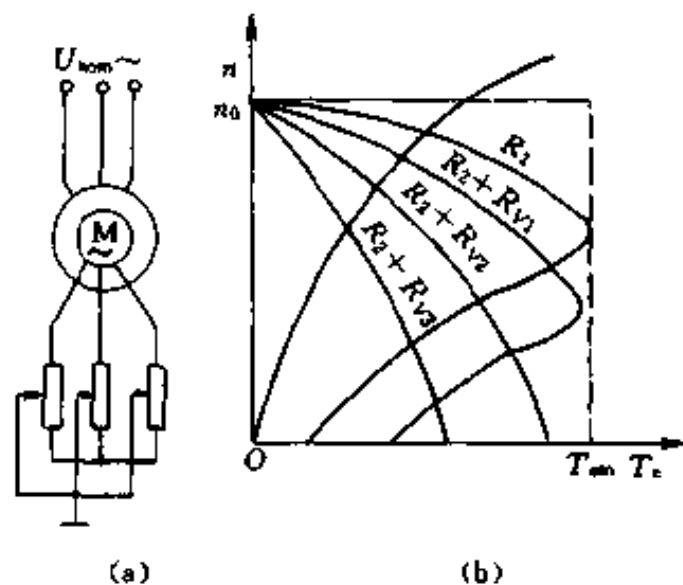


图 1-32 改变转子电阻调速
(a) 线路; (b) 机械特性

由式(1-34)可知, 如果转子电压由另外的具有转差频率 $f_2 = sf_1$ 的电源供电, 则改变这个电源电压就可以改变转差率, 实现调速。而且, 当负载一定时, 如果转子外加电压与转子电动势相位相反时, 转子电压增加, 转差率也增加, 而转速降低, 因此这是在同步转速以下调节的, 称为次同步调速。相反, 如果两者相同, 则转子电压增加, 转差率减小, 而转速增加, 这是在同步转速以上调节的, 称为超同步调速。如果转子外加电压连续可调, 则可实现转速的连续可调。在次同步调速时, 异步电动机的转差功率或者通过电动机轴输出, 或者通过变流装置回馈给交流电网, 相应的有机械串级调速和电气串级调速两种方法。不管是哪种串级调速方法, 异步电动机的转子回路都需附加串级调速装置, 调速装置的容量是以最大转差功率为准的。因此, 从经济上考虑, 为使附加装置体积不致过大, 串级调速的范围一般在 1.5~2.0 左右。

4. 变极调速

改变定子磁极对数 p_M 即可改变电动机的同步角速度和实际速度, 从而实现调速。这是一种简单而常用的调速方法。

定子绕组的换接可以通过操纵开关或继电器来完成。图 1-33 示出变极调速时的机械特性。由图可见，当电动机运行于较高速度点 A 时突然将极对数由 p_M (线 1) 增加到 $2p_M$ (线 2)，则电动机有一段 (ab 段) 为再生发电制动状态，随后才进入低速运行点 B。因此这是很经济的。有时为了缓和过强的制动，在变极的同时还要降低电压，如图中线 3 所示。

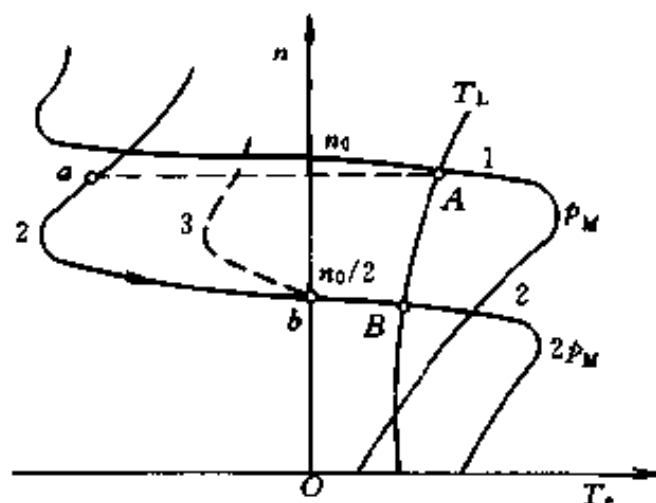


图 1-33 变极调速时的机械特性

变极调速只适用于要求有少数几种速度的工作机械，例如机床、起重机、鼓风机和泵等。此外，变极电动机可以做到低转速大转矩、高转速小转矩，从而有利于减小电动机在非稳态运行时的损耗，克服由于运动系统转动惯量过大给启动造成的困难。

5. 变频调速

由式(1-31)可知，改变异步电动机定子供电电源的频率，即可改变同步角速度，以实现调速。我们知道同步机械角速度 $\omega_0 = 2\pi f_1 / p_M$ ，而总漏抗 X_1 为

$$X_1 = X_{1\sigma} + X'_{2\sigma} = 2\pi f_1 (L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})$$

式中 $L_{1\sigma}$ 和 $L'_{2\sigma}$ 分别为定子漏感和折算到定子边的转子漏感。将 ω_0 和 X_1 的表达式代入最大转矩表达式式(1-47)并考虑到 f_1 相对较高时， $X_1 \gg R_1$ 而略去 R_1 ，得

$$T_{em} = \frac{3p_M}{8\pi^2(L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})} \left(\frac{U_1}{f_1} \right)^2 \quad (1-52)$$

由式(1-52)可知, 为了保持临界转矩不变, 亦即负载过载能力不变, 应使定子电压 U_1 与频率 f_1 一起按比例变化。在低转速范围, 定子绕组电阻 R_1 相对于总漏抗 X_1 要较大, 故为了补偿定子绕组电阻的压降, 定子电压 U_1 的降低要比频率的降低少一些。图1-34示出变频调速时的一族机械特性曲线和保持过载能力不变的 U_1/f_1 关系曲线。

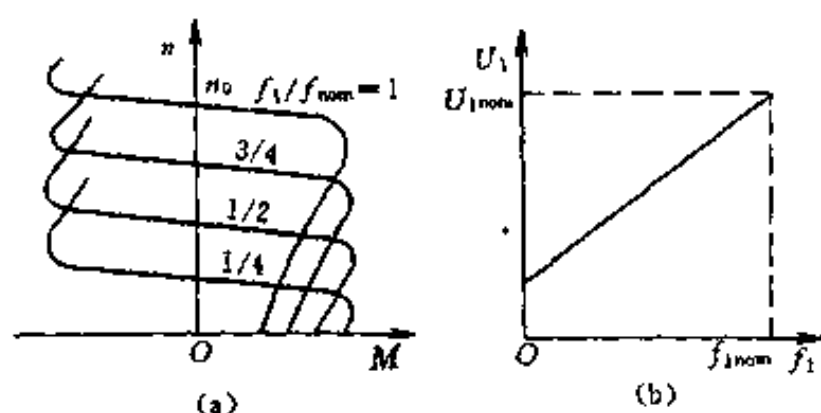


图 1-34 变频调速时的特性
(a) 机械特性; (b) 保持 T_{em} 为常数的 U_1/f_1 关系

变频调速能够连续、宽范围调速, 调速范围 $5 \sim 10$, 并且机械特性平直, 系统效率很高。因此, 随着电力半导体器件的发展, 静止变频装置获得了越来越广泛的应用。特别是由一台变频电源同时供电给多台同步旋转异步电动机时, 其经济效益更加明显。

三、异步电动机的启动

与直流电动机类似, 对于几个千瓦功率以上的异步电动机的启动, 为限制启动电流, 必须采取一定的措施。通常可以采用降低定子绕组电压的方法, 即降压启动。常用的降压启动方法有定子回路串电阻或电抗器启动、调压器启动及 $Y-\Delta$ 启动。由于异步电动机的电磁转矩与外加定子电压的平方成正比, 降压启动将使

启动转矩大大降低，因此，这种启动方法适合于空载或轻载下启动。

对于绕线式异步电动机，可以采用转子串附加电阻的启动方法。与直流他励电动机电枢串附加电阻启动方法类似，转子绕组也可以串多级电阻启动，以改善启动特性。图 1-35 (b) 为转子串多级启动电阻的启动特性。该启动方法不仅限制了启动电流，而且还增大了启动转矩，因而大大改善了异步电动机的启动性能。为了省去多级启动时自动控制用的电器，可以利用在绕线转子中串频敏启动变阻器，它的电阻值随着启动过程中转子电流频率的降低而自动减小。

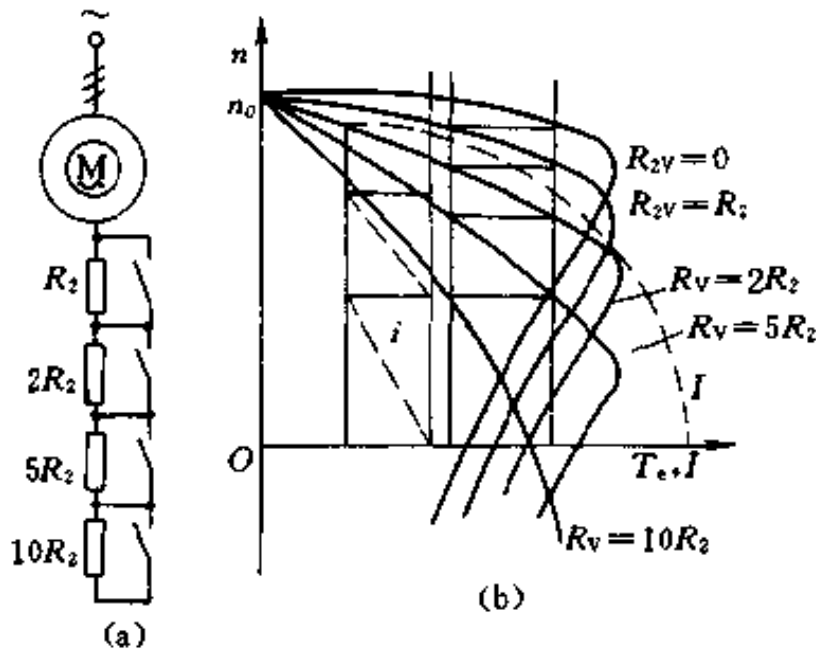


图 1-35 转子串电阻启动
(a) 线路；(b) 启动特性

如果异步电动机由变频电源供电，则可采用升频启动方法。

四、异步电动机的制动

异步电动机与直流电动机一样，也有再生制动、反接制动和能耗制动三种电气制动方法。此外，它还有其它一些制动方法，如单相制动、不对称制动等。

1. 再生制动

当电源供电频率突然下降或者电动机的极对数突然增高时，电动机可能工作在发电状态，此时电动机将机械功率转变成电功率并回馈电网。如图 1-36 所示，当电动机在电动状态下运行时工作点为 A ，在突然变频或变极后电动机的特性如图中线 1 部分，电动机电磁转矩变高，起制动作用，直到最后重新回到第一象限电动状态的点 B 时为止。

对于位能性负载，当定子三相电源中的任意两根电源线对调后，电动机可能稳定运行于点 C ，此时，电动机产生制动转矩阻碍负载在反方向上的运动。

2. 反接制动

为了使电动机停转，可以使定子三相电源中的任意两根电源线对调，使旋转磁场反向，转子与旋转磁场两者的转向相反， $s > 1$ ，电动机的电磁转矩反向，故起制动作用，电动机运行于图 1-37 中线 1 部分。如果制动的目的是为了停车，则当电动机制动到停止时，应及时将电动机与电网脱离，否则电动机会反转起来。在反接制动过程中，电动机从电网吸收电能，而且又通过机械轴获取机械功率，因此，制动过程产生的热损耗是相当大的，为此应在转子回路中串接附加电阻来限制制动电流。

在制动具有制动作用的位能性恒转矩负载时，可采用在转子电路中串接附加电阻的方法，此时负载（如重物）拉着电动机沿

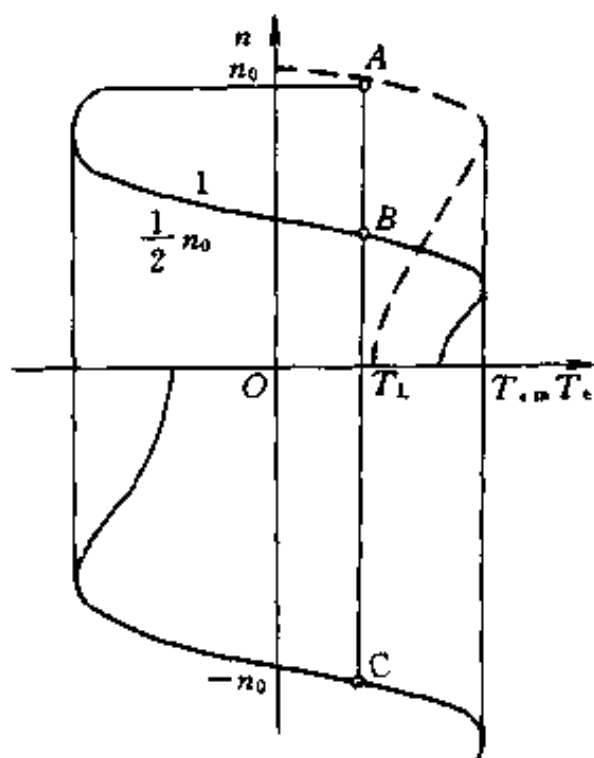


图 1-36 异步电动机的再生制动

与旋转磁场相反的方向旋转，电动机起制动作用，稳定运行于图 1-37 中点 B。

3. 直流能耗制动

直流能耗制动适用于需要准确停车及位能性恒转矩负载的场合。在转子回路上损耗的热量比反接制动的小。制动时将电动机定子脱离交流电网并通以直流，从而在气隙中产生直流磁场。此磁场与仍以惯性旋转的转

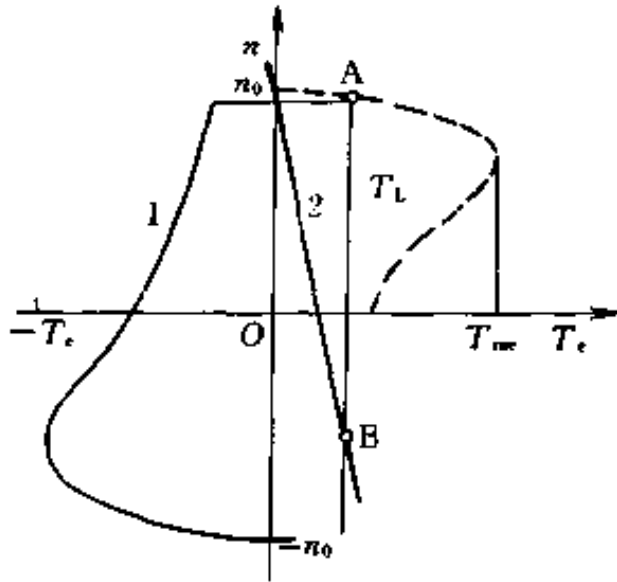


图 1-37 异步电动机的反接制动

子导体作用产生感应电动势和电流。根据右手定侧，此电流的方向与原来电流方向相反，它与固定磁场相互作用产生一个与转子旋转方向相反的电磁转矩，即制动转矩，结果使电动机很快停下

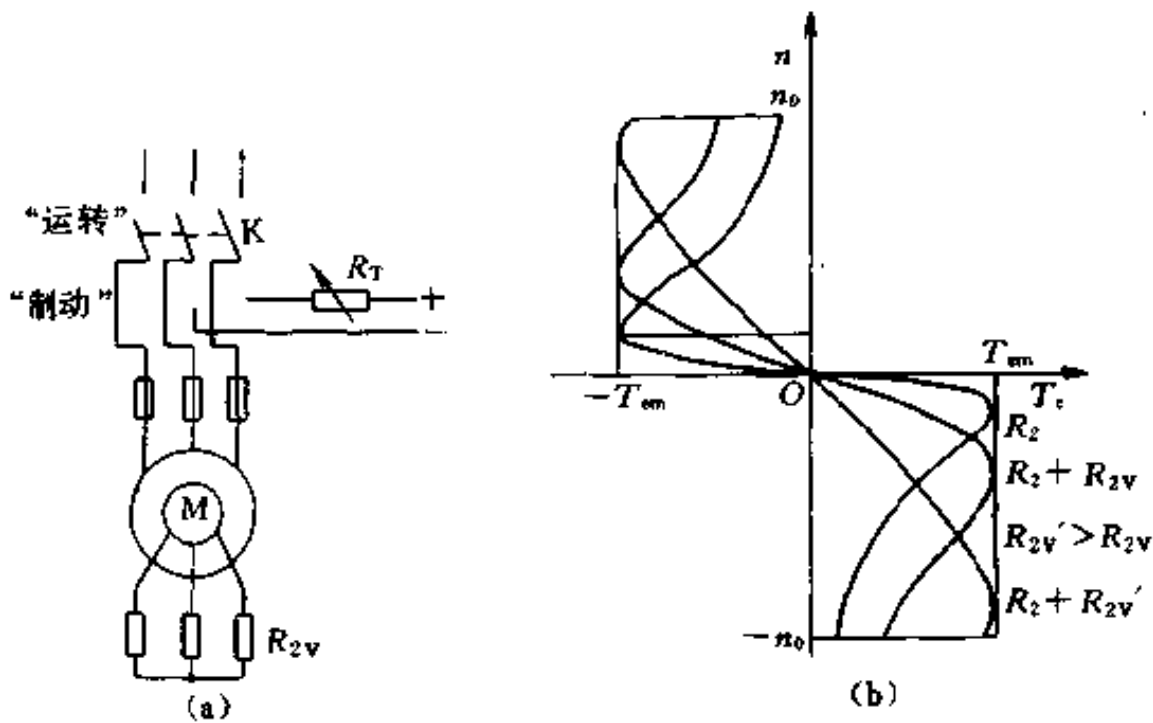


图 1-38 异步电动机的直流制动
(a) 线路；(b) 不同附加电阻时的制动特性

来。图 1-38 为能耗制动线路和特性。当所加直流电不变时，最大转矩 T_{em} 不变，而斜率随着附加电阻的增大而增大；附加电阻不变时，所加直流电增大时，对应的 T_{em} 将变大。

习题与思考题

1-1 什么叫制动状态？电动状态和制动状态的根本区别在哪里？当我们说某台电动机处于制动状态时，是否仅仅意味着减速停车？反之，如果电动机在减速过程中，是否可说电动机一定是处于制动状态？

1-2 假设直流他励电动机带动一重物，开始时电动机运行在电动状态，将重物向上提升，然后突然改变电枢电压极性，试问电动机将经过哪些运行状态？最后稳定运行于什么状态？

1-3 异步电动机有哪几种调速方法？

1-4 异步电动机的能耗制动过程与直流他励电动机的能耗制动过程有何不同？

1-5 直流他励电动机的数据如下： $P_{nom}=10\text{ kW}$ ， $U_{nom}=220\text{ V}$ ， $I_{nom}=53.7\text{ A}$ ， $n_{nom}=3000\text{ r/min}$ ，试计算并作出下列特性：

(1) 固有特性；

(2) 当电枢电路总电阻为 $50\%R_{nom}$ ($R_{nom}=U_{nom}/I_{nom}$) 时的人为特性；

(3) 当电枢电路总电阻为 $150\%R_{nom}$ 时的人为特性；

(4) 当电枢电路端电压为 $50\%U_{nom}$ 时的人为特性；

(5) 当 $\Phi=80\%\Phi_{nom}$ 时的人为特性。

1-6 他励电动机铭牌数据为 220 V ， 40 A ， 1000 r/min ，电枢电阻 $R_a=0.5\ \Omega$ 。在额定负载时

(1) 如在电枢回路中串入电阻 $R_0=1.5\ \Omega$ ，求串接电阻后的转速；

(2) 如电源电压下降为 110 V ，求电枢不串附加电阻时的转

速；

(3) 若减弱磁通使磁通 $\Phi = 90\% \Phi_{\text{nom}}$ ，求电枢不串附加电阻时的转速（设负载特性为恒转矩）。

1-7 一直流调速系统采用改变电枢电压调速，已知电动机额定转速 $n_{\text{nom}} = 900 \text{ r/min}$ ，固有特性的理想空载转速为 $n_0 = 1000 \text{ r/min}$ ，如果额定负载下低速机械特性的转速 $n_{\text{min}} = 100 \text{ r/min}$ 。试求：

(1) 电动机在额定负载下运行的调速范围 D 和静差率 s ；

(2) 若要求低速静差率 $s = 20\%$ ，则此时额定负载下能达到的调速范围是多少？

1-8 已知一台三相异步电动机的技术数据为： $P_{\text{nom}} = 75 \text{ kW}$ ， $n_{\text{nom}} = 720 \text{ r/min}$ ，转矩过载系数 $\lambda = 2.4$ 。求临界转差率和机械特性方程式。

1-9 直流他励电动机的铭牌数据为 5.6 kW ， 220 V ， 31 A ， 1000 r/min ， $R_a = 0.4 \Omega$ 。如果系统总的飞轮矩 $GD^2 = 9.8 \text{ N} \cdot \text{m}^2$ ，恒转矩负载 $T_L = 49 \text{ N} \cdot \text{m}$ ，在固有特性上使电枢反接，反接制动的起始电流为 $2I_{\text{nom}}$ ，试就反抗性负载和位能性负载两种情况，求：

(1) 反接制动使转速制动到零的时间；

(2) 电枢反接的动态过程 $n = f(t)$ 和 $I = f(t)$ 。

第二章 晶闸管及相位控制直流传动系统

晶闸管 (Thyristor) 是硅半导体材料做成的硅晶体闸流管的简称, 它是一种固态半导体功率器件, 它曾称为硅可控整流器 (SCR, 简称可控硅)。由晶闸管构成的成套装置称为晶闸管变流装置。由于其体积小、效率高、控制灵活以及没有旋转噪声和磨损等优点, 迅速取代了旋转变流机组及水银整流器。由晶闸管变流装置向直流电动机供电的晶闸管-电动机系统(也称 V-M 系统)成为近代大功率直流电气传动系统的主要形式。

本章重点介绍晶闸管、晶闸管变流装置以及由它构成的直流传动系统 (V-M 系统)。

第一节 晶闸管

一、普通晶闸管

1. 结构与工作原理

晶闸管是具有四层 PNP 结构、三端引出线 (阳极 A, 阴极 K 和门极 G) 的半导体器件, 图形符号如图 2-1 (a) 所示。晶闸管的外形有螺栓形、平板形和模块形等几种形式。大功率晶闸管工作时发热较大, 因此必须安装散热器。螺栓式晶闸管是紧栓在铝制散热器上的, 平板式则由两个彼此绝缘的散热器把晶闸管紧紧夹在中间, 这样两面散热效果更好, 模块式则将模块紧密固定在散热器上。

晶闸管的管芯是 $P_1N_1P_2N_2$ 四层半导体, 形成三个 PN 结 J_1 、 J_2 和 J_3 , 如图 2-1 (b) 所示。当晶闸管的阳极与阴极之间加上正向电压时, 即阳极接外加电压正端, 阴极接外加电压负端, 会使 J_1 、 J_3 结处于正向偏置状态, 而 J_2 结处于反向偏置状态, 在晶闸管中

只流过很小的漏电流，晶闸管处于这种状态称之为正向阻断状态。当晶闸管阳极与阴极之间加上反向电压时，即阳极接外加电压负端，阴极接外加电压正端，此时 J_2 结处于正向偏置，而 J_1 和 J_3 结处于反向偏置，晶闸管中也只流过很小的漏电流，晶闸管处于这种状态称之为反向阻断状态。可见，单纯在阳极与阴极之间施加外加电压，无论是正向接法或是反向接法，晶闸管中都没有电流流过，处于阻断状态。

PNPN 四层结构的晶闸管，可以看作由 PNP 型 ($P_1N_1P_2$) 和 NPN 型 ($N_1P_2N_2$) 两个晶体管互连构成，如图 2-1 (c) 和 (d) 所示。其中一个晶体管的集电极同时又是另一晶体管的基极。这种结构形成了内部的正反馈联系。在晶闸管加上正向电压时，如果门极也加上足够的正向电压，则有电流 I_G 从门极流入 NPN 管的基极。NPN 管导通后，其集电极电流 I_{C2} 流入 PNP 管的基极，并使其导通，于是该管的集电极电流 I_{C1} 又流入 NPN 管的基极。如此往复循环，形成强烈的正反馈过程，导致两个晶体管均饱和导通，结果使晶闸管迅速地由阻断状态转为导通状态。即：

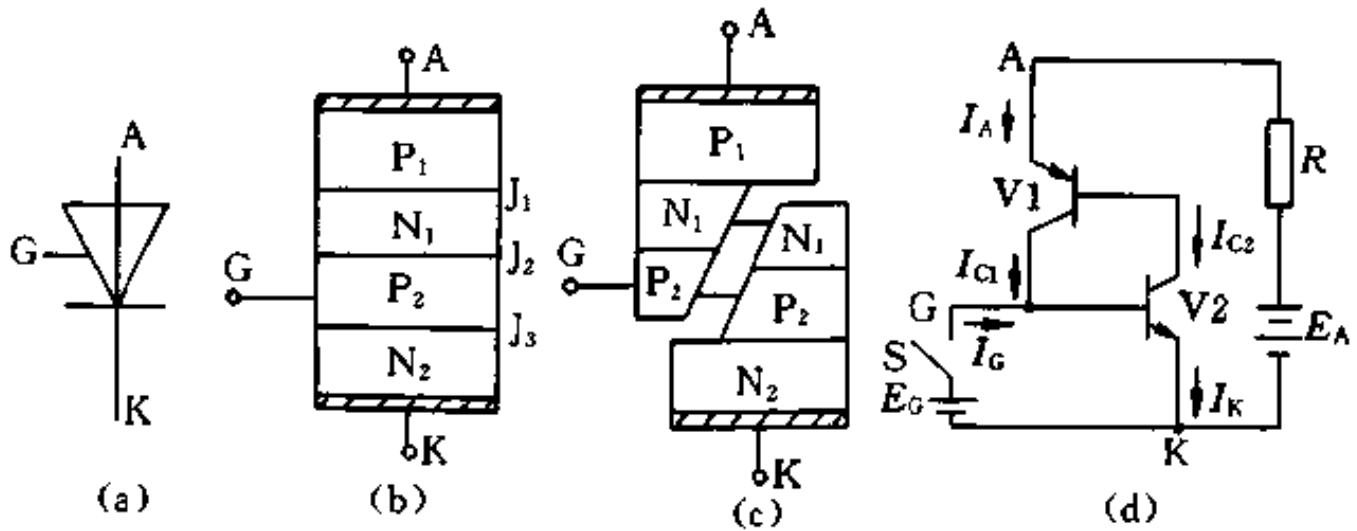
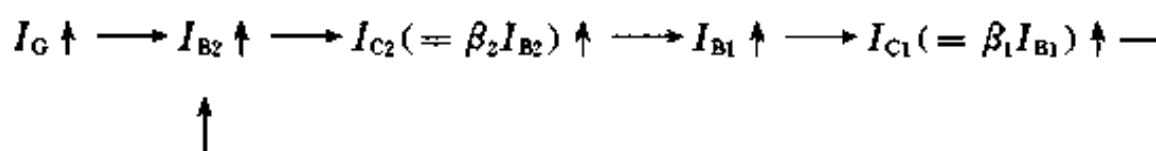


图 2-1 晶闸管的符号和内部结构
 (a) 符号；(b) 管芯结构示意图；(c) 等效结构；(d) 等效电路



为了表示晶闸管中流过的电流 I_A ，假设两个晶体管的共基极电流放大系数分别为 α_1 和 α_2 ， I_A 和 I_K 分别是 PNP 管和 NPN 管的发射极电流，于是有 $\alpha_1 = I_{C1}/I_A$ ， $\alpha_2 = I_{C2}/I_K$ 。在 J_2 结的内电场作用下，流过该结的反向漏电流是 I_{CO} ，则晶闸管的阳极电流为

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} + I_{CO} = \alpha_1 I_A + \alpha_2 I_K + I_{CO} \quad (2-1)$$

前面已假定晶闸管的门极电流为 I_G ，于是晶闸管的阴极电流为

$$I_K = I_A + I_G \quad (2-2)$$

根据式 (2-1) 和式 (2-2)，可得晶闸管的阳极电流表达式为

$$I_A = \frac{I_{CO} + \alpha_2 I_G}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2-3)$$

从式 (2-3) 可以看出，晶闸管阳极电流 I_A 的数值与 $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 的数值有密切关系。两个晶体管的共基极电流放大系数 α_1 和 α_2 ，随各管中发射极电流 I_{E1} (I_A) 和 I_{E2} (I_K) 的变化而变化，如图 2-2 所示。

当晶闸管只承受阳极电压，而门极未加正向电压时， $I_G = 0$ ，两个晶体管的电流放大系数 α_1 、 α_2 近似为零，由式 (2-3) 可知，相应的晶闸管阳极电流 $I_A \approx I_{CO}$ ，此时晶闸管是处于正向阻断状态。保持阳极电压条件不变，当门极有足够的电流 I_G 时，则随着两个晶

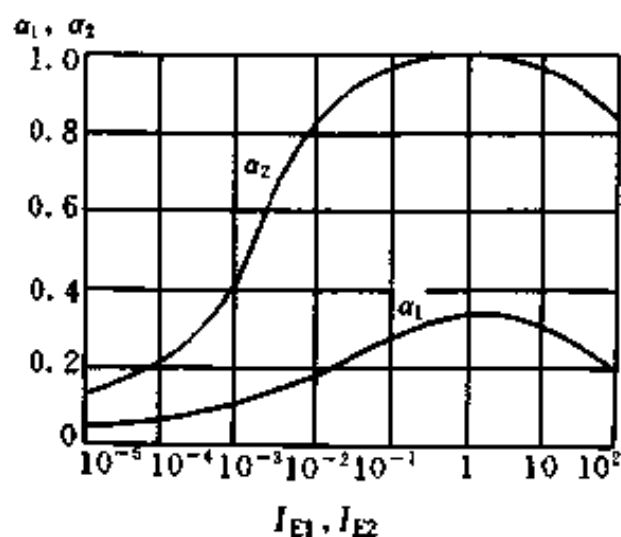


图 2-2 电流放大系数 α_1 、 α_2 与发射极电流的关系曲线

晶体管发射极电流 (I_{E1} 和 I_{E2}) 的上升而增大, 当 $(\alpha_1 + \alpha_2) \approx 1$ 时, 式 (2-3) 中的分母 $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$, 这时晶闸管的阳极电流 I_A 将急剧增加, 晶闸管便由正向阻断状态转为正向导通状态。流过晶闸管的电流仅取决于主回路负载和外加电源电压。并且, 由于 $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$, 由式 (2-3) 可知, 此时即使去掉门极信号 ($I_G = 0$), 晶闸管仍将保持原来的阳极电流而继续导通。可见, 晶闸管饱和导通后, 门极失去控制作用。晶闸管是一种只能由控制极 (门极) 控制其导通, 而不能由控制极控制其关断的半控制器件。

为了关断晶闸管, 只有设法使阳极电流降低到小于维持电流, 例如可通过减小阳极电压至零或使阳极电压反向的方法。当阳极电流减小到小于维持电流时, $\alpha_1 + \alpha_2$ 迅速下降到近似为零, 晶闸管才能重新恢复阻断状态, 其中只流过很小的漏电流。

由上述讨论可知:

①欲使晶闸管导通需具备两个条件: 一是应在晶闸管的阳极与阴极之间加上正向电压; 二是应在晶闸管的门极与阴极之间也加上正向电压和电流。

②晶闸管一旦导通, 门极即失去控制作用, 故晶闸管为半控制器件。

③为使晶闸管关断, 必须使其阳极电流减小到小于维持电流以下, 对于纯电阻性负载, 可以使阳极电压减小到零或反向的方法来实现。

2. 特性

(1) 阳极伏安特性 晶闸管的阳极伏安特性是指晶闸管阳极和阴极之间的电压 U_{AK} 与阳极电流 I_A 之间的关系, 如图 2-3 所示。

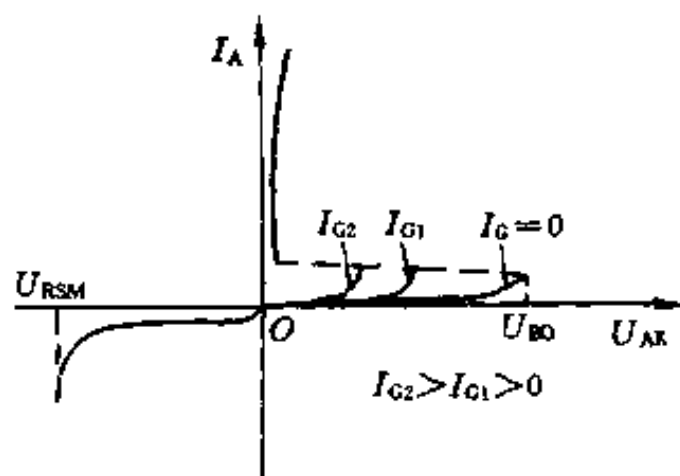


图 2-3 晶闸管的伏安特性

当门极开路 ($I_G=0$) 时, 晶闸管在正向阳极电压作用下只有很小的漏电流流过, 只要外加电压小于正向转折电压 U_{BO} , 虽然随着阳极正向电压的增加, 正向漏电流也逐渐增加, 但仍保持着阻断状态, 如图中 $I_G=0$ 的曲线所示。直到外加阳极电压达到正向转折电压 U_{BO} 时, J_2 结击穿, 阳极电流 I_A 突然急剧增大, 器件两端的压降减至一很小的数值, 晶闸管进入导通状态。特性从高阻区 (阻断状态) 经负阻区到达低阻区 (导通状态)。

如果在晶闸管门极上加触发电流 I_G , 就会使晶闸管在较低的阳极电压下触发导通, 门极电流 I_G 越大, 相应的转折电压越低, 如图中 I_{G1} 、 I_{G2} 相应的曲线。当门极电流足够大时, 只要有很小的阳极正向电压, 就能使晶闸管电阻断变为导通。晶闸管导通之后的伏安特性则与二极管的正向伏安特性相似。

当晶闸管外加反向的阳极电压时, 门极不起作用, 其反向伏安特性与二极管反向特性相似。晶闸管始终处于反向阻断状态, 只流过很小的反向漏电流。随着反向电压的增加, 反向漏电流也增加, 当反向电压增加到反向转折电压 U_{RSM} 时, 反向漏电流将突然急剧增大, 导致晶闸管反向击穿而损坏。

(2) 门极伏安特性 晶闸管的门极伏安特性是指门极电压与电流的关系。由于门极 G 和阴极 K 之间只有一个 PN 结 J_3 , 所以电压与电流的关系呈现二极管的伏安特性关系, 当门极的触发电压低于 J_3 结的门槛电压时, 主要表现为电阻特性, 流过 J_3 结的电流很小, 在正向电压降中, 电阻性压降占很大比例。另外, 由于晶闸管门极特性的分散性, 即由于工艺原因, 不同的晶闸管其门极特性相差很大, 因而门极伏安特性对应着一个相当宽的区域, 常用高阻特性曲线 A 和低阻特性曲线 B 作为边界来表示, 如图 2-4 所示。

图 2-4 中左下方的一个小范围内 (无阴影部分), 是在额定结温时, 各晶闸管均不能被触发导通的区域, 称为不可触发区, 相应的电压与电流称为门极不触发电压 U_{GD} 和门极不触发电流 I_{GD} 。

但是门极触发信号又不宜过高,即要受门极正向峰值电压 U_{GM} 和门极正向峰值电流 I_{GM} 的限制,同时还要受门极峰值功率耗散的限制。因此,晶闸管的门极特性实际上是由曲线 A、B、C、D、E 所包围的区域。

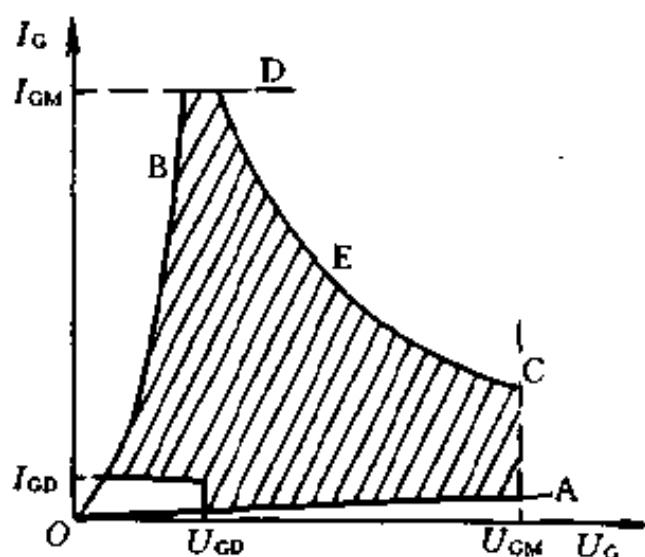


图 2-4 晶闸管门极伏安特性

3. 参数

(1) 正向和反向断态不重复峰值电压 U_{DSM} 和 U_{RSM}

晶闸管门极开路时,施加于晶闸管的正向或反向阳极电压上升到正向或反向伏安特性曲线急剧弯曲处所对应的电压值称为正向或反向断态不重复峰值电压。它是一个不能重复且每次持续时间不大于 10 ms 的断态最大脉冲电压。

(2) 正向和反向重复峰值电压 U_{DRM} 和 U_{RRM} 晶闸管门极开路且在额定结温下,允许每秒 50 次,每次持续时间不大于 10 ms,重复施加于晶闸管的正向或反向最大脉冲电压。重复峰值电压约为不重复峰值电压的 90%。

(3) 额定电压 晶闸管铭牌标出的额定电压等级,表示晶闸管能承受的电压值。这个电压用晶闸管正反向重复峰值电压 U_{DRM} 和 U_{RRM} 中较小值,取相应的标准电压等级表示。由于晶闸管承受过电压的能力很差,为了安全起见,所选晶闸管的额定电压值应该是实际工作时的最大电压的 2~3 倍。

(4) 额定电流 I_T 在环境温度为 40℃ 和规定的冷却条件下,晶闸管在电阻性负载的单相工频正弦半波,导通角不小于 170° 的电路中,当结温不超过额定结温时,所允许的最大通态平均电流,称为额定通态平均电流。将此电流按晶闸管标准电流系列取相应

的电流等级，称为晶闸管的额定电流。就是说，晶闸管的额定电流是在晶闸管中通过像图 2-5 所示的标准正弦半波电流，然后取其平均值来标定的。用 I_T 表示。

普通晶闸管由于整流输出端所接负载常用直流平均电流衡量其性能，故晶闸管的额定电流用一定条件下的最大通态平均电流来标定。但是，从晶闸管管芯发热的角度来考虑，如果认为元件导通时管芯电阻不变，则其发热与电流有效值有关。晶闸管额定电流 I_T 对应着一个额定有效值电流 I_{nom} 。实际使用时，不论晶闸管流过的电流波形如何，导通角多大，只要元件实际电流的最大有效值 I 小于或等于管子的额定有效值 I_{nom} ，那么，管子的发热就能限制在允许范围内。

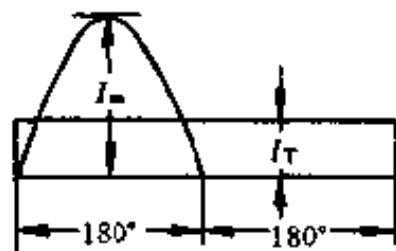


图 2-5 通态平均电流

设管子中流过的电流平均值为 I_d ，对应电流有效值为 I （均方根值），定义电流波形的有效值与平均值之比 $I/I_d = K_f$ ， K_f 称为这个电流的波形系数。又设正弦电流波形峰值为 I_m ，则标准正弦半波时，额定电流为

$$I_T = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d\omega t = \frac{I_m}{\pi} \quad (2-4)$$

对应的额定电流有效值为

$$I_{nom} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_m \sin \omega t)^2 d\omega t} = \frac{I_m}{2} \quad (2-5)$$

两者之比 $I_{nom}/I_T = 1.57$ ，即 $I_{nom} = 1.57I_T$ 。选择管子时，要求 $I \leq I_{nom}$ ，即 $I_d \leq 1.57I_T/K_f$ 。例如，正弦双半波时波形系数 $K_f = 1.11$ ，一只额定电流为 100A 的管子，流过正弦双半波时，允许流过的电流平均值为 $1.57 \times 100 / 1.11 = 141A$ 。同样，晶闸管的电流过载能力比较小，为安全起见，所选用晶闸管的额定电流也必须有 2~3 倍的裕量。

(5) 门极触发电流 I_{GT} 和门极触发电压 V_{GT} 在规定的环境温

度和阳极与阴极间加一定的正向电压（一般为 6V）的条件下，使晶闸管从阻断状态转变为导通状态所必须的最小门极电流称为门极触发电流，对应所需的门极触发电压称为门极触发电压。一般 I_{GT} 为几十到几百毫安， U_{GT} 为 1~5 V。

(6) 通态平均电压 U_T 在规定的环境温度和标准散热条件下，晶闸管通以额定电流时，阳极和阴极间电压降的平均值，称为通态平均电压，也称管压降。

(7) 开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 晶闸管在门极加入触发电流后，要经过一段时间才能导通，这段时间就叫开通时间。通常晶闸管的开通时间都在 $6 \mu s$ 以下，晶闸管在导通时，阳极电流流过各个 PN 区，各区域有大量载流子存在，使元件呈现低阻状态。关断晶闸管使阳极电流降至零，各区域载流子有个消失过程，而后才能完全恢复阻断能力，这段时间叫关断时间。一般为几十微秒。

(8) 电流临界上升率 di/dt 和电压临界上升率 dV/dt 在规定的条件下，晶闸管用门极触发信号开通时，晶闸管能够承受而不会导致损坏的通态电流最大上升率，称为电流临界上升率。晶闸管加上门极触发信号后，首先在门极附近逐渐形成导通区，随后开通区逐渐扩大，直到全面开通。如果阳极电流上升 dV/dt 太大，刚触发导通时，较大的电流会集中在控制极附近很小的区域内，造成局部过热，而损坏元件。因此，必须限制电流上升率。

在额定结温和门极开路条件下，使晶闸管保持断态所能承受的最大电压上升率，称为电压临界上升率。由于晶闸管内部 PN 结有结电容存在，如果突然在管子上加以正向阳极电压，便会有充电电流通过结面，这个电流流经 J_3 结时，起了类似触发信号的作用。如果 dV/dt 太大，充电电流足够大，就会使晶闸管误导通，使用时也必须限制正向电压上升率。

(9) 维持电流 I_H 和掣住电流 I_L 晶闸管被触发导通后，在室温和门极开路条件下，能使晶闸管维持导通所必须的最小阳极电流，称为维持电流。

晶闸管一经触发导通就去掉触发信号，能使晶闸管保持导通所需的最小阳极电流，称为掣住电流。一般晶闸管的掣住电流 I_L 为其维持电流 I_H 的几倍。

国产 KP 系列晶闸管的主要参数如表 2-1 和表 2-2 所示。

表 2-1 晶闸管的主要参数

参 数 列	通态平均 电 流 $I_T(AV)/A$	断态重复峰值 电压, 反向重 复峰值电压 U_{DRM}, U_{RRM} /V	断态重 复平均 电流, 反 向重复 平均电 流 $I_{DR},$ I_{RR}/mA	额定 结温 T_{JM}/C	断态电压 临界上升 率 dV/dt /V · μs^{-1}	通态电流 临界上升 率 di/dt /A · μs^{-1}	浪涌 电流 I_{TSM}/A
序 号	1	2	3	4	5	6	7
KP1	1	100~3000	≤ 1	100	30	—	20
KP5	5	100~3000	≤ 1	100	30	—	90
KP10	10	100~3000	≤ 1	100	30	—	190
KP20	20	100~3000	≤ 1	100	30	—	380
KP30	30	100~3000	≤ 2	100	30	—	560
KP50	50	100~3000	≤ 2	100	30	30	940
KP100	100	100~3000	≤ 4	115	100	50	1880
KP200	200	100~3000	≤ 4	115	100	80	3770
KP300	300	100~3000	≤ 8	115	100	80	5650
KP400	400	100~3000	≤ 8	115	100	80	7540
KP500	500	100~3000	≤ 8	115	100	80	9420
KP600	600	100~3000	≤ 9	115	100	100	11160
KP800	800	100~3000	≤ 9	115	100	100	14920
KP1000	1000	100~3000	≤ 10	115	100	100	18600

表 2-2 晶闸管门极的参数

参 数 系 列	门极触发电流 I_{GT}/mA	门极触发电压 U_{GT}/V	门极不触发电流 I_{GD}/mA	门极不触发电压 U_{GD}/V	门极正向峰值电流 I_{FGM}/A	门极反向峰值电压 U_{FGM}/V	门极正向峰值电压 U_{FGM}/V	门极平均功率 P_{GAV}/W	门极峰值功率 P_{GM}/W
序 号	1	2	3	4	5	6	7	8	9
KP1	3~30	≤ 2.5	0.4	0.3	—	5	10	0.5	—
KP5	5~70	≤ 3.5	0.4	0.3	—	5	10	0.5	—
KP10	5~100	≤ 3.5	1	0.25	—	5	10	1	—
KP20	5~150	≤ 3.5	1	0.25	—	5	10	1	—
KP30	8~150	≤ 3.5	1	0.15	—	5	10	1	—
KP50	9~150	≤ 3.5	1	0.15	—	5	10	1	—
KP100	10~250	≤ 4	1	0.15	—	5	10	2	—
KP200	10~250	≤ 4	1	0.15	—	5	10	2	—
KP300	20~300	≤ 5	1	0.15	4	5	10	4	15
KP400	20~300	≤ 5	1	0.15	4	5	10	4	15
KP500	20~300	≤ 5	1	0.15	4	5	10	4	15
KP600	30~350	≤ 5	—	—	4	5	10	4	15
KP800	30~350	≤ 5	—	—	4	5	10	4	15
KP1000	40~400	≤ 5	—	—	4	5	10	4	15

二、特殊晶闸管

随着生产的发展,对晶闸管的使用提出了一些特殊的要求。同时由于科学技术与工艺水平的不断提高,在普通晶闸管的基础上研制出许多不同性能的多种晶闸管,统称之为特殊晶闸管。它们都是基本 PNP 结构的派生器件。

1. 双向晶闸管 (TRIAC)

普通晶闸管是一种单向器件,在用于交流电力控制时,必须

采用两个器件组成反并联结构，增加了装置的复杂性。双向晶闸管具有正、反两个方向都能控制导通的特性，同时还具有触发电路简单、工作稳定可靠的优点。因而，在交流调压、灯光调节、温度控制、无触点交流开关电路以及交流电动机调速等领域得到广泛应用。

双向晶闸管的外形结构与普通晶闸管类似，有螺栓形，平板形和塑封型等结构。其内部是一种 NPNPN 五层结构三端引出线的器件。在双向晶闸管中有四个 PN 结，两个主电极 T_1 和 T_2 ，一个门极 G ，采用结型门极结构，在门极下面不仅有 P 型层，同时还有 N 型层。双向晶闸管的内部结构、图形符号及等效电路如图 2-6 所示。

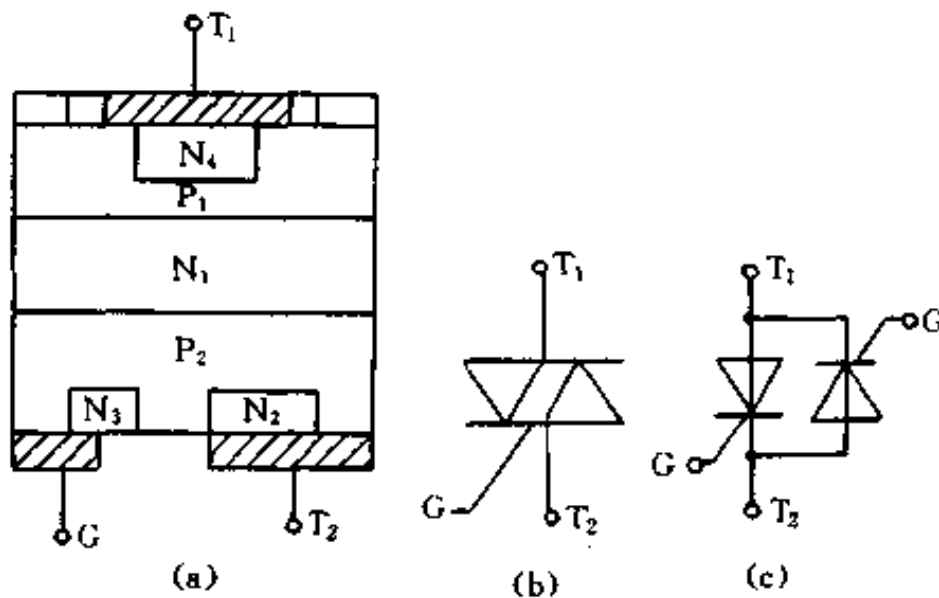


图 2-6 双向晶体管
(a) 结构；(b) 图形符号；(c) 等效电路

由于门极的上述结构型式，使得门极的极性可正可负，以便开通两个反并联的晶闸管。根据主电极电压极性的不同，以及门极信号极性的不同，双向晶闸管有四种触发方式，通常称为 I_+ 、 I_- 、 II_+ 、 II_- 触发。在双向晶闸管控制交流功率时，常用 I_- 和 II_- 触发方式。

当主电极 T_1 对 T_2 所加的电压为正向电压，门极 G 对第二主

电极 T_2 所加的电加为负时；为 I - 触发方式。当主电极 T_1 对 T_2 所加电压为负向电压，门极 G 对第二主电极 T_2 所加电压为负时，为第 II - 触发方式。

2. 快速晶闸管 (FST)

普通晶闸管的开关时间较长，允许的电流上升率较小，因此工作频率受到限制。当在较高频率工作时，因开关损耗随频率升高而增加，导致器件发热。为提高工作频率，采用特殊工艺缩短开关时间，提高允许的电流上升率，制造了快速晶闸管。快速晶闸管可以在数百赫到数千赫的频率下工作。

3. 逆导晶闸管 (RCT)

普通晶闸管表现为正向可控闸流特性，反向高阻特性，称为逆阻器件。

逆导晶闸管是一个反向导通的晶闸管，它是将一个晶闸管与一个续流二极管反并联集成在同一硅片上构成的新器件。逆导晶闸管的基本结构、等效电路与图形符号如图 2-7 所示。

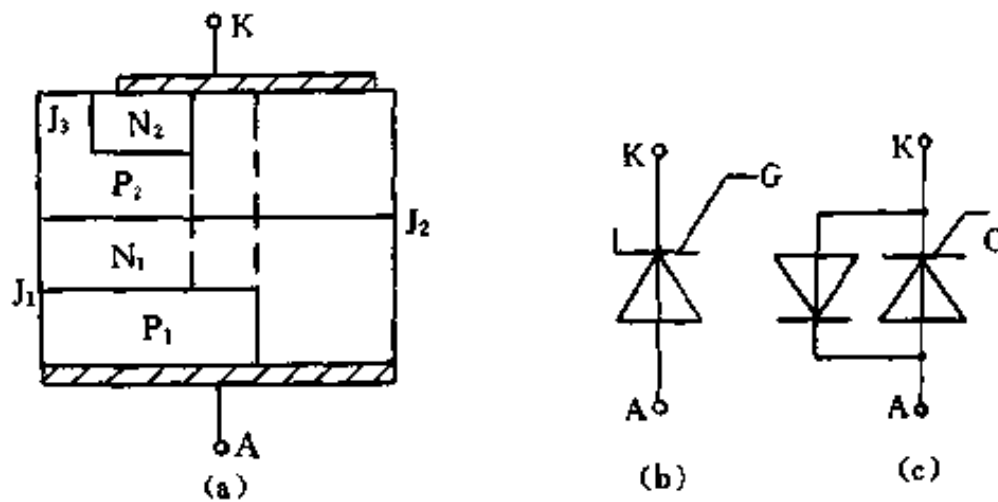


图 2-7 逆导晶闸管
(a) 结构；(b) 图形符号；(c) 等效电路

在逆导晶闸管中，发射区 N_2 与基区 P_2 通过阴极 K 短路，发射区 P_1 和基区 N_1 通过阳极 A 短路。由图可以看出，左侧为 PNP 晶闸管，右侧是一个二极管，两者之间是 PNP 隔离区。

逆导晶闸管的工作原理与普通晶闸管相同，即用正的门极信号来实现器件开通。在逆导晶闸管的电路中，晶闸管与二极管是交替工作的。晶闸管通过正向电流，二极管通过反向电流。隔离区用来削弱或消除两者交替工作时带来的影响。逆导晶闸管的伏安特性如图 2-8 所示。正向表现为晶闸管正向伏安特性，反向表现为二极管正向特性。

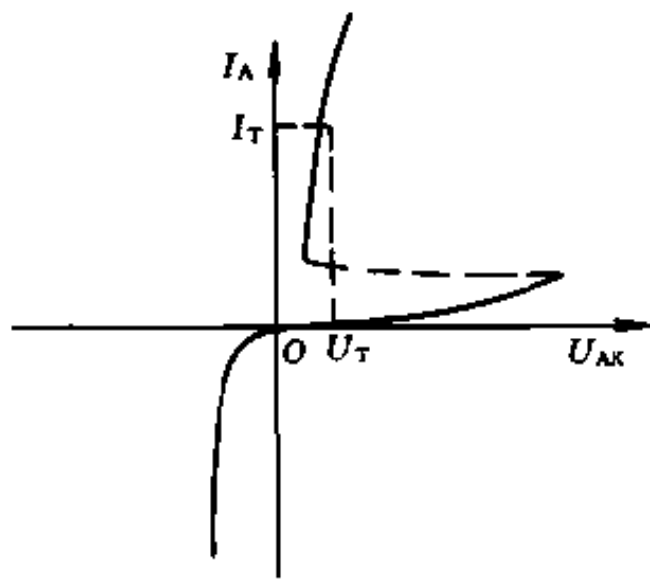


图 2-8 逆导晶闸管的伏安特性

除了上面介绍的几种特殊晶闸管外，还有光控晶闸管、热敏晶闸管等新型特殊晶闸管。还有一种非常常用的可关断晶闸管，它是一种可以借助负的门极电流脉冲关断的晶闸管，属于全控型器件，将在第三章中详细讨论。

第二节 晶闸管相控整流电路

实际中大量需要电压可调的直流功率电源，例如直流电动机的调速、电焊、电镀等。利用晶闸管的可控性和单向导电性，可以很方便地把交流电变成大小可调的直流电，即可控整流。晶闸管整流电路分交流和直流两侧，交流侧为供电电源，直流侧接负载。直流侧的负载形式对整流电路的输出电压和电流波形影响很大。本节着重分析电阻性、电感性和反电势性负载型式的各种晶闸管整流电路。在不影响工程计算精度的情况下，分析时把晶闸管与整流二极管都看成理想元件，即导通时的正向压降与关断时的漏电流均忽略不计，并且导通和关断都是瞬时完成的。

一、单相半波可控整流电路

1. 电阻负载

图 2-9(a) 是单相半波可控整流电路，使用一只晶闸管 VT。整流变压器 TM 主要用来变换电能，变压器次级电压 u_2 的波形为正弦波，其有效值为 U_2 。 R_d 为负载电阻。

在 u_2 的正半周内，晶闸管加上正向阳极电压，但在 $0 \sim \alpha$ 期间，由于未加触发脉冲，所以晶闸管无法导通，负载 R_d 中没有电流流过，负载两端电压 $U_d = 0$ ，晶闸管 VT 承受全部 u_2 电压。当 $\omega t = \alpha$ 时，晶闸管门极加上触发脉冲 u_G ，VT 立即导通，电源电压 u_2 全部加在 R_d 上（忽略晶闸管电压降）。当晶闸管导通到 π 时， u_2 降至零，晶闸管因流过它的电流随着下降到零，小于其维持电流而关断。在 u_2 负半周期间，VT 因承受反压而阻断，直到下一个周期，再加上触发脉冲时，晶闸管再重新导通。当 u_2 电压的每一个周期都以恒定的 α 加上触发脉冲时，

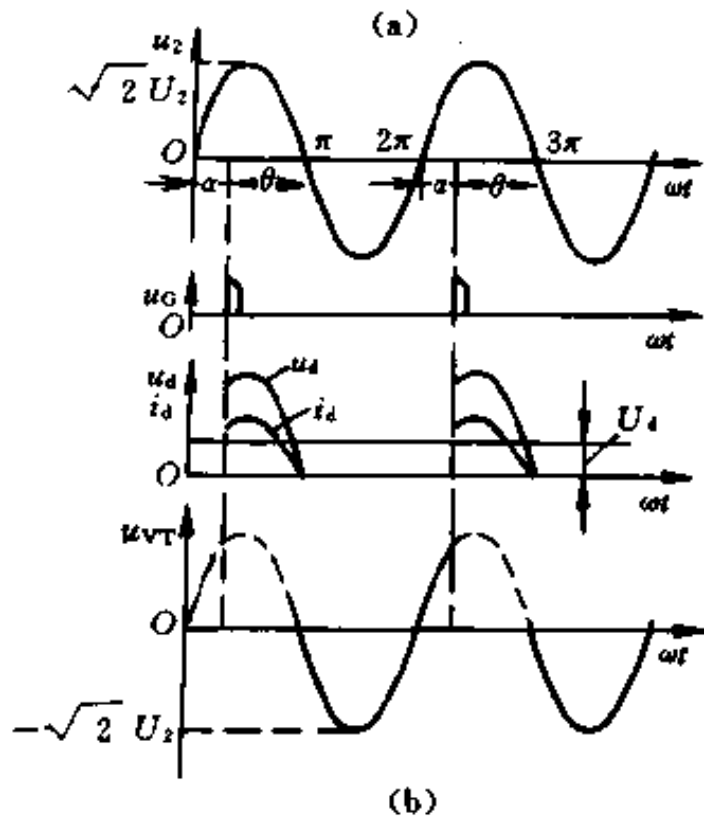
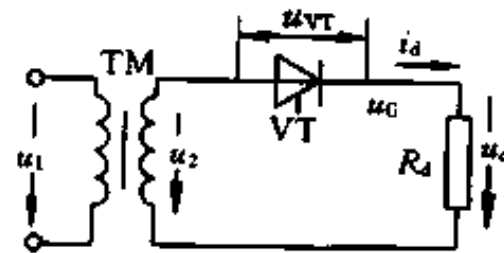


图 2-9 电阻负载单相半波整流电路
2-9 所示的电压波形，电流 $i_d = (u_d/R_d)$ 与 u_d 波形相同。

在单相电路中，交流电源电压由负变正时的过零的点叫“自然换相点”。触发脉冲出现的时刻与自然换相点的时间间隔以电角

度 α 表示, 叫相位控制角。改变 α 的大小即改变触发脉冲在每一周期内出现的时刻称移相, α 最大可能变化的范围, 称移相范围。对单相半波电路而言, α 的移相范围为 $0 \sim \pi$ 。在一个周期内晶闸管的导通角度用 θ 表示, 称导通角。对单相半波整流电路电阻负载而言, $\theta = \pi - \alpha$ 。

整流电路输出的直流电压 U_d 是以平均值来衡量的:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2-6)$$

由式 (2-6) 可见, 当控制角 α 从 π 向零方向变化即触发脉冲向左移动时, 负载直流电压 U_d 从零到 $0.45 U_2$ 之间连续变化, 起到直流电压连续可调的目的。

直流电流平均值

$$I_d = U_d / R_d = 0.45 \frac{U_2}{R_d} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2-7)$$

负载电流有效值

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_2 \sin \omega t}{R_d} \right)^2 d\omega t} = \frac{U_2}{R_d} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \quad (2-8)$$

流过负载的电流, 即为流过晶闸管 VT 的电流, 所以电流波形系数 K_f 为

$$K_f = \frac{I}{I_d} = \frac{\sqrt{\pi \sin 2\alpha + 2\pi(\pi - \alpha)}}{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)} \quad (2-9)$$

例如: 有一单相半波可控整流电路直接接在 220V 交流电源上, 负载为电阻, 要求得到 50V 的整流输出电压, 负载电流平均值为 15A, 问应选多大电压和电流容量的晶闸管元件?

因输出整流电压 $U_d = 50V$, 不考虑电网电压波动和线路压降时, 由 $U_2 = 220V$ 和式 (2-6) 求得控制角 $\alpha = \pi/2$, 再由式 (2-9) 算得 $K_f = 2.22$ 。管子额定电流 I_T 应为

$$I_T \geq K_f I_d / 1.57 = 2.22 \times 15 / 1.57 = 21.2A$$

考虑到裕量及电流等级，可选用 50A 晶闸管。

晶闸管耐压等级可根据 2.5 倍的元件承受的最大电压选定，即 $2.5 \times \sqrt{2} \times 220 = 775\text{V}$ ，所以应选 800V 额定电压等级。

2. 电感性负载

当负载的感抗 ωL_d 与电阻 R_d 的大小相比不可忽略时，这种负载称为电感性负载。如电机的激磁线圈，串电抗器的负载等。整流电路带电感性负载时的工作情况与电阻性负载有很大的不同，为了便于分析，把电感性负载的电感 L_d 与电阻 R_d 分开，如图 2-10 所示。

我们知道，流过电感 L_d 中的电流变化时，要产生自感电动势，其大小 $e_L = -L_d di_d/dt$ ，起阻碍电流变化的作用。当 $\omega t_1 = \alpha$ 时，晶闸管被触发导通，列出电路电压瞬时值方程。

$$u_2 = u_L + u_R = L_d di_d/dt + i_d R_d$$

$$\therefore u_L = L_d di_d/dt = u_2 - i_d R_d \quad (2-10)$$

$\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间：晶闸管被触发导通后，由于 L_d 的作用，电流 i_d 只能从零开始逐渐增大，电感 L_d 储存能量。到 ωt_2 时刻，电流上升到 $i_d = u_d/R_d$ ，由式 (2-10) 可见， $di_d/dt = 0$ ， i_d 达最大值，

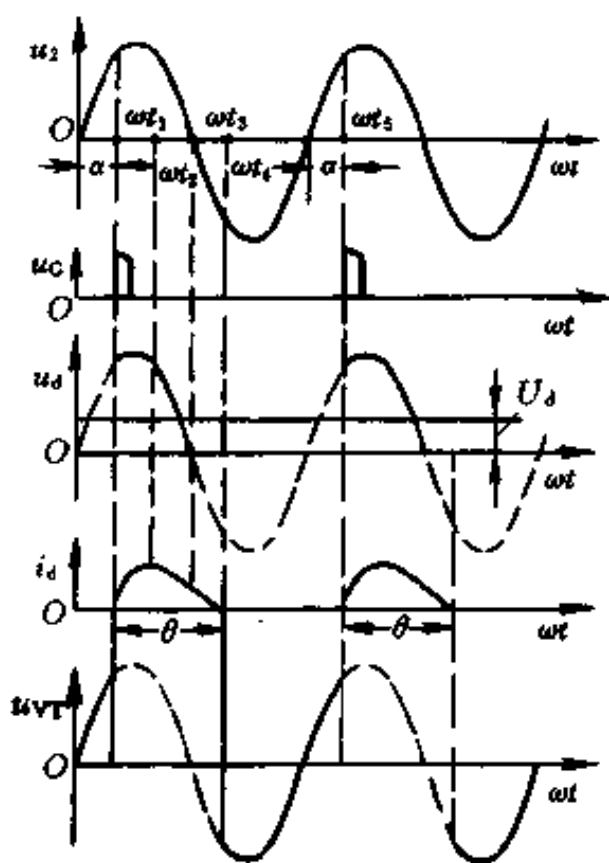
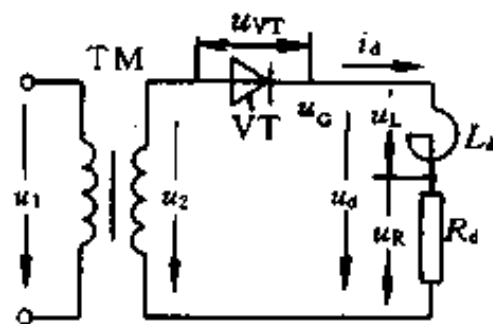


图 2-10 电感性负载单相半波整流电路

电感储能 $W_L = \frac{1}{2} L_d i_d^2$ 也增至最大值。

$\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间：随着电源电压 u_2 的下降，使 $u_L = L_d di_d/dt = u_2 - i_d R_d < 0$ ，即 $di_d/dt < 0$ ，电流下降，电感 L_d 放能。当 ωt_3 时， u_2 下降到零，但由于电感磁场能量没有释放完， i_d 仍大于零，晶闸管仍导通。

$\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间：此时电源电压 u_2 已变负，电流继续下降。到 ωt_4 时刻，电感能量释放完毕，电流下降到零，小于管子维持电流，因此管子关断， $i_d = 0$ ，而管子两端电压 $u_{VT} = u_2$ 。从 ωt_5 开始，重复上述过程。

观察图 2-10 电压、电流波形可见，电感性负载时，输出电压 u_d 与电流 i 的波形与电阻负载时完全不同，由于 L_d 的作用，使 i_d 的变化落后于电压 u_d 的变化。 L_d 越大，电感储能越多，导通时间 θ 也越大，电流波形也越平稳，电感 L_d 起到“平波”作用。晶闸管从 α 时刻触发导通，到 $\alpha + \theta$ 时关断，负载两端出现部分负电压，平均整流电压 U_d 为

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 0.45 U_2 \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)}{2} \quad (2-11)$$

由于电感 L_d 的存在，负载电压平均值减小了，当 ωL_d 与 R_d 相比非常大时， u_d 正半波面积与负半波面积很接近，负载两端电压将很小，电路无法满足一定平均输出电压的要求，必须采取措施。

3. 续流二极管的作用

为了使大电感负载时单相半波可控整流电路能正常工作，关键是不使负载端出现负电压。解决办法是在负载两端并联一个二极管，其极性如图 2-11 所示。当电源电压 u_2 为正，晶闸管触发导通，此时负载两端电压亦为正。二极管 VD 受反压不通，负载两端波形与不加二极管时相同。当 $u_2 = 0$ 时，二极管两端的电压变为零。此后电感通过二极管放电，负载电流 i_d 经二极管继续流通，所以称此二极管为续流二极管。当续流二极管导通时，反向电源电

压 u_2 经 VD 使晶闸管承受反压而关断。在电源电压反向期间，负载两端电压仅为二极管压降，

接近于零，因而不出现负电压。从图 2-11 可以看出，加了续流二极管后，输出直流电压 u_d 的波形与电阻负载时一样，而电流波形却完全不同。电源电压正半周时，电流由电源经导通的晶闸管供给；电源负半周时，晶闸管关断，电流由续流二极管维持，因此，负载电流由两部分合成 $i_d = i_{VT} + i_{VD}$ ，电流波形比电阻负载时平稳得多。当电感量足够大时，此时流过负载的电流波形可以看成是一条平行于横轴的直线，晶闸管电流 i_{VT} 与续流二极管电流 i_{VD} 均为矩形波。

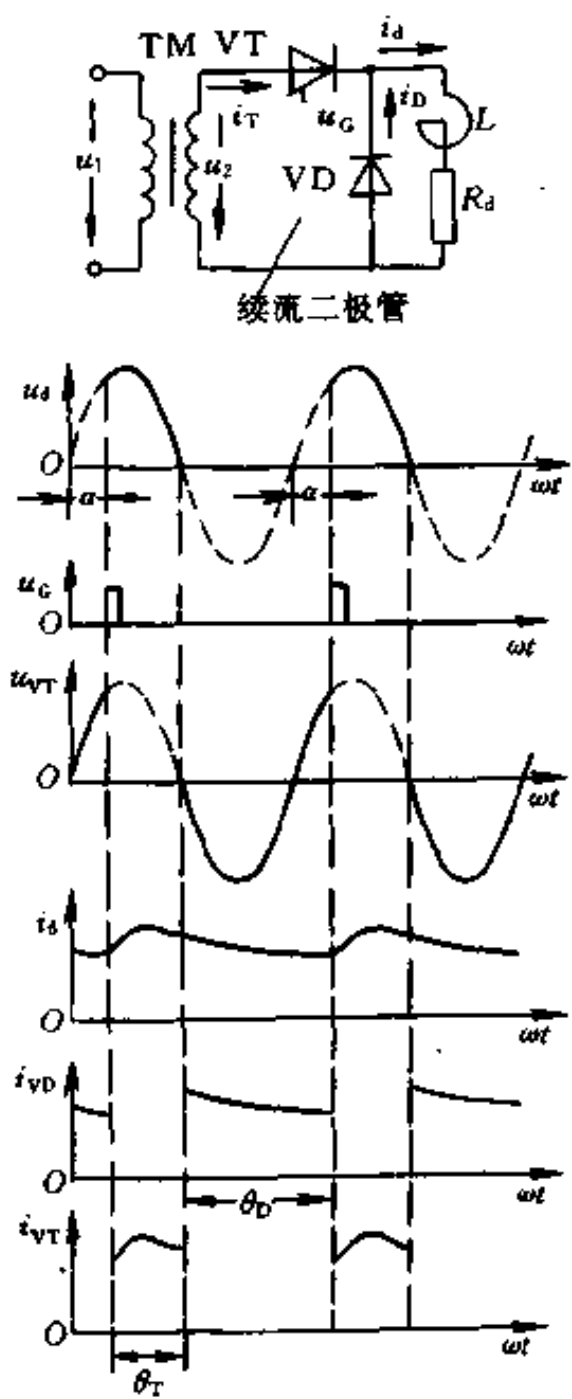


图 2-11 电感性负载接续流二极管的整流电路

单相半波可控整流电路线路简单，只用一个晶闸管，调整方便。其缺点是电阻负载时负载电流脉动大。整流变压器只半周工作，利用率很低，而且变压器次级线圈中存在直流电流分量，造成铁芯直流磁化，为使变压器不饱和，必须增大铁芯截面。所以单相半波电路只适用于小容量场合。

二、单相桥式全控整流电路

由于单相半波整流电路具有明显的缺点，为了能较好地满足

负载的需要，中小容量的晶闸管整流装置中，较多是用单相桥式的可控整流电路。

1. 电阻负载

单相全控桥式整流电路如图 2-12 所示。晶闸管 VT1 和 VT4 组成一对桥臂，晶闸管 VT2 和 VT3 组成另一对桥臂。当变压器次级电压 u_2 正半周时（即 a 端为正， b 端为负），晶闸管 VT1 和 VT4 承受阳极正压， u_2 负半周时，VT2 和 VT3 承受阳极正压。在 u_2 正半波对应控制角 α 的瞬时（图中 θ 处）同时给 VT1 和 VT4 加上触发脉冲，VT1 和 VT4 即导通，这时电流由电源 a 端经 VT1、 R_d 、VT4 流回电源 b 端，输出电压 $u_d = u_{ab} = u_2$ ，这期间，VT2 和 VT3 承受反向电压（ $u_{VT2} = u_{ba} = -u_2$ ）而截止。当电源电压过零，电流也降为零，VT1 和 VT4 即关断。

当电源负半周时，仍相应地在控制角为 α 时（图中 θ_2 处）触发晶闸管 VT2 和 VT3，则 VT2 和 VT3 导通。电流由电源 b 端经过 VT2、 R_d 、VT3 流回电源 a 端，输出电压 $u_d = u_{ba} = -u_2$ 。至一周周期完毕，电压过零，电流也降至零，VT2 和 VT3 关断。在负半周 VT1 和 VT4 承受反压而截止。很显然上述两组触发脉冲在相位上应相差 180° 。以后又是 VT1 和 VT4 导通，如此循环下去。

由于负载在两个半波中都有电流流过，属全波整流。输出电压脉动程度比半波时要小。从整流变压器次级绕组来看，两个半波的电流方向相反，数值相等，因而没有半波电路中的直流磁化问题，变压器的利用率较高。这些都是桥式整流电路的优点。

单相全控桥式整流电路中，晶闸管承受的最大反向为 $\sqrt{2}$

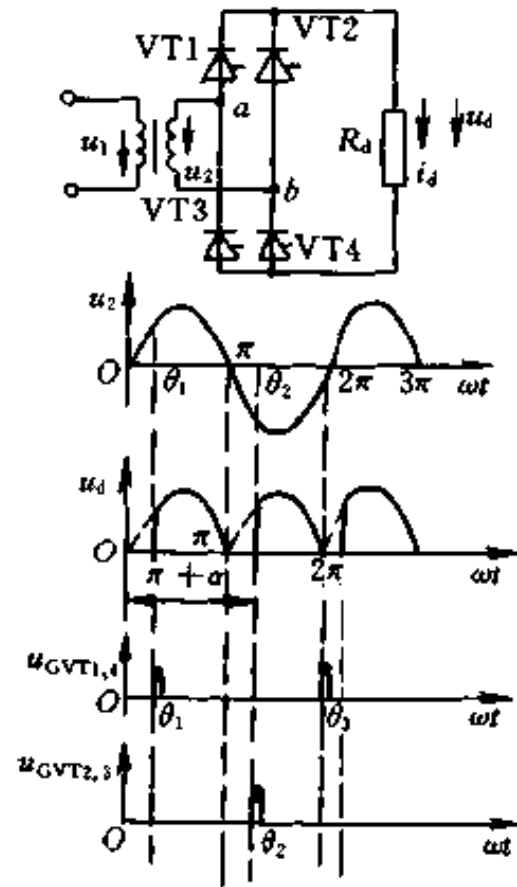


图 2-12 电阻负载单相桥式整流电路

U_2 。

整流输出平均电压 U_d 为：

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2-12)$$

2. 电感性负载

电感性负载单相桥式整流电路如图 2-13 (a) 所示。假设电感很大，电感储能较多。当 u_2 为正半周时，晶闸管 VT1 和 VT4 承受正向电压，在 $\omega t = \alpha$ 处加上触发脉冲，则 VT1 和 VT4 导通，便有电流通过负载。当 u_2 过零变负时，因电感中能量没有释放完，晶闸管 VT1 和 VT4 中电流仍大于零，继续导通。当至 $\omega t = \pi + \alpha$ 时，晶闸管 VT2 和 VT3 触发导通，负载电流从 VT1 和 VT4 上转移到 VT2 和 VT3 上，VT1 和 VT4 上电流小于维持电流而关断并承受反向电压 $u_{VT1,4} = u_2$ 。第二个周期重复上述过程，如此循环下去。大电感负载的特性是，每只晶闸管均导通 180° ，电流连续，如电感量相当大，负载电流波形近似为一水平线，如图 2-13 (b) 所示。

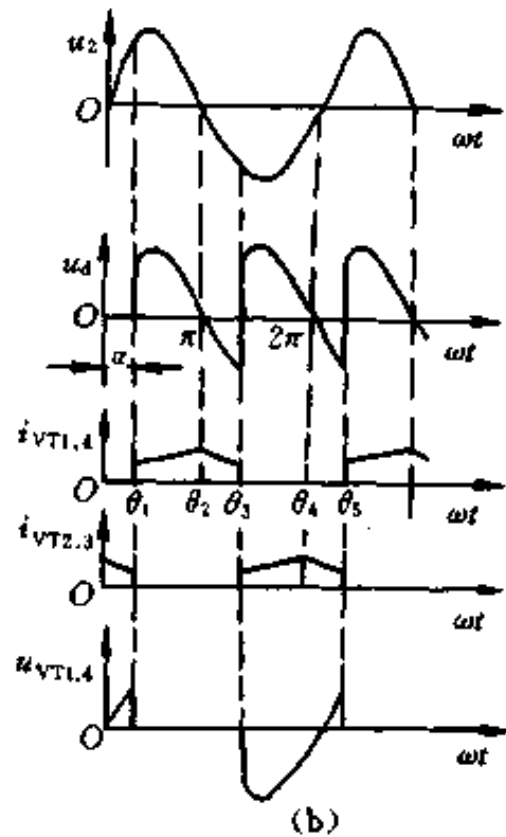
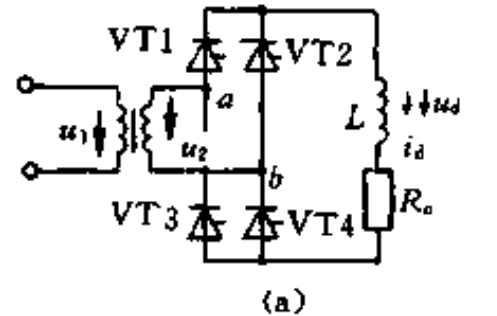


图 2-13 电感性负载单相桥式整流电路

负载电流连续时，整流电压平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 0.9 U_2 \cos \alpha \quad (2-13)$$

当 $\alpha = 90^\circ$ 时， $U_d = 0$ ，因而电感性负载要求的移相范围为 90° 。

当负载回路中的电感量不大或负载电流较小，而使电感中储

能不足以维持电流导通到相邻管子被触发导通时，则负载电流出现断续现象，导通角 $\theta < 180^\circ$ 。此时，整流电压平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 0.9 U_2 \frac{\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)}{2} \quad (2-14)$$

3. 反电势负载

蓄电池充电、直流电动机等这类负载本身具有一定的直流电动势，对可控整流电路来说，是一种反电势负载。

现在先不考虑负载中的电感成份，分析一下反电势 E 加电阻 R_d 负载的情况。图 2-14 的反电势负载可控整流电路有如下特点。

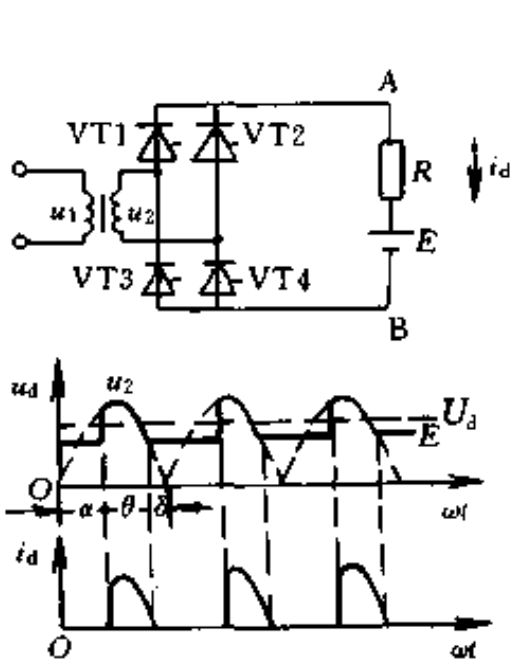


图 2-14 反电势负载单相全控整流电路

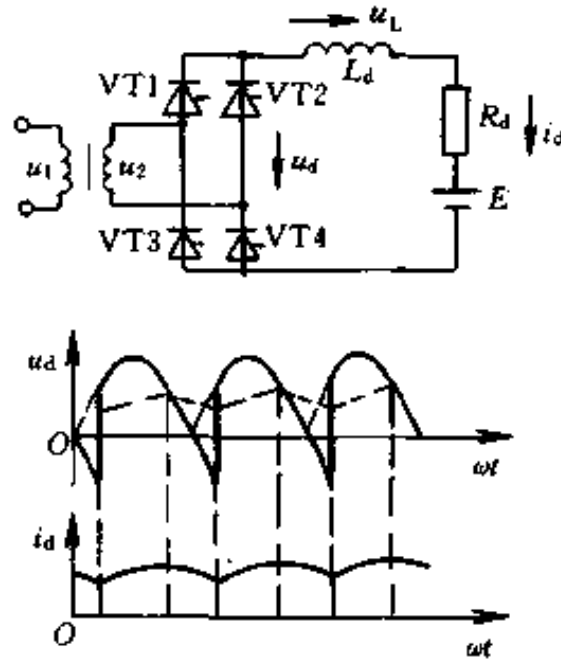


图 2-15 串电抗反电势负载单相桥式整流电路

只有变压器次级电压 u_2 的瞬时值大于负载电势 E 时，晶闸管才承受正压而能被触发导通，整流电路才能输出电流 i_d 。当晶闸管导通时， $u_d = u_2 = E + i_d R_d$ ，当晶闸管关断时， $u_d = E$ 。因此反电势负载时，电流不连续，负载端直流电压 U_d 升高，移相范围变小，导通角 θ 也变小了。图 2-14 中，若以 δ 表示电源电压瞬时值自零

上升到 E 的电角度, 则只有 $\alpha > \delta$ 时, 管子才能被触发导能, 移相范围为 $\delta \sim \pi - \delta$ 。

由于反电动势负载时, 电流严重不连续, 脉动很大, 这种电流波形对直流电动机负载来说, 特性变坏, 换相容易产生火花, 因此常串接电抗器 L_d , 利用电感 L_d 的储能, 使电流连续。图 2-15 为电机负载串接电抗器 L_d , 电流连续的工作情况。此时, 输出整流电压平均值与大电感负载时相同, 即

$$U_d = 0.9U_2 \cos \alpha$$

三、三相半波可控整流电路

单相可控整流电路的整流电压脉动大, 而且对三相电网电源来说, 仅是其中一相负载, 负载容量大时会影响三相电网的平衡运行。一般当负载容量超过 4 kW, 要求直流脉动较小时, 可采用三相整流电路。

在分析三相半波可控整流电路之前, 先来看一看三相半波不可控整流电路。电路如图 2-16 所示。由三相变压器供电, 次级相电压有效值为 U_{2ph} , 线电压为 U_{2l} 。三只整流管的阴极连在一起接到负载端, 称共阴极接法, 三个阳极分别接到变压器次级三相电源。图 2-16 还给出了电压、电流波形。

整流二极管导通的条件是阳极电位高于阴极电位。在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间, u_A 瞬时电压值最高, 二极管 VD1 导通, 输出电压 $u_d = u_A$, 而 VD2 和 VD3 承受反压 u_{BA} 和 u_{CA} 而截止。 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间, u_{BA} 大于零, VD2 承受正压导通, 使 VD1 承受反压 u_{AB} 而关断。同理在 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间只有 VD3 导通。因此三相半波整流电路, 任何时刻只有瞬时阳极电压最高的一相管子导通 (换流时除外), 按电源的相序每管轮流导通 120° 。对共阴极接法, 在两个相邻相电压正半周波形的交点处, 整流管的导电将由一相换到另一相, 称这些交点为自然换相点 (换流点)。负载 R_d 上的电压 u_d 轮流由三相电源供给, 是三相电源波形的正向包络线, 输出直流平均值电压为

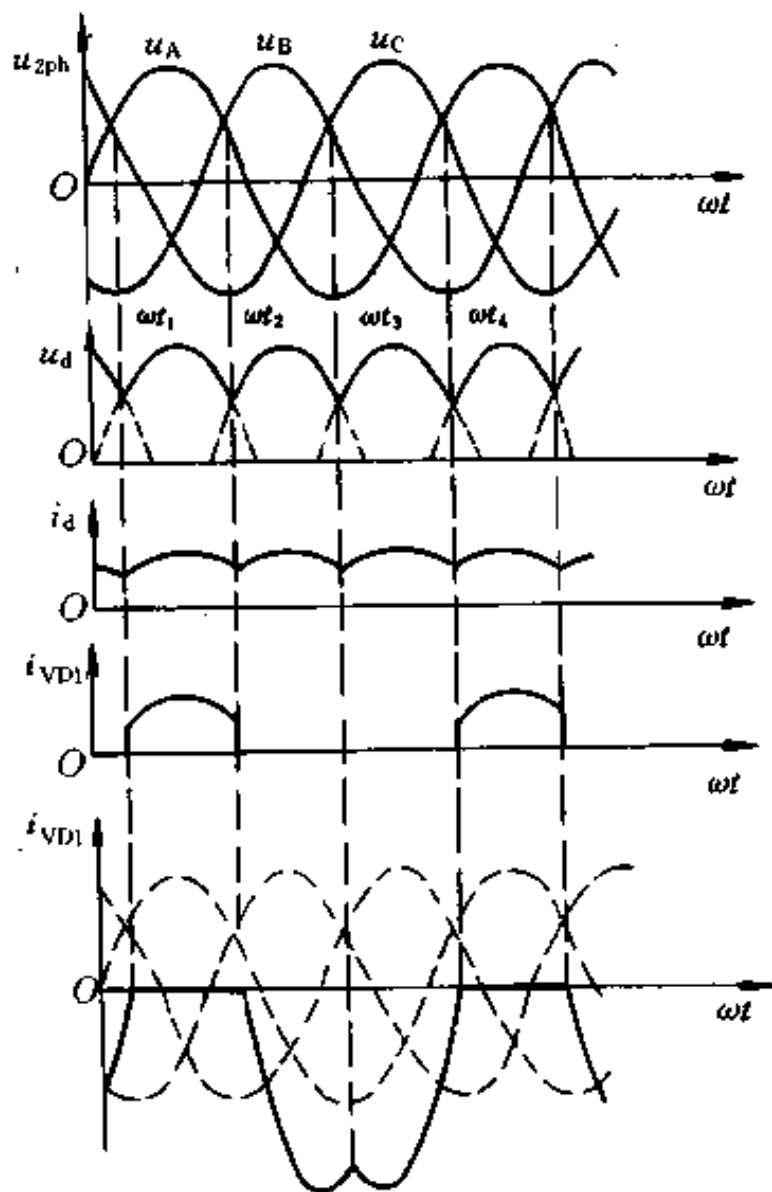
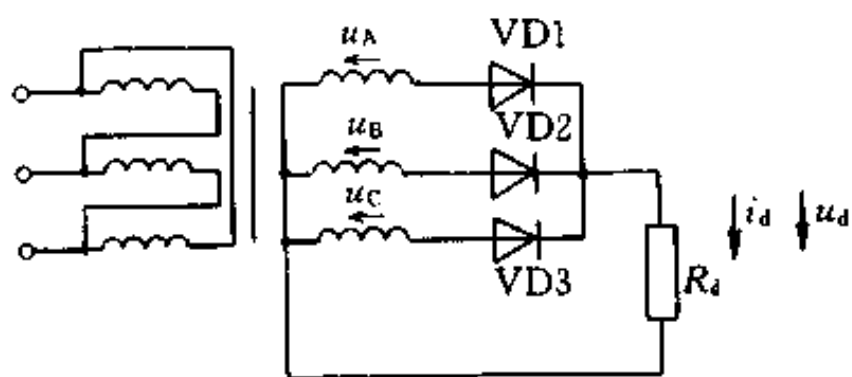


图 2-16 三相半波不可控整流电路

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sqrt{2} U_{2ph} \sin \omega t d\omega t = 1.17 U_{2ph} \quad (1-15)$$

下面分析一下三相半波可控整流电路的工作情况。

三相半波可控整流电路如图 2-17(a)所示, 图中整流电路所带负载为电阻性负载, 三个晶闸管为共阴极接法。我们知道, 晶闸管的导通条件是阳极加正向电压, 并且有门极触发脉冲。为了分析电路工作波形, 我们先来分析一下晶闸管承受电压的情况。以 VT1 为例, 当 VT1、VT2、VT3 均不通时, $u_{VT1} = u_A$, 当 VT2 导通时, $u_{VT1} = u_{AB}$, 当 VT3 导通时 $u_{VT1} = u_{AC}$ 。所以三相零式电路晶闸管承受电压的情况为, 当三个管子全不通时, 承受本相相电压; 当相邻管子导通时, 承受线电压。

对图 2-17(a)所示的整流电路, 在对应 $\alpha < 30^\circ$ 的 ωt_1 处触发 VT1, 则 VT1 导通, 输出电压 $u_d = u_A$, 电流 $i_d = u_d/R_d$; 在 ωt_2 处, i_d 仍大于零, VT1 继续导通; 在与 ωt_1 间隔 120° 的 ωt_3 处触发

VT2, 此时 VT2 受压 $u_{BA} > 0$, 则 VT2 导通, 负载电流由 VT1 换流到 VT2, 流经 VT1 的电流为零, VT1 关断并承受反压 u_{AB} , 输出电压为 u_B ; 如此循环, 得到 u_d 波形如图 2-17(b)所示。 $\alpha = 30^\circ$ 时, VT1 管是由于 u_A 过零, 阳极电流 $i_{VT1} < I_H$ 而关断。所以 $\alpha \leq 30^\circ$ 时, 每个晶闸管始终轮流导通 120° , 输出电压 U_d 为

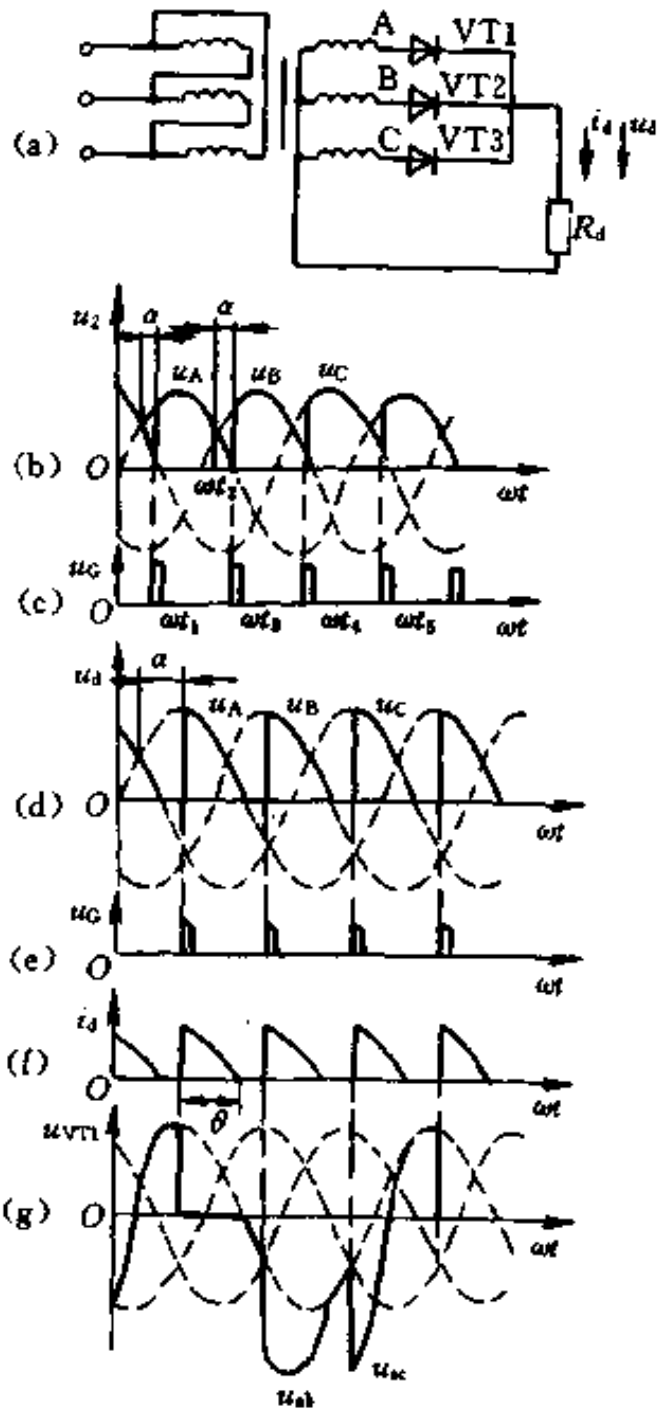


图 2-17 电阻负载三相半波整流电路

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} U_{2ph} \sin \omega t d\omega t = 1.17 U_{2ph} \cos \alpha (\alpha \leq 30^\circ)$$

(2-16)

当 $30^\circ < \alpha \leq 150^\circ$ 时, 每个管子导通角小于 120° , 所以负载电流断续, 图 2-17 (d) 给出了 $\alpha = 60^\circ$ 时的 u_d 波形。电流断续时, 输出电压平均值为

$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_{2ph} \sin \omega t d\omega t$$

$$= 1.17 U_{2ph} \frac{1 + \cos(30^\circ + \alpha)}{\sqrt{3}} \quad (\text{当 } 30^\circ < \alpha \leq 150^\circ)$$

(2-17)

当 $\alpha = 150^\circ$ 时, $U_d = 0$ 。所以该电路 α 的移相范围为 $0 \sim 150^\circ$ 。显然晶闸管承受的最大反压为 $\sqrt{2} U_{2l} = \sqrt{6} U_{2ph}$ 。

电感性负载和反电势负载的分析方法同单相电路。

三相半波可控整流电路只用三只晶闸管, 与单相电路比较, 输出电压脉动小, 输出功率大, 三相负载平衡。该电路的不足之处是在一个周期内变压器次级只有 $1/3$ 时间有电流流过, 变压器利用率很低。此外由于变压器次级电流为单向脉动电流, 其直流分量在磁路中形成直流不平衡磁势, 如用三只单相变压器组成时, 每相直流磁势都会严重地使铁芯饱和。克服上述缺点的办法即采用三相桥式可控整流电路。

四、三相桥式可控整流电路

前述三相半波可控整流电路为共阴极式, 与之对偶的还有一种三个晶闸管的阳极连在一起的接法, 称为共阳极式, 如图 2-18 (a) 中下半部分电路所示。图 2-18 (a) 所示的为共阴极式和共阳极式两组三相半波整流电路串联构成的电路结构。上面共阴极电路供给的电压是 a 正、O' 负, 下面共阳极电路供给的电压是 O' 正, b 负, 串联之后输出电压为两者的叠加, 可以得到一个较高的

整流电压。假定这两组变压器是完全相同的，即对应的电压相位和大小都相同；同时两组电路负载对称、触发延迟角相同。则它们输出电流平均值 I_{d1} 和 I_{d2} 相等，零线 OO' 中流过的电流 $I_d = I_{d1} + I_{d2} = 0$ ，因而去掉零线也不影响电路的工作，这样便构成了图 2-18 (b) 所示的三相桥式全控整流电路。在该电路的变压器绕组中，一个周期里既流过正向电流，又流过反向电流，直流磁动势相互抵消，避免了直流磁化，且大大提高了变压器的利用率。

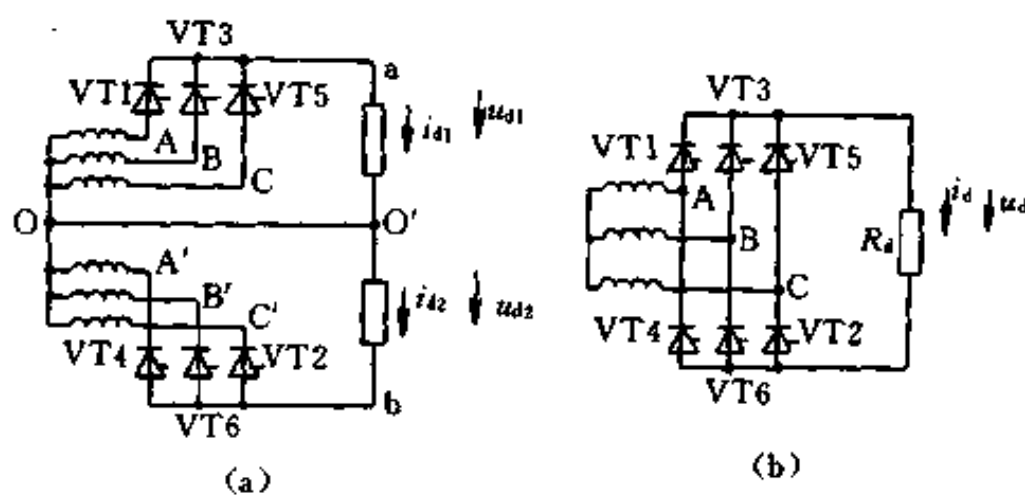


图 2-18 三相桥式全控整流电路

1. 工作原理

我们知道，共阴极组的自然换相点在相邻两相相电压正半波的交点处，而共阳极组的自然换相点在相邻两相相电压负半波的交点处。两组的自然换流点对应相差 60° 。现在分析一下电感负载， $\alpha = 30^\circ$ 时的工作情况。

由图 2-18 (b) 可以看出，要使电流流通，负载有输出电压，共阳组和共阴组必须各有一晶闸管同时导通。在 ωt_1 、 ωt_3 、 ωt_5 时刻（对应 $\alpha = 30^\circ$ ）分别触发 VT1、VT3、VT5 晶闸管，而在 ωt_2 、 ωt_4 、 ωt_6 时刻分别触发 VT2、VT4、VT6 晶闸管，则电路各自在本组内换流，即 $VT1 \rightarrow VT3 \rightarrow VT5 \rightarrow VT1 \dots$ ， $VT2 \rightarrow VT4 \rightarrow VT6 \rightarrow VT2 \dots$ ，每个管子导通 120° 。

在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间, VT6、VT1 同时导通, 电流从 A 相流出, 经 VT1, 负载, VT6 流回 B 相, 负载上得到 A、B 相线电压, 即 $u_d = u_{AB}$ 。此间, VT₂ 承受电压 $u_{VT_2} = u_{BC}$ 。在 ωt_2 处, 给 VT2 触发脉冲, 此时 VT2 承受正压 ($u_{VT_2} = u_{BC} > 0$) 而导通, 电流由 VT6 换至 VT2, 流经 VT6 的电流等于零而使 VT6 关断并承受反压。在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间, VT1、VT2 同时导通, 电流从 A 相流出、经 VT1、负载、VT2 流回 C 相, 负载上得到 A、C 相线电压, 即 $u_d = u_{AC}$ 。此间, VT3 承受电压 $u_{VT_3} = u_{BA}$ 。在 ωt_3 时刻, 触发 VT3, 此时 VT3 承受正压 ($u_{VT_3} = u_{BA} > 0$) 而导通, 电流从 VT1 换至 VT3、VT1 关断。依此类推, $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间是 B、C 相供电, $u_d = u_{BC}$, VT2、VT3 导通; $\omega t_4 \sim \omega t_5$ 期间, VT3、VT4 导通, B、A 相供电, $u_d = u_{BA}$; $\omega t_5 \sim \omega t_6$ 期间, VT4、VT5 导通, C、A 相供电, $u_d = u_{CA}$; $\omega t_6 \sim \omega t_7$ 期间, VT5、VT6 导通, C、B 相供电, $u_d = u_{CB}$ 。以此循环, 得输出电压波形如图 2-19 (a) 所示。

图 2-20 所示为 $\alpha = 60^\circ$ 和 $\alpha = 90^\circ$ 电感性负载时的整流输出电压波形。

由图中可看出 $60^\circ < \alpha < 90^\circ$ 时, 由于 L_d 的作用, u_d 波形瞬时出现负值, 但正面积大于负面积, 平均电压 u_d 仍为正值。当 $\alpha = 90^\circ$ 时, 正负面积相等, $u_d = 0$ 。

平均输出电压为

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2}{3}\pi + \alpha} \sqrt{2} U_{2l} \sin \omega t d\omega t \\
 &= 1.35 U_{2l} \cos \alpha = 2.34 U_{2ph} \cos \alpha \quad (2-18)
 \end{aligned}$$

若令 $\alpha = 0$ 时, $U_d = U_{d0}$, 则大电感负载时, 输出电压通式为 $U_d = U_{d0} \cos \alpha$

2. 对触发脉冲的要求

为了符合人们通常的习惯, 希望三相桥六个晶闸管触发导通顺序为 VT1 → VT2 → VT3 → VT4 → VT5 → VT6。在三相电源正序情况下, 编号为 VT1、VT4 管接 A 相, VT3、VT6 接管 B 相, VT5、

VT2管接C相。根据这样的排列，触发脉冲顺序为 $u_{G1} \rightarrow u_{G2} \rightarrow u_{G3} \rightarrow u_{G4} \rightarrow u_{G5} \rightarrow u_{G6}$ ，间隔为 60° 。如图 2-19 (b) 所示。

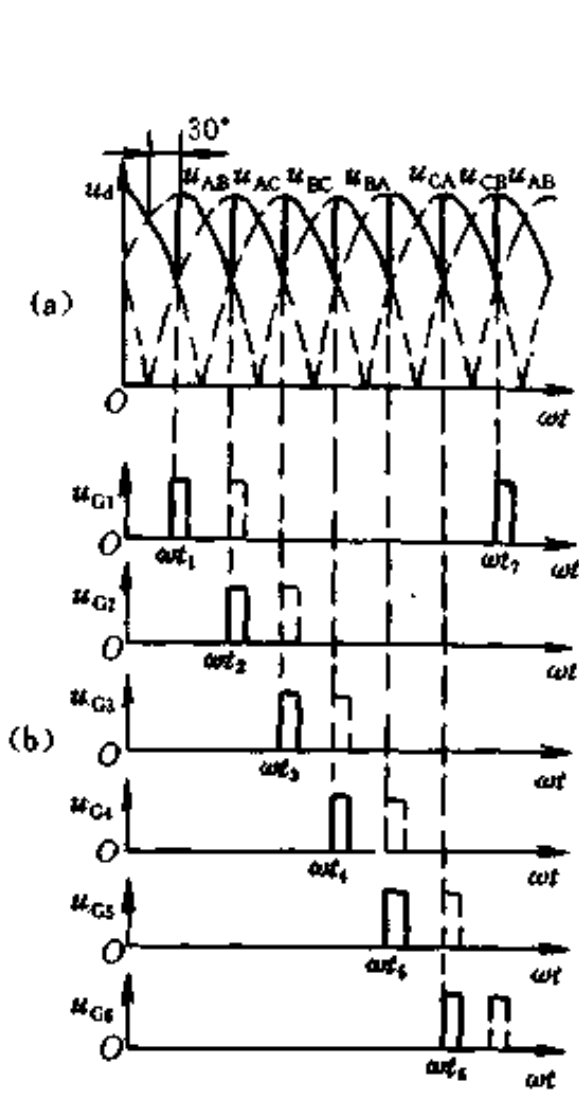


图 2-19 三相桥式全控整流电路 $\alpha=30^\circ$ 波形

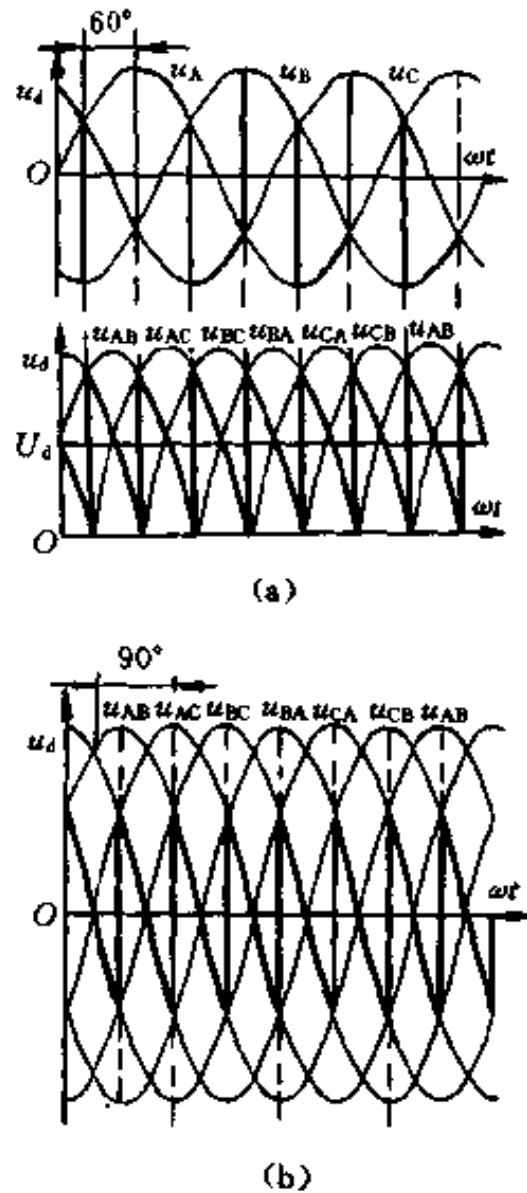


图 2-20 三相桥式全控整流电路波形

为了保证整流装置能启动工作，或在电流断续后能再次导通，必须对两组中对应导通的一对晶闸管同时发触发脉冲，为此可采用两种方法。一种是宽脉冲触发，使每个触发脉冲的宽度大于 60° （通常取 80° ）。这样在换相时，相隔 60° 的后一个脉冲出现时，前一个脉冲还未消失，使电路在任何换相点均有相邻两个管子被触发。另一种方法是在触发某一号晶闸管时，触发电路设法补给前一号晶闸管一个辅助脉冲，例如触发 VT3 管的同时，对 VT2 管补发辅助脉冲，触发 VT4 管的同时，对 VT3 管补发辅助脉冲，如图

2-19 (b) 中虚线脉冲。这样就能保证换流点同时有两个脉冲触发相邻的晶闸管,作用与宽脉冲一样,这种方式称为双窄脉冲。双窄脉冲虽然触发电路比较复杂,但可减小触发电路功率与脉冲变压器体积,目前采用较多。

上面已经讨论了几种典型的整流电路的工作原理,并给出了部分计算公式。为了帮助选择和计算整流电路,将各种整流电路的一些数量关系列于表 2-3 中,供读者参考。

五、晶闸管整流电路的换相压降和外特性

前面分析计算整流电路时,都没有考虑整流回路中各元件的压降。实际上整流电路的压降除了管压降和电阻压降外,还有整流变压器漏抗引起的压降,现在以三相半波可控整流电路大电感负载为例,分析漏抗对整流电压的影响。

1. 换流重叠角

图 2-21 (a) 为考虑漏感的可控整流电路,变压器每相绕组折算到次级的漏感为 L_B 。因为负载的电感量较大,电流连续并且负载电流波形基本为平直线 I_d 。由于漏感的存在,使换相时的电流不能突变,图 2-21 (b) 中当 ωt_1 时刻触发 VT2 管时, B 相电流 i_B 不能瞬时上升到 I_d 值; A 相电流 i_A 不能瞬时下降为零,使换流需要一段时间。在换相过程 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间,两个相邻的晶闸管同时导通,对应的电角度称为换流重叠角,用 γ 表示。

2. 换相压降

换流时, i_A 逐渐降到 0, i_B 逐渐增到 I_d , 但两个电流之和始终等于负载电流 I_d , 即 $i_A + i_B = I_d$ 。换流期间,整流输出电压 u_d 应为

$$u_d = u_B - L_B \frac{di_B}{dt} \text{ 或 } u_d = u_A - L_B \frac{di_A}{dt}$$

两式之和
$$2u_d = u_A + u_B - L_B \frac{d(i_A + i_B)}{dt}$$

而
$$i_A + i_B = I_d = \text{常数}$$

所以
$$u_d = (u_A + u_B)/2$$

表 2-3 可控整流电路参数计算公式

	单相半波电路		单相桥式全控电路	
	电阻负载	电感负载 有续流管	电阻负载	电感负载 有续流管
整流电压平均值 U_d	$0.45U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$	$0.45U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$	$0.9U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$	$0.9U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$
整流电流平均值 I_d	$\frac{U_d}{R}$	$\frac{U_d}{R}$	$\frac{U_d}{R}$	$\frac{U_d}{R}$
可控硅电流有效值 I_{VT}	$\frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{2\pi}}$	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} \cdot I_d$	$\frac{U_2}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{\pi}}$	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} \cdot I_d$
$\frac{I_{VT}}{I_d}$	$\sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} \sin 2\alpha + \pi(\pi-\alpha)}{1+\cos\alpha}}$ $\alpha=0^\circ, K_f=1.57$	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}}$ $\alpha=0^\circ, K_f=0.707$	$\sqrt{\frac{\frac{\pi}{2} \sin 2\alpha + \pi(\pi-\alpha)}{2(1+\cos\alpha)}}$ $\alpha=0^\circ, K_f=0.785$	$\sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}}$ $\alpha=0^\circ, K_f=0.707$
交流侧相电流有效值 I_2	I_{VT}	I_{VT}	$\sqrt{2} I_{VT}$	$\sqrt{2} I_{VT}$
续流管电流有效值 I_{VD}		$\sqrt{\frac{\pi+\alpha}{2\pi}} \cdot I_d$		$\sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot I_d$
移相范围	180°	180°	180°	180°
晶闸管承受最大反压	$\sqrt{2} U_2$	$\sqrt{2} U_2$	$\sqrt{2} U_2$	$\sqrt{2} U_2$

续表

	三相半波电路	电感性负载 无续流管	三相全桥式电路	电感性负载 无续流管
整流电压平均 值 U_d	电阻负载 1. $1.17U_2\cos\alpha$ $\alpha=0^\circ\sim 30^\circ$ 0. $0.675U_2[1+\cos(\alpha+30^\circ)]$ $\alpha=30^\circ\sim 150^\circ$	1. $1.17U_2\cos\alpha$	电阻负载 2. $34U_2\cos\alpha$, $\alpha=0^\circ\sim 60^\circ$ 2. $34U_2[1+\cos(\alpha+60^\circ)]$, $\alpha=60^\circ\sim 120^\circ$	电感性负载 无续流管 2. $34U_2\cos\alpha$
整流电流平均 值 I_d	$\frac{U_d}{R}$	$\frac{U_d}{R}$	$\frac{U_d}{R}$	$\frac{U_d}{R}$
可控硅电流有效 值 I_{VT}	$\frac{U_2}{R}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left[\frac{\pi}{3}+\frac{\sqrt{3}}{4}\cos 2\alpha\right]}$ $\alpha=0^\circ\sim 30^\circ$	$\frac{I_d}{\sqrt{3}}$	$\frac{U_2}{R}\sqrt{1-\frac{3}{2\pi}[\sin(240^\circ+2\alpha)-\sin(120^\circ+\alpha)]}$	$\frac{I_d}{\sqrt{3}}$
$\frac{I_{VT}}{I_d}$	$\frac{2\pi}{3\sqrt{6}}\cdot\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\frac{\pi}{3}+\frac{\sqrt{3}}{4}\cos 2\alpha\right)}$ $\alpha=0^\circ\sim 30^\circ$ $\alpha=0^\circ, K_f=0.578$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$ (0.578)	$\sqrt{1-\frac{3}{2\pi}[\sin(240^\circ+2\alpha)-\sin(120^\circ+\alpha)]}$ 2. $34\cos\alpha$ $\alpha=0^\circ, K_f=0.578$ $\alpha=0^\circ\sim 60^\circ$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$ (0.578)
交流侧相电 流有效值 I_2	I_{VT}	I_{VT}	$\sqrt{2} I_{VT}$	$\sqrt{2} I_{VT}$
续流管电 流有效值 I_{VD}				
移相范围	150°	90°	120°	90°
晶闸管承 受最大反压	$\sqrt{6} U_2$	$\sqrt{6} U_2$	$\sqrt{6} U_2$	$\sqrt{6} U_2$

上式说明,换相期间,直流输出电压 u_d 既不是 u_A ,也不是 u_B ,而是换流两相电压的平均值。如图 2-21 (b) 所示。与不考虑漏抗,即 $\gamma=0^\circ$ 相比较,输出电压波形减少了一块阴影面积,使输出平均电压减小,产生压降,称为换相压降。每换相一次,换相压降的大小为

$$\begin{aligned} \Delta U_\gamma &= \frac{1}{2\pi} \int_a^{a+\gamma} (u_B - u_d) d\omega t \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_a^{a+\gamma} L_B \frac{di_B}{dt} d\omega t \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{I_d} \omega L_B di_B \\ &= \frac{1}{2\pi} X_B I_d \end{aligned}$$

对于三相半波可控整流电路,每周换相三次,则换相压降为

$$\Delta U_\gamma = \frac{3}{2\pi} X_B I_d$$

对于每周换相 m 次的整流电路,换相压降为

$$\Delta U_\gamma = \frac{m}{2\pi} X_B I_d \quad (2-19)$$

其中, $X_B = \omega L_B$ 为变压器漏电抗。

应该指出,只有电流连续时才能换相压降;电流断续时,晶闸管换相不重叠,也就不存在换向压降。

3. 可控整流电路外特性

可控整流电路对直流负载来说,是一个带内阻的可变直流电

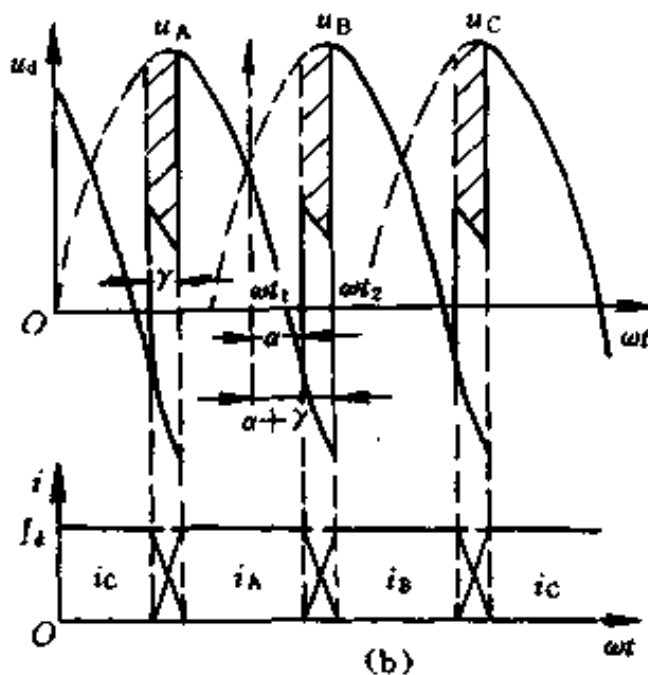
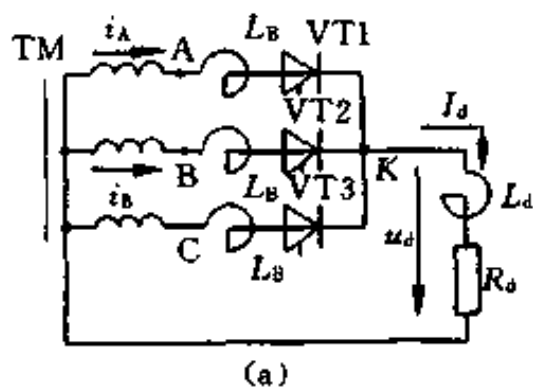


图 2-21 考虑变压器漏抗的可控整流电路

源，考虑到换相压降 ΔU_V ，整流变压器内阻 R_B ，以及晶闸管导通压降 ΔU 后，直流输出电压为

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \left(\frac{m X_B}{2\pi} + R_B \right) I_d - K \Delta U \quad (2-20)$$

ΔU 是一个晶闸管正向导通压降，大约等于 1V。三相半波时电流流经一个整流元件， $K=1$ 。三相桥式电路时电流流经二两个整流元件， $K=2$ 。

可控整流电路外特性是一条随负载电流增大而略微下倾的直线。

第三节 晶闸管触发电路及保护

一、晶闸管触发电路

1. 对触发电路的基本要求及触发电路的型式

晶闸管最重要的特性是正向导通的可控性。当阳极加上一定的正向电压后，还必须在门极与阴极之间加上足够的正向控制电压即触发电压，晶闸管才能从阻断转化为导通。根据晶闸管的特性，这个触发电压可以是交流、直流或短暂的脉冲电压，为减少门极损耗与触发功率，常用脉冲电压触发晶闸管。

为门极提供触发电压与电流的电路称为触发电路。为保证晶闸管可靠地工作，触发电路必须满足以下要求。

①触发电信号应该有足够的功率（电压与电流）。触发电压和电流应大于晶闸管门极触发电压 U_{GT} 和门极触发电流 I_{GT} ，并留有一定的裕量，保证晶闸管可靠触发。当然触发电信号也不能超过门极的极限参数（一般 $U_{GM} < 10V$ ， $I_{GM} < 10A$ ）。

②触发电脉冲应有一定的宽度和前沿陡度，以使晶闸管在触发导通后，阳极电流能迅速上升超过掣住电流而维持导通。对于大电感负载由于电流上升较慢，触发电脉冲宽度通常要 1ms。为了快速而可靠地触发大功率晶闸管，常在脉冲前沿叠加上一个强触发

脉冲，波形如图 2-22 所示，强触发脉冲的幅值 i_{Gm} 可达触发电流幅值的五倍，前沿时间 t_i 在几微秒以内。对于三相桥式电路，脉冲宽度要大于 60° 或用双窄脉冲。

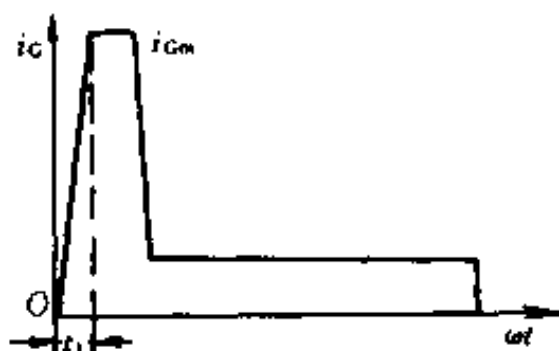


图 2-22 强触发脉冲波形

③ 触发脉冲必须与晶闸管的阳极电压同步，并有足够的移相范围。为使晶闸管在每个周期都有相同的控制角 α 触发导通，触发脉冲必须与电源同步并且与电

源保持固定的相位关系，因此移相触发的结构如图 2-23 所示。触

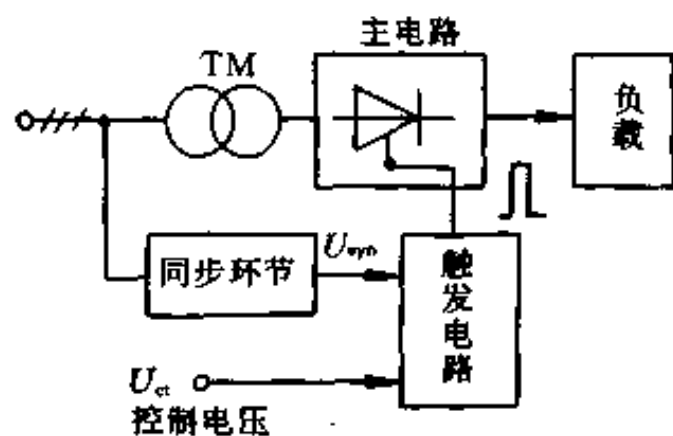


图 2-23 整流装置框图

发电路同时受触发控制电压 U_α 和同步电压 U_{syn} (同步电压与晶闸管阳极电压同频率并且有一定的相位关系) 控制。触发控制电压 U_α 使脉冲在要求的范围内移相，同步电压使脉冲与电源电压同步，保证每一周期内控制角恒定，以得到稳定的

直流电压。另外，必须保证触发脉冲能在主电路要求的移相范围内进行移相。

晶闸管的门极触发电路可分为模拟式和数字式两种。阻容移相桥、单结晶体管触发电路以及利用锯齿波移相电路或利用正弦波移相电路等多为模拟式触发电路。而用数字逻辑电路乃至微处理器控制的移相电路则属于数字式触发电路。如果根据触发电路的组成元器件来分，又可分为分立元件构成的触发电路、集成触发电路、专用集成触发电路以及微机触发电路几种。这里介绍两种。

2. 单结晶体管触发电路

单结晶体管又叫做双基极二极管，它有一个PN结和三个电极，其中一个为发射极，另两个均为基极。单结晶体管具有负阻特性，如图2-24所示。利用这一性能可组成各种振荡器。

单结晶体管的结构、等效电路以及图形符号如图2-25所示。单结晶体管中第一基极 B_1 和第二基极 B_2 之间的电阻就是硅片本身的电阻，约为 $4\sim 40\text{ k}\Omega$ 。在N型硅片上渗入P型杂质形成PN结，并由P区向外引线作为发射区E，于是E对 B_1 和 B_2 都构成一个PN结，具有二极管的单向导电性。当在 B_1 、 B_2 极间接一外加电压 U_{BB} 后，若此时 $U_E=0$ ，则A点电压为

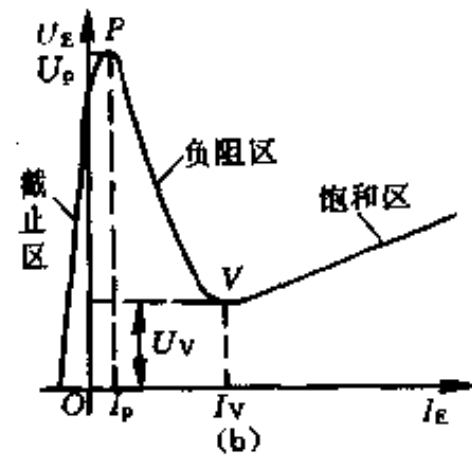


图2-24 单结晶体管的伏安特性

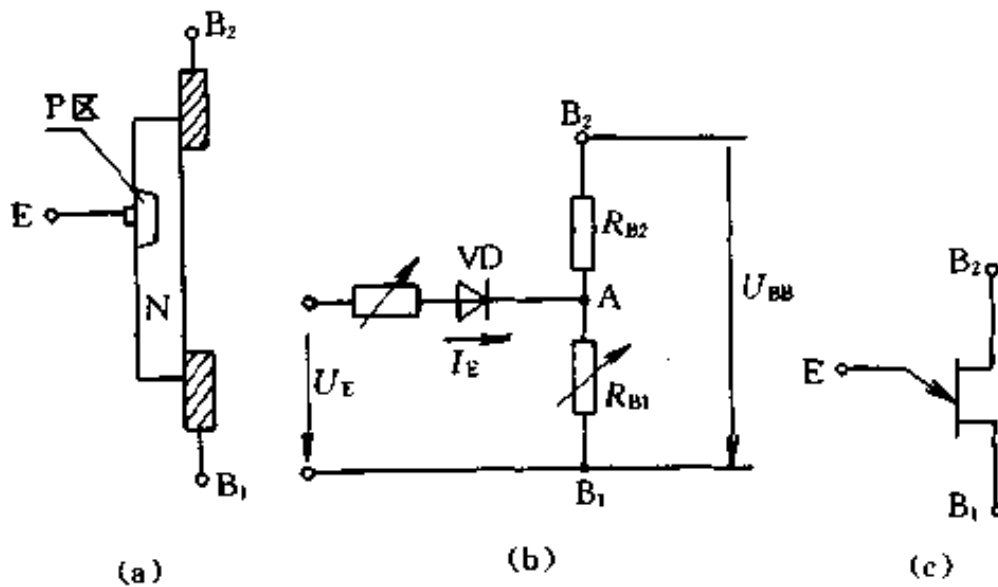


图2-25 单结晶体管
(a) 结构；(b) 等效电路；(c) 图形符号

$$U_A = U_{BB} \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \eta U_{BB} \quad (2-21)$$

其中 $\eta = R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2})$ 称为分压比，通常 $\eta = 0.3 \sim 0.9$ 。二极管 VD 受 ηU_{BB} 电压的反向偏置，将有反向漏电流 $-I_E$ 流过。

随着 U_E 的增加，二极管 VD 所承受的反向偏置电压将相应减小，漏电流亦将随之减小。当 $U_E = \eta U_{BB}$ 时，二极管 VD 处于零偏置状态，此时 $I_E = 0$ 。

当 U_E 继续增加， $U_E > \eta U_{BB}$ 但尚不能克服二极管 VD 的正向导通压降 U_D 时， I_E 变为正向，数值很小。当 $U_E > \eta U_{BB} + U_D$ 时， I_E 显著增长，由于 EB_1 结变为正向导通，出现大量载流子而使电阻 R_{B1} 减小很多， U_E 显著减小，呈现负阻特性。开始出现负阻特性的转折点 P 称为峰点，该点相应的电压 U_P 称为峰点电压，相应的电流 I_P 称为峰点电流。

当 I_E 继续增大到某一数值 I_V 后，由于载流子的存储效应，将反过来排斥载流子的继续注入，而使 R_{B1} 不再继续减小， U_E 又随

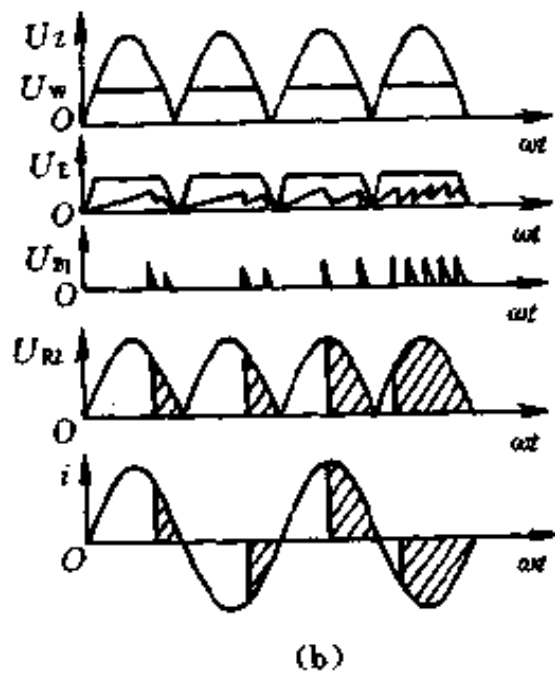
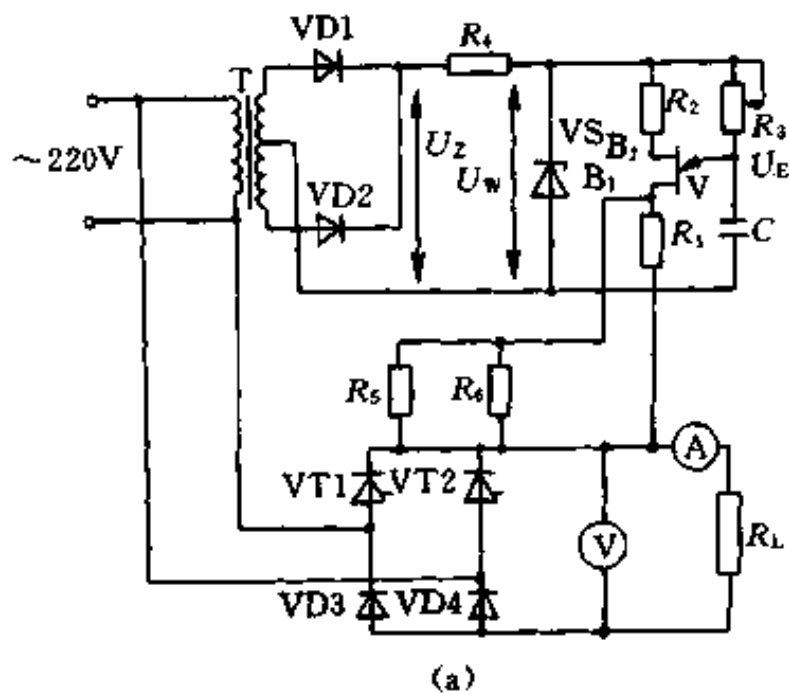


图 2-26 单结晶体管触发电路
(a) 电路图；(b) 各点波形

I_E 增加而增大, 重又呈现出电阻特性。这一现象称为饱和。负阻特性结束的转折点 V 称为谷点, 该点对应的发射极电压称为谷点电压 U_V , 相应的发射极电流 I_V 称为谷点电流。负阻特性部分称为负阻区, 左侧称为截止区, 右侧称为饱和区。

由单晶体管组成触发电路结构简单, 如图 2-26 所示。电路的工作有两个要点, 一是要产生可控的移相脉冲, 二是该移相脉冲应与主电源同步, 保证导通角恒定。

移相脉冲是由单晶体管 V 与 R_3 、 C 、 R_1 和 R_2 组成的振荡器产生的。当电源接通后, 由稳压管 VS 决定的电压经电阻 R_3 向电容 C 充电, 待电容两端电压达到单晶体管的峰点电压 U_P 时, EB_1 结导通, 电容 C 通过 EB_1 结经电阻 R_1 放电, 于是在电阻 R_1 上产生脉冲电压 U_{B1} 。在放电过程中, 电容 C 的端电压 U_C 将按指数规律下降, 当降至单晶体管的谷点电压 U_V 时, 单晶体管立即由导通变为截止, 在电阻 R_1 上的脉冲电压消失。电容 C 又重新充电, 如此循环往复, 在电容 C 的两端形成锯齿波电压, 而在电阻 R_1 上获得一串脉冲电压。

为了保证脉冲电压的正确产生, 要正确地选择电路参数。为了保证振荡条件, 关键是充电电阻 R_3 的取值, 应使由 R_3 决定的负载线与单晶体管的负阻特性相交, 即 R_3 取值应满足

$$\frac{U_W - U_P}{I_P} > R_3 > \frac{U_W - U_V}{I_V} \quad (2-22)$$

同步作用是由变压器 T 实现的, 因此 T 称为同步变压器。次级交流电压经全波整流后, 再经稳压管 VS 削波成为梯形波 U_W 向振荡电路供电, 当 U_W 过零时, 振荡即停止。电容 C 放电完毕, 保证了在交流电源每半周期开始时电容 C 从零开始充电, 充电时间决定了第一个脉冲的相位, 即触发延迟角 α 的大小。改变电阻 R_3 的数值即可改变振荡频率, 实现调节 α 角大小的目的。

由单晶体管组成的触发电路, 尽管结构简单, 缺点也明显, 如输出功率较小, 参数分散性较大, 脉冲较窄以及脉冲移相范围

受限制等，故多用于要求不太高的单相整流装置场合。

3. 集成化触发电路

集成化晶闸管移相触发电路具有移相线性度好、性能稳定可靠、体积小、温度漂移小等优点，形成了系列化的产品。现以国产 KC 系列 KC04 移相触发电路为例，介绍其原理结构与工作过程。

KC04 集成触发器为 16 脚双列直插式封装，其电原理图与工作原理和由分立元件组成的锯齿波垂直移相电路类似。原理图及各点的工作波形如图 2-27 (a) 和 (b) 所示。该集成电路由同步单元、锯齿波形成单元、移相控制单元、脉冲形成单元和功率放大单元等几部分组成。

同步单元由晶体管 $V_1 \sim V_4$ 实现，外接正弦同步电压 u_T 经电阻 R_1 接至芯片的⑧端，即加至晶体管 V_1 和 V_2 的基极。当 u_T 为正半周时，晶体管 V_1 导通，构成 +15V 电源经 R_3 、VD1 (A 点)、 V_1 至地的通路；当 u_T 为负半周时，晶体管 V_2 导通并导致 V_3 导通，于是构成 +15V 电源经 R_3 、VD2 (B 点)、 V_3 、 R_5 至 -15V 电源的通路。可见，不管 u_T 的正半周或是负半周，A、B 两点总有一点是处于低电位状态，因而使晶体管 V_4 处于截止状态，只有在同步电压处于零点附近 ($u_T < 0.7V$) 时，晶体管 V_1 、 V_2 和 V_3 才同时处于截止状态，使得 A、B 两点同时为高电位，于是构成了 V_4 管的基极通路，+15V 电源经 R_3 、 R_4 、 V_4 发射结至地，使 V_4 管导通。可用 V_4 管的导通作为同步电压过零的检测标志。

锯齿波形成单元是由晶体管 V_5 及外接电容 C_1 为核心组成的。外接电容 C_1 通过芯片的③和④端接至 V_5 管的基极和集电极之间，构成了电容负反馈的锯齿波发生器。当同步检测晶体管 V_4 截止时，电容 C_1 充电，充电路径为 +15V、 R_6 、 C_1 、 R_{15} 、RP1 至 -15V 电源，电容 C_1 两端电压，即晶体管 V_5 的集电极电压 u_{V5C} 将按照左负右正的方向线性增长，形成了锯齿波的上升沿，当 V_4

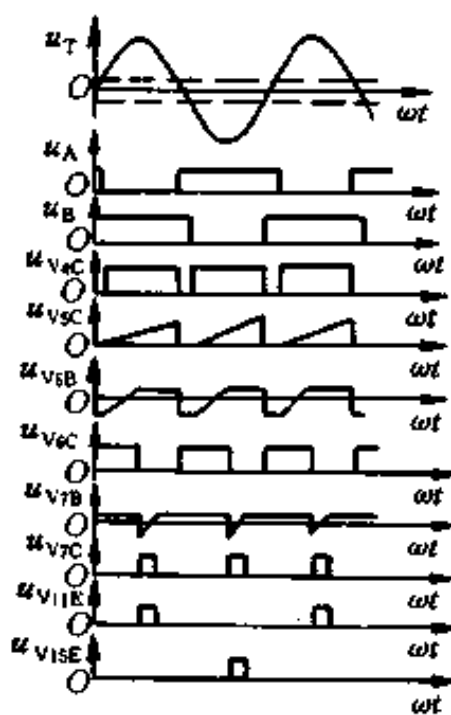
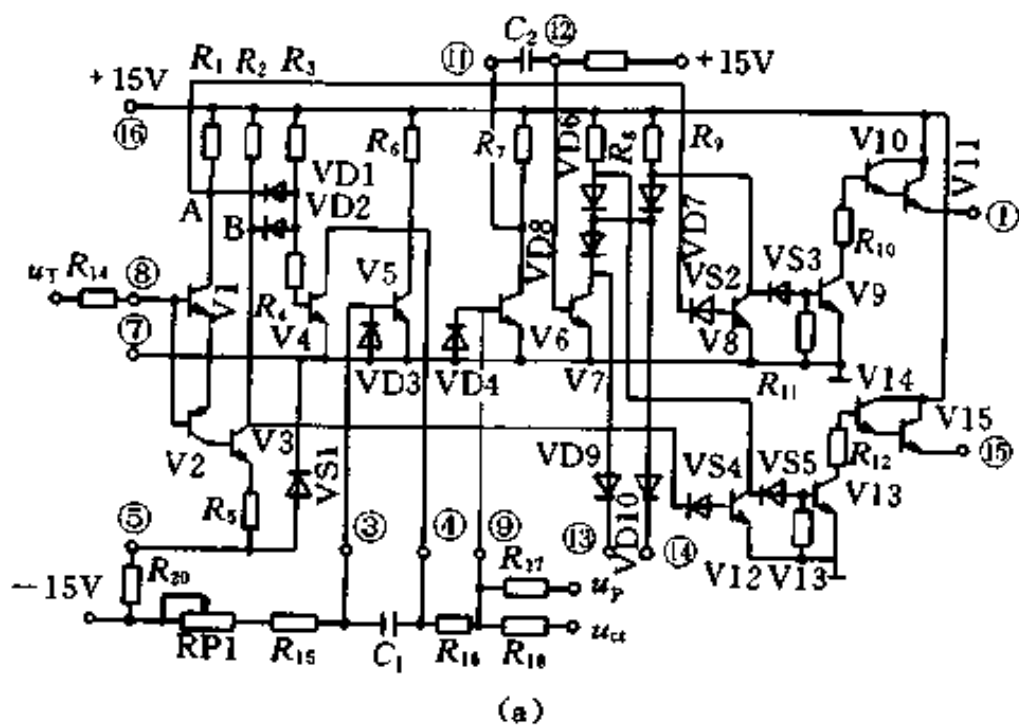


图 2-27 KC04 电路及各点波形图
(a) 电路原理图；(b) 各点波形

导通时，电容 C_1 经 V_4 及二极管 VD_3 迅速放电，形成锯齿波的下沿。锯齿波电压的斜率将由充电电路的相关参数 C_1 、 R_6 、 R_{15} 和 RP_1 来决定。

移相控制单元由晶体管 V6 构成的综合器实现。在 V5 集电极形成的锯齿波电压 u_{V5C} 和外接偏移电压 u_P 、移相控制电压 u_{cr} ，分别经过电阻 R_{16} 、 R_{17} 、 R_{18} 由芯片端子⑨加至 V6 管的基极，得到叠加后的电压 u_{V6B} ，并且当 $u_{V6B} > 0.7V$ 时 V6 管导通。如果偏移电压 U_P 和锯齿波电压 u_{V5C} 为定值，那么改变 U_{cr} 的大小即可改变 V6 管的导通时刻，即改变脉冲产生的时刻，起到移相控制的作用。

脉冲形成单元由晶体管 V7 及外接元件组成，外接电容 C_2 由芯片端子⑪、⑫接到 V6 管的集电极和 V7 管的基极，平时由于 +15V 电源经外接电阻 R_{19} 向 V7 管提供基极电流，所以 V7 是导通的。当 V6 管截止时，电容 C_2 被充电，极性为左正右负，充电路径为 +15V 电源、 R_7 、 C_2 、VD5、V7 发射结至地；而当 V6 管导通时，电容 C_2 上所充的电压经 V6 管使 V7 管的发射结承受反向电压而截止。此后，电容 C_2 又经 +15V 电源、 R_{19} 、 C_2 、V6 至地反向充电；当 C_2 的⑫端电压大于 1.4V 时，V7 管重又导通，于是在 V7 管的集电极上就得到一个宽度固定的移相脉冲，该脉冲宽度由时间常数 $C_2 R_{19}$ 决定。

功率放大单元由脉冲分选和功率放大两部分组成。晶体管 V8、V12 承担脉冲分选任务，在同步电压的一个周期内，在 V7 管的集电极上形成的是脉宽一定，相位相差 180° 的两个脉冲。经 V8 和 V12 管的分选，在 u_T 的正半周时，A 点为低电位，使 V8 管截止，由 V7 管集电极来的脉冲经由二极管 VD7、稳压管 VS3 使晶体管 V9 导通，导致复合管 V10、V11 导通，触发脉冲的①端输出；与此同时，由于 B 点为高电位，V12 管导通，将由 V7 管集电极来的脉冲钳制在“0”电位，故而 V13、V14、V15 均截止。⑮端无脉冲输出。同理，在 u_T 的负半周时，B 点为低电位，V12 管截止而 V8 管导通，于是触发脉冲由⑮端输出，而①端无脉冲输出。

需要指出的是，触发信号常常要经过脉冲变压器隔离后才加到晶闸管的门极和阴极。

三、晶闸管的保护

1. 过电压保证

晶闸管对过电压很敏感，当正向电压超过其断态重复峰值电压 U_{DRM} 一定值时，就会误导通，引发电路故障；当外加的反向电压超过其反向重复峰值电压 U_{RRM} 一定值时，晶闸管将会立即损坏。因此，必须研究过电压的产生原因以及抑制过电压的方法。

过电压的产生的原因主要是供电的电功率或系统的储能发生了激烈的变化，使得系统来不及转换，或者系统中原来积聚的电磁能量不能及时消散而造成的。主要表现为两种类型：雷击等外来冲击引起的过电压和开关的开闭引起的冲击电压。由于雷击或高压断路器动作等产生的过电压是几微秒至几毫秒的电压尖峰，对晶闸管是很危险的，必须采取措施加以抑制。减少过电压源并使过电压幅值衰减；抑制过电压能量上升的速率，延缓已产生能量的消散速度，增加其消散的途径。目前最常用的是在回路中加入吸收能量的元件，使能量得以消散，常称为阻容或缓冲电路。

(1) 阻容吸收回路 一般过电压波均具有较高的频率，常用电容作为吸收元件，为了防止振荡，常加阻尼电阻，构成阻容吸收回路。阻容吸收回路可接在电路的交流侧、直流侧或直接并接在晶闸管的阳极与阴极之间。吸收电容最好选用无感电容，接线应尽量短。

(2) 由硒堆及压敏电阻等非线性元件组成吸收回路 上述阻容吸收回路的时间常数 RC 是固定的，有时对时间短、峰值高、能量过大的过电压来不及放电，抑制过电压的效果较差，一般在交流装置的进出线还并有硒堆或压敏电阻等非线性元件。硒堆的特点是其动作电压与温度有关，温度低耐压就高；它具有自恢复特性，能多次使用，当过电压动作后硒基片上的灼伤孔被熔化的硒重新覆盖，又自行恢复其工作特性。压敏电阻是以氧化锌为基体的金属氧化物非线性电阻，当加上过电压时，流过压敏电阻的电

流迅速增加，泄漏了能量，抑制过电压，保护晶闸管。浪涌过后，又恢复高阻状态。

2. 过电流保护

由于半导体器件体积小，热容量小，特别像晶闸管这类高电压、大电流的功率器件，结温必须受到严格的控制，否则将遭至彻底损坏。当晶闸管中流过大于额定值的电流时，热量来不及散发，使得结温迅速升高，最终将导致结层被烧坏。

产生过电流的原因是多种多样的，例如变流装置本身晶体管损坏、触发电路发生故障、控制系统发生故障等，以及交流电源电压过高、过低或缺相，负载过载或短路等。

晶闸管过电流保护方法中最常用的是快速熔断器。由于普通熔断器的熔断特性动作太慢，在熔断器未熔断之前晶闸管已被烧坏，所以不能用来保护晶闸管。而快速熔断器由银质熔丝埋于石英砂内，熔断时间极短。使用快速熔断器的接法有图 2-28 所示的几种。图 (a) 为快速熔断器与晶闸管相串联的接法；图 (b) 表示快速熔断器接在交流侧；图 (c) 则表示快速熔断器接在直流侧，这种接法只能保护负载故障情况，当晶体管本身短路时无法起保护作用。

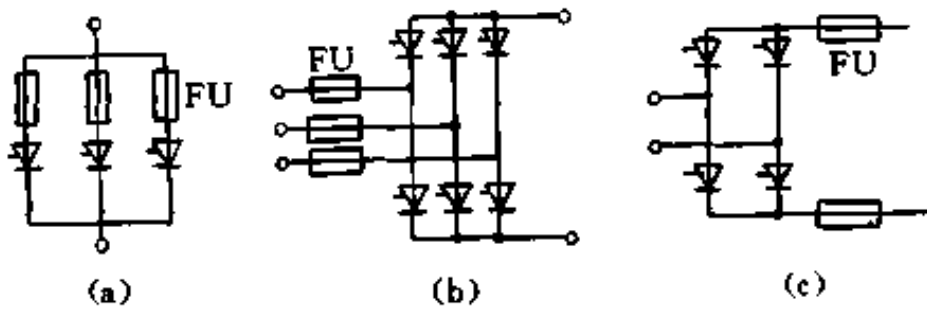


图 2-28 快速熔断器的接法

(a) 串联接法；(b) 接交流侧；(c) 接直流侧

除了快速熔断器外还有其他的过电流保护方法，如过电流继电器、过负荷继电器、直流快速断路器等。过电流继电器常和门极断开装置安装在一起，动作快，经 1~2ms 就可以使断路器跳

闸，其信号由交流侧的电流互感器取得。当换相故障时，有可能使断路器动作而快速熔断器并不烧坏。过负荷继电器是热动型继电器，安装在交流侧进线端，进行晶闸管过负荷的热保护。直流快速断路器习惯称快速开关，它应先于快速熔断器和晶闸管的动作，以避免经常更换快速熔断器而降低成本。

另外，可以在交流侧利用互感器检测电流，利用过电流信号去控制触发电路，使触发脉冲迅速后移，使输出电压、电流减小，达到限流的目的。

第四节 相位控制的直流传动系统

改变电枢电压调速是直流调速系统的主要方法，而调节电枢供电电压需要有专门的可控直流电源。由脉冲相位控制的晶闸管变流装置 V 向电动机 M 供电的系统称相位控制传动系统，也称晶闸管-电动机系统，简称 $V-M$ 系统。由于晶闸管的单相导电性，晶闸管可控变流器是脉冲相位控制，负载电流又有连续和断续两种情况，加上电动机可以运行在不同状态，这就使相位控制传动系统出现一些新问题，需要深入分析。

一、晶闸管有源逆变电路

晶闸管变流器既可以把交流电整流成直流电供给负载，也可以利用晶闸管把直流电变成交流电，这种整流的逆过程称为逆变。若变流器把直流电变成交流电反送到电网去，这种逆变称为有源逆变。

1. 有源逆变的工作原理

为了分析晶闸管有源逆变电路，先来看一下直流发电机电源 E_G 向电动机供电时的功率传递情况。设电动机的反电动势为 E_M ，回路总电阻为 R_d ，则当 $E_G > E_M$ 时，电流 $I_d = (E_G - E_M) / R_d$ 由电源 E_G 的正端流出，电源 E_G 向电动机输出功率。当 $E_G < E_M$ 时，

电流 $I_d = (E_M - E_G) / R_d$ 由电源 E_G 的正端流入，电动机将机械功率转换为电功率送给发电机，电源 E_G 吸收电功率，并通过发电机的驱动电机将能量回馈给电网，如图 2-29 所示。

对于晶闸管供电的系统，由于晶闸管的单相导电性，电流不能反向，为了让电流由电源的正端流入，电源吸收能量，必须调节控制角，使晶闸管输出的平均直流

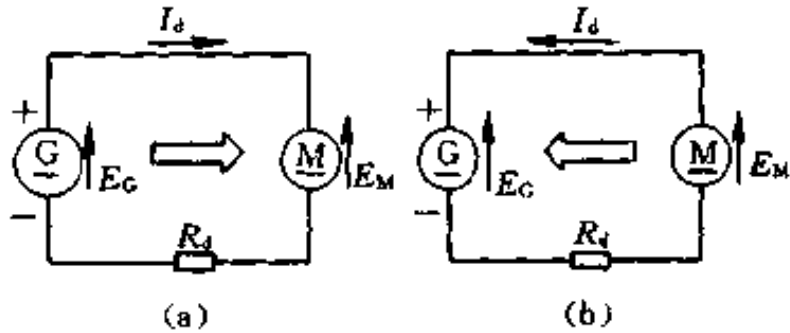


图 2-29 G-M 系统功率传送

电压 U_d 反极性，同时负载电动势 E 的方向也要改变，并使 $U_d < E$ ，这样才能有电流 $(E - U_d) / R_d$ 流进电流 U_d 的正端。于是变流器电源吸收能量，而变流器另一侧接到交流电源上，所以，变流器吸收能量并回馈到交流电网，工作在有源逆变状态。问题是晶闸管变流器的输出电压 U_d 能否反向，什么情况下才能反向呢？我们以三相零式电路为例来分析一下。

图 2-30 为三相零式电路供电直流电动机带位能负载的电路及波形图， L_p 为平波电抗器的电抗，内阻为 R_p ， $L_d = L_p + L_a$ 为直流侧电感， $R_d = R_l + R_p$ 为直流侧电阻，由于电枢回路电感较大，电流连续。图 2-30 (a) 电动机带动重物上升，反电动势 E 为上 (+) 下 (-)。 $\alpha = 60^\circ$ 时，输出电压波形如图 2-30 (a) 中 u_d ，此时， $U_d > 0$ ，且 $U_d > E$ ，电流由 U_d 的正端流出，至电机。交流电源经变流器输出电功率，直流电动机吸收电功率转换为轴上机械功率提升重物，变流器工作于整流状态。图 2-30 (b)，重物下降，负载电动势变为上 (-) 下 (+)，晶闸管承受的电压为电源电压加上电动势 E 。在 $\alpha = 120^\circ$ 处触发 VT1，则 VT1 导通， $u_d = u_A$ ，当 u_A 过零变负时，由于负载电动势 E 的作用，VT1 继续导通，电感储能。在 ωt_1 处， $|u_A| > E$ ，由于电感储能的作用，VT1 继续导通，

直到 ωt_2 处触发 VT2 导通, 才强迫使 VT1 关断。输出电压波形如图 2-30 (b) 中 u_d , 显然此时平均值 $U_d < 0$, 而电流方向不会变, 由 U_s 的正端流入变流器, 电源吸收由重物下降带动电动机所发出的直流电功率, 并将直流电功率逆变为交流功率送回电网, 变流器工作在有源逆变状态。

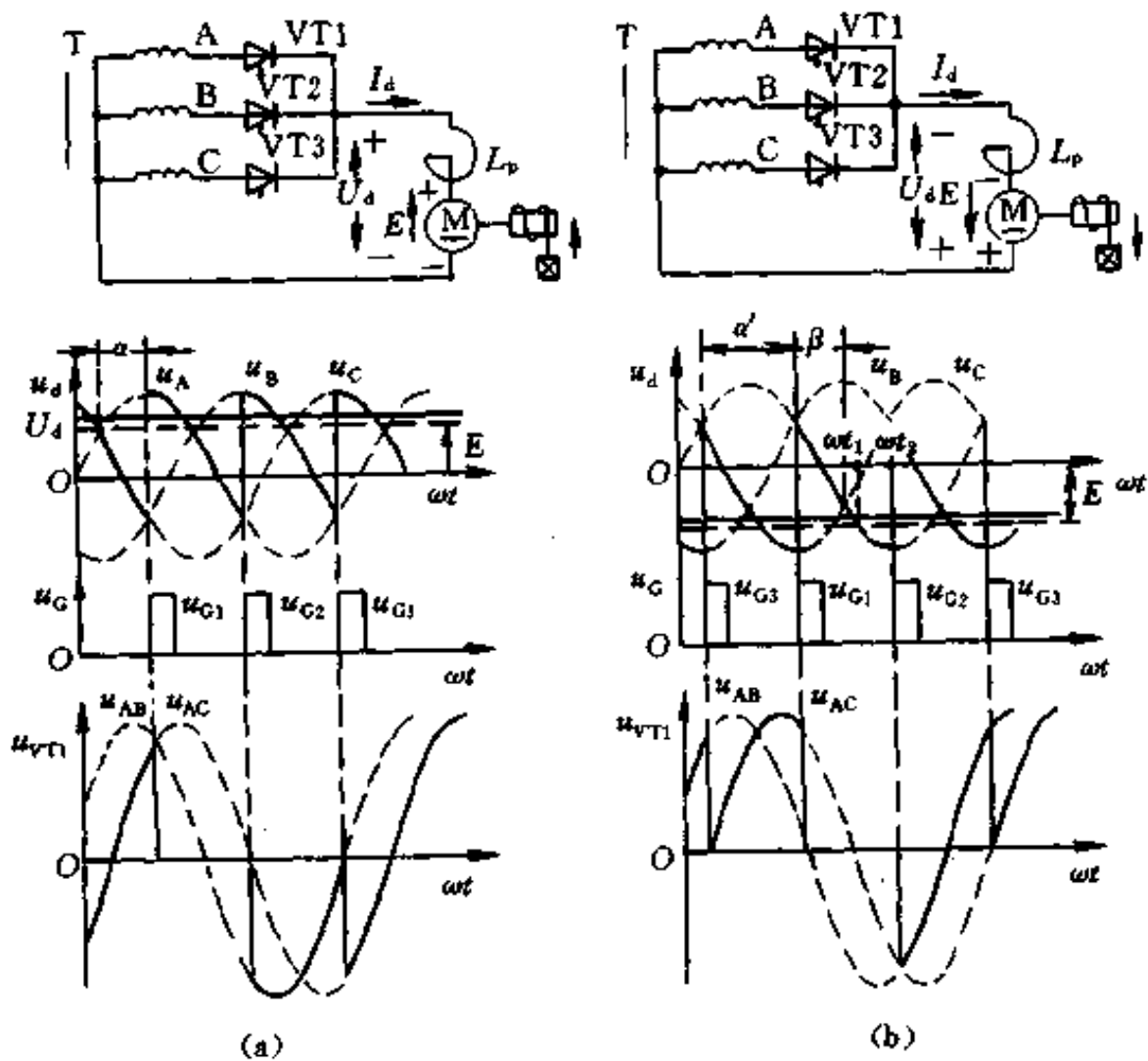


图 2-30 晶闸管电路的整流与逆变
(a) 整流; (b) 逆变

变流器平均输出电压 $U_d = U_{d0} \cos \alpha$, 当 $\alpha < 90^\circ$ 时, U_d 为正; 当 $\alpha > 90^\circ$ 时, U_d 为负, 分别对应变流器的整流与逆变状态。变流器平均电压输出特性如图 2-31 所示。

综上所述, 晶闸管变流电路有源逆变的条件如下:

① 直流侧必须外接一个直流电源 E , 其极性和晶闸管的导通

方向一致，其值大于变流器直流侧平均电压 U_d ，即 $|E| > |U_d|$ 。

②变流器直流侧应该出现一个负的直流平均电压，即 $\alpha > 90^\circ$ ， $U_d < 0$ 。

定义逆变角 $\beta = 180^\circ - \alpha$ ，则当 $\alpha > 90^\circ$ ，亦即 $\beta < 90^\circ$ 时，变流器才能工作在逆变状态。此时，输出平均电压为

$$\begin{aligned} U_d &= U_{d0} \cos \alpha = U_{d0} \cos(180^\circ - \beta) \\ &= -U_{d0} \cos \beta \end{aligned} \quad (2-23)$$

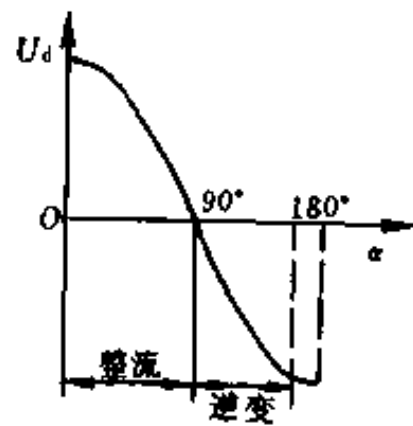


图2-31 变流器平均输出电压特性

2. 逆变失败及防止措施

晶闸管变流电路工作于整流状态时，如果触发脉冲丢失，如图2-30(a)中 u_{G2} 丢失，则原来导通的 VT1 在电感能量放完后将承受反而自行关断，其后果至多是出现缺相波形，直流输出电压减小。但若变流器工作在逆变状态时，情况就不一样了。如图2-30(b)中， u_{G2} 丢失，即么 VT1 将继续导通，无法关断，到 ωt_1

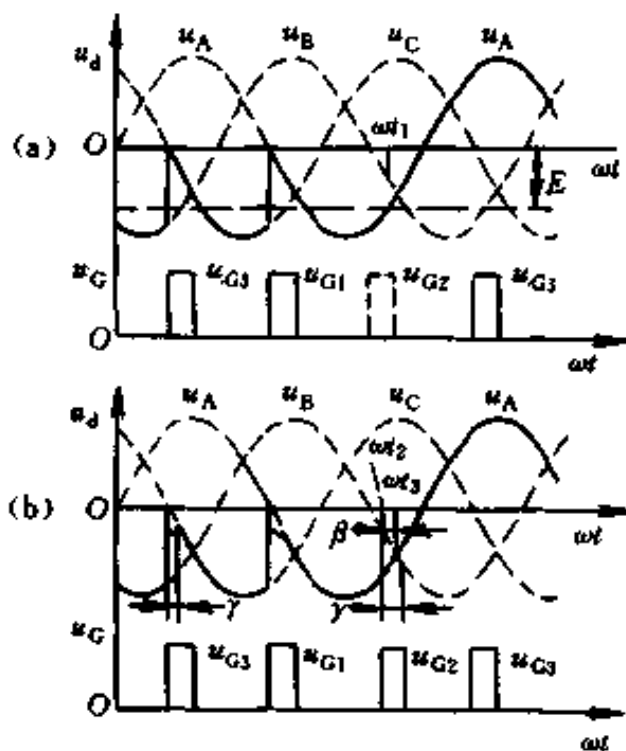


图2-32 有源逆变换流失败波形

后 $|E| > |u_A|$ ，晶闸管仍导通，直到 u_A 的正半周（波形如图2-32(a)所示），使电源瞬时电压与 E 顺极性串联，出现很大的短路电流流过晶闸管与负载，这称为逆变失败。

另一种逆变失败的原因是逆变时，逆变角 β 太小。由于存在换相重叠角 γ ，当 $\beta < \gamma$ 时，如图2-32(b)中 ωt_2 时刻触发 VT2 换相，由于 β 太小，在过 ωt_3 时刻（对应 $\beta = 0^\circ$ ）换流还未结束，此时 $u_A > u_B$ ，VT2 承受反压而不再导通，而

VT1 将承受正压继续导通到 u_A 的正半周，造成逆变失败。

因此为了保证逆变电路能正常工作，除了选用可靠的触发器保证不丢失脉冲外，同时必须对触发脉冲的最小逆变角 β_{\min} 加以限制。考虑到晶闸管换流时，电流下降到零后还必须经过关断时间（对应电角度 δ_0 ），才能真正关断，所以最小逆变角为

$$\beta_{\min} = \gamma + \delta_0 + \theta_0$$

式中 θ_0 为安全裕量角，通常取 $\beta_{\min} = 30^\circ$ 。为了可靠防止 β 进入 β_{\min} 区内，在触发电路中加一套保护线路，使逆变角 β 不小于 β_{\min} 。

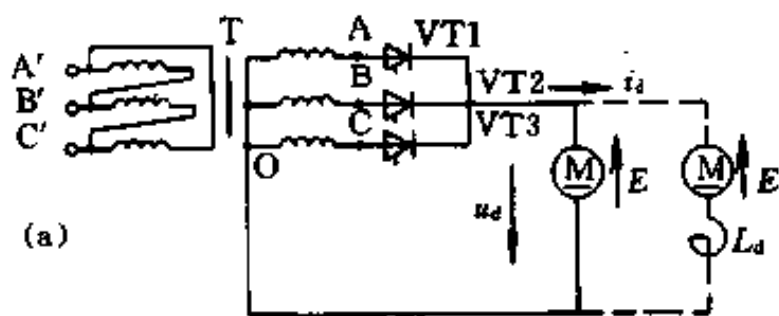
二、相位控制传动系统的机械特性

晶闸管相位控制传动系统工作时，电枢电流可能存在连续和断续两种情况。图 2-33 为由晶闸管三相零式电路供电的相位控制传动系统在电枢电流连续和断续时的工作波形。图(b)、(c)和(d)三组波形对应的触发角都是相等的。图(b)为负载端不加电抗器时电枢电流严重不连续的情况，此时的平均输出电压 U_d 最大。图(c)为负载端串接电抗器 L_d (如图 2-33(a)中虚线所示)后电枢电流断续现象得到改善的情况，对应的平均输出电压 U_d 较图(b)情况时减小。图(d)为电感量较大时电流连续的波形，此时输出电压平均值 U_d 满足式 $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ 。当电感量足够大时，负载电流 i_d 的波形基本平直。

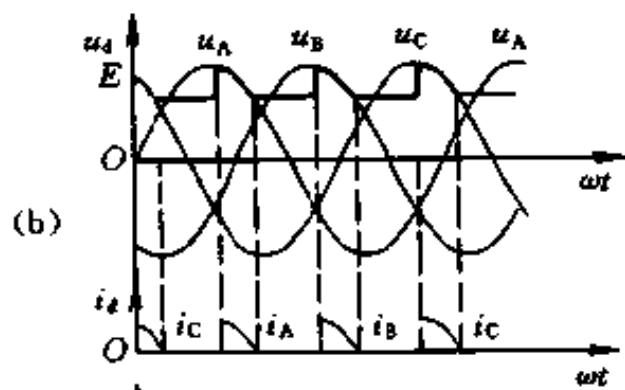
如果把变流器内部的电阻压降、器件的正向压降和变流器漏抗引起的换相压降移到变流器外面，当作负载电路压降的一部分，那么，变流器输出平均电压便可以用理想空载电压 U_d 来代替，相当于用图 2-34 的等效电路来代替图 2-33(a)的实际电路。于是根据图 2-34 及第一章电气传动的基础知识，可写出机械特性为

$$n = \frac{1}{C_e \Phi} (U_d - RI_d) \quad (2-24)$$

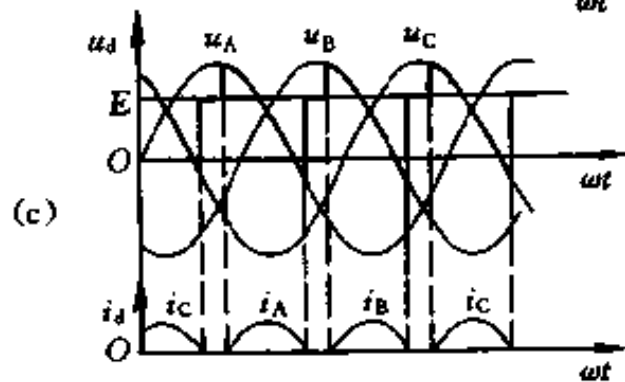
其中 R 为主回路总电阻，包括变流装置总内阻，机电枢电阻和平波电抗器内阻。



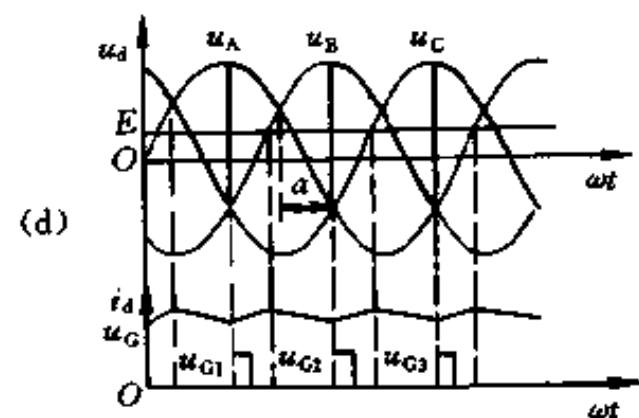
(a)



(b)



(c)



(d)

图 2-33 V-M 系统工作情况

(a) 线路；(b) 电流断续时工作波形；(c) 电流断续状况得到改善的工作波形；(d) 电流连续时工作波形

当电流连续时 $U_d = U_{d0} \cos \alpha$ ，代入式(2-24)得晶闸管相位控制传动系统电流连续时的机械特性表达式为

$$n = \frac{1}{C_e \Phi} (U_{d0} \cos \alpha - R I_d) \quad (2-25)$$

改变控制角 α ，得一族平行直线，如图 2-35 所示，它与由发电机向电动机供电的 G-M 系统的特性很相似。由于晶闸管变流器供电时存在换相等效电阻，所以机械特性要比 G-M 系统的特性软一些。

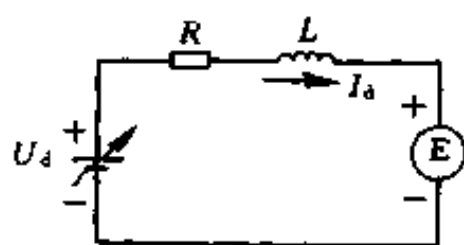


图 2-34 V-M 系统主电路等效电路

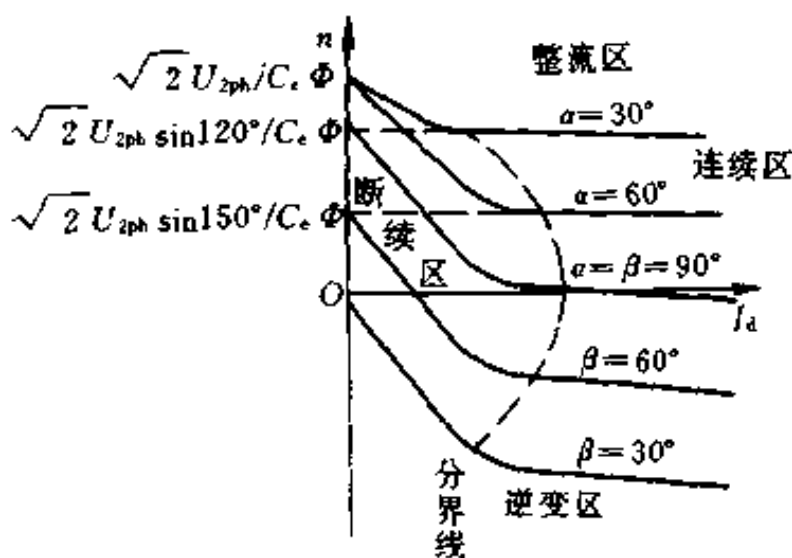


图 2-35 V-M 系统机械特性

当电流断续时，随着断续程度的增加，平均输出电压变高，对应的转速就升高，因此机械特性变软。电流断续时机械特性方程式要复杂得多。以三相半波电路为例分析。

电流继续时变流电路不存在换相，所以可用单相等值电路进行分析，电路与波形图如图 2-36 所示。由于 R 很小，在小电流时更可忽略。假如 ωt_1 时刻触发 VT1 管导通，于是列出电路电压方程式：

$$u_A = \sqrt{2} U_{2ph} \sin \omega t = E + L_d di_d / dt$$

解微分方程得

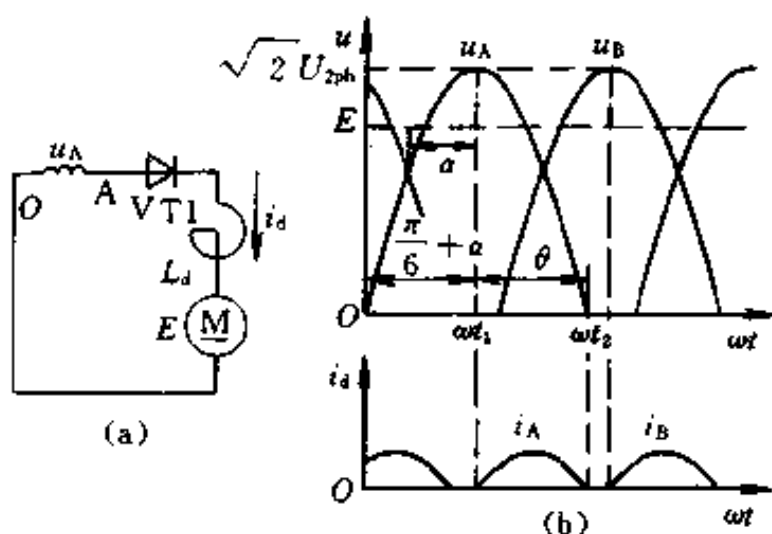


图 2-36 电流断续时等值电路及波形
(a) 等值电路; (b) 波形图

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_{2ph}}{\omega L_d} \cos \omega t - \frac{E t}{L_d} + C$$

将初始条件 $\omega t_1 = \pi/6 + \alpha$ 时, $i_d = 0$ 代入, 求得积分常数 C , 把 C 值代入 i_d 式得

$$i_d = - \frac{\sqrt{2} U_{2ph}}{\omega L_d} \left[\cos \omega t - \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] - \frac{E t}{L_d} + \frac{E}{\omega L_d} \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \quad (2-26)$$

$$I_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta} i_d d\omega t$$

$$\text{所以 } I_d = \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{2} U_{2ph}}{\omega L_d} \left[\cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{\theta}{2} \right) \left(\theta \cos \frac{\theta}{2} - 2 \sin \frac{\theta}{2} \right) \right] \quad (2-27)$$

当 $\omega t_2 = \frac{\pi}{6} + \alpha + \theta$ 时, i_d 又降为零, 代入式(2-26)得

$$n = \frac{2\sqrt{2} U_{2ph}}{C_e \Phi \theta} \sin \left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{\theta}{2} \right) \sin \frac{\theta}{2} \quad (2-28)$$

根据式(2-27)和式(2-28), 在某一 α 值时, 给出不同的 θ , 就求得对应的 n 和 I_d , 从而求得电流断续时机械特性。电流断续时机

械特性也画于图 2-35。

电流断续时，机械特性有两个特点，第一是理想空载转速 n_0 升高。而 n_0 对应 $i_d=0$ ，要使 $i_d=0$ ，即管子不通，必须使电动势 $E \geq$ 触发信号发出后对应相电压的最大值。所以

$$\begin{cases} n_0 = \frac{\sqrt{2} U_{2ph}}{C_e \Phi} & \text{当 } \alpha \leq 60^\circ \\ n_0 = \frac{\sqrt{2} U_{2ph}}{C_e \Phi} \sin(30^\circ + \alpha) & \text{当 } \alpha > 60^\circ \end{cases} \quad (2-29)$$

第二个特点是，电流断续时，电机机械特性显著变软。

若变流器采用三相桥式电路，则

$$\begin{cases} n_0 = \frac{\sqrt{6} U_{2ph}}{C_e \Phi} & \text{当 } \alpha \leq 30^\circ \\ n_0 = \frac{\sqrt{6} U_{2ph}}{C_e \Phi} \sin(60^\circ + \alpha) & \text{当 } \alpha > 60^\circ \end{cases} \quad (2-30)$$

直流电动机电流连续与否对电动机的特性影响很大，为了改善电动机运行情况，使其始终工作在特性较硬的电流连续区，常在负载端串接电抗器 L_p ，使电流连续区扩大。直流电动机电流连续与断续的临界值，称为临界电流，用 I_{cr} 表示。在三相半波电路中，临界电流是对应导通角 θ 从小于 $2\pi/3$ 增大到 $2\pi/3$ 的电流值，因此将 $2\pi/3$ 代入式(2-27)中得临界电流

$$I_{cr} = \frac{0.462}{\omega L_d} U_{2ph} \sin \alpha \quad (2-31)$$

式(2-31)表明， $I_d < I_{cr}$ 时电流断续；当 U_{2ph} 一定时， L_d 越大， I_{cr} 越小，电流连续工作区域越大。当 $\alpha=90^\circ$ 时，临界电流最大，要求的临界电感量最大。工程上为保证系统工作在电流连续区，系统空载时电枢电流 I_{dmin} 应大于临界电流最大值，即

$$I_{dmin} > \frac{0.462}{\omega L_d} U_{2ph} \quad (2-32)$$

由此可求得保证系统工作在电流连续区所需的电感量。

【例 2-1】已知 $U_2=110\text{ V}$, $I_{\text{dmin}}=1\text{ A}$, $L_a=8.4\text{ mH}$, 变压器二次漏感 $L_B=4.5\text{ mH}$ (当 $f=50\text{ Hz}$ 时), $L_B=1\text{ mH}$ (当 $f=400\text{ Hz}$ 时)。试求两种频率下, 三相半波电路为保证电流连续所需附加的平波电抗器 L_p 的电感量。

解: (1) $f=50\text{ Hz}$ 时 $\omega=2\pi f=314$

$$L_d > \frac{0.462}{\omega I_{\text{dmin}}} U_2 = \frac{0.462}{314 \times 1} \times 110 = 0.162\text{ (H)}$$

$$L_p = L_d - L_a - L_B = 0.162 - 0.0084 - 0.0045 \\ = 0.139\text{ (H)} = 139\text{ (mH)}$$

(2) $f=400\text{ Hz}$ 时 $\omega=2\pi f=2512$

$$L_d > \frac{0.462}{\omega I_{\text{dmin}}} U_2 = \frac{0.462}{2512 \times 1} \times 110 = 0.0202\text{ (H)}$$

$$L_p = L_d - L_a - L_B = 0.0202 - 0.0084 - 0.001 \\ = 0.0108\text{ (H)} = 10.8\text{ (mH)}$$

可见, 电源频率对回路所需平波电抗器影响很大, 电路工作中频(400Hz)电源时, 有时只靠电机电感 L_a 和变压器二次漏感 L_B 的电感量就足以保证在空载下电流连续了。

式(2-31)是三相半波电路的临界电流值, 三相全控桥式电路 $I_{\text{cr}} = (0.231/\omega L_d)U_{2\text{ph}}\sin\alpha$, 单相全控桥式电路时 $I_{\text{cr}} = (0.907/\omega L_d)U_{2\text{ph}}\sin\alpha$ 。

三、相位控制直流可逆传动系统

许多工作机械要求电动机既能正转, 也能反转; 既能快速启动, 也能快速制动。例如可逆轧机的来回轧制, 矿井卷扬机和电梯的提升和下降等等。改变直流电动机旋转方向有两个途径, 一是改变电动机电枢电流方向, 二是改变电动机励磁磁通的方向, 即改变励磁电流的方向。由于励磁绕组的电感较大, 励磁电流反向的过程要比电枢电流反向慢得多, 所以快速性要求高, 频繁正、反转的可逆系统都采用第一种方法。以下只研究改变电枢电流方向的可逆系统。

电动机可逆电动运行需要电枢电流反向，电动机要快速制动也需要电枢电流反向，而晶闸管具有单向导电性，所以像图 2-33(a)中只采用一组晶闸管变流器的晶闸管电动机系统不能实现可逆电动运行。若要可逆运行，必须增加切换开关，或采用两组变流器反向并联，如图 2-37 所示。电动机正转时，由正组变流器 UF 供电；电动机反转时，由反组变流器 UR 供电。另外，正转制动时 UR 工作，反转制动时 UF 工作。所以，图 2-37 的 V-M 系统可以在四个象限运行，即正、反向电动运行，并能在两个方向快速制动。

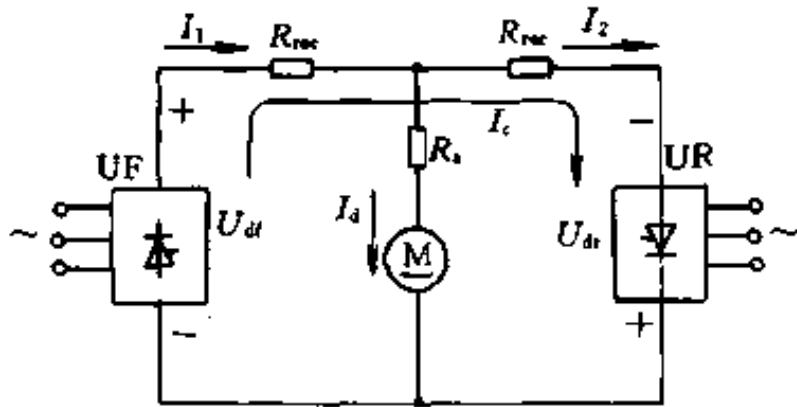


图 2-37 两组晶闸管反并联可逆线路
 I_d —负载电流； I_c —环流； R_{rec} —整流装置内阻

反并联线路中，两组晶闸管的电源可以是共同的。如果有两台独立的整流变压器，或者一台整流变压器有两套二次绕组，还可以组成交叉连接的可逆线路。图 2-38 中给出了三相桥式反并联线路和交叉连接线路。

1. 相位控制有环流可逆系统的环流分析

所谓环流，是指不流过电动机或其他负载，而直接在两组变流器之间流通的短路电流，如图 2-37 中所示反并联线路中的 I_c 。环流的产生及大小取决于两组变流器的工作状态。当两组变流器都工作在整流状态时，正组整流电压 U_{d1} 和反组整流电压 U_{d2} 正负相连，将造成电源短路，这是不允许的。通常一组工作在整流状

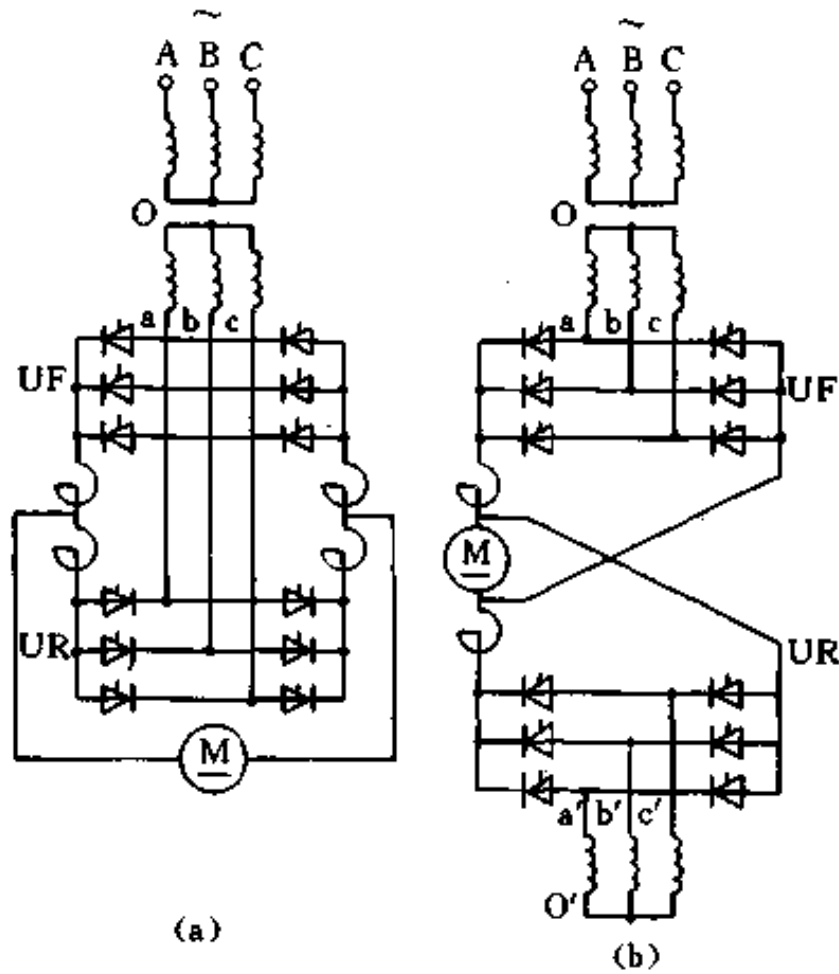


图 2-38 三相桥式可逆线路
(a) 反并联线路; (b) 交叉连接线路

态时，另一组工作在逆变状态。下面以三相零式电路为例，分析一下整流组相位控制角 α 和逆变组逆变角 β 为不同配合时的环流。

图 2-39 为三相零式反并联可逆线路。假设正组变流器 UF 工作在整流状态，触发角为 α_f ；反组变流器 UR 工作在逆变状态，逆变角为 β_r 。

当 $\alpha_f = \beta_r$ 时， $|U_{df}| = |U_{dr}|$ ，图 2-40(a)画出了 $\alpha_f = \beta_r = 60^\circ$ 时，环流分析波形。由于反组变流器是共阳极接法，所以，自然换相点在负半波两相电压交点处。由图可以看出，虽然此时整流电压的平均值相等，但它们的瞬时值并不相等，由此产生瞬时电压差 $\Delta u_d = u_{df} - u_{dr}$ 。由于这个瞬时电压差的存在，在两组变流器之

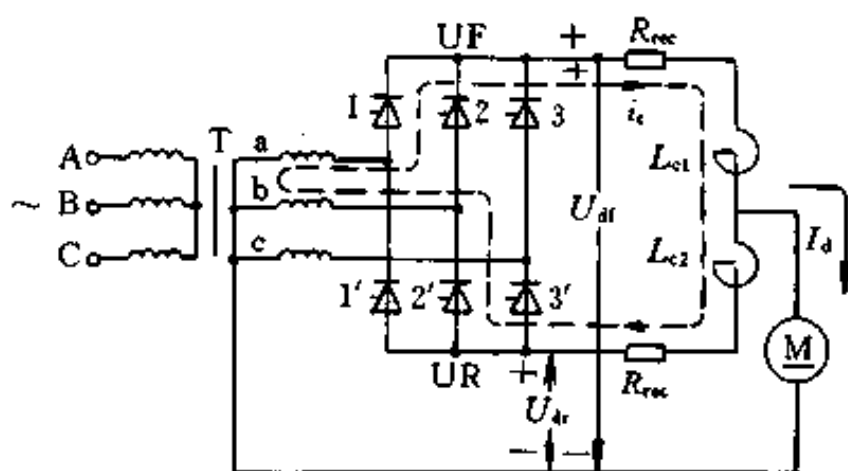


图 2-39 三相零式反并联可逆线路

间产生了环流 i_c 。图 2-39 中绘出了 a 相整流和 b 相逆变时其中的一个环流回路，由于晶闸管装置的内阻 R_{rec} 很小，环流回路的阻抗主要是电感，所以 i_c 不能突变，并且落后于 Δu_d ；又由于晶闸管的单向导电性， i_c 只能在一个方向脉动，这种由于两组变流器瞬时值不同而产生的环流叫脉动环流。但脉动环流存在直流分量 I_c 。

由于 R_{rec} 很小，所以环流将会很大，必须加以限制。抑制脉动环流的办法是在环流回路中串电抗器，称作环流电抗器或称均衡电抗器(图 2-39 中的 L_{c1} 和 L_{c2})，一般要求把脉动环流的直流分量 I_c 限制在负载额定电流的 5%~10% 之间。环流电抗器的接法因变流电路而异，在三相零式可逆线路中(图 2-39)正、反两个回路各设一个环流电抗器，它们在环流回路中是串联，但三相零式反并联可逆线路在运行时总有一组变流器工作，所以其中总有一个电抗器因流过直流负载电流而饱和，电感值大为下降，不起限制环流的作用，因此必须设置两个环流电抗器。同理，在三相桥式反并联可逆线路中，由于每一组桥又有两条并联的环流通路，总共要设置四个环流电抗器，如图 2-38(a)。若采用交叉连接的可逆线路，环流电抗器的个数可减少一半，如图 2-38(b)。

$\alpha_t < \beta_r$, $\alpha_t > \beta_r$ 时的环流分析波形如图 2-40(b)、(c) 所示。当 $\alpha_t < \beta_r$ 时，整流组的输出平均电压大于逆变组的平均电压，即

$U_{df} > U_{dr}$, 由环流波形图可知, 此时环流是由一个直流环流与脉动环流叠加而成的, 这种由正、负变流器输出平均电压的不同而产生的环流叫直流环流。当 $\alpha_1 > \beta_1$ 时, 整流组的输出平均电压小于逆变组的平均电压, 即 $U_{df} < U_{dr}$, 由于晶闸管的单相导电性, 不会产生直流环流, 但由于两组变流器输出电压瞬时值的不同, 会产生脉动环流, 而且脉动环流较 $\alpha = \beta$ 配合时小。

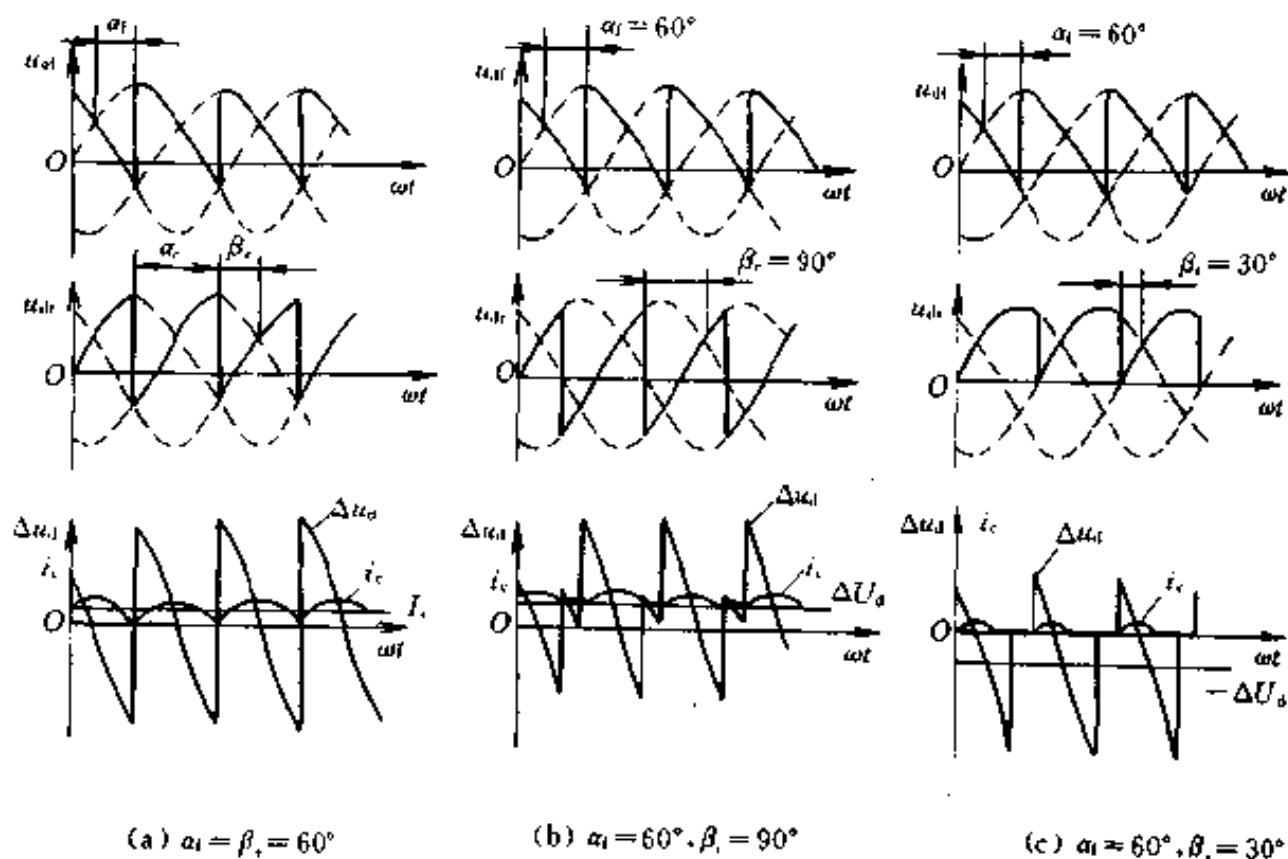


图 2-40 环流分析波形

所以, $\alpha = \beta$ 配合控制是有无直流环流的临界点, 当 $\alpha < \beta$ 配合控制时, 可逆系统产生直流环流; 当 $\alpha \geq \beta$ 配合控制时, 可逆系统只有脉动环流, 而且随着 $\alpha > \beta$ 差值的增大, 脉动环流减小。脉动环流的抑制可采用环流电抗器, 而直流环流可以用 $\alpha \geq \beta$ 配合控制来消除。

2. 相位控制有环流可逆系统机械特性

有环流可逆系统的机械特性实际上是正、反两组变流器单独

向电动机供电时的机械特性的合成特性。现在以 $\alpha = \beta$ 配合控制为例进行分析。设 $\alpha_1 = \beta_1 = 60^\circ$ ，它们分别向电动机供电时的机械特性为 $n - I_1$ 和 $n - I_2$ ，如图 2-41 所示。可逆系统的机械特性为转速 n 和电枢电流 I_d (或转矩) 的关系，而由图 2-37 可知 $I_d = I_1 - I_2$ ，由此可得出合成机械特性如图中曲线 a-b-c 所示，该特性为一根穿越 I、II 象限的特性，与 G-M 系统类似。

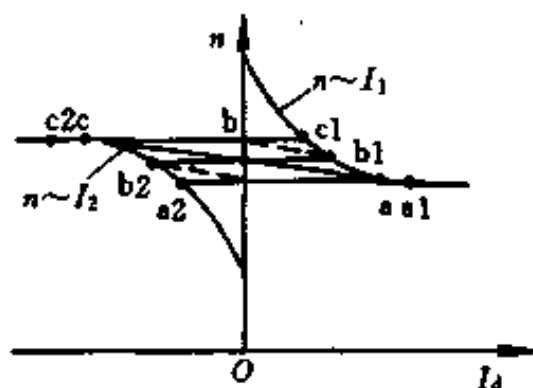


图 2-41 $\alpha = \beta$ 配合控制时可逆系统合成机械特性

若 $\alpha > \beta$ 配合控制，例如 $\alpha_1 = 60^\circ$ 、 $\beta_1 = 45^\circ$ 时，合成机械特性如图 2-42 中曲线 a-b-c 所示。这时在纵轴附近出现了非线性速度落差 Δn ，即

$$\Delta n = [U_{d0}(\cos\beta_r - \cos\alpha_r)]/C_e\Phi$$

显然， β_r 与 α_r 的差值越大，该落差也越大。

$\alpha = \beta$ 配合控制的有环流可逆系统，正、反两组变流器的晶闸管的门极均有触发脉冲，那么到底应该哪组变流器工作呢？

变流器有源逆变的条件为：①变流器直流侧应该出现一个负的直流平均电压，即 $\alpha > 90^\circ$ ， $U_d < 0$ ；②变流器直流侧必须外接一个直流电源 E ，其极性和晶闸管导通方向一致，其值大于变流器直流侧平均电压 U_d ，即 $|E| > |U_d|$ 。如果 $|E| < |U_d|$ ，则变流器的相位控制角虽然在逆变区 ($\alpha > 90^\circ$)，但只处于待逆变状态，一旦条件 $|E| > |U_d|$ 满足，变流器就工作于逆变状态。同样，当变流器的相位控制角处于整流区 ($\alpha < 90^\circ$)，如果 $|U_d| < E$ ，那么变流器并不向负载提供电流，处于待整流状态。

下面分析 $\alpha = \beta$ 配合控制有环流可逆系统减速过程中，正、反两组变流器的工作情况。系统原来工作在 $\alpha_1 = \beta_1 = 30^\circ$ 的合成机械特性的 A 点 (图 2-43 所示)，正变流器 UF 处于整流状态，其输出 $U_{d1} > E$ ，而由于 $\alpha_1 = \beta_1$ ， $U_{d1} = U_{d2} > E$ ，所以，反变流器组 UR 不

满足逆变条件，处于待逆变状态。随着控制信号的减小， $\alpha_r = \beta_r$ 增大到 60° ，正、反两组变流器的输出 $U_{d1} = U_{d2}$ 也相应减小。由于转速 n 不能突变，反电动势 E 也不能突变，所以就有 $U_{d1} = U_{d2} < E$ ，反变流器组满足逆变条件，工作于逆变状态，工作点由 A 点变到 C 点，电动机处于发电制动状态，通过逆变状态的反组将能量回送电网。而由于 $U_{d1} < E$ ，正变流器组处于待整流状态。随着转速 n 的减小，最后稳定运行于 B 点， $U_{d1} > E$ ，正变流器组处于整流状态，反变流器组处于待逆变状态。 $\alpha = \beta$ 配合控制下，负载电流可以很方便地按正反两个方向平滑过渡，在任何时候，实际上只有一组晶闸管变流装置工作，而另一组则处于等待工作状态。

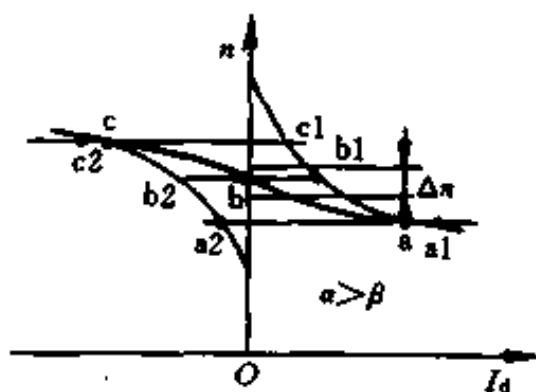


图 2-42 $\alpha > \beta$ 配合控制时可逆系统合成机械特性

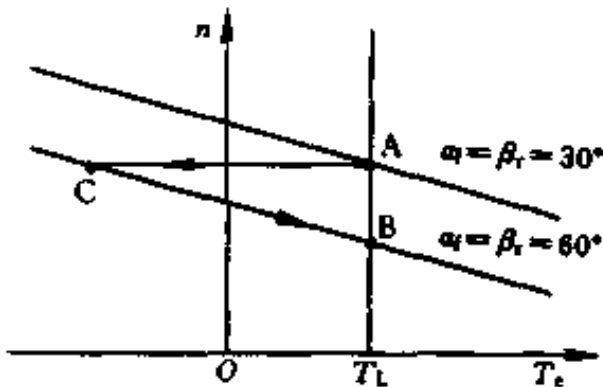


图 2-43 $\alpha = \beta$ 配合控制时可逆系统的减速制动过程

有环流可逆系统的优点是，在正反组切换时，电流能平滑连续过渡，没有动态死区，能加快过渡过程。另外，少量环流流过晶闸管作为基本负载，使电机在空载或轻载时也能工作在电流连续区，从而避免了电流断续引起的非线性现象对系统静、动态性能的影响。其缺点是需要添置环流电抗器，损耗增大，故适用于要求反向快，过渡平滑性要求较高的中、小容量系统。

3. 相位控制无环流可逆系统

环流不经过负载，使损耗增大，对于反向过程要求不很高的系统，特别是对大容量系统，从生产的可靠性出发，常采用既没有直流环流又没有脉动环流的无环流可逆系统。无环流可逆系统

有两类，逻辑无环流系统和错位无环流系统。

逻辑无环流可逆系统中，当一组变流器工作时，用逻辑电路封锁另一组变流器中晶闸管的触发脉冲，确保两组变流器不同时工作，从根本上切断了环流的回路。

在分析有环流可逆系统中，脉动环流的大小将随 $\alpha > \beta$ 的程度加大而减少，实际上当 α 和 β 错开到一定程度，就不会出现脉动环流。将两组触发脉冲错开得比较远，彻底杜绝脉动环流的产生，这就是错位无环流可逆系统。

可逆系统到底工作在有环流状态还是无环流状态，无环流系统如何实现无环流，都要靠控制电路来实现。第四章中将讨论电气传动系统的闭环控制问题。

四、相位控制传动系统的传递函数

相位控制可逆系统的传递函数与不可逆系统的传递函数是一样的。相位控制开环传动系统由晶闸管触发变流装置和电动机组成。

1. 晶闸管触发变流装置的传递函数

晶闸管触发变流装置的输入量是触发控制电压 U_{α} ，输出量是变流器理想空载输出电压 U_d 。实际上触发电路和变流装置都是非线性的，在一定的工作范围之内可近似成线性，它们之间的放大系数 K ，可用实验方法来测出。如果把它们之间的放大系数 K ，看成常数，则晶闸管触发变流装置可以看成是一个具有纯滞后的放大环节，其滞后作用是由晶闸管装置的失控时间引起的。

晶闸管一旦导通后就不再受控，直到该元件关断为止，因此造成整流电压滞后于控制电压的状况，图 2-44 为单相全波整流电路电阻负载时输出电压 U_d 及控制电压 U_{α} 的波形。假设原来的控制电压为 $U_{\alpha 1}$ ，对应控制角 α_1 。如果控制电压在 t_2 时刻变为 $U_{\alpha 2}$ ，对应控制角 α_2 。但由于晶闸管已经导通， U_{α} 的改变不能马上对它起作用，在 t_4 时刻另一对晶闸管才导通，平均整流电压 U_d 才改变。

假设平均整流电压是在自然换相点变化的，则从 U_{α} 发生变化到 U_d 发生变化之间的时间 T_s ，便是失控时间。

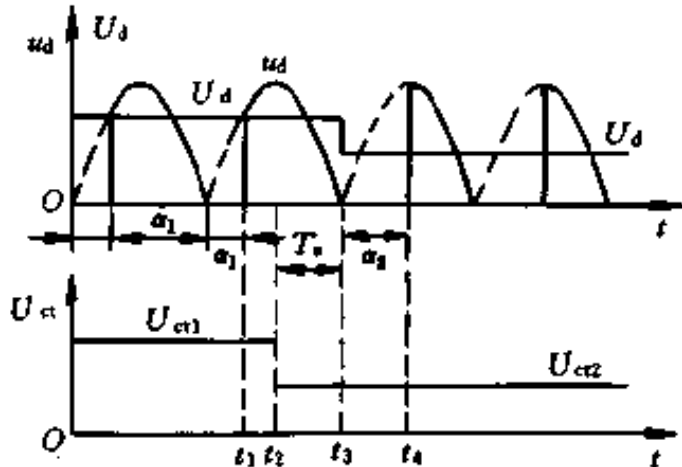


图 2-44 晶闸管触发变流装置的失控时间

显然失控时间 T_s 是随机的，它的大小随 U_{α} 发生变化的时刻而改变，最大可能的失控时间就是两个自然换相点之间的时间

它与交流电源频率和整流电路形式有关，最大滞后时间为

$$T_{smax} = 1/mf \tag{2-33}$$

式中 f ——交流电源频率，Hz；

m ——一周内整流电压的波头数。

一般情况下，取 $T_s = \frac{1}{2} T_{smax}$ ，并认为是常数。电源频率为 50Hz 时，半相桥式整流电路的 $T_s = 5\text{ms}$ ，三相桥式整流电路的 $T_s = 1.67\text{ms}$ 。

用单位阶跃函数来表示滞后，则晶闸管触发整流装置的输入输出关系为

$$U_d = K_s U_{\alpha} \cdot 1(t - T_s)$$

按拉氏变换的位移定理，则传递函数为

$$\frac{U_d(s)}{U_{\alpha}(s)} = K_s e^{-T_s s} \tag{2-34}$$

按照自动控制原理，将传递函数中的 s 换成 $j\omega$ ，便得到相应的幅相频率特性。所以

$$\begin{aligned} \frac{U_d(j\omega)}{U_{\alpha}(j\omega)} &= K_s e^{-j\omega T_s} \\ &= \frac{K_s}{\left(1 - \frac{1}{2} T_s^2 \omega^2 + \frac{1}{24} T_s^4 \omega^4 - \dots\right) + j\left(T_s \omega - \frac{1}{6} T_s^3 \omega^3 + \dots\right)} \end{aligned}$$

若 $\frac{1}{2}T_s^2\omega^2 \ll 1$ 及 $\frac{1}{6}T_s^3\omega^3 \ll T_s\omega$ 则晶闸管变流装置的传递函数可以近似看成一阶惯性环节

$$\frac{U_d(s)}{U_a(s)} = \frac{K_s}{T_s s + 1} \quad (2-35)$$

从工程观点上看, 只要 $A \leq 1/10$ 就认为 $A \ll 1$ 了, 所以, 当 $T_s^2\omega^2/2 \leq 1/10$, 即 $\omega \leq 1/\sqrt{5} T_s = 1/2.24 T_s$, 亦即系统的频带 ω_b 小于 $1/2.24 T_s$ 时, 式 (2-35) 成立。

一般, 系统开环频率特性的交接频率 ω_c 略低于闭环频率特性的频带 ω_b , 故近似条件可写成

$$\omega_c \leq 1/3 T_s \quad (2-36)$$

2. 电动机的传递函数

(1) 电流连续时直流电动机传递函数 直流电动机等效电路

如图2-45所示。其中 U_d 为晶闸管变流器输出电压, R 和 L 为电枢回路的总电阻和总电感, T_e 和 T_L 为电磁转矩和负载转矩, n 为电机转速, E 为反电动势。由图2-45可列出微分方程式为

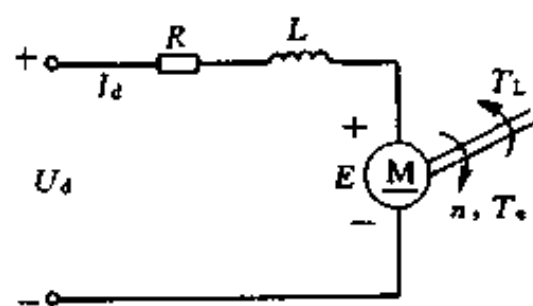


图 2-45 直流电动机等效电路

$$U_d = R I_d + L dI_d/dt + E$$

$$T_e - T_L = (GD^2/375) dn/dt$$

并且有 $E = C_e \Phi n$

$$T_e = C_m \Phi I_d$$

对上述式子作拉氏变换, 得

$$\left. \begin{aligned} U_d(s) &= (Ls + R)I_d(s) + E(s) \\ T_e(s) - T_L(s) &= (GD^2/375)sn(s) \\ E(s) &= C_e \Phi n(s) \\ T_e(s) &= C_m \Phi I_d(s) \end{aligned} \right\} \quad (2-37)$$

定义 $T_1 = L/R$ 为电枢回路电磁时间常数, 而机电时间常数

$T_m = GD^2R/375C_eC_m\Phi^2$, 考虑负载转矩 $T_L = C_e\Phi I_{dL}$, 可画出结构图如图 2-46(a)。该结构图可简化成图 2-46(b), 这样得到电动机转速对电压 U_d 的传递函数为

$$\frac{n(s)}{U_d(s)} = \frac{1/C_e\Phi}{T_m T_1 s^2 + T_m s + 1} \quad (2-38)$$

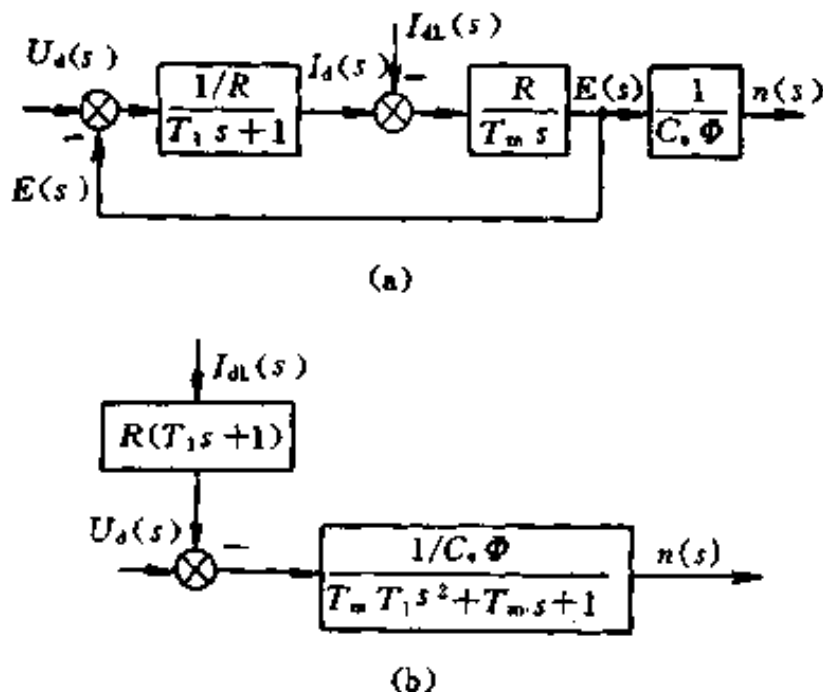


图 2-46 电流连续时电动机动态结构图

(2) 电流断续时直流电动机传递函数 电枢电流断续时, V-M 系统的机械特性和电流连续时相比有明显的差异, 电流断续时, 整流装置的外特性变陡, 其等效内阻增大, 电枢回路的总电阻也由原来的 R 增大到 R' 。另外, 电流连续时, 由于时间常数 T_1 的存在, 从整流电压 U_d 突变到平均电枢电流 I_d 的响应不可瞬时完成, 而是如图 2-47(a) 那样按指数规律变到稳态值。而电流断续时, 情况就不同了, 由于电感对电流的延续作用已经在在一个波头内结束, 平均电压突变后, 下一个波头的平均电流也立即变化, 如图 2-47(b) 所示。因此, 从整流电压与电流平均值的关系上看, 相当于 $T_1=0$, 此时, 两者之间成比例关系。图 2-46(b) 的结构图变为图 2-48(a), 也可简化为图 2-48(b), 其中 $T_m' = GD^2R' /$

$375C_e\Phi C_m\Phi$, R' 为电流断续时电枢回路等效总电阻。所以电流断续时电动机的传递函数为

$$\frac{n(s)}{U_d(s)} = \frac{1/C_e\Phi}{T_m's + 1} \quad (2-39)$$

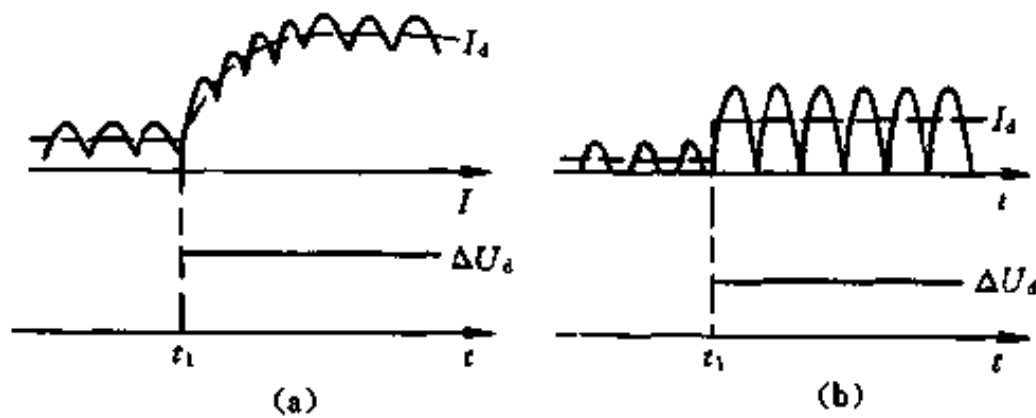


图 2-47 电流连续和断续时的电流响应
(a) 电流连续时电流响应; (b) 电流断续时响应

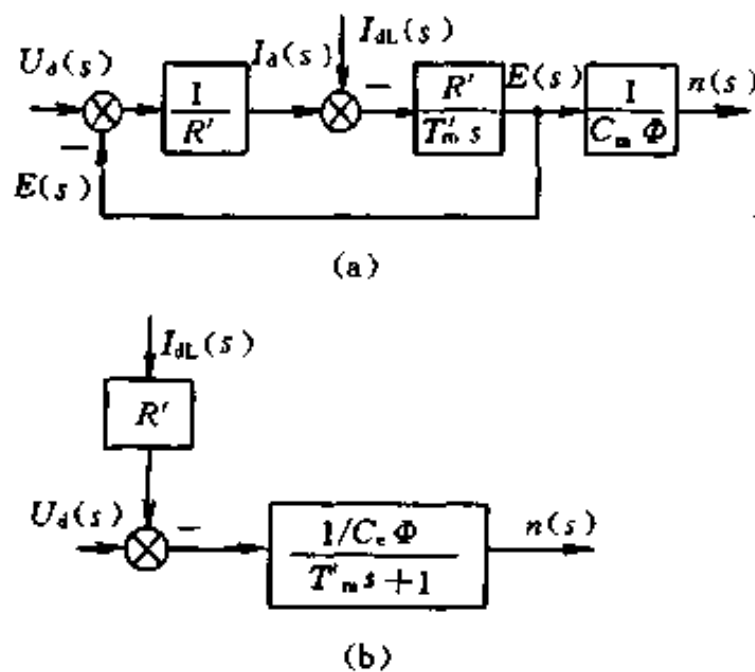


图 2-48 电流断续时电动机动态结构图

显然电流连续时和断续时，电动机的传递函数差别很大，如果一个系统不是全部工作在电流连续区，那么，控制系统设计时，常采取相应的补偿措施以适应电流断续引起的参数变化。

习题与思考题

2-1 晶闸管的导通条件是什么？导通后流过晶闸管的电流由什么决定？负载上电压等于什么？晶闸管的关断条件是什么？如何实现？晶闸管处于阻断状态时其两端的电压大小由什么决定？

2-2 某电热装置(电阻性负载)要求直流平均电压为 75V, 电流为 20A, 采用单相半波晶闸管整流电路, 直接由交流 220V 电网供电, 试计算晶闸管的导通角 θ 、电流有效值, 并选用晶闸管元件的额定值。

2-3 图 2-49 所示单相全波整流电路由一只晶闸管与一只二极管组成。已知 $u_{ao} = u_{ob} = u_2$, $U_2 = 220V$, $\alpha = 60^\circ$; 求:

(1) 画出 u_d 和 i_d 的波形,
 (2) 计算输出平均电压 U_d 的值,

(3) 画出晶闸管和二极管阳阴极电压波形 u_{VT} 和 u_{VD} 。

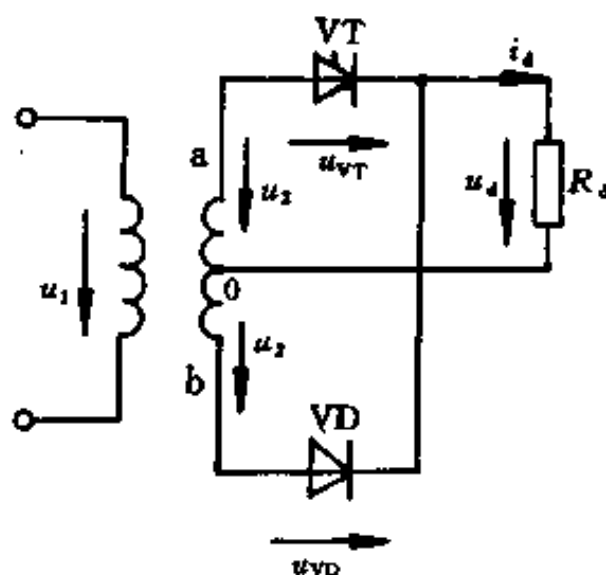


图 2-49 习题 2-3

2-4 三相半波可控整流电路电阻性负载, 如果窄脉冲出现在自然换相点之前, 会出现什么情况? 画出负载侧 u_d 的波形。若触发脉冲比较宽, 情况又怎样?

2-5 试画出三相零式可控整流电路, 纯电阻负载 $\alpha = 60^\circ$ 时 u_d 和 u_{VT1} 的波形。

2-6 三相半波可控整流电路共阴极接法与共阳极接法, A、B 两相的自然换相点是同一点吗? 如果不是, 它们在相位上差多少度?

2-7 三相全控桥式整流电路电阻性负载, 如果有一个晶闸

管不能导通，此时整流波形如何？如果有一个晶闸管被击穿，其他晶闸管受何影响？

2-8 晶闸管变流器向直流电动机供电时，为什么容易出现电流断续现象？如何改善电流断续的状况？

2-9 晶闸管变流电路进入有源逆变状态需要具备什么条件？

2-10 逆变失败的原因是什么？如何采取措施加以防止？

2-11 在图 2-50 中，一个变流器工作在整流状态，另一个变流器工作在逆变状态。

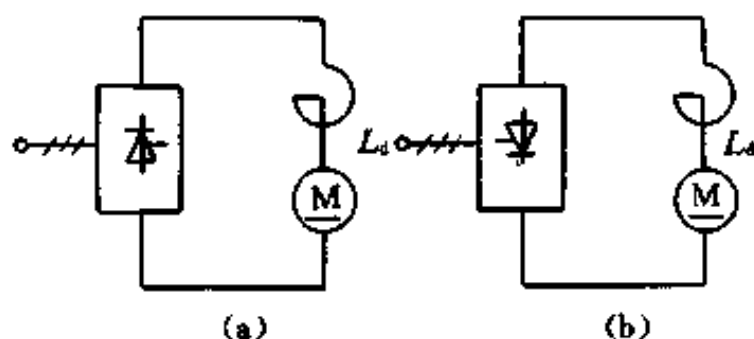


图 2-50 习题 2-11
(a) 整流状态；(b) 逆变状态

- (1) 标出变流装置输出电压 U_d 、电动机电势 E_M 及 I_d 的方向；
- (2) 说明 E_M 与 U_d 的大小关系；
- (3) 当 α 与 β 的最小值均为 30° 时，控制角的移相范围为多少？

2-12 单相全波整流电路带电动机负载，已知 $U_2=110V$ ，最小静负载 $I_{dmin}=0.5A$ ，电枢电感 $L_a=8.4mH$ ，电源变压器二次漏抗 L_B 在 $50Hz$ 时为 $4mH$ ， $400Hz$ 时为 $1.2mH$ 。试求电源频率分别为 $50Hz$ 和 $400Hz$ 时，为使电流连续工作所需附加的电感量。

2-13 试作出 $\alpha_f=\beta_r=30^\circ$ 和 60° 时两根有环流可逆系统的合成机械特性，并指出 $\alpha_f=30^\circ$ 工作在第一象限时及 $\alpha_f=60^\circ$ 工作在第二象限时，正、反组晶闸管变流装置各工作在什么状态？

2-14 两组晶闸管装置反并联的可逆线路中有哪几种环流？它们是怎样产生的？各有哪些害处和益处？

2-15 在采用两组变流器的直流可逆传动系统中，如果最小逆变控制角 β_{min} 和最小整流控制角 α_{min} 不相等，试分析 $\beta_{min} > \alpha_{min}$ 或 $\alpha_{min} > \beta_{min}$ 时将引起什么后果？

2-16 晶闸管触发电路主要由那几个环节组成？

2-17 发生过压的原因有那些？可以采取哪些过压保护措施？

2-18 发生过流的原因有那些？可以采取哪些过流保护措施？

第三章 全控型电力电子器件与 直流脉宽调制传动系统

晶闸管变流器构成的相位控制传动系统,由于其线路简单、控制灵活、体积小、效率高以及没有旋转噪声和磨损等优点,在一般工业应用中,特别是大功率系统中一直占据着主要的地位,但是当系统运行在较低速时,晶闸管的导电角很小,系统的功率因数相应也很小,并产生较大的谐波电流,使转矩脉动大,限制了调速范围。必须加大平波电抗器的电感量来克服上述问题,但电感大又限制了系统的快速性。功率因数低,谐波电流大,还将引起电网电压波形畸变。如果变流器设备容量大还将造成所谓的“电力公害”,在这种情况下必须增设无功补偿和谐波滤波装置。

随着电力电子技术的发展,出现了可控制关断的即自关断电力电子器件——全控式器件。如电力晶体管(GTR)、可关断晶闸管(GTO)、电力电子场效应管(Power MOSFET)、绝缘栅双极晶体管(IGBT)、MOS控制晶闸管(MCT)等。采用全控型开关器件很容易实现脉冲宽度调制,与半控开关器件晶闸管相比,体积可缩小30%以上,装置效率高,功率因数高。同时由于开关频率的提高,直流脉冲宽度调制传动系统与相位控制传动系统相比,电流容易连续,谐波少,电机损耗和发热都较小,低速性能好,稳速精度高,系统通频带宽,快速响应性能好,动态抗干扰能力强。

本章介绍各种电力电子全控器件及脉冲宽度调制传动系统。

第一节 电力晶体管(GTR)

一、电力晶体管的结构及特性

1. 电力晶体管的结构

电力晶体管是一种双极型大功率高反压晶体管，由于其功率很大故又称作巨型晶体管，简称GTR。GTR是由三层半导体材料两个PN结组成的，三层半导体材料的结构形式可以是PNP，也可以是NPN。大多数双极型功率晶体管是在重掺杂的 N^+ 硅衬底上，用外延生长法在 N^+ 上生长一层 N^- 漂移层，然后在漂移层上扩散P基区，接着扩散 N^+ 发射区，因此称为三重扩散。基极

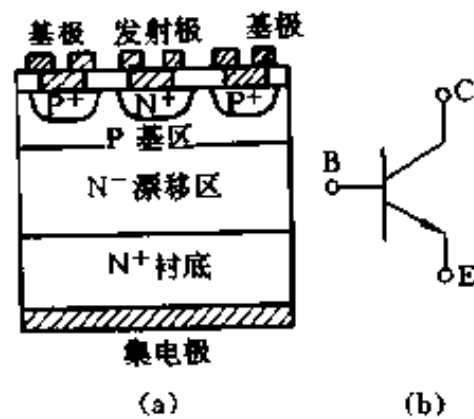


图 3-1 GTR 的结构与符号
(a) GTR 的结构；(b) 图形符号

与发射极在一个平面上做成叉指型以减少电流集中和提高器件电流处理能力。三重扩散台面型NPN型GTR的结构剖面图如图3-1(a)所示。图中掺杂浓度高的 N^+ 区称为GTR的发射区，其作用是向基区注入载流子。基区是一个厚度为几微米至几十微米之间的P型半导体薄层，它的任务是传送和控制载流子。集电区 N^+ 是收集载流子的，常在集电区中设置轻掺杂的 N^- 区以提高器件的耐压能力。NPN型电力晶体管的图形符号如图3-1(b)所示。

电力晶体管大多作功率开关使用，对它的要求主要是足够的容量(高电压、大电流)、适当的增益、较高的工作速度和较低的功率损耗等。

常用的GTR器件有单管、达林顿管和模块三大系列。

(1)单管GTR NPN型三重扩散台面型结构是单管GTR的典型结构，这种结构可靠性高，能改善器件的二次击穿特性，易于提高耐压能力，并且易于耗散内部热量。GTR是用基极电流控制集电极电流的电流型控制器件， N^- 漂移层的电阻率和厚度决定器件的阻断能力，电阻率高厚度大则可使阻断能力提高，但却导致导通饱和电阻的增大和电流增益的降低。一般单管GTR的电流增益都很低，约为10~20。

(2)达林顿GTR 电流增益低将给驱动电路造成负担，达林

顿结构是提高电流增益的一种有效的方式。达林顿结构由两个或多个晶体管复合而成,可以是 PNP 型也可以是 NPN 型,其性质由驱动管来决定。图 3-2

(a)为两个 NPN 管组成的达林顿 GTR,当然其性质是 NPN 型;图 3-2(b)为由 PNP 和 NPN 晶体管组成的达林顿 GTR,其性质为 PNP 型。图中 V1 为驱动管, V2 为输出管。达林顿 GTR 的共射极电流增益 β 值大大提高,但饱和压降 U_{CES} 也较高且关断速度较慢。图 3-2(c)为实用的达林顿连接方式。图中的电阻 R_1 和 R_2 提供反向漏电流通路,提高复合管的温度稳定性。三极管

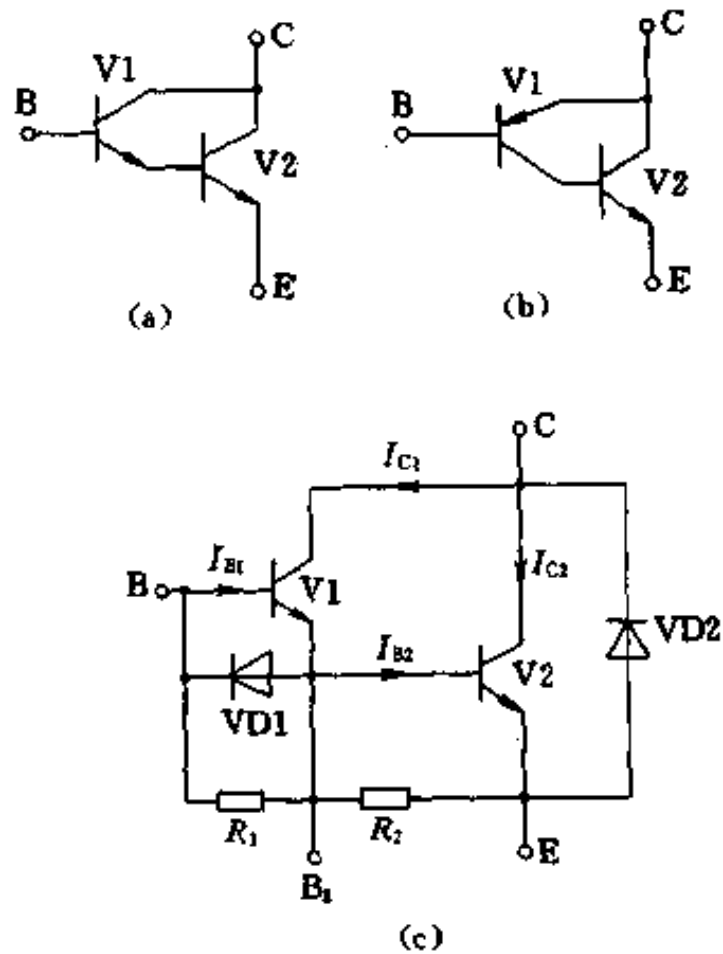


图 3-2 达林顿 GTR

(a)NPN 型;(b)PNP 型;(c)实用达林顿电路

VD1 是为了提高达林顿管的开关速度而设置的,达林顿 GTR 的开关速度慢,主要是因为无论是开通或是关断时总是先要驱动管动作,而后才是输出管动作,因此开关时间长。为了加快 V2 管的开关速度,必须使 V2 与 V1 同时动作。加入二极管 VD1 后,当输入信号反向关断晶体管时,输入反向驱动信号经 VD1 也加到 V2 基极,VD1 提供反向电流 I_{B2} 的通路,加速了 V2 的关断过程。图 3-2(c)中 VD2 是续流二极管。

(3)GTR 模块 目前作为大功率开关,应用最多的还是 GTR 模块,它将 GTR 管芯、稳定电阻 R_1 、 R_2 , 加速二极管 VD1 以及续流二极管 VD2 等组装成一个单元,然后根据不同的用途将几个单元电路组装在一个外壳之内构成模块。现在已可将上述单元电

路集成制作在同一硅片上，大大提高了器件的集成度，使体积缩小，性能价格比大大提高。图 3-3 给出了由两个三级达林顿 GTR 及其辅助元器件构成的单臂桥式电路。为了便于改善器件的开关过程和并联使用，中间级晶体管的基极均有引线引出。如图中 B_{11} 、 B_{12} 等端子。目前生产的 GTR 模块可将多达 6 个互相绝缘的单元电路做在同一个模块内。

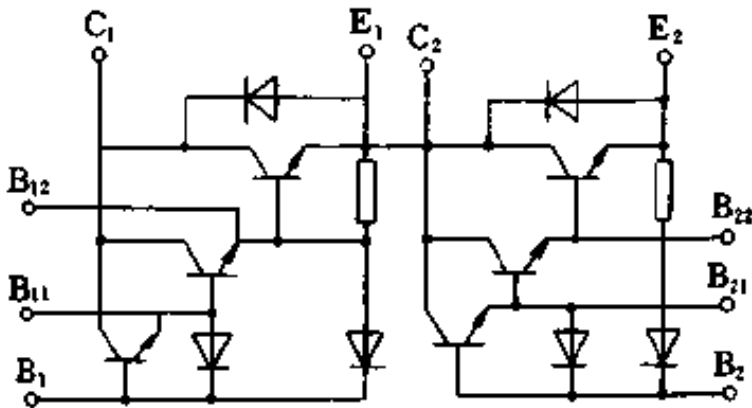


图 3-3 GTR 模块的等效电路

2. 电力晶体管的特性与参数

(1) 静态特性 GTR 作为电力开关使用时有两种稳定工作状态，即断态和通态。但其共发射极接法的输出特性(如图 3-4 所示)表明它有四个明显不同的工作区域：截止区、线性区、准饱和区和深饱和区。截止区特征类似于开关处于断态的情况，该区对应于基极电流 I_B 为零的条件，GTR 承受高电压，而仅有极小的漏电流存在。在这一区域发射结和集电结均处于反向偏置状态， $U_{BC} < 0$ ， $U_{BE} < 0$ 。线性区又称放大区，晶体管工作于这一区域时，集电

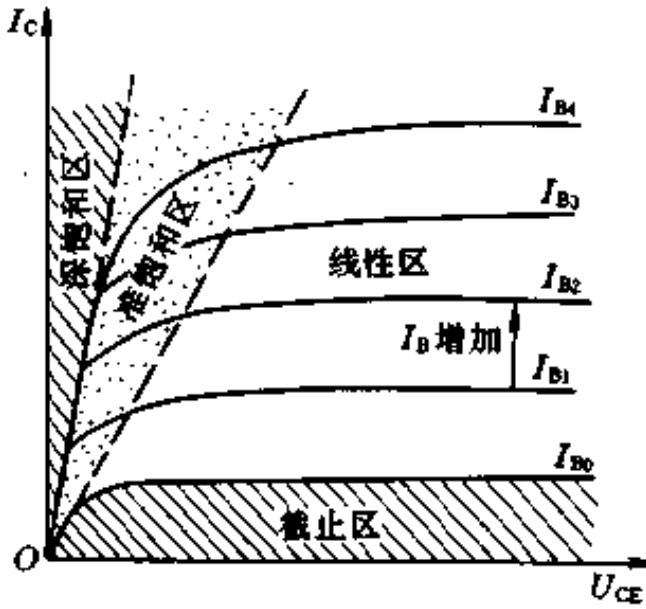


图 3-4 共射极电路的输出特性曲线

极电流与基极电流间呈线性关系，特性曲线近似平直。该区的特点是集电结仍处于反向偏置而发射结改为正向偏置状态， $U_{BC} < 0$ ， $U_{BE} > 0$ 。深饱和区的特性类似于开关处于接通的情况，在这一区域中基极电流变化时集电极电流不再随之变化。电流增益与导通电压均很小。工作于这一区域的 GTR 其发射结和集电结均处于正向偏置状态， $U_{BC} > 0$ ， $U_{BE} > 0$ 。准饱和区是指线性区与深饱和区之间的一段区域，即特性曲线明显弯曲的部分，在此区域中随着基极电流的增加开始出现基区宽度调制效应，电流增益开始下降，集电极电流与基极电流之间不再呈线性关系，但仍保持着集电结反向偏置、发射结正向偏置的特点。

(2) 最大额定值 最大额定值是指允许施加于 GTR 上的电压、电流、耗散功率以及结温等的极限值。它们是由 GTR 的材料性能、结构方式、设计水平和制造工艺等因素所决定的，在使用中绝对不允许超过这些极限参数，它们是：

最高工作电压 BU_{CBO} 、 BU_{CEO} 、 BU_{EBO} 。晶体管的两个 PN 结，反向电压超过规定值，会发生击穿，其击穿原理与二极管类似，但晶体管的击穿电压 BU_{CBO} 、 BU_{CEO} 、 BU_{EBO} 不仅和管子本身的特性有关，而且还取决于外部电路的接法。

集电极最大允许电流 I_{CM} 指晶体管稳定工作时所允许的最大集电极电流。

最高工作结温 T_{JM} 指晶体管能正常工作的 PN 结的最高温度。

最大耗散功率 P_{CM} 表示晶体管在最高允许结温时所对应的耗散功率，它受结温的限制，其大小主要由集电极工作电压和集电极电流的乘积决定。

作为实例，下面给出 3DF20 型晶体管的各最大额定值参数： BU_{CBO} 为 450V， BU_{CEO} 为 300V， BU_{EBO} 为 6V， I_{CM} 为 20A， P_{CM} 为 200W， T_{JM} 为 175℃。

(3) 动态特性与参数 动态特性描述 GTR 的开关过程的瞬

态性能，又称开关特性。下面以晶体管共发射极电路为例进行分析。测试电路如图 3-5 所示，当基极加以图 3-6(a)所示的基极驱动电流波形时，集电极输出电流波形如图 3-6(b)所示。整个工作过程分为开通过程、导通状态、关断过程、阻断状态四个不同阶段。GTR 由截止到饱和的过程叫开通过程，其对应的开通时间 t_{on} 包括延迟时间 t_d 和上升时间 t_r ；GTR 由饱和到截止的过程叫关断过程，其对应的关断时间 t_{off} 包括存储时间 t_s 和下降时间 t_f 。

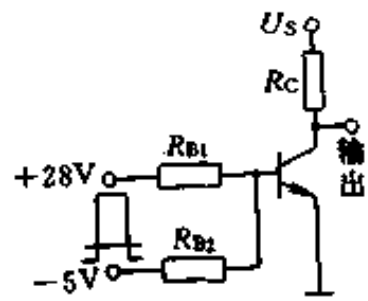


图 3-5 开关特性测试电路

① 延迟时间 t_d ：从输入基极电流正跳变瞬时开始，到集电极电流 i_c 上升到最大（稳态）值 I_{CS} 的 10% 所需时间称为延迟时间，它对应于基极电流向发射结电容充电的过程，因而延迟时间 t_d 的大小取决于发射结势垒电容的大小，初始正向驱动电流和上升率以及跳变前反向偏置电压的大小。加大正向基极电流和上升率可以缩短延迟时间。

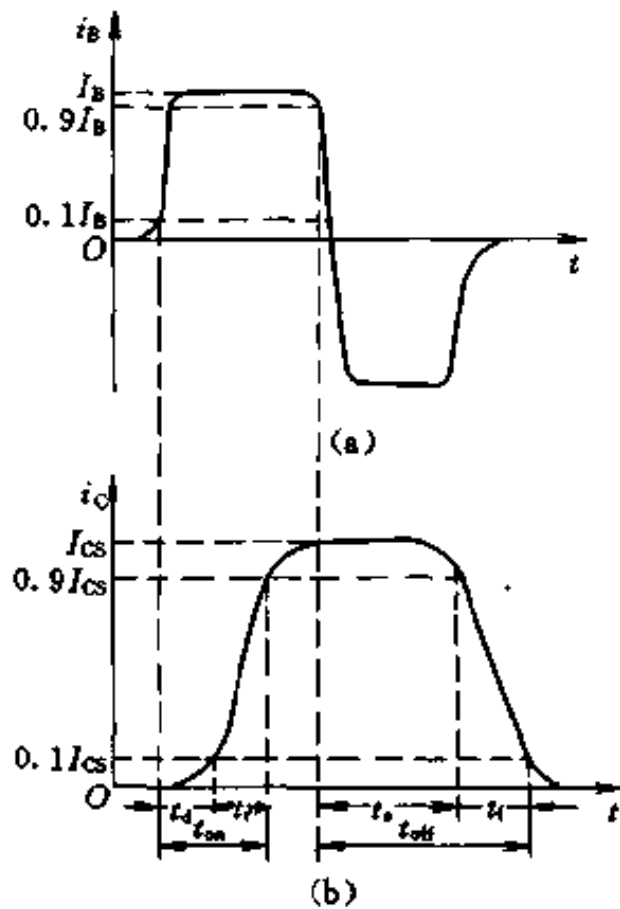


图 3-6 开关过程电流波形
(a) 基极电流波形；(b) 集电极电流波形

② 上升时间 t_r ：集电极电流 i_c 由稳态值 I_{CS} 的 10% 上升到 90% 所需的时间称为上升时间，它与过驱动系数及稳态电流值有关，正向驱动电流越大，过驱动系数越大，上升时间越短；稳态值越小，上升时间越短。

③ 存储时间 t_s ：从撤消正向驱动信号到集电极电流 i_c 下降到

其稳态值 I_{CS} 的 90% 所需的时间称为存储时间，它随过驱动系数的增加而增加，随反向驱动电流的增加而减小。存储时间对应着过剩载流子从体内抽走的过程，当 GTR 导通后，减少基极正向电流使 GTR 处于准饱和区，并且增大反向驱动电流，可以缩短存储时间。

④ 下降时间 t_f ：集电极电流 i_c 由其最大值 I_{CS} 的 90% 下降到 10% 所需的时间称为下降时间，它主要取决于结电容和正向集电极电流。

一般开通时间均为几十纳秒的数量级，比关断时间小得多，故在产品手册中一般不给出该参数。关断时间的数值都在微秒数量级 (t_r 大约为 3~8 μ s, t_f 大约为 1 μ s)。为了缩短关断时间可以采取以下措施：选择电流增益小的器件，防止深饱和，增加反向驱动电流。

表 3-1 列举了一些 GTR 产品的主要特性参数。

表 3-1 两种典型 GTR 产品的特性参数

参数名称	符号	2SD648(东芝)		MJ10048(MOTOROLA)	
		数值	测试条件	数值	测试条件
集电极-基极反向击穿电压	BU_{CBO}/V	—	—	300	—
集电极-发射极反向击穿电压	BU_{CEO}/V	300	$I_B=0$	250	$I_B=0$
发射极-基极反向击穿电压	BU_{EBO}/V	—	—	8	$I_C=0$
集电极峰值电流	I_{CM}/A	400	—	100	—
集电极最大允许耗功率	P_{CM}/W	2500	—	250	—
共射极直流放大系数	β	≥ 100	$I_C=400A, U_{CE}=5V$	≥ 75	$I_C=100A, U_{CE}=5V$
集电极-发射极饱和电压	U_{CES}/V	≤ 2	$I_C=400A, I_B=8A$	≤ 20	$I_C=100A, I_B=2.75A$
基极-发射极饱和电压	U_{BES}/V	≤ 2.5	$I_C=400A, I_B=8V$	≤ 3.0	$I_C=100A, I_B=2.75A$
开通时间	$t_{on}/\mu s$	1		≤ 4.25	
存储时间	$t_s/\mu s$	8		≤ 20	
下降时间	$t_f/\mu s$	2		≤ 8	

3. 电力晶体管的二次击穿与安全工作区

二次击穿是造成电力晶体管突然损坏或早期失效的重要原因。在感性负载和大电流开关电路中，二次击穿更是电力晶体管损坏的主要原因。二次击穿已成为影响电力晶体管安全使用和可靠性的一个重要因素，必须引起极大的关注。

(1) 二次击穿现象 当集电极电压 U_{CE} 逐渐增加到集电极击穿电压 BU_{CED} 后， I_C 急剧增加，出现击穿现象。这种首先出现的击穿现象称一次击穿，

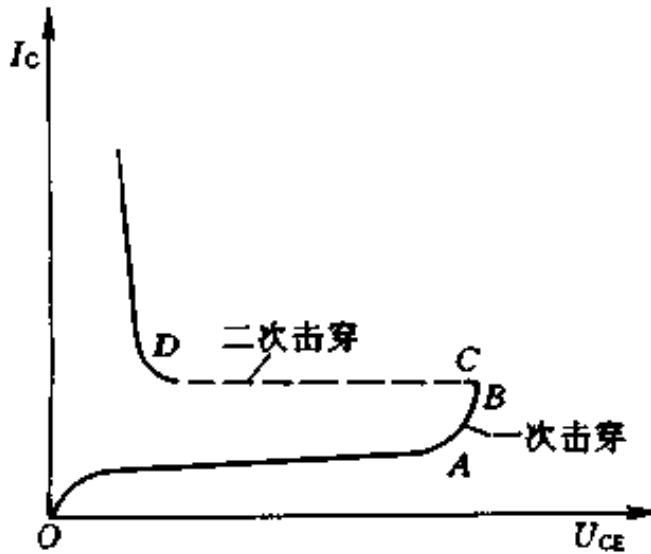


图 3-7 二次击穿现象

如图 3-7 中 AB 段所示，这种击穿就是正常的雪崩击穿，如果此时把集电极电流限制在安全值以内，电压降低后仍能恢复正常工作。

一次击穿出现后，如果集电极电流未被限制住，而是继续增大到某一临界值后(图 3-7 中 C 点)，此时如果仍让晶体管工

作，继续给它能量，晶体管的工作状态将以毫秒，微秒甚至纳秒的速度移向低压大电流的 CD 段，然后 I_C 迅速增大，出现所谓的二次击穿。一旦发生二次击穿，轻者使 GTR 耐压降低，特性变差，重者使集电结和发射结熔通，使 GTR 受到永久性损坏。图 3-7 中的 C 点称为二次击穿的临界

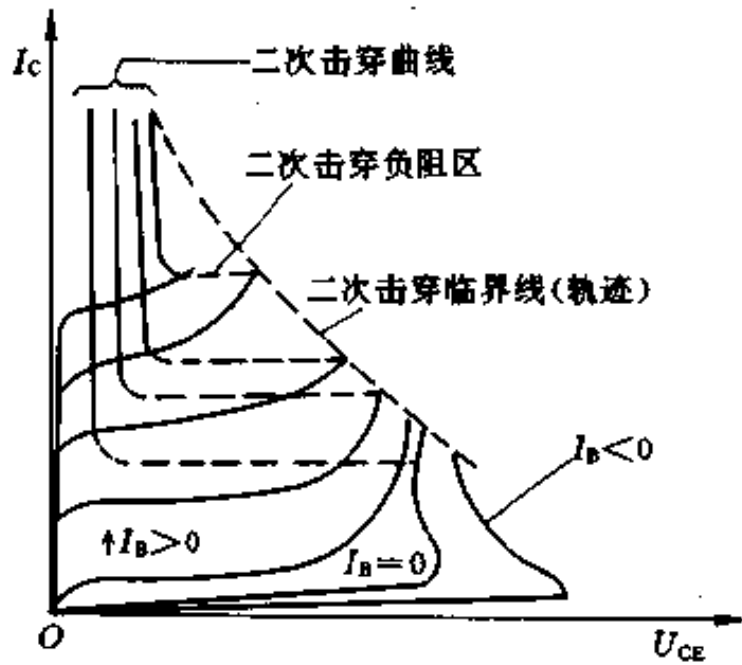


图 3-8 二次击穿特性

点，与 C 点对应的集电极电流、电压和功率分别称为二次击穿临界电流 I_{SB} 、临界电压 U_{SB} 和临界功率 P_{SB} ， $P_{SB} = U_{SB} \cdot I_{SB}$ 。

晶体管在各种工作状态下都会发生二次击穿现象，图 3-8 所示为 $I_B < 0$ ， $I_B = 0$ ， $I_B > 0$ 且在不同 I_B 值情况下的击穿特性。把不同 I_B 值情况下开始发生二次击穿所对应的电压坐标点联接起来构成的曲线叫二次击穿临界线。二次击穿中以正偏时对晶体管安全工作造成的威胁最大，因为正偏工作时，二次击穿功率 P_{SB} 往往小于功率容量 P_{CM} ，如果未留有足够的裕量而按 P_{CM} 使用，则常常会导致晶体管烧毁。反偏工作状态时，尽管集电极工作电流很小，对于带有电感负载的晶体管电路，被发射极反偏置关断时，由于线圈贮存的电感能量使集电极电压上升到电源电压之上，因而超过功率容量 P_{CM} ，故也容易产生二次击穿。

(2) 安全工作区 GTR 在运行中受到电压、电流、功率损耗以及二次击穿现象等定额的限制。以这些定额构成的一个区域称为安全工作区，简称 SOA (Safe Operation Area)，它指 GTR 能够安全运行的范围，常把它们画在双对数坐标上，如图 3-9 所示双对数直角坐标系中 ABCDE 折线所包围的面积。AB 段表示最大集电极电流 I_{CM} 的限制，BC 段表示最大允许功率 P_{CM} 的限制，CD 段表示二次击穿临界功率 P_{SB} 的限制，DE 段则为最大耐压 BU_{CED} 的限制。图中标有 DC 字样的折线是在直流条件下的安全工作区，称为直流安全工作区，它对应于最恶劣的条件，是 GTR 可以安全运行的最小范围。其余折线图形对应于不同导通宽度的脉冲工作方式，随着导通时间

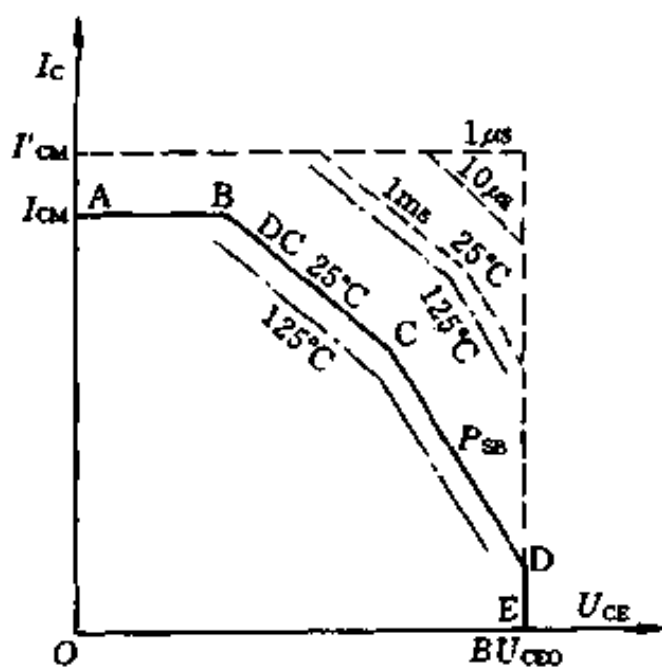


图 3-9 安全工作区

的缩短，二次击穿耐量和允许的最大功耗均随之增大，安全工作区向外扩大。当脉冲宽度小于 $1\mu\text{s}$ 时，相应的安全工作区变为由 I_{CM} 和 BU_{CEO} 所决定的矩形。

安全工作区是在一定的温度条件下得出的，例如环境温度 25°C 或壳温 75°C 等，使用时若超过上述指定温度值，允许功耗和二次击穿量都必须降额。

二、电力晶体管开关过程分析及开关损耗

1. GTR 的开关过程分析

(1) 纯电阻负载 在图 3-10(a) 所示的共射极电路中，如果所带负载是纯电阻 R_c ，则负载线 MN 如图 3-10(b) 所示，其中 N 点为饱和状态工作点， M 点为截止状态工作点。在晶体管开关过程中，工作点在伏安特性曲线上沿负载线 MN 移动。只要 M 、 N 两点都在安全工作区内，开关过程就不会超出安全工作区。

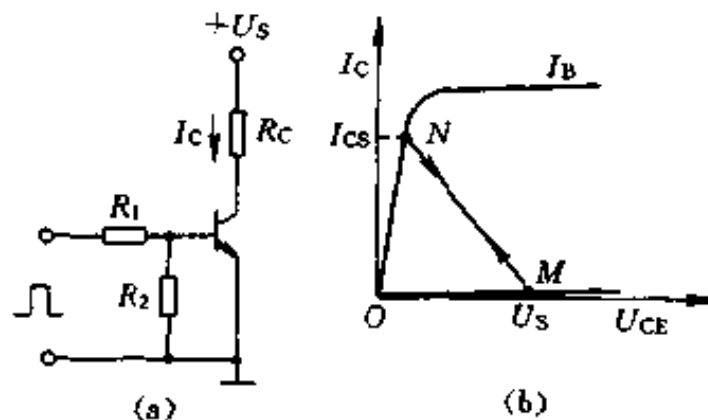


图 3-10 纯电阻负载电路和开关过程工作点移动轨迹

(a) 纯电阻负载电路；(b) 工作点移动轨迹

(2) 电阻-电感负载 晶体管带电阻-电感负载时(如图 3-11 (a))，晶体管开关过程的工作点移动轨迹与纯电阻负载时大不相同。负载电路的时间常数 $T_1 = L_c / R_c$ ，当 $T_1 \gg T$ (晶体管的开关周期) 时，电流 I_c 可能是连续的；当 T_1 和 T 的数值比较接近时， I_c 可能是断续的。下面先分析电流断续的情况。

若晶体管原来处于截止状态，其工作点位于伏安特性上的 M 点，如图 3-11(b) 所示。当基极加入脉冲驱动电流 I_{B1} 使晶体管饱和时，集电极电压很快降到饱和压降值，而集电极电流 I_C 则只能按指数规律(时间常数为 T_1) 逐渐增加(图 3-11(c))，因此工作点不可能沿负载线 MN 移动，而是沿着曲线 MaN 移向 N 点。当基极电流由正突然变为负时，晶体管关断，但因负载电流减小而在 L_C 上产生的自感电动势 e_L 又把晶体管击穿，从而维护 I_C 继续导通，其间的间隔时间极短，可以认为工作点由饱和区很快沿 I_C 恒定的曲线进入击穿区，即由 N 点立即移到 b 点。当 I_C 减小时，工作点一直位于击穿区， U_{CE} 一直等于晶体管的击穿电压 U_B ($U_B > U_S$)，被击穿的晶体管可以等效成一个理想的放电电阻，工作点沿 bcd 曲线到达截止区，最后当 $I_C=0$ 时， $U_{CE}=U_S$ ，工作点回到 M 点。如图 3-11(b),(c) 所示。

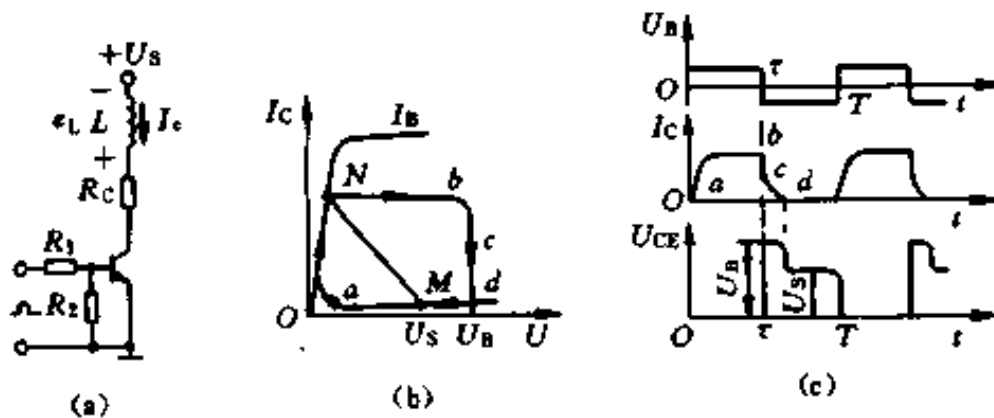


图 3-11 电阻-电感负载电路和开关过程工作点移动轨迹
(a) 电阻-电感负载电路；(b) 工作点移动轨迹；(c) 电流、电压波形

当 T_1 较大而使 I_C 连续时，稳定工作时晶体管的工作点在开关过程中将沿着图 3-12(a) 中的 e 、 f 、 g 、 h 回线移动，电流在 I_{C1} 和 I_{C2} 间变化，既达不到饱和工作点 N ，也回不到截止工作点 M 。在晶体管关断期间，工作点一直位于击穿区， $U_{CE}=U_B$ ，如图 3-12(a)、(b) 所示。

以上分析表明，当晶体管带 $R-L$ 负载时，不论 I_C 是连续的还是断续的，晶体管的工作点都会进入击穿区，甚至可能超出安

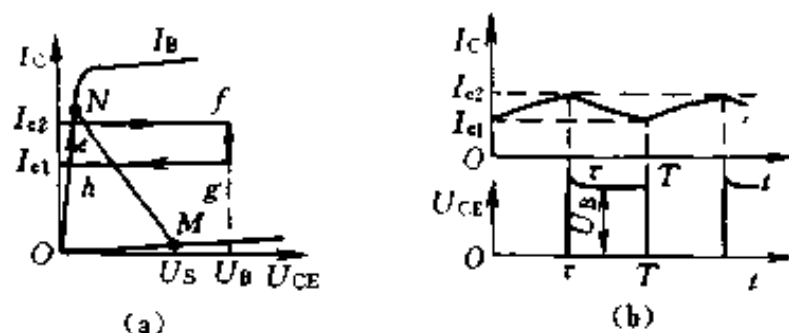


图 3-12 电阻-电感负载开关过程工作点移动轨迹 ($T_1 \gg T$)

(a) 工作点移动轨迹; (b) 电流、电压波形

全工作区。为了保证带 $R-L$ 负载的晶体管安全工作, 必须消除电感中的自感电动势击穿晶体管的可能性, 常用方法是在负载两端并联续流二极管。

(3) 带续流二极管的电阻-电感负载 图 3-13(a) 为电阻-电感负载两端并联续流二极管 VD 的晶体管电路。当晶体管关断时, 自感电动 e_L 使二极管 VD 正向导通, 给负载电流提供一个续流回路, 同时将晶体管的集电极钳位于 U_s , 从而避免了被击穿。下面分析一下负载电流连续时一个开关周期内工作点的移动波形和电流、电压波形。

在 $0 < t < \tau$ 期间(图 3-13(c)), 驱动电流 I_{B1} 使晶体管处于饱和状态, 集电极电流 I_C 和负载电流 I_L 按指数规律从 I_{C1} 增加到 I_{C2} , 工作点在伏安特性上沿饱和线从 h 点移到 e 点, 如图 3-13(b) 所示。这时电感 L_C 中的自感电动势与电源电压反向, 阻止 $I_L = I_C$ 增长。当 $t = \tau$ 时, 基极电流改变极性给晶体管施加截止驱动电流, 集电极电流开始减少, L_C 中自感电动势反向。当反向电动势大于 R_C 上压降和二极管正向压降时, 二极管 VD 导通, 集电极被钳位在电源电压 U_s 上。这时, 工作点基本上是瞬时地由 e 点过渡到 f 点, 接着集电极电流下降到接近于零, 工作点由 f 点降到 M 点。与此同时, 二极管 VD 中的电流按 $I_D = I_L - I_C$ 的关系增大, 当工作点到达 M 点时, 负载电流 I_L 全部转移到二极管回路。

在 $\tau < t < T$ 这段时间内，晶体管处于截止状态，工作点位于 M 点，负载电流 I_L 经二极管 VD 由 I_{C2} 减小到 I_{C1} ，虽然实际集电极电流 I_C 几乎为零。当 $t = T$ 时，基极控制电压再一次改变极性，给晶体管施加饱和驱动电流 I_{B1} 。开始时，因 VD 已处于正向导通状态，集电极电压仍为 U_s 。在驱动电流 I_{B1} 作用下， I_C 增长， I_D 按 $I_D = I_L - I_C$ 的关系减小， I_L 基本不变，工作点由 M 提高到 g 点。在 g 点上， $I_C = I_{C1} = I_L$ ， $I_D = 0$ 。由于二极管 VD 截止时有反向恢复电流（见图 3-13(c)），晶体管为提供这一附加电流可能短时“冲”到 g' 点，因而 I_C 冲到 I_{C3} 。恢复电流中止后，工作点再回到 g 点，随后立即跳到 h 点而进入饱和状态。

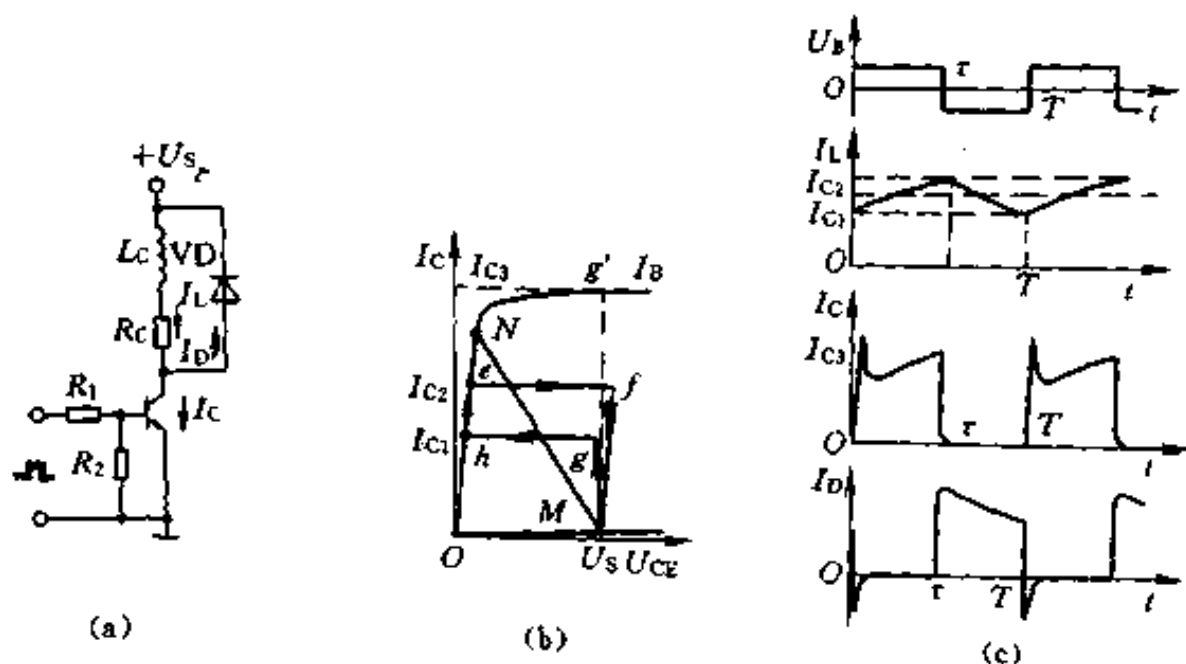


图 3-13 带续流二极管的电阻-电感负载电路和开关过程工作点移动轨迹

(a) 电路；(b) 工作点移动轨迹；(c) 电流、电压波形

2. 缓冲电路

续流二极管虽然能在开关过程中把 U_{CE} 限制在电源电压 U_s 上，但由于在开关瞬间 I_C 不变，工作点仍有冲出安全工作区的危险。为了保证电力晶体管的安全工作，常设置缓冲电路 (Snubber Circuit)。缓冲电路的形式很多，图 3-14 所示是最基本的一种，图

中, L 和 R 是负载电感和电阻, VD 是续流二极管, C 是电源滤波电容。缓冲电路部分由是电感 L_s , 电容 C_s , 电阻 R_s 和二极管 VD_s 组成。其中 L_s 是串联缓冲电感, 用以限制晶体管 V 开通时的电流上升率; C_s 、 R_s 、 VD_s 构成并联缓冲器, 主要在 V 关断时限制 U_{CE} 的上升率, 以便使工作点轨迹远离安全区的边界。

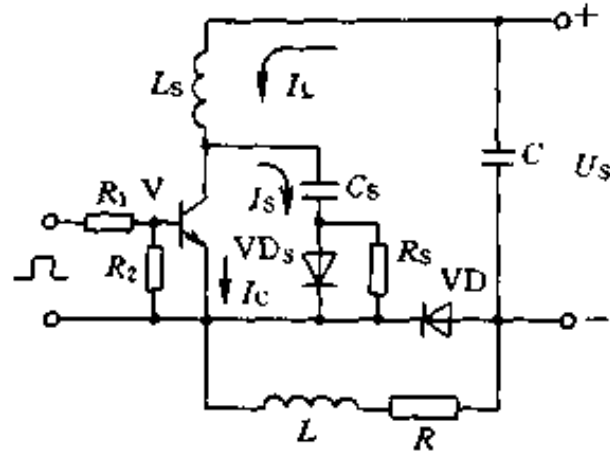


图 3-14 电力晶体管的基本缓冲电路

当 V 关断时, 集电极电流 I_C 下降而并联缓冲电流 I_S 给电容 C_s 充电, 充电电流经二极管 VD_s 流通, 以减小充电损耗。由于晶体管关断时间 t_{off} 很短, 假定在关断过程中负载电流 I_L 不变, 并假定 I_C 线性地下降, 则

$$I_C = I_L(1 - t/t_{off}) \quad (3-1)$$

而

$$I_S = I_L - I_C = I_L t/t_{off}$$

在这段时间内电容 C_s 上的充电电压 U_{CS} 为

$$U_{CS} = \frac{1}{C_s} \int_0^t I_S dt = \frac{I_L}{2C_s t_{off}} t^2 \quad (3-2)$$

当 $t = t_{off}$ 时, V 完全关断, $I_C = 0$, $U_{CS} = U_s$, 且负载电流全部转移到续流二极管 VD 回路中, 因此

$$U_s = \frac{I_L t_{off}}{2C_s} \quad (3-3)$$

或

$$C_s = \frac{I_L t_{off}}{2U_s} \quad (3-4)$$

式(3-4)便是电容 C_s 的计算公式, 而电感 L_s 的计算公式为

$$L_s = \frac{U_s t_{Dr}}{I_{CM} - I_L} \quad (3-5)$$

式中 t_{Dr} 为续流二极管反向恢复时间(μs)。

将式(3-1)和式(3-4)联立消去时间变量 t , 并整理得 V 关

断过程的工作点移动轨迹

$$U_{CE} \approx U_{CS} = \frac{(I_L - I_C)^2 t_{off}}{2C_s I_L} \quad (3-6)$$

把式(3-6)的关系画在伏安特性上(图3-15)可以看出,此轨迹是很安全的,图中的坐标是普通坐标。

3. 开关损耗

电力晶体管工作在开关状态时,其功率损耗应包括饱和导通损耗、截止损耗和开关过程中的动态损耗三部分。饱和导通时,管压降只有0.7V,截止时,漏电流只有几毫安,导通损耗和截止损耗都很小,因此动态损耗是开关工作电力晶体管的主要损耗。

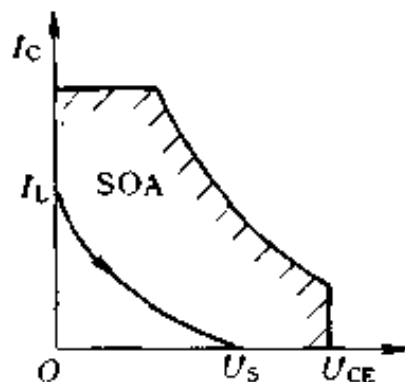


图3-15 有缓冲电路时晶体管的关断过程工作点轨迹

晶体管的开关过程包括开通和关

断过程。开通过程主要是集电极电流上升时间 t_r , 关断过程包括贮存时间 t_s 和电流下降时间 t_f 。在贮存时间内,晶体管仍处于饱和导通状态,电流 I_{CS} 虽大,但管压降很小,因而功率损耗不大,和下降时间内的损耗相比也可以忽略。因此,动态损耗主要是 t_r 和 t_f 两段时间内的开关损耗。由于在开关过程中 I_C 和 U_{CE} 的变化规律与负载性质有关,所以开关损耗也因负载而异。

(1) 纯电阻负载 纯电阻负载时晶体管工作点在开关过程中沿着图3-10(b)中的负载线 MN 移动。可近似认为管压降 U_{CE} 和电流 I_C 都是线性变化的,因而

$$\text{开通过程: } I_C = I_{CS} \frac{t}{t_r}, U_{CEr} = U_s (1 - \frac{t}{t_r}) \quad (3-7)$$

$$\text{关断过程: } I_C = I_{CS} (1 - \frac{t}{t_f}), U_{CEf} = U_s \frac{t}{t_f} \quad (3-8)$$

在一个周期内的动态开关损耗为

$$\Delta p_d = \int_0^{t_r} I_C U_{CEr} dt + \int_0^{t_f} I_C U_{CEf} dt$$

$$= \frac{1}{6} I_{CS} U_S (t_r + t_f) \quad (3-9)$$

设开关频率为 f ，即每秒开关 f 次，则每秒动态损耗共为

$$\Delta P_d = \Delta p_d \cdot f = \frac{1}{6} I_{CS} U_S f (t_r + t_f)$$

动态开关损耗与开关时间和开关频率成正比。晶体管能够容许的开关损耗是对开关频率的主要限制。

(2) 带续流二极管的电阻-电感负载 如图 3-13(b) 所示，这种负载下电流 I_C 的增大和减小都是在 $U_{CE} = U_S$ 的条件下进行的。当电流仍按线性规律变化时，一个开关周期内的动态损耗为

$$\begin{aligned} \Delta p_d &= \int_0^{t_r} U_S I_{CS} \frac{t}{t_r} dt + \int_0^{t_f} U_S I_{CS} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) dt \\ &= \frac{1}{2} I_{CS} U_S (t_r + t_f) \end{aligned} \quad (3-10)$$

每秒动态损耗是

$$\Delta P_d = \frac{1}{2} I_{CS} U_S f (t_r + t_f) \quad (3-11)$$

动态开关损耗仍与开关频率和开关时间成正比，在 $(t_r + t_f)$ 和 f 都相同的情况下，动态损耗是纯电阻负载时的三倍。

如果负载中除电阻和电感外，还有电动势 E ，动态损耗并无变化。这时因为在开关过程中续流二极管 VD 将负载短接，晶体管的集电极电压仍为 U_S 。

三、电力晶体管的驱动与保护

1. 对驱动电路的要求

电力晶体管一般工作在高频开关状态，采用良好的基极驱动电路，使晶体管工作在较理想的开关状态，可缩短开关时间，减少开关损耗，从而可提高晶体管的工作可靠性和耐用性，使它的电流和电压定额得到充分利用。

为了确保晶体管在开通时能迅速达到饱和导通，关断时能迅

速截止，基极驱动电路应该能输出理想的驱动电流。理想的驱动电流波形如图 3-16 所示。在 GTR 开通时基极电流应具有快速的上升沿并有短时过冲，以加快开通过程；在 GTR 导通期间应使其在任何负载条件下都保证正向饱和压降 U_{CES} 较低，以便获得低的导通损耗，但有时为了减小存储时间提高开关速度，希望维持在准饱和状态；在关断瞬时，应能提供足够的反向基极驱动电流，以迅速抽出基区的过剩载流子，缩短关断时间，减小关断损耗。

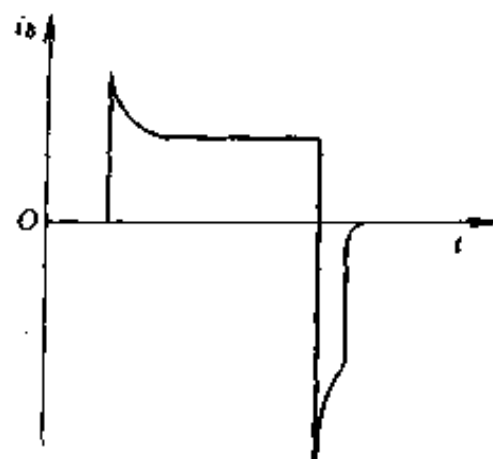


图 3-16 理想的基极驱动电流波形

GTR 的功率大而热容量小，过载能力低，由于过载或短路产生的功耗可在若干微秒的极短时间内使结温超过最大允许值导致器件损坏，热

量一旦产生就无法及时散发掉，一般动作时间为毫秒级的快速熔断器、过流继电器等是根本无法保护 GTR 的。因此 GTR 的保护必须另辟途径，不再是切断主电路而是采用迅速切断基极控制信号的方法，这就使得驱动与保护紧密联系在一起。保护措施转化为两方面的工作：一是如何及时准确地测得故障状态，二是如何迅速可靠地封锁基极驱动信号。驱动电路要有快速的自保护功能和在主电路故障后能及时自动切断与主电路联系的能力。

在很多场合下，主电路和控制电路之间必须隔离，以保证电路的安全并提高抗干扰能力，常用的方法有光电隔离和电磁隔离。

2. 集成化基极驱动电路

GTR 基极驱动电路经历了相当时间的发展与改进，分立元件的驱动电路由简到难，功能越来越全。集成化基极驱动电路也已有多种，它们克服了分立元件驱动电路元件多、稳定性不很高、相对复杂和应用不方便等缺点。这里介绍两种典型的集成化基极驱动电路，一种是日本富士电气公司的 EXB356 驱动模块，另一种是

法国 THOMSON 公司的 UAA4002 驱动模块。

EXB356 驱动模块能驱动高达 150A 的电力晶体管。其输入电流只需 2.6~9mA，而最大输出电流为 3A，并可以提供给晶体管一个幅值为 3.4A 的反向电流，这一电流足以使电力晶体管快速关断，减少了关断损耗，该驱动模块采用双电源供电，驱动模块内部含有用于隔离电压的光电耦合器，输入与输出间的绝缘耐压达 2500V。

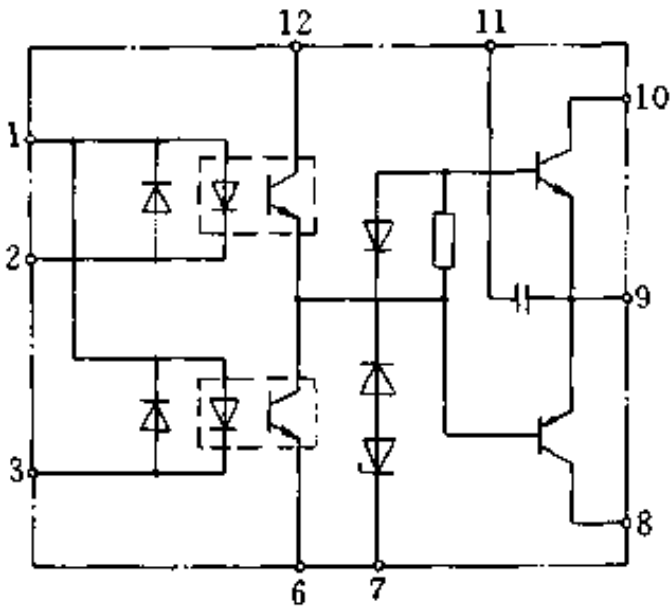


图 3-17 EXB356 驱动模块原理框图。

EXB356 驱动模块的原理框图如图 3-17 所示，其典型应用如图 3-18 所示。驱动输入信号为 5mA，电源电压 V_{CC} 和 V_{EE} 取为 8.5V，电阻 R_F 为 6.8Ω ， R_R 为 3.3Ω 。

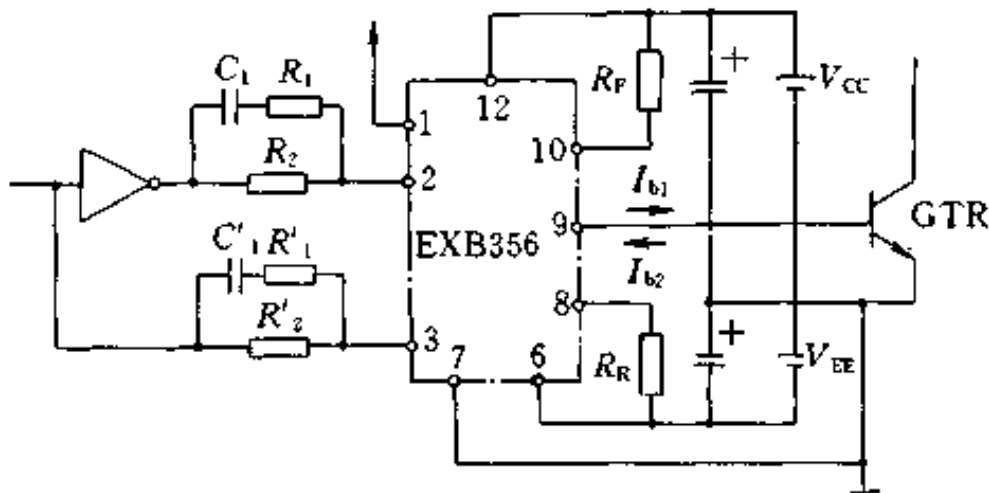


图 3-18 EXB356 驱动模块典型应用

UAA4002 的原理框图如图 3-19 所示。它除了具有驱动功能外，还具有丰富的保护功能。它的输入有两种方式：由设置端 SE

(④脚)的电平决定, SE 端为高电平时为电平输入, 低电平时为脉冲输入方式。其输出为+0.5A、-3A 的基极驱动电流, 根据用户需求还可以外接晶体管以扩大输出能力。现以图 3-20 实用的 8A, 400V 开关电路为例说明其保护功能。

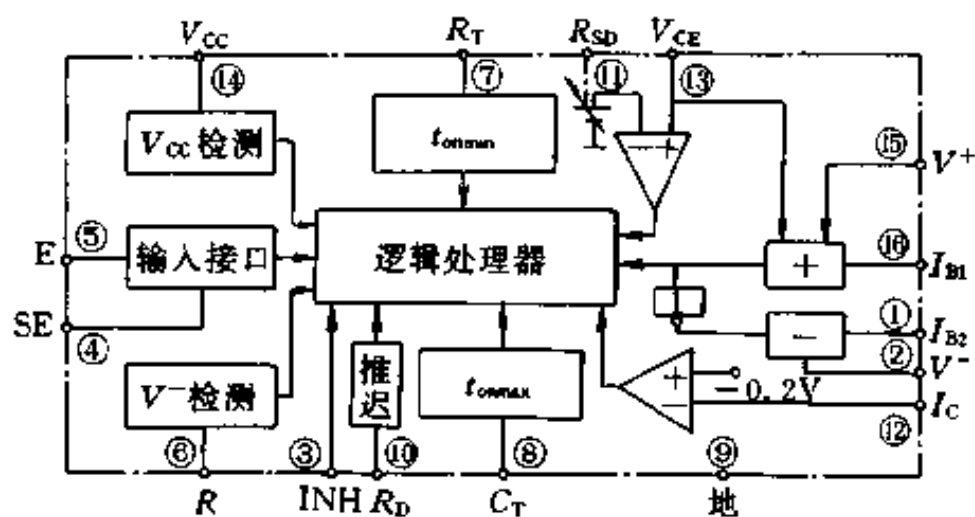


图 3-19 UAA4002 原理框图

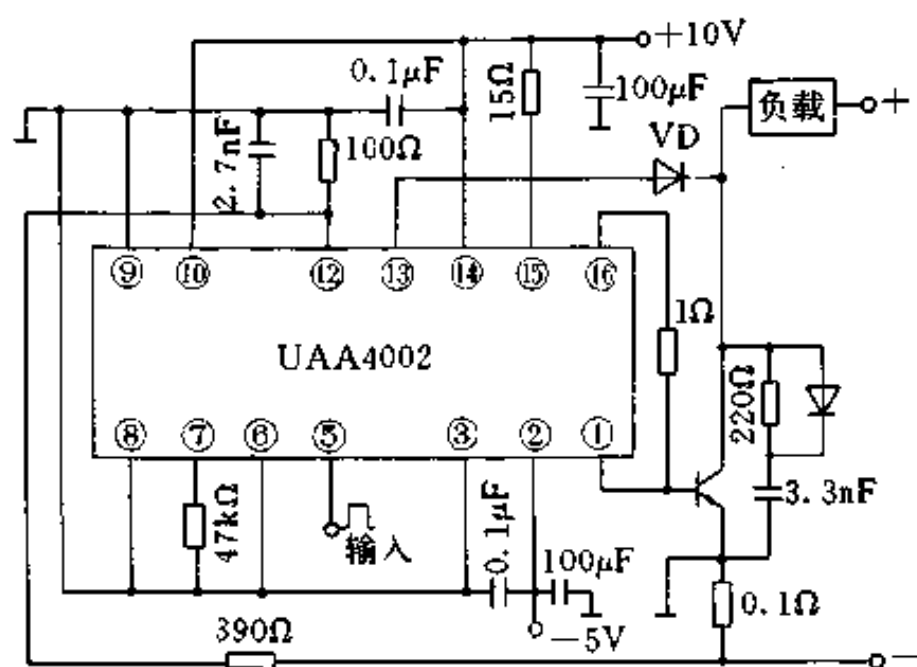


图 3-20 采用 UAA4002 的 8A, 400V 开关电路的驱动

(1) 限流 在电源负回线中串接 0.1Ω 电阻, 用来检测 GTR

的集电极电流，并将该信号引入芯片 I_c 端(⑫脚)，当该信号电压低于 $-0.2V$ 时，比较器状态发生变化，由逻辑处理器检测并发出封锁信号，封锁输出脉冲使 GTR 关断。

(2) 防止减饱和 GTR 的集电极电压由二极管 VD 来检测，其正极接芯片 V_{CE} 端(⑬脚)，负极接 GTR 的集电极。在 GTR 开通时比较器检测 V_{CE} 端电压，若 V_{CE} 端电压高于 R_{SD} 端(⑪脚)上的设定电压，比较器则向逻辑处理器发出信号，处理器封锁控制输入，可防止 GTR 因基极电流不足或集电极电流过载引起减饱和的可能性。

(3) 导通时间间隔控制 为了保证 GTR 开关辅助网络的电容充分放电，逻辑处理器应保证输出脉冲有一最小脉宽，其数值由 R_T 端(⑦脚)的外接电阻来决定。为了限制斩波电路的输送功率或防止脉冲控制方式因传输信号中断造成持续导通，还必须控制最大导通时间，可通过 C_T 端(⑧脚)的外接电容来调整。

(4) 电源电压监测 利用 V_{CC} 端(⑭脚)检测正电源电压的大小，当电源小于 $7V$ 时确保芯片无输出信号。负电压的检测可在 V^- 端(②端)与 R^- 端(⑥脚)之间外接电阻来实现。

(5) 时延功能 可以通过在 R_D 端(⑩脚)接电阻来调整，使控制电压前后沿间能保持 $1\sim 20\mu s$ 的固定的时间间隔。

(6) 热保护 UAA4002 芯片在温度超过 $150^\circ C$ 时能自动切断输出脉冲，而当芯片温度降至极限值以下时恢复输出。

除以上功能外，芯片还具有删除功能，利用 INH 端(③脚)加高电平即可使 GTR 停止开通或使开通时间缩短。

第二节 可关断晶闸管(GTO)

门极可关断晶闸管(Gate Turn-Off Thyristor, 简称 GTO)是晶闸管的一种派生器件，因此它具有晶闸管的全部优点，如耐压高，电流大，耐浪涌能力强，造价便宜等；但它又具有像 GTR 那

样的自关断能力，在门极施加相当于阳极电流 25% 左右的负向门极电流脉冲，可控制 GTO 关断，因此它是一种全控型器件。

一、可关断晶闸管的结构与关断原理

1. 结构

普通晶闸管是 PNP 四层结构，外部引出阳极、阴极和门极（如图 2-1），是一种单元器件。GTO 外部同样引出三个极，但内部则包含数百个共阳极的小 GTO（以下称为 GTO 元），如图 3-21 (a) 所示，在器件内部所有 GTO 元的阴极、门极分别并联在一起，每个 GTO 元则是如图 3-21 (b) 所示的台面型结构，所以 GTO 是一种多元集成器件。这样每个 GTO 元中的 P_2 基区可以做得非常薄，GTO 元也可以看成是两个等效晶体管的复合，如图 3-22 所示，与普通晶闸管一样，由 $P_1N_1P_2$ 和 $N_2P_2N_1$ 两个等效晶体管复合。但 GTO 的两个等效晶体管的电流放大系数之比 α_2/α_1 大于普通晶闸管的 α_2/α_1 ，即 GTO 导通后，其中的 $P_1N_1P_2$ 等效晶体管的饱和度较浅。这些结构特点都是为了便于实现门极控制关断所采取的特殊设计。

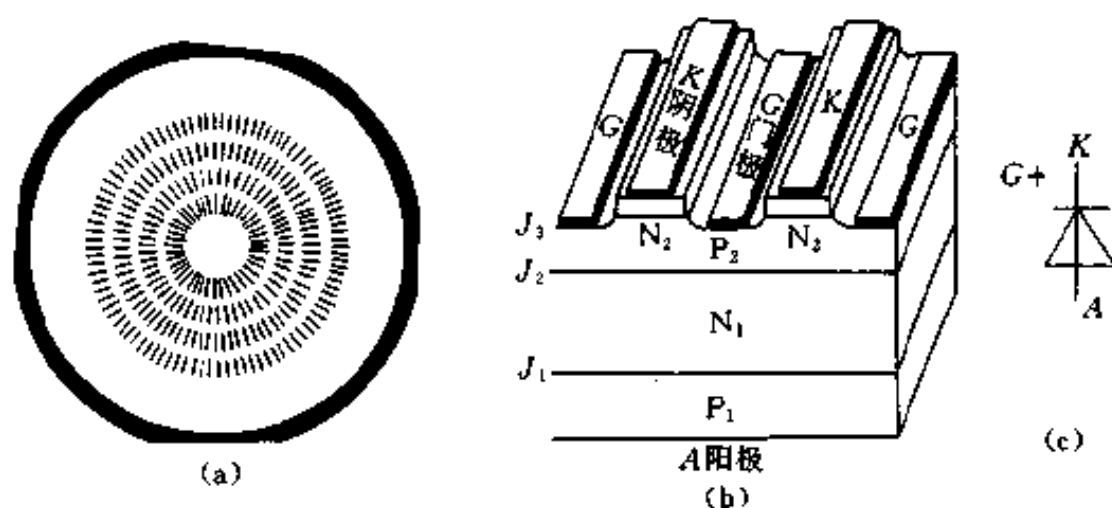


图 3-21 GTO 结构和符号

(a) GTO 的多元集成结构；(b) GTO 元的台面型结构；(c) GTO 图形符号

2. 关断原理

GTO 导通时，所有 GTO 元中两个等效晶体管均饱和，要用门极控制 GTO 关断，必须清除各晶体管中的超量存储电荷，首先是 P_2 基区中的存储电荷，以使饱和晶体管退出饱和状态，恢复基极控制能力。由于 GTO 采用多元集成结构，每个 GTO 元中 P_2 基区是微米数量级的极薄层，所以可以依靠门极负脉冲电压抽出这部分存储电荷。由于 GTO 的两个等效晶体管电流放大系数之比 α_2/α_1 比普通晶闸管大，在清除了 P_2 基区存储电荷之后，GTO 元中的 $N_2P_2N_1$ 等效晶体管先恢复控制能力，依靠其高电流放大系数 α_2 使 $P_1N_1P_2$ 等效晶体管基极电流迅速减小。因为 α_1 比 α_2 小得多， $P_1N_1P_2$ 等效晶体管基极电流进一步减小，这样的正反馈过程使 GTO 阳极电流急剧下降，最后关断 GTO。

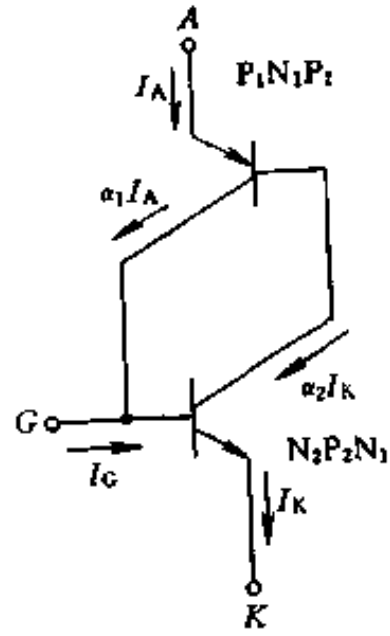


图 3-22 GTO 元等效电路

二、可关断晶闸管的主要参数

表 3-2 列出了两种典型 GTO 产品的主要特性参数。一种功率较大，关断时间较长；另一种功率较小，关断时间较短。下面对几个与普通晶闸管有不同意义的主要参数作简要说明。

表 3-2 两种典型 GTO 产品的主要特性参数

参数名称	符号	单位	数值	
			FG2000A-90 (三菱)	GFF200E12 (日立)
反向重复峰值电压	U_{RRM}	V	4500	—
断态重复峰值电压	U_{DRM}	V	4500	1200
可关断峰值电流	I_{TGQM}	A	2000	200
通态电流(总方均根值)	$I_{T(RMS)\lambda}$	A	1400	70

续表

参数名称	符号	单位	数值	
			FG2000A-90 (三菱)	GFF200E12 (日立)
通态(不重复)浪涌电流	I_{TSM}	A	20000	500
通态电流临界上升率	di/dt	A/ μ s	500	200
门极正向峰值电流	I_{FGM}	A	50	—
门极正向平均耗散功率	$P_{FG(AV)}$	W	50	12
门极反向峰值电流	I_{RGM}	A	500	—
门极反向峰值耗散功率	P_{RGM}	W	7000	1500
门极反向峰值电压	U_{RGM}	V	15	13
门极触发电压	U_{GT}	V	≤ 1.5	≤ 1.5
门极触发电流	I_{GT}	mA	≤ 1000	≤ 600
通态峰值压降	U_{TM}	V	≤ 2.8	≤ 3.8
断态电压临界上升率	du/dt	V/ μ s	≥ 1000	≥ 1000
维持电流	I_H	A	—	≤ 4
擎作电流	I_L	A	—	≤ 6
开通时间	t_{gt}	μ s	≤ 10	≤ 3
延迟时间	t_d	μ s	—	1
关断时间	t_{og}	μ s	≤ 30	4.5
存贮时间	t_s	μ s	—	4
等效结温	T_j	$^{\circ}$ C	125	125

(1) 断态不重复峰值电压 U_{DSM} 普通晶闸管阳极电流超过此值, 则不需要门极触发, 晶闸管即转折导通, 晶闸管只损伤, 但不至于因转折而立即损坏。GTO 的阳极电压 U_{AK} 超过此值, 可能只是其中个别 GTO 元首先斩折, 全部阳极电流集中于这几个 GTO 元, 造成局部电流过大而损坏。

(2) 可关断峰值电流 普通晶闸管是以通态平均电流作为标

称电流，此电流值是以晶闸管内结温不超过额定值为前提。GTO 则以可关断峰值电流作为标称电流。

(3) 维持电流 普通晶闸管的阳极电流减少到低于维持电流值时就转向截止。GTO 的维持电流只是阳极电流减小到开始出现 GTO 元不能再维持导通时的数值，而不是整个 GTO 不能维持导通的标志。因此，GTO 的维持电流一般大于同等容量的普通晶闸管。

(4) 掣住电流 GTO 经门极触发后，阳极电流上升到所有 GTO 元导通的最低值即掣住电流值。

三、可关断晶闸管的开关特性及吸收和驱动电路

1. 开关特性及对门极驱动的要求

GTO 的开通和关断过程与每个 GTO 元密切相关，但 GTO 元的特性又不等同于整个 GTO 器件的特性。多元集成结构使 GTO 的开通和关断过程产生了一系列新问题，深入了解 GTO 的特性，在使用中全面、严格地控制所有参数，才能确保 GTO 安全可靠地工作。

感性负载电路中 GTO 的开通波形如图 3-23 所示。延时时间 t_d 与上升时间 t_r 之和称为开通时间。

就每个 GTO 元而言，GTO 的开通过程与普通晶闸管的开通过程完全相同。它也是靠门极注入正向电流使两个等效晶体管形成

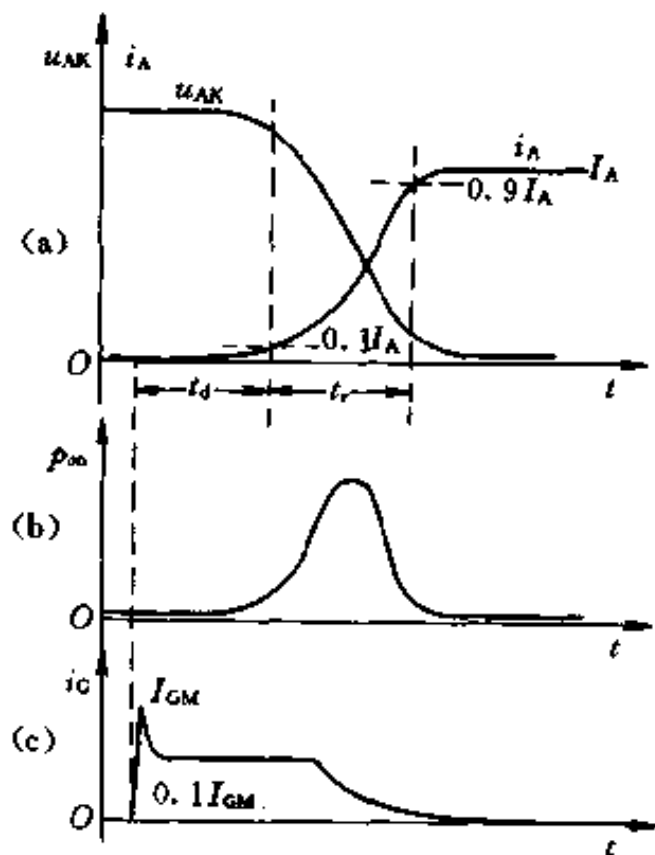


图 3-23 GTO 开通过程波形

强烈的正反馈造成两个晶体管饱和导通，即晶闸管饱和导通。但是由于 GTO 是多元集成结构，GTO 的数百个 GTO 元制作在同一硅片上，在同样的工艺条件下同时制成，所有的 GTO 元的特性相对比较一致，然而，硅片材料及工艺过程中的微观不均匀使 GTO 元特性产生差异，这样影响 GTO 的开通特性，使得 GTO 的开通驱动信号比普通晶闸管有更高的要求。

如果个别 GTO 元的开通滞后时间小于其它 GTO 元，则门极一旦被触发，该 GTO 元阴极首先出现电流，全部阳极电流都从该 GTO 元中通过，必将造成局部电流密度过大而损坏，这就影响了 GTO 阳极电流的 di/dt 承受力。GTO 元初始导通时，如果个别 GTO 元的阴极导电面积扩展速度大于其它 GTO 元，则该 GTO 元的管压降迅速从正向阻断电压下降到通态压降值，而其它 GTO 元的管压降减小相对滞后，于是阴极导电面积扩展快的 GTO 元在开通过程中承受较大的电流，这使 GTO 元之间动态不均流。GTO 的掣住电流定义为门极电流使 GTO 导电之后，撤除门极信号，能够保持所有 GTO 元导电的最小 GTO 阳极电流值。如果 GTO 元的掣住电流值不一致，则门极信号撤除之后，GTO 虽可以保持导通，但是一些掣住电流值大的 GTO 元也许不能保持导通，于是承担 GTO 阳极电流的 GTO 元数量减小，导致 GTO 元电流密度增大，温度升高。

所以，GTO 元特性一致性对整个 GTO 特性影响极大。在制造时应该求得最大限度地达到每个 GTO 元件内部所有 GTO 元特性一致。使用时则必须创造能够最大限度地达到所有 GTO 元工作状态一致的外部条件，而正确的门极脉冲波形是主要的外部条件之一。

对于 GTO 的开通而言，提高门极电流脉冲幅值（即强触发）和上升沿陡度，可以缩短 GTO 元阳极电流延时时间 t_d ，对于 t_d 较大的 GTO 元尤为显著，因此可以使所有 GTO 元的 t_d 趋向一致，有利于整个 GTO 初始导通时 di/dt 承受力的提高；另外，可以加

强 GTO 元阴极导电面积的扩展,有利于开通过程中 GTO 元之间动态电流不均匀分布状况的改善。为了使 GTO 能达到掣住电流值,应根据负载性质(尤其是电感性负载使 GTO 阳极电流上升减缓),确保门极有适当的正向电流脉冲宽度,以期在此脉宽期间所有 GTO 元的阳极电流都能达到掣住电流。

GTO 的开通损耗波形如图 3-23 (b) 所示,最大瞬时开通损耗出现在上升时间 t_r 阶段。

GTO 稳定导通后,在门极和阴极间加负电流脉冲可控制关断,特性如图 3-24 所示。

存储时间 t_s 阶段, GTO 元的所有等效晶体管均未退出饱和, J_1 、 J_2 、 J_3 三个 PN 结都还是正向偏置,门极电流变负从门极抽出存储电荷的同时, GTO 阳极电流 i_A 仍保持原先稳定导电时的数值,管压降 u_{AK} 也保持通态压降。

下降时间 t_f 阶段, GTO 元中两个等效晶体管从饱和退出到放大区,所以 GTO 的管压降 u_{AK} 由通态压降逐渐升高。由于阳极电流急剧

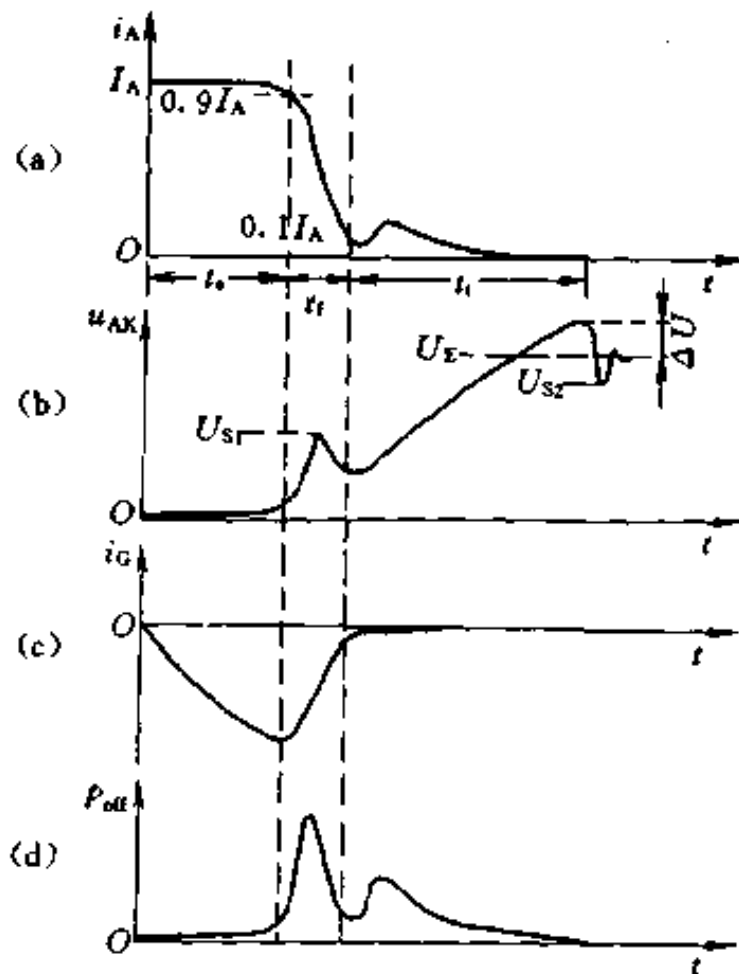


图 3-24 GTO 的关断过程

下降, di/dt 通过电感负载产生图 3-24(b) 中的尖峰电压 U_{S1} 。阳极电流 i_A 越大, U_{S1} 也越高。由此,一方面形成很高的正向电压上升率 du/dt , 可能导致 GTO 在 t_f 阶段恢复导通而引起关断失败; 另一方面 U_{S1} 也造成 GTO 关断损耗增大, 结温升高, 等效晶体管

电流放大系数 α_1 和 α_2 则随温度升高而增大,使两个等效晶体管饱和加深, P_2 基区存贮电荷量增多,如果门极负脉冲电压的幅值和宽度不相应增大,就不能从门极抽取这些存储电荷而使两个等效晶体管退出饱和,门极也就失去控制关断的能力。为此可用吸收电路限制 U_{S1} 和 du/dt , 并保证门极负脉冲电压的幅度和宽度。

和 GTR 不同, GTO 关断时还有一个尾部时间 t_t , 它定义为从 GTO 阳极电流下降到稳定导电电流值的 10% 至阳极电流衰减到断态漏电流所需的时间。下降时间 t_f 阶段后, 阳极电流 i_A 继续减小, GTO 元先后截止, U_{AK} 电压逐渐上升。此后, 因 P_1N_1 结恢复阻断, U_{AK} 上升 du/dt 较大时, 往往有位移电流通过 P_2N_1 结注入 P_2 基区, 引起两个等效晶体管的正反馈过程。过大的 du/dt 会使正反馈过程一直进行到 $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 接近于 1 而导致 GTO 开通。因此常用吸收电路抑制此阶段中 U_{AK} 上升的 du/dt 。如果 GTO 门极驱动电路能使负电压脉冲幅值缓慢地衰减, 至 t_t 阶段门极依旧保持适当负电压, 则可保持 $N_2P_2N_1$ 等效晶体管截止。 U_{AK} 上升时, 不会因 du/dt 引起 GTO 内部载流子增生的正反馈过程, 也就不会有 t_t 阶段 i_A 增大过程。同时, 门极流有负电流可继续抽出 GTO 内残存的载流子, 因此 t_t 时间可以缩短。在 t_t 阶段, P_2N_2 结已恢复反向偏置, 该结界面两侧都有空间电荷层构成结电容, 此时若门极电压脉冲后沿向零衰减过快, 形成较高的门极电压变化率, 则 P_2N_2 结电容将因此放电, 放电电流注入 P_2 基区, 也可引起 GTO 误导通。因此, GTO 门极驱动电路还必须保证门极负电压脉冲后沿尽可能缓慢衰减。

GTO 的关断损耗波形如图 3-24(d) 所示。每次关断出现两次峰值关断损耗, 一次出现在 t_f 阶段, 是由 U_{S1} 尖峰电压造成的; 另一次出现在 t_t 阶段, 是由 U_{AK} 的正向 du/dt 和阳极电流 i_A 回升造成的。GTO 的开关损耗随开关频率的增加和开关时间的增加而增加。

综上所述, 要使 GTO 可靠地开通和关断, 特别是可靠关断,

减小开关损耗，除了要有合理的门极驱动信号外，还要设置吸收电路。理想的门极驱动电流和电压的波形如图 3-25 所示。开通控制信号应该有足够的上升陡度和幅度，并保持一定的宽度，通常门极开通电流脉冲的起始幅值应达到 GTO 门极触发电流的 6~10 倍，然后逐渐减至门极触发电流的 1.2 倍左右。但应注意不得超过 GTO 的门极正向峰值功率和门极正向平均功率值。门极关断电流脉冲也应有一定的负向上升率和幅值，在 GTO 关断后门极负电压脉冲缓慢衰减，并在 GTO 关断期间保持适当的负电压，门极关断控制电流脉冲的幅值为 GTO 阳极导通电流的 25% 左右。

由于开通和关断脉冲的后沿极易出现过冲，门极开通脉冲后沿的过冲意味着 GTO 在导电过程中接受了门极误关断信号，而门极关断电压脉冲后沿的过冲又意味着 GTO 在关断过程中接受了门极误开通信号，这些信号都不利于 GTO 的正常开和关。因此，图 3-25 中的门极控制信号将门极控制信号和关断信号脉冲前后沿相衔接，这样可变不利因素

为有利因素，开通脉冲后沿的过冲恰好改善了关断脉冲前沿陡度，关断脉冲后沿过冲又改善了开通脉冲的前沿陡度，对 GTO 的开通和关断都有利。

2. GTO 吸收电路

在分析 GTO 的关断特性时，曾提到阳极电压 U_{AK} 在关断过程中回升速率 du/dt 太大以及回升过程中产生尖峰电压 U_{S1} 都可能引起 GTO 关断失效。为了保证 GTO 可靠关断，除了要有正确的门极关断信号外，还要设置吸收电路以抑制 U_{S1} 和 du/dt 。带吸收

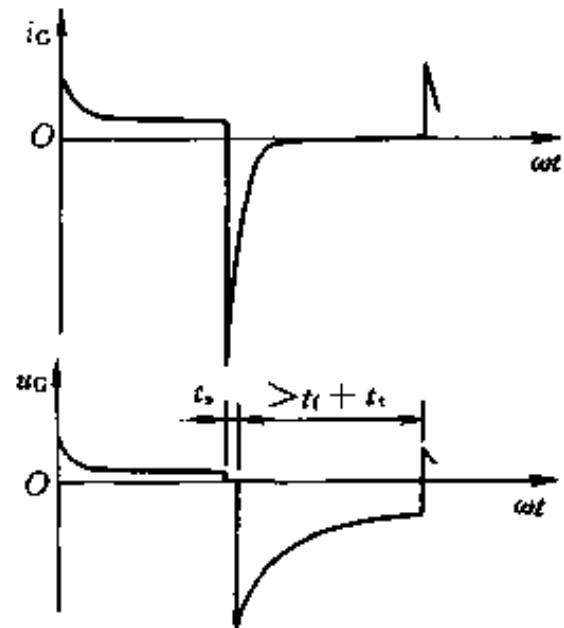


图 3-25 理想的 GTO 门极驱动电流和电压波形

回路的 GTO 斩波器如图 3-26 所示。图中 R 、 L 是负载， VD 为续流二极管， L_A 是 GTO 导通瞬间限制 di/dt 的电感，其中也包含主电路的线路电感。 R_s 、 C_s 和 VD_s 组成了吸收电路。吸收电路有时也称缓冲电路。

在 GTO 关断过程下降 t_t 阶段，负载电流基本上被吸收电容 C_s 的充电电流引入吸收电路， C_s 的充电过程缓解了 GTO 阳阴极两端电端 U_{AK} 的上升，限制了 du/dt 的大小，抑制了 i_A 下降阶段 U_{AK} 电压中的

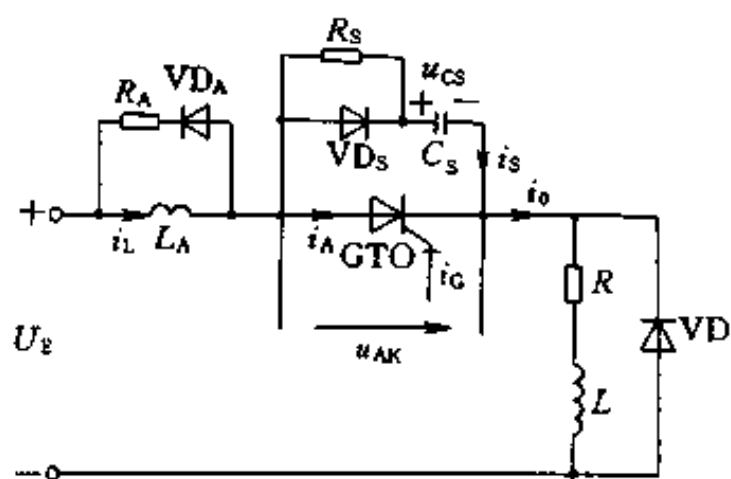


图 3-26 带吸收电路的 GTO 斩波器

尖峰电压 U_{s1} 。这就可防止由于 du/dt 引起的关断失败， U_{s1} 减小也降低了关断损耗和结温，也有助于 GTO 关断。在尾部 t_r 阶段，吸收电路的主要作用在于抑制 U_{AK} 的变化率 du/dt 的上升，防止由于 du/dt 引起阳极电流回升，并减小 t_r 阶段的关断损耗。

吸收电路在 GTO 导通时也有良好的作用。GTO 开通时，吸收电容 C_s 通过串联电阻 R_s 向 GTO 放电，有助于所有 GTO 元达到掣住电流值，尤其是主电路是感性负载时。

吸收电路中二极管 VD_s 的作用是在 GTO 开通时利用 R_s 限制 C_s 放电电流峰值，避免超出 GTO 的承受能力。而关断过程中 VD_s 导通将 R_s 短接，用 VD_s 的通态电阻及 GTO 关断过程中的内阻来阻尼 L_A 和 C_s 谐振。开通时及 GTO 关断末期 VD_s 反向恢复阻断时用电阻 R_s 来阻尼 L_A 和 C_s 谐振。

GTO 在限定的电流和电压范围内可以无缓冲电路安全工作。图 3-27 是日立公司一个 30A(均方根值)、1200V 的 GTO 的无吸收电路安全工作区域图。从图中可以看出，当可关断峰值电流为 100A 时，阳极电压峰值 U_{AKM} 不能超过 300V；若 GTO 阳极电压

峰值 $U_{AKM} = 1000V$ 时, 阳极可关断峰值电流只有 $10.5A$ 。显然, 无吸收电路时 GTO 的关断能力大受限制。如果加入吸收电容 $C_s = 0.22\mu F$, 则图中表明同样在阳极电压峰值为 $1000V$ 时, 可关断峰值电流可达到 $180A$, 可见吸收电路对开发 GTO 关断能力起着相当重要的作用。

3. GTO 驱动电路

由于 GTO 的门极驱动功率较大, 驱动电路大多由分立元件组成。GTO 的门极驱动电路类型很多, 归结起来也可分为直接驱动和间接驱动两大类型。

直接驱动指门极驱动电路直接和 GTO 门极连接, 门极控制电路与 GTO 主电路之间必须的电隔离是利用光电耦合器或其它隔离器件将控制信号传送给驱动电路的输入端来实现的。其优点是输出电流脉冲的前沿陡度好, 门极脉冲波形干净, 易于消除寄生振荡和排除寄生振荡产生的门极瞬时过电流和过电压。缺点是由于直接驱动, 驱动电路中的半导体开关器件必须直接承担 GTO 的门极电流, 故开关器件的电流比较大, 由于门-阴极间内阻小, 尤其是动态内阻更小, 若用晶体管驱动, 则晶体管很难饱和, 因而晶体管的功率损耗大、效率低。直接驱动电路与 GTO 主电路具有同样的高电位, 为控制系统的安全, 驱动系统的工作电源必须和控制系统的电源隔离。

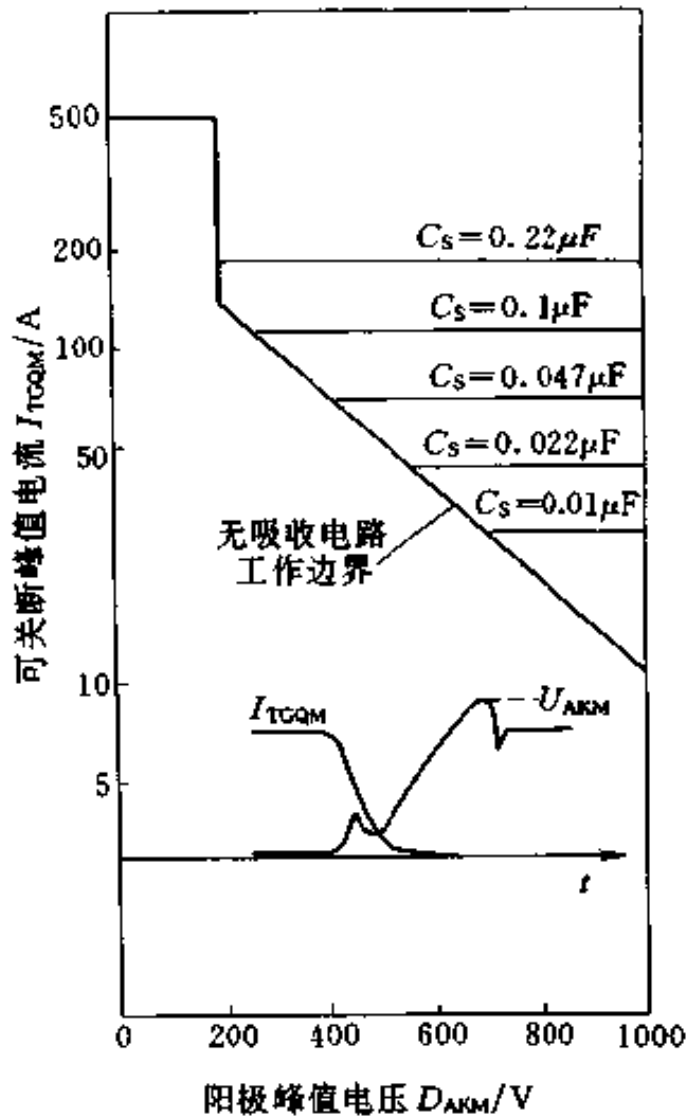


图 3-27 吸收电路对可关断电流的影响

间接驱动是驱动电路通过脉冲变压器与 GTO 门极相连接。其优点是 GTO 主电路与门极控制电路之间有变压器做电隔离，对控制系统来说较为安全，利用变压器可进行合理的阻抗配合，使驱动电路的脉冲功率放大器件中电流可以大幅度减小。缺点是输出变压器的漏感使输出脉冲前沿陡度受到限制，输出变压器带来的寄生电感和电容易产生高频寄生振荡，致使门极脉冲前沿过后出现电压和电流寄生振荡，有可能出现门极瞬时过电压或过电流，而且造成 GTO 不能干净利落地开通和关断。

下面介绍两种间接驱动开通和关断的 GTO 门极驱动电路。

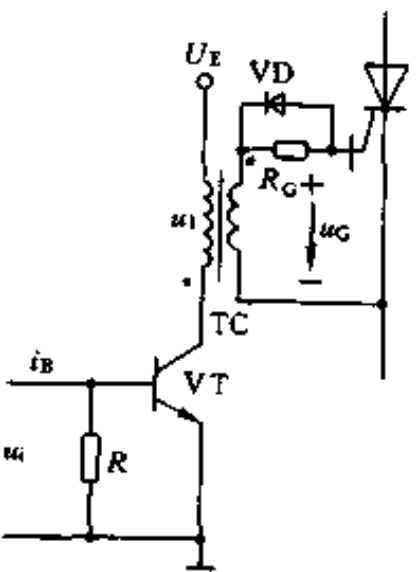


图 3-28 间接驱动的门极驱动电路

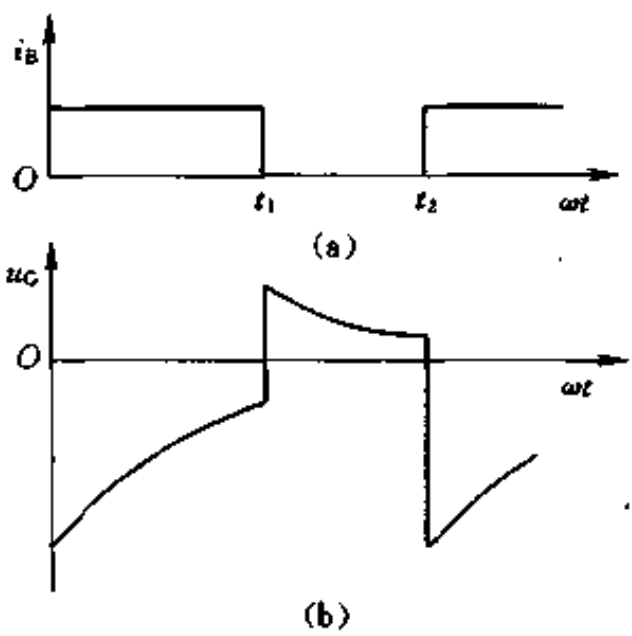


图 3-29 图 3-28 驱动电路的工作波形

图 3-28 为一种间接驱动开通和关断的 GTO 门极驱动电路。因为 GTO 关断所需的门极负脉冲电流远大于控制开通的门极正脉冲电流。因此电路设计成功率放大晶体管 VT 导通时输出负脉冲。这样，脉冲变压器次级能发出较大负脉冲，同时，功率放大晶体管流过的电流较大，在变压器 TC 励磁电感中的储能也较大。当功率晶体管截止时，储能释放足以产生所需的门极正脉冲电流幅值。图 3-29 是驱动电路工作波形。脉冲功率放大晶体管 VT 输

入如图 3-29(a)所示的基极电流 i_B 。在 0 至 t_1 期间, VT 饱和导通, 按输出变压器 TC 同名端判断, 次级侧输出给 GTO 的门极负电压脉冲如图 3-29(b)所示。在 t_1 时刻, VT 截止, 变压器激磁电感中的储能释放, 在次级侧感应正电压脉冲, 以控制 GTO 开通。这就要求输出变压器 TC 设计成能保证负电压脉冲平缓衰减, 以使正负脉冲的前后沿相互衔接。为了维持 GTO 导通期间门极电流略大于门极触发电流值, 也必须减缓脉冲顶部的衰减。而脉冲变压器设计时, 脉冲前沿陡度和脉冲平缓衰减总是有矛盾的。所以这种驱动电路适用于输出脉冲宽度不大的中高频开关电路中。

图 3-30 为另一种间接驱动开通和关断的单电源脉冲变压器的双信号的门极驱动电路。图中点划线框内的电路 I 部分用于门极的开通控制, 当在开通信号作用下晶体管 V1 导通时, 在脉冲变压器 T1 的二次侧感应出电压 e_{s1} , 经二极管 VD2 向 GTO 门极提供触发电流, 使 GTO 开通。电路 II 用于门极的关断控制, 在关断

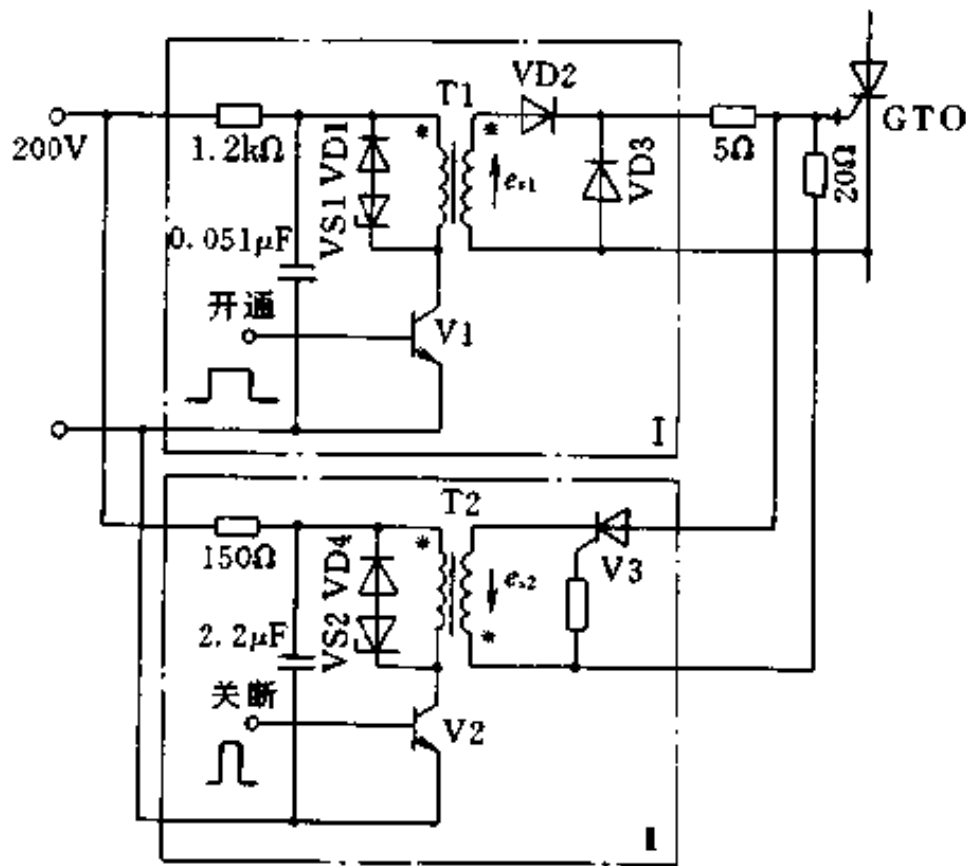


图 3-30 间接驱动的 GTO 实用门极驱动电路

信号作用下晶体管 V2 导通时,脉冲变压器 T2 的二次侧感应出图中所示极性的电压 e_{s2} ,并用此电压触发晶闸管 V3。于是在 GTO 的门极和阴极之间流过反向电流,迫使 GTO 关断。图中晶体管 V3 和二极管 VD2 起互锁隔离作用,防止电路 I 和电路 I 之间的干扰。晶闸管 V3 防止门极开通电流流入 T2 二次侧而不流入 GTO 门极,造成 GTO 不能开通的后果。二极管 VD2 则阻止门极关断电流的一部分流入 T1 二次侧,可能在 T1 寄生电感中储存能量,一旦门极关断电流消失,会使 GTO 再次触发而出现误导通的现象。

第三节 功率场效应晶体管(Power MOSFET)

一、功率场效应晶体管的结构

功率场效应晶体管简称功率 MOSFET,它是一种单极型的电压控制器件,不但有自关断能力,而且有驱动功率小、工作速度高、无二次击穿问题、安全工作区宽等优点。

为了说明功率 MOSFET 的结构及原理,首先要简单说明一下 MOSFET 的结构特点。N 沟道 MOSFET 的结构示意图如图 3-31 所示。其衬底是 P 型硅,在衬底上扩散两个高掺杂 N⁺区,在两个 N⁺区上引出电极,分别为源极 S 和漏极 D,半导体表面覆盖 SiO₂ 绝缘层,在漏极和源极之间的绝缘层上再制作栅极 G。通常源极 S 和衬底相连接。从 MOSFET 的基本结构可以看出,它是把源极、栅极、漏极都安装在硅片的同一侧面上,因而 MOSFET 中的电流是横向流动的,电容量不可能太大。

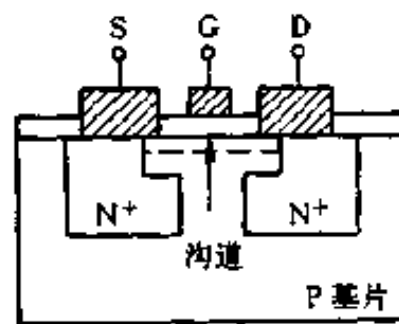


图 3-31 MOSFET 基本结构

功率场效应管主要须解决 MOSFET 器件的大电流、高电压问题,以提高其功率。对比研究 MOSFET 和 GTR 的结构发现,

GTR 首先在功率领域中获得突破的主要原因有四点：

①发射极和集电极是安装在基区的两侧，电流是流过面积很大而厚度较薄的基区，因而 GTR 实际上是一种垂直导电结构，电流容量可以很大；

②基区宽度的控制是靠双重扩散技术实现的，严格准确，可以满足各种功率等级的设计要求；

③为了提高耐压，在集电区中加入了一个轻掺杂的 N^- 区，使器件耐压能力大为改善；

④由于集电极安装在硅片的底部，设计方便，封装密度高，耐压特性好，可以在较小体积下输出较大功率。

功率 MOSFET 既要保持 MOS 器件电压控制的优点，又应吸收 GTR 的长处，关键是如何保留沟道结构又能实现垂直导电。由垂直导电结构组成的场效应晶体管称为 VMOSFET，根据结构形式的不同，VMOSFET 又分为 VVMOSFET 和 VDMOSFET 两种基本类型。

垂直导电的双扩散 MOS 结构称为 VDMOSFET，其典型结构如图 3-32 所示。它是在 N^+ 型高掺杂浓度的硅片衬底上外延生长 N^- 型漂移区，在 N^- 高阻漂移区内有选择地扩散出 P 型的沟道体区，再在 P 型沟道体区内有选择地扩散 N^+ 源区。这样，电流从 N^+ 区源极出发，经过沟道流到 N^- 漂移区，然后垂直地流到漏极，改变了 MOSFET 电流沿表面水平方向流动的传统概念，实现了垂直导电，这一从横到纵，从水平到垂直的改变是 MOS 功率器件的重大突破，这一突破为解决大电流技术难题奠定了基础。从结构上说，由于漏极是安装在硅片衬底上，因此不仅充分利用了硅片面积而且实现了垂直传导电流，可以获得大的电流容量。在器件间设置的 N^- 型漂移区不仅仅提高

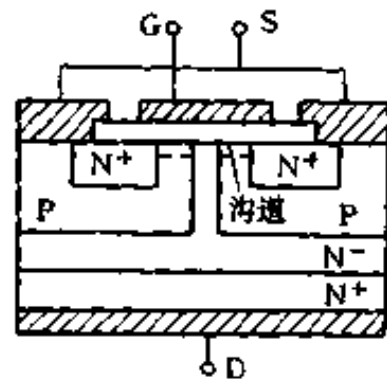


图 3-32 VDMOSFET 结构

了耐压,还减小了栅电容。双重扩散技术精确地控制了短沟道,从而使沟道电阻值降低,使VDMOSFET的工作频率和开关速度大大提高。在芯片背面安装漏极可以做到高度集成化。

功率MOSFET也采用多元集成结构,由成千上万个VMOSFET元并联连接。这样的结构可降低通态电阻,提高通态电流,提高工作频率。

由于漏极电流流过沟道时,在沟道电阻上产生的损耗和发热限制了MOSFET通态电流值的提高,而功率MOSFET的多元集体结构不仅使每个MOSFET单元的沟道长度大为缩短,而且所有的MOSFET单元的沟道是并联在一起的,因而沟道电阻大幅度减小。于是,在同样温度下,器件的通态漏极电流可以提高,即提高了大功率的能力。

在MOSFET器件中,由于载流子在沟道中渡越时间和栅极输入电容存在,限制了器件的工作频率,但由于功率MOSFET的多元集成结构使沟道大大缩短,载流子的渡越时间也大为减小。又因为MOSFET元的沟道是并联的,所以允许很多的载流子同时渡越,使器件的开通时间极短。大约可使漏极电流上升时间减小至毫微秒的数量级。

功率MOSFET的图形符号如图3-33所示。图3-33(a)为N沟道型,(b)为P沟道型。它们与MOSFET的图形符号是一样的。

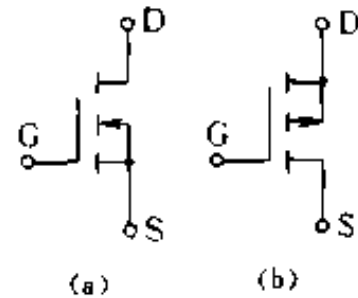


图3-33 功率MOSFET的符号

(a) N沟道; (b) P沟道

二、功率场效应晶体管的特性与参数

1. 静态特性与参数

静态特性主要指功率MOSFET的输出特性、饱和特性、转移特性,与静态特性有关的参数主要有通态电阻、开启电压、跨导、最大电压额定值和最大电流额定值。

(1) 输出特性 N沟道增强型VMOSFET的漏极电流 I_D 受

栅源电压 U_{GS} 的控制，以栅源电压 U_{GS} 为参变量反映漏极电流 I_D 与漏极电压 U_{DS} 间的关系曲线族称为 VMOSFET 的输出特性，如图 3-34(a) 所示。输出特性分三个区域：可调电阻区 I、饱和区 II、雪崩区 III。

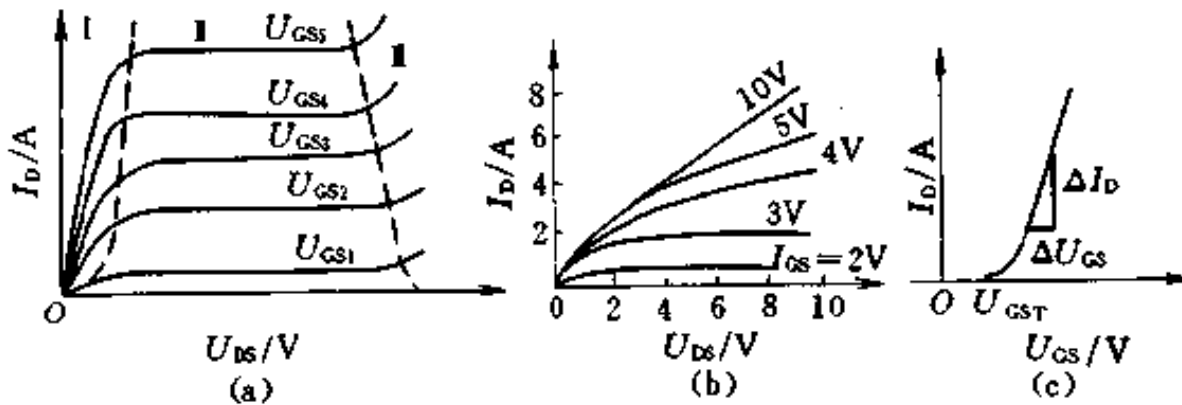


图 3-34 功率 MOSFET 的静态特性
(a) 输出特性；(b) 饱和特性；(c) 转移特性

在可调电阻区 I 器件的电阻值是变化的，因为一定的栅压对应一定的沟道，由于沟道已经形成，只要有很小的漏源电压 U_{DS} 就可以流过一定的漏极电流 I_D 。由于漏源电压较小，它对沟道的影响可以忽略不计，这样沟道宽度和沟道电子的迁移率几乎不变，所以 I_D 和 U_{DS} 几乎呈线性关系。当 U_{DS} 较大后，随着 U_{DS} 的增加靠近漏区一端的沟道要逐渐变窄，另一方面沟道电子将达到散射极限，速度不继续增加。于是，尽管 U_{DS} 继续增加，但 I_D 增加缓慢，使沟道的有效阻值逐渐增加，直至靠近漏区一端的沟道被夹断，或沟道电子达到散射极限速度，才使沟道电子的运动摆脱了沟道电场的影响，开始进入饱和区 II。此后漏极电流 I_D 趋于稳定不变，即特性曲线趋于与横轴平行。如果继续增大漏源电压，当漏极 PN 结发生雪崩击穿时，漏极电流突然增加，曲线再次转折进入雪崩区 III，直至器件损坏。

(2) 饱和特性 功率 MOSFET 的饱和特性如图 3-34(b) 所示。由于功率 MOSFET 的通态电阻较大，所以饱和压降也大。这是因为它不像 GTR 有超量存储电荷，它是单极型器件，没有载流

子的存储效应。通常规定在确定的栅源电压 U_{GS} 下，功率 MOSFET 由可调电阻区进入饱和区时的直流电阻为通态电阻 R_{on} 。通态电阻是功率 MOSFET 的重要参数，它与输出特性和饱和特性密切相关，它是直接影响最大输出功率的重要参数，在开关电器中它决定了信号输出幅度和自身损耗，还直接影响器件的通态压降。

(3) 转移特性 转移特性表示功率 MOSFET 的输入栅源电压 U_{GS} 与输出漏极电流 I_D 之间的关系，如图 3-34(c) 所示。转移特性表示功率 MOSFET 的放大能力，与 GTR 中的电流增益 β 相仿，由于功率 MOSFET 是电压控制器件，因此用跨导这一参数表示。跨导 g_m 定义为

$$g_m = \Delta I_D / \Delta U_{GS} \quad (3-12)$$

即表示转移特性的斜率，单位为西门子(S)。

转移特性曲线与横轴的交点称为开启电压 U_{GST} 。只有栅源电压 U_{GS} 大于开启电压 U_{GST} 时，才开始出现沟道，因而才有漏极电流 I_D 。功率 MOSFET 的漏极工作电流 I_D 都比较大，从图 3-34(c) 可以看出，当 I_D 较大时， I_D 与 U_{GS} 的关系近似为线性，亦即，此时跨导 g_m 为常数。

(4) 静态参数 静态参数除上面介绍的通态电阻 R_{on} 、跨导 g_m 和开启电压 U_{GST} 外，还有漏极击穿电压，栅源击穿电压和最大漏极电流等。

漏极击穿电压 BU_{DS} ：它指最大允许使用的漏-源电压，它决定了功率 MOSFET 的最高工作电压，限制了器件的电压和功率处理能力，这是为避免器件进入雪崩区而设的极限参数。

栅源击穿电压 BU_{GS} ：它指最大允许使用的栅-源电压，一般 $BU_{GS} = \pm 20V$ 。

最大漏极电流 I_{DM} ：它指最大允许使用漏极电流，表征功率 MOSFET 的电流容量。

(5) 安全工作区 MOSFET 的漏源间通态电阻 R_{on} 随着温度

的上升而增大，而不像 GTR 中的通态电阻那样随着温度的上升而减小。正是这个差异使 MOSFET 没有热电反馈引起的二次击穿，而导致这个差异的根本原因是这两种器件的工作载流子性质不同。GTR 器件要依靠少数载流子的注入传导电流，而少数载流子的注入密度随着结温的升高而增大。电流增大将通过焦耳热使结温进一步升高，因而电流与结温之间保持着一种正反馈关系。MOSFET 主要靠多数载流子导电。温度在室温与允许结温之间变化时对多数载流子的密度影响不大，但对其迁移率有较大影响。在这个温度范围内，迁移率将随着温度的上升而下降，其宏观表现就是漂移区的电阻升高。电阻升高会使电流减小，而电流减小会使由焦耳热引起的结温升再降下来，可见 MOSFET 的电流与温度之间保持的是一种负反馈关系。如果器件某处因为其他某种原因引起电流集中而过热，这种负反馈关系即可使那里的电流密度自动降下来，从而保证了 MOSFET 的电流沿沟道乃至整个芯片的均匀性。

热电二次击穿现象的消失，使功率 MOSFET 的安全工作区增大。图 3-35 是一个以双对数坐标表示的功率 MOSFET 安全工作区示意图。它是由四条边界极限所包围的区域。这四条边界极限是：最大漏源电压线 I、最大漏极电流线 II、漏源通态电阻线 III 和最大功耗限制线 IV。最大功耗的限制和 GTR 的相同，是由器件的热响应特性、最大允许结温和最大热阻抗共同决定的，对应不同的工作时间有不同的耐量，时间越短耐量越高。图 3-35 中示出了四种情况：直流 DC、脉宽 10ms、脉宽 1ms、脉宽 10 μ s。和 GTR 安全工作区相比有两点明显的不同：一是功率 MOSFET 无二次击穿问题，故不存在二次击穿功率线 P_{SB} ；二是 GTR 饱和压降很小，自身导通功耗

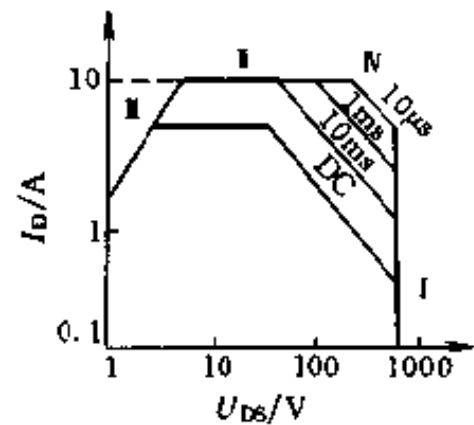


图 3-35 功率 MOSFET 的安全工作区

很低，所以最大电流限制线一直延伸到纵坐标处，而功率 MOSFET 的通态电阻较大，自身导通功耗也较大，所以在低压侧不仅受最大漏极电流限制，还要受到通态电阻 R_{on} 的限制。

2. 动态特性与参数

动态特性主要影响功率 MOSFET 的开关过程，它和 GTR 的开关过程相似也分为几个阶段，但是由于功率 MOSFET 是单极型器件，是靠多数载流子传导电流的，本身的电阻效应和渡越效应对开关过程的影响可以忽略不计，因此在开关工作的机理上又与 GTR 有较大的差别。功率 MOSFET 的开关速度高。开关时间很短，一般在纳秒数量级，典型值为 20ns。

功率 MOSFET 的极间电容对开关过程有直接影响，其等效电路如图 3-36(a) 所示。这些电容分为两类： C_{GS} 、 C_{GD} 是由 MOS 结构形成的，它们的大小决定于几何形状和绝缘层的厚度，其数值很稳定，几乎不随电压和温度变化。 C_{DS} 则由 PN 结形成的，其大小决定于沟道面积和有关结构的反偏宽度，它将会受到电压和温度变化的影响。在应用中常用输入电容 C_{iss} 、输出电容 C_{oss} 和反馈电容 C_{rss} 的概念，它们与功率 MOSFET 极间电容的关系定义为

$$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD} \quad (3-13)$$

$$C_{oss} = C_{DS} + \frac{C_{GS} \times C_{GD}}{C_{GS} + C_{GD}} \approx C_{DS} + C_{GD} \quad (3-14)$$

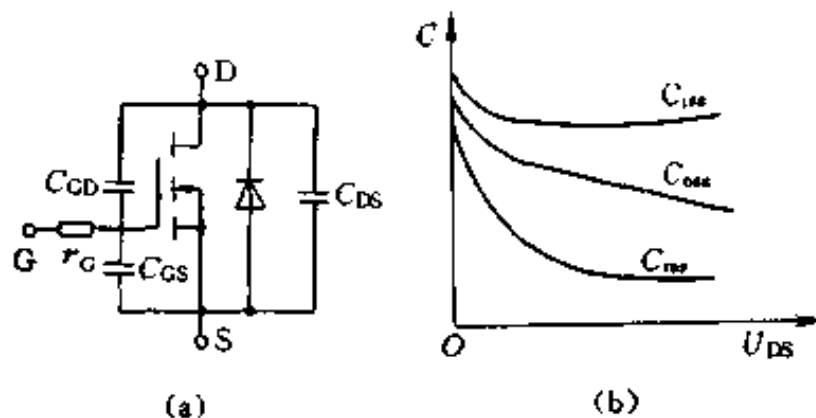


图 3-36 功率 MOSFET 的极间电容及与 U_{DS} 的关系
(a) 等效电路；(b) 电容变化关系

$$C_{rss} = C_{GD} \quad (3-15)$$

这些电容与 U_{DS} 的关系曲线如图 3-36(b) 所示。

功率 MOSFET 的开关特性如图 3-37 所示。图 3-37(a) 为功率 MOSFET 开关特性的测试电路。图中 R_F 是高频(即极小电感)分流器, 用于检测出漏极电流信号; r_s 是信号源内阻。 u_p 为矩形电压脉冲源, u_p 的波形如图 3-37(b)。

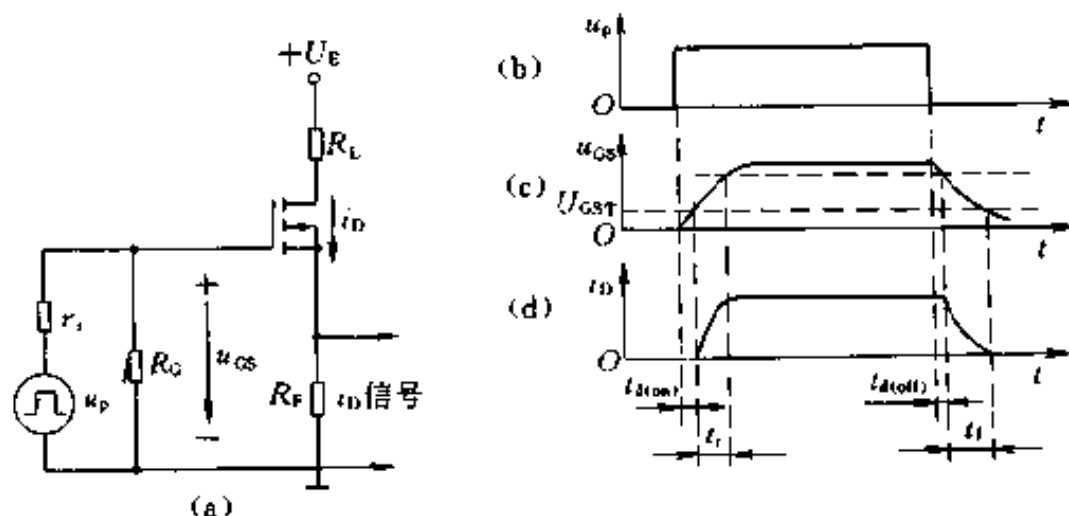


图 3-37 功率 MOSFET 的开关过程

(a) 测线电路; (b) 信号源波形;
(c) 栅源电压波形; (d) 漏极电流波形

开通过程: 因为 MOSFET 存在输入电容, 当 u_p 脉冲信号到来时, 对电容充电, 栅极电压 u_{GS} 按指数上升, 见图 3-37(c), 待栅极电压 u_{GS} 上升到开启电压值 u_{GST} 时, 开始出现漏极电流 i_D , 见图 3-37(d)。图中 $t_{d(on)}$ 称为开通延时时间。此后, i_D 随栅极电压 u_{GS} 的上升而上升, MOSFET 内沟道夹断长度逐渐缩短。当 i_D 上升到由漏极电源 U_E 和漏极负载电阻 R_L 所确定的数值时, 沟道处于预夹断状态(相当于普通晶体管饱和区边缘), 以后栅极输入电容在脉冲信号 u_p 作用下继续充电, u_{GS} 继续上升直至稳定, 如图 3-37(c) 所示, 沟道脱离预夹断状态, 宽度增大, 但漏极电流 i_D 不再变化(相当于普通晶体管深入饱和区)。漏极电流上升到稳定值所需的时间 t_r 称为上升时间, 见图 3-37(d)。

关断过程：从 u_p 脉冲电压下降到零时刻起，栅极输入电容通过信号源内阻 r_s 和栅极电阻 R_G ($R_G \gg r_s$) 开始放电，栅极电压 u_{GS} 按指数下降，沟道随之变窄。到 u_p 变零后的 $t_{d(off)}$ 时刻，沟道缩小到预夹断状态，漏极电流 i_D 才开始减小， $t_{d(off)}$ 称为关断延时时间。此后，栅极输入电容继续放电， u_{GS} 继续下降，沟道夹断区增长，漏极电流 i_D 继续衰减，到 $u_{GS} < U_{GST}$ 时，沟道消失， $i_D = 0$ 。 i_D 从稳态值下降到所需时间 t_f 称为下降时间，见图 3-37(d)。 $i_D = 0$ 之后，输入电容继续放电至零，完成一次开关过程。

开通时间 $t_{on} = t_{d(on)} + t_r$ ，关断时间 $t_{off} = t_{d(off)} + t_f$ 。

从以上分析可以看出，器件的输入电容越小，开关过程越快，器件达到的工作频率就越高。从使用角度，要改善 MOSFET 的开关特性，必须减小驱动电路的输出电阻。此外，驱动电路还必须提供栅极输入电容充放电功率。

表 3-3 列出了两种 N 沟道功率 MOSFET 的主要参数。

表 3-3 两种功率 MOSFET 的特性参数

参数名称	符号/单位	55N10(MOTOROLA)		2SK313(日立)	
		数值	测试条件	数值	测试条件
漏-源击穿电压	BU_{DS}/V	≥ 100	$U_{GS} = 0, I_D = 5.0\text{mA}$	≥ 450	$U_{GS} = 0, I_D = 10\text{mA}$
栅-源击穿电压	BU_{GS}/V	± 20		± 20	
通态漏极峰值电流	I_{DM}/A	≤ 270		≤ 18	
总功耗	P_{DM}/W	≤ 250	$T_c = 25^\circ\text{C}$	≤ 125	
额定结温	$T_j/^\circ\text{C}$	150		150	
开启电压	U_{GST}/V	1.5-4.0	$U_{DS} = U_{GS}, I_D = 1\text{mA}$ $T_j = 100^\circ\text{C}$		

续表

参数名称	符号/单位	55N10(MOTOROLA)		2SK313(日立)	
		数值	测试条件	数值	测试条件
漏-源通态电阻	R_{on}/Ω	≤ 0.04	$U_{GS}=10V, I_D=27.5A$		
不触发栅-源电压	$U_{GS(off)}/V$			1~5	$U_{DS}=10V, I_D=1mA$
通成压降	$U_{DS(on)}/V$	≤ 2.6	$U_{GS}=10V, I_D=55A$	~4	$U_{GS}=15V, I_D=6A$
跨导	g_m/s	≥ 10	$U_{DS}=15V, I_D=27.5A$	2.5	$U_{DS}=10V, I_D=6A$
输入电容	C_{iss}/nF	≤ 5	$U_{DS}=25V$ $U_{GS}=0$ $f=1MHz$ $T_j=25^\circ C$	1.5	$U_{DS}=10V$ $U_{GS}=0$ $f=1MHz$
输出电容	C_{oss}/nF	≤ 2.5		0.33	
反馈电容	C_{rss}/nF	≤ 1		0.035	
开通时间	t_{on}/ns	≤ 420 ($t_d=70$)	$U_{DS}=25V$ $I_D=27.5A, R_L=50\Omega$ $U_{GS}=10V, T_j=25^\circ C$	70	$U_{GS}=15V$ $I_D=2A$ $R_L=15\Omega$
关断时间	t_{off}/ns	≤ 7500 ($t_s=350$)		200	

三、功率 MOSFET 的栅极驱动和保护

1. 栅极驱动

功率 MOSFET 为单极型器件，没有多少载流子的存储效应，输入阻抗高。因而开关速度可以提高，驱动功率小，电路简单，但是，功率 MOSFET 的极间电容较大，因而工作速度和驱动电源内阻抗有关。和 GTR 相似，功率 MOSFET 的栅极驱动也需要考虑保护、隔离等问题。

功率 MOSFET 的极间电容较大，驱动功率 MOSFET 的栅极相当于驱动一个容抗网络。不同功率的 MOSFET 有不同的极间电容量，场效应管功率越大，极间电容也越大，在开通和关断驱动中所需的驱动电流也越大。可以作粗略计算来确定栅极驱动电流值并选取适当的驱动元件。

根据已知被驱动功率 MOSFET 的型号，可查得器件的输入电容 C_{iss} 和反馈电容 C_{rss} 。在开通驱动时，预计在 t_s 时间内近似线性地将栅极输入电容充电至器件饱和导通所需的栅源电压 U_{GS} ，则开通驱动电流为

$$I_{G(on)} = \frac{C_{iss} \cdot U_{GS}}{t_s} \quad (3-16)$$

设场效应管截止时漏极电压为 U_{DS} ，预计器件在 t'_s 时间内栅漏极间电容 C_{GD} 放电完毕，则关断驱动电流为

$$I_{G(off)} = \frac{C_{GD} \cdot U_{DS}}{t'_s} = \frac{C_{rss} \cdot U_{DS}}{t'_s} \quad (3-17)$$

式(3-16)和式(3-17)是选取开通和关断驱动元件的主要依据。除了驱动器件的电流参数外，还应注意驱动工作频率。

功率 MOSFET 的驱动可以直接采用 CMOS 电路或 TTL 电路。图 3-38(a)是最简单的 TTL 驱动电路，图中的 TTL 电路可以是驱动器、缓冲器或其它逻辑电路。对于集电极开路的 TTL 电路，输出端需外接电阻 R ，如图 3-38(b)。受 TTL 电路输出级灌电流的限制，外接电阻 R 都在数百欧。用这种驱动电路驱动功率 MOSFET 开通时，因 R 阻值较大，因此器件的开通时间较长。关断驱动时，TTL 输出级电阻仅是末级晶体管通态内阻，因此器件的关断时间很短。图 3-38(c)为能快速开通的改进型电路，它减

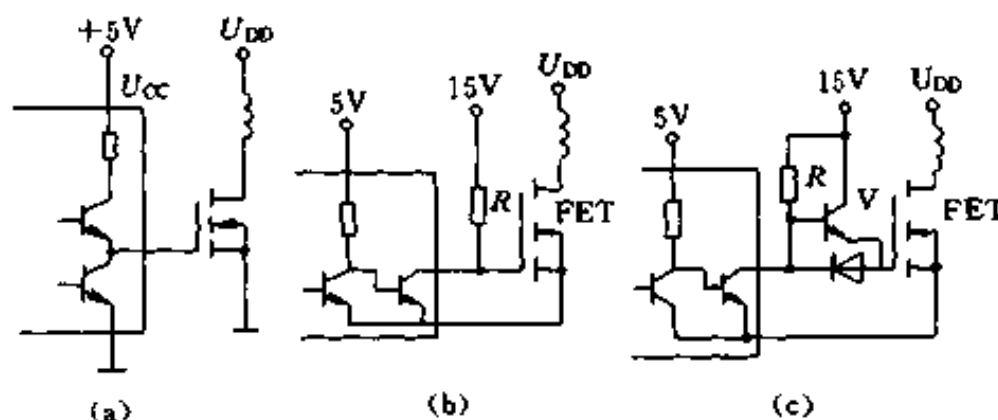


图 3-38 TTL 驱动电路

(a) TTL 驱动电路；(b) 集电极开路 TTL 驱动电路；(c) 改进电路

小了 TTL 上的功耗。当 TTL 输出管导通时，功率 MOSFET 的输入电容被短路至地，这时吸收电流的能力受该导通管的 β 和它可能得到的基极电流的限制。而 TTL 输出高电平时，栅极通过附加的晶体管 V 获得电压及电流，充电能力提高，因而开通速度加快。

图 3-39(a) 为由晶体管组成的互补输出电路，采用这种电路不但可提高开通时的速度，而且也可提高关断时的速度。图中输出晶体管 V 是作为射极跟限器工作的，不会出现饱和，因而不会影响到功率 MOSFET 的开关频率。图 3-39(b) 为由 MOS 管组成的互补驱动电路。由于采用了 $-U_E$ 电源，在关断驱动时，可加速栅极输入电容的放电，缩短关断时间。

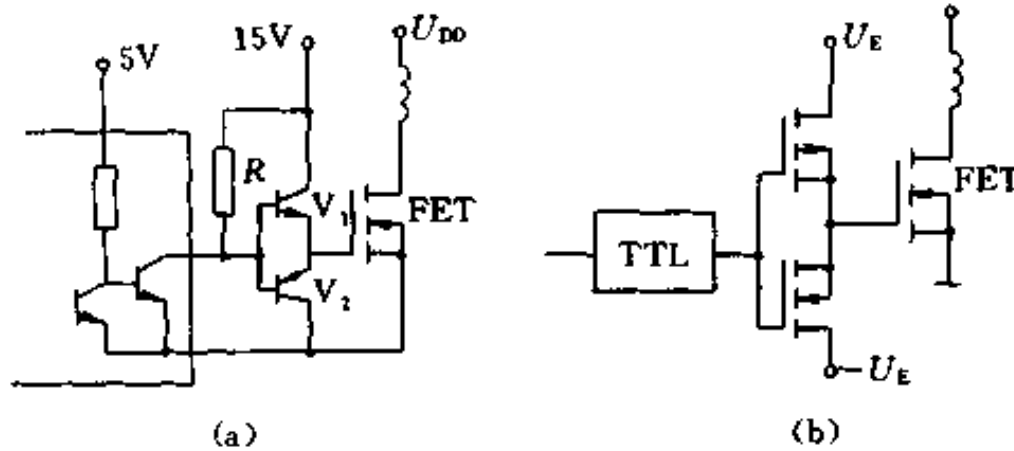


图 3-39 互补驱动电路

(a) 晶体管互补驱动；(b) MOS 管互补驱动

当驱动对象是全桥或半桥功率 MOSFET，或者接地负载的 N 沟道功率 MOSFET 时，可以采用变压器或光电耦合器隔离。图 3-40 示出了两种脉冲变压器驱动的类型。图 3-40(a) 利用续流二极管 VD 限制驱动晶体管 V 中出现的过电压。稳压管 VS 在晶体管 V 关断时起钳位作用，以缩短关断时间。栅极电阻上并联的加速二极管 VD_s ，使充电电流经过它向输入电容充电，增大充电电流，以加快开通速度。图 3-40(b) 是利用变压器互补型式驱动功率 MOSFET 的栅极。由于关断时利用二次绕组 W_2 形成的反向电压，关断过程的时间延迟明显降低。图 3-41 示出了两种利用光

电耦合器的隔离驱动电路。图 3-41(a)为标准的光耦合电路，通过光电耦合器将控制信号回路与驱动回路隔离，使得输出级设计电阻值减小，从而解决了栅极驱动源低阻抗的问题，但由于光耦合器响应速度慢，因此使开关延迟时间加长，限制了使用频率。图 3-41(b)为改进的光耦合电路，此电路使阻抗进一步降低，因而使栅极驱动的关断延迟时间进一步缩短，延迟时间的数量级为微秒级。最后要说明一点，如果栅极控制系统需与功率 MOSFET 主电路隔离，那么采用光耦合驱动电路时，驱动电路的工作电源 U_{CC} 必须和控制系统的电源隔离。

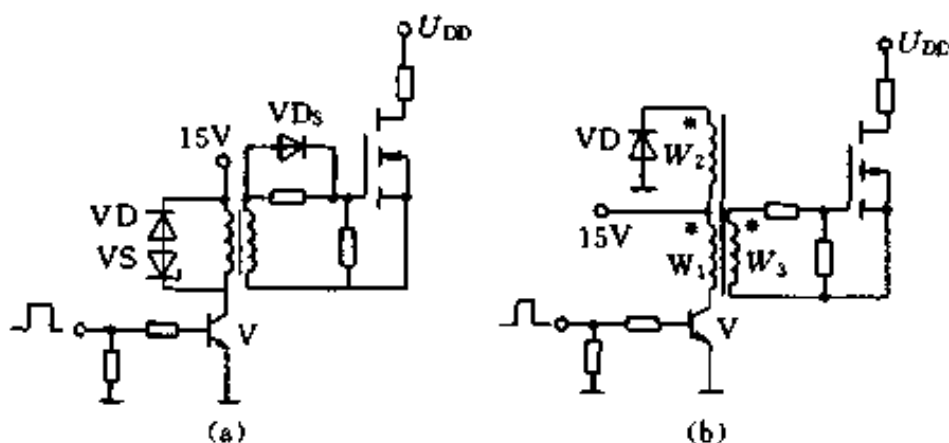


图 3-40 脉冲变压器隔离驱动电路

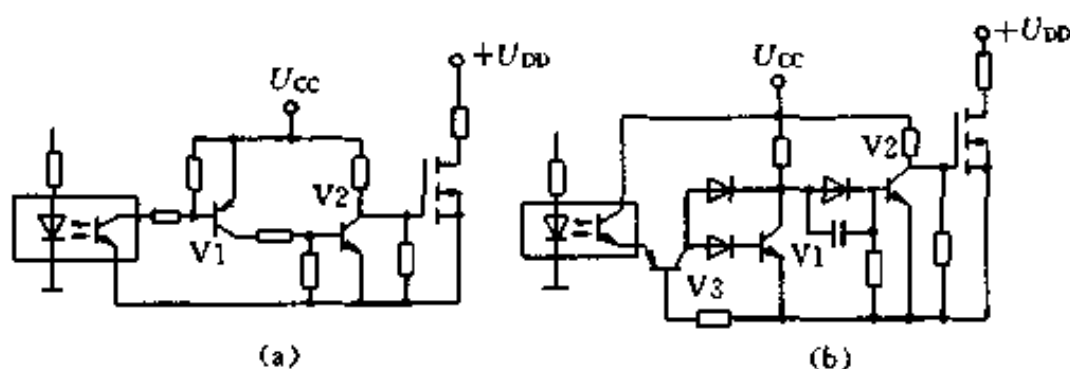


图 3-41 光电耦合器隔离驱动电路

(a) 标准型；(b) 改进电路

2. 使用中的保护措施

(1) 过压保护措施 首先是栅源间的过电压保护。如果栅源

间的阻抗过高，则漏源间电压的突变会通过极间电容耦合到栅极而产生相当高的 U_{GS} 电压过冲，这一电压会引起栅极氧化层永久性损坏，如果是正方向的 U_{GS} 瞬态电压还会导致器件误导通。为此要适当降低栅极驱动电路的阻抗，在栅源之间并接阻层电阻或并接约 20V 的稳压管。特别要注意防止栅极开路工作。

其次是漏源间的过电压保护。如果电路中有电感性负载，则当器件关断时，漏极电路的突变 (di_D/dt) 会产生比电源电压还高很多的漏极电压过冲，导致器件损坏。即使主电感元件已被箝位，杂散电感仍然存在，瞬态过电压仍将发生。应采取稳压管箝位(图 3-42(a)中 VS)、二极管-RC 箝位(图 3-42(b)中 VD2、 C_1 、 R_1)或 RC 抑制电路(图 3-42(c)中 C_2 、 R_2)等保护措施。

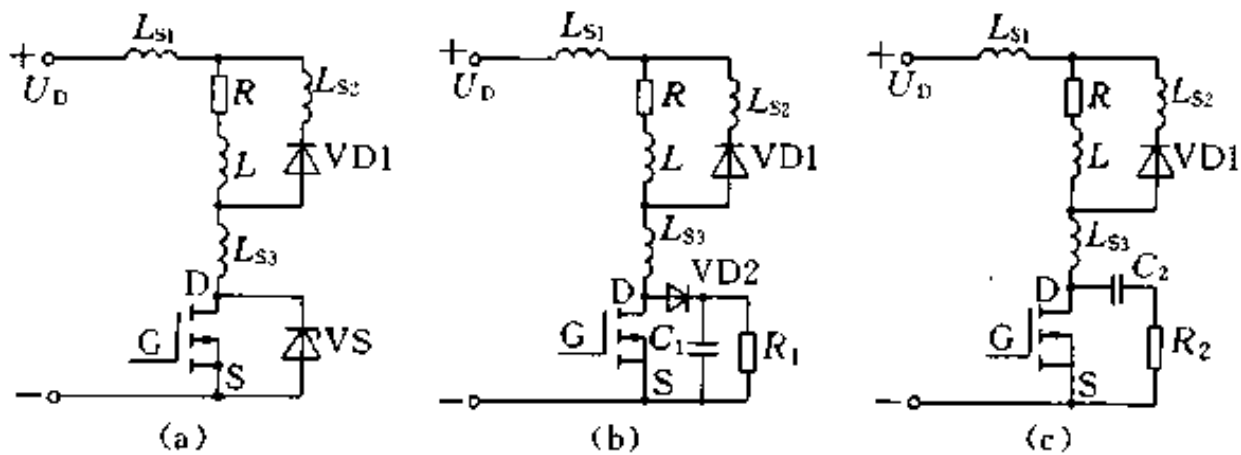


图 3-42 漏源过压保护措施

(2)过流保护措施 过电流是功率 MOSFET 很容易发生的故障。通常是设置过电流保护电路，采用电流传感器和控制电路在过流时使器件回路迅速断开。过电流保护不仅要保证峰值电流不超过允许最大电流额定值，而且是保证其有效值电流也不超过允许值。

(3)过热保护措施 结温过高会使功率 MOSFET 损坏，因此必须安装在散热器上，使最大耗散功率和环境温度在最坏情况下，结温低于额定结温 T_j 。

功率 MOSFET 在开关应用中,总功耗是导通损耗和开关损耗之和。而开关损耗和开关时间基本上和温度无关,但由于通态电阻 R_{on} 随温度的升高而增大,所以导通损耗随温度的升高而增加。除了安装散热器外,还可通过检测结温来设置过热保护电路。由于通态电阻随结温上升而增长,而在漏极电流一定的情况下,通态电阻值又是和管压降成正比,因此,可以通过检测管压降来间接检测结温。当结温高于设定值时,关断功率 MOSFET。

(4) 静电保护措施 由于功率 MOSFET 是 MOS 器件,它有一定的输入电容,很容易收静电荷,这个静电荷累积过多,会使极间的电压超过所允许的电压而毁坏器件。为此要采取防静电措施。功率 MOSFET 应放置在防静电袋子或导电泡沫塑料内,取用时应拿管壳部分而不是引脚,操作者需通过腕带良好接地,工作台和电烙铁也需良好接地。

第四节 绝缘栅双极晶体管(IGBT)

前面已经介绍的全控型电力电子器件(GTR、GTO 与功率 MOSFET)各具特色又各有所限。功率 MOSFET 是单极型电压驱动器件,具有工作速度快、输入阻抗高、热稳定性好以及驱动电路简单等优点,但是导通电阻大,电流容量低,阻断电压也低。GTR 和 GTO 是双极型器件,其阻断电压高、载流能力强,但是工作速度慢、驱动电流大、控制电路比较复杂。由于各有所限,使它们在新型电力电子装置中的应用受到局限。如果能将前述的单极型和双极型器件结合起来,而产生新复合器件,扬长避短,将会使器件特性更加优越。绝缘栅双极晶体管是最为突出的一种新器件。

一、绝缘栅双极晶体管的结构与原理

绝缘栅双极晶体管简称 IGBT,是由 MOSFET 和晶体管技术

结合而成的复合型器件，它也是多元集成器件。一种由 VDMOS 与双极晶体管复合而成的 IGBT 元的结构剖面图如图 3-43 所示。上半部分与 VDMOS 结构完全一样，下半部分多了一层 P⁻ 层，从而多了一个大面积的 P⁺N 结 J₁，并由此引出集电极；栅极和发射极与 MOSFET 相同。所以 IGBT 相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区的 GTR，其简化等效结构图如图 3-44(a) 所示，图中的电阻 R_{ex} 是厚基区 GTR 基区内的扩展电阻。IGBT 是以 GTR 为主导元件，MOSFET 为驱动元件的达林顿结构。由于 MOSFET 为 N 沟道，故为 N 沟道 IGBT。N 沟道 IGBT 的图形符号如图 3-44(b) 所示。对于 P 沟道 IGBT，其图形符号中的箭头方向恰好相反。

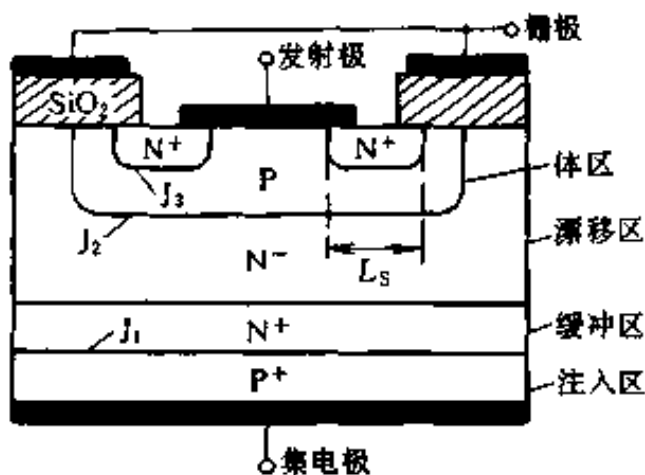


图 3-43 IGBT 的结构剖面图

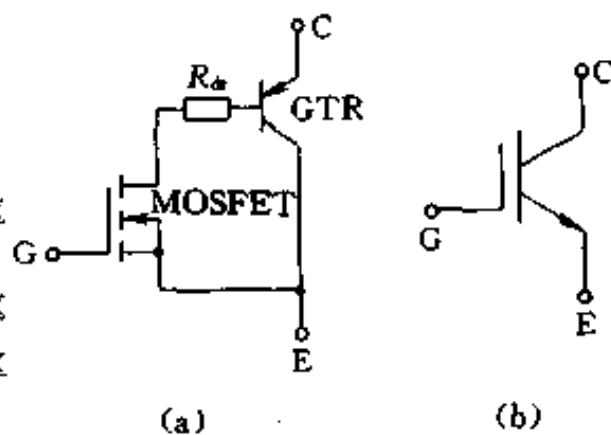


图 3-44 IGBT 的等效电路与图形符号

(a) 简化等效电路；(b) 图形符号

IGBT 的开通和关断是由栅极电压来控制的。栅极施以正电压时，MOSFET 内形成沟道，并为 PNP 晶体管提供基极电流，从而使 IGBT 导通。在栅极上施加负电压时，MOSFET 内的沟道消失，PNP 晶体管的基极电流被切断，IGBT 关断。

二、绝缘栅双极晶体管的特性

1. 静态特性

IGBT 的静态特性包括伏安特性、饱和电压特性、转移特性和静态开关特性。

IGBT 的伏安特性是指以栅极电压 U_{GE} 为参变量时, 集电极电流 I_C 和集电极电压 U_{CE} 之间的关系。N-IGBT 的伏安特性如图 3-45(a) 所示。该特性与 GTR 及功率 MOSFET 的伏安特性类似, 只是参变量不同。IGBT 的伏安特性分饱和区 (I)、放大区 (II) 和击穿区 (III)。输出集电极电流 I_C 受栅极电压 U_{GE} 的控制, U_{GE} 越高, I_C 越大。由图 3-43 可以看出, 当 IGBT 关断后, 正向阻断电压由 J_2 结承担, 反向阻断电压由 J_1 结承担。如果无 N^+ 缓冲区, 则正反向阻断电压可以做到同样水平, 加入 N^+ 缓冲区后, 反向阻断电压只有几十伏, 因此限制了 IGBT 的某些应用范围。

IGBT 的饱和电压特性是指 IGBT 饱和导通时, 集电极饱和

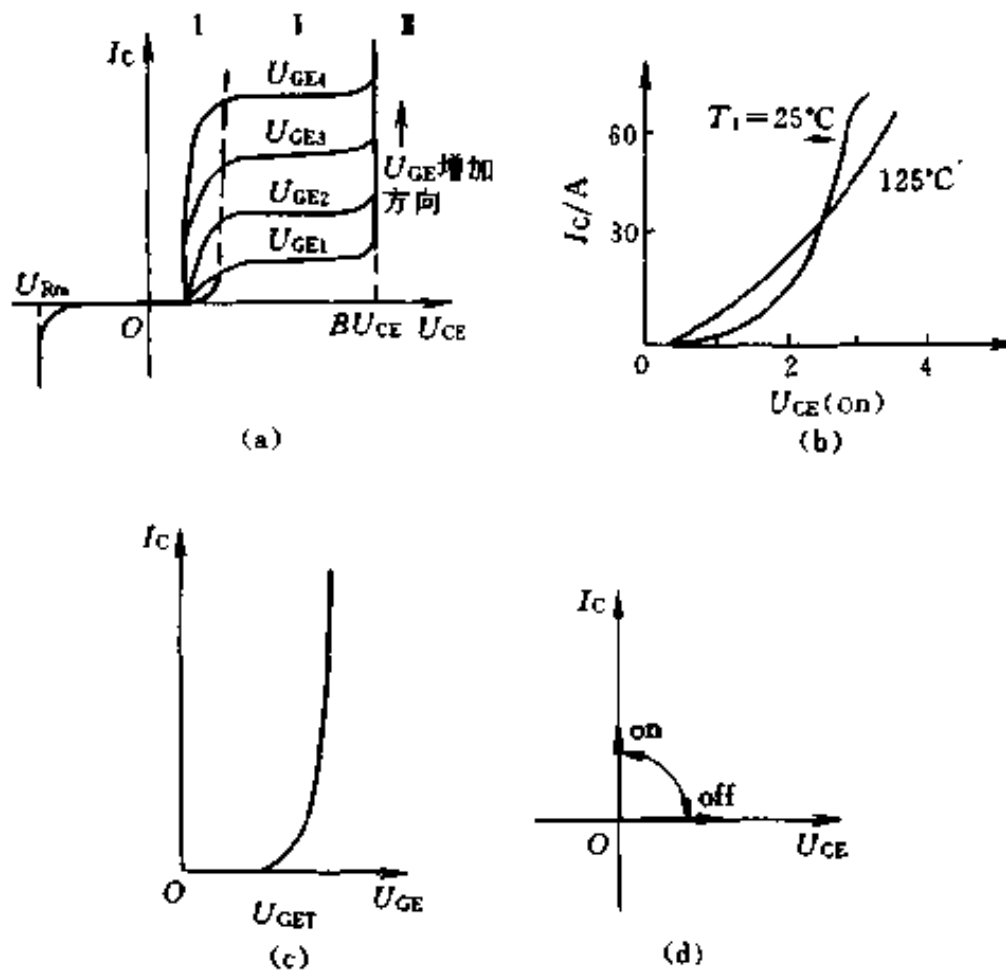


图 3-45 IGBT 的静态特性

(a) 伏安特性; (b) 饱和电压特性; (c) 转移特性; (d) 开关特性

电压和集电极电流的关系。如图 3-45(b)所示。由图可知, IGBT 的电流密度较大, 通态电压的温度系数在小电流范围内为负, 在大电流范围内为正。

IGBT 的转移特性是指输出集电极电流 I_C 和栅极电压 U_{GE} 之间的关系, 它与功率 MOSFET 的转移特性类似。当栅极电压 U_{GE} 小于开启电压 U_{GET} 时, IGBT 处于关断状态。在 IGBT 导通后的大部分集电极电流范围内, I_C 与 U_{GE} 呈线性关系。加在栅射间的最高电压由流过栅极的最大电流限制, 一般栅射间电压的最佳值可取 15V 左右。

IGBT 的开关特性是指集电极电流与栅射电压之间的关系, 如图 3-45(d)所示。当栅射极电压大于开启电压时, IGBT 即开通, 由于 IGBT 的 PNP 晶体管为宽基区晶体管, 所以其 β 值极低。尽管 IGBT 的等效电路为达林顿结构, 但流过 MOSFET 的电流成为 IGBT 总电流的主要部分。此时, 通态电压 $U_{CE(on)}$ 可用下式表示:

$$U_{CE(on)} = U_{j1} + U_{dr} + I_C R_{on} \quad (3-18)$$

式中 U_{j1} —— J_1 结的正向电压, 其值为 0.7~1V;

U_{dr} —— 扩展电阻 R_{dr} 上的压降;

R_{on} —— 沟道欧姆电阻。

通态电流:

$$I_{CE} = I_{MOS} + \beta_{PNP} I_{MOS} = (1 + \beta_{PNP}) I_{MOS} \quad (3-19)$$

式中 I_{MOS} 为流过 MOSFET 的电流。

由于 IGBT 中的 N^- 漂移区存在电导调制效应, 所以其通态压降很小。IGBT 处于断态时, 只有很小的漏电流存在。

2. 动态特性

IGBT 的动态特性包括开通和关断过程两个方面。

IGBT 的开通过程如图 3-46 所示。IGBT 在开通过程中大部分时间是作为 MOSFET 来运行的, 只是在集射电压 U_{CE} 下降过程后期, PNP 晶体管由放大区至饱和而又增加了一段延时时间。图

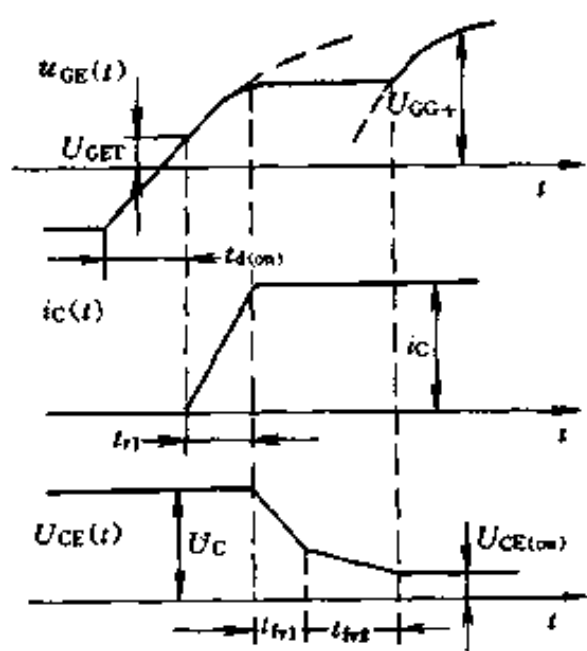


图 3-46 IGBT 开通时的电流、电压波形

中 $t_{d(on)}$ 为开通延时时间, t_r 为电流上升时间, U_{GG+} 为栅射电压。集射电压的下降时间分为 t_{fv1} 和 t_{fv2} 两段: t_{fv1} 段曲线为 IGBT 中 MOSFET 单独工作时的电压下降时间, t_{fv2} 段曲线为 MOSFET 和 PNP 管两个等效器件同时工作时的电压下降时间。 t_{fv2} 时间的长短由两个因素决定, 其一是集射压降低时, IGBT 中 MOSFET 的栅射电容增加, 致使电压下降时间变长, 这与 MOSFET 相似;

其二是 IGBT 的 PNP 晶体管从放大状态转为饱和状态要有一个过程, 这段过程也使电压下降时间变长。因此, 只有 t_{fv2} 曲线的末尾集射电压才进入饱和阶段。在 $u_{GE}(t)$ 波形中, 从 $t_{d(on)}$ 开始到 t_r 结束阶段, 栅射电压按指数规律增加。在 t_{fv1} 和 t_{fv2} 阶段, 由于栅射间流过驱动电流, 栅射之间呈现二极管正向特性, 所以 $u_{GE}(t)$ 维持不变。当 IGBT 完全导通后, 驱动结束, $u_{GE}(t)$ 重又按指数规律上升最终达到 U_{GG+} 值。

IGBT 的关断过程如图 3-47 所示。关断过程中, 集电极电流的波形变为 t_{fv1} 和 t_{fv2} 两段, 其中 t_{fv1} 由 MOSFET 决定, 对应 MOSFET 的关断过程, t_{fv2} 由 PNP 晶体管中存储电荷决定。因为在 t_{fv1} 末尾 MOSFET 已关断, IGBT 又无反向电压, 体内的存储电荷难以被迅速

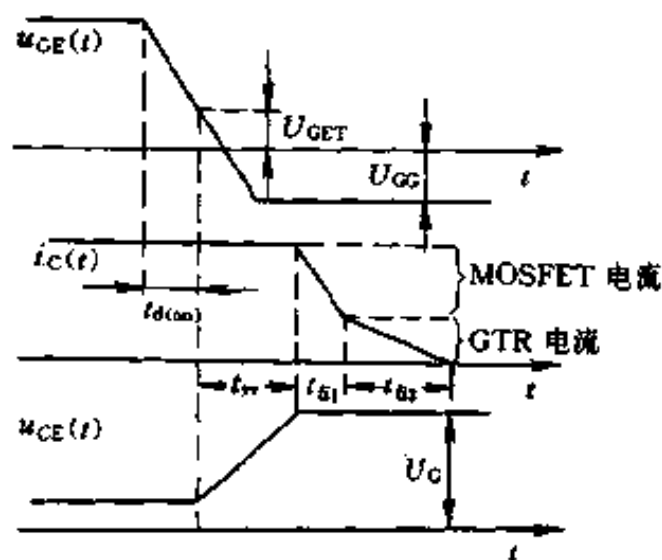


图 3-47 IGBT 关断时的电流电压波形

消除，所以集电极电流有较长的下降时间。

在实际应用中，用集电极电流的动态波形来确定 IGBT 的开关时间。集电极电流的开通时间和上升时间分别用 t_{on} 和 t_r 表示。开通时间包括电流延迟时间和上升时间两个部分，即 $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri}$ 。漏极电流的关断时间和下降时间分别用 t_{off} 和 t_f 表示。关断时间由存储时间和下降时间组成，存储时间又包括关断延时时间 $t_{d(off)}$ 和电压 U_{CE} 的上升时间 t_{rv} 两部分，下降时间则由 t_{f1} 和 t_{f2} 组成，即

$$t_f = t_{f1} + t_{f2}, \quad t_{off} = t_{d(off)} + t_{rv} + t_f$$

三、绝缘栅双极晶体管的擎住效应和安全工作区

1. 擎住效应

从 IGBT 的结构图可以得出其等效电路如图 3-48 所示。IGBT 复合器件内有一个寄生晶闸管存在，它由 PNP 和 NPN 两个晶体管组成。在 NPN 晶体管的基极与发射极之间并有一个体区电阻 R_{br} ，在该电阻上 P 型体区的横向空穴流会产生一定压降，对 J_3 结来说，相当于一个正偏置电压。在规定的电流范围内，这个正偏压不大，NPN 晶体管不起作用，于是得到图 3-44(a) 的简化等效电路。当集电极电流大到一定程度时，这个正偏置电压足以使 NPN 晶体管导通，进而使 NPN 和 PNP 晶体管处于饱和导通状态，于是寄生晶闸管开通，栅极失去控制作用，这就是所谓的擎住效应。IGBT 发生擎住效应后，集电极电流增大造成过高的功耗，最后导致器件损坏。由此可知，集电极电流有一个临界值 I_{CM} ，大于此值后 IGBT 即会产生擎住效应。为此规定了集电极电流最大值 I_{CM} ，以及相应的栅射极间电压最大值 U_{GEM} 。集电极通态电流的连续值超

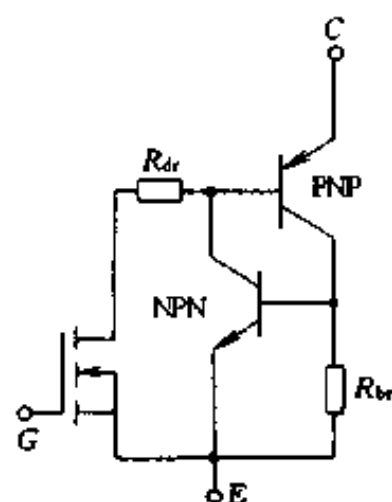


图 3-48 IGBT 等效电路

过临界值 I_{CM} 时产生的掣住效应称为静态掣住现象。

IGBT 在关断时, MOSFET 的关断十分迅速, IGBT 的总电流也很快减小为零。与此相应, J_2 结的反向电压也迅速建立。若 dU_{CE}/dt 过高, 那么 J_2 结中引起的位移电流 $C_{J2}dU_{CE}/dt$ 会越大。当该电流流过体区电阻 R_b 时, 也可产生足以使 NPN 晶体管开通的正向偏置电压, 以满足寄生晶体管开通掣住的条件, 形成动态掣住现象。

为了避免 IGBT 发生掣住现象, 使用中应保证 IGBT 中的电流不超过 I_{CM} 值; 或者用加大栅极电阻 R_G 的办法延长 IGBT 的关断时间, 减少重加 dU_{CE}/dt 值。

值得注意的是, 动态掣住所允许的集电极电流比静态掣住所允许的要小, 故规定的 I_{CM} 值是按动态掣住所允许的最大集电极电流而确定的。

2. 安全工作区

开通和关断时, IGBT 均具有较宽的安全工作区。IGBT 开通时的正向偏置安全工作区 FBSOA 由电流、电压和功耗三条边界极限包围而成。最大集电极电流 I_{CM} 是根据避免动态掣住而设定的, 最大集射电压 U_{CEM} 是由 IGBT 中 PNP 的击穿电压确定的, 最大功耗是由最高允许结温所决定的。导通时间越长, 发热越严重, 安全工作区则越窄, 如图 3-49(a) 所示。IGBT 的最高允许结温为

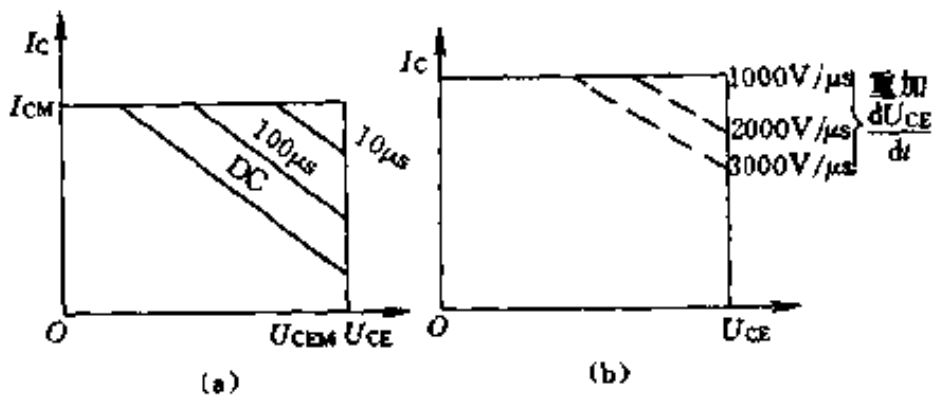


图 3-49 IGBT 的安全工作区
(a) FBSOA; (b) RBSOA

150℃。IGBT 中的 MOSFET 部分的压降是正温度系数，而 PNP 晶体管部分的压降是负温度系数，两者相结合使 IGBT 具有良好的温度特性，通态压降 $U_{CE(on)}$ 基本不随温度而变。

IGBT 开断时的反向偏置安全工作区 RBSOA 如图 3-49(b) 所示，它随 IGBT 关断时的重加 dU_{CE}/dt 而改变， dU_{CE}/dt 越高，RBSOA 越窄。

表 3-4 列出了两种 IGBT 产品的主要特性参数。在实际应用中，IGBT 多以模块形式出现，因而这里列举产品一个为模块 (MG50HZYS1)，另一个为单管 (IXGH25N100)。

表 3-4 两种 IGBT 产品的主要特性参数

参数名称	符号/单位	MG50HZYS1(东芝公司)		IXGH25N100(IXYS 公司)	
		数值	测试条件	数值	测试条件
集电极-发射极电压	U_{CEM}/V	500	$T=25^{\circ}C$	1000	$=25^{\circ}C$
栅极-发射极电压	U_{GEM}/V	± 20		± 30	
集电极通态电流	I_{CM} (直流)	50		50	
	I_{cp} (峰值)/A	100		100	
集电极最大功耗	P_c/W	300		200	
集电极-发射极击穿电压	BU_{CEO}/V	≥ 500	$I_c=10mA, U_{GE}=0$	≥ 1000	$I_c=0.25mA, U_{GE}=0$
栅极-发射极开通电压	U_{GET}/V	3~6	$I_c=50mA, U_{CE}=5V$	2.5~5	$I_c=25mA, U_{CE}=U_{GE}$
集电极-发射极饱和电压	$U_{CE(on)}/V$	≈ 3	$I_c=50A, U_{GE}=15V$	≤ 2.7	$I_c=2.5A, U_{CE}=15V$
输入电容	C_{iss}/PF	3000	$U_{CE}=10V, U_{GE}=0$ $f=1MHz$	3500	$U_{CE}=25V, U_{CE}=0$ $f=1MHz$

续表

参数名称	符号/单位	MG50HZYS1(东芝公司)		IXGH25N100(IXYS公司)	
		数值	测试条件	数值	测试条件
上升时间	$t_r/\mu\text{s}$	≈ 0.5	$U_{GE} = \pm 15\text{V}$ $R_G = 51\Omega$ $R_C = 6\Omega$	≤ 0.2	$U_{CE} = 15\text{V}$ $U_{GE} = 800\text{V}$ $I_C = 25\text{A}$ $R_G = 100\Omega$
开通时间	$t_{on}/\mu\text{s}$	≈ 0.6		≤ 0.3	
下降时间	$t_f/\mu\text{s}$	≈ 0.4		≤ 3	
关断时间	$t_{off}/\mu\text{s}$	≈ 0.9		≤ 4	
最大允许结温	$T_j/^\circ\text{C}$	150		150	

四、绝缘栅双极晶体管的栅极驱动

1. 对栅极驱动电路的要求

IGBT 的栅极驱动条件密切关系到它的静态和动态特性。为了缩短开关时间,减小开关损耗,保证驱动电路可靠工作,对 IGBT 的栅极驱动电路提出下列要求:

① IGBT 与 MOSFET 都是电压驱动器件,都具有一个 2.5~5.0V 的阈值电压,有一个容性输入阻抗,因此 IGBT 对栅极电荷集聚敏感,故驱动电路必须很可靠,要保证有一条低阻抗值的放电回路,即驱动电路与 IGBT 的连线要尽量短。

② 用内阻小的驱动源对栅极电容充放电,以保证栅极控制电压 U_{GE} 有足够陡的前后沿,使 IGBT 的开关损耗尽量小。另外,IGBT 开通后,栅极驱动源应能提供足够的功率,使 IGBT 不致退出饱和而损坏。

③ 栅极驱动电压 $+U_{GE}$ 和 $-U_{GE}$ 应该综合考虑。 $+U_{GE}$ 增大时,IGBT 的通态压降和开通损耗均下降,但负载短路时的 I_C 增大,IGBT 承受短路电流的时间减小,对其安全不利,因此,一般 $+U_{GE}$ 选为 12~15V。关断过程中,为尽快抽取 PNP 管中的存储电荷,加快关断过程,减小关断损耗,应增大驱动负偏压 $-U_{GE}$,但它受 IGBT 的栅射间最大反向耐压限制,一般 $-U_{GE}$ 取为 $-2 \sim -10\text{V}$ 。

④在大电感负载下，IGBT 的关断时间不能太短，以限制 di/dt 所形成的尖峰电压，保证 IGBT 的安全。

⑤IGBT 多用于高压场合，故驱动电路应与整个控制电路在电位上严格隔离。

⑥栅极驱动电路应尽可能简单实用，具有对 IGBT 的自保护功能，并具有较强的抗干扰能力。

2. 集成化 IGBT 驱动器

IGBT 的驱动特性几乎和 MOSFET 相同，所以用于功率 MOSFET 的驱动电路同样可用于 IGBT。IGBT 已有多种专用的集成化驱动模块，它们集驱动、保护功能为一体。这里介绍日本富士的 EXB840 和日本英达公司的 HR065 IGBT 专用集成驱动电路。

EXB840 是 EXB 系列的一种高速驱动模块，最大运行频率为 40kHz，能驱动高达 150A、600V 的 IGBT 或 75A、1200V 的 IGBT，驱动电路信号延迟小于 $1.5\mu\text{s}$ ，模块采用单电源供电。EXB840 驱动模块的功能方框图如图 3-50 所示。它主要由信号隔离电路、驱动放大电路、过流检测电路、低速过电流切断电路以及电源电路组成。信号隔离电路由高速光电耦合器组成，可隔离交流 2500V 的信号。过流保护电路按驱动信号与集电极电压之间的关系检测电流。过电流时，低速过电流切断电路可以慢速关断 IGBT，以防止过快地切断过电流时因电路中电感的存在而在集电极上产生过高的电压脉冲而损坏 IGBT。电源电路将外部 20V 单电

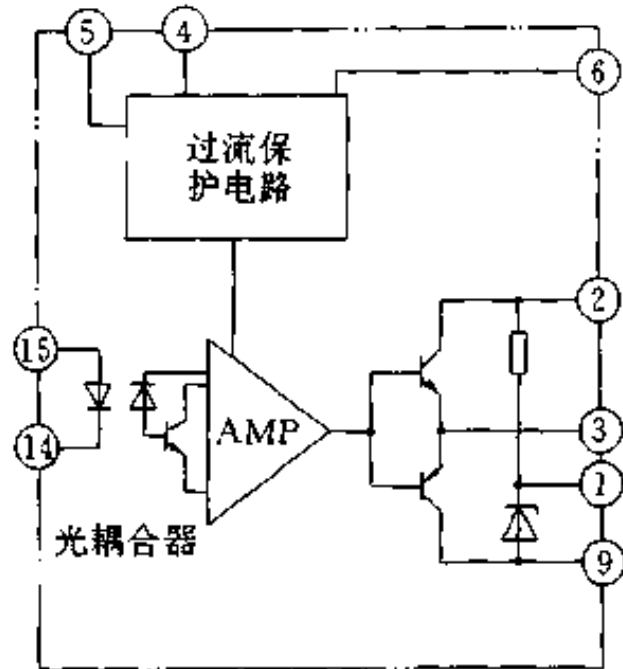


图 3-50 EXB840 驱动模块功能方框图

源变成+15V的 U_{GE} 和-5V的 $-U_{GE}$ ，以保证IGBT可靠关断和导通。EXB840的引脚定义如下：①脚连接用于反偏置电源的滤波电容，②脚和⑨脚为电源(+20V)和地，③脚为驱动输出，④脚用于连接外部电容器以防止过流保护误动作(一般场合不需要这个电容)，⑤脚为过流保护输出，⑥脚为集电极电压监视端，⑭脚和⑮脚为“-”和“+”驱动信号输入端，其余管脚不用。

采用EXB840驱动模块驱动IGBT时，典型的接线图如图3-51所示。其中，ERA34-10为快速恢复二极管。IGBT的栅极驱动接线应该用绞线，其长度小于1m。如果IGBT的集电极产生大的电压脉冲，可增加IGBT的栅极串联电阻 R_G 。

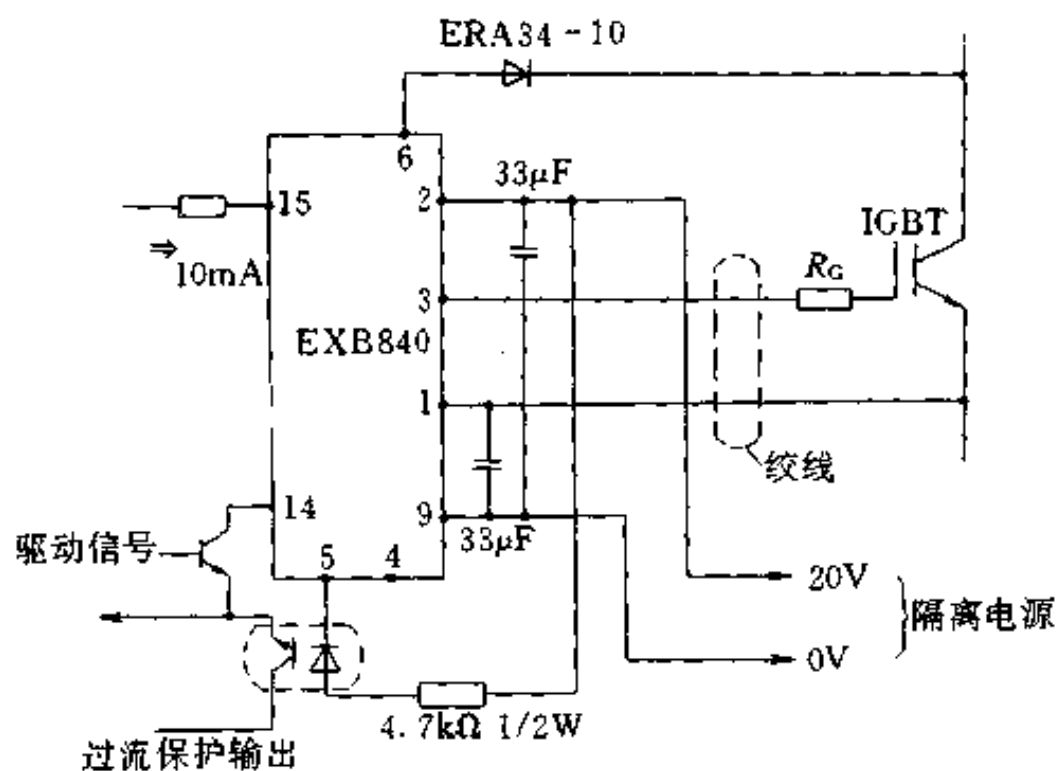


图 3-51 EXB840 驱动模块典型使用接线图

HR065驱动模块的原理框图如图3-52所示。其基本工作原理与EXB系列大致相同。输入脉冲信号经高速光耦合器隔离后，再经传输级即可送至输出级产生正、负偏压，加到IGBT的栅极，输出级是互补电路。电路中没有对过电流故障的检测和保护电路，通过监视通态压降来判断是否过电流，一旦通态压降超过设定值，

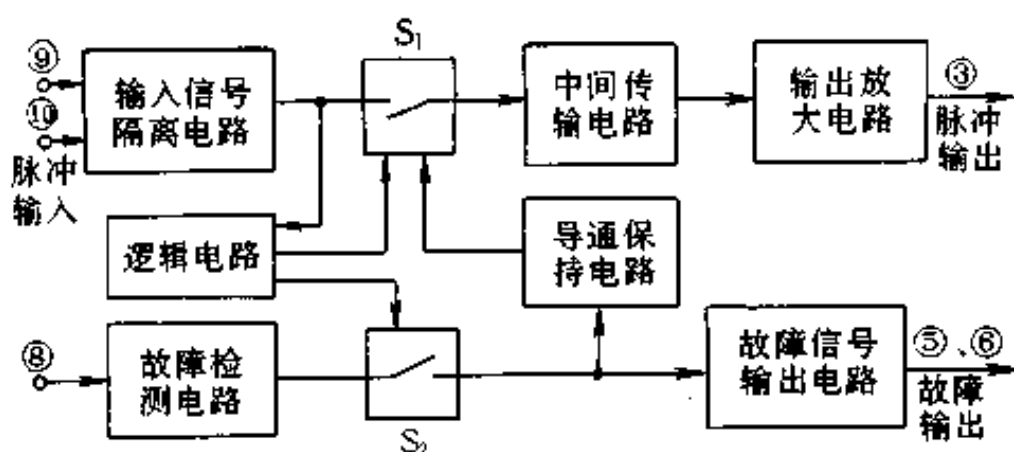


图 3-52 HR065 驱动模块原理框图

故障检测电路动作，经开关 S_2 向故障信号输出电路及导通保持电路发出动作信号。导通保持电路的作用是实现“软关断”，即过电流现象发生后并不立即关断 IGBT，而是继续保持一小段时间；此时的正向驱动电压必须下降，而后再输出负向偏压，真正关断 IGBT。这种软关断的优点是可延长 IGBT 承受短路的时间，同时，能有效地抑制关断尖峰电压，避免器件过电压击穿。逻辑电路的作用是保证只有在输出正向偏压期间故障检测电路才起作用，其余时间不起作用。HR065

只有 10 个引脚，定义如下：①脚连 IGBT 的发射极，②脚接直流电源正端，③脚接栅极电阻，④脚接直流电源地，⑤脚和⑥脚分别接输出报警光电耦合器的正、负端，⑦脚接过流保护抗干扰电容，⑧脚接集电极监测二极管正端，⑨脚和⑩脚分

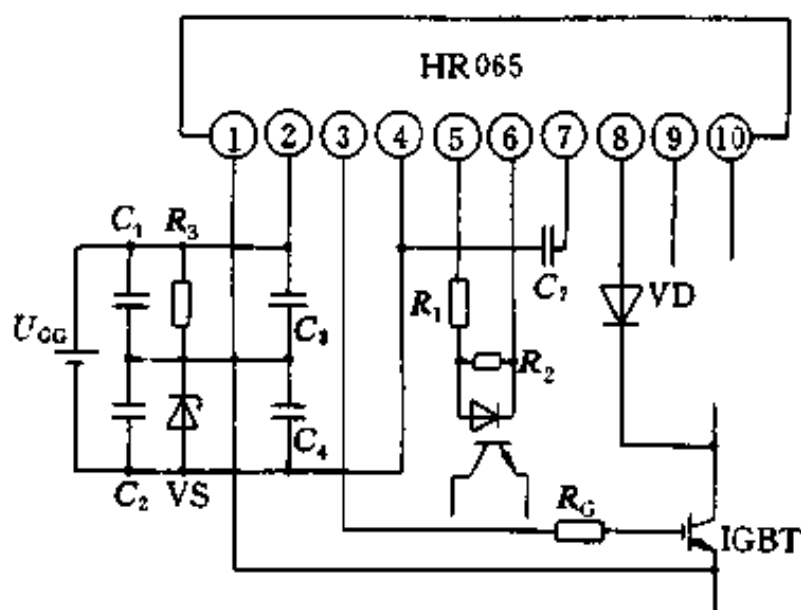


图 3-53 HR065 驱动模块典型应用接线

别接输入信号的正、负端。HR065 驱动模块的应用接线图如图 3-53 所示。

HR065 与 EXB 系列电气特性的比较如表 3-5 所示。

表 3-5 HR065 与 EXB 系列电气特性对比

比较内容	HR065	EXB841	EXB840
电源电压/V	25	20	20
输入电压/V	-0.5~5.5		
正向偏置输出电流/A	2.5	4.0	1.5
反向偏置输出电流/A	-2.5	-4.0	-1.5
最大报警输出电流/mA	100		
最大工作频率/kHz	20	40	40
最大输出绝缘电压/kV	2.5	2.5	2.5
输入高电平/V	4		
输入低电平/V	0.5		
输入正向电流/mA	10	10	10
输出高电平电压/V	16	14.5	14.5
输出低电平电压/V	-8	-4.5	-4.5
开通延迟时间/ μ s	0.4~0.8	1.5	1.5
开通上升时间/ μ s	0.06	1.5	1.5
关断延迟时间/ μ s	0.07~0.4	1.5	1.5
关断下降时间/ μ s	0.01	1.5	1.5
过流保护时间/ μ s	5.8	10	10
过流保护输出电压/V	4.0		
报警信号延迟时间/ μ s	1.4	1.0	1.0
报警信号保持时间/ μ s	4.5		
过流检测电压/V	10		7.5
报警信号上升时间/ μ s	1.9	1.0	1.0

第五节 功率集成电路及 MOS 控制晶闸管

一、功率集成电路概述

功率集成电路简称 PIC，它是至少包含一个半导体功率器件和一个独立功能电路的单片集成电路。一个典型的 PIC 通常由功

率器件及其保护电路，信号检测与诊断电路以及控制电路等多部分组成，是弱电器件与强电器件、单极型器件和双极型器件、水平导电器件与垂直导电器件以及有源器件和无源器件等多种结构形式的单片集成。虽然 PIC 的技术难度高，但是，电力电子电路的集成化不仅使电力电子装置的体积极限缩小，而且使其性能，特别是可靠性极大改善，并为电力电子产品的大规模生产提供了最理想的条件。

功率集成电路分为两类：一类是高压集成电路，简称 HVIC，它是高耐压电力半导体器件与控制电路的单片集成；另一类是智能功率集成电路，简称 SPIC，它是电力半导体器件与控制电路、保护电路以及传感器等电路的多功能集成。智能功率集成电路最初因其研制机构及研制工艺的不同而有不同的称呼。比如，美国 MOTOROLA 公司称之为 Smart Power(智能化 PIC)，德国西门子公司称之为 PID(集成功率器件)，日本三菱公司称之为 IPM(智能功率模块)，等等。下面以日本三菱公司的智能功率模块为例，介绍智能功率集成电路的基本特点。

二、智能功率集成电路

日本三菱公司的智能功率模块 IPM 是先进的混合集成功率器件，它由高速、低耗的 IGBT 芯片和优化的栅极驱动及保护电路构成。由于 IPM 采用了能连续监测功率器件电流的有电流传感功能的 IGBT 芯片，从而实现高效的过流保护和短路保护。由于 IPM 集成了过温和欠压锁定保护电路，系统的可靠性得到进一步提高。由于 IPM 通态损耗和开关损耗都比较低，使得散热器减小，因而系统尺寸也减小。另外，所有的 IPM 均采用同样的标准化与逻辑电平控制电路相关联的栅控接口，使用时不需另行设计驱动电路。IPM 在故障情况下的自保护能力，减低了器件在开发和使用中过载情况下的损坏机会。

三菱公司于 1991 年首次推出全系列智能功率模块，此后在芯

片功率、封装和控制电路技术不断改进，推出了第三代 IPM，第三代 IPM 是为低开关损耗的应用而设计的。目前其最大规格做已到 1200V/600A，其工作频率可达 20kHz，集射极饱和压降为 1.8V。

1. IPM 的封装结构

IPM 采用功率模块隔离封装隔离，小功率 IPM 采用多层环氧树脂粘合绝缘系统，而中、大功率的 IPM 采用陶瓷绝缘。两种不同的封装技术使得内置的栅驱动电路和保护电路适用的电流范围很宽。IPM 有四种电路形式，有单管封装(H)、双管封装(D)、六合一封装(C)和七合一封装(R)，如图 3-54 所示。

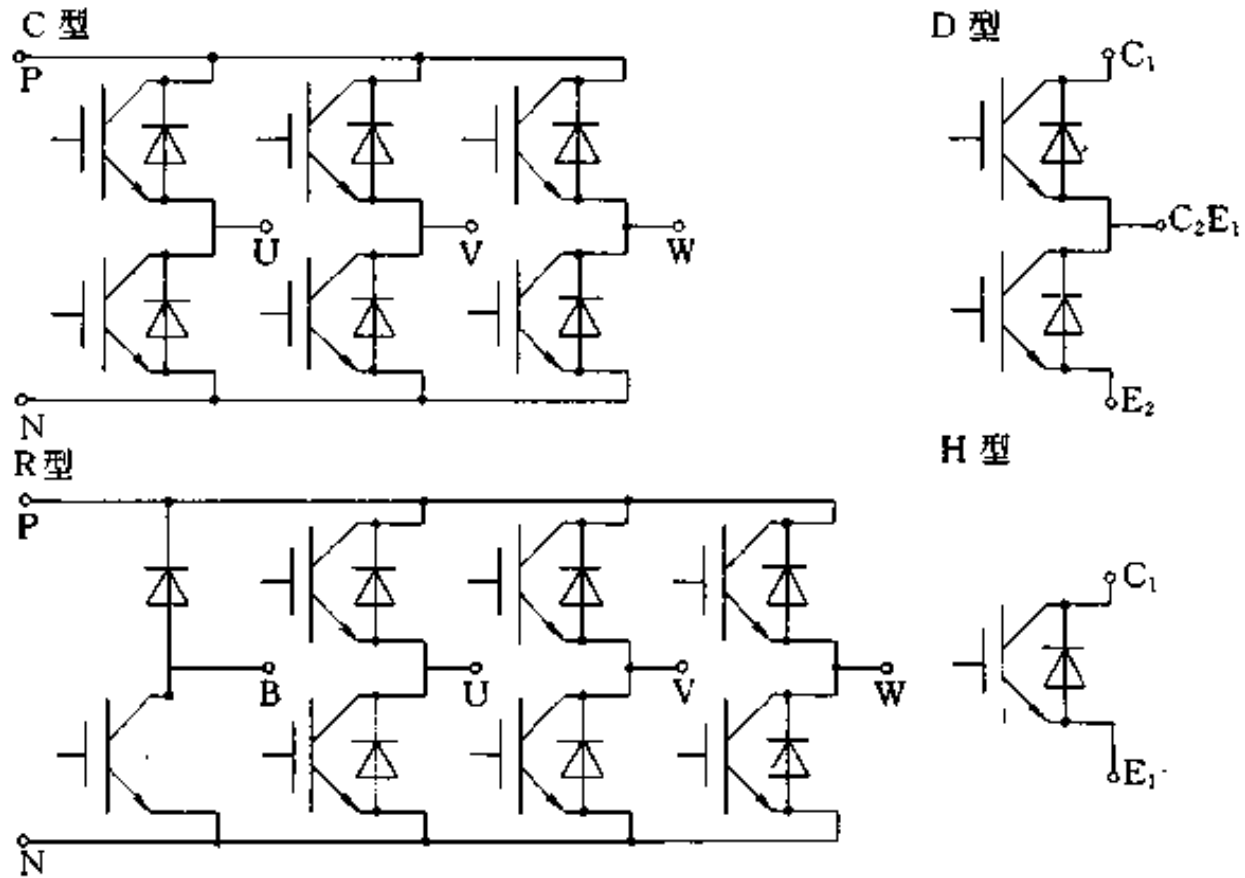


图 3-54 IPM 的电路结构

2. IPM 的安全工作区

IPM 内置的栅驱动电路和保护电路可以对许多违反非智能 IGBT 安全工作区(SOA)的运行模式加以保护，用于描述各种使

功率器件失效的电压、电流和时间的组合而得到的常规 SOA 定义不适用于 IPM。为定义 IPM 的 SOA，必须考虑功率器件的容量和控制电路的运行两大方面。智能功率模块的短路 SOA 和开关 SOA 定义如下。

(1) 开关 SOA 开通(关断) SOA 通常定义为在重复关断运行时的最大允许瞬时电压和电流。对于 IPM，内置栅驱动消除了因不正确驱动而造成的许多电压和电流的危险组合，此外，最大工作电流受过流保护电路所限制。根据这些限制条件，开关 SOA 可用图 3-55 的波形来定义，这一波形显示，只要主电路母线电压低于加于 P-N 之间(见图 3-54)的最大允许母线开关浪涌电压 U_{oc} ，每一 IPM 功率单元的 C-E 间关断瞬时电压低于最大允许的集-射电压 U_{CEM} ， T_j 小于 125°C ，控制电源电压在 13.5V 和 16.5V 之间，IPM 将会安全工作。波形中 I_{oc} 是 IPM 的过流故障不会动作的最大允许电流。换言之，它正好处在过流动作数值之下。

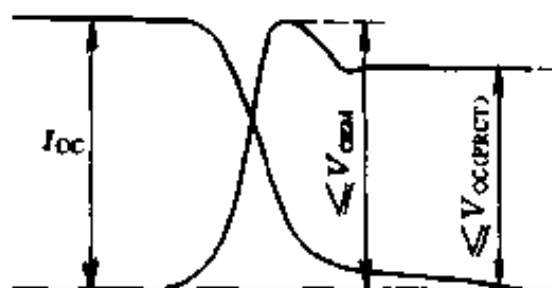


图 3-55 IPM 关断波形

根据这些限制条件，开关 SOA 可用图 3-55 的波形来定义，这一波形显示，只要主电路母线电压低于加于 P-N 之间(见图 3-54)的最大允许母线开关浪涌电压 U_{oc} ，每一 IPM 功率单元的 C-E 间关断瞬时电压低于最大允许的集-射电压 U_{CEM} ， T_j 小于 125°C ，控制电源电压在 13.5V 和 16.5V 之间，IPM 将会安全工作。波形中 I_{oc} 是 IPM 的过流故障不会动作的最大允许电流。换言之，它正好处在过流动作数值之下。

(2) 短路 SOA 图 3-56 是一典型的短路运行波形。测试条件是用最小阻抗短路来产生流过器件的最大短路电流。在这种测试里，短路电流 I_{sc} 只受器件特性的限制。只要主电路直流母线电压低于 U_{oc} 额定值，每一 IPM 功率单元的 C-E 间所有瞬时电压低于 U_{CEM} 额定值， T_j 小于 125°C ，控制电流电压在 13.5V 和 16.5V 之间，对于非重复性的短路，IPM 保证不会损坏。波形显示了 IPM 为了减低浪涌电压

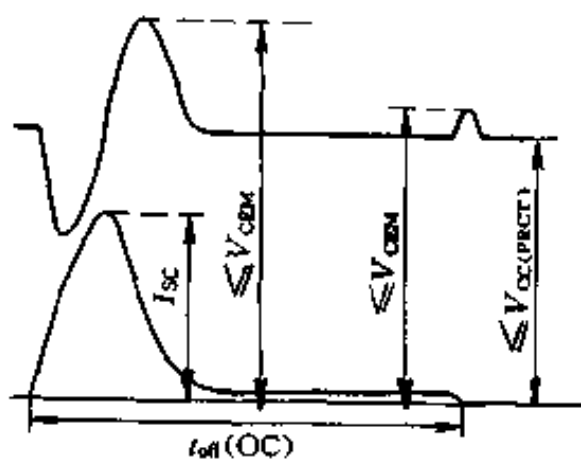


图 3-56 IPM 短路运行

试里，短路电流 I_{sc} 只受器件特性的限制。只要主电路直流母线电压低于 U_{oc} 额定值，每一 IPM 功率单元的 C-E 间所有瞬时电压低于 U_{CEM} 额定值， T_j 小于 125°C ，控制电流电压在 13.5V 和 16.5V 之间，对于非重复性的短路，IPM 保证不会损坏。波形显示了 IPM 为了减低浪涌电压

而使用的软关断。

3. IPM 的控制电路

对于内含多个 IGBT 的 IPM 需要多个隔离电源, 隔离的控制电源可以是带多输出的开关电源, 或是带多个次级的工频变压器, 也可以是用 DC-DC 变换器从主逻辑电源上获得。电流要用退耦电容, 这些电容应尽量靠近相应的 IPM 引脚。

低电平信号使 IPM 中的 IGBT 开通, 而高电平信号使 IPM 中的 IGBT 关断。输入信号常经过具有高共模抑制比的高速光耦合器加到 IPM, 例如 HIPL4503、HCPL4504、PS2041, 通常, 高速的光耦合器件在光耦端要接一个 $0.1\mu\text{F}$ 的退耦电容。

IPM 的故障输出为集电极开路电路, 常常经过低速光耦合器加到控制电路。低速光耦器具有价格低、电流传输比大的优点。但大多数的低速光耦合器没有内部屏蔽。一些开关噪声会耦合进光耦合器, 可以采用时间常数约为 $10\mu\text{s}$ 的 RC 滤波器加在光耦合器的输出端来消除这一噪声。此滤波器对于 IPM 的 1.8ms 的故障输出信号几乎没有影响。

4. IPM 的自保护功能

IPM 有精良的内置保护电路以避免因系统失灵或过载而使功率器件损坏, 所设置的故障检测和速断装置允许在不牺牲可靠性的情况下, 最大限度采用功率器件的容量。

IPM 的内置保护功能框图如图 3-57 所示, 其中有一种保护电路动作时, IPM 栅驱动单元就会关断电流并输出一个故障信号。

(1) 控制电压欠压锁定 IPM 内部控制电路由一个 15V 直流电源供电, 如果由于某种原因这一电源电压低于规定的欠压动作数值(UV), 该功率器件将被关断并输出一个故障信号。电源电压超过欠压复位值后将恢复正常。如果小毛刺干扰时间小于 $10\mu\text{s}$, 则欠压保护电路不动作, 不影响控制电路的工作。

(2) 过流保护 如果流过 IPM 中 IGBT 的电流超出过流动作

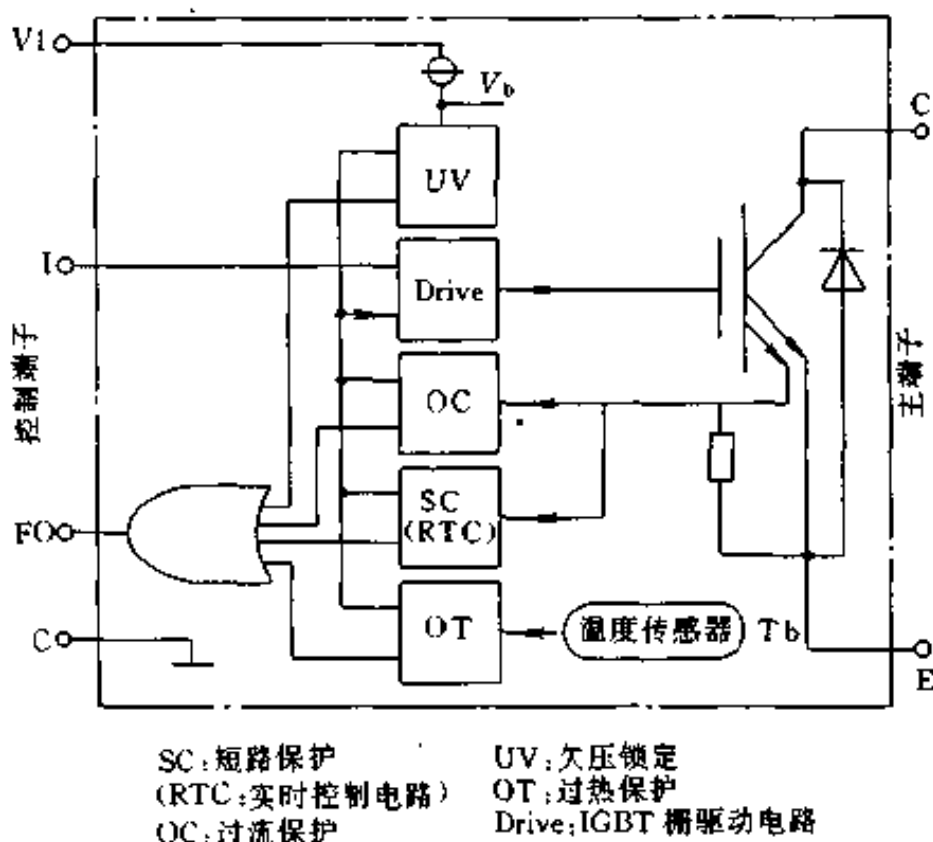


图 3-57 IPM 功能框图

数值(OC)的时间大于 $10\mu\text{s}$, IGBT 将被关断。超过 OC 数值, 但时间小于 $10\mu\text{s}$ 的电流短脉冲并不危险, 过流保护电流不动作。当检测出过电流时, 将被有控制地软关断, 从而避免发生浪涌电压, 同时输出一个故障信号。

(3) 短路保护 如果负载发生短路或系统控制器故障而导致上下臂同时导通, IPM 内置短路保护电路将关断 IGBT, 并输出一个故障信号。由于采用了实时电流控制电流, 响应时间不超过 100ns 。

短路保护动作是 IPM 的强应力运行, 应避免反复动作。

(4) 过热保护 在靠近 IPM 中的 IGBT 芯片的绝缘基板上已安装一个温度传感器。如果基板温度超过热动作值(OT), IPM 内部控制电路将截止栅驱动电路, 不响应控制输入信号, 直到温度恢复正常后的下一个低电平(开通信号)输入信号才恢复正常工作。

过热保护动作是一种只能工作几次的苛刻操作，应避免反复动作。

在六合一模块和七合一模块中，故障发生时，所有下臂三个器件都将被关断并产生一个下臂故障信号，而上臂器件的开关则不受影响仍能由系统控制器来控制开通和关断。

三、MOS 控制晶闸管(MCT)

MOS 控制晶闸管(简称 MCT)是 80 年代末出现的一种新型电力电子器件,它属于单极型和双极型器件组合而成的复合器件。它的输入为 MOSFET 结构,而输出侧则为晶闸管结构。因而兼有 MOSFET 的高输入阻抗、低驱动功率和快速开关,以及晶闸管的高电压大电流特性。同时又克服了晶闸管开关速度慢且不能自关断以及 MOSFET 通态压降大的缺点,因而是近年来重点开发的器件之一。

MCT 也采用多元集成结构,它是在晶闸管结构中集成一对 MOSFET,通过 MOSFET 来控制晶闸管的导通和关断。使 MCT 导通的 MOSFET 称为 ON-FET,使 MCT 关断的 MOSFET 称为 OFF-FET。根据 ON-FET 的沟道类型,MCT 又分为 P-MCT 和 N-MCT。图 3-58 为 P-MCT 单元的结构图,图 3-59

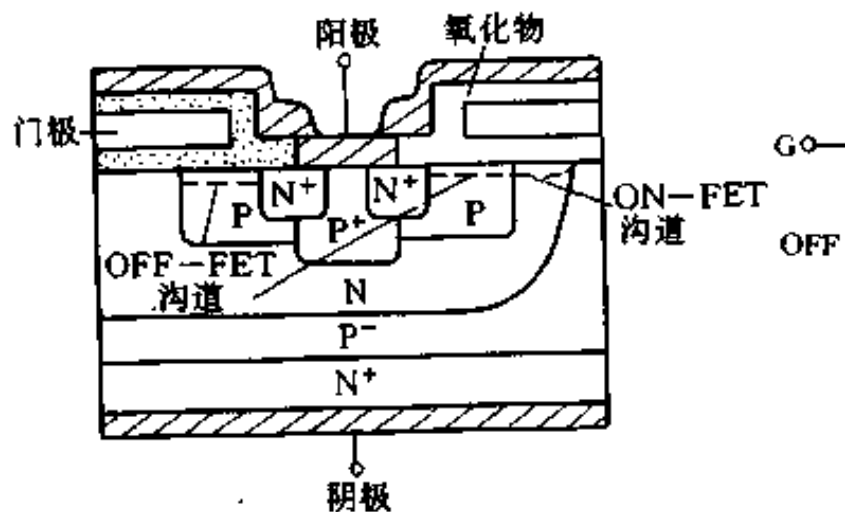


图 3-58 MCT 结构

(a)为其等效电路,图3-59(b)为其图形符号。

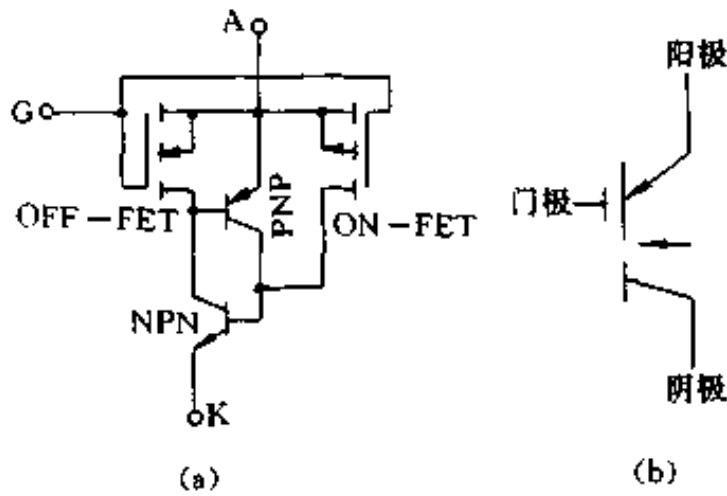


图3-59 MCT 等效电路及图形符号
(a) 等效电路; (b) 图形符号

在结构上 MCT 采用双门极控制,门极信号以阳极为基准。当门极相对于阳极加负脉冲电压时,ON-FET 导通,它的漏极电流使 NPN 晶体管导通。NPN 晶体管又使 PNP 晶体管导通并且形成正反馈触发过程,使 $\alpha_{NPN} + \alpha_{PNP} > 1$,于是 MCT 导通。当门极相对于阳极加正脉冲时,OFF-FET 导通,PNP 晶体管基极电流中断,PNP 晶体管被切断,破坏了正反馈过程,于是 MCT 关断。使 MCT 触发导通的门极负脉冲幅度一般为 $-5 \sim -15V$,使其关断的门极正脉冲幅度一般为 $+10V$ 。MCT 是电压控制器件。

MCT 这种新型复合器件与 GTR、功率 MOSFET、IGBT 和 GTO 等器件相比,有如下优点:

- ①电压、电流容量大,目前水

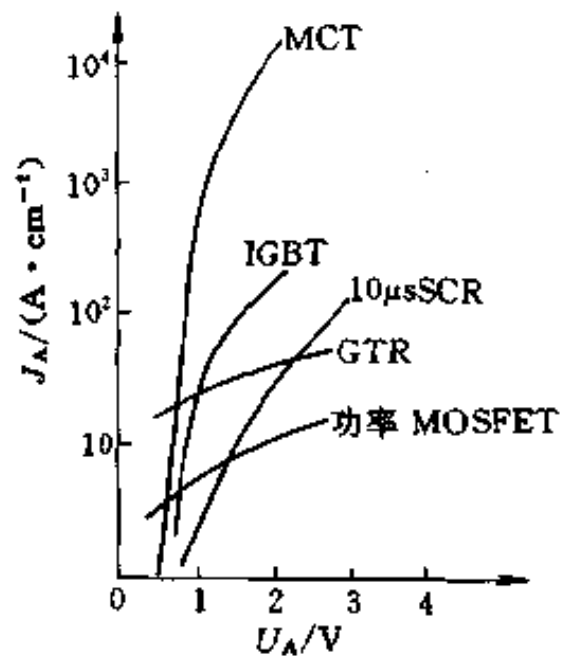


图3-60 各类功率开关正向压降 U_A 和电流密度 J_A 的关系

平为阻断电压 3000V，峰值电流 1000A，最大关断电流密度为 $6000\text{A}/\text{cm}^2$ 。

②通态压降小，约为 1.1V，仅是 IGBT 通态压降的 1/3。图 3-60 给出了耐压为 600V 的各类器件正向通态压降和电流密度关系的比较图。

③ di/dt 和 dv/dt 耐量提高，目前水平为 $di/dt=2000\text{A}/\mu\text{s}$ ， $dv/dt=20000\text{V}/\mu\text{s}$ 。

④开关速度快，开关损耗小。开通时间为 200ns，可在 $2\mu\text{s}$ 时间内关断 1000V 电压。

⑤工作温度高，其温度受限于反向漏电流，上限值可达 $250\sim 270^\circ\text{C}$ 。

⑥即使关断失败，MCT 也不会损坏。当工作电压超过安全工作区范围时，MCT 可能失效。而当峰值可控电流超过安全工作区时，MCT 不会自然损坏，而只是不用门极关断而已。

第六节 直流脉宽调制传动系统

前面几节介绍了几种全控型电力电子器件，各种全控型器件构成直流脉宽调制传动系统的原理是一样的，只是不同器件具有各自不同的驱动、保护及其他器件使用的问题。本节以 IGBT 为例介绍不可逆及可逆直流脉宽调制传动系统的工作原理及特性，并介绍直流脉宽调制传动系统的控制电路。

一、直流脉宽调制传动系统的工作原理

脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation)简称 PWM。由脉冲宽度调制变换器向电动机供电的系统称脉宽调制传动系统，简称 PWM 传动系统。脉冲宽度调制变换器有不可逆和可逆两种，可逆变换器又有不同的工作方式。下面分别介绍它们构成的传动系统的工作原理和特性。

1. 不可逆直流脉宽调制传动系统

图 3-61 是简单的不可逆脉宽调制传动系统主回路原理图及工作波形。电源 U_s 一般由不可控整流电源供电，采用大电容滤波。脉宽调制器的负载为电动机电枢，它可以看成电阻-电感-反电动势负载。二极管 VD 在功率管 IGBT 关断时为电枢回路提供释放电感储能的续流回路。

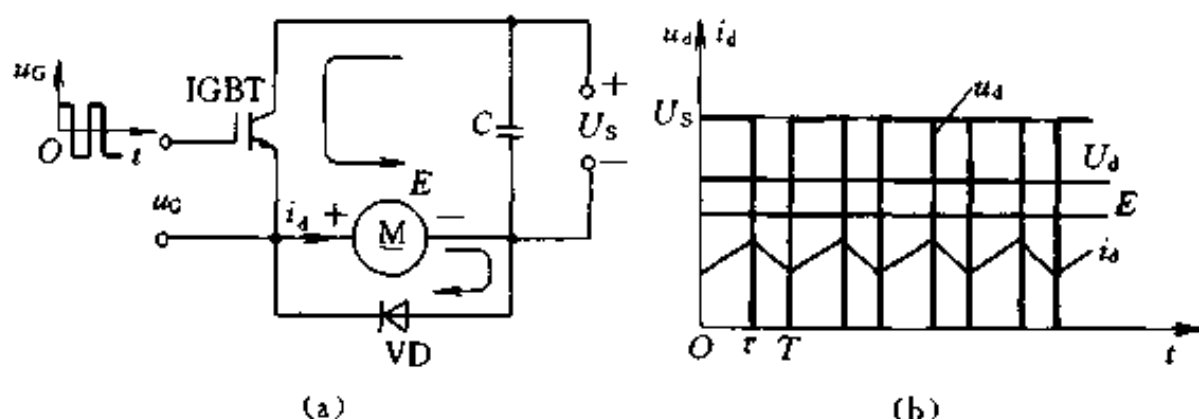


图 3-61 简单的不可逆直流 PWM 传动系统
(a) 原理图；(b) 电压和电流波形

IGBT 的栅极由频率不变而脉冲宽度可调的脉冲电压 u_G 驱动。在一个开关周期 T 内，当 $0 \leq t \leq \tau$ 时， u_G 为正，IGBT 饱和导通，电源电压通过 IGBT 加到电动机电枢两端。当 $\tau \leq t < T$ 时， u_G 为负，IGBT 截止，电枢失去电源，电枢电流经二极管 VD 续流，电动机可得到的平均端电压为

$$U_d = \frac{\tau}{T} U_s = \rho U_s \quad (3-20)$$

式中 $\rho = \tau/T = U_d/U_s$ 为 PWM 占空比。改变 ρ ($0 \leq \rho \leq 1$) 即可改变电枢两端电压 U_d ，从而实现调速。

图 3-61(b) 给出了稳态时的脉动端电压 u_d ，电枢平均电压 U_d 和电枢电流 i_a 的波形。由图可见，稳态电流是脉动的，其平均值等于负载电流 $I_{dL} = T_L / C_m \Phi$ 。

由于开关频率较高，电流脉动的幅值不会很大，再影响到转

速 n 和反电动势 E 的波动就更小, 为了突出主要问题, 可视 n 和 E 为恒值。

图 3-61 所示的简单不可逆电路中, 电流 i_a 不能反向, 因此不能产生制动作用, 只能作单象限运行。需要制动时, 必须具有反向电流 $-i_a$ 的通路, 因此应该设置控制反向通路的第二个 IGBT, 如图 3-62(a) 所示。这种电路组成的 PWM 传动系统可在一、二两个象限运行。

VT1 和 VT2 的驱动电压大小相等、方向相反, 即 $u_{G1} = -u_{G2}$ 。当电动机在电动状态下运行时, 平均电压应为正值, 一个周期内分两段变化。在 $0 \leq t < \tau$ 期间 (τ 为 VT1 导通时间), u_{G1} 为正, VT1 饱和导通; u_{G2} 为负, VT2 截止。此时, 电源电压 U_s 加到电枢两端, 电流 i_a 沿图中的回路 1 流通。在 $\tau \leq t < T$ 期间, u_{G1} 和 u_{G2} 都变极性, VT1 截止, 但由于电流 i_a 沿回路 2 经二极管 VD2 续流。在 VD2 两端产生的压降 (其极性示于图 3-62(a)) 给 VT2 施加反压, VT2 并不导通。因此, 实际上是 VT1、VD2 交替导通, 而 VT2 始终不通, 其电压和电流波形如图 3-62(b) 所示。虽然多了一个 VT2, 但它并没有被用上, 波形和图 3-61 的情况一样。

如果在电动运行中要降低转速, 则应该先减小控制电压, 使 u_{G1} 的正脉冲变窄, 负脉冲变宽, 从而使平均电枢电压 U_d 降低, 但由于惯性的作用, 转速和反电动势还来不及立即变化, 造成反电动势 $E > U_d$ 的局面。这时 VT2 就在电动机制动中发挥作用。现在分析处于制动状态的工作情况。在 $\tau \leq t < T$ 期间, u_{G2} 变正, VT2 导通, $E - U_d$ 产生的反向电流 $-i_a$ 沿回路 3 通过 VT2 流通, 产生能耗制动, 直到 $t = T$ 为止。在 $T \leq t < T + \tau$ (也就是 $0 \leq t < \tau$) 期间, VT2 截止, $-i_a$ 沿回路 4 通过 VD1 续流, 对电源回馈制动, 同时在 VD1 上的压降使 VT1 不能导通。在制动过程中 VT2 和 VD1 轮流导通, 而 VT1 始终截止, 电压和电流波形示于图 3-62(c)。反向电流的制动作用使电动机转速下降, 直到新的稳态。最后应该指出, 当直流电源采用半导体整流装置时, 在回馈制动阶段电

能不可能通过它回送电网，只能向滤波电容 C 充电，从而造成瞬间的电压升高，称作“泵升电压”。如果回馈能量大，泵升电压太高，将危及功率开关器件和整流二极管，必须采取措施加以限制。

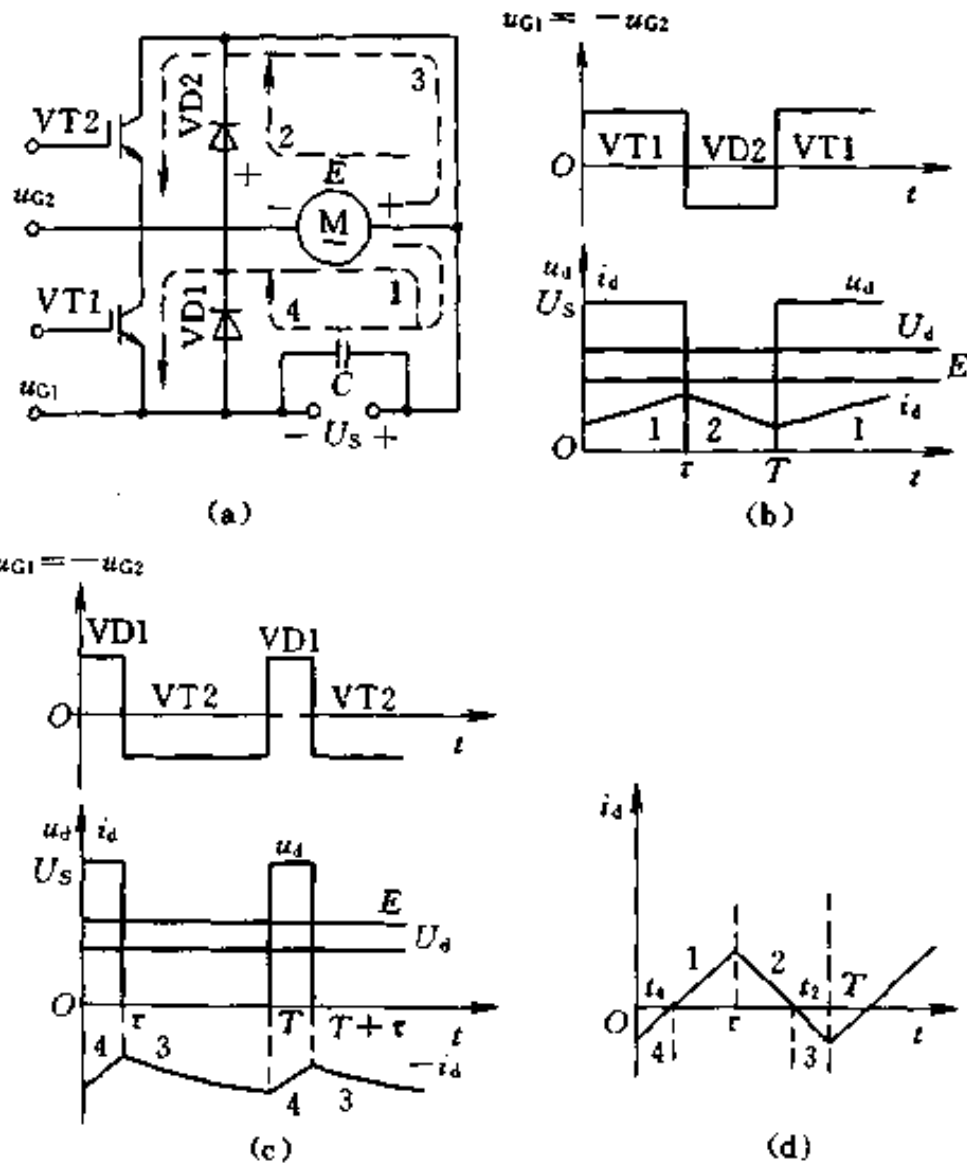


图 3-62 有制动能力的直流 PWM 传动系统

(a) 原理图；(b) 电流大于零时的电压和电流波形；

(c) 电流小于零时的电压和电流波形；(d) 电流较小时的电压和电流波形

还有一种特殊情况，在轻载电动状态下，负载电流较小，以致当 $VT1$ 关断后 i_d 的续流很快就衰减到零，如图 3-62(d) 中 $\tau \sim T$ 期间的 t_2 时刻。这时二极管 $VD2$ 截止，使 $VT2$ 得以导通，反电动势 E 产生沿回路 3 流过的反向电流 $-i_d$ ，产生局部时间的能耗制动作用。到了 $t=T$ 时刻， $VT2$ 关断， $-i_d$ 又开始沿回路 4 经

VD1 续流，直到 $t=t_4$ 时 $-i_d$ 衰减到零，VT1 才开始导通。这种情况下，一个开关周期内 VT1、VD2、VT2、VD1 四个管子轮流导通，电流波形示于图 3-62(d)。

2. 可逆直流脉宽调制传动系统

可逆直流 PWM 传动系统主电路的结构形式有 H 型和 T 型等类型^[1]，这里主要讨论常用的 H 型电路，它是由四个功率管和四个续流二极管组成的桥式电路，如图 3-63(a)所示，图中功率管选用 IGBT。H 型电路在控制方式上分双极式、单极式和受限单极式几种工作制。下面着重分析双极式工作制。

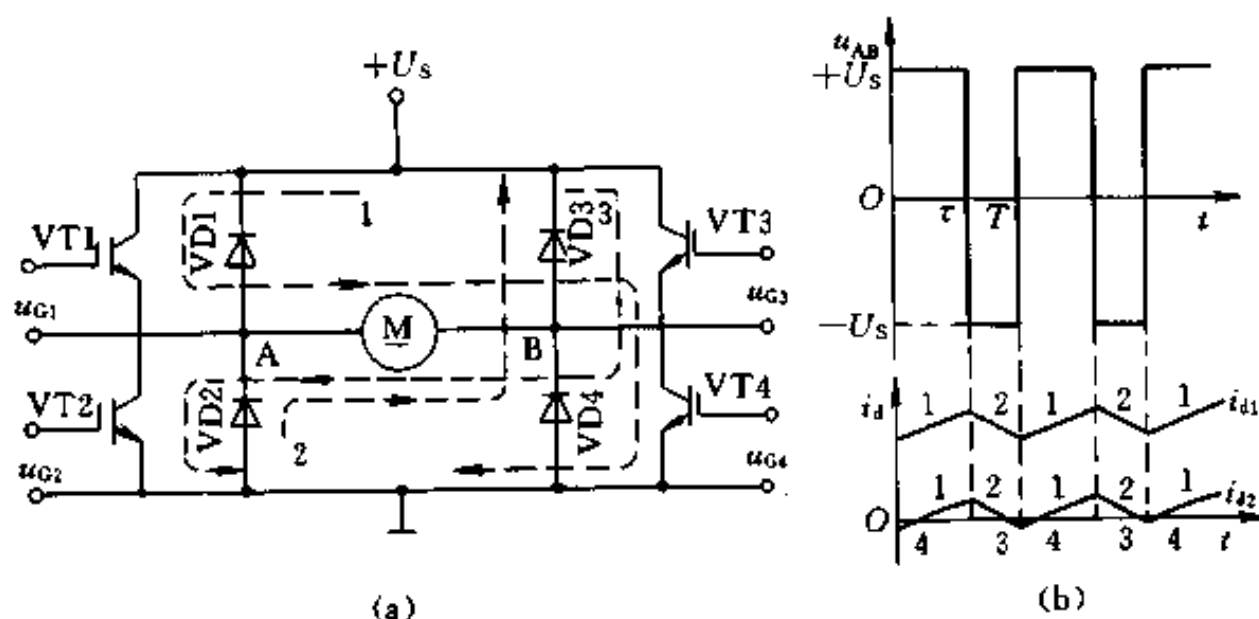


图 3-63 H 型可逆 PWM 传动系统

(a) 原理图；(b) 电压和电流波形

(1) 双极式工作制 双极式工作制的特点是，四个功率管的控制极电压分为两组。VT1 和 VT4 同时导通和关断，其控制极电压 $u_{G1} = u_{G4}$ ；VT2 和 VT3 同时导通和关断，其控制极电压 $u_{G2} = u_{G3}$ ；并且 $u_{G1} = -u_{G2}$ 。

在一个开关周期内，当 $0 \leq t < \tau$ 时， u_{G1} 和 u_{G4} 为正，功率管 VT1 和 VT4 饱和导通；而 u_{G2} 和 u_{G3} 为负，VT2 和 VT3 截止。这时 $+U_s$ 加到电枢 AB 两端， $u_{AB} = U_s$ ，电枢电流 i_d 沿回路 1 流通。

当 $\tau \leq t < T$ 时, u_{G1} 和 u_{G4} 变负, VT1 和 VT4 截止; u_{G2} 和 u_{G3} 变正, 但由于在电枢电感释放储能的作用下, i_d 沿回路 2 经 VD2、VD3 续流, 在 VD2 和 VD3 上的压降使 VT2 和 VT3 的 C-E 极承受着反压, VT2 和 VT3 并不能导通, 这时, $u_{AB} = -U_s$ 。 u_{AB} 在一个周期内正负相间, 这是双极性工作制的特征, 其电压、电流波形示于图 3-63(b)。

由于电压 u_{AB} 的正、负变化, 使电流波形存在两种情况, 如图 3-63(b) 中的 i_{d1} 和 i_{d2} 。 i_{d1} 相当于电动机负载较重的情况, 这时平均负载电流大, 在续流阶段电流仍维持正方向, 电动机始终工作于第一象限的电动状态。 i_{d2} 相当于负载很轻的情况, 平均电流小, 在续流阶段电流很快衰减到零, 于是 VT2 和 VT3 的 C-E 两端失去反压, 在负电源电压 ($-U_s$) 和电枢反电动势的合成作用下导通, 电枢电流反向, 沿回路 3 流通, 电动机处于制动状态。与此相仿, 在 $0 \leq t < \tau$ 期间, 当负载轻时, 电流也有一次倒向。

双极性工作制时, 电枢平均端电压用公式表示为

$$U_d = \frac{\tau}{T} U_s - \frac{T - \tau}{T} U_s = \left(\frac{2\tau}{T} - 1 \right) U_s \quad (3-21)$$

仍以 $\rho = U_d / U_s$ 来定义 PWM 电压的占空比, 则 ρ 与 τ 的关系为

$$\rho = \frac{2\tau}{T} - 1 \quad (3-22)$$

调速时, ρ 的变化范围变成 $-1 \leq \rho \leq 1$ 。当 ρ 为正值时 (u_{AB} 正脉冲较负脉冲宽时), 电动机正转; 当 ρ 为负值时 (u_{AB} 正脉冲较负脉冲窄时), 电动机反转; $\rho = 0$ 时 (u_{AB} 正、负脉冲宽度相等时), 电动机停止。在 $\rho = 0$ 时, 虽然电动机不动, 电枢两端的瞬时电压和瞬时电流却都不是零, 而是交变的, 这个交变电流的平均值为零, 不产生平均转矩, 但增大电动机的损耗。它的好处是使电动机带有高频的微振, 起着所谓“动力润滑”作用, 消除正、反向时的静摩擦死区。

双极性工作制的优点是: ①电动机可以在四个象限运行; ②

电流一定连续；③电动机停止时有微振电流，能消除摩擦死区；④低速平稳性好，调速范围很宽；⑤低速时每个功率管的驱动脉冲仍较宽，有利于保证功率管可靠导通。双极性工作制的缺点是：在工作过程中，四个功率管都处于开关状态，开关损耗大，而且容易发生上、下两管直通事故，降低了装置的可靠性。为了防止上、下两管直通，在一管关断和另一管导通的驱动脉冲之间，应设置逻辑延时。

(2) 单极式工作制 为了克服双极式工作制的上述缺点，对于静、动态性能要求低一些的系统，图 3-63(a) 的电路可采用单极式工作制。在单极式工作制中，左边两个管子的驱动脉冲 $u_{G1} = -u_{G2}$ ，具有与双极式一样的正、负交替的脉冲波形。右边两个管子 VT3 和 VT4 的驱动信号因电动机的转向施加不同的直流控制信号。

当电动机正转时，使 u_{G3} 恒为负，而 u_{G4} 恒为正，则 VT3 截止；VT4 在电动机正向电动时常通，在电动机正向制动时截止。在一个开关周期内，当 $0 \leq t < \tau$ 时，VT1 和 VT4 导通，VT2 和 VT3 截止， $u_{AB} = +U_S$ ，电枢电流 i_d 沿回路 1 流通。当 $\tau \leq t < T$ 时，VT1 截止，电枢电流 i_d 沿着续流二极管 VD2 → 电枢 → VT4 构成的回路流通， $u_{AB} = 0$ ，由于 VD2 导通，而使 VT2 不通。希望电动机反转时，则 u_{G3} 恒为正， u_{G4} 恒为负，使 VT3 在反向电动状态时常通，在反向制动时截止，VT4 截止。在一个开关周期内，当 $\tau \leq t < T$ 时，VT2 和 VT3 导通，VT1 和 VT4 截止， $u_{AB} = -U_S$ ，电枢电流 i_d 沿回路 3 流通。当 $T \leq t < \tau + T$ 时，VT2 截止，电枢电流 i_d 沿着续流二极管 VD1 → 开关管 VT3 → 电枢构成的回路续流， $u_{AB} = 0$ ，由于 VD1 导通而使 VT1 不通。这相当于两个图 3-62(a) 的带制动能力的不可逆 PWM 电路。在电动机朝一个方向旋转时，电路输出单一极性的脉冲电压，电机正转时为正脉冲电压，电机反转时为负脉冲电压，所以称为单极式控制方式。正因为如此，它的输出电压波形和占空比公式和不可逆电路一样，见图 3-62(b) 和式

(3-20)。表 3-6 给出了单极式工作方式,电动机运行在四个象限时,管子的工作情况、负载电流 i_d 的流通过径及输出电压 u_d 的情况。

表 3-6 单极式工作制四象限工作情况

工作象限	电流 i_d 通路	输出电压 u_d	工作区间
I	VT1→电机→VT4→电源	$u_d = U_s$	$0 < t \leq \tau$
	VD2→电机→VT4	$u_d = 0$	$\tau < t \leq T$
II	VD4→电机→VD1→电源	$u_d = U_s$	$0 < t \leq \tau$
	VD4→电机→VT2	$u_d = 0$	$\tau < t \leq T$
III	VT3→电机→VD1	$u_d = 0$	$0 < t \leq \tau$
	VT3→电机→VT2→电源	$u_d = -U_s$	$\tau < t \leq T$
IV	VT1→电机→VD3	$u_d = 0$	$0 < t \leq \tau$
	VD2→电机→VD3→电源	$u_d = -U_s$	$\tau < t \leq T$

由于单极式工作制时,在电动工作状态功率管 VT3 和 VT4 二者之中总有一个常通,一个常截止,运行中无须频繁交替导通,因此它与双极式工作制相比开关损耗可以减少,装置的可靠性有所提高。

3. 电枢电流脉动量

PWM 传动系统中电流是周期性脉动变化的,那么它们的脉动量为多少,会不会影响调速系统稳定运行的均匀性呢?下面对此加以分析,在分析前先作如下的假定:

①认为功率开关器件是无惯性的元件,即忽略它的开通时间和关断时间。

②忽略变流器电源内阻的变化,认为在不同开关状态下电枢回路电阻 R 是常值。

首先考虑不可逆电路或单极式可逆电路电流在正方向连续变动的情况,为了解微分方程方便起见,令第一段电流为 i_{d1} ,第二段电流为 i_{d2} ,见图 3-64。电压方程式为

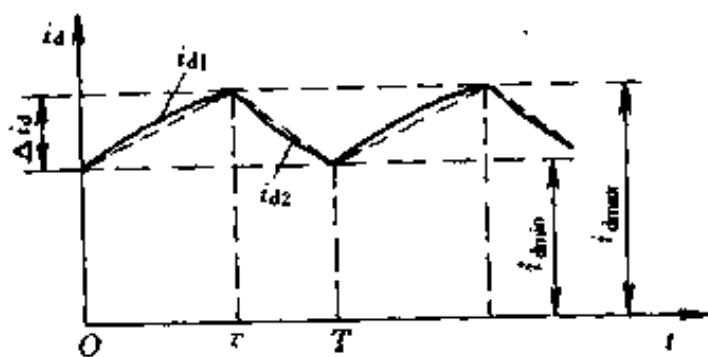


图 3-64 PWM 传动系统电枢电流变化波形

$$\begin{cases} U_s = Ri_{d1} + L \frac{di_{d1}}{dt} + E & (0 \leq t < \tau) \\ 0 = Ri_{d2} + L \frac{di_{d2}}{dt} + E & (\tau \leq t < T) \end{cases} \quad (3-23)$$

当开关频率较高时,忽略一个周期内电阻压降 Ri_d 的变化,用平均端电压 $U_d = RI_d + E$ 代替 $Ri_d + E$, 则式(3-23)可近似为

$$\begin{cases} L \frac{di_{d1}}{dt} = U_s - U_d = (1 - \rho)U_s & (0 \leq t < \tau) \\ L \frac{di_{d2}}{dt} = -U_d = -\rho U_s & (\tau \leq t < T) \end{cases} \quad (3-24)$$

方程式(3-24)的解为

$$\begin{cases} i_{d1}(t) = i_{d1}(0) + (1 - \rho)U_s t / L & (0 \leq t < \tau) \\ i_{d2}(t) = i_{d2}(\tau) - \rho U_s (t - \tau) / L & (\tau \leq t < T) \end{cases} \quad (3-25)$$

稳态时, $i_{d1}(0) = i_{d2}(T)$ 。电枢电流的脉动量为

$$\begin{aligned} \Delta i_d &= i_{d1}(\tau) - i_{d1}(0) = (1 - \rho)U_s \tau / L \\ &= \rho(1 - \rho)U_s T / L \end{aligned} \quad (3-26)$$

式中 $\rho = \tau / T$ 。式(3-26)表明,电流脉动量的大小是随占空比 ρ 值变化的。若令 $d(\Delta i_d) / d\rho = 0$, 可得 $\rho = 0.5$ 。也就是说,当 $\rho = 0.5$ 时,电流脉动量达到其最大值。以 $\rho = 0.5$ 代入式(3-26),可求得最大的电流脉动量为

$$\Delta i_{dmax} = U_s T / 4L \quad (3-27)$$

式(3-27)表明,电枢电流的最大脉动量与电源 U_s 成正比,与电枢回路总电感 L 以及开关频率 $f=1/T$ 成反比。

举例来说,若 $U_s=200\text{V}$, $R=2\Omega$, $L=10\text{mH}$, 开关频率 $f=5000\text{Hz}$, 即 $T=0.2\text{ms}$, 则最大电流脉动量

$$\Delta i_{d\max} = \frac{U_s T}{4L} = \frac{200 \times 0.2 \times 10^{-3}}{4 \times 0.01} = 1(\text{A})$$

如果电动机额定电流为 $I_{\text{dnom}}=10\text{A}$, 则该脉宽调速系统的最大电流脉动量占额定电流的 10%。

对于双极式工作制的可逆电路,电压方程式为

$$\begin{cases} U_s = Ri_{d1} + L \frac{di_{d1}}{dt} + E & (0 \leq t < \tau) \\ -U_s = Ri_{d2} + L \frac{di_{d2}}{dt} + E & (\tau \leq t < T) \end{cases} \quad (3-28)$$

同样,忽略一个周期内电枢电阻压降 Ri_d 的变化,用电压平均值 $U_d = RI_d + E$ 代替 $Ri_d + E$, 则式(3-28)可简化为

$$\begin{cases} L \frac{di_{d1}}{dt} = U_s - U_d = (1 - \rho)U_s & (0 \leq t < \tau) \\ L \frac{di_{d2}}{dt} = -U_s - U_d = -(1 + \rho)U_s & (\tau \leq t < T) \end{cases} \quad (3-29)$$

方程组(3-29)的解为

$$\begin{cases} i_{d1}(t) = i_{d1}(0) + (1 - \rho)U_s t / L & (0 \leq t < \tau) \\ i_{d2}(t) = i_{d2}(\tau) - (1 + \rho)U_s (t - \tau) / L & (\tau \leq t < T) \end{cases} \quad (3-30)$$

电枢电流脉动量为

$$\begin{aligned} \Delta i_d &= i_{d2}(\tau) - i_{d2}(T) \\ &= (1 + \rho)U_s (T - \tau) / L \end{aligned} \quad (3-31)$$

由式(3-22)可知,双极式工作制时,占空比 $\rho=2\tau/T-1$, 则 $\tau=(\rho+1)T/2$, 代入式(3-31)得

$$\Delta i_d = \frac{(1 - \rho^2)U_s T}{2L} \quad (3-32)$$

令 $d(\Delta i_d)/d\rho=0$, 得 $\rho=0$, 则最大电流脉动量为

$$\Delta i_{d\max} = \frac{TU_s}{2L} \quad (3-33)$$

4. 直流 PWM 传动系统的开环机械特性

在稳态情况下, PWM 传动系统中电动机电枢两端的电压为脉冲电压, 因此, 尽管有高频电感的平波作用, 电枢电流和转速还是脉动的。所谓稳态, 只是指电动机的平均电磁转矩与负载转矩相平衡的状态, 电流实际上是周期变化的, 只能算是“准稳态”。PWM 传动系统在准稳态下的机械特性是平均转速与平均转矩(电流)的关系。

(1) 电流连续时 PWM 传动系统机械特性 前面分析表明, 不论有制动能力的不可逆电路, 还是双极式和单极式的可逆电路, 其准稳态的电压, 电流波形都是相似的。由于电路中具有反向电流通路, 在同一转向下电流可正可负, 无论是重载还是轻载, 电流波形都是连续的。

对于有制动能力的不可逆电路和单极式可逆电路, 其电压方程式为

$$\begin{cases} U_s = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E & (0 \leq t < \tau) \\ 0 = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E & (\tau \leq t < T) \end{cases} \quad (3-34)$$

对于双极式可逆电路, 只有第二个方程中的电源电压改为 $-U_s$, 其余不变。电压方程式为

$$\begin{cases} U_s = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E & (0 \leq t < \tau) \\ -U_s = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} + E & (\tau \leq t < T) \end{cases} \quad (3-35)$$

无论是上述哪一种情况, 一个周期内电枢两端的平均电压都是 U_d

$=\rho U_s$, 只是 ρ 值与 τ 和 T 的关系不同, 分别如式(3-20)和式(3-21)所示, 平均电流用 I_d 表示, 平均电磁转矩为 $T_e=C_m\Phi I_d$, 而电枢回路电感两端电压 Ldi_d/dt 的平均值为零。于是式(3-34)或式(3-35)的平均值方程都可以写成

$$\rho U_s = RI_d + E = RI_d + C_e\Phi n \quad (3-36)$$

则机械特性方程式为

$$n = \frac{\rho U_s}{C_e\Phi} - \frac{R}{C_e\Phi C_m\Phi} T_e = n_0 - \frac{R}{C_e\Phi C_m\Phi} T_e \quad (3-37)$$

或用电流表示

$$n = \frac{\rho U_s}{C_e\Phi} - \frac{R}{C_e\Phi} I_d = n_0 - \frac{R}{C_e\Phi} I_d \quad (3-38)$$

其中理想空载转速 $n_0=\rho U_s/C_e\Phi$, 与占空比 ρ 成正比。图 3-65 给出了第一、二象限的机械特性, 它适用于有制动能力的不可逆电路。可逆电路的机械特性与此相仿, 只是扩展到第三、四象限而已。

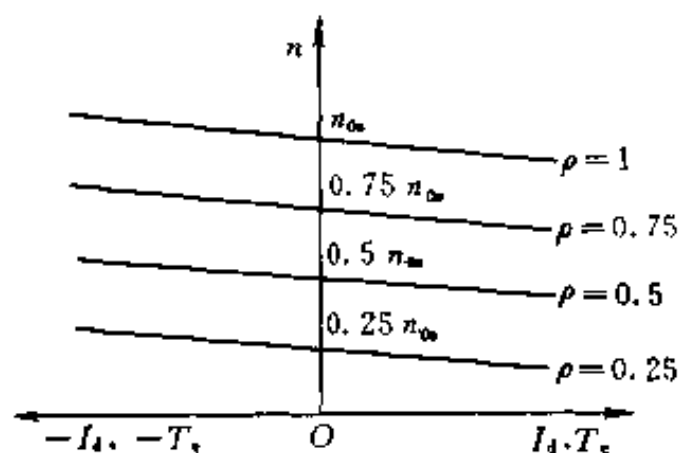


图 3-65 电流连续时 PWM 传动系统开环机械特性 ($n_{0s}=U_s/C_e\Phi$)

(2) 电流断续时 PWM 传动系统机械特性 对于图 3-61(a)所示的简单不可逆传动系统, 由于电流不能反向, 轻载时将出现电流

继续情况。例如图 3-66 中 $t=t_d$ 处续流电流衰减到零, 这时电枢两端电压将跳变到 $u_c=E$ 。此时平均电压方程式(3-36)便不能成立, 机械特性方程要复杂得多。此处不详细分析。但是, 由图 3-66 的电压波形可以定性地看出, 电流断续时, 平均电压 U_d 升高, 将使机械特性变软。当占空比一定时, 负载越轻, 即平均电流越小, 则电流中断 $u_d=E$ 的时间越长。照此趋势, 在理想空载时, $I_d=0$, 只有转速升高到使 $E=U_s$ 才行。因此无论 ρ 为何值, 理想空

载转速都会上翘到 $n_{0S} = U_s / C_e \Phi$ ，如图 3-67 所示。从图中还可以看出，轻载时电流断续，机械特性是一段非线性的曲线；当负载大到一定程度时，电流开始连续。

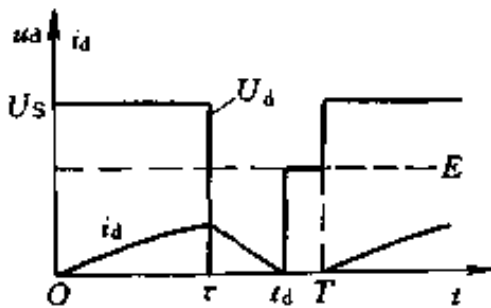


图3-66 简单不可逆 PWM 传动系统轻载时的电压、电流波形

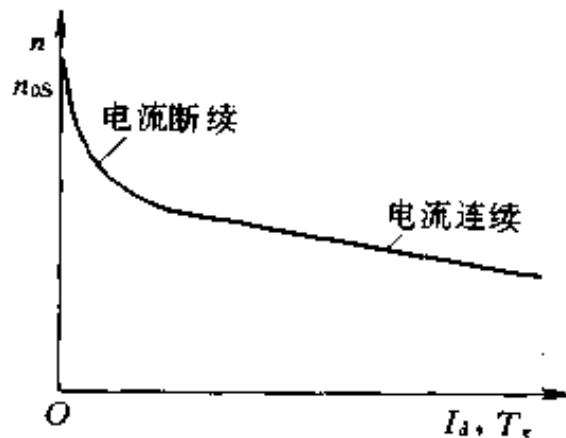


图 3-67 简单不可逆 PWM 传动系统开环机械特性

二、直流脉宽调制传动系统的控制电路

PWM 开环传动系统的简单原理图如图 3-68 所示，其控制电路主要由脉宽调制器、功率开关器件的驱动电路和保护电路组成，其中最关键的部件是脉宽调制器。

1. 脉宽调制器

(1) 脉宽调制的基本原理 脉宽调制器是一个电压-脉冲变换装置。由控制电压 U_{α} 进行控制，为 PWM 变换器提供所需的脉冲控制信号。

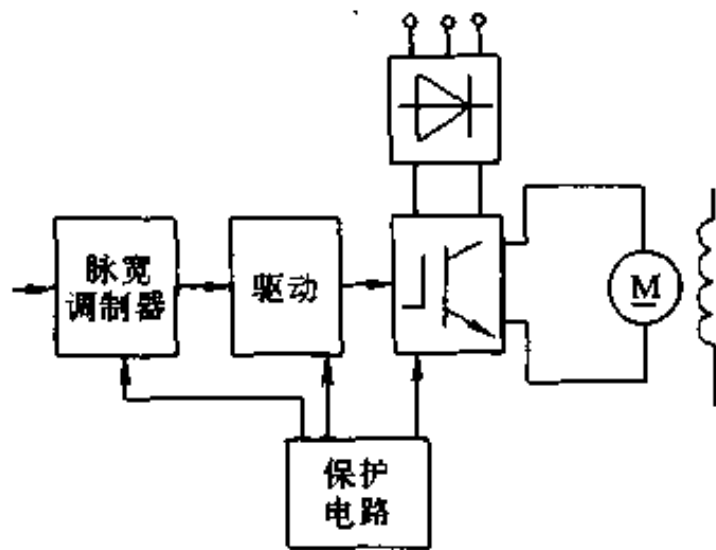


图 3-68 PWM 开环传动系统

脉宽调制器的基本原理是将直流信号和一个调制信号比较，调制信号可以是三角波，

也可以是锯齿波。图 3-69 是由运算放大器和几个输入信号组成的电压比较器来实现脉宽调制的。

运算放大器工作在开环状态，稍微有一点输入信号就可使输出电压达到饱和值，当输入电压极性改变时，输出电压就在正、负饱和值之间变化，这样就把连续电

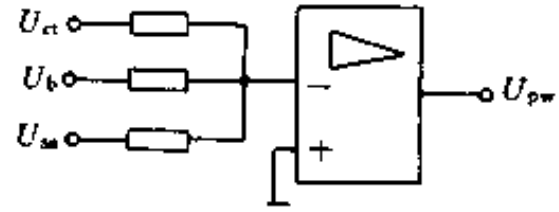


图 3-69 脉宽调制器基本原理

压变成脉冲电压。加在运算放大器反相输入端的比较信号有三个，一个为锯齿波调制信号 U_{sa} ，一个为控制电压 U_{α} ，另一个为偏移电压 U_{β} 。控制电压 U_{α} 的极性和大小随时可变，它与 U_{sa} 综合，从而在运算放大器的输出端得到周期不变，脉冲宽度可变的调制输出电压 U_{pw} 。如前所述，不同控制方式的 PWM 电路对调制脉冲电压 U_{pw} 的要求是不一样的。比如双极式可逆变换器就要求当输出平均电压 $U_d = 0$ 时，所给的 U_{pw} 的正负脉冲宽度相等，这时希望控制电压 U_{α} 也恰好是零。偏移电压 U_{β} 就是为满足不同的调制要求而设置的。对于双极式可逆变换器，负偏移电压 $-U_{\beta} = +U_{samax}/2$ ， U_{samax} 为锯齿波的幅值，这时 U_{pw} 的波形示于图 3-70(a)。

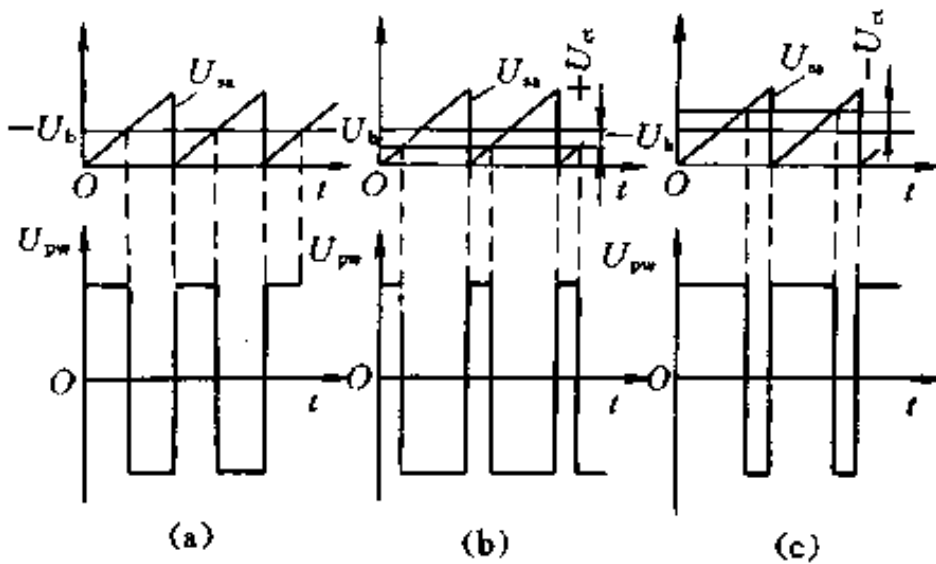


图 3-70 锯齿波脉宽调制波形

(a) $U_{\alpha} = 0$; (b) $U_{\alpha} > 0$; (c) $U_{\alpha} < 0$

当 $U_{\alpha} > 0$ 时, $+U_{\alpha}$ 的作用和 $-U_b$ 相减, 则在运算放大器输入端三个信号合成电压为正的宽度增大, 经运算放大器倒相后, 输出脉冲电压 U_{pw} 的正半波变窄, 如图 3-70(b)。当 $U_{\alpha} < 0$, $-U_{\alpha}$ 和 $-U_b$ 的作用相加, 则输出脉冲 U_{pw} 的正半波增宽, 如图 3-70(c)。

这样, 改变控制电压 U_{α} 的极性, 也就改变了双极式 PWM 变换器输出平均电压的极性, 因而改变了电动机的转向, 改变 U_{α} 的大小, 则调节输出脉冲电压的宽度, 从而调节电动机的转速。只要锯齿波的线性度足够好, 输出脉冲的宽度是和控制电压 U_{α} 的大小成正比的, 这时, 输出平均电压的大小也和控制电压的大小成正比。

若将偏移电压 U_b 取为 $U_b = -u_{ssmax}$, 则输出脉冲电压 U_{pw} 即可作为不可逆 PWM 电路的调制脉冲信号。

锯齿波调制信号的频率即为主电路所需的开关调制频率, 选择开关频率时应考虑下列因素:

①开关频率 f 应该足够高, 以便减少电流脉动量和电动机的附加损耗;

②开关频率应比传动系统的最高工作频率(通频带)高出 10 倍左右, 使 PWM 变换器的延迟时间 $T(=1/f)$ 对系统动特性的影响可以忽略不计;

③开关频率越高时, 开关损耗就越大, 因此开关频率的上限要受开关管的开关损耗和开关时间的限制;

④开关频率还应高于系统中所有回路的谐振频率, 防止引起共振。

综合上述因素, 若主电路开关器件选用电力晶体管, 则调制频率可选 $1 \sim 4\text{kHz}$; 若主电路开关器件选用 IGBT, 则调制频率可选 $10 \sim 20\text{kHz}$ 。

(2) 集成 PWM 控制器 前面以一种模拟脉宽调制器为例介绍了其基本原理。脉宽调制信号也可方便地由数字方法来产生, 目

前有许多专用集成 PWM 控制电路，它们为脉宽调制传动系统的设计提供了方便，而且提高了系统的可靠性。这里只对美国 Silicon General 公司的 SG1731 型 PWM 集成电路及其应用作简单介绍。

SG1731 型 PWM 集成电路是专门为直流电动机的控制系统而设计的单片 IC。它可以实现两个象限的脉宽调制。图 3-71 所示为 SG1731 单片 PWM 集成电路的功能结构图和管脚排列图。它包含一个三角波振荡器，一个用于误差电压放大的宽频带运算放大器，一个用于平行移动三角波电平的加/减网络、外部可编程的 PWM 比较器和具有续流二极管的且可提供 $\pm 100\text{mA}$ 、 $\pm 32\text{V}$ 的推换电路全桥输出的驱动器。一个与 TTL 电平兼容的封锁端子呈低电平时输出驱动器变为高阻状态。该电路可以使用双电源（正、负电源），也可以使用单电源。其主要功能有：

① 允许有极宽电源工作范围，控制电源 U_s 为 $\pm 3.5 \sim \pm 15\text{V}$ ；驱动电源 U_o 为 $\pm 2.5 \sim \pm 22\text{V}$ ；

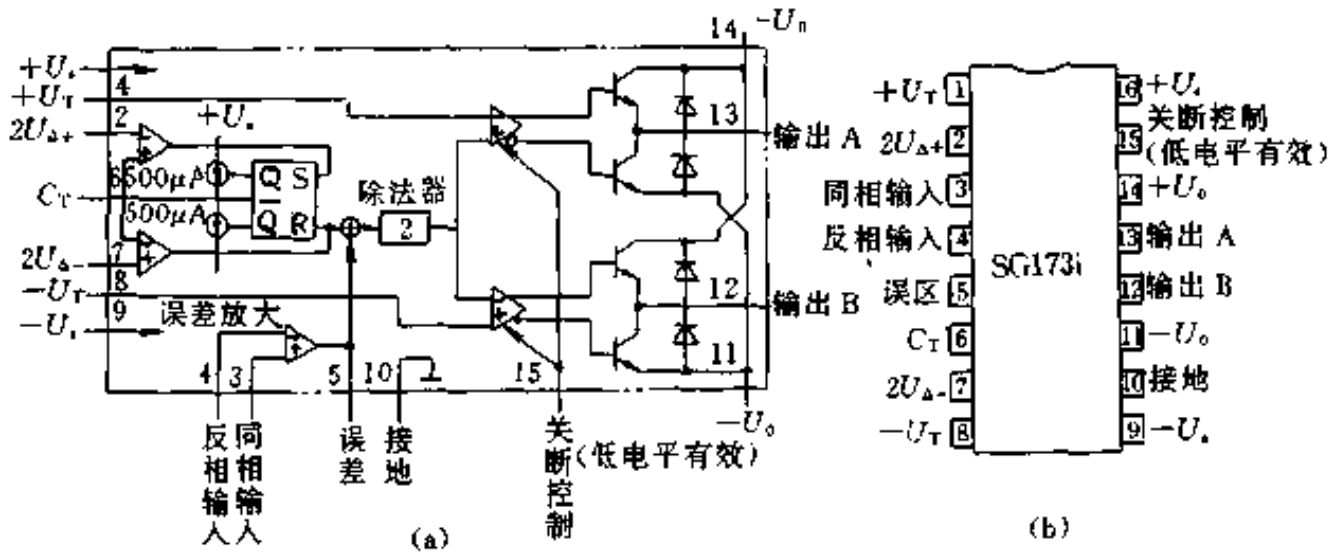


图 3-71 SG1731 内部功能结构图和管脚排列
(a) 功能结构图；(b) 管脚排列

- ② 输出极可提供 100mA 的正、反向驱动电流；
- ③ 三角波振荡频率的可调范围为 $100\text{Hz} \sim 350\text{kHz}$ ，三角波电

压的峰-峰调整范围为 $1\sim 10\text{V}$ ，振荡定时电容 C_T 的取值范围为 $200\text{pF}\sim 2.5\mu\text{F}$ ；

④误差放大器的转换速率高，典型值为 $15\text{V}/\mu\text{s}$ ，单位增益带宽为 1MHz ；

⑤具有死区调节功能，即在误差为零时，调节 $\pm U_T$ 的大小，可在输出端得到相位相差 180° 的初始脉冲。

⑥关断控制功能：当管脚⑮端低电平(TTL 电平兼容)作用时，输出级晶体管就瞬时地被强制到截止状态，这种功能用来对系统提供各种保护。

图 3-72 为 SG1731 构成直流 PWM 传动系统的一种典型例子。图中 VT 为大功率晶体管，也可以是其他开关器件。SG1731 的驱动极驱动功率不满足开关器件的驱动要求时，可配以适当的驱动电路。由 SG1731 集成 PWM 控制电路产生的 PWM 信号，经隔离放大后驱动晶体管。为了提高传动系统的性能，利用 SG1731 内部的误差放大器及外部增加的运算放大器构成了电流及转速闭环

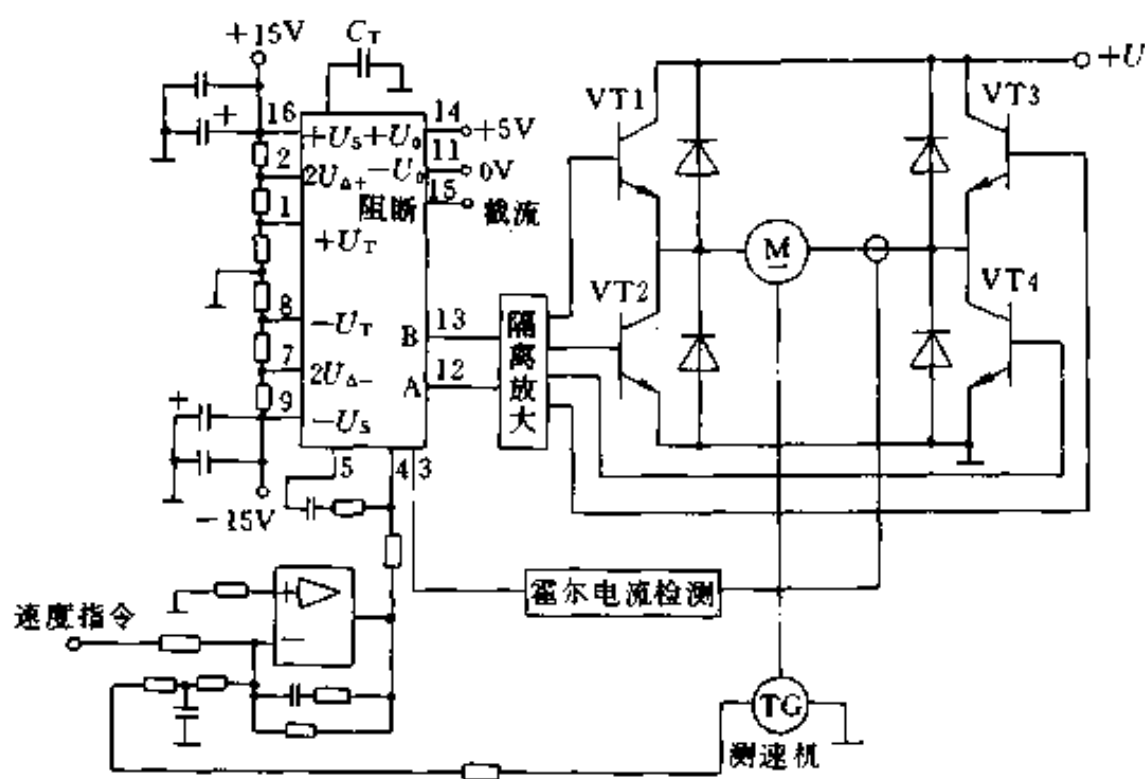


图 3-72 由 SG1731 构成的 PWM 直流传动系统

环。有关传动系统的闭环控制，将在第四章中详细讨论。

2. 脉宽调制器和 PWM 变换器的传递函数

根据脉宽调制的工作原理，当控制电压 U_α 改变时，PWM 变换器的输出电压要到下一个周期才能改变。因此，脉宽调制器和 PWM 变换器合起来可以看成是一个滞后环节，它的延时最大不超过一个开关周期 T 。与晶闸管装置传递函数的近似处理一样，当整个系统开环频率特性的截止频率满足 $\omega_c \leq 1/T$ 时，可将滞后环节近似看成一阶惯性环节。因此，脉宽调制器和 PWM 变换器的传递函数可近似看成。

$$W_{\text{PWM}}(s) = \frac{K_{\text{PWM}}}{Ts + 1} \quad (3-39)$$

式中 K_{PWM} 为脉宽调制器和 PWM 变换器的放大系数，它是 PWM 变换器输出电压 U_d 和脉宽调制器控制电压 U_α 之比。由于脉宽调制的开关频率一般很高， T 很小，当满足 $\omega_c \leq 1/10T$ 时，则式 (3-39) 的传递函数可近似成比例环节。

3. 脉宽调制电路的保护

在可逆 PWM 变换器中，跨接在电源两端的上、下两个开关器件经常交替工作。由于开关器件的关断需要一定的时间，在这段时间内，开关器件未完全关断，如果此时另一个开关器件已经导通，则将造成上下两管直通而使电源正、负极短路。为了避免发生这种情况，设置了延时保护环节，保证在对一个管子发出关闭脉冲后延时（如图 3-73 中的 u_{G1} ） t_{1d} 后再发出对另一个管子的开通脉冲（如图中 u_{G2} ）。

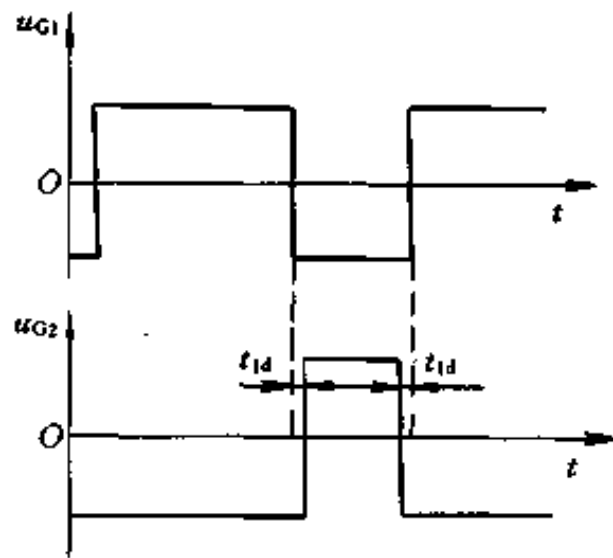


图 3-73 考虑开通延时的驱动脉冲信号

图 3-74 所示是用 RC 阻容延时电路达到管子先关后通的目的。脉宽调制信号 U_{pw} 分两路，一路经 R_1C_1 延时电路加到同相电压比较器 A1，另一路经 R_2C_2 延时电路加到反相比较器 A2。二极管 VD1 和 VD2 的作用是只延时脉宽调制信号的前沿，而不影响到用于关断管子的控制脉冲的后沿。显然，改变 R_1C_1 和 R_2C_2 就可以获得所需的延时时间。

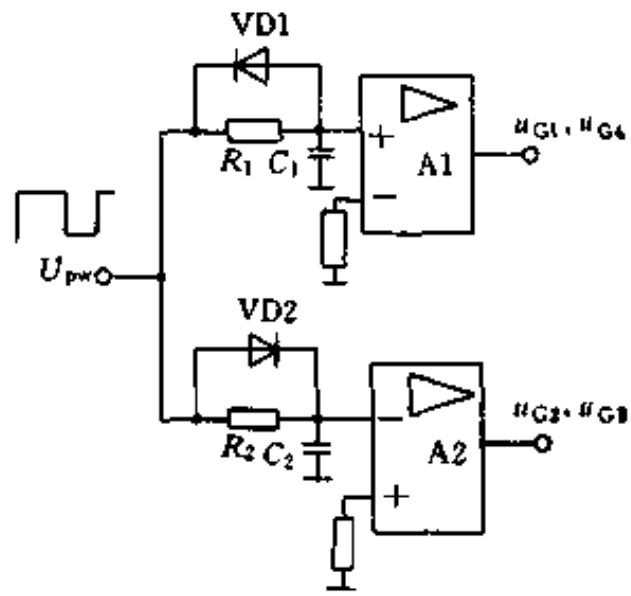


图 3-74 阻容延时防直通保护电路

通过外加延时电路来防止同侧桥臂两个管子直通，无疑加大了控制电路的复杂性，使系统成本提高。图 3-75 为以 IGBT 作为功率器件的改进型 H 型桥式电路。其特点是采用了阻塞二极管 VD1 和 VD2，电路本身就是有阻止直通短路的能力。

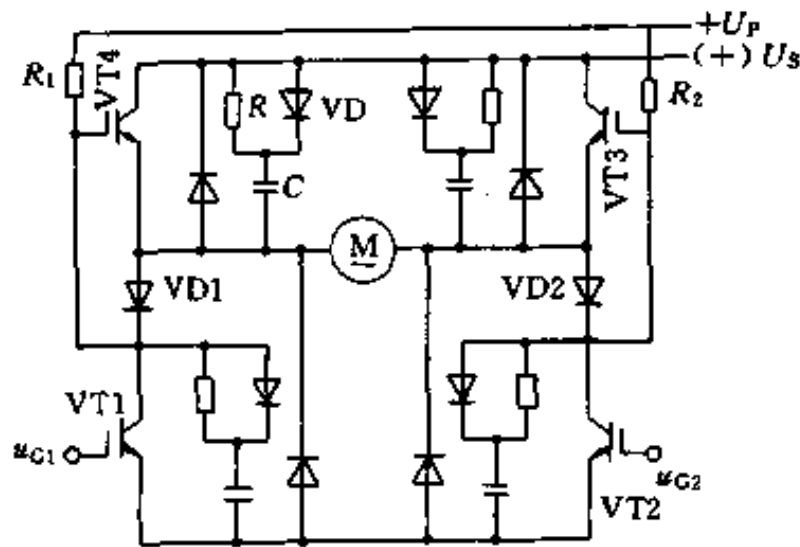


图 3-75 改进型 H 型桥式电路

图中下桥臂两个功率器件 VT1 和 VT2 由驱动电路控制，工

作在开关状态；上桥臂两个功率器件 VT3 和 VT4 是在外加独立偏压的作用下产生的。该驱动脉冲的形式原理基本是这样的：当 VT1、VT3 导通时，VT4 的栅射间电压 $U_{GE} = -0.7V$ ；当 VT1 的驱动信号 u_{G1} 为低电平，VT2 的驱动信号 u_{G2} 为高电平时，电源经 R_1 及 VT1 的 R、C、VD 吸收电路充电，VT4 的栅极电平逐渐升高，在 VT2、VT4 导通初时，VT4 的射极电平也在提高，使 VT4 的 U_{GE} 始终保持一个定值。因为 VD1 和 VD2 串接在主电路内，故有附加功率损耗和电压损失。

图 3-75 中，每个功率管都并联了电阻、电容、二极管组成的缓冲电路，主要在管子关断时限制 U_{CE} 的上升率，以使器件安全关断。

除防止直通保护措施外，还可引入限流保护信号，一旦桥臂电流超过允许值，即同时封锁上、下桥臂功率器件的驱动信号，以保护开关器件。

当 PWM 传动系统的电动机减速或停车时，贮存在电动机和负载转动部分的动能将变成电能，并通过 PWM 变换器回馈给直流电源。一般直流电源由不可控的整流器供电，不可能回馈电能，只好对滤波电容器充电而使直流侧电压升高，称作“泵升电压”。如果要让电容器全部吸收回馈能量，将需很大的电容量，否则将迫使泵升电

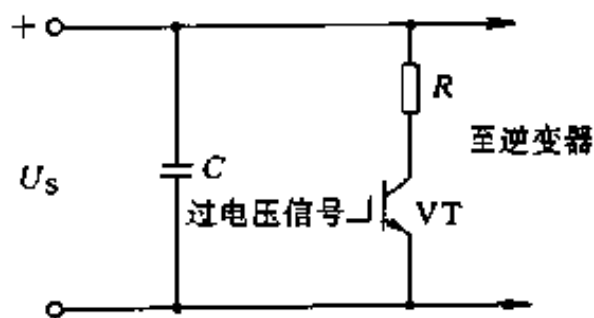


图 3-76 泵升电压限制电路

压很高而损坏元器件。在不希望使用大量电容器从而大大增加调速装置的体积和重量时，可采用图 3-76 所示的泵升电压限制电路。当滤波电容 C 两端的电压超过规定的泵升电压允许数值时，过电压信号使 VT 导通，接入分流电阻 R，把回馈能量的一部分消耗在分流电阻中。对于更大功率的系统，为了提高效率，可以在分流电路中接入逆变器，把一部分能量回馈到电网中去。

习题与思考题

- 3-1 电力晶体管的缓冲电路主要起什么作用?
- 3-2 多元集成结构对电力电子器件的性能有什么影响?
- 3-3 试分析比较电力晶体管,功率场效应管、绝缘栅双极晶体管的_{结构特点及驱动方式。}
- 3-4 PWM 变换器的开关频率是如何选择的?
- 3-5 为什么由 IGBT 组成的直流脉宽调制传动系统比晶闸管-电动机传动系统具有更高的动态性能?
- 3-6 试就电流脉动值大小、调速范围、开关器件总功率损耗大小和控制的方便性等指标,对 H 型单极式和双极式 PWM 传动系统作一比较。
- 3-7 直流 PWM - M 系统通常要采取哪些保护措施?

第四章 直流电气传动系统的闭环控制

第二章和第三章中介绍的电气传动系统属开环控制，它们能达到一定的调速性能指标，但对性能指标要求稍高一点的工作机械开环系统就不能满足要求，此时可以采用反馈控制技术，构成闭环系统。不同电力电子器件构成的电动机系统的闭环控制原理是一样的，本章着重以晶闸管供电的电动机系统为例，介绍不可逆与可逆传动系统的闭环控制，首先介绍电气控制用调节器。

第一节 电气传动系统用调节器

带强负反馈的集成电路运算放大器具有高稳定度的电压放大系数，它可以很方便地实现信号的叠加（综合）、微分、积分等运算，它有着很高的输入阻抗和较低的输出阻抗，容易实现线路的匹配。在模拟控制的电气传动系统中，多采用线性集成运算放大器作为系统的调节器。

一、调节器的传递函数

运算放大器作调节器使用时，多数接成反号放大线路，如图 4-1 所示。其中 Z_0 为输入阻抗， Z_1 为反馈阻抗， Z_{bal} 为同相输入端的平衡阻抗，用以降低放大器失调电流的影响。由于运算放大器的开环放大倍数很大，不论输入和反馈阻抗为何形式，放大器的反号输入端（图 4-1 中 A 点）的电位近似于零，称 A 点为虚地点。于是

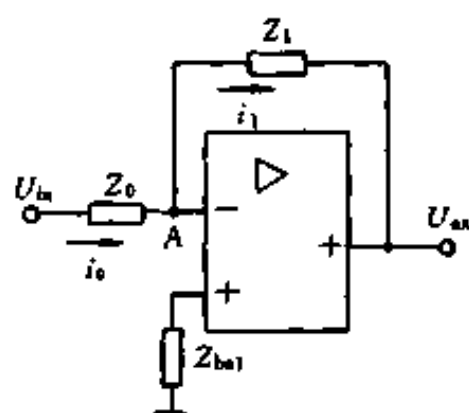


图 4-1 运算放大器构成的调节器

$$i_0 = U_{in}/Z_0, \quad i_1 = U_{ex}/Z_1$$

又由于放大器的输入电阻很大，经过 A 点输入放大器的电流也接近于零，因此

$$i_0 = i_1$$

所以调节器的传递函数 $W(s)$ 可写为

$$W(s) = \frac{U_{ex}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{i_1 Z_1}{i_0 Z_0} = \frac{Z_1}{Z_0} \quad (4-1)$$

应该注意的是，运算放大器使用反相输入时，输入电压 U_{in} 和输出电压 U_{ex} 的极性是相反的。在实际线路的设计中应予考虑。

当运算放大器的反相输入端有两个输入信号时(图 4-2(a)所示)。由于 A 点的 $\Sigma i = 0$ ，可得

$$\frac{U_{in1}(s)}{Z_{01}} + \frac{U_{in2}(s)}{Z_{02}} = \frac{U_{ex}(s)}{Z_1}$$

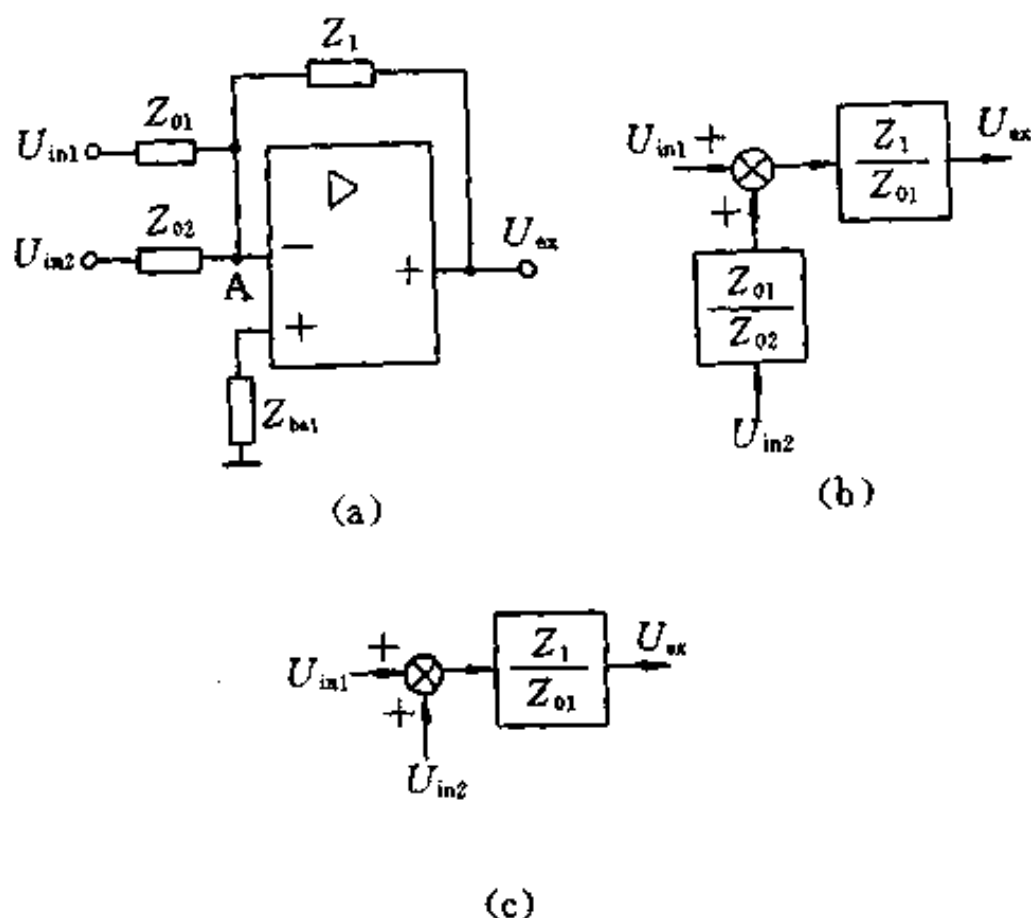


图 4-2 综合多个信号的调节器

(a) 原理图；(b) 结构图 $Z_{01} \neq Z_{02}$ ；(c) $Z_{01} = Z_{02}$

此时，输出 $U_{ex}(s)$ 为

$$\begin{aligned} U_{ex}(s) &= \frac{Z_1}{Z_{01}} U_{in1}(s) + \frac{Z_1}{Z_{02}} U_{in2}(s) \\ &= \frac{Z_1}{Z_{01}} \left(U_{in}(s) + \frac{Z_{01}}{Z_{02}} U_{in2}(s) \right) \end{aligned} \quad (4-2)$$

当 $Z_{01} = Z_{02}$ 时

$$U_{ex}(s) = \frac{Z_1}{Z_{01}} (U_{in1}(s) + U_{in2}(s)) \quad (4-3)$$

用结构图可以表示为图 4-2(b)和(c)。可见，运算放大器具有信号综合的作用。

若要调节图 4-1 中调节器的传递系数可采用图 4-3 所示的线路。在放大器输出端用电位器分压，从电位器的滑动端取负反馈，则

$$\frac{U_{in}}{Z_0} = \frac{\rho U_{ex}}{Z_1}$$

其中 $\rho = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$ ，是分压系数，于是

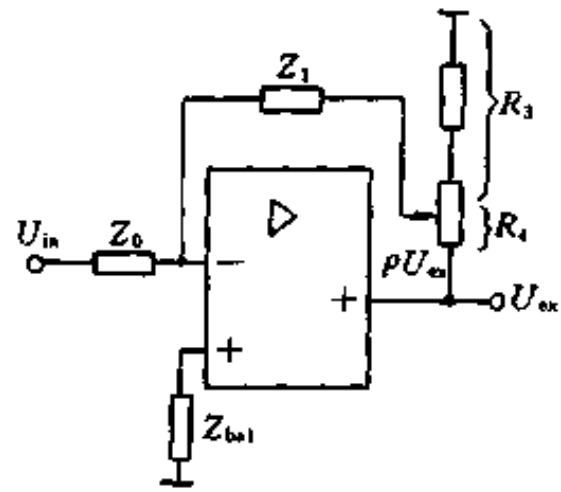


图 4-3 传递系数可调的调节器

$$\frac{U_{ex}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{Z_1}{\rho Z_0} \quad (4-4)$$

这里 ρ 越小，负反馈越弱，为了避免使放大器开环， ρ 不能调到零，可以在电位器接地端串一个不可调的小电阻。

二、常用调节器

1. 比例(P)调节器

比例调节器如图 4-4(a)所示。传递函数 $W_p(s)$ 为

$$W_p(s) = \frac{U_{ex}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{R_1}{R_0} = K_p \quad (4-5)$$

这是一个纯比例调节器，输出信号以一定比例复现输入信号，当

输入信号 U_{in} 为阶跃函数时，输出信号 U_{ex} 也是阶跃函数，其幅值是 U_{in} 的 K_p 倍，如图 4-4(b) 所示。

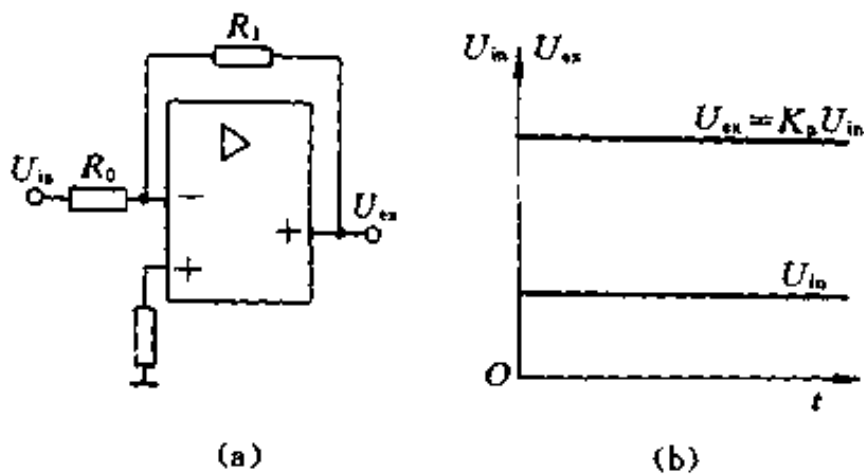


图 4-4 比例调节器
(a) 原理图；(b) 阶跃响应

2. 积分(I)调节器

图 4-5(a) 为积分调节器原理图，传递函数 $W_I(s)$ 为

$$W_I(s) = \frac{U_{ex}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{1/C_1 s}{R_0} = \frac{1}{C_1 R_0 s} = \frac{1}{\tau_1 s} \quad (4-6)$$

其中 $\tau_1 = C_1 R_0$ 为积分时间常数。阶跃响应为 $U_{ex} = (t/\tau_1) \cdot U_{in}$ ，是一条随时间线性增长的直线，但积分调节器的输出量不可能无限

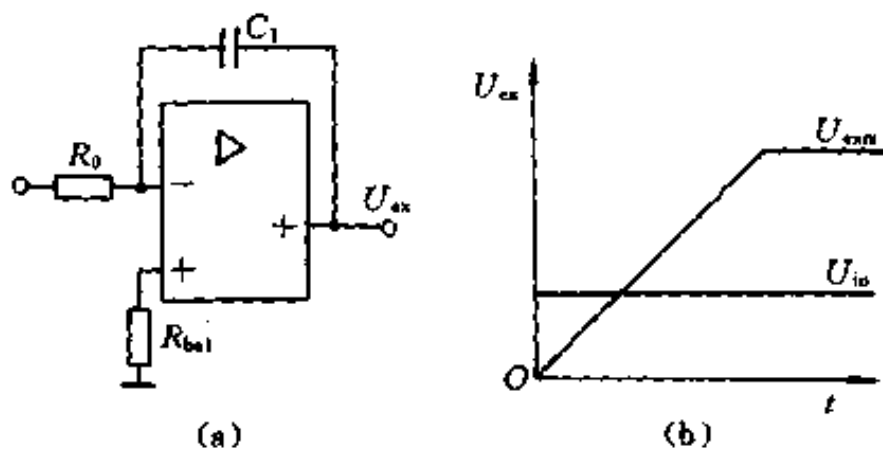


图 4-5 积分调节器
(a) 原理图；(b) 阶跃响应

制地增长，它要受到电源电压或输出限幅电路的限制，输出响应如图 4-5(b)所示。积分调节器的输出特性有以下特点：在线性区，①只要 $U_{in} \neq 0$ ， U_{ex} 总要逐渐增长。②只有 $U_{in} = 0$ 时， U_{ex} 才不增长，并保持为某一固定值。③当 U_{in} 变极性后， U_{ex} 才能减小。输出达到饱和值时，必须等输入信号 U_{in} 变极性后，输出 U_{ex} 才能减小，调节器才能退饱和。

3. 比例积分(PI)调节器

比例积分调节器如图 4-6(a)所示。传递函数 $W_{PI}(s)$ 为

$$\begin{aligned} W_{PI}(s) &= \frac{U_{ex}(s)}{U_{in}(s)} = \frac{R_1 + 1/C_1 s}{\rho R_0} = \frac{R_1}{\rho R_0} + \frac{1}{\rho R_0 C_1 s} \\ &= K_P + \frac{1}{\tau_1 s} = K_P \frac{\tau s + 1}{\tau s} \end{aligned} \quad (4-7)$$

式中 τ_1 ——PI 调节器的积分时间常数， $\tau_1 = \rho R_0 C_1$

τ ——PI 调节器的超前时间常数， $\tau = R_1 C_1$

K_P ——PI 调节器比例部分放大系数， $K_P = R_1 / \rho R_0$ 。

阶跃响应为 $U_{ex} = (K_P + t/\tau_1)U_{in}$ ，如图 4-6(b)所示。输出由比例和积分两部分组成，当输入信号加入时，调节器的输出先跳变到 $K_P U_{in}$ ，再按积分作用，随时间线性增长。同样，当调节器深饱和后，必须等输入信号变号，才能使调节器退饱和。

在电气传动系统中，还使用比例-积分-微分(PID)调节器，比

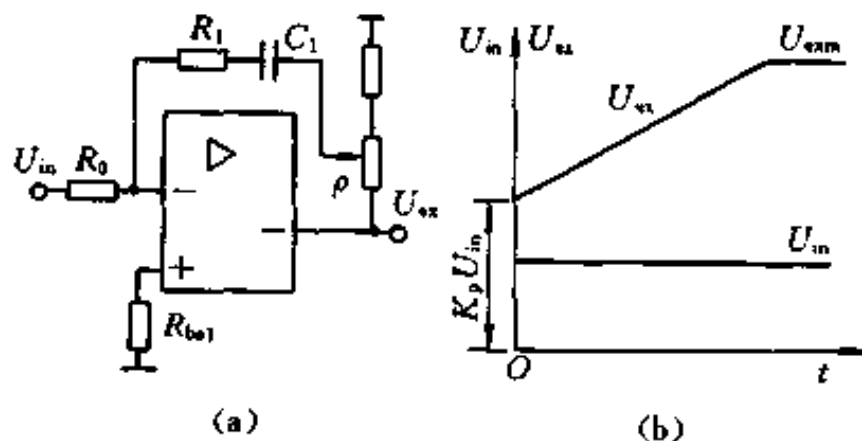


图 4-6 比例积分调节器

(a) 原理图；(b) 阶跃响应

例-微分-惯性(PDT)调节器等,设计分析时可参考有关书籍,在此就不一一赘述。

三、调节器辅助电路

1. 输出限幅电路

调节器在实际应用中往往带有输出限幅电路,以满足电气传动系统的某些要求,比如,可逆系统中最小触发角 α_{\min} 和最小逆变角 β_{\min} 的限制等,这些将在本章以后各节中详细分析。输出限幅电路有外限幅和内限幅两类

图 4-7 是利用二极管钳位的外限幅电路,或称输出限幅电路,其中二极管 VD1 和电位器 RP1 提供正限幅,VD2 和 RP2 提供负限幅,电阻 R_{lim} 是限幅时的限流电阻。正限幅电压 $U_{exm}^+ = U_M + \Delta U_D$, 负限幅电压 $|U_{exm}^-| = |U_N| + \Delta U_D$, 其中 U_M 和 U_N 分别表示电位器滑动端 M 点和 N 点的电位, ΔU_D 是二极管的正向压降。调节电位器 RP1 和 RP2 可以任意改变正、负限幅值。外限幅电路只保证对外输出限幅,对集成电路本身的输出电压(C 点电压)并没有限制住,只是把多余的电压降在电阻 R_{lim} 上罢了。这样,当调节器输出达到限幅时,PI 调节器电容 C_1 上的电压仍继续上升,直到集成电路内的输出级晶体管饱和为止。一旦控制系统

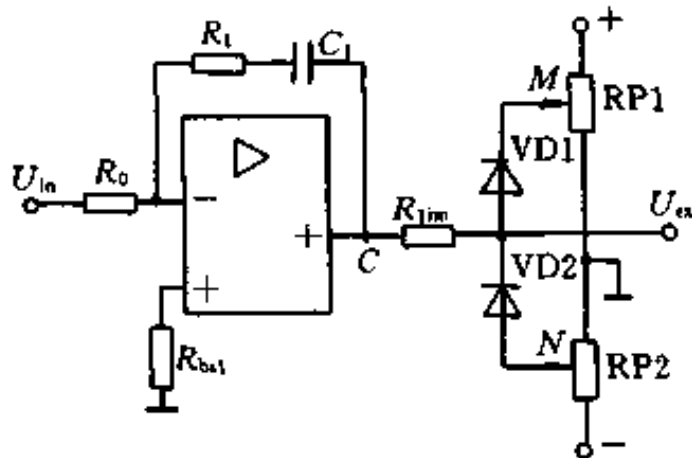


图 4-7 二极管钳位的外限幅电路和封锁电路

需要调节器的输出电压从限幅值降低下来,电容上的多余电压还需要一段放电时间,这将影响系统的动态过程。这是外限幅电路的缺点。

要避免上述缺点可采用内限幅电路,或称反馈限幅电路。最

简单的内限幅电路是利用两个对接稳压管的电路，如图 4-8(a) 所示。正限幅电压 U_{exm}^+ 等于稳压管 VS1 的稳压值，负限幅电压 U_{exm}^- 等于 VS2 的稳压值。当输出电压 U_{ex} 要超过限幅值时，马上击穿该方向的稳压管，对运算放大器产生强烈的反馈作用，使 U_{ex} 回到限幅值。稳压管限幅电路虽然简单，但要调整限幅值时必须更换稳压管，是其不足之处。为了克服这个缺点，可以采用图 4-8(b) 所示的二极管钳位的内限幅电路。当输出电压达到限幅时，电位器 M 点或 N 点基本上等于虚地电位，因此正电源和 VD1、RP1 提供负限幅，而负电源和 VD2、RP2 提供正限幅。用电位器可以方便地调节输出限幅值。用二极管钳位时，流经二极管的限幅电流要流过电位器，为了使它不太影响限幅值，电位器的电阻需选得小些，当然，电位器的损耗也就大了。用三极管来代替二极管可以克服这个缺点。

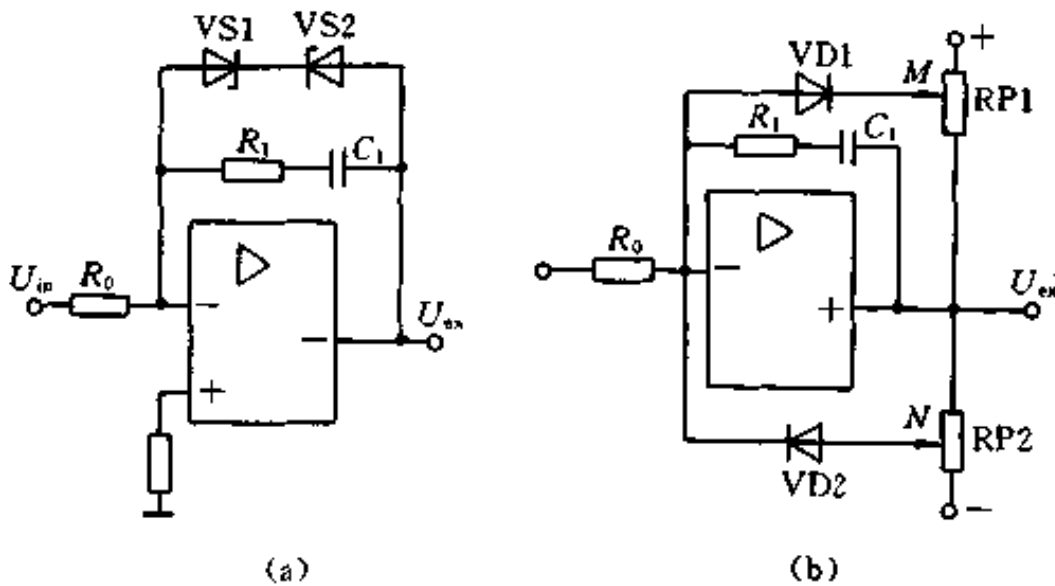


图 4-8 内限幅电路

(a) 稳压管钳位的内限幅电路；(b) 二极管钳位的内限幅电路

2. 封锁电路

带有积分环节的调节器在实际应用时，在零输入条件下往往出现漂移，引起传动系统“爬行”。为了防止漂移输出引起传动系统的误动作，常在积分反馈支路上并联一只场效应开关管 VT。在

停车状态下，栅极 G 加正信号，使源极 S 和漏极 D 沟通，将调节器封锁，使其输出为零。在工作状态下，栅极 G 加负信号，场效应管 VT 被夹断，使调节器投入正常工作。

3. 输入滤波电路

含输入滤波电路的 PI 调节器如图 4-9(a) 所示。现在推导一下这类调节器的传递函数。图中 A 点是虚地，可以认为它和电容 C_0 的接地端是连在一起的。用拉氏变换式表示流入 A 点的电流 i_a 为

$$\begin{aligned}
 I_a(s) &= \frac{U_{in}(s)}{\frac{R_0}{2} + \frac{\frac{R_0}{2} \cdot \frac{1}{C_0 s}}{\frac{R_0}{2} + \frac{1}{C_0 s}}} \cdot \frac{\frac{1}{C_0 s}}{\frac{R_0}{2} + \frac{1}{C_0 s}} \\
 &= \frac{U_{in}(s)}{R_0 \left(\frac{R_0}{4} C_0 s + 1 \right)} = \frac{U_{in}(s)}{R_0 (T_0 s + 1)}
 \end{aligned}$$

式中定义了滤波时间常数

$$T_0 = \frac{1}{4} R_0 C_0 \quad (4-8)$$

于是，图 4-9 中虚地点 A 处的电流平衡方程为

$$\frac{U_{in}(s)}{R_0 (T_0 s + 1)} = \frac{U_{ex}(s)}{R_1 + 1/C_1 s}$$

或
$$\frac{U_{in}(s)}{T_0 s + 1} = \frac{U_{ex}(s)}{K_P (\tau s + 1) / \tau}$$

其中 $K_P = R_1 / R_0$ ， $\tau = R_1 C_1$ 。

传递函数为

$$\frac{U_{ex}(s)}{U_{in}(s)} = K_P \frac{\tau s + 1}{\tau} \cdot \frac{1}{T_0 s + 1} \quad (4-9)$$

结构图如图 4-9(b) 所示。

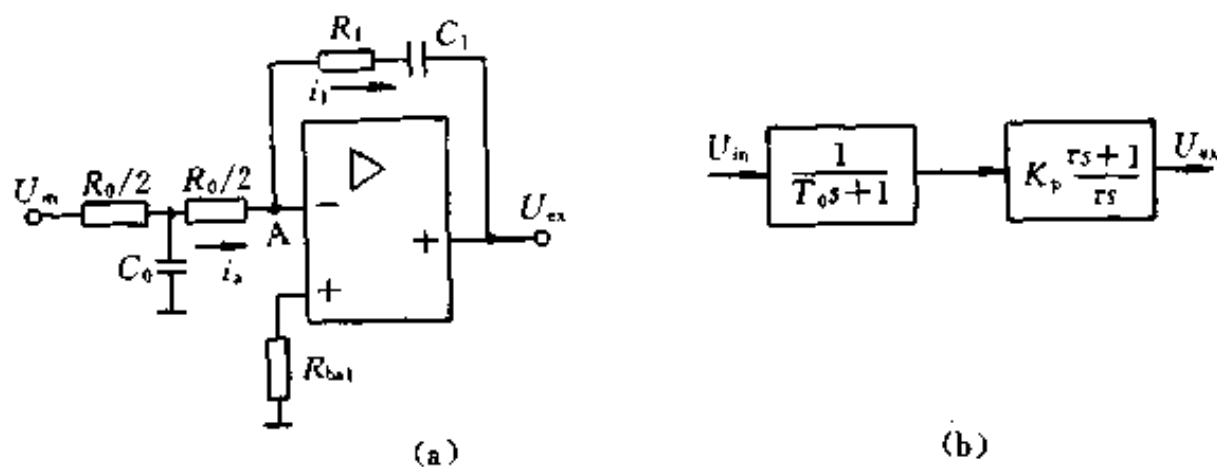


图 4-9 含滤波输入的 PI 调节器
(a) 原理图; (b) 结构图

第二节 闭环控制的直流调速系统

开环控制的调速系统的性能指标不能满足高性能工作机械的要求。例如,某龙门刨床工作台拖动系统采用直流电动机:Z₂-93型、60 KW、220 V、305 A、1000 r/min,要求 $D=20$, $s \leq 5\%$ 。如果采用 V-M 系统,已知主回路总电阻 $R=0.18\Omega$,电动机的 $C_e\Phi=0.2 \text{ V/r} \cdot \text{min}^{-1}$,则当电流连续时,在额定负载下的转速降为

$$\Delta n_{\text{nom}} = I_{\text{dnom}} R / C_e\Phi = 305 \times 0.18 / 0.2 = 275 (\text{r/min})$$

而开环系统机械特性连续段在额定转速时的静差率为

$$\begin{aligned} s_{\text{nom}} &= \Delta n_{\text{nom}} / (n_{\text{nom}} + \Delta n_{\text{nom}}) \\ &= 275 / (1000 + 275) = 0.216 = 21.6\% \end{aligned}$$

额定转速时的静差率已大大超过 5% 的要求,调速范围的低速是更不满足要求了。

开环系统不满足静态指标的原因是静态速降太大,即负载变化时,转速变化太大。根据反馈控制原理,要稳定那个参数,就引那个参数的负反馈,与恒值给定相比较,构成闭环系统,因此引入转速负反馈,构成闭环调速系统。

一、单闭环有静差调速系统

在电动机轴上安装一台测速发电机 TG，从而引出与转速成正比的负反馈电压 U_n ，与转速给定电压 U_n^* 相比较后，得到偏差电压 ΔU_n ，经过放大器产生触发装置 GT 的控制电压 U_{α} ，用以控制电动机转速。这就组成了反馈控制的闭环系统，其原理图如图

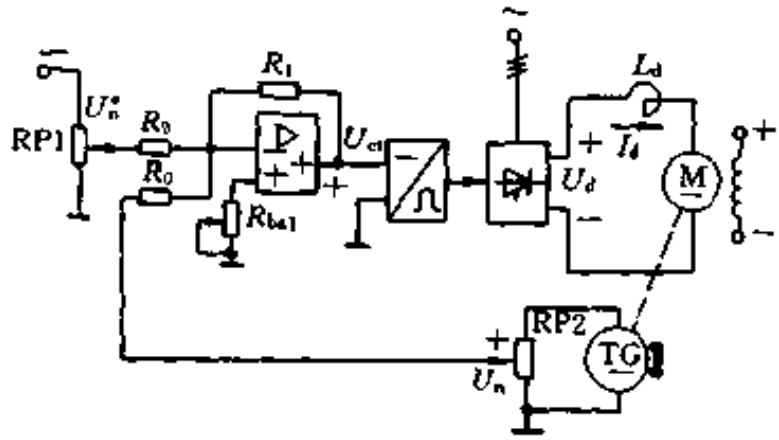


图 4-10 单闭环有静差调速系统原理图

4-10 所示。由于被调量是转速，所以称这种系统为调速系统。

1. 单闭环有静差调速系统的静特性

为了突出主要矛盾，在分析系统静特性时先作如下假定：①忽略各种非线性因素，假定各环节的输入输出关系都是线性的；②假定只工作在 V-M 系统开环机械特性的连续段；③忽略直流电源及电位器内阻。这样图 4-10 系统中各环节的关系如下：

$$\text{电压比较环节} \quad \Delta U_n = U_n^* - U_n$$

$$\text{放大器} \quad U_{\alpha} = K_p \Delta U_n$$

$$\text{晶闸管触发整流装置} \quad U_d = K_s U_{\alpha}$$

$$\text{V-M 系统开环机械特性} \quad n = (U_d - I_d R) / C_e \Phi$$

$$\text{测速发电机} \quad U_n = \alpha_n n$$

以上各关系式中

K_p ——比例调节器放大系数；

K_s ——晶闸管触发—整流装置的放大系数；

α_n ——测速反馈系数，单位为 $V/r \cdot \min^{-1}$ ；

其余各量见图 4-10。

由上述关系式，可得闭环系统的静态结构图，如图 4-11 所

示。由静态结构图可求得转速负反馈闭环调速系统的静特性方程式

$$n = \frac{K_p K_s U_n^* - I_d R}{C_e \Phi (1 + K_p K_s \alpha_n / C_e \Phi)} = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e \Phi (1 + K)} - \frac{R I_d}{C_e \Phi (1 + K)} \quad (4-10)$$

式中， $K = K_p K_s \alpha_n / C_e \Phi$ 是闭环系统的开环放大倍数，为系统各环节放大系数的乘积。

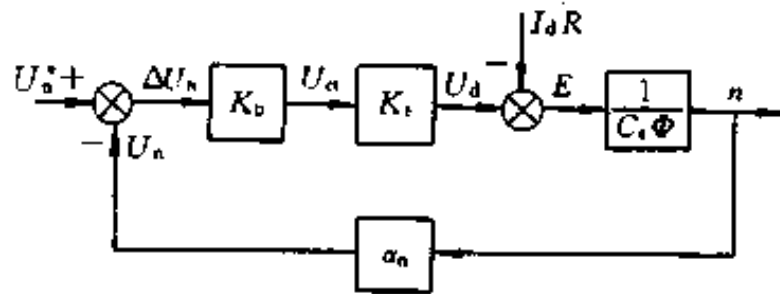


图 4-11 单闭环有静差调速系统静态结构图

比较一下开环系统的机械特性和闭环静特性，就不难看出反馈闭环控制的优越性。如果断开反馈回路，则上述系统的开环机械特性为

$$n = \frac{U_d - I_d R}{C_e \Phi} = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e \Phi} - \frac{R I_d}{C_e \Phi} = n_{0op} - \Delta n_{op} \quad (4-11)$$

而闭环时的静特性可写成

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e \Phi (1 + K)} - \frac{R I_d}{C_e \Phi (1 + K)} = n_{0cl} - \Delta n_{cl} \quad (4-12)$$

其中 n_{0op} 和 n_{0cl} 分别表示开环和闭环系统的理想空载转速； Δn_{op} 和 Δn_{cl} 分别表示开环和闭环系统的静态速降。比较式(4-11)和(4-12)可以看出。

闭环系统的静特性可以比开环系统的机械特性硬得多，对于相同 n_0 的开环特性和闭环特性，则闭环系统的静差率要小得多，由于闭环特性静差率小，所以当要求的静差率一定时，闭环系统

可以大大提高调速范围。但是要取得上述优点，闭环系统必须设置放大器。

本节开始给出的例子中，要满足 $D=20$, $s \leq 5\%$ 的要求，须有

$$\Delta n_{cl} = \frac{n_{nom}s}{D(1-s)} \leq \frac{1000 \times 0.05}{20(1-0.05)} = 2.63(\text{r/min})$$

则 $K = \Delta n_{op} / \Delta n_{cl} - 1 \geq 275 / 2.63 - 1 = 103.6$

若已知 $V-M$ 系统参数为 $C_e \Phi = 0.2 \text{V/r} \cdot \text{min}$, $K_s = 30$, $\alpha_n = 0.015 \text{V/r} \cdot \text{min}^{-1}$, 则

$$K_p = \frac{K}{K_s \alpha_n / C_e \Phi} \geq \frac{103.6}{30 \times 0.015 / 0.2} = 46$$

即只要放大器的放大系数大于或等于 46，闭环系统就能满足所提的静态性能指标。

调速系统的稳态速降是由电枢回路电阻压降引起的，系统闭环后这个电阻并没有减少，那么闭环系统静特性变硬的实质是什么呢？

闭环系统装有反馈装置，转速稍有降落，反馈电压就感觉出来了，通过比较和放大，提高晶闸管装置的输出电压 U_d ，使系统工作在新的机械特性上，因而转速又有所回升。如图 4-12 中，设原来工作点为 A，负载电流为 I_{d1} ；当负载增大到 I_{d2} 时，由于 $I_{d2} > I_{d1}$, $dn/dt < 0$ ，转速要下降，开环系统的速度必然降到 A' 点对应的速度上，而对于闭环系统，由于转速下降，转速反馈电压 U_n 也要下降，使 ΔU_n 增大，通过放大后，使 U_d 增大到 U_{d2} ，电机工作在 B 点，静态速降比开环时小得多。这样，在闭环系统中，每次增加一点负载，就相应地自动提高一点整流电压，因而就改变一条机械特性，反之亦然。闭环系统的静特性就是这样在许多开环机械特性上各取一个相应的工作点 (A、B、C、D)，再由这些点联接而成的，如图 4-12 所示。所以，闭环系统静特性变硬的实质是闭环系统的自动调节作用，即闭环系统通过改变 U_d 的输出来补偿因负载变化引起的速降。

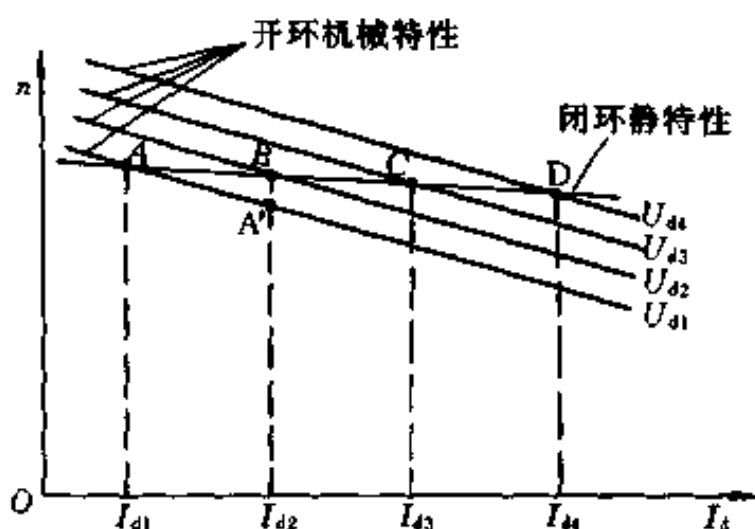


图 4-12 闭环系统静特性和开环机械特性的关系

该转速闭环调速系统具有以下三个基本特征。

①具有比例调节器的反馈闭环系统是有静差的。由于比例调节器的放大倍数不可能无穷大，比例调节器的输出是靠输入偏差来维持的，不可能消除静差。这样的调速系统叫做有静差调速系统。实际上，这种系统正是依靠被调量偏差的变化才能实现自动调节作用的。

②反馈闭环控制系统具有良好的抗扰性能，它对于被负反馈环包围的前向通道上的一切扰动作用都能有效地加以抑制，但对给定是唯命是从。

除给定信号外，作用在控制系统上的一切会引起被调量变化的因素都叫“扰动作用”。前面我们只分析了负载变化引起转速降这样一种扰动作用，实际上，图 4-13 中，作用在前向通道上的任何一种扰动作用的影响都会被测速发电机测出来，通过反馈作用，减小它们对静态转速的影响。所以在设计系统时，一般只考虑一种主要扰动作用，例如在调整系统中只考虑负载扰动作用，按照克服负载扰动的要求进行设计，则其它扰动也就自然都受到抑制了。

③反馈闭环控制系统对给定电源和被调量检测装置中的扰动

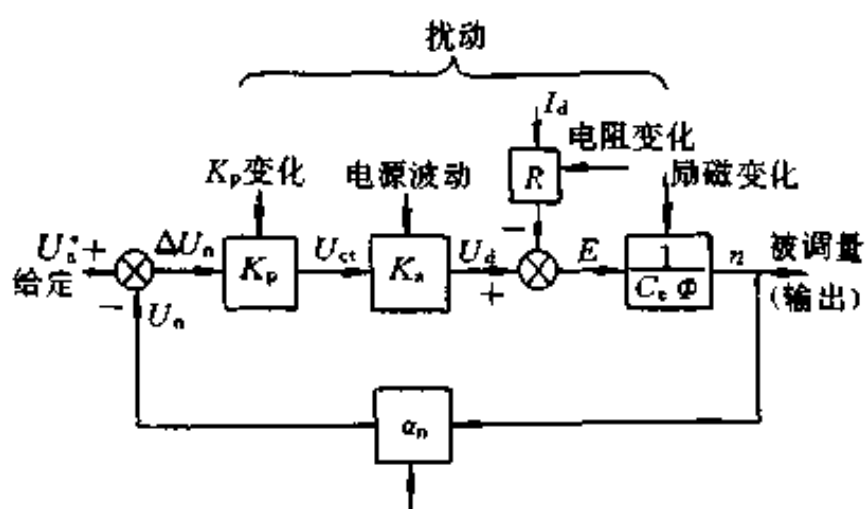


图 4-13 闭环调整系统的给定和扰动作用

无能为力，因此，控制系统的精度依赖于给定稳压电源和反馈量检测元件的精度。

如果给定电源发生了不应有波动，则被调量也要跟着变化，反馈控制系统无法判别是正常的调节给定电压还是给定电源的扰动。另外，如果反馈检测元件本身有误差，对调速系统来说就是测速发电机有误差，反馈电压 U_n 也要改变，通过调节作用，反而使电机转速偏离了原应保持的数值。因此，高精度的调速系统需要高精度的给定稳压电源及高精度的反馈检测元件。

2. 单闭环有静差调速系统的动态特性

第二章中我们已分析了 V-M 开环系统的动态结构图，根据系统原理图 4-10 和静态结构图 4-11，可得出系统的动态结构图如图 4-14 所示。它是一个三阶线性系统，由动态结构图可求得闭环调速系统的闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) = \frac{n(s)}{U_n^*(s)} = \frac{\frac{K_p K_s / C_e \Phi}{1 + K}}{\frac{T_m T_l T_s}{1 + K} s^3 + \frac{T_m (T_l + T_s)}{1 + K} s^2 + \frac{T_m + T_s}{1 + K} s + 1} \quad (4-13)$$

闭环调速系统的特征方程为

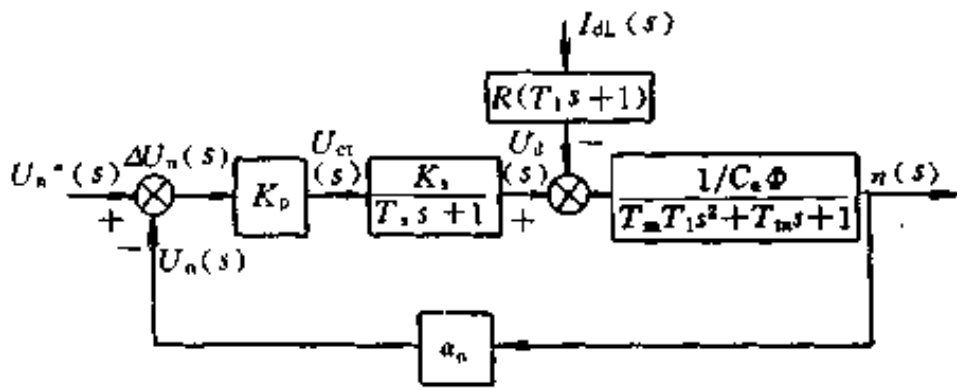


图 4-14 单闭环有静差调速系统动态结构图

$$\frac{T_m T_1 T_s}{1+K} s^3 + \frac{T_m(T_1 + T_s)}{1+K} s^2 + \frac{T_m + T_s}{1+K} s + 1 = 0 \quad (4-14)$$

根据三阶系统的劳斯-古尔维茨判据，系统稳定的条件是

$$\frac{T_m(T_1 + T_s)}{1+K} \cdot \frac{T_m + T_s}{1+K} - \frac{T_m T_1 T_s}{1+K} > 0,$$

整理后得

$$K < \frac{T_m(T_1 + T_s) + T_s^2}{T_1 T_s} \quad (4-15)$$

对于本节最初的例子，若 $T_m = 0.075s$ ， $T_1 = 0.017s$ ，采用三相桥式电路取 $T_s = 0.00167s$ ，代入式(4-15)，可算得 $K < 49.4$ 。即要保证系统动态稳定， K 必须小于 49.4，然而，根据所要求的静态性能指标计算，满足静态性能指标时 $K \geq 103.6$ ，可见静态精度和动态稳定性的要求是矛盾的，可以采用动态校正的方法加以解决。

现在再来分析一下单闭环有静差调速系统的启动过程。突然加给定电压 U_n^* 时，由于电机惯性，转速不可能立即建立起来，转速反馈电压仍为零，相当于偏差电压 $\Delta U_n = U_n^*$ ，差不多是稳态工作值的 $(1+K)$ 倍。这时，由于放大器和触发整流装置的惯性都很小，整流电压 U_d 一下子就达到它的最高值。对电动机来说相当于全压启动，会产生很大的冲击电流，这是不允许的。

综上所述，单闭环有静差调速系统，静特性变硬，在一定静

差率要求下调速范围变宽；而且系统具有良好的抗扰性能。但该系统存在两个问题，一是系统的静态精度和动态稳定性的矛盾，二是启动时冲击电流太大，如何解决这两个问题，将在以下的章节中进一步讨论。

3. 其它单闭环有静差调速系统

被调量的负反馈是闭环控制系统的基本形式，对调速系统来说，就是要用转速负反馈。但是要实现转速负反馈必须有转速检测装置，在模拟控制中就是用测速发电机。测速发电机安装、维护都比较麻烦。我们知道，如果忽略电枢压降，则直流电动机的转速近似与电枢电压成正比，所以，对调速指标要求不高的系统来说，可以采用电压负反馈的调速系统，其原理图和静态结构图如图 4-15(a)、(b)所示。

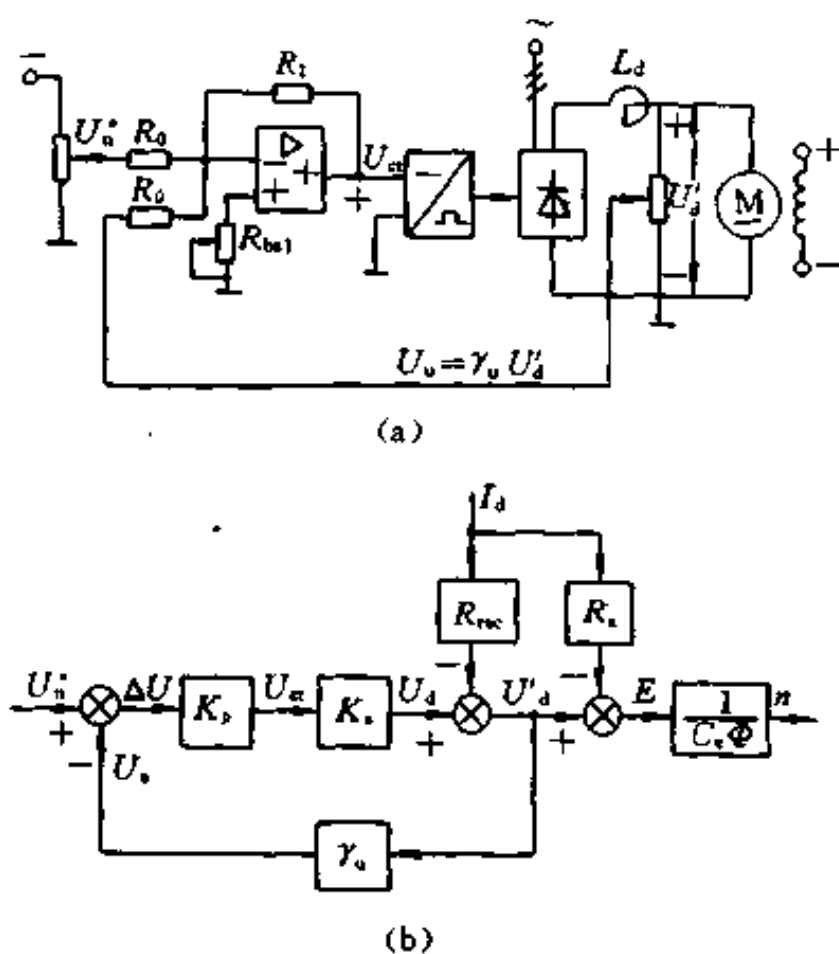


图 4-15 电压负反馈调速系统
(a) 原理图；(b) 静态结构图

电压负反馈取自电枢端电压 U_a' ，为了在结构图上把 U_a' 显示出来，须把电阻 R 分成晶闸管整流装置内阻（含平波电抗器电阻） R_{rec} 和电动机电枢电阻 R_a 两部分，图中 γ_v 为电压反馈系数，它等于电压反馈电压和电枢电压的比，即 $\gamma_v = U_a/U_a'$ ，由静态结构图可以看出，扰动量 $I_a R_a$ 不在反馈环包围之内，所以，电压反馈对由它引起的速降是无能为力的。因此，电压负反馈调速系统的静态速降比同等放大系数的转速负反馈系统要大一些，静态性能要差一些。

为了弥补电压负反馈静态速降相对较差的不足，在采用电压负反馈的基础上，再增加电流正反馈，其原理图和静态结构图如图 4-16(a)、(b)所示。在主回路中串入取样电阻 R_s ，由 $I_a R_s$ 取电流正反馈信号，图中 β_i 为电流反馈系数。

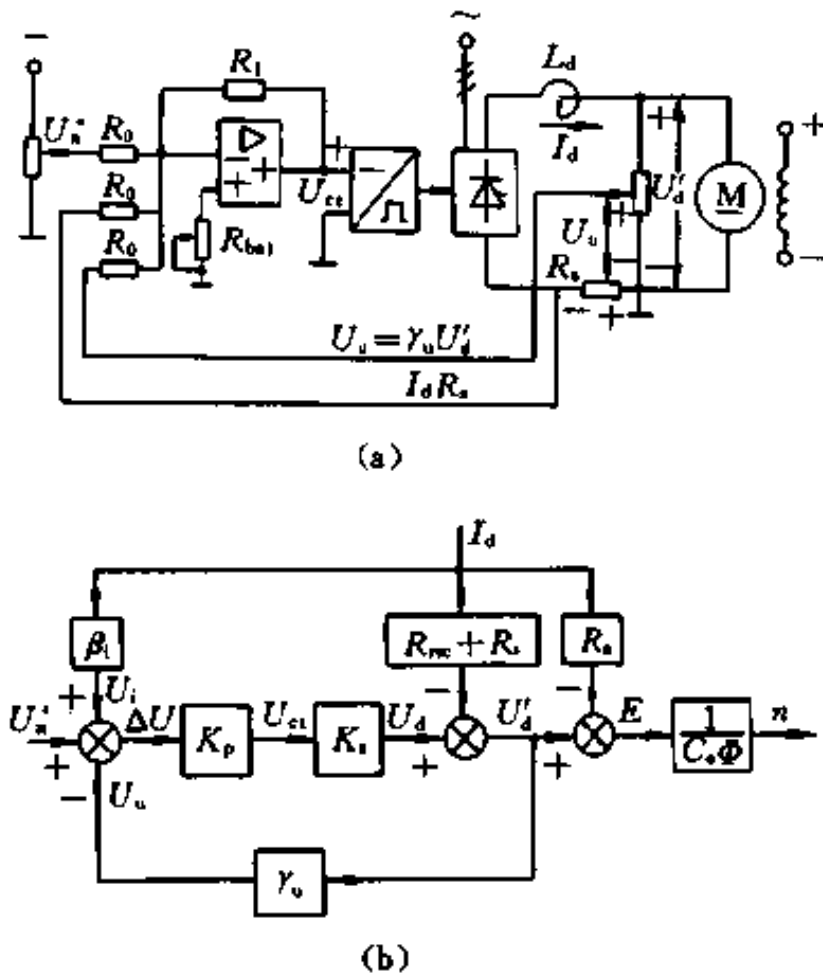


图 4-16 带电流正的馈的电压负反馈调速系统
(a) 原理图；(b) 静态结构图

由静态结构图可以看出，当负载增大使静态速降增加时，电流反馈信号也增大，通过正反馈作用使整流电压 U_a 增加，从而补偿了转速的降落。如果参数选择得合适，可以使静差非常之小，甚至无差。但是，电流正反馈不属于“反馈控制”，而称为“补偿控制”，由于电流的大小反映了负载扰动，又叫做扰动量的补偿控制，只能补偿负载扰动，对于其它扰动，它所起的反而是坏的作用。而反馈控制对一切包在负反馈环内前向通道上的扰动都起抑制作用。另外，补偿控制完全依赖于参数的配合，当参数受温度等因素的影响而发生变化时，补偿作用就会受影响。因此全面地看，补偿控制不如反馈控制好。

二、单闭环无静差调速系统

本章第一节中我们曾分析了积分调节器，积分调节器的输出等于输入量的累积，当输入量等于零时，输出量维持为某一值，即积分调节器的稳态输出不靠输入量来维持。如果将图 4-10 中的比例调节器改用积分调节器，其输入量为给定反馈的偏差 ΔU_n ，输出为控制电压 U_{ct} ，构成积分控制系统。则由于积分控制不仅靠偏差本身，还能靠偏差的累积，只要历史上有过 ΔU_n ，即使现在 $\Delta U_n = 0$ 了，其积分 $\int \Delta U_n dt$ 仍存在，仍能产生控制电压，即稳态时控制电压不再靠偏差来维持，因而积分控制的系统是无静差调速系统。但是积分控制的系统动态时是有静差的。

积分调节器固然能使系统在稳态时无静差，但它的动态响应却太慢了。由图 4-5(b)，积分调节器在阶跃信号的作用下，其输出只能逐渐增长，控制作用只能逐渐表现出来。与此相反，采用比例调节器虽然有静差，动态反应却较快。如果既要静态准，又要响应快，可以将两者结合起来，采用比例-积分调节器。

比例-积分调节器的输出电压由比例和积分两部分相加而成，由图 4-6 可见，突加输入信号时，由于电容 C_1 两端电压不能突

变, 相当于电容两端瞬时短路, 调节器变成放大系数为 K_p 的比例调节器, 在输出端立即呈现电压 $K_p U_n$, 实现快速控制, 发挥了比例控制的长处。而 K_p 的取值是保证系统稳定的。此后, 随着电容 C_1 被充电, 输出电压 U_{ex} 开始积分, 其数值不断增长, 直到稳态。稳态时, C_1 两端电压等于 U_{ex} , R_1 已不起作用, 又和积分调节器一样了, 这时又能发挥积分控制的长处, 实现静态无差。在动态到静态的过程中, 比例-积分调节器相当于自动改变放大倍数, 动态时小, 静态时大, 从而解决了动态稳定性、快速性和静态精度之间的矛盾。

下面分析一下比例-积分调节器构成的无静差调速系统的抗负载扰动过程。当负载突然增大, 电机轴上转矩失去平衡, 转速下降, 使调节器的输入电压 $U_n^* - U_n = \Delta U_n > 0$, 这时调节器的比例部分首先起作用, 将整流电压 U_d 增加, 阻止转速进一步减小, 使转速回升。随着转速的回升, 转速偏差减小, 调节器的积分部分起主要作用, 最后由调节器的积分作用保证转速恢复到原来的稳态转速, 做到静态无差, 而整流电压却提高了 ΔU_d , 以补偿由于负载增加所引起的那部分主回路压降 $\Delta I_d R$ 。图 4-17 给出了无静差系统的抗负载扰动过程。

最后要说明两点, 一, 无静差系统动态是有差的。二, 严格来说“无静差”只是理论上的, 因为积分或比例积分调节器在稳态时电容两端电压不变, 相当于开路, 这时的放大系数是运算放大器本身的开环放大系数, 其数值很大, 但还是有限的, 因此仍然存在着很小的 ΔU_n , 也就是说仍有很小的静差 Δn , 只是在一般精度要求下可以忽略不计而已。

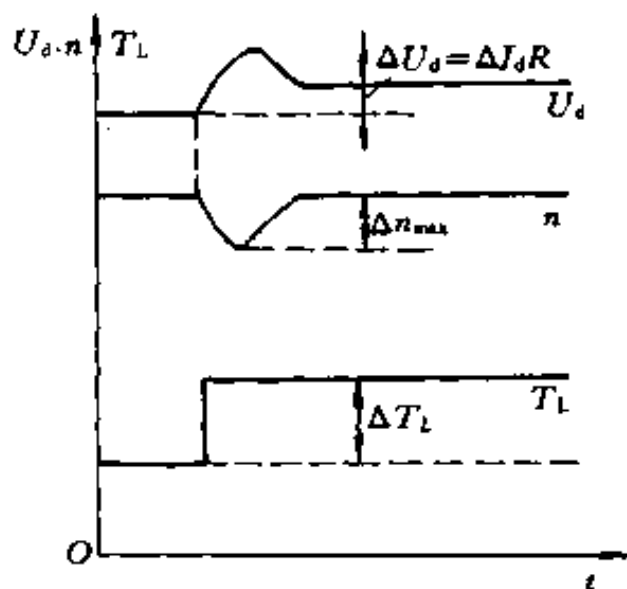


图 4-17 无差系统的抗扰动过程

三、带电流截止负反馈的闭环调速系统

1. 电流截止负反馈的引入

单闭环调速系统存在的另一个问题是起动电流过大，为了解决这个问题，系统中必须有自动限制电枢电流的环节。根据反馈控制原理，要维持哪一个物理量基本不变，就应该引入那个物理量的负反馈。那么，引入电流负反馈应该能够保持电流基本不变，使它不超过允许值，但是这种作用只应该在电流比较大时存在，在正常运行时又得取消，让电流随着负载增减。这样的当电流大到一定程度时才出现的电流负反馈称电流截止负反馈。

带电流截止负反馈的闭环调速系统如图 4-18 所示。为了引电流反馈，在主电路交流侧用电流互感器 TA 测得电流信号，再将其整成与电流 I_d 成正比的电流反馈电压 U_i ，两者关系 $U_i/I_d = \beta_i$ 为电流反馈系数。电流反馈电压信号经稳压管 VS 后送入调节器的输入端，这样当电流反馈电压 U_i 小于稳压管稳压值 U_{VS} 时，电流负反馈不起作用；而当 $U_i > U_{VS}$ 时，稳压管 VS 击穿，电流负反馈起作用。临界截止电流 $I_{dcr} = U_{VS}/\beta_i$ 。

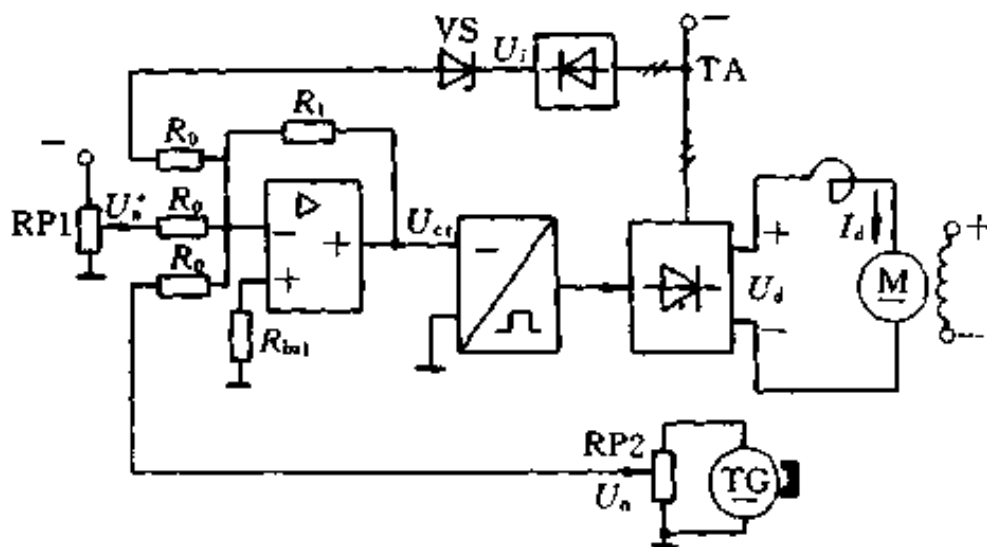


图 4-18 带电流截止负反馈的闭环调速系统

2. 带电流截止负反馈闭环调速系统静特性

电流截止负反馈环节的输入输出特性如图 4-19 所示。当输入信号 $U_i - U_{vs}$ 为正时，输入和输出相等；当 $U_i - U_{vs}$ 为负值时，输出为零。这是一个由两段线性环节组成的非线性环节，将其画在方框中，再和系统其它部分联接起来，即得带电流截止负反馈的闭环调速系统的静态结构图，示于图 4-20。

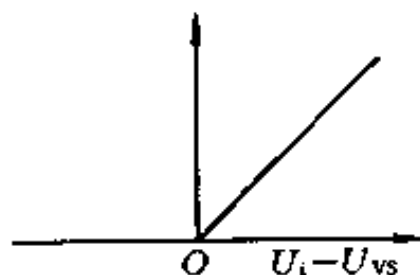


图 4-19 电流截止环节的输入输出特性

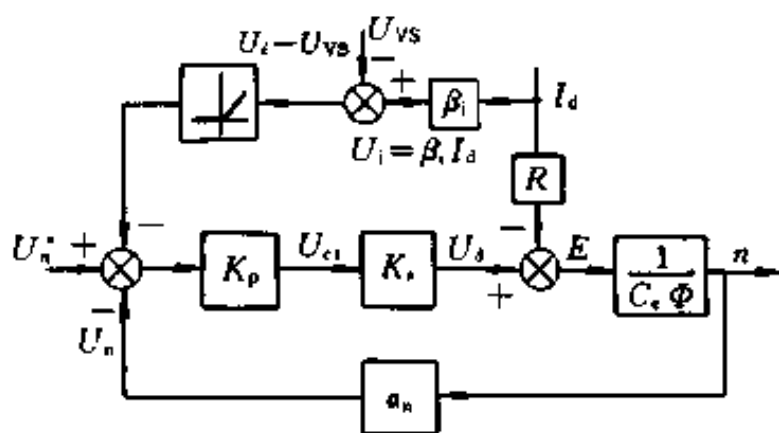


图 4-20 带电流截止负反馈的闭环调速系统静态结构图

由静态结构图可以推导出该系统的静特性方程式。当 $I_d \leq I_{dcr}$ 时，电流负反馈截止，

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e \Phi (1 + K)} - \frac{R I_d}{C_e \Phi (1 + K)} \quad (4-16)$$

当 $I_d > I_{dcr}$ 时，电流负反馈起作用，

$$\begin{aligned} n &= \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e \Phi (1 + K)} - \frac{K_p K_s}{C_e \Phi (1 + K)} (\beta_i I_d - U_{vs}) - \frac{R I_d}{C_e \Phi (1 + K)} \\ &= \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{vs})}{C_e \Phi (1 + K)} - \frac{(R + K_p K_s \beta_i)}{C_e \Phi (1 + K)} I_d \end{aligned} \quad (4-17)$$

将式(4-16)、式(4-17)画成静特性，如图 4-21 所示。电流负反馈被截止的式(4-16)相当于图中 $n_0 - A$ 段，它就是闭环调速系统本身的静特性，显然是比较硬的。电流负反馈起作用的式(4-17)

相当于图中 A - B 段，此时由于电流负反馈的作用，相当于在电枢回路中串入一个大电阻 $K_p K_s \beta_i$ ，因而稳态速降极大，特性急剧下垂，而电流变化却较小。这两段静特性常被称作下垂特性或挖土机特性。当挖土机遇到坚硬的石块而超载时，电动机停下来，电流也不过等于堵转电流 I_{dbl} ，在式(4-17)中，令 $n=0$ ，得

$$I_{dbl} = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{vs})}{R + K_p K_s \beta_i}$$

一般 $K_p K_s \beta_i \gg R$ ，因此

$$I_{dbl} \approx \frac{U_n^* + U_{vs}}{\beta_i}$$

堵转电流 I_{dbl} 的取值应小于电动机允许的最大电流 $(1.5 \sim 2)I_{nom}$ ，临界电流 I_{dcr} 应大于电动机的额定电流，以保证电动机在额定负载下能正常运行。

3. 带电流截止负反馈闭环调速系统启动过程

由于系统有电流限制环节，所以可以突加给定电压 U_n^* 启动，启动过程如图 4-22(a) 所示。启动时，转速、电流逐渐增加，当电流超过临界电流 I_{dcr} 值以后，电流负反馈起作用，靠强烈的负反馈作用限制电流的冲击，最后，电流为负载电流 I_{dL} ，转速为给定转速，系统达到稳态。为了缩短启动过程，在电动机最大电流（转矩）受限的条件下，希望充分利用电机的允许过载能力，最好是在过渡过程中始终保证电流（转矩）为允许的最大值，使传动系统尽可能用最大的加速度启动；到达稳态转速后，又让电流立即降低下来，使转矩马上与负载转矩相平衡，从而转入稳态运行。这就是理想的启动过程，波形如图 4-22(b) 所示。比较一下图

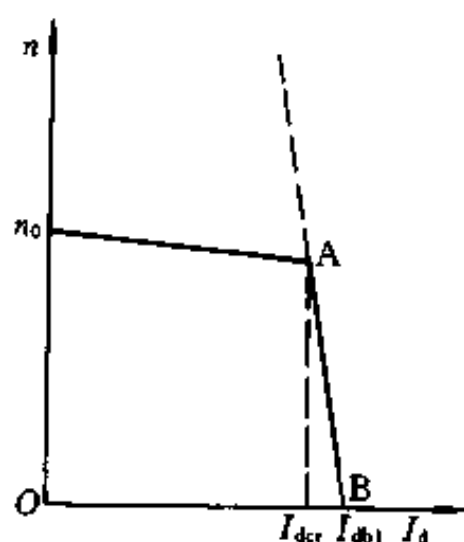


图 4-21 带电流截止负反馈闭环调速系统静特性

4-22波形(a)和(b)可以看出,带电流截止负反馈的闭环调速系统的启动过程并不理想,它没有充分利用电机的过载能力来完成动态过程。

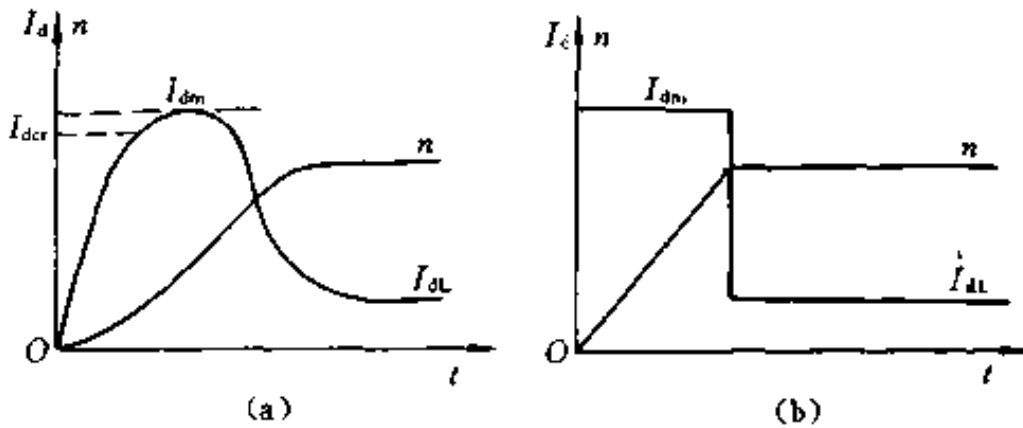


图 4-22 调速系统启动过程的电流和转速波形
(a) 带电流截止负反馈的单环不调速系统启动过程; (b) 理想快速启动过程

带电流截止负反馈的闭环调速系统,具有一定的调速范围和稳态精度,同时又能限制启动电流和堵转工作,线路简单,调整方便,很有实用价值,但是系统的启动过程不理想。

第三节 多环控制的直流调速系统

所谓多环控制系统,是指按一环套一环的嵌套结构组成的具有两个或两个以上闭环的控制系统。本节以转速,电流双闭环调速系统为重点,分析多环控制的特点、控制规律等。

一、转速、电流双闭环调速系统及其静特性

带电流截止负反馈的调速系统若采用PI调节器,可以在保证系统稳定性的条件下实现转速无差,但是系统的启动特性不理想,对动态性能要求较高的系统,它就不能满足要求了。

为了实现在允许条件下最快启动,关键是要获得一段使电流保持为最大值 I_{dm} 的恒流过程。按照反馈控制规律,采用某个物理

量的负反馈就可以保持该量基本不变，那么采用电流反馈就应该得到近似的恒流过程。问题是希望在启动过程中只有电流负反馈，保持电流不变，恒流启动；到达稳态转速后，又希望只要转速负反馈，不再靠电流负反馈发挥主要作用。怎样才能做到这种既存在转速和电流两种负反馈作用，又使它们只能分别在不同的阶段起主要作用呢？双闭环调速系统正是用来解决这个问题的。

1. 转速、电流双闭环调速系统的组成

为了实现转速和电流两种负反馈分别起作用，在系统中设置了两个调节器，分别调节转速和电流，二者之间实行串级联接，如图 4-23 所示。把转速调节器的输出当作电流调节器的输入，再用电流调节器的输出去控制晶闸管整流器的触发装置。从闭环结构上看，电流调节环在里面，叫做内环；转速调节环在外边，叫做外环。这样就形成了转速、电流双闭环调速系统。

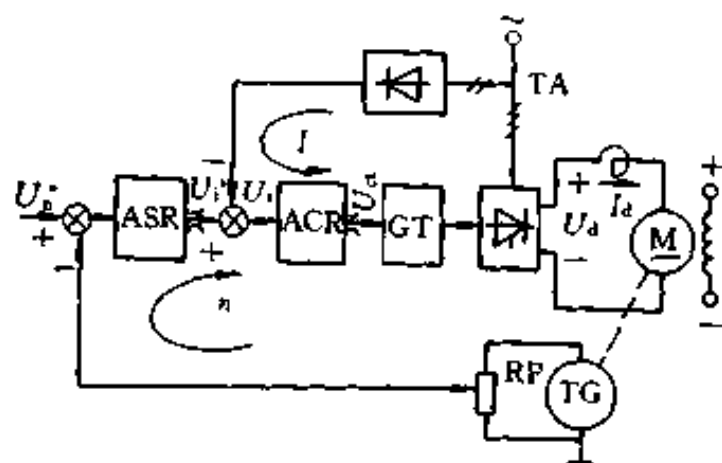


图 4-23 转速电流双闭环调速系统原理图

ASR—转速调节器；ACR—电流调节器；TG—测速发电机；TA—电流互感器；GT—触发装置； U_n^* 、 U_n —转速给定电压和转速反馈电压； U_i^* 、 U_i —电流给定电压和电流反馈电压； $\frac{\text{---}}{\text{---}}$ —表示限幅作用

为了获得良好的静态、动态性能，双闭环调速系统的两个调节器一般都采用 PI 调节器。两个调节器的输出都是带限幅的，转速调节器 ASR 的输出限幅（饱和）电压是 U_{im}^* ，它决定了电流调节器给定电压的最大值；电流调节器 ACR 的输出限幅电压是

U_{cm} ，它限制了晶闸管整流器输出电压的最大值。

2. 静特性分析

为了分析双闭环调速系统的静特性，先根据图 4-23 的原理图给出静态结构图，如图 4-24，这里要注意，采用 PI 调节器的转速和电流调节器是带限幅输出的。分析静特性关键要掌握这样的 PI 调节器的稳态特性。一般存在两种情况：饱和——输出达到限幅值，不饱和——输出未达到限幅值。当调节器饱和时，输出为恒值，输入量的变化不再影响输出，除非有反向的输入信号使调节器退出饱和；换句话说，饱和调节器暂时隔离了输入和输出间的关系，相当于使调节环开环。当调节器不饱和时，PI 调节器的输入偏差电压 ΔU 在稳态时总是零。

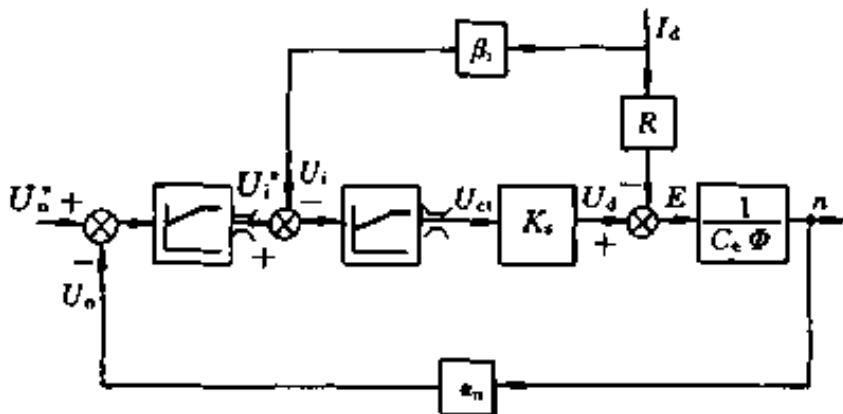


图 4-24 双闭环调速系统的静态结构图
 α_n —转速反馈系数； β_i —电流反馈系数

实际上，在正常运行时，电流调节器是不会饱和的。因此，对于静特性来说，只有转速调节器的饱和与不饱和两种情况。

当转速调节器不饱和时，由于电流调节器也不饱和，稳态时，它们的输入偏差电压都是零。所以

$$U_n^* = U_n = \alpha_n n \quad (4-18)$$

和
$$U_i^* = U_i = \beta_i I_d \quad (4-19)$$

式中 α_n 为转速反馈系数， β_i 为电流反馈系数，由式(4-18)可得

$$n = U_n^* / \alpha_n = n_0 \quad (4-20)$$

从而得到图 4-25 静特性的 $n_0 - A$ 段。同时，由于转速调节器不饱和， $U_i^* < U_{im}$ ，从式(4-19)可知 $I_d < I_{dm}$ ，这就是说， $n_0 - A$ 段静特性从 $I_d = 0$ 一直延续到 $I_d = I_{dm}$ ，而 I_{dm} 一般都是大于额定电流 I_{dnom} 的，这就是静特性的运行段。

当转速调节器饱和时，其输出达到限幅值 U_{im}^* ，转速外环呈开环状态，转速的变化对系统不再产生影响。双闭环系统变成一个电流无静差的单闭环系统。稳态时

$$I_d = U_{im}^* / \beta_i = I_{dm} \quad (4-21)$$

式中，最大电流 I_{dm} 取决于电机的容许过载能力和传动系统允许的最大加速度。式(4-21)所描述的静特性是图 4-25 中的 A-B 段，当 $n \geq n_0$ 时， $U_n \geq U_0^*$ ，转速调节器将退出饱和状态，所以，这样的下垂特性只适合于 $n < n_0$ 的情况。

转速、电流双闭环调速系统中，虽然电流负反馈有使特性变软的趋势，但是有转速反馈包围在外面，电流负反馈对于转速环来说相当于一种扰动作用。当转速调节器不饱和时，电流负反馈使静特性可能产生的速降完全被转速调节器的积分作用消除了，静特性表现为转速无差。一旦转速调节器饱和，转速反馈失去作用，只剩下电流环起作用，这时系统表现为电流无静差。同样，图 4-25 实际上运算放大器的开环放大系数并不是无穷大，两段静特性实际上都略有很小的静差。如图 4-25 中虚线所示。

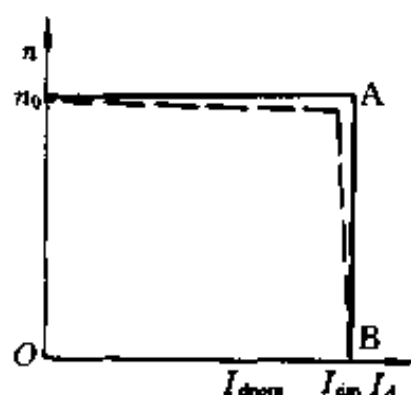


图 4-25 双闭环调速系统的静特性

下面分析一下系统中各变量的稳态工作点。由图 4-24 可以看出，双闭环调速系统在稳态工作时，当两个调节器都不饱和时，各变量之间有下列关系

$$U_n^* = U_n = \alpha_n n = \alpha_n n_0$$

$$U_i^* = U_i = \beta_i I_d = \beta_i I_{dL}$$

$$U_{ct} = \frac{U_d}{K_s} = \frac{C_e \Phi n + I_d R}{K_s} = \frac{C_e \Phi U_n^* / \alpha_n + I_d R}{K_s}$$

上述关系表明，在稳态工作点上，转速 n 是由给定电压 U_n^* 决定的，转速调节器的输出量 U_i^* 是由负载电流 I_d 决定的，而控制电压 U_{ct} 的大小则取决于 U_n^* 和 I_d 。这些关系反映了 PI 调节器不同于 P 调节器的特点。比例调节器的输出量总是正比于其输入量，而比例积分调节器则不然，其输出量的稳态值与输入无关，而是由它后面环节的需要决定的。

二、转速、电流双闭环调速系统的动态性能

在单闭环调速系统动态结构图(图 4-14)的基础上，考虑双闭环控制的结构(图 4-23)，即可绘出双闭环调速系统的动态结构图，如图 4-26 所示。图中 $W_{ASR}(s)$ 和 $W_{ACR}(s)$ 分别表示转速和电流调节器的传递函数。为了引出电流反馈，电动机的动态结构图中必须把电枢电流 I_d 显露出来。

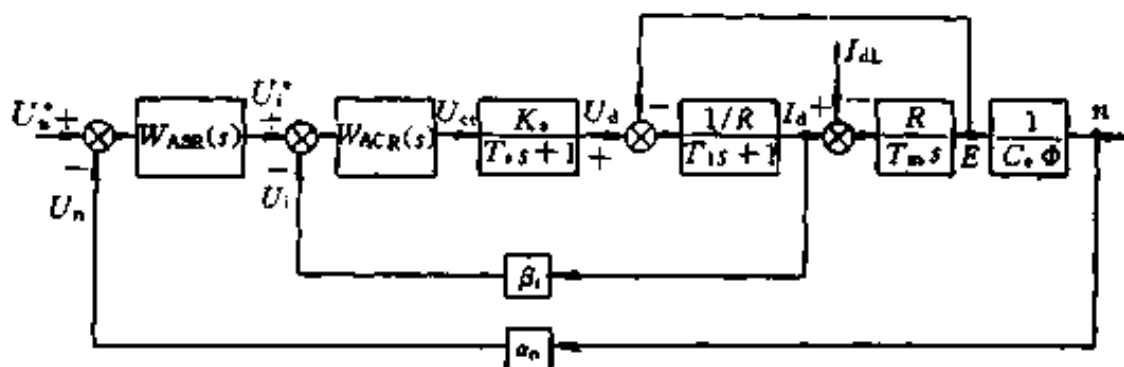


图 4-26 转速、电流双闭环系统的动态结构图

1. 启动过程分析

双闭环调速系统带恒转矩负载突加给定电压 U_n^* ，由静止状态启动时，转速、电流的过渡过程示于图 4-27。由于在启动过程中转速调节器经历了不饱和、饱和、退饱和三个阶段，整个启动过渡过程也就分成三个阶段，在图中分别标以 I、II 和 III。

第 I 阶段——电流上升阶段。突加给定电压 U_n^* 后，通过两个调节器的控制作用，使 U_{ct} 、 U_d 、 I_d 都上升，当 $I_d \geq I_{dL}$ 后，电动机开始转动。由于电机惯性的作用，转速的增长不会很快，因而转速调节器的输入偏差电压 $\Delta U_n = U_n^* - U_n$ 数值较大，其输出很快达到限幅值 U_{im}^* ，强迫电流 I_d 迅速上升。当 $I_d = I_{dm}$ 时， $U_i \approx U_{im}^*$ ，电流调节器的作用使 I_d 不再迅猛增长。

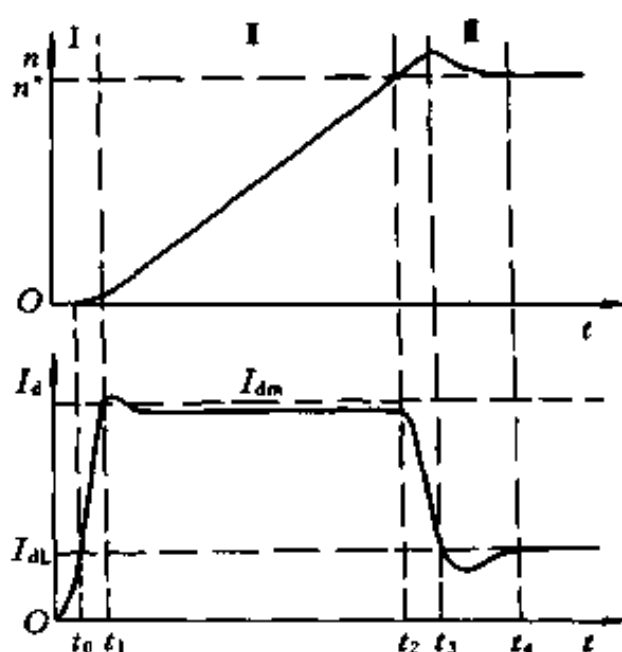


图 4-27 双闭环调速系统起动过程

在这一阶段中转速调节器由不饱和很快达到饱和，而电流调节器一般不应该饱和，以保证电流环的调节作用。

第 II 阶段——恒流升速阶段。在这个阶段中，转速调节器一直是饱和的，转速环相当于开环状态，系统表现为恒值电流给定 U_{im}^* 作用下的电流调节系统，基本上保持电流 I_d 恒定，因而传动系统的加速度恒定，转速呈线性增长。与此同时，电动机的反电动势 E 也按线性增长。对电流调节系统来说，这个反电动势是一个线性渐增的扰动量(图 4-26)，为了克服这个扰动， U_d 和 U_{ct} 也必须基本上按线性增长，才能保持 I_d 恒定。由于电流调节器是 PI 调节器，要使它的输出按线性增长，其输入偏差电压 $\Delta U_i = U_{im}^* - U_i$ 必须维持一定的恒值，也就是说， I_d 应略低于 I_{dm} 。此外还应指出，为了保证电流环的这种调节作用，在启动过程中电流调节器是不能饱和的，同时整流装置的最大电压 U_{dm} 也必须留有余地，即晶闸管装置也不应该饱和，这些都是设计中必须注意的。

第 III 阶段——转速调节阶段。在这个阶段开始时，转速已经达到给定值，转速调节器的给定与反馈电压相平衡，输入偏差为零，但其输出却由于积分作用还维持在限幅值 U_{im}^* ，所以电动机仍

在最大电流下加速，必然使转速超调。转速超调后，转速调节器输入端出现负的偏差电压，使它退出饱和状态，其输出电压即电流调节器的给定电压 U_i^* 立即从限幅值降下来，主电流 I_d 也因而下降，但是，由于 I_d 仍大于负载电流 I_{dL} ，在一段时间内，转速仍继续上升。到 $I_d = I_{dL}$ 时，转矩 $T_e = T_L$ ，则 $dn/dt = 0$ ，转速 n 达到峰值。此后，电动机才开始在负载的阻力下减速，与此相应，电流 I_d 也出现一段小于 I_{dL} 的过程，直到稳态。在这个阶段中转速调节器和电流调节器都不饱和，同时起调节作用。由于转速调节在外环，转速调节器处于主导地位，而电流调节器的作用则是力图使 I_d 尽快地跟随转速调节器的输出量 U_i^* ，或者说，电流内环是一个电流随动子系统。

由上述启动过程可以看出，第Ⅰ阶段即恒流升速阶段是启动过程中的主要阶段，如果 I_{dm} 根据电机允许的最大过载能力的传动系统允许的最大加速度来选取，则就可以充分利用电机的允许过载能力，在系统允许的条件下，最快地完成启动过程，得到比较理想的启动过程。另外，由于采用了饱和非线性控制，启动过程结束时，必须使转速调节器退出饱和状态。根据 PI 调节器的特性，只有使转速超调，转速调节器的输入偏差电压 ΔU_n 为负值，才能使转速调节器退出饱和。所以，采用 PI 调节器的双闭环调速系统的转速动态的响应必然有超调。在一般情况下，转速略有超调对实际运行影响不大。如果工艺上不允许超调，可以采用转速微分负反馈来抑制转速超调。

2. 动态抗扰动性能

由图 4-26 动态结构图可以看出，负载扰动作用在电流环之后，只能靠转速调节来产生抗扰作用，因此，突加（减）负载时，必然会引起动态速降（升）。为了减少动态速降（升），在设计转速调节器时，要求系统具有较好的抗扰性能指标。

电网电压有扰动时，由于电网电压扰动被包围在电流环之内，可以通过电流反馈得到及时的调节，不必像单闭环调速系统那样，

等到影响到转速后才在系统中有所反应。因此，双闭环调速系统中，由电网电压波动引起的动态速降会比单闭环系统中小得多，对内环扰动调节起来更及时些。

综上所述，转速调节器和电流调节器在双闭环调速系统中的作用可以归纳如下：

转速调节器作用：

- ①使转速 n 跟随给定电压 U_n^* 变化，达到静态无差。
- ②对负载变化起抗扰作用。
- ③其输出限幅用于限制最大电流。

电流调节器作用：

- ①对内环内扰动起及时抗扰作用。
- ②保证系统在允许的最大电流下恒流启动。
- ③调节电流，使电流跟随其给定电压 U_i^* 变化。
- ④当电机过载甚至堵转时，限制电枢电流的最大值，从而起到快速的安全保护作用。
- ⑤其输出限幅值用来限制 α_{\min} 和 β_{\min} ，防止丢脉冲、逆变失败。

采用PI调节器的转速、电流双闭环调速系统，由于采用饱和非线性控制，使两个调节器充分发挥作用，系统具有很好的动、静特性，是一种非常实用的系统。但当系统降速或制动时，由于晶闸管的单向导电性，系统只能处于自由降速状态。要产生快速制动作用，可采用可逆系统。

三、三环控制的直流调速系统

1. 带电流变化率的三环调速系统

在双闭环调速系统中，为了提高系统的快速性，希望电流环具有尽量快的响应特性，除了在图4-27启动过程的第Ⅰ阶段保持恒流控制以外，在第Ⅱ和第Ⅲ阶段都希望电流尽快地上升或下降，也就是说，希望电流变化率较大，使整个系统更接近理想的启动过程。

由于晶闸管装置本身的惯性很小，由晶闸管供电的传动系统中，启动时电流的变化率的瞬时值甚至高达 $(100\sim 200)I_{nom}/s$ 。这样一来，快速性是满足了，却出现了另外的问题。这样高的电流变化率会使直流电动机产生很高的换向电动势，使换向器上出现不容许的火花。电机容量越大，问题越严重。另外，过高的电流变化率还伴随着很大的转矩变化率，会在机械传动机构中产生很强的冲击，从而加快其磨损，缩短使用寿命。如果单纯延缓电流环的跟随作用以压低电流变化率，又会影响系统的快速性。最好是在电流变化过程中保持容许的最大变化率，以充分发挥其效益，这恰好是上一节引入电流内环的目的。仿照双环系统的结构思想，在电流环内再设置一个电流变化率环，构成了转速、电流、电流变化率三环调速系统如图 4-28 所示。

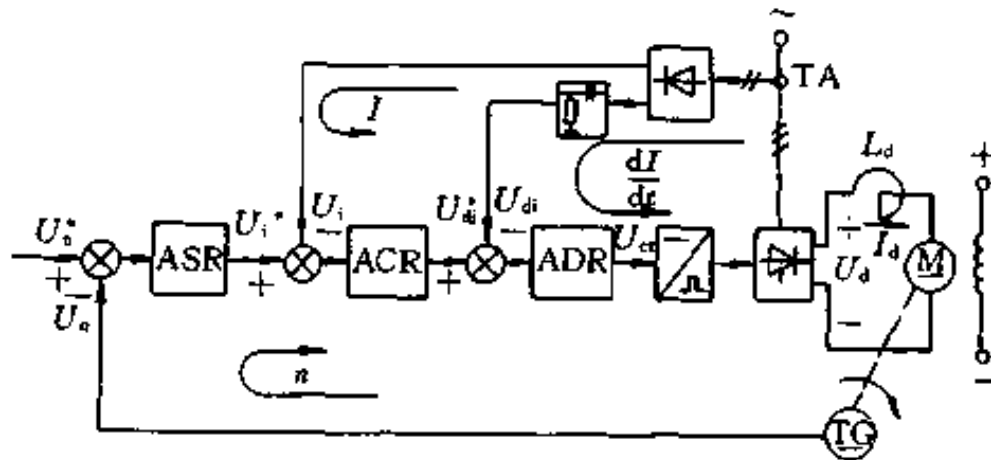


图 4-28 带电流变化率环的三环调速系统
ADR—电流变化率调节器；CD—电流微分环节

在带电流变化率环的三环调速系统中，ASR 的输出仍是 ACR 的给定信号，并用其限幅值 U_{im}^* 限制最大电流；ACR 的输出作为电流变化率调节器 ADR 的给定输入，其输出限幅值 U_{dim}^* 则限制最大电流变化率；ADR 的负反馈信号由电流检测信号通过微分环节 CD 得到，其输出限幅值 U_{ctm} 决定触发脉冲的最小控制角 α_{min} 。在启动过程的第 I 阶段，ASR, ACR 均饱和，电流以恒最大电

流上升率上升。当电流升高到最大值后,ACR 退饱和,电流环投入工作,进入恒流升速阶段,以后的过程和双闭环调速系统相同。

2. 带电压内环的三环调速系统

在实际系统中,特别是大容量的对动态性能要求较高的调速系统中,出现了转速、电流、电压三环控制的结构形式,其结构原理示于图 4-29。现在着重讨论电压内环的作用。

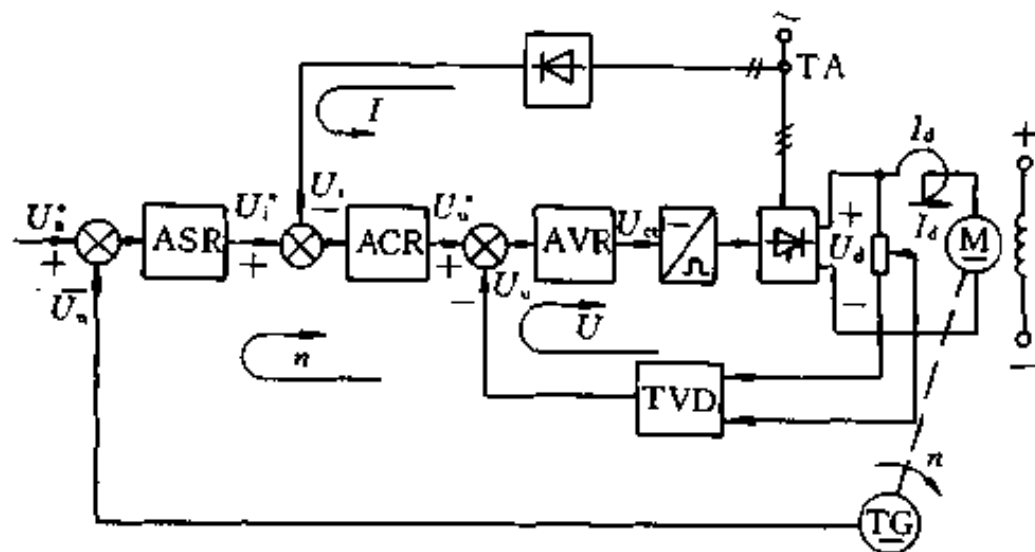


图 4-29 带电压内环的调速系统
AVR—电压调节器;TVD—直流电压隔离变换器

电压环能力图维持整流电压随给定电压成比例变化,使整流电压与电压调节器给定量成线性关系,这就能补偿由晶闸管变流装置电流断续、触发电路的非线性等引起的晶闸管整流装置控制特性的非线性和可逆传动中的电压死区,加快系统的动态过程。例如,当电流断续,V-M 机械特性上翘时,电压控制的内环可以根据电流断续时整流电压升高的大小,自动调整控制角 α ,使整流输出电压 U_d 保持为给定值,从而改善了电流断续后的特性变化。这样,对于外环来说,电压内环的等值传递系数为常数。

电压内环在抗电网扰动作用上有其优越性,对电网波动来说,电压环比电流环调节更为及时,使之不直接影响外环。

另外,电压内环也起着改造调节对象和加快响应的作用。

一个电位器 RP1 实现调压和弱磁调速,弱磁升速靠系统内部的信号自动进行。图中,电枢电压控制仍采用典型的转速、电流双闭环调节方式;在励磁控制系统中也有电动势环和励磁电流环两个控制环。电动势调节器 AER 和励磁电流调节器 AFR 一般都采用 PI 调节器。由于很难直接检测电动机的反电动势 E ,采用 U_d 和 I_d 的检测信号 U_e 和 U_i ,通过电动势运算器 AE,获得反电动势信号 U_e ,该信号与由基速电动势给定电位器 RP2 给出的电动势给定信号 U_e^* 比较后,经过 AER,得到励磁电流给定信号 U_{if}^* 。再与励磁电流检测信号 U_{if} 比较,经过 AFR,控制电动机的励磁。采用电动势调节器来提供励磁电流给定信号是为了自动实现电枢电压和励磁的配合控制,因为直流电动机感应电动势的规律是 $E = C_e \Phi n$,当磁通 Φ 减弱而转速 n 上升时,反电势 E 应维持不变,采用 PI 型的电动势调节器恰好能保证电动势无静差的控制要求。

下面分析调速时整个系统的工作情况。

(1)基速(额定转速)以下改变电枢电压调速,同时保持励磁为额定值不变 电动势调节器的给定电压 U_e^* 设置为相当于 $95\% U_{nom}$ 的电动势信号 U_e 值,而其输出限幅值 U_{ifm} 则相当于额定励磁。在基速以下,只要 $n < 95\% n_{nom}$ 因而 $E < 95\% U_{nom}$,电动势反馈信号 U_e 就低于 U_e^* ,使 AER 一直处于饱和状态,相当于电动势环开环,AER 的输出电压一直保持在限幅值 U_{ifm} 上,而 U_{ifm} 相当于额定励磁,这样通过 AFR 的调节作用,保证额定的励磁电流不变。在基速以下完全靠转速、电流双闭环系统调节电枢电压来控制转速。

(2)基速以上弱磁升速,保持电枢反电动势恒定 当转速上升到 $95\% n_0$ 以上时,电动势反馈信号 U_e 超过了 U_e^* ,使 AFR 退出饱和,从而使励磁电流给定值 U_{if}^* 降低,通过 AFR 使励磁电流减小,实现弱磁调速。在弱磁调速区域内,转速给定信号 U_n^* 高于额定转速所对应的反馈信号,只要实际转速还没有达到约定值,则 $U_n < U_n^*$,电枢回路仍存在加速电流,这时电动势信号 U_e 就企图上升,经过 AFR 使励磁电流继续减小,因而转速继续升高,直到 $U_n =$

U_n^* 为止,达到所给定的转速稳定运行。稳态时, $U_e=U_e^*$,反电动势维持恒定。这样,在基速以上,ASR 仍起转速调节作用,而 AER 和 AFR 则在维持反电动势不变的条件下控制励磁电流。

最后分析一下非独立控制励磁的调速系统的启动过程。

(1)当给定转速小于额定转速时 不管该系统运行在什么转速下,也不管该系统运行在什么状态下,基速电动势给定电位器 PR2 始终设置在电动势给定电压相当于 95%额定电压对应的电动势信号值。所以当转速小于额定转速时,电动势调节器饱和,电动势调节器的输出限幅和励磁电流调节器的作用,使励磁磁通保持为额定值。所以当给定转速小于额定转速时,反电动势和励磁电流环的各物理量不变,启动过程和第三节的转速、电流双闭环的调压调速系统一样。

(2)当给定转速大于额定转速时 突加转速给定电压 U_n^* 时,转速调节器达到饱和,电流调节器的作用使系统很快以最大允许电流加速。当转速达到额定转速时,电动势检测信号 U_e 大于给定信号 U_e^* ,AER 退饱和,其输出减小,励磁磁通减小,转速上升。但只要转速小于给定转速,转速调节器 ASR 就一直饱和,电机就以恒最大允许电流加速。随着励磁电流的进一步减小,转速继续上升。当转速达到并超过给定转速后,转速调节器才退饱和,经转速调节器调节,最终达到稳态,保证静态无差。

电动势运算器 AE 可以按照下面动态电压方程由运算放大器组成的模拟计算电路来实现。

$$E = U_d - I_d R_a = L dI_d / dt \quad (4-22)$$

第四节 可逆调速系统的控制

由于晶闸管的单相导电性,若要求系统可逆运行或快速制动,就需要两组晶闸管变流器向电动机供电,这样就产生了环流问题,可逆调速系统分有环流和无环流两大类,本节着重分析这些可逆

调速系统的控制问题。

一、有环流可逆调速系统

有环流可逆调速系统指的是有脉动环流。从第二章的分析我们知道,当 $\alpha \geq \beta$ 配合控制时,系统只有脉动环流,这里分析 $\alpha = \beta$ 配合控制的情况。

1. $\alpha = \beta$ 配合控制的触发控制特性

将两组晶闸管变流装置触发脉冲的零位都定在 90° , 即当控制电压 $U_{ct} = 0$ 时,使 $\alpha_{r0} = \alpha_{r0} = \beta_{r0} = 90^\circ$, 则 $U_{df} = U_{dr} = 0$, 电动机处于停止状态;增大控制电压 U_{ct} 移相时,使两组触发装置的控制电压大小相等,符号相反,就可以实现 $\alpha = \beta$ 配合控制了。这样的触发控制电路由两组相同的触发电路和反号器组成,如图 4-32 中的 GTF, GTR, AR。它用同一个控制电压 U_{ct} 去控制两组触发装置,正组触发装置 GTF 由 U_{ct} 直接控制,而反组触发装置 GTR 由 \bar{U}_{ct} 控制, $\bar{U}_{ct} = -U_{ct}$, 是由经过放大系数为 -1 的反号器 AR 后得到的。

当触发装置的同步信号为锯齿波时,两组触发装置的触发控制特性示于图 4-31。其中,当控制电压 $U_{ct} = 0$ 时,两组触发装置的控制角 α_f 和 α_r 都调整在 90° 。 U_{ct} 增大时, α_f 减小,正组晶闸管变流器进入

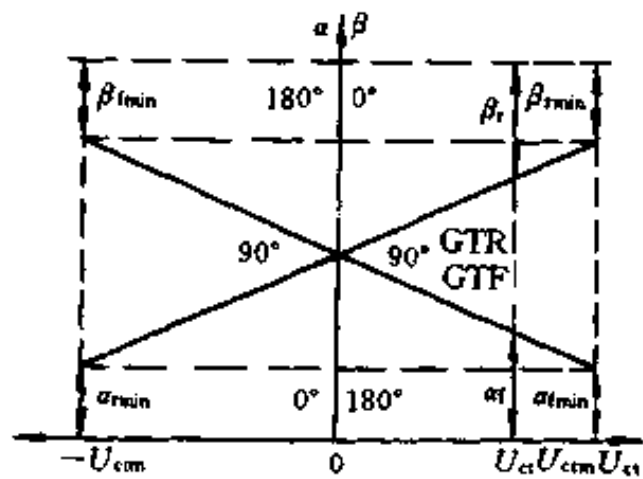


图 4-31 触发装置的移相控制特性

整流状态,整流电压 U_{df} 增大; α_r 增大,或 β_r 减小,反组晶闸管变流器进入逆变状态,逆变电压 U_{dr} 增大。因为 $U_{ct} = -\bar{U}_{ct}$, 而两组变流器均采用相同形式及相同的触发装置,所以在 U_{ct} 增大移相过程中,始终保持了 $\alpha_f = \beta_r$, $U_{df} = U_{dr}$ 。为了防止逆变失败,必须在控制电路中设有限制最小逆变角 β_{min} 的保护环节。如果只限制 β_{min} , 而

对 α_{\min} 不加限制, 那么处于 β_{\min} 的时候, 系统将会发生 $\alpha < \beta$ 的情况, 从而出现整流组电压大于逆变组电压的情况, 即 $U_{d1} > U_{d2}$, 这又将产生直流环流。为了严格保持配合控制, 对 α_{\min} 也要加以限制, 并应使 $\alpha_{\min} = \beta_{\min}$ 。在前级放大器上(例如在电流调节器 ACR 和反号器 AR 上)加输出限幅电路, 用其限幅值 $\pm U_{\text{cmm}}$ 即可实现 α_{\min} , β_{\min} 的限制。

2. 有环流可逆调速系统原理框图

图 4-32 为有环流可逆调速系统的原理框图。图中主电路采用两组三相桥式晶闸管装置反并联的线路, 因为有两条并联的环流通路, 所以要用四个环流电抗器。由于环流电抗器流过较大的负载电流就要饱和, 因此在电枢回路中还要另设一个体积较大的平波电抗器 L_d 。控制电路采用典型的转速电流双闭环系统, 速度调节器 ASR 和电流调节器 ACR 都设置了双向输出限幅, 以限制最大动态电流和最小控制角 α_{\min} 和最小逆变角 β_{\min} 。为了在任何时候都保持 $\alpha_f + \alpha_r = 180^\circ$ 的配合关系, 亦即 $\alpha = \beta$ 的配合控制, 应始终保持 $\bar{U}_\alpha = -U_\alpha$, 在 GTR 之前加放大系数为 -1 的反号器 AR 来实现。为实现可逆运行, 给定电压 U_n^* 应有正负极性。为了保证

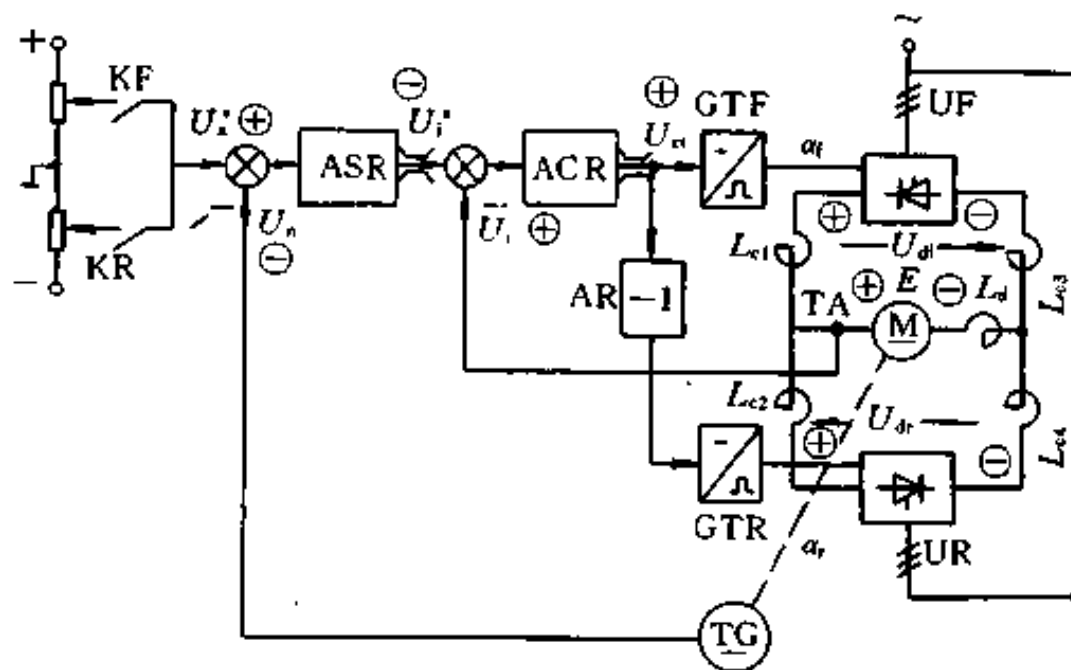


图 4-32 有环流可逆调速系统原理框图

转速和电流的负反馈，反馈信号必须能反映出相应的极性，所以，用霍尔电流变换器直接检测直流电流，而测速发电机产生的电压是能随电动机转向变化而改变极性的。

根据 $\alpha = \beta$ 配合控制的触发控制特性(图 4-31)，在进行触发移相时，当一组变流器处于整流状态时，另一组便处于逆变状态，这是指控制角的工作状态而言的。实际上，当一组变流器处于整流状态时，电枢反电动势 E 小于整流组电压 $U_{d\alpha}$ ，而由于是 $\alpha = \beta$ 的配合控制，所以逆变组电压 $|U_{d\beta}| = |U_{d\alpha}|$ ，即 $E < |U_{d\beta}|$ 。因此逆变组并不满足有源逆变的条件，所以，这时逆变组除环流外并不流过负载电流，也就没有电能回馈电网，确切地说，它是处于“待逆变状态”，表示该组变流器是在逆变角控制下等待工作。当需要制动时，只要改变控制角，同时降低正组和反组的电压 $U_{d\alpha}$ 和 $U_{d\beta}$ ，一旦电动机的反电势 $E > |U_{d\alpha}| = |U_{d\beta}|$ 时，整流组电流就被截止，逆变组才能真正投入逆变状态，使电动机产生回馈制动，将能量回馈电网，而另一组则处于“待整流状态”。所以，在这种 $\alpha = \beta$ 配合控制下，负载电流可以很方便地按正反两个方向平滑过渡，在任何时候，实际上只有一组晶闸管变流装置工作，而另一组则处于等待工作状态。

3. 动态过程分析

可逆系统具有可逆运行和快速制动的能力，下面通过分析系统由正转运行到反转运行的过程来说明可逆系统是怎样达到这个目的的。电动机反转的过程实际上由正向制动和反向启动两个过程组成，而启动过程和转速、电流不可逆双闭环系统没有什么差别，所以这里重点分析一下制动过程。根据制动时电流方向的不同，制动过程可分为本桥逆变和它桥制动两个阶段。

设系统带恒转矩负载，原来工作在正向电动运行状态，正组变流装置 UF 工作在整流状态，则系统中各量的极性如图 4-32 带恒转矩负载，及图 4-33 中 $0 \sim t_1$ 段所示。 U_n^* 为正， U_n 为负； U_i^* 为负， U_i 为正； $U_{d\alpha}$ 为正， $\alpha_f < 90^\circ$ ， $\beta_f < 90^\circ$ 。

(1) 本桥逆变阶段 发出反向指令后,转速给定电压 U_n^* 突然变为负,由于转速反馈电压 U_n 极性仍为负,所以,转速调节器输入 $\Delta U_n = -U_n^* - U_n$ 为负值,则转速调节器 ASR 输出 U_i^* 跃变到正限幅 U_{im}^* 。由于电流方向还没来得及变化,电流反馈电压 U_i 极性仍为正,在 $(U_{im}^* + U_i)$ 合成信号作用下,电流调节器 ACR 输出 U_{ci} 跃变成负的限幅值 $-U_{cim}$,使正组 UF 的相位控制角变成 $\beta_t = \beta_{min}$ 的逆变状态, U_{df} 和 U_{dr} 左“-”、右“+”。这段时间很短,转速 n 、反电势 E 变化很小,而电流却

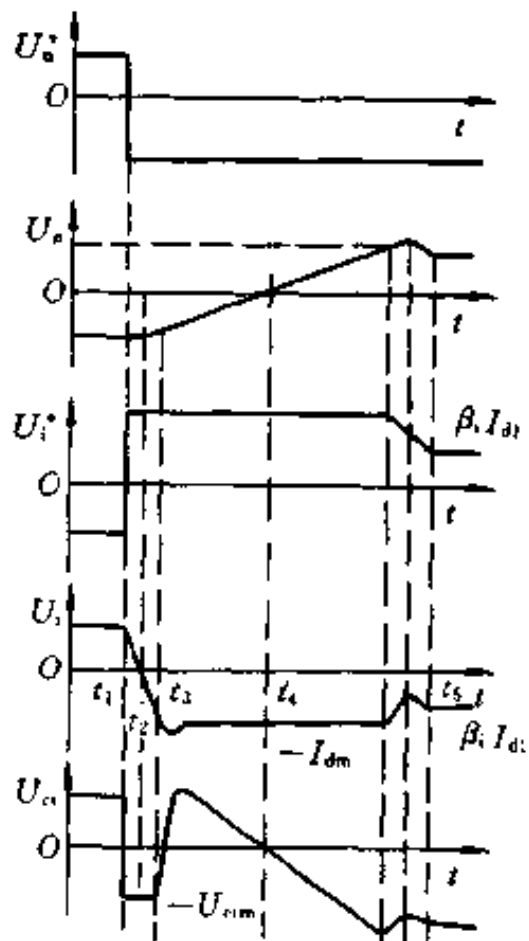


图 4-33 有环流系统速度反向过程

下降很快,在主电路电感 L_d 两端产生很大的电压 $L_d di_d/dt$,极性与 E 反向左“-”、右“+”,由于 $L_d di_d/dt - E > U_{df}$,所以,逆变组 UF 工作在逆变状态,电流 i_d 流过 UF; 主要把储存在电感 L_d 中的能量迅速回馈电网,而由于 $L_d di_d/dt - E > U_{df} = U_{dr}$,所以反组 UF 并不输出整流电流,处于待整流状态。波形如图 4-33 中 $t_1 \sim t_2$ 段。

(2) 它桥制动阶段 随着 $L_d di_d/dt$ 的下降,当 $L di_d/dt - E < U_{df} = U_{dr}$ 时,整流组 UF 工作, i_d 反向。此时 U_{dr} 和 E 反接,在 U_{dr} 和 E 的共同作用下,电流反向上升很快,电机处于反接制动状态。波形如图中 $t_2 \sim t_3$ 段。

当 $I_d > I_{dm}$ 时,电流调节器 ACR 的输入 $\Delta U_i = U_{im}^* - U_i$ 变为负值,输出电压 U_{ci} 从饱和值 U_{cim} 退出,其数值很快减小后又由负变为正,当 $U_{ci} > 0$ 时,反组 UR 回到逆变状态,由于 $|U_{dr}| < E$,正

组 UF 正处于待整流状态, U_{d1} 和 U_{d2} 左“+”, 右“-”, 在电流调节器的作用下, 维持接近反向最大电流 $-I_{dm}$ 下恒流制动, 达到快速制动的目的, 此时, 系统将电动机中的动能转化为电能回送电网。随着 n 、 E 的下降, I_d 应略低于 I_{dm} , ACR 的输入 $\Delta U_i = U_{im}^* - U_i$ 保持一正的恒值, 以使 ACR 输出 U_{α} 也逐渐减小, 才能保持 I_d 恒定。波形如图 4-33 中 $t_3 \sim t_4$ 段, 它组逆变回馈制动是制动过程中的主要过程。

(3) 反向启动阶段

当转速 n 下降到零时, U_{α} 也降到零, 由于 ΔU_i 为正值, U_{α} 过零变负后增长, 这样 UR 又回到整流状态。由于转速调节器 ASR 输入 $\Delta U_n = -U_n^* + U_n$ 为负值, 所以 ASR 继续饱和, 电机在 $-I_{dm}$ 下恒流启动, 而 UF 处于待逆变状态, 以后的过程与转速、电流双闭环不可逆系统就相同了。波形如图 4-33 中 $t_4 \sim t_5$ 。

从系统的反向过程可以看出, 从正转到反转, 电流和转速都是连续变化, 没有死区, 整个过渡过程中, ASR 主要处于饱和状态, 所以能在允许的最大电枢电流下制动、反向启动, 动态过程很快, 这是有环流系统的最大优点。但是, 因为有环流损耗, 有环流可逆系统一般用于小容量和要求快速反转的系统中。

在实际系统中, $\alpha = \beta$ 配合控制系统由于参数的变化, 元件的老化或其它干扰作用, 控制角可能偏离 $\alpha = \beta$ 的关系, 一旦变成 $\alpha < \beta$, 将产生较大的直流环流, 为此在整定零位时应留出一定的裕度, 使 α 略大于 β , 例如 $\alpha = \beta + \varphi$, 零位应整定为 $\alpha_{t0} = \alpha_{r0} = 90^\circ + \varphi/2$, 这样使任何时候整流电压均小于逆变电压, 可以保证不产生直流环流。只是 φ 值不应过大, 否则将使移相范围明显缩小, 系统出现控制死区, 例如在启动时, α 从零位 $\alpha_0 = 90^\circ + \varphi/2$ 移到 $\alpha = 90^\circ$ 这一段时间内, 整流电压一直为零。

二、可控环流的可逆调速系统

为了更充分利用有环流可逆系统制动和反向过程的平滑性和

连续性，最好能有电流波形连续的电流。当主回路电流可能断续时，采用 $\alpha < \beta$ 的控制方式，有意提供一个附加的直流环流，使电流连续；一旦主回路负载电流连续了，则设法形成 $\alpha > \beta$ 的控制方法，遏制环流至零。这样根据实际情况来控制环流的大小和有无，扬环流之长而避其短，称为可控环流的可逆调速系统。

图 4-34 是可控环流可逆调速系统的原理图。主电路采用两组晶闸管交叉连接线路。控制线路仍是转速、电流双闭环系统，但电流互感器和电流调节器分别都用了两套，它们组成正反向各自独立的电流环，并在正、反组电流调节器 ACR1、ACR2 输入端分别加上了控制环流的环节。控制环流环节包括环流给定电压 $-U_c^*$ 和由二极管 VD、电容 C、电阻 R 组成的环流抑制电路。为使 ACR1 和 ACR2 的给定信号极性相反， U_c^* 经过反号器 AR 输出 \bar{U}_c^* ，作为 ACR2 的电流给定。这样，当一组整流时，另一组就可作为控制环流来用。

现在重点分析一下环流可控环节。当速度给定电压 $U_n^* = 0$

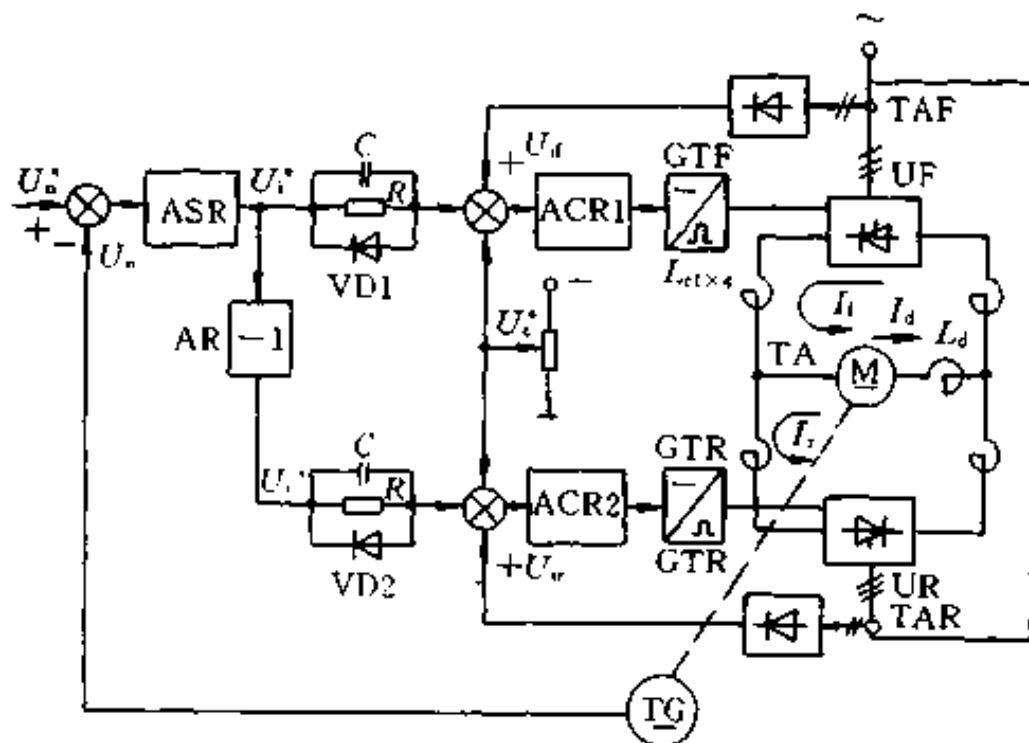


图 4-34 可控环流可逆调速系统原理图

时,转速调节器 ASR 输出电压 $U_i^* = 0$, 则 ACR1 和 ACR2 仅靠环流给定电压 $-U_c^*$, 使两组变流装置处于微微导通的整流状态, 输出相等的电流 $I_1 = I_2 = I_c^*$ (给定环流), 在原有脉动环流之外, 又加上恒定的直流环流, 其大小可控制在额定电流的 $5\% \sim 10\%$ 之间, 而电动机的电枢电流 $I_d = I_1 - I_2 = 0$ 。正向运行时, U_i^* 为负, 二极管 VD1 导通, 负的 U_i^* 加在 ACR1 上, 使正组控制角 α_1 减小, 输出电压 U_{d1} 升高, 正组流过的电流 I_1 也增大; 与此同时, 反组的电流给定 \bar{U}_i^* 为正电压、二极管 VD2 截止, 正电压 \bar{U}_i^* 通过与 VD2 并联的电阻 R 加到反组电流调节器 ACR2 上, \bar{U}_i^* 抵消了环流给定电压 $-U_c^*$ 的作用, 抵消的程度取决于电流给定信号的大小。稳态时, 电流给定信号基本上和负载电流成正比, 因此, 当负载电流减小时, 正的 \bar{U}_i^* 的作用不足以抵消 $-U_c^*$ 的作用, 所以反组有很小的环流流过, 电枢电流 $I_d = I_1 - I_2$; 随着负载电流的增大, 当负载电流大到一定程度时, \bar{U}_i^* 的作用和 $-U_c^*$ 的作用抵消, 稳态时环流就完全被遏制住了。这时正组流过负载电流, 反组则无电流流过。与 R 、VD2 并联的电容 C 则是对遏制环流的过渡过程起加快作用的。反向运行时, 反组提供负载电流, 正组控制环流。

可控环流系统充分利用了环流的有利一面, 避开了电流断续区, 使系统在正反向过渡过程中没有死区, 提高了快速性; 同时又克服了环流不利的一面, 减少了环流损耗。所以在各种对快速性要求高的可逆调速系统中得到广泛的应用。

三、逻辑无环流可逆调速系统

逻辑控制的无环流可逆调速系统是目前在生产中应用广泛的可逆系统, 它是通过无环流逻辑控制器, 根据系统的工作状态进行正反组的自动切换的, 或者允许正组发出脉冲而封锁反组, 或者允许反组发出触发脉冲而封锁正组。在任何情况下, 不允许两组变流器同时开放, 来确保主电路没有产生环流的可能。问题在于无环流逻辑控制器应该根据什么信息来指挥逻辑控制器动作

呢？

1. 逻辑切换的条件

我们知道，由于晶闸管的单向导电性，系统若要可逆运行，电枢流过两个方向的电流，必须采用两组变流器，正组提供正向电流，反组提供反向电流，所以应该根据电流的极性来决定开放组和封锁组。而电流是由电流给定信号 U_i^* 来定的，所以，可以用电流给定信号变号来作为逻辑切换的条件。但是， U_i^* 的极性变化只是逻辑切换的必要条件，而不是充分条件。例如，我们在有环流可逆调速系统分析过的，当系统由正向运行转为反向运行时， U_i^* 由负变正固然可以标志着制动过程的开始，但实际上电流尚未反向以前，仍须保持正组开放，以便进行本组逆变。只有在实际电流降到零时，才能发出切换指令，封锁正组，开放反组，然后电流得以反向。所以，逻辑切换的条件是：①电流极性鉴别信号 U_i^* 变号；②出现零电流信号。

从发出切换指令到真正封锁掉原来工作的那组触发脉冲之间应该有一段关断延时时间。因为电流未降到零以前，其所含的脉动分量是时高时低的，而检测零电流的电平检测器总有一个最小动作电流 I_0 ，如果脉动的电流瞬时低于 I_0 而实际上仍在连续变化时，就将检测到的零电流信号发出去，封锁本组脉冲，这时本组正处在逆变状态，势必会造成逆变颠覆。因此必须延时一段时间（约 2~3ms），当电流不再大于 I_0 ，才能确定电流已经断开，可以封锁原工作组脉冲。

从封锁原工作组脉冲到开放另一组脉冲之间还需有个触发延时时间。因为在封锁原工作组脉冲时，已被触发的晶闸管要到电流过零时才能真正关断，而且关断之后还要通过一段时间才能恢复阻断能力，所以必须延时一段时间（通常取 5~7ms）才能开放另一组脉冲，以确保无环流。

逻辑无环流可逆系统原理框图如图 4-35 所示。主电路采用两组晶闸管变流器反并联线路，由于没有环流，不再设置环流电

抗器。但为了保证稳定运行时电流波形连续，仍保留平波电抗器 L_d 。控制线路采用转速、电流双闭环系统，电流环分设两个电流调节器，ACR1 用来控制正组触发器 GTF，ACR2 控制反组触发器 GTR。ACR1 的给定信号 U_i^* 经反号器 AR 作为 ACR2 的给定信号 \bar{U}_i^* ，这样可使电流反馈信号 U_i 的极性在正、反转时都不必改变，从而可采用不反映极性的电流检测器。为保证无环流，系统中设置了无环流逻辑控制器 DLC。两组触发脉冲的零位整定在 $\alpha_{10} = \alpha_{r0} = 90^\circ$ ，工作时移相方法及其他工作原理都和 $\alpha = \beta$ 配合工作制的有环流系统没有太大区别，只是用了 DLC 来控制两组触发脉冲的封锁和开放，下面重点分析一下无环流逻辑控制器 DLC。

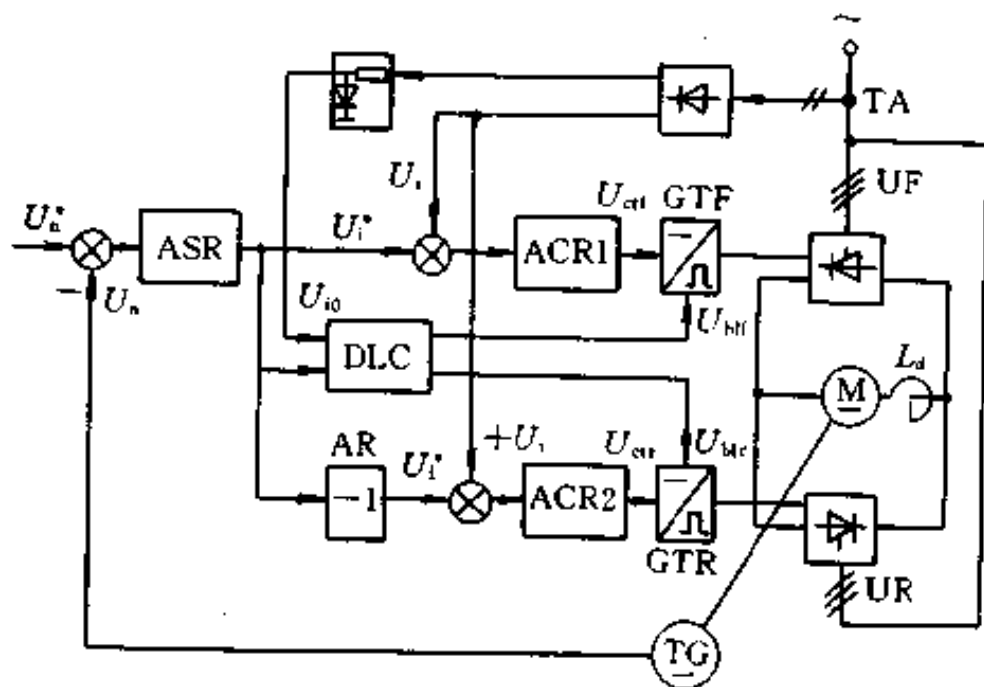


图 4-35 逻辑无环流可逆调速系统
DLC—无环流逻辑控制器

2. 无环流逻辑控制器

无环流逻辑控制器可由电平检测、逻辑判断、延时电路和联锁保护四个基本环节组成。其输入为电流给定或电流极性鉴别信号和零电流检测信号 U_i^* 和 U_{i0} ，输出是封锁正组和反组脉冲的信号 U_{blf} 和 U_{blr} 。一种代表性的逻辑无环流控制器如图 4-36 所示。

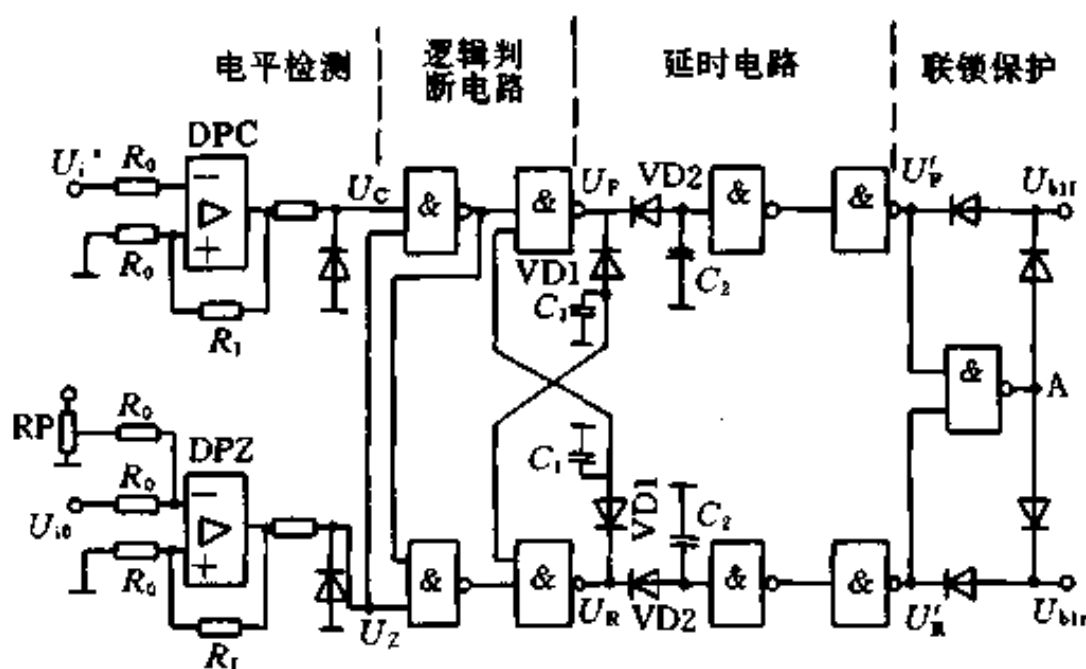


图 4-36 无环流逻辑控制器 DLC 原理图

电平检测的任务是将控制系统中连续变化的模拟量转换成“1”或“0”两种状态的数字量，实际上是一个模数转换器。一般可由带正反馈的运算放大器组成(如图 4-36 中所示)，并且有一定的继电特性，以增加抗干扰能力。电流极性鉴别器 DPC 的输入为电流给定信号 U_i^* ，输出为电流极性信号 U_c ，“1”态表示正向电流，“0”态表示负向电流。零电流检测器 DPZ 的输入为零电流信号 U_0 ，输出为 U_2 ，主电路有电流时， U_2 为“0”，主电路电流接近零时， U_2 为“1”。

逻辑判断电路的任务是根据两个电平检测器的输出信号 U_c 和 U_2 经过逻辑运算后，发出正确的正、反组切换信号 U_F 和 U_R 。 U_F 和 U_R 均有“1”和“0”两种状态，假设“1”态时开放脉冲，“0”态时封锁脉冲，则根据可逆系统电动机运行状态可列出各种状态下逻辑判断电路各量之间的关系，删去重复项后可得逻辑判断电路的真值表，从而列出逻辑代数式并简化得

$$U_F = \overline{U_R} \cdot (U_c \cdot U_2) \quad (4-23)$$

$$U_R = U_F \cdot \overline{[(U_C \cdot U_Z) \cdot U_Z]} \quad (4-24)$$

根据式(4-23)和式(4-24)可用与非门实现逻辑判断电路如图4-36中所示。

在逻辑判断电路发出切换指令 U_F 和 U_R 后, 必须经过封锁延时后封锁原工作组, 再经过触发延时后开发另一组脉冲。所以, 无环流逻辑控制器中必须设置相应的延时电路, 这个电路通过在与非门输入端加接二极管和电容 C 来实现。加入 VD 和 C 后, 当与非门输入由“0”变到“1”时, 必须先使电容充电到开门电平时, 输出才由“1”变为“0”, 即与非门的输出由“1”态变到“0”态时有个动作延时。电容充电到开门电平的时间则为延时时间。

为避免电路故障时出现逻辑判断和延时电路两个输入 U'_F 和 U'_R 同时为“1”, 而导致两组晶闸管同时开放, 产生电源短路事故, 在无环流逻辑控制器的最后部分设置了多“1”联锁保护电路, 如图4-36中所示。其工作原理如下: 正常工作时, U'_F 和 U'_R 总是一个为“1”, 而另一个为“0”, 这时联锁保护电路的 A 点电位始终为“1”状态, 则实际上封锁脉冲信号 U_{bf} 和 U_{br} 与 U'_F 和 U'_R 的状态完全相同, 总能封锁一组。当发生 U'_F 和 U'_R 同时为“1”的故障时, 联锁保护环节中 A 点电位立即变为“0”态, 将 U_{bf} 和 U_{br} 都接到“0”, 使两组脉冲同时封锁, 起到保护作用。

图4-35所示的逻辑无环流系统中采用了两个电流调节器和两套触发装置, 分别控制正、反组变流器。实际上任何时刻只有一组晶闸管在工作, 另一组由于脉冲封锁而处于阻断状态, 这时它的电流调节器和触发装置是闲置的。如果采用电子模拟开关进行选择, 就可以使系统简化为用一套电流调节器和触发装置来实现逻辑无环流可逆系统的控制。

逻辑无环流调速系统不需要环流电抗器, 没有附加损耗, 可节省变压器和晶闸管的设备容量, 与有环流系统相比, 因换流失败而造成的事故率大为降低。但是由于存在电流换向死区, 影响了过渡过程的快速性。为此提出了一些逻辑无环流系统的改进方

案，读者可查阅有关文献。

四、错位无环流可逆调速系统

错位无环流可逆调速系统与逻辑无环流可逆系统的区别在于实现无环流的方法不同。在错位无环流可逆系统中，不用设置复杂的逻辑控制器，当一组工作时，并不封锁另一组的触发脉冲，而是利用触发脉冲的错开来实现无环流。在两组同时施加触发脉冲上，错位无环流可逆系统和有环流可逆系统是一样的，只是脉冲相位错开得较远。在有环流可逆系统中采用 $\alpha = \beta$ 配合控制时，两组脉冲的关系是 $\alpha_f + \alpha_r = 180^\circ$ ， $U_\alpha = 0$ 时的初始相位

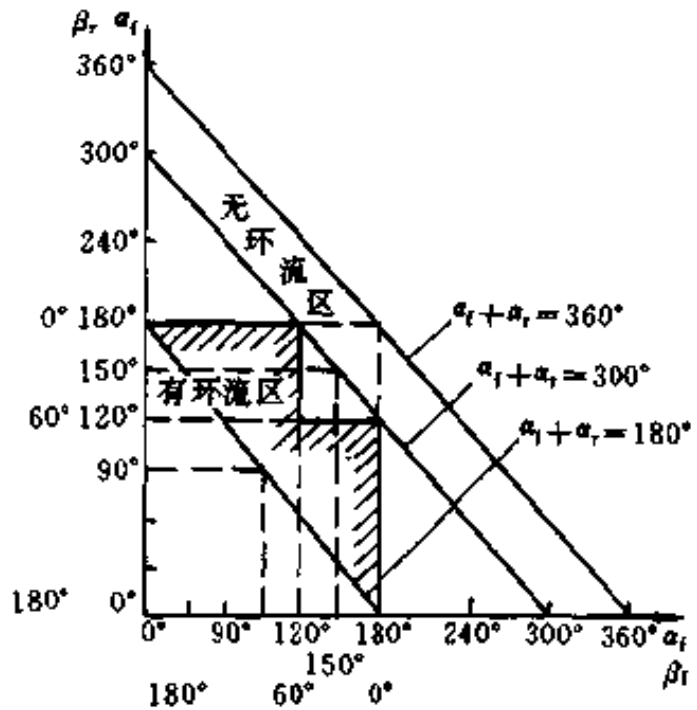


图 4-37 正反组控制角的配合特性

整定在 $\alpha_{f0} = \alpha_{r0} = 90^\circ$ ，因而可以消除直流环流，但仍然存在脉动环流。从第二章中的环流分析中可以知道，脉动环流将随着 $\alpha > \beta$ 程度的增加而减小。当正反两组变流器的相位控制角在图 4-37 中阴影区以外时就没有直流环流了。

所以，采用配合控制的移相方式时，当 $\alpha_f + \alpha_r = 300^\circ \sim 360^\circ$ 时，系统无环流。而 $\alpha_f + \alpha_r = 300^\circ$ 时的配合控制为有无环流的临界状态，万一参数发生变化，使控制角变小，就会在某些范围内出现环流。为了保证不产生环流，实际上常采用 $\alpha_f + \alpha_r = 360^\circ$ 的配合控制，将零位定在 $\alpha_{f0} = \alpha_{r0} = 180^\circ$ 。因而当一组脉冲控制角小于 180° 时，另一组脉冲控制角一定大于 180° ，此时该组的晶闸管一直处于反向阻断状态，不可能导通，当然也就不会产生直流环流了。 α_f

$+\alpha_r=360^\circ$ 的触发控制特性如图4-38所示，由于脉冲控制角大于 180° ，实际对系统是无用的，因此常常只让它停留在 180° 处，或在大于 180° 后停止发脉冲，图中控制角超过 180° 的部分用虚线表示。

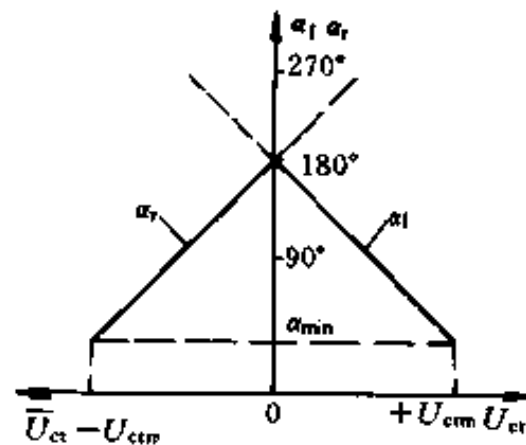


图4-38 错位无环流 $\alpha_{r0}=\alpha_{i0}=180^\circ$ 时的移相控制特性

由于两组脉冲控制信号错得较远，必定有较大的电压死区。因此错位无环流可逆系统常常带电压内环，以缩小反向时的电压死区，加快系统切换过程；抑制电流断续等非线性因素的影响，提高系统的动、静特性；另外，能防止动态环流，保证电流安全换向。系统的原理框图如图4-39所示。从整个系统的结构形式来看，除增设电压内环和去掉环流电抗器外，与图4-32所示的配合控制有环流可逆系统没有什么区别。它们之间的主要区别在于零位的整定，而这一关键点在系统原理框图上是看不出来的。

错位无环流可逆系统的零位定在 180° 时，两组的移相控制特

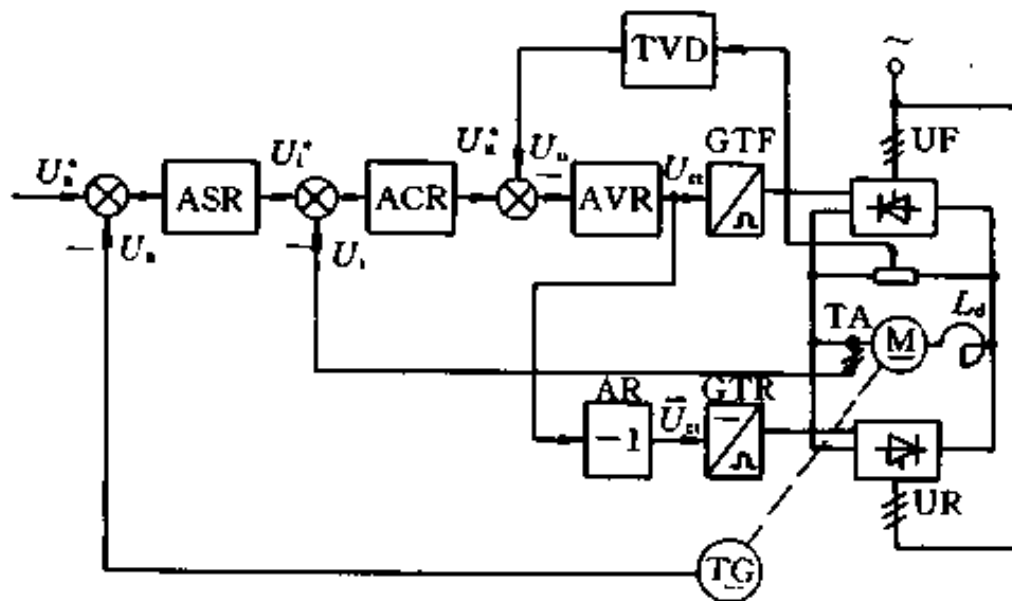


图4-39 错位无环流可逆系统原理图

性恰好分在纵轴的左右两侧，因此两组变流器的工作范围可按 U_{α} 的极性来划分， U_{α} 为正时正组工作， U_{α} 为负时反组工作。利用这一特点还可以省掉一套触发装置，根据 U_{α} 的极性通过电子开关选择触发正组还是反组，即错位选触无环流可逆系统。原理框图示于图 4-40，其中 SAF 和 SAR 分别是正、反组电子模拟开关。除此之外，系统的工作原理都与图 4-39 系统相同。

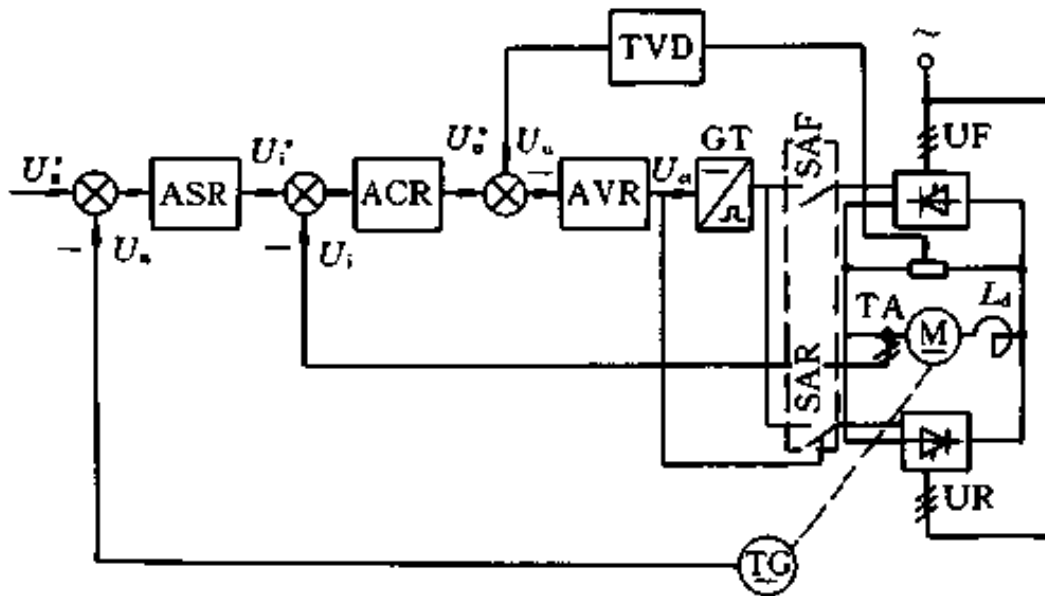


图 4-40 错位选触无环流可逆系统原理图

习题与思考题

4-1 试回答下列问题：

(1) 在转速负反馈单闭环有静差调速系统中，突减负载后进入稳定运行状态，此时晶闸管整流装置的输出电压 U_d 较之负载变化前增加、减少还是不变？

(2) 在无静差调速系统中，如果突加负载，到稳态时转速 n 和整流装置的输出电压 U_d 增加、减少还是不变？

4-2 图 4-10 单闭环有静差调速系统中，在 U_i^* 不变条件下，调节反馈电位计 RP_2 使转速反馈系数 α 增加一倍，试问电动

机转速 n 是升高还是下降,系统稳态速降比原来增加还是减少?对系统的稳定性是利还是不利?为什么?

4-3 某调速系统的调速范围是 $1500 \sim 150 \text{ r/min}$ (即 $D=10$),要求静差率为 $s=2\%$,那么系统允许的稳态速降是多少?如果开环系统的稳态速降是 100 r/min ,则闭环系统的开环放大倍数应有多少?

4-4 有一 V-M 系统,电动机铭牌参数为 $P_{\text{nom}}=2.5\text{kW}$, $U_{\text{nom}}=220\text{V}$, $I_{\text{nom}}=15\text{A}$, $n_{\text{nom}}=1500 \text{ r/min}$, $R_a=2\Omega$,整流装置内阻 $R_{\text{rec}}=1\Omega$,触发整流环节的放大倍数为 $K_a=30$,要求调速范围 $D=20$,静差率 $s=10\%$ 。

(1)计算开环系统的稳态速降和调速要求所允许的稳态速降。

(2)采用转速负反馈组成闭环系统,试画出系统的稳态结构图。

(3)调整该系统,使当 $U_n^* = 20\text{V}$ 时,转速 $n=1000 \text{ r/min}$,则转速反馈系数应为多少?

(4)计算所需的放大器放大倍数。

(5)若主电路电感 $L=60 \text{ mH}$,系统飞轮惯量 $GD^2=1.8 \text{ Nm}^2$,整流电路为三相零式,则所设计的转速负反馈系统是否稳定?为了保证稳定,允许的最大开环放大系数是多少?

4-5 为什么积分控制的调速系统是无静差的?积分调节器的输入偏差电压为零时,输出电压取决于哪些因素?

4-6 在双闭环调速系统稳态特性的平直段和下垂段,ASR 和 ACR 分别工作在线性还是限幅状态?

4-7 在转速、电流双闭环调速系统中,转速调节器有哪些作用?其输出限幅值应按什么要求来整定?电流调节器有哪些作用?其限幅值应如何整定?

4-8 双闭环调速系统稳态运行时,两个 PI 调节器的输入偏差(给定与反馈之差)是多少?它们的输出电压是多少?为什么?

4-9 如果双闭环调速系统的转速调节器不是 PI 调节器,而

用比例调节器，对系统的动、静性能会有什么影响？

4-10 试从以下各方面来比较双闭环系统和带电流截止的单环系统：

- (1) 静特性；
- (2) 动态限流性能；
- (3) 启动快速性；
- (4) 抗负载扰动性能；
- (5) 抗电源电压波动的性能。

4-11 双闭环调速系统调试时，遇到下列情况会出现什么现象：

- (1) 电流反馈极性接反；
- (2) 转速反馈极性接反；
- (3) 启动时 ASR 未达饱和；
- (4) 启动时 ACR 达到饱和。

4-12 在具有电流变化率调节器的三环调速系统中，采用电流变化率环的目的是什么？在 I_d 从零上升到最大值之前，ASR、ACR 和 ADR 分别工作在线性还是限幅状态？

4-13 试分析工作于以下几种系统时 α 和 β 间的大小关系：

- (1) 有环流可逆系统；
- (2) 可控环流的可逆系统，当负载较轻时和负载增大到一定值时；
- (3) 错位控制无环流可逆系统。

第五章 电气传动系统调节器的工程设计

设计电气传动控制系统，首先应该进行总体设计、基本部件选择和静态参数计算，以形成基本的传动系统；然后建立基本系统的动态数学模型，检查基本系统的稳定性和动态性能。如果系统不稳定或动态性能不好，就必须配置合理的动态校正装置，使校正后的系统能全面地满足要求。

动态校正方法有许多种，而且对于一个系统来说能够符合要求的校正方案也不是唯一的。在电气传动系统中，常用串联校正和反馈校正，它们可以很容易地由运算放大器构成的有源校正调节器来实现。通常采用经典控制理论中的频率特性法来设计校正环节，基本思路是：根据工作机械和工艺的要求确定系统的动、静态性能指标，然后，根据性能指标求得相应的预期开环对数频率特性，最后，比较预期开环频率特性和控制对象的固有频率特性，确定校正环节的结构和参数。这种设计方法需要设计者具有扎实的理论基础、丰富的实际经验和熟练的设计技巧，在工程中应用不很方便。所以希望有一种既便于分析计算又有明确物理意义的简便实用的工程设计方法。

现代电气传动系统，除电动机外，都是由惯性很小的电力电子器件及集成电路调节器等组成。经过合理的简化处理，整个系统一般都可以用低阶系统近似。而以运算放大器为核心的有源校正网络（调节器）可以实现精确的比例、积分、微分控制规律，于是就有可能将多种多样的控制系统简化和近似成少数典型的低阶系统结构。如果事先对这些系统作出比较深入的研究，把它们的开环对数频率特性当作预期的特性，弄清楚它们的参数和系统性能指标的关系，写成简单的公式或制成简明的图表，那么在设计实际系统时，只要能把它们校正或简化成典型系统的形式，就可

以利用现成的公式和图表来进行参数计算，设计过程就要简便得多。这就是工程设计法的思路。

电气传动系统的工程设计法主要有“调节器最佳整定法”、“振荡指标法”、“模型控制法”等。“调节器最佳整定法”也称作“二阶最佳”和“三阶最佳”参数设计法，其公式简明好记便于接受和使用。“振荡指标法”在伺服系统中常用，其理论证明虽然比较麻烦，但所得结论却很简单，有其独到之处，将它引入电气传动控制系统工程设计后，获得了良好的效果。对动态性能要求较精确时，可采用“模型控制法”，它用中频宽度 a 、中衰宽度 b 和控制信号滤波时间常数相对值 c 三个变数来概括系统中各参数的变化，得到了比较完整的结果。对于更复杂的系统可采用高阶或多变量系统的计算机辅助分析和设计方法。本章重点介绍“振荡指标法”，并以转速、电流双闭环系统为例介绍调节器的具体设计方法。

第一节 典型系统及性能指标

一、控制系统的动态性能指标

控制系统的动态性能指标包括跟随性能指标和抗扰性能指标两类。

1. 跟随性能指标

在给定信号（或称参考输入信号） $R(t)$ 的作用下，系统输出量 $C(t)$ 的变化情况可用跟随性能指标来描述，通常以输出量的初始值为零时的阶跃响应过程作为典型的跟随过程，如图5-1所示。一般希望在阶跃响应中输出量 $C(t)$ 与其稳态值 C_{∞} 的偏差越小越好，达到稳态值 C_{∞} 的时间越快越好。跟随性能指标主要有下述各项：

(1) 上升时间 t_r 输出量从零起第一次上升到稳态值 C_{∞} 所经过的时间称为上升时间。它表示动态响应的快速性。

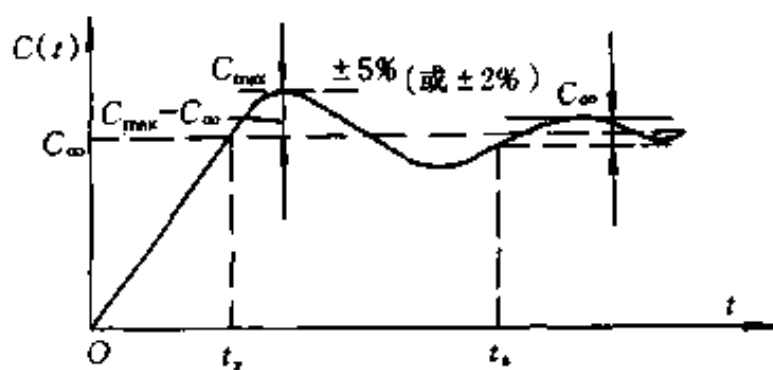


图 5-1 典型的阶跃响应曲线和跟随性能指标

(2) 超调量 σ 输出量超过其稳态值的最大偏离量与稳态值之比，用百分数表示称为超调量，即

$$\sigma = \frac{C_{\max} - C_{\infty}}{C_{\infty}} \times 100\% \quad (5-1)$$

超调量反映系统的相对稳定性。超调量越小，相对稳定性越好。

(3) 调节时间 t_s 输出量达到并不再超出稳态值的某个区域（通常取 $\pm 2\% \sim \pm 5\%$ ）所需的最短时间，定义为调节时间，也称过渡过程时间。它衡量系统整个调节过程的快慢。

分析和设计系统经常在频率域进行，对最小相位系统而言，在频率域常用开环对数幅频特性和闭环幅频特性来评价系统动态性能的好坏。控制系统的幅频特性如图 5-2 所示。

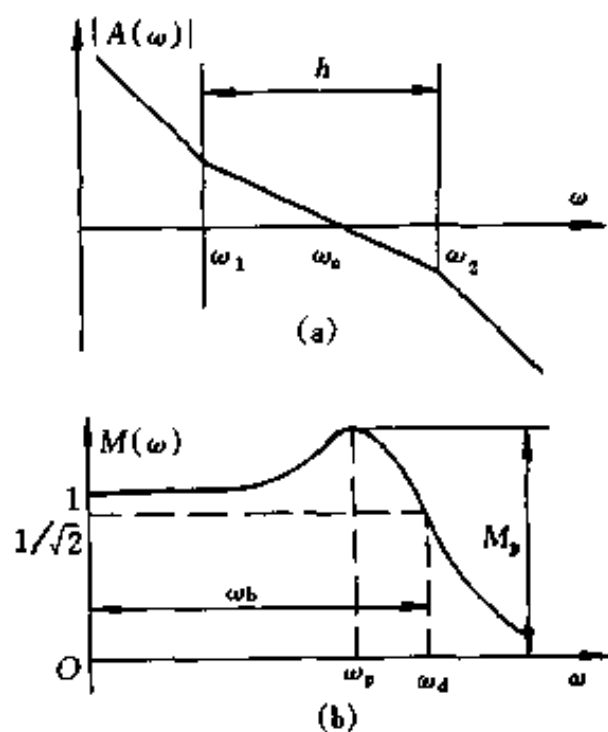


图 5-2 幅频特性
(a) 开环对数幅频特性；(b) 闭环幅频特性

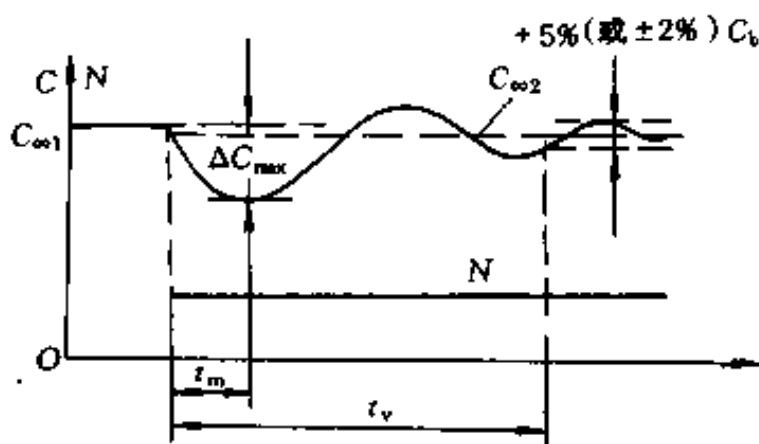
开环对数幅频特性通常以 -20dB/dec 的斜率穿越零分贝线。

这段特性的频域宽度 $h = \omega_2 / \omega_1$ 称为中频宽，它表明系统稳定性的好坏；而交接频率 ω_c 的大小反映了系统响应的快慢；另外，低频段的放大倍数 $|A(0)|$ 反映了系统的稳态精度的高低。因此开环对数幅频特性通常用中频宽 h ，交接频率 ω_c 和低频段放大倍数 $A(0)$ 来描述系统的动态性能（一般 h 、 ω_c 大些，系统就有较好的稳定性、快速性和稳态精度）。

闭环幅频特性通常用谐振幅值 M_p 和截止频率 ω_d 来描述系统的动态性能。谐振幅值 M_p 的大小表示系统输出量阻尼的好坏，如振荡的趋势，或稳定性的好坏，超调量的大小等。 M_p 越小，系统的阻尼越强。 $M_p = 1$ 时，系统的动态过程很平稳。一般系统要求 $M_p < 1.7$ ，在许多调速系统中要求 $M_p < 1.1 \sim 1.2$ 。截止频率 ω_d 定义为在 $\omega = \omega_d$ 处； $M(\omega_d) = \sqrt{2} M(0) / 2$ ，也可以用带宽 ω_b 来代替，它反映了系统响应的快慢。通常 ω_b 越宽，系统的快速性越好。

2. 抗扰性能指标

一般以系统稳定运行中突然加一个使输出量降低的扰动 N 以后的过渡过程作典型的跟随过程，如图 5-3 所示。抗扰性能指标主要有下述两项：



(1) 动态降落 图 5-3 突加扰动的动态过程和抗扰性能指标

$\Delta C_{\max} \%$ 系统稳定运行时，突然加一个约定的标准扰动量，在过渡过程中所引起的输出量最大降落值 ΔC_{\max} 用输出量原稳态值 $C_{\infty 1}$ 的百分数表示，称为动态降落，即

$$\Delta C_{\max} \% = \frac{\Delta C_{\max}}{C_{\infty 1}} \times 100 \% \quad (5-2)$$

输出量在动态降落后逐渐恢复，达到新的稳态值 $C_{\infty 2}$ ，差值 $C_{\infty 1} -$

$C_{\infty 2}$ 是系统在该扰动作用下的稳态降落。

(2) 恢复时间 t_v 从阶跃扰动作用开始到输出量恢复到不再超过新稳态值的某个区域 (通常取 $\pm 2\% \sim \pm 5\%$) 所需的最短时间, 定义为恢复时间。

动态降落 $\Delta C_{\max} \%$ 越小, 恢复时间 t_v 越短, 系统的抗扰性能越好。

二、典型系统

一般来说, 许多控制系统的开环传递函数都可用(5-3)式来表示

$$W(s) = \frac{K(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{s^r(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (5-3)$$

根据系统含有的积分环节 $r=0, 1, 2, \dots$ 等的不同数值, 分别称为 0 型系统、I 型系统、II 型系统等。自动控制理论证明, 0 型系统在稳态时是有差的, 而 II 型和 III 型以上的系统很难稳定。因此, 为了保证稳定性和一定的稳态精度, 通常多用 I 型系统和 II 型系统。而 I 型系统和 II 型系统的结构又有多种多样, 下面各选一种作为典型系统进行讨论。

1. 典型 I 型系统

典型 I 型系统的开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (\text{其中 } K < 1/T) \quad (5-4)$$

它的闭环系统结构图和开环对数频率特性示于图 5-4(a)和(b)。其对数幅频特性的中频段以 -20dB/dec 的斜率穿越零分贝线, 只要参数的选择能够保证足够的中频带宽, 系统就有一定的稳定性, 且有足够的稳定余量。系统相角稳定裕度为

$$\gamma = 180^\circ - 90^\circ - \arctg \omega_c T = 90^\circ - \arctg \omega_c T > 45^\circ$$

2. 典型 II 型系统

典型 II 型系统的开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} \quad (\text{其中 } \tau > T) \quad (5-5)$$

它的闭环系统结构图和开环对数频率特性示于图 5-5(a)和(b), 其中频段也是以 -20dB/dec 的斜率穿越零分贝线。相角稳定裕度为

$$\gamma = 180 - 180^\circ + \arctg\omega_c\tau - \arctg\omega_c T = \arctg\omega_c\tau - \arctg\omega_c T$$

τ 比 T 大得越多, 则稳定裕度越大。

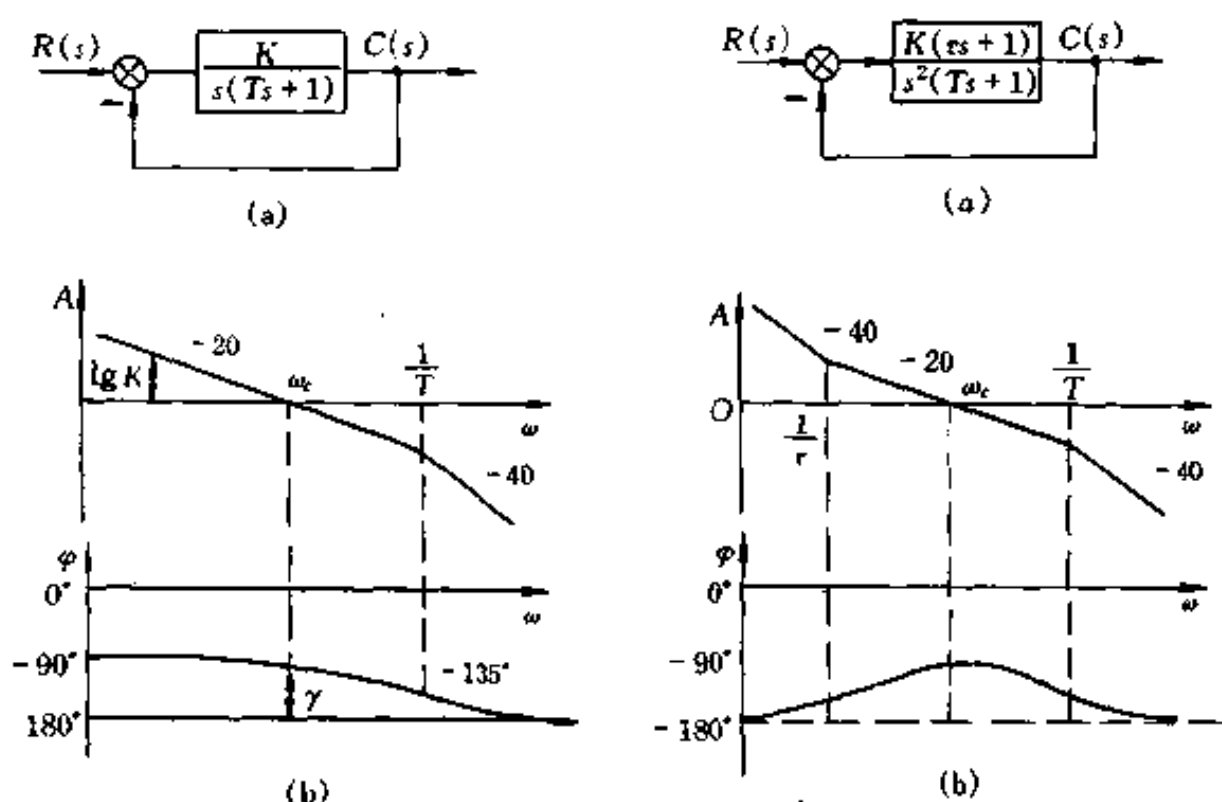


图 5-4 典型 I 型系统
(a) 闭环系统结构图;
(b) 开环对数频率特性

图 5-5 典型 II 型系统
(a) 闭环系统结构图;
(b) 开环对数频率特性

确定了典型系统的结构以后, 需要找出系统参数与性能指标的关系, 也就是说, 需推导出参数计算公式并制出参数与性能指标的关系的表格, 以便工程设计时应用。

三、典型 I 型系统参数和性能指标的关系

典型 I 型系统的开环传递函数中有两个参数, 开环增益 K 和

时间常数 T 。实际上时间常数 T 往往是控制对象本身固有的,能够由调节器改变的只有开环增益 K ,故需要找出性能指标和 K 值的关系。

在图 5-4(b) $\omega=1$ 处,典型 I 型系统的对数幅频特性幅值是

$$L(\omega)|_{\omega=1} = 20\lg K = 20(\lg\omega_c - \lg 1) = 20\lg\omega_c$$

所以 $K = \omega_c$ (当 $\omega_c < 1/T$ 时) (5-6)

开环增益 K 越大,则交接频率 ω_c 也越大,系统响应越快。但由典型 I 型系统的相角稳定裕量 $\gamma = 90^\circ - \arctg\omega_c T$ 可见。当 ω_c 增大时, γ 将降低,这也说明快速性与稳定性的矛盾。在具体选择参数时须在二者之间折衷。

1. 典型 I 型系统跟随性能指标与参数的关系

典型 I 型系统是二阶系统,而二阶系统的跟随性能指标与其参数之间有着准确的数学关系。典型 I 型系统的闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)} = \frac{\frac{K}{T}}{s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{K}{T}} \quad (5-7)$$

二阶系统的自然振荡频率 ω_n 和阻尼比 ξ 分别与典型 I 型系统的参数对应,即

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T}}, \quad \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{KT}}$$

前面已经指出,在典型 I 型系统中 $KT < 1$, 所以 $\xi > 0.5$ 。而由二阶系统的性质可知,当 $\xi < 1$ 时,系统的动态响应是欠阻尼的振荡特性;当 $\xi > 1$ 时,是过阻尼状态;当 $\xi = 1$ 时,是临界阻尼状态。由于过阻尼的动态响应较慢,所以一般常把系统设计成欠阻尼状态。因此在典型 I 型系统中,取

$$0.5 < \xi < 1 \quad (5-8)$$

由自动控制理论可知,欠阻尼二阶系统在零初始条件下的阶跃响应动态指标计算公式为

$$\text{超调量} \quad \sigma = e^{-\frac{\xi}{\sqrt{KT-1}}} \quad (5-9)$$

$$\text{上升时间} \quad t_r = \frac{2T}{\sqrt{4KT-1}} \left\{ \pi - \arccos \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{KT}} \right\} \quad (5-10)$$

调节时间 t_s 与 KT 的关系复杂, 如果要求不很精确, 允许误差带为 $\pm 5\%$ 的调节时间可用下式近似估算

$$t_s \approx 3/\xi\omega_n = 6T (\text{当 } KT > 0.39) \quad (5-11)$$

$$\text{相角稳定裕量} \quad \gamma = \arctg \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\sqrt{4K^2T^2-1}-1}} \quad (5-12)$$

$$\left. \begin{array}{l} M_p = 1 \quad (0 < KT \leq 0.5) \\ M_p = \frac{2KT}{\sqrt{4KT-1}} \quad (KT > 0.5) \end{array} \right\} \quad (5-13)$$

对应 $KT=0.25 \sim 1$ 之间的几个值的典型 I 型系统动态跟随性能指标计算值列于表 5-1 中。

表 5-1 典型 I 型系统参数与动态跟随性能指标

参数关系 KT	0.25	0.39	0.5	0.69	1.0
阻尼比 ξ	1.0	0.8	0.7	0.6	0.5
超调量 σ	0	1.5%	4.3%	9.5%	16.3%
振荡指标 M_p	1	1	1	1.04	1.15
相角裕量稳定 $\gamma(\omega_c)$	76.3°	69.9°	65.5°	59.2°	51.8°
上升时间 t_r	∞	6.67T	4.72T	3.34T	2.41T

具体选择参数时, 如果主要要求动态响应快, 可取 $KT=0.69 \sim 1.0$; 如果主要要求超调小, 可取 $KT=0.25 \sim 0.39$; 如果要求无超调, 可取 $KT=0.25$; 无特殊要求时, 一般用折衷值, 即 $KT=0.5$, $\xi=0.707$, 此时动态响应略有超调 ($\sigma=4.3\%$)。

2. 典型 I 型系统抗扰性能指标与参数的关系

图 5-6(a) 是在扰动 N 作用下的典型 I 型系统。在扰动作用点前面这部分传递函数是 $W_1(s)$, 后面一部分是 $W_2(s)$, 而且

$$W_1(s)W_2(s) = W(s) = \frac{K}{s(Ts+1)} \quad (5-14)$$

只讨论抗扰性能时,可令输入作用 $R=0$, 这时输出量可写成其变化量 ΔC , 再将扰动作用 $N(s)$ 前移到输入作用点上, 得图 5-6(b) 所示的等效结构图。显然, 虚线框中部分就是闭环的典型 I 型系统。

由图可知, 扰动 $N(s)$ 作用下的传递函数为

$$\frac{\Delta C(s)}{N(s)} = \frac{1}{W_1(s)} \times \frac{W(s)}{1 + W(s)} \quad (5-15)$$

显然, 系统的抗扰性能与典型 I 型的结构直接有关, 而且还和扰动作用点以前的传递函数 $W_1(s)$ 有关, 即和扰动作用点有关。某种特定量的抗扰性能指标只适用于一种特定的扰动作用点, 不能像分析跟随性能指标那样, 只靠典型系统总的传递函数就能唯一确定抗扰性能指标, 这就给分析抗扰性能增加了复杂性。这里我们只针对常用的调速系统, 分析图 5

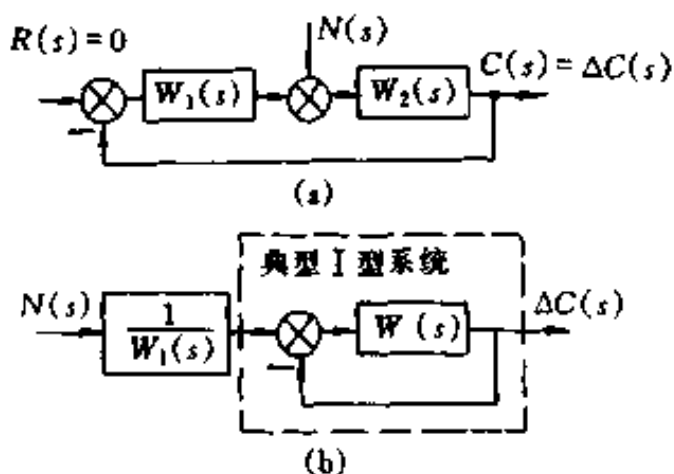


图 5-6 扰动作用下的典型 I 型系统及其等级结构图

(a) 典型 I 型系统; (b) 图 (a) 系统的等级结构图

- 7 所示的一种情况, 以给出分析方法。

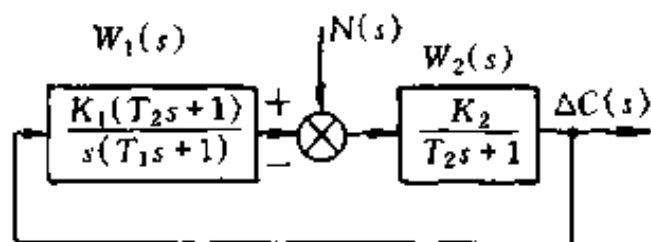


图 5-7 典型 I 型系统在一种扰动作用下的动态结构图

图 5-7 中扰动作用点前后两部分传递函数的增益分别为 K_1 和 K_2 , 而 $K_1 K_2 = K$, 两部分的固有时间常数为 T_1 和 T_2 , 且 $T_2 > T_1 = T$ 。为了把系统校正成典型 I 型系统, 在扰动作用点前设置了

具有比例积分环节(T_2s+1)的调节器,以便与控制对象传递函数分母中(T_2s+1)对消。这样,系统总的传递函数是符合式(5-14)的。

根据式(5-15),在阶跃扰动 $N(s)=N/s$ 作用下,有

$$\Delta C(s) = \frac{NK_2(Ts+1)}{(T_2s+1)(Ts^2+s+K)}$$

如果调节器参数已经先按跟随性能指标选定为 $KT=0.5$ 或 $K=K_1K_2=1/2T$,则

$$\Delta C(s) = \frac{2NK_2T(Ts+1)}{(T_2s+1)(2Ts^2+2Ts+1)} \quad (5-16)$$

利用部分分式法分解式(5-16),再求拉氏反变换,可得阶跃扰动后输出变化量过渡过程的时间函数为

$$\Delta C(t) = \frac{2NK_2m}{2m^2-2m+1} \left[(1-m)e^{-t/T_2} - (1-m)e^{-t/T_2} \cos \frac{t}{2T} + me^{-t/2T} \sin \frac{t}{2T} \right] \quad (5-17)$$

式中 $m=T_1/T_2$ 表示控制对象中两个时间常数的比值,它的值是小于1的。

取不同 m 值,可计算出相应的 $\Delta C(t)=f(t)$ 动态过程曲线,从而求得输出量的最大动态降落 ΔC_{\max} (用基准值 C_b 的百分数来表示)和对应的时间 t_m (用 T 的倍数表示),以及允许误差带为 $\pm 5\% C_b$ 时的恢复时间 t_v (用 T 的倍数表示)。计算结果列于表 5-2 中。

表 5-2 典型 I 型系统动态抗扰性能指标与参数的关系 ($KT=0.5$)

$m = \frac{T_1}{T_2} = \frac{T}{T_2}$	$\frac{1}{5}$	$\frac{1}{10}$	$\frac{1}{20}$	$\frac{1}{30}$
$\Delta C_{\max}/C_b$	55.5%	33.2%	18.5%	12.9%
t_m/T	2.8	3.4	3.8	4.0
t_v/T	14.7	21.7	28.7	30.4

计算的主要目的是为了分析参数变化对抗扰性能影响的趋势,为了使 $\Delta C_{\max}/C_b$ 的数值能落在合理的范围内,将基准值 C_b 取

为

$$C_b = K_2 N / 2 \quad (5-18)$$

由表 5-2 中数据可以看出,当控制对象的两个时间常数相距较大时,动态降落减小,但恢复时间却拖得较长。

四、典型 I 型系统参数和性能指标的关系

典型 I 型系统的开环传递函数有三个参数,其中时间常数 T 往往是控制对象固有的,而参数 K 和 τ 待确定,这就增加了选择参数工作的复杂性。

为了分析方便起见,再将典型 I 型系统的开环对数幅频特性画于图 5-8。不失一般性,设 $\omega=1$ 点处在 -40dB/dec 特性段,由图 5-8 可以看出

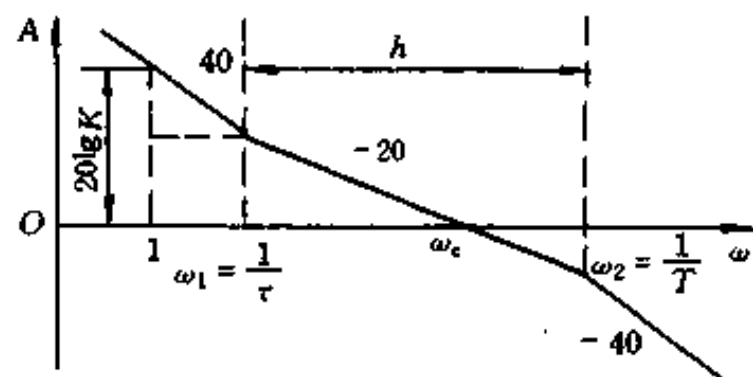
$$20\lg K = 40\lg\omega_1 + 20\lg(\omega_c/\omega_1) = 20\lg\omega_1\omega_c$$

因此
$$K = \omega_1\omega_c \quad (5-19)$$

而中频宽为
$$h = \omega_2/\omega_1 = \tau/T \quad (5-20)$$

从幅频特性上还可看出,由于 T 一定,改变 τ 就等于改变了中频宽 h ; 在 τ 确定以后,再改变 K 相当于使开环对数幅频特性上下平移,从而改变了交接频率 ω_c 。因此在作动态设计时,选择两个参数 h 和 ω_c , 就相当于选择参数 τ 和 K 。

在工程设计中,如果两个参数都任意选择,就需要比较多的图表和数据,这样做虽然可以针对不同的情况来选择参数,以便获得比较理想的动态性能,但终究是不太方便的。



因此,如果能够在这两个参数之间找到某种对动态性能有利的关系,选择其中一个参数就可以计算出另一个参数,那么双参数的设计问

题可以化成单参数设计，使用起来自然就方便多了。显然，这样做对于照顾不同的要求，优化动态性能来说，多少是要作出一些牺牲的。

若采用“振荡指标法”中所用的闭环幅频特性谐振幅值 M_p 最小准则来找出 h 和 ω_c 两个参数之间的较好的配合关系，则可以证明^[2]，它们之间的关系为

$$\frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1} \quad (5-21)$$

$$\frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2} \quad (5-22)$$

对应的最小 M_p 峰值是 $M_{pmin} = \frac{h+1}{h-1}$ (5-23)

确定了 h 和 ω_c 之后，可以很容易地计算 τ 和 K 。由式(5-20)得

$$\tau = hT \quad (5-24)$$

再由式(5-19)和式(5-22)得

$$K = \omega_1 \omega_c = \omega_1^2 \times \frac{h+1}{2} = \left(\frac{1}{hT}\right)^2 \times \frac{h+1}{2} = \frac{h+1}{2h^2T^2} \quad (5-25)$$

式(5-24)和式(5-25)是工程设计方法中计算典型 I 型系统参数的公式。只要按动态性能指标的要求确定了 h 值，就可以计算出 τ 和 K ，从而确定典型 I 型系统。

下面讨论性能指标和 h 值的关系。

1. 典型 I 型系统跟随性能指标与参数的关系

按 M_p 最小准则设计系统时，典型 I 型系统的开环传递函数可用参数 h 表示为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} = \left(\frac{h+1}{2h^2T^2}\right) \frac{hTs + 1}{s^2(Ts + 1)}$$

对应的闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)} = \frac{hTs + 1}{\frac{2h^2}{h+1}T^3s^3 + \frac{2h^2}{h+1}T^2s^2 + hTs + 1} \quad (5-26)$$

当输入为单位阶跃信号时,用数字仿真的方法可以求得以 T 为时间基准, h 取不同值时的阶跃响应 $C(t/T)$ (如图 5-9 所示),从而计算出超调量 σ , 上升时间 t_r/T , 调节时间 t_s/T 和振荡次数 k 。与不同中频宽 h 对应的 $M_{p,\min}$ 一同列于表 5-3 中。

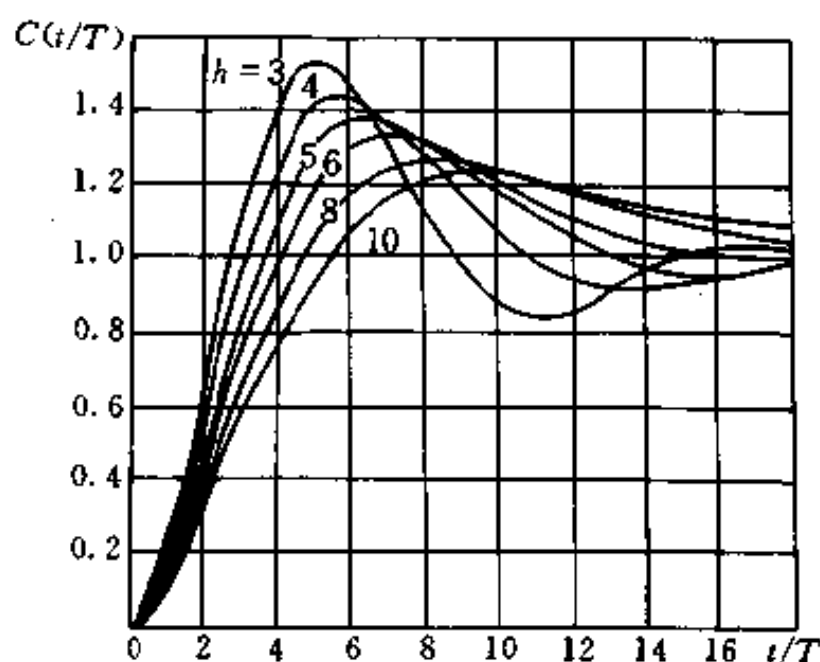


图 5-9 典型 I 型系统阶跃响应

表 5-3 典型 I 型系统跟随性能指标与参数的关系
(按 $M_{p,\min}$ 准则确定参数关系时)

h	3	4	5	6	7	8	9	10
$M_{p,\min}$	2	1.67	1.5	1.4	1.33	1.29	1.25	1.22
σ	52.6%	43.6%	37.6%	33.2%	29.8%	27.2%	25.0%	23.3%
t_r/T	2.4	2.65	2.85	3.0	3.1	3.2	3.3	3.35
t_s/T	12.15	11.65	9.55	10.45	11.30	12.25	13.25	14.20
k	3	2	2	1	1	1	1	1

由于过渡过程的衰减振荡性质，调节时间随 h 的变化不是单调的，以 $h=5$ 时的调节时间为最短。此外， h 越大则超调量越小，如果要求使 $\sigma \leq 25\%$ ，就得选择中频宽 $h \geq 9$ 才行，但对应的调节时间将加长，而且，从后面的分析将知道，中频宽过大会使扰动作用下的恢复时间加长，对系统的抗扰性能不利。

总的来说，按振荡指标最小准则设计的典型 I 型系统的超调量比较大，例如 $h=5$ 时， $\sigma=37.6\%$ 。在“模型系统法”中，为了减小超调量，在闭环系统前面再串接一个给定滤波环节，如图 5-10 所示。其物理意义是将给定量进行滤波后再送入闭环系统。显然加入给定滤波环节并不影响闭环系统的稳定性和闭环系统的抗扰能力。它主要起压低超调的作用，当然也会使调节时间加长。欲使所加滤波环节能全面地改善输出响应，关键在于滤波时间常数 T_0 的选取。计算分析表明^[11]，在 $h=4 \sim 10$ 时，可取 $T_0=(2 \sim 4)T$ ，这样系统的动态性能较好。例如 $h=5$ 时，取 $T_0=3T$ ，则超调 $\sigma \approx 6\%$ ，上升时间 $t_r \approx 6T$ ，调节时间 $t_s \approx 12T$ 。

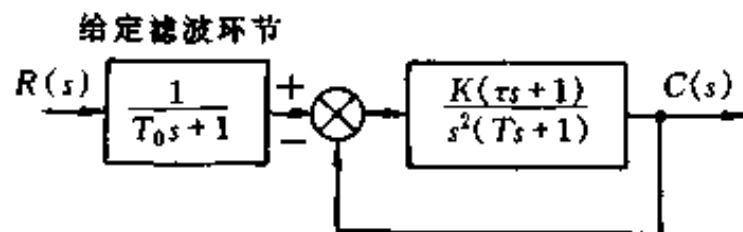


图 5-10 带给定滤波器的典型 I 型系统

采用加给定滤波器的方法固然能大大压低超调量，但这是在不考虑调节器饱和的情况下完全按线性系统的规律计算出来的。实际调速系统在阶跃响应中调节器通常要饱和，因此用强加给定滤波来压低超调量看起来似乎有效，实际上并没有什么实际意义。关于考虑调节器饱和时超调量的计算方法将在本章第三节中详细讨论。

2. 典型 I 型系统抗扰性能指标与参数的关系

如前所述，控制系统的抗扰性能指标因系统结构、扰动作用点和作用函数而异，针对典型Ⅱ型系统，我们也选择调速系统常遇到的一种扰动作用点（见图5-11），分析其抗扰性能指标与参数的关系。

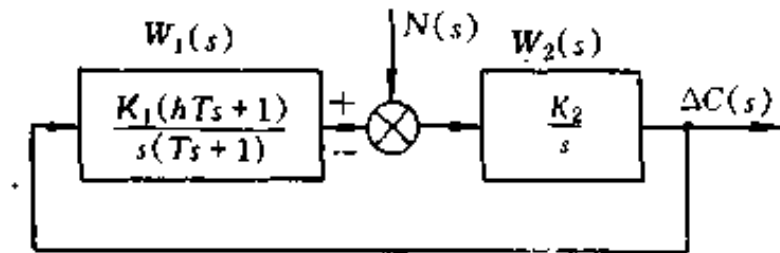


图5-11 典型Ⅱ型系统在一种扰动作用下的动态结构图

如果已经按 M_p 最小准则确定参数关系，即 $K = K_1 K_2 = (h + 1) / 2h^2 T^2$ ，则图5-11所示系统在这类扰动作用下的闭环传递函数为

$$\begin{aligned} \frac{\Delta C(s)}{N(s)} &= \frac{\frac{K_2}{s}}{1 + \frac{K_1 K_2 (hTs + 1)}{s^2 (Ts + 1)}} = \frac{K_2 s (Ts + 1)}{s^2 (Ts + 1) + K_1 K_2 (hTs + 1)} \\ &= \frac{\frac{2h^2 T^2}{h + 1} K_2 s (Ts + 1)}{\frac{2h^2}{h + 1} T^3 s^3 + \frac{2h^2}{h + 1} T^2 s^2 + hTs + 1} \end{aligned}$$

对于阶跃扰动， $N(s) = N/s$ ，则

$$\Delta C(s) = \frac{\frac{2h^2 T^2}{h + 1} K_2 N (Ts + 1)}{\frac{2h^2}{h + 1} T^3 s^3 + \frac{2h^2}{h + 1} T^2 s^2 + hTs + 1} \quad (5-27)$$

由式(5-27)可以计算出对应不同 h 值的动态抗扰过程曲线 $\Delta C(t)$ ，从而求出各项动态抗扰性能指标，列于表5-4中。同样，在计算中，为了使各项指标都落在合理的范围内，取输出量基准为

$$C_b = 2K_2TN \quad (5-28)$$

表 5-4 典型 I 型系统动态抗扰性能指标与参数的关系
(参数关系符合最小 M_p 准则)

h	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Delta C_{\max}/C_b$	72.2%	77.5%	81.2%	84.0%	86.3%	88.1%	89.6%	90.8%
t_m/T	2.45	2.70	2.85	3.00	3.15	3.25	3.30	3.40
t_v/T	13.60	10.45	8.80	12.95	16.85	19.80	22.80	25.85

表 5-4 中恢复时间 t_v 是 ΔC 恢复到新的稳态值 C_b 的 $\pm 5\%$ 以内的时间。从表中数据看, h 值越小, ΔC_{\max} 越小, t_m 和 t_v 都短, 因而抗扰性能越好。但是, 当 $h < 5$ 时, h 再小, 恢复时间 t_v 反而拖长了。因此, 就抗扰性能中恢复时间 t_v 而言是以 $h=5$ 为最好, 这和跟随性能中调节时间 t_s 最小的要求是一致的。把典型 I 型系统的跟随与抗扰性能指标结合起来看, $h=5$ 应该是最好的选择。

第二节 非典型系统的典型化

前面几章介绍的电气传动系统中, 大部分控制对象配以适当的调节器, 就可以校正成典型系统。但是任何典型都不能包罗万象, 总有一些实际系统不可能简单地校正成典型系统的形式, 这就须先经过近似处理, 才能使用前面介绍的工程设计方法, 把系统设计成典型系统。本节先讨论各种近似处理问题, 然后讨论调节器结构的选择方法。

一、传递函数的近似处理

1. 小惯性环节的近似处理

实际系统中往往有一些小时间常数的惯性环节, 例如晶闸整流管装置的滞后时间常数、电流和转速检测的滤波时间常数等等。它们只影响对数频率特性的高频段 (见图 5-12), 对它们作近似处理不会显著地影响系统的动态性能。设系统的开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$$

其中 T_2 、 T_3 都是小时间常数，即 $T_1 \gg T_2$ 、 T_3 ，且 $T_1 > \tau$ ，系统的开环对数幅频特性如图 5-12 所示。

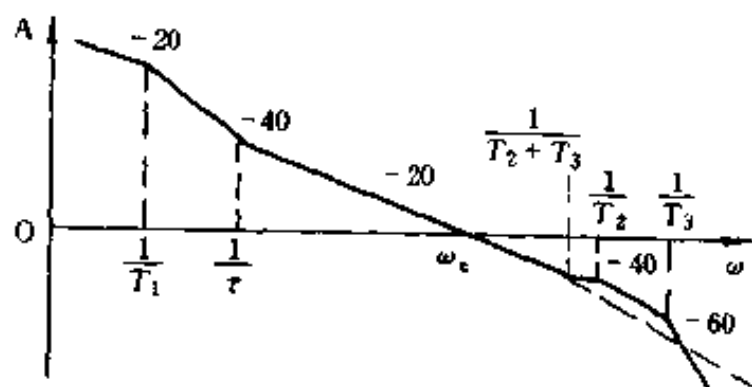


图 5-12 高频段小惯性环节近似处理对频率特性的影响

小惯性环节的频率特性为

$$\begin{aligned} \frac{1}{(j\omega T_2 + 1)(j\omega T_3 + 1)} &= \frac{1}{1 - T_2 T_3 \omega^2 + j\omega(T_2 + T_3)} \\ &\approx \frac{1}{1 + j\omega(T_2 + T_3)} \end{aligned}$$

近似条件是 $T_2 T_3 \omega^2 \ll 1$ 。

一般工程计算中允许误差在 10% 以内，因此近似条件可以写成 $T_2 T_3 \omega^2 \leq 1/10$ 或允许频带在 $\omega \leq 1/\sqrt{10 T_2 T_3}$ 之内。

考虑到开环频率特性的交接频率 ω_c 与闭环频率特性的通频带 ω_b 一般比较接近，而 $\sqrt{10} = 3.16$ ，可以认为近似处理的条件是

$$\omega_c \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_2 T_3}} \quad (5-29)$$

在此条件下，有 $\frac{1}{(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} \approx \frac{1}{(T_2 + T_3)s + 1}$

即将两个小惯性环节等效成一个惯性环节，该惯性环节的时间常数等于原理性环节的两个时间常数之和。等效后的对数幅频特性如图 5-12 中虚线所示。

同理当系统有多个小惯性环节时，在一定的条件下，可以将它们近似成一个小惯性环节，其时间常数等于原系统各环节的小时间常数之和。

2. 大惯性环节的近似处理

大惯性环节中时间常数的倒数处于对数幅频特性的低频段，主要影响系统的稳态特性。设系统的开环传递函数为

$$W_o(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

其中， $T_1 > \tau > T_2$ ，且 $1/T_1$ 远低于交接频率 ω_c (见图 5-13)，处于频率特性的低频段。

大惯性环节的频率特性为

$$\frac{1}{j\omega T_1 + 1} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 T_1^2 + 1}} \angle -\arctg \omega T_1$$

若将它近似成一个积分环节 $1/T_1 s$ ，其幅值应近似为

$$\frac{1}{\sqrt{\omega^2 T_1^2 + 1}} \approx \frac{1}{\omega T_1}$$

近似条件是 $\omega^2 T_1^2 \gg 1$ ，或按工程惯例 $\omega T_1 \geq \sqrt{10}$ 。和前面一样，将 ω 换成 ω_c ，并取整数得近似条件为

$$\omega_c \geq 3/T_1 \quad (5-30)$$

而相角的近似关系是 $\arctg \omega T_1 \approx 90^\circ$ ；当 $\omega T_1 = \sqrt{10}$ 时， $\arctg \omega T_1 = \arctg^{-1} \sqrt{10} = 72.45^\circ$ ，似乎误差较大。实际上，将这个惯性环节近似成积分环节后，相角滞后得更多，相当于稳定裕度更小。下面具体分析一下。

原来系统 $\omega_o(s)$ 的相频特性为

$$\begin{aligned} \varphi_o(\omega) &= -90^\circ - \arctg \omega T_1 + \arctg \omega \tau - \arctg \omega T_2 \\ &= -90^\circ - \left(90^\circ - \arctg \frac{1}{\omega T_1} \right) + \arctg \omega \tau - \arctg \omega T_2 \end{aligned}$$

对应的相角稳定裕量为

$$\gamma_o(\omega_c) = \arctg \frac{1}{\omega_c T_1} + \arctg \omega_c \tau - \arctg \omega_c T_2$$

将大惯性环节近似成积分环节后的开环传递函数 $\omega_b(s)$ 为

$$\omega_b(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{T_1 s^2 (T_2 s + 1)}$$

对应的相角稳定裕量为

$$\gamma_b(\omega_c) = \arctg \omega_c \tau - \arctg \omega_c T_2$$

显然, $\gamma_a(\omega_c) > \gamma_b(\omega_c)$ 。这就是说, 实际系统的稳定裕量比近似系统更大, 按照近似系统设计好以后, 实际系统的稳定性应该更好。

满足式(5-30)条件, 将大惯性环节 $1/(T_1 s + 1)$ 近似成积分

环节 $1/T_1 s$ 后。从图 5-13 所示开环对数幅频特性上看, 相当于把特性 a 近似看成特性 b。它们之间的差别只在低频段。这样的近似处理对系统的动态性能影响不大。但是从稳态性能上看, 这样的近

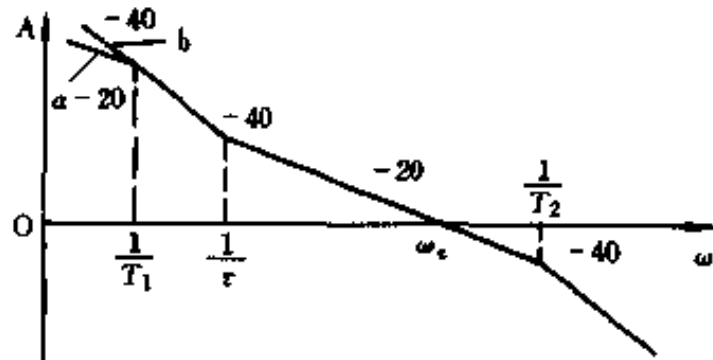


图 5-13 低频段大惯性环节近似处理对频率特性的影响

似处理相当于把系统的型人为地提高了一级, 如果原来是 I 型系统, 近似处理后就变成了 II 型系统, 这当然是虚假的。所以, 低频段大惯性环节的这种近似只适用于动态性能分析和设计, 当考虑稳态精度时, 仍应采用原来的传递函数。

3. 闭环传递函数的近似处理

在多环系统设计中, 总是先设计内环, 后设计外环。在设计和调整外环时, 往往遇到如何处理内部的小闭环系统问题。工程上, 在外环系统设计时, 内环作为一个整体环节来对待, 而且为了设计方便, 总希望这个整体环节能简化一点, 通常简化成一阶惯性环节。简化时的近似程度, 取决于外环频带和内环频带间的距离, 一般来说, 内环和外环的截止频率 ω_d 相差越远, 简化后的近似程度就越好。在对数幅频特性中则用内环和外环的交接频率

ω_c 来衡量。

设内环的闭环传递函数为

$$W_a(s) = \frac{1}{as^2 + bs + 1} \quad (5-31)$$

将它近似成惯性环节 $1/(bs+1)$ 的条件是 $a\omega^2 \ll 1$, 即 $\omega_c \leq 1/3 \sqrt{a}$ 时, 就可将式 (5-31) 所示的内环近似成惯性环节

$$W_b(s) = \frac{1}{bs + 1} \quad (5-32)$$

式 (5-31) 和式 (5-32) 的对数幅频特性渐近线如图 5-14 中特性 A 和特性 B。

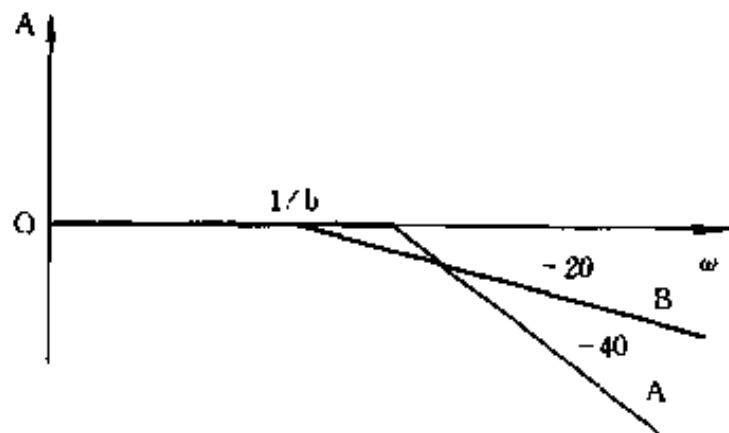


图 5-14 内环传递函数的近似处理
A—原二阶振荡环节; B—近似一阶环节;

当外环交接频率 ω_c 相对较低时, 对于外环的频率特性来说, 原系统和近似系统只在高频段有一些差别。

二、实际系统的典型化

采用工程设计方法作动态设计时, 应该根据控制系统的要求, 确定要校正成哪一类典型系统。为此, 应该清楚地掌握两类典型系统的主要特征和它们在性能上的区别。两类典型系统的基本区别是 I 型和 II 型。除此之外, 典型 I 型系统在动态跟随性能上可以做到超调小, 但抗扰性能较差; 而典型 II 型系统在动态跟随性能上超调量相对大一些, 抗扰性能却比较好。如果控制系统既要求抗扰能力强, 又要阶跃响应超调小, 从表 5-1~表 5-4 的数据上看, 似乎是矛盾的。实际上, 大多数情况下, 在突加给定信号后的相当一段时间内, 调节器是饱和的, 表中所列的按照线性条件下得出的数据就不适用了, 这一点在选择系统类型时应该加以考虑。在下一节的分析中我们可以看出, 考虑调节器饱和时系统

的超调量比按线性系统计算出来的要小得多。

确定了要采用哪一种典型系统之后，可以按照前面所述的传递函数的近似处理方法，将控制对象的传递函数简化，然后根据控制对象的结构选择不同的调节器，将系统校正成所需的典型系统。为了保证恒值扰动时无静差，在控制系统的前向通道的扰动作用点以前应该含有积分环节，这一点在选择调节器结构时应该考虑。下面举例说明校正成典型系统时调节器的选择方法。

设控制对象的传递函数 $W_{obj}(s)$ 为

$$W_{obj}(s) = \frac{K_2}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)(T_3s + 1)}$$

其中， $T_1 \gg T_2$ 和 T_3 ， K_2 为控制对象的传递系数。在选择调节器之前，首先对控制对象作近似处理。令 $T_2 = T_2 + T_3$ ，则控制对象传递函数近似为

$$W'_{obj}(s) = \frac{K_2}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

若要校正成典型 I 型系数，调节器必须具有一个积分环节，并带有一个微分环节，以便对消掉控制对象中的一个惯性环节，一般都是对消掉大惯性环节，使校正后的系统响应更快些。因此应该选用 PI 调节器

$$W_{pi}(s) = K_{pi} \frac{\tau s + 1}{\tau s}$$

校正后系统的开环传递函数变成

$$W(s) = W_{pi}(s)W_{obj}(s) = K_{pi} \frac{\tau s + 1}{\tau s} \times \frac{K_2}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}$$

取 $\tau = T_1$ ，使两个环节对消，并令 $K_{pi}K_2/\tau = K$ ， $T_2 = T$ ，则

$$W(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)}$$

这就是典型 I 型系统。

若已知 $K_2 = 1.25$ ， $T_1 = 0.1s$ ， $T_2 = 0.015s$ ， $T_3 = 0.005s$ ，要求 $\sigma \leq 5\%$ 。查表 5-1 得 $KT = 0.5$ ，即 $K = 1/2T = 1/2T_2$ 。而 $\tau =$

$T_1 = 0.1\text{s}$, 则

$$K_{pi} = \frac{K\tau}{K_2} = \frac{\tau}{2TK_2} = \frac{0.1}{2 \times (0.005 + 0.0005) \times 1.25} = 2$$

取调节器的输入电阻 $R_0 = 20\text{k}\Omega$, 则 $R_1 = K_{pi}R_0 = 40\text{k}\Omega$, $C_1 = \tau/R_1 = 2.5\mu\text{F}$, PI 调节器原理图如图 4-6(a)所示。

第三节 转速电流双闭环系统的设计

前两节讨论了一般电气传动系统的工程设计方法, 这一节应用这一具体方法设计第四章第三节中介绍的转速、电流双闭环调速系统。设计多环控制系统的原则是从内环开始, 一环一环地逐步扩展。对转速、电流双闭环调速系统, 则先从电流环入手, 首先设计电流环, 然后把整个电流环看成是转速环中的一个环节, 再设计转速环。问题是只要转速给定电压不太小时, 突加给定电压后不久, 转速调节器 ASR 就进入饱和状态, 而我们在前两节分析的结果都是在线性范围内的。转速调节器饱和时, 系统的动态过程及性能指标又是怎样的呢? 这一节我们先来分析一个转速调节器退饱和时的超调量, 然后再介绍电流和转速环的设计方法。

一、转速调节器退饱和时转速的超调量

1. 考虑转速调节器饱和非线性时的跟随性能

如果转速调节器没有饱和限幅时, 可以在很大范围内线性工作, 那么, 双闭环调速系统启动时的转速过渡过程如图 5-15(a)所示, 超调量比较大。实际上突加给定电压后不久, 转速调节器就进入饱和状态, 输出恒定的电压 U_{im}^* , 使电动机在恒流条件下启动, 启动电流 $I_d \approx I_{dm} = U_{im}^*/\beta_i$, 而转速 n 则按线性规律增长(见图 5-15(b))。虽然这时的启动过程要比调节器没有限幅时慢得多, 但是为了保证电流不超过允许值, 这是必须的。

转速调节器一旦饱和后, 只有当转速上升到给定电压 U_n^* 所

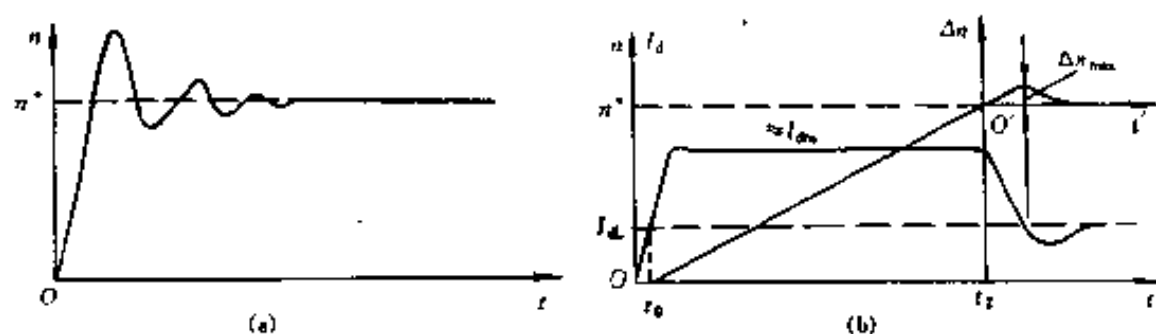


图 5-15 调速系统启动过程

(a) ASR 不饱和; (b) ASR 饱和

对应的稳态值 n^* 时(见图 5-15(b)中的 O' 点), 反馈电压才与给定电压平衡, 此后, 反馈电压超过给定电压时, 转速偏差开始出现负值, 才使 PI 调节器退出饱和。转速调节器刚退出饱和后, 由于电动机电流 I_d 仍大于负载电流 I_{dL} , 电动机继续加速, 直到 $I_d \leq I_{dL}$ 时, 转速才降低下来, 因此在启动过程中转速必须超调。但是, 这已经不是按线性系统规律的超调, 而是经历了饱和非线性区域后产生的超调, 可以称作“退饱和超调”。

退饱和超调的超调量显然小于线性系统的超调量, 退饱和超调量要分析带饱和和非线性的动态过程才能知道。对于这一类非线性问题, 可采用分段线性化的方法, 按照饱和与退饱和两段, 分别用线性系统的规律分析。

在转速调节器饱和阶段内, 电动机基本上按恒加速启动, 其加速度为

$$\frac{dn}{dt} \approx (I_{dm} - I_{dL}) \frac{R}{C_e \Phi T_m} \quad (5-33)$$

这一过程一直延续到 t_2 时刻(见图 5-15(b)) $n = n^*$ 时为止。如果忽略启动延迟时间 t_0 和电流上升阶段的短暂过程, 认为一开始就按恒加速启动, 则

$$\frac{n^*}{t_2} \approx \frac{(I_{dm} - I_{dL})R}{C_e \Phi I_m}$$

所以
$$t_2 \approx \frac{C_e \Phi T_m n^*}{R(I_{dm} - I_{dl})} \quad (5-34)$$

在转速调节器退饱和阶段内，调速系统恢复到转速闭环系统线性范围内运行，根据转速、电流双闭环系统的动态结构图 4-28，转速外环的等效结构图如图 5-16(a)所示。现在讨论一下退饱和超调。只要根据图 5-16(a)列出微分方程式求解过渡过程，即可求得退饱和超调。退饱和阶段的初始状态即为饱和终了状态，即

$$n(0) = n^*, \quad I_d(0) = I_{dm}$$

但对比一下同一负载扰动作用下的过渡过程，不难发现二者之间的相似之处，于是可以找到一条计算退饱和超调的捷径。

为了计算退饱和超调量，我们只对稳态转速以上的超调部分感兴趣，可以把图 5-15(b)上的坐标原点从 O 点移到 O' 点，即只考虑实际转速与给定转速的差值 $\Delta n = n - n^*$ ，相应的动态结构图变化为图 5-16(b)，初始条件转化为

$$\Delta n(0) = 0, \quad I_d(0) = I_{dm}$$

由于图 5-16(b)的给定信号为零，可将其略去，而把 Δn 的负反馈作用反映到主通道第一个环节的输出量上来，即将 I_d 改成 $-I_d$ ，相应地将负载 I_{dl} 改成 $-I_{dl}$ ，又为了维持 $\Delta I_d = I_d - I_{dl}$ 的关系，把扰动作用点的负反馈作用 +、- 号也倒一下，如果转速环校正成典型 II 型系统，则 $W_1(s) = K_1(hTs + 1)/s(Ts + 1)$ ，这样得图 5-16(c)。

将图 5-16(c)和讨论典型 I 型系统抗扰过程所用的结构图(图 5-11)比较一下，不难看出，它们是完全相当的。因此，如果初始条件一样时，分析图 5-11 的过渡过程所得的结果(如表 5-4)，便可适用于分析退饱和超调过程 $\Delta n = f(t')$ 了。对于图 5-11 的系统，如果它原来带着相当于 I_{dm} 那么大的负载稳定运行，突然将负载由 I_{dm} 降到 I_{dl} ，转速会产生一个动态升高与恢复的过程，描述这一动态速升过程的微分方程仍是同一系统的微分方程，而初始条

件则是与前面所分析的退饱和和超调的初始条件完全一样。所以，这样的突卸负载速升过程也就是退饱和和超调过程 $\Delta n = f(t')$ 了。

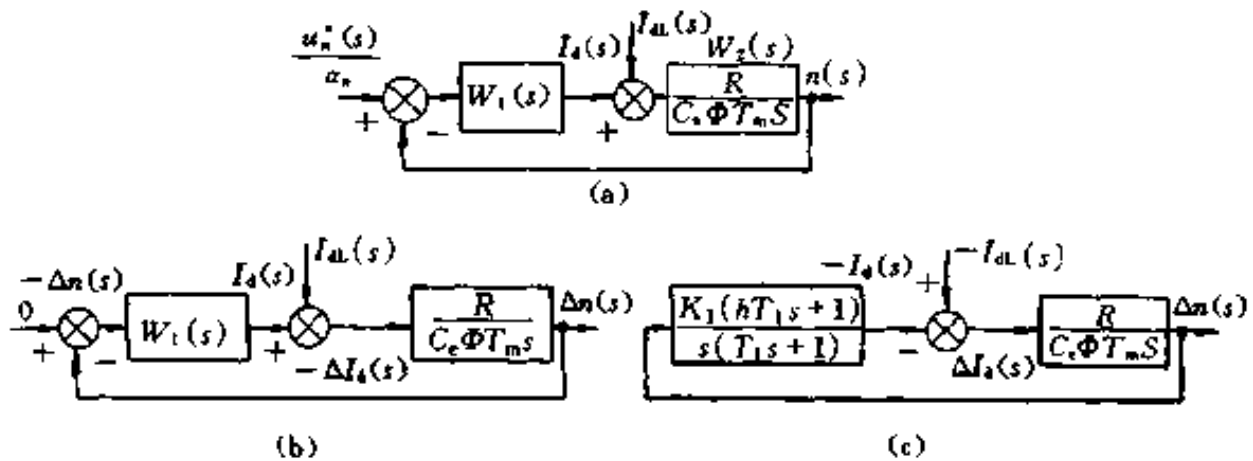


图 5-16 转速环的等效动态结构图

从以上分析可以得到一条重要的结论，那就是退饱和和超调量的大小与动态速降的大小是一致的。也就是说，考虑转速调节器饱和非线性后，调速系统的跟随性能与抗扰性能是一致的。

2. 退饱和和超调量的计算

表 5-4 中给出的抗扰性能指标习惯用于计算突加负载的动态速降，而突卸负载的动态速升与突加同一负载 $(I_{dm} - I_{dl})$ 的动态速降大小相等、符号相反，所以表中数据完全适用于计算退饱和和超调，只要注意正确计算 Δn 的基准值就行。在抗扰性能指标中， ΔC 的基准值是

$$C_b = 2K_2TN$$

在这里，对比图 5-11 和图 5-16(c) 可知， $K_2 = R/C_e \Phi T_m$ ， $N = I_{dm} - I_{dl}$ ，所以 Δn 的基准值应该是

$$\Delta n_b = \frac{2RT(I_{dm} - I_{dl})}{C_e \Phi T_m} \quad (5-35)$$

而超调量 σ 的基准值是 n^* ，因此退饱和和超调量可以由表 5-4 给出的 $\Delta C_{max}/C_b$ 数据经过基准值的换算后求出，即

$$\sigma = \left(\frac{\Delta C_{max}}{C_b} \right) \frac{\Delta n_b}{n^*} \quad (5-36)$$

而启动时间 t_s 可由表 5-4 给出的恢复时间 t_v 和恒加速启动时间 t_2 来决定

$$t_s \approx t_2 + t_v \quad (5-37)$$

举例来说, 若 $I_{dm} = 2I_{dL}$, 负载时的转速降 $\Delta n = RI_{dL}/C_e\Phi = 0.3n^*$, $T/T_m = 0.1$, 则

$$\Delta n_b = 2 \times 0.1 \times 0.3 \times 1 \times n^* = 0.06n^*$$

当选择 $h=5$, 并在负载为 I_{dL} 下启动到 n^* 时, 退饱和超调量为

$$\sigma = 81.2\% \times 0.06 = 4.9\%$$

可见, 退饱和超调量要比线性系统的超调量指标小得多。但是, 退饱和超调量与许多因素有关, 特别与给定稳态转速 n^* 有关, 当 n^* 较小时, 则由式(5-36)可知, 退饱和超调量将随之变大。

二、转速电流双闭环系统的设计

双闭环调速系统的动态结构图绘于图 5-17, 它与图 4-28 的不同之处在于增加了滤波环节。由于电流检测信号中含有交流分量, 须加低通滤波。滤波环节可以抑制反馈信号中的交流分量, 但同时也给反馈信号带来了延滞。为了平衡这一延滞作用, 在给定信号通道中加入一个相同时间常数 T_0 的惯性环节, 称作给定滤波环节。

由测速发电机得到的转速反馈电压含有电机的换向纹波, 因

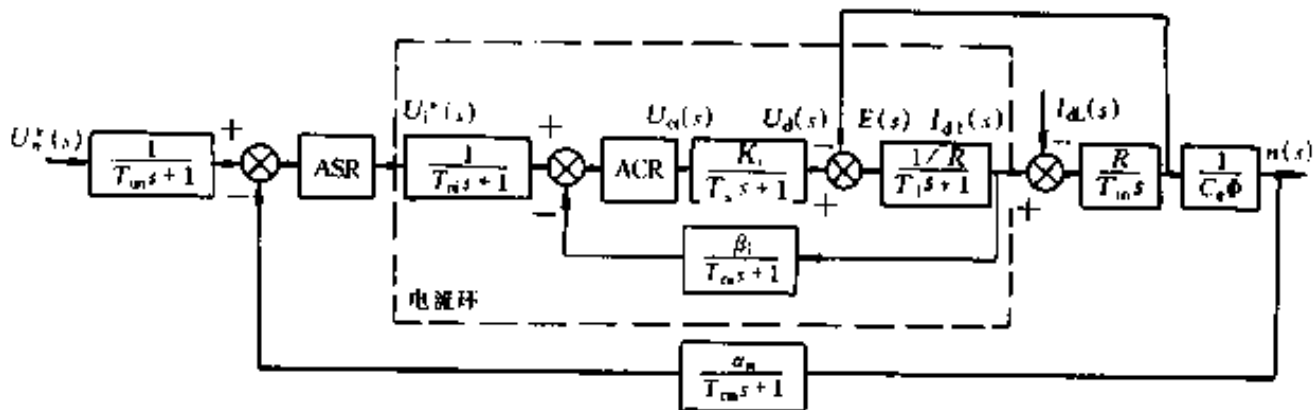


图 5-17 转速、电流双闭环系统动态结构图

此也需要滤波，滤波时间常数用 T_{on} 表示。根据和电流环一样的道理，在转速给定通道中也配上时间常数为 T_{on} 的给定滤波环节。

下面举例说明转速、电流双闭环调速系统的设计。

已知某晶闸管供电的双闭环直流调速系统，整流装置采用三相桥式电路，基本数据如下：直流电动机 220V、136A、1460r/min， $C_e\Phi_{nom}=0.132V/(r/min)$ ，允许过载倍数 $\lambda=1.5$ ；晶闸管装置放大系数 $K_s=40$ ；电枢回路总电阻 $R=0.5\Omega$ ；时间常数 $T_1=0.03s$ ， $T_m=0.18s$ ；控制电路电源电压为 $\pm 15V$ 。设计要求：

稳态指标：无静差。

动态指标：电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$ ；空载启动到额定转速时的转速超调量 $\sigma_n \leq 10\%$ 。

1. 确定两环有关参数

在设计两个环之前，先确定一下反馈系数和反馈滤波时间常数等。

(1) 电流反馈系数 β_i 控制电路的电源电压为 $\pm 15V$ ，将转速调节器输出限幅取为 $\pm 10V$ ，即 $U_{im}^* = \pm 10V$ ，则

$$\beta_i = U_{im}^*/I_{dm} = U_{im}^*/(\lambda I_{nom}) = 10/(1.5 \times 136) \approx 0.05 (V/A)$$

(2) 转速反馈系数 α_n 根据控制电路的电源电压值，取 $U_{nm}^* = 10V$ 时，输出转速为 n_{nom} ，则

$$\alpha_n = U_{nm}^*/n_{nom} = 10/1460 \approx 0.007V/(r/min)$$

(3) 电流滤波时间常数 T_{oi} 三相桥式电路每个波头的时间是 3.33ms，为了基本滤平波头，应该有 $(1\sim 2) T_{oi} = 3.33ms$ ，因此取 $T_{oi} = 2ms = 0.002s$ 。

(4) 转速滤波时间常数 T_{on} 转速反馈滤波时间常数取决于测速发电机、测速发电机励磁电源及安装质量等，根据测速发电机纹波情况，一般在 5~100ms 之间，这里取 $T_{on} = 10ms$ 。

(5) 整流装置滞后时间常数 T_s 按第四章三相桥式电路的平均失控时间 $T_s = 0.0017s$ 选用。

2. 电流环设计

(1) 控制对象传递函数处理 图 5-17 虚线框内就是电流环的结构图。实际系统中的电磁时间常数 T_1 远小于机电时间常数 T_m ，因而电流的调节过程比转速的变化过程快得多。反电动势对电流环来说只是一个变化缓慢的扰动作用，在电流调节器 ASR 的调节过程中可以近似地认为反电动势 E 基本不变，即 $\Delta E \approx 0$ 。这样，在设计电流环时，可以暂不考虑反电动势变化的动态作用，而将电动势反馈断开，从而得到忽略电动势影响的电流环近似结构图，如图 5-18(a) 所示。再把给定滤波和反馈滤波两个环节等效地移到环内，得图 5-18(b)。最后， T_s 和 T_a 都比 T_1 小得多，可以当作小惯性环节处理，等效成一个惯性环节，取

$$T_{\Sigma} = T_s + T_{oi} = 0.0017 + 0.002 = 0.037(\text{s})$$

则电流环结构图最终化简成图 5-18(c)。小惯性环节近似处理的条件是

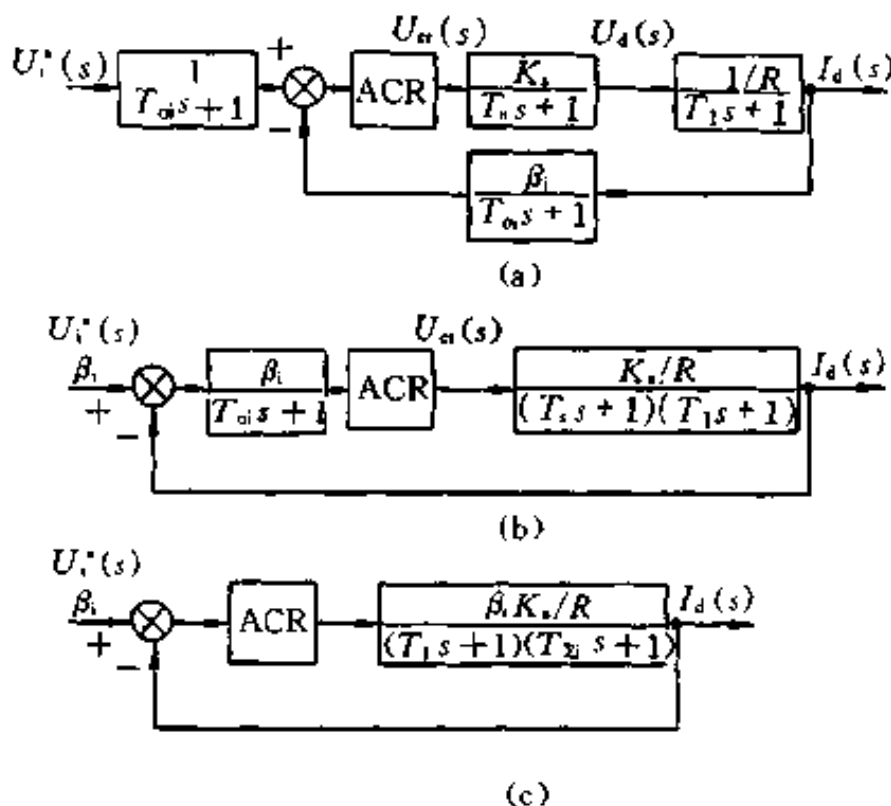


图 5-18 电流环的动态结构图及其化简

- (a) 电流环近似结构图；(b) 将 (a) 化成单位负反馈后的结构图；
(c) 近似处理后的结构图

$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{\Sigma}}} \quad (5-38)$$

(2) 电流调节器 ACR 结构选择 根据设计要求 $\sigma_i < 5\%$ ，而且

$$\frac{T_1}{T_{\Sigma}} = \frac{0.03}{0.0037} = 8.11 < 10$$

典型 I 型系统的超调量比较小，又由表 5-2 可知，当 $T_1/T_{\Sigma} < 10$ 时，典型 I 型系统的恢复时间还不算太慢，因此可按典型 I 型系统设计。根据图 5-18(c) 中被控对象的传递函数，电流调节器 ACR 可选用 PI 调节器，其传递函数为

$$W_{ACR}(s) = K_i \frac{\tau_i s + 1}{\tau_i s}$$

式中 K_i ——电流调节器的比例系数；

τ_i ——电流调节器的超前时间常数。

为了让调节器零点对消控制对象的大时间常数极点，选择

$$\tau_i = T_1 \quad (5-39)$$

则电流环的动态结构图如图 5-19 所示的典型形式，其中

$$K_i = \frac{K_i K_o \beta_i}{\tau_i R} \quad (5-40)$$

(3) 电流调节器参数选择 电流调节器的超前时间常数 $\tau_i = T_1 = 0.03s$ 。

按要求 $\sigma_i \leq 5\%$ ，查表 5-1 知应该取 $K_i T_{\Sigma} = 0.5$ ，因此有

$$K_i = 0.5/T_{\Sigma} = 0.5/0.0037 = 135.1(s^{-1})$$

由式(5-40)可知，电流调节器的比例系数为

$$K_i = K_i \frac{\tau_i R}{K_o \beta_i} = 135.1 \times \frac{0.03 \times 0.5}{40 \times 0.05} = 1.013$$

电流调节器原理图如图 5-20，按所用运算放大器取 $R_o = 40k\Omega$ ，则

$$R_i = K_i R_o = 1.03 \times 40 = 40.52(k\Omega) \quad \text{取 } R_i = 40k\Omega;$$

$$C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{0.03}{40 \times 10^3} \times 10^6 = 0.75(\mu\text{F}), \quad \text{取 } C_i = 0.75\mu\text{F};$$

$$C_{\alpha} = \frac{4T_{\alpha}}{R_{\alpha}} = \frac{4 \times 0.002}{40 \times 10^3} \times 10^6 = 0.2(\mu\text{F}), \quad \text{取 } C_{\alpha} = 0.2\mu\text{F}.$$

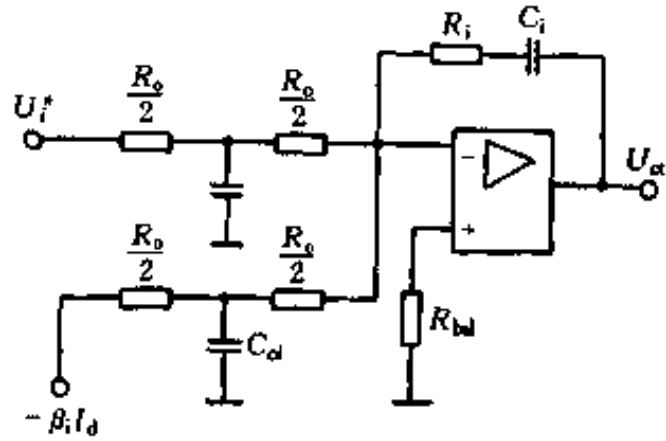
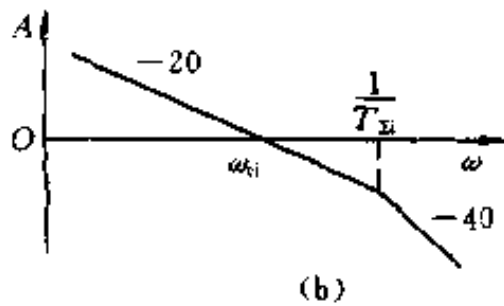
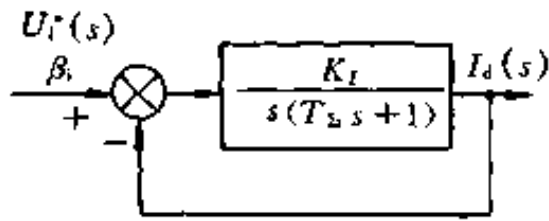


图 5-19 校正成典型 I 型系统的
电流环

图 5-20 电流调节器原理图

(a) 动态结构图; (b) 开环对数幅频特性

(4) 近似条件校验 电流环交接频率 $\omega_{ci} = K_I = 135.1 \text{ s}^{-1}$ 。

晶闸管装置传递函数近似条件 $\omega_c \leq 1/3T_s$ (见式 2-16), 现在, $1/3T_s = 1/3 \times 0.0017 = 196.1 (\text{s}^{-1}) > \omega_{ci}$, 满足近似条件。

小惯性环节近似处理条件 $\omega_{ci} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{\alpha}}}$, 现在, $\frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_s T_{\alpha}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{0.0017 \times 0.002}} = 180.0 (\text{s}^{-1}) > \omega_{ci}$, 满足近似条件。

3. 转速环设计

(1) 控制对象传递函数处理 在设计转速环时, 已设计好的电流环可看作是转速调节系统中的一个环节。根据电流环动态结构图图 5-19(a), 其闭环传递函数为

$$W_{ch}(s) = \frac{\frac{K_1}{s(T_{\Sigma}s + 1)}}{1 + \frac{K_1}{s(T_{\Sigma}s + 1)}} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma}}{K_1}s^2 + \frac{s}{K_1} + 1}$$

而电流调节器设计时取 $K_1 T_{\Sigma} = 0.5$, 所以

$$W_{ch}(s) = \frac{1}{2T_{\Sigma}^2 s^2 + 2T_{\Sigma}s + 1} \approx \frac{1}{2T_{\Sigma}s + 1}$$

近似条件为

$$\omega_{cn} \leq \frac{1}{3\sqrt{2}T_{\Sigma}} \approx 1/5T_{\Sigma} \quad (5-41)$$

这样整个转速调节系统的动态结构图便如图 5-21(a)所示。把给定滤波和反馈滤波环节等效地移到环内, 同时将给定信号改为 $U_n^*(s)/\alpha_n$, 把结构图改为单位负反馈, 再把时间常数 T_{on} 和 $2T_{\Sigma}$ 的两个小惯性环节合并起来, 近似成一个时间常数为 $T_{\Sigma n}$ 的惯性环节, 且

$$T_{\Sigma n} = T_{on} + 2T_{\Sigma} = 0.01 + 2 \times 0.0037 = 0.0174(\text{s})$$

则结构图可简化为图 5-21(b)。小惯性环节近似处理的条件是

$$\omega_{cn} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{2T_{\Sigma}T_{on}}} \quad (5-42)$$

(2) 转速调节器结构选择 为了实现转速无静差, 必须在扰动作用点以前设置一个积分环节, 从图 5-21(b)可以看出, 在负载扰动作用点以后, 已经有一个积分环节, 故从静态无差考虑需要 I 型系统。从动态性能上看, 考虑转速调节器饱和非线性后, 调速系统的跟随性能与抗扰性能是一致的, 而典型 I 型系统具有较好的抗扰性能。所以, 转速环应该按典型 I 型系统进行设计。

由图 5-21(b)可以明显地看出, 要把转速环校正成典型 I 型系统, 转速调节器 ASR 也应该采用 PI 调节器, 其传递函数为

$$W_{ASR}(s) = K_n \frac{\tau_n s + 1}{\tau_n s}$$

式中 K_n ——转速调节器的比例系数;

τ_n ——转速调节器的超前时间常数。

这样，调速系统的开环传递函数为

$$W_n(s) = \frac{K_n \alpha_n R (\tau_n s + 1)}{\tau_n \beta_i C_e \Phi T_m s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)} = \frac{K_N (\tau_n s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)}$$

其中，转速开环增益为

$$K_N = \frac{K_n \alpha_n R}{\tau_n \beta_i C_e \Phi T_m} \quad (5-43)$$

不考虑负载扰动时，校正后的调速系统动态结构示于图5-21(c)。

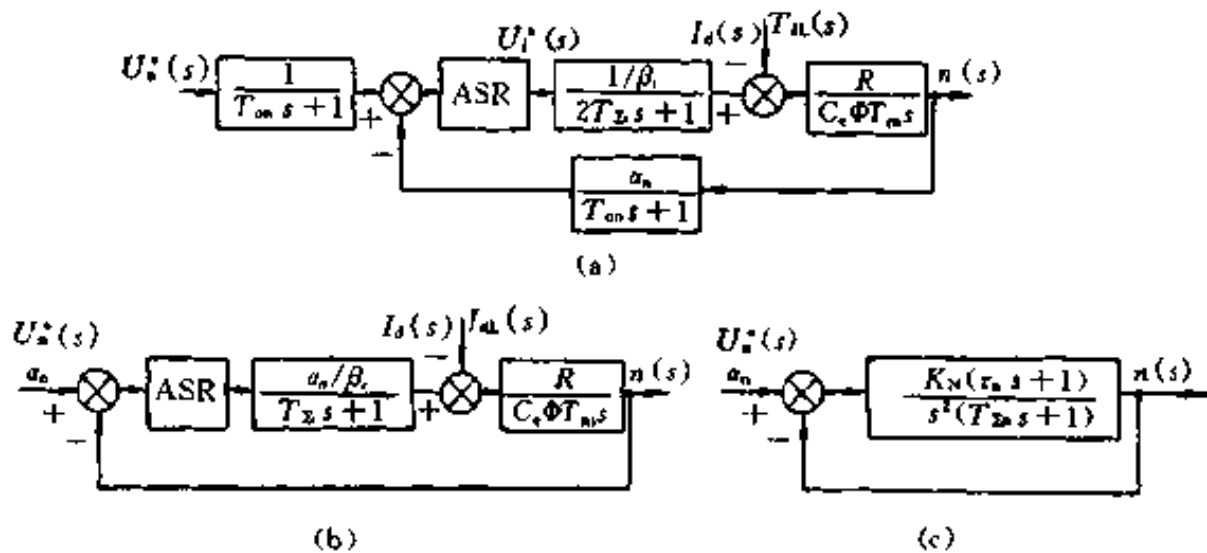


图 5-21 转速环的动态结构图及近似处理

(a) 转速环动态结构图；(b) 近似处理后动态结构图；

(c) 校正后转速动态结构图

(3) 转速调节器参数选择 按跟随性能和抗扰性能最好的原则，取 $h=5$ ，根据式(5-24)和式(5-25)，转速调节器 ASR 的超前时间常数为

$$\tau_n = hT_{\Sigma n} = 5 \times 0.0174 = 0.087(\text{s})$$

转速开环增益为

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T^2} = \frac{5+1}{2 \times 5^2 \times 0.0174^2} = 396.4(\text{s}^{-2})$$

于是，由式 5-43 可计算 ASR 的比例系数为

$$K_n = K_N \frac{\tau_n \beta_i C_e \Phi T_m}{\alpha_n R} = 394.4 \times \frac{0.087 \times 0.05 \times 0.132 \times 0.18}{0.007 \times 0.5}$$

$$= 11.7$$

转速调节器原理图与电流调节器的类似，只是反馈回路为 R_n 、 C_n ，滤波电容为 C_{on} 。取 $R_0 = 40k\Omega$ 。则

$$R_n = K_n R_0 = 11.7 \times 40 = 468(k\Omega), \quad \text{取 } k_n = 470k\Omega;$$

$$C_n = \frac{\tau_n}{R_n} = \frac{0.087}{470 \times 10^3} \times 10^6 = 0.185(\mu F), \quad \text{取 } C_n = 0.2\mu F;$$

$$C_{on} = \frac{4T_{on}}{R_0} = \frac{4 \times 0.01}{40 \times 10^3} \times 10^6 = 1(\mu F), \quad \text{取 } C_{on} = 1\mu F。$$

(4) 近似条件校验 由式 (5-19) 得转速环交接频率为

$$\omega_{cn} = K_N / \omega_i = K_N \tau_n = 396.4 \times 0.087 = 34.5(s^{-1})$$

电流环传递函数简化近似条件 $\omega_{cn} \leq 1/5T_{\Sigma}$ ，现在 $1/5T_{\Sigma} = 1/5 \times 0.0037 = 54.1(s^{-1}) > \omega_{cn}$ ，满足简化条件。

小惯性环节近似处理条件 $\omega_{cn} \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{2T_{\Sigma}T_{on}}}$ ，现在

$$\frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{2T_{\Sigma}T_{on}}} = \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{2 \times 0.0037 \times 0.01}} = 38.75s^{-1} > \omega_{cn}$$

满足近似条件。

4. 最后校核一下要求的性能指标

电流环设计时， $K_I T_{\Sigma} = 0.5$ ，所以， $\sigma_i = 4.3\% < 5\%$ (见表 5-1)，满足设计要求。

由式 (5-36) 得转速超调量为

$$\sigma_n = \left(\frac{\Delta C_{max}}{C_b} \right) \times \frac{\Delta n_b}{n^*} = \left(\frac{\Delta C_{max}}{C_b} \right) \frac{2K_2 T N}{n^*}$$

对比图 5-11 和 5-21(c)，可知， $K_2 = R/C_e \Phi T_m$ ， $N = I_{dm} - I_{dl}$ ， $T = T_{\Sigma n}$ ，所以

$$\sigma_n = \left(\frac{\Delta C_{max}}{C_b} \right) \times \frac{2RT_{\Sigma n}(I_{dm} - I_{dl})}{n^* C_e \Phi T_m}$$

$I_{dm} = \lambda I_{nom} = 1.5 \times 136 = 204A$ ， $I_{dl} = 0$ (空载启动)， $n^* = n_{nom} =$

1460r/min, 当 $h=5$ 时, 查表 5-4, $(\Delta C_{\max}/C_b)=81.2\%$, 因此

$$\sigma_n = 81.2\% \times \frac{2 \times 0.5 \times 0.0174 \times 204}{1460 \times 0.132 \times 0.18} = 8.31\% < 10\%$$

满足设计要求。而由于转速调节器为 PI 调节器, 故转速无静差。这样所要求的静态和动态指标都能满足。

习题与思考题

5-1 某反馈控制系统已校正成典型 I 型系统。已知时间常数 $T=0.1s$, 要求阶跃响应超调量 $\sigma \leq 10\%$ 。求系统的开环增益 K , 并计算调节时间 t_s 和上升时间 t_r 。如果要求上升时间小于 $0.25s$, 则 $K=?$ $\sigma=?$

5-2 某系统采用典型 I 型系统的结构, 要求的频域动态指标 $\omega_c=30s^{-1}$, $M_p \leq 1.5$, 求该系统的预期开环对数频率特性和开环传递函数以及调节时间 t_s 。

5-3 转速、电流双闭环系统中的转速环按典型 I 型系统设计, 转速调节器的时间常数 τ_n 取得过大或过小对系统动态特性有何影响? 比例系数 K_n 取得过大或过小时, 对系统动态特性又有何影响?

5-4 已知一个由三相桥式晶闸管电路供电的转速电流双闭环调速系统, 电机的参数为 $60kW$, $220V$, $305A$, $1000r/min$, $C_e\Phi=0.2V/(r/min)$, 过载倍数 $\lambda=1.5$; 电路其余参数为 $R=0.18\Omega$, $K_s=30$, $T_1=0.012s$, $T_m=0.12s$, $T_{oi}=0.0025s$, $T_{om}=0.014s$, 额定转速时转速给定电压为 $15V$, 调节器限幅电压为 $12V$ 。

(1) 确定电流反馈系数 β_i 和转速反馈系数 α_n 。

(2) 系统要求静态无差, 动态电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$, 空载启动到额定转速的超调量 $\sigma_n \leq 12\%$, 试设计电流和转速调节器的参数。设输入电阻 $R_0=20k\Omega$ 。

(3) 计算空载启动到额定转速的时间。

第六章 异步电动机变频调速系统

第一章介绍了异步电动机的各种调速方法，其中变频调速方法效率最高，同时性能也最好，是交流调速的主要发展方向。变频调速时，为了达到良好的调速性能，改变定子电压频率的同时也要相应地改变定子电压的幅值，因此变频调速也常叫变压变频(VVVF)调速，其中VVVF是英文Variable Voltage Variable Frequency的缩写。

本章着重介绍变频调速所用的静止变频装置，变频调速时的机械特性及转差频率控制，矢量变换控制变频调速系统。

第一节 静止式变频装置

要实现变频调速，必须具有电压和频率同时可以改变的电源。随着电力电子技术的发展，最早的由旋转变流机组组成的变压变频电源，已被静止式变频装置代替。

从结构上看，静止式变频装置可分为间接变频和直接变频两类。间接变频装置先将电网的交流电源通过整流器整流变成直流，然后再经过逆变器将直流变为可控频率的交流。因此间接变频装置又称为有直流环节的变频装置或称交-直-交变频装置。直接变频装置则将电网交流电源一次变换成可控频率的交流，没有中间直流环节。直接变频装置也称交-交变频装置。目前应用得较多的还是间接变换装置。

一、交-直-交变频装置的基本类型及控制方式

交-直-交变频装置如图6-1所示。中间直流环节常带有滤波环节。当中间直流环节采用大电容滤波时，直流电压波形比较平

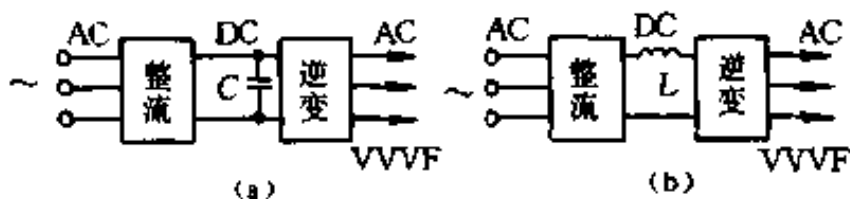


图 6-1 交-直-交变频装置
(a) 电压型；(b) 电流型

直，对负载来说基本上是恒压源，故称为电压源变频装置或称电压型变频装置，如图 6-1(a)所示。当中间环节采用大电感滤波时，直流回路的电流波形比较平直，对负载来说基本上是一个恒流源，称为电流源变频装置或称电流型变频装置，如图 6-1(b)所示。

交-直-交变频装置又有不同的控制方式：

(1) 用可控整流器变压、用逆变器变频(见图 6-2(a))

这种控制方式中，调压和调频分别在两个环节上进行，两者要在控制电路上协调配合，采用这种控制方式的装置结构简单，控制方便；但是，由于输入环节采用可控整流器，当电压和频率调得很低时，电网端的功率因数较低；输出环节多用由晶闸管组成的三相六拍逆变器（每周换流六次），输出的谐波较大。

(2) 用不可控整流器整流、斩波器变压，逆变器变频(见图

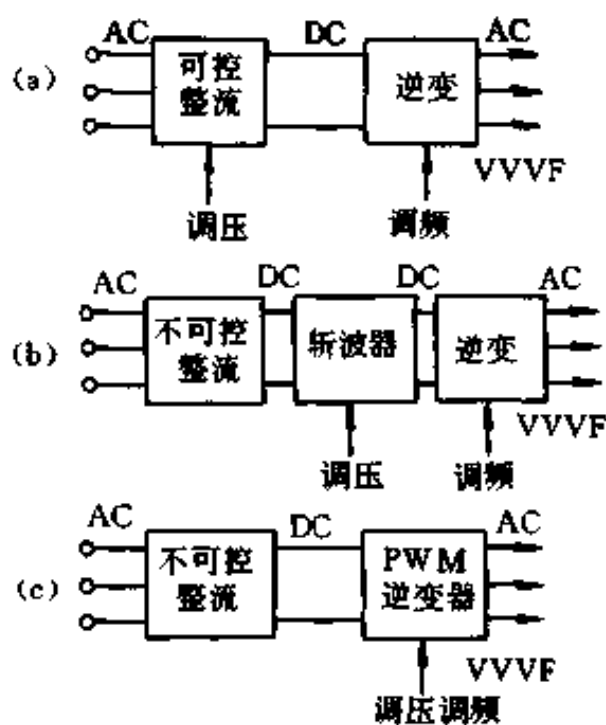


图 6-2 交-直-交变频器的不同控制方式

(a) 用可控整流变压，用逆变器变频控制方式；(b) 用不可控整流器整流，斩波器变压，逆变器变频控制方式；(c) 用不可控整流器整流，PWM 方式变频变压的控制方式

6-2(b)) 这种控制方式中,增设了斩波器,虽然多了一个环节,但采用二极管不可控整流,输入的功率因数高,克服了图6-2(a)装置的第一个缺点;输出逆变环节不变,仍有输出谐波较大的问题:

(3) 用不可控整流器整流、PWM 逆变器同时变压变频(见图6-2(c)) 这种控制方式中,用不可控整流,功率因数高;用PWM 逆变,谐波可以减小。谐波减少的程度取决于开关频率,而开关频率则受器件开关时间的限制。如采用新型的全控型开关器件,并用正弦波调制,则输出的正弦波非常逼真,是当前最有发展前途的一种结构形式。本节将详细介绍这种变频器。

二、 180° 导通型和 120° 导通型逆变器

交-直-交变频装置中的逆变器一般接成三相桥式电路,以便输出三相交流变频电源。主电路由六个开关功率管组成,如图6-3所示。如果用晶闸管作功率器件,一般采用强迫换流方式。一种是在同一桥臂上、下两管之间进行,例如当VT4导通时关断VT1,而当VT1导通时又关断VT4,这时每个晶闸管在一个周期中的导通区间是 180° ,称为 180° 导通型逆变器。另一种是在同一排桥臂左、右两管之间进行的,例如,VT3导通时使VT1关断,VT5导通时使VT3关断,VT1导通时使VT5关断。这时,每个晶闸管在一个周期中的导通区间是 120° ,称为 120° 导通型逆变器。

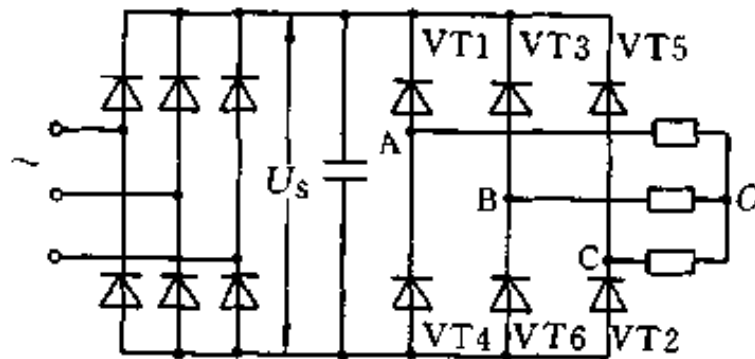


图6-3 三相逆变器主电路

1. 180°导通型逆变器

设负载为星形连接，逆变器的换流是瞬时完成的，若以中性点O的电位为参考点时，则晶闸管导通顺序为1、2、3...时的180°导通型逆变器的电压波形如图6-4(a)所示。图中画阴影线的部分是导通区间，它并不表示各相的波形。不同导通区间的波形可

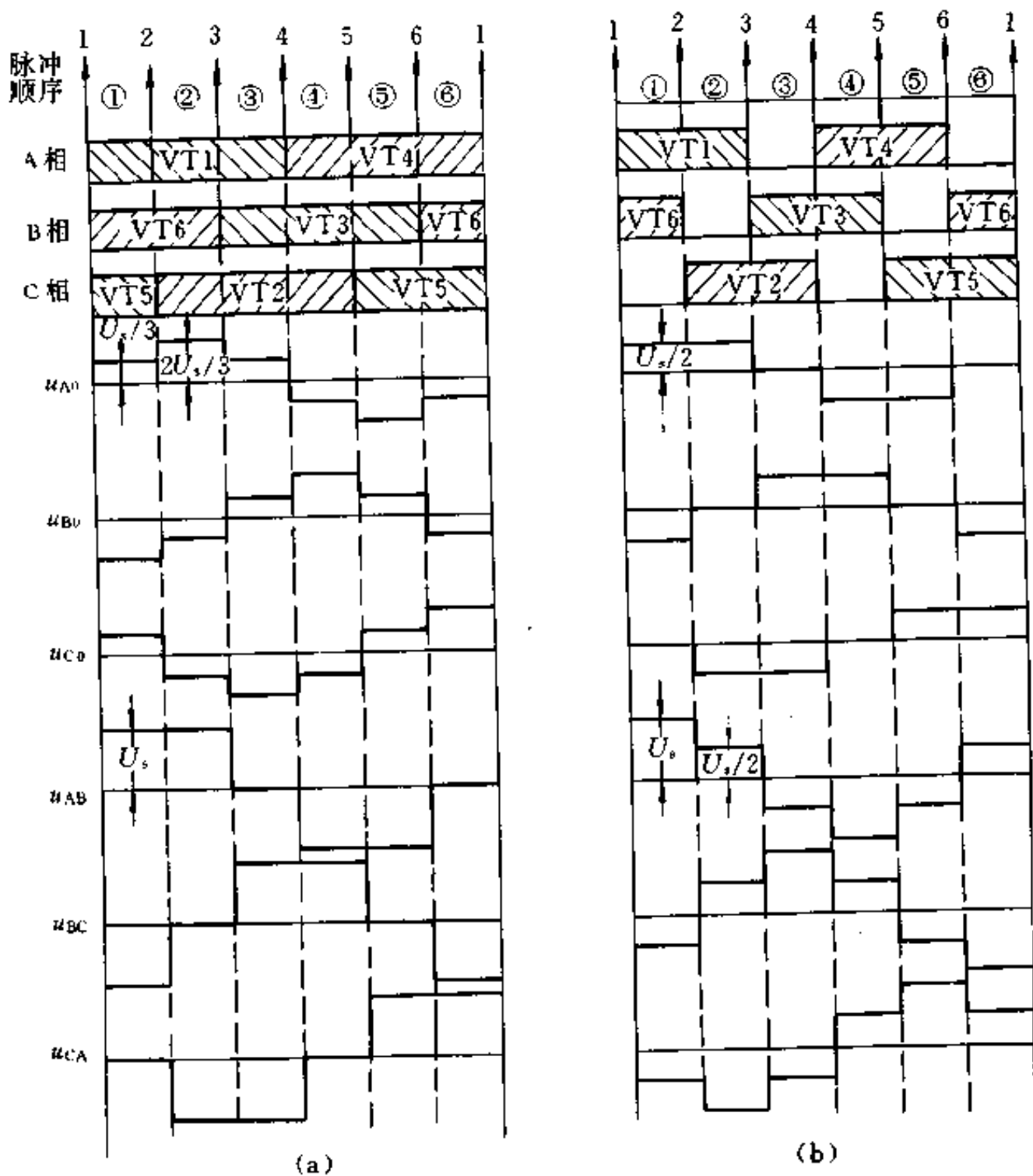


图6-4 三相逆变器输出电压波形 (a) 180°导通型; (b) 120°导通型

通过图 6-5(a) 中的等值电路求得。例如在区间①中，晶闸管 VT1、VT6、VT5 导通， $u_{A0} = u_{C0} = U_s/3$ ， $u_{B0} = -2U_s/3$ ；区间②，晶闸管 VT1、VT6、VT2 导通， $u_{A0} = 2U_s/3$ ， $u_{B0} = u_{C0} = -U_s/3$ ；区间③，晶闸管 VT1、VT3、VT2 导通， $u_{A0} = u_{B0} = U_s/3$ ， $u_{C0} = -2U_s/3$ ；区间④至⑥与上述重复，只是电源极性反了，从而可画出相电压波形为一阶梯波形。线电压波形可按相电压两波形之差求得，为一矩形波。

从图 6-4(a) 的波形可以看出，逆变器输出波形为一个三相交流，各相之间互差 120° ，三相是对称的。改变晶闸管导通和关断的时间，即可得到不同的输出频率。

由图 6-4(a) 的波形图，容易求得逆变器输出线电压和相电压的有效值：

$$U_{AB} = 0.817U_s \quad (6-1)$$

$$U_{A0} = 0.471U_s \quad (6-2)$$

2. 120° 导通型逆变器

晶闸管导通顺序为 1、2、3……时的 120° 导通型逆变器，各区

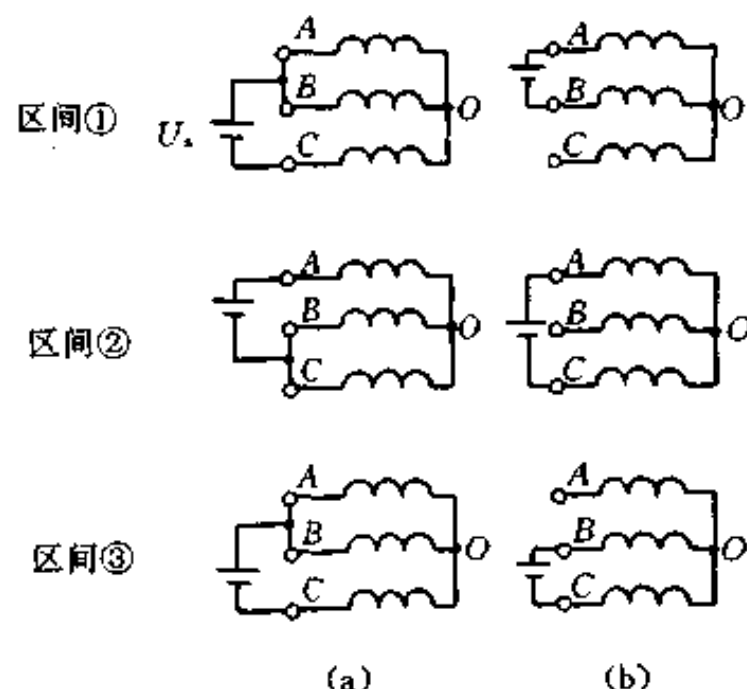


图 6-5 三相逆变器中各区间的等值电路
(a) 180° 导通型；(b) 120° 导通型

间的等值电路如图 6-5(b)所示。在区间①中, VT1, VT6 导通, $u_{A0} = U_s/2, u_{B0} = -U_s/2$; 在区间②中, VT1, VT2 导通, $u_{A0} = U_s/2, u_{C0} = -U_s/2$; 在区间③中, VT2, VT3 导通, $u_{B0} = U_s/2, u_{C0} = -U_s/2$, 区间④至区间⑥与上面重复, 但电压极性相反, 画出的相电压、线电压波形如图 6-4(b)所示。相电压为一矩形波, 幅值为 $U_s/2$, 线电压为一梯形波, 幅值为 U_s , 三相对称。

120°导通型逆变器输出线电压和相电压的有效值分别为:

$$U_{AB} = 0.707U_s \quad (6-3)$$

$$U_{A0} = 0.409U_s \quad (6-4)$$

比较两种导通型的电压有效值可以看出, 120°导通型的电压有效值低于 180°导通型的电压有效值, 这是不难理解的。

三、正弦波脉宽调制(SPWM)逆变器

1. SPWM 工作原理

直流 PWM 是用直流调制波与调制信号比较来实现的。而正弦波脉宽调制是用正弦波作为调制波, 而调制信号(或称载波)常选等腰三角波。SPWM 逆变器主电路也是三相桥式电路, 图 6-6(a)是由六个功率开关 IGBT 组成的主电路, 功率开关器件可以是单管也可以是功率模块。整个逆变器由三相整流器提供的恒值直流电压 U_s 供电。图 6-6(b)是它们的控制电路, 一组三相对称的

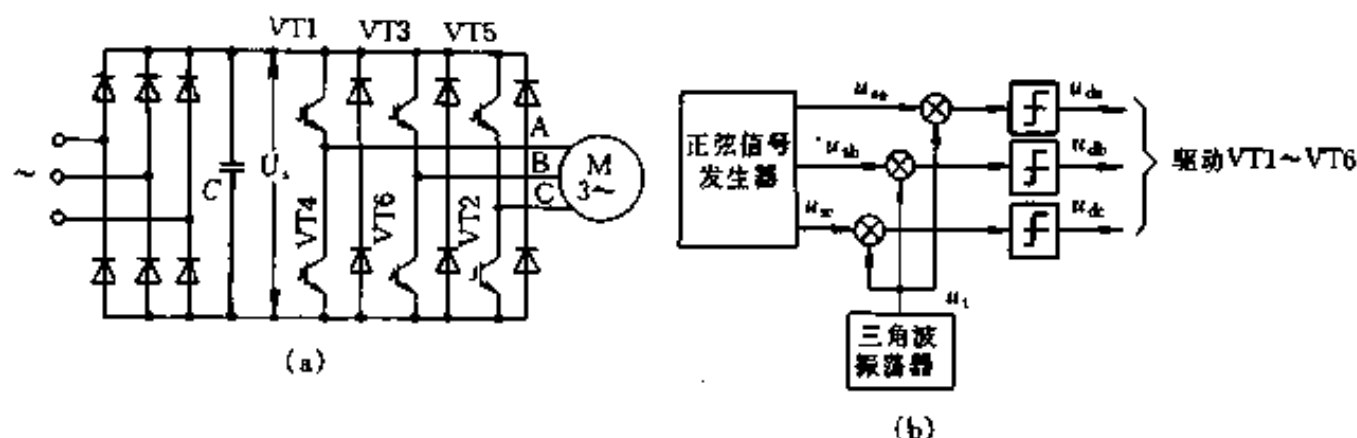


图 6-6 SPWM 变频器电路原理框图

(a) 主电路; (b) 控制电路框图

正弦波调制电压信号 u_{sa} 、 u_{sb} 、 u_{sc} 由信号发生器产生，其频率和幅值可调，以决定逆变器输出的基波频率和电压幅值。三角波载波信号 u_c 是共用的，分别与每相正弦波调制电压信号比较后给出“正”或“零”的饱和输出，产生 SPWM 脉冲序列波 u_{da} 、 u_{db} 、 u_{dc} 作为逆变器功率开关器件的驱动控制信号。图 6-7(a)、(b) 为其中的一相正弦波半个周期的调制情况。

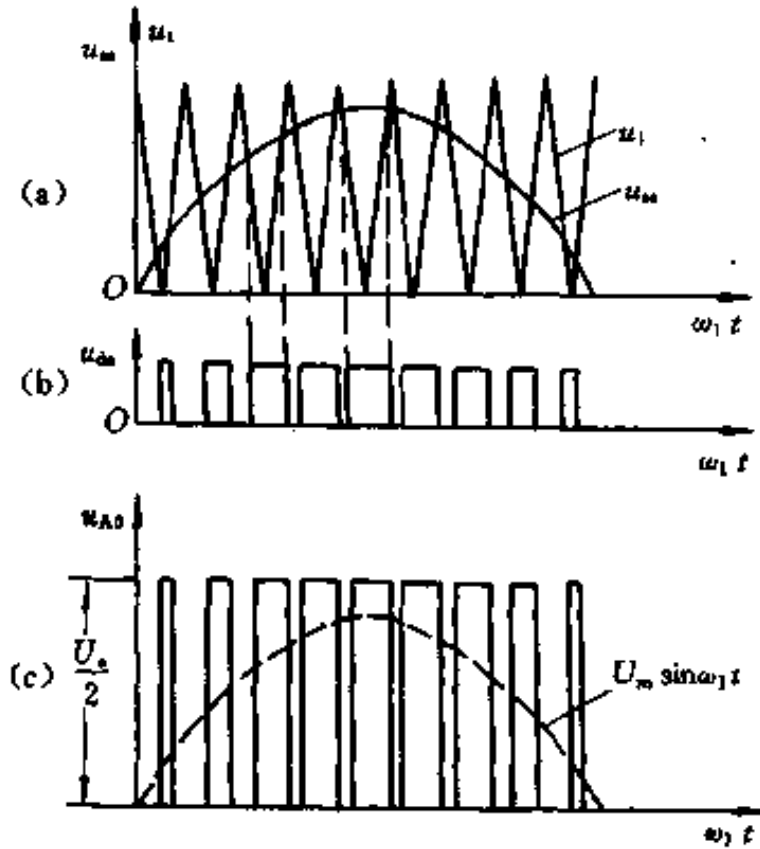


图 6-7 SPWM 脉宽调制方法与单极式输出相电压波形
 (a) 正弦调制波与三角波；(b) 驱动信号；(c) 单极式 SPWM 输出相电压波形

控制方式可以是单极式、也可以是双极式。采用单极式控制时，在正弦波的半个周期内每相只有一个开关器件开通或关断，例如 A 相的 VT1 在比较器输出电压 u_{da} 的“正”、“零”两种电平分别处于开通和关断状态。由于 VT1 在正半周内反复通断，在逆变器的输出端可获得重现 u_{da} 形状的 SPWM 相电压 u_{A0} ，脉冲的幅值为 $U_s/2$ ，脉冲的宽度按正弦规律变化，见图 6-7(c)。与此同时，必须有 B 相或 C 相的负半周出现 VT6 或 VT2 导通， u_{B0} 或 u_{C0} 脉

冲的幅值为 $-U_s/2$ 。 u_{A0} 的负半周则由 VT4 的通断来实现。其它两相相同，只是相位上分别相差 120° 。

双极式控制时的调制方法与单极式相同，只是功率开关器件通断情况不一样。双极式控制时，逆变器同一桥臂上、下两个开关器件交替通断，处于互补的工作方式。例如当 $u_{sa} > u_r$ 即 u_{da} 为“正”时，VT1 导通， $u_{A0} = +U_s/2$ ；当 $u_{sa} < u_r$ 即 u_{da} 为“负”时，VT4 导通， $u_{A0} = -U_s/2$ ，波形如图 6-8(b)所示。同理， u_{B0} 波形是 VT3、VT6 交替导通得到的，波形如图 6-8(c)； u_{C0} 波形是 VT2、VT5 交替导通得到的，波形如图 6-8(d)。图 6-8 中由 u_{A0} 减 u_{B0} 得到逆变器输出的线电压 u_{AB} ，其脉冲幅值为 $+U_s$ 和 $-U_s$ 。

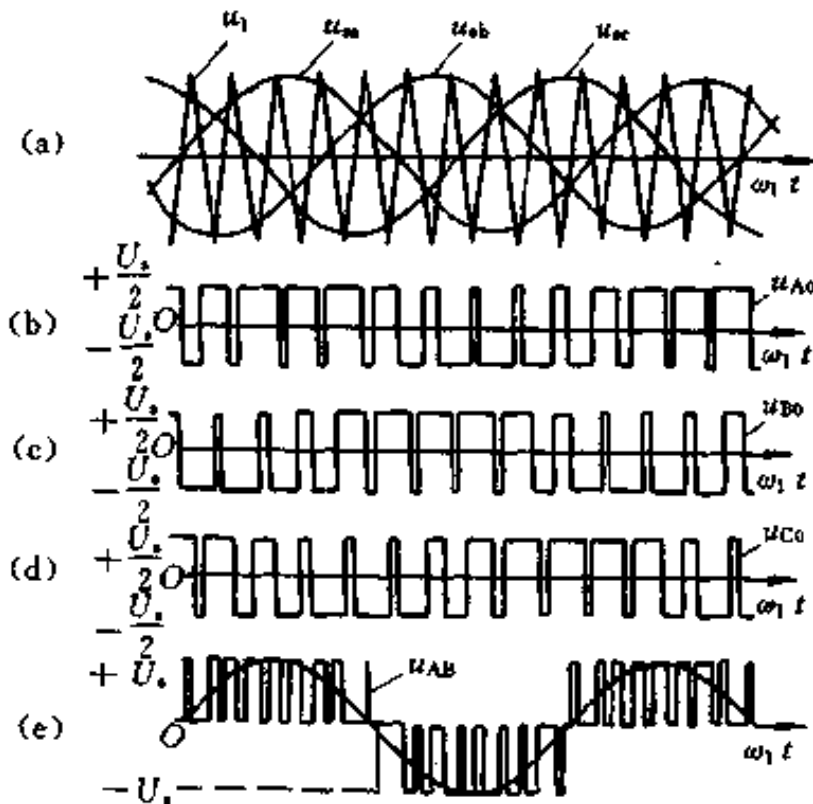


图 6-8 双极式 SPWM 逆变器三相输出波形

(a) 三相调制波与三角载波；(b) u_{A0} ；(c) u_{B0} ；(d) u_{C0} ；(e) 线电压 u_{AB}

2. SPWM 的调制方法

定义载波频率 f_c 与调制波频率 f_s 之比为载波比 N ，即 $N =$

f_c/f_s 。根据载波比变化与否及载波与调制信号是否同步有异步调制和同步调制之分。

(1) 异步调制 载波信号和调制信号不保持同步关系的调制方式称为异步调制方法。在异步调制中，在逆变器的整个工作范围内，载波比 N 是不等于常数的。一般在改变参考信号频率 f_s 时，保持三角载波频率 f_c 不变。这样，在调制信号的半个周期内，输出脉冲的个数不固定，脉冲相位也不固定，正负半周期的脉冲不对称，同时半周期内前后 $1/4$ 周期的脉冲也不对称。

当调制信号频率较低时，载波比 N 较大，半周期内的脉冲数较多，输出脉冲不对称影响较小，输出波形接近调制波——正弦波。当调制信号频率增大时，载波比 N 就减小，半周期内的脉冲数减小，输出脉冲的不对称性影响就变大，还会出现脉冲的跳动。同时输出波形和正弦波之间的差异也变大，电路输出特性变坏。对于三相 PWM 型逆变器来说，三相输出的对称性也变差。因此，在采用异步调制方式时，希望尽量提高载波频率，以使在调制频率较高时仍能保持较大的载波比，改善输出特性。

(2) 同步调制 载波比 N 等于常数，并在变频时使载波信号和调制信号保持同步的调制方式称为同步调制。在同步调制方式中，变频时三角载波与正弦调制波的频率是同步变化的，因而逆变器输出电压半周期内的脉冲数是固定的，脉冲相位也是固定的。如果取 N 等于 3 的倍数，则同步调制能保持逆变器输出波形的正、负对称，并能严格保证三相输出波形间具有互差 120° 的关系。但是，当输出频率很低时，由于两相邻脉冲间的间距增大，谐波会显著增大，使负载电动机产生较大的脉动转矩和较强的噪声，给电动机的正常工作带来不利影响。

(3) 分段同步调制 把逆变器的输出频率分成若干频段，每个频段内都保持载波比 N 为恒定，对于不同频段取不同的 N 值，频率低时 N 取值大些，即为分段同步调制。这样，在一定范围内，采用同步调制，保持输出波形对称的优点。当频率降低较多时，使

载波比有级地增加，又采纳了异步调制改善低频工作的长处。各段的载波比应该都取 3 的整数倍。

图 6-9 给出了分段同步调制的一个例子，各频率段的载波比

标在图中。由图可见，在逆变器输出频率 f_1 的不同频段内，用不同的 N 值进行同步调制，而在不同频率段内载波频率的变化范围基本一致， f_c 大约在 570Hz ~ 1100Hz 之间。提高载波频率可以使输出波形更接近正弦波，但

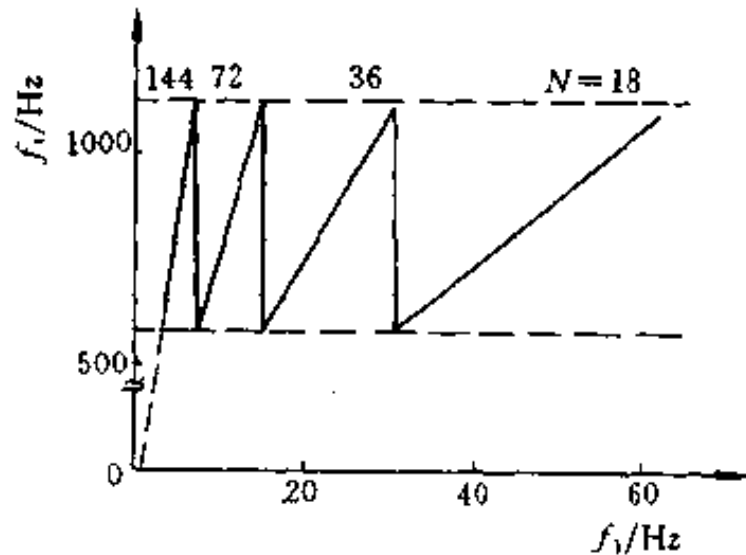


图 6-9 分段同步调制时 f_c 与 f_1 的关系曲线

载波频率的提高受到功率开关器件允许最高工作频率的限制。另外，在采用微机进行控制时，载波频率还受到微机计算速度和控制算法计算量的限制。

3. SPWM 波的生成方法

前已指出，SPWM 的控制就是根据三角载波与正弦调制波的去点来确定逆变器功率开关器件的开关时刻，可以用模拟电路构成三角波载波和正弦调制波发生电路，用比较器来确定它们的交点来实现，也可以通过微型计算机通过软件生成 SPWM 波。模拟电路结构复杂，难以实现精确的控制，而以微机为基础的数字控制方案却日益被人们采纳，提出了多种 SPWM 波形的软件生成方法。下面介绍两种最基本的方法。

(1) 自然采样法 根据 SPWM 逆变器的工作原理，当载波比为 N 时，在逆变器的一个周期内，正弦调制波与三角载波应有 $2N$ 个交点。或者说，三角载波变化一个周期之间，它与正弦波相交两次，相应的逆变器功率器件导通与关断各一次。要准确地生成

这样的 SPWM 波形,就得尽量精确地计算功率器件的导通时刻和关断时刻。功率器件的导通区间就是脉冲宽度,其关断区间就是脉冲的间隙宽度。正确计算这些区间宽度即可产生 SPWM 波形,这些区间的大小在正弦波频率的不同频段下是不一样的,并随调制制度而异。

按照正弦波与三角波的交点进行脉冲宽度与间隙宽度的采样,从而生成 SPWM 波形,叫做自然采样法,如图 6-10 所示。在图中截取了一段正弦调制波与三角载波一个周期内的相交情况。交点 A 是发生脉冲时刻, B 点是结束脉冲时刻。在三角载波的一个周期时间 T_c 内, A 点和 B 点之间的时

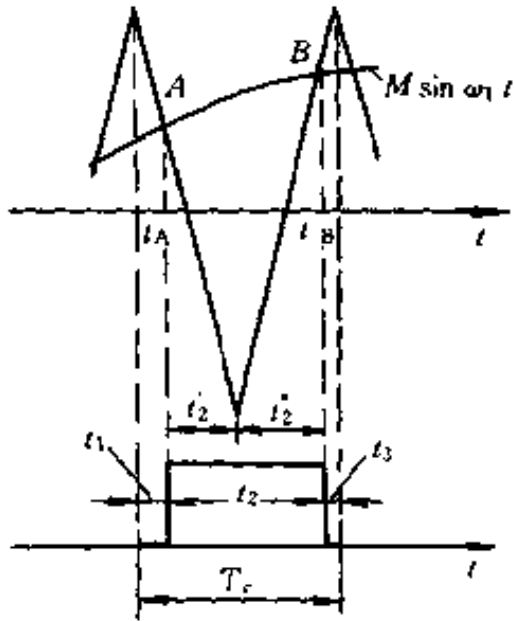


图 6-10 生成 SPWM 波的自然采样法

间 t_2 是逆变器功率器件的导通工作的区间,称为脉宽时间。而其余时间均为器件的关断工作时间,称为间隙时间,它在脉宽时间前后各有一段,分别用 t_1 和 t_3 表示。

设三角载波的峰值为 U_m , 正弦调制波的幅值为 U_{sm} , 则 $M = U_{sm}/U_m$ 称为调制制度。在理想情况下 M 可在 $0 \sim 1$ 之间变化,以调节输出电压的幅值,实际上 M 总是小于 1 的。

若以单位量 1 表示三角载波的幅值 U_m , 则正弦调制波可写成

$$U_s = M \sin \omega_1 t$$

其中 ω_1 是正弦调制波的角频率,即逆变器的输出角频率。

由于 A、B 两点对三角载波中心线的不对称,须把脉宽时间 t_2 分成 t_2' 和 t_2'' 两部分分别求解。按相似直角三角形的几何关系可知

$$\frac{2}{1 + M\sin\omega_1 t_A} = \frac{T_c/2}{t_2'}$$

$$\frac{2}{1 + M\sin\omega_1 t_B} = \frac{T_c/2}{t_2''}$$

经整理得

$$t_2 = t_2' + t_2'' = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{M}{2} (\sin\omega_1 t_A + \sin\omega_1 t_B) \right] \quad (6-5)$$

式(6-5)中,除 T_c , M , ω_1 已知外,交点时刻 t_A 和 t_B 都是未知数,此式是一个超越方程,难以求解。

自然采样法虽然能真实地反映脉冲产生与结束的时刻,却难以在实时控制中在线计算。

(2) 规则采样法 规则采样法是一种应用较广的工程实用方法,它的主要原则是这样的:在三角载波每一个周期内的固定时刻,找到正弦调制波上的对应电压值,就用此值对三角载波进行采样,以决定功率开关器件的导通与关断时刻。

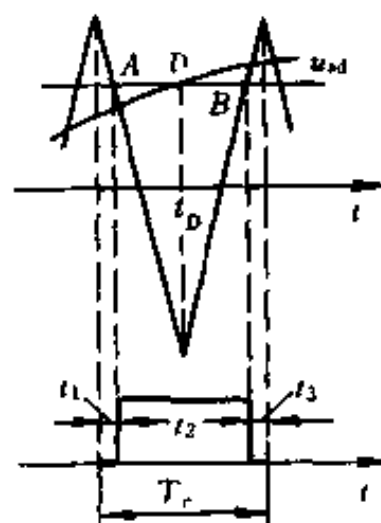


图 6-11 所示是其中的一种规则采样法。它固定在三角载波每一周期

图 6-11 生成 SPWM 波形的规则采样法

的负峰值时找到正弦调制波上的对应点,即图中的 D 点,采样电压为 u_{sd} 。在三角载波上由 u_{sd} 水平线截得 A 、 B 两点,从而确定脉宽时间 t_2 。这时,由于 A 、 B 两点以相应的三角波中点(即负峰点)为对称,使计算大大简化。

在规则采样法中,每个周期的采样时刻都是确定的,它所产生的 SPWM 脉冲宽度和位置都可预先计算出来。根据脉冲电压对三角载波的对称性,可得下面的计算公式

脉宽时间
$$t_2 = \frac{T_c}{2} (1 + M\sin\omega_1 t_D) \quad (6-6)$$

间隔时间
$$t_1 = t_3 = \frac{1}{2}(T_c - t_2) \quad (6-7)$$

实用的逆变器多是三相的，因此还应形成三相的 SPWM 波形。三相正弦调制波在时间上互差 120° ，而三角载波是共用的。设在同一三角波周期内三相的脉宽时间分别为 t_{a2} 、 t_{b2} 、 t_{c2} ，它们都可用式(6-6)计算，求三相脉宽时间的总和时，等式右边第一项相同，加起来是其三倍，而由于三相正弦调制波时间上互差 120° ，第二项之和则为零，因此

$$t_{a2} + t_{b2} + t_{c2} = \frac{3}{2}T_c \quad (6-8)$$

三相的间隙时间总和为

$$t_{a1} + t_{b1} + t_{c1} + t_{a3} + t_{b3} + t_{c3} = \frac{3}{2}T_c$$

脉冲两侧的间隙时间相等，所以

$$t_{a1} + t_{b1} + t_{c1} = t_{a3} + t_{b3} + t_{c3} = \frac{3}{4}T_c \quad (6-9)$$

t_{a1} 、 t_{a3} ； t_{b1} 、 t_{b3} ； t_{c1} 、 t_{c3} 分别表示三相间隙时间。利用式(6-8)、式(6-9)可以简化生成三相 SPWM 波形的计算。

4. 产生 SPWM 波的专用集成电路

随着 SPWM 技术应用越来越广泛及微电子技术的发展，出现了多种产生三相 SPWM 波形的专用集成电路，近几年来应用较多的是 HEF4752 和 SLE4520。HEF4752 是全数字化的三相 SPWM 波生成集成电路。这种芯片既可用于有强迫换流电路的三相晶闸管逆变器，也可用于由全控型开关器件构成的逆变器。HEF4752 可输出三相对称 SPWM 波控制信号，调频范围为 $0 \sim 200\text{Hz}$ 。由于它生成的 SPWM 波的最大开关频率较低，一般在 1kHz 以下，所以较适用于以电力晶体管或可关断晶闸管为开关器件的逆变器，而不适合于 IGBT 逆变器。后来发展了一种新的三相 SPWM 波生成集成电路 SLE4520。它是一种应用 ACMOS 技术制作的低功耗高频大规模集成电路，是一种可编程器件。它能把三个 8 位数字

量同时转换成三个相应脉宽的矩形波信号,与 8 位或 16 位微机联合使用,可产生三相逆变器所需的六路控制信号,输出的 SPWM 波的开关频率可达 20kHz,基波频率可达 2600Hz,适用于 IGBT 逆变器或其他中频电源逆变器。

(1) HEF4752 引脚简介 HEF4752 为标准的双列直插 28 脚封装。它有 7 个控制输入、4 个时钟输入、12 个逆变器驱动输出、3 个控制输出和 2 个电源端。

控制输入:控制信号 I 用来选择驱动半控器件或驱动全控器件模式。I 为低电平时为驱动全控器件模式,I 为高电平时为驱动半控器件模式。半控器件模式下,输出的是经过高频调制的脉冲列。

控制信号 L 用来控制启动/停止。L 为低电平时封锁驱动输出,L 为高电平时解除封锁。

控制信号 K 和时钟输入 OCT 的频率 f_{OCT} 共同决定同一桥臂上、下驱动信号之间的互锁推迟间隔的长短和半控器件模式下的触发脉冲串的频率和宽度。

控制信号是 CW 的电平决定三相输出的相序。其为高电平和低电平时,分别输出相反相序的驱动信号。

控制信号 A、B、C 供制造过程中试验用,通常不用,但必须接低电平。

时钟输入:频率时钟输入 FCT 的频率 f_{FCT} 决定三相 PWM 输出的频率。

电压时钟输入 VCT 的频率 f_{VCT} 控制调制深度,以控制压/频比 V/f 。

最高开关频率基准时钟 RCT 是固定时钟,其频率 f_{RCT} 用来设定最大逆变器开关频率。

互锁推迟时钟 OCT 的频率 f_{OCT} 决定互锁推迟时间间隔的长短。

驱动输出:驱动输出共有 12 个,它们是 ORM1、ORC1、

ORM2、ORC2、OYM1、OYC1、OYM2、OYC2、OBM1、OBC1、OBM2、OBC2。符号中 O 表示输出，R、Y、B 表示红、黄、蓝相，M 表示主开关器件，C 表示换相开关器件，1 表示上侧开关器件，2 表示下侧开关器件。当驱动半控器件时，输出 12 个驱动信号，其中 6 个驱动主开关器件，6 个驱动换相辅助开关器件。当驱动全控器件时，只需 6 个主开关器件驱动信号即可。

控制输出：控制输出 RSYN 是 R 相的同步信号。

控制输出 V_{AV} 是平均电压信号。

控制信号 CSP 是电流采样脉冲信号。

关于 HEF4752 的更详细的情况，可参考文献 [17]。

(2) HEF4752 在交流电动机变频调速中的应用 图 6-12 所示为异步电动机交-直-交变频调速系统框图，其中使用了 HEF4752 产生三相 PWM 驱动信号。三相 380V 交流电经过二极管桥式整流和电容器滤波后（电压型），得到直流电压，经晶体管组成的三相桥式逆变器输出三相电压接到三相异步电动机。

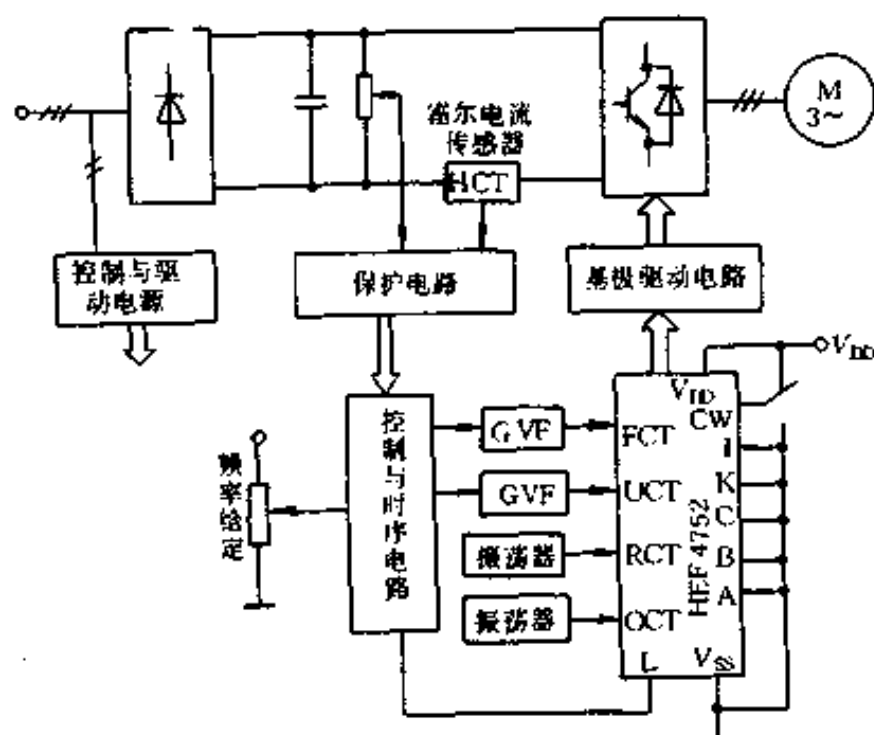


图 6-12 使用 HEF4752 的变频调速系统框图

HEF4752 的驱动输出信号经隔离,放大后送至相应的晶体管的基极。HEF4752 的控制输入 A、B、C、K 和 I 接 V_{SS} (低电平); CW 根据对相序的要求,接高电平或者接低电平,可转换; L 接控制和时序电路,完成初始化和故障封锁功能,在主电路直流侧通过传感器测得电压和电流、当发生过电流,过电压、欠电压等故障时,控制电路通过置 L 为低电平封锁 HEF4752 的输出,使逆变器停止工作。最高开关频率基准时钟 RCT 和互锁推迟时钟 OCT 分别由两个振荡器产生,根据要求 f_{RCT} 和 f_{OCT} 设为固定值;而频率时钟和 FCT 电压时钟 VCT 则由控制电路控制,随频率给定信号而变化。

(3) SLE4520 引脚简介 SLE4520 为双列直插式 28 脚芯片。它有 13 个输入端、5 个控制端、8 个输出端、2 个电源端。

13 个输入端: XTAL1 (2 脚)、XTAL2 (3 脚),为外晶振输入端,可外接 12MHz 晶振,为 SLE4520 内部各单元电路提供一个外接参考时钟。

P7~P0 (4 脚~11 脚),为 8 位数据输入端,与 8 位 CPU 的数据总线相连接。其功能是将微机输出的命令或数据送入 SLE4520。

\overline{WR} (24 脚) 和 ALE (25 脚),分别与微机的 \overline{WR} 和 ALE 相连。根据程序中设定的地址信号对 SLE4520 内部的 3 个 8 位数据寄存器、2 个 4 位控制寄存器进行选择。

SYNC (27 脚),为来自微机的触发脉冲信号输入端,与微机的输出端相连。该端输入信号控制 3 个可预置 8 位减法计数器是否开始进行递减运算。

5 个控制端: CLEAR STATUS (21 脚) 及 SET STATUS (22 脚),为通断状态触发器的两个输入端,即清零端与置位端,可接保护电路的输出或接微机的输出。清零端有效则开通 SLE4520 的 SPWM 信号输出端;置位端有效则关断 SPWM 信号输出端。

RES (23 脚),为 SLE4520 的复位端,可与微机复位电路的

输出相连。该端为高电平时，使 SLE4520 内部各状态锁存器、计数器等复位，保证开机时从相同的状态开始工作。

CS (26 脚)，为 SLE4520 的片选信号输入端，可与微机系统的译码电路输出端相连。该端为高电平时，SLE4520 芯片被选通工作；为低电平时，SLE4520 芯片不工作。

INHIBIT (19 脚)，为脉冲封锁端，接保护电路的输出。该端为高电平时 SLE4520 的输出全被封锁，可用作逆变器各种故障保护的封锁脉冲端。

8 个输出端：PH1/1 (18 脚) 和 PH1/2 (17 脚)、PH2/1 (16 脚) 和 PH2/2 (14 脚)、PH3/1 (13 脚) 和 PH3/2 (12 脚)，分别为逆变器 U、V、W 三相上、下桥臂开关器件的控制信号输出端，接三相逆变器驱动电路的输入端，提供驱动三相逆变器的 SPWM 信号。在设有死区时间的情况下，PH1/1 和 PH1/2 的输出信号、PH2/1 和 PH2/2 的输出信号、PH3/1 和 PH3/2 的输出信号是相反的，也可以通过编程在它们之间设延时，以防止逆变器上、下桥臂的直通。输出级电流可达 20mA，可直接驱动 TTL 电路或者隔离用的光耦。

STATUS (20 脚)，为通断状态触发器的输出端，可接一个指示器，用以指示 SLE4520 的状态是在输出驱动逆变器状态还是在封锁输出状态。

CLKOUT (28 脚)，为晶振频率输出端，接微机的时钟信号输入端，使微机系统的时钟与 SLE4520 的时钟保持同步。

2 个电源端： U_{DD} (1 脚)，为电源正端，接 +5V 电源。

U_{SS} (15 脚)，为电源负端，接地。

关于 SLE4520 的更详细的情况，可参考文献 [15]。

(4) SLE4520 在交流电动机变频调速中的应用 HEF4752 的配套电路可以由模拟电路与数字电路构成，也可以使用微机由硬件和软件相结合来完成。但可编程三组 PWM 集成电路 SLE4520 必须与微机配合使用。下面介绍一个以 8031 微机系统与 SLE4520

配合使用形成 SPWM 波驱动 IGBT 逆变器的例子。系统的框图如图 6-13 所示，简要说明如下：

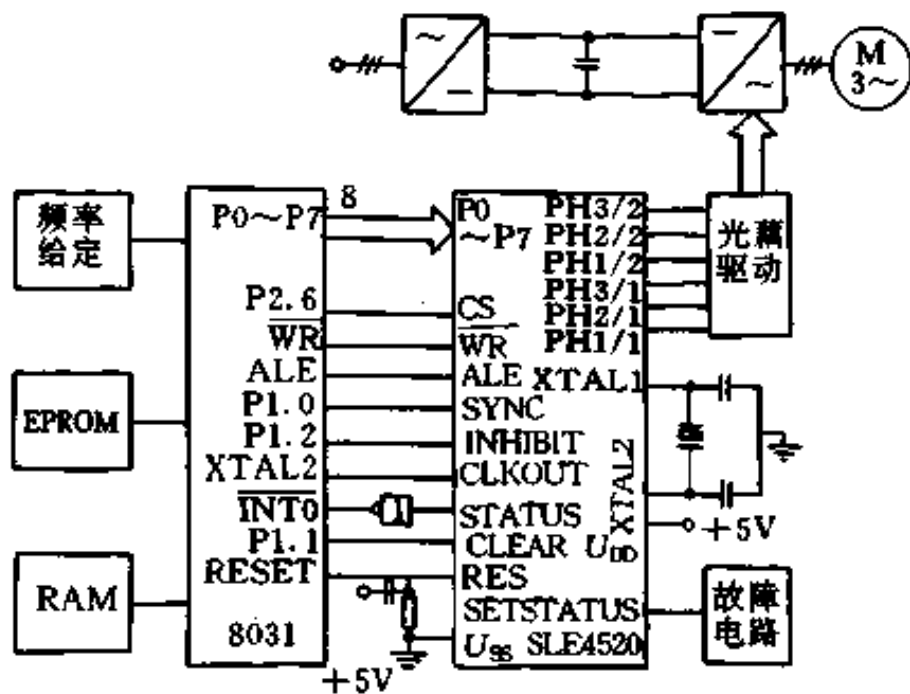


图 6-13 SLE4520 应用实例框图

①将 SLE4520 的 1 脚接 +5V，15 脚接地。2 脚与 3 脚间接 12MHz 晶振。CLKOUT（28 脚）接到 8031 的 XTAL2，使 8031 的时钟与 SLE4520 的时钟保持同步。将 SLE4520 的 RES（23 脚）与 8031 的给电复位电路的输出相连，保证开机时以相同的状态开始工作。

②8031 的 P0 口与 SLE4520 的 P0~P7 相连，为数据总线。SLE4520 的六路输出接到驱动模块的输入端（接光耦发光二极管的阴极），以输出 SPWM 脉冲。

③SLE4520 的 SYNC 端接至 8031 的 P1.0 口，由 8031 控制 SLE4520 内部的三个可预置的计数器同时启动。

④SLE4520 的 SET STATUS 接至外部故障电路的输出端，一旦故障电路中任一故障出现时，通过该端将对 SLE4520 的六路输出进行封锁。SLE4520 的 STATUS（20 脚）与 8031 的 $\overline{\text{INT0}}$ 相连。当保护电路出现任一故障，SLE4520 被封锁时，将进入 8031

$\overline{\text{INT0}}$ 的中断服务程序，进行软件封锁和故障显示及报警。

⑤给定频率由电位器设定，经积分电路和模数转换器读入8031。读入频率信号后，微机计算出相应的PWM脉宽，分别送SLE4520内部地址分别为00、01、02的U相、V相、W相寄存器。正弦波的频率控制可通过改变SLE4520内部地址为04的分频控制寄存器来实现。上、下两个开关器件的控制信号的延时，可通过设定SLE4520内部地址为03的死区位移寄存器来实现。对应开关频率的周期 T 由8031内部定时器 $T0$ 来决定。

四、电流瞬时值控制逆变器

前面讨论的电压型逆变器是由直流电压源供电的，电流型逆变器是由直流电源供电的。本节讨论的却是由直流电压源供电的电流型PWM逆变器。逆变器的开关器件一般多采用全控型开关器件，直流回路由二极管整流桥或蓄电池供电，并联有大电容。逆变器中各开关器件 $\text{VT1} \sim \text{VT6}$ 是由参考正弦电流信号 i_A 、 i_B 、 i_C 与各相电流瞬时值信号 i_a 、 i_b 、 i_c 分别进行比较所产生的差值继电器信号控制的，如图6-14所示。现在考虑A相电路，设 VT1 导通，即绕组A接电源正端，电压 u_{A0} 为正，A相电流 i_a 增加。当 i_a 大于 i_A 的数值超过继电器滞环宽度 Δ 时，继电器动作，使 VT1 关断， VT4 导通（其间转换要设置一定的封锁时间，以防止直通），于是 u_{A0} 变负， i_a 下降。如此反复通断，使电动机电流 i_a 始终以滞环宽度为界跟踪参考正弦电流 i_A 变化。比较器和继电器元件的特性以及逆变器输出电压与电流波形如图6-15所示。这样电动机电流瞬时值 i_a 、 i_b 、 i_c 基波分量的幅值和频率就分别与参考正弦电流信号 i_A 、 i_B 、 i_C 的相同，亦即电动机电流瞬时值可以通过控制参考正弦电流信号而改变。电动机电流幅值仅与参考电流幅值有关而与负载阻抗以及电压源内部的变化无关，因此就其实质来讲，逆变器是作为电流源工作的。输出电流紧紧跟踪控制电流变化，故又称电流跟踪型或电流随动型逆变器。

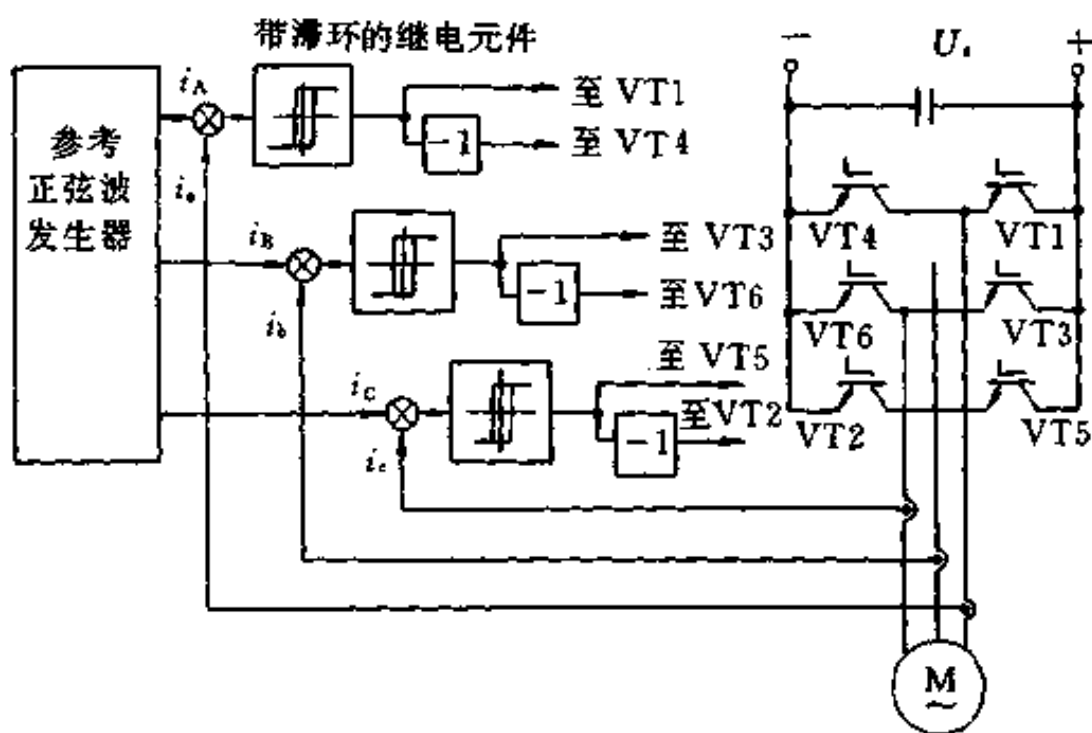


图 6-14 电流瞬时值控制逆变器

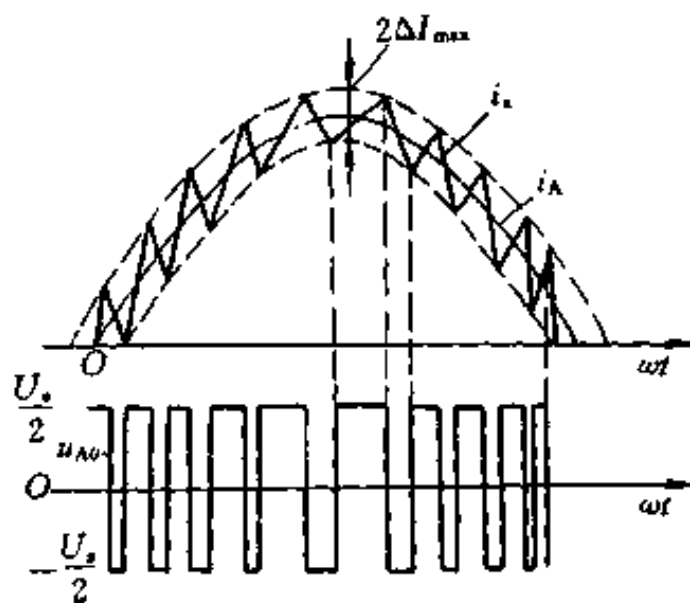


图 6-15 电流瞬时值控制时逆变器输出电压和电流波形

电动机电流瞬时值峰-峰之间波纹的大小取决于滞环的宽度。如果滞环宽度取得比较小，则电流的谐波含量以及最大瞬时值都比较小，这会降低电动机的发热和额定值。减小电流脉动，特别

是电流最大瞬时峰值低,对使用功率晶体管作开关器件很有利,因为晶体管允许的最大瞬时电流峰值与连续电流额定值之比较低,对采用普通晶闸管或门极可关断晶闸管也有利,因为这可以减轻它们的换流负担。但滞环宽度小,调制频率就要高,又会受器件开通和关断时间的限制。为了能有较高的调制频率,应选用快速开关元件,如 IGBT 和 VDMOS。调制频率还受逆变器换流电路允许的开关频率和开关损耗以及电流检测速度的限制。检测实际电流用的电流传感器必须是很宽通频带的高性能传感器,例如高灵敏度的霍尔效应传感器。

五、交-交变频器

交-交变频器也叫周波变流器(Cycloconverter),因为没有中间直流环节,仅用一次变换就实现了变频,所以效率较高,适用于大功率交流电动机变频调速系统。

1. 交-交变频器的工作原理

实际系统所用的交-交变频器主要是三相输出的,它们一般由三个单相输出交-交变频器组成。这里以单相交-交变频器工作原理为例进行分析。

图 6-16 是单相交-交变频器的原理图,它由两组反并联的晶闸管变流电路构成,和直流电动机可逆调速系统用的四象限变流系统完全相同。两者的工作原理也非常相似。在直

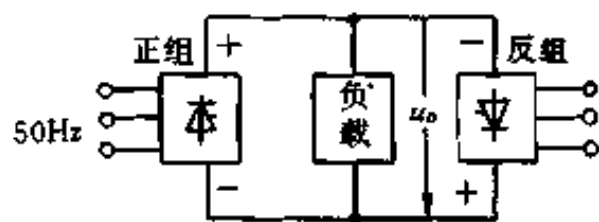


图 6-16 单相交-交变频器主电路

流可逆调速系统中,让两组变流电路分别工作就可输出极性可变的直流电。在交-交变频电路中,让两组变流电路按一定频率交替工作,就可以给负载输出该频率的交流电。改变两组变流电路的切换频率,就可以改变输出频率。改变变流电路工作时的控制角 α , 就可以改变交流输出电压的幅值。

假设在一个周期内控制角 α 是固定不变的，则输出电压波形为矩形波。矩形波中所含的大量谐波对电动机的工作很不利。如果 α 角不是固定的，而是如图 6-17 所示，在半个周期内让正组变流电路的 α 角按正弦规律从 90° 逐渐减小到 0° ，然后再逐渐增大到 90° 。那么，正组变流电路在每个控制间隔内的平均输出电压就按正弦规律从零渐增至最大，再逐渐减小到零，如图 6-17 虚线所示。在另外半个周期内，对负组变流器进行同样的控制，就可以得到接近正弦波的输出电压。和晶闸管整流电路一样，交-交变频电路的换相属电网换相。

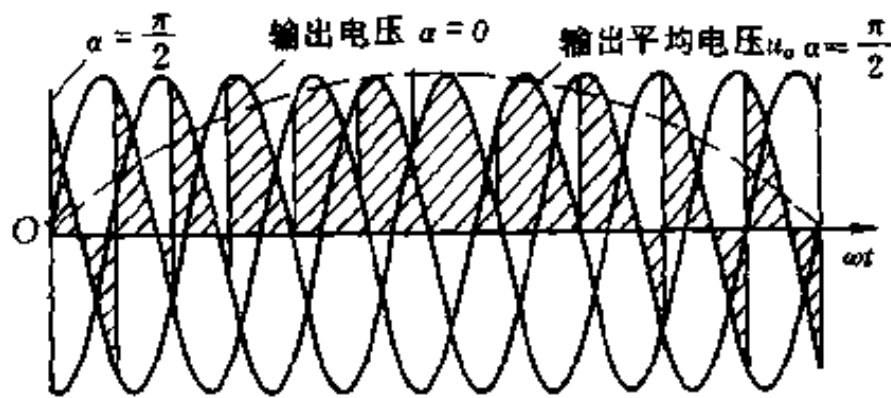


图 6-17 交-交变频器的输出波形

由图 6-17 的波形可以看出，交-交变频电路的输出电压并不是平滑的正弦波，而是由若干段电源电压拼接而成的。在输出电压的一个周期内，所包含的电源电压段数越多，其波形就越接近正弦波。图 6-16 中的正负两组变流电路通常采用三相桥式电路，这样，在电源电压的一个周期内，输出电压将由 6 段电源线组成。如采用三相半波电路，则电源电压一个周期内，输出电压将只由 3 段电源相电压组成。输出电压波形变差，因此使用较少。另外，随着输出频率升高，输出电压一个周期内电网电压的段数就减少，所含的谐波分量就要增加，这种输出电压的波形畸变是限制输出频率提高的主要因素之一。此外，负载功率因数也对输出特性有一定影响。就输出波形畸变和输出频率来看，难以确定一个明确

的界限。一般认为，变流电路采用 6 脉波的三相桥式电路时，最高输出频率不高于电网频率的 $1/3 \sim 1/2$ 。电网频率为 50Hz 时，交-交变频器的输出上限频率约为 20Hz。

2. 输出正弦波电压的调制方法

前面已讨论过，为了使交-交变频器的平均输出电压是正弦波，必须对每个晶闸管的控制角 α 进行调制。使交-交变频器的输出电压波形为正弦波的调制方法有多种，这里介绍最基本的、广泛采用的余弦交点法。

晶闸管变流电路的输出电压为

$$u_o = U_{d0} \cos \alpha \quad (6-10)$$

式中， U_{d0} 为控制角 $\alpha=0$ 时的理想空载整流电压。

对于交-交变频电路来说，每次控制时 α 角都不同，式(6-10)中的 u_o 表示每次控制间隔内输出电压的平均值。

设要得到的正弦波输出电压为

$$u_o = U_m \sin \omega_1 t \quad (6-11)$$

比较式(6-10)和式(6-11)可得

$$\cos \alpha = \frac{U_m}{U_{d0}} \sin \omega_1 t \quad (6-12)$$

因此，
$$\alpha = \arccos \left(\frac{U_m}{U_{d0}} \right) \sin \omega_1 t \quad (6-13)$$

式(6-13)是用余弦交点法求变流电路控制角 α 的基本公式。

下面用图 6-18 对余弦交点法作进一步说明。图中 $u_1 \sim u_6$ 为电网线电压，相邻两个线电压的交点对应于相位控制角 $\alpha=0$ 。 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 为线电压 $u_1 \sim u_6$ 所对应的同步信号， $u_{s1} \sim u_{s6}$ 比对应的 $u_1 \sim u_6$ 超前 30° 。也就是说， $u_{s1} \sim u_{s6}$ 的波峰正如对应于相应线电压 $\alpha=0$ 的时刻，而 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 的零点正如对应于相应线电压 $\alpha=90^\circ$ 的时刻，因此同步信号是对应线电压导通角 α 的余弦，称余弦同步信号。设希望输出的电压为 u_o ，则各晶闸管的触发时刻由相应的同步电压 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 的下降段和 u_o 的交点决定。如图 6-18 所示。

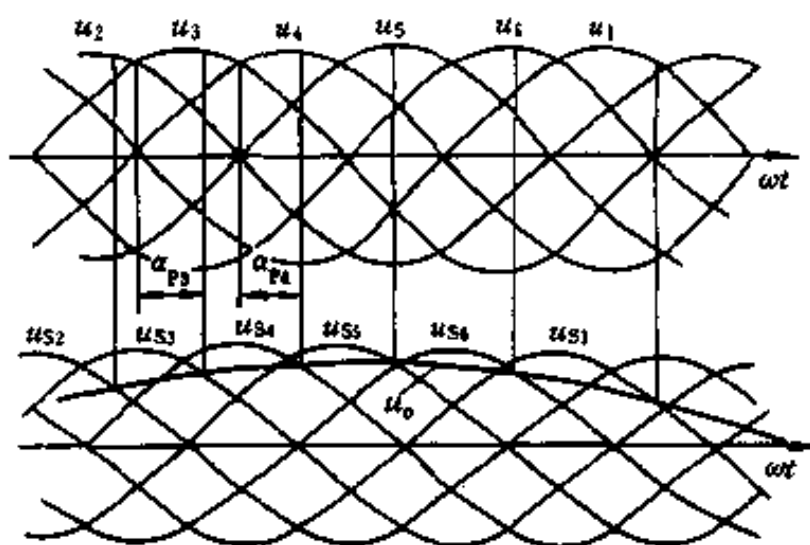


图 6-18 余弦交点法原理

上述余弦交点方法可以用模拟电路来实现，也可使用微机来实现。

第二节 异步电动机变频调速时的机械特性

前面已经指出，异步电动机变频调速时，在改变定子电源角频率 ω_1 的同时电压幅值 U_1 也要相应变化。电压 U_1 和角频率 ω_1 可以有不同的配合，它们对应的机械特性也不一样。

一、恒压频比控制 ($U_1/\omega_1 = \text{恒值}$) 的机械特性

式(1-45)已给出异步电动机的机械特性表达式。我们知道，同步机械角速度 $\omega_0 (= 2\pi f_1/p_M)$ 和供电电源角频率 $\omega_1 (= 2\pi f_1)$ 之间的关系为 $\omega_0 = \omega_1/p_M$ ，而总漏抗 $X_1 = \omega_1(L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})$ ，于是式(1-45)可以写成

$$T_e = \frac{3p_M}{\omega_1} \times \frac{U_1^2 R'_2/s}{\left(R_1 + \frac{R'_2}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})^2} \quad (6-11)$$

我们先分析其中一条机械特性，即定子供电电压 U_1 和角频

率 ω_1 为一定值的情况。当 U_1 和 f_1 都为定值时，式(6-11)可以写成

$$T_e = 3p_M \left(\frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R'_2}{(sR_1 + R'_2)^2 + s^2\omega_1^2(L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})^2} \quad (6-12)$$

当 s 很小时，可忽略式(6-12)分母中含 s 各项，则

$$T_e \approx 3p_M \left(\frac{U_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R'_2} \quad (6-13)$$

即 s 很小时，转矩近似与 s 成正比，机械特性是一段直线。

实行恒压频比控制时，同步转速随着频率变化，即

$$n_0 = 60\omega_1 / 2\pi p_M \quad (6-14)$$

带负载时的转速降落 Δn 为

$$\Delta n = sn_0 = \frac{60}{2\pi p_M} s\omega_1 \quad (6-15)$$

由式(6-13)可以推导出

$$s\omega_1 \approx \frac{T_e R'_2}{3p_M (U_1/\omega_1)^2} \quad (6-16)$$

由式(6-16)可见，当 U_1/ω_1 为恒值时，对于同一转矩 T_e ， $s\omega_1$ 是基本上不变的，因此 Δn 也是基本不变的。也就是说， s 很小时，在恒压频比条件下改变频率时，机械特性基本上是一族平行的直线，见图 6-19。但当转矩增大到最大转矩值以后，转速再降低，特性就折回来了。

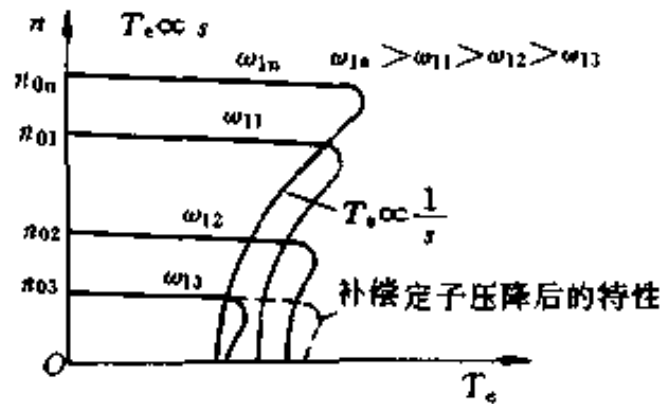


图 6-19 恒压频比控制时变频调速的机械特性

由式(1-47)可以推导

出 U_1/ω_1 为恒值时最大转矩 T_{em} 随角频率 ω_1 的变化关系为

$$T_e = \frac{3U_1^2 p_M}{\omega_1^2 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + \omega_1^2 ((L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})^2)}]}$$

$$= \frac{3p_M \left(\frac{U_1}{\omega_1} \right)^2}{\left(\frac{R_1}{\omega_1} \right)^2 + \sqrt{\left(\frac{R_1}{\omega_1} \right)^2 + (L_{1\sigma} + L'_{2\sigma})^2}} \quad (6-17)$$

由式(6-17)可见,最大转矩 T_{em} 是随着 ω_1 的降低而减小的。频率很低时, T_{em} 太小将限制调速系统的带负载能力。

二、恒 E_1/ω_1 控制时的机械特性

为了推导恒 E_1/ω_1 控制时的机械特性,将第一章中的感应电动机等值电路绘于图 6-20。图中 E_1 为气隙磁通在定子每相绕组中的感应电动势; E_s 为定子全磁通的感应电动势; E'_r 为转子全磁通的感应电动势(折合到定子边)。

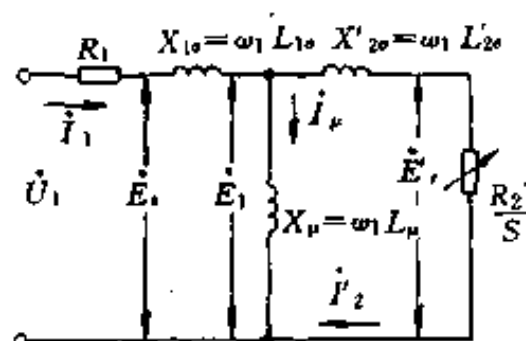


图 6-20 感应电动机稳态等值电路

由图 6-20 等值电路可以看出

$$I'_2 = \frac{E_1}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s} \right)^2 + \omega_1^2 L_{2\sigma}'^2}} \quad (6-18)$$

代入电磁转矩的基本关系式得

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{\omega_0} I_2'^2 \frac{R'_2}{s} = \frac{3p_M}{\omega_1} \cdot \frac{E_1^2}{\left(\frac{R'_2}{s} \right)^2 + \omega_1^2 L_{2\sigma}'^2} \cdot \frac{R'_2}{s} \\ &= 3p_M \left(\frac{E_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R'_2}{R_2'^2 + s^2 \omega_1^2 L_{2\sigma}'^2} \end{aligned} \quad (6-19)$$

当 s 很小时,可忽略式(6-19)分母中含 s^2 项,则

$$T_e \approx 3p_M \left(\frac{E_1}{\omega_1} \right)^2 \cdot \frac{2\omega_1}{R'_2} \quad (6-20)$$

对于一定的 ω_1 ,电磁转矩 T_e 与转差率 s 成比例,亦即这一段机械特性近似为一条直线。在恒 E_1/ω_1 控制时,当 s 很小时,机械特性基本上是一族平行的直线。

将式(6-19)对 s 求导, 并令 $dT_e/ds=0$, 可得恒 E_1/ω_1 控制时的最大转矩 T_{em} 和对应的临界转差率 s_m 为

$$s_m = \frac{R'_2}{\omega_1 L'_{2\sigma}} \quad (6-21)$$

$$T_{em} = \frac{3p_M}{2} \left(\frac{E_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{L'_{2\sigma}} \quad (6-22)$$

由式(6-22)可见, 恒 E_1/ω_1 控制时, 最大转矩 T_{em} 是恒定的。

比较恒 U_1/ω_1 控制和恒 E_1/ω_1 控制可知, 恒 U_1/ω_1 控制相当于忽略定子阻抗压降的恒 E_1/ω_1 控制, 频率较低时, 定子阻抗压降不能忽略, 故最大转矩 T_{em} 减小, 此时, 适当提高定子电压 U_1 来补偿定子阻抗压降, 可以提高低频时的最大转矩, 从而提高低频时的带载能力。

根据电机学原理可知

$$E_1 = 4.44 f_1 k_1 W_1 \Phi \quad (6-23)$$

式中 Φ 为气隙磁通, k_1 和 W_1 分别为定子绕组系数和绕组匝数。那么, 恒 E_1/f_1 (亦即恒 E_1/ω_1) 控制, 相当于保持气隙磁通 Φ 不变的控制; 而恒 U_1/ω_1 控制, 相当于忽略定子阻抗压降的近似恒气隙磁通控制。

三、恒 E'_r/ω_1 控制时的机械特性

由图 6-20 可以写出

$$I'_2 = \frac{E'_r}{R'_2/s} \quad (6-24)$$

代入电磁转矩基本关系式得

$$T_e = \frac{3p_M}{\omega_1} \frac{E_r'^2}{(R'_2/s)^2} \cdot \frac{R'_2}{s} = 3p_M \left(\frac{E'_r}{\omega_1} \right)^2 \times \frac{s\omega_1}{R'_2} \quad (6-25)$$

式(6-25)即为恒 E'_r/ω_1 控制时的机械特性。可见, 不必作任何近似, 就可以得出电磁转矩 T_e 与转差率 s 成比例, 即机械特性 $T_e = f(s)$ 完全是一条直线。显然, 恒 E'_r/ω_1 控制的性能最好, 可以获得

和直流电动机一样的机械特性。那么,如何保证 E'_1/ω_1 恒定呢?根据电动势与磁通的基本关系式(6-23),可以知道转子全磁通 Φ_r 与感应电动势 E_r 的关系为

$$E_r = 4.44f_1k_1W_1\Phi_r \quad (6-26)$$

由此可见只要能够按照转子磁通 $\Phi_r = \text{恒值}$ 进行控制,就可以获得恒 E'_1/ω_1 控制。这也就是矢量变换控制的目的。

第三节 转差频率控制变频调速系统

一、转差频率控制的基本原理

由变频器向异步电动机供电,即可构成开环变频调速系统。当对其静、动态性能有较高要求时,就应该采用闭环控制。我们知道,采用速度负反馈构成的速度闭环控制系统可以提高系统的静特性,但要真正提高系统的动态性能必须要控制电磁转矩。在第三章直流电动机转速、电流双闭环系统分析中我们知道,为使电动机在动态中始终有最大加(减)速度,以缩短过渡过程时间,应使电动机在整个过渡过程中以允许的最大转矩运转。由于直流他励电动机在磁通恒定时,电磁转矩与电枢电流成正比($T_e = C_m\Phi I$),所以可以通过控制电枢电流来控制转矩。

在交流异步电动机中,影响转矩的因素很多。电机学原理中转矩的公式^[10]为

$$T_e = C_m\Phi_m I_2' \cos\varphi_2 \quad (6-27)$$

式中 C_m 为转矩系数。

由式(6-27)可以看出,气隙磁通 Φ_m 、转子电流 I_2' 和转子功率因素 $\cos\varphi_2$ 都影响转矩,而这些量又都和转速有关,所以控制交流异步电动机转矩的问题就复杂得多。

如果采用恒 E_1/ω_1 控制方法保持稳态气隙磁通不变,机械特性表达式为式(6-19)。令 $\omega_2 = s\omega_1$, 并定义为转差角频率,则式(6-19)可写为

$$T_e = 3p_M \left(\frac{E_1}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_2 R'_2}{R_2'^2 + \omega_2^2 L_{2\sigma}'^2} \quad (6-28)$$

当电机稳定运行时, s 很小, 因而 ω_2 很小, 可以认为 $\omega_2 L_{2\sigma}' \ll R_2'$, 即得近似转矩关系式

$$T_e \approx 3p_M \left(\frac{E_1}{\omega_1} \right) \frac{\omega_2}{R_2'} \quad (6-29)$$

式(6-29)表明, 在 s 很小时, 只要能维持 E_1/ω_1 不变 (即气隙磁通 Φ_m 不变), 异步电动机的转矩就近似与转差角频率 ω_2 成正比。这就是说, 在异步电动机中控制 ω_2 就和直流电动机中控制电流一样, 能够达到间接控制转矩的目的。

但是, 用控制转差频率间接控制转矩是有条件的。

首先, 必须保持气隙磁通 Φ_m 恒定, 即采用恒 E_1/ω_1 控制方式。而在异步电动机中直接可控、可测的是定子电压和电流。我们知道, 在异步电动机中 Φ_m 是由激磁电流 I_μ 所决定的, 而 I_μ 不是一个独立的变量, 它由下式决定

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2' + \dot{I}_\mu \quad (6-30)$$

将 $\dot{I}_\mu = \dot{E}_1 / jX_\mu$ 和 $\dot{I}_2' = \dot{E}_1 / \left(\frac{R_2'}{s} + jX_2' \right)$ 代入式(6-30)可求得

$$I_\mu = I_1 \sqrt{\frac{R_2'^2 + (\omega_2 L_{2\sigma}')^2}{R_2'^2 + \omega_2^2 (L_{2\sigma}' + L_\mu)^2}}$$

$$\text{或} \quad I_1 = I_\mu \sqrt{\frac{R_2'^2 + \omega_2^2 (L_{2\sigma}' + L_\mu)^2}{R_2'^2 + \omega_2^2 L_{2\sigma}'^2}} \quad (6-31)$$

根据式(6-31), 可以得出维持 Φ_m 恒定或 I_μ 恒定时, 定子电流 I_1 随 ω_2 变化的规律, 如图 6-21 所示。

其次, 转差角频率 ω_2 必须很小。 ω_2 应处于机械特性的直线段, 即 ω_2 应小于机械特性最大转矩对应的临界转差角频率 ω_{2m} 。由式(6-21)可求得

$$\omega_{2m} = \frac{R_2'}{L_{2\sigma}'} = \frac{R_2}{L_{2\sigma}} \quad (6-32)$$

第二个条件变为转差角频率 ω_2 满足

$$\omega_2 < \omega_{2m} \quad (6-33)$$

在转差频率控制系统中,只要给 ω_2 限幅即可实现。

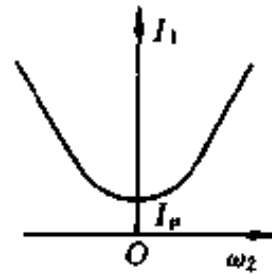


图 6-21 保持 Φ 恒定时 $I_1 = f(\omega_2)$ 函数曲线

综上所述,转差频率控制的条件是:

①按式(6-31)或图 6-21 的 $I_1 = f(\omega_2)$ 函数关系控制定子电流 I_1 , 以保持气隙磁通 Φ_m 恒定。

②保证 $\omega_2 < \omega_{2m}$, 以保证转矩 T_e 基本上与 ω_2 成正比。

二、电流型转差频率控制变频调速系统

电流型转差频率控制变频调速系统结构原理图如图 6-22 所示。主电路采用交-直-交电流型逆变器,整流电路和逆变电路均由晶闸管组成,分别调节电压和频率。和直流电动机转速电流的双闭环系统一样,外环是转速环,内环是电流环。电流调节器为比例-积分调节器。转速调节器为带输出限幅的比例-积分调节器,其输出限幅 $\pm U_{\omega 2m}^*$ 用以限制最大转矩 $\pm T_{em}$ 。转速调节器的输出是转差频率给定值 $U_{\omega 2}^*$, 代表转矩给定。转差角频率 ω_2 的控制作用分两路分别作用在可控整流器 UR 和逆变器 UI 上。前者通过 $I_1 = f(\omega_2)$ 函数发生器按 $U_{\omega 2}^*$ 的大小,产生相应的定子电流给定信号 U_{i1}^* , 通过电流调节器控制定子电流,以保持 Φ_m 为恒值。另一路按 $\omega_2 + \omega = \omega_1$ 的规律产生对应于定子频率 ω_1 的控制电压 $U_{\omega 1}^*$, 决定逆变器的输出频率。此处假设电动机的极对数 $p_M = 1$, 则 $\omega_0 = \omega_1$, $\omega_2 = s\omega_1 = (\omega_0 - \omega) \cdot \omega_1 / \omega_0 = (\omega_1 - \omega) \cdot \omega_1 / \omega_1 = \omega_1 - \omega$ 。这样就形成了在转速外环内的电流频率配合控制。转速给定信号 $U_{\omega 2}^*$ 反向时, $U_{\omega 1}^*$ 反向,用极性鉴别器判断 $U_{\omega 1}^*$ 的极性,决定频率控制的相序,通过逻辑切换装置改变供电电源相序,而 ω_1 信号本身则经过绝对值变换器决定输出频率的高低,这样就很方便地实现了可逆运行。

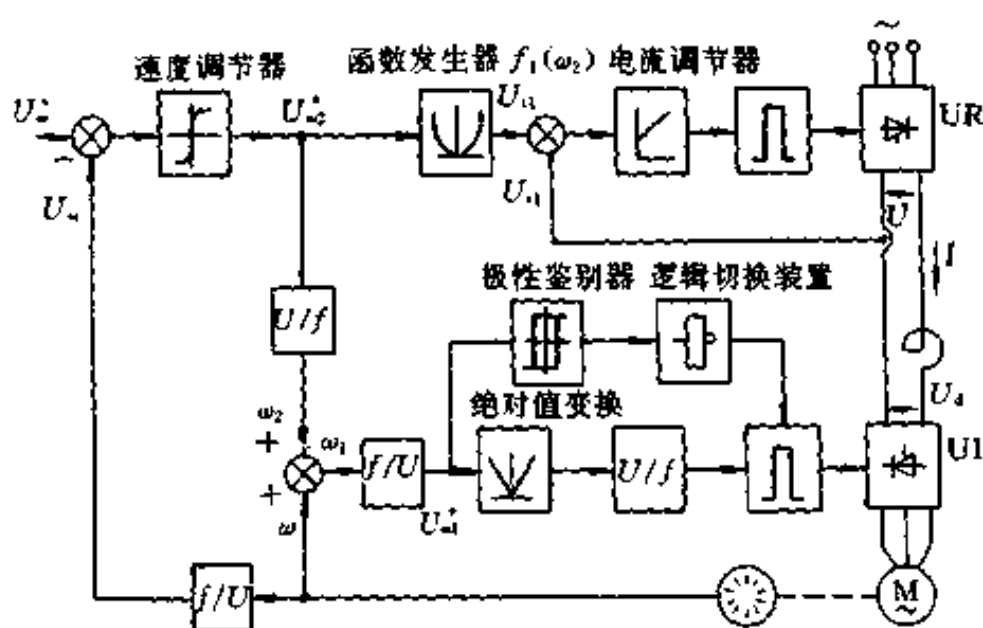


图 6-22 电流型转差频率控制变频调速系统原理图

现在来分析一下系统的各种工作情况。

(1) 启动过程 当突加转速给定信号 U_2^* 后，转速调节器饱和，其输出达到限幅值 $U_{\omega_2 m}^*$ ，这时 $\omega_2 = \omega_{2m}$ ，而转矩 $T_e = T_{em}$ ，系统从图 6-23 中的点 1 启动。转速上升后，只要未达到给定值，转速调节器始终饱和，系统始终保持限幅转差角频率 ω_{2m} 和限幅转矩 T_{em} 不变，工作点沿 T_{em} 直线上升，直到接近稳态。

若负载为理想空载，则启动后实际角速度 ω 等于给定角速度 ω^* ，也等于定子角频率 ω_1 ，即 $\omega = \omega^* = \omega_1$ ， $\omega_2 = 0$ ， $I_1 = I_\mu$ ，系统稳定运行在点 2。若负载为 T_L ，则稳定后 $\omega_2 \neq 0$ ，以保证电流调节器工作在 $I_1 = I_{1L}$ ，而定子角频率 $\omega_1 = \omega^* + \omega_2$ ，这个提高了的频率使系统稳定运行于点 3，保证转速等于给定转速，即 $\omega = \omega^* = \omega_1 - \omega_2$ 。

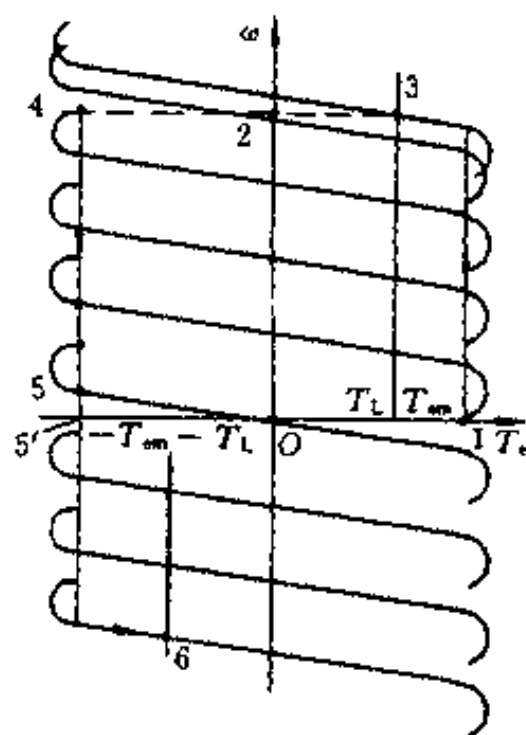


图 6-23 转差频率控制系统运行特性

(2) 抗负载扰动过程 设电动机原来工作于理想空载的情况, 即 $\omega = \omega^* = \omega_1$, $\omega_2 = 0$ 的点 A (图 6-24), 相应的定子频率为 f_1 , 现在负载突然增大到 T_{L1} , 实际角速度 ω 将下降。该误差经过转速调节器后, 使转差频率给定信号增加, 从而使转差角频率 ω_2 增加。根据

$$\omega_1 = \omega + \omega_2$$

ω_2 的增加又导致 ω_1 及 f_1 的增加, 使实际角速度 ω 相应提高。由于系统是无静差调节, 转速最终将稳定于 $\omega = \omega^*$ 点 (图 6-24 上点 B)。这时对应机械特性的理想空载转速应为

$$\omega_1' = \omega^* + \omega_2$$

即工作于新的定子频率 f_1' 上。因此也可以理解为: 当负载变化时, 将给定一个 ω_2 , 即 ω_2 值使定子频率上升到相应于 $\omega_1' = \omega^* + \omega_2$ 的值为止。这时实际角速度 ω 等于给定角速度 ω^* , 实现转速无静差调节。如果负载由 T_{L1} 突增到 T_{L2} , 则闭环系统的自动调节作用将提高定子角频率到 ω_1'' , 使系统工作于频率 f_1'' 的特性上的点 C, $\omega = \omega^*$, 做到静态无差。

(3) 制动过程 如果系统原来稳定工作于图 6-23 中的点 3。当速度给定信号 U^* 突然减小到零时, 由于惯性实际角速度不能瞬间变化, 这时转速调节器的输出达到负限幅 $-U_{\omega 2m}$ 。它一方面通过 $f_1(\omega_2)$ 和电流环控制整流器使其建立所需要的制动电流; 另一方面由于转差频率 ω_2 变负, $\omega_1 = \omega + \omega_2$ 变小, 使逆变器频率降低。电动机定子电压频率的突然降低, 将会使工作点由第 I 象限转到第 II 象限, 如图 6-23 中由点 3 到点 4, 电磁转矩变负, 为制动转矩, 使电动机减速。由于转速调节器为带输出限幅的 PI 调节器, 所以当转速降到零之前, 转速调节器一直饱和, 其输出负限幅维持 $T_e = -T_{em}$, 恒最大转矩减速, 如图 6-23 中由点 4 到点 5。

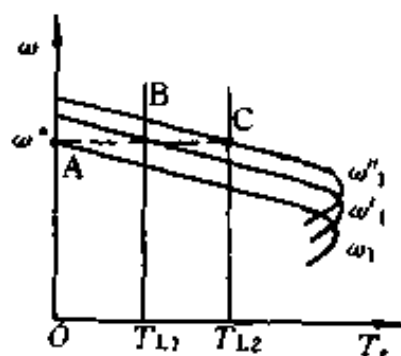


图 6-24 转差频率控制系统抗负载扰动过程

随着电机减速,即 ω 减小, $\omega_1=\omega+\omega_2$ 越来越小(这里 $\omega_2=-\omega_{2m}$,为负值)。当 $\omega_1<0$ 时, $U_{\omega_1}^*<0$,通过极性鉴别器和逻辑切换装置改变逆变器触发装置产生信号的相序,电动机进入反接制动状态,直至转速为零。

(4)反过程 如果速度给定信号 U_{ω}^* 由正突然变负,则系统首先沿着曲线点3→点4→点5制动。当 $\omega_1=\omega-\omega_{2m}$ 由正变负时,通过极性鉴别器和逻辑切换装置改变逆变器触发装置产生信号的相序,电机进入反接制动状态。电机在反相序反接制动过零时,转差频率信号 ω_2 仍为 $-\omega_{2m}$, ω 为零(图6-23点5'),则在维持反相序情况下,电动机加速至与反向负载转矩相平衡时的位置为止,进入稳定运行,如图6-23中由点5'到点6。可见,整个反向过程主要是在最大转矩 $-T_{em}$ 下完成的。

根据以上工作情况的分析可以看出,该系统在稳态工作时可以实现无静差调节,并且在给定信号变化较大时能够维持电动机电磁转矩接近最大值下完成动态过程,并且可以实现四象限运行。由此可见,该系统基本具备了直流电动机双闭环控制系统的优点,它是一个比较优越的控制方法,而且结构也不算复杂,有广泛的应用价值。

然而,如果认真考查一下它的静、动态性能,就会发现这个系统与直流双闭环调速系统的性能相比毕竟还是有差距的。首先,因为这个系统的恒磁通函数曲线是在稳态下算出的,因此在动态过程就不满足恒磁通的条件。而且电机的内部参数实际上也不是常数,要准确地模拟出函数曲线是困难的。其次,我们是利用 I_1 来控制电动机转矩的,但实际上在 Φ 一定时转矩是由转子电流产生的,而转子电路具有一定的时间常数,这就引起转矩的滞后,影响了快速响应。为此需要引入校正环节,对转子滞后的相位进行补偿。此外,在频率控制环节中,取 $\omega_1=\omega+\omega_2$,使频率 ω_1 得以和转速 ω 同步升降,这本是转差频率控制的优点。然而,如果转速检测信号不准确或存在干扰成分,例如测速发电机的纹波等,也

会直接给频率造成误差。因为所有这些偏差和干扰都以正反馈的形式毫无衰减地传递到频率控制信号上来了。为了提高测量精度，可以采用数字式测量方法和微机控制系统。

三、电压型转差频率控制变频调速系统

电流型转差频率控制变频调速系统是通过控制定子电流来间接控制电磁转矩的，而异步电动机直接可控的除了定子电流外，还有定子电压。

由异步电动机等效电路可知，定子相电压是励磁电流、定子频率和转差率的函数，因此通过控制定子电压即可间接地控制励磁电流，也可以控制气隙磁通、转差频率和转矩。图 6-25 示出采用电压型 PWM 逆变器的转差频率控制系统结构图。整流电路采用不可控整流器整流，逆变电路采用全控器件构成 SPWM 逆变器。

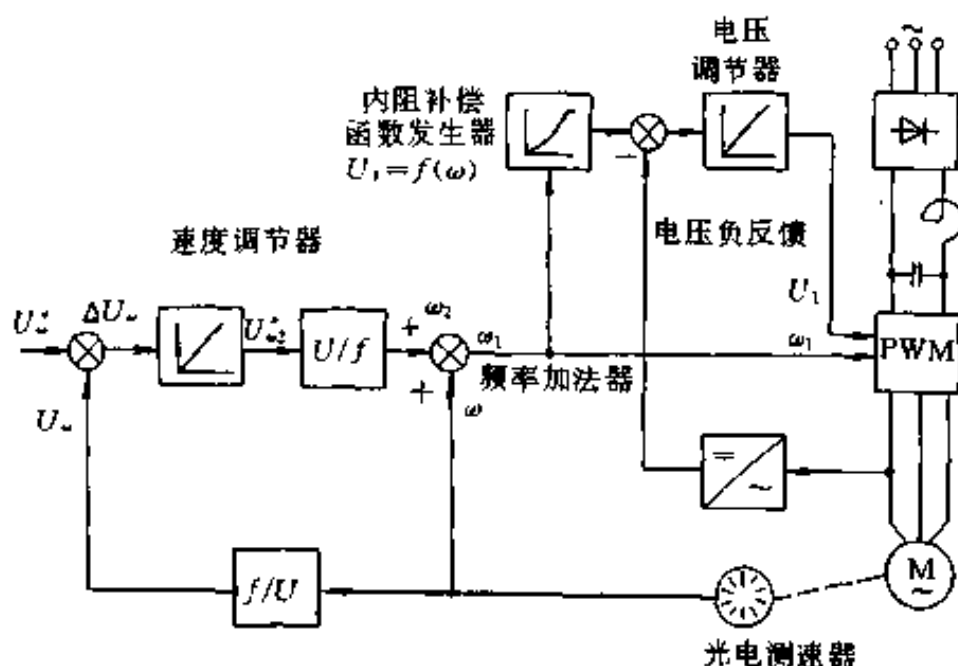


图 6-25 电压型转差频率控制变频调速系统结构原理图

速度给定值 U^* 与反馈值 U 在带输出限幅的 PI 调节器中进行比较，其输出反映了转差频率 ω_2 ，最大限幅值保证了系统在动

态过程中电流和转矩不会超过允许值。 ω_2 与电动机的实际转速 ω 相加得同步转速 ω_1 ，并以此作为逆变器输出频率的信号。这一信号也作为电压闭环的给定信号。函数发生器的作用是保持实现 $U/f = \text{常数}$ 的控制规律，近似恒磁通控制，在低频下它能补偿电动机的内阻压降。如果电动机要工作在基速以上实现弱磁升速，则 $f(\omega)$ 限幅使电动机端电压不随频率变化而变化。

当速度给定值 U_s 突然增加时，速度误差信号 $\Delta U_s > 0$ ，转差频率给定 ω_2 为最大值，电动机以最大可能的转矩加速，最后稳定在某一给定转速上，电动机电磁转矩等于负载转矩。反之，如果给定值突然减小，则有与之相反的调节过程。

这种系统通过直接控制转差率控制转矩，使系统具有良好的动态性能，并且，由于速度调节器采用 PI 调节器，所以也能做到转速静态无差。但缺点是对磁通的变化响应速度慢，因此在突加负载时尚有可能造成系统不稳定。

第四节 矢量变换控制变频调速系统

一、矢量变换控制的基本思想

对于转动惯量为常数的任何拖动运动控制都服从于基本运动方程式

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

由此式可以看出：在恒转矩负载的启动、制动和调速过程中，如果能够控制电磁转矩 T_e 恒定，即可获得恒加（减）速运动；在突加负载扰动时，如果能够尽量迅速地把电磁转矩提高上去，即可获得较小的动态速降和较快的恢复时间。可以说，调速系统的动态性能，归根结底是对电磁转矩的控制性能。

转差频率控制的变频调速系统虽然说成是能够维持磁通与转矩恒定。但是由于其基本关系都是从稳态机械特性上推导出来的，

没有考虑到电动机电磁惯性的影响,所以动态转矩仍未得到控制。

要解决这个问题,一种办法是从根本上改造交流电动机,改变其产生转矩的规律,但迄今为止,在这方面的研究成效尚少;另一种办法是在普通的三相交流电动机上设法模拟直流电动机控制转矩的规律。1971年由联邦德国 Blaschke 等人首先提出的矢量变换控制(Trans Vector Control)就是这种控制思想的实现。

矢量变换控制的基本思路是按照产生同样的旋转磁场这一等效原则建立起来的。

众所周知,三相固定的对称绕组 A 、 B 、 C , 通以三相正弦对称交流电流 i_A 、 i_B 、 i_C , 即产生转速为 ω_1 的旋转磁场 Φ , 如图 6-26(a)所示。

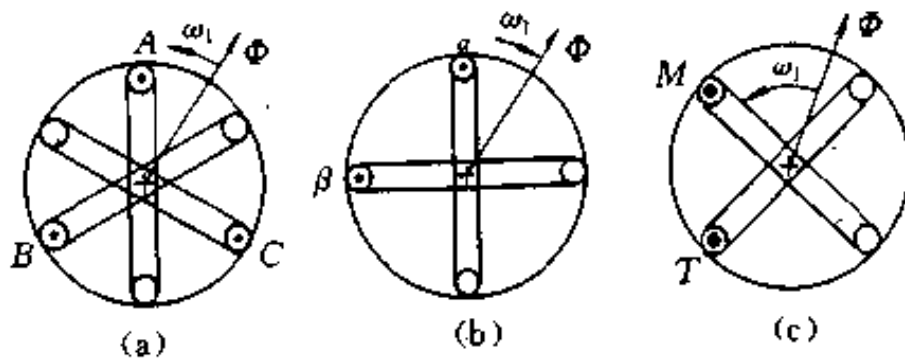


图 6-26 等效的交流绕组与直流绕组

产生旋转磁场不一定非要三相对称绕组,除单相绕组以外,两相绕组、三相绕组、四相绕组……等任意的多相对称绕组,通以多相平衡电流,都能产生旋转磁场。图 6-26(b)是两相固定绕组 α 和 β (空间位置上差 90°), 通以两相平衡交流电流 i_α 和 i_β (时间上差 90°) 时,所产生的旋转磁场 Φ 。当旋转磁场的大小与转速都相同时,图 6-26 中 (a) 和 (b) 的两套绕组等效。

图 6-26(c)中有两个匝数相等互相垂直的绕组 M 和 T , 分别通以直流电流 i_M 和 i_T , 产生位置固定的磁通 Φ 。如果使两个绕组同时以同步转速旋转,磁通 Φ 自然旋转起来,当磁通 Φ 的大小、转

速与图 6-26(a)、(b)中的旋转磁场的大小与转速都相同时,也可以和图 6-26(a)、(b)中的绕组等效。当观察者站到铁芯上和绕组一起旋转,在他看来,是两个通以直流的互相垂直的固定绕组。如果取磁通 Φ 的位置和 M 绕组的平面正交,就和等效的直流电动机绕组没有差别了。这样以产生同样的旋转磁场为准则,图 6-26(b)的两相绕组和图 6-26(c)的直流绕组等效。 i_A 、 i_B 、 i_C 与 i_a 、 i_b 及 i_M 、 i_T 之间存在着确定的关系,即矢量变换关系。要保持 i_M 和 i_T 为某一定值,则 i_A 、 i_B 、 i_C 必须按一定的规律变化。只要按照这个规律去控制三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C ,就可以等效地控制 i_M 和 i_T ,达到所需控制转矩的目的,从而得到和直流电动机一样的控制性能。

直流电动机产生的转矩如图 6-27 所示。其中 mm' 是等效的励磁绕组,产生主磁通 Φ ,其磁势 F_m 与 mm' 绕组平面垂直。如果把电流画成空间矢量,其方向就是磁势方向。 aa' 为等效的电枢绕组,通过整流子及电刷的换向,保持电枢电流方向不变。电枢磁通及其磁势 F_a 方向与主磁通 Φ 相差 90° ,且在空间保持不变。转矩是由两个磁场的相互作用或者说由 Φ 与 I_a 相互作用产生的。

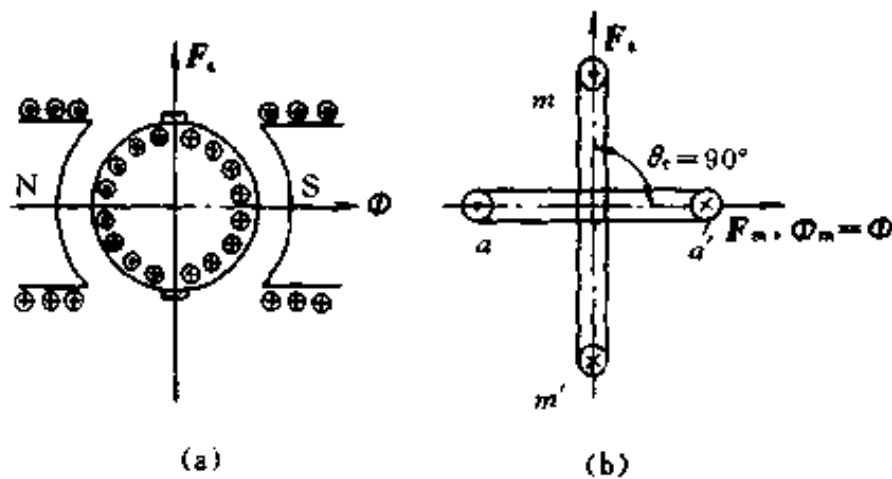


图 6-27 直流电动机的磁通和电枢磁势

异步电动机和直流电动机就大不相同,定子电流 I_1 与转子电

流 I_2 共同产生的气隙磁通 Φ_m ，以电流频率决定的同步速度 ω_1 在空间旋转，这个旋转磁场与转子电流 I_2 的相互作用产生转矩。图 6-28(a) 所示为气隙磁通 Φ_m 、磁势 F_1 、 F_2 及合成磁势 F_m 的空间矢量，磁势矢量也表示了相应的电流矢量 I_1 、 I_2 、 I_m 。显然 F_2 (I_2) 落后于 Φ_m 一个相角 $\frac{\pi}{2} + \varphi_2$ ，

$$\varphi_2 = \arctg \frac{sX_{2\sigma}}{R_2}$$

这些旋转的空间矢量在电动机某相绕组轴线上的投影，就是该量在这一相的瞬时值。因此，这些矢量便可以看成是旋转的时间向量，只不过这时的相位角是用电角度表示的空间相位角，当电动机的极对数 $p_M=1$ 时，空间角等于电角度，两者的旋转速度也一样，这样空间矢量图也可用作时间向量图，不过它们的物理意义都不相同，电流向量始终是表示相应的磁动势矢量。

在图中，如果将 $\Phi_m \cos \varphi_2$ 作为一个新的变量记为 Φ_2 ，它实际上就是转子磁通， $\Phi_{2\sigma}$ 为转子漏磁通。这样异步电动机的转矩就可以改写为

$$T_e = C_m \Phi_2 I_2$$

它表示异步电动机的转矩是由磁通 Φ_2 和电流 I_2 相互作用所产生的。

如图以 Φ_2 为基准重画此矢量图如图 6-28(b)。则可将矢量 I_1 分解为水平分量 I_{M1} 及垂直分量 I_{T1} ，而 $I_{M2}=0$ ， $I_{T2}=I_2$ 。从物理概念上，说明定子电流分量 I_{M1} 是用来产生转子磁通 Φ_2 的。

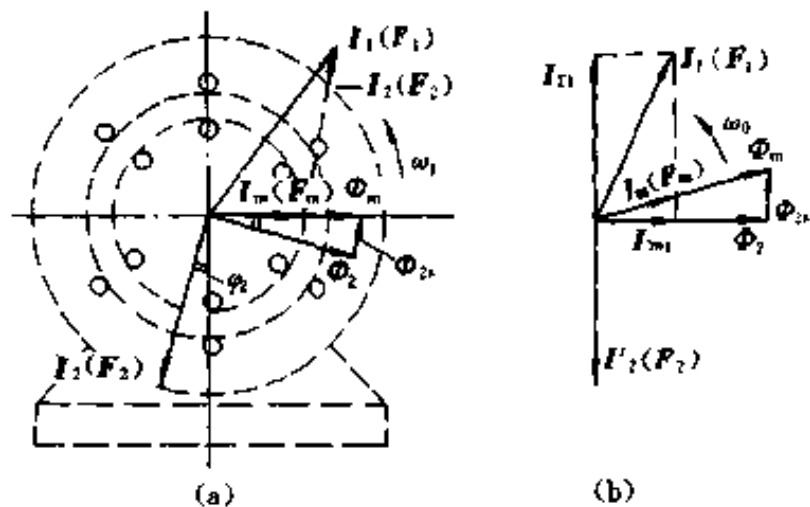


图 6-28 异步电动机矢量图

定子电流分量 I_{T1} 的作用是与 I_2 的磁势相平衡，即抵消转子电流 I_2 的磁势，使其在垂直方向上无气隙磁通。

这样，异步电动机就可以看成是定子有两组等效的正交绕组，一组通过电流 I_{M1} 产生磁通 Φ_M ，相当于励磁绕组；一组通过电流 I_{T1} ，与产生转矩的转子电流 I_2 相平衡。如图 6-29(a)。但是 I_{M1} 、 I_{T1} 、 I_2 、 Φ_2 等均为在空间以同步速度 ω_1 旋转的矢量，如图 6-29(b)，而直流电动机的电流及磁通在空间是静止的。如果站在 Φ_2 的轴线上跟着 Φ_2 旋转，再观察 I_{M1} 、 I_{T1} 等各量，则这些量如图直流电动机一样是相对静止的，其效果和通以直流电流 i_{M1} 、 i_{T1} 所产生的结果一样。因此，如果能检测出每瞬间 Φ_2 在空间的位置，即它对定子绕组的相位角 φ ，就可以通过坐标的旋转变换将其变到静止坐标，通过控制 i_{M1} 及 i_{T1} （通过 i_{T1} 控制 i_2 ）像控制直流电动机一样来控制异步电动机的转速与转矩。这就把交流电动机模拟成直流电动机的控制原理。这种以 Φ_2 为基准分解、变换矢量，称为磁场定向的矢量变换控制。

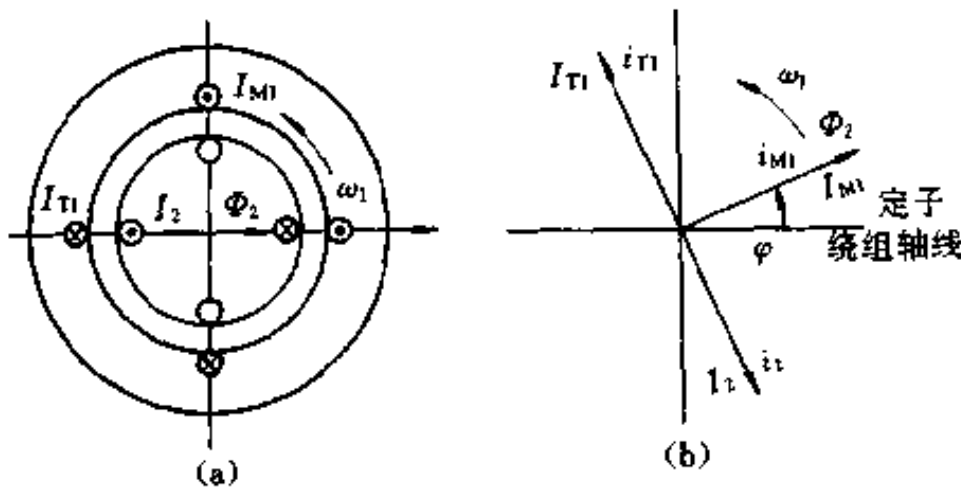


图 6-29 异步电动机矢量变换图

二、矢量变换规律

矢量变换控制系统所需的矢量变换规律有三相-二相变换 (3/2)、矢量旋转变换 (VR) 和直角坐标-极坐标变换 (K/P) 三种。

下面分别叙述其基本规律。

1. 三相-二相 (3/2) 变换或二相-三相 (2/3) 变换

图 6-30 表示三相绕组 A、B、C 和与之等效的二相绕组 α 、 β 各相脉动磁势矢量的空间位置。为简单起见，令三相的 A 轴与等效二相的 α 轴重合。必须注意，图中矢量仅表示空间位置，并不表示其大小，磁势的大小是随时间变化的。在任何时刻各相磁势幅值一般并不相等。假设磁动势波动是正弦分布的，或只计其基波分量。按照合成旋转磁势相同的变换原则，两套绕组瞬时磁势在 α 、 β 轴上的投影应相等，即

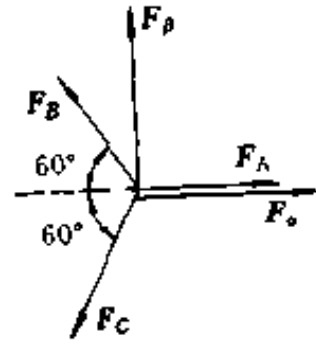


图 6-30 三相绕组和二相绕组的磁势的空间矢量位置

$$F_{\alpha} = F_A - F_B \cos 60^{\circ} - F_C \cos 60^{\circ} = F_A - \frac{1}{2} F_B - \frac{1}{2} F_C$$

$$F_{\beta} = F_B \sin 60^{\circ} - F_C \sin 60^{\circ} = \frac{\sqrt{3}}{2} F_B - \frac{\sqrt{3}}{2} F_C$$

我们知道，各相磁动势均为有效匝数及其瞬时电流的乘积。设三相系统每相绕组的有效匝数为 N_3 ，二相系统每相绕组的有效匝数为 N_2 ，且三相绕组为星形接法，即 $i_A + i_B + i_C = 0$ ，则有

$$N_2 i_{\alpha} = N_3 \left(i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) = \frac{3}{2} N_3 i_A$$

$$\begin{aligned} N_2 i_{\beta} &= N_3 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_B - \frac{\sqrt{3}}{2} i_C \right) \\ &= N_3 \left[\frac{\sqrt{3}}{2} i_B + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_A + i_B) \right] \\ &= N_3 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_A + \sqrt{3} i_B \right) \end{aligned}$$

可以证明^[14]，为保持变换前后功率不变，变换后的二相绕组每相有效匝数 N_2 应为原三相绕组每相有效匝数 N_3 的 $\sqrt{\frac{3}{2}}$ 倍。于

是变换关系为

$$\left. \begin{aligned} i_a &= \sqrt{\frac{3}{2}} i_A \\ i_\beta &= \sqrt{\frac{1}{2}} i_A + \sqrt{2} i_B \end{aligned} \right\} \quad (6-34)$$

写成矩阵形式得

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} \quad (6-35)$$

求逆变换得二相-三相后变换式为

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ -\sqrt{\frac{1}{6}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6-36)$$

电压和磁链的变换式均与电流变换式相同。

2. 矢量旋转变换 (VR)

在二相 α 、 β 绕组和直流 M、T 绕组之间的变换属于矢量旋转变换，它是一种静止的直角坐标系与旋转的直角坐标系之间的变换。把两个坐标系画在一起，即为图 6-31。图中，静止坐标系的两相交流电流 i_α 和 i_β 和旋转坐标系的两个直流电流 i_M 和 i_T 产生同样的以同步转速 ω_1 旋转的合成磁动势 F_1 。由于各绕组匝数相等，可以消去合成磁动势中的匝数，而直接标上电流，例如 F_1 可直接标成 i_1 。但必

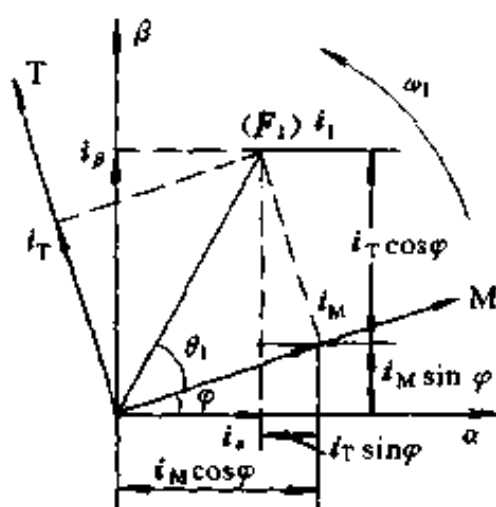


图 6-31 二相静止和旋转坐标系与磁势空间矢量

须注意，在这里，矢量 i_1 以其分量 i_α 、 i_β 和 i_M 、 i_T 所表示的实际上是空间磁动势矢量，而不是电流的时间相量。

在图 6-31 中，M 轴、T 轴和矢量 i_1 (F_1) 都以 ω_1 转速旋转，因此分量 i_M 、 i_T 的长短不变，相当于 M、T 绕组的直流磁动势。但 α 轴和 β 轴是静止的， α 轴与 M 轴的夹角 φ 随时间而变化，因此 i_1 值在 α 轴和 β 轴上的分量 i_α 和 i_β 的长短也随时间变化，相当于 α 、 β 绕组交流磁动势的瞬时值。由图可见， i_α 、 i_β 和 i_M 、 i_T 之间存在着下列关系

$$\left. \begin{aligned} i_\alpha &= i_M \cos \varphi - i_T \sin \varphi \\ i_\beta &= i_M \sin \varphi + i_T \cos \varphi \end{aligned} \right\} \quad (6-37)$$

写成矩阵形式得

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} \quad (6-38)$$

由式(6-38)求逆变换得二相静止坐标系到二相旋转坐标系的变换关系为

$$\begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6-39)$$

电压和磁链的旋转变换也与电流旋转变换相同。

3. 直角坐标-极坐标变换 (K/P)

在图 6-31 中，令矢量 i_1 和 M 轴的夹角为 θ_1 ，已知 i_M 、 i_T 求 i_1 、 θ_1 ，就是直角坐标-极坐标变换，简称 K/P 变换。众所周知，直角坐标与极坐标值的关系是

$$i_1 = \sqrt{i_M^2 + i_T^2} \quad (6-40)$$

$$\theta_1 = \arctg \frac{i_T}{i_M} \quad (6-41)$$

当 θ_1 取不同值时， $|\operatorname{tg} \theta_1|$ 的变化范围是 $0 \sim \infty$ ，这个变化幅度太大，很难在实际变换器中实现，因此常改用下列公式来表示 θ_1 值

$$\sin \theta_1 = i_T / i_1 \quad (6-42)$$

$$\begin{aligned} \text{或} \quad \operatorname{tg} \frac{\theta_1}{2} &= \frac{\sin \frac{\theta_1}{2}}{\cos \frac{\theta_1}{2}} = \frac{\sin \frac{\theta_1}{2} \times 2\cos \frac{\theta_1}{2}}{\cos \frac{\theta_1}{2} \times 2\cos \frac{\theta_1}{2}} \\ &= \frac{\sin \theta_1}{1 + \cos \theta_1} = \frac{i_T}{i_1 + i_M} \end{aligned}$$

$$\text{则} \quad \theta_1 = 2\operatorname{arctg} \frac{i_T}{i_1 + i_M} \quad (6-43)$$

三、异步电动机模型

1. 异步电动机动态数学模型的性质

前面分析的异步电动机单变量数学模型是在作了很强的假定下得到的，根据该模型去设计变频调速系统，必然不十分令人满意。为了进一步提高变频调速系统的性能，就必须从异步电动机的多变量数学模型入手。

首先，异步电动机变频调速需要进行电压(或电流)和频率的协调控制，有电压(或电流)和频率两个独立的输入变量。因为异步电动机只通过定子供电，磁通和转速的变化是同时进行的，但为了获得良好的动态性能，还应对磁通进行某种控制，所以输出变量中除转速外，还应包括磁通，因此，异步电动机的数学模型是一个多变量系统。而电压(电流)、频率、磁通、转速之间又互相都有影响，所以异步电动机的数学模型是强耦合的多变量系统，主要的耦合是绕组之间的互感联系。另外，在异步电动机中，磁通乘电流产生转矩，转速乘磁通得到旋转的感应电动势，由于它们都是同时变化的，在数学模型中就会有二个变量的乘积项，因此，异步电动机的数学模型是非线性的。再有，三相异步电动机定子有三个绕组，转子也可等效为三个绕组，每个绕组产生的磁通都有自己的电磁惯性，再加上运动系统的机电惯性，异步电动机的数学模型是一个高阶系统。综上所述，异步电动机的数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统。

2. 异步电动机在两相同步旋转坐标系上按转子磁场定向的数学模型

在研究异步电动机的多变量数学模型时,常作如下的假设:①忽略空间谐波,设三相绕组对称(在空间上互差 120° 电角度),所产生的磁动势沿气隙圆周按正弦规律分布;②忽略磁路饱和,各绕组的互感和自感都是恒定的;③忽略铁芯损耗;④不考虑频率和温度变化对绕组电阻的影响。这样可以列出由电压方程组、磁链方程组、转矩方程组和运动方程组组成的异步电动机的数学模型。

上面讲解的矢量控制的基本概念及矢量变换规律表明,三相交流电动机的模型可以等效地变换成类似直流电动机的模式,这样就可以模仿直流电动机去进行控制。

异步电动机定于三相绕组和转子三相绕组经过三相-二相等效变换可以变换成等效静止坐标系上的二相绕组。由于等效二相绕组两轴互相垂直,它们之间没有互感的耦合关系。静止坐标系上的两相模型再经过旋转变换后就变成二相同步旋转坐标系上的模型,如果原来三相坐标变量是正弦函数,则经过 $3/2$ 及旋转变换后等效的二相变量是直流量。在两相同步旋转坐标系(M、T坐标系)上,电压方程式和转矩方程式分别为(详细推导请参阅参考文献^[14]):

$$\begin{bmatrix} u_{M1} \\ u_{T1} \\ u_{M2} \\ u_{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_2 L_m & R_2 + L_r p & -\omega_2 L_r \\ \omega_2 L_m & L_m p & \omega_2 L_r & R_2 + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M1} \\ i_{T1} \\ i_{M2} \\ i_{T2} \end{bmatrix} \quad (6-44)$$

$$\text{和} \quad T_e = p_M L_m (i_{T1} i_{M2} - i_{T2} i_{M1}) \quad (6-45)$$

式中 R_1 、 R_2 ——分别为定子绕组和转子绕组的电阻;

L_m ——二相坐标系中同轴等效定子与转子绕组间的互感;

L_s 、 L_r ——分别为二相坐标系中等效二相定子和转子绕组

的自感；

p ——微分算子；

ω_1 ——同步角速度；

ω_2 ——转差角频率；

p_M ——电动机极对数。

在此基础上,如果再将二相同步旋转坐标系按转子磁场定向,即采用M、T坐标——转子总磁链矢量 ψ_2 的方向为M轴,逆时针转 90° 与 ψ_2 垂直的方向为T轴,则又减少了异步电动机数学模型中多变量之间的耦合关系。

由于M轴与空间矢量 ψ_2 重合,T轴与空间矢量 ψ_2 垂直,所以 $\psi_{M2} = \psi_2$, $\psi_{T2} = 0$,写成电流表达式为

$$\psi_{M2} = \psi_2 = L_m i_{M1} + L_r i_{M2} \quad (6-46)$$

$$\psi_{T2} = L_m i_{T1} + L_r i_{T2} = 0 \quad (6-47)$$

把式(6-47)代入式(6-44)和式(6-45),得

$$\begin{bmatrix} u_{M1} \\ u_{T1} \\ u_{M2} \\ u_{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_2 + L_r p & 0 \\ \omega_2 L_m & 0 & \omega_2 L_r & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M1} \\ i_{T1} \\ i_{M2} \\ i_{T2} \end{bmatrix} \quad (6-48)$$

$$T_e = p_M \frac{L_m}{L_r} i_{T1} \psi_2 \quad (6-49)$$

式(6-48)和式(6-49)即为异步电动机在二相同步旋转坐标系上按转子磁场定向的电压方程和转矩方程。式(6-49)的关系式比较简单,而且和直流电动机的转矩方程非常相似。

对于笼型异步电动机,转子短路,则 $u_{M2} = u_{T2} = 0$,电压方程可写为

$$\begin{bmatrix} u_{M1} \\ u_{T1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_s p & -\omega_1 L_s & L_m p & -\omega_1 L_m \\ \omega_1 L_s & R_1 + L_s p & \omega_1 L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_2 + L_r p & 0 \\ \omega_2 L_m & 0 & \omega_2 L_r & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M1} \\ i_{T1} \\ i_{M2} \\ i_{T2} \end{bmatrix}$$

(6-50)

3. 矢量变换控制方程式

在矢量控制系统中，被控制的是定子电流，因此必须从数学模型中找到定子电流的两个分量与其他物理量的关系。用式(6-46)和式(6-50)中第三行联立求解即可得

$$i_{M1} = \frac{T_2 p + 1}{L_m} \psi_2 \quad (6-51)$$

或
$$\psi_2 = \frac{L_m}{T_2 p + 1} i_{M1} \quad (6-52)$$

式中 $T_2 = L_r/R_2$ 为转子励磁时间常数。

式(6-52)表明转子磁链 ψ_2 仅由 i_{M1} 产生，而和 i_{T1} 无关，因而 i_{M1} 被称为定子电流的励磁分量。 ψ_2 的稳态值由 i_{M1} 决定。

再由式(6-49)看出，当 i_{M1} 不变，即 ψ_2 不变时，如果 i_{T1} 变化，转矩 T_e 立即随之成正比地变化，没有滞后。可以认为， i_{T1} 是定子电流的转矩分量。

总之，由于 M、T 坐标按转子磁场定向，在定子电流的两个分量之间实现了解耦， i_{M1} 唯一决定磁链 ψ_2 的稳态值， i_{T1} 则只影响转矩，与直流电动机中的励磁电流和电枢电流相对应，这样就大大简化了多变量强耦合的交流变频调速系统的控制问题。

根据式(6-47)可求得 T 轴上定子电流 i_{T1} 和转子电流 i_{T2} 的动态关系为

$$i_{T2} = -\frac{L_m}{L_r} i_{T1} \quad (6-53)$$

由式(6-50)中的第四行可得

$$0 = \omega_2(L_m i_{M1} + L_r i_{M2}) + R_2 i_{T2} = \omega_2 \psi_2 + R_2 i_{T2}$$

所以

$$\omega_2 = -\frac{R_2}{\psi_2} i_{T2} \quad (6-54)$$

将式(6-53)代入(6-54)并考虑到 $T_2 = L_r/R_2$ ，则可求得转差角频率 ω_2 和 T 轴上定子电流 i_{T1} 的关系为

$$\omega_2 = \frac{L_m}{T_2 \psi_2} i_{T1} \quad (6-55)$$

四、矢量变换控制的变频调速系统

1. 矢量变换控制系统构想

根据前面分析,以产生同样的旋转磁动势为准则,在三相坐标系下的定子交流电流 i_A 、 i_B 、 i_C ,通过三相-二相变换,可以等效成两相静止坐标系下的交流电流 i_α 、 i_β ;再通过按转子磁场定向的旋转变换,可以等效成同步旋转坐标系下的直流电流 i_{M1} 、 i_{T1} 。如果观察者站到铁芯上与坐标一起旋转,他所看到的便是一台直流电动机。原交流电动机的转子总磁通 Φ_2 就是等效直流电动机的磁通, M 绕组相当于直流电动机的励磁绕组, i_{M1} 相当于励磁电流; T 绕组相当于电枢绕组, i_{T1} 相当于与转矩成正比的电枢电流。

把上述等效关系用结构图形式画出来,即得到图 6-32 双方框内的结构图。从整体上看, A、B、C 三相输入,转速 ω 输出,是一台异步电动机,从内部看,经过三相-二相变换和同步旋转变换,变换成一台由 i_{M1} 、 i_{T1} 输入, ω 输出的直流电动机。

既然异步电动机经过坐标变换可以等效成直流电动机,那么,模仿直流电动机的控制方法,求得直流电动机的控制量,再经过相应的坐标反变换,就能够控制异步电动机了。所构想的矢量变换控制系统如图 6-32 所示。图中给定和反馈信号经过类似于直流调速系统所用的控制器,产生励磁电流的给定信号 i_{M1}^* 和电枢电流的给定信号 i_{T1}^* ,经过反旋转变换 VR^{-1} 得到 i_α^* 和 i_β^* ,再经过二相-三相变换得到 i_{A1}^* 、 i_{B1}^* 、 i_{C1}^* 。把这三个电流控制信号和由控制器直接得到的频率控制信号 ω_1 加到带电流控制的变频器上,就可以输出异步电动机调速所需的三相变频电流。

在设计矢量控制系统时,可以认为,在控制器后面引入的反旋转变换 VR^{-1} 与电动机内部的旋转变换环节 VR 抵消, 2/3 变换器与电动机内部的 3/2 变换环节抵消,如果再忽略变频器中可能

产生的滞后,则图 6-32 中虚线框内的部分可以完全删去,剩下的部分就和直流调速系统非常相似了。可以想像,矢量控制交流变频调速系统的静、动态性能应该完全能够与直流调速系统相媲美。

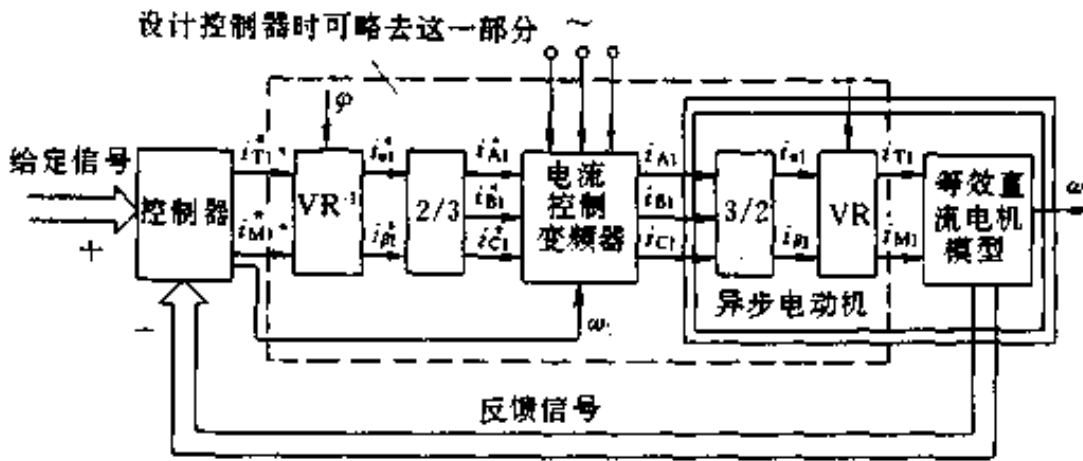


图 6-32 矢量变换控制系统的构想
 ψ —M 轴与 α 轴的夹角

2. 直接磁场定向矢量变换控制变频调速系统

异步电动机变频调速的矢量变换控制系统近年来发展迅速。其理论基础虽然是成熟的,但实际系统却种类繁多,这里介绍两种,便于读者得到一个完整系统的概念。

图 6-33 为一种直接磁场定向矢量变换控制变频调速系统。整个系统与图 6-32 的矢量变换控制系统构想很相近。图中带“*”号的是各量的给定信号,不带“*”号的是实测信号。系统主电路采用电流跟踪控制 PWM 变换器。系统的控制部分有转速、转矩和磁链三个闭环。磁通给定信号由函数发生环节获得,转矩给定信号同样受到磁通信号的控制。

最早提出矢量变换控制时,用直接测得的磁通作为反馈信号。直接检测方法,一种是在电机槽内埋设探测线圈,一种是利用贴在定子内表面的霍尔片或其他电磁元件。从理论上说,直接检测应该比较准确。但实际上,埋设线圈和磁感元件都遇到不少工艺和技术问题,特别是由于齿槽的影响,测得的磁通脉动较大,尤

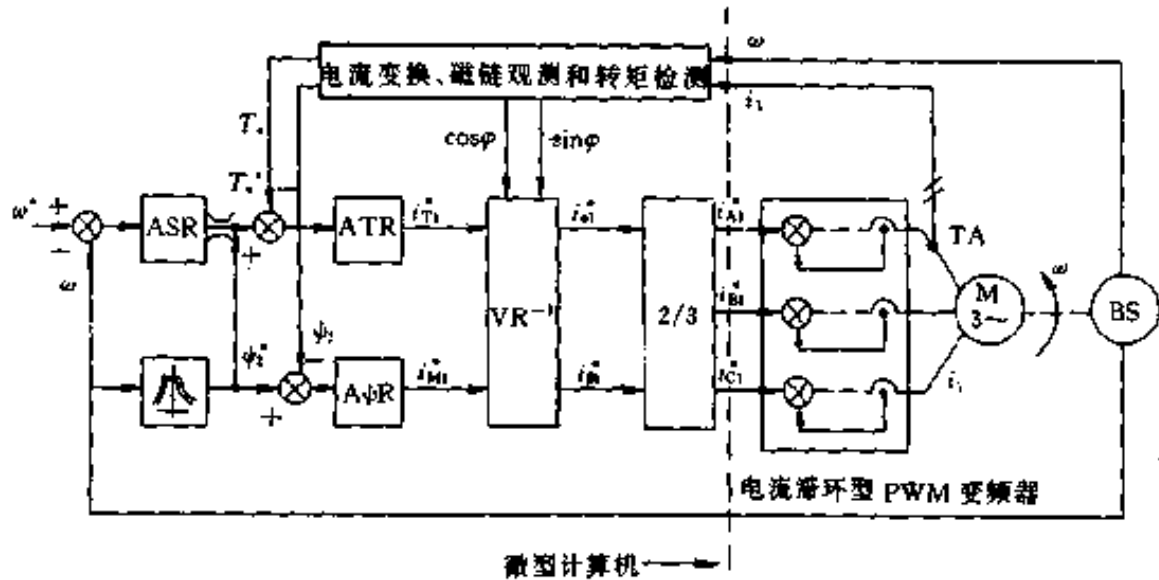


图 6-33 直接磁场定向矢量变换控制变频调速系统

ASR—转速调节器；ATR—转矩调节器；

AφR—磁链调节器；BS—速度传感器

其是在低速运行时，使得实际应用有困难。因此，现在的实用系统中，多采用各种间接检测磁通的方法，即根据容易测得的电压、电流或转速等物理量，利用转子磁通（磁链）观测模型实时计算磁通（磁链）的幅值和相位。磁通（磁链）观测模型也有多种，该系统采用所测得的定子电流和转速来间接测得磁链。图 6-33 系统中的“电流变换、磁链观测和转矩检测”环节的模型如图 6-34 所示。由于三相对称，测得其中两相定子电流即可。三相定子电流经式(6-35)的 3/2 变换变成二相静止坐标系电流 i_{a1} 、 i_{b1} ，再经式(6-39)的同步旋转变换，并按转子磁场定向，得到 M、T 坐标上的电流 i_{M1} 、 i_{T1} ；再利用矢量控制方程式(6-52)和式(6-55)可获得 ψ_2 和 ω_2 信号，由 ω_2 信号与实测转速信号 ω 相加得到定子频率信号 ω_1 ，再积分即得转子磁链的相位信号 φ ，这个相位同时就是同步旋转变换的旋转相位角。转矩反馈信号是根据式(6-49)由转子磁链和定子电流的 T 轴分量运算而得的。转速反馈直接由转速传感器测得。

直接磁场定向矢量变换控制变频调速系统的磁链是闭环控制的，因而矢量控制系统的动态性能较高。但它对磁链反馈信号的

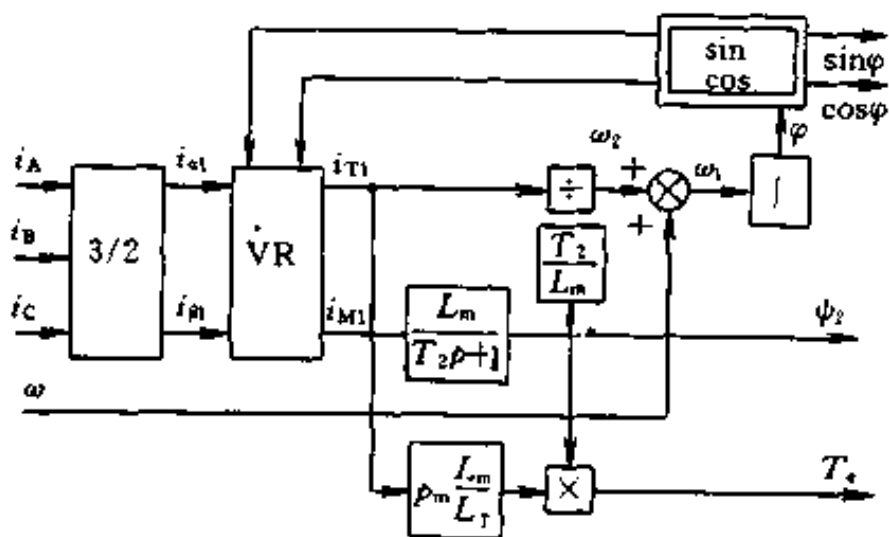


图 6-34 电流变换、磁链观测及转矩检测模型

精度要求很高，如果采用磁链观测模型间接测磁链时，则由于磁链模型本身的精确度受到参数变化的影响，可能导致反馈信号失真，而使实际系统的精度变差。

3. 间接磁场定向矢量变换控制变频调速系统

图 6-35 是另一种矢量变换控制变频调速系统——暂态转差补偿矢量控制系统。该系统中磁链是开环控制的，由给定信号并靠矢量变换控制方程确保磁场定向，没有在运行中实际检测转子

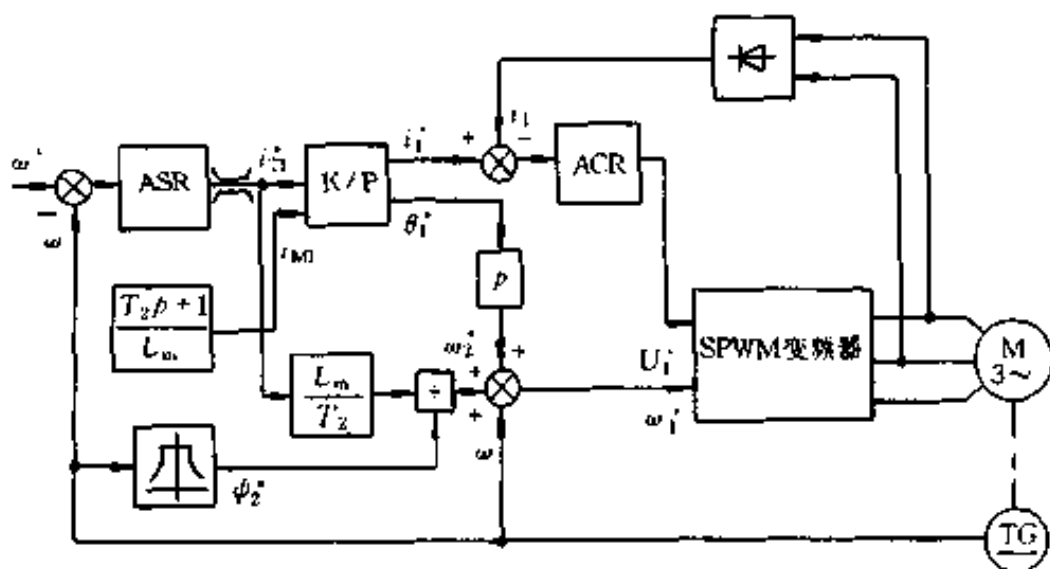


图 6-35 暂态转差补偿矢量变换控制系统

磁链的相位,这种情况属于间接磁场定向。由于没有磁链反馈,这种系统结构相对简单。但这种系统在动态过程中实际的定子电流幅值及相位与给定值之间总会存在偏差,实际参数与矢量控制方程中所用的参数可能不一致,这些都会造成磁场定向上的误差,从而影响系统的动态性能。为了解决这个问题,可采用参数辨识和自适应控制或智能控制方法。

图 6-35 所示系统中,主电路采用由 IGBT 构成的 SPWM 变换器,控制结构完全模仿了直流电动机的双闭环调速系统。系统的外环是转速环,转速给定与实测转速比较后,经过转速调节器 ASR 输出转矩电流给定信号 i_{T1}^* 。同时 ω 经函数发生器输出转子磁链给定值 ψ_2^* ,经过式(6-51)运算得励磁电流给定值 i_{M1} 。 i_{T1}^* 、 i_{M1} 经坐标变换(K/P)输出定子电流的给定值 i_1^* 和定子电流相角给定值 θ_1^* ,对 θ_1^* 微分后作为暂态转差补偿分量。 ψ_2^* 、 i_{T1}^* 按式(6-55)运算后得到 ω_2^* ,加上 ω ,再加上暂态转差补偿分量得到频率给定信号 ω_1^* ,作为 SPWM 信号的频率给定。 i_1^* 与反馈电流 i_1 比较后经电流调节器 ACR 输出信号 U_1^* ,作为 SPWM 的幅值给定信号。

习题与思考题

6-1 交流变频调速系统的静止式变频装置主要有哪几种类型?它们各有什么优缺点?

6-2 试分析不同定子电压和频率配合时变频调速机械特性的特点。

6-3 转差频率控制的基本原理是什么?

6-4 转差频率控制的条件是什么?转差频率控制变频调速系统有何优缺点?

6-5 简述异步电动机采用矢量变换控制的基本思路,并分析矢量变换控制的优缺点。

6-6 采用矢量变换控制需满足哪些方程式?

第七章 其他交流调速系统

交流电动机的种类很多，调速方法也很多，各有各的特点及应用场合。上一节介绍了常用的变频调速系统，本节将介绍绕线型异步电动机的串级调速系统、他控变频同步电动机调速系统及自控变频同步电动机(无换向器电动机)调速系统。

第一节 绕线型异步电动机的串级调速系统

交流笼型转子异步电动机，由于其转子处于短路状态，调速系统都从电动机的定子侧引入控制变量来改变电动机转速的。而绕线型异步电动机，由于其转子绕组通过滑环与外部电气设备相连接，所以除了可以在定子侧控制电压、频率以外，还可以在转子侧引入控制变量以实现调速。通过改变转子回路电阻的调速方法，虽然有降低启动电流，提高启动转矩的特点，但调速不平滑、低速损耗大，特性软，不能满足高性能、节能型传动系统的要求。采用转子串反电动势来改变转差率从而实现调速的串级调速方法具有高效率、特性硬、调速平滑等优点。串级调速方法主要有电气和机械两类，这里重点介绍电气串级调速控制系统。

一、串级调速的工作原理

1. 串级调速的工作原理

异步电动机运行时其转子的相电动势为

$$E_2 = sE_{20} \quad (7-1)$$

由第一章式(1-35)得转子正常接线时转子相电流的方程式为

$$I_2 = \frac{sE_{20}}{\sqrt{R_2^2 + sX_{2\sigma}}^2} \quad (7-2)$$

现在假设在转子回路中串入一个与 E_2 有相同频率的可控交流电动势 E_f ，其极性与 E_2 同相或反相，则转子电流就存在下列方程式

$$I_2 = \frac{sE_{20} \pm E_f}{\sqrt{R_2^2 + (sX_{2\sigma})^2}} \quad (7-3)$$

设电动机所带的负载转矩 T_L 为恒定，在未串入附加电动势前，电动机在 $s=s_1$ 的转速下稳定运行。当加入反相的附加电动势后，转子回路总的电动势减少，转子电流也随之减少，使电动机的电磁转矩减小；由于负载转矩未变，所以电动机就减速。随着转速的降低，转差率 s 值相应增大，由式(7-3)可知，转子电流 I_2 又回升，直到电动机转速降低至 $s=s_2$ ($s_2 > s_1$) 时，电动机的电磁转矩回复到与负载转矩相等时，减速过程结束，电动机在低于原来的转速下稳定运转。串入的反相附加电动势 E_f 越大，转速越低，实现了平滑向下的调速 ($s > 0$)，称次同步调速。

当串入的附加电动势 E_f 与 E_2 同相时，转子回路总电动势增加，转子电流随之增加，使电动机的电磁转矩增加并大于负载转矩，迫使电动机加速，转差率 s 值减小，由式(7-3)可知转子电流亦减小，这一过程将持续到电磁转矩等于负载转矩，电动机在高于原来的转速下稳定运行。当串入的附加反电动势足够大时，电动机将加速至超过同步转速 ($s < 0$)，称超同步调速。串入的同相 E_f 越大，电动机的转速就越高。所以，当绕线转子异步电动机转子侧串入一个与转子感应电动势同频率的附加电动势，通过改变附加电动势的相位和幅值大小，就可以实现电动机低于或超过同步转速的调速。

2. 串级调速的运转状态与功率传递关系

从功率传递关系来看，串级调速实质上就是利用附加电动势控制异步电动机的转差功率而实现调速的。因此，串级调速系统的基本运转状态可以通过功率传递关系来分析，不同运转状态下的功率传递关系如图 7-1 所示。图中忽略了电动机内部的各种损

耗，认为定子的输入功率 P_1 就是电磁功率 P_2 ，即 $P_1 = P_2 = P$ 。

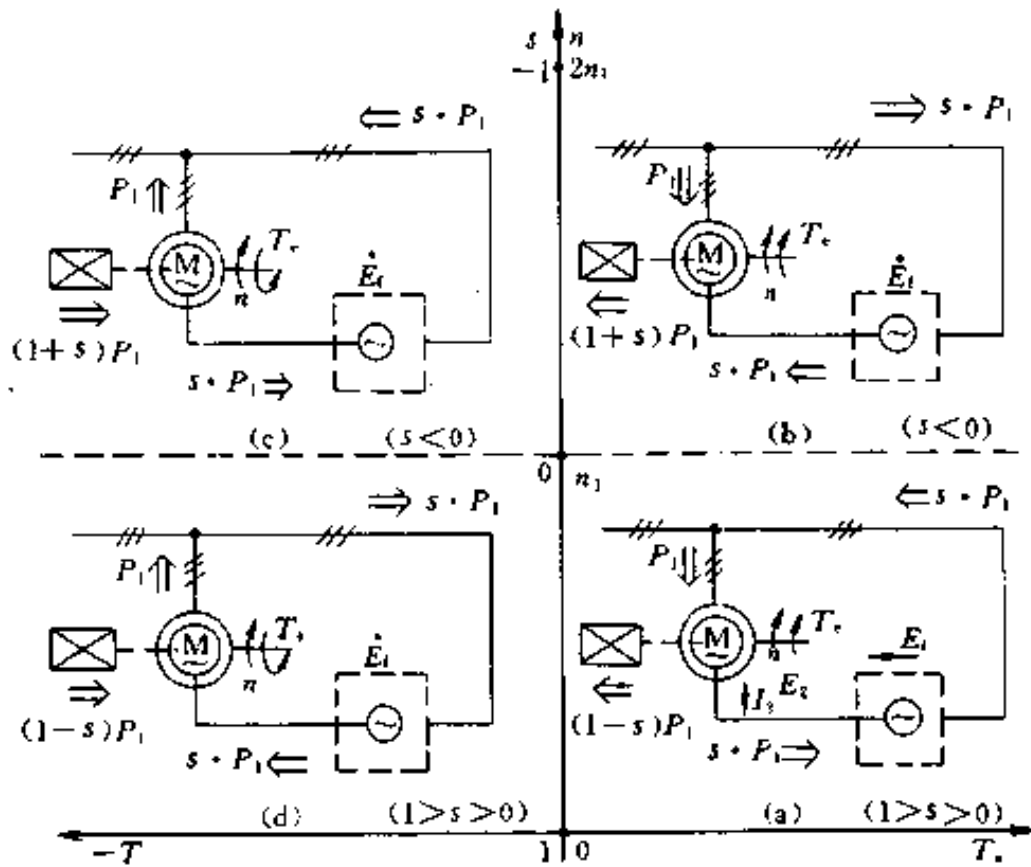


图 7-1 串级调速的基本运转状态与功率传递关系

- (a) 低于同步转速的电动状态；
- (b) 高于同步转速的电动状态；
- (c) 高于同步转速的再生制动状态；
- (d) 低于同步转速的再生制动状态

(1) 低于同步转速的电动状态 如图 7-1(a)所示，转子相电流 \dot{I}_2 与转子绕组感应电动势 \dot{E}_2 相位相同，而与串入的附加电动势 \dot{E}_1 相位相反。此时转差功率 sP_1 被产生附加电动势的装置所吸收，并通过该装置将转差功率回馈给交流电网，异步电动机工作在电动状态。

(2) 高于同步转速的电动状态 如图 7-1(b)所示，转子回路串入的附加电动势 \dot{E}_1 和转子相电流 \dot{I}_2 相位相同，而转子感应电动势 \dot{E}_2 与转子相电流 \dot{I}_2 相位相反，电网通过产生附加电动势的装置向电动机转子输入转差功率 sP_1 。从功率传递的角度来看，此时定子和转子都吸收电能，并转换成机械能从轴上输出，所以电动机处于定、转子双馈状态。

(3) 高于同步转速的再生制动状态 如图 7-1(c)所示,电动机转子输出转差功率 sP_1 , 经附加电动势产生装置回馈电网。同时,电动机定子也向电网回馈功率。电动机在高于同步转速下产生电气制动转矩,处于第二象限内工作。

(4) 低于同步转速的再生制动状态 如图 7-1(d)所示,其特点是电网通过附加反电动势产生装置向电动机转子回路输入转差功率 sP_1 , 该功率与电动机轴上输入的机械功率相加,通过电动机定子回馈电网。电动机在低于同步转速下产生电气制动转矩,处于第二象限内工作。

3. 电气串级调速系统

串级调速的核心环节是产生附加电动势的装置。由于绕线转子异步电动机转子回路感应电动势 \dot{E}_2 的频率是随转差率而变化的,所以附加电动势 \dot{E}_1 的频率必须随电动机转速而变化,显然是比较困难的。实际系统中是把转子交流电动势整流成直流电动势,然后与一直流附加电动势进行比较,控制直流附加电动势的幅值,就可以调节电动机的转速。这样把交流可变频率的问题转化为与频率无关的直流问题,使得分析和控制都变得简单。显然可以利用一整流装置把转子交流电动势整流成直流电动势,再利用晶闸管组成的可控整流装置来获得一个可调的直流电压作为转子回路的附加电动势。如果选用工作在逆变状态的晶闸管变流器作为产生附加直流电动势的电源,那么,就能吸收从电动机转子侧传递过来的转差功率并回馈电网。

图 7-2 为一种异步电动机电气串级调速系统原理图。图中异步电动机以转差率 s 在运行,其转子电动势 sE_{20} 经三相不可控整流装置 UR 整流为 U_d , 工作在逆变状态的三相变流装置 UI 除提供一可调直流输出电压 U_p 作为调速所需的附加电动势外,还可将经 UR 整流后输出的电动机转差功率逆变回馈到交流电网。图中 TI 为逆变变压器, L_a 为平波电抗器。电压 U_d 和 U_p 的极性以及电流 I_d 的方向如图所示,于是可以在转子的整流直流回路中写出以

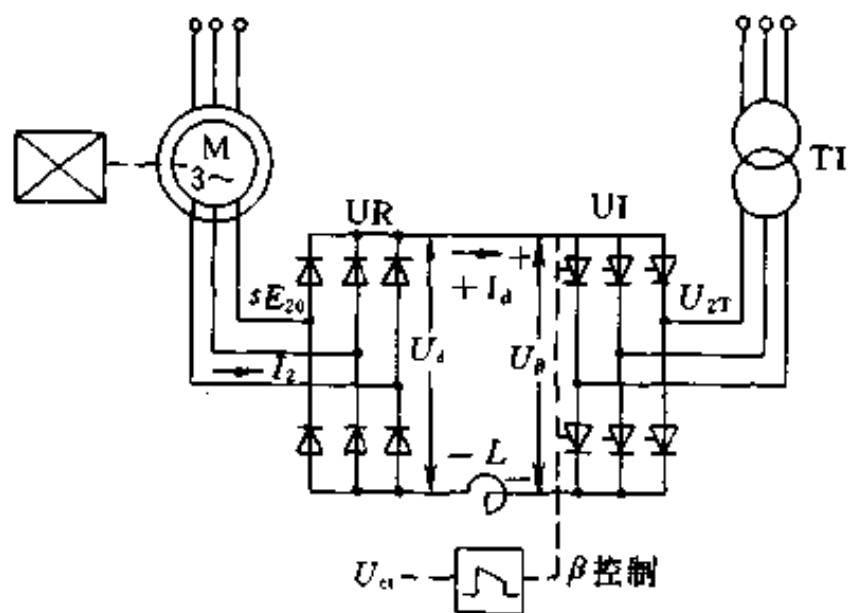


图 7-2 电气串级调速系统原理图

下的电动势平衡方程式

$$U_d = U_\beta + I_d R$$

或
$$2.34sE_{20} = 2.34U_{2T}\cos\beta + I_d R \quad (7-4)$$

式中 U_{2T} ——逆变变压器二次侧相电压；

β ——逆变器逆变角；

U_β ——逆变器输出电压；

U_d ——整流器输出电压；

R ——转子直流回路的电阻。

式(7-4)是在忽略电动机转子绕组与逆变变压器的漏抗作用影响而写出的简化公式。从式中可以看出， U_d 是反映电动机转差率的量； I_d 与转子交流电流 I_2 之间有固定的比例关系，所以它可以近似地反映电动机电磁转矩的大小。控制晶闸管逆变角 β 可以调节逆变电压 U_β 以实现调速。例如，逆变角 β 增大，则逆变电压 U_β 立即减小，由于电动机存在机械惯性，其转速尚未发生变化，所以转子电动势 sE_{20} 仍维持原值，即 U_d 维持原值。根据式(7-4)，转子直流回路直流电流 I_d 增大，相应地转子电流 I_2 和电磁转矩 T 。

增大,电动机加速。在加速过程中 sE_{20} 减小至使 I_d 减小,直到 U_d 与 U_β 按式(7-4)又达到新的平衡,电动机进入新的稳定状态以较高的转速运行。同理,减小逆变角 β ,电动机可以在较低速下运行。为了防止逆变失败,逆变角的变化范围可以是 $\beta_{\min} = 30^\circ \sim \beta_{\max} = 90^\circ$ 。当 $\beta_{\min} = 30^\circ$ 时,逆变电压 $U_\beta = 2.34U_{2T}\cos 30^\circ$ 为最大值,电动机在最低速运行;当 $\beta_{\max} = 90^\circ$ 时,逆变电压 $U_\beta = 0$,即附加电动势 $E_f = 0$,电动机在固有特性上工作,相当于最高转速。

在图7-2中,除异步电动机外,其余装置都是静止型的元件、器件,所以也称为静止型电气串级调速系统。从这些装置的联接可以看出它仍构成一个交-直-交变频器,但由于逆变器通过逆变变压器与交流电网相联,它输出的频率是固定的,所以实际上是一个有源逆变器。从这一点来说,这种调速系统可以看作是电动机定子恒压恒频供电下的转子变频调速系统。这种串级调速系统由于逆变角 β 可平滑连续调节,使得电动机转速也能被平滑连续地调节。另外,由于电动机的转差功率能通过转子整流器变为直流功率,再通过逆变器变换为交流功率而回馈到交流电网,所以,调速的效率比较高。另外,由于转子回路采用了不可控整流器,转差功率只能经过整流器 UR 输出,为有源逆变器 UI 吸收,再回馈电网,而无法实现由电网的电动机转子输送转差功率,转差功率的传递是单方向不可逆的。所以,这样的系统,电动机只能运行在低于同步转速的电动状态和高于同步转速的再生制动状态。由于电动机的电动工作状态的转速范围低于同步转速,因此称为次同步串级调速系统。

4. 机械串级调速系统

除电气串级调速系统以外,还有机械串级调速系统,如图7-3所示。图中,拖动用异步电动机与一直流电动机同轴连接,共同作为负载的拖动电机。交流绕线型异步电动机的转差功率经整流器 UR 变换后输给直流电动机,直流电动机把这部分电功率转变为机械功率回馈到负载轴上。这样就相当于在负载上增加了一个

拖动转矩，从而很好地利用了转差功率。只要改变直流电动机的励磁电流 i_f 就可调节异步电动机的转速。在稳定运行时，直流电动机的电动势 E 与转子整流电压 U_d 相平衡，如增大 i_f ，则 E 相应增大，使直流回路电流 I_d 降低，电动机减速，直到新的平衡状态，电动机在较低转速下稳定运行。同理，如减小 i_f ，则可使电动机在较高转速下稳定运行。

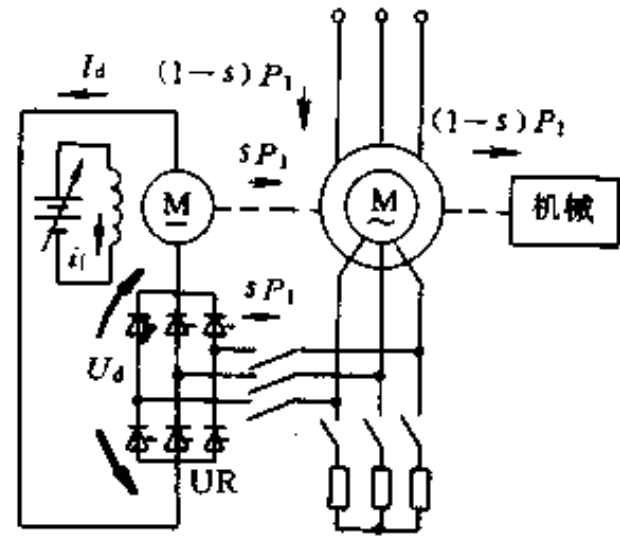


图 7-3 机械串级调速系统原理图

对于机械串级调速系统，从功率传递的角度看，如果忽略系统中所有的电气与机械损耗，异步电动机的转差功率可全部被直流电动机所接受，并以机械功率 P_{MD} 形式从轴上输出给负载， $P_{MD} = sP_1$ 。而异步电动机在轴上输出的机械功率为 $P_M = P_1(1-s)$ 。负载上得到的功率 P_L 应该是这两者之和，即

$$P_L = P_M + P_{MD} = P_1(1-s) + sP_1 = P_1 = \text{常数}$$

其中 P_1 为电网输给交流异步电动机的功率。可见，负载轴上所得到的功率恒为 P_1 而与电动机的转速无关。所以这种机械串级调速系统属于恒功率调速系统，而前述的电气串级调速系统则为恒转矩调速系统，因为允许输出的机械功率恒与转速成正比。

这种机械串级调速系统需附加一台直流电动机，且直流电动机的功率随调速范围的扩大也相应增大，因此目前较少被采用。

二、串级调速系统的性能分析

1. 串级调速机械特性

在串级调速系统中，由于电动机的旋转磁场转速不变，所以电动机的同步转速也恒定。但它的理想空载转速却是可以调节的。

由式 7-4 可以写出系统在理想空载运行时的转子直流回路电动势平衡方程式

$$s_0 E_{20} = U_{2T} \cos \beta \quad (7-5)$$

$$s_0 = \frac{U_{2T} \cos \beta}{E_{20}} \quad (7-6)$$

式中 s_0 为理想空载转差率。

从式(7-6)可知, 改变 β 角时, s_0 也相应改变, β 越小, s_0 越大, 即电动机的理想空载转速越高。 β 角的调节范围对应了电动机的调速上、下限。由式(7-4)可以看出, 在不同 β 角下, 异步电动机串级调速时的 $T_e \sim s$ 曲线近似是平行的, 类似于直流电动机调压调速的机械特性。

在串级调速系统中, 异步电动机转子回路接入了两套变流装置、平波电抗器, 逆变变压器, 再考虑线路电阻后, 实际上相当于在转子回路中接入了一定数值的等效电阻和电抗。因此, 异步电动机在串级调速时的机械特性要比电动机的固有特性软。由于转子回路电抗的影响, 加上转子回路接入整流器后, 转子绕组漏抗所引起的换流重叠角使转子电流产生畸变, 电动机在串级调速时所能产生的最大转矩将比电动机固有特性的最大转矩有明显的减少, 图 7-4 给出了异步电动机在串级调速时的机械特性。

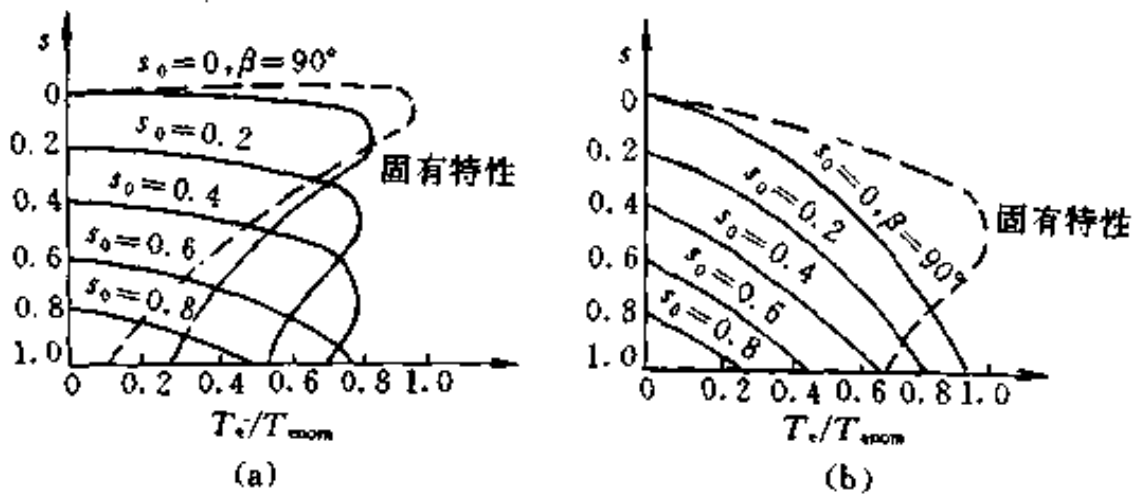


图 7-4 异步电动机在串级调速时的机械特性
(a) 大电机; (b) 小电机

2. 逆变变压器

与晶闸管直流电动机调速系统中整流变压器作用相似，串级调速系统中，晶闸管逆变器侧一般也要设置逆变变压器。逆变变压器的作用，一是起到了电动机转子电压与电网电压匹配的作用，逆变变压器二次侧电压 U_{2T} 不但与转子感应电动势 E_2 有关，还与调速范围有关，调速范围越大，要求的 U_{2T} 值越高；二是逆变变压器还能起到使电动机转子电路与交流电网之间隔离的作用，减弱大功率晶闸管装置对电网波形的影响，并能限制晶闸管关断电压上升率和开通电流上升率。

由于绕线型异步电动机在不同功率和不同极对数时转子开路电压有不同的数值，为了能使转子整流电压 U_d 与逆变电压 U_B 相平衡，必须有不同的逆变器交流侧输入电压与之匹配；而这个电压还与电动机的调速范围（即最大转差率 s_{max} ）有关，这样就影响逆变变压器的容量选择。为了简便起见，可根据最低速时理想空载状态来求取逆变变压器二次侧相电压 U_{2T} 。由式(7-5)可以写出

$$U_{2T} = \frac{s_0 E_{20}}{\cos\beta} = \frac{s_{0max} E_{20}}{\cos\beta_{min}} \quad (7-7)$$

式中 s_{0max} ——根据系统调速范围所确定的与电动机最低理想空载转速相应的最大理想空载转差率；

β_{min} ——在最大转差率工作时的逆变角，一般最小逆变角 $\beta_{min} = 30^\circ$ 。

由式(7-7)可以看出， U_{2T} 与系统的调速范围及电动机开路电动势都有正比关系。可以设想，如果不用逆变变压器，则式中的 U_{2T} 即是交流电网电压，这样要满足在 s_{0max} 时 $\beta_{min} = 30^\circ$ 的条件是很困难的，且往往是不可能的。有时计算出的 β_{min} 可能接近 90° ，从而造成操作上的不方便，因为可控制的范围太小了。

3. 串级调速装置的容量

串级调速装置是指整个串级调速系统中除异步电动机以外的

为实现串级调速而附加的所有功率部件：转子整流装置、平波电抗器、逆变装置和逆变变压器。应用串级调速方法后，整个系统设备增多，结构复杂；从经济角度出发，必须合理正确地选择这些附加设备的容量，以提高整个调速系统的性能价格比。

串级调速装置的容量主要是指整流装置、逆变装置和逆变变压器容量，它们的选择要从电流与电压的定额来考虑，而影响因素除交流电动机本身的功率外，主要是拖动系统的调速范围。由于调速范围越大， s_{\max} 越大，这就使整流装置及逆变装置中晶闸管所承受的电压越高，必须选用高额定电压的晶闸管。而晶闸管额定电流的选择仅与电动机的负载有关，与 s_{\max} 无关。所以整流装置和逆变装置的容量与调速范围有正比的关系。逆变变压器的容量也随系统调速范围的增大而增大。这在物理概念上也很容易理解，因为随着电动机调速范围的增大，通过串级调速装置回馈电网的转差功率也增大，必须有较大容量的串级调速装置来传递与变换这些转差功率。

从这一点出发，串级调速系统往往被推荐用于调速范围不大的场合，而较少用于从零速到额定转速的全范围调速的电气传动系统。

综上所述，可以看到，采用串级调速方法可以实现对异步电动机平滑无级的调速，而且具有高效率的调速功能，但需增加一些串级调速装置。次同步串级调速系统的装置容量大约与调速范围成正比。当调速范围在2:1以下时，变流装置的容量不会超过电动机额定容量的一半。所以次同步串级调速系统较为合适的调速范围在2~1.5之间，这时的装置容量较小，比较经济。次同步调速系统的功率因数较低^[13]，在高速时约为0.6~0.7，常需采取措施加以改善。因此，次同步串级调速系统适用于要求调速范围不大的中、大功率绕线转子异步电动机的调速，如对风机及泵类的调速。

三、次同步串级调速闭环控制系统

由于串级调速系统的机械特性静差率较大，所以开环控制系统的调速精度不高。为了提高静态调速精度以及获得较好的动态特性，可采用闭环控制的串级调速方式。通常采用具有转速反馈和电流反馈的双闭环控制方式。由于次同步串级调速系统中转子整流器是不可控的，所以系统不能产生电气制动作用。而所谓闭环控制对系统动态性能的改善一般只是指启动与加速过程性能的改善，而减速过程只能靠负载的作用自由降速。

图 7-5 所示为具有转速、电流双闭环的串级调速系统原理图。转速调节器 ASR 和电流调节器 ACR 采用带输出限幅的 PI 调节器。转速反馈信号取自与异步电动机同轴连接的测速发电机，电流反馈信号取自逆变器的交流侧，也可通过霍尔变换器或直流互感器取自转子直流回路。为

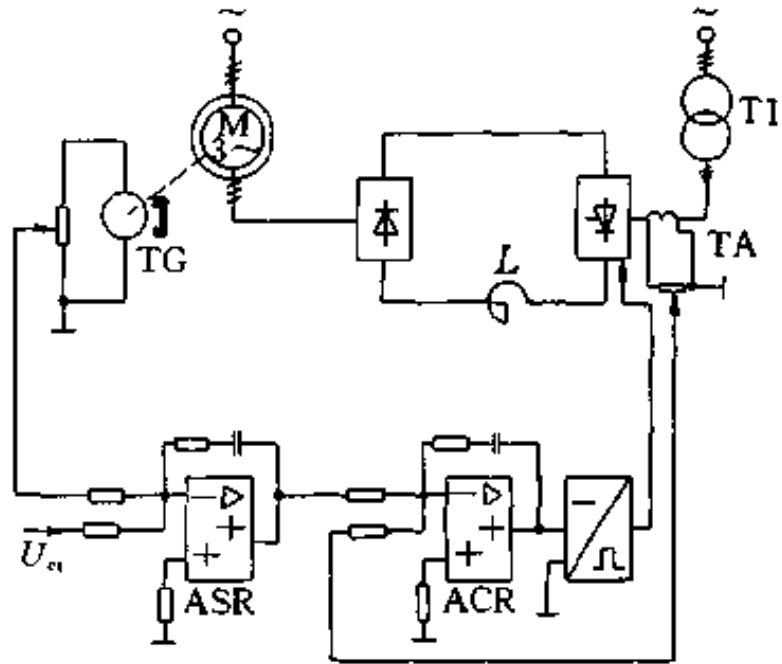


图 7-5 双闭环控制的串级调速系统

防止逆变器逆变失败，在电流调节器 ACR 输出电压为零时，应整定触发脉冲输出相位角为 $\beta = \beta_{\min}$ 。

图 7-5 所示系统的工作与直流不可逆双闭环调速系统一样，具有静态稳速与动态恒流的作用。所不同的是它的控制作用是通过异步电动机转子回路实现的。系统在突加给定时的启动动态过程与直流调速系统一样。启动初期，转速调节器的输出增大，使逆变角 β 增大，逆变电压 U_p 减小，打破了启动开始瞬间逆变电压大于电动机转子不动时整流电压 U_{d0} 的条件，产生直流电流 I_d ，使

电动机有电磁转矩而加速。在电动机转速未达到给定值以前，调速系统始终由电流环起电流限制作用，通过保证加速过程中逆变电压与转子整流器输出电压的变化速率相同，来维持启动电流 I_d 恒定，做到恒最大电流启动。当电动机转速超过给定转速后，转速调节器退出饱和，转速环投入工作，以保证最终获得与给定转速相一致的实际转速。

根据串级调速系统转子回路的动态电压平衡方程式，可求得转子直流回路的数学模型，仿照直流双闭环调速系统的分析思路可求得双闭环控制串级调速系统的动态结构图。只是转子回路的数学模型是非定常和非线性的，近似处理后可采用工程设计方法进行综合设计。为了得到较满意的动态特性，应该用自适应调节器。

最后应该指出，由于串级调速系统是依靠逆变器提供附加电势工作的，为使系统正常工作，防止逆变器的损坏，对系统的启动与停车控制必须有合理的措施予以保证。总的原则是在启动时必须使逆变器先于电动机接上电网，停车时则必须使逆变器比电动机后脱离电网，以防止逆变器交流侧断电，逆变器的晶闸管无法关断而造成逆变器的短路事故。

四、超同步串接调速方法

图 7-2 所示的电气串级调速系统中，由于转子整流器是不可控的，它只能从交流侧吸收转差功率，并且通过直流侧传递出去。如果把转子整流器改为可控的（如图 7-6），使它工作在整流或逆变状态，就可以相应地从电动机转子吸收转差功率或向转子输送转差功率。当转子侧变流器 1UR 工作在逆变状态（相应地变压器侧变流器 2UR 工作在整流状态），向电动机转子输送功率，且电动机定子同时从电网吸收功率时，电动机将在超同步转速下电动运行。此时转子和定子都吸收电能，并转换成机械能从轴上输出，所以电动机处于定、转子双馈状态。由于定、转子的双馈作用增

加了电动机轴上的输出功率，使电动机可以输出大于铭牌定额的功率。由于该调速系统使电动机实现超同步转速下的电动运行，故称该调速系统为超同步串级调速系统。又因为该调速系统能从定、转子两侧向电动机供电，故又称双馈调速系统。超同步串级调速系统也可在次同步转速下电动运行，只要使 1UR 工作在整流状态，2UR 工作在逆变状态即可。实际上，超同步串级调速系统可以工作在图 7-1 所示的四种状态。下面分析超同步串级调速系统高于同步转速的电动状态和低于同步转速的制动状态。

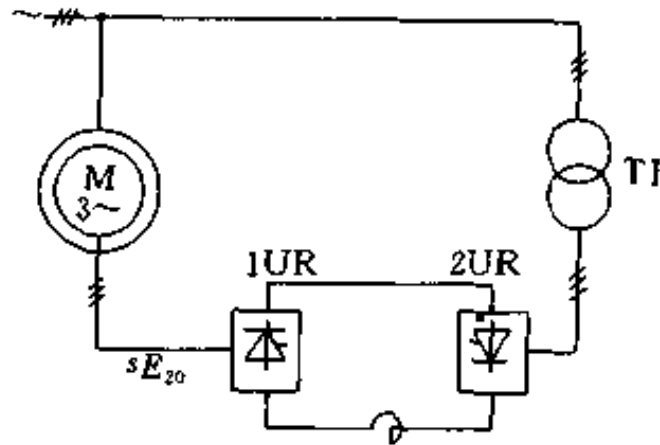


图 7-6 超同步串级调速系统原理图

在图 7-6 所示的超同步串级调速系统中，设 β_1 为转子侧变流器 1UR 的逆变角， α_2 为变压器侧变流器

2UR 的移相控制角， β_1 的调节范围为 $30^\circ \sim 90^\circ$ ， α_2 的调节范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$ ，则可写出理想空载时转子直流回路电压平衡方程式如下

$$-sE_{20}\cos\beta_1 = U_{2T}\cos\alpha_2$$

所以
$$s = -\frac{U_{2T}}{E_{20}} \cdot \frac{\cos\alpha_2}{\cos\beta_1} \quad (7-8)$$

由式(7-8)可知，调节 β_1 或 α_2 都可以改变电动机的转速。当变压器侧变流器的控制角 α_2 一定时，随着 β_1 的增大，可使转差率的数值相应增大，电动机的转速也逐渐增高。也可以在转子侧变流器 1UR 的逆变角 β_1 为一定值时，减小 α_2 来实现转速的升高。通常是控制 β_1 来调节电动机的转速，这是因为要兼顾到变压器二次电压 U_{2T} 与电动机转子开路电压 E_{20} 的匹配，并且能充分利用 β_1 的调节宽度以获得转速的一定调节范围。另外，由于 2UR 处于可控整流状态，选用较小的 α_2 可以提高串级调速装置的功率因数。

当电动机运行在某一转差率 s_1 ($1 > s_1 > 0$) 的电动状态时，突

然改变 1UR 和 2UR 的工作状态,使它们分别从整流与逆变状态变为逆变与整流状态,且满足 $U_{2T}\cos\alpha_2 > s_1 E_{20}\cos\beta_1$ (由于变流器工作状态的改变,两个电压的极性都已反向)。电动机就从转子侧送入功率,系统处于低于同步转速下的制动工作状态。我们知道,电动机的电磁转矩 $T_e = \frac{P_s}{s} \cdot \frac{1}{\omega_0}$,若以电动机电动状态工作时由转子输出的转差功率为“正”,正的电磁转矩是电动转矩,现在由于转差功率的反向使电磁转矩也成为负值,即电动机产生的是制动转矩,说明此时电动机进入 $0 < s < 1$ 的制动状态,即在 T_e-s 坐标系的第二象限工作。若负载轴上加的是阻转矩负载,负载在此时协助起制动作用。这样电动机从转子侧与机械轴上分别输入功率,并转换为电磁功率从定子向电网回馈,电动机处于再生制动状态。

图 7-6 所示系统实际上是一种交流电动机转子交-直-交变频调速系统。转子侧可控整流器是一台变频器,它的负载是电动机的绕组,不能依靠电网电压实现自然换流。所以,若采用普通晶闸管组成转子侧变频器时,必须加入强迫换流装置,以输出电动机转子所需的不同频率的电压。当然,转子变频电路也可采用具有自关断能力的全控型功率器件,或者采用可依靠交流电网电压过零自然换流的交-交变频电路,而不必再用强迫换流电路。

可见,无论用交-直-交变频器还是交-交变频器组成的超同步串级调速系统,在主电路的结构和控制方面都比次同步串级调速系统要复杂得多,但与次同步串级调速系统相比有以下优点:首先,在相同的调速范围和额定负载功率下,应用超同步串级调速时,可以在电动机额定转速上、下进行调速,其串级调速的装置容量可比单纯用次同步串级调速时的装置容量小一半。其次,可以实现四种运行状态,如在低于同步转速下的再生制动,从而使系统有良好的动态响应,这在次同步串级调速中是无法实现的。再次,在超同步串级调速运行时,其效率及功率因数都比次同步串级调速时高,如果机械强度允许的话,还可以使机械输出功率提

高。因此，超同步串级调速系统适用于大容量、宽调速范围、对动态响应要求相对高的场合，主要用于容量较大的风机及泵类的变速传动。

第二节 同步电动机变频调速系统

同步电动机一般是用于不可逆不调速的拖动系统，由于它具有运行速度恒定，可以通过调节励磁向电网输出超前的无功功率以提高系统功率因数，以及机组的效率较异步电动机为高，特别是低速电动机效率较高，因而在中大型容量（一般 250kW 以上）的空气压缩机、离心风机和水泵、发电机组的原动机及某些轧机上应用较多。但是同步电动机不能自启动，启动时必须采取辅助措施，重载时有时会产生振荡，并导致失步跳闸，使其应用受到限制。

随着电力电子及变频技术的发展，不仅异步电动机采用变频调速取得了重大成功。同步电动机采用变频调速亦取得了良好的效果，使同步电动机也成为调速电动机中的重要一员。在采用变频调速后，同步电动机原有的缺点也得到了克服。启动时频率及转速由零逐渐升高，由于定子和转子之间的磁极能够相配合，电磁转矩是定方向的，所以易于启动。如果调速系统采用转速（频率）闭环控制，重载时也可避免失步。

同步电动机变频调速系统的基本原理和方法与异步电动机的相似。配合同步电动机调速的变频装置可以是电压源变频器、电流源变频器，交-交变频器或 SPWM 变频器。但是由于同步电动机在结构上与异步电动机不同，同步电动机转子有凸极式和隐极式的，且都装有阻尼绕组，转子磁场是由直流励磁产生的。小功率同步电动机转子一般采用磁阻式或永磁式。这些特点都带来了控制上的差异。

同步电动机变频调速系统可以分为两大类：他控变频式调速

系统和自控变频式调速系统。用独立的变频装置给同步电动机提供变压变频电源的叫做他控变频调速系统。用电动机轴上所带转子位置检测器来控制变频装置触发脉冲的叫做自控变频调速系统。下面分别论述。

一、他控变频同步电动机变频调速系统

同步电动机稳定运行时，转子的转速 n 和定子的旋转磁场速度 n_1 相同，这个转速取决于定子频率 f_1 ，即

$$n = n_1 = \frac{60f_1}{p_M} \quad (7-9)$$

因此，同步电动机的机械特性是一条水平线。同步电动机的运行特性主要研究转矩角(功角)特性 $T_e = f(\theta)$ 。由电机原理可知，凸极同步电动机的电磁转矩为

$$T_e = \frac{mU_1E_1p_M}{2\pi f_1X_d} \sin\theta + \frac{mU_1^2p_M}{2\pi f_1} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\theta \quad (7-10)$$

式中 U_1 ——定子相电压；

E_1 ——定子绕组中感应的励磁电动势；

m ——电动相的相数；

p_M ——电动机的磁极对数；

X_d 、 X_q ——电动机直轴(d轴)和交轴(q轴)同步电抗；

θ —— U_1 与 E_1 之间的夹角即转矩角。

式(7-10)的第一项为转子励磁产生的同步转矩，第二项为气隙(磁路)不均匀所产生的反应转矩。根据式(7-10)可以作出其转矩角特性 $T_e = f(\theta)$ 如图 7-7 所示。曲线 1、2 分别为同步转矩及反应转矩，曲线 3 为其合成转矩。

隐极同步电动机由于气隙均匀， $X_d = X_q = X_T$ ，故没有反应转矩，其电磁转矩为

$$T_e = \frac{mp_M U_1 E_1}{2\pi f_1 X_T} \sin\theta \quad (7-11)$$

式中 X_T 为同步电抗。

对隐极同步电动机而言， $\theta=90^\circ$ 时电动机有最大电磁转矩 $T_{\text{emax}} = \frac{mp_M U_1 E_1}{2\pi f_1 X_T}$ ，而凸极同步电动机的最大转矩稍大且出现在 $\theta < 90^\circ$ 处(见图 7-7)。

电动机运行于额定转矩时， $\theta = 20^\circ \sim 30^\circ$ ，故电动机的过载能力 λ 为

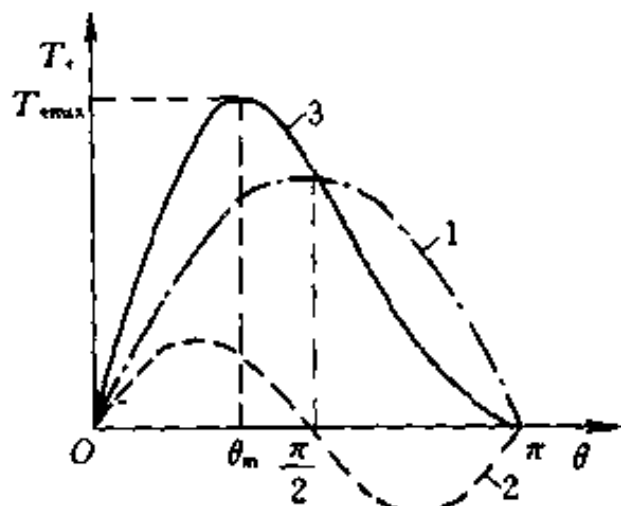


图 7-7 同步电动机的转矩角特性

$$\lambda = \frac{T_{\text{emax}}}{T_{\text{enorm}}} = \frac{1}{\sin\theta} = 2 \sim 3 \quad (7-12)$$

电动机运行时，若 $T_e > T_{\text{emax}}$ ，将产生失步。下面以隐极同步电动机为例进行分析。

同步电抗为

$$X_T = 2\pi f_1 L_T \quad (7-13)$$

转子通入直流励磁在定子绕组上感应的电动势为

$$E_1 = 2\pi f_1 L_{1l} I_l \quad (7-14)$$

式中 L_T ——同步电抗所对应的电感；

L_{1l} ——定子绕组与转子励磁绕组间的互感；

I_l ——转子励磁电流。

将式(7-13)和式(7-14)代入(7-11)有

$$T_e = \frac{mp_M}{2\pi} \left(\frac{L_{1l}}{L_T} \right) \left(\frac{U_1}{f_1} \right) I_l \sin\theta = C \left(\frac{U_1}{f_1} \right) I_l \sin\theta \quad (7-15)$$

式中 $C = \frac{mp_M}{2\pi} \cdot \frac{L_{1l}}{L_T}$ 为常数。由式(7-15)可知最大电磁转矩可表示为

$$T_{\text{emax}} = C \left(\frac{U_1}{f_1} \right) I_l \quad (7-16)$$

由于 C 为常数，故当 I_l 一定时，若维持 (U_1/f_1) 恒定，即可保持

T_{emax} 恒定。因此，同步电动机变频调速时，也应对电压 U_1 和频率 f_1 进行协调控制。和异步电动机相似，在低频低压时，定子电阻 R_1 上的电阻压降不能忽略（以上转矩角特性是在忽略 R_1 时推导出来的），因而必须提高 U_1 以作适当补偿。

在超过基本频率向上调速时，同样应保持 U_1 不变， f_1 增大，此时 T_{emax} 相应减小，进入恒功率调速区。

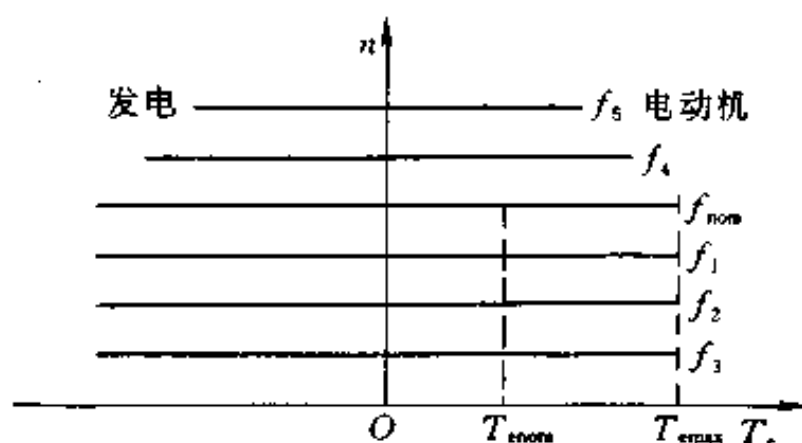


图 7-8 同步电动机的机械特性

同步电动机变频调速时的机械特性如图 7-8 所示。当 $\theta < 0$ 时，即 U_1 落后于 E_1 一个 θ 角时，电动机进入发电状态。

他控变频同步电动机调速系统原理图如图 7-9 所示。带定子压降补偿的函数发生器 GF 保证了变频装置的恒压频比控制。同步电动机本身没有启动转矩，为了能自行启动，一般都在转子上安装有短路阻尼绕组。尽管这样，在同步电动

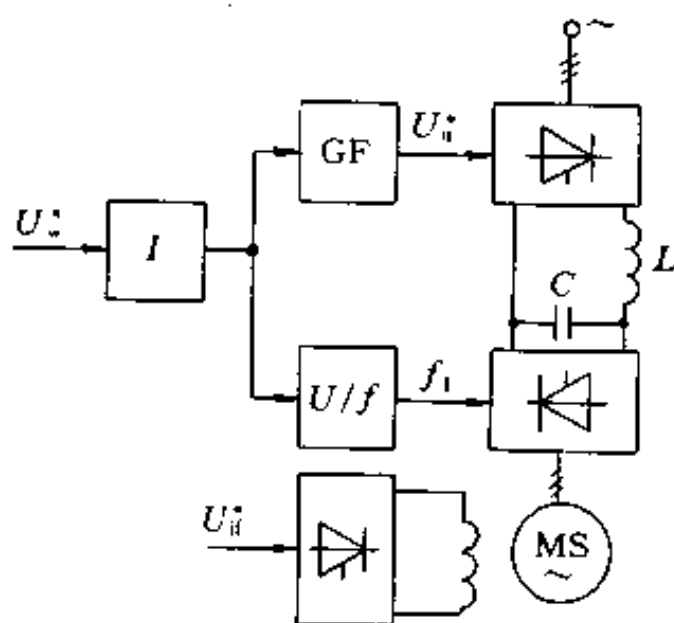


图 7-9 他控变频同步电动机变频调速系统

机启动和调速时，给定频率值的变化必须要与电动机实际转速相配合变化。为此设置了给定积分器 I 。电动机工作在稳态时，调节 U_s 提高频率，使电枢磁场速度稍高于电动机转子转速，于是转矩角增加，电动机加速，跟随给定频率的变化。当频率固定在某一值以后，电动机在转子阻尼绕组作用下经过衰减振荡后稳定在新的转速下运转。

转子磁场由专门的励磁控制器控制，它可以独立调节电动机的过载能力和功率因素。

由于这种调速系统存在振荡和稳定性问题，只适用于在需要精确同步的多电动机传动上(如造纸、纺织等机械的传动)，以及某些要求有高精度和稳定度的精密装置上(如激光照排机等)。在实际调速领域中应用更多的是自控变频同步电动机调速系统。

二、同步电动机的矢量变换控制变频调速系统

为了获得高动态性能，同步电动机也采用矢量变换控制，其基本原理和异步电动机相似。通过坐标变换将同步电动机模拟成等效直流电动机，再用控制直流电动机的方法进行控制。为了突出其主要问题，先忽略一些次要因素，以便和异步电动机一样进行分析。现假设：

- ① 转子是隐极或忽略凸极的气隙不同所带来的磁阻变化；
- ② 假设没有阻尼绕组或忽略它的作用和影响；
- ③ 忽略定子绕组的电阻和漏抗；
- ④ 其它一些基本假定如忽略谐波，铁损和磁饱和等影响和研究异步电动机的相同。

这样，两极同步电动机的物理模型便如图 7-10 所示。图中，定子三相绕组轴线 A、B、C 是静止的，三相电压 u_A 、 u_B 、 u_C 和三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 都是对称的。转子以同步转速 ω_1 旋转，转子上的励磁绕组在励磁电压 U_f 供电下流过励磁电流为 I_f 。沿磁极的轴线为 d 轴，与 d 轴正交的为 q 轴。 $d-q$ 坐标在空间以同步转速旋

转, d 轴与静止的 A 轴夹角为 θ_d 。

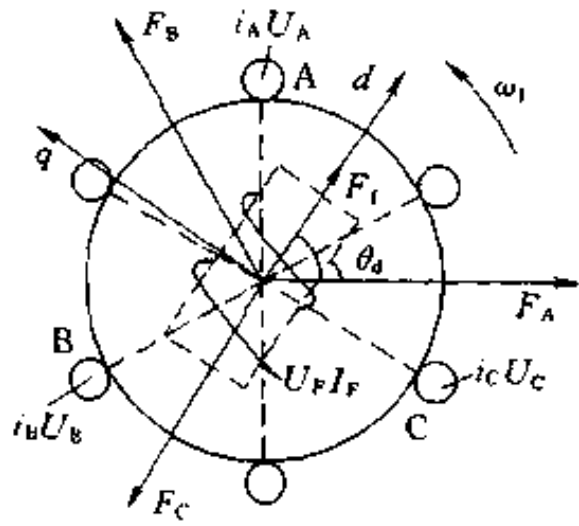


图 7-11 为同步电动机磁动势与磁通的空间矢量图, 其中沿 d 轴的 F_f 和 Φ_f 是转子励磁磁动势和磁通; F_1 是定子三相合成磁动势, 它也是一个同步旋转的矢量, 因而在一定的负载和励磁条件下 F_1 和 F_f 的

相对位置是固定的。 F_R 是 F_1 与 F_f 的合成磁动势; Φ_R 是考虑了主磁通和电枢反应磁通后电动机的气隙总磁通。 F_1 与 F_R 间的夹角是 θ_1 , F_f 与 F_R 间的夹角是 θ_f , 所有这些矢量都以同步转速 ω_1 同时旋转。和分析异步电动机时一样, F_1 除以相应的匝数即为定子电流合成矢量 i_1 , 将它分成两个分量 i_{1M} 和 i_{1T} , i_{1M} 是沿着合成磁通 Φ_R 方向的励磁分量, i_{1T} 则是与之垂直的转矩分量。同样, 与 F_f 对应的励磁电流矢量 I_f 也可分解为两个分量 i_{fM} 和 i_{fT} 。

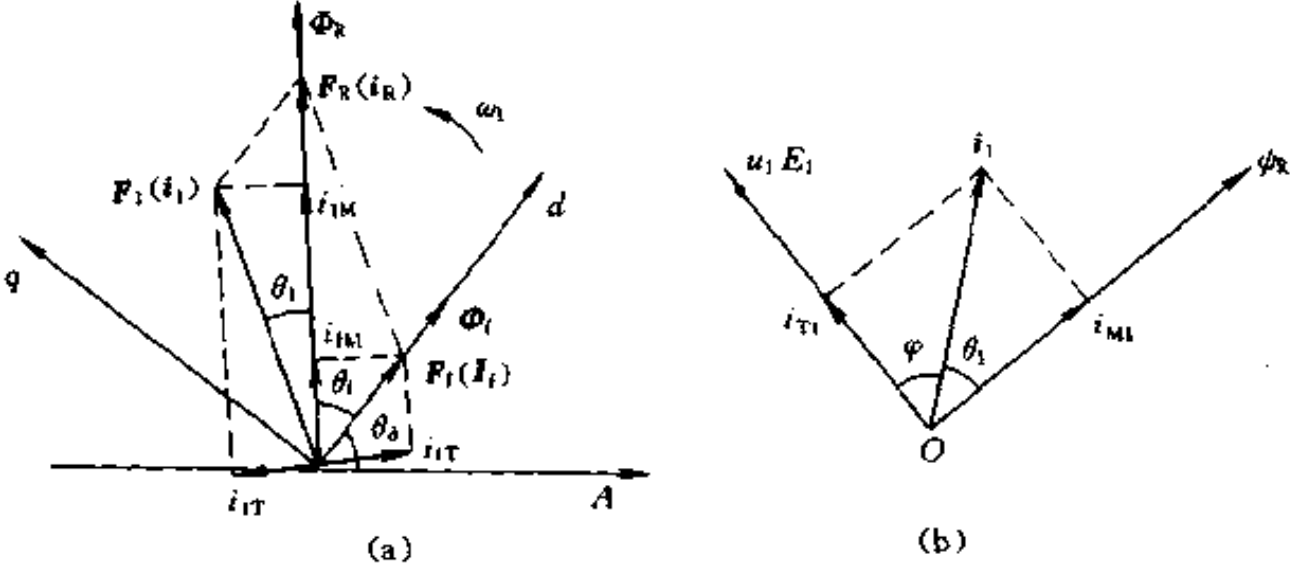


图 7-11 同步电动机近似的空间矢量图与时间相量图
(a) 磁动势、磁通空间矢量图; (b) 电流、电压与磁链时间相量图

由图 7-11(a) 不难看出下列关系

$$i_{1T} = -i_{1T} \quad (7-17)$$

$$i_R = i_{1M} + i_{1M} \text{ 或 } i_{1M} = i_R - i_{1M} \quad (7-18)$$

$$i_1 = \sqrt{i_{1T}^2 + i_{1M}^2} \quad (7-19)$$

$$I_f = \sqrt{i_{1T}^2 + i_{1M}^2} = \sqrt{i_{1T}^2 + (i_R - i_{1M})^2} \quad (7-20)$$

相应的相角为

$$\theta_1 = \arccos \frac{i_{1M}}{i_1} \quad (7-21)$$

$$\theta_1 = \arccos \frac{i_R - i_{1M}}{I_f} \quad (7-22)$$

图 7-11(b) 画出了定子一相绕组的电流、电压与磁链的时间相量图。 ψ_R 是 Φ_R 对该相绕组的磁链相量, i_1 是该相电流相量。根据电机学原理, Φ_R 和 F_s 空间矢量的空间角差 θ_1 与 ψ_R 和 i_1 时间相量的时间角差相等, 因此 i_{1T} 、 i_{1M} 也是 i_1 时间相量的分量。按照假设条件即忽略定子电阻和漏抗, 则该相电压与由 ψ_R 感应的脉动电动势近似相等, 并可表示为

$$U_1 \approx E_1 = 4.44f_1\psi_R \quad (7-23)$$

其相量超前于 $\psi_R 90^\circ$ 。 U_1 与 i_1 相量的夹角 φ 就是同步电动机的功率因数角, 且

$$\varphi = 90^\circ - \theta_1 \quad (7-24)$$

设计系统时, 定子电流的励磁分量 i_{1M} 可以从 i_1 和所期望的 φ 值求出。最简单的情况是希望 $\cos\varphi=1$, 也就是说, 希望 $i_{1M}=0$ 。由希望的 $\cos\varphi$ 所确定的 i_{1M} 可作为矢量控制时的给定值 i_{1M}^* 。

以 A 轴为参考坐标, i_1 的相角为

$$\lambda = \theta_1 + \theta_1 + \theta_d \quad (7-25)$$

式中转子轴的位置角 $\theta_d = \int \omega dt$, 可通过转子轴上的位置变换器测得。由 i_1 的幅值和相位角 λ 可求得三相定子电流

$$\left. \begin{aligned} i_A &= i_1 \cos \lambda \\ i_B &= i_1 \cos(\lambda - 120^\circ) \\ i_C &= i_1 \cos(\lambda + 120^\circ) \end{aligned} \right\} (7-26)$$

按照式(7-19)、式(7-20)、式(7-21)、式(7-22)、式(7-25)和式(7-26)去控制同步电动机的定子电流和转子励磁电流,即可实现同步电动机的矢量控制。图7-12所示为其原理框图。

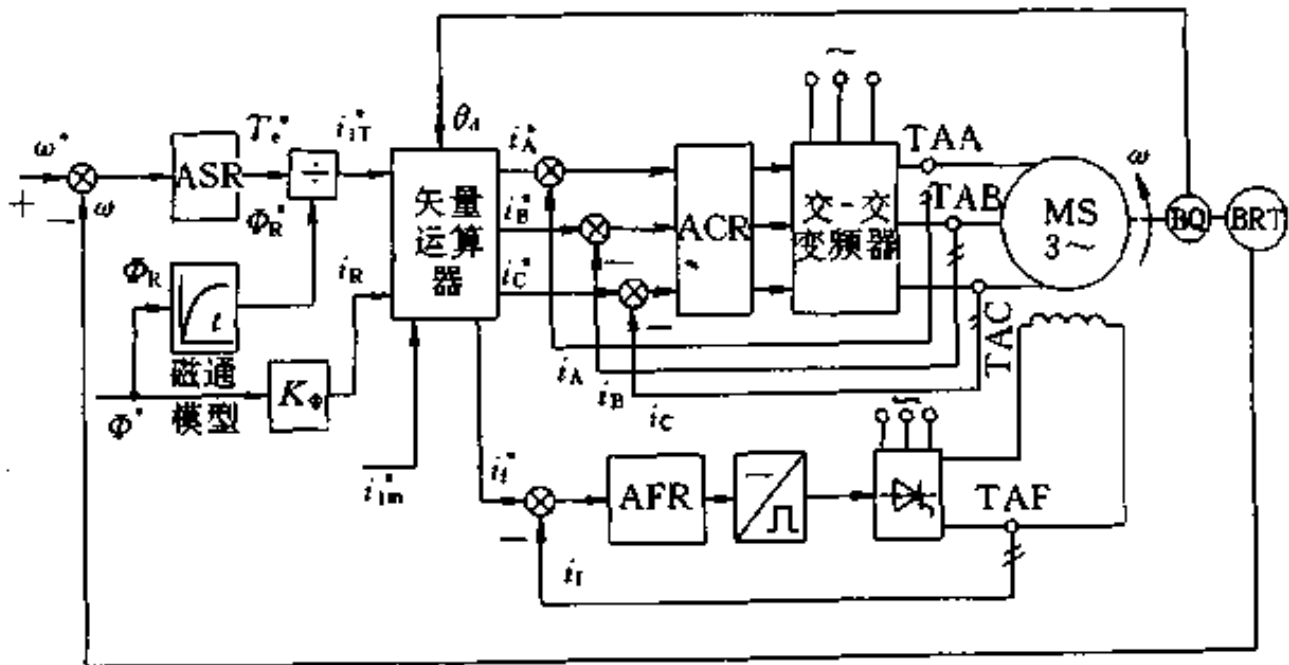


图7-12 同步电动机矢量变换控制变频调速系统

根据机电能量转换原理,同步电动机的电磁转矩还可以表达为以下形式

$$T_e = C_M \Phi_R i_1 \sin \theta = C_M \Phi_R i_{1T} \quad (7-27)$$

式中 C_M 为转矩常数。式(7-27)说明同步转矩与电动机的定转子合成磁通 Φ_R 及定子电流的转矩分量 i_{1T} 成正比,这和直流电动机的转矩有相同的表达形式。

图7-12所示的同步电动机的矢量变换控制变频调速系统采用了和直流电动机调速系统相似的双闭环结构形式。转速调节器

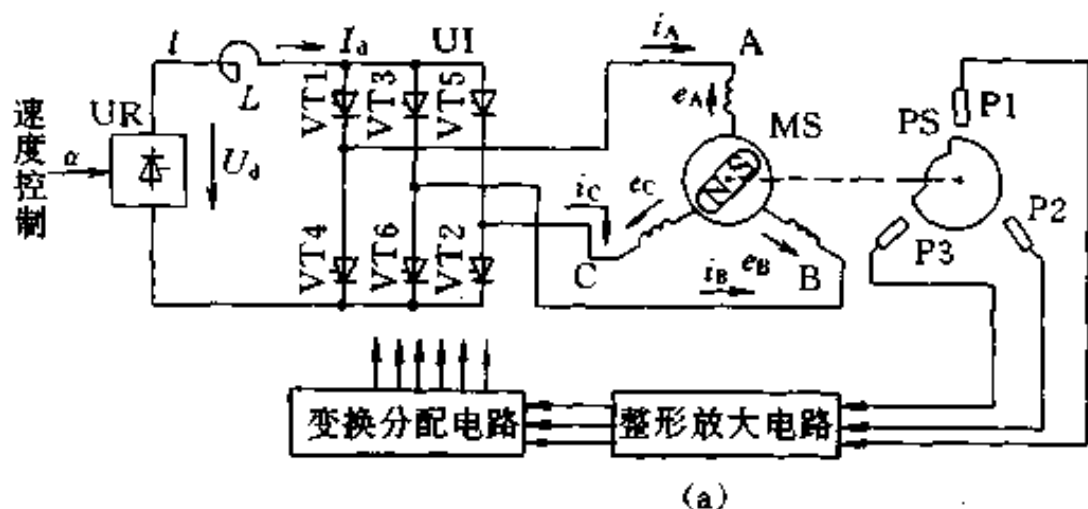
ASR 的输出是转矩给定信号 T_r^* ，按照式(7-27)， T_r^* 除以磁通 Φ_r^* 即得定子电流转矩分量 i_{iT}^* 。 Φ_r^* 是由磁通给定信号 Φ^* 经磁通模型模拟其滞后效应以后得到的，同时， Φ^* 乘以系数 k_Φ 后得到合成励磁电流给定信号 i_r^* 。将 i_{iT}^* 、 i_r^* 按功率因数要求给定的 i_{iM}^* 和来自位置变换器 BQ 的旋转坐标相位角 θ_d 一起输送给矢量运算器，按式(7-19)、式(7-20)、式(7-21)、式(7-22)、式(7-25)和式(7-26)算出定子三相电流给定值 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 和励磁电流给定值 i_f^* 。 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 送给电流调节器 ACR，通过电流闭环调节，使实际定子三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 跟随其给定值，而 i_f^* 则通过励磁电流调节器 AFR 控制转子励磁电流 I_f 。这样设计的矢量变换控制系统，除动态性能接近直流双闭环系统外，还能在负载变化时尽量保持同步电动机的磁通、定子磁动势及功率因数不变。如果设定定子励磁电流分量 $i_{iM}^* = 0$ ，则电动机的功率因数等于 1，所需变频装置容量最小。

以上矢量变换控制是在忽略一系列因素后得出的近似结果，而实际系统的矢量运算要复杂得多，不过基本原理都在这近似分析中阐明了。有关同步电动机矢量变换控制的进一步问题，请看参考文献^[23]。

三、自控变频同步电动机（无换向器电动机）调速系统

图 7-13(a)示出自控变频同步电动机调速系统的基本组成，包括可调直流电源 UR，通常为晶闸管整流器，用作同步电动机功率电源；逆变器 UI，可由晶闸管或晶体管等开关器件组成桥式或零式电路；同步电动机 MS 为直流励磁或永磁式；转子位置检测器 PS 与同步电动机同轴相连。产生触发逆变器晶闸管 VT1~VT6 的控制信号。

由图 7-13(a)可以看出，除了位置检测器实现频率闭环控制以外，其他与他控变频同步电动机调速系统和异步电动机变频调速系统的结构是类似的。下面就来分析这种结构是如何实现频率



(a)

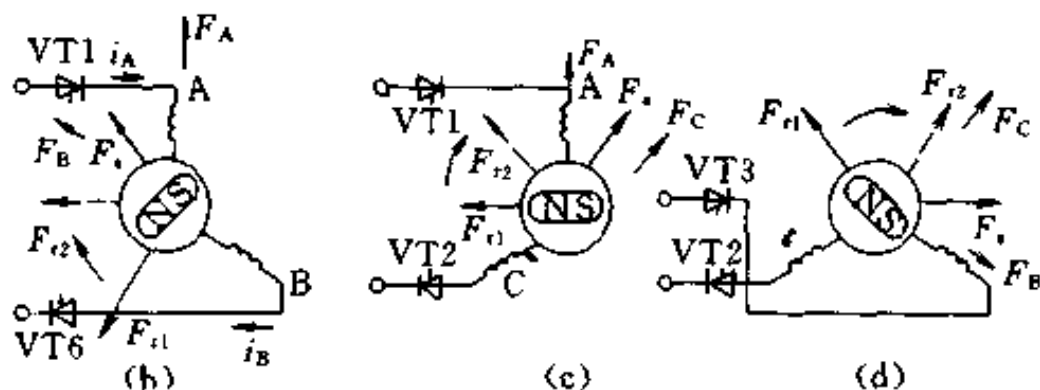


图 7-13 自控变频同步电动机调速系统原理

(a) 系统组成; (b) ~ (d) 定子绕组通电
切换时电枢磁场 F_s 和转子磁场 F_r 的旋转变化

闭环控制的。

设区间①晶闸管 VT1、VT6 导通，此时定子绕组 A、B 两相通电，电流从 A 点流入，从 B 点流出，A、B 两相绕组磁动势 F_A 、 F_B 方向，如图 7-13(b) 所示，故电枢合成磁动势 $F_s = F_A + F_B$ 。若此时转子磁动势 F_{r1} 与电枢磁动势 F_s 夹角 $\theta < 180^\circ$ ，则两磁场作用的结果使转子顺时针旋转。当转子磁动势随转子旋转 60° 而成为 F_{r2} 时，由位置检测器来的信号经综合变换后控制 VT6 关断和 VT2 导通，于是电枢磁动势 F_s 和转子磁动势 F_{r1} 如图 7-13(c) 所示。转子继续旋转 60° 后，控制电路又使 VT1 关断、VT3 导通，其磁动势方向如图 7-13(d) 所示。如此不断进行切换，使转子不断跟随定子阶跃变化的磁动势旋转。在这里，控制逆变器中晶闸管切换的频率不是来自独立的振荡器，而是转子位置检测器。这样，

改变转子速度,电枢电压的频率或定子旋转磁场的速度也在改变;或者说,改变定子旋转磁场的速度,转子的速度也随之改变,二者是严格同步的,不会有失步的问题,电动机在所有工作点上都能稳定运行。

图 7-13(a)中位置检测器 PS 可以采用光电式或电磁式。图 7-14(a)为四极电动机用的检测器结构。其内圆上 P1、P2、P3 处配置有固定的光敏元件, P1、P2、P3 相隔 120° 电角度。S' 和 S'' 为两个有 180° 电角度的槽。当圆盘随电动机旋转时, P1、P2、P3 处光敏元件依次在槽缝处接收到灯光信号,从而产生如图 7-14(b)所示的波形。另外,在外圆处开有很多个小槽,当圆盘旋转时, P4 处的光敏元件将接收到一个较高频率的脉冲列,脉冲列的频率与电动机的转速成比例,故可以用来测量电动机转速。

P1、P2、P3 的信号经过门电路即可得到控制各晶闸管的触发信号(图 7-15)。图中符号 AB 表示电流从 A 相绕组流入,从 B 相绕组流出。

自控变频同步电动机调速系统采用的变流器可以是各种形式,如电压型逆变器、电流型逆变器、电流控制 PWM 型逆变器以及交-交变频器等。不管是何种变流器,其共同特点是它们的频率只决定于电动机的转速而不取决于独立振荡器。

当电动机由电压型逆变器或交-交变频器供电时,在基速以下电压要作为频率的函数变化,以保持恒磁通。因此对于永磁转子

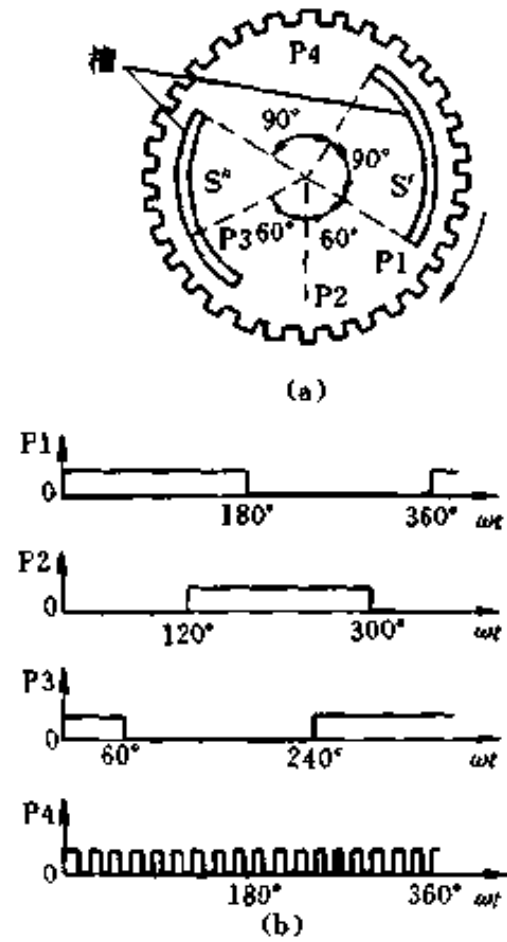


图 7-14 四极电动机的转子位置检测器

(a) 检测器圆盘; (b) P1、P2、P3 和 P4 处光敏元件的输出波形

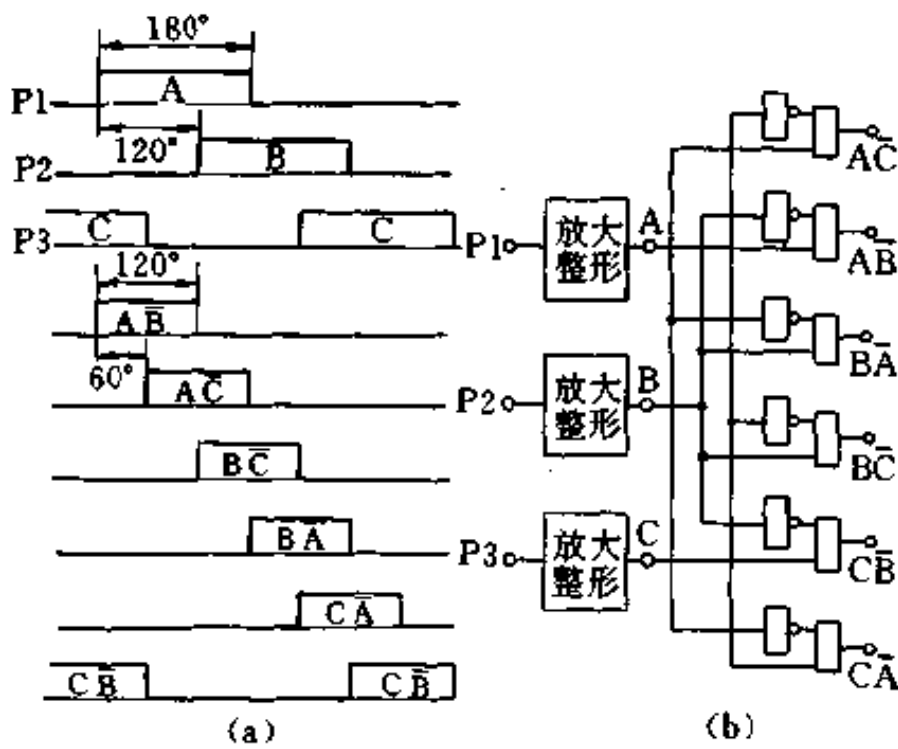


图 7-15 门极信号的形成

(a) 波形; (b) 电路

电动机，唯一留下来能够独立控制转矩和速度的参数就是定子和转子磁动势的夹角，即转矩角 θ 。为了说明这一点，图 7-16(a) 示出了由电压型逆变器供电的自控变频同步电动机闭环调速系统的结构图。图中逆变器输出频率和电压是作为转速的函数改变的，而非独立控制量。当在稳态工作时，给定转速 ω^* 增加时，产生速度误差 $\Delta\omega$ ，使转矩角 θ 增加，引起电动机转矩超过负载转矩，电动机加速。随着电动机转速的增加，逆变器频率和电压也增加，当电机转矩与负载转矩平衡和实际转速接近于给定转速时，系统重新达到稳态。转速误差与所采用的调节器类型有关。注意，这里电动机工作点的改变是通过控制转矩角而不是改变频率实现的，只要对转矩角有限制，就不会有失步的问题。在直流励磁情况下，除了控制转矩角外，还可通过控制励磁电流 I_f 的大小来控制电动机的功率因数。这样，配合控制转矩角和励磁电流即可以在保证电动机有所要求的功率因数（通常为 1）情况下控制电动机的转矩

和转速。

当电动机由变频电流源供电时，独立控制的参数，对于永磁电动机为电枢电流 I_a 和转矩角 θ ，对于直流励磁电机还有励磁电流 I_f 。在前者的情况下，配合控制 I_a 和 θ 能够保证在有最佳磁通或最佳功率因数或二者组合的条件下实现对电动机转矩和速度的控制。在后者情况下，可以通过控制 I_a 、 θ 和 I_f 三个参数，保证在控制磁通和功率因数的同时，实现对转矩和转速的控制。在图 7-16(b) 中转矩角 θ 已假定固定在某一最佳值了，而直流电流 I_a 或电枢电流 I_a 用来控制转速和转矩。由于 θ 固定不变，因此磁通和功率因数将随工作点而变化。

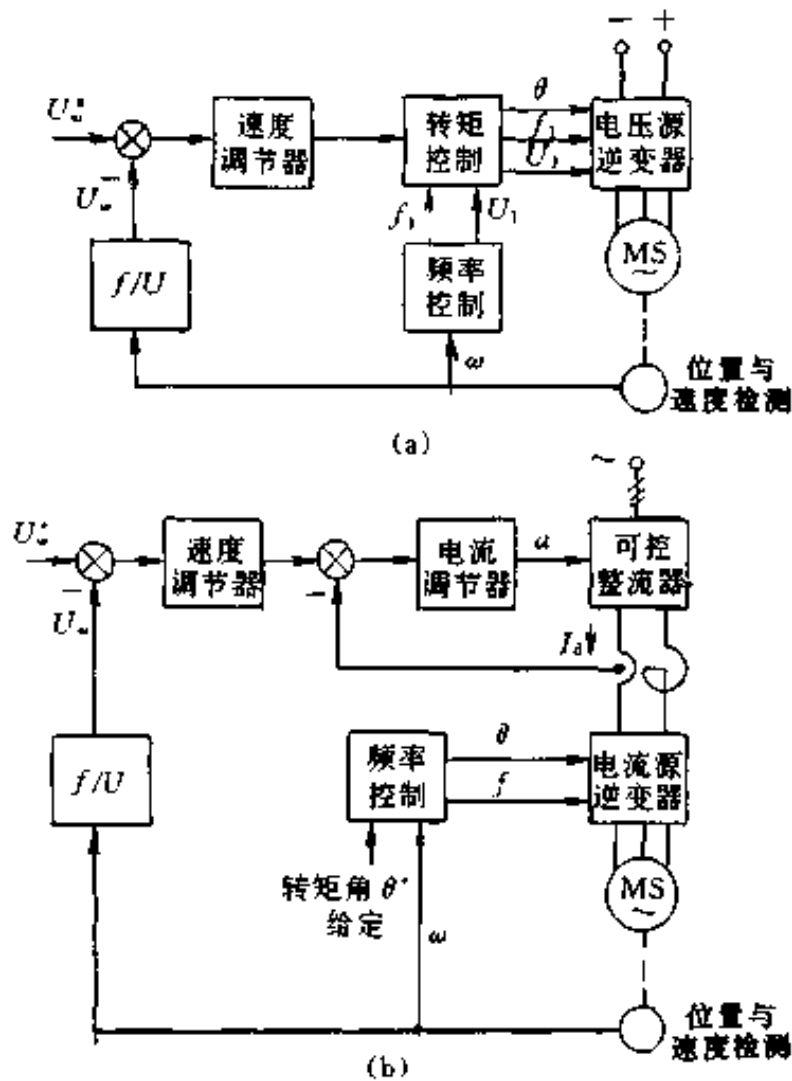


图 7-16 自控变频同步电动机调速系统
(a) 电压型逆变器供电；(b) 电流型逆变器供电

自控变频同步电动机在工作方式上与直流电动机非常相似，不过电枢和磁极在定子与转子上的位置恰好相反。从电动机的基本原理看，直流电动机本质上是交流电动机，它利用机械换向器把外部的直流“逆变”成电枢导体内的交流。在自控变频同步电动机中用“电子换向器”即逆变器取代了机械换向器，而工作原理并没有本质差别。这样，自控变频同步电动机也就具有与直流电动机相同的优良性能，并克服了直流电动机的许多缺点，因此很适于应用在高速、大功率以及恶劣环境等特殊场合下工作的设备上。

根据供电方式以及同步电动机本身结构的不同，可将自控变频同步电动机称为直流无换向器电动机（由交-直-交逆变器供电）、交流无换向器电动机（由交-交变频器供电）以及无刷电动机（一般指由晶体管换向的永磁电动机）。

一般无源逆变器要想使半控型器件晶闸管关断，必须借助于换流电路，从而使装置的体积和成本增加，而且也限制了逆变器的最高输出频率。但是对于同步电动机来讲，由于其电枢绕组中存在有由励磁磁场感应产生的电动势，故可以利用这个反电动势来给晶闸管施加反压促使关断，从而省去换流电路。但需要指出的是，利用电动机本身电动势进行换流时，输出的平均转矩脉动将增大，从而会影响转速的平稳；另外，在电动机启动和低速运行时，由于电动势很小，不足以保证安全换流，还必须采取其他措施，又使得逆变器换流控制变得复杂。在功率允许的情况下，可采用全控型电力电子器件构成逆变器，此时强迫换流问题就不存在了，从而可以减少转矩脉动，简化控制系统。

习题与思考题

7-1 简述次同步串级调速系统的优缺点和适用场合。

7-2 次同步串级调速系统能否实现快速启动和制动，为什

么？

7-3 试简述超同步串级调速系统的优缺点和适用场合。

7-4 试分析双闭环串级调速系统的动态结构图。

7-5 试简述无换向器电动机的优缺点和应用场合。

7-6 无换向器电动机为何不会产生失步问题，试从其工作原理上加以说明。

参 考 文 献

- [1] 秦继荣, 沈安俊编著. 现代直流伺服控制技术及其系统设计. 北京: 机械工业出版社, 1993
- [2] 彭志瑾编. 电气传动与调速系统. 北京: 北京理工大学出版社, 1988
- [3] 杨兴瑶编. 电气传动及应用. 北京: 化学工业出版社, 1994
- [4] 吴守箴, 臧英杰著. 电气传动的脉宽调制技术. 北京: 机械工业出版社, 1995
- [5] 杨兴瑶. 电机调速的原理及系统(第二版). 北京: 水利电力出版社, 1995
- [6] 王耀德, 冷增祥. 电气传动控制系统. 南京: 东南大学出版社, 1990
- [7] 张燕宾编著. SPWM 变频调速应用技术. 北京: 机械工业出版社, 1997
- [8] B. K. Bose 著. 电力电子学与交流传动. 朱仁初等译. 西安: 西安交通大学出版社, 1990
- [9] leonhord W. 著. 电气传动控制. 吕嗣杰译. 北京: 科学出版社, 1988
- [10] 顾绳谷. 电机及拖动基础(上、下册). 北京: 机械工业出版社, 1980
- [11] 张琛编著. 直流无刷电动机原理及应用. 北京: 机械工业出版社, 1996
- [12] 葛伟亮等. 电磁控制元件. 北京: 北京理工大学出版社, 1994
- [13] 刘竞成主编. 交流调速系统. 上海: 上海交通大学出版社, 1984
- [14] 陈坚主编. 交流电机数学模型及调速系统. 北京: 国防工业出版社, 1989
- [15] Slar B. G. 用于逆变器交流电机调速系统的 PWM 大规模集成电路. 国外电力电子技术, 1996 (3)
- [16] 黄俊, 王兆安编. 电力电子变流技术. 西安: 西安交通大学出版

- 社，1995
- [17] 谭建成主编. 电机控制专用集成电路. 北京: 机械工业出版社, 1997
- [18] 李序葆、赵永健编著. 电力电子器件及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1996
- [19] 张立、黄两一等编著. 电力电子场控器件及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1996
- [20] 李凤编. 异步电动机直接转矩控制. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [21] 黄俊, 秦祖荫编. 电力电子自关断器件及电路. 北京: 机械工业出版社, 1991
- [22] 陈治明主编. 电力电子器件基础. 北京: 机械工业出版社, 1992
- [23] 姜泓, 赵洪恕主编. 电力拖动交流调速系统(第二版). 武汉: 华中理工大学出版社, 1996

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 电力电子技术与电气传动

作者 = B E X P

页数 = 3 6 5

下载位置 = <http://202.118.180.121/ebook/sjy01/diskdy/dy84/20/!00001.pdg>