

DIANLI DIANZI
BIANLIU
JISHU

电力电子 变流技术

曲永印 主编



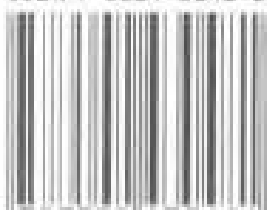
冶金工业出版社 ●



本书配套教材目录

自动控制原理 (第2版)	顾树生 王建辉主编 杨自厚主审
自动控制系统 (第2版)	刘建昌主编
自动检测技术	宋文靖主编
过程检测控制技术与应用	朱晓青主编
电工与电子技术	荣西林主编
微型计算机控制系统	孙德辉 郑士富等编著
工业企业供电 (第2版)	周 嵩 李鸿儒主编
工厂供电系统继电保护及自动装置	王建南主编
工业企业供电课程设计及实验指导书	王建南主编
电力系统微机保护	张明君 弥洪涛编著
电力拖动自动控制系统 (第2版)	李正熙 白 晶主编
单片微机原理与接口技术	孙和平 杨 宁 白 晶编著
工厂电气控制设备 (高职教材)	赵秉衡主编
工业企业供电 (高职教材)	靳希才主编
电机及电力拖动 (高职教材)	吴裕隆主编

ISBN 7-5024-3048-2



9 787502 430481 >

ISBN 7-5024-3048-2 / TM · 53 定价 28.00 元

电力电子变流技术

曲永印 主编

宋宏 谢树林 高岩 副主编

北 京

冶金工业出版社

2002

内 容 提 要

本书内容分8章,分别介绍电力电子器件、可控整流电路、有源逆变电路、晶闸管触发电路、晶闸管的其他应用、无源逆变电路、PWM控制技术、直流斩波电路等。

本书可作为高等院校电类、机类专业的教学用书,也可作为工程技术人员的培训教材或参考书。

图书在版编目(CIP)数据

电力电子变流技术/曲永印主编. —北京:冶金工业出版社, 2002. 8
ISBN 7-5024-3048-2

I. 电… II. 曲… III. 电力电子学-变流技术
IV. TM46

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2002) 第 044472 号

出版人 曹胜利 (北京沙滩嵩祝院北巷 39 号, 邮编 100009)

责任编辑 俞跃春 美术编辑 李 心 责任校对 朱 翔 责任印制 李玉山

北京兴华印刷厂印刷; 冶金工业出版社发行; 各地新华书店经销

2002 年 8 月第 1 版, 2002 年 8 月第 1 次印刷

787mm×1092mm 1/16; 15.5 印张; 376 千字; 242 页; 1-3000 册

28.00 元

冶金工业出版社发行部 电话: (010) 64044283 传真: (010) 64027893

冶金书店 地址: 北京东四西大街 46 号 (100711) 电话: (010) 65289081

(本社图书如有印装质量问题, 本社发行部负责退换)

为了全面反映电力电子器件和应用技术的最新发展,满足教学、科研和工程技术的实际需要,编者在《电力电子变流技术》(冶金工业版,1997)一书基础上,重新编写此书。

全书由曲永印教授担任主编，宋宏、谢树林、高岩任副主编。参加编写的人员有：北华大学曲永印（绪论、第1章、第7章），宋宏（第2章4~10节、第3章、第4章），谢树林（第6章、附录1、2），王涛（第5章），张锡鹤（附录3），张兴华（附录4）；沈阳大学高岩（第2章1~3节、第8章）。

由于编者水平所限，书中不妥之处，敬请广大读者批评指正。

4

目 录

绪论	(1)
1 电力电子器件	(6)
1.1 不可控器件——电力二极管	(6)
1.2 半控型器件——晶闸管	(11)
1.3 全控型器件	(26)
1.4 电力电子器件的驱动电路	(39)
习题	(44)
2 可控整流电路	(46)
2.1 单相半波可控整流电路	(46)
2.2 单相全控桥式整流电路	(54)
2.3 单相半控桥式整流电路	(61)
2.4 三相半波可控整流电路	(66)
2.5 三相全控桥式整流电路	(73)
2.6 变压器漏抗对整流电路的影响	(78)
2.7 可控整流电路带反电势负载时的工作情况分析	(81)
2.8 电容滤波的三相不可控整流电路	(86)
2.9 整流电路的谐波及功率因数分析	(89)
2.10 整流变压器及平波电抗器参数计算	(93)
习题	(98)
3 有源逆变电路	(101)
3.1 逆变的概念	(101)
3.2 可控整流电路有源逆变工作状态	(103)
3.3 逆变失败及最小逆变角限制	(107)
3.4 有源逆变状态下电动机机械特性	(109)
3.5 晶闸管可逆电路	(111)
3.6 有源逆变应用举例	(114)
习题	(117)
4 晶闸管触发电路	(119)
4.1 触发的基本概念	(119)
4.2 同步信号为锯齿波的触发电路	(120)
4.3 集成电路触发器	(127)

4.4 可控整流电路综合举例	(133)
习题	(135)
5 晶闸管的其他应用	(137)
5.1 晶闸管交流无触点开关	(137)
5.2 晶闸管交流调压器	(140)
5.3 三相交流调压器	(143)
5.4 晶闸管交流调功器	(147)
习题	(150)
6 无源逆变电路	(152)
6.1 无源逆变的概念	(152)
6.2 逆变电路的换流方式	(153)
6.3 电压型逆变电路	(154)
6.4 电流型逆变电路	(159)
6.5 逆变电路的多重化技术	(168)
习题	(172)
7 PWM 控制技术	(173)
7.1 PWM 脉宽调制的基本原理	(173)
7.2 逆变器输出电压的脉宽调制	(178)
7.3 微处理器控制的正弦波 SPWM 脉宽调制方法	(181)
7.4 PWM 脉宽调制的谐波分析	(184)
7.5 PWM 脉宽调制在变频器中的应用	(185)
习题	(191)
8 直流斩波电路	(192)
8.1 基本斩波电路的工作原理	(192)
8.2 降压斩波电路	(195)
8.3 升压斩波电路	(197)
8.4 升降压斩波电路	(199)
8.5 可逆斩波电路	(202)
习题	(206)
附录 1 电力电子器件保护	(207)
附录 2 TCA785 集成触发器	(216)
附录 3 全数字触发器	(219)
附录 4 标准实验电路	(228)

绪 论

电力电子变流技术 (Power Electronics Convert), 是利用电力电子器件及其电路进行电能变换的一门技术。它包括电压、电流、频率、相数等的变换。

电力电子变流技术的应用, 可以说是电能变换技术的一次“革命”, 它使电能变换技术产生了一次飞跃。电力电子变流设备与老式的旋转变流机组相比, 具有反应快、体积小、重量轻、噪声低、能量损耗小、容易驱动、易于使用微处理器实现高级自动控制 (如自适应控制、最优控制和智能控制等) 和可靠性高等优点。它主要应用于电化学, 电冶炼, 电动汽车和电动火车、船舶、轧钢机、辊道运输、纺织机、造纸机等交直流电力传动, 中频感应加热, 高压静电除尘, 直流输电和无功补偿等领域。目前, 随着电力电子器件自身技术性能的不断发展和提高, 加之与最新控制技术的有效结合, 其应用已深入到工业生产和社会生活的各个领域, 正在向着应用面更广、应用水平更高的方向发展。

一、电力电子器件及其发展概况

电力电子器件是电力电子设备的灵魂和心脏。1948年, 普通晶体管的发明引起了一场电子工业革命。晶体管首先应用于小功率领域, 如信息处理、通讯等。10年后, 即1958年, 美国通用电气公司研制成功了世界上第一只工业用普通晶闸管。从那时起, 电子技术的应用开始迈入强电领域并得到了迅猛发展。电能的变换和控制从旋转变流机组、离子变流器时代进入了电力电子变流时代。

1. 半控型器件 (晶闸管)

自1958年美国通用电气公司在世界上首次研制成功第一只工业用晶闸管以来, 由于晶闸管开通时间可以控制, 同水银整流器相比, 晶闸管具有体积小、重量轻、功耗低、效率高、无污染、噪声低、响应快和易于驱动等特点, 加上组成装置后具有综合性能高、寿命长等优点, 因此很快在电能变换领域占据了主导地位, 并得到了迅猛发展。虽然近年来由于全控型器件的迅速发展和广泛应用, 使晶闸管的应用领域受到一定程度的冲击, 但其在整流领域、大功率电能变换领域的主导地位仍然是相当稳固的。本书仍以较大篇幅详细介绍晶闸管器件及其组成的各种电能变换电路的工作原理和分析方法。

2. 全控型器件

传统的二极管和普通晶闸管曾经一度是电力电子电能变换的主角。随着电能控制技术的不断发展和一些用电设备对电能变换质量要求进一步提高, 使得功率二极管、普通晶闸管的应用受到严重挑战。为克服功率二极管和普通晶闸管应用存在的问题, 迫切呼唤着开关频率更高的、导通和关断都可控的电力电子器件, 接着全控型器件便诞生了。

70年代后期, 相继研制成功了电力双极型晶体管 (BJT)、电力场效应晶体管 (Power-

MOSFET)和可关断晶闸管(GTO),它们可称为第一代全控型器件,其共同特点是可通过门极(基极、栅极)控制其导通和关断,而且其开关频率明显高于晶闸管,适用于开关频率较高的电路,因此得到了迅速推广,使电力电子技术进入了一个新的、更高的发展阶段。

第一代电力电子器件虽然在高性能电能变换领域(如交流变频调速、计算机不间断电源等)获得了广泛应用,但也存在一些不足,如驱动功率大、导通压降大、损耗大、关断困难和开关频率不够高等。针对上述不足,本着扬长避短,优势互补的原则,如电力双极型晶体管(BJT)驱动功率大,但导通压降低,而电力场效应晶体管(Power-MOSFET)恰好与BJT相反,两者组合起来,就可以达到克服缺点发挥长处的目的。绝缘门极双极型晶体管IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)便是在电力双极型晶体管(BJT)和电力场效应晶体管(Power-MOSFET)基础上复合而成的新的全控型器件。它兼有电力场效应管MOSFET输入阻抗高、驱动功率小和电力双极型晶体管BJT导通压降低的双重优点,使之成为了现代电力电子的主导器件。与IGBT相对应,MOS控制晶闸管(MCT)和集成门极换流晶闸管(IGCT)都是MOSFET和GTO的复合,它们综合了MOSFET和GTO的优点。IGBT、MCT、IGCT等可称为第二代全控型器件。它们共有着驱动功率小、导通压降低、开关频率高等优点,广泛应用于当今高性能电能变换场合。

在电力电子器件和电能变换控制技术的发展过程中,电能变换主电路接线相对较为典型,为组成装置后尽可能使装置小型化和简化接线,按照典型接线方式,将几只元件封装在一个模块内,如双管、单相桥式和三相桥式模块等。器件的模块化不仅缩小了装置体积,也降低了装置成本,同时提高了装置可靠性,也方便了用户。

在模块化和复合化的基础上,很自然的发展是功率集成电路PIC(Power Integrated Circuit)。在功率集成电路中,是在模块化基础上,把主电路功率元件、驱动电路、过压过流保护、电流检测、温度检测等电路都集成到一起,形成一个整体,称为智能型模块,有资料也称其为“Smart”功率装置。智能型功率模块可以称为第三代全控型器件。它的应用,使控制电路进一步简化,电能变换整个设备进一步小型化,设备可靠性进一步提高。

3. 电力电子器件的今后发展方向

早期的电力电子器件主要追求高电压、大电流,也就是大功率器件,以适应大功率场合需要。今后的发展将主要在以下方面:

(1) 由半控型器件向全控型器件转移。由于全控型器件组成装置后的综合性能明显优于半控型器件,同时,在全控型器件生产成本降低以后,由于组成装置的成本也会有很大降低,因此,无论在电性能方面,还是价格方面,都将显示出优势。这就迫使器件使用逐渐由半控型器件转向全控型器件。

(2) 向高频快速方向发展。第一,一些用电设备要求变流装置输出高频,如快速压缩机、储能飞轮、机床主轴、研磨机等的调速和高频感应加热以及超声波发生装置等,都需要高频输出,一般可达几兆至几十兆赫。这就要求开关频率大大提高;第二,有些装置虽然要求输出频率不高,如变频调速装置等设备,但要求内部高频,一般内部调制频率可达几十千赫到几百千赫。装置内部高频有利于改善输出波形,降低电机的运行噪声,减小电机的脉动转矩和改善系统性能。这也要求器件具有较高的开关频率。

(3) 向着高电压、大电流、快速、易驱动、复合化和智能化方向发展。

(4) 随着器件应用频率的不断提高, 开关损耗也随之增加, 为减小开关损耗, 软开关技术便应运而生, 软开关技术就是以谐振为主的辅助换流手段, 重点解决电力电子电路中的开关损耗和开关噪声问题。

(5) 新型半导体材料 (如碳化硅等) 和新型半导体工艺的使用。

二、电力电子变流技术及其应用

电力电子变流技术就是利用电力电子器件组成相应的功率电路同控制技术有效结合实现电能变换的一门技术。按其电能变换功能划分, 主要有以下几种类型:

整流器——把交流电变为固定或可调的直流电。

逆变器——把直流电变为频率和幅值固定或可调的交流电。

斩波器——把幅值固定的直流电压变为幅值固定或可调的直流电压。

交流调压器——把幅值固定的交流电压变为幅值可调的交流电压。

周波变换器——把幅值和频率固定的交流电压变为幅值和频率可调的交流电压。

由于晶闸管是静止型的电力电子器件, 它自问世之日起, 就在上述领域中得到了迅速推广, 很快就淘汰了旋转变流机组和离子整流器, 并将其应用迅速扩大到电力技术领域。目前, 它在整流、有源逆变、交流调压和周波变换器中仍占有主导地位。

近年来, 随着全控型器件及驱动控制技术的不断发展和性能的不断提 高, 其应用得到了迅猛的发展 (如在交流变频调速、不间断电源 (UPS) 和一些对电能变换性能要求较高的场合)。而且, 对晶闸管应用领域产生了强烈冲击, 在电能变换技术要求较高的领域, 有取代晶闸管的趋势。

目前, 电力电子变流技术在电能变换领域的应用相当广泛, 据统计, 在发达国家, 电能的最终用户有 60% 以上是经过电力电子装置处理的, 电力系统的今后发展进程中, 电力电子技术将起到至关重要的作用。离开电力电子技术, 电力系统的现代化是很难想象的。

电力电子变流技术的应用主要有以下几个方面:

(1) 直流传动装置。目前, 在我国对传动装置要求较高的场合, 还一定数量地采用直流电动机拖动。原因是直流电动机具有良好的起制动和调速性能。而直流电动机的几种调速方式中, 以调压调速性能为最好。使用晶闸管整流器对电动机供电, 通过改变触发角, 控制整流器的输出电压, 从而达到电动机调压调速的目的。再结合相应的电流、转速闭环控制和逻辑控制, 组成装置后, 使电动机具有良好的启制动、调速和可逆控制性能。近年来, 在直流传动调速装置中使用微处理器, 去完成相应的触发、计算、控制和保护等功能, 使装置的控制灵活性、控制精度、可靠性和智能化程度都得以大大提高。使用微处理器的直流调速装置称为全数字直流调速装置, 它已具有完全取代模拟控制的直流调速装置的趋势。在冶金企业中轧机的主传动和副传动、有色金属加工、机械加工和造纸领域中获得了广泛应用。

(2) 交流变频传动装置。交流变频传动装置又称变频器。目前, 在我国的传动领域中, 从数量和功率总量上看, 交流传动占绝对多数, 而交流传动中, 又以交流笼型电动机传动占绝对优势。主要原因是交流笼型电动机具有结构简单、价格便宜、坚固耐用、易于维护和适用于恶劣环境等特点。早期的交流传动多以恒速和机械变速为主, 在有些场合, 很难

满足生产工艺要求，同时带来很大的电能浪费。而在交流电动机的几种调速中，尤以变频调速性能为最优。早期，由于高性能、高效率的静止型变频器没有达到实用化水平，因此，交流变频调速几乎成为了一种理论上的调速，虽然机组型变频调速有所应用，但十分少见。近年来，随着电力电子技术的发展，尤其是全控型器件的发展，结合微处理器和先进控制技术的应用，组成交流-直流-交流变频装置（也称变频器）对电动机供电，可获得与直流调速相媲美的调速性能。变频器自出现以来，便获得了迅速推广和应用，已经对直流调速的应用领域产生了巨大的冲击，它也是全控型器件应用最活跃的领域之一。

(3) 不停电电源。它主要用于要求严格连续供电的设备和场合。如大型电子计算机、通讯、核电站等设备，机场、医院等用电场所。不停电电源在正常情况下将电源电能浮充在蓄电池内，当电网发生故障时，立即将蓄电池内的直流电能逆变成交流电能供给一些不能断电的设备和用电场所，并维持一段供电时间，以便于操作人员采取措施。不停电电源将蓄电池中的直流电能逆变为交流电能的部分称为逆变器，这是全控型器件应用的另一个重要领域。

(4) 电冶炼、电化学用直流电源。电解、电冶炼和电化工领域（如电解铝、电解铜、电解食盐、直流电弧炉、直流碳化硅炉等）用直流电源的共同特点是低电压、大电流。一般情况下，电压在1000V以内，电流可达数万到数十万安培。供电方式多为高压交流-整流变压器-整流器 and 操作控制部分组成完整的直流低电压、大电流供电系统。在早期，整流器多为二极管整流器，近年来多采用晶闸管整流器，这一领域是晶闸管的重要应用领域之一。

(5) 晶闸管中频装置。晶闸管中频装置是将三相工频交流电能变为单相中频交流电能的装置，它实际上是一个交流-直流-交流变流器。它广泛应用于电加热、热处理和电工艺领域。使用中频装置可以节约电能、提高产品质量和改善工作环境。目前，我国生产的中频装置频率为400~1200Hz；单机容量可达3000kW。中频装置也是晶闸管应用的领域之一。

(6) 交流调压和调功。交流调压是通过控制正反向晶闸管的触发角实现交流调压，分为单相交流调压和三相交流调压。主要应用于照明灯光功率调节、加热器功率调节、异步电动机调压调速和节能运行等场合。

交流调功是通过控制交流电源通断的周波数，实现交流“平均”功率调节。它主要应用在电加热器功率调节场合。由于交流调功是完整周波通断控制，具有供电波形不畸变和功率因数高等特点。

交流调功在控制上稍做改动后，可以作为交流无触点开关，代替有触点的交流接触器，尤其适用于接触器频繁动作场合。具有无触头开闭、寿命长、无噪声等特点。交流调压和交流调功是晶闸管的又一重要应用领域。

(7) 无功补偿和谐波抑制。它对电力系统具有重要的意义。晶闸管控制电抗器（TCR）、晶闸管投切电容器（TSC）都是重要的无功补偿装置。近年来出现的静止无功发生器（SVG）、有源电力滤波器（APF）等新型电力电子装置具有更为优越的无功功率补偿和谐波抑制的性能。在配电系统中，电力电子装置还可用于防止电网瞬间停电、瞬时电压跌落、闪变等，以实现电能质量控制和改善供电质量。无功补偿和有源滤波是晶闸管的又一重要应用领域。

(8) 其他应用。电力电子变流技术除以上应用外，还有其他许多应用，如直流牵引电源，高精度稳压电源，大功率充电电源，高压静电除尘等。它的应用几乎深入到了工业及

社会生活的各个领域。

总的说来，电力电子变流技术是一门“电源”技术，目的在于提供各种形式电源、提高供电效率、改善供电质量。其应用范围十分广泛，从人类对宇宙和大自然的探索，到国民经济的各个领域，再到人们的衣食住行，电力电子变流技术几乎无处不在，人们无时无刻不在享受着电力电子带来的益处。

三、本课程任务与要求

电力电子变流技术是电气工程及自动化专业的一门专业基础课。它主要研究各种电力电子器件的工作原理、基本特性、技术参数和组成各种变流装置的基本原理、控制要求、工作过程、分析方法以及经济技术指标。掌握它的应用要领和使用场合。学习电力电子变流技术的基本要求是：

- (1) 了解本门课程在本专业中的地位、作用和服务对象。
- (2) 掌握各种电力电子器件的工作原理、工作特性、技术参数及使用方法。
- (3) 熟练掌握单相、三相整流电路和有源逆变电路的基本原理、分析方法，不同性质负载下的各种波形分析和定量计算。
- (4) 掌握无源逆变电路的基本原理、控制要求、换相过程和分析方法。
- (5) 掌握 PWM 控制技术的基本原理、控制算法及计算机编程实现。
- (6) 掌握交流调压、交流调功、交流无触点开关的基本原理和主要应用。
- (7) 掌握电力电子变流技术的工程设计方法，能根据实际要求，确定变流电路形式和完成器件选型。
- (8) 掌握各种变流电路的测试手段和调试方法。

1 电力电子器件

电力电子器件是电力电子变流技术的基础。电力电子器件的发展水平直接决定着电力电子装置的水平，电力电子器件在电力电子变流技术中具有十分重要的地位和作用。因此，掌握各种常用电力电子器件的工作原理、基本特性、主要技术参数和正确使用方法是学好电力电子变流技术的基础。本章将重点介绍各种常用电力电子器件的工作原理、基本特性、主要技术参数、驱动要求、器件选择和使用中应注意的一些问题。

1.1 不可控器件——电力二极管

电力二极管 (Power Diode) 自 20 世纪 50 年代初开始应用以来，由其组成的整流器又称为二极管整流器或半导体整流器 (Semiconductor Rectifier)，很快就取代了水银整流器，获得了广泛应用。电力二极管虽然属于不可控器件，但因其结构和工作原理简单，工作可靠，因此，到目前为止，凡需将交流电变为直流电且不需要调压的场合，仍广泛地使用电力二极管。如大功率直流电源、交-直-交变频的整流等。特别是快恢复二极管和肖特基二极管，仍分别在中、高频整流和逆变以及低电压高频整流场合，具有不可替代的地位。

1.1.1 PN 结与电力二极管的工作原理

电力二极管的基本结构与工作原理同电子电路中的二极管是一样的，都是以 PN 结为基础的。电力二极管实际上是由一个面积较大的 PN 结和两端引线以及封装组成的，图 1-1 示出了电力二极管的外形、结构和电气图形符号。从结构上看，电力二极管主要有螺栓型、平板型和模块型三种结构。

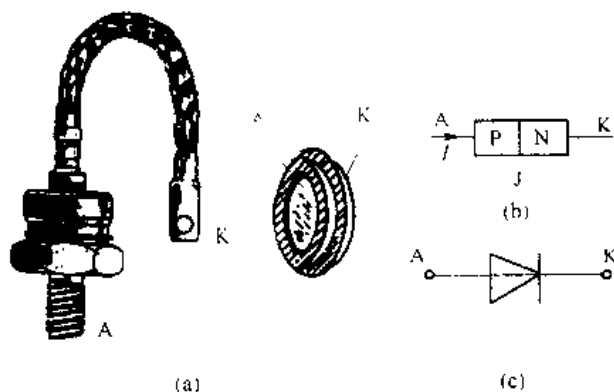


图 1-1 电力二极管的外形、结构和电气图形符号

(a) 外形；(b) 结构；(c) 电气图形符号

为全面了解电力二极管的工作原理和特性，下面将二极管的工作原理简单回顾一下。

1.1.1.1 PN 结为零偏置

在 PN 结不加电压（零偏置）情况下 PN 结交界面处两边的多数载流子浓度差异引起两边的多数载流子各自向对方扩散，导致 PN 结附近形成了一个空间电荷区，建立了一个自建电场。其方向如图 1-2 (a) 所示，该电场恰好起到阻碍多数载流子扩散的作用，直到动态平衡为止，空间电荷区展宽到一定的宽度，这一空间电荷区也称耗尽层、阻挡层或势垒区。

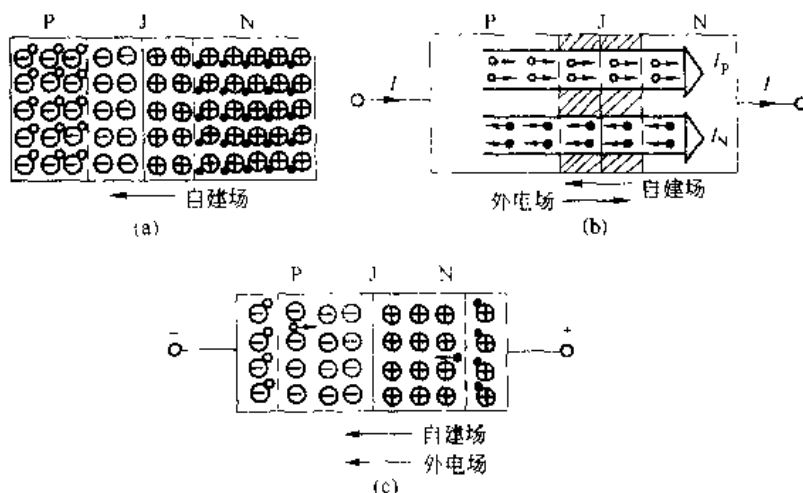


图 1-2 不同偏置下的 PN 结

(a) 零偏置下 PN 结；(b) 正偏置下 PN 结；(c) 反偏置下 PN 结

1.1.1.2 PN 结为正偏置

当 PN 结外加正向电压（正偏置）时，如图 1-2 (b) 所示，外加电压削弱了内部电场，空间电荷区变窄，因而也就削弱了自建电场对多数载流子扩散的阻挡作用，原来零偏置时的动态平衡遭到破坏。这时 P 区的空穴不断涌入 N 区，N 区的电子也不断涌入 P 区，各自成了对方区内的少数载流子。我们把多数载流子在外部因素（外加电压）作用下不断向导电类型相反的区域运动的现象称为少数载流子的注入。这些注入的多余载流子在几个扩散长度内被复合掉，在几个扩散长度之外的载流子运动为漂移运动，以维持电流的连续流动。这样 PN 结就形成了正向电流，并随着外加正向电压的增加，电流按指数规律上升。当 PN 结通过正向大电流时，正向管压降只有 1V 左右。这是因为在通过正向大电流时，注入基区（通常是 N 型材料）的空穴浓度大大超过了原始 N 型基片的多数载流子浓度，为了维持半导体的电中性条件，多数载流子浓度也要大幅度增加。这意味着，在大量注入条件下，原基区的电阻率大大降低了，把这种效应称为基区电导调制效应。

1.1.1.3 PN 结为反偏

在 PN 结加上反向电压（反偏置）下，如图 1-2 (c) 所示，外加电压增强了内部电场，因而增强了对 PN 结两边多数载流子扩散的阻挡，多数载流子的扩散电流微乎其微。但对 PN 结两边的少数载流子反而起到促进作用，而以漂移电流形式通过空间电荷区，形成了反

向漏电流。但随着外加反向电压的提高,空间电荷区变宽,其内部场强也增加。当外加电压达到空间电荷区内部场强的雪崩击穿强度时,反向漏电流急剧增加。雪崩击穿时,PN结内部会因其损耗急剧增加而损坏。所以,PN结上所加反向电压受到雪崩击穿电压的限制。

电力二极管与普通二极管工作原理完全一样,只是因其PN结截面大,通流能力强,而多用到高电压、大电流场合。电力二极管在使用时,除要求其单向导电性外,重点要求以下几个方面:(1)低通态压降;(2)短反向恢复时间;(3)低反向电流和小反向恢复电流峰值;(4)短反向恢复时间。最后一项要求的原因是,如果反向恢复 di/dt 过大,必然会引起很高的电压峰值。

为达到上述目标,已经提出和研究了多种高压电力二极管结构。其中的主要几种是:快速恢复二极管、肖特基二极管、自调整P发射极效率二极管和静电屏蔽二极管。本节后面将重点介绍前两种电力二极管。

1.1.2 电力二极管的基本特性

1.1.2.1 静态特性

电力二极管的静态特性主要是指其伏安特性,如图1-3所示。当电力二极管承受的正向电压大到一定值(门槛电压 U_T)时,正向电流开始明显增加,处于稳定导通状态。与正向电流 I_F 对应的电力二极管两端电压 U_F 即为正向电压降。当电力二极管承受反向电压时,只有少数载流子引起的微小而数值近乎恒定的反向漏电流。而电力二极管流过的电流 I_F 与两端电压 U_F 的函数关系,即 $I_F=f(U_F)$ 称为电力二极管的伏安特性,对应的曲线称为伏安特性曲线,亦称伏安特性。电力二极管的伏安特性与普通二极管相似。

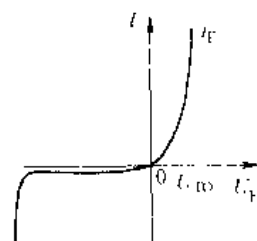


图 1-3 PN 结静态
伏安特性

1.1.2.2 动态特性

因为电力二极管结电容的存在,在正向偏置、零电压、反向偏置的转换过程中,必然存在一个过渡过程。在过渡过程中因结电容的作用,其电流、电压的关系不能用前面的静态伏安特性来描述,而是随时间变化的,这就是电力二极管的动态特性。动态特性往往指的是通态和断态转换过程的开关特性。

图1-4(a)给出了电力二极管由正向偏置转为反向偏置时其动态过程的波形。当原来处于正向导通状态的电力二极管的外加电压突然从正向变为反向时,该电力二极管并不能立即关断,而是要经过一段短暂的时间才能重新具有反向阻断能力,进入截止状态。在恢复阻断之前有较大的反向电流出现,并伴有明显的反向电压过冲。这是因为正向导通时在PN结两侧储存的大量少数载流子需要被清除掉以达到反向偏置稳态的缘故。

假设 t_F 时刻外加电压突然由正向变为反向,正向电流在此反向电压作用下开始下降,下降速率由反向电压大小和电路中的电感决定,而管压降由于电导调制效应基本变化不大,直到正向电流降为零的时刻 t_0 。此时由于电力二极管在PN结两侧(特别是多掺杂N区)储存有大量少数载流子而并没有恢复反向阻断能力,这些少数载流子在外加反向电压的作用下被抽取出电力二极管,因而形成较大的反向电流。当空间电荷区附近的少数载流子即将被抽尽时,管压降变为负极性,于是开始抽取离空间电荷区较远的浓度较低的少数载流子。因而在管压降极性改变后不久的 t_1 时刻反向电流从其最大值 I_{RP} 开始下降,空间电荷区开

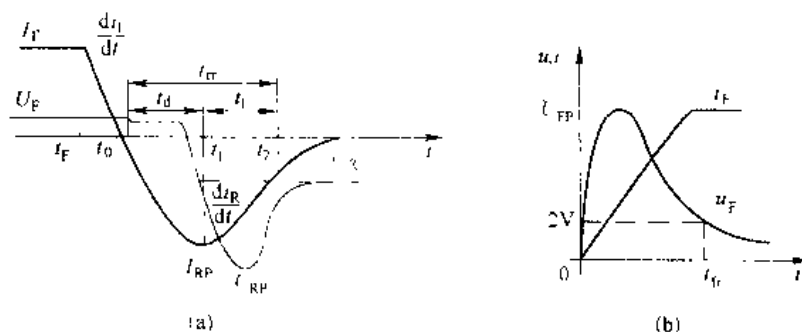


图 1-4 电力二极管的动态过程波形
(a) 正向偏置转换为反向偏置; (b) 零偏置转换为正向偏置

始迅速展宽, 电力二极管开始重新恢复对反向电压的阻断能力。在 t_1 时刻以后, 由于反向电流迅速下降, 在外电路电感的作用下会在电力二极管两端产生比外加反向电压大得多的反向电压过冲 U_{RP} 。在电流变化率接近于零的 t_2 时刻 (有的标定为电流降至 $25\% I_{RP}$ 的时刻), 电力二极管两端承受的反向电压才降至外加电压, 电力二极管完全恢复了反向阻断能力。则:

$t_{d1} = t_1 - t_0$ 称为延迟时间;

$t_f = t_2 - t_1$ 称为电流下降时间;

$t_{rr} = t_{d1} + t_f$ 称为反向恢复时间;

$S_r = t_f / t_d$ 称为恢复特性软度或恢复系数, S_r 越大, 则恢复特性越软, 反向电流下降时间相对较长, 因而同样外电路条件下反向电压过冲 U_{RP} 较小。

图 1-4 (b) 给出了电力二极管由零偏置转为正偏置时的动态过程波形。可以看出, 在这一动态过程中, 电力二极管的正向压降也会出现一个电压过冲 U_{FP} , 经过一段时间才趋于接近稳态压降的某个值 (如 2V)。这一动态过程时间 t_b 称为正向恢复时间。而出现正向电压过冲的原因是: (1) 电导调制效应起作用所需的大量少数载流子需要一定的时间来储存, 在达到稳态导通之前管压降较大; (2) 正向电流的上升会因器件自身的电感而产生较大压降。电流上升率越大, U_{FP} 越高。当电力二极管由反向偏置转为正向偏置时, 除上述时间外, 势垒电容电荷的调整也需要较多时间来完成。

1.1.3 电力二极管的主要参数

1.1.3.1 正向平均电流 $I_{F(AV)}$

电力二极管的正向平均电流 $I_{F(AV)}$ 是指在规定管壳温度 (简称壳温, 用 T_c 表示) 和散热条件下, 允许通过的最大工频半波电流的平均值。在这一电流下, 因管子的正向压降引起的损耗所造成元件结温的升高不会超过所允许的最高工作结温。这一电流就是元件标称的额定电流参数, 也称额定电流。当正向半波电流幅值为 I_m 时, 则正向平均电流 $I_{F(AV)}$ 为:

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

实际应用中, 发热多以有效值来衡量, 而幅值为 I_m 的正弦半波电流对应的有效值 I 为:

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{2} \quad (1.2)$$

本着有效值相等的原则, 当一只元件的额定电流为 $I_{F(AV)}$ 时, 其允许通过的有效值为 $1.57I_{F(AV)}$ 。例如, 当一只元件的额定电流为 $100A$ 时, 允许通过的有效值电流为 $157A$ 。正弦半波电流波形如图 1-5 所示。

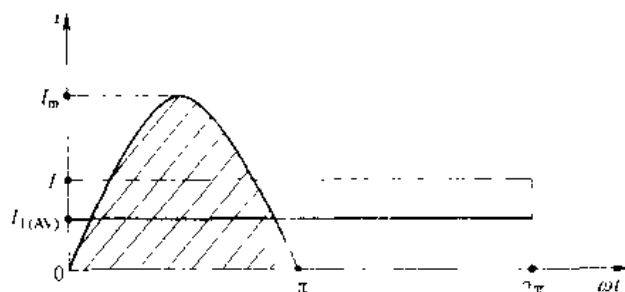


图 1-5 晶闸管通态平均电流 I_F 。

当元件的散热条件没有达到要求散热条件时, 对于已确定额定电流的元件, 要适当降低电流使用。在元件通过电流已确定时, 要适当选择高于理论计算的元件额定电流。

实际应用中, 电力二极管所流过的最大有效值电流为 I , 则元件的额定电流一般选择为:

$$I_{F(AV)} \geq (1.5 \sim 2) \frac{I}{1.57} \quad (1.3)$$

式 (1-3) 中的系数 $1.5 \sim 2$ 是安全系数。

1.1.3.2 正向压降 U_F

正向电压 U_F 是指在规定温度下, 流过某一稳定正向电流时所对应的正向压降。有时参数表中给出的正向压降是指规定的温度下流过某一瞬态正向大电流时电力二极管的最大瞬时正向压降。

1.1.3.3 反向重复峰值电压 U_{RRM}

反向重复峰值电压是电力二极管能重复施加的反向最高峰值电压, 通常是其雪崩击穿电压 U_B 的 $2/3$ 。使用时, 一般按照电力二极管在电路中可能承受的最高反向峰值电压的两倍来选择反向重复峰值电压。

1.1.3.4 最高工作结温 T_{JM}

结温是指电力二极管管芯 PN 结的平均温度, 用 T_J 表示。最高工作结温是指在 PN 结不损坏的前提下所能承受的最高平均温度, 以 T_{JM} 表示。 T_{JM} 一般在 $125 \sim 175^\circ C$ 范围之内。

1.1.3.5 反向恢复时间 t_{rr}

反向恢复时间是指电力二极管从施加反向偏置电流至零起到恢复反向阻断能力为止的时间。

1.1.3.6 浪涌电流

电力二极管所能承受的连续一个或几个工频周期的过电流。

1.1.4 电力二极管的主要类型

电力二极管在电力电子领域应用十分广泛。其中包括交-直变换中的整流、电感元件能量续流、电压隔离、钳位等。根据使用场合不同,对电力二极管的要求亦不尽相同。如要求正向压降低、反向重复峰值电压高、反向恢复时间短、浪涌能力强等。下面介绍三种各具特点的电力二极管。

1.1.4.1 普通二极管

普通二极管(General Purpose Diode)又称整流二极管,多用于开关频率不高的场合,一般开关频率在1kHz以内。其特点是电流定额和电压定额可以达到很高,一般可达数千安和数千伏。但反向恢复时间较长。

1.1.4.2 快恢复二极管

快恢复二极管(Fast Recovery Diode FRD)简称快速二极管。其特点是恢复时间短,尤其是反向恢复时间短,一般在 $5\mu\text{s}$ 以内。快恢复二极管一般采用PN结型结构,也有的采用改进的PiN结构。特别是采用外延型PiN结构的快恢复外延二极管,其反向恢复时间更短(可低于50ns),正向压降也很低(0.9V左右),但反向电压相对也低,一般在1200V以内。快恢复二极管从恢复时间上可分为快速恢复和超快速恢复两种。前者恢复时间在100ns及其以上,后者在100ns以下,甚至更短。

1.1.4.3 肖特基二极管

肖特基二极管是以金属和半导体接触形成的势垒为基础的二极管,称为肖特基势垒二极管(Schottky Barrier Diode—SBD),简称肖特基二极管。与以PN结为基础的电力二极管相比,肖特基二极管反向恢复时间更短,一般为10~40ns;正向恢复过程中不会有明显的电压过冲;在反向耐压较低的情况下其正向压降也很小,明显低于快速恢复二极管。因此,其开关损耗和正向导通损耗都很低,效率高。其不足之处是当所承受的反向耐压提高时其正向电压有较大幅度提高,因此多用在200V以下的低压场合。而且反向漏电流大且对温度敏感,所以反向稳态损耗不容忽略,使用时必须严格限制其工作温度。

1.2 半控型器件——晶闸管

晶闸管(Thyristor)也称可控硅,是硅晶体闸流管的简称。自1956年由美国贝尔实验室发明了世界上第一只晶闸管,1957年美国通用电气公司开发出世界上第一只晶闸管产品,并于1958年使其商业化以来,由于其导通时刻可控,其应用得到了迅猛发展,在电能应用领域产生了革命性变革。尽管自20世纪80年代以来,由于全控型器件的迅速发展和广泛应用,晶闸管的应用受到较大冲击,但晶闸管在电能变换领域,尤其是相控电能变换领域广泛地应用着。因此,本书仍以较大篇幅叙述晶闸管及其组成的电能变换电路的原理、特点及应用。

1.2.1 晶闸管的结构

晶闸管是一种大功率半导体变流器件,常用的有螺栓式、平板式和模块式3种,其外形示于图1-6(a)和(b)。它有3个引出极:阳极A,阴极K和门极(或称控制极)G。其

电气符号如图 1-6 (c) 所示。

晶闸管在工作过程中会因损耗而发热，因此必须安装散热器。螺栓式晶闸管，螺栓端是阳极，它与散热器紧密地拧接在一起，粗辫子是阴极，细辫子是门极。平板式晶闸管是由两个彼此独立的散热器把晶闸管紧紧地夹在中间的，晶闸管元件呈圆饼形，两侧分别是阳极和阴极，细辫子线为门极，离门极较近的一端为阴极。由于两侧加装散热器，因而它比螺栓式晶闸管散热效果好。目前额定电流 200A 以上的晶闸管，通常都采用平板式结构。图 1-7 示出了几种散热器的外形。近年来，以单管、双管、单相桥式和三相桥式的模块型应用更多。

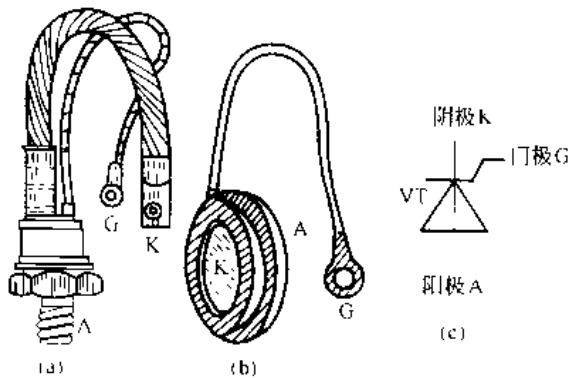


图 1-6 晶闸管的外形及符号
(a) 螺栓型；(b) 平板型；(c) 符号

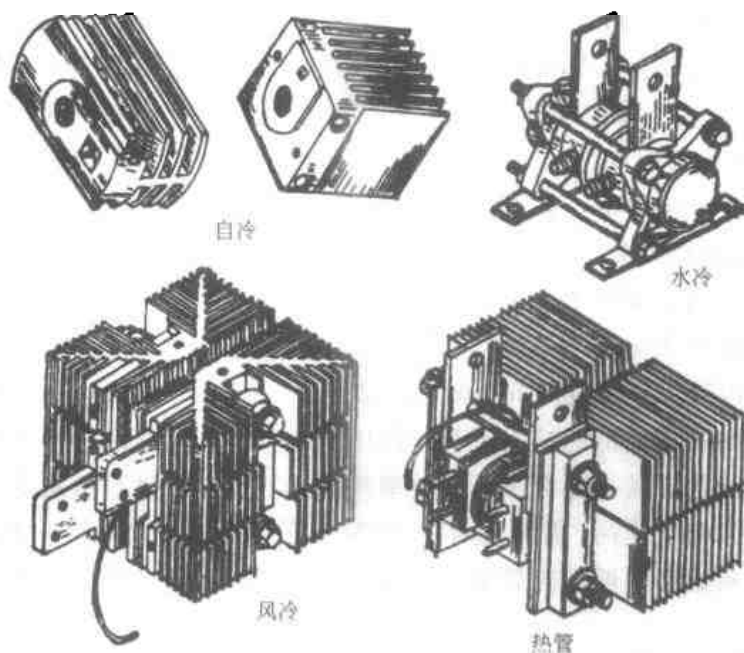


图 1-7 晶闸管的散热器

晶闸管管芯内部结构如图 1-8 所示。管芯由四层半导体 ($P_1N_1P_2N_2$)、3 个 PN 结 (J_1 、 J_2 、 J_3) 组成，并有 3 个引出端 (A、K、G)。晶闸管的结构决定了晶闸管的性能。

1.2.2 晶闸管的工作原理

晶闸管在什么条件下从正向阻断状态转变为正向导通状态呢？又在什么条件下，再从导通状态转变为阻断状态呢？现以灯泡作负载，按图 1-9 连接晶闸管的导通、关断实验电路。阳极电源 E_a 经双刀双掷开关 S_1 、白炽灯、晶闸管的阳极、阴极组成晶闸管主电路。流过晶闸管阳极的电流称阳极电流 I_a 。晶闸管阳、阴极间的电压称阳极电压 U_a 。门极电源 E_g 经双刀双掷开关 S_2 连接门极 G 与阴极 K，组成控制电路也称触发电路。流过门极的电流称门极电流 I_g 。门极、阴极间的电压称门极电压 U_g 。通过此电路对晶闸管进行导通与关断实验，其结果见表 1-1。

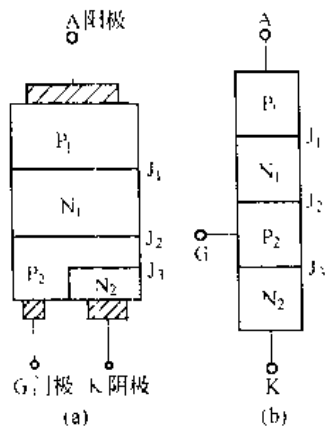


图 1-6 晶闸管管芯结构

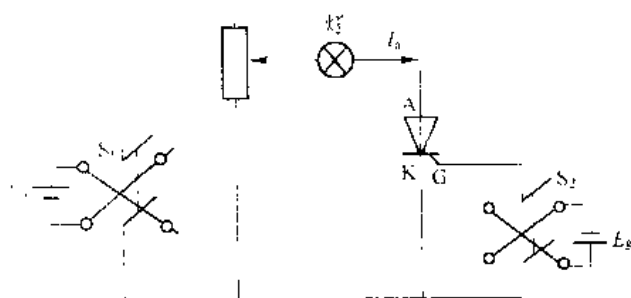


图 1-9 晶闸管导通关断实验电路

表 1-1 晶闸管导通和关断实验

实验序号	实验前灯的情况	实验时晶闸管条件		实验后灯的情况	结 论
		阳极电压	门极电压		
导通实验	1	反向	反向	暗	当晶闸管受反向阳极电压时,不论门极受何种电压,晶闸管都处于关断状态
	2	反向	零	暗	
	3	反向	正向	暗	
	4	正向	反向	暗	当晶闸管受正向阳极电压,仅在门极受正向电压时,晶闸管才能被导通,即正向阳极电压和正向门极电压必须同时具备
	5	正向	零	暗	
	6	正向	正向	亮	
关断实验	1	正向	正向	亮	晶闸管在导通情况下,只要仍受一定的正向阳极电压,不论门极电压如何,晶闸管仍然导通,即导通后,门极就失去控制作用
	2	正向	零	亮	
	3	正向	反向	亮	
实验	1	正向 (逐渐减小到接近于零)	(任何)	暗	晶闸管在导通情况下,当主回路电压(或电流)减小到接近于零时,晶闸管关断

从表 1-1 可见,晶闸管具有闸流特性,电流 I_a 只能从阳极流向阴极,即具有单向导电性质。晶闸管从关断变为导通必须使阳、阴极间承受正向电压;与此同时,还必须在门、阴极间加正向门极电压,亦称触发电压,两条件同时具备时,晶闸管从关断变为导通。晶闸管一旦导通后,门极便失去控制作用。可见门极在上述条件下触发晶闸管导通,但不能控制晶闸管关断,因而普通晶闸管也称半控型变流元件。

那么晶闸管从导通怎样才能变为关断呢?可降低阳极电压或增大负载电阻,使阳极电流 I_a 小于晶闸管维持电流 I_H 时便可关断。 I_H 是维持晶闸管导通的最小阳极电流(约几十毫安)。

晶闸管为什么具有上述导通与关断特性呢?这就要从晶闸管内部结构来分析。晶闸管是四层半导体 ($P_1N_1P_2N_2$)、3 个 PN 结 (J_1 、 J_2 、 J_3) 器件,可以将 N_1 和 P_2 分为两部分,构成一对互补三极管的电路。如图 1-10 所示为一个三极管 V_1 ($P_1-N_1-P_2$) 与另一个三极管 V_2 ($N_1-P_2-N_2$) 相接图。从图 1-10 可见,一个三极管的集电极电流恰是另一个三极管的基极电

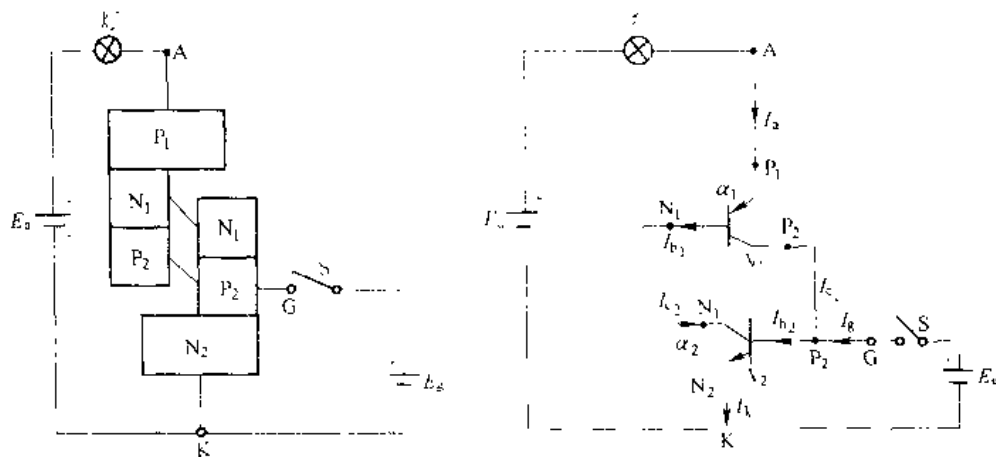


图 1-10 晶闸管的工作原理

流。当晶闸管的阳极加上正向电压，门极流入足够的触发电流 I_g 时，就会产生 V_1 和 V_2 两个三极管集电极电流 I_{c1} 和 I_{c2} 及发射极电流 I_e 和 I_k 。共基极接法的电流放大倍数 $\alpha_1 = I_{c1}/I_e$ 和 $\alpha_2 = I_{c2}/I_k$ ，流过 J_2 结的反向漏电流为 I ，晶闸管阳极电流 I_a 为：

$$\begin{aligned} I_a &= I_{c1} + I_{c2} + I = \alpha_1 I_e + \alpha_2 I_k + I \\ &= \alpha_1 I_a + \alpha_2 (I + I_k) + I \\ I_g &= \frac{\alpha_2 I_g + I}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \end{aligned} \quad (1-4)$$

晶体管的电流放大倍数 (α , α_2) 与发射极电流的关系如图 1-11 所示。当门极开路时， $I_g = 0$ ， $I_a = I_k$ ， α_1 、 α_2 很小，由式 (1-4) 可知， $I_a \approx I_{c1}$ ，管子处于正向阻断状态。

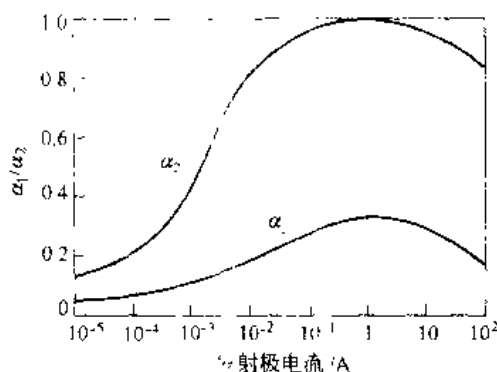


图 1-11 两个晶体管电流放大系数
与发射极电流关系

当门极流入足够大的触发电流 I_g 时，将形成正反馈过程：

$$\begin{aligned} I_g \rightarrow I_k &= (I_{c1} + I_g + I_{c2}) \xrightarrow{\alpha_2} I_{c2} = (\alpha_2 I_k) \xrightarrow{\alpha_1} I_{c1} \\ &= (\alpha_1 I_k) \xrightarrow{\alpha_2} I_{c2} = (\alpha_2 I_k) \xrightarrow{\alpha_1} I_{c1} \end{aligned}$$

随着 α_1 、 α_2 的增大达到 $(\alpha_1 + \alpha_2) \approx 1$ 时, 由式 (1-4) 可知, I_a 将急剧增大, 这时流过晶闸管的电流 I_a 由电源电压和回路电阻所决定。晶闸管处于正向导通状态。

从式 (1-4) 可见, 晶闸管导通后, $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$, 即使 $I_g = 0$, I_a 仍不变, 管子继续导通。即门极失去控制作用。

如果使晶闸管阳极电流 I_a 减小, 则 α_1 、 α_2 随之减小, 当 $I_a < I_H$, 即 $(\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$ 时, 由式 (1-4) 可知, 晶闸管恢复阻断状态。

例 1.1 如图 1-12 所示, 主电路加正弦交流电源 u_2 , 门极开关 S 在 t_1 时闭合, t_4 时打开, 求负载灯上的电压波形 u_d 。

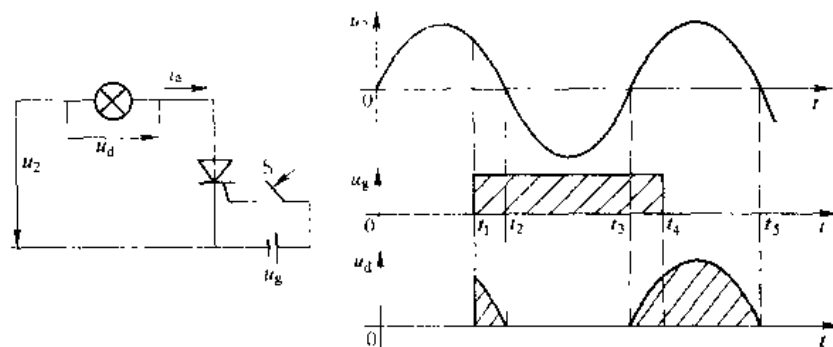


图 1-12 例题电路和波形

解 分析 u_2 、 u_g 波形可得 u_d 波形。在 $t=0 \sim t_1$ 区间, 管子承受正向阳极电压, 但门极电压为零, 管子处于阻断状态, $u_d=0$; 在 $t=t_1 \sim t_2$ 区间, 阳极电压为正, 门极有触发电压, 管子处于导通状态, 忽略管压降, 则 $u_d = u_2$; 在 $t=t_2 \sim t_3$ 区间, 阳极电压过零反向, I_a 减小至 $I_a < I_H$, 管子恢复阻断状态, $u_d=0$; 在 $t=t_3 \sim t_4$ 区间, 管子又符合导通条件, $u_d \approx u_2$; 在 $t=t_4 \sim t_5$ 区间, 管子已导通, 尽管 $u_g=0$, 管子仍能继续导通, $u_d = u_2$ 。

1.2.3 晶闸管的伏安特性

1.2.3.1 晶闸管的阳极伏安特性

晶闸管阳极与阴极间的电压 U_a 与阳极电流 I_a 的关系, 称为阳极伏安特性。为了正确使用晶闸管就必须了解晶闸管伏安特性。一个最简单的晶闸管主电路, 如图 1-13 所示。

晶闸管实际阳极伏安特性如图 1-14 所示。正向特性位于第 I 象限, 反向特性位于第 III 象限。正向特性分为阻断特性和导通特性。当门极电流 $I_g=0$ 时, 逐渐增大阳极电压 U_a , 由于 J₂ 结受反压阻挡, 只有很小的正向漏电流。当 U_a 增加到 U_{BO} 时, 漏电流剧增, 特性从正向阻断特性 (OA 段) 经负阻区 (虚线) 过渡到正向导通特性 (BC 段)。 U_{BO} 称元件的正向最大转折电压。这种使晶闸管从关断变导通称“硬导通”。多次“硬导通”会损坏管子, 所以正常工作时不允许将 U_a 升到 U_{BO} 。当 $I_g > 0$ 时, 使晶闸管导通, 而且 I_g 愈大, 阳极转折电压愈低, 如图 1-14 所示。在晶闸管导通后, 逐渐减小阳极电流 I_a , 当 $I_a < I_H$ 时, 晶闸管由导通变为阻断。晶闸管的反向特性是对晶闸管施加

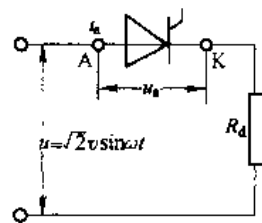


图 1-13 晶闸管主电路

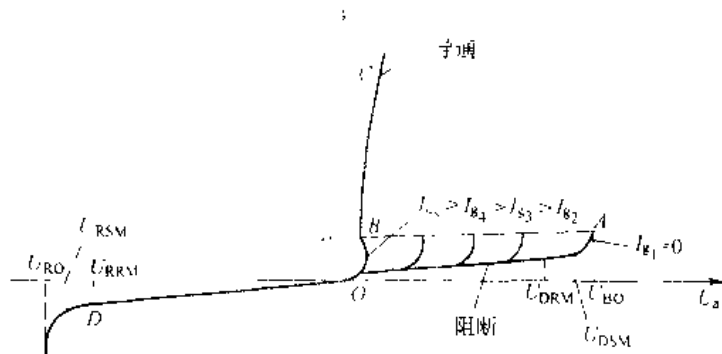


图 1-14 晶闸管阳极伏安特性

反向阳极电压,使 J_1 、 J_2 结受反向偏置,流过很小的反向电流,对应特性 OD 段,当反向电压增加到 U_{RO} 时 J_1 、 J_2 结反向击穿。 U_{RO} 称为反向击穿电压。

1.2.3.2 晶闸管门极的伏安特性

晶闸管的门极和阴极间的PN结J₂如图1-8(b)所示,它的伏安特性称为门极伏安特性。实际产品,即使是同一厂家同一型号的元件,其门极伏安特性也很分散。因此,常以两条典型特性——极限低阻值门极伏安特性OD和极限高阻值门极伏安特性OG之间的区域来代表同一规格元件的伏安特性,称为门极伏安特性区域。图1-15给出了500A晶闸管的门极伏安特性区域。在门极伏安特性区域中,OHIIJO区为不触发区,ABCJIHA区为不可靠触发区,如图1-15(b)所示。ABGGFEDA区为可靠触发区,正常使用时,门极的触发电流和触发电压应处于该区内。

为了保证晶闸管正常工作而不被损坏,加于门极的电压、电流和功率有一定的限度(表 1-4)。因此,可靠触发区的上限是由门极正向峰值电流 I_{GEM} 、正向峰值电压 U_{GEM} 和允许的最大瞬时功率 P_{GM} 确定的,在可靠触发区内,门极的平均功率损耗不应超过规定的平均功率 P_G 。如图 1-15 (a) 中的曲线 KL 。

可靠触发区的下限是这样确定的,在室温下元件的阳极加 6V 直流电压,同规格的元件均能由阻断状态转为通态所必须的最小门极直流电流 I_{GT} 和门极电压 U_{GT} 值。元件触发电压、电流太小,触发不可靠,造成触发困难;触发电压、电流太大会造成损耗增大,易损坏控制结。触发电压、电流受温度影响较大,温度升高, U_{GT} 、 I_{GT} 值会降低,反之则需要增大。设计触发电路时应加以考虑。

1.2.4 晶闸管的主要参数

为了正确使用晶闸管，不仅需要了解晶闸管的工作原理和伏安特性，而且还要知道晶闸管的主要参数。

1.2.4.1 晶闸管的电压定额

A 断态正向重复峰值电压 U_{DRM}

从图 1-9 所示的伏安特性可见,当门极开路,元件处于额定结温时在阳极伏安特性曲线

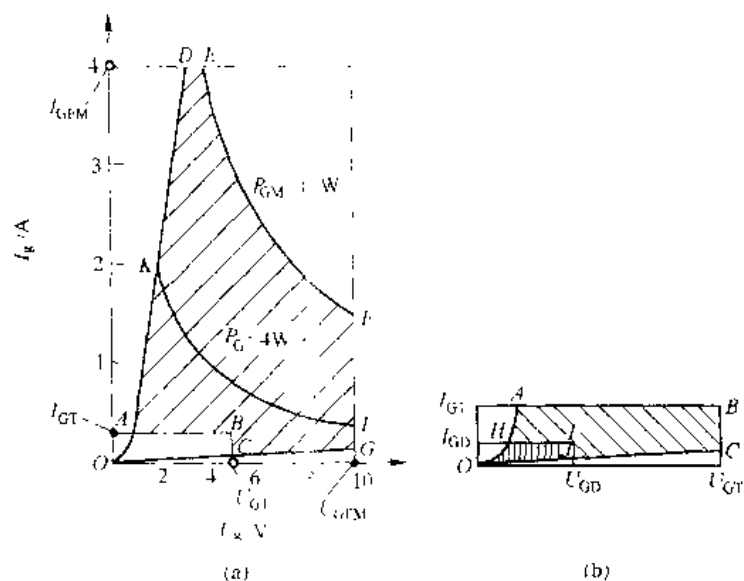


图 1-15 晶闸管的门极伏安特性

开始上翘处所对应的阳极电压，称为断态正向不重复峰值电压 U_{DSM} （此电压不可连续或重复施加）， $U_{DSM} < U_{BO}$ 。取 80% 的 U_{DSM} 电压值，用 U_{DRM} 表示，称为正向重复峰值电压。

B 反向重复峰值电压 U_{RRM}

当门极开路，元件处于额定结温时，施加反向电压，对应反向漏电流开始急剧增大的电压值称为反向不重复峰值电压，用 U_{FSM} 表示，取其值的 80% 称为反向重复峰值电压，用 U_{RRM} 表示，如图 1-14 所示。

C 额定电压 U_{IN}

实测的 U_{DRM} 与 U_{RRM} 中数值较小者，取相应的标准电压等级，标在出厂元件铭牌上，为该元件额定电压 U_{IN} 。电压等级标准见表 1-2。

表 1-2 晶闸管元件的正向重复峰值电压等级

级 别	正反向重复峰值电压 U_{IN}/V	级 别	正反向重复峰值电压 U_{IN}/V	级 别	正反向重复峰值电压 U_{IN}/V
1	100	8	800	20	2000
2	200	9	900	22	2200
3	300	10	1000	24	2400
4	400	12	1200	26	2600
5	500	14	1400	28	2800
6	600	16	1600	30	3000
7	700	18	1800		

瞬时过电压也会使晶闸管元件造成永久损坏，因而选用晶闸管的额定电压时，应比实际工作时的峰值电压的 2~3 倍，作为安全裕量。

例 1-2 某晶闸管实测得 $U_{TSM} = 960V$, $U_{KSM} = 1100V$ 。

解 $U_{TSM} = 0.8 \times 960 = 768V$, $U_{KSM} = 0.8 \times 1100V = 880V$ 。取 U_{TSM} 和 U_{KSM} 中较小者为 768V, 按表 1-2 中电压等级标准为 8 级, $U_{TN} = 800V$ 。

例 1-3 图 1-7 中电压 $U_2 = 220V$, 正常峰值电压为 $U_{FM} = \sqrt{2}U_2 = 311V$ 。

解 选用元件的 $U_{TN} = (2 \sim 3)U_{FM} = (2 \sim 3) \times 311V = 622 \sim 933V$, 实选 $U_{TN} = 800V$ 。

D 通态平均电压 U_{TAV}

流过正弦半波的额定通态平均电流和稳定的额定结温时, 元件阳、阴极间电压降的平均值, 称通态平均电压 U_{TAV} , 亦称管压降。 U_{TAV} 愈小愈好, U_{TAV} 等级标准见表 1-3。

表 1-3 通态平均电压分组

组 别	通态平均电压 U_{TAV} , V	组 别	通态平均电压 U_{TAV} , V
A	$U_{TAV} \leq 0.3$	F	$0.8 < U_{TAV} \leq 0.9$
B	$0.4 < U_{TAV} \leq 0.5$	G	$0.9 < U_{TAV} \leq 1.0$
C	$0.5 < U_{TAV} \leq 0.6$	H	$1.0 < U_{TAV} \leq 1.1$
D	$0.6 < U_{TAV} \leq 0.7$	I	$1.1 < U_{TAV} \leq 1.2$
E	$0.7 < U_{TAV} \leq 0.8$		

1.2.4.2 晶闸管的电流额定

A 通态平均电流 I_{TAV}

元件工作在环境温度为 $+40^\circ C$ 和规定的冷却条件下, 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, 当结温达到稳定且不超过额定结温时, 所允许的最大通态平均电流。将此电流按照标准的电流系列取相应的电流等级 (见表 1-4) 定为该元件的额定电流标在元件的铭牌上, 此电流称为额定通态平均电流, 以 I_{TAV} 表示。

依上述定义, 由图 1-16 可分别求得 I_{TAV} 及有效值 I_T 与峰值 I_m 的关系

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



图 1-16 晶闸管通态平均电流 I_{TAV}

而正弦半波电流有效值 I_T 为

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{2} \quad (1-6)$$

各种有直流分量的电流波形，其电流波形的有效值与平均值之比称为这个电流的波形系数，用 K_f 表示为

$$K_f = \frac{\text{电流波形有效值}}{\text{电流波形平均值}}$$

因此，在额定情况下，波形系数 $K_f = \frac{I}{I_{T(AV)}} = \frac{\pi}{2} = 1.57$ 。这说明一只额定电流 $I_{T(AV)} = 100A$ 的晶闸管，其额定有效值电流 I_T 为 $K_f \cdot I_{T(AV)} = 1.57I_{T(AV)} = 157A$ 。

不同的电流波形，不同的导通角时， K_f 也是不同的。图 1-17 给出了正弦半波及方波在不同导通角时的波形系数。

晶闸管允许流过电流的大小最根本是由管芯的允许温度来决定的。晶闸管管芯 (3 个 PN 结) 的温度称结温。对元件来说，额定结温是一定的。而工作中元件达到稳定结温是由发热和散热两方面来决定的。造成元件发热的损耗包含：由通态电流与管压降的乘积引起的通态损耗，管压降小则损耗就小；由断态漏电流引起的损耗，漏电流小则损耗小；由元件在开通和关断过程中，其电流、电压两者的乘积所决定的开、关损耗及门极损耗。而晶闸管散热快慢是由晶闸管与散热器接触状况及散热器的大小、冷却方式（自冷、风冷、水冷）、冷却用的介质流速、流量以及冷却介质的温度和环境温度决定的。

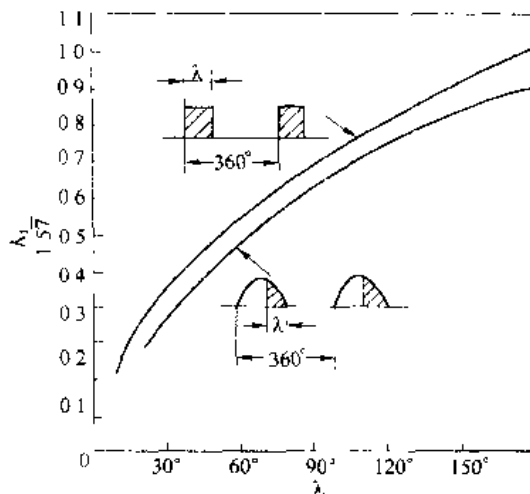


图 1-17 波形系数 K_f

由元件发热和散热两方面因素可知，晶闸管通态电流有效值是造成发热的主要因素。因此，在实际中选择晶闸管额定通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 应按所选晶闸管额定电流有效值 I_T 大于该元件在电路中可能流过的实际最大电流有效值 I_{Tm} 确定。考虑到晶闸管的过载能力比一般电器产品小得多，因此选择时考虑 1.5~2 倍的安全裕量，即

$$I_T = 1.57I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2)I_{Tm}$$

$$I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2)I_{Tm}/1.57 \quad (1-7)$$

在使用中，当散热条件不符合规定要求时（如强迫风冷的散热条件规定：进口风温不高于 40℃，进口风速不低于 5m/s。水冷时流量不小于 4000mL/min，水质电阻率 $\geq 20k\Omega\text{cm}$ ，pH=6~8，进水温度不超过 35℃）则元件的额定电流应降低电流使用，以避免元件损坏。

例 1-4 额定电流 $I_{T(AV)} = 100A$ 的晶闸管元件，工作时波形见图 1-18，求元件允许通过的最大平均电流 $I_{dT} = ?$

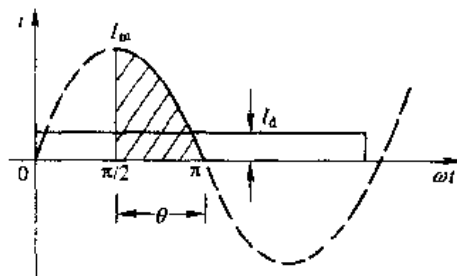


图 1-18 例 1-4 波形

解 实际电路电流波形的平均值电流 I_d

$$I_{a1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{2\pi}$$

有效值电流 I_T

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

则电流波形系数 K_f

$$K_f = \frac{I_1}{I_T} = 2.22$$

元件允许通过的最大平均电流（不考虑安全裕量）为 I_{A1}

$$I_{A1} = \frac{1.57 I_{TAV}}{K_f} = \frac{1.57}{2.22} \times 100A = 70.7A$$

B 维持电流 I_H 和擎住电流 I_L

(1) 维持电流 I_H 。在室温且门极开路时，元件从较大的通态电流降至刚好能维持它导通所需的最小阳极电流称维持电流 I_H ， I_H 一般约为几十毫安。结温愈高，维持电流愈小。维持电流大的元件容易关断。

(2) 擎住电流 I_L 。在晶闸管加上触发电压，当元件从阻断状态刚转为导通状态就去掉触发电压，此时要保持元件继续导通所需要最小阳极电流，称擎住电流 I_L 。对同一个晶闸管，通常 I_L 约为 I_H 的 2~4 倍。

(3) 浪涌电流 I_{TSM} 。元件工作在额定条件下，由于电路的异常引起的并使结温超过额定结温时的不重复性最大通态过载电流称为浪涌电流。通态浪涌电流用峰值表示。

1.2.4.3 晶闸管的门极定额

A 触发电流 I_{GT}

晶闸管在环境温度下，阳、阴极间加 6V 正向直流电压，由断态转入通态所必须的最小门极电流，称为触发电流，用 I_{GT} 表示。

B 触发电压 U_{GT}

对应于门极触发电流 I_{GT} 的门极电压称门极触发电压 U_{GT} 。使用时为了保证晶闸管可靠触发，应使触发电路提供给门极的电流和电压适当地大于晶闸管厂家给出的标准值，但不应超过标准的峰值。

1.2.4.4 动态参数

A 晶闸管的开通时间 t_{gt}

从门极触发电压前沿的 10% 到元件阳极电压下降到 10% 所需的时间，称为开通时间 t_{gt} ，如图 1-19 所示。普通晶闸管 $t_{gt} \approx 6\mu s$ 左右，为了缩短开通时间和导通时刻的正确，常使实际触发电流比规定触发电流大 3~5 倍，且前沿陡的强触发。

B 晶闸管的关断时间 t_q

从阳极电流 i_a 降到零开始，到元件刚能承受再加正向阳极电压而不导通为止的时间，称为关断时间 t_q ， t_q 由两部分组成：反向恢复时间 t_{rr} 和门极恢复时间 t_{fr} 。见图 1-20。普

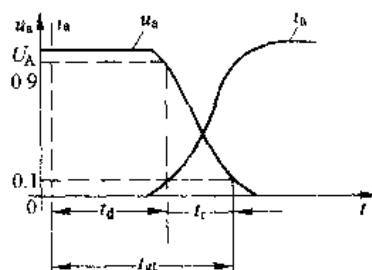


图 1-19 晶闸管开通过程
电流电压波形

通晶闸管 t_i 约为几十到几百微秒。

晶闸管虽然存在着开通与关断时间,但在工频电路中可以不计。在高频电路中就必须考虑,如果普通晶闸管不能满足高频电路要求,可选用快速晶闸管,因为它的开通时间通常在 $1\mu\text{s}$ 左右,关断时间在 $10\mu\text{s}$ 以下。

C 通态电流上升率 di/dt

元件在规定条件下,由门极触发晶闸管使其导通时,晶闸管能正常承受的最大通态电流上升率称为临界上升率 di/dt 。不同系列元件的通态电流临界上升率的级别见表 1-4。

如果主电路电流上升过快,则当晶闸管刚一开通时,会有很大的电流集中在门极附近的小区域内,从而造成局部过热而使晶闸管损坏。因此要采取措施将其值限制在临界值内。有效的办法是串接空心电感。

D 断态电压上升率 du/dt

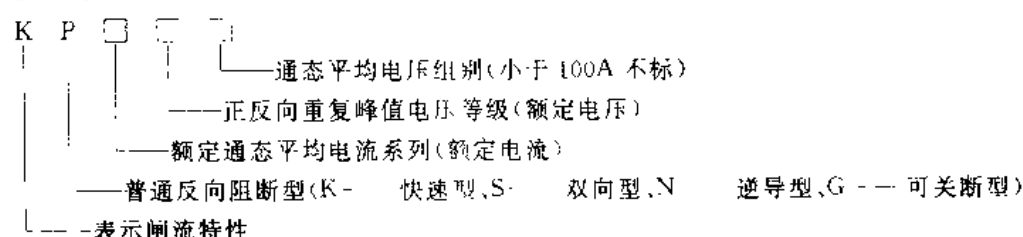
元件在额定结温和门极开路条件下,使元件从断态转入通态,元件所加的最小阳极正向电压上升率,称为断态正向电压临界上升率 du/dt 。不同系列元件的断态电压临界上升率见表 1-4。

之所以要限制元件正向电压上升率,是因为元件在正向阳极电压下,由于 J_2 结受反压使之阻断,而这个结在阻断状态下相当于一个电容,如果阳极正向电压突然增大,即 du/dt 过大,便会有一充电电流流过这个电容,这充电电流经 J_3 结而起到触发电流的作用。 du/dt 愈大,充电电流也愈大,有可能使元件误导通。为了限制断态电压上升率,可以与之并联一个阻容支路,利用电容两端电压不能突变的特点来限制电压上升率。

1.2.4.5 晶闸管的型号及粗测

A 晶闸管的型号

按国家 JB1144—75 规定,普通硅晶闸管型号及其含义如下:



如 KP200-10E 表示额定电流 I_{TAV} 为 200A,额定电压为 1000V,通态平均电压为 0.8V 的普通晶闸管。

B 晶闸管的粗测

对于元件的 3 个电极,可用万用表粗测其好坏。依 PN 结单向导电原理,用万用表欧姆档测试晶闸管 3 个电极之间的阻值,可以初步判断管子是否损坏。好的管子用万用表 $R \times 1k\Omega$ 档测量阳极 A 与阴极 K 之间正反向电阻都应很大,在数百千欧以上,且正反向电阻相差很小。用 $R \times 10$ 或 $R \times 100$ 档测量门极 G 与阴极 K 之间阻值,其正向电阻应小于或接近于反向电阻。但要注意不要使用万用表的高阻($10k\Omega$)档,以防表内高压电池击穿门极的 PN 结。

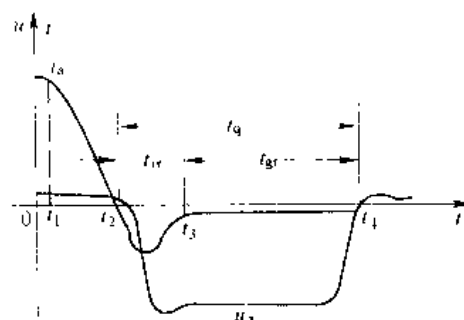


图 1-20 晶闸管关断过程
电流电压波形

表 1-4 普通硅晶闸管系列参数

参 数	通态平均 电流 $I_{T(AV)}$ /A	断态重复峰值 电压 U_{DRM} 反向重复峰值 电压 U_{RRM} /V	断态重复平均 电流 I_{DR} 反向重复平均 电流 I_{RR} /mA	通态平均 电压 U_T /V	维持 电流 I_H /mA	门极触发电 流 I_{GT} /mA	门极触发电 压 U_{GT} /V	门极正向 电流 I_{GM} /A	门极正向 电压 U_{GM} /V	门极反向 峰值电压 U_{GRM} 峰值电压 U_{GRRM} /V	门极平均 功率 P_{GM} /W	门极峰值 功率 P_{GPM} /W	门极 通态时间 t_{GT} /μs	门极 关断时间 t_{GR} /μs	断态电 压上升率 $\frac{dU}{dt}$ /V ·ps ⁻¹	通态电 流临界 上升率 $\frac{dI}{dt}$ /A ·μs ⁻¹	浪涌 电流 I_{TSM} /A	额定 结温 θ_{JM} /°C
系 列																		
KP1	1	100~3000	≤1			3~30	≤2.5	≥0.4	≥0.3	10	5	0.5			30		20	100
KP5	5	100~3000	≤1			5~70	≤3.5	≥0.4	≥0.3	10	5	0.5			30		90	100
KP10	10	100~3000	≤1			5~100	≤3.5	≥1	≥0.25	10	5	1			30		130	100
KP20	20	100~3000	≤1			5~100	≤3.5	≥1	≥0.25	10	5	1			30		380	100
KP30	30	100~3000	≤2			8~150	≤3.5	≥1	≥0.15	10	5	1			30		600	100
KP50	50	100~3000	≤2			8~150	≤3.5	≥1	≥0.15	10	5	1			30		1300	115
KP100	100	100~3000	≤4			10~250	≤4	≥1	≥0.15	10	5	2			100		1800	115
KP200	200	100~3000	≤4			20~300	≤5	≥1	≥0.15	10	5	4			100		3770	115
KP300	300	100~3000	≤8			20~300	≤5	≥1	≥0.15	10	5	4			100		5650	115
KP400	400	100~3000	≤8			20~300	≤5	≥1	≥0.15	10	5	4			100		7540	115
KP500	500	100~3000	≤8			30~350	≤5			10	5	4			100		9420	115
KP600	600	100~3000	≤9			30~350	≤5			10	5	4			100		11160	115
KP800	800	100~3000	≤9			40~400	≤5			10	5	4			100		11920	115
KP1000	1000	100~3000	≤10			40~400	≤5			10	5	4			100		18600	115

注: 1. $U_{TSM} = 80\% U_{DRM}$, $U_{RRM} = 80\% U_{DRM}$. 2. 平板型结构限于 200A 和 300A 以上各系列. 3. 20A 元件采用硬引线时, 尺寸 L 应适当缩短.

如果阳极与阴极或阳极与门极间有短路，阴极与门极间为断路或短路，则元件已坏。

1.2.5 晶闸管的派生系列

前面介绍了 KP 型普通晶闸管的结构、原理及主要参数。随着生产实际需求的增加，在 KP 型晶闸管基础上又派生出一些特殊型晶闸管，如快速型晶闸管 (KK)，双向晶闸管 (KS) 和逆导晶闸管 (KN) 等。本节介绍这几种特殊晶闸管的结构及特点，见表 1.5。

表 1.5 晶闸管的类型及主要用途

名 称	型 号	符 号	特 征	用 途
普通晶闸管	KP		反向阻断 正向门极正信号开通	整流器，逆变器 变频器
快速晶闸管	KK		反向阻断，正向门极正信号 开通，关断时间短，开通速度 快	中频冶炼电源，逆变器，高 频控制设备，超声波电源等
可关断晶闸管	KG		门极正信号开通 门极负信号关断	步进电机电源，变频器，斩 波器
双向晶闸管	KS		两个方向均可用门极信号 开通 (相当于两只普通可控硅反 并联)	电子开关 直流可逆调速 调光器，调温器等
逆导晶闸管	KN		反向导通，正向门极正信号 开通 (相当于硅整流管与普通晶 闸管反并联)	逆变器 斩波器

1.2.5.1 快速晶闸管 (KK)

快速晶闸管的外形、符号、基本结构和伏安特性与普通晶闸管相同。但快速晶闸管制造工艺与普通晶闸管不同，因而快速晶闸管开通与关断时间短，允许的电流上升率高，开关损耗小。在规定的频率范围内，可获得比较平直的电流波形。

快速晶闸管可分为以开通快为主、以关断快为主及两者兼顾的三种类型。

快速晶闸管在中频冶炼电源，中频逆变器及一些较高频率设备上获得了广泛的应用。

1.2.5.2 双向晶闸管 (KS)

双向晶闸管不论从结构还是特性方面，都可以把它看成是一对反并联的普通晶闸管。是功率调节、交流调压和交流电子开关等装置中一种理想的交流电力电子元件。

A 结构与特性

双向晶闸管是一种五层 (NPNPN) 硅半导体闸流元件。双向晶闸管的核心部分是集成在一块硅片上具有公共门极的一对反并联普通晶闸管, 其结构、等效电路和表示符号如图 1-21 (a)、(b)、(c) 所示。

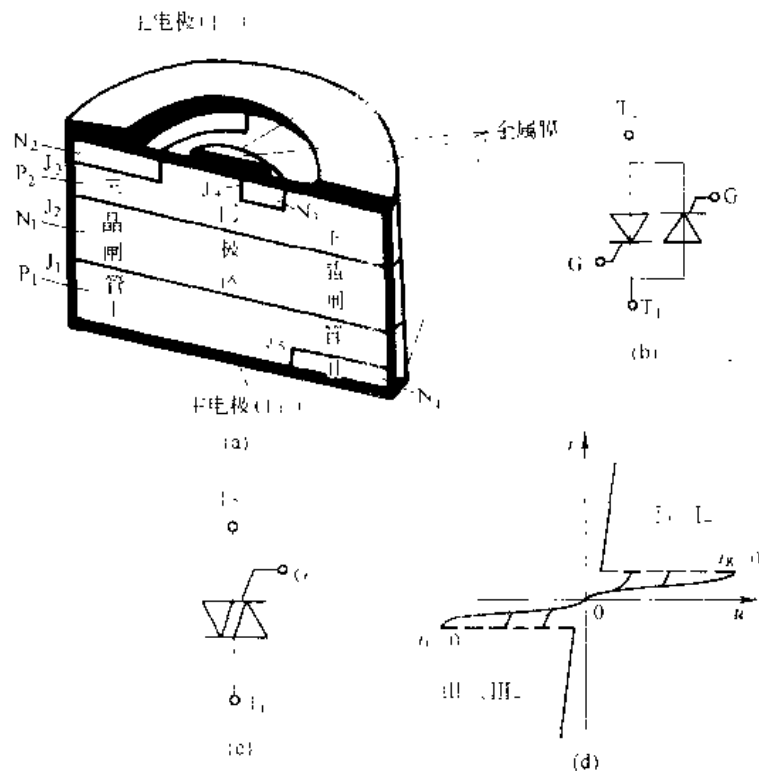


图 1-21 双向晶闸管

(a) 基本结构; (b) 符号; (c) 等效电路; (d) 主电极伏安特性

其中 N_2 区和 P_2 区, N_1 区和 P_1 区, N_4 区和 P_1 区分别被一金属膜连通构成双向晶闸管的一对主电极 T_1 和 T_2 及公共门极 G 。门极 G 与阳极 T_2 是同一侧引出。 $P_1N_1P_2N_2$ 和 $P_1N_1P_4N_4$ 分别构成双向晶闸管中一对反并联的晶闸管 I 和 II, $P_1N_1P_2N_3$ 和 $N_1P_2N_4$ 分别构成门极晶闸管与门极晶体管。

双向晶闸管的伏安特性如图 1-21 (d) 所示。要使管子能通过交流电或正、反向均能导通, 就必须有对称的伏安特性。所以双向晶闸管门极在每半个周期内被触发一次。当阳极 (T_1 和 T_2) 电流大于掣住电流 I_H , 管子就导通; 当阳极电流小于维持电流 I_H 则管子关断。

B 触发方式

由于双向晶闸管正反两个方向都能导通, 门极加正负信号都能触发, 因此有四种触发方式:

(1) I 触发方式: 阳极电压 T_1 为正, T_2 为负, 门极 G 电压为正, 特性曲线在第 I 象限, 称为正触发。

(2) II 触发方式: 阳极电压 T_1 为正, T_2 为负, 门极 G 电压为负, 特性曲线在第 II 象限, 称为负触发。

(3) Ⅲ₊触发方式: 阳极电压 T_1 为负、 T_2 为正, 门极 G 电压为正, 特性曲线在第Ⅲ象限, 称为正触发。

(4) Ⅲ₋触发方式: 阳极电压 T_1 为正、 T_2 为负, 门极 G 电压为负, 特性曲线在第Ⅲ象限, 称为负触发。

四种触发方式的特性见表 1-6。

表 1-6 双向晶闸管元件的触发方式及特性

触发方式	被触发的主晶闸管	T ₁ 端极性	门极极性	结的偏置			门极作用	门极敏感性 (相对于: 触发方式)
				(T ₁ 端)	(G 端)	(T ₂ 端)		
第Ⅰ象限	I	P ₁ N ₁ P ₂ N ₂	+	+	反	反	常规	1
第Ⅰ象限	1	P ₁ N ₁ P ₂ N ₂	+	正	正	反	结门极	近似于 1/3
第Ⅱ象限	Ⅱ ₊	P ₁ N ₁ P ₁ N ₁	-	正	反	正	间接门极 (晶体管 N ₂ P ₁ N ₁)	近似于 1/4
第Ⅱ象限	Ⅱ ₋	P ₁ N ₁ P ₁ N ₁	-	反	正	正	间接门极 (晶体管 N ₁ P ₁ N ₂)	近似于 1/2

从表 1-6 中可见, Ⅲ₊触发方式灵敏度最低, 基本不用。通常采用Ⅰ₊和Ⅱ₊两种触发方式。由于两个方向的触发灵敏度不同, 引起正负控制角 α 不同, 形成正负电流波形不对称, 出现直流分量。解决的办法是采用实际触发电流幅值应满足 $I_g > (2 \sim 4) I_{GT}$ 。双向晶闸管接电感性负载时, 由于负载电流的滞后作用, 当一个方向的电流过零关断时, 元件立即瞬时加上阶跃的反向电压。如果元件的 du/dt 承受能力低, 就会引起失控。因此双向晶闸管虽然不需要过电压保护, 但为了限制加在元件上的 du/dt 值, 仍需在元件两端并联 RC 电路, 一般取 $R=50 \sim 100\Omega$, $C=0.1 \sim 0.47\mu F$ 。

C 主要参数

(1) 额定通态电流 $I_{T(RSM)}$ 。由于双向晶闸管通常在交流电路中的应用, 因而不能用平均值, 而用有效值表示它的额定通态电流 $I_{T(RMS)}$ 。以 100A (有效值) 双向晶闸管为例, 其峰值为 $100A \times \sqrt{2} = 141A$, 而普通晶闸管的额定值是用正弦半波平均值表示的, 其峰值为 141A 的正弦半波的平均值为 $141/\pi = 45A$ 。所以一个 100A 的双向晶闸管与两个反并联 45A 的普通晶闸管电流容量相等。

当双向晶闸管用于频繁启动和制动的场合时, 要依据交流电机最大电流值来选取元件的额定通态电流 $I_{T(RSM)}$ 。即 $I_{T(RSM)} = (1.5 \sim 2) I_{dm}$ 。

(2) 额定电压 U_{TN} 。电压裕量通常取 2 倍, 在 380V 线路中的交流开关, 一般应选 1000 ~ 1200V 的双向晶闸管。 $U_{TN} = 2 \cdot \sqrt{6} U_2 = 2 \times 2.45 \times U_2 = 4.9U_2$ (U_2 为相电压)。

(3) 换相能力。一些双向晶闸管在交流电路中的应用时, 经常发生短路事故, 而主要原因之一是元件允许的 du/dt 过小, 解决办法是在交流开关的主电路串入空心电感或选用 du/dt 值高的元件, 一般选 $du/dt = 200V/\mu s$ 。

1.2.5.3 逆导晶闸管 (KN)

在逆变电路和斩波电路中, 常将晶闸管和整流二极管反并联使用, 逆导晶闸管就是依

据这一应用要求而发展起来的一种新型器件，它是将晶闸管和整流二极管制作在同一硅片上，中间有一隔离区的集成元件。基本结构、符号、等值电路及主电极伏安特性如图 1-22 所示。

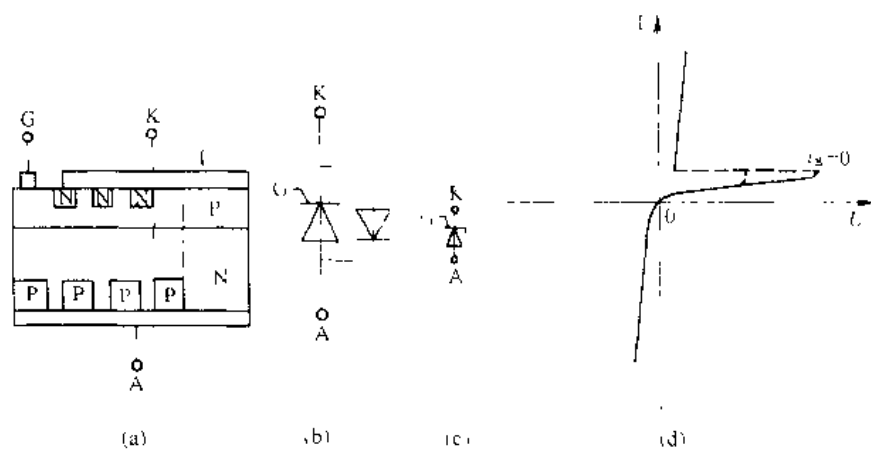


图 1-22 逆导晶闸管

(a) 基本结构；(b) 等值电路；(c) 符号；(d) 主电极伏安特性

逆导晶闸管在制造工艺上阴极和阳极均采用特殊工艺，从而获得耐高电压、耐高温和开关速度快的特性。与普通晶闸管相比，逆导晶闸管具有正向压降小、关断时间短、高温特性好、额定结温高等优点。在线路中使用逆导晶闸管可使元件数目减少，接线简单，体积减小，重量减轻，成本降低。不足的是整流管区所产生的载流子在换相时会通过隔离区作用到晶闸管区，使晶闸管失去阻断能力，而导致误导通，即换流失败。逆导晶闸管的换相能力随结温升高而降低。

逆导晶闸管的额定电流用分数表示，分子表示晶闸管电流，分母表示整流管电流。如 $300\text{A}/200\text{A}$ 、 $300\text{A}/150\text{A}$ ，两者比值应依据使用要求而定，一般为 $1\sim 3$ 。

以上介绍的晶闸管均属于半控型器件，设置关断电路是必不可少的。如果采用全控型电力电子器件，如可关断晶闸管 (GTO)、功率晶体管 (GTR)、功率场效应管 (MOSFET)、绝缘栅极双极型晶体管 (IGBT) 等，既可控制开通又可控制关断。那么不仅使逆变与斩波电路大大简化，而且可以改善电路性能，是今后的发展方向。

1.3 全控型器件

全控型器件就是导通和关断都可控的电力电子器件。它包括电力晶体管 (GTR)、电力场效应管 (MOSFET)、可关断晶闸管 (GTO)、绝缘栅极双极型晶体管 (IGBT) 和 MOS 控制晶闸管 (MCT) 等。这些器件通过对基极 (门极、栅极) 的控制，即可以控制其导通，又可以控制其关断，一般称自关断器件，也称全控型器件。和普通晶闸管相比，在有些应用场合，采用自关断器件可使电路结构简单，控制灵活方便，装置电性能高。因此，自从自关断器件投入应用之日起，使电力电子技术的应用范围进一步拓宽，应用水平进一步提高。

本节将重点介绍 GTR、电力 MOSFET 和 GTO 的结构、工作原理、开关特性、使用参数、驱动电路、缓冲电路和保护电路。

1.3.1 电力晶体管

电力晶体管, 通常用 GTR 表示。GTR 是电力晶体管 Giant Transistor 的缩写。由于其电流是由电子和空穴两种载流子运动形成的, 故又称双极型晶体管。

1.3.1.1 电力晶体管的结构和工作原理

电力晶体管的结构和工作原理都和小功率三极管非常类似。GTR 由三层半导体、两个 PN 结组成。和小功率三极管一样, 有 PNP 和 NPN 两种类型。由于在同样结构和物理参数条件下, NPN 晶体管比 PNP 晶体管的性能有明显的优越性。所以高压大功率电力晶体管多用 NPN 结构, 本节主要介绍这种结构的器件。

图 1-23 (a) 是 NPN 型电力晶体管的内部结构, 电路符号如图 1-23 (b) 所示。电力晶体管通常采用共发射极接法, 图 1-24 给出了共发射极接法时的电力晶体管内部主要载流子流动示意图。图 1-24 中, 1 为从基极注入的越过正向偏置发射结的空穴, 2 为与电子复合的空穴, 3 为因热骚动产生的载流子构成的集电结漏电流, 4 为越过集电结形成集电极电流的电子, 5 为发射极电子流在基极中因复合而失去的电子。

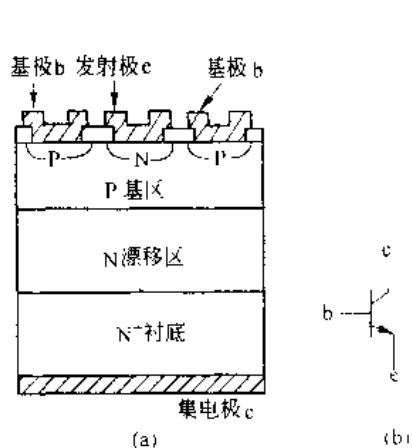


图 1-23 电力晶体管的结构
及电气图形符号

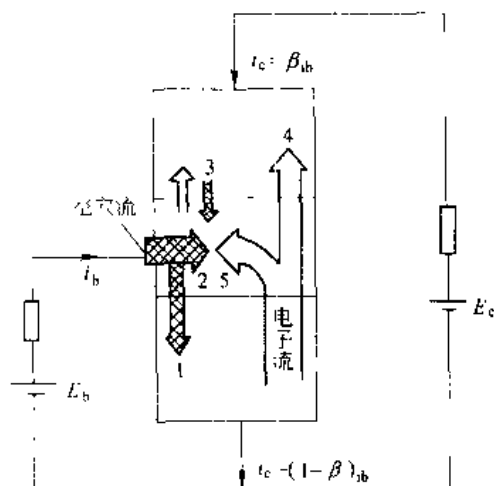


图 1-24 电力晶体管内载流子的流动

集电极电流 i_c 与基极电流 i_b 的比被称为 GTR 的电流放大系数。它是一个很重要的参数, 它反映了基极电流对集电极电流的控制能力。

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} \quad (1-8)$$

GTR 作开关应用时, 其直流增益 (h_{FE}) 很重要, 具体定义为:

$$h_{FE} = \frac{I_c}{I_b} = \bar{\beta}(\text{直流}) \quad (1-9)$$

通常可以认为 $\bar{\beta} = \beta$ 。

它是集电极电流的直流值与基极直流电流值之比。直流增益决定了需要限制饱和压降达到理想值时基极驱动电流值。 β 值的大小随集电极电流 I_c 的不同而变化。集电极、发

射极之间电压 U_{ce} 和管壳温度 T 对 β 值也有影响。图 1-25 示出了不同 U_{ce} 、 T 情况时 β 和 I_c 的关系曲线。可以看出： β 随 I_c 的增大而增大，但 I_c 过大时 β 反而迅速下降； T 升高时， β 增大，但 I_c 过大时， I_c 升高 β 反而下降； U_{ce} 反极性时 β 很小。GTR 的 β 值比小功率晶体管小得多，通常在 10 左右。

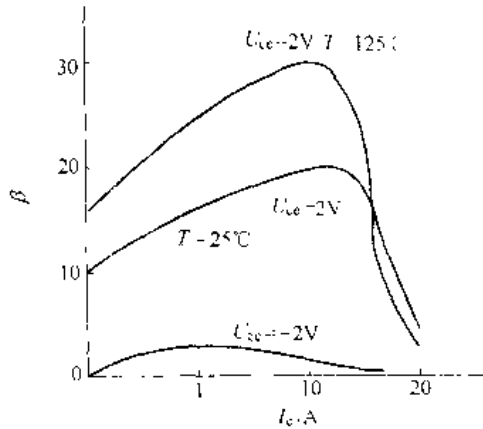


图 1-25 不同 U_{ce} 、 T 时 β 与 I_c 的关系

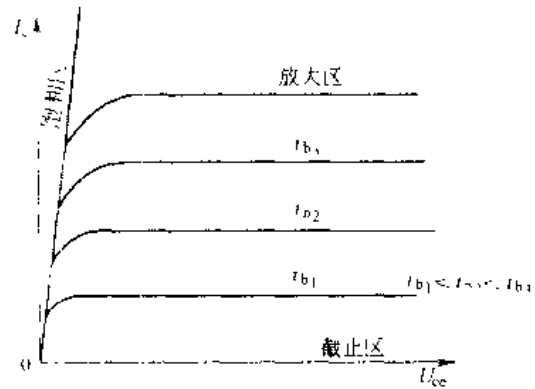


图 1-26 共发射极接法的输出特性

共发射极接法时，GTR 的典型输出特性曲线如图 1-26 所示，可分为 3 个工作区：

- (1) 截止区。在截止区内， $I_b \leq 0$ ， $U_{be} \geq 0$ ， $U_{ce} < 0$ ，集电极只有漏电流流过。
- (2) 放大区。 $I_b > 0$ ， $U_{be} > 0$ ， $U_{ce} < 0$ ， $I_c = \beta I_b$ 。

(3) 饱和区。 $I_b > \frac{I_{cs}}{\beta}$ ， $U_{be} > 0$ ， $U_{ce} > 0$ 。 I_{cs} 是集电极饱和电流，其值由外电路决定。两个 PN 结都为正向偏置是饱和的特征。饱和时集电极、发射极间的管压降 U_{ces} 很小，相当于开关接通，这时尽管电流很大，但损耗并不大。GTR 刚进入饱和区时为临界饱和，如 I_b 继续增加，则为过饱和。用作开关时，应工作在深度饱和状态，这有利于降低 U_{ces} 和减少导通时的损耗。

1.3.1.2 GTR 的开关特性

GTR 在实际应用中，通常工作在频繁开关状态。为正确、有效地使用 GTR，应了解其开关特性。图 1-27 示出了表明 GTR 开关特性的基极、集电极电流波形。

GTR 的开通过程是从 t_0 时刻起注入基极驱动电流，这时并不能立刻产生集电极电流，过一小段时间后，集电极电流开始上升，逐渐增至饱和电流值 I_{cs} 。把 i_c 达到 10% I_{cs} 的时刻定为 t_1 ，到达 90% I_{cs} 的时刻定为 t_2 ，则把 t_0 到 t_2 这段时间称为延迟时间，以 t_d 表示，把 t_1 到 t_2 这段时间称为上升时间，以 t_r 表示。

要关断 GTR，通常给基极加一个负的

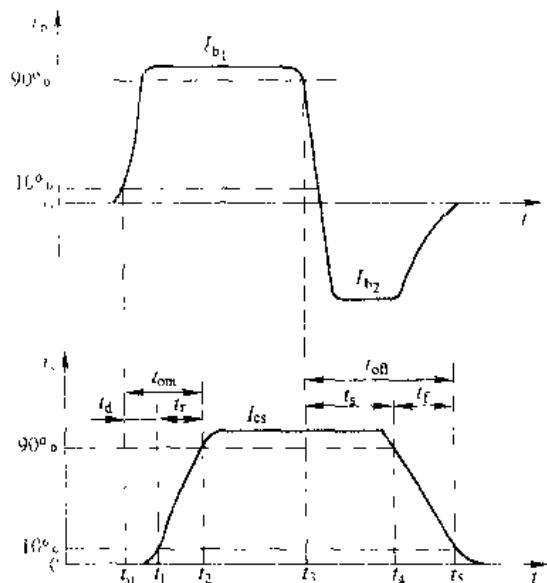


图 1-27 开关过程中 i_b 和 i_c 的波形

电流脉冲。但集电极电流并不能立刻减小，而要经过一段时间才能开始减小，再逐渐降为零。把 i_b 降为稳态值 I_{b1} 的 90% 的时刻定为 t_1 ， i_c 下降到 90% I_{cs} 的时间定为 t_4 ，下降到 10% I_{cs} 的时刻定为 t_5 ，则把 t_1 到 t_4 这段时间称为储存时间 t_s ，把 t_4 到 t_5 这段时间称为下降时间 t_f 。

延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 之和是 GTR 从关断到导通所需要的时间，称为开通时间，以 t_{on} 表示，则

$$t_{on} = t_d + t_r$$

储存时间 t_s 和下降时间 t_f 之和是 GTR 从导通到关断所需要的时间，称为关断时间，以 t_{off} 表示，则

$$t_{off} = t_s + t_f$$

GTR 在关断时漏电流很小，导通时饱和压降很小。因此，GTR 在导通和关断状态下损耗都很小。但在关断和导通的转换过程中，电流和电压都较大，所以开关过程中损耗也较大。当开关频率较高时，开关损耗是总损耗的主要部分。因此，缩短开通和关断时间对降低损耗，提高效率 and 运行可靠性很有意义。

1.3.1.3 GTR 的极限参数

(1) 最高工作电压。GTR 上所施加的电压超过规定值时，就会发生击穿。击穿电压不仅和 GTR 本身有关，还和外部电路的接法有关。

1) BU_{ceo} —发射极开路时，集电极和基极间的反向击穿电压。

2) BU_{ces} —基极开路时，集电极和发射极之间的击穿电压。当集电极和发射极间加上电压 U_{ce} 后，使集电结处于反偏置，发射结处于正偏置，GTR 流过漏电流 I_{ceo} ，当 U_{ce} 增加使集电结出现雪崩击穿时，集电极电流增大，使发射结正偏置增大，发射区注入基区电子增多，而这又促使集电极电流进一步增大。这种雪崩和电流放大间的互相影响，使 BU_{ces} 要比 BU_{ceo} 小得多。

3) 实际电路中的 GTR 常工作在发射极—基极间接有电阻 R 的情况下，这时的集电极—发射极间的击穿电压用 U_{cer} 表示。基极—发射极间接有电阻 R 后，当集电结反向电流流过基极时， R 的分流作用使流过发射结的电流减小。因此，加到发射结的电压比基极开路时低，发射区向基区注入的电子减少，GTR 不易击穿。所以， BU_{cer} 比 BU_{ces} 高。而且 R 越小， BU_{cer} 越高。

4) BU_{cex} —发射结反偏置时，集电极和发射极间的击穿电压。

(2) 集电极最大允许电流 I_{CM} 。GTR 电流过大时，会使 GTR 参数劣化，性能变差，尤其是发射极的集边效应可能导致 GTR 损坏，因此，必须规定集电极最大允许电流。一般规定直流电流放大系数 β_{FE} 下降到规定值的 $\frac{1}{2} \sim \frac{1}{3}$ 时，所对应的电流 I_c 为集电极最大允许电流，以 I_{CM} 表示。

(3) 集电极最大耗散功率 P_{CM} 。集电极最大耗散功率是 GTR 容量的重要标志。GTR 功耗的大小主要由集电结工作电压和工作电流的乘积决定，它指的是同时对应的电压和电流。GTR 在关断时集电结电压很高而集电极电流几乎为零，导通时集电极电流很大而集电结电压却很小。所以，最大耗散功率 P_{CM} 并不是 U_{ceo} 与 I_{CM} 的乘积，而要比这个乘积小得多。 P_{CM} 是在最高工作温度下允许的耗散功率

(4) 最高工作结温 T_{JM} —GTR 正常工作时允许的最高结温, 以 T_{JM} 表示。

1.3.1.4 达林顿复合管与 GTR 模块

单级 GTR 的电流放大系数 h_{FE} 相当低, 一般只有 10 左右。为使 GTR 饱和导通, 就需要很大的基极驱动电流。为提高增益, 可将两只晶体管组成达林顿复合管, 如图 1-28 (a) 所示。图中, V_1 为主晶体管, V_2 为辅助晶体管。由图 1-28 (a) 可知, V_1 的基极电流就是 V_2 的发射极电流, 因此有:

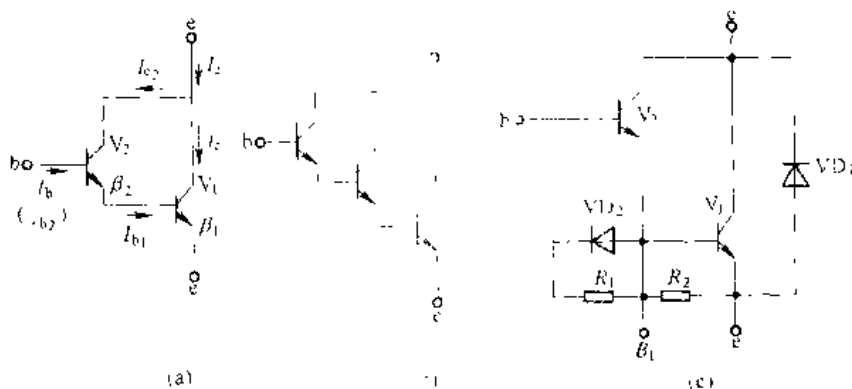


图 1-28 达林顿复合管

$$\begin{aligned}
 I_c &= I_{c_1} + I_{c_2} \\
 &= \beta_1 I_{b_1} + \beta_2 I_{b_2} = \beta (1 + \beta_2) I_{b_1} + \beta_2 I_{b_1} \\
 &= (\beta_1 + \beta_1 \cdot \beta_2 + \beta_2) I_{b_1} \\
 &= \beta I_{b_1}
 \end{aligned} \tag{1-10}$$

式中, $\beta = \beta_1 + \beta_1 \cdot \beta_2 + \beta_2 \approx \beta_1 \cdot \beta_2$, 即 V_1 和 V_2 合起来等效为一个电流增益为 β 的电力晶体管, 从而使电流增益大大增加。还可以如图 1-28 (b) 那样组成三重达林顿复合管, 以获得更高的电流增益。实际使用的 GTR 多为达林顿复合管。

实际应用的 GTR, 其中除了达林顿复合管外, 同时还集成了必要的电阻和二极管, 组成 GTR 模块。图 1-28 (c) 是一个二重达林顿复合管的电路图, 图中 R_1 、 R_2 用来减小集电极的漏电流, 提高复合管的温度稳定性。二极管 VD_2 作为基极-发射极间的过饱和泄放回路, 作用是加快 GTR 的关断速度。

GTR 在电路中使用时还经常反并联一续流二极管, 图 1-28 (c) 的模块将这只二极管 VD_1 也集成在其中。这种模块是作为一个功率单元使用的。也有将两只这样的功率单元串联起来制成一个模块。还有将 6 个单元制作在一起组成一个完整的三相桥。这给安装和使用带来了极大方便。是使装置小型化的有效方法。

1.3.2 电力场效应管 MOSFET

电力场效应管同小功率场效应管一样也有两种类型, 即结型和绝缘栅型。但通常使用的是绝缘栅型中的 MOS 型, 简称电力场效应管 MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)。

电力场效应管 MOSFET 在导通时只有一种极性的载流子（多数载流子）参与导电，所以称单极型晶体管。

电力场效应管 MOSFET 是通过栅极电压来控制漏极电流的，因此器件驱动功率小，驱动电路简单。同时具有开关速度快、工作频率高的特点。电力 MOSFET 的工作频率在电力电子器件中最高，但电流容量相对较小，耐压较低。一般只适用于容量相对小的装置。

1.3.2.1 电力 MOSFET 的结构和工作原理

电力 MOSFET 的种类和结构较多，按导电沟道分为 P 沟道和 N 沟道两种。当栅极电压为零时源漏之间就存在导电沟道的称为耗尽型；对于 N（P）沟道器件，当栅极电压大于（或小于）零时才存在导电沟道的称为增强型。MOSFET 实际应用中，主要是 N 沟道增强型。

电力 MOSFET 和小功率 MOS 管原理基本相同，但在结构上有较大区别。小功率 MOS 管是由一次扩散形成的器件，其栅极 G、源极 S 和漏极 D 在芯片同一侧，导电沟道平行于芯片表面，属横向导电器件。电力 MOSFET 是由两次扩展形成的器件。一般 100V 以下的器件是横向导电的，称为横向双扩散器件（Lateral Double Diffused），简称 LDMOS。电压较高的器件做成垂直导电型的，称为垂直双扩散器件（Vertical Double Diffused），简称 VDMOS。这种器件是把漏极移到另一个表面上，使从漏极到源极的电流垂直于芯片表面流过，这样有利于加大电流密度和减小芯片面积。下面主要以 VDMOS 型器件为例进行讨论。

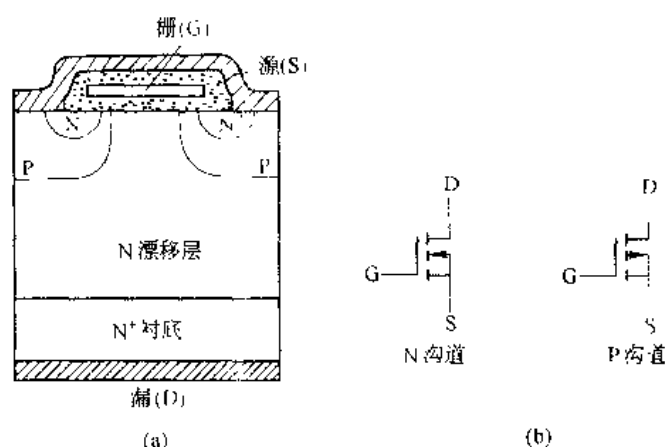


图 1-29 电力 MOSFET 的结构和电气图形符号

电力 MOSFET 是多元集成结构，一个器件由许多个小 MOSFET 元组成。为有效利用器件面积，每个元制成六边形。图 1-29 (a) 是 VDMOS 中一个单元的截面图，它是在电阻率很低的重掺杂 N⁺ 衬底上生长一层漂移层 N，该层的厚度和杂质浓度决定了器件正向阻断能力。然后在漂移层上再生长一层很薄的栅极氧化物，在氧化物上沉积多晶硅栅极。在用光刻法除去一部分氧化物后，进行 P 区和 N⁺ 源区双区双扩散，并沉积源极电极。这样，就形成了 N 沟道增强型电力 MOSFET，其电气图形符号如图 1-29 (b) 所示。

当漏极接电源正端，源极接电源负端，栅极和源极间电压为零时，P 基区与 N 漂移区之间形成的 PN 结 J₁ 反偏，漏源极间无电流流过。如果在栅极源极间加一正电压 U_{GS} ，由于栅极是绝缘的，所以并不会电流流过。但栅极的正电压却会将其下面 P 区中的空穴推开，

面将P区中的少数载流子电子吸引到栅极下面的P区表面。当 U_{GS} 大于某一电压 U_T 时,栅极下P区表面的电子浓度将超过空穴浓度,从而使P型半导体反型成N型半导体而成为反型层,该反型层形成N沟道而使PN结上消失,漏极和源极导电。电压 U_T 称开启电压或阈值电压, U_{GS} 超过 U_T 越多,导电能力越强,漏极电流越大。 I_D 和 U_{GS} 的关系曲线反映了输入电压和输出电流的关系,称为MOSFET的转移特性,如图1-30(a)所示。从图中可见, I_D 较大时, I_D 与 U_{GS} 的关系近似线性,曲线的斜率被定义为跨导 G_m ,即

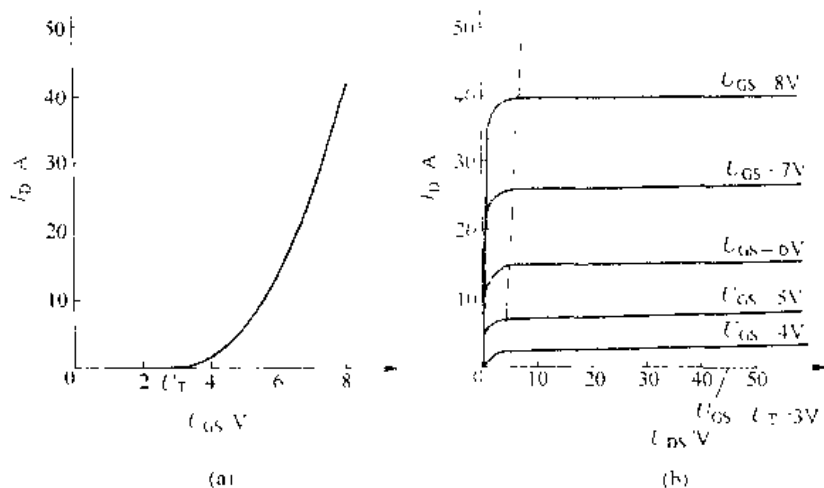


图 1-30 MOSFET 的转移特性和输出特性

$$G_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \quad (1-11)$$

MOSFET 是电压控制器件,其输入阻抗极高,输入电流非常小。

图 1-30 (b) 是 MOSFET 的漏极伏安特性,即输出特性。从图中可以看出, MOSFET 3 个工作区:

(1) 截止区 $-U_{GS} \leq U_T$, $I_D = 0$ 。

(2) 饱和区 $-U_{GS} > U_T$, $U_{DS} > U_{GS} - U_T$; 当 U_{GS} 不变时, I_D 几乎不随 U_{DS} 的增加而增加,近似为常数,故称为饱和区。该区与 GTR 放大区对应。

(3) 非饱和区 $-U_{GS} > U_T$, $U_{DS} < U_{GS} - U_T$, 漏源电压 U_{DS} 与漏极电流之比近似为常数。该区域对应于 GTR 饱和区。

1.3.2.2 电力 MOSFET 的开关特性

图 1-31 (a) 是用来测试 MOSFET 开关特性的电路。图中 u_p 为矩形波信号源,见图 1-31 (b), R_s 为信号源内阻, R_G 为栅极电阻, R_L 为漏极负载电阻, R_F 用于检测漏极电流。图 1-31 (b) 为电力 MOSFET 开关特性曲线。图中 u_{GS} 是栅极电压波形, i_D 是漏极电流波形, $t_{d(on)}$ 是开通延迟时间, t_r 是上升时间, $t_{d(off)}$ 是关断延迟时间, t_f 是下降时间。则 MOSFET 的开通时间和关断时间定义为:

开通时间 t_{on} —开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 与上升时间 t_r 之和,以 t_{on} 表示,即

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r \quad (1-12)$$

关断时间 t_{off} —关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 与下降时间 t_f 之和,以 t_{off} 表示,即

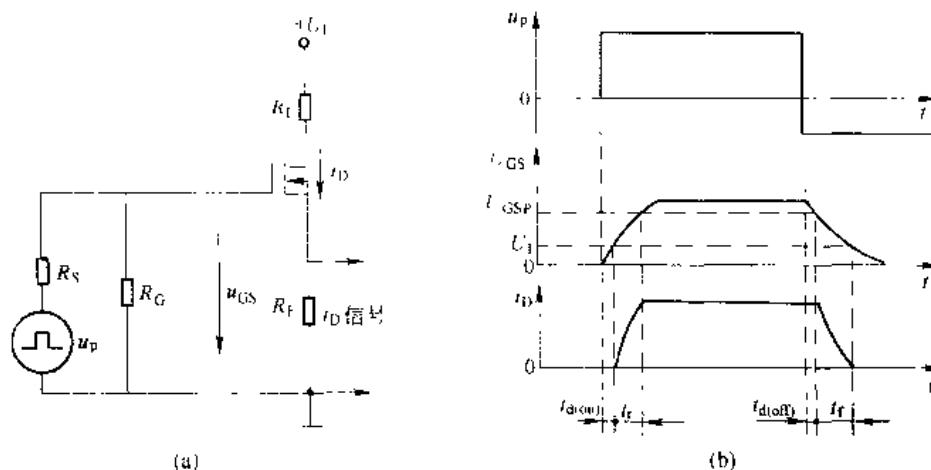


图 1-31 电力 MOSFET 的开关过程

$$t_{sw} = t_{on} + t_{off} \quad (1-13)$$

1.3.2.3 电力 MOSFET 主要参数

(1) 漏极电压 U_{DS} ——是标称 MOSFET 的额定电压。

(2) 漏极直流电流 I_D 和漏极脉冲电流幅值 I_{DM} ——是标称 MOSFET 电流定额的参数。

(3) 栅源电压 U_{GS} ——栅源极间所加电压，由于栅源之间的绝缘层很薄， $|U_{GS}| > 20V$ 将导致绝缘层击穿。

(4) 极间电容——MOSFET 3 个电极之间分别存在极间电容 C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{DS} 。一般生产厂提供的是漏源极短路时的输入电容 C_{in} 、共源极输出电容 C_{oss} 和反向转移电容 C_{rss} 。它们之间的关系是：

$$C_{in} = C_{GS} + C_{GD}$$

$$C_{oss} = C_{GD}$$

$$C_{in} = C_{DS} + C_{GD}$$

前面讲过的 C_{in} 可近似用 C_{oss} 代替。这些电容都是非线性的。

1.3.3 绝缘栅双极型晶体管

电力晶体管 GTR 属于双极型电流驱动器件，其优点是通流能力很强，但不足之处是开关速度相对低，驱动功率大，驱动电路复杂。而电力场效应管 MOSFET 是单极型电压驱动器件，其优点是开关速度快，输入阻抗高，所需驱动功率小，而且驱动电路简单。缺点是导通压降大。于是有人提出将这两类器件的优点，即 GTR 的低导通压降与 MOSFET 的高输入阻抗结合起来，制成复合型器件，通常称为 Bi-MOS 器件，即绝缘栅双极型晶体管 (Insulate-Gate Bipolar Transistor—IGBT) 它综合了 GTR 和 MOSFET 的优点，因而具有低导通压降和高输入阻抗的综合优点。它自投入市场以来，已取代了 GTR 和 MOSFET 相当份额的市场，成为中小功率电力电子应用的主导器件。

1.3.3.1 IGBT 的结构和工作原理

IGBT 也是三端器件，具有栅极 G、集电极 C 和发射极 E。图 1-32 (a) 示出了一种由

N 沟道 VDMOSFET 与双极型晶体管组合而成的 IGBT 的基本结构。与图 1-29 (a) 对照可以看出,IGBT 比 VDMOSFET 多一层 P^+ 注入区,因而形成了一个大面积的 P^+N^+ 结 J。这样使得 IGBT 导通时由 P^+ 注入区向 N 基区发射少数载流子,从而对漂移区电导率进行调制,使得 IGBT 具有很强的通流能力。其简化等效电路如图 1-32 (b) 所示,可以看出这是双极型晶体管与 MOSFET 组成的达林顿结构,相当于一个由 MOSFET 驱动的厚基区 PNP 晶体管。图中 R_b 为晶体管基区内的调制电阻。因此,IGBT 的驱动原理与电力 MOSFET 基本相同,它是一种场控器件。其开通和关断是由栅极和发射极间的电压 U_{GE} 决定的,当 U_{GE} 为正且大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时,MOSFET 内形成沟道,并为晶体管提供基极电流使其导通。当栅极与发射极之间施加反向电压或不加电压时,MOSFET 内的沟道消失,晶体管无基极电流,IGBT 关断。

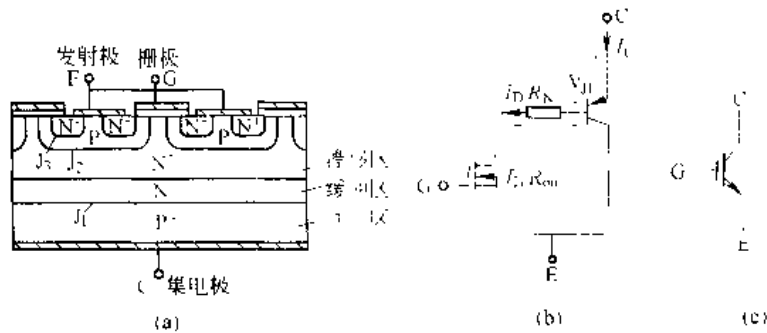


图 1-32 IGBT 的结构、简化等效电路和电气图形符号
(a) 内部结构断面示意图; (b) 简化等效电路; (c) 电气图形符号

上面介绍的 PNP 晶体管与 N 沟道 MOSFET 组合而成的 IGBT 称为 N 沟道 IGBT, 记为 N-IGBT, 其电气图形符号如图 1-32 (c) 所示。对应的还有 P 沟道 IGBT, 记为 P-IGBT, 其电气图形符号如图 1-32 (c) 所示。N-IGBT 和 P-IGBT 统称为 IGBT。由于实际应用中以 N 沟道 IGBT 为多, 因此下面仍以 N 沟道 IGBT 为例进行介绍。

1.3.3.2 IGBT 的基本特性

(1) 静态特性。图 1-33 (a) 所示为 IGBT 的转移特性, 它描述的是集电极电流 I_c 与栅射电压 U_{GE} 之间的关系, 与电力 MOSFET 的转移特性类似。开启电压 $U_{GE(th)}$ 是 IGBT 能实现电导调制而导通的最低栅射电压。 $U_{GE(th)}$ 随温度升高而略有下降, 温度每升高 1°C , 其值下降 5mV 左右。在 -25°C 时, $U_{GE(th)}$ 的值一般为 $2\sim 6\text{V}$ 。

图 1-33 (b) 所示为 IGBT 的输出特性, 也称伏安特性, 它描述的是以栅射电压为参考变量时, 集电极电流 I_c 与集射极间电压 U_{CE} 之间的关系。此特性与 GTR 的输出特性相似, 不同的是参考变量, IGBT 为栅射电压 U_{GE} , 而 GTR 为基极电流 I_B 。IGBT 的输出特性也分为 3 个区域: 正向阻断区、有源区和饱和区。这分别与 GTR 的截止区、放大区和饱和区相对应。此外, 当 $u_{CE} < 0$ 时, IGBT 为反向阻断工作状态。在电力电子电路中, IGBT 工作在开关状态, 因而是在正向阻断区和饱和区之间来回转换。

(2) 动态特性。图 1-34 给出了 IGBT 开关过程的波形图。IGBT 的开通过程与电力 MOSFET 的开通过程很相似, 这是因为 IGBT 在开通过程中大部分时间是作为 MOSFET

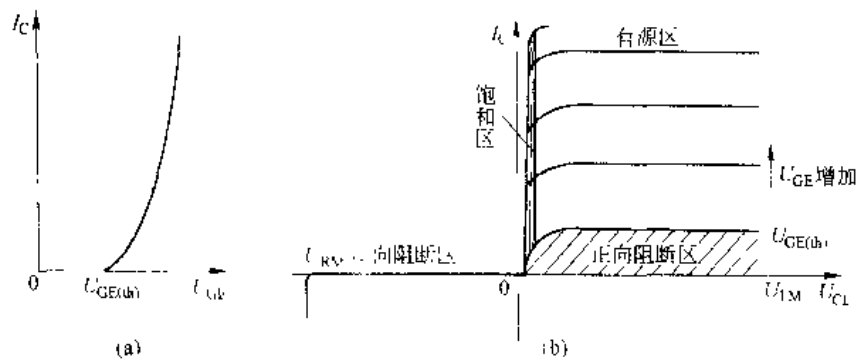


图 1-33 IGBT 的转移特性和输出特性

(a) 转移特性；(b) 输出特性

来运行的。如图所示,从驱动电压 u_{GE} 的前沿上,升至其幅值的 10% 的时刻起,到集电极电流 I_C 上升至其幅值的 10% 的时刻止,这段时间为开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 。而 I_C 从 10% I_{CM} 上升至 90% I_{CM} 所需时间为电流上升时间 t_r 。同样,开通时间 t_{on} 为开通延迟时间与电流上升时间 t_r 之和。开通时,集射电压 u_{CE} 的下降过程分为 t_{f1} 和 t_{f2} 两段。前者为 IGBT 中 MOSFET 单独工作的电压下降过程;后者为 MOSFET 和 PNP 晶体管同时工作的电压下降过程。由于 u_{CE} 下降时 IGBT 中 MOSFET 的栅漏电容增加,而且 IGBT 中的 PNP 晶体管由放大状态转入饱和状态也需要一个过程,因此 t_{f2} 段电压下降过程变缓。只有在 t_{f2} 段结束时,IGBT 才完全进入饱和状态。

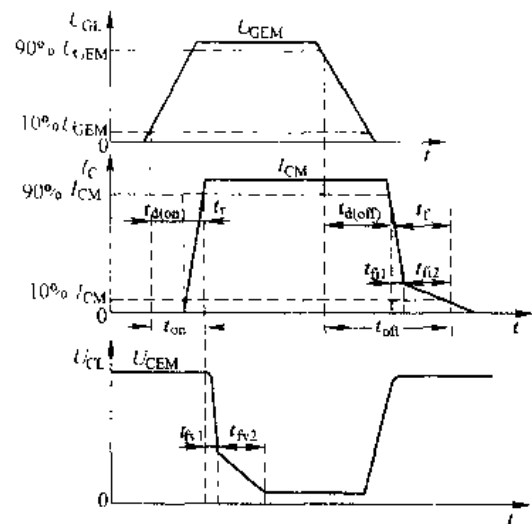


图 1-34 IGBT 的开关过程

IGBT 关断时,从驱动电压 u_{GE} 的脉冲后沿下降到其幅值的 90% 的时刻起,到集电极电流下降至 90% I_{CM} 止,这段时间为关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 。集电极电流从 90% I_{CM} 下降至 10% I_{CM} 的这段时间为电流下降时间。二者之和为关断时间 t_{off} 。电流下降时间可以分为 t_{f1} 和 t_{f2} 两段。其中 t_{f1} 对应 IGBT 内部 MOSFET 的关断过程,这段时间集电极电流 I_C 下降较快; t_{f2} 对应 IGBT 内部的 PNP 晶体管的关断过程,这段时间内 MOSFET 已经关断,IGBT 又无反向电压,所以 N 基区内的少子复合缓慢,造成 I_C 下降较慢。由于此时集射电压已经建立,因此较长的电流下降时间会产生较大的关断损耗。为解决这一问题,可以与 GTR 一样通过减轻饱和程度来缩短电流下降时间,不过同样也需要与通态压降折中。

可以看出,IGBT 中双极型 PNP 晶体管的存在,虽然带来了电导调制效应的好处,但也引入了少数载流子储存现象,因而 IGBT 的开关速度要低于电力 MOSFET。

此外,IGBT 的击穿电压、通态压降和关断时间也是需要折中的参数。高压器件的 N 基区必须有足够宽度和较高电阻率,这会引引起通态压降的增大和关断时间的延长。

1.3.3.3 IGBT 的主要参数

除了前面提到的各参数之外,IGBT 的主要参数还包括:

(1) 最大集电极间电压 U_{CES} 。这是由器件内部的 PNP 晶体管所能承受的击穿电压所确定的。

(2) 最大集电极电流。包括额定直流电流 I_C 和 1ms 脉宽最大电流 I_{CT} 。

(3) 最大集电极功耗 P_{CM} 。在正常工作温度下允许的最大耗散功率。

IGBT 的特性和参数特点可以总结如下:

1) IGBT 开关速度高,开关损耗小。有关资料表明,在电压 1000V 以上时,IGBT 的开关损耗只有 GTR 的 1/10,与电力 MOSFET 相当。

2) 在相同电压和电流定额的情况下,IGBT 的安全工作区比 GTR 大,而且具有耐脉冲电流冲击的能力。

3) IGBT 的通态压降比 VDMOSFET 低,特别是在电流较大的区域。

4) IGBT 的输入阻抗高,其输入特性与电力 MOSFET 类似。

5) 与电力 MOSFET 和 GTR 相比,IGBT 的耐压和通流能力还可以进一步提高,同时可保持开关频率高的特点。

1.3.3.4 IGBT 的擎住效应和安全工作区

回顾图 1-32 所示的 IGBT 结构可以发现,在 IGBT 内部寄生着一个 N^+PN^+ 晶体管和作为主开关器件的 P^+N-P 晶体管组成的寄生晶闸管。其中 NPN 晶体管的基极与发射极之间存在体区短路电阻, P 形体区的横向空穴电流会在该电阻上产生压降,相当于对 J_2 结施加一个正向偏压,在额定集电极电流范围内,这个偏压很小,不足以使 J_2 开通,然而一旦 J_2 开通,栅极就会失去对集电极电流的控制作用,导致集电极电流增大,造成器件功耗过高而损坏。这种电流失控的现象,就像普通晶闸管被触发以后,即使撤消触发信号晶闸管仍然因进入正反馈过程而维持导通的机理一样,因此被称为擎住效应或自锁效应。引发擎住效应的原因,可能是集电极电流过大(静态擎住效应),也可能是 du_{CE}/dt 过大(动态擎住效应),温度升高也会加重发生擎住效应的危险。

动态擎住效应比静态擎住效应所允许的集电极电流还要小,因此所允许的最大集电极电流实际上是根据动态擎住效应而确定的。

根据最大集电极电流、最大集电极间电压和最大集电极功耗可以确定 IGBT 在导通工作状态的参数极限范围,即正向偏置安全工作区(Forward Biased Safe Operating Area—FBSOA);根据最大集电极电流、最大集电极间电压和最大允许电压上升率 du_{CE}/dt 可以确定 IGBT 在阻断工作状态下的参数极限范围,即反向偏置安全工作区(Reverse Biased Safe Operating Area—RBSOA)。

擎住效应曾经是限制 IGBT 电流容量进一步提高的主要因素之一,但经过多年的努力,自 20 世纪 90 年代中后期开始,这个问题已得到了极大的改善,促进了 IGBT 研究和制造水平的迅速提高。

此外,为满足实际电路中的要求,IGBT 往往与反并联的快速二极管封装在一起制成模块,成为逆导器件,选用时应加以注意。

1.3.4 可关断晶闸管 GTO

可关断晶闸管 GTO (Gate Turn Off Thyristor)，是晶闸管的派生器件，它可以通过在门极施加负的电脉冲使其关断，因而属于全控型器件。但 GTO 的电压、电流容量比 GTR 大得多，和晶闸管接近。因此，在大功率场合 GTO 得到了广泛应用

1.3.4.1 GTO 的结构和工作原理

GTO 和普通晶闸管一样，具有 PNP 四层半导体，外部引出阳极、阴极和控制极。与普通晶闸管不同的是，GTO 是一个多元的功率集成器件，虽然外部同样引出 3 个极，但内部包含数十个以至数百个共阳极的小 GTO 元，这些 GTO 的阴极和门极都在器件内部并联在一起。这种特殊的结构是为了便于实现门极控制关断而设计的。图 1-35 (a)、(b) 是 GTO 结构的一个例子，图 1-35 (c) 是 GTO 的电气图形符号。

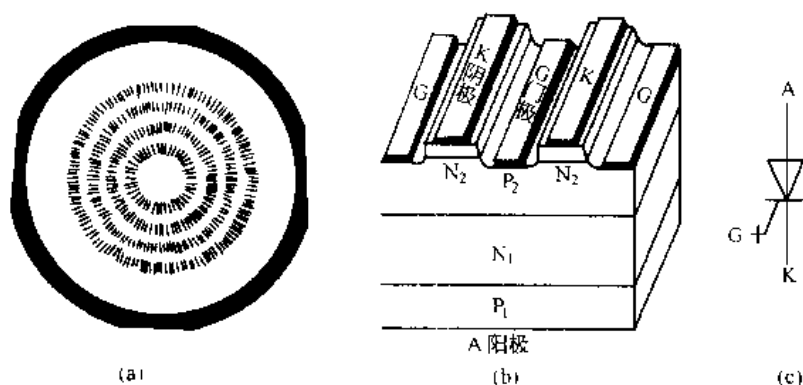


图 1-35 GTO 的结构和电气图形符号

由于 GTO 也是 PNP 四层结构，所以其工作原理也可以用图 1-36 的双晶体管等效电路来分析，两个晶体管分别为 $P_1N_1P_2$ 和 $N_1P_2N_2$ 。

设 $P_1N_1P_2$ 晶体管和 $N_1P_2N_2$ 晶体管的共基极电流放大系数分别为 α_1 和 α_2 ，则 α_1 、 α_2 随发射极电流变化情况如图 1-37 所示。

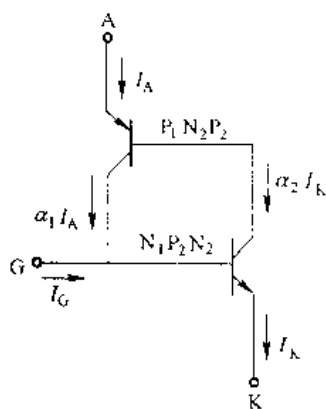


图 1-36 GTO 的双晶体管等效电路

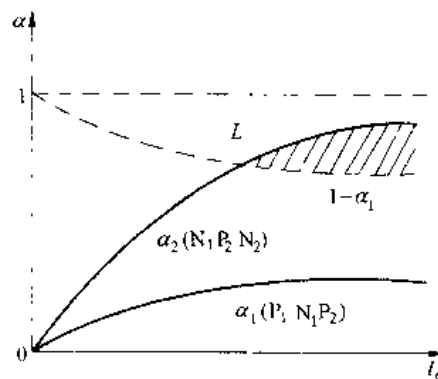


图 1-37 α_1 、 α_2 和 I_c 的关系曲线

不考虑漏电流 I_{cs} 时, 由图 1-36 可以得到 GTO 的阳极电流 I_A 为

$$I_A = (1 - \alpha_2) I_K \quad (1-14)$$

式中, I_K 为 GTO 的阴极电流, 当 GTO 的门极电流 $I_G = 0$ 时, $I_K = I_A$ 。当 $I_G \neq 0$ 时, 有

$$I_K = I_A + I_G \quad (1-15)$$

将式 (1-15) 代入式 (1-14), 得

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G}{(\alpha_1 + \alpha_2 - 1)} \quad (1-16)$$

由式 (1-16) 可见, $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, 是 GTO 的临界导通条件; $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$, 是 GTO 的饱和导通条件; $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 是 GTO 的截止条件。将式 (1-16) 变为:

$$\beta = \frac{I_A}{I_G} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1} \quad (1-17)$$

式 (1-17) 中, β 表示门极对 GTO 的控制灵敏度。控制关断时, 式 (1-17) 中 $I_G < 0$, 这时 β 表示关断灵敏度。为提高关断灵敏度和增大关断增益, 从式 (1-17) 可知:

- (1) 增大 α_2 。
- (2) 减小 $\alpha_1 + \alpha_2$, 使 $\alpha_1 + \alpha_2$ 接近 1。

增大 α_2 即可使 $N_1P_2N_2$ 晶体管控制灵敏, 从而使 GTO 易于关断。减小 $\alpha_1 + \alpha_2$, 可使 GTO 在导通时接近临界饱和, 有利于 GTO 的关断。而 GTO 在设计时使 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1.05$, 给门极控制关断提供了有利条件。可以看出 GTO 的两个等效晶体管电流放大系数之比 α_2/α_1 比普通晶闸管的大, 这增加了导通时的损耗。

下面分析 GTO 的开通和关断过程:

设 GTO 阳极电压为正向电压, 当在门极加上触发电流后, 通过 $N_1P_2N_2$ 晶体管的放大作用使得其集电极电流 I_{c1} 和发射极电流 I_{e1} 增加。 I_{c1} 是 $P_1N_1P_2$ 晶体管的基极电流, 它又使得其集电极 I_{c1} 和发射极电流 I_{e1} 增加。 I_{e1} 又注入 $N_1P_2N_2$ 基极, 使 I_{c2} 和 I_{K} 进一步增加。这是一个正反馈过程。当 I_{e1} 和 I_{K} 的增加使 $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 以后, 即使撤去门极电流 I_G , GTO 仍继续导通。GTO 的导通过程与普通晶闸管相同。

若 GTO 处于导通状态且阳极电流为 I_A 。这时如果给门极加负脉冲, 则 $P_1N_1P_2$ 晶体管的集电极电流 I_{c1} 将被从门极抽走形成 $-I_G$, 这使 $N_1P_2N_2$ 晶体管基极电流减小, 而使 I_{K} 和 I_{c2} 减小。 I_{c2} 的减小又使 I_{e1} 减小, 也使 I_{c1} 减小, 这也形成一正反馈过程。最终使 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$, 等效晶体管 $P_1N_1P_2$ 和 $N_1P_2N_2$ 退出饱和, GTO 恢复阻断能力。

1.3.1.2 GTO 的开关特性

图 1-38 示出了 GTO 在开通和关断过程中门极电流和阳极电流 i_A 的波形。图中 i_G 是控制极电流, i_A 是阳极电流。其开通过程与普通晶闸管相似。关断是通过在 GTO 控制极施加关断脉冲

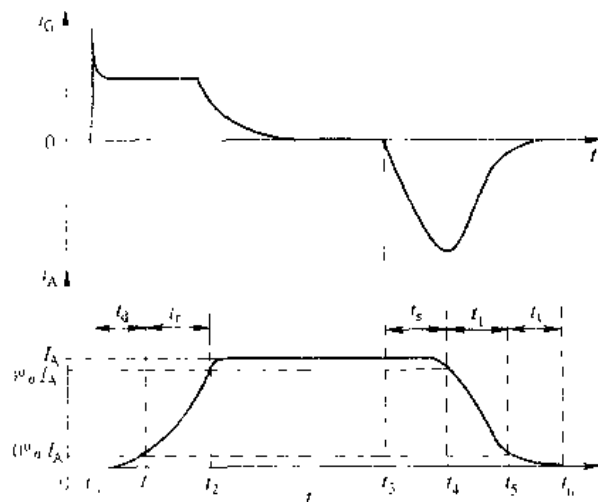


图 1-38 GTO 的开通和关断电流波形

实现的。如将开通触发时刻定为 t_1 ，阳极电流达到稳定电流的 10% 时刻定为 t_2 ，阳极电流上升到稳定电流的 90% 时刻定为 t_3 。施加关断触发脉冲时刻定为 t_4 ，阳极电流下降到 90% 稳定电流时刻定为 t_5 ，阳极电流下降到稳定电流 10% 时刻定为 t_6 ，阳极电流下降到漏电流时刻定为 t_7 ，则 GTO 开关时间等定义如下：

(1) 延迟时间 t_d 。从施加触发电流时刻起，到阳极电流上升到稳定电流 10% 时刻止，这段时间称为延迟时间，以 t_d 表示。即 $t_d = t_2 - t_1$ 。

(2) 上升时间 t_r 。阳极电流从稳定值的 10% 增加到 90% 所需要的时间称为上升时间，以 t_r 表示。即 $t_r = t_3 - t_2$ 。

(3) 储存时间 t_s 。从施加负脉冲时刻起，到阳极电流下降到稳定值 90% 的时间，称为储存时间，以 t_s 表示。即 $t_s = t_4 - t_3$ 。

(4) 下降时间 t_f 。阳极电流 i_A 从稳定值的 90% 下降到 10% 的时间，称为下降时间，以 t_f 表示。即 $t_f = t_5 - t_4$ 。

(5) 尾部时间 t_t 。阳极电流 i_A 从稳定值的 10% 到 GTO 恢复阻断能力的时间，称为尾部时间，以 t_t 表示。 $t_t = t_7 - t_6$ 。

1.3.4.3 GTO 的主要参数

GTO 的许多参数都和普通晶闸管相应的参数意义相同，这里只介绍几种意义不同的参数。

A 最大可关断阳极电流 I_{AIO}

这是标称 GTO 额定电流容量的参数。这点与普通晶闸管不同，GTO 的电流限制考虑两个方面：一个是发热限制，即 GTO 额定工作结温的限制；另一个是利用门极负脉冲可以关断最大阳极电流的限制，这是由 GTO 的临界饱和导通条件限制的。阳极电流过大，使 GTO 深度饱和导通，会导致门极关断失败。

B 电流关断增益 β_{off}

GTO 是用门极负脉冲电流来关断阳极电流的。一般情况下，总希望用较小的门极电流来关断较大的阳极电流。最大可关断阳极电流 I_{AIO} 和门极负电流最大值 I_{GM} 之比称为电流关断增益，即

$$\beta_{off} = \frac{I_{AIO}}{I_{GM}}$$

β_{off} 比 GTR 的电流放大系数 β 小得多，一般 β_{off} 只有 5 左右。电流关断增益低是 GTO 的一个主要缺点。

1.4 电力电子器件的驱动电路

电力电子器件的驱动电路是电力电子主电路与控制电路的接口，其主要作用是主电路与控制电路间的功率适配与隔离。这是电力电子装置与系统的重要环节，对电力电子装配的可靠运行影响极大，或者说直接关系到电力电子装置的可靠性。使用一个好的驱动电路，对于提高开关速度，降低开关损耗，提高装置的可靠性，具有很重要的意义。本节主要介绍 GTR、MOSFET、IGBT 和 GTO 的驱动电路的要求、设计要点、典型驱动电路及其工作原理。而对普通晶闸管的驱动电路（即触发电路），由于其涉及概念较多，如同步、定相、

移相等，加上触发电路较复杂，单独作一章，在第 1 章中介绍。

1.4.1 GTR 驱动要求及其驱动电路

1.4.1.1 GTR 对驱动电路要求

(1) 在 GTR 开通时，驱动电流应有足够陡的前沿，并有一定的强驱动。这样有助于缩短开通时间，降低开通损耗。

(2) 在 GTR 导通期间，应兼顾过饱和深度和缩短储存时间两者要求，发出合适的驱动电流。

(3) 关断时，应提供幅度足够大的反向基极驱动电流，并施加反偏截止电压，这有利于缩短关断时间，降低关断损耗。

(4) 驱动电路应有较强的抗干扰能力，并具有完善的保护功能。

(5) 由于 GTR 主电路电压较高，而控制电路电压较低，所以两者在电气上要有隔离。

理想的基极驱动电流波形如图 1-39 所示，该电流较完整地体现了 GTR 对驱动电流的要求。

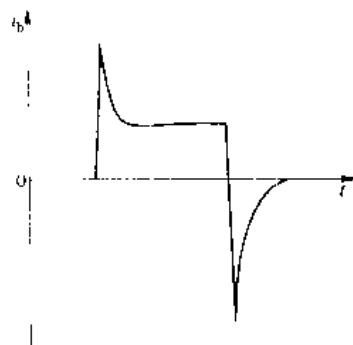


图 1-39 较理想的基极驱动电流波形

1.4.1.2 典型基极驱动电路

驱动电路种类很多，复杂程度也不同，现以图 1-40 为例，详细分析基极驱动电路原理及其电路功能。

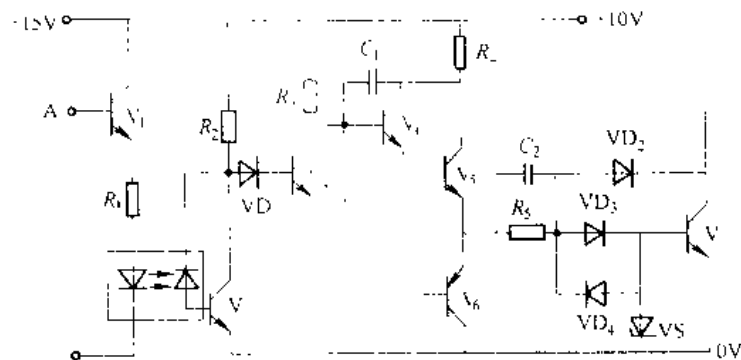


图 1-40 基极驱动电路

由图 1-40 可见，当控制电路信号输入端 A 为高电平时， V_1 导通。则光电耦合器的发光二极管导通，使光敏二极管反向电流流过 V_2 基极， V_2 导通， V_3 截止， V_4 和 V_5 导通， V_6 截止。而 V_5 的发射极电流通过 R_5 、 VD_1 驱动 GTRV，使其导通。同时给电容 C_2 充上左正、右负的电，为关断 GTRV 做好了准备。当 A 点电位由高电平变为低电平时， V_1 截止，光电耦合器发光二极管和光敏二极管截止。则 V_2 截止， V_3 导通，使 V_4 、 V_5 截止， V_6 导通。 C_2 上原充电电压通过 V_6 、 V_2 的 b 和 e 端与 VD_1 放电，使 GTRV 截止。

几点说明：

(1) 强驱动功能，当 V_2 刚导通时，电源 +10V 通过 V_5 、 C_2 、 VD_1 、 V_2 的 b 和 e 对 GTR

产生强驱动电流，使 GTR 加速导通。一般强驱动电流取额定基极电流的 2~3 倍。稳态时，GTR 的基极电流由电源电压 E 、 R_1 和 R_2 共同确定。其中， C 也称为加速电容。

(2) 抗饱和功能，图 1-40 中的箝位二极管 VD_2 和电位补偿二极管 VD_3 组成抗饱和电路，该电路可使 GTR 工作在临界饱和状态。当负载较轻时，如果 V_1 发射极的全部电流都注入 V_2 ，则易使 V_2 处于深饱和状态，导致关断时间加长。为避免 GTR 深度饱和，加入抗饱和电路后，当 V_2 过饱和使其集电极电位低于基极电位时， VD_2 就会自动导通，使多余的基极驱动电流通过 VD_2 注入集电极。这样，就可以使得 V_2 始终处于临界饱和导通状态。二极管 VD_2 也称为贝克箝位二极管。

1.4.1.3 集成驱动电路

随着集成电路技术的发展，为使 GTR 模块工作更安全可靠，现在已把驱动电路制成有一定输出功率的集成电路。实际应用中，也是使用集成驱动电路。下面介绍日本三菱公司为驱动 QM30DY、QM50DY 和 QM75DY 等 GTR 模块而专门生产的集成驱动电路 M5725L 和 M5725BL。

集成驱动电路 M5725L 和 M5725BL 的内部电路，如图 1-41 (a) 所示。实际应用电路，如图 1-41 (b) 所示。图中，整流电源和 VS、 R_1 提供标准电源 V_{CC} 和 V_{EE} ， R_2 和 R_3 作为外接功率电阻。集成驱动电路具有以下特点：

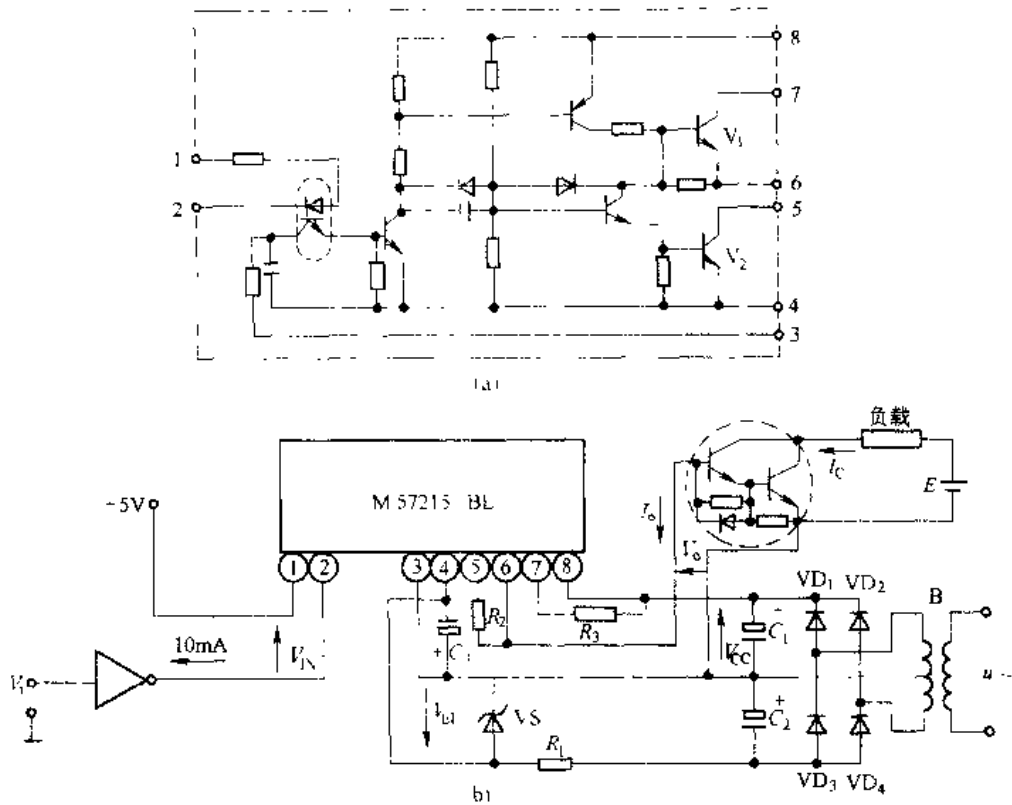


图 1-41 M5725BL 电路
(a) 内部电路；(b) 应用电路

(1) 片内集成光电耦合器，实现了输入和输出之间的电气隔离。

(2) 具有大的负载电流和反抽电流驱动能力。当开关频率为 2kHz 时, 可提供正向驱动电流 3A, 反抽电流 1A, 可驱动 100A 的 GTR。

(3) 功率损耗低。

(4) 输入特性与 TTL 电平兼容, 便于微处理器 PWM 控制。

(5) 体积小, 8 脚 SIP 封装。

(6) 电源电压 $U_{cc} = 11V$, $U_{gs} = 0$ 。

(7) 逻辑控制电平: $1 \sim 5V$ 。

(8) 开通延迟时间 $t_{d, on} = 10\mu s$; 上升时间 $t_r = 1\mu s$; 关断延迟时间 $t_{d, off} = 15\mu s$; 下降时间 $t_f = 3\mu s$ 。

(9) 输入电压、输出电流、输出电压波形如图 1-42 所示。

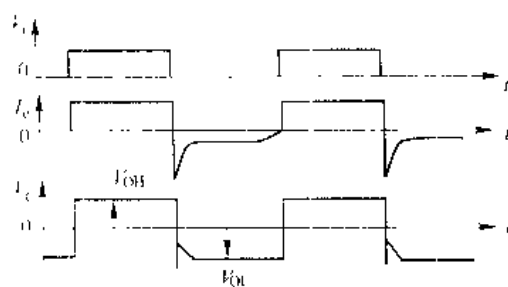


图 1-42 M57215BL 输入电压、
输出电流、电压波形

1.4.2 GTO 的驱动要求及其驱动电路

1.4.2.1 驱动要求

(1) 正向触发电流 i_{ct} 。触发脉冲前沿要陡 (类似于晶闸管触发); 触发脉冲幅值为静态触发电流的 (15~20) 倍, 并在 GTO 导通期间维持一个小的恒定电流。

(2) 反向触发电流 $-i_{cr}$ 。反向触发电流上升率 $\frac{di}{dt}$ 应与器件阳极电流转移到缓冲电路速度相匹配。反向触发电流峰值由 GTO 的可关断电流峰值和关断增益确定, 一般是可关断峰值电流的 $(\frac{1}{3} \sim \frac{1}{2})$, 而且持续时间要超过 GTO 的尾部时间。

1.4.2.2 驱动电路

图 1-45 示出了 50A GTO 的驱动电路。驱动电压 u_c 经光耦隔离后输入到比较器 A₁, 产生相应的触发脉冲 u , 再经比较器 A₂、A₃ 和场效应管 Q₂、Q₃ 产生 GTO 要求的驱动电流, 其触发电流 i_{ct} 波形如图 1-44 所示。

1.4.3 MOSFET 和 IGBT 的驱动要求及其驱动电路

电力 MOSFET 和 IGBT 同属电压型驱动器件, 电力 MOSFET 的栅漏极之间和 IGBT 的栅射极之间都相当于容性阻抗, 存在有数千皮法左右的极间电容。因此, 要求驱动电路的内阻要尽可能小, 以提供足够大的充放电电流, 有利于缩短开关时间和降低开关损耗。在栅极电压进入稳定阶段, 栅极几乎不从驱动电路取电流, 因此场控器件所要求的驱动功率不大, 使得 MOSFET 和 IGBT 的门极驱动电路较 GTR 的基极驱动电路简化得多, 因而较容易把门极驱动电路集成在一片芯片内。同时也容易增加其他功能 (如针对不同工作条件下的各种保护) 和与微处理器接口的逻辑电路。目前, 对 MOSFET 和 IGBT 都有现成的驱动模块可供选用, 但选用时, 要注意使用条件和注意事项。

图 1-45 示出了电力 MOSFET 的一种驱动电路, 它由隔离电路和放大电路两部分组成。隔离电路的作用是将控制电路和功率电路隔离开来; 放大电路是将控制信号进行功率放大后驱动电力 MOSFET, 推挽输出级的目的是进行功率放大和降低驱动源内阻, 以减小电力 MOSFET 的开关时间和降低其开关损耗。

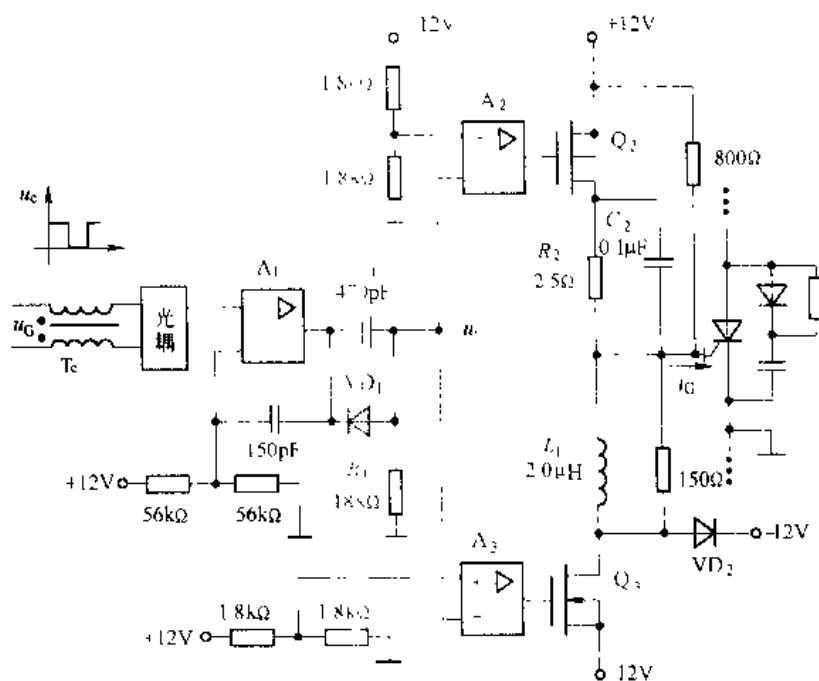


图 1-43 GTO 的驱动电路 (50A GTO)

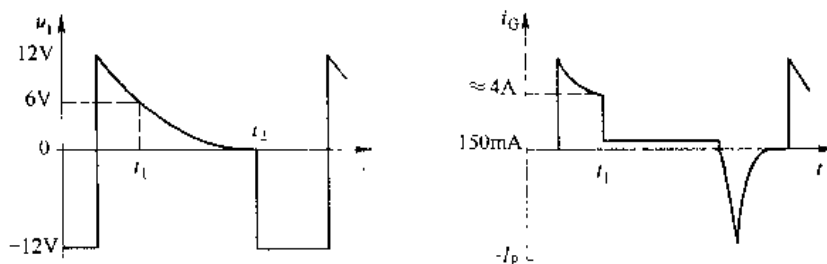


图 1-44 触发 GTO 的 i_G 波形

驱动电路的工作原理是：当无控制信号输入时 ($u_i = "0"$)，放大器 A 输出低电平， V_3 导通，输出负驱动电压，MOSFET 关断；当有控制信号输入时 ($u_i = "1"$)，放大器 A 输出高电平， V_2 导通，输出正驱动电压，MOSFET 导通。

实际应用中，电力 MOSFET 和 IGBT 多采用集成驱动电路，如日本三菱公司专为 MOSFET 设计的专用集成驱动电路 M57918L，其输入电

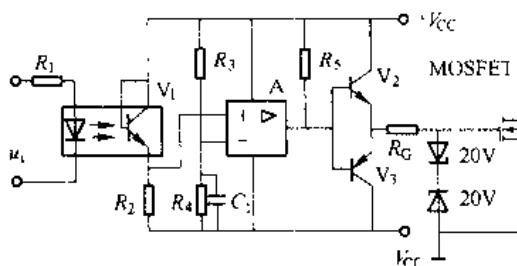


图 1-45 电力 MOSFET 的一种驱动电路

流幅值为 16mA，输出最大脉冲电流为 +2A 和 -3A，输出驱动电压为 +15V 和 -10V。图 1-46 示出了日本三菱公司专门为 IGBT 设计的专用集成驱动电路 M57962L 的内部原理和外部接线图。常用的还有日本三菱公司的 M57959L 和日本富士公司的 EXB840、EXB841、EXB850、EXB851 等。

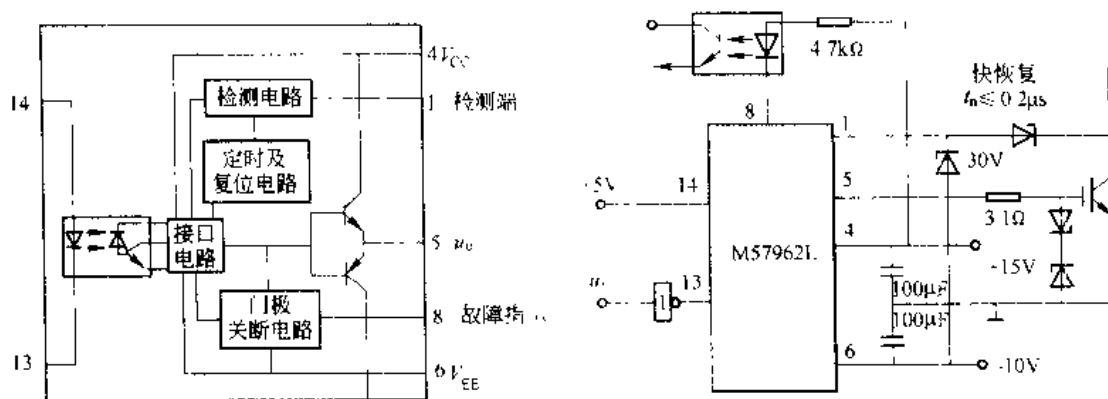


图 1-46 M57962L 型 IGBT 驱动器的原理和接线图

习 题

- 1-1 晶闸管导通条件是什么，导通后流过晶闸管的电流怎样确定，负载电压是多少？
- 1-2 晶闸管关断条件是什么，断态时晶闸管两端电压怎样确定？
- 1-3 同样触发电路，输出触发脉冲形状一样，触发电阻性负载时电路正常，而触发电感性负载时，晶闸管就无法导通，为什么，如何改进？
- 1-4 在夏天工作正常的晶闸管装置到冬天变得不可靠了，可能是什么原因？
- 1-5 某元件测得 $U_{DRM}=860V$, $U_{RRM}=1000V$ ，试确定此元件的额定电压是多少，属于哪个电压等级？
- 1-6 试画出图 1-47 中负载上的电压波形。

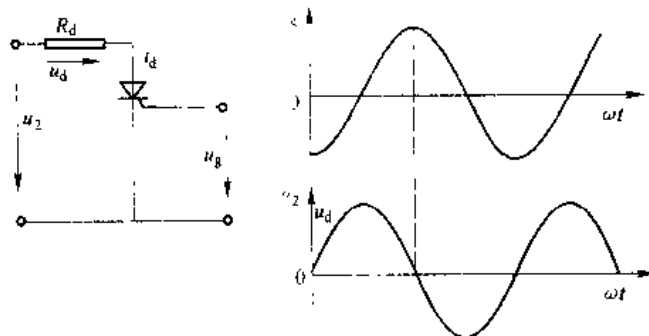


图 1-47 习题 1-6 附图

- 1-7 型号为 KP100-3 维持电流 $I_H=4mA$ 的晶闸管，使用在图 1-48 所示电路中是否合理，为什么？（暂不考虑电压、电流裕量）
- 1-8 图 1-49 中阴影部分表示流过晶闸管的电流波形，试分别计算各波形系数 K_t 。如不考虑电流裕量，问额定通态平均电流 $I_{T(AV)}=100A$ 的晶闸管允许流过的平均电流 I_{AT} 为多少？
- 1-9 某晶闸管型号为 KP200-8D，试说明：

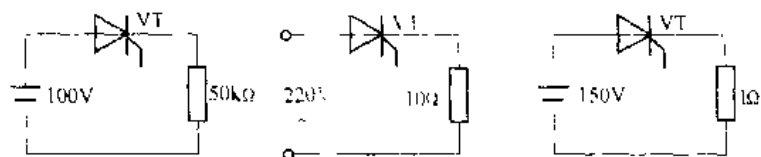


图 1-18 习题 1-7 附图

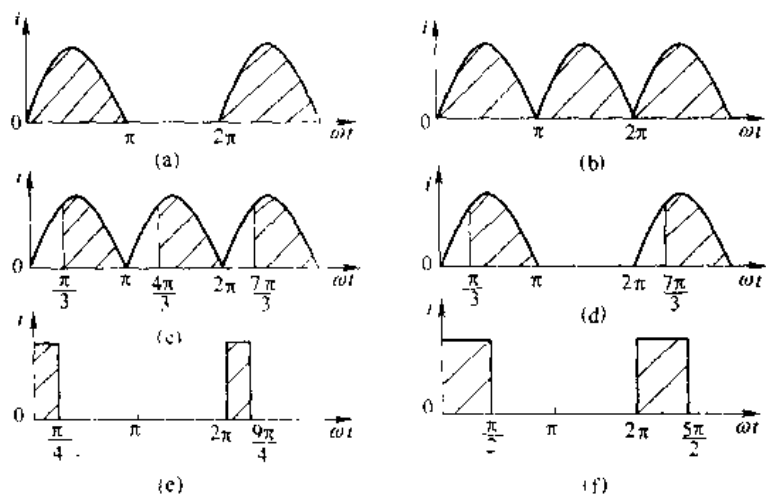


图 1-19 习题 1-8 附图

(1) 型号规格各位代表的含义；

(2) 额定电压在管子伏安特性上的相应位置。

1-10 如何用万用表判别晶闸管的 3 个电极及元件的好坏？

1-11 某一双向晶闸管 KS 的 $I_{T(RSM)} = 200A$ ，可以代替两只反并联的多少安培的普通晶闸管？

1-12 IGBT 的栅极电压如图 1-50 所示，试将栅极电流 i_G 波形画于图中。

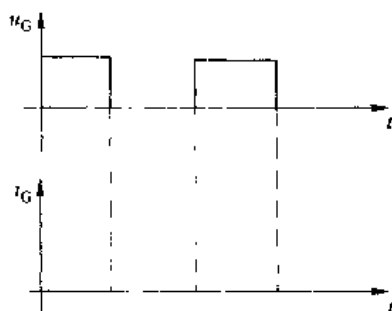


图 1-50 习题 1-12 附图

1-13 同一电压等级的 IGBT，其栅极电阻 R_G 随电流的增加而下降，试说明原因。

1-14 试比较 GTR、MOSFET 和 IGBT 的动态特性。

1-15 试说明 IGBT 元件的过电流保护与栅极电压大小有何关系？

2 可控整流电路

可控整流是把交流电变换成大小可调的直流电的过程,它是变流技术的基础,在生产中应用很广。在晶闸管出现之前,为了得到电压可调的直流电源,曾采用过发电机—电动机组、汞弧整流器、闸流管等,这些设备都存在体积大、效率低、有噪音、寿命短等缺点。晶闸管可控整流装置则具有体积小、效率高、控制灵敏等优点,得到日益广泛的应用。

在设计、安装、调试和维修晶闸管整流装置时,都需要掌握可控整流电路的工作原理、波形分析和参数计算等基本知识。在分析晶闸管整流电路的工作原理、波形时,常把晶闸管和整流二极管看成理想的元件,即将导通时的正向管压降和关断时的漏电流均忽略不计,且导通和关断都是瞬时完成的。

2.1 单相半波可控整流电路

2.1.1 电阻性负载

电炉、白炽灯和电焊等均属于电阻性负载,电阻性负载的特点是:负载两端电压波形和流过的电流波形相同,同相位,电流可交变。

图 2-1(a)所示为单相半波电阻性负载可控整流电路,由晶闸管 VT、负载电阻 R 及单相整流变压器 TR 组成。TR 是起隔离和变换电压的作用。 u_1 、 u_2 是工频 50Hz 整流变压器的一次侧和二次侧瞬时电压。 i_1 、 i_2 是瞬时电流,图中给出了它们的假定正方向。 u_T 是晶闸管两端的瞬时电压, i_T 是流过晶闸管的瞬时电流, i_d 是流过负载 R 的瞬时电流, u_d 是负载 R_d 两端的电压,称作整流输出电压。

2.1.1.1 工作原理

整流变压器的二次电压 u_2 是 50Hz 工频正弦电压,波形如图 2-1(b) 所示。在晶闸管的门极不加触发脉冲电压时,电压 u 的幅值 $\sqrt{2}U_2$ 小于晶闸管的正反向最大转折电压,晶闸管 VT 不能导通,此时 R 上无电流流过,晶闸管 VT 两端承受全部 u_2 电压,即 $i_T=0$ 、 $u_d=0$ 、 $u_T=u_2$ 。在 u_2 正

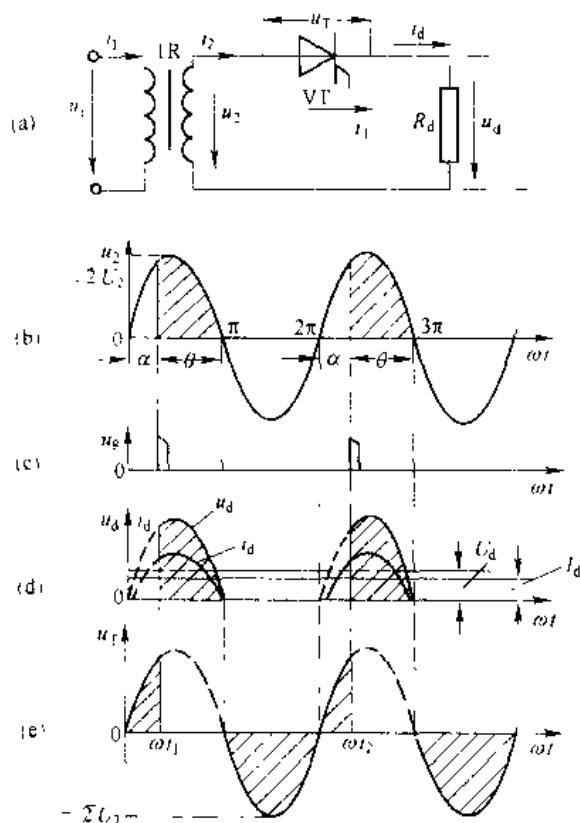


图 2-1 单相半波电阻负载可控整流电路及波形

半波的 ωt 时刻, 晶闸管门极施加触发脉冲电压 U_g , 如图 2-1 (c) 所示。晶闸管 VT 立即导通, 负载 R_d 上便有电流 i_d 流过, 忽略管压降, 负载电压 $u_d = u_2 = i_d R_d$, u_d 波形如图 2-1 (d) 所示。负载电流 $i_d = u_d / R_d$, 适当选取坐标比例尺, i_d 波形与 u_d 完全相似, 且同相位。晶闸管导通期间 $u_1 = 0$, 如图 2-1 (c) 所示。当 $\omega t = \pi$ 时, 电压 u_2 由正降到零, 晶闸管的电流也随之降到零, 小于管子的维持电流而关断, 此时 i_d 、 u_d 又为零。在 u_2 负半周期间, VT 承受反压而阻断。直至下一个周期, 再加上触发脉冲时, 晶闸管再重新导通。当 u_2 电压的每一个周期正半波都以恒定的 $\omega t = \alpha$ 加上触发脉冲, 则负载 R_d 上就能得到稳定的缺角半波电压、电流波形, 这是一个单方向的脉动直流电压、电流。

在单相电路中, 把晶闸管承受正压起到触发导通之间的电角度称为控制角 α , 晶闸管在一个周期内导通的电角度称为导通角 θ 。改变 α 的大小即改变触发脉冲在每周期内出现的时刻称为移相。对单相半波电路而言, α 的移相范围为 $0 \sim \pi$, 对应的 θ 在 $\pi \sim 0$ 范围内变化, 即

$$\alpha + \theta = \pi$$

2.1.1.2 数量关系

A 整流输出直流平均电压 U_d (即直流电压表测得的值)

U_d 是 u_d 波形在一个周期内面积的平均值, 由下式积分求得

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

当 $\alpha = 0^\circ$ 时, $U_d = U_{dm} = 0.45 U_2$; $\alpha = \pi$ 时, $U_d = 0$ 。可见改变 α 大小, 便可改变直流电压 U_d 的大小

B 整流输出直流平均电流 I_d (即直流电流表测得的值)

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

式中 U_2 —— 整流变压器二次相电压有效值;

α —— 控制角, 也称移相角。

C 整流输出负载 R_d 的电压有效值 U 、电流有效值 I 的计算

U 是负载电阻两端正半波有缺角整流电压 u_d 的均方根值, 即输出负载电压有效值

$$U = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U_2 \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = U_2 \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi}} \quad (2-3)$$

$$I = \frac{U}{R_d} \quad (2-4)$$

由于单相半波可控整流电路, 电流 i_2 、 i_T 、 i_d 是同一个电流, 波形完全相同, 因此, 它们的有效值也完全相同, 即 $I_2 = I_T = I$ 。 I_2 是整流变压器二次电流有效值, I_T 是流过晶闸管电流 i_T 的有效值。

D 变压器有功功率 P 、视在功率 S 、功率因数 $\cos \varphi$ 的计算

整流变压器二次侧所供给的有功功率 (忽略晶闸管损耗) $P = I^2 R_d = UI$ (注意不是负载上 $I_d^2 R_d$), 而变压器二次的视在功率 $S = U_2 I$, 所以电路功率因数 $\cos \varphi$ 为

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{UI}{U_2 I} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi}} \quad (2-5)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时, $\cos\varphi=\frac{1}{\sqrt{2}}=0.707$ 。这说明尽管是电阻性负载, 由于存在谐波电流, 电源的功率因数也不会是 1, 而且当 α 愈大时, 功率因数愈低, $\alpha=\pi$ 时, $\cos\varphi=0$ 。

由上述得到的各关系式可看出, 当 U 为常数时, U_d 、 I_d 、 I 、 I_2 、 I_T 和 $\cos\varphi$ 都是控制角 α 的函数, 表 2-1 给出了上述参数与控制角 α 的几种数量关系, 图 2-2 是上述参数与控制角 α 的关系曲线。

表 2-1 U_d/U_2 、 I/I_d 、 $\cos\varphi$ 与控制角的关系 (单相半波电阻负载)

控制角 α	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°
U_d/U_2	0.45	0.42	0.38	0.225	0.113	0.03	0
$K_T=I/I_d$	1.57	1.66	1.80	2.22	2.78	3.99	-
$\cos\varphi$	0.707	0.696	0.635	0.508	0.302	0.12	0

对于其他参数间的数量关系, 如晶闸管两端承受的正反向电压峰值都是 $U_{Tm}=\sqrt{2}U_2$, 最大的移相范围为 180° , 触发脉冲电压 U_g 每周发一次脉冲等, 均可从图 2-1 波形分析中看出。

例 2-1 单相半波可控整流电路, 电阻性负载, 接交流电源 220V, 要求输出的直流平均电压为 50V, 最大输出直流平均电流为 20A, 计算晶闸管的控制角 α , 电流有效值 I_2 及电路的功率因数, 并选择晶闸管。

解 (1) 计算控制角 α 。由式 (2-1) 可得

$$\cos\alpha = \frac{2U_d}{0.45U_2} - 1 = \frac{2 \times 50}{0.45 \times 220} - 1 \approx 0$$

所以 $\alpha = 90^\circ$

(2) 计算电流有效值 I_2 、功率因数 $\cos\varphi$ 。查表 2-1, 当 $\alpha=90^\circ$ 时, $I_2/I_d=2.22$, 则

$$I_2 = 2.22I_d = 2.22 \times 20A = 44.4A$$

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{I_2^2 R_d}{I_2^2 U_2} = \frac{I_2 R_d}{I_2^2} = \frac{44.4 \times 50/20}{220} = 0.505$$

(3) 选择晶闸管。

1) 额定通态平均电流 $I_{T(AV)}$ 的选择:

依 $I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) I_T / 1.57$ 而 $I_T = I_2 = 44.4A$

所以 $I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) 44.4 / 1.57 = (42.4 \sim 56.56) A$

实选 $I_{T(AV)} = 50A$

2) 额定电压的选择:

依 $U_{TN} = (2 \sim 3) U_{Tm}$ 又因为 $U_{Tm} = \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \times 220V = 311V$

所以 $U_{TN} = (2 \sim 3) \times 311 = (622 \sim 933) V$

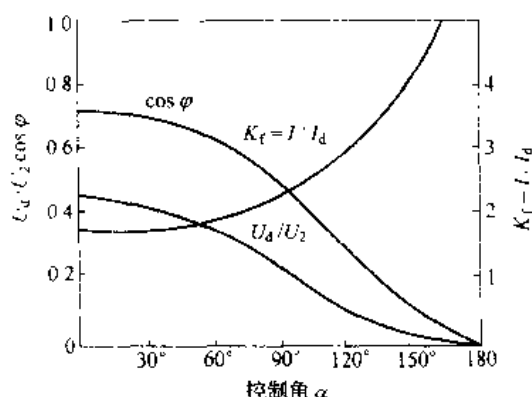


图 2-2 单相半波电阻负载可控整流电压、电流、 $\cos\varphi$ 与 α 的关系

实取 $U_{TN}=700V$
 选用晶闸管 KP50-7。

2.1.2 电感性负载

在生产实践中，除了电阻性负载外，还经常遇到在同一个负载中既有电阻又有电感的情况。当负载中的感抗 ωL 与电阻 R_d 的数值相比不可忽略时，这种负载称为电感性负载。如电机的激磁绕组，整流电路串入的平波电抗器等，其电阻和电感是不可分割的整体。为了便于分析和计算，在电路图中将电阻和电感分开表示，如图 2-3 (a) 所示。

图中 R_d 是纯电阻， L 是纯电感。当整流电路带有电感性负载时，整流工作的物理过程及电压、电流波形，都与纯电阻负载时不同。主要原因是电感 L 对电流的变化有阻碍作用，

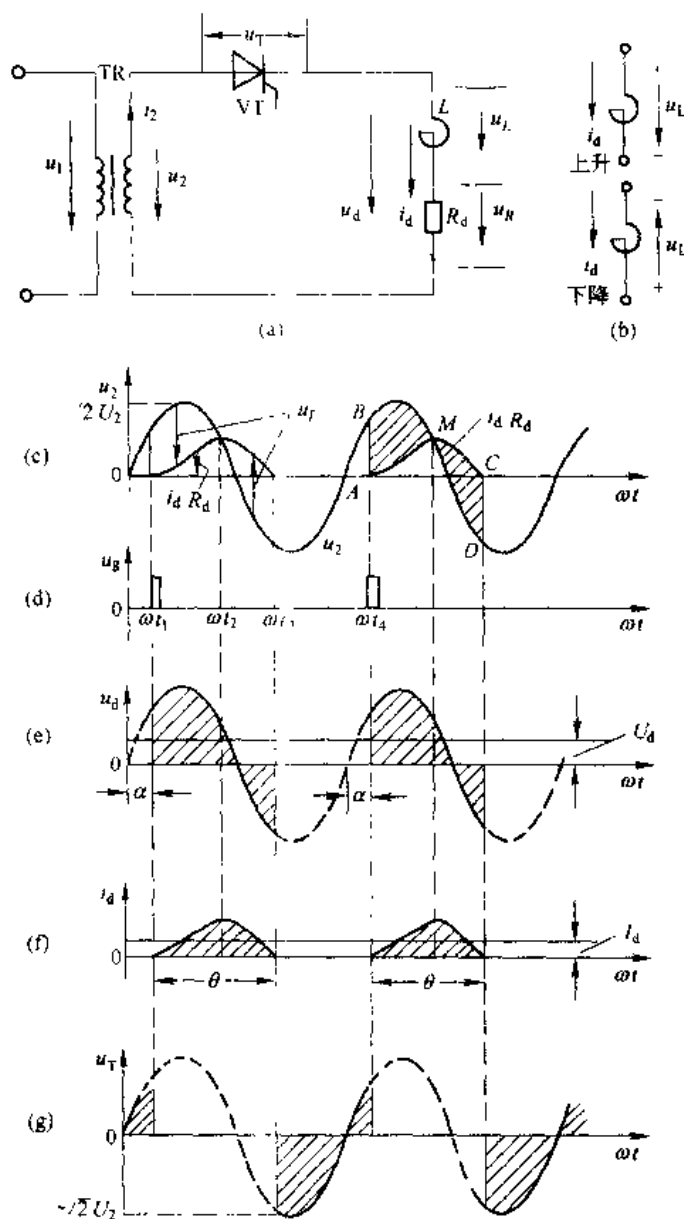


图 2-3 单相半波电感负载可控整流电路及整流波形

因为电感元件中的电流不能突变, 电流变化时在电感中要产生自感电势 $e_L = -L \frac{di_d}{dt}$, 如用电压表示则为 $u_L = L \frac{di_d}{dt}$ 。电流增长 u_L 为正值, 电流减小 u_L 为负值, 电压 u_L 的正负极性表示方法如图 2-3 (b) 所示。

2.1.2.1 工作原理

单相半波可控整流电路带有电感性负载时, 整流电压、电流的波形如图 2-3 所示。在 $0 \sim \omega t_1$ 期间, 晶闸管已承受正向电压, 但因晶闸管的门极没有施加触发脉冲电压, 晶闸管处于阻断状态, $i_d = 0$, $u_d = 0$, $u_T = u_2$ 。在 ωt 时刻对晶闸管门极施加触发脉冲电压 U_g , 晶闸管立即导通。在晶闸管被触发导通期间, 可列出瞬时电压方程:

$$\begin{aligned} u_d + u_L &= u_2 + u_1 \\ i_d R_d + L \frac{di_d}{dt} &= u_2 - u_1 \\ i_d &= \frac{u_2 - u_1}{R_d} \end{aligned} \quad (2.6)$$

在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间, 电流 i_d 由零逐渐上升, $u_L = L \frac{di_d}{dt}$ 为正值, 在电感 L 两端电压 u_L 为上正下负, 其作用是阻止电流 i_d 的增长。此时电源 u_2 向外输出能量, 一部分在电阻 R_d 上产生 $i_d^2 R_d$, 变成热能消耗掉, 另一部分在电感 L 上产生磁能 $\frac{1}{2} L i_d^2$, 被电感 L 所储存。随着电流 i_d 的增长, 电阻压降 $i_d R_d$ 增大, 使电流 i_d 上升速度变慢, 到 $\omega t = \omega t_2$ 时, i_d 上升到最大值, $u_L = L \frac{di_d}{dt} = 0$, $i_d R_d = u_2$ 。

在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间, 电流 i_d 由最大值逐渐下降, $u_L = L \frac{di_d}{dt}$ 为负值, 电感 L 两端的电压极性为下正上负, 其作用是阻止电流下降, 使 i_d 下降速度变慢, 在此期间 L 将储存的能量放出。

在 $\omega t_2 \sim \pi$ 期间, 电源 u_2 仍为正, 而 $u_1 = L \frac{di_d}{dt}$ 为负, 其电压方程是

$$u_d = u_2 - i_d R_d - L \frac{di_d}{dt}$$

$$\text{而} \quad u_2 - L \frac{di_d}{dt} = i_d R_d$$

这说明在此期间, 电源 u 与电感 L 同时输出能量, 全部变成 $i_d^2 R_d$ 消耗掉。在 $\omega t > \pi$ 以后, 虽然 u_2 过零变负, 但只要 $|u_1| > |u_2|$, 则下正上负的电压仍使晶闸管承受正向电压而继续导通, 此时电压方程是

$$u_d - u_2 = i_d R_d + L \frac{di_d}{dt}$$

$$\text{而} \quad L \frac{di_d}{dt} - i_d R_d = u_2$$

这说明电感 L 放出的能量, 一部分反馈回电网, 另一部分消耗在电阻 R_d 上。直到 ωt_3 时, $u_L = |u_2|$, $i_d = 0$, 晶闸管关断, $u_R = i_d R_d = 0$ 。电感 L 将电流 i_d 增长过程中储存的全部能量释放出来。以后晶闸管将受反压, 仍处于阻断状态。 u_T 的波形见图 2-3 (g) 所示, 晶闸管承受的最大反压为 $u_{Tm} = \sqrt{2} U_2$ 。

在 ωt_4 时刻再次对晶闸管门极施加触发电压 U_g , 其过程与上述完全相同。

由图 2-3(c) 中 u_2 、 u_L 和 u_R 波形可见, 在 m 点前, i_L 增长, 电感 L 吸能, 吸能多少与三角形 BMA 的面积成正比。在 m 点后, i_L 下降, 电感 L 放能, 放多少与三角形 CMD 的面积成正比。从上述分析可见负载电压 u_d 与电流 i_d 波形与电阻性负载不同。由于电感 L 的作用, 使电流 i_d 的变化落后于电压 u_d 的变化, i_d 不能突变。对上述微分方程求解分析可知, 对于不同的控制角 α , 不同的负载阻抗角 $\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R_d}$, 晶闸管就会有不同的导通角 θ 。控制角 α 愈大, L 在 u_2 正半波储能愈少, 在 u_2 的负半波维持继续导通的能力愈小; 阻抗角 φ 愈大, 电感 L 储存能量愈大, 导通角 θ 就愈大, 所以电感 L 使电流 i_d 波形峰值降低, 导通时间延长, 电流 i_d 波形变得平稳, 起到“平波”作用。当 ωL 很大, 如满足 $\omega L \gg R_d$ (通常 $\omega L \gg 10R_d$) 时, 对于不同控制角 α , 导通角 θ 将接近于 $\theta = 2\pi - 2\alpha$, 如图 2-4 所示。

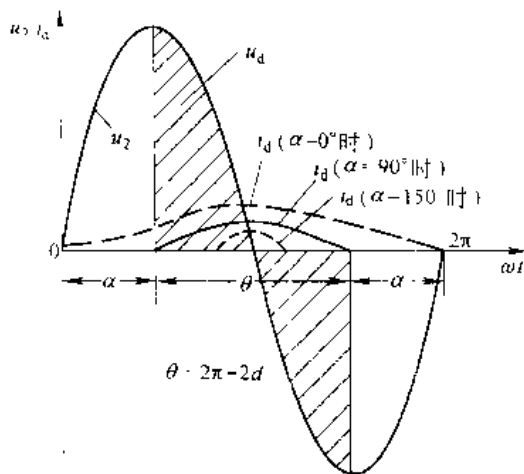


图 2-4 当 $\omega L \gg R_d$ 时不同 α 时的电压电流波形

2.1.2.2 数量关系

整流输出平均电压 U_d 的计算

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_d \cdot d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} (u_R + u_L) d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_R d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_L d(\omega t) \\ U_d &= U_{dR} + U_{dL} \end{aligned}$$

式中 U_{dR} ——负载 R_d 上的平均电压;

U_{dL} ——电感 L 两端的平均电压;

而

$$\begin{aligned} U_{dL} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_L d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} L \frac{di_d}{dt} d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \omega L di_d = \frac{\omega L}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} di_d = 0 \end{aligned} \quad (2-7)$$

所以

$$U_{dR} = U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_R d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_2 d(\omega t) \quad (2-8)$$

负载平均电流 I_d 的计算

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{U_{dR}}{R_d} \quad (2-9)$$

式(2-8)说明, 带有电感负载时, 负载电阻上电压平均值等于晶闸管导通时间内的电源电压平均值, 而电感两端的电压平均值为零。实际上因为 L 中没有电阻, 所以 u_L 中当然不存在直流电压, u_d 波形中直流成分全部降落在 R_d 上, 而 u_d 中的交流成分加在电感 L 上。

实际上, 单相半波可控整流电路用于大电感 ($\omega L \gg R_d$) 时, 不管控制角 α 如何调节, 由于有电阻 R_d 存在, 整流电压 u_d 负面积总是小于正面积, 使平均电压不为零, 有直流电流 I_d ,

才使晶闸管正常导通与关断，但平均电流 $I = \frac{U_d}{R_d}$ 很小，如不采取其它附加措施，电路无法满足输出一定平均电压和电流的要求。

2.1.3 续流二极管的作用

为了解决单相半波可控整流大电感负载时，整流电压 u_d 波形不出现负值，提高平均电压 U_d ，可在负载两端并联一只续流二极管 VD_R ，其极性如图 2-5 和图 2-6 所示。

2.1.3.1 工作原理

在 u_2 正半波的 ωt_1 时刻，对晶闸管 VT 施加触发脉冲，晶闸管立即导通，电流 i_d 上升，

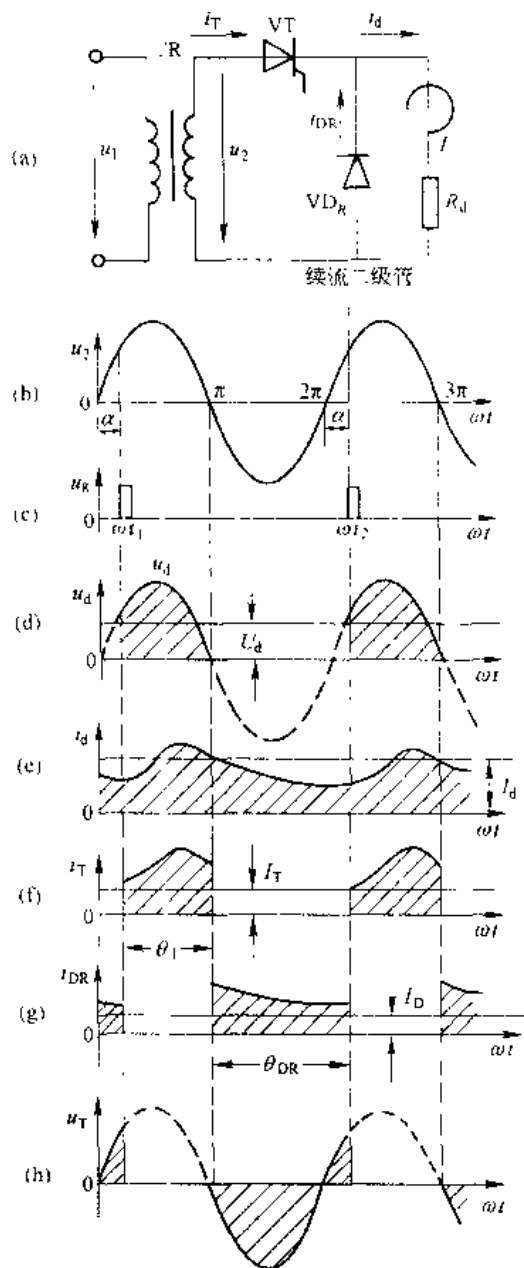


图 2-5 单相半波电感负载接续流二极管时的电压、电流波形

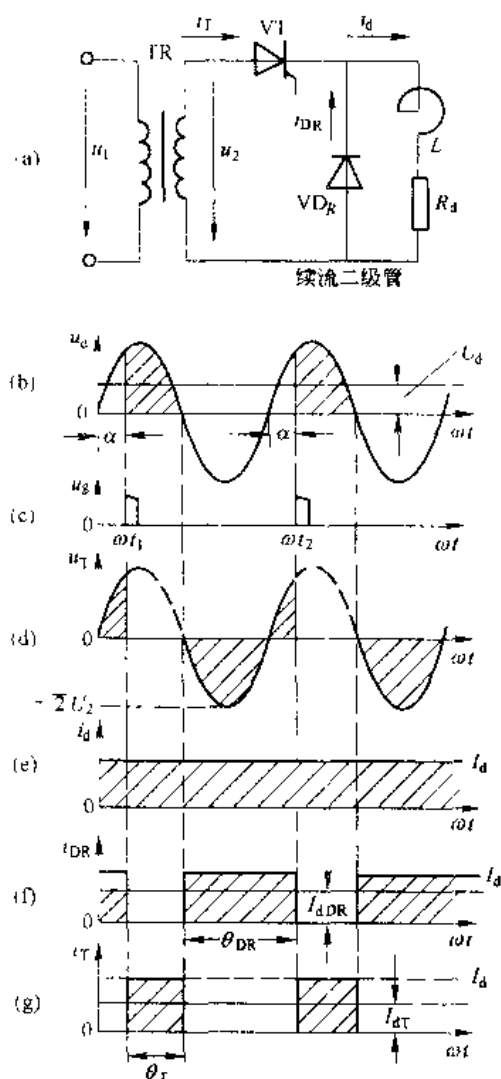


图 2-6 单相半波可控整流电路，当 $\omega L \gg R_d$ 并接有续流二极管时的电压、电流波形

VD_R 受反压而不通；负载上电压波形与不加二极管时相同。当 u_2 过 π 变负时，由于 i_a 减小，电感 L 两端产生自感电势 e_L 为下正上负，VD_R 在 e_L 作用下与负载构成导通回路，使负载电流 i_d 继续流通，故将二极管 VD_R 称为续流二极管。当 VD_R 导通时，反向的电源电压 u_2 经 VD_R 使晶闸管 VT 受反压而关断。在 VD_R 导通期间，负载两端电压 u_d 仅为 VD_R 管压降，忽略 VD_R 管压降，则 $u_d=0$ ，因而不出现负的 u_d 。从图 2-5 可以看出，加了续流二极管以后，输出直流电压 u_d 的波形与电阻负载时一样，而电流波形则完全不同。电源电压正半波时，负载电流 i_d 由电源经晶闸管 VT 供给；电源电压负半波时晶闸管 VT 关断，负载电流 i_d 由电感 L 放能经续流二极管 VD_R 续流维持，因而，负载电流由两部分构成

$$i_d = i_T + i_{DR}$$

随着电感 L 的增大，电流 i_d 波形趋于平直，当电感 L 足够大时，即 $\omega L \gg R_d$ 时，电流 i_d 的波形可看成一条直线，即 $i_d \approx I_d$ （因 $\omega L \gg R_d$ 时交流分量电流非常小，在工程上可忽略不计）。晶闸管每周期导通角为 $\theta_T = \pi - \alpha$ ；续流管每周期导通角 $\theta_{DR} = \pi + \alpha$ 。这样晶闸管电流 i_T 和续流管电流 i_{DR} 均为矩形波，如图 2-6 所示。

2.1.3.2 数量关系

由图 2-6 波形可求出下列各量：

(1) 负载两端平均电压 U_d ，平均电流 I_d 的计算

$$U_d = 0.45 U_2 \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}$$

(2) 流过晶闸管的平均电流 I_{dT} ，有效值电流 I_T 的计算

$$\begin{aligned} I_{dT} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} i_{dT}(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} I_d \theta_T \\ &= \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \end{aligned} \quad (2-10)$$

$$\begin{aligned} I_T &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \cdot I_d \\ &= \sqrt{\frac{\theta_T}{2\pi}} I_d \end{aligned} \quad (2-11)$$

同理可以求出续流二极管的平均电流 I_{dDR} 和有效值电流 I_{DR}

$$I_{dDR} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} \cdot I_d = \frac{\theta_{DR}}{2\pi} \cdot I_d \quad (2-12)$$

$$I_{DR} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} \cdot I_d = \sqrt{\frac{\theta_{DR}}{2\pi}} \cdot I_d \quad (2-13)$$

另外，晶闸管 VT 和续流管 VD_R 承受的最大正反向电压 $U_{Tm} = \sqrt{2} U_2$ 。控制角 α 的移相范围为 $\alpha = 0 \sim \pi$ 。由于大电感负载，为了保证能可靠触发，脉冲应有足够的宽度。

单相半波可控整流电路的优点是线路简单，元件少、设计调整维修方便。其缺点是带电阻负载时，负载电流脉动大，电流的波形系数 K_f 大，在同样的直流电流 I_d 时，要求晶闸

管的电流定额及变压器的视在容量 \$S\$ 大。整流变压器一次绕组中, 由于半波工作, 存在直流电流分量, 造成铁心直流磁化。为了使铁心不饱和, 必须增大铁心截面。所以单相半波可控整流电路只适用于小容量, 对装置的体积、重量等技术要求不高的场合。

例 2-2 具有续流二极管 \$VD_R\$ 的单相半波可控整流电路, 对发电机励磁绕组供电。绕组的电阻 \$R_d=5\Omega\$, 电感 \$L=0.2H\$, 励磁直流平均电流为 \$10A\$, 交流电源电压为 \$220V\$, 计算晶闸管和续流管的电流有效值。

解 $\omega L=314\times 0.2=62.8\Omega$

$$10R_d=10\times 5=50\Omega$$

所以 $\omega L>10R_d$

$$\text{又 } U_d=U_{dR}=I_dR_d=10\times 5=50V$$

$$U_d/U_2=50/220=0.227$$

查表 2-1 及图 2-2 曲线得: $\alpha=90^\circ$

由式 (2-11) 得晶闸管电流有效值:

$$I_T=\sqrt{\frac{\theta}{2\pi}}\cdot I_d=\sqrt{\frac{180^\circ-90^\circ}{360^\circ}}\times 10=0.5\times 10=5A$$

由式 (2-13) 得续流二极管电流有效值:

$$I_{DR}=\sqrt{\frac{\theta_{DR}}{2\pi}}\cdot I_T=\sqrt{\frac{180^\circ-90^\circ}{360^\circ}}\times 10=0.86\times 10=8.6A$$

2.2 单相全控桥式整流电路

单相半波可控整流电路明显的缺点是: 整流输出电压低, 电压电流脉动大, 变压器的利用率低, 输出功率小等。为了较好地满足负载的需要, 在一般中、小容量的晶闸管整流装置中, 较多地采用单相桥式可控整流电路。单相桥式可控整流电路又分为全控桥和半控桥, 根据负载性质可分为电阻性负载、电感性负载和反电势负载。本节分析单相全控桥式整流电路。

2.2.1 电阻性负载

2.2.1.1 工作原理

单相全控桥式整流电路电阻性负载时的原理图如图 2-7(a)。其中 \$VT_1\sim VT_4\$ 是四只晶闸管, \$R_d\$ 是负载电阻。该电路的特点是必须有一对晶闸管同时导通, 才能构成负载电流 \$i_d\$ 的通路。\$VT_1\$ 和 \$VT_4\$ 组成一个桥路, \$VT_2\$ 和 \$VT_3\$ 构成另一个桥路。电路中各电压、电流波形如图 2-7(b)~(g) 所示。

在 \$0\sim\omega t_1\$ 区间: 电压 \$u_2\$ 为正半波, \$a\$ 点为高电位, \$b\$ 点为低电位, 晶闸管 \$VT_1\$、\$VT_4\$ 承受正向电压, 但门极没加触发脉冲 \$U_g\$, 因而不能导通, 电路中无电流。在波形图上, \$u_d=0\$, \$i_d=0\$, \$i_T=0\$, \$u_{T1}=u_{T4}=\frac{1}{2}u_2\$ (假定晶闸管的伏安特性完全相同)。

在 \$\omega t_1\sim\pi\$ 区间: 由于在 \$\omega t_1\$ 时刻, 对 \$VT_1\$ 和 \$VT_4\$ 施加了触发脉冲 \$U_g\$, 所以, \$VT_1\$ 和 \$VT_4\$ 这一对晶闸管立即导通, 电流 \$i_d\$ 由电源 \$a\$ 端流出经 \$VT_1\rightarrow R_d\rightarrow VT_4\rightarrow u_2\$ 的 \$b\$ 端。在波形图

上, $u_{T_1} = u_T \approx 0$, $u_d = u$, $i_1 = \frac{u_1}{R_c}$, $i_{T_1} = i_{T_2} = i_a = i_2$ 。如图 2-7 的 $\omega t_1 \sim \pi$ 区间所示波形。

在 $\pi \sim \omega t_2$ 区间: 在电压 u_2 过零进入负半波时, VT_1 、 VT_4 受反压而关断, VT_2 、 VT_3 受正向电压, 但门极无触发脉冲仍处于阻断状态。因此, 在此区间 $VT_1 \sim VT_4$ 均不导通, $i_d = i_2 = 0$, VT_1 、 VT_4 承受反向电压 $u_{T_1} = u_{T_4} = -\frac{1}{2}u_2$; VT_2 、 VT_3 承受正向电压 $u_{T_2} = u_{T_3} = \frac{1}{2}u_2$, $u_d = 0$ 。

在 $\omega t_2 \sim 2\pi$ 区间: 在 ωt_2 时刻, 对 VT_1 、 VT_3 施加触发脉冲电压 U_g , VT_2 、 VT_4 立即导通, 电流 i_1 由电源 u_1 的 b 端流出经 $VT_1 \rightarrow R_c \rightarrow VT_3$ 返回电源 u_2 的 a 端, $u_{T_1} = u_{T_3} = -\frac{1}{2}u_1$, 即 u_1 负半波的反向, $i_d = \frac{u_1}{R_c}$, $i_{T_1} = i_{T_3} = i_d = -i_2$ (i_2 从 u_2 的 b 端流出), 如图 2-7 的 $\omega t_2 \sim 2\pi$ 区间所示。下一个周期工作情况完全同上述一样, 如此循环工作下去, 四只晶闸管 VT_1 、 VT_3 同时导通, VT_2 、 VT_4 同时导通, 每周期轮流导通一次, u_d 在每周期有两个波头, 是单相半波电阻负载的 u_1 的 2 倍。负载在电压 u_2 正负半波都有电流流过, 因此单相全控桥整流电路中整流变压器铁心不存在直流磁化, 利用率高。 u_d 在一个周期脉动两次。这些都是桥式可控整流电路的优点。

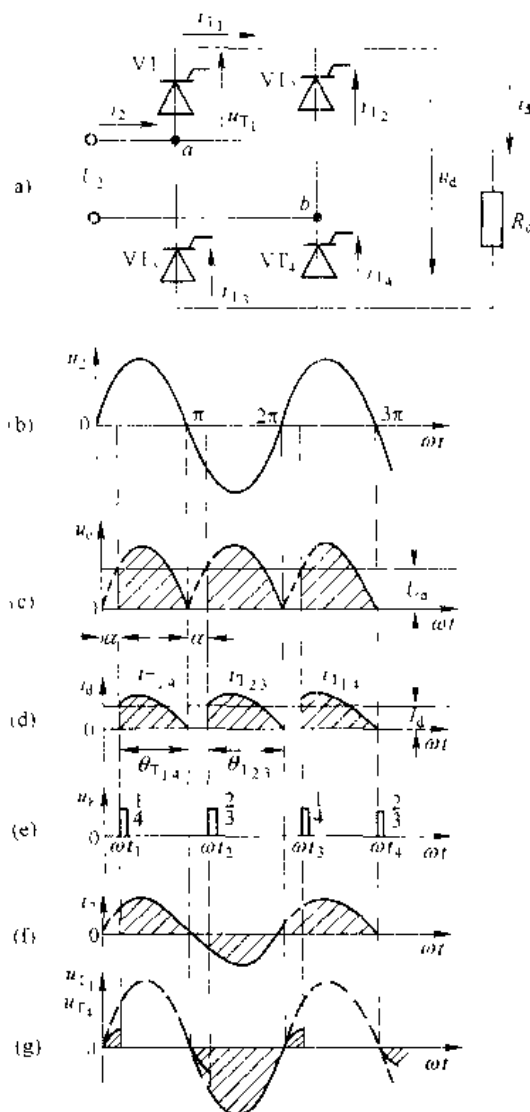


图 2-7 单相全控桥电阻性负载电路及电压电流波形

2.2.1.2 数量关系

A 整流输出平均电压 U_d 、平均电流 I_d 的计算

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$U_d = 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2-14)$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} \quad (2-15)$$

B 晶闸管平均电流 I_{dT} 、有效值电流 I_T 的计算

$$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi} i_T d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi} I_d d(\omega t) = \frac{I_d}{2} \quad (2-16)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi} i_T^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_2 \sin \omega t}{R_d} \right)^2 d(\omega t)}$$

$$I = \frac{U_1}{\sqrt{2} R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

$$I_1 = \frac{I}{R} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi}} \quad (2-17)$$

C 负载电压有效值 U 、电流有效值 I 的计算

$$U = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (\sqrt{2} U_1 \sin \omega t)^2 d(\omega t)}$$

$$= U_1 \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (2-18)$$

$$I = \frac{U}{R_1} \quad (2-19)$$

D 变压器二次绕组电流有效值 I_2 、功率因数 $\cos \varphi$ 的计算

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\sqrt{2} U_1 \sin \omega t}{R_1} \right)^2 d(\omega t)}$$

$$= \frac{U_2}{R_d} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (2-20)$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_1}{U I} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (2-21)$$

由以上计算还可得出如下关系式

$$\frac{U_d}{U_2} = 0.9 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$\frac{I_2}{I_d} = \frac{\sqrt{\pi \cdot \sin 2\alpha + 2\pi(\pi - \alpha)}}{2(1 + \cos \alpha)}$$

为了便于设计计算, 将不同控制角 α 对应的 U_d/U_2 、 I_2/I_d 、 $\cos \varphi$ 值列于表 2-2, 并绘出曲线如图 2-8 所示。

表 2-2 单相桥式全控整流电路 U_d/U_2
 I_2/I_d 、 $\cos \varphi$ 与控制角 α 的关系

控制角 α	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°
U_d/U_2	0.9	0.84	0.676	0.45	0.226	0.06	0
I_2/I_d	1.1	1.17	1.33	1.57	1.97	2.82	
$\cos \varphi$	1	0.987	0.898	0.707	0.427	0.173	0

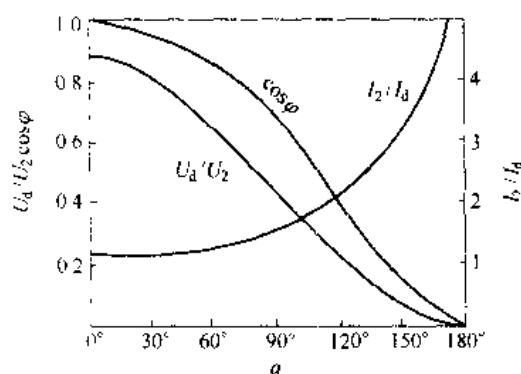


图 2-8 单相桥式全控整流电路 U_d/U_2 、
 I_2/I_d 、 $\cos \varphi$ 与控制角 α 的关系曲线

2.2.2 电感性负载

单相全控桥整流电路, 电感性负载的接线图如图 2-9 (a) 所示。如果电感较大且电流连续, 电路进入稳态工作时的电压电流波形如图 2-9 (b) ~ (e) 所示。

2.2.2.1 工作原理

当 u_2 为正半波时, 晶闸管 VT_1 、 VT_4 承受正向电压。在 ωt_1 时刻对晶闸管 VT_1 和 VT_4 同时施加触发脉冲电压 U_{g1} 和 U_{g4} , VT_1 和 VT_4 同时导通。如在 ωt_1 时的起始电流 $i_{on} = i_d$, 电流 i_d 在此基础开始逐渐上升, 整流电压 $u_d = u_2$, $i_{T1} = i_{T4} = i_d$, 波形如图 2-9 (c)、(d) 所示。当电压 u_2 过零进入负半波时, 由于 i_d 处于下降阶段, 因而在电感 L 上产生自感电势 e_L 为上负下正, 使晶闸管 VT_1 和 VT_4 在 e_L 作用下, 仍受正向电压而继续导通, $u_d = u_2$ 整流电压 u_d 出现负值, 见图 2-9 (c) 中 $\pi \sim \omega t_2$ 区间波形。在 ωt_2 时刻, 对晶闸管 VT_2 和 VT_3 同时施加触发脉冲 U_{g2} 和 U_{g3} , 使 VT_2 和 VT_3 同时导通, 同时使 VT_1 和 VT_4 受反压而关断。负载电流 i_d 由 VT_1 和 VT_4 换到 VT_2 和 VT_3 , 这个过程叫换流。换流后整流电流 $i_d = i_{T2} = i_{T3}$, 整流电压 $u_d = -u_2$ (即为 u_2 负半波的反向, 见图 2-9 $\omega t_2 \sim 2\pi$ 区间波形)。到第二个周期的 $\omega t_3 = 2\pi + \alpha$ 时刻, VT_1 和 VT_4 又得到触发, 重复上述过程, 如此循环下去。电路稳态工作时换流的起始值 I_{on} 和终了值 I_{of} 相等, 如图 2-9 (d) 所示。在 i_d 上升时电感 L 储能, i_d 下降时电感 L 放能, 在每个周期内电感的储能和放能相等, 电感 L 两端电压 $u_L = u_d - u_R$, 如图 2-9 (e) 所示。电路起动过程电流的波形如图 2-9 (f) 所示。

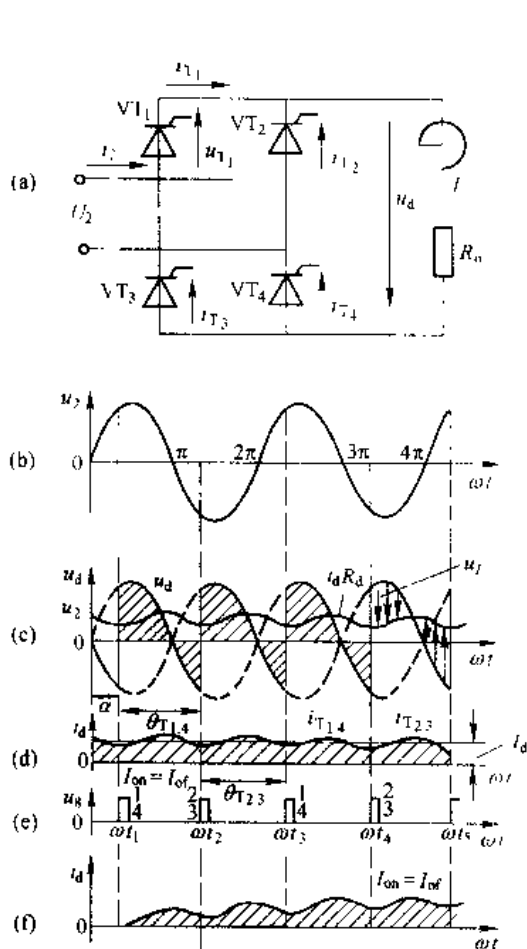


图 2-9 单相全控桥式整流电路电感性负载、稳态工作及电流建立过程

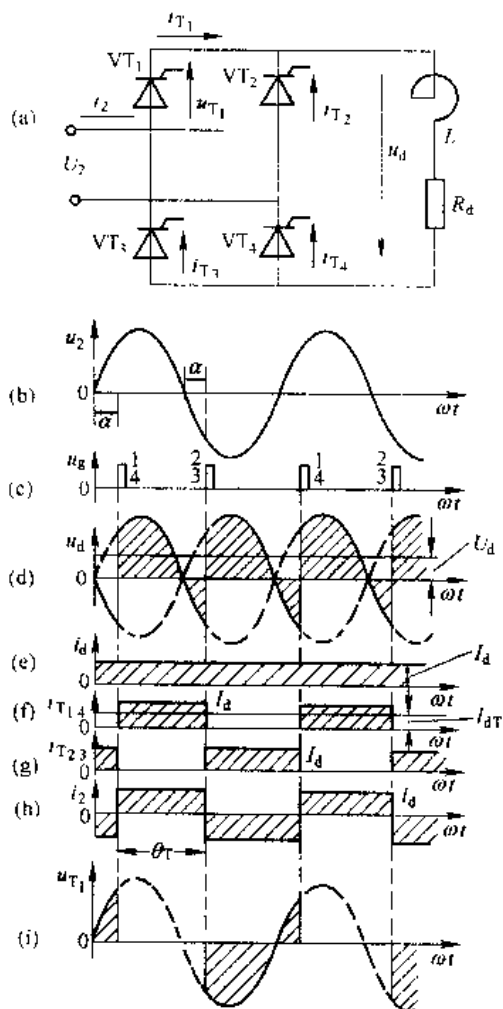


图 2-10 $\omega L \gg R_d$ 时的整流电压、电流波形

如果电路参数 $\omega L \gg R_d$, 电流波形可以看成是一条和坐标横轴平行的直线, $i_d \approx I_d$, 如图 2-10 所示。

当 $\alpha > 90^\circ$ 时, 整流电压 u_d 和整流电流 i_d 波形出现间断, 如图 2-11 所示。

2.2.2.2 数量关系

当电感足够大, 满足 $\omega L \gg R_d$ 时, i_d 看成一条直线时, 数量关系的计算应按图 2-10 波形进行。

A 整流平均电压 U_d 、平均电流 I_d 的计算

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 0.9 U_2 \cos \alpha \quad (2.22)$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} \quad (2.23)$$

由式 (2.22) 可知, 当 $\alpha = 90^\circ$ 时, $U_d = 0$ 。因此, 对于大电感负载的单相全控桥整流电路, 电流 i_d 连续时的移相范围为 $\alpha = 0^\circ \sim 90^\circ$ 。

B 晶闸管的平均电流 I_{dT} 、有效值电流 I_T 的计算

$$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d d(\omega t) = \frac{I_d}{2} \quad (2.24)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d(\omega t)} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \quad (2.25)$$

C 变压器二次绕组的有效值电流 I_2 的计算

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d(\omega t)} = I_d = \sqrt{2} I_T \quad (2.26)$$

2.2.3 反电势负载

充电蓄电池、直流电动机等负载本身具有一定的直流电动势, 对于晶闸管整流电路来说, 是一种反电势性质的负载。现以直流电动机负载为例来分析单相全控桥反电势负载整流电路的工作原理及数量关系, 如图 2-12 所示。

图中 E_M 是直流电动机稳定运行时的反电势, $E_M = C_e \phi n$, 在 n 为常数时, E_M 就是定值; R_M 是电枢电阻, L_M 是电枢电感, 其数值很小, 在分析电路时暂不考虑。图中 R_d 包含 R_M 。

2.2.3.1 回路电感为零时工作原理

在图 2-12 所示电路中, 只有当 $u_2 > E_M$ 时, 晶闸管受正向电压, 门极施加触发, 晶闸管才能导通。当 $u_2 < E_M$ 时, 即使门极加触发也不能导通。在 u_2 正半波的 ωt_1 时刻, $u_2 > E_M$, 对晶闸管 VT₁ 和 VT₄ 同时施加触发电压 U_{T1} 和 U_{T4} , VT₁ 和 VT₄ 同时导通, 此时 $i_d = \frac{u_d - E_M}{R_d} = \frac{u_2 - E_M}{R_d}$, $u_d = u_2$ 。波形如图 2-12 (b)、(c) 所示。在 ωt_2 时刻 $u_2 = E_M$, ωt_2 以后 $u_2 < E_M$,

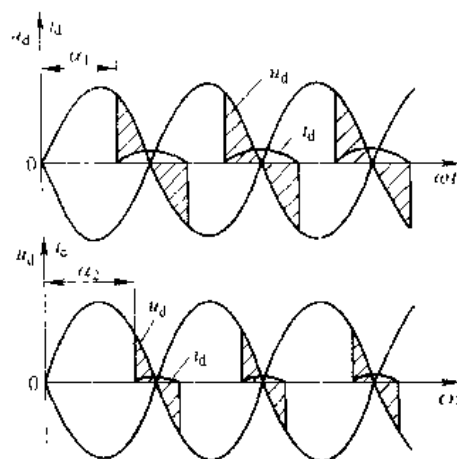


图 2-1 单相全控桥式整流电路, 大感性负载、 $\alpha > 90^\circ$ 时电压电流波形

VT₁ 和 VT₃ 受反压为 $(E_M - u_-)$ 而关断, $i_d = 0$, $u_d = E_M$ 。在 u_2 负半波的 ωt_4 时刻, 晶闸管 VT₂ 和 VT₄ 承受正向电压, 对 VT₂ 和 VT₄ 同时加触发电压 U_{t2} 和 U_{t4} , 则 VT₂ 和 VT₄ 同时导通, 整流电压 u_d 为 u_2 负半波在此区间的反号, $i_d = \frac{u_d - E_M}{R_d}$ 。在 ωt_4 时刻 $u_d = E_M$, VT₂ 和 VT₄ 关断, 在下一周期的 ωt_5 时刻 VT₁ 和 VT₃ 再次导通, 如此循环下去。由图 2-12 的 i_d 波形可见, i_d 突跳、断续, 而 u_d 为晶闸管导通期间的 u_2 , 在晶闸管关断时 u_d 为 E_M 。

电源电压 u_2 由零升到 E_M 值的电角度, 称为停止导电角 δ :

$$\delta = \arcsin \frac{E_M}{\sqrt{2}U_2} \quad (2-27)$$

由式 (2-27) 可以看出, 当 $\sqrt{2}U_2$ 一定时, E_M 愈大, δ 就愈大, 导通角 $\theta_1 = (\pi - \alpha - \delta)$ 愈小, i_d 波形的底部愈窄。整流平均电流 I_d 与瞬时电流 i_d 所包围的面积成正比, 当 I_d 增加时, 由于 θ_1 小, 则 i_d 的峰值就得高。这样对晶闸管工作不利, 并且会引起直流电动机的换向火花。

另一方面如果平均电流 I_d 变化时, E_M 将产生显著的变化, 也就使电机转速 n 变化很大, 将使电动机机械特性变软。为了克服上述缺点, 一般在负载回路中要串入一个平波电抗器 L , 如图 2-13 所示。

2.2.3.2 电感足够大、具有续流管的反电势负载电路

A 工作原理

在 u_2 正半波的 ωt_1 时刻, 对晶闸管 VT₁ 和 VT₃ 同时施加触发电压 U_{t1} 和 U_{t3} , 则 VT₁ 和 VT₃ 同时导通, 而续流二极管 VD_K 受反压不通, 电流 i_d 由电压 u_2 的 a 端流出经 VT₁ → L → 电枢 → R_d → VT₄ 返回电压 u_- 的 b 端。此时, 电路电压方程为

$$\begin{aligned} u_d &= u_2 = E_M + u_{dR} + u_L \\ u_d - u_2 &= Ce\phi n + i_d R_d + L \frac{di_d}{dt} \end{aligned} \quad (2-28)$$

式 (2-28) 中, 各电压波形如图 2-13 (b) 所示。在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 区间: ωt_1 时刻, VT₁ 和 VT₃ 触发导通, $u_2 > E_M$, 电流 i_d 上升, u_L 为左正右负, $u_L = L \frac{di_d}{dt}$, 电感 L 储能, R_d 消耗能量, 电动机吸收能量电动运行, 这三部分能量来自电源 u_2 。在 ωt_2 时刻, $u_d = u_2 = E_M + u_{dR}$, $i_d = i_{dm}$ 即电流 i_d 的峰值, $u_L = L \frac{di_d}{dt} = 0$, 此时电感 L 既不储能也不放能, R_d 消耗能量最大, 电机仍为电动运行。在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 区间: $u_2 < E_M + u_{dR}$, 电流 i_d 下降, $u_L = L \frac{di_d}{dt}$ 极性反向, 为左

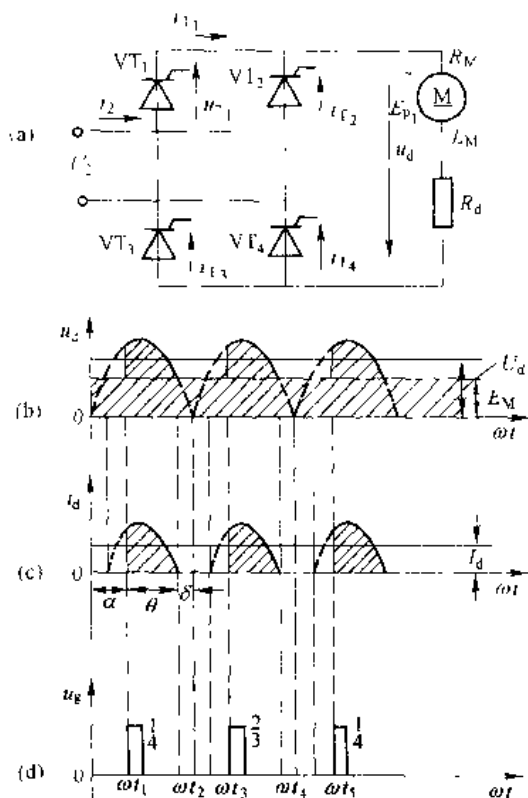


图 2-12 单相桥式全控整流电路、反电势负载, $L=0$ 时电压、电流波形

负为正, 电压方程为 $u = -u_L = E_M + i_d R_d$ 。晶闸管 VT_1 和 VT_4 在 u_2 和 u_1 共同作用下仍受正向电压而继续导通, 电源 u_1 和电感 L 同时供出能量, 为电机和电阻所消耗。在 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 区间: ωt_3 时刻 $u_2 = 0$, 然后 u_2 过零进入负半波, 电流 i_d 经续流二极管 VD_R 构成回路续流, VD_R 导通后晶闸管 VT_1 和 VT_4 受反向电压而关断。此时, $u_1 = E_M + i_d R_d$, 忽略 VD_R 管压降则 $u_d \approx 0$ 。电感 L 放能, 供电机和电阻消耗。若电路中没有续流二极管 VD_R 或续流管 VD_R 不导通, 电流 i_d 则流经 $VT_4 \rightarrow u_1 \rightarrow VT_1$, 整流电压 u_d 便会出现负值, 使整流平均电压 U_d , 平均电流 I_d 下降。从这里可以看出续流二极管 VD_R 的作用。在 ωt_4 时刻, 对晶闸管 VT_2 和 VT_3 施加触发脉冲电压 U_{g_2} 和 U_{g_3} , 使 VT_2 和 VT_3 同时导通, 续流管 VD_R 受反压而关断, 电流 i_d 从电源 u_2 的 b 端流出经 $VT_2 \rightarrow L \rightarrow$ 电枢 $\rightarrow R_d \rightarrow VT_3 \rightarrow$ 返回电源 u_1 的 a 端, 在 ωt_4 时刻 $u_2 > E_M + i_d R_d$, 电流 i_d 上升, 如果电流 $I_{bm} = I_{dL}$, 则表示电路进入稳定运行。

B 数量关系

a 整流平均电压 U_d 、平均电流 I_d 的计算

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_d d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} u_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \end{aligned} \quad (2-29)$$

而

$$\begin{aligned} U_d &= E_M + I_d R_d \\ I_d &= \frac{U_d - E_M}{R_d} \end{aligned} \quad (2-30)$$

b 晶闸管平均电流 I_{dT} 、有效值电流 I_T 的计算 从图 2-13(d) 可见, $i_d \approx I_d, \theta_T = \pi - \alpha$

$$I_{dT} = \frac{\theta_T}{2\pi} \cdot I_d = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \cdot I_d \quad (2-31)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \cdot I_d \quad (2-32)$$

c 续流管 VD_R 的平均电流 I_{dDR} 、有效值电流 I_{DR} 计算

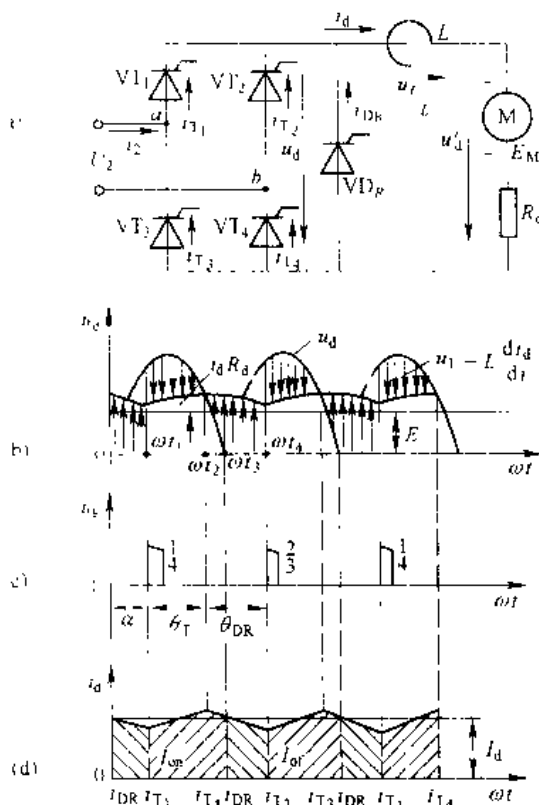


图 2-13 有续流管时电压电流波形

$$I_{dDR} = \frac{\theta_{DR}}{2\pi} \cdot I_d \quad (2.33)$$

而 $\theta_{DR} = 2\alpha$, 见图 2-13 波形

$$I_{dDR} = \frac{\alpha}{\pi} \cdot I_d \quad (2.31)$$

$$I_{DR} = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot I_d \quad (2.35)$$

2.2.3.3 有续流管 VD_R 、回路电感较小（或负载较小）反电势负载电路

反电势负载电路，在回路电感较小或负载很小时，整流电流 i_d 会因 L 储能少，维持能力弱， i_d 出现断续，如图 2-14 所示。

在 ωt_1 时刻，同时触发 VT_1 和 VT_2 使其导通， $u_d = u_2 > E_M$ ， i_d 上升 L 储能。到 ωt_2 时刻， $u_d = u_2 = E_M + i_d R_d$ ， $u_L = L \frac{di_d}{dt} = 0$ ，过了 ωt_2 时刻， i_d 下降 u_L 变极性为左负右正， L 放能。 $\omega t = \pi$ 时，在 u_L 作用下， L 继续放能，续流管开始导通续流，直至 ωt_3 为止， $\pi \sim \omega t_3$ 区间， $u_d = 0$ ， $i_d = i_{DR}$ ，晶闸管全关断。当 ωt_3 时 i_d 下降到零， L 能量放完。 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 区间， $i_d = 0$ ， $u_d = E_M$ 。在 ωt_4 时刻同时触发 VT_2 和 VT_3 ，使 VT_2 和 VT_3 同时导通，过程同前。 $u_L = u_2 - E_M - i_d R_d$ ，见图 2-14 (e)

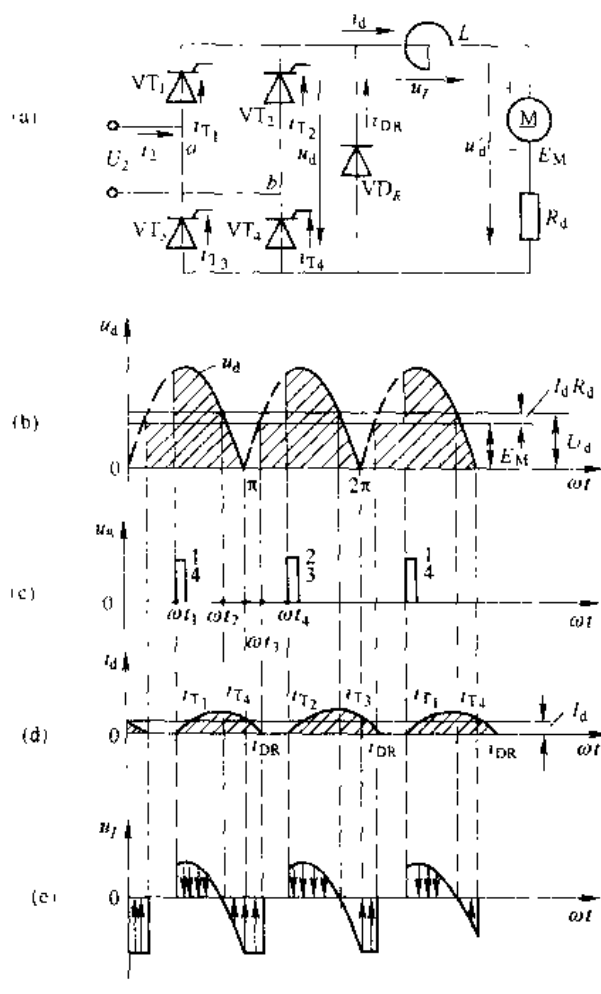


图 2-14 单相全控桥电机负载，有续流二极管，电流间断时电压、电流波形

2.3 单相半控桥式整流电路

在整流电路中采用晶闸管，是为了利用它控制导通的时刻和电流流通的路径。上节介绍的单相全控桥式整流电路中，负载电流同时流过一个桥路中的两个晶闸管。如果只为了整流而对控制特性无特殊要求，每个桥路中只要有一个晶闸管就能控制导通的时刻，另一个采用不可控的整流二极管以限定电流的路径，这样就组成了单相半控桥式整流电路。单相半控桥式整流电路电阻性负载时，工作原理及电压电流波形与全控桥没有什么区别，所不同的是半控桥式整流电路每半周只要求触发一只晶闸管，而不是同时触发两只晶闸管。本节主要介绍大电感负载和反电势负载的单相半控桥式整流电路。

2.3.1 电感性负载

单相半控桥式整流电路，大电感负载时的电路及电压、电流波形如图 2-15 所示。图中 VD_1 和 VD_2 是两只整流二极管。

2.3.1.1 工作原理

在图 2-15 (a) 电路中, 当 u_2 为正半波时, a 点高电位, b 点低电位, VT_1 和 VD_2 承受正向电压, 电路是否有电流 i_d 由晶闸管 VT_1 控制。当 u_2 为负半波时, b 点高电位, a 点低电位, VT_1 和 VD_1 承受正向电压, 电路是否有电流 i_d 由晶闸管 VT_2 控制。 VD_1 和 VD_2 只要承受正向电压便可以导通。

在电压 u_2 正半波的 ωt_1 时刻, VT_1 触发导通, 同时 VD_2 也导通, 电流 i_d 从电压 u_2 的 a 端流出经 $VT_1 \rightarrow L \rightarrow R_d \rightarrow VD_2$ 返回电压 u_2 的 b 端。在 $\omega t_1 \sim \pi$ 区间, $u_d = u_2$, $u_{VT_1} = 0$, $i_{VT_1} = i_d$, $i_{VD_2} = -i_d$ 。当电感足够大时, 电流波形可看成是一条平行横轴的直线。在 $\omega t = \pi$ 时刻, $u_2 = 0$, u_d 过零进入负半波, 由于 i_d 的下降, 在电感 L 两端产生一负正的自感电势 e_L , 在 e_L 作用下, VT_1 经 VD_1 承受正向电压, 电流 i_d 经 VT_1 和 VD_1 自然续流, 而 VD_2 受反压而关断。在 $\pi \sim \omega t_2$ 区间, 由于自然续流忽略 VT_1 和 VD_1 管压降, 则 $u_d \approx 0$, $u_{VT_1} = 0$, $i_{VT_1} = i_d$, 而 $i_2 = 0$ 。

在电压 u_2 负半波的 ωt_2 时刻, VT_2 触发导通, 同时 VD_1 仍导通, 电流 i_d 从电压 u_2 的 b 点流出经 $VT_2 \rightarrow L \rightarrow R_d \rightarrow VD_1$ 返回电压 u_2 的 a 端。在 $\omega t_2 \sim 2\pi$ 区间, 整流电压 u_d 为 u_2 负半波的反向。 VT_1 因 VT_2 导通而承受反压关断, $u_{VT_1} = -u_2$, $i_{VT_1} = i_{D1} = i_d = -i_2$, i_2 即反向。在 $\omega t = 2\pi$ 时刻, $u_2 = 0$, 在 $2\pi \sim \omega t_3$ 区间, 电流 i_d 经 VT_2 和 VD_2 续流, $i_{VT_2} = i_{D2} = i_d$, $i_2 = 0$, $u_d \approx 0$, $u_{VT_2} = 0$, $u_{VD_2} = -u_2$ 。在 ωt_3 时刻再次触发 VT_1 , 重复上述过程。

从上述分析及图 2-15 电压、电流波形可见, 晶闸管 VT_1 和 VT_2 在触发时换流, 二极管 VD_1 和 VD_2 在电压 u_2 过零时自动换流。在电压 u_2 由正变负时, VT_1 和 VD_1 自然续流; 在电压 u_2 由负变正时, VT_2 和 VD_2 自然续流, 续流期间 $u_d = 0$ 。所以, 单相半控桥式整流电路, 整流电压 u_d 与电阻性负载时的 U_d 一样, 不会出现负值。

2.3.1.2 “失控现象”的分析

如果在电路已进入稳定工作时, 突然把控制角 α 增大到 180° 或突然切断触发脉冲, 会发生正在导通的晶闸管一直导通, 而另一只晶闸管将无法导通, 两只整流二极管 VD_1 和 VD_2 轮流导通的现象, 称此现象为“失控现象”。失控现象出现后, 整流电压 u_d 的波形如同 $\alpha = 0^\circ$ 的单相半波电阻性负载时的 u_d 一样, 见图 2-16 中 $\omega t_1 \sim \omega t_4$ 区间 u_d 波形, 其平均电压

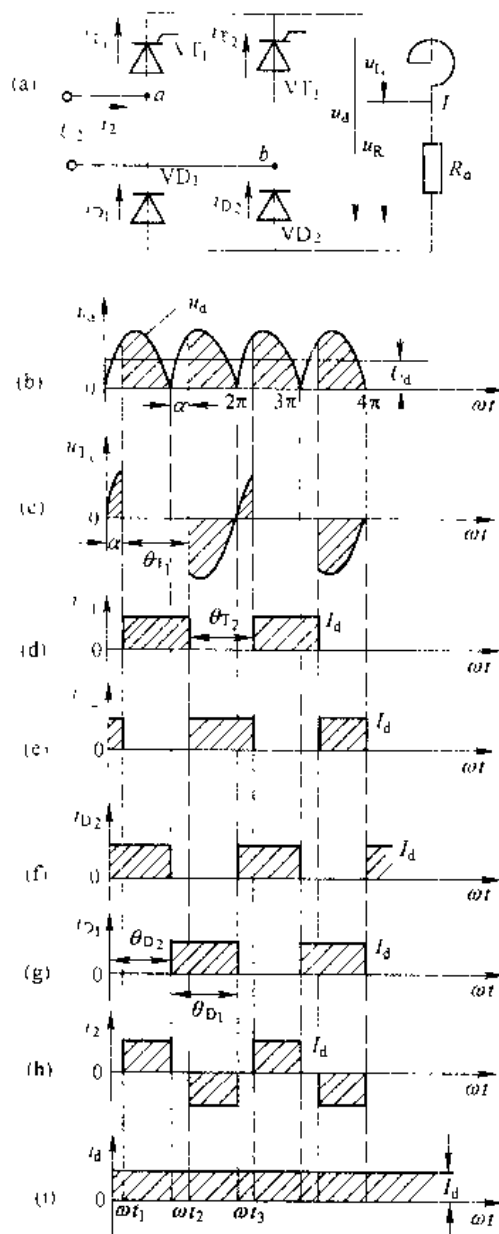


图 2-15 单相半控桥式整流电路、电感性负载, $\omega L \gg R_d$ 时电压、电流波形

$$U_d = 0.45 U_2。$$

在图 2-16 中, ωt_2 时刻以前, 电路正常运行, 属于单相半控桥整流电感足够大的状况。在 ωt_2 时刻, 如果突然失去脉冲, 或 $\alpha > \pi$, 在续流的 VT_1 和 VD_1 将继续续流直到 $\omega t = 3\pi$ 。电压 u_2 过零变正, VT_2 和 VD_2 又承受正压导通, $u_d = u_2$ 直到 $\omega t = 4\pi$ 。当电压 u_2 过零变负, VD_2 关断, VT_1 和 VD_1 又进行续流, $u_d = 0$ 重复上述过程。这样 VT_1 将一直导通, VT_2 将一直关断, 失去对 VT_1 和 VT_2 的控制, VD_1 和 VD_2 轮流配合 VT_1 导通。失控区间, 导通晶闸管两端电压 $u_T = 0$, 关断晶闸管两端电压 $u_1 = u_2$ 。

由于半控桥式整流电路, 在大电感负载时, 存在失控现象, 因此在 R/L 负载时, 不能快速使 $U_d = 0$; 在 R_d-E-L 负载时, 电机将无法快速停车。为了防止失控现象的发生, 单相半控桥式整流电路, 采取在负载两端并联一只续流二极管 VD_R , 如图 2-17 所示。

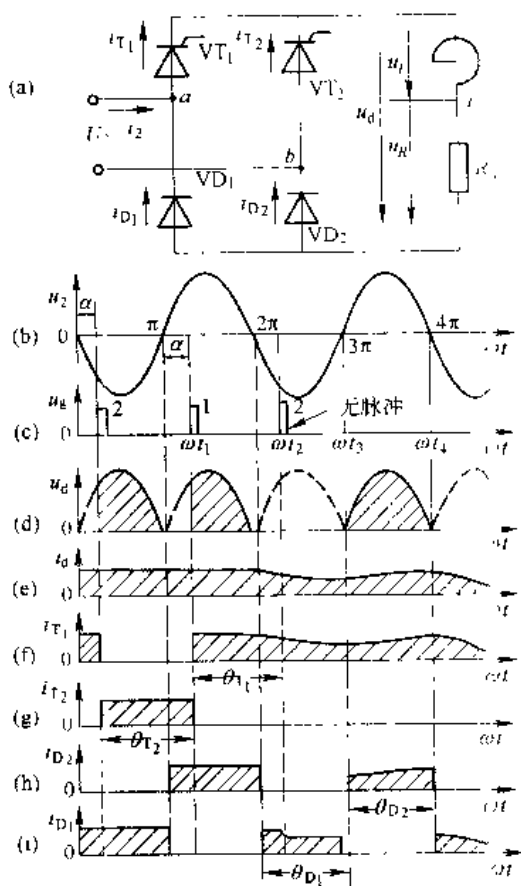


图 2-16 单相半控桥整流电路, 大电感负载, 失控时电压波形

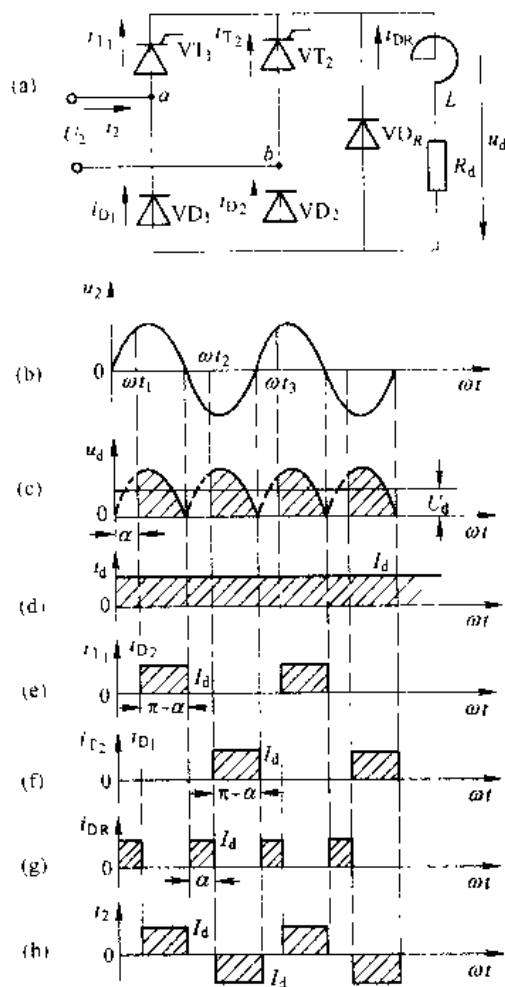


图 2-17 具有续流管的单相桥式半控整流电路及电压电流波形

续流二极管 VD_R 的作用是替代 VT_1 和 VD_1 或 VT_2 和 VD_2 进行续流。在续流期间 VT_1 和 VD_1 或 VT_2 和 VD_2 由于 VD_R 导通而关断, 晶闸管 VT_1 和 VT_2 恢复阻断能力。当其受到正向电压而没有加触发脉冲时, 晶闸管将不会再导通。这就防止了失控现象的发生。

2.3.1.3 数量关系

具有续流二极管的单相半控桥式整流电路大电感负载时, 即 $\omega L \gg R_d$ 时, 各参量间的数量关系, 应按图 2-17 波形计算。

A 整流平均电压 U_d 、平均电流 I_d 的计算

$$U_d = 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (2-36)$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (2-37)$$

B 晶闸管平均电流 I_{dT} 、有效值电流 I_T 的计算

$$I_{dT} = \frac{\theta_T}{2\pi} \cdot I_d = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \cdot I_d \quad (2-38)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} \cdot I_d \quad (2-39)$$

由于整流二极管 VD_1 和 VD_2 与晶闸管流过同样大小的电流和相同的 $\theta_D = \theta_T$ 导通时间, 故整流二极管 VD_1 和 VD_2 的平均电流和有效值电流为下式:

$$\text{平均值} \quad I_{d1} = I_{d2} = I_{dT}$$

$$\text{有效值} \quad I_{T1} = I_{T2} = I_T$$

C 续流二极管 VD_R 的平均电流 I_{dTR} 、有效值电流 I_{TR} 的计算

$$\begin{aligned} I_{dTR} &= \frac{\theta_{DR}}{\pi} \cdot I_d \quad \theta_{DR} \text{ 为 } VD_R \text{ 的导通角, } \theta_{DR} = \alpha; \\ &= \frac{\alpha}{\pi} \cdot I_d \end{aligned} \quad (2-40)$$

$$I_{TR} = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cdot I_d \quad (2-41)$$

D 晶闸管承受反向峰压 U_{1m} 、续流管承受反向峰压 U_{DRM}

$$U_{1m} = \sqrt{2} U_2$$

$$U_{DRM} = \sqrt{2} U_2$$

例 2.3 有一大电感负载采用单相半控桥式有续流二极管的整流电路供电, 负载电阻为 5Ω , 输入电压 $220V$, 晶闸管控制角 $\alpha = 60^\circ$, 求流过晶闸管、续流管的电流平均值及有效值。

解 整流输出电压平均值为

$$U_d = 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 0.9 \times 220 \times \frac{1 + \cos 60^\circ}{2} = 149V$$

负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{149}{5} \approx 30A$$

晶闸管电流平均值、有效值为

$$I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} \cdot I_d = \frac{\pi - \frac{\pi}{3}}{2\pi} \times 30 = 15A$$

$$I_L = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \quad I_d = \sqrt{\frac{\pi - \frac{\pi}{3}}{2\pi}} \times 30 = 17.3 \text{ A}$$

续流二极管的电流平均值、有效值为

$$I_{DR} = \frac{\alpha}{\pi} \quad I_d = \frac{\pi/3}{\pi} \times 30 = 10 \text{ A}$$

$$I_{OR} = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \quad I_d = \sqrt{\frac{\pi/3}{\pi}} \times 30 = 17.3 \text{ A}$$

2.3.1.4 晶闸管串联的单相半控桥式整流电路

单相半控桥式整流电路中的两只晶闸管，也可以串联在同一桥臂上，另一桥臂上串联两只整流二极管，如图 2-18 所示。

该电路的优点是串联的两个二极管除整流作用外，还可代替续流管续流，因此不外接续流二极管，电路也不会出现失控现象。但这种电路的二极管负担增加，又由于两只晶闸管的阴极没有公共点，要求触发电路中的脉冲输出变压器的两个次级绕组互相绝缘，并能承受交流电压的峰值。

图 2-18 所示的流过 VT_1 、 VT_2 的电流波形与图 2-17 相同，但 VD_1 、 VD_2 导通时间变长了，其平均值电流和有效值电流分别为：

$$I_{aD} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} \cdot I_d \quad (2.42)$$

$$I_b = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} \cdot I_d \quad (2.43)$$

2.3.2 反电势负载

由于单相半控桥式电路具有线路简单、经济、可靠等优点，因而在蓄电池充电和不可逆电力拖动直流调速系统中得到了广泛的应用。现以直流电动机负载为例分析单相半控桥式整流电路，反电势负载时的工作情况。如图 2-19 所示。

图 2-19 (a) 电路中，为了使整流电流 i_d 平稳，延长晶闸管的导通时间，在电路中人为地串入了平波电抗器 L ，为了防止单相半控桥式电感性负载出现失控，在负载两端并联了续流二极管 VD_R 。图 2-19 (b)、(c)、

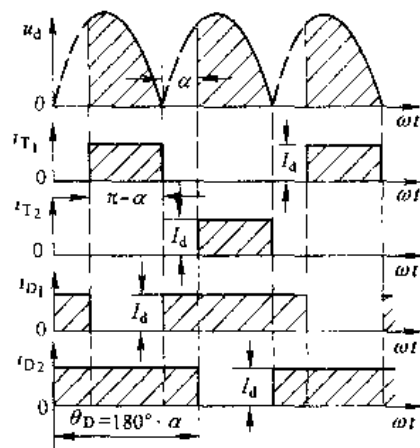
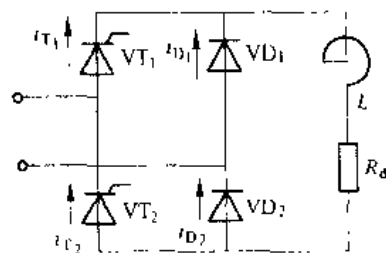


图 2-18 晶闸管串联的单相半控桥式整流电路及其电流电压波形

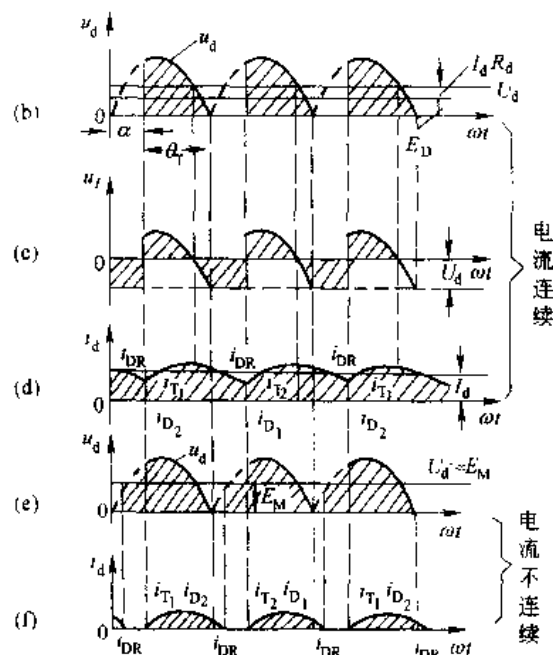
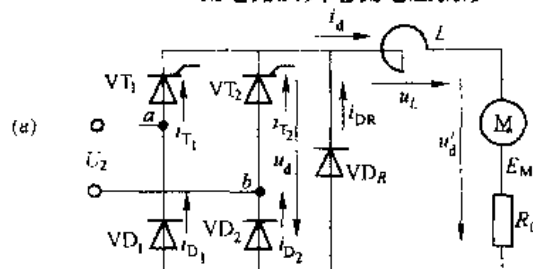


图 2-19 反电势负载单相桥式电路的接线及波形

(d) 中画出了电流 i_d 连续时 u_{T1} 、 u_{T2} 、 u_{T3} 、 i_{T1} 、 i_{T2} 、 i_{T3} 的波形。

当电机负载减轻时, 负载电流相应减小, 如果 L 不够大, 当负载电流减小至某一定值时, 便会出现电流 i_d 波形断续, 如图 2-11 (e)、(f) 所示。这是由于 L 储存的能量不足以维持到下一次晶闸管导通, 续流管 VD_k 中的续流就降低为零了。为了在电机最轻负载 ($I_d = 10\% I_N$) 时, 保证电流 i_d 连续, 应依据 $I_d = I_{\min}$ 时来选择电抗器的电感量。

2.4 三相半波可控整流电路

单相可控整流电路简单, 制造容易, 调整和维护都比较方便, 但整流后直流电压的纹波因数较大, 脉动频率低。如欲改善电流波形, 需要加入电感量较大的电抗器。这一方面增加了设备的复杂程度, 同时也增加了设备造价。另外单相可控整流电路只利用了三相电网中的一相, 如果装置的负载容量较大, 将会破坏三相电网的平衡供电, 因而只适用于小功率场合。一般在负载容量超过 4kW 以上, 要求直流电压脉动较小场合, 应采用三相整流电路。

三相可控整流电路的类型很多, 包括三相半波 (三相零式)、三相全控桥式、三相半控桥式、双反星形电路以及由此发展起来、适用于大功率的十二相整流电路等。但三相半波是最基本的组成形式, 其他电路都可以看成是三相半波电路以不同方式串联或并联的组合, 下面重点剖析这种电路。

三相半波整流电路如图 2-20 (a) 所示, 一般整流变压器原边接成三角形, 使其三次谐波能够通过, 并消除 $3n$ 次谐波的影响。而整流变压器副边为了得到零线, 必须接成星形, 每相上串一个晶闸管, 三相晶闸管的阴极连在一起经负载与变压器中点相接, 这种接法叫共阴极接法。这种线路对触发电路公共线安排比较方便, 所以得到广泛应用。

2.4.1 电阻性负载

图 2-20 (b) 是相电压波形, 在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间, U 相电压比 V、W 相都高, 如果在 ωt_1 时刻触发晶闸管 VT_1 , 则 VT_1 受正压导通, 负载上得到 U 相电压。在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间, V 相电压最高, 在 ωt_2 时刻触发 VT_2 可使之导通。此时 VT_1 因受反压而关断, 负载上得到 V 相电压。在 ωt_3 时刻触发 VT_3 , VT_3 受正压导通, 同时使 VT_2 关断, 负载上得到 W 相电压。到 ωt_4 时刻又触发 VT_1 ……。各晶闸管按同样的规律依次导通并关断前面一个已导通的晶闸管 [图 2-20 (c)]。输出的整流电压是一个脉动的直流电压, 如图 2-20 (d) 中的 u_d 。它是三相交流电压正半周的

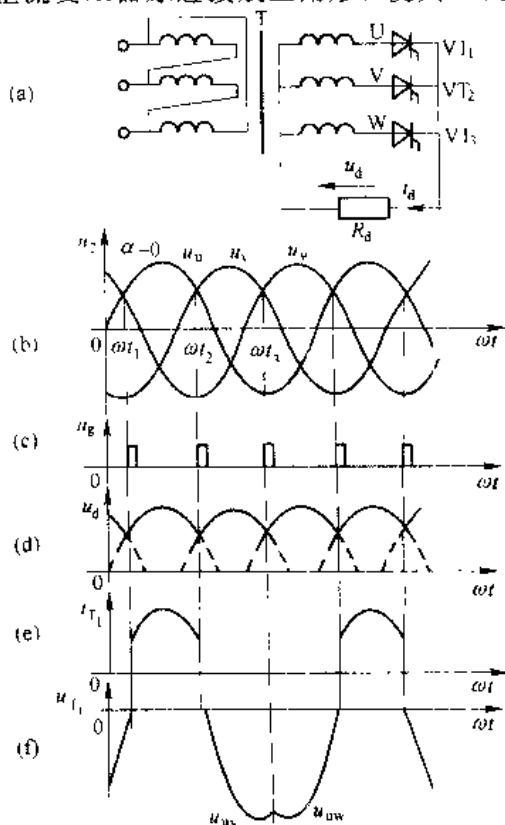


图 2-20 三相半波共阴极可控整流电路, 电阻性负载、 $\alpha=0^\circ$ 时电压、电流波形

包络线。在一个周期内整流电压有三次脉动, 因此脉动的最低频率为 $3 \times 50\text{Hz} = 150\text{Hz}$ 。

如果在整个周期晶闸管都有触发脉冲, 那么根据晶闸管受正压加触发即导通的特性, 每到相电压的交点处 $\omega t_1, \omega t_2, \omega t_3, \dots$ 就会出现受正压的晶闸管导通而前一个晶闸管自然被关断。从负载 R_d 来看, 整流电路由某一相供电改为由另一相供电, 故称换相。由于在这些点的换相是自然进行的, 所以称这些点为自然换相点或自然换流点。把它作为计算控制角 α 的起点。需要注意的是, 三相半波整流电路的自然换相点与单相电路不同, 它不是在正弦电压的坐标零点, 在画波形图时必须加以区分。

由于 3 个晶闸管自然换相点互差 120° , 所以施加触发脉冲也必须互差 120° , 脉冲顺序与电源相序相同, 即按 $\text{VT}_1 \rightarrow \text{VT}_2 \rightarrow \text{VT}_3 \rightarrow \text{VT}_1$ 安排。

图 2-20 (e) 是变压器绕组和晶闸管中的电流波形, 各组电流波形相同, 只是相差 120° 的相位。可以看出变压器绕组中通过的是直流脉动电流, 其平均值为 I_d 。

图 2-20 (f) 是 U 相晶闸管 VT_1 承受的电压波形, 它可以分成三部分:

(1) $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间, VT_1 导通, $u_{\text{VT}_1} = 0$, 波形与横轴重合。

(2) $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间, VT_2 导通, VT_1 承受的电压是 U 相和 V 相的电位差, 即线电压 u_{UV} ($u_{\text{UV}} = u_{\text{U}} - u_{\text{V}}$)。

(3) $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间, VT_3 导通, VT_1 承受的电压是 U 相和 W 相的电位差, 即线电压 u_{UW} ($u_{\text{UW}} = u_{\text{U}} - u_{\text{W}}$)。

其他两晶闸管上的电压波形与此相同, 只是相位依次相差 120° 。

在电流连续情况下, 晶闸管上的电压波形总是由这三部分组成。当 α 变化时, 它也有规律地变化, 当 $\alpha = 0^\circ$ 时, 管子仅承受反向电压而不承受正向电压, 随着 α 的增加, 管子承受正向电压增加。

当触发脉冲后移到 $\alpha = 30^\circ$ 时, 整流电压 U_d 、电流 i_d 、晶闸管电流 i_{T_1} 及晶闸管两端电压 U_{T_1} 波形如图 2-21 所示。

当触发脉冲后移时, 各相晶闸管导通时刻也相应后移, 由于三相半波可控整流电路的控制角 α 是从自然换相点算起的, $\alpha = 0^\circ$ 时, 输出电压 U_d 最大, 当 α 角增大时, 则输出电压 U_d 相应减小。

在图 2-21 中, 假设电路已进入稳态工作, 在 ωt_0 之前, W 相晶闸管 VT_3 导通, 当经过自然换相点 ωt_1 时, 由于 U 相 VT_1 还没有触发脉冲, 因而 VT_1 不能导通, VT_3 仍承受正向电压继续导通。直到 ωt_1 ($\alpha = 30^\circ$) 时, VT_1 被触发导通, VT_3 受反

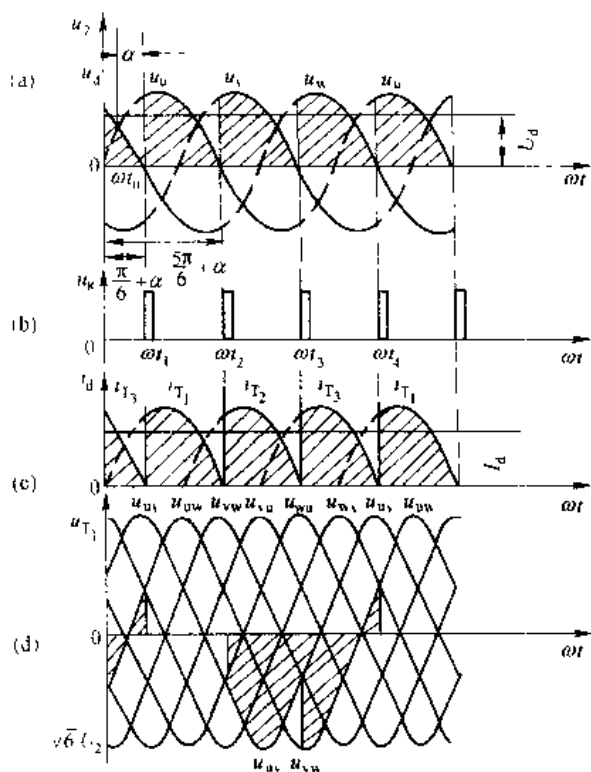


图 2-21 三相半波共阴极整流电路, 电阻性负载 $\alpha = 30^\circ$ 时波形

压关断，负载电流由 W 相 VT_1 换到 U 相 VT_2 ，以后每到脉冲来到时刻换相，各相依次轮流导通。

在 $\alpha=30^\circ$ 时，整流电压 u_d 、电流 i_d 的波形处于连续与继续的临界状态，当 $\alpha>30^\circ$ 时， U_d 、 i_d 都将出现间断，随着 α 角增大， U_d 、 i_d 都将逐渐减小。当 $\alpha=150^\circ$ 时，整流电压减小到零。

图 2-22 为 $\alpha=60^\circ$ 时的整流电压 u_d 、电流 i_d 、U 相晶闸管 VT_1 两端承受电压 u_{T1} 波形。

在 $\omega t=0$ 时，V 相 VT_2 导通，当 V 相过零变负时， VT_2 关断。此时 W 相 VT_3 虽承受正向电压，但未得到触发脉冲而不能导通。在 VT_2 关断， VT_3 得到触发之前这段时间，各相均不导通，因而整流电压 u_d 、电流 i_d 都为零。直到 ωt_1 ($\alpha=60^\circ$) 时，W 相 VT_3 触发导通，整流电压 $u_d=u_w$ ，以后按此规律循环下去，得到图 2-22 各相波形。

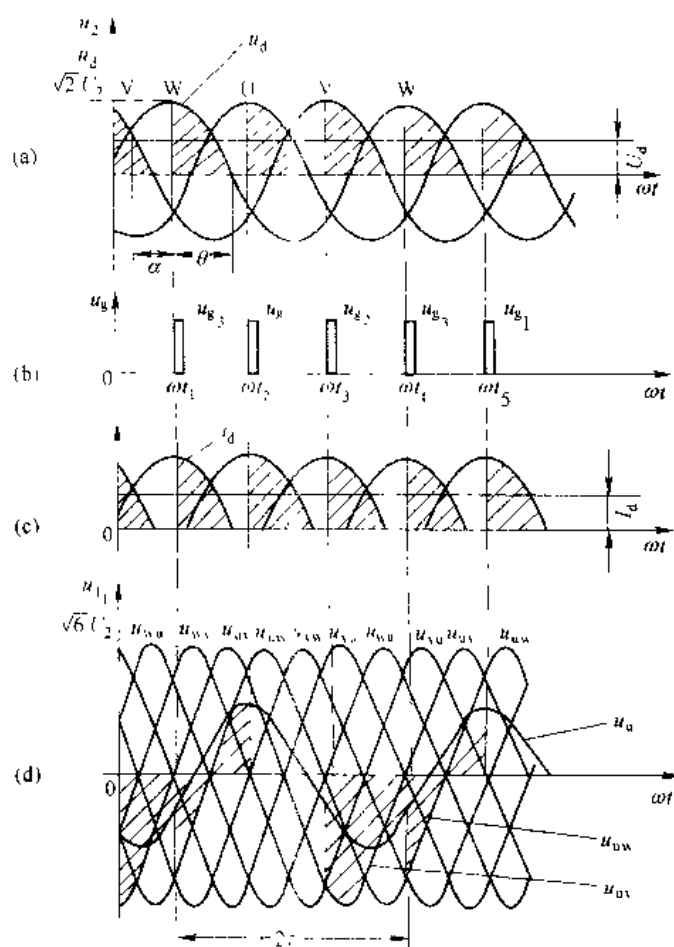


图 2-22 三相半波共阴极整流电路，
电阻性负载， $\alpha=60^\circ$ 时波形

由以上分析可知道，三相半波整流电路电阻负载时基本特点是：

(1) 每个区间只有一个晶闸管导通，负载上的整流电压和电流由三相轮流供给，在每一电源周期内，3 个晶闸管轮流导通一次。

(2) 当 $\alpha=0^\circ$ 时, 整流电压最大, α 并增大时整流电压相应减小。当 $\alpha=150^\circ$ 时整流电压为零。所以在电阻负载时要求移相范围为 150°

(3) 当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时, 负载电流连续, 各相晶闸管每周期导电 120° , 即 $\theta=120^\circ$ 。

(4) 当 $\alpha > 30^\circ$ 时, 负载电流断续, 各晶闸管每周期导电角为 $\theta = (150^\circ - \alpha) < 120^\circ$ 。

(5) 各相晶闸管承受最大正向电压为 $\sqrt{2}U_2$, 最大反向电压为 $\sqrt{6}U_2$ 。

整流输出电压、电流平均值的计算:

由于每相导电情况相同, 所以计算整流电压的平均值 U_d 只要取一相在 $\frac{1}{3}$ 周期 (120°) 的整流电压平均值即可。

由图 2-21 知: $u_a(\omega t) = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$

当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时, VT_1 在 $\frac{\pi}{6} - \alpha$ 至 $\frac{5\pi}{6} + \alpha$ 范围内导通, 其整流电压平均值的表达式为:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[-\cos \alpha \right] \\ &= 1.17U_2 \cos \alpha \\ &= U_{d0} \cos \alpha \quad (0^\circ < \alpha \leq 30^\circ) \end{aligned} \quad (2-44)$$

其中 $U_{d0}=1.17U_2$, 为 $\alpha=0^\circ$ 时整流电压平均值, 是 U_d 的最大值。

当 $\alpha > 30^\circ$ 时, 由图 2-22 看出, 在 $\omega t = \pi$ 时 VT_1 关断, 所以求平均值 U_d 时其积分上限应为 π :

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \\ &= 0.675U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \quad (30^\circ < \alpha \leq 150^\circ) \end{aligned} \quad (2-45)$$

负载电流平均值 I_d 为:

$$I_d = \frac{U_d}{R_d}$$

流过每个晶闸管的平均电流 I_{dT} 为:

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad (2-46)$$

流过每个晶闸管有效值电流 I_T 的计算:

当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时

$$\begin{aligned} I_T &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t}{R_d} \right)^2 d(\omega t)} \\ &= \frac{U_2}{R_d} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha \right)} \end{aligned} \quad (2-47)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时, 可求出 $I_T=0.588I_d$ 。

当 $\alpha > 30^\circ$ 时,

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

$$= \frac{U_2}{R_d} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos 2\alpha + \frac{1}{4} \sin 2\alpha \right)} \quad (2-48)$$

当 α 角增大时, 整流平均电压 U_d , 平均电流 I_d 降低。利用式 (2-44) 和式 (2-45) 可找出 U_d/U_2 随控制角 α 变化的规律如图 2-23 中的曲线 1 所示。同样, 利用式 (2-47) 和式 (2-48) 也可找出 I_T/I_d 随 α 变化规律如图 2-24 所示。

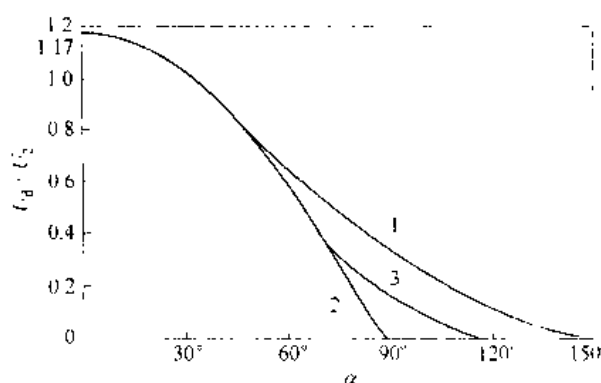


图 2-23 三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系

1—电阻负载; 2—电感负载; 3—电阻电感负载

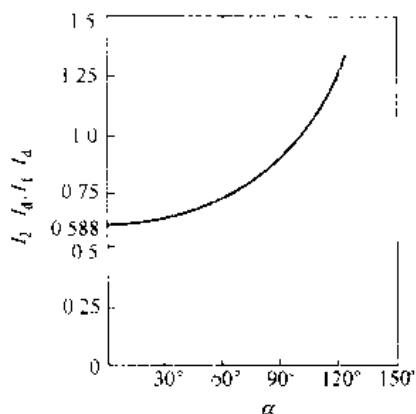


图 2-24 三相半波可控整流电路,

电阻负载时 I_T/I_d 与 α 的关系

由图中看出 I_T/I_d 随角 α 增加而上升, 因为随控制角 α 增加, 电流波形变窄, 在输出平均值电流值一定情况下, α 越大, 其电流有效值增大得越厉害。

晶闸管承受最大正向电压为晶闸管不导通时阳极与阴极之间的最大电压, 由图 2-22 看出, 晶闸管承受的最大正向电压为相电压峰值。

$$U_{T\max} = \sqrt{2} U_2$$

2.4.2 电感性负载

如果负载是电感性的, 并且满足 $\omega L \gg R_d$ 时, 整流电流基本上是连续平直的, 流过晶闸管的电流 i_T 波形接近长方形, 如图 2-25 (a)、(b) 所示。

当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时, u_d 波形与纯电阻负载时一样。

当 $\alpha > 30^\circ$ 时, 其阳极电压 u_a 已过零开始变负, 由于电流减小, 在电感 L 上产生感应电势的作用, 使 VT_1 仍受正向电压而继续导通。直到 ωt_2 时刻, V 相 VT_2 得到触发导通, VT_1 才承受反向电压被关断。 u_d 波形出现部分负电压。也就是说, 尽管 $\alpha > 30^\circ$ 仍然能使各相晶闸管导通 120° , 从而保证电流连续。因电路中串有大电感 L , 虽然 u_d 波形脉动很大, 甚至出现负值, 但 i_d 的波形脉动却很小。当 L 足够大时, i_d 的波形基本平直, 电阻 R_d 上得到的完全是直流电压。当 $\alpha = 90^\circ$ 时, u_d 波形正负面积相等, 平均电压 $U_d = 0$, 电流波形刚刚连续。如图 2-26 所示。

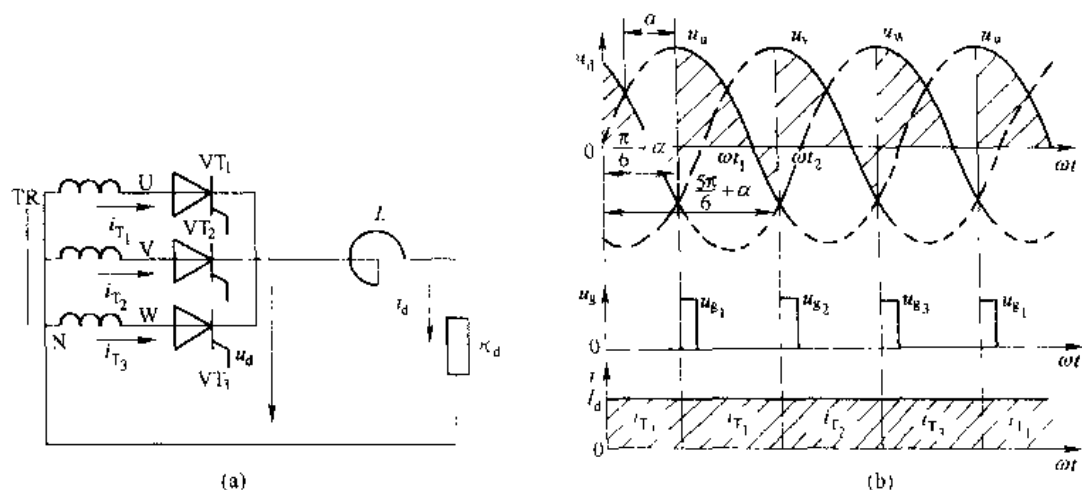


图 2-25 大电感负载的三相半波整流电路及其波形

在整流电压 u_d 和电流 i_d 连续情况下，每周期每相晶闸管轮流导通 120° ， U_d 、 I_d 可计算如下：

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{2\pi} \sqrt{2} U_2 \cdot \sqrt{3} \cos \alpha \\
 &= 1.17 U_2 \cos \alpha \quad (2-49)
 \end{aligned}$$

流过晶闸管的平均电流 I_{dT} ，有效值电流 I_T 为：

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad (2-50)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = 0.577 I_d \quad (2-51)$$

晶闸管的通态平均电流 $I_{T(AV)}$ ，即电流定额值为：

$$I_{T(AV)} = \frac{I_T}{1.57} = 0.368 I_d \quad (2-52)$$

在电流连续情况下，三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系如图 2-23 中曲线 2，如果电感量不是很大，则 U_d/U_2 与 α 的关系如曲线 3。

电感性负载时，晶闸管承受的最大正反向电压相同，均为线电压峰值 $\sqrt{6} U_2 = 2.45 U_2$ 。

三相半波可控整流电路，在电感负载下工作时，也可以加续流二极管，如图 2-27 所示。有了续流管以后，当电源电压过零变负时，电感 L 中的感应电势使续流管受正向电压继续导通进行续流，忽略续流管的压降，则续流期间输出电压 u_d 为零。由图 2-27 可看出，当电

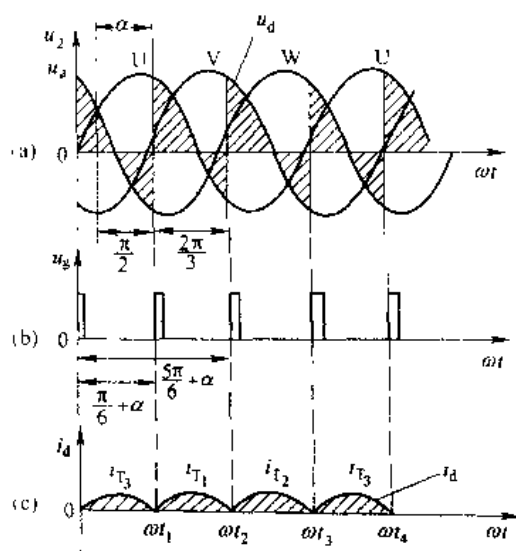


图 2-26 三相半波共阴极电路，电感性负载， $\omega L_d \gg R_d$ 、 $\alpha = 90^\circ$ 时波形

感性负载有续流管时, 整流电压波形与电阻负载时相同, 而负载电流 i_d 波形和电感负载无续流管时相似, 当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时由于整流电压 u_d 与大于零, 所以续流管不起作用, 每相晶闸管仍导电 120° 。当 $\alpha > 30^\circ$ 时晶闸管导电角由原来的 120° 变为 $\theta = 150^\circ - \alpha$ 。续流管在一个周期内导通三次, 总导电角为 $\theta_{DR} = 3(\alpha - 30^\circ)$, 并随着 α 角增大, 二极管续流时间变长, 这时流过晶闸管、续流管的电流平均值、有效值的计算都与 α 角有关, 可由下式求得:

$$I_{dT} = \frac{\theta}{360^\circ} I_d$$

$$= \frac{150^\circ - \alpha}{360^\circ} I_d \quad (2-53)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\theta}{360^\circ}} I_d$$

$$= \sqrt{\frac{150^\circ - \alpha}{360^\circ}} I_d \quad (2-54)$$

$$I_{dDR} = \frac{\theta_{DR}}{360^\circ} I_d = \frac{\alpha - 30^\circ}{120^\circ} I_d \quad (2-55)$$

$$I_{DR} = \sqrt{\frac{\theta_{DR}}{360^\circ}} I_d = \sqrt{\frac{\alpha - 30^\circ}{120^\circ}} I_d \quad (2-56)$$

2.4.3 三相半波共阳极可控整流电路

将 3 个晶闸管的阳极连接在一起经负载连接变压器中点, 而 3 个阴极分别接三相交流电源, 整流电压和电流的设定正方向仍按共阴极标法, 则组成如图 2-28 (a) 所示的共阳极接法的三相半波可控整流电路。

由于晶闸管只有在阳极电位高于阴极电位, 即承受正向电压时才能导通。因此共阳极联接时晶闸管只能在相电压的负半周工作, 换相总是换到阴极更负的那一相去。这种电路的工作情况, 分析方法, 波形及数量关系与共阴极接法时相同, 仅输出极性相反。

在图 2-28 (b)、(c)、(d) 中, $\omega t = 0$ 时, V 相 VT_2 导通。在 ωt_0 时刻后, W 相电位比 V 相电位更低, 但 VT_3 未得到触发而不能导通, VT_2 继续导通。直到 ωt_1 时刻, VT_3 得到触发导通, VT_2 受反向电压关断。 ωt_2 时刻触发 VT_1 , 电流 i_d 由 VT_3 换流到 VT_1 , VT_3 受反压关断, 电路正常换流。

由于输出电压和电流方向与规定正方向相反, 因此整流电压, 电流波形都在坐标轴下

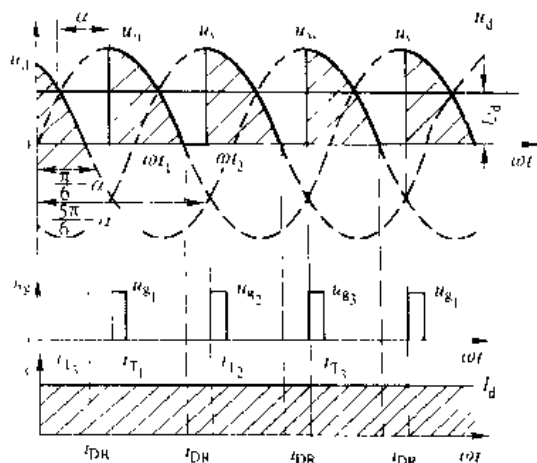


图 2-27 三相半波大电感负载电路, $\omega L_d \gg R$, 有续流二极管, $\alpha = 60^\circ$ 时波形

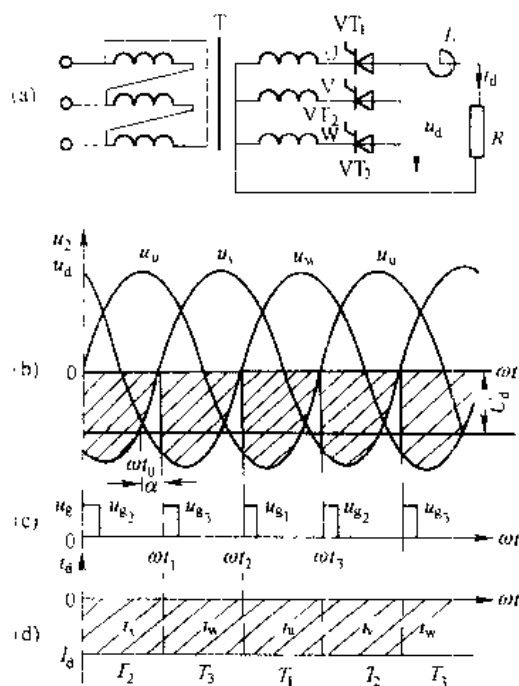


图 2-28 三相半波共阳极可控整流电路及波形 ($\alpha = 30^\circ$)

面。电感负载时共阳极整流电压与 α 角的关系为

$$U_d = -1.17U_2 \cos \alpha \tag{2-57}$$

式中负号表示三相电源的零线为负载电压的正端，3 个连在一起的阳极为负载电压的负端。

共阳极接法因螺旋式晶闸管的阳极接散热器，可以将散热器联成一体，使装置结构简化，但存在的缺点是触发器的输出线圈没有公共点，必须彼此绝缘。在一般情况下普遍采用的是共阴极整流电路。

三相半波可控电路只用三只晶闸管，接线简单，但晶闸管承受的正反向峰值电压较高，变压器二次绕组的导电角仅 120° ，因此变压器绕组利用率较低。并且电流是单方向的，存在直流磁化问题。怎样解决这些问题呢？如果利用共阴极接法和共阳极接法对于变压器次组电流相位相反的特点，用同一台整流变压器供电，用一组共阴极整流电路和一组共阳极整流电路分别供给两个负载，如图 2-29 所示。

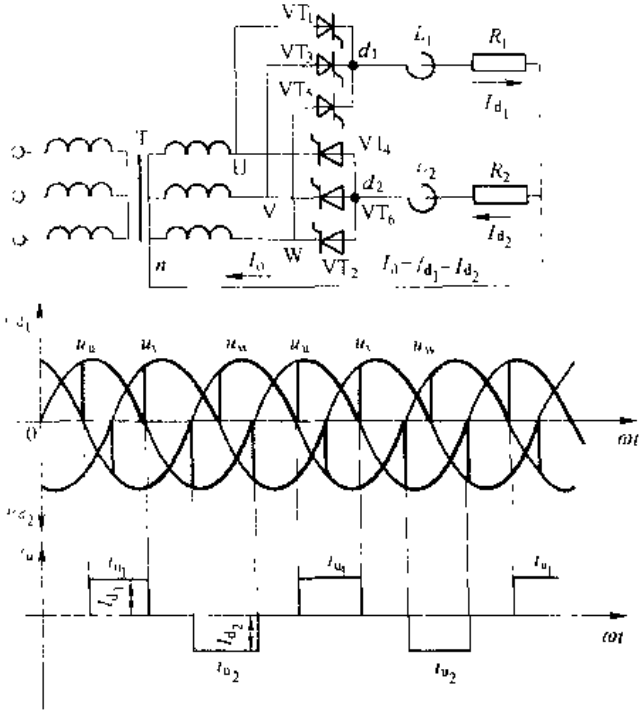


图 2-29 三相半波整流电路共阴极和共阳极并用的接法及其波形

在这样供电方式下，变压器二次绕组流有正、反两个方向电流， VT_1 导通 U 相流过正向电流， VT_4 导通 U 相流过反向电流，且各导通 120° ，因此变压器绕组导电时间增长一倍。如果两个负载大小相等，则正反向电流产生的直流安匝互相抵消，避免了变压器铁心的直流磁化，同时也使中线电流 $I_0 = I_{d1} - I_{d2} = 0$ 。可不必采用较粗零线。

2.5 三相全控桥式整流电路

为了提高整流变压器的利用率，可以把共阴极接法的三相半波电路同共阳极接法的三相半波电路共用一个变压器向负载供电，如图 2-30 所示。如果它们的负载完全相同、控制角 α 也相同，那么零线中流过的电流 $I_0 = I_{d1} - I_{d2} = 0$ 。若触发脉冲满足线路正常导通要求，切断零线将两个负载参数合并，就成为三相全控桥式整流电路，如图 2-30 所示。由于共阴极组在电源电压正半周导通，流过变压器

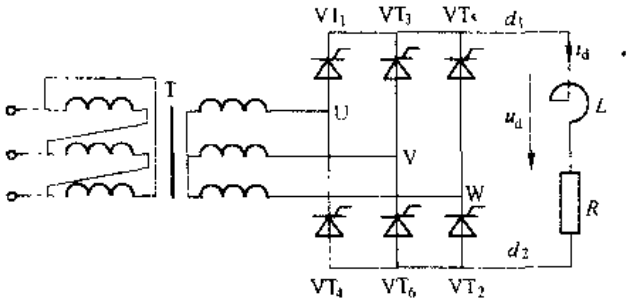


图 2-30 三相全控桥式整流电路

绕组是正向电流，而共阳极组在电源电压的正半周导通，流过变压器绕组的电流是反向电流，因而在一周期中变压器绕组中没有净磁势，而变压器绕组的导电时间增加了一倍。

在三相全控桥式整流电路中，对共阴极组和共阳极组是同时进行控制的，控制角都是 α ，两组整流电压平均值相等，因而整流电压为三相半波时的两倍。在电感性负载时

$$U_d = 2 \times 1.17 U_2 \cos \alpha = 2.34 U_2 \cos \alpha \quad (2.58)$$

2.5.1 三相全控桥式整流电路工作原理

三相全控桥式可控整流电路如图 2-31 所示。设 $\alpha = 0^\circ$ 大电感负载，整流电压、电流波形皆在图中示出。这些波形可根据三相半波电路的基本原理进行分析。

$\alpha = 0^\circ$ 时，晶闸管的触发脉冲应在自然换相点处发出。对共阴极组来说，哪相电位较其它两相为高时，给该相的晶闸管加上触发脉冲，该相上的晶闸管就导通；对共阳极组来说，

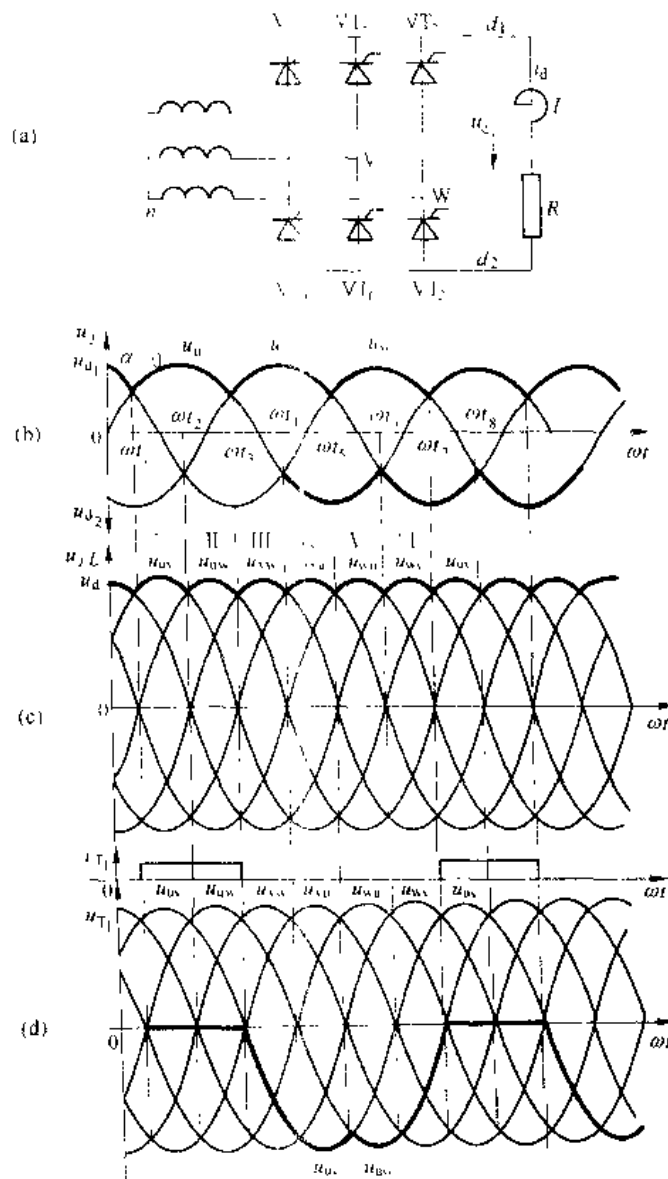


图 2-31 三相全控桥电感性负载当 $\alpha = 0^\circ$ 时的波形

哪相的电位较其他两相为低时,给该相上的晶闸管加上触发脉冲,该相上的晶闸管就导通,为保证整流电流 i_d 有通路,在同一时刻必须保证两组中各有一个晶闸管导通。

在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 区间, U 相电位最高, V 相电位最低,在自然换向点 ωt_1 处给 VT_1 、 VT_6 加触发脉冲则 VT_1 、 VT_6 同时导通,这时电流由 U 相经 VT_1 流向负载,再经 VT_6 流入 V 相,变压器 U、V 两相工作,变压器 U 相电流为正, V 相电流为负。负载上的电压为:

$$u = u_u - u_v = u_{uv}$$

经过 60° 以后,进入 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 区间,这时 U 相电位仍最高, VT_1 继续导通,但 W 相电位比 V 相低了,在 ωt_2 处触发 VT_2 使其导通,电流即从 V 相换到 W 相, VT_6 因受反压关断。这时电流通路为,从 U 相流出经 VT_1 后到负载,然后经 VT_2 回到 W 相。变压器 U、W 两相工作,负载上的电压为:

$$u = u_u - u_w = u_{uw}$$

再过 60° 后进入 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 区间, W 相仍最低, VT_1 继续导通。而 V 相电位比 U 相高了,在 ωt_3 处给 VT_3 触发使其导通, VT_1 受反压关断,电流从 U 相换到 V 相。电流通路为,从 V 相流出,经 VT_3 到负载,然后经 VT_2 回到 W 相。变压器 V、W 两相工作,负载上电压为:

$$u_d = u_v - u_w = u_{vw}$$

依此类推,在 $\omega t_4 \sim \omega t_5$ 区间, VT_1 、 VT_4 导通; $\omega t_5 \sim \omega t_6$ 区间, VT_4 、 VT_5 导通;在 $\omega t_6 \sim \omega t_7$ 区间, VT_5 、 VT_6 导通。到 $\omega t_7 \sim \omega t_1$ 区间晶闸管 VT_1 、 VT_6 再次导通后,又重复上述换流过程。

由于 $\alpha=0^\circ$,对共阴极组而言,其输出电压为三相电源相电压波形正半周的包络线,对共阳极组而言,其输出电压为三相电源电压波形负半周包络线,而三相桥式电路总输出电压为线电压,将每个区间上下两个波形相减,得到的总输出电压 u_d 正好为三相线电压波形的包络线。如图 2-31 (b) 所示。所以,如果用线电压波形来分析其工作原理,则省去波形叠加的麻烦,且更加直观。

由以上分析可以看出,共阴极组的 3 个自然换相点在相电压正半周交点,共阳极组的 3 个自然换相点在相电压负半周交点,这些点也正是线电压的交点,合起来就是线电压的 6 个自然换相点。

当 α 变化时,整流电压 u_d 的波形也随之变化,如图 2-32、图 2-33、图 2-34 示出了 $\alpha=30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ 时的波形。由图看出,当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时, u_d 波形均为正值,在电感负载下,当 $60^\circ < \alpha < 90^\circ$ 时, u_d 波形出现负值,但平均值仍然为正;当 $\alpha=90^\circ$ 时, u_d 波形正负面积近似相等,平均值为零;当 $\alpha > 90^\circ$ 时, u_d 波形出现断续,平均值总是近似为零。通过以上分析,得到三相全控桥式整流电路的特点如下:

(1) 三相全控桥式电路在任何时刻必须有两个晶闸管同时导通,一个在共阴极组,一个在共阳极组,以便形成电流通路。

(2) 在结构上三相全控桥式电路就是两组三相半波电路的串联,晶闸管换流时在各自的组内进行。

(3) 每组内晶闸管的触发脉冲相位互差 120° ,对整个三相桥式整流电路而言,各晶闸管的触发脉冲之间相位相差 60° ,即每隔 60° 有一对晶闸管换流,触发脉冲的顺序按图中标号为 $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 1$,依次循环。接在同一相上的二只晶闸管(如 VT_1 、 VT_4)触发脉冲相位相差 180° 。

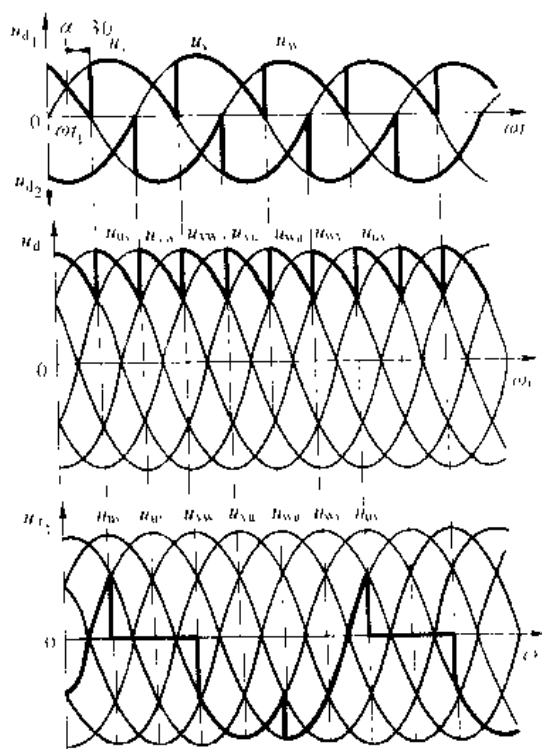


图 2-32 电感性负载、 $\alpha = 30^\circ$ 时
三相全控桥整流电路的电压波形

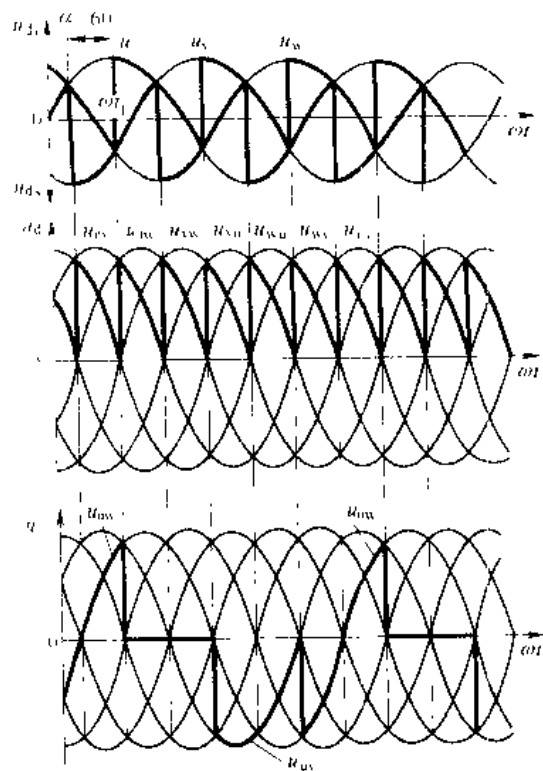


图 2-33 电感性负载、 $\alpha = 60^\circ$ 时
三相全控桥整流电路的电压波形

(4) 为保证整流电路合闸后或电流断续后能正常导通，必须对两组当中应导通的一对晶闸管同时施加触发脉冲。如给某个晶闸管加触发脉冲的同时，给其前一号晶闸管补发一脉冲。对同一个晶闸管来说，一周期内得到两次触发，一个主脉冲，一个补脉冲，间隔 60° 。这种触发方式称为双窄脉冲。另一冲为宽度大于 60° （必须小于 120° ），一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$ 的称为宽脉冲触发。使用宽脉冲触发时，为了不使脉冲变压器饱和，其铁心体积要大一些，绕组匝数也多，而双窄脉冲触发虽有补脉冲要求，但实现起来并不困难，同时可减少触发器输出功率和脉冲变压器体积，因而应用较多。

(5) 整流输出电压 u_d 波形由线电压组成，每周期脉动六次，脉动频率为 $6 \times 50 \text{ Hz} = 300 \text{ Hz}$ ，比三相半波时大一倍，脉动程度减小。

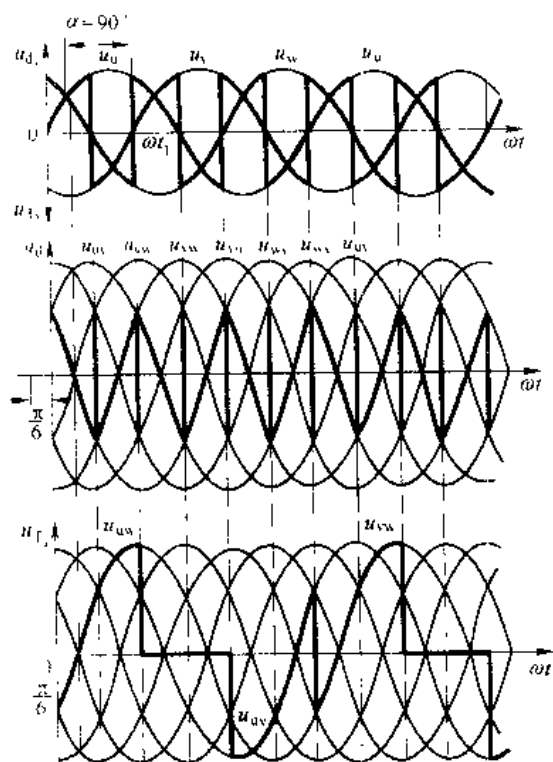


图 2-34 电感性负载、 $\alpha = 90^\circ$ 时
三相全控桥整流电路的电压波形

三相全控桥式整流电路电流连续时,晶闸管的导电角 $\theta=120^\circ$,在电阻负载时, $\alpha \leq 60^\circ$ 输出电压波形连续,因而电流波形也连续, $\theta=120^\circ$ 。当 $\alpha > 60^\circ$ 时,线电压过零后,晶闸管即阻断,电流波形断续。电阻负载 $\alpha=90^\circ$ 时波形,如图2-35所示。一周期中每个晶闸管分两次导通, $\theta=2 \times (120^\circ - \alpha)$,当 $\alpha=120^\circ$ 时, $\theta=0$ 。即电阻负载时,最大移相范围为 120° 。

2.5.2 整流电压与控制角的关系

三相全控桥式整流电路,负载上的输出电压为三相线电压的某些部分。所以计算负载上的电压可从线电压着手计算。

2.5.2.1 电阻性负载

当以线电压 u_{uv} 的零点为坐标原点时,其自然换相点在 $\omega t=60^\circ$ 处,它是线电压 u_{uv} 与 u_{uw} 的交点,如图2-36所示。当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时电流连续, $\alpha > 60^\circ$ 时电流出现断续,所以分两种情况求出输出电压平均值:

(1) $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ 时。线电压 u_{uv} 的表达式为 $\sqrt{3} \times \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$,在 $\frac{\pi}{3}$ 范围内的积分上下限分别为 $\frac{2\pi}{3} + \alpha$ 和 $\frac{\pi}{3} + \alpha$ 。因此当控制角为 α 时,整流电压的平均值为:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\ = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_2 \cos \alpha = 2.34 U_2 \cos \alpha \quad (2-59)$$

用线电压有效值 U_{2L} 表示,则:

$$U_d = \frac{2.34 U_{2L}}{\sqrt{3}} \cos \alpha = 1.35 U_{2L} \cos \alpha \quad (2-60)$$

(2) $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$ 时,输出直流电压平均值为:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d(\omega t)$$

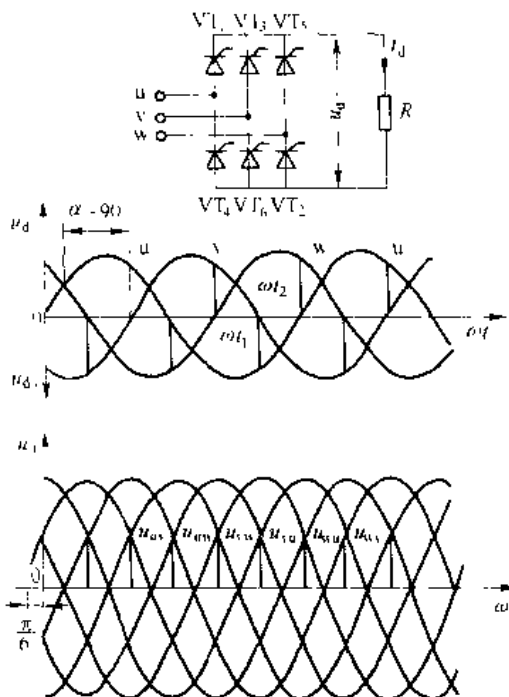


图 2-35 电阻性负载, $\alpha=90^\circ$ 时
三相全控桥式整流电路的电压波形

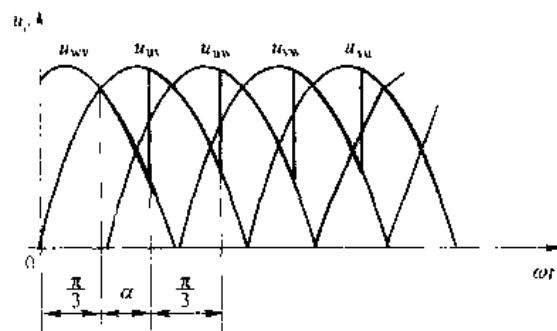


图 2-36 $\alpha \leq 60^\circ$ 时计算整流电压的波形

$$\begin{aligned}
 &= \frac{3}{\pi} \sqrt{6} U_2 \left(1 - \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right) \\
 &= 2.34 U_2 \left(1 - \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right) \quad (2-61)
 \end{aligned}$$

式中，积分上限只能到 π ，最大移相范围 $0 \leq \alpha < \frac{2}{3}\pi$

2.5.2.2 电感性负载

电感性负载时，电流是连续的，晶闸管的导通角总是 $\frac{2}{3}\pi$ ，公式 (2-59) 的积分上限可以超过 π ，仍为 $\frac{2}{3}\pi + \alpha$ 。因此输出电压平均值 U_d 为：

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\frac{2}{3}\pi + \alpha} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= 2.34 U_2 \cos \alpha \quad (2-62)
 \end{aligned}$$

当 $\alpha = 0^\circ$ 时， $U_d = 2.34 U_2$ ；当 $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 时， $U_d = 0$ 。

三相全桥桥式整流电路每周期内流过变压器二次绕组的电流为正、负各 120° ，且电流波形正负面积相等，无直流分量。其有效值为：

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2}} I_d = 0.816 I_d \quad (2-63)$$

2.6 变压器漏抗对整流电路的影响

在前面讨论计算整流电路输出电压时，都忽略了交流电源的内阻抗的影响，认为在换流过程中，导通的晶闸管电流可以从零跃升至稳态值 I_d 。而实际上变压器总存在一定的漏电感，交流回路也总有一定的自感，把所有这些电感都折算到变压器的二次侧，用一个集中的电感 L_B 来代替，由于电感 L_B 要阻止电流的变化，因此换流是不能瞬时完成的。

2.6.1 换相期间的输出电压

在此以三相半波整流电路为例，但是分析的方法和所得的结论具有普遍性，可以推广到 m 相电路。图 2-37 示出变压器漏抗对整流波形的影响。

由于变压器存在漏抗 $X_B = \omega L_B$ ，使电路换相时电流不能突变。例如从 U 相换到 V 相时，U 相电流从 I_d 逐渐减小到零，而 V 相电流则从零逐渐增大到 I_d ，这个过程叫换相过程。换相过程所对应的时间以相角计算，叫换相重叠角，用 γ 表示。在换相重叠期间，UV 两相同时导通，相当于 UV 两相线间短路。 $u_U - u_V$ 为两相之间电位差瞬时值，称为短路电压，在两相漏抗回路中产生一个假想的短路电流 i_K ，如图 2-37 (a) 中虚线所示（实际上每相晶闸管都是单相导电，相当于在原有电流上迭加一个 i_K ）。U 相电流 $i_U = I_d - i_K$ ，随着 i_K 的增大而逐渐减小；V 相电流 $i_V = i_K$ ，将逐渐增大。当 i_V 增大到 I_d 时， i_U 下降到零。完成换相过程。换相期间，短路电压为两个漏抗电势所平衡：

$$u_U - u_V = 2L_B \frac{di_K}{dt} \quad (2-64)$$

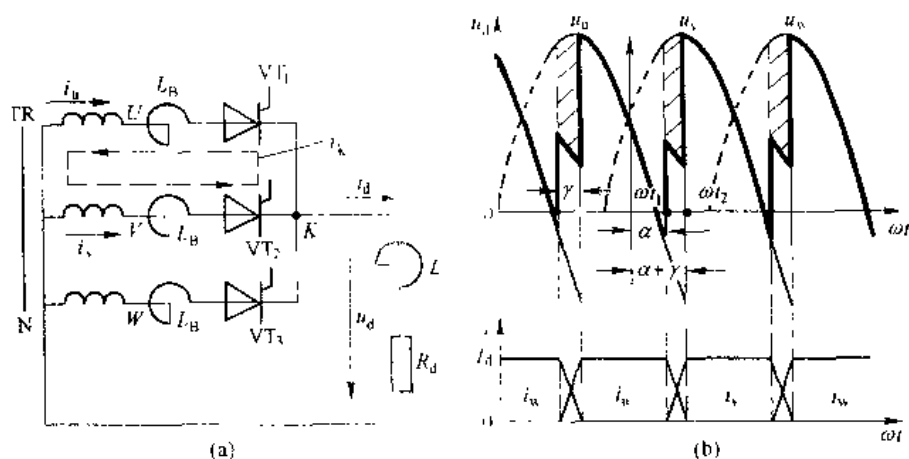


图 2-37 考虑变压器漏抗的可控整流电路及其电压电流波形

输出电压 u_d 为:

$$\begin{aligned}
 u_d &= u_s - L_B \frac{di_B}{dt} \\
 u_s &= \frac{u_u + u_v}{2} \\
 &= \frac{1}{2}(u_u + u_v)
 \end{aligned} \quad (2-65)$$

它说明在换相过程中, 整流电压既不是 u_u , 也不是 u_v , 而是这两相电压的平均值。

2.6.2 换相压降 Δu_d 的计算

图 2-37 (b) 示出了换相时 u_d 波形, 与不考虑漏抗时 (即 $\gamma=0^\circ$) 相比, 少了一块如图中阴影部分的面积, 使输出电压平均值 U_d 值减小。这块面积是由负载电流 I_d 的换相过程所引起的, 因此这块面积的平均值也就是 I_d 引起的压降, 称为换相压降, 用 ΔU_d 表示

$$\begin{aligned}
 \Delta U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (u_v - u_d) d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \left[u_v - \frac{u_v + u_u}{2} \right] d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{u_v - u_u}{2} d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} L_B \frac{di_K}{dt} d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \omega L_B \frac{di_K}{d\omega t} d(\omega t) \\
 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \omega L_B di_K \\
 &= \frac{3\omega L_B}{2\pi} I_d \\
 &= \frac{3X_B}{2\pi} I_d
 \end{aligned} \quad (2-66)$$

对于其他形式的整流电路, 式 (2-64) 可写成一般形式

$$\Delta U = -\frac{m}{2\pi} X_B I_d \quad (2-67)$$

式中 m —— 相数或一个周期的波头数。单相半波电路 $m=3$, 三相桥 $m=6$ 。

$X_B = \omega L_B$ —— 相当漏抗为 L_B 的变压器每相折算到二次绕组的漏抗, 可由变压器铭牌求出,

$$X_B = \frac{U_{2N}}{I_{2N}} u_{\%}$$

$u_{\%}$ —— 变压器的短路电压比。一般为 5%~12% (整流变压器比一般变压器要大些)。

由式 (2-67) 可知, 换相压降正比于负载电流 I_d , 这相当于整流电源内阻增加, 其数值为 $\frac{m}{2\pi} X_B$, 但增加的这个内阻并不消耗有功功率。但在负载电流增加时使整流输出平均电压 U_d 降低。

2.6.3 换相重叠角 γ 的计算

在图 2-36 (b) 中, 如果以 UV 自然换相点为坐标原点, 则

$$u_u = U_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$u_v = U_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$u_u - u_v = 2U_m \sin \frac{\pi}{3} \sin \omega t$$

由式 (2-64) 知

$$\begin{aligned} dt_K &= \frac{2L}{2\omega} \sin \frac{\pi}{3} \sin \omega t dt \\ &= \frac{L}{\omega} \sin \frac{\pi}{3} \sin \omega t d\omega t \end{aligned}$$

初始条件: $\omega t = \alpha$ 时, $i_K = 0$

$$\text{解得: } i_K = \frac{U_m \sin \frac{\pi}{3}}{\omega L_B} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (2-68)$$

$$i_v = I_d - i_K = I_d - \frac{U_m \sin \frac{\pi}{3}}{\omega L_B} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (2-69)$$

当 $\omega t = \alpha + \gamma$ 时, $i_u = 0$ 。由式 (2-69) 可得

$$0 = I_d - \frac{U_m \sin \frac{\pi}{3}}{\omega L_B} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos \alpha - \frac{I_d X_B}{U_m \sin \frac{\pi}{3}}$$

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d X_B}{U_m \sin \frac{\pi}{3}} \right] - \alpha \quad (2-70)$$

对于三相桥式电路, 应有

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d X_B}{\sqrt{3} \sqrt{2} U_{2N} \sin \frac{\pi}{6}} \right] - \alpha \quad (2-71)$$

对于某一已定线路, U_2 、 X_B 均为已知的常数, 只要给定负载电流 I_d 和控制角 α , 就可以计算出重叠角 γ 。当 α 一定时, γ 随 $I_d X_B$ 的增加而增加, 这是因为 $I_d X_B$ 增加意味着 L_B 储存的能量增加, 原来导通的晶闸管只有当 L_B 储能放尽时才能关断, 所以换相时间加长。当 $I_d X_B$ 一定时, γ 角随 α 角增加而减小, 这是因为 α 角越大, 相邻两相电压差越大, 势必使 di_K/dt 增大, 短路电流 i_K 上升快, 达到 I_d 的时间就短些。

2.7 可控整流电路带反电势负载时的工作情况分析

晶闸管电动机系统是近些年来发展起来的直流拖动系统。直流电动机负载除了具有电阻、电感之外, 还有一个电枢反电势 E_M , 这是区别于 $R-L$ 负载的一个显著特点。本节中具体讨论反电势负载对整流电路的影响以及电动机由晶闸管供电的机械特性。

2.7.1 直流电动机负载的特点

图 2-38 是三相半波整流电路向电动机供电的电路图。在这样的电路中, 晶闸管加触发脉冲后能否导通, 取决于电动机的反电势 E_M 和电感中的感应电势 e_L 的代数和是否小于变压器二次绕组的瞬时电压。在整流情况下, 电动机反电势 E_M 的极性总是与整流电压的极性相反, 容易判别。至于 e_L 的极性, 视电流的变化情况而定。当电流增加时, e_L 的极性与整流电压极性相反, 当电流减小时, e_L 的极性与整流电压极性相同。当电流为极值时, 电感电势为零。

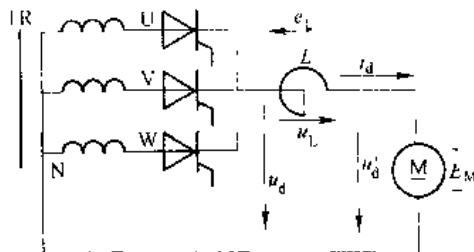


图 2-38 串联电感的反电势负载电路图

如果电机电枢电感较小可以忽略时, 认为 $L=0$, 电压和电流波形见图 2-39。当 $\alpha < \alpha_1$ 时, $u_d < E_M$, 晶闸管承受反压不能触发导通。

当 $\alpha_1 \geq \alpha_1$ (如 $\alpha = \alpha_1$) 时, $u_d \geq E_M$, VT_1 受正压得到触发则导通。由于电路中没有电感 (电枢电感已忽略), 故晶闸管导通后负载电流按 $\frac{u_d - E_M}{R_{\Sigma}}$ 突然升高。因电动机有机械惯性, 转速 n 来不及改变, 即反电势 E_M 不变, 故 i_d 随 u_d 变化而变化。当 u_d 过了最大值后重新与 E_M 相等时, 电流降到零, 晶闸管关断, 整流电压、电流波形如图 2-39 所示。从图中可以看出, 晶闸管 VT_1 仅在 $u_d > E_M$ 的很小一段时间里导通。 VT_1 导通时负载两端电压为 u_d ; 而在其余时间里, 负载两端电压皆为 E_M 。这样在相同控制角下, 整流电压平均值比电阻负载、电感负载时都高。特别是晶闸管导通角 θ 减小, 会带来以下一系列问题:

(1) 若输出和电阻负载同样大小的电流 (平均

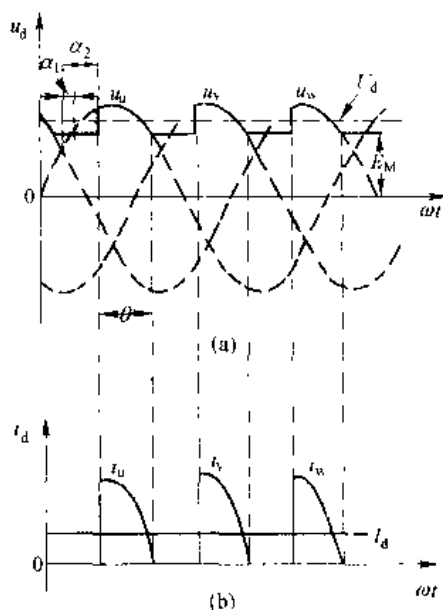


图 2-39 $L=0$ 整流波形

值)通过晶闸管电流峰值很高,因而其有效值比电阻负载时要大许多,使晶闸管利用率降低。

(2) 由于电流脉动大,会使电动机换向恶化,并且增加电动机损耗,温升增高。

(3) 由于电流峰值高,即要求 $(u_2 - E_M)$ 差值大。所以当负载增大时,则 E_M 必须下降很多,才能产生一定大小的 I_d ,即电动机转速 n 也必须下降很多,这就是说当负载变化时,电动机的机械特性变得很软。

为了克服上述缺点,要在整流电路中加入滤波电抗器。有了电抗器的滤波作用使整流电压的工作情况接近于电感负载了。

由于有了电感,当晶闸管供电给直流电动机时,每一瞬间电流的变化率决定于外加电压 u_2 、电动机反电势 E_M 、回路中电阻压降和电感产生的感应电势 e_L 的数值。电压平衡方程为

$$u = E_M + i_d R_D + L \frac{di_d}{dt} \quad (2.72)$$

图 2.40 是这种情况下整流电压、电流波形图,图(a)中曲线 1-2-3 与 u_2 的距离代表电感中感应电势的大小,此曲线与 E_M 的距离表示 $i_d R_D$ 的大小。

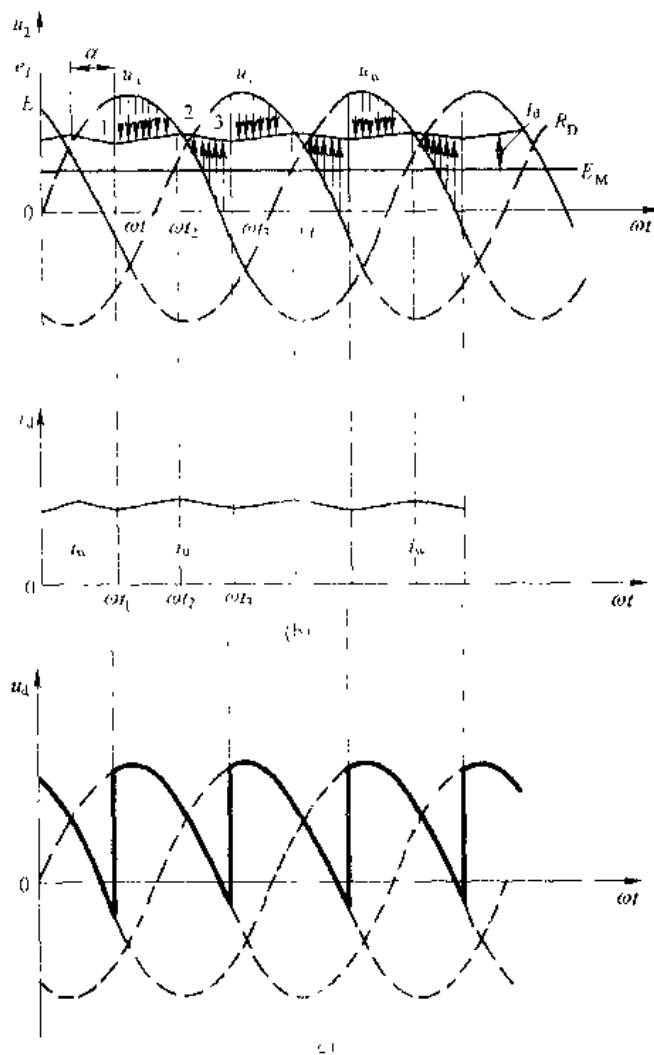


图 2.40 电感足够大时整流波形

当在 ωt_1 时触发 VT_1 , 因 $u_u > E_M$, VT_1 导通且电流 i_d 增加, 此时 L 中感应电势阻碍电流增加, 因此, 此时的电压平衡方程式为

$$u = E_M + i_d R_D + e_L \quad (2-73)$$

在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间, 随着 u_d 与 E_M 间差值的减小, i_d 上升越来越慢, 到 2 点时 i_d 增加到最大值 $di_d/dt=0$, 故 $e_L=0$, 此时

$$u = E_M + i_c R_D \quad (2-74)$$

过了 ωt_2 以后, 在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间 $u < E_M + i_d R_D$, 电流 i_c 减小, 于是 e_L 改变方向, 此时

$$u_d = E_M + i_d R_D - e_L \quad (2-75)$$

由于 e_L 的数值较大, 因此即使 u_d 变为负值时, 因 $e_L = E_M > u_d$, VT_1 仍受正向电压而继续导通。在 ωt_3 时, 触发 VT_2 导通, VT_1 受反压关断。以后又重复上述过程。

由上分析可知, 当平波电感 L 足够大时, 整流电流即能连续, 整流电压 u_d 波形与大电感负载时相同, 完全决定于相电压 u_u (或 u_v 、 u_w) 及控制角 α , 而与反电势大小无关。这时整流电压所包含的交变分量大部降落在电抗器上, 电动机两端电压基本保持恒定不变, 等于反电势与电枢电阻压降之和。相应负载电流也与电感负载相同, 是连续平滑的。

整流电路虽有电感, 但当负载电流较小时, 电感储能少, 不足以维持电流连续, 图 2-41 示出这种情况下三相半波整流电路向电动机供电时的波形图。在 ωt_1 时, VT_1 触发导通, 整流电压 $u_d = u_u$, 由于电感 L 的作用, 在 $u_d < E_M$ 后, VT_1 继续导通, 直到 $\omega t'_1$ 时, 由于 $e_L < E_M + u_u$, 故 VT_1 受反向电压而关断, 电流 $i_d = 0$, $e_L = 0$, 这时整流输出电压又变为 E_M 。

由上面分析可知, 可控整流电路给直流电动机电枢供电时, 电路中虽串有一定电感, 但当电流较小时 (即转速接近空载转速时), 电流仍会出现断续现象, 这就使电动机在小负载时电压显著升高, 而当负载变大时, 电流重新连续, 电压又下降很多, 故电压调整率差, 电动机的机械特性因电流断续而变差。这是晶闸管电动机系统存在的特殊问题。

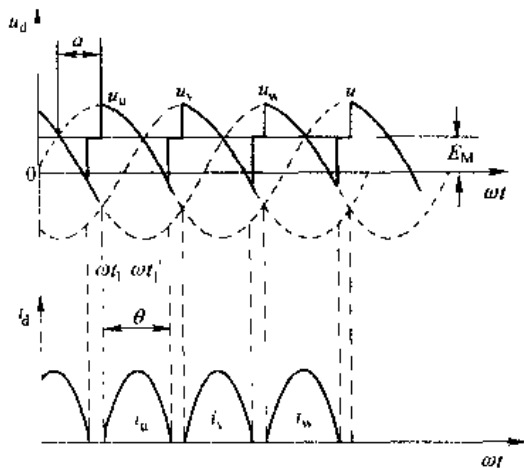


图 2-41 电流断续时整流电压、电流波形

2.7.2 电流连续时晶闸管电动机系统的工作情况

当电动机串接较大电感的平波电抗器 L 而且电动机轴上负载较大即电枢电流较大时, i_d 波形连续, 由“电机与拖动”课程可知:

$$E_M = C_e \phi \omega \quad (2-76)$$

$$U_d = E_M + I_d R_s + n \Delta U_T \quad (2-77)$$

$$\begin{aligned} n &= \frac{1}{C_e \phi} (U_d - I_d R_s - n \Delta U_T) \\ &= \frac{U_d}{C_e \phi} - \frac{n \Delta U_T}{C_e \phi} - \frac{I_d R_s}{C_e \phi} \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2} \frac{U_2 \cos \alpha}{C_e \phi} - \Delta U' \quad (2-78)$$

三相半波整流电路时:

$$n = \frac{1.17 U_2 \cos \alpha - \Delta U'}{C_e \phi} = \frac{R_1 + R_{DK} + R_{II} + \frac{3X_B}{2\pi}}{C_e \phi} I_d \quad (2-79)$$

三相全控桥式电路时:

$$n = \frac{2.34 U_2 \cos \alpha - 2\Delta U'}{C_e \phi} = \frac{2R_1 + R_{DK} + R_{II} + \frac{3X_B}{\pi}}{C_e \phi} I_d \quad (2-80)$$

由公式(2-79)、(2-80)可画出电动机的机械特性曲线 $n=f(I_d)$ 如图 2-42 所示, 图中虚线部分是假定电流连续画出的, 实际上电流很小时会变得不连续, 要按电流断续来分析。由于晶闸管整流供电时, 存在换相等效电阻 $\frac{m}{2\pi} X_B$, 所以该机械特性比直流恒压供电时的特性要软一些。改变晶闸管控制角 α , 就可以很方便地实现电动机的转速调节。

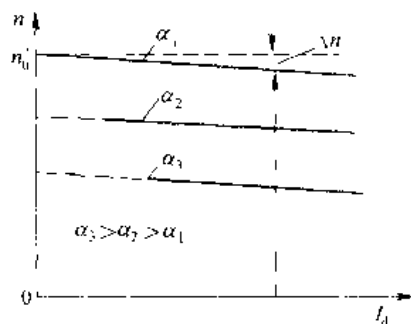


图 2-42 电流连续时的机械特性

2.7.3 电流断续时晶闸管电动机系统的工作情况

电流断续时整流电路不存在换相, 可以用单相等值电路进行分析, 电路与波形图如图 2-43 所示, 由于 R_s 很小, 在电流很小时其压降可忽略。列出电路电压方程为:

$$\begin{aligned} u_1 &= \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \\ &= E_M + L \frac{di_d}{dt} \end{aligned} \quad (2-81)$$

解微分方程得:

$$i_d = -\frac{\sqrt{2} U_2}{\omega L} \cos \omega t - \frac{E_M t}{L} + C \quad (2-82)$$

将 $\omega t_1 = \frac{\pi}{6} + \alpha$ 时, $i_d = 0$ 的初始条件代入, 求得积分时间常数 C , 把 C 值代入 i_d 式得:

$$i_d = -\frac{\sqrt{2} U_2}{\omega L} \left[\cos \omega t - \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] - \frac{E_M t}{L} + \frac{E_M}{\omega L} \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \quad (2-83)$$

电流 i_d 的平均值为

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta} i_d d(\omega t) \\ &= \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{2} U_2}{\omega L} \left[\cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{\theta}{2} \right) - \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \end{aligned} \quad (2-84)$$

当 $\omega t_2 = \frac{\pi}{6} + \alpha + \theta$ 时, i_d 又降为零, 代入式(2-83)得:

$$n = \frac{2.34 U_2 \cos \alpha}{C_e \phi} \left[\cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{\theta}{2} \right) - \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \quad (2-85)$$

根据式(2-84)和(2-85),在某一 α 角下,给出不同的 θ 值(θ 值实际上由负载大小决定),就可以求出对应的 n 和 I_d ,从而求得电流断续时电动机的机械特性。如图2-44实线部分所示。

电流断续时,机械特性有如下两个特点:第一个特点是理想空载转速 n_0 升高。以 $\alpha=60^\circ$ 为例,按电流连续的公式计算为:

$$\begin{aligned} n'_0 &= \frac{1.17U_2 \cos \alpha - \Delta U}{C_e \phi} \\ &\approx \frac{1.17U_2 \cos 60^\circ - 0.58 \Delta U}{C_e \phi} \end{aligned} \quad (2-86)$$

实际上从图2-43可见,要使 $i_d=0$,必须使 $E_M = \sqrt{2}U_2$ 。所以,只要 $\alpha \leq 60^\circ$,则真正的理想空载转速 n 都相同,在机械特性上集中于一点, $n = \sqrt{2}U_2 / C_e \phi$ 。当 $\alpha > 60^\circ$ 时, u_d 电压波形最大瞬时值为 $\sqrt{2}U_2 \sin(\frac{\pi}{6} + \alpha)$,所以 n_0 随 α 增大而下降,为:

$$n_0 = \frac{\sqrt{2}U_2 \sin(\frac{\pi}{6} + \alpha)}{C_e \phi} \quad (2-87)$$

对于三相全桥式电路,因为整流电压最高瞬时值出现在 $\alpha=30^\circ$,故应以 $\alpha=30^\circ$ 为分界线。当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时,真正的理想空载转速为 $n_0 = \sqrt{6}U_2 / C_e \phi$;当 $\alpha > 30^\circ$ 时, $n_0 = [\sqrt{6}U_2 \sin(\frac{\pi}{3} + \alpha)] / C_e \phi$ 。

第二个特点是电流断续时,电动机的机械特性变软,即电机轴上负载转矩很小的变化,将引起电机转速很大变化。这是因为电流断续后,晶闸管导通角变小,而平均电流 I_d 与电流 i_d 的波形面积成正比。由于脉冲电流底部宽度 θ 较窄,为了产生一定的 ΔI_d 值,各相电流峰值变化必须很大,这就要求 $(U_d - E_M)$ 变化很大。当 U_d 一定时,反电势 E_M 必须显著降低,才能产生足够的 ΔI_d 值。因此,电流断续时随着 I_d 的增大,反电势 E_M 与转速 n 显著下降,电动机机械特性变软。

2.7.4 临界电流 I_{dk}

直流电动机电流连续与断续的临界值,称作临界电流,用 I_{dk} 表示。在电流连续区电机机械特性较硬,在电流断续区,特性较软。为了改善电机运行情况,扩大电机硬特性区域,在直流电机负载中多串联平波电抗器 L ,使临界电流减小。 L 越大临界电流越小,但过大的 L 不仅影响系统的快速性,而且电抗器的体积和费用也都会增大。通常是根据被直流电机拖动的生产机械空载时所对应的最小工作电流 I_{dmin} (一般为 $I_{dmin} = 5\% I_N$),使临界电流 $I_{dk} \leq I_{dmin}$ 就能在电机的正常工作区域,使

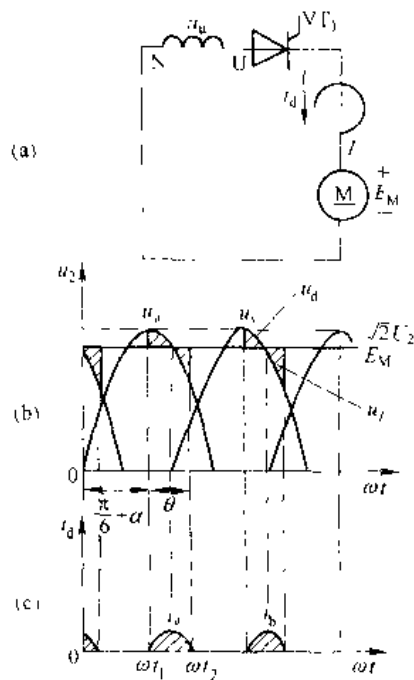


图 2-43 电流断续时等值电路及波形图

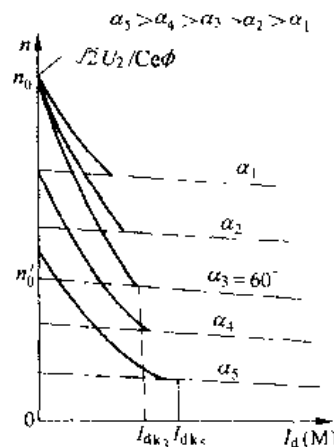


图 2-44 三相半波电路电流断续时电机的机械特性

电机电流始终保持连续,从而使电机工作在机械特性较硬区域。

在三相半波整流电路中,临界电流 I_{dc} 对应于晶闸管导通角 θ_1 从小于 $\frac{2}{3}\pi$ 增大到等于 $\frac{2}{3}\pi$ 时的电流值,因此将 $\theta = \frac{2\pi}{3}$ 代入式 (2-84),可求出临界电流为

$$I_{dc} = 0.462 \frac{U_2}{\omega L} \sin \alpha \quad (2-88)$$

$$\begin{aligned} \text{则} \quad L &= 0.462 \frac{U_2}{\omega I_{dc}} \sin \alpha \\ &= 1.47 \frac{U_2}{I_{dc}} \text{ (mH)} \quad (\text{取 } \alpha = 90^\circ) \end{aligned} \quad (2-89)$$

式中 L 为回路总电感量,单位是毫亨。一般取 $I_{dc} = 5\% I_N$, U_2 是变压器二次相电压有效值。

对于三相全控桥式整流电路有

$$L = 0.03 \frac{U_2}{I_{dc}} \text{ (mH)} \quad (2-90)$$

2.8 电容滤波的三相不可控整流电路

近些年来,在交-直-交变频器、不间断电源、开关电源等应用场合中,多数都是采用不可控整流电路经电容滤波后提供直流电源,供后级的逆变器、斩波器使用。在前面所讲的可控整流电路中,将晶闸管换为整流二极管,变成为不可控整流电路。在电容滤波的三相不可控整流电路中,最常用的是三相桥式结构,本节将对此电路的工作原理进行分析。

2.8.1 理想情况下电容滤波的三相不可控整流电路

电容滤波的三相桥式不可控整流电路如图 2-15 所示。假设该电路已工作于稳态,同时由于实际中作为负载的后级电路稳态时消耗的直流平均电流是一定的,所以分析中以电阻 R 作为负载。按照线电压提供给每对二极管最高电压时导通的规律,当某一对二极管导通时,输出直流电压等于交流侧线电压中最高的一相,该线电压既向电容供电,也向负载供电。当没有二极管导通时,由电容向负载放电,直流侧输出电压 u_d 按指数规律下降。

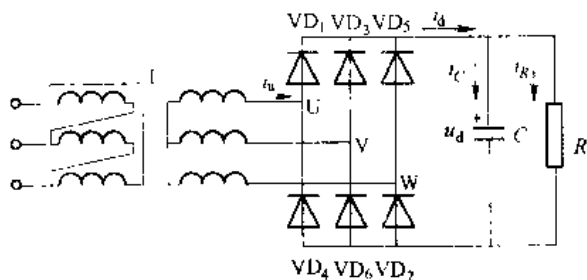


图 2-15 电容滤波的三相桥式不可控整流电路

图 2-46 给出了此电路的理想工作波形。设二极管在距线电压过零点 δ 角处开始导通,并以二极管 VD_6 和 VD_1 开始导通的时刻为时间零点,则线电压为

$$u_{eL} = \sqrt{6} U_2 \sin(\omega t + \delta) \quad (2-91)$$

在 $\omega t = 0$ 时,二极管 VD_6 和 VD_1 开始同时导通,直流侧电压等于 u_{uv} ;下一次同时导通的一对二极管是 VD_1 和 VD_2 ,直流侧电压等于 u_{uw} 。这两段导通过程之间的交替,由于负载

的大小,存在着 i_d 断续和连续的两种情况。一种情况,当 $\omega t=0$ 时,线电压 u_{uv} 经二极管 VD_1 、 VD_4 一方面向负载 R 提供电流,另一方面向电容器 C 充电,直流侧电压 u_d 等于 u_{uv} , u_{uv} 达到最大值后又按照正弦规律下降,当 $u_{uv} < u_d$ 时, VD_1 、 VD_4 受反向电压作用而关断,电容器 C 经 R 放电,提供负载所需电流,同时 u_d 按指数规律下降。当 u_{uv} 大于 u_d 时, VD_1 、 VD_2 受正向电压导通,直流侧电压变为 u_{uw} , 工作过程类似前段,以后过程以此类推。由于电容器 C 反复进行充放电,负载电压中的纹波成分较小,平滑性好且平均值增大。这种情况下交流侧向直流侧的充电电流 i_d 是断续的,如图 2-46 所示;另一种情况是 VD_2 一直导通,交替时由 VD_6 导通换相至 VD_2 导通, i_d 是连续的,直流侧电压为线电压的包络线,电流波形如图 2-47 (a) 所示。

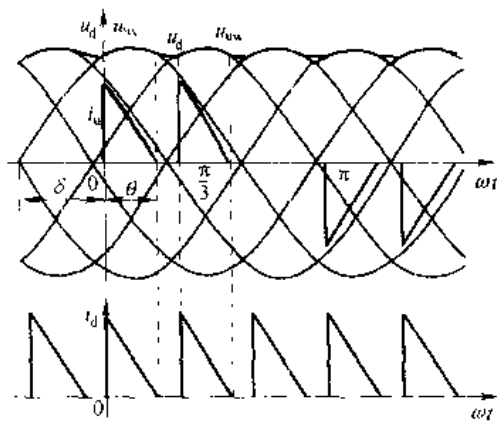


图 2-46 电容滤波的三相桥式不可控电路波形

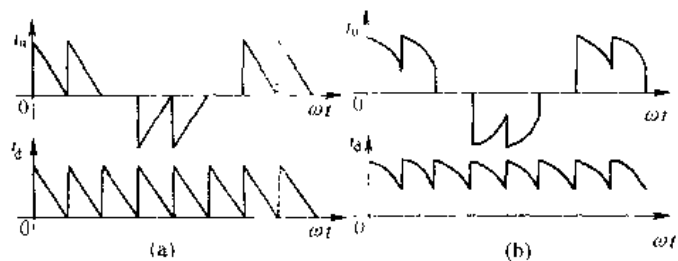


图 2-47 电容滤波的三相桥式整流电路

(当 ωRC 等于和小于 $\sqrt{3}$ 时的电流波形)

(a) $\omega RC = \sqrt{3}$; (b) $\omega RC > \sqrt{3}$

介于 i_d 连续与断续的临界情况是, VD_6 和 VD_1 同时导通的阶段与 VD_1 和 VD_2 同时导通的阶段在 $\omega t + \delta = 2\pi/3$ 处恰好衔接起来, i_d 恰好连续, 电流波形如图 2-47 (b) 所示。

可以根据下列公式, 确定临界条件。在 VD_6 和 VD_1 导通期间, 以下方程成立

$$u_d(0) = \sqrt{6} U_2 \sin \delta \quad (2-92)$$

$$\begin{cases} u_d(0) + \frac{1}{C} \int_0^T i_C dt = u_{2L} \end{cases} \quad (2-93)$$

式中, $u_d(0)$ 为 VD_6 、 VD_1 开始导通时刻直流侧电压值。

将式 (2-91) 和式 (2-92) 代入式 (2-93) 并求解得

$$i_C = \sqrt{6} \omega C U_2 \cos(\omega t + \delta) \quad (2-94)$$

而负载电流为

$$i_R = \frac{u_{2L}}{R} - \frac{\sqrt{6} U_2}{R} \sin(\omega t + \delta) \quad (2-95)$$

$$i_d = i_C + i_R = \sqrt{6} \omega C U_2 \cos(\omega t + \delta) + \frac{\sqrt{6} U_2}{R} \sin(\omega t + \delta) \quad (2-96)$$

在 $\omega t + \varphi = \frac{2\pi}{3}$ 处, VD_1 、 VD_4 与 VD_2 、 VD_3 换相, $i_d = 0$ 。将其代入式 (2-96) 得

$$\omega RC = \sqrt{3} \quad (2-97)$$

这就是临界条件; $\omega RC > \sqrt{3}$ 和 $\omega RC < \sqrt{3}$ 分别是电流 i_d 断续和连续的条件。对于一个确定的装置来讲, 通常只有 R 是可变的, ω 的大小反映了负载的轻重。因此可以说, 直流侧从交流侧获得的充电电流在轻载时是断续的, 在重载时是连续的, 分界点就是 $R = \sqrt{3} / \omega C$ 。

2.8.2 考虑电感时电容滤波的三相不可控整流电路

前面分析的是理想情况, 未考虑实际电路中存在的交流侧电感以及抑制冲击电流而串联的电感。当考虑上述电感时, 电路的工作情况发生变化, 其电路图和交流侧电流波形如图 2-48 所示, 其中图 2-48 (a) 为电路原理图, 图 2-48 (b)、(c) 分别为轻载和重载时交流侧电流波形。可见, 由于电感的存在, 电流波形的前沿平缓了许多, 有利于电路的正常工作。

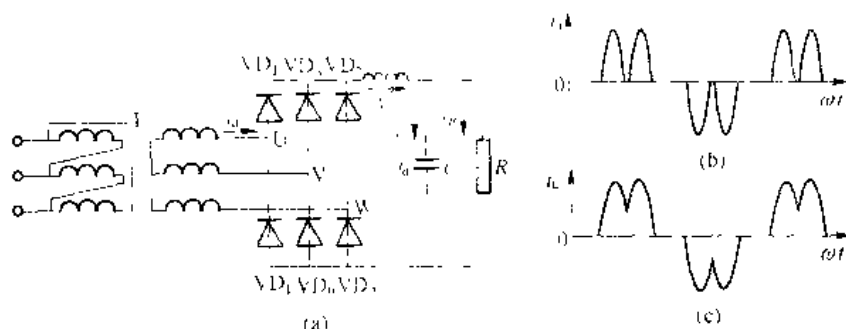


图 2-48 考虑电感时电容滤波的三相桥式整流电路及其波形

(a) 电路原理图; (b) 轻载时的交流侧电流波形; (c) 重载时的交流侧电流波形

2.8.3 主要数量关系

(1) 输出电压平均值。空载时, $R = \infty$, 放电时间常数为无穷大, 输出电压平均值最大, $U_d = \sqrt{6} U_2 = 2.45 U_2$ 。重载时, R 很小, 电容放电很快, 几乎失去储能作用, 随负载加重, 输出电压平均值减小, 至 $\omega RC = \sqrt{3}$ 进入 i_d 连续情况后, 输出电压波形成为线电压的包络线, 其平均值为 $u_d = 2.34 U_2$ 。可见, u_d 在 $2.34 U_2 \sim 2.45 U_2$ 之间变化, 当负载加重到一定程度后, u_d 就稳定在 $2.34 U_2$ 。

(2) 电流平均值。输出电流平均值 I_d 为:

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (2-98)$$

在稳态时, 电容 C 在一个周期内吸收的能量和释放的能量相等, 其电压平均值保持不变, 相应地, 流经电容的电流在一个周期内的平均值为零, 又由 $i_d = i_C + i_R$ 得出:

$$I_d = I_R \quad (2-99)$$

在一个电源周期中, i_d 有 6 个波头, 流过每一个二极管的是其中的两个波头, 因此二极

管电流平均值为 I_d 的 $\frac{1}{3}$, 即

$$I_{T1} = \frac{I_d}{3} = \frac{I_K}{3} \quad (2-100)$$

(3) 二极管承受的电压。二极管承受的最大反向电压为线电压的峰值, 为 $\sqrt{6}U_L$ 。

2.9 整流电路的谐波及功率因数分析

随着电力电子装置在电力系统、工业、交通、家庭等众多领域里广泛应用及容量的增大, 由此带来的谐波 (harmonics) 和无功 (reactive power) 问题也日益严重, 引起越来越广泛的关注。

电力电子装置产生的谐波, 对公用电网会产生危害, 造成电网电压畸变, 影响与之并联的所有用电设备, 如对电话、电报通信、铁路信号的干扰, 引起电动机转矩降低, 损耗增大、振动噪声增加, 使继电保护误动作, 电子计算机等精密电子仪器运行不正常, 使电网补偿电容过流发热, 甚至使并联运行的其他晶闸管装置相互干扰, 产生误触发等。因此必须采取措施, 把它抑制在容许范围内。

对整流电路进行谐波分析, 其所得出的结论对大功率整流结构的选择, 功率因数的改善, 平波电抗器的计算等有着很重要的意义。

2.9.1 整流输出电压的谐波分析

整流电路的输出电压是周期性的非正弦函数, 其中主要成分为直流, 同时包含各种频率的谐波, 这些谐波对于负载的工作是不利的。

2.9.1.1 $\alpha=0$ 时 m 相整流电路分析

设 $\alpha=0^\circ$ 时, m 相半波整流电压如图 2-49 所示 (按 $m=3$ 绘出)。

将纵轴坐标选在整流电压的峰值处, 则 $-\frac{\pi}{m}$ 到 $+\frac{\pi}{m}$ 区间, 整流电压的表达式为

$$u_d = \sqrt{2}U_2 \cos \omega t$$

根据傅氏级数分析, 全部整流电压可分解为:

$$u_d = U_d + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t$$

由于电压波形对 y 轴对称, 即 $u_d(\omega t) = u_d(-\omega t)$, 故只有余弦函数才符合要求, 正弦函数不再存在。因此上式可简化为

$$u_d = U_d + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t \quad (2-101)$$

又因 u_d 以 $\frac{2\pi}{m}$ 为周期重复出现, 则应有

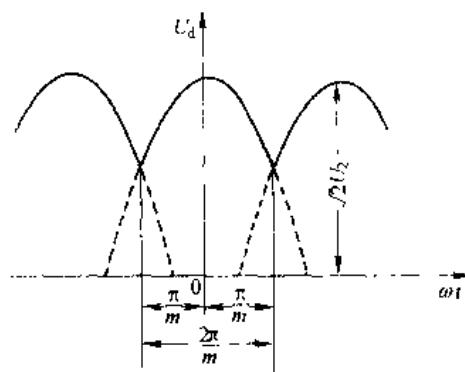


图 2-49 m 相整流电路的整流电压

$$\cos n(\omega t) = \cos n(\omega t - \frac{2\pi}{m}) = \cos[n\omega t + \frac{2n\pi}{m}]$$

这种情况只有当

$$\frac{2\pi n}{m} = 2\pi k (k = 1, 2, 3, \dots \text{等整数})$$

时才有可能, 所以

$$n = mk$$

即在余弦项中, n 一定是 m 的整数倍, 若 m 为三相, 则 $n=3, 6, 9, \dots$ 等, 只有 3 的倍数谐波出现, 其他谐波均不存在。

整流平均电压 U_d 为:

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t d(\omega t) = \sqrt{2} U_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \quad (2-102)$$

根据傅氏级数分析可求得

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cos n \omega t d(\omega t) = -\frac{2 \cos k \pi}{n^2 - 1} U_d \quad (2-103)$$

将式 (2-102) 和式 (2-103) 代入式 (2-101), 得

$$u_d = U_d \left[1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2 \cos k \pi}{n^2 - 1} \cos n \omega t \right] \quad (2-104)$$

三相半波电路时, $m=3$, 代入式 (2-102) 和式 (2-104), 得

$$u_d = 1.17 \left[1 + \frac{2 \cos 3 \omega t}{2 \times 4} + \frac{2 \cos 6 \omega t}{7 \times 7} + \frac{2 \cos 9 \omega t}{8 \times 10} + \frac{2 \cos 12 \omega t}{11 \times 13} + \dots \right] \quad (2-105)$$

三相全控桥电路时, $m=6$, 输出电压为线电压, 将 U_{2L} 替换 U_2 代入式 (2-102), 然后代入式 (2-104), 得

$$u_d = 2.34 U_2 \left[1 - \frac{2 \cos 6 \omega t}{5 \times 7} - \frac{2 \cos 12 \omega t}{11 \times 13} - \frac{2 \cos 18 \omega t}{17 \times 19} - \frac{2 \cos 24 \omega t}{23 \times 25} + \dots \right] \quad (2-106)$$

由以上结果可知, 相数 m 的增加使最低次谐波的频率增加, 同时, 其幅值也迅速减小。这个结论对大功率整流的结构选择, 有很重要的意义。

为了描述整流电压 u_d 所含谐波的总体情况, 定义电压纹波因数 γ_u 为 u_d 中谐波分量有效值 U_k 与整流电压平均值 U_d 之比

$$\gamma_u = \frac{U_k}{U_d} \quad (2-107)$$

其中

$$U_k = \sqrt{U'^2_k + U''^2_k} \quad (2-108)$$

整流电压的有效值为:

$$U = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} (\sqrt{2} U_2 \cos \omega t)^2 d(\omega t)} = U_2 \sqrt{1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{m}}{\frac{2\pi}{m}}} \quad (2-109)$$

则

$$\gamma_n = \frac{U_r}{U_d} = \frac{\left[\frac{1}{2} + \frac{n}{\pi} \sin \frac{2\pi}{m} - \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \right]^2}{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}} \quad (2-110)$$

表 2-3 给出不同相数时的纹波因数。

表 2-3 不同相数时的纹波因数

m	2	3	6	12	∞
$\gamma_n\%$	48.2	18.27	4.18	0.994	0

从表中可以看出, 当 $m=6$ 时, 纹波因数已很小, 它只有 6 次、12 次、18 次……谐波电压。因此相数愈多, 输出直流电压的交流分量就愈小。

2.9.1.2 $\alpha > 0$ 时三相桥式整流电路分析

当 $\alpha > 0$ 时, 随着不同的负载情况, 整流电压的波形分析分为断续与连续两种情况。用上述分析方法, 不能简便地得出一般多相整流的谐波分析。工业上最常用的是三相桥式全控整流电路, 下面集中分析三相桥式全控整流电路电流连续时谐波幅值问题。

负载电压傅氏级数表达式为:

$$\begin{aligned} u_d &= U_d + \sum_{n=6k} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=6k} b_n \cos n\omega t \\ &= U_d + \sum_{n=6k} C_n \cos(n\omega t - \theta_n) \end{aligned}$$

以三相的线电压 u_{uv} 的零点作为坐标原点

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2} U_{2l} \sin \omega t d(\omega t) = 1.35 U_{2l} \cos \alpha \quad (2-111)$$

下列关系仍保持:

$$\begin{aligned} C_n &= [a_n^2 + b_n^2]^{\frac{1}{2}} \\ \theta_n &= \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} \end{aligned}$$

由于 u_d 的基频是 6ω , 可用下面的积分形式确定 a_n 和 b_n , 即

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} u_d \sin n\omega t d(\omega t) = \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2} U_{2l} \sin \omega t \sin n\omega t d(\omega t) \\ n &= 6, 12, 18, \dots \end{aligned} \quad (2-112)$$

$$\begin{aligned} b_n &= \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} u_d \cos n\omega t d(\omega t) = \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2} U_{2l} \sin \omega t \cos n\omega t d(\omega t) \\ n &= 6, 12, 18, \dots \end{aligned} \quad (2-113)$$

以 n 为参变量的谐波幅值的标么值 $\frac{C_n}{\sqrt{2} U_{2l}}$ 与 α 的关系如图 2-50 所示。可见, 当 $\alpha=90^\circ$

时, 谐波幅值最大。

2.9.2 三相全控桥整流电路输出电流的谐波分析

为了简化分析, 设三相全控桥整流电路中整流变压器的初次级绕组都是星形接线, 交流侧电感为零, 直流侧电感 L 为足够大, 即忽略换相过程和电流脉动情况, 交流侧电流波形如图 2-51 所示。在任何控制角 α 的情况下, 每个晶闸管的导通角始终是 120° , i_a 的电流为正负半周各 120° 的方波。三相电流波形相同, 且依次相差 120° 。对于这个波形, 可以根据傅氏级数分解。

因 $f(\omega t) = -f(\omega t + \pi)$, 故不会有偶次项谐波, 其傅氏级数为:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin\omega t - \frac{1}{3}\sin3\omega t + \frac{1}{5}\sin5\omega t - \frac{1}{7}\sin7\omega t + \frac{1}{11}\sin11\omega t + \frac{1}{13}\sin13\omega t \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{17}\sin17\omega t - \frac{1}{19}\sin19\omega t + \frac{1}{23}\sin23\omega t - \frac{1}{25}\sin25\omega t + \dots \right] \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin\omega t - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sum_{k=1,2,3,\dots} (-1)^k \frac{1}{n} \sin n\omega t \end{aligned} \quad (2-114)$$

可以看出, 方波电流中含有大量的 5、7、11、13 等谐波, 这些谐波电流在电网回路引起阻抗压降, 因而使电网电压也含有谐波成分, 造成电网电压畸变。因此, 晶闸管装置实际上可以看成是一个谐波源。

2.9.3 三相全控桥整流电路功率因数分析

正弦电路中, 电路的有功功率为:

$$P = UI \cos\varphi \quad (2-115)$$

式中, U 、 I 分别为电压和电流的有效值; φ 为电流滞后于电压的相位差。

视在功率为:

$$S = UI \quad (2-116)$$

因此, 功率因数 λ 为:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos\varphi}{UI} = \cos\varphi \quad (2-117)$$

可见, 功率因数是由电压和电流的相位差 φ 决定的。

在非正弦电路中, 有功功率、视在功率的定义均和正弦电路相同, 功率因数仍由式 (2-117) 定义。公用电网中, 通常电压的波形畸变很小, 而电流波形的畸变可能很大, 因此,

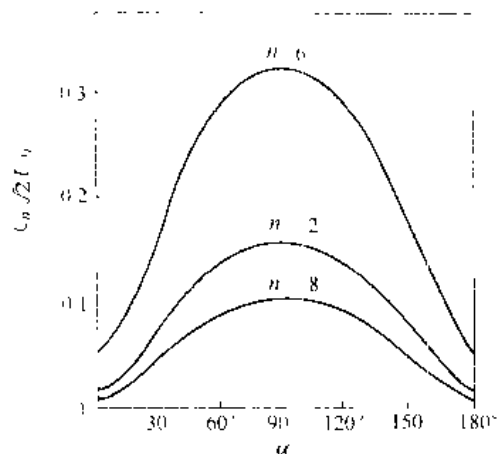


图 2-50 三相桥式全控整流电路电流连续情况下, 以 n 为参变量的 $\frac{I_n}{\sqrt{2} I_d}$ 与 α 的关系

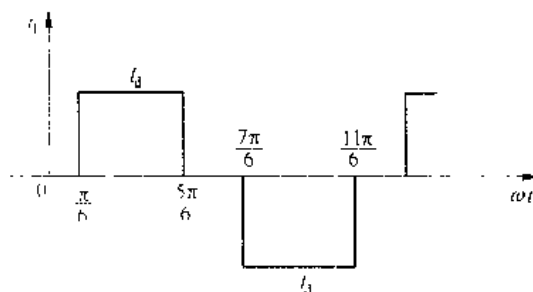


图 2-51 交流侧电流波形

不考虑电压畸变, 研究电压波形为正弦波, 电流波形为非正弦波的情况有很大的实际意义。

设正弦波电压有效值为 U , 畸变电流有效值为 I , 基波电流有效值及电压的相位差分别为 I_1 和 φ_1 。这时有功功率为:

$$P = UI \cos \varphi_1 \quad (2-118)$$

功率因数为:

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \varphi_1}{I} = \gamma \cos \varphi_1 \quad (2-119)$$

式中, $\gamma = I_1/I$, 即基波电流有效值和总电流有效值之比, 称为基波因数, 而 $\cos \varphi_1$ 称为位移因数或基波功率因数。可见, 功率因数由基波电流相位移和电流波形畸变这两个因素共同决定。

三相全控桥式整流电路中, 可由式 (2-114) 得出电流基波和各次谐波的有效值分别为:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \\ I_k = \frac{\sqrt{6}}{k\pi} I_d, \quad k = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (2-120)$$

交流侧电流有效值与直流电流的关系为:

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (2-121)$$

由式 (2-120) 和式 (2-121) 可得基波因数为:

$$\gamma = \frac{I_1}{I} = \frac{3}{\pi} \approx 0.955 \quad (2-122)$$

由于电流基波与电压的相位差仍为 α , 故位移因数仍为

$$\lambda = \cos \varphi = \cos \alpha \quad (2-123)$$

功率因数即为

$$\lambda = \gamma \lambda_1 = \frac{I_1}{I} \cos \varphi = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \approx 0.955 \cos \alpha \quad (2-124)$$

可见整流电路的功率因数随着控制角 α 的增大而恶化。

2.10 整流变压器及平波电抗器参数计算

2.10.1 整流变压器额定参数计算

根据负载所要求的直流平均电压 U_d 和电流 I_d , 可以选择晶闸管整流主电路的形式。在主电路形式和 U_d 一定时, 晶闸管交流侧的电源电压有效值 U_2 只能在一个较小的范围内变化。因为电压 U_2 选择过高, 则晶闸管运行时的控制角 α 过大, 造成变流装置的功率因数变坏, 无功功率增加, 直流电压谐波分量增大, 且 I_{TAV} 增大。若 U_2 选择过低, 则有可能在 $\alpha = \alpha_{max}$ 时变流装置输出的直流电压 U_d 仍达不到负载要求的额定值。在一般情况下, 晶闸管变流装置要求的交流供电电压与电网电压往往不一致, 另外为了尽可能地减少电网与变流装置的相互干扰, 要求能够隔离。因而上列情况均需配用整流变压器。在要求的交流供电电压与电网电压一致的情况下, 可以省去整流变压器, 但需要在整流装置的进线端串入

“进线电抗器”后与电网相联。

整流变压器的初级相电压 U_1 就是电网电压，它是已知的。根据主电路的形式以及所要求的整流电压 U_d 和整流电流 I_d ，可以算出整流变压器的额定参数：次级电压 U_2 ，次级电流 I_2 ，初级电流 I_1 ，次级容量 S_2 ，初级容量 S_1 和平均计算容量 S 。我们可根据这些计算数据选用成品变压器或自行设计制造。

2.10.1.1 二次侧相电压 U_2 的计算

在讨论整流电路的工作原理时，是在理想条件下导出了 U_d 与 U_2 的关系式。这个关系式原则上是正确的，但不能用来准确地计算整流变压器的参数。要比较精确地计算整流变压器二次侧相电压 U_2 必须考虑以下几个因素：

(1) 电网电压波动。根据规定，电网电压允许波动为 $+5\% \sim -10\%$ ，考虑在电网电压最低时仍能保证负载所需要的最大整流输出电压 U_d ，通常取电网电压波动系数 $\beta=0.9$ 。

(2) 变压器漏抗产生的平均换相压降 ΔU_T

$$\Delta U_T = \frac{m}{2\pi} X_T I_d = \frac{m}{2\pi} \cdot \beta \frac{U_2 U_1}{I_{2N}} \cdot I_d$$

(3) 晶闸管或整流二极管的正向导通压降 $n\Delta U_T$ 。

(4) 整流变压器的内阻 R_T 和平波电感器的电阻 R_L 产生的压降

$$\Delta U_Z = (R_T + R_L) I_d = R_Z I_d$$

(5) 最小控制角 α_{min} 。考虑到上述因素之后，则变流装置的最大整流输出电压 U_{dmax} 为：

$$U_{dmax} = \beta U_2 A \cos \alpha_{min} - \frac{m\beta U_2 U_1}{2\pi I_{2N}} I_d - R_Z I_d - n\Delta U_T$$

整理得变压器二次侧电压 U_2 的计算公式为：

$$U_2 = \frac{U_{dmax} + R_Z I_d + \frac{n\Delta U_T}{A\beta \cos \alpha_{min}}}{\frac{U_k}{I_{2N}}} \quad (2-125)$$

式中 A ——理想情况 $\alpha=0^\circ$ 时整流电压 U_d 与二次侧电压 U_2 之比；

C ——线路接线方式系数，见表 2-4；

U_k ——变压器短路电压比，100kVA 以下取 $U_k=0.05$ ，100~1000kVA 取 $U_k=0.05 \sim 0.08$ ，容量越大， U_k 越大（最大 0.1）；

I_2/I_{2N} ——变压器二次侧实际工作电流与变压器二次侧额定电流之比。

表 2-4 几种整流线路变压器电压计算系数

电路型式	A	C	电路型式	A	C
单相全波	0.9	0.507	三相半波	1.17	0.866
单相桥式	0.9	0.707	三相桥式	2.54	0.5

在要求不太精确的情况下，式 (2-125) 可简化如下：

$$U_2 = (1.1 \sim 1.5) U_{dmax} / A \quad (2-126)$$

例 2-4 某晶闸管直流调速系统，其电动机的额定值 $U_N=220V$ ， $I_N=287A$ ， $P_N=55kW$ ，采用三相全控桥式整流电路供电，电网电压波动系数 $\beta=0.9$ ，变压器的短路电压比

$U_k=0.05$, 管压降 $\Delta U_1=1\text{V}$, $n=2$, $I=I_N=1$, 变压器和平波电抗器的电阻不计, 求变压器二次侧相电压 U_2 。

解 查表 2-4 得: $A=2.34$, $C=1$, 取最小控制角 $\alpha_{\min}=30^\circ$, 则

$$U_2 = \frac{2U_1}{2.34 \times 0.9(\cos 30^\circ + 0.5 \times 0.05 \times 1)} = 125\text{V}$$

2.10.1.2 一、二次相电流的计算

A 三相桥式

变压器二次侧电流波形 i_2 如图 2-52 所示, 为正反方向矩形电流波, 将 i_2 按傅氏级数展开, 可分解为基波和各次谐波分量, 均可通过变压器的磁耦合反映到一次侧绕组中去, 因此一次侧电流 i_1 与 i_2 的波形相同, 其有效值为:

$$\begin{aligned} I_1 = I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[I_d^2 \frac{2\pi}{3} + (-I_d)^2 \frac{2\pi}{3} \right]} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \quad (2-127) \end{aligned}$$

B 三相半波

变压器二次侧电流波形如图 2-53 所示为单向矩形波。将 i_d 按傅氏级数展开可分解为直流分量 i_{20} 和交流分量 $i_{2\omega}$ 。只有交流分量才能通过磁耦合反映到一次侧去, 所以 $i_1=i_{2\omega}$, 二次侧电流有效值为:

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot I_d^2 \cdot \frac{2\pi}{3}} = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = 0.577 I_d \\ &\quad (2-128) \end{aligned}$$

因为只有交流分量 $i_{2\omega}$ 才能耦合到一次侧, 所以一次侧电流有效值为:

$$I_1 = I_{2\omega} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\left(\frac{2}{3} I_d \right)^2 \frac{2\pi}{3} + \left(-\frac{1}{3} I_d \right)^2 \frac{4\pi}{3} \right]} = 0.472 I_d \quad (2-129)$$

2.10.1.3 一、二次侧容量 S_1 、 S_2 及平均计算容量 S

变压器的容量是指相数、相电压有效值的乘积:

$$\text{二次侧容量} \quad S_2 = m_2 U_2 I_2 \quad (2-130)$$

$$\text{一次侧容量} \quad S_1 = m_1 U_1 I_1 \quad (2-131)$$

式中, m_1 和 m_2 为整流变压器一、二次侧的相数。

对于三相桥式电路:

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \cdot \frac{U_d}{2.34} \times 0.816 I_d = 1.05 P_d$$

$$S_1 = 3U_1 I_1 \approx 3U_2 I_2 = 1.05 P_d$$

可见变压器二次侧无直流分量时, 其一、二次侧容量相等, 即:

$$S = S_1 = S_2$$

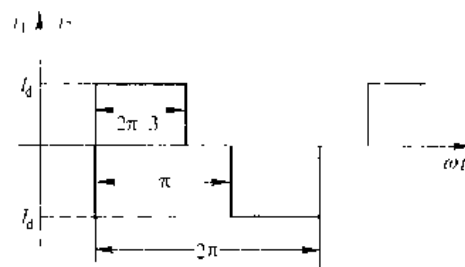


图 2-52 三相全控桥式接线变压器电流波形

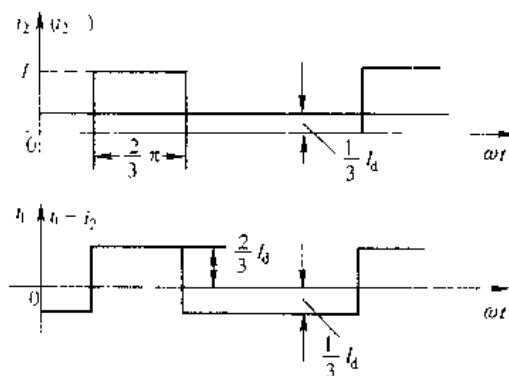


图 2-53 三相半波接线变压器电流波形

对于三相半波电路:

$$S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \times \left(\frac{U_1}{\sqrt{3}} \right) \times 0.577 I_1 = 1.18 P_0$$

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 \times \left(\frac{U_1}{\sqrt{3}} \right) \times 0.472 I_1 = 1.22 P_0$$

由上述计算可见,在变压器二次侧存在直流分量的情况下,其一次侧容量小于二次侧容量。在这种情况下变压器的容量用平均计算容量来决定:

$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) = (1.22 + 1.18)P_0 = 1.35P_0$$

应当指出,我们上面所研究的情况虽是以电感性负载得出的结果,在电阻性负载下电流的波形为正弦波的一部分。其计算过程与上面所述相同。

2.10.2 电抗器电感量的计算

晶闸管可控装置输出的是脉动直流电压,尤其在可控整流装置的控制角较大时,其输出电压的脉动更是严重。因而引起负载电流的脉动过大,甚至电流出现断续。对于某些直流负载,如直流电动机,过大的电流脉动将会使直流电动机的换向恶化并因铁耗增大而引起电动机过热等。电流出现断续将使直流电动机的机械特性变软,因此必须采取措施,减小负载电流中的交变分量并使在负载电流最小时仍能保证连续。为此通常在负载回路中串入电抗器

电抗器的参数有两个:一个是流过电抗器的电流,这是由负载所确定的;另一个是电感量。本节给出几种电感量的计算公式:

(1) 保证电流连续的电感量 L_c (mH)

$$L_c = K \frac{U_a}{I_{\text{dmin}}} \quad (2.132)$$

式中 U_a ——晶闸管装置交流侧电源相电压有效值 (V);

I_{dmin} ——要求连续的最小负载电流 (A);

K_1 ——与整流电路有关的系数,由表 2.5 查得。

表 2.5 计算电感量时的有关数值

电感量的有关数值		单相全控桥	单相半波	三相全控桥	带平衡电抗器的双反星形
L_m	f_d	1.20	1.50	3.00	3.00
	最大脉动时的 α	60°	90°	90°	90°
	U_{dM}/U_a	1.2	1.88	0.46	0.46
L_a, L_j	$K_1 = K$	0.85	1.46	0.693	0.348
L_B	K_B	6.18	6.7	3.9	7.8

(2) 限制输出电流脉动的电感量 L_m (mH)

$$L_m = \frac{\left(\frac{U_a}{f_d} \right)^2 \times 10^{-3}}{2\pi f_0} \approx \frac{U_a^2}{S I_d} \quad (2.133)$$

式中 S_i ——电流脉动系数，为输出脉动电流中最低频率的交流分量幅值 I_{dm} 与输出脉动电流平均值之比，即 $S_i = I_{dm} / I_d$ ，通常三相电路 $S < 5\% \sim 10\%$ ，单相电路 $S_i < 20\%$ ；

f_1 ——输出电流的最低次谐波的频率；

U_{dm} ——输出脉动电压中最低频率的交流分量幅值；

U_2 ——交流侧相电压有效值；

I_d ——输出脉动电流的平均值。

(3) 在可逆电路中限制环流的电感量 L_j (mH)

$$L_j = K_j \frac{U}{I} \quad (2-134)$$

式中 I_j ——均衡电流，即环流，通常取额定负载电流 I_d 的 $3\% \sim 10\%$ ；

K_j ——系数，它与主电路形式有关，可由表 2-5 查得。

(4) 电动机电感量 L_D 和变压器漏抗 L_B 。

电动机的电感量 L_D (mH) 按下式计算：

$$L_D = K_D \frac{U_N}{2pn_N I_N} \times 10^3 \quad (2-135)$$

式中 U_N 、 I_N ——电动机的额定电压和额定电流；

n_N 和 p ——电动机的额定转速和磁极对数；

K_D ——计算系数，对于一般无补偿电动机 $K_D = 8 \sim 12$ ；对于快速无补偿电机 $K_D = 6 \sim 8$ ；对于有补偿电机 $K_D = 5 \sim 6$ 。

变压器次级每相的漏电感量 L_B (mH) 按下式计算：

$$L_B = K_B \frac{U_K \%}{100} \times \frac{U_2}{I_d} \quad (2-136)$$

式中 $U_K \%$ ——变压器的阻抗电压；

K_B ——与整流电路有关的系数，由表 2-5 查得；

U_2 ——变压器次级相电压有效值；

I_d ——负载电流。

因此，与负载串联限制电流脉动的实际电感量 L_{ma} 应从公式 (2-133) 所得的 L_m 中减去 $(L_D + L_B)$ ，即

$$L_{ma} = L_m - (L_D + L_B) \quad (2-137)$$

实际临界电感量 L_{la} 应从公式 (2-132) 所得 L_l 中减去 $(L_D + L_B)$ ，即

$$L_{la} = L_l - (L_D + L_B) \quad (2-138)$$

实际限制环流电感量 L_{ja} 应从公式 (2-134) 所得 L_j 中减去 L_B ，即

$$L_{ja} = L_j - L_B \quad (2-139)$$

在具体计算时应当注意，对于三相桥式系统，因为变压器两相串联导电，计算时应取 $2L_B$ 代入；对于双反星形应取 $\frac{1}{2}L_B$ 代入。

电抗器 L_{ma} 和 L_{ja} 可以根据要求，合并为一个电抗器 L_a ， L_a 的数值取其中大者。至于限制环流电抗器和限制电流脉动的电抗器可以有合并与分设两种方案。一般限制环流电抗器

I_L 和电抗器 L 分设的方案比较经济,故采用较多。因限环流电抗器在流过环流时不应饱和,流过工作电流时允许饱和,因此限环流电抗器体积可以减小很多。

习 题

2-1 什么是控制角 α , 导通角 θ , 平均电压 $\bar{U}$, 平均电流 $\bar{I}$, 有效值电压 U_{eff} 及 U , 有效值电流 I_{eff} 、 I_1 、 I_2 , 为什么要求触发脉冲电压 U_k 一定要在晶闸管承受正向电压时出现?

2-2 已知单相半波电阻负载可控整流电路,如图2-1(a)所示。 $U_2=220V$,要求整流输出电压 $U_d=75V$,平均电流 $I_d=20A$,试选择晶闸管的额定电压 U_{TNR} ,额定电流 I_{TNA} 为多少?(取安全裕量为2倍)

2-3 试计算2-2题中整流变压器二次功率因数 $\cos\varphi$ =?欲使整流变压器的功率因数为 $\cos\varphi=0.698$,应选 U_2 =?

2-4 单相半波可控整流电路,电感性负载,如图2-6(a)所示。已知 $U_2=220V$,负载电阻 $R_d=4\Omega$,电感 $L=0.2H$,要求整流输出电压 $U_d=45V$,试计算晶闸管的导通角 θ ,平均电流 I_{dT} ,有效值电流 I_T 及续流管的平均电流 I_{dDR} 和有效值电流 I_{DR} 各为多少?

2-5 单相半波可控整流电路如图2-4(a)所示,画出 $\alpha=90^\circ$ 时整流电压 u_d 、触发脉冲电压 U_k 、晶闸管两端电压 u_T 、续流管 u_{DR} 和电源电流 i 的波形。

2-6 单相全控桥式整流电路电阻性负载,在所有晶闸管均无触发时,每个晶闸管所承受的正反向电压 u_1 是多少,在有一个桥路导通时,情况又如何?

2-7 单相全控桥式整流电路如图2-7(a)所示。要求输出的直流平均电压 $U_d=12\sim 30V$ 连续可调,平均电流 $I_d=20A$,最小控制角 $\alpha_{min}=20^\circ$,并考虑每只晶闸管的平均通态压降 $U_{T(ON)}=1V$,线路压降为 $1V$,试求:

(1) 当 $\alpha_{min}=20^\circ$ 时, U_2 =? I_2 =?

(2) 当输出电压 $U_d=12V$ 时, α =? I_{T1} =?

2-8 单相全控桥式整流电路,当 $\omega L > R_d$ 时 $\alpha=60^\circ$, I_2/I_d =? I_1/I_d =? I_{d1}/I_d =? U_{Tm} =?

2-9 单相全控桥式整流电路大电感负载,是否可以加续流二极管?试画出 $\alpha=90^\circ$,加续流二极管时的 u_d 、 i_d 波形。

2-10 单相全控桥式整流电路大电感负载, $U_2=220V$, $R_d=4\Omega$,试计算 $\alpha=60^\circ$ 时输出电压 u_d ,电流 i_d 的平均值。

2-11 图2-54所示的整流变压器二次具有中心抽头的全波整流电路, R_d 是负载电阻,试画出 $\alpha=60^\circ$ 时的 u_d 、 i_d 、 u_{T1} 的波形。若负载是大电感性质的,试画出 $\alpha=60^\circ$ 时 u_d 、 i_d 、 u_{T1} 的波形,并写出 U_{Tm} =?

2-12 图2-13所示的单相全控桥式整流电路, L 足够大, $U_2=220V$, $E_M=89V$, $R_d=0.4\Omega$,试计算当 $\alpha=60^\circ$ 时,输出电压 U_d =?电流 I_d =?如果负载端并联续流管时, U_d =? I_d =?并求出晶闸管和续

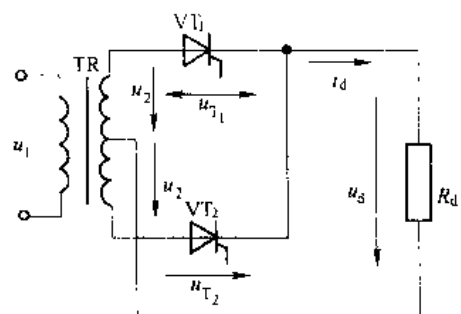


图2-54 习题2-11附图

流管中的平均电流 I_{d1} 、 I_{d2} 和有效值 I 、 I_{LR} 值。画出两种情况时的电压电流波形。

2-13 单相半控桥式整流电路，续流二极管，对直流电动机供电，电感足够大，如图 2-19 所示。 $U_2=220V$ ， $\alpha=60^\circ$ ，平均电流 $I_d=30A$ ， $R_A=0.3\Omega$ ，试计算：

- (1) 电动机的反电势 $E_M=?$
- (2) 晶闸管、整流二极管和续流二极管的平均值和有效值电流各是多少？
- (3) 电源电流有效值 $I_1=?$ 视在功率 $S=?$ 有功功率 $P=?$ 功率因数 $\cos\varphi=?$

2-14 试比较单相全控桥和半控桥两种整流电路的优缺点，在实际应用时如何选择？

2-15 单相半控桥式整流电路，纯电阻性负载，若其中一只晶闸管的阳、阴极间被烧断，试画出整流二极管、晶闸管和负载两端的电压波形。

2-16 画出单相半波可控整流电路 $\alpha=60^\circ$ 时，带不同负载（纯电阻、大电感无续流管、大电感有续流管、反电势无电感）时，整流电压 u_d ，整流电流 i_d 及晶闸管 u_T 的波形。

2-17 三相半波整流电路，采用晶闸管整流，其电压为 700V，通态电流为 200A，器件不串不并，不考虑安全裕量，求此整流器的输出最大电压、电流和功率。

2-18 三相半波可控整流电路，电阻负载，如触发脉冲左移到自然换相点之前 15° 处，分析电路工作状态，画出触发脉冲宽度分别为 10° 与 20° 时负载两端电压 u_d 波形。

2-19 三相半波可控整流电路带大电感负载， $R_d=10\Omega$ ， $U_2=220V$ 。求 $\alpha=45^\circ$ 时负载直流电压 U_d 、流过晶闸管的平均电流 I_T 和有效值 I_T ，画出 u_d 、 i_T 、 u_T 波形。

2-20 三相半波可控整流电路，能否用图 2-55 所示只用一套触发装置，每隔 120° 送出触发脉冲使电路工作？如能工作，移相范围多大？最小输出直流电压为多大？

2-21 在图 2-56 电路中，当 $\alpha=60^\circ$ 时，画出下列故障时 u_d 波形：

(1) 熔断器 1FU 熔断。(2) 熔断器 2FU 熔断。(3) 熔断器 2FU、3FU 同时熔断。

2-22 三相半波可控整流电路，电感性负载， $R=2\Omega$ ， $L=\infty$ ，欲借调节 α 达到维持 $I_d=250A$ 为恒值，已知 $X_B=0.08\Omega$ ，附加直流端压降 $\Delta U=10V$ ，供电电压经常在 $1\sim 1.15$ 额定范围内变化，求 U_2 值和 α 变化的范围。

2-23 有两组三相半波可控整流装置，一组是共阴极接法，一组是共阳极接法，如果它们的控制角都是 α ，那么共阴极组的控制脉冲与共阳极组的控制脉冲对同一相来说，例如都是 V 相，在相位上差多少度？

2-24 在三相桥式全控整流电路中，电阻性负载，如果有一个晶闸管不能导通，此时的整流波形如何？如果有一个晶闸管被击穿而短路，其他晶闸管受什么影响？

2-25 三相半波整流电路向直流电动机供电，电路中串有足够大的平波电抗器，当电源合闸后欲保持电动机在静止状态，此时各相晶闸管的控制角应为多少度？

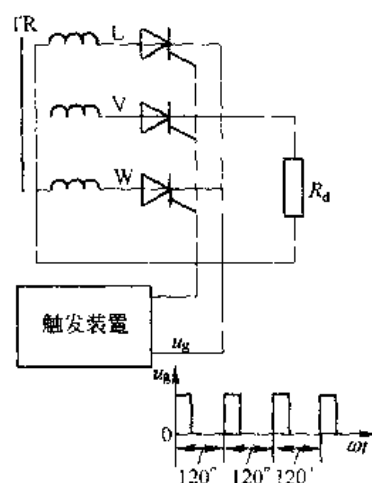


图 2-55 习题 2-20 附图

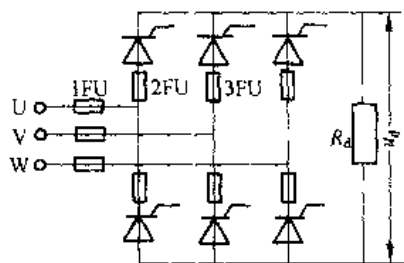


图 2-56 习题 2-21 附图

画出这时整流电压波形。

2-26 三相全控桥整流, $\alpha=0^\circ$, 电阻 $\sim$ 负载, $R=5\Omega$, $L=\infty$, $U_2=220V$, $X_{\Sigma}=0.3\Omega$, 求 U_d 、 I_d 、 I_{T1} 、 I_{T2} 和 γ 的数值并作出 u_d 、 i 和 i_T 的波形。

2-27 龙门刨床, 其工作台由 $220V$, $500A$ 的直流电动机拖动, 由三相桥式全控整流电路供电, 变压器一、二次线电压分别为 $380V$ 和 $220V$, 要求起动电流限制在 $600A$, 当负载电流降至 $20A$ 时电流仍连续, 计算变压器 晶闸管的定额和平波电抗器的电感量。

2-28 某电解铜装置(纯电阻负载)采用三相桥式整流电路供电, 要求输出电压 $100V$, 电流 $12000A$, 变压器高压侧由 $10kV$ 供电, 接线方式为 $D/Y-11$ 。试计算整流变压器二次电压 U_2 、变压器容量、不考虑安全裕量时整流二极管电流额定值。

2-29 三相全控桥整流电路, 其整流输出电压中含有哪些次数的谐波, 其中幅值最大的是哪一次, 变压器二次电流中含有哪些次数的谐波, 其中主要的是哪几次?

3 有源逆变电路

3.1 逆变的概念

3.1.1 逆变的定义

前面研究的整流电路是利用晶闸管把交流电变成直流电供给负载,但是在生产实践中,还需要有相反的过程,即利用晶闸管把直流电转变成交流电,这种对应于整流的逆过程,定义为逆变(Inversion)。例如,应用晶闸管的电力机车,当下坡行驶时,使直流电动机作为发电机运行(制动),机车的位能转变成电能,并把它反送到交流电网中去。再如运转着的直流电动机,要使它迅速地制动,也可让电动机作为发电机运行,把电机的动能转变为电能,反送到电网中去。

在一般情况下,同一套晶闸管电路既可作整流又可作逆变,这种装置通常称为变流器(Converter),把变流器的交流侧接到交流电网上,把直流电逆变为同频率的交流电反送到交流电网上,称为有源逆变。变流器的交流侧不与电网连接,而是直接接到负载上,即把直流电逆变为某一频率或可调频率的交流电供给负载,则称为无源逆变。有源逆变电路常用于直流可逆调速系统,交流绕线转子异步电动机串级调速以及高压直流输电等方面。无源逆变电路常用于交流变频调速等方面。无源逆变电路将在第6章详细讨论,本章只讨论有源逆变。

3.1.2 逆变过程的能量关系

为进一步说明晶闸管供电电路的特殊性,以下先从直流发电机——电动机系统入手,研究其间能量关系,再转入变流器中分析交流和直流电之间电能的流转关系,得出有源逆变的条件。

图3-1所示直流发电机——电动机系统中,M为他励直流电动机,G为他励直流发电机,图中均未画出励磁回路。控制发电机电势的大小和极性,可实现电动机四象限的运行状态。现就以下几种情况分析电路中能量关系。

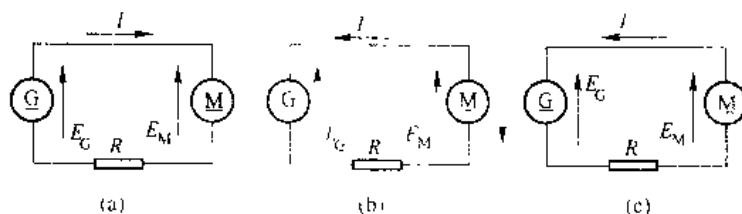


图 3-1 G、M 机组间的能量关系

在图 3-1 (a) 中, 电动机 M 作电动运行, 发电机的电势 E_G 大于电动机的反电势 E_M , 于是产生的电流数值为:

$$I = \frac{E_G - E_M}{R} \quad (3-1)$$

电流方向与 E_G 相同而与 E_M 相反, 此时电压方程和能量方程如下:

$$E_G = E_M + IR \quad (3-2)$$

$$E_G I = E_M I + I^2 R \quad (3-3)$$

发电机输出的电功率为 $P_G = E_G I$, 电动机吸收的电功率为 $P_M = E_M I$, 电阻 R 上消耗功率 $P_R = I^2 R$ 。电能由发电机流向电动机, 转变为电动机轴上输出的机械能。

如取 G 的激磁电流减小使 E_G 小于 E_M (但方向不变, 如图 3-1 (b) 所示。这时电流改变方向, 电动机作发电运行 (回馈制动)。电流从电动机 M 流向发电机 G, 其数值为:

$$I = \frac{E_M - E_G}{R} \quad (3-4)$$

此时 I 和 E_M 同方向而与 E_G 反方向, 故电动机变为电源输出电功率, 而发电机则吸收电功率, 电动机轴上输入机械能转变为电能反馈给发电机, 电阻总是消耗功率。

如果改变电动机激磁电流的方向使 E_M 的方向与 E_G 一致, 如图 3-1 (c) 所示。这时两个电势顺向串联起来, 向电阻 R 供电, 发电机和电动机都输出功率, 由于 R 的阻值一般都很小, 实际上形成短路, 产生很大的短路电流。从以上分析中可以看出有两点需要注意, 一是两个电势源同极性相接时, 电流总是从高电势源流向低电势源, 电流数值取决于两个电势之差和回路总电阻, 当回路电阻很小时, 即使很小的电势差也能产生足够大的电流; 当两电势反极性相接时, 当回路电阻很小时, 即形成电源短路, 在工作中必须严防这类事故发生。二是电流从电源正极流出的为输出功率, 从电源正极流入的为输入功率。由于电功率为电流与电势的乘积, 随着电势或电流方向的改变, 电功率的流动方向也改变。

3.1.3 逆变产生的条件

以三相半波电路为例, 用以代替发电机给电动机供电, 如图 3-2 所示。分析此时电路内电能的流向关系。设电动机 M 作电动运行, 三相半波电路应工作在整流状态, α 的范围在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 间, 直流侧输出 U_d 为正值, 且 $U_d > E_M$, 如图 3-2 (a) 所示, 才能输出 I_d , 其值为:

$$I_d = \frac{U_d - E_M}{R} \quad (3-5)$$

一般情况下 R 很小, 因此电路经常工作在 $U_d \approx E_M$ 的条件下, 交流电网输出电功率, 电动机则输入电功率。

在图 3-2 (b) 中, 电动机作发电运行 (回馈制动), 由于晶闸管的单向导电性, 电流 I_d 的方向不能改变, 若要改变电能的输送方向, 只能改变 E_M 的极性。为了防止 U_d 与 E_M 顺向串联, U_d 的极性也必须反过来, 即 U_d 应为负值, 且 $E_M' > |U_d|$, 才能把电能从直流侧送到交流侧, 实现有源逆变。这时电流 I 为:

$$I_d = \frac{E_M - U_d}{R} \quad (3-6)$$

电路中电能的流向与整流相反, 电动机 M 输出电功率, 电网吸收电功率。为了防止电路中

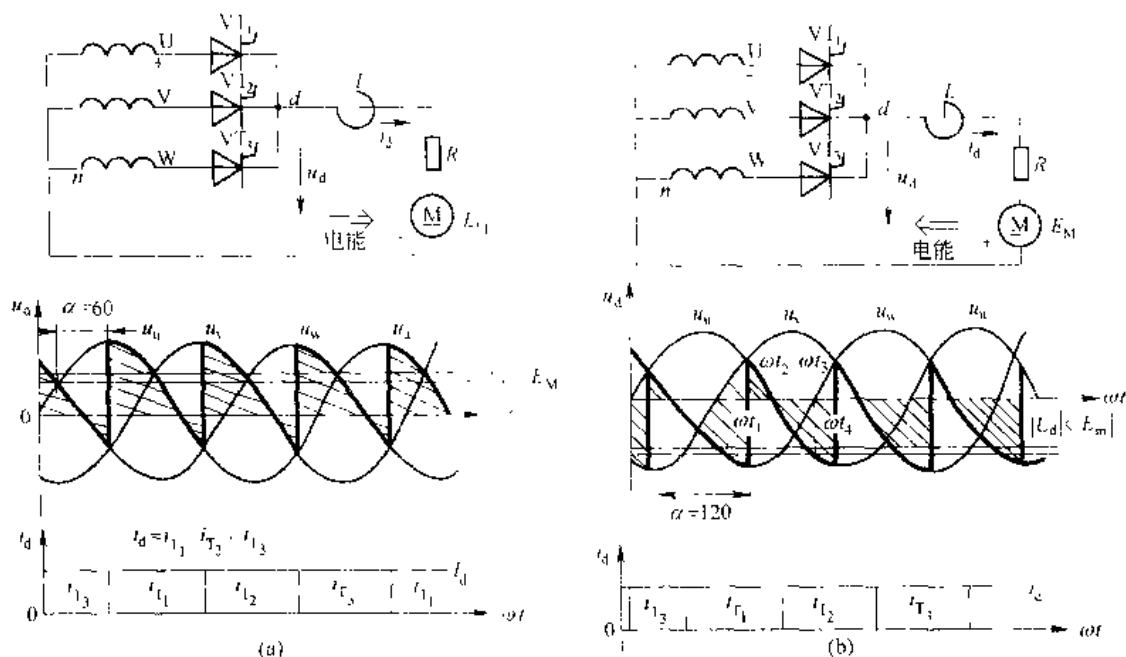


图 3-2 三相半波整流电路整流与逆变

过电流, 同样应满足 $|E_M| \approx |U_d|$ 条件。 E_M 的大小由电动机转速的高低来决定, 而使 U_d 变为负值及值的大小可以通过改变 α 来实现, 例如 $\alpha = 120^\circ$, 见图 3-2 (b), ωt_1 时触发晶闸管 VT_1 使它导通, 到 ωt_2 后 u_{d1} 开始变负, 但因电动机电势给晶闸管提供正压, 且 $|E_M| > |u_{d1}|$, VT_1 继续导通, $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 之前, 电抗器 L 储能。 ωt_2 后 $|E_M| < |u_{d2}|$, 电流 i_d 减小, 电抗器中感应电势 e_L 改变方向, 电感放能维持 VT_1 继续导通, 电抗器的电感量足够大, 因而电流连续, VT_1 导通 120° , 直至 ωt_3 时触发 VT_2 , VT_2 与 VT_1 换流, VT_2 、 VT_3 也按此规律各导通 120° 。由图 3-2 (b) 可见输出电压 u_d 为负的部分多于正的部分, 故平均值 U_d 为负值。如取 α 的范围在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 之间, 同样分析可得出 U_d 始终为负值。

从上述分析中, 可归纳出产生逆变要有两个条件: 一是要有一个直流电源, 如直流电动机的电枢电势或蓄电池等, 这个电势的极性要和晶闸管的导通方向一致, 数值上应大于变流器直流侧输出电压。二是要求晶闸管电路的控制角 $\alpha > 90^\circ$, 使得变流器的直流侧出现一个负的平均电压。以上两个条件必须同时具备才能实现有源逆变。

3.2 可控整流电路有源逆变工作状态

3.2.1 三相半波整流电路有源逆变工作状态

在分析逆变产生条件中, 已分析了三相半波逆变电路的工作原理, 进一步分析会发现电路在整流时输出电压与控制角存在着余弦函数关系, 即

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

在逆变工作时, 此式仍成立, 为实现逆变, 反电势 E_M 需反向, 而 U_d 在上式中由于 $\alpha > 90^\circ$

已自动变为负值, 完全满足逆变的条件。整流和逆变的区别仅在于控制角 α 不同, $0^\circ \sim 90^\circ$ 时, 电路工作在整流状态, $90^\circ \sim 180^\circ$ 时, 电路工作在逆变状态。因此, 完全可以沿用整流的办法来处理逆变时有关波形与参数计算等问题。

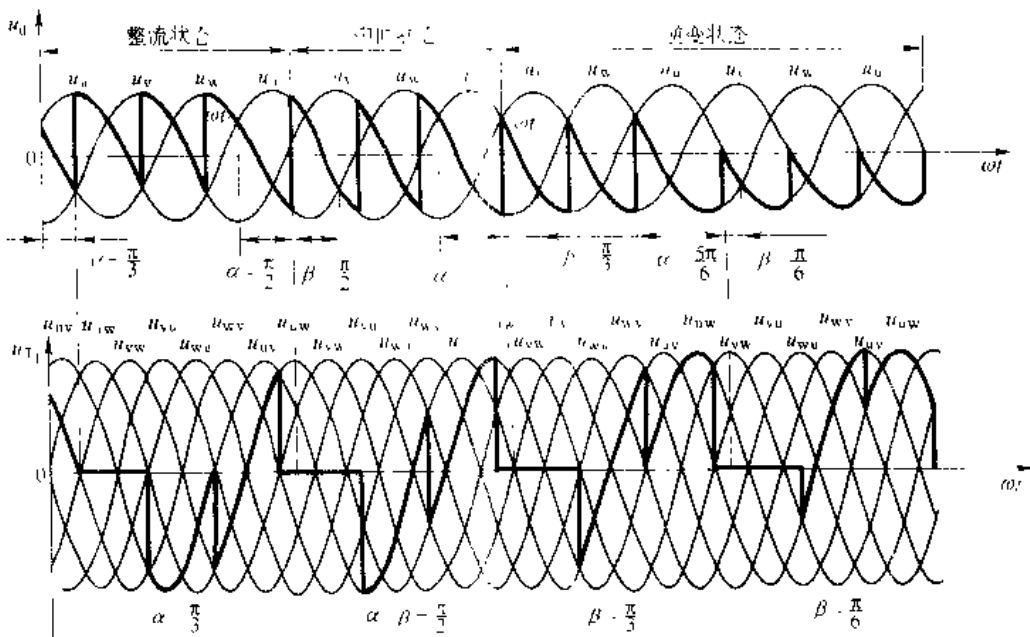


图 3-3 三相半波逆变电路的电压波形

在图 3-3 中分别绘出三相半波电路在不同控制角时输出电压 u_d 波形以及晶闸管 VT_1 两端的电压波形, 从 d 、 n 两端输出电压波形 u_d 可看出, 当 $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ 范围内改变时, 输出电压的瞬时值 u_d 在整个周期内也是有正有负或全部为负, 但负面积总是大于正面积故平均值为负, 其极性为上负下正。此时 E_M 应稍大于 U_d , I_d 因晶闸管单向导电性而方向不变, 但它从 E_M 的正端流出, 到 U_d 的正端流入, 表明电动机输出直流电能。就变压器二次侧 u 相绕组来看, 晶闸管导通时, 电流 i_{T1} 的方向与 u_u 的极性相反, 表明交流电源吸收能量。由于晶闸管 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 轮流依次导通, 从而把直流电能变为交流电能回馈到电网。在变流器中确定电网是输入功率还是输出功率, 一般从直流侧来分析决定, 因变流器中交流电源与直流电源之间变换有功功率 $P_d = U_d I_d$, 整流时 $U_d > 0$, 电网输出功率, 逆变时, $U_d < 0$, 表示电网输入功率, 如将变流器用方框图表示, U_d 、 E_M 极性、 I_d 流向及能量传递关系如图 3-4 所示。

晶闸管两端电压波形分析方法同整流时完全相同, 如 VT_1 导通, $u_{T1} = 0$; VT_2 导通, $u_{T1} = -u_u$; VT_3 导通, $u_{T1} = -u_w$, 由波形可见, 逆变状态时, 晶闸管在阻断时主要承受正向电压,

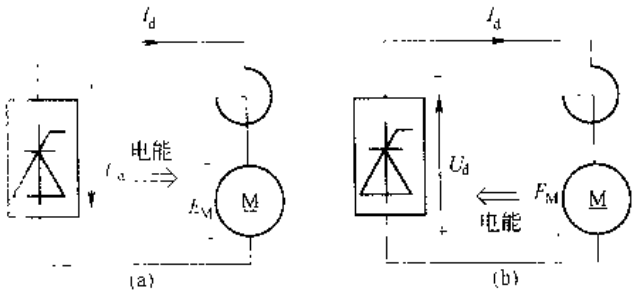


图 3-4 变流器整流与逆变
(a) 整流; (b) 逆变

输出电压平均值

$$U_d = -2.54 U_m \cos \beta = -1.55 U_m \cos \beta \quad (3-8)$$

输出直流电流的平均值亦可用整流公式, 即

$$I_d = \frac{U_m}{R} = \frac{E_m}{R} \quad (3-9)$$

在逆变状态时, U_d 和 E_m 的极性都与整流状态时相反, 均为负值。

每个晶闸管导通 120° , 故流过晶闸管电流的平均值为

$$I_T = \frac{1}{3} I_d \quad (3-10)$$

流过晶闸管电流的有效值为

$$I_T = \frac{I_d}{3} = 0.577 I_d \quad (3-11)$$

从交流电源送到直流侧负载的有功功率为

$$P_d = R_d I_T = E_m I_T \quad (3-12)$$

当逆变工作时, 由于 E_m 为负值, 故 P_d 为负值, 表示功率由直流电源输送到交流电源。

在三相桥式电路中, 每个周期内流过变压器二次绕组的电流为正、负各 120° , 且电流波形正负面积相等, 无直流分量, 其有效值为

$$I_L = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \quad (3-13)$$

3.2.2.2 晶闸管两端电压波形的分析

图 3-6 (a) 给出了 $\alpha=120^\circ$ ($\beta=60^\circ$) 时三相全控桥逆变电路晶闸管 VT_1 两端电压 u_{T1} 波形。线电压包络线 u_{uv} 与 u_n 的交点为 V 自然换相点, $\alpha=0^\circ$ 。沿线电压 u_{uv} 向后推移 120° 即 ωt_1 处, VT_1 开始导通。同理, ωt_2 处, VT_1 开始导通, VT_1 与 VT_3 换流; ωt_3 处, VT_3 开

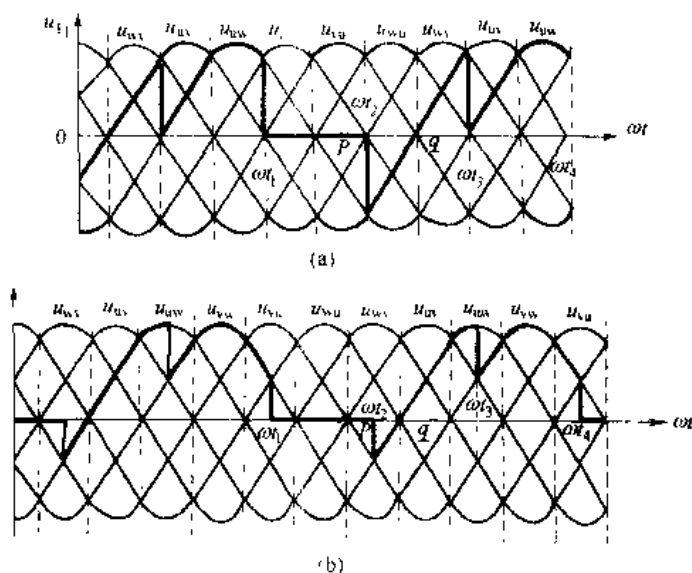


图 3-6 三相全控桥式逆变电路晶闸管 VT_1 和 VT_2 的端电压波形

(a) $\alpha=120^\circ$ ($\beta=60^\circ$) u_{T1} 波形; (b) $\alpha=150^\circ$ ($\beta=30^\circ$) u_{T2} 波形

始导通, VT_1 与 VT_4 换流; ωt_1 处, VT_1 又重新导通, VT_5 与 VT_2 换流进入周期性循环。 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间, VT_1 导通 120° , $u_{T_1} = 0$; $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间, VT_3 导通 120° , $u_{T_1} = u_u$; $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间, VT_5 导通 120° , $u_{T_1} = u_{uw}$, 以后波形如同前一个周期循环。

图 3-6 (b) 中画出 $\alpha = 150^\circ$ ($\beta = 30^\circ$) 时共阳极晶闸管电压波形 u_{T_2} 。线电压包络线 u_u 与 u_{uw} 的交叉点, 为 VT_2 自然换相点, $\alpha = 0^\circ$, 沿线电压 u_{uw} 向后推移 150° 即 ωt_1 处, VT_2 开始导通。同理, ωt_2 处, VT_4 开始导通, ωt_3 处, VT_5 开始导通, ωt_4 处, ωt_2 又重新导通进入循环。 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间, $u_{T_2} = 0$; $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 期间, $u_{T_2} = u_{uw}$; $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间, $u_{T_2} = u_{uw}$, 以后波形出现周期性循环。由上分析可见, 晶闸管两端电压波形同三相半波相同。当控制角 α (β) 改变时, 晶闸管两端电压波形形状随之改变。

通过波形图分析, 我们知道, 当变流器整流工作时 ($\alpha < 90^\circ$), 晶闸管在阻断状态下主要承受反向电压, 而在逆变工作时 ($\beta < 90^\circ$), 晶闸管主要承受正向电压。在三相全控桥电路中, 不论整流还是逆变, 晶闸管承受正、反电压的最大值都是 $\sqrt{2}U_{2L}$ 。另外, 由图 3-6 中也可看出, 晶闸管关断时承受反向电压的时间 ($p-q$) 大小也都与 β 角有关, 在 $p-q$ 段对应的时间里, 晶闸管应恢复阻断, 否则过了 q 点以后, 晶闸管将重新承受正压而关断不了, 从而造成逆变失败。很明显随着逆变角 β 的减小, 反压时间将很短, 当 $\beta = 0$ 时, 则反压时间及反压都为零。

3.3 逆变失败及最小逆变角限制

变流器在逆变运行时, 一旦发生换相失败, 外接的直流电源就会通过晶闸管形成短路, 或者使交流电源与直流电动势顺极性串联, 由于逆变电路电阻很小, 超过一定时限, 便会形成很大的短路电流, 这种情况称为逆变失败, 或称为逆变颠覆。

3.3.1 逆变失败的原因

造成逆变失败的原因很多, 大致可归纳为以下几种:

(1) 触发电路不可靠。触发电路不能适时地、准确地给晶闸管分配脉冲, 如脉冲丢失、脉冲延迟等, 导致晶闸管不能正常换相。如在图 3-7 (b) 中, 在 ωt_1 以前, 电路处于正常逆变工作中, 逆变角 β 为某一定值 ($90^\circ < \beta < 180^\circ$), 如在 ωt_1 时刻, 触发脉冲 U_{x_2} 丢失, 则 U 相晶闸管由于没有 V 相晶闸管接替而继续导通至相电压 u_u 变正, 且 u 相电压随着时间的推移愈来愈高, u_u 和直流电动势顺向串联, 导致逆变失败。另外, 如果触发脉冲延迟发至 ωt_2 才出现, 见图 3-7 (c), 此时逆变角 $\beta < 0^\circ$, U 相电压 u_u 大于 V 相电压 u_v , 晶闸管 VT_2 承受反向电压, 不能被触发导通, 因而 VT_1 不能关断导致逆变失败。

(2) 晶闸管发生故障。如果在应该阻断期间, 元件失去阻断能力, 或在应该导通期间元件不能导通, 致使逆变失败。见图 3-7 (d), ωt_1 时刻触发脉冲正常, 但 VT_1 因失去阻断能力而不关断, 达到 ωt_2 后, u_u 重新高于 u_v , 则迫使 VT_2 承受反压重新关断, 形成换相失败, 从而造成逆变失败。而在应该导通期间因元件损坏而不能导通时, 原导通晶闸管因无法换相而继续导通, 结果同脉冲丢失一样。

(3) 交流电源发生异常现象。该现象是指在逆变过程中交流电源出现断电、缺相等。

如果在逆变工作时, 交流电源突然断电或缺相, 由于直流电动势 E_M 依然存在, 晶闸管

仍可触发导通，此时变流器的交流侧由于失去了同直流电动势极性相反的交流电压，因此直流电势将经过晶闸管被短路。

(4) 换相裕量角不足。在设计有源逆变电路时，对于漏抗引起换相重叠角的影响估计不足，造成换相的裕量时间小于晶闸管关断时间造成逆变失败。

前几种情况都是在忽略交流侧电抗的情况下进行讨论的，实际上交流侧各相都有电抗存在，如变压器的漏抗和线路的电抗等。因而晶闸管换相不能瞬时完成，存在一个换相重叠角 γ ，重叠角的存在会给逆变工作带来不利的结果。如图 3-8 所示，在 VT_1 和 VT_2 换相过程中，当逆变电路工作在 $\beta > \gamma$ 时，经过换相过程后，V 相电压 u_v 仍高于 U 相电压 u_u ，所以 VT_1 承受反压而关断。如果换相裕量不足，即当 $\beta < \gamma$ 时，如图 3-8 (b) 中 VT_2 和 VT_1 换相时的波形可以看到，当换相尚未结束时，电路的工作状态达到 p 点后，U 相电压 u_u 将高于 V 相电压 u_v ，晶闸管 VT_2 承受反向电压而重新关断，而应该关断的 VT_1 却仍承受正向电压而继续导通，且 U 相电压随着时间的推移愈来愈高，变为与电动势顺向串联导致逆变失败，所以在逆变过程中

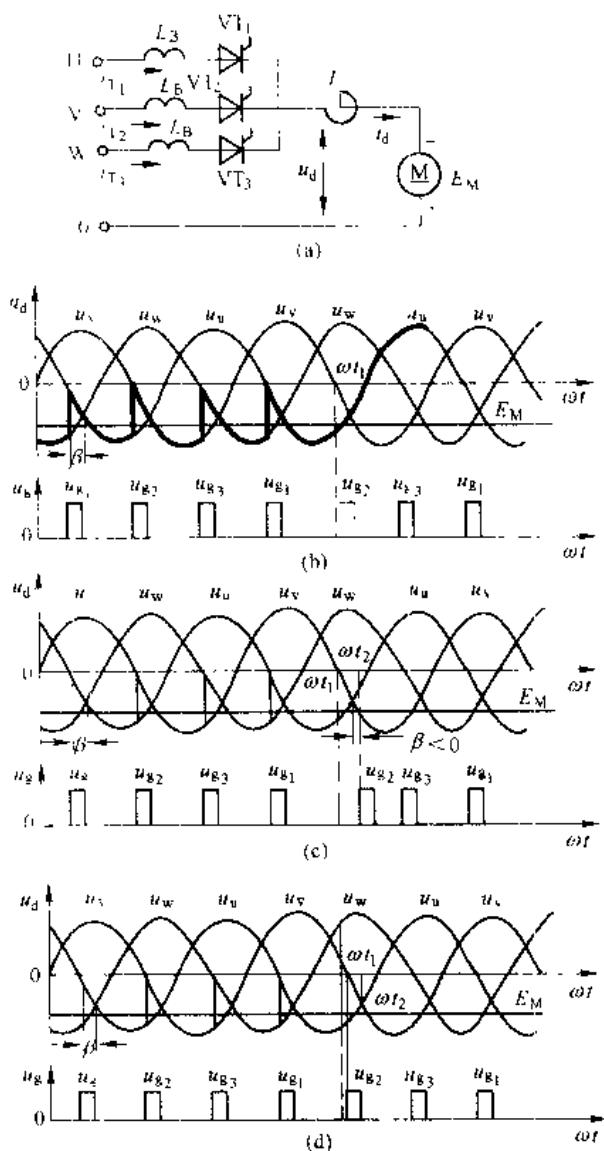


图 3-7 三相半波电路逆变失败的波形分析

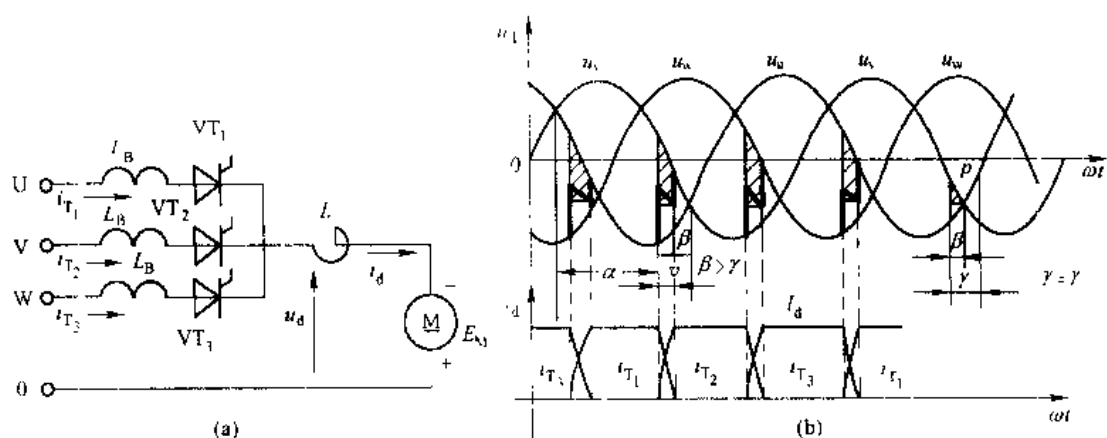


图 3-8 交流侧电抗对逆变换相过程的影响

β 不能过小。

3.3.2 逆变角 β 的限制

找出逆变失败的原因后,则可着手制定防止逆变失败的措施。除采用优良可靠的触发电路,正确选择晶闸管参数,采取合理保护措施,保证正常供电外,还应给逆变角规定一个安全变化的范围,然后在电路上采取措施,保证逆变控制角不超出这个规定范围。

逆变时允许采用的最小逆变角 $\beta_{\min}$ 应等于

$$\beta_{\min} = \delta + \gamma + \theta'$$

式中 δ —晶闸管关断时间 t_q 折合的电角度;

γ —换相重叠角;

θ' —安全裕量角。

对于一般晶闸管元件, t_q 在 200~300 μ s 之间,折算到工频电路中对应电角度 $4^\circ \sim 5^\circ$ 。换相重叠角 γ 随着直流平均电流和换相电抗(主要是变压器漏抗)增大而增大,可由下式计算,即

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3-14)$$

根据逆变工作时 $\alpha = 180^\circ - \beta$, 并设 $\beta = \gamma$, 则有

$$\cos \gamma = 1 - \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3-15)$$

式中 m —一个周期内的波头数,三相半波 $m=3$; 三相全控桥 $m=6$;

U_2 —变压器二次侧电压有效值,但当三相全控桥电路时 U_2 以线电压有效值代入计算。

重叠角 γ 与 I_d 和 X_B 有关,当电路参数确定后,重叠角就有定值。

留有安全裕量角也是保证逆变安全的重要措施,如三相桥式逆变电路中,触发器输出的 6 个脉冲,它们相位角间隔不可能完全相等,有的比中心线偏前,有的偏后,这种脉冲不对称度一般可达 5° , 偏后的那些脉冲相当于 β 变小,进入小于 $(\gamma + \delta)$ 角范围内,造成逆变失败,所以应该考虑一个裕量角 θ' , 根据中小型可逆直流拖动系统的运行经验, θ' 值约取 10° 。这样,最小 β 角一般取 $30^\circ \sim 35^\circ$ 。

另外应指出,在晶闸管可逆直流拖动系统中,由于逆变角不得小于 $\beta_{\min}$, 为保证系统由整流状态转换到逆变状态时最大逆变电压和电机反电势的最大值平衡,满足 $E_M \approx U_d$ 的条件,所以对整流控制角 α 也必须限制在 $\alpha_{\min}$ 范围内,一般取 $\alpha_{\min} = \beta_{\min}$, 以防止切换过程中主电路发生过电流。

3.4 有源逆变状态下电动机机械特性

在第 2 章中,已经讨论了整流工作状态下直流电动机的机械特性,但是在晶闸管——电动机系统中仅考虑电机的电动状态是不够的,生产实践中往往要使电动机进入制动状态,那么在这种状态下,晶闸管——电动机系统的直流电动机的机械特性如何呢?

根据逆变电路的工作原理,单组变流器在不同控制角时,其直流侧可以输出具有正负

极性连续可调的直流电压。但是由于晶闸管的单向导电性，变流器直流侧的电流只允许在一个方向流通，因此由单组变流器供电的直流调速系统，只能使电机做所谓二象限运动，即当电动机正转时，变流器工作在整流状态，电机为电动运行；而当电机反转时，变流器工作在逆变状态，电机为发电制动运行。现在分别研究在反转制动状态下，电流连续及电流断续的电动机机械特性。

3.4.1 电流连续时的电动机机械特性

现以三相半波电路，电动机负载为例进行机械特性的讨论，电路见图 3-9。图中 L 为保证电流连续的平波电抗器， R_z 为主电路的总电阻

$$R_z = R_B + R_M + R_{LK} + \frac{3X_B}{2\pi} \quad (3-16)$$

式中 R_B —— 变压器绕组的等效电阻，它包括变压器次级电阻及初级绕组折算到次级的等效电阻；

R_M —— 电机电枢回路电阻；

R_{LK} —— 平波电抗器电阻；

$\frac{3X_B}{2\pi}$ —— 变压器漏抗产生压降的等效电阻。

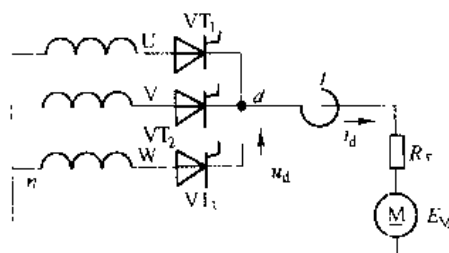


图 3-9 三相半波逆变电路反转制动

在电流连续情况下，整流电路直流电压平衡方程为

$$1.17U_2 \cos \alpha = E_M + I_d R_z + \Delta U_T$$

则

$$E_M = 1.17U_2 \cos \alpha - I_d R_z - \Delta U_T \quad (3-17)$$

因为此时三相半波电路处于逆变状态，用 β 代替上式中的 α 有

$$E_M = -1.17U_2 \cos \beta - I_d R_z - \Delta U_T$$

所以

$$n = \frac{- (1.17U_2 \cos \beta + \Delta U_T)}{C_e \phi} - \frac{R_z}{C_e \phi} I_d \quad (3-18)$$

因为 $I_d > 0$, $n < 0$ 所以电机处于回馈制动状态，对应于不同的 β 可获得一组彼此平行的机械特性，如图 3-10 中虚线右方所示，和整流状态时相仿，只要调节逆变角 β 就可以改变电机的反转转速， β 角越小，反转转速越高。可见电流连续时的电机制动机械特性与电动状态下的电机机械特性是类似的。

3.4.2 电流断续时的机械特性

当平波电抗器的电感量不够大或者负载电流很小时，电机电流出现断续情况。电流断续时的机械特性方程式，沿用整流时电流断续的机械特性表达式，只要把 $\alpha = \pi - \beta$ 代入公式 (2-84)、式 (2-85) 得

$$I_d = \frac{3}{2\pi} \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L} \left[\cos \left(\frac{7\pi}{6} - \beta + \frac{\theta}{2} \right) \left(\theta \cos \frac{\theta}{2} - 2 \sin \frac{\theta}{2} \right) \right] \quad (3-19)$$

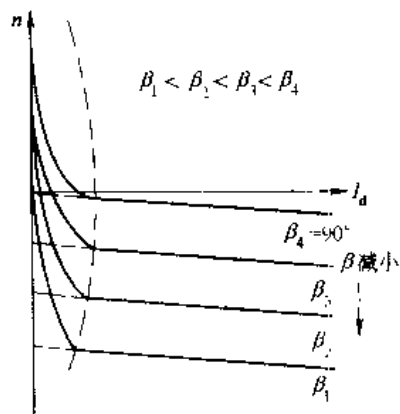


图 3-10 反转制动时电动机机械特性

$$n = \frac{2\sqrt{2}U}{C_e\phi\theta} \sin\left[\frac{7\pi}{6} - \beta + \frac{\theta}{2}\right] \sin\frac{\theta}{2} \quad (3-20)$$

给出不同的导通角 θ ，求出对应的 $n - I_d$ 值，即可画出电流断续时机械特性曲线，见图 3-10 虚线左侧。可以看出，逆变状态的机械特性和整流状态时十分相似，理想空载转速上翘很多，机械特性变软，且呈非线性。这充分说明逆变状态的机械特性是整流状态的延续，随着 α 由小变大，电动机的机械特性则逐渐地由第一象限往下移，并进而达到第四象限。这和直流发电机——电动机系统改变电压时的机械特性基本相同。晶闸管——电动机系统四象限的电动机机械特性如图 3-11 所示。

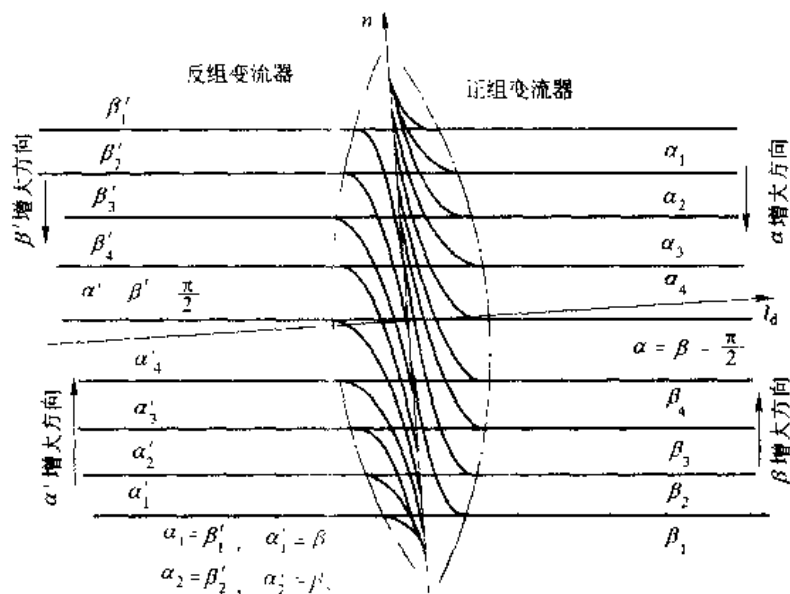


图 3-11 电动机在四象限中的机械特性

必须指出，图 3-11 中第一、四象限中的特性和第二、三象限中的特性是分别属于两组变流器的，它们输出整流电压的极性彼此相反，所以在图上标明正组变流器和反组变流器。电动机的运行工作点由第一、三象限的特性转到第二、四象限特性时，表明电动机由电动运行转入再生发电运行。相应的变流器的工作状态由整流转为逆变，使电机轴上储存的机械能逆变为交流电能回馈电网。

3.5 晶闸管可逆电路

在工矿企业中，许多生产机械需要直流电动机能正反转运行，如起重机的吊钩，可逆轧机的轧辊，龙门刨床的工作台等。要求直流电动机的供电系统为具有两种极性，连续可调电压，并且允许电流在两个方向流通的变流系统。如果把两组双象限运行的变流器，分别作为正组和反组变流器，把它们的直流端反极性并联起来，就可以组成四象限运行的变流系统。下面讨论变流器采用三相全控桥式电路时可逆电路的工作原理及环流问题。

3.5.1 三相桥式反并联可逆电路

图 3-12 是两组三相全控桥给他励直流电动机供电的反并联电路,三相桥用方块表示,块内的晶闸管指示电流流通的方向。设定左边是 I 组,工作在整流状态时电动机正转;右边是 II 组,工作在整流状态时电动机反转,实现电动机正反转要求。由图中可以看出,两组变流器间存在电流通路,我们把只在两组变流器之间流动而不经负载的电流称为环流。根据对环流的不同处理方法,反并联可逆电路又可分为几种不同的控制方案,如配合控制有环流(即 $\alpha=\beta$ 工作制),可控环流,逻辑无环流和错位无环流等。不论采用哪一种控制方案,都可使电动机在 4 个象限内运行。下面以 $\alpha=\beta$ 配合工作制为例,阐明其可逆工作原理。

工作时两组变流器同时得到触发脉冲,但要分别调节 I 组变流器的控制角 α_1 和 II 组变流器的控制角 α_2 ,使两组之间严格地保持 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ 的配合关系,通常称为 $\alpha=\beta$ 配合工作制。这样两组变流器各自输出的直流电压平均值始终保持数值完全相同且极性一致,处于平衡状态。

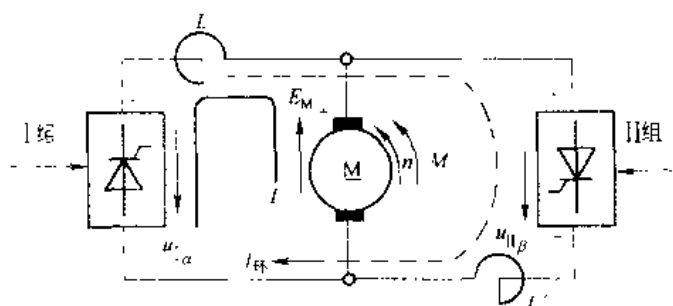


图 3-12 三相桥式反并联有环流可逆电路示意图

在 $\alpha_1 = \beta_1 = 90^\circ$ 时, $U_{d1} = U_{d2} = 0$, 电动机静止不动, 这是起动准备状态。

如果 I 组控制角 $\alpha_1 < 90^\circ$, 则 U_{d1} 逐渐增大使电动机得到正向电压, 电动机稳定运转在某一转速上, 这时 I 组处于整流状态, 输出一定的直流负载电压, 且 $U_{d1} > E_M$ 。而 II 组的控制角为逆变角 $\beta_2 = \alpha_1$, 因两组电压平均值相等且大于电动机反电势, 因而 II 组变流器中不会产生逆变电流, 不存在电能回馈电网, 所以 II 组变流器处于“待逆变”状态, 表示 II 组处于逆变等待状态, 一旦控制角发生变化, 电动机反电动势大于变流器输出电压, 则 II 组立即投入逆变工作。

如果保持 $\alpha_1 = \beta_1$ 并且逐渐加大, 则 $U_{d1} = U_{d2}$ 逐渐减小, 当 $U_{d1} = U_{d2} < E_M$ 时, 满足 II 组逆变条件, 电动机发电制动, 电枢电流反向, 产生制动转矩使转速下降。这时 I 组 $\alpha_1 < 90^\circ$, 但实际上并没有整流输出, 称 I 组为“待整流”状态。这种配合工作方式下, 负载电流具有两种流向, 可以方便地在两组变流器中切换。任何时候, 只有一组变流器工作, 而另一组处于等待工作状态。如采用逻辑控制无环流控制方式控制两组时, 在任何时刻, 只给一组变流器触发脉冲, 只有一组变流器工作, 而另一组处于不工作状态。

在反并联电路中, 如果 $\alpha < \beta$, 即整流电压平均值大于逆变电压平均值, 便会存在直流环流, 采用 $\alpha=\beta$ 的配合控制方式, 不存在由于直流平均电压不等而产生的直流环流。但是两组变流器输出电压波形都是脉动的, 它们的瞬时值并不相等, 瞬时电压之差构成了回路的环流电压。会引起一个不经过负载而直接在两组变流器之间流过的短路电流叫做环流。由于这个环流电压是交变的, 因而产生的环流叫交流环流。环流的存在会加重变流器和电源的负担, 严重时会导致晶闸管的损坏, 因此对环流必须加以限制。

在图 3-13 中, 环流有两个并联回路, 一个是变压器次级绕组与 VT_1 、 VT_4 、 VT_5 、 VT_2 、 VT_6 、 VT_3 构成, 另一个是变压器次级绕组与 VT_1 、 VT_4 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_5 、 VT_6 构成, 因

而需要 4 个限制环流的电抗器。当某一组变流器带负载工作时,负载电流使电抗器饱和,所以环流要靠另一组的电抗器来限制,确保在每一个环流通道内至少有一个有效的环流电抗器发挥限制环流的作用。

下面我们具体分析 $\alpha_1 = \beta_1 = 30^\circ$ 时的可逆电路的环流,情况如图 3-14 所示,在 $\theta_1 \sim \theta_2$ 期间, I 组的 VT_1 和 VT_6 导通, II 组的 VT_1' 和 VT_6' 导通, VT_1 和 VT_4' 同接在 U 相上,所以右侧环流回路中没有环流。而 VT_6 和 VT_3' 分别接在 V 相和 W 相上,承受的电压是 u_{wv} ,当 u_{wv} 为正时环流电压为正,反之为负。同理在 $\theta_2 \sim \theta_3$ 期间, I 组是 VT_1 和 VT_2 导通, II 组是 VT_1' 和 VT_2' 导通, VT_2 和 VT_5' 接同一相无环流电压, VT_1 和 VT_6' 分别接在 U 相和 V 相上,所以右侧环流回路上的环流电压为 u_{uv} ,环流电压及环流电流的波形如图 3-14 (c) 所示。由图知环流电压为交变电压,其最大值发生在 θ_1 、 θ_2 和 θ_3 等处。最大值为 $\sqrt{2} U_{2L} \sin 30^\circ = \frac{\sqrt{6}}{2} U_2$ 。由于环流回路近似为纯电感回路,所以环流最大值出现在环流电压过零处。

3.5.2 三相桥式交叉连接可逆电路

采用两组晶闸管交叉连接的可逆电路如图 3-15 (a) 所示。这种电路不同于反并联可逆电路仅在于:两组晶闸管变流器分别接在两个彼此独立的交流电源上,这两个电源可以是同一个整流变压器的两个副绕组,也可以是两个独立的变压器副绕组。为分析问题方便,我们设两个独立电源的电压大小与方向均相同。

交叉连接的桥式可逆电路配合电机 4 个象限运行的工作原理与反并联的可逆电路相似。但是因为交叉连接可逆电路是由两组电源供电的,所以这种环流情况与反并联电路有所区别,两组变流器之间只存在一个环流回路,只需要两个环流电抗器,当 I 组整流工作时,在电流连续的情况下,环流电压为

$$u_{\text{环}} = u_{\text{AE}'} + u_{\text{BA}'} \quad (3-21)$$

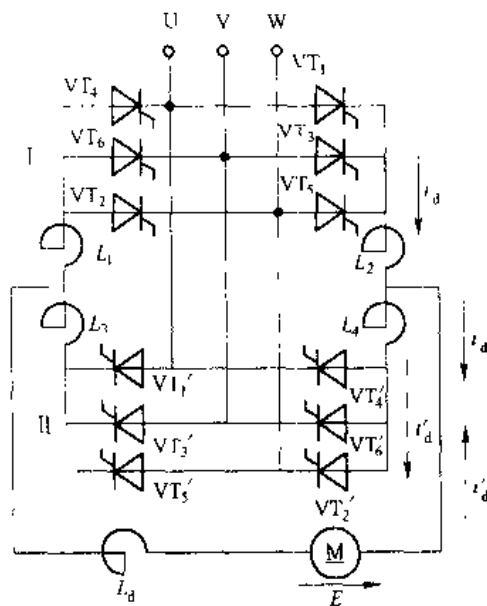


图 3-13 三相桥式反并联有环流可逆电路

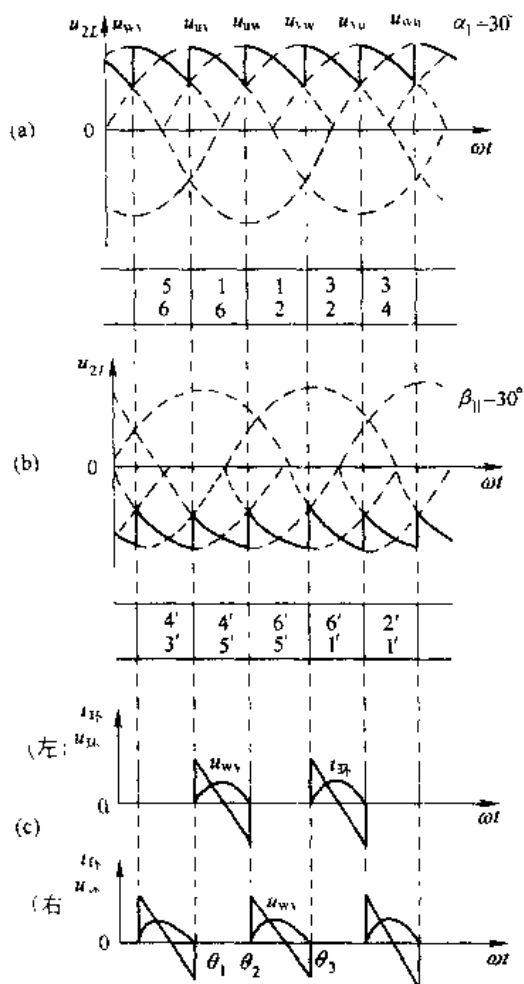


图 3-14 三相桥式反并联电路 $\alpha_1 = \beta_1 = 30^\circ$ 时的环流电压波形

也就是两组变流器输出电压瞬时值的差值。图 3-15 (b) 为 $\alpha_1 = \beta_1 = 60^\circ$ 时环流电压与环流电流波形。

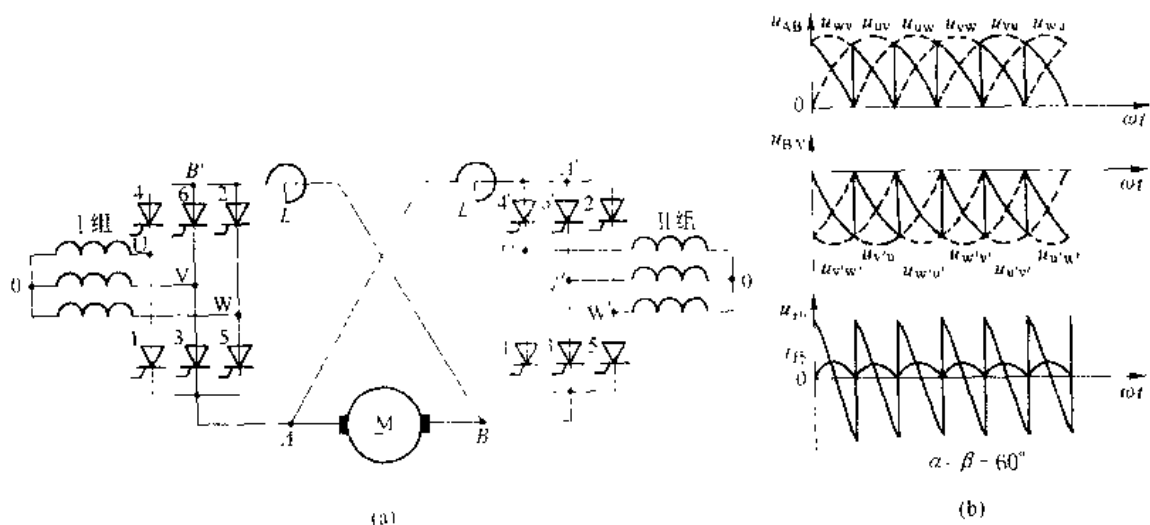


图 3-15 三相桥式交叉连接可逆电路与环流波形

(a) 可逆电路; (b) 环流电压、电流波形

综合以上分析, 有关可逆部分可以归纳如下:

(1) 可逆电路的接线方式。基本接线方式有两种: 一种是反并联可逆电路, 另一种是交叉连接可逆电路。反并联电路由一组变压器绕组供电; 交叉电路由两组独立绕组供电。

(2) 工作状态。有环流可逆系统由两组变流装置供电, 一组使电动机正转, 另一组使电动机反转。若采用 $\alpha = \beta$ 配合工作制, 当 I 组工作在整流状态时, II 组处于待逆变状态, 电动机处于正向电动状态, 当 II 组处于逆变状态时, I 组处于待整流状态, 电动机处于正向制动状态。

(3) 控制角 α 与逆变角 β 。为防止逆变失败, β 最小角应限制在 $30^\circ \sim 35^\circ$, $\alpha_{\min} = \beta_{\min} = 30^\circ \sim 35^\circ$ 。

(4) 环流。它是指不经过负载而在两组变流器之间流过的电流。产生原因一种是因为两组变流装置输出电压平均值不等而产生的环流叫直流环流, 通过 $\alpha = \beta$ 配合控制方式可以消除。另一种是由于两组变流器输出电压瞬时值不等而产生的, 叫交流环流, 可以通过在环流回路中串联环流电抗器加以限制, 一般将环流限制在电机额定电流的 $5\% \sim 10\%$ 。环流电压的大小与接线方式和 α 、 β 角的大小有关。

3.6 有源逆变应用举例

3.6.1 直流可逆拖动系统

有源逆变电路广泛应用于各种生产机械的电力拖动系统中, 它可以把负载端的机械能量转变为电能回馈电网。例如, 在起重机械中可以将重物下降时放出的能量经逆变装置送

入电网。可逆轧机和龙门刨床等经常正、反转运行的机械，起动到较高速度时在运动部件中储蓄着动能，反转时要首先制动，将其动能放掉，然后反向起动到高速又将动能在运动部件中储存。利用逆变装置不仅可以每次制动过程中放出的能量送回电网，还可以使电动机得到较大制动转矩实现快速可逆运行。因此在电力拖动系统中有源逆变电路得到普遍应用。

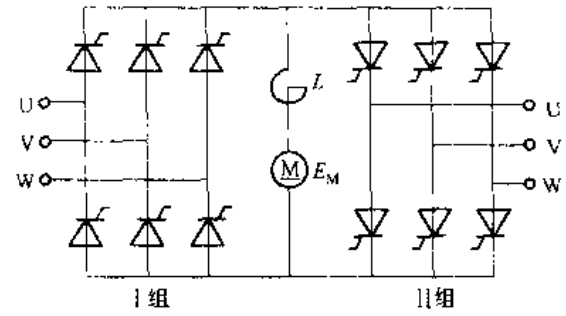


图 3-16 反并联可逆电路

图 3-16 是两组变流器组成的反并联可逆电路，采用无环流控制方式。电动机正向运行时由 I 组变流器供电；反向运行时由 II 组变流器供电，可使电动机在 4 个象限内运行。在任何期间内，两组变流器只有一组投入工作，可根据电动机所需的运转状态来决定哪一组变流器工作及相应的工作状态：整流或逆变。图 3-17 给出了对应电动机四象限运行时两组变流器的工作情况：

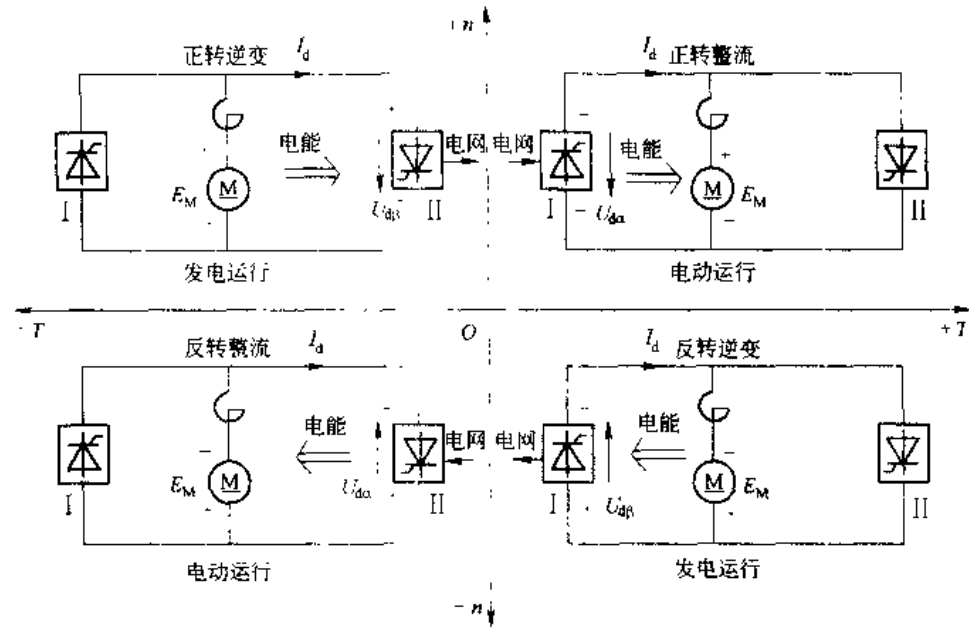


图 3-17 可逆电路四象限工作状态

第一象限，正转，电动机做电动运行，I 组变流器工作在整流状态， $\alpha_1 < 90^\circ$ ， $E_M < U_{da}$ （下标 α 表示整流工作）。

第二象限，正转，电动机做发电运行，II 组变流器工作在逆变状态， $\beta_1 < 90^\circ$ ， $E_M > U_{d\beta}$ （下标 β 表示逆变工作）。

第三象限，反转，电动机做电动运行，II 组变流器工作在整流状态， $\alpha_1 < 90^\circ$ ， $E_M < U_{da}$ 。

第四象限，反转，电动机做发电运行，I 组变流器工作在逆变状态， $\beta_1 < 90^\circ$ ， $E_M > U_{d\beta}$ 。

电动机正向电动运行时，I 组变流器整流工作，但当电动机需要工作在制动状态时，其电枢电流必须反向以产生制动转矩，此反向电流只能经反组变流器流通，由于电动机仍在

正向转动,其反电势 E_M 极性未变,因此这时反组必须处于逆变状态,输出逆变电压为负值,并使 $U_{d\beta} < E_M$ 。可见,此时的反向电枢电流实际上是由 E_M 产生,而 $U_{d\beta}$ 却起了反电势的作用。改变 $U_{d\beta}$ 的大小就可以调节制动电流的大小,以调节制动强度。电动机在制动减速过程中保持 $E_M - U_{d\beta}$ 差值不变可以得到恒流制动,使电动机迅速停车。

电动机反向电动运行时,由 I 组变流器工作,制动时则改由 II 组变流器提供制动电流通路,并且使之处于逆变工作状态。同样,在制动过程中,随转速下降而不断增大 β 值,保持 $E_M - U_{d\beta}$ 差值不变,以维持制动电流为某一定值。利用制动控制线路很容易实现这个要求,具体控制方法在后续课程《电力拖动自动控制系统》中详细介绍。

3.6.2 绕线型电机串级调速系统

三相绕线型异步电动机在转子回路串接三相电阻,当改变电阻数值时可以实现电动机的调速。这种调速方法,虽然设备简单,投资少、易维护,但转子电阻及其切换设备体积较大,电阻上消耗大量的功率,调速性能与节电性能都很差,尤其是在电机转速较低时,系统效率很低。目前发展为在转子回路引入附加电动势来实现调速,这就是绕线型电机的串级调速。这种调速方式具有结构简单、效率高、节能等优点,其调速范围可以很宽,考虑到变压器的容量不致太大,其调速范围一般不大于 $2 \sim 3$,电动机容量越大,节能效果越显著。

图 3-18 为绕线型电动机调速系统的原理图。绕线型电动机的转子电势与频率大小都随电动机转速而变,如果在转子回路中,串入与转子电动势频率一致,相位相反的交流附加电势,则附加电势增大,电动机转速下降。附加电势减小,则电动机转速上升,即可实现电动机的无级调速。

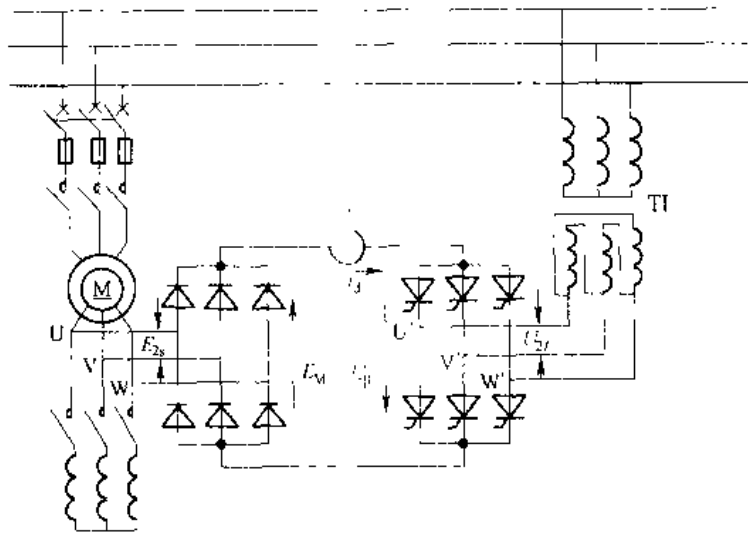


图 3-18 交流串级调速系统

但是要引入频率与相位有特定要求的交流电动势是十分复杂的,因此人们采用将转子电动势整流为直流,引入直流附加电势的办法达到调速的目的。在图 3-18 中电动机的转子回路接整流二极管组成的三相桥式整流电路,由于转子电压与电网电压不一定匹配,设置

逆变变压器 T1, 其二次绕组经晶闸管组成的三相桥式逆变电路和整流桥连接。

转子的转差频率电势 $E_{20} = sE_{20}$, 经整流后的直流电压用 U_d 表示, 其数值为:

$$U_d = 1.35sE_{20} \quad (3-22)$$

式中 E_{20} —— 转子开路线电势 ($n=0$);

s —— 电动机的转差率。

由晶闸管组成的有源逆变电路将转子能量返回电网。逆变电路直流侧的平均电压用 $U_{d\beta}$ 表示, 当电动机转速稳定, 忽略直流回路电阻, 则整流电压 U_d 与逆变电压 $U_{d\beta}$ 大小相等、方向相反。当逆变变压器 T1 二次线电压为 U_{2L} 时, 则逆变电压数值为

$$\begin{aligned} U_{d\beta} &= 1.35U_{2L}\cos\beta \\ &= 1.35sE_{20} = U_d \end{aligned} \quad (3-23)$$

所以

$$s = \frac{U_{2L}}{E_{20}}\cos\beta \quad (3-24)$$

上式表明, 改变逆变角 β 的大小即可改变电动机的转差率, 实现调速。这时, 回馈到电网的能量也随着逆变电压 $U_{d\beta}$ 而改变。 $U_{d\beta}$ 越大, 回馈到电网的能量也越大, 电动机转速越低。

串级调速的过程大致如下: 电动机的启动通常采用接触器控制接在转子电路的频敏电阻来实现。当电动机在某一负载下稳定运行时, $U_d = U_{d\beta}$ 。如增加 β 角, $U_{d\beta}$ 减小, 则转子电流瞬时增加, 电动机产生加速转矩, 使转速 n 升高, 转差率 s 减小。当 U_d 减小到与 $U_{d\beta}$ 相等时, 电机稳定运行在较高的转速上, 反之减小 β 角则电动机转速下降。由于 β 的大小可以连续调节, 所以异步电动机串级调速可以实现平滑的无级调速。当 β 角增大到 90° 时, $U_{d\beta} = 0$, 相当于转子电路经二极管整流桥短接, 电动机运行在自然特性上, 转速最高。

逆变变压器二次线电压 U_{2L} 和异步电动机转子电压值要相互配合, 当两组桥路连接型式相同时, 最大转子整流电压应与最大逆变电压相等, 即:

$$\begin{aligned} U_{d\beta\max} &= U_{d\max} \\ 1.35s_{\max}E_{20} &= 1.35U_{2L}\cos\beta_{\min} \end{aligned} \quad (3-25)$$

所以

$$U_{2L} = \frac{s_{\max}E_{20}}{\cos\beta_{\min}} \quad (3-26)$$

式中 $s_{\max}$ —— 调速系统要求最低速度时的转差率即转差最大值;

$\beta_{\min}$ —— 电路最小逆变角, 为了防止逆变颠覆, 通常定为 30° 。

逆变变压器 T1 的容量为:

$$S_1 \approx \frac{s_{\max}}{\cos\beta_{\min}}P_n \quad (3-27)$$

式中 P_n —— 电动机的额定功率。

串级调速系统中的异步电动机的漏抗比一般整流变压器的漏抗大得多, 因此引起较严重的换流重叠, 当负载大到一定值时, 重叠角 γ 可达 60° 。所以串级调速系统机械特性较软, 最大转矩也下降了 17.4%, 使带载能力下降。

习 题

3-1 区别下列概念:

(1) 整流与待整流; (2) 逆变与待逆变; (3) 有源逆变与无源逆变。

3-2 为什么有源逆变工作时,变流装置直流侧会出现负的直流电压,而电阻负载或电阻串大电感负载则不能?

3-3 三相半波共阳极逆变电路,工作在有源逆变状态,试画出 $\beta=30^\circ$ 时, u_d 、 u_{T_1} 、 i_d 、 i_{T_1} 波形。

3-4 三相全控桥式逆变电路,工作在有源逆变状态,试画出 $\beta=60^\circ$ 时, u_d 、 u_{T_3} 、 i_d 、 i_{T_3} 、 i_o 波形。

3-5 在下两图中,一个工作在整流中,另一个工作在逆变发电状态。

(1) 标出 U_d 、 E_M 及 i_d 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 α 的移相范围为多少度?

3-6 三相半波整流电路给电动机负载供电,若直流侧电抗器电感量不够大,在 $\alpha=90^\circ$ 时,输出平均电压 U_d 是否为零?电动机转速是否为零?试从波形图来分析。

3-7 在采用两组变流器的直流可逆传动系统中,如果 β_{min} 和 α_{min} 不相等,试分析 $\beta_{min} > \alpha_{min}$ 和 $\alpha_{min} > \beta_{min}$ 时,将引起什么后果?

3-8 什么是环流?环流是怎样产生的,在不同 α 或 β ($\alpha=\beta$) 时环流是否相同?

3-9 画出三相全控桥反并联有环流可逆系统在 $\alpha_1=\beta_1=60^\circ$ 时,环流电压和环流电流波形图。

3-10 画出三相全控桥交叉连接有环流可逆系统在 $\alpha_1=\beta_1=90^\circ$ 时,环流电压和环流电流波形图。

3-11 在可逆调速系统中,若电动机工作过程为:正向起动→正转→反转→停车。试从机械特性曲线说明,电动机从第一象限经二、三象限到第四象限的过程,并在4个象限中注明变流器和电动机工作状态。

3-12 在可逆电路中,交流环流是怎样产生的?直流环流是怎样产生的?怎样才能减少和消除直流环流?

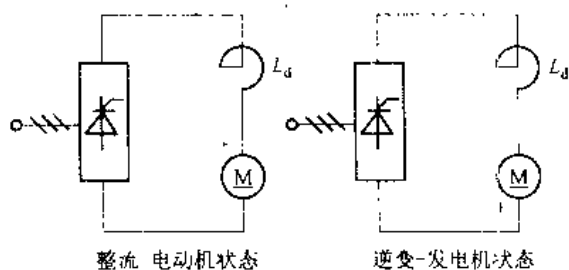


图 3-19 习题 3-5 附图

4 晶闸管触发电路

4.1 触发的基本概念

晶闸管由关断状态转为导通状态,必须具备两个外部条件:第一是阳、阴极之间承受正向电压,第二是在门极与阴极之间加一适当正向电压、电流(触发)信号。这个触发信号是由触发电路提供的。由于晶闸管电路种类很多,如整流、逆变、交流调压、变频等;所带负载的性质也不相同,如电阻性负载、电阻-电感性负载,反电势负载等。不同的情况对触发电路的要求也不同。但基本要求如下:

(1) 触发信号可以是交流、直流或脉冲形式。但触发信号只能在它对门极-阴极之间极性为正时起作用。由于晶闸管导通后门极就失去控制作用,为了减少触发功率和门极损耗,触发信号通常采用脉冲形式。

(2) 触发信号应有足够的功率(电压、电流),这些指标在产品样本中均已标明,由于晶闸管元件门极参数分散性大,且触发电压电流值受温度影响发生变化。例如元件温度为 100°C 时,触发电流、电压值比在室温时低 $2\sim 3$ 倍,元件温度为 -40°C 时,触发电流、电压值比在室温时高 $2\sim 3$ 倍。为了使元件在各种工作条件下都能可靠地触发,可参考元件出厂的试验数据或产品目录设计触发电路的输出电压、电流值,并留有一定的裕量。一般可取两倍左右的触发电流裕量,而触发电压按触发电流大小来决定,但应注意不要超过晶闸管门极允许的极限值。

(3) 触发脉冲信号应有一定的宽度,脉冲前沿要陡,保证晶闸管可靠导通。

对于电阻性负载,一般晶闸管的导通时间为 $6\mu\text{s}$,故触发脉冲的宽度至少应有 $6\mu\text{s}$ 以上。最好应有 $20\sim 50\mu\text{s}$ 。对于电感性负载,触发脉冲宽度还要加大,否则在脉冲终止时主回路电流还未上升到晶闸管的擎住电流,则晶闸管将重新关断,故触发脉冲宽度不应小于 $100\mu\text{s}$,一般取 1ms 相当于 50Hz 正弦波的 18° 。对于三相全控桥式整流电路要求脉冲信号是间隔 60° 的双窄脉冲或宽度大于 60° 小于 120° 的宽脉冲。

(4) 在晶闸管串、并联情况下,要求有强触发措施。

在大电流晶闸管并联电路中,要求并联元件同时导通,各元件的 di/dt 都在允许范围内。但由于元件特性的分散性,先导通的元件 di/dt 超出允许值而损坏,对于晶闸管串联电路也类似。为此宜采用强触发措施,保证晶闸管同时导通。强触发脉冲如图4-1所示。前沿上升时间 t_r 约为 $1\mu\text{s}$,强触发电流幅值为触发电流值五倍左右。例如 500A 晶闸管元

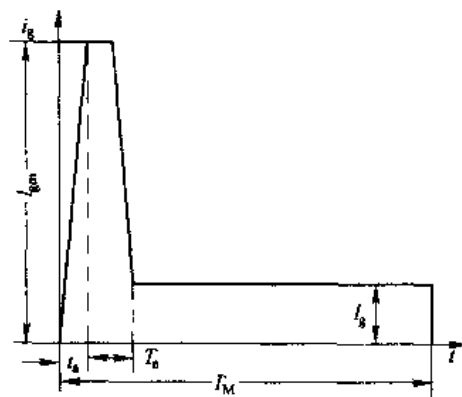


图 4-1 强触发脉冲波形

件, 室温时触发电流最大值为 0.3A , 强触发电流幅值为 1.5A 。强触发的脉冲宽度 T_1 应大于 $10\mu\text{s}$, 脉冲平台部分电流幅值应大于触发电流值, 50mA 晶闸管脉冲平台部分电流幅值 I_g 为 0.4A 左右。

(5) 触发脉冲具有需要的移相范围。触发脉冲需要的移相范围与主电路形式, 负载性质及变流器的用途有关。例如三相全控桥式整流电路, 电阻负载要求移相范围 $0^\circ \sim 120^\circ$, 电感性负载(电流连续)为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 。三相桥式可逆线路在反电势负载下, 要求移相范围为 $0^\circ \sim 180^\circ$, 但实际工作时因 α_{min} 和 β_{min} 限制, 故移相范围小于 180° 。

(6) 触发脉冲与主回路电源电压必须同步。为了使晶闸管在每一周波都能在相同的相位上触发, 避免主回路输出直流电压 U_d 忽大忽小, 触发脉冲与主回路电源电压必须保持某种固定相位关系。这种触发脉冲与主回路电源保持固定相位关系的方法称为同步。同步作用由接在交流电网上的同步变压器输出的同步信号 u_{TS} 来实现。

大、中功率的变流器, 对触发电路的精度要求较高, 对输出的触发功率要求较大, 故广泛应用的是晶体管触发电路, 其中以同步信号为锯齿波的触发电路应用最多。

4.2 同步信号为锯齿波的触发电路

图 4-2 是同步信号为锯齿波的触发电路。电路可分成 3 个基本环节: 同步检测和锯齿波形成; 脉冲形成与放大; 脉冲移相。此外电路中还有强触发和双窄脉冲形成环节。

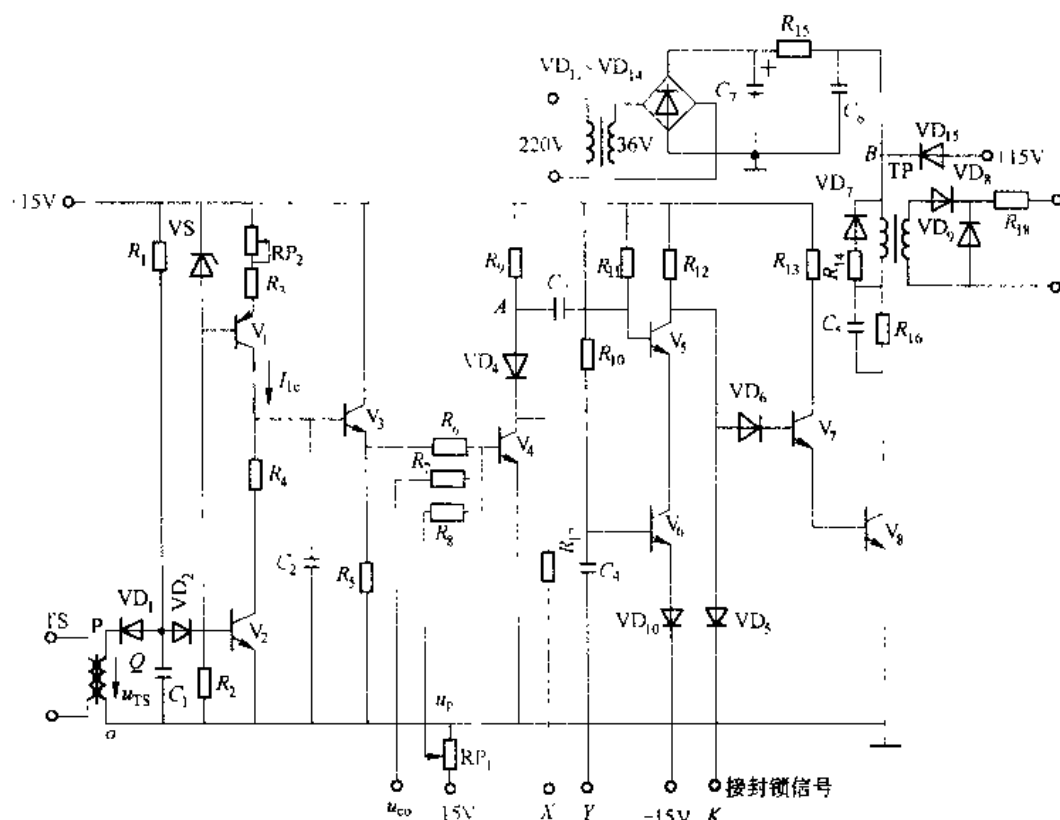


图 4-2 锯齿波同步触发电路

4.2.1 同步检测和锯齿波形成环节

如图 4-3 (a) 所示, 同步检测环节由同步变压器 TS、 VD_1 、 VD_2 、 R_1 、 C_1 、 V_2 组成, 起控制锯齿波发生的时刻和宽度的作用; 锯齿波形成环节由 VS、 RP_2 、 V_1 、 V_2 、 C_2 等元件组成, V_1 、 RP_2 、VS、 R_1 为恒流电路、 V_2 是交流电源的同步开关, 起同步检测作用。

电路工作过程如下, 当同步电压 u_{TS} 由正变负后, 二极管 VD_1 导通, u_{TS} 迅速给 C_1 充电, 忽略管压降, VD_1 两端电位相同, 而 Q 点电位等于 P 点电位为负, 使 V_2 反偏处于截止状态。 u_{TS} 达到负最大值后开始回升, 由于电容 C_1 电压不能突变, 使 Q 点电位低于 P 点电位, 二极管 VD_1 截止, 之后 C_1 经 R_1 、 $-15V$ 放电且反充电, Q 点电位回升速度由 R_1C_1 决定, 控制 Q 点电位回升始终低于 P 点电位, 即比正弦波慢。当 Q 点电位上升到 1.4V 时, V_2 导通并将 Q 点电位钳制在 1.4V。到下一个周期开始时, VD_1 重新导通, V_2 重新截止。波形如图 4-3 (b) 所示。由上分析可见, V_2 截止时刻和 u_{TS} 过零变负时刻一致, 即和交流电源同步, 因此称之为交流电源的同步开关。

当 V_2 截止时, 电容 C_2 经恒流管 V_1 充电, 充电电流 i_C 为恒定值 I_C , C_2 两端电压 u_C 为:

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt = \frac{1}{C} \int I_C dt = \frac{1}{C} I_C t \quad (4-1)$$

u_C 线性增长, 形成锯齿波的上升段。调节电位器 RP_2 , 改变充电电流 I_C , 就能调节锯齿波的斜率。当 V_2 饱和导通时, R_1 电阻很小, C_2 通过 R_1 、 V_2 迅速放电, 形成锯齿波电压陡峭的下降段。 V_2 周期性地关断和导通, u_C 上形成周期性的锯齿波电压。 V_3 为射极跟随器, 所以 u_{e3} 也是锯齿波, 射极输出的作用是减小负载对锯齿波电压的影响, 波形如图 4-3 (b) 所示。锯齿波的宽度由充电时间常数 R_1C_1 决定, 一般调整到 240° 。

4.2.2 脉冲形成与放大环节

如图 4-4 所示, 脉冲形成环节由 V_4 、 V_5 、 C_3 组成, 脉冲放大环节由 V_7 、 V_8 组成。

电路工作过程如下, 当 V_4 截止时, $+15V$ 电源通过 R_{11} 为 V_5 提供足够大的基极电流, V_5 饱和导通, V_5 的集电极电压 u_{c5} 接近 $-15V$, V_7 、 V_8 截止, 无脉冲输出。同时 $+15V$ 经 R_9 、 V_5 的基射极到 $-15V$ 对电容 C_3 充电, 充满后 C_3 两端电压 u_{c3} 接近 $30V$, 极性是左正右负, A 点电位为 $+15V$ 。当 V_4 饱和导通瞬间, A 点电位从 $+15V$ 突降至 $1V$, 由于 C_3 两端

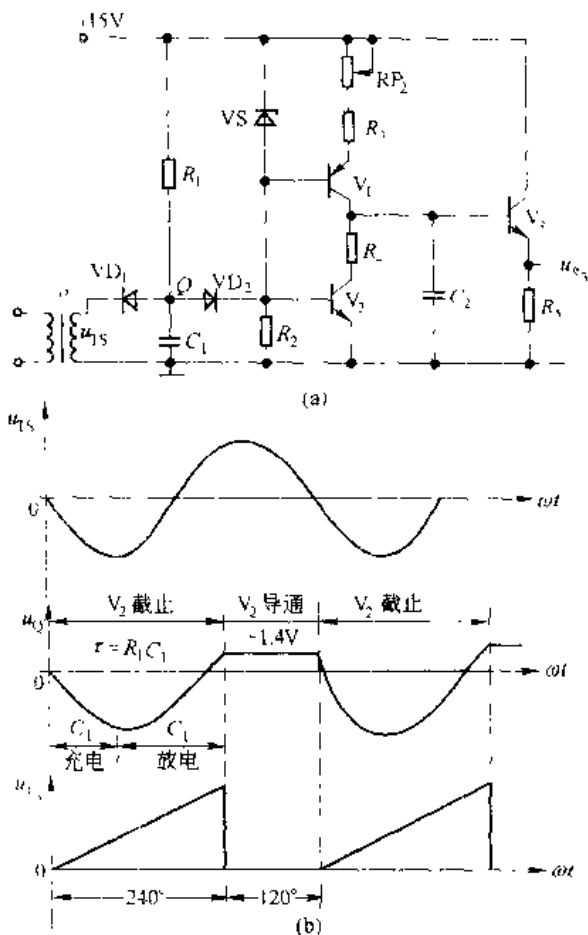


图 4-3 同步检测和锯齿波形成环节

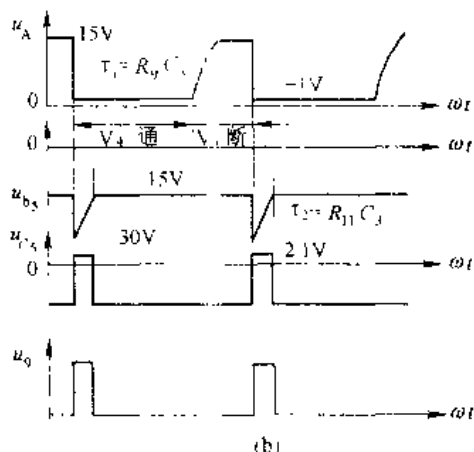
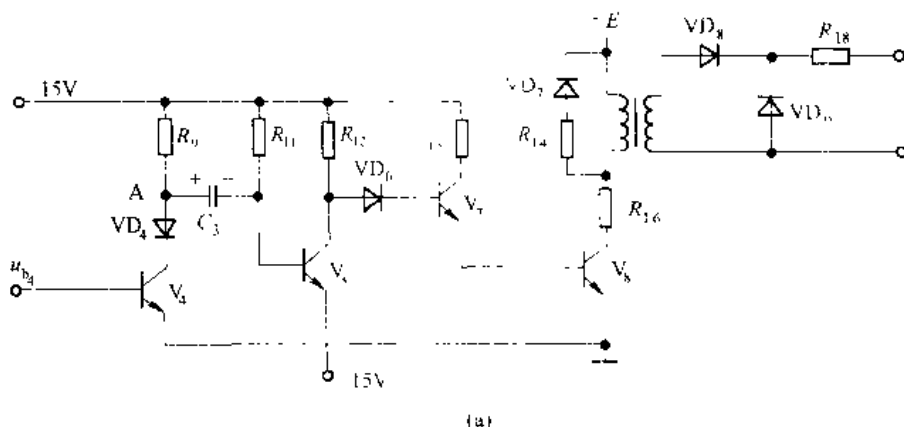


图 4-4 脉冲形成与放大环节及波形

电压不能突变, V_5 基极电位突降到约 -30V , 使 V_5 截止, 它的集电极电压由 -15V 迅速上升到 VD_6 、 V_7 、 V_8 3 个结压降之和 2.1V , V_7 、 V_8 导通, 输出触发脉冲。 V_4 导通同时, 电容 C_3 经 $+15\text{V}$ 电源、 R_{11} 、 VD_6 和 V_4 反向充电, 使 V_5 基极电位由 -30V 逐渐回升, 直到大于 -15V , V_5 重新导通, V_5 集电极电位突降至 -14.7V , 使 V_7 、 V_8 截止, 停止输出脉冲。可见 V_4 导通瞬间是脉冲发出时刻, V_5 持续截止时间就是脉冲宽度, 它与反向充电时间常数 $R_{11}C_3$ 有关, 波形如图 4-4 (b) 所示。

R_{13} 和 R_6 是 V_7 、 V_8 的限流电阻, 防止 V_5 工作不正常而长期截止时使 V_7 、 V_8 烧毁。

4.2.3 脉冲移相环节

图 4-5 为 V_4 组成的移相控制电路。由前分析得 V_4 导通瞬间便是脉冲发出时刻, 而 V_4 的导通与截止是由其基极电位所控制的, V_4 的基极电位是由锯齿波电压 u_{c3} 、直流控制电压 u_{co} 、直流偏移电压 u_p 三者电压作用的叠加值所确定的, 它们分别通过电阻 R_6 、 R_7 、 R_8 与基极相接。

根据叠加原理, 先分析一下 b_1 点的波形。为了分析方

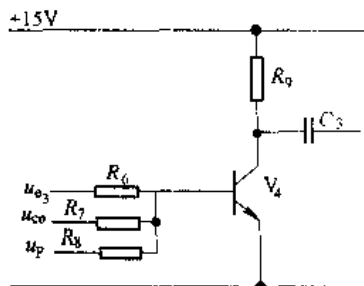


图 4-5 移相控制环节

便, 先不考虑 V_4 管的存在

只考虑锯齿波电压 u_{e3} 时, 见图 4-6 (a),

$$u'_{e3} = u_{e3} \frac{R_7 // R_8}{R_7 + (R_7 // R_8)} \quad (R_7 // R_8 \text{ 指电阻 } R_7 \text{ 和 } R_8 \text{ 并联值}) \quad (4-2)$$

可见 u'_{e3} 仍为一锯齿波, 但斜率比 u_{e3} 低

只考虑偏移电压 u_p 时, 见图 4-6 (b),

$$u'_p = u_p \frac{R_8 // R_7}{R_8 + (R_8 // R_7)} \quad (4-3)$$

可见 u'_p 仍为与 u_p 平行的一直线, 但数值比 u_p 小。

只考虑直流控制电压 u_{co} 时, 见图 4-6 (c),

$$u'_{co} = u_{co} \frac{R_8 // R_7}{R_8 + R_7 // R_8} \quad (4-4)$$

可见 u'_{co} 仍为与 u_{co} 平行的一直线, 但数值比 u_{co} 小。

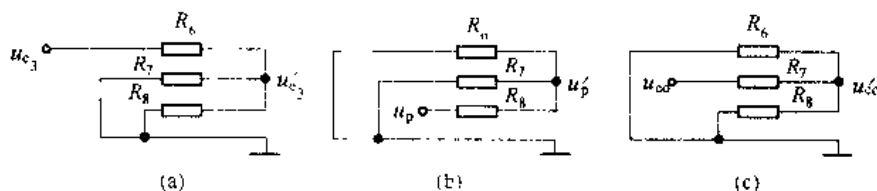


图 4-6 b_4 点等值电路

如果 $u_{co}=0$, u_p 为负值时, b_4 点的电压波形由 $u'_{e3}+u'_p$ 所确定, 见图 4-7, 设波形与横轴交点为 M 。在此基础上, 控制电压 u_{co} 不为零时, 则在 b_4 点的电压波形由 $u'_{e3}+u'_p+u'_{co}$ 所确定。如 u_{co} 为正值, 合成波形如图 4-7 所示, 可见 M 点前移; 如 u_{co} 为负值, 可使 M 点后移。 M 点是 u_{b4} 从负变正的转折点, 接通 V_4 管, 如忽略 V_4 管 be 结压降, M 点也是 V_4 从截止到导通的转折点, 也就是电路发生触发脉冲的时刻。考虑 V_4 管的实际波形如图 4-7 所示, 当 b_4 点电压等于 $+0.7V$ 时, V_4 导通, 之后 u_{b4} 一直被钳制在 $+0.7V$ 。

由上分析可见: 当 $u_{co}=0$ 时, 调节偏移电压 u_p 便可确定脉冲的初始相位 (初始相位是指晶闸管电路 $U_d=0$ 对应的 α 角), 一旦初始相位确定, u_p 就不再改变了。当 u_p 固定下来后, u_{co} 为正值时, 可以使脉冲前移; u_{co} 为负值时, 可以使脉冲后移, 换句话说, 改变 u_{co} 就可以移动脉冲的相位, 从而改变晶闸管整流电压的大小。以三相可逆系统为例, $u_{co}=0$ 时, 控制角 $\alpha=90^\circ$, 移相范围为 $0^\circ\sim 180^\circ$ 。锯齿波宽度根据移相范围理论上 180° 便可满足要求, 考虑到锯齿波两端的非线性, 适当给以裕量, 一般取宽度为 240° 。当 $u_{co}=0$ 时, 我们令 u_p 为负, 调整 u_{co} 使 u'_p 在

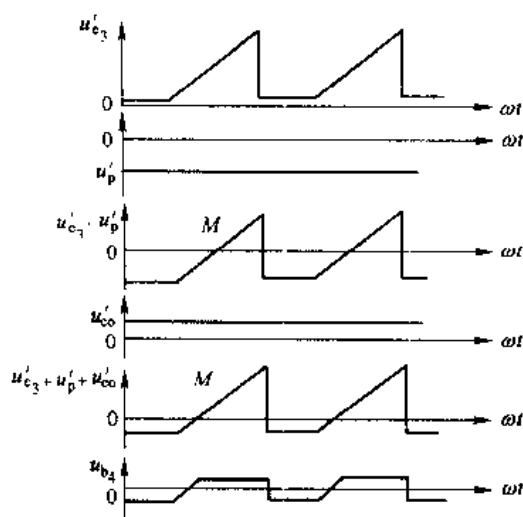


图 4-7 移相控制环节波形

锯齿波中间 120° 的位置, 对应主电路 $\alpha=90^\circ$ 。然后, u_{co} 为正值, $\alpha=90^\circ$; u_{co} 为正 u_{com} 时, $\alpha=0^\circ$, 整流器处于整流状态。 u_{co} 为负值, $\alpha>90^\circ$; u_{co} 为负 u_{com} 时, $\alpha=180^\circ$, 变流器处于逆变状态, u_{co} 在 $\pm u_{com}$ 区间内变化, 就可以移动脉冲的相位, 移相范围为 180° 。

4.2.4 强触发环节

强触发脉冲可以缩短晶闸管的开通时间, 改善串联元件的均压、并联元件的均流和提高承受 $\frac{di}{dt}$ 的能力, 因此大中容量的变流器, 都需要强触发环节, 如图 4-2 所示。

在 V_8 导通前, 强触发 $+50V$ 电源已通过 R_7 向 C_6 充电, B 点电位已升到 $+50V$ 。当 V_8 导通时, C_6 经脉冲变压器 TP、 $R_{15} // C_7$ 迅速放电。放电回路电阻较小, 电容 C_6 电压衰减很快, B 点电位迅速下降。当 u_B 稍低于 $+15V$, VD_{15} 导通。由于 $-50V$ 电源向 V_8 提供较大的负载电流, 在 R_8 上压降很大, 不可能给 C_6 充电电压超过 $+15V$, B 点电位只能被钳制在 $+15V$ 。 T_8 截止后, C_6 电压又充到 $+50V$, 准备下一次强触发。电容 C_6 能提高强触发脉冲前沿陡度。

图 4-8 示出了锯齿波触发电路各晶闸管的电压波形。

4.2.5 双窄脉冲形成环节

三相桥式全控整流电路, 要求提供间隔 60° 的双窄脉冲, 或大于 60° 小于 120° 的宽脉冲。后者要求触发电路输出功率大, 所以很少采用, 一般都用前者。实现方法是元件 1 第一个脉冲由 1 号触发器供出, 落后 60° 的 2 号触发器脉冲, 除供给元件 2 外, 对元件 1 提供补脉冲。双脉冲环节各触发器间连接示意图如图 4-9 所示。

图 4-2 中, 三极管 V_5 、 V_6 构成“或”门电路, 不论哪一个管截止, 都会使 V_7 、 V_8 导通, 输出触发脉冲。在 1 号触发器由 V_1 送来的负脉冲信号, 使 V_5 截止, V_7 、 V_8 导通, 对元件 1 送出第一个窄脉冲。经过 60° , 2 号触发器对元件 2 送出第一个窄脉冲的同时, 由该

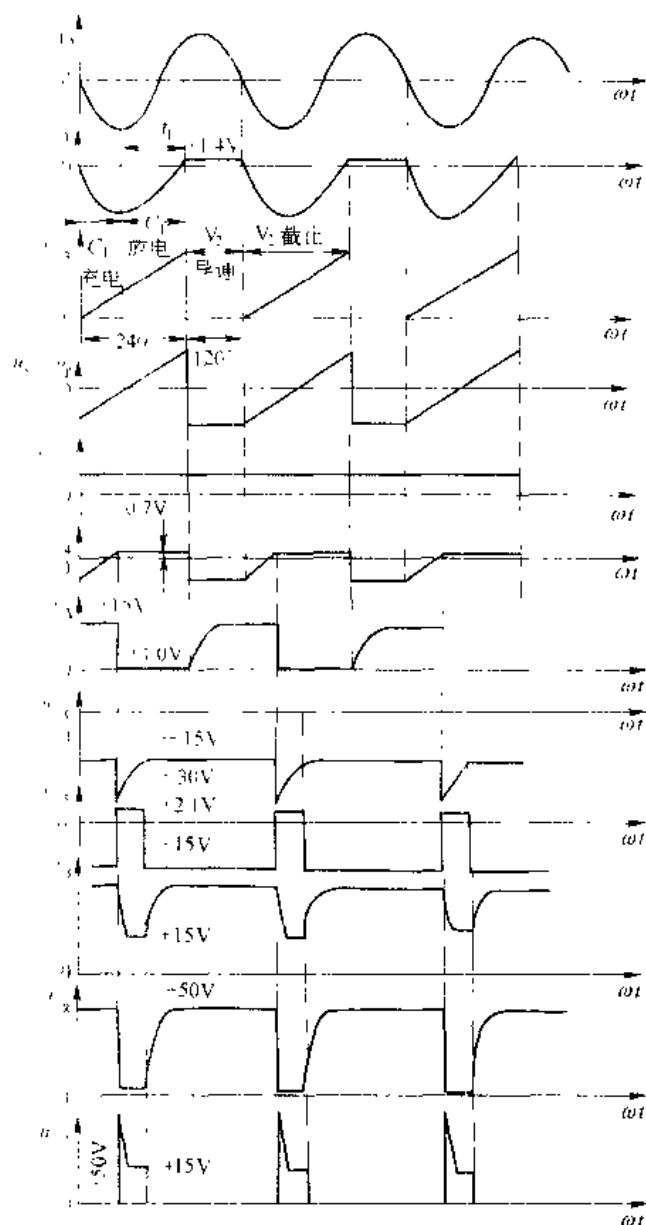


图 4-8 锯齿波触发电路各晶闸管的电压波形

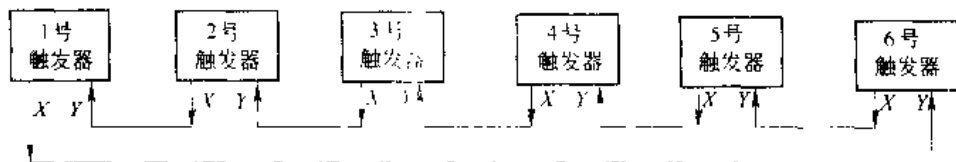


图 1-9 双脉冲环节各触发器间连接示意图

触发器 V_4 集电极经 R_{17} 的 X 端，送到 1 号触发器的 Y 端，使 Y 端电位突跳至零，而在此之前， C_1 上已充有近 30V 的电压，极性为上负下正。此时由于 Y 端电位突降为零，使 V_6 基极电位突跳至约 -30V， V_6 截止， V_7 、 V_8 又导通一次，对元件 1 补上一个落后 60° 的第二个窄脉冲。以此类推，6 个元件都得到相隔 60° 的双窄脉冲。

这种由 1 号、2 号触发器发出脉冲形成信号，由 1 号触发器脉冲变压器，发出两个相隔 60° 双窄脉冲的方法叫内双脉冲。直接由 2 号触发器的脉冲变压器发出触发元件 1、元件 2 脉冲的方法叫外双脉冲。外双脉冲输出功率大，脉冲变压器容量也大，应用较少。

4.2.6 封锁脉冲环节

K 端是封锁脉冲信号输入端。在逻辑无环流可逆系统中，要求一组桥工作，另一组桥封锁。封锁的办法是不准发出触发脉冲，如将该桥各元件触发电路的 K 端接 0V， V_7 、 V_8 不能导通，于是无触发脉冲输出。

有些变流装置中，用过电流信号控制封锁端 K ，过电流时 K 端接地，使变流装置交直流间断开，作为过电流保护。

4.2.7 触发电路与主电路的同步

为了保证整流电路输出电压波形一致，要求主电路中各晶闸管的控制角 α 应该一样。对于锯齿波同步触发电路，输出脉冲时刻（即 α 角）对应着 V_1 管导通瞬间，而 V_1 管基极电压是由锯齿波电压 u_{e3} 、控制电压 u_{co} 、偏移电压 u_p 叠加控制的，其中锯齿波由同步电压 u_{1s} 进行定位，脉冲移相由控制电压 u_{co} 实现，而移相范围与锯齿波的宽度相关，初始相位由偏移电压 u_p 实现。由此可见，只有根据各晶闸管供电电压的相位，正确决定各触发电路同步电压 u_{TS} 的相位，才能保证各晶闸管有相同的控制角 α ，相同的输出电压波形。正确选择同步电压相位，叫做晶闸管电路的同步或定相，它是变流装置设计、安装、调整、维护中的重要问题。

锯齿波同步触发电路的同步电压 u_{TS} 和晶闸管的供电电压之间的相位关系分析如下：晶闸管的供电电压如图 4-10(a) 所示，据单相电路要求

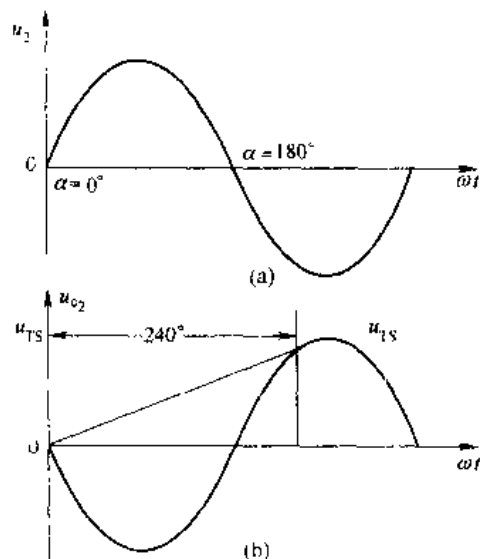


图 4-10 同步电压 u_{TS} 与 u_1 关系

移相范围 $0^\circ \sim 180^\circ$ ，即要求触发电路在正半波范围内发出脉冲。因此，正半波范围内应存在锯齿波的上升段，锯齿波的宽度为 240° ，见图 4-10 (b) 所示。为了产生这样一个锯齿波，则触发器的同步电压相位 u_{TS} 由前分析可画出，如图 4-8 (c) 所示。

由上分析可见，为保证触发电路与主电路同步，其晶闸管的供电电压和触发器的同步电压 u_{TS} 相位相差 180° 。

三相整流电路和触发电路由于分别由三相整流变压器和三相同步变压器供电，其同步定相较单相复杂，现以三相全控桥式变流电路来说明定相方法。如三相整流变压器为 D, Y11 联接，初级接电源，电压为 u_0 、 u_1 、 u_2 ，次级电压为 u_u 、 u_v 、 u_w ，接于 6 个晶闸管。6 个晶闸管的触发顺序为 1、2、3、4、5、6，触发脉冲间隔 60° ，为此要设置六块触发板，它们的同步电压也必须依次相差 60° ，6 个相差 60° 的同步电压来自三相变压器 TS 的次级，TS 初级接电源，如也采用 D, Y11-5 联接，其接线如图 4-11 所示。

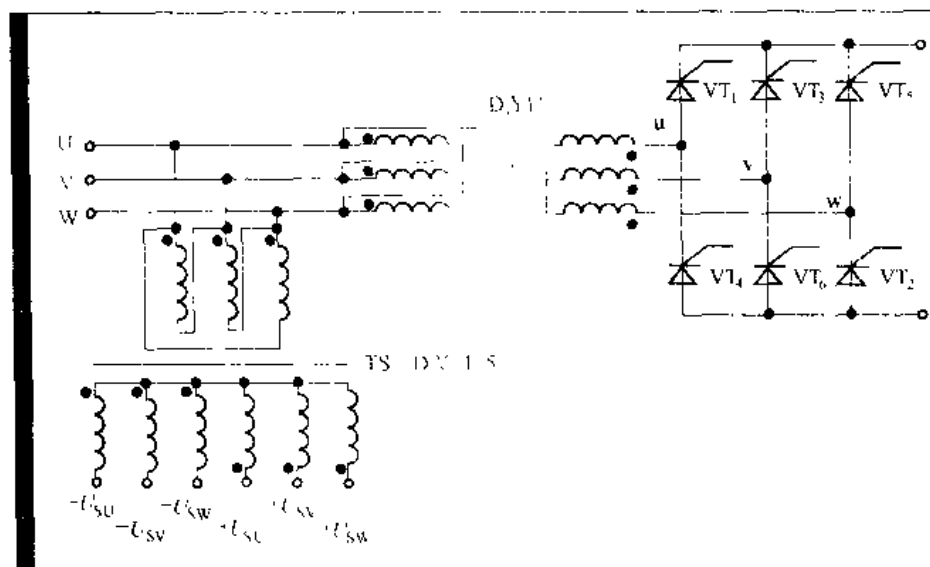


图 4-11 主电路与触发电路的同步

下面介绍采用矢量分析法进行触发器定相的方法：

第一步，为晶闸管 VT_1 确定同步电压

(1) 首先画出整流变压器初级线电压 U_{UV} ，画成垂直向上，指向 12 点钟位置。以 U_{UV} 为参考矢量，在超前 U_{UV} 30° 的位置上画出次级线电压 U_{TV} ，然后在滞后于 U_{TV} 30° 的位置上画出 VT_1 的供电电压 U_T ，即和 U_{TV} 重合。

(2) 同步变压器 TS 的初级和整流变压器初级接于同一电网，其线电压 U_{SUV} 同于 U_{UV} ，又由于同步变压器为 D, Y5-11 联接，依次可画出次级线电压 U_{SUV} 、次级相电压 U_{SU} 及 U_{SV} 、 U_{SW} 、 $-U_{SU}$ 、 $-U_{SV}$ 、 $-U_{SW}$ ，如图 4-12 所示。

由矢量图可见，同步电压 $-U_{SU}$ 与 U_T 相位差 180° ，因此选择 $-U_{SU}$ 为晶闸管 VT_1 触发电路的同步电压。

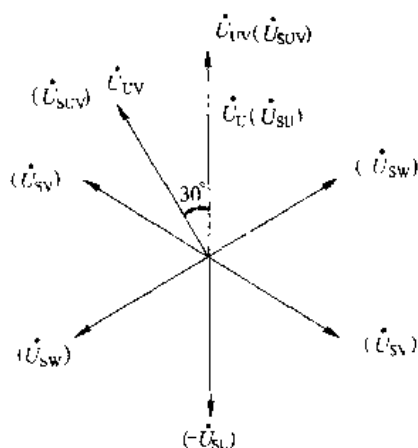


图 4-12 主电压与同步电压矢量图

第二步，为其他晶闸管确定同步电压。

三相全控桥整流电路中 VT_2 滞后 VT_1 60° 导通，因此 VT_2 触发电路的同步电压应滞后 VT_1 触发电路同步电压 60° ，由矢量图可得， $-U_{sw}$ 滞后于 $-U_{sv}$ 60° ，故选择 $+U_{sw}$ 为晶闸管 VT_2 触发电路的同步电压。依此类推，可得出其他晶闸管的同步电压，如表 4-1 所示。

表 4-1 三相全控桥晶闸管的同步电压

被触发晶闸管	VT_1	VT_2	VT_3	VT_4	VT_5	VT_6
主电路电压	$+U_u$	$-U_w$	$-U_v$	$-U_u$	$+U_w$	$-U_v$
同步信号电压	$-U_{sv}$	$+U_{sw}$	U_{sv}	$+U_{sv}$	$-U_{sw}$	$-U_{sv}$

需要说明的是：晶闸管的供电电压和触发器的同步电压相位差 180° ，对于三相变流电路，可充分利用锯齿波的线性段，是比较理想的。但由于锯齿波的宽度一般取 240° ，在满足 180° 移相范围上有较大的裕量，因此如选择和晶闸管的供电电压相差 150° 或 210° 的同步电压也能够满足三相变流电路的同步要求，这一点在进行定相时可作为参考。

4.3 集成电路触发器

集成触发电路具有体积小，温漂小，移相线性度好，性能稳定可靠等优点，国产 KC 系列集成触发器正在工业装置中逐步扩大应用。本书介绍常用的 KC 系列集成电路组件。

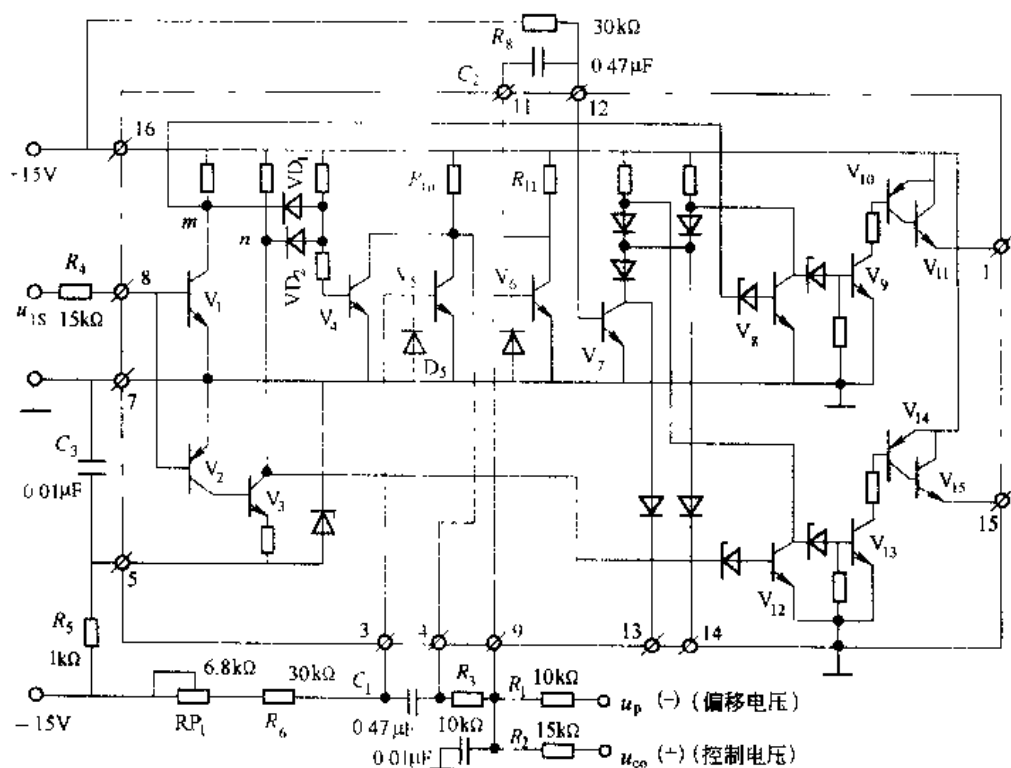


图 4-3 KC01 电路原理图

4.3.1 KC04 晶闸管移相触发器

KC04 电路的原理图见图 4-13, 点划线框内为集成电路部分。它与分立元件的锯齿波触发器相似, 由同步、锯齿波形成、移相控制、脉冲形成、功率放大几部分组成。

$V_1 \sim V_4$ 组成同步检测环节, 正弦同步电压 u_{TS} 经限流电阻 R_1 接至 8 端, 作为三极管 V_1 和 V_2 的基极电压。在 u_{TS} 的正半周, V_1 导通, V_2 、 V_3 截止, m 点低电平, n 点高电平; 在 u_{TS} 的负半周, V_1 截止, V_2 、 V_3 导通, m 点高电平, n 点低电平。 VD_1 、 VD_2 组成与门电路, 只要 m 、 n 两点有一处是低电平, 就将 V_4 的基极电位钳在低电平, V_4 截止。只有在同步电压 $|u_{TS}| < 0.7V$ 时, V_1 、 V_2 、 V_3 都截止, m 、 n 两点都是高电平, V_4 饱和导通。

V_5 和 3、4 端外接电容 C_1 、 R_6 、 RP_1 组成锯齿波形成环节。电容 C_1 接在 V_5 的基极和集电极之间, 组成电容负反馈的锯齿波发生器。当 V_4 截止时, $\pm 15V$ 电源经 R_{10} 、 R_6 、 RP_1 向电容 C_1 充电, 极性为左负右正。由于充电过程中, V_5 的集电极电位逐渐升高, 流过 R_{10} 的电流逐渐减小, 但同时 V_5 的基极电位也稍有降低, 使 V_5 从饱和状态过渡到放大状态, 集电极电流逐渐下降, 因而保证了 C_1 的充电电流恒定, 即 V_5 的集电极电位线性增长, 形成锯齿波的上升段。改变 RP_1 的值可调整锯齿波的斜率。当 V_4 饱和导通时 ($|u_{TS}| < 0.7V$), C_1 经 V_4 和 VD_1 迅速放电, 形成锯齿波的下降沿。

V_6 及外接元件组成移相环节。锯齿波电压 u_{c1} 经 R_3 、偏移电压 u_0 经 R_1 , 控制电压 u_{co} 经 R_7 在 V_6 的基极并联综合, 当 V_6 的基极电压达 $0.7V$ 时, V_6 导通。当 u_{c1} 、 u_0 值固定后, 改变 u_{co} 的大小即可改变 V_6 导通时刻, V_6 导通时刻即为脉冲产生的时刻, 所以改变 u_{co} 使脉冲得以移相。

V_7 、 R_{11} 与 11、12 端外接电容 C_2 组成脉冲形成环节。当 V_6 截止时, 连接在 11、12 端的电容 C_2 由 $-15V \rightarrow R_{11} \rightarrow V_7$ 的基射结充电, C_2 的极性是左正右负, 平时 V_7 经 R_{12} 获得电流而导通。当 V_6 导通时, 由于 C_2 上电压不能突变, 使 V_7 基极突降为负值, V_7 截止。此后 C_2 经 $-15V \rightarrow R_8 \rightarrow V_6$ 反向充电, 当电容电压使 V_7 基极电压大于 $0.7V$ 时, V_7 又恢复导通。于是在 V_7 的集电极得到一定宽度的矩形脉冲, 脉冲宽度取决于时间常数 C_2 、 R_8 的数值。

V_8 、 V_{12} 为脉冲分选环节, 在同步电压的一个周期里, V_7 的集电极上得到相隔 180° 的两个脉冲, 经 V_8 、 V_{12} 分选后可获得分别触发正半周或负半周工作的晶闸管的两路脉冲。正半周时, m 点为低电平, 使 V_8 截止, V_7 来的脉冲经 V_9 、 V_{10} 、 V_{11} 组成的功率放大由 1 端输出。而 n 点为高电平, 使 V_{12} 导通, 将 V_7 来的脉冲钳制在 “0” 电位。同理, 在 u_{TS} 负半周时, V_8 导通, V_{12} 截止, 由 V_7 来的脉冲经 V_{13} 、 V_{14} 、 V_{15} 功率放大由 15 端输出。各点电压波形如图 4-14 所示。

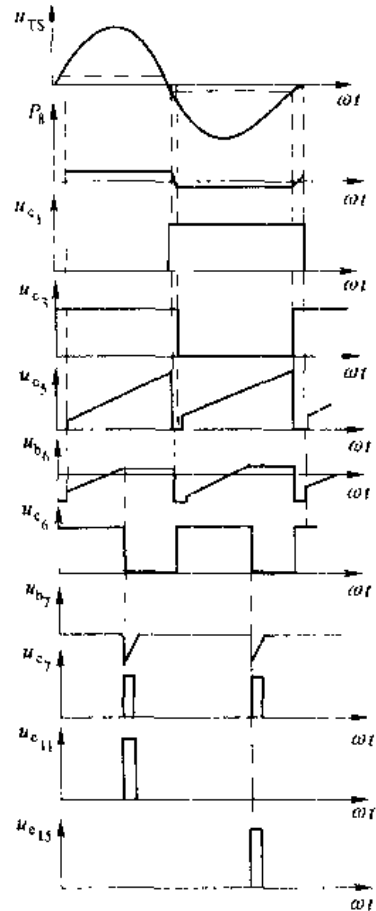


图 4-14 KC04 电路各点电压波形

KC04 集成电路中,接在基极上的稳压管可提高三极管的门坎电压,增强电路的抗干扰能力。

KC04 的同步电压一般要求 30V 左右,串联的电阻 R_1 按下式估算:

$$R_1 = \frac{\text{同步电压(V)}}{2 \sim 3} (\text{k}\Omega) \quad (4-5)$$

KC04 的移相范围约 170° , 触发器是正极性型, 控制电压 u_{co} 增加, 脉冲前移。

13 端是脉冲列调制控制输出端, 14 端是脉冲列调制输入端。

KC04 移相触发器主要用于单相、三相全控桥式晶闸管装置中, 做双路脉冲触发。两个相位差 180° 的脉冲, 可以方便地构成全控桥式触发器。本电路具有输出负载能力大, 移相性能好, 正负脉冲相位均衡好, 有脉冲列调制输入端等特点。

4.3.2 KC41 六路双脉冲形成器

KC41 六路双脉冲形成器是三相桥式全控触发电路中必备的组件。KC41C 内部原理接线如图 4-15。由三块 KC04 输出 6 个脉冲按照主电路需要的脉冲相序依次输入到 1~6 端, 每个脉冲由输入二极管送给本相和前相, 再由 $V_1 \sim V_6$ 电流放大分六路输出脉冲, 每一路输出都得到双脉冲。 V_7 是电子开关, 当控制端 7 接逻辑低电平时, V_7 截止, 各路有输出脉冲。7 端接逻辑高电平时, V_7 导通, 将各路输入脉冲接地, 无输出脉冲。

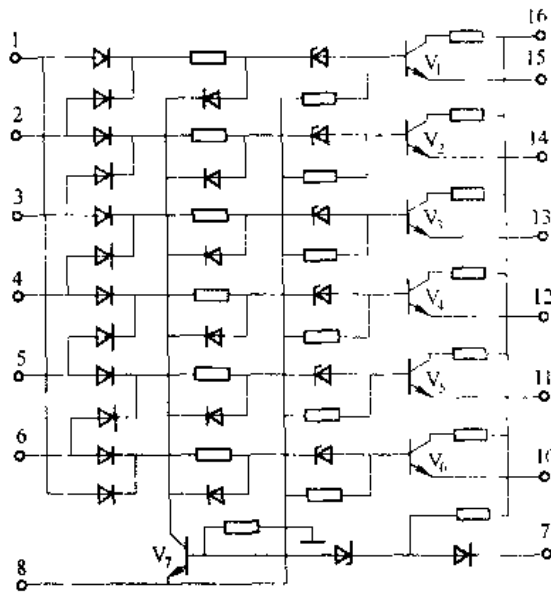


图 4-15 KC41 电路内部原理图

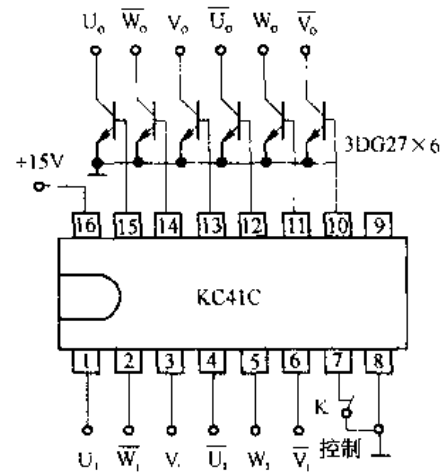


图 4-16 KC41C 电路外部接线图

若在 KC41 的输出端再外接功率放大管 3DG27, 则可输出 300mA 的脉冲电流, 将外接功率管的集电极连接在脉冲变压器初级, 加于 6 个脉冲变压器初级的便是每周期 6 个双脉冲列。KC41 外部接线见图 4-16, 各点波形见图 4-17。

将 KC41 用于三相全控桥逻辑无环流可逆系统的触发器时, 可利用图 4-16 接线中, 在输出端 10~15 并联两组外接放大管, 将各组放大管的射极公共接地端分别接到逻辑装置输出端的电子开关上, 便可完成开放一组脉冲、封锁一组脉冲的任务。

4.3.3 KC42 脉冲列调制器

在需要宽脉冲输出场合，为了减小输出脉冲变压器的体积，可采用脉冲列式触发电路，KC42 就是脉冲列调制器。其原理接线如图 4-18，虚线内部分是 KC42 集成电路，由逻辑组合及环形振荡器组成。

当 KC42 用于三相全控桥电路时，来自三块 KC04 触发器的 13 端引出触发脉冲信号，分别送至 KC42 的 2、4、12 端， V_1 、 V_2 、 V_3 构成或非门电路，只要 3 个触发器中任意一个有输出， M 点就是低电平， V_4 截止，使 V_5 、 V_7 、 V_8 组成的环形振荡器起振。3 个触发器都没有输出时， M 点高电平， V_4 导通，环形振荡器停振。用 V_6 控制环形振荡器的起振与停振。 V_6 集电极输出一系列与输入端脉冲同步的脉冲列，经 V_7 倒相后由 8 端输出给三块

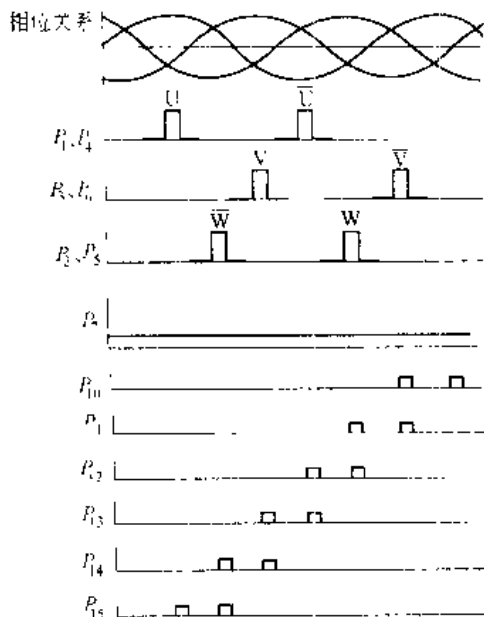


图 4-17 KC41C 电路各点波形图

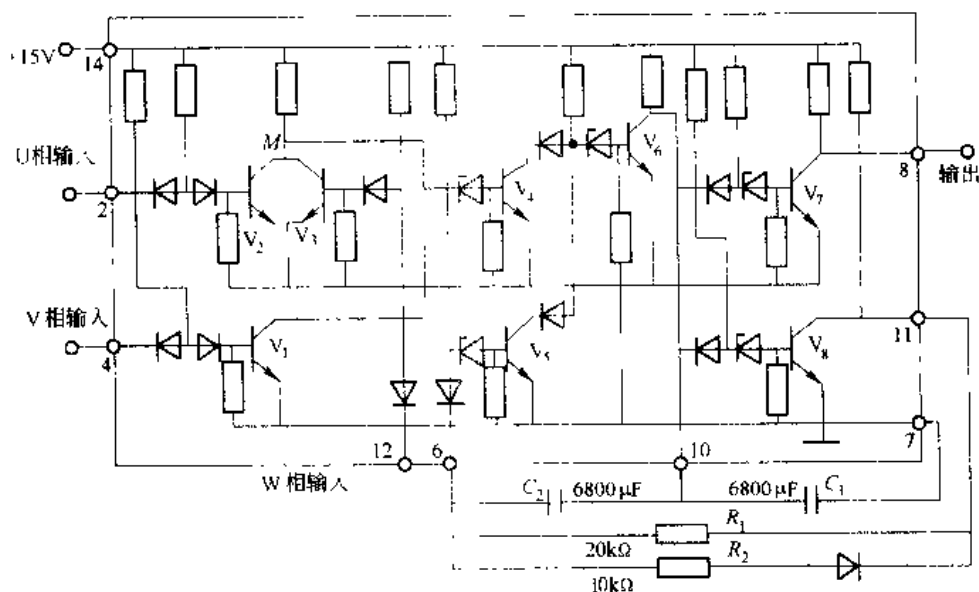


图 4-18 KC42 原理接线图

KC04 触发器的 14 端，各 KC04 触发器的 1 端和 15 端输出与原脉冲相位一致，但已是调制好的脉冲列触发信号。

电路工作过程为：当 3 个触发器中任意一个有输出时， V_1 、 V_2 、 V_3 中将有一个管导通， M 点为低电平， V_4 截止， V_6 导通，端子 10 是低电平， V_8 截止，端子 11 是高电平。经过 $R_1 \rightarrow C_2 \rightarrow$ 端子 10 $\rightarrow V_6$ 集射结 $\rightarrow +15V$ 电源 $\rightarrow$ 端子 11 对 C_2 充电，充电速度决定于时间常数 $R_1 C_2$ ，端子 6 电位逐渐上升，当它大于 V_5 基射极正向结压降和稳压管的阀压时， V_5 导通，

V_5 集电极输出低电平, V_6 截止, 端子 1 电位突然升高, V_7 、 V_8 导通, 端子 8、端子 11 均为低电平。这时 C_2 通过 R_1 、 R_2 并联 $\rightarrow V_5$ 集射结 $\rightarrow 15V$ 电源 $\rightarrow$ 端子 10 反向充电, 反充电速度决定于时间常数 $C_2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ 。端子 6 电位逐渐降低, 当它小于 V_5 基射结压降和稳压管的阀压时, V_5 截止, V_7 集电极输出高电平, V_8 导通, V_6 集电极输出低电平, 使 V_7 、 V_8 导通, 端子 8、端子 11 又输出高电平, 如此循环振荡。工作过程中, 只要 V_1 、 V_2 、 V_3 管基极有信号时, V_4 截止, 振荡器起振, 8 端有脉冲列输出。直到 V_1 、 V_2 、 V_3 管基极无信号时, V_4 导通, 振荡器停振, 8 端无输出。各点波形如图 4-19 所示。

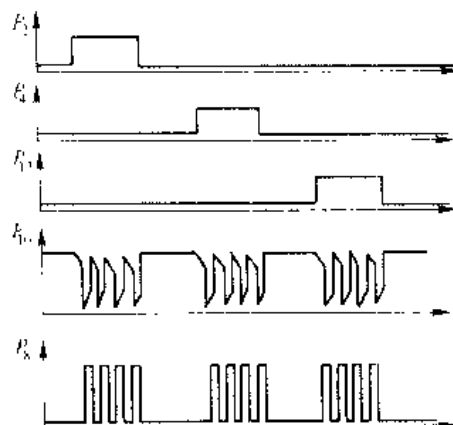


图 4-19 KC42 各点波形图

振荡周期时间 T 与 $R_1 C_2$ 和 $C_2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ 有关, 也与 V_5 基极阀压有关, 本电路输出高电平半周时间

$$T = 0.693 R_1 C_2 \quad (4-6)$$

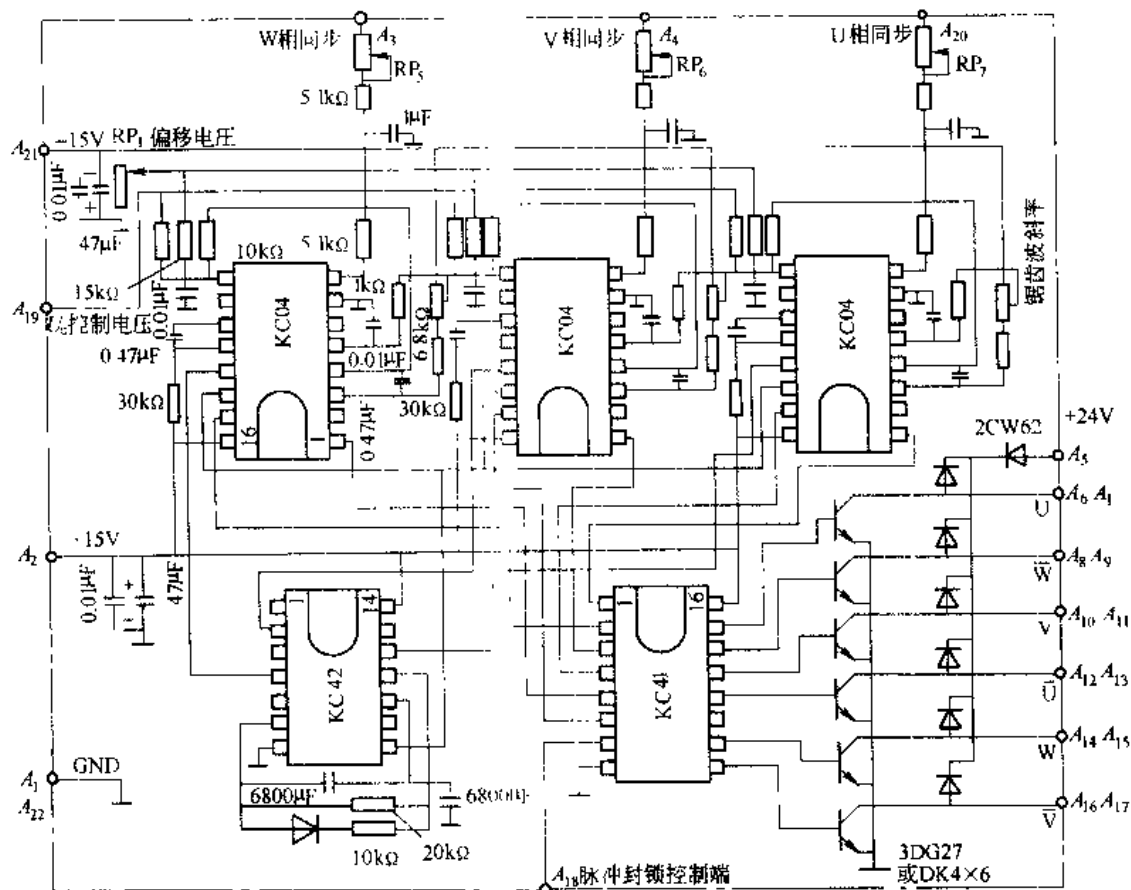


图 4-20 KC46 集成化六脉冲触发组件

输出低电平半周时间

$$T_1 = 0.693 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_2 \quad (4-7)$$

振荡周期 $T = T_1 + T_2 \quad (4-8)$

振荡频率 $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} \quad (4-9)$

KC42 调制脉冲频率为 5~10kHz, 调节 R_1 、 R_2 、 C_2 值可改变频率, 调节 R_1 、 R_2 的比例可改变调制频率的占空比。如将 KC42 用于单相整流电路, 输入信号接 3 个输入端中任意一个, 其余两端接地。

KC42 有脉冲占空比可调性好, 频率调节范围宽、触发脉冲上升前沿与调制信号同步等优点。可作为三相全控桥、三相半控桥、单相全控桥、单相半控桥电路的脉冲列调制电源。也可以作为可控的方波发生器, 用于其他电子线路中。

4.3.4 KCZ6 集成化六脉冲触发组件

集成化六脉冲组件原理图如图 4-20 所示。每一相同步电压经 RC、T 型网络滤波, 约移相 30°。电位器 RP_5 、 RP_6 、 RP_7 微调各相同步电压的相位, 保证六相脉冲间隔均匀。同步电压取 30V 左右, 同步输入电流限制在 2~3mA。同步电压输入后, 一个周期里在端子 4 依次形成两个锯齿波, 偏移电压调好后, 改变 U_{ref} 就可以在端子 13 得到移相的一定宽度的触发脉冲, 将三块 KC04 的触发脉冲送到 KC42 电路的输入端 2、4、12, 调制成 5~10kHz 的脉冲列, 再从输出端 8 送到三块 KC04 的端子 14。这时在 KC04 的输出端 1、15 输出调制了的触发脉冲。三块触发器的 6 个输出脉冲, 按照主电路要求的触发相序依次送到 KC42 的 1~6 端。它的输出端 10~15 是按后相给前相补脉冲的规律, 经外部功放管 $V_1 \sim V_6$ 放大, 可输出驱动电流为 300~800mA 的双窄脉冲列。各点波形见图 4-21。P 是 KC04 的各输出端子波形, A_1 、 A_2 是 KCZ6 输出端子波形。调节每相的 R_1 、 C_2 数值, 就可以改变触发脉冲宽度。调节 RP_2 、 RP_3 、 RP_4 , 可以改变锯齿波斜率。调节 RP_5 、 RP_6 、 RP_7 , 进行同步微调。KCZ6 输出 A_1 为各脉冲变压器初级的公共端且接 +24V 电源, U、W、V、U、W、V 分别接各脉冲变压器初级的另一端, 各脉冲变压器的次级分别接于各自的晶闸管。二极管和稳压管串联后并联于脉冲变压器的初级, 提供放电回路。稳压管选择合适的击穿电压, 可以提高放电 $\frac{di}{dt}$ 。

集成化六脉冲触发组件在三相全控桥变流装置中使用, 集成化触发组件避免了由于分立元件参数的分散性造成的移相特性不一致以及由此产生的不良后果, 且输出脉冲的均匀度高, 可靠性

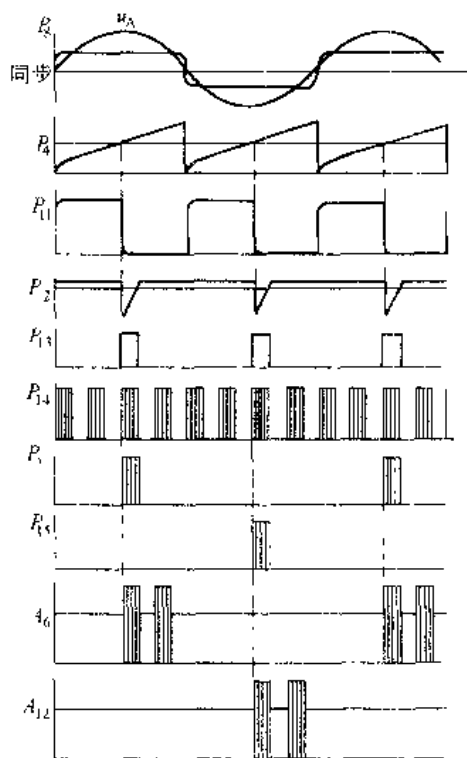


图 4-21 KCZ6 触发组件器波形

强，体积小，维修调节方便，近年来普遍在现场得到广泛应用。

4.4 可控整流电路综合举例

本例是某木材加工厂，锯木送材车电力拖动自动控制系统，是逻辑无环流可逆系统。如图 4-22 所示。

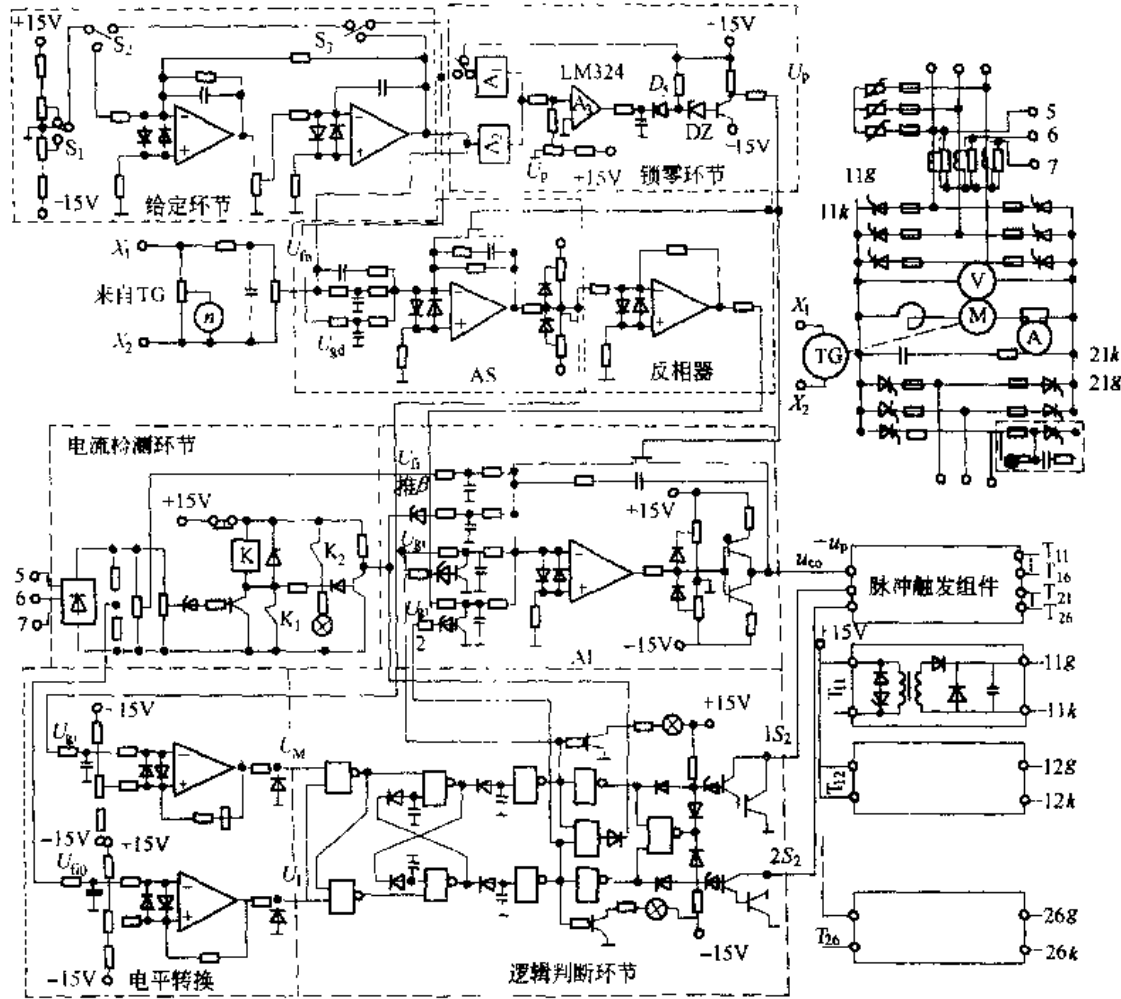


图 4 22 锯木送材车电力拖动自动控制系统原理图

拖动用直流电动机 Z₂-62 型， $P_N=40\text{kW}$ 、 $U_N=220\text{V}$ 、 $I_N=205\text{A}$ 、 $n_N=575\text{r/min}$ ，过载能力 $\lambda=1.5$ 。

4.4.1 主电路组成

由图 4-22 可见，主电路采用三相全控桥反并联可逆接线。为了保护晶闸管元件，设有过电压的阻容及压敏电阻保护环节，短路过流采用快速熔断器保护，并联在快熔断器两端的信号灯，作为快速熔断器熔断指示，当快熔断熔断时，信号灯亮。为了保证电动机在空

载运行时电流连续, 主电路设有平波电抗器 L 。

4.4.2 控制电路

(1) 给定环节。转速给定电压可以是阶跃信号, 也可以通过给定积分器 GD, 将阶跃信号转换成按一定斜率线性变化的渐增信号, 以使控制电动机启动时的加减速速度。

(2) 转速调节器。AS 的输入信号来自给定环节的输出 U_{gi} 和测速发电机 TG 的输出 U_{fn} 。为了满足系统动、静态品质的要求, 转速调节器一般采用比例积分调节器。其输出信号作为电流调节器 AI 的给定电压信号。

(3) 电流调节器。用于控制电动机电枢电流的变化规律。它依据转速调节器的输出信号和电流反馈信号相比较后所得的偏差进行比例积分运算, 其输出信号对主电路电枢电流进行自动调节。

(4) 逻辑电路。按照系统的工作要求, 保证在任何时刻只给工作组的晶闸管加触发脉冲, 而对另一组晶闸管的触发脉冲进行封锁, 从根本上切断两组晶闸管变流器之间的环流通路而实现无环流控制。

(5) 触发电路。触发电路采用 KC 系列集成触发组件, 采用 3 个 KC04 移相集成触发器和一个 KC41C 六相双脉冲形成器及外接元件组合而成, 它能实现一个周期内输出 6 个双脉冲 (间隔 60°), 用于晶闸管三相全控桥的触发。集成触发组件内部电路如图 4-23 所示。

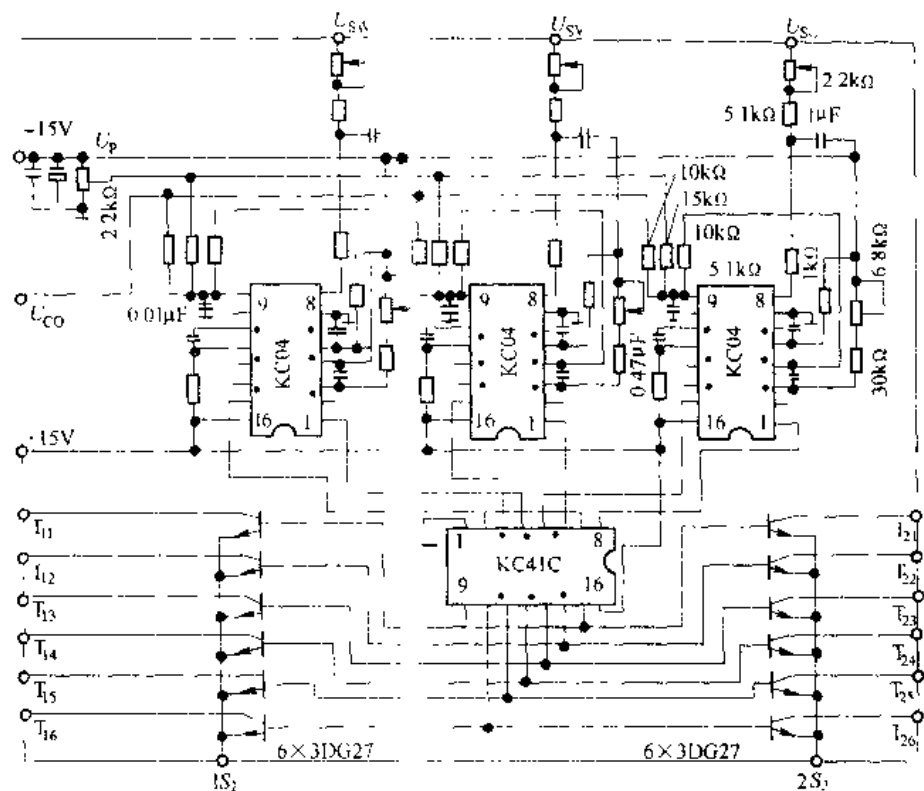


图 4-23 集成触发元件内部电路图

由于应用在逻辑无环流可逆调速系统中,故应有正、反转两组触发脉冲,这些触发脉冲取自脉冲变压器的次级输出端,如图 4-24 所示。脉冲变压器次级输出端 $11g$ 和 $11k$, $12g$ 和 $12k$, ..., $16g$ 和 $16k$ 接在正转组晶闸管控制极上。其次级输出端 $21g$ 和 $21k$, $22g$ 和 $22k$, ..., $26g$ 和 $26k$ 接在反转组晶闸管控制极上。由逻辑电路输出 $1S$ 、 $2S$ 控制实现对“工作组”加触发脉冲,而对“待工作组”不加触发脉冲。

此外,还有用于克服调节器零漂以防止电动机爬行的锁零环节和进行过电流保护的过电流监视保护环节。

此系统能够通过给定信号实现送木材时快速前进,到达锯片前变为慢速运行,木材锯完后,车迅速停止,然后以最高速返回,以满足生产工艺要求和提高生产率。

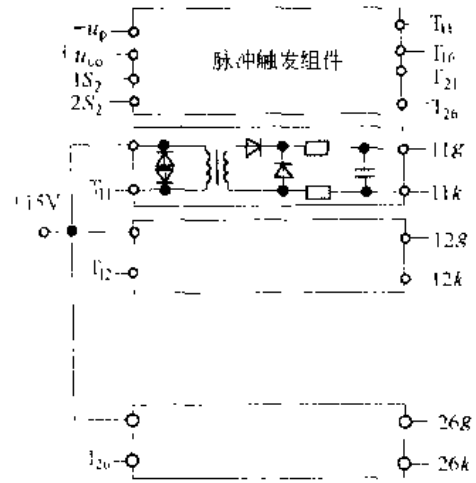


图 4-24 脉冲分配环节

习 题

- 4-1 锯齿波同步触发电路中, u_{co} 起什么作用, u_p 起什么作用, 如何改变锯齿波的斜率?
4-2 锯齿波同步触发电路中, 输出脉冲宽度由什么参数决定?

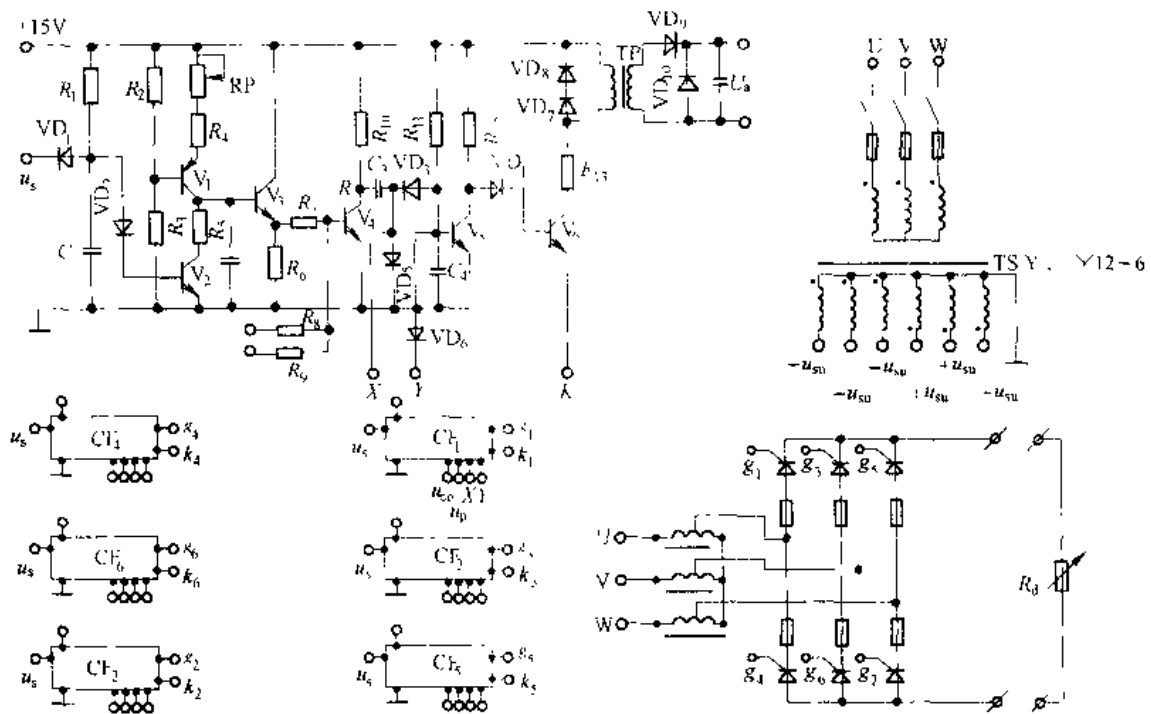


图 1-5 习题 4-3 附图

4-3 图 4-25 是三相全控桥式整流电路用锯齿波同步触发器,如果整流变压器 Y, Y12 联接,同步变压器为 Y, Y12-6 联接,试确定各晶闸管触发电路的同步电压、补脉冲接线。

4-4 三相全控桥整流电路,整流变压器为 D, Y11 联接,同步变压器为 Y, Y12-6 联接,试确定晶闸管触发电路的同步电压。

5 晶闸管的其他应用

前面几章讲述的内容主要以可控整流和有源逆变为主,其输出供给直流电动机负载。结合一定的控制技术,如组成电流闭环和转速闭环后,可以实现直流电动机的无级调速,以满足对拖动控制要求较高场合的需要。除上述应用外,晶闸管的应用几乎深入到工业及社会生活的各个领域。其中晶闸管交流无触点开关、晶闸管交流调压器和晶闸管交流调功器也是晶闸管几个很主要的应用方面。本章将详细论述上述三种应用的工作原理、分析方法以及主要应用场合。

5.1 晶闸管交流无触点开关

晶闸管交流无触点开关是利用其开关特性完成电路通断控制实现其开关功能的。它具有无机械振动、无噪声、寿命长等优点。特别适合于频繁通断、存在易燃气体和多粉尘的场合。是老式接触器在上述应用场合的理想替代产品。

5.1.1 简单的晶闸管交流无触点开关及应用

晶闸管交流无触点开关的最基本型式如图 5-1 所示。通过控制门极的通断,实现对晶闸管的阳极通断控制,从而实现对电路的通断控制。晶闸管交流无触点开关的工作特点是承受正向电压时施加触发使其导通,利用负载电流过零自然关断。图 5-1 (a) 为普通晶闸管反并联的交流开关。当接点 Q 断开时,晶闸管 VT_1 、 VT_2 的控制极均为断开状态,不论 VT_1 、 VT_2 阳极电压如何, VT_1 、 VT_2 均不导通。此时相当于开关断开状态。当 Q 点闭合后,电源电压 u 极性上正下负时,通过 VD_1 ——接点 Q—— VT_1 控制极—— R_L 将 VT_1 触发导通,负载 R_L 获得正半周波电压。当电源 u 极性下正上负时,通过 R_L —— VD_2 ——接点 Q—— VT_2 控制极,将 VT_2 触发导通,负载获得负半周波电压。这样,当接点 Q 接通后,忽略晶闸管 VT_1 、 VT_2 的导通压降,电源电压 u 就加到负载 R_L 上,相当于开关处于接通状态。

图 5-1 (b) 是采用双向晶闸管,触发方式为 I、II 或 I、III 方式。同样,当接点 Q 断

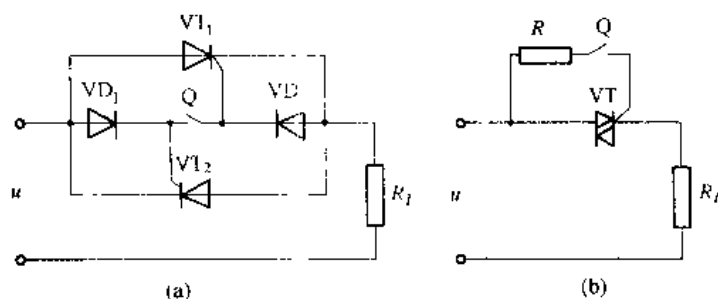


图 5-1 晶闸管交流无触点开关的基本型式

开时，双向晶闸管 VT 关断，相当于开关断开状态。当接点 Q 接通时，双向晶闸管 VT 导通，相当于开关接通。这样利用继电器接点的通断，就可以达到对大电流主电路的通断控制。关于晶闸管是选用普通晶闸管还是双向晶闸管，应视使用情况而定。一般电流较大场合选用普通晶闸管反并联形式，电流较小情况选用双向晶闸管。

5.1.2 三相晶闸管交流无触点开关

图 5-2 为三相晶闸管交流无触点开关原理图。三相交流电源经空气开关 QF、双向晶闸管加于三相负载。负载多为电加热器或三相电动机。当负载为三相交流电动机时，无触点开关用于电机的起停控制，也就是代替常规的交流接触器。当负载是电加热器时，通过与温度检测及控制仪表的结合，可使温度被自动控制在某一要求范围内，这种温度自动控制原理是：当温度低于要求值下限时，温度控制仪表使 KA 接通，加热器得电，温度增加。当温度达到要求值上限时，温度控制仪表使 KA 断开，加热器断电，温度下降。以后，周而复始地控制 KA 的通断，使温度总控制在要求值之内。这是工业现场中最常用的温度控制方法之一。具体温度控制过程和晶闸管无触点开关的通断如图 5-3 所示。

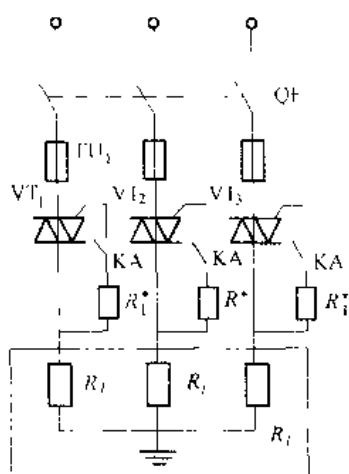


图 5-2 晶闸管三相无触点开关

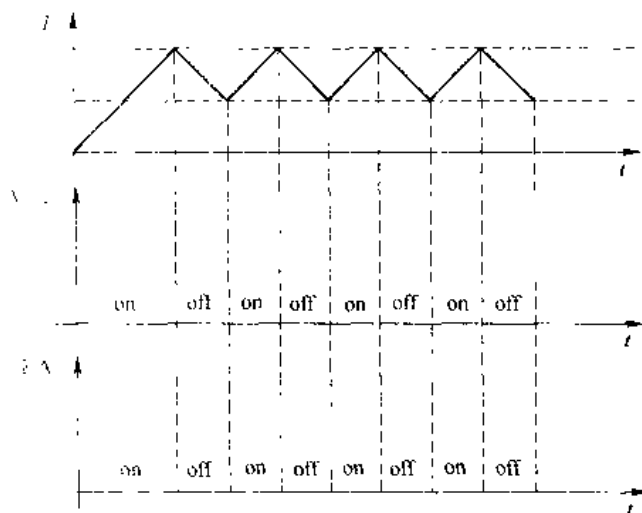


图 5-3 晶闸管无触点开关控制的温度过程

5.1.3 三相可逆晶闸管交流无触点开关

图 5-4 为采用 5 只双向晶闸管组成的三相可逆交流无触点开关。用作交流电动机的正、反转和起、停控制，以代替老式的正、反转可逆接触器。主电路的 5 只双向晶闸管 VT₁~VT₅，分两组控制电机的正、反转。当 VT₂、VT₃、VT₄ 触发导通时，电机正转，此时供电相序为 U、V、W。当 VT₁、VT₃、VT₅ 触发导通时，电机反转，此时供电相序为 W、V、U。

由于电机可逆运转是通过改变相序实现的，所以，接于 U、W 两相的四只晶闸管 VT₁、VT₂、VT₄、VT₅ 绝对不能同时导通，否则将造成电源相间短路。为防止四只晶闸管可能出现的同时导通现象发生，在由 VT₂、VT₃ 导通换相到 VT₁、VT₅ 导通时，中间应有一段延时，一般延时时间取 0.5s，以确保原先导通的晶闸管完全恢复阻断能力。反之亦然。

前面讲的单相无触点开关、三相无触点开关和三相可逆无触点开关都是通过相应的控制电路完成其开关功能的。一般情况下,控制电路都是标准电路,原理也比较简单,而且在后续课中有详细介绍,这里就不详细说明了。

固态开关 (Solid State Switch), 简称 SSS。它包括固态继电器 (Solid State Relay), 简称 SSR; 固态接触器 (Solid State Contactor), 简称 SSC。固态开关是以双向晶闸管为基础构成无触点开关元件。

图 5-4 晶闸管三相交流无触点开关正反转控制电路

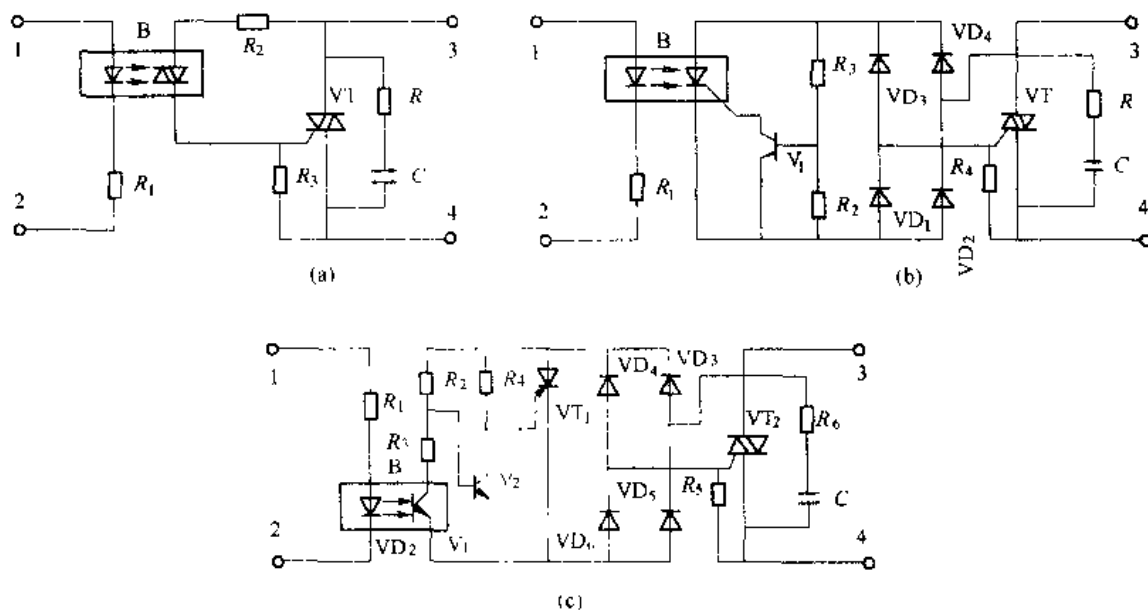


图 5-5 三种固态开关电路

B 导通, VT 门极通过 R_2 以 I、II 或 I、II 方式触发晶闸管。这种固态开关对于输入交流电源的任何时刻均可以同步导通, 称为非零压开关。

图 5-5 (b) 是光电耦合的双向晶闸管零压开关。1、2 端为控制输入端, 3、4 端为输出端。当输入端加 1 “+”、2 “-” 电压并且 3、4 端电压由零值开始增加时, 双向晶闸管才能经 VD_4 —光耦 B— VD_1 —VT 门极或 VT 门极— VD_3 —光耦 B— VD_2 触发导通。否则, 电源电压非零时, 三极管 V_1 导通而使光控晶闸管 B 无法导通, 而双向晶闸管 VT 亦不能导通。这种固态开关在有控制电压且交流电压过零时方可导通, 故称为零压开关。

图 5-5 (c) 是另一种形式的晶闸管零压开关。1、2 端为输入端, 3、4 端为输出端。合理选择 R_2 和 R_3 , 当光电耦合器 B 导通时且 3、4 端电压在 5V 以内时使三极管 V_2 截止, 高于 5V 时使 V_2 导通。这样只有当输入端 1、2 有电压且 3、4 端电压由零增加时, 双向晶闸管 VT_2 才导通, 而且电流过零时自动关断, 是一种性能较好的零压开关。

5.2 晶闸管交流调压器

用晶闸管组成的交流调压器, 可以方便地调节输出电压有效值。可用于电炉温度控制、灯光调节、异步电动机降压软起动和调压调速等, 也可以用作调节变压器一次侧电压。其二次侧多为直流低电压、大电流或高压、小电流负载, 而且负载功率一般不超过 500kW。使用这种方法, 可使变压器二次侧的整流装置避免使用大容量晶闸管, 而只需二极管整流即可, 这有利于增大二次电流。用晶闸管在一次侧调压, 省去了效率低下的调压变压器, 这有利于简化结构、降低成本和提高可靠性。晶闸管交流调压器与调压变压器相比, 具有体积小、重量轻、效率高和成本低等优点。是调压变压器的理想替代产品之一。

5.2.1 电阻性负载

图 5-6 为晶闸管单相交流调压器, 其晶闸管 VT_1 和 VT_2 反并联连接, 也可以采用双向晶闸管, 与负载电阻 R 串联接到交流电源 u_1 上。当电源电压 u_1 正半周开始时刻触发 VT_1 , 负半周开始时刻触发 VT_2 , 形同一个无触点开关。若正、负半周以同样的移相角 α 触发 VT_1 和 VT_2 , 则负载电压有效值随 α 角而改变, 实现了交流调压。图 5-6 示出移相角为 α 时的输出电压 u_o 波形。晶闸管电流的平均值, 有效值, 负载 R 上的电压有效值、电流有效值和调压器的功率因数表达式分别为:

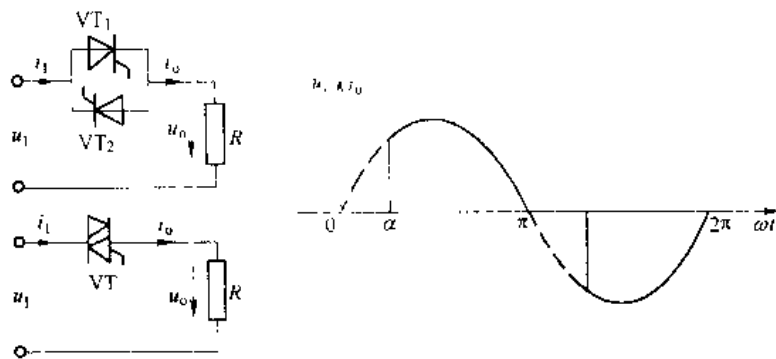


图 5-6 晶闸管单相交流调压及波形图

$$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\sqrt{2} U_1 \sin \omega t}{R} \cdot d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_1}{2\pi R} (1 + \cos \alpha) \quad (5-1)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\sqrt{2} U_1 \sin \omega t}{R} \right)^2 d\omega t} = \frac{U_1}{R} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} \quad (5-2)$$

$$U_0 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (\sqrt{2} U_1 \sin \omega t)^2 d\omega t} = U_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (5-3)$$

$$\therefore \frac{U_0}{U_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (5-4)$$

$$\cos \varphi = \frac{U_0 I_0}{U_1 I_1} = \frac{U_0}{U_1} \cdot \frac{I_0}{I_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (5-5)$$

式中, U_1 为输入交流电压的有效值。

从式 (5-3) 中可以看出, 随移相角 α 的逐渐增大, 电阻 R 上的电压有效值逐渐减小。当 $\alpha = \pi$ 时, $U_0 = 0$, 这一结论从图 5-6 u 波形中可以证实。因此, 单相交流调压器对电阻负载供电时, 其电压可调范围是 $0 \sim U_1$, α 的移相范围是 $0 \leq \alpha \leq \pi$ 。

5.2.2 电阻-电感性负载

电路如图 5-7 (a) 所示, $R-L$ 负载是交流调压器最具有代表性的负载。

显然, 两只反并联晶闸管的初始控制角定在电源电压每个半周的起始时刻, 则控制角 α 的最大移相范围是 $0 \leq \alpha \leq \pi$ 。而且, 正、负半周有相同的控制角 α 。

在一只晶闸管导通时, 它的管压降成为另一只晶闸管的反向电压而使其截止。于是, 在一只晶闸管导电时, 电路的工作情况同单相半波整流时相同, 负载电流 i_0 的表达式为下述微分方程的解:

$$L \frac{di_0}{dt} + Ri_0 = u_1 = \sqrt{2} U_1 \sin \omega t \quad (5-6)$$

解该方程得:

$$i_0 = \frac{\sqrt{2} U_1}{z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{-\frac{\sigma - \omega t}{\tan \varphi}}] \quad (5-7)$$

$$\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \theta$$

上式中, $z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$; $\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$; θ 是晶闸管的导通角。

另一只晶闸管导电时, 情况完全相同, 只是相位与上述表达式反相, 即相位差 180° 。

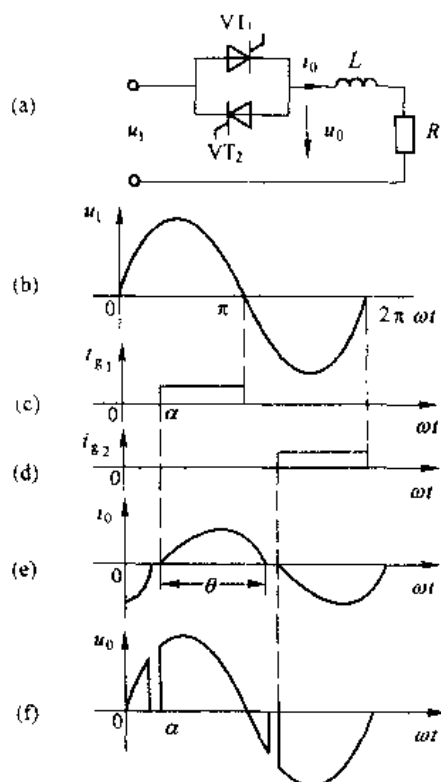


图 5-7 晶闸管单相交流调压电路及波形图

在单相调压器中,虽然负载电流 i 表达式与单相半波整流电路相同,由于反并联的两只晶闸管分别在正、负半周导通,因此,每只晶闸管的导通角 θ 不可能大于 180° 。而单相半波整流时,视不同的 φ 值, θ 有大于 180° 的情况。

以 φ 为参变量,参考单相半波整流时 θ 与 α 的关系,同时考虑单相交流调压器导通角 $\theta \leq 180^\circ$ 的限制条件,可以得到单相交流调压器以 φ 为参变量的 θ 与 α 的关系,如图 5-8 所示。

图 5-8 中各曲线上的 $\theta=180^\circ$ 点对应于 $\alpha=\varphi$, 换句话说,把 $\alpha=\varphi$ 代入式 (5-7) 中,利用边界条件: $\omega t = \alpha = \theta$ 时 $i_t = 0$, 可求得晶闸管的导通角 $\theta=180^\circ$, 如将 $\alpha=\varphi$ 代入式 (5-7) 中,得到的 i_t 表达式只有稳态分量,即

$$i_t = \frac{\sqrt{2}U}{R} \sin(\omega t - \varphi) \quad (5-8)$$

$$\varphi \leq \omega t \leq \theta - \varphi$$

另一半周的工作情况也完全相同,此时负载电流为完整的正弦波,晶闸管相当短路情况。

图 5-7 (e) 所示波形是 $\alpha > \varphi$ 情况下的 i_t 波形,此时该电流 i_t 既不连续又非正弦。

如果 $\alpha < \varphi$, 要分两种情况来讨论:

(1) 晶闸管采用窄脉冲触发,图 5-7 (a) 交流调压电路接通电源后,如果先触发 VT_1 , 且 $\alpha < \varphi$ 和触发脉冲宽度小于 $\alpha + \theta - (\pi + \alpha) = \theta - \pi$, 则 VT_1 的导通角 $\theta > 180^\circ$ 。原因是当流过 VT_1 的电流下降到零时, VT_1 的触发脉冲已经消失,无法导通。下一周期再触发 VT_1 后重复上述过程。此时单相交流调压器变成了单相半波整流器,负载电流中出现直流分量。如果调压器的负载是变压器一次绕组,则因绕组直流电阻很小而引起直流过流,导致故障。

(2) 为防止直流分量的发生,在单相交流调压器电感性负载时,应采用宽脉冲或脉冲列,提倡采用脉冲列。而且脉冲的宽度应大于 $\theta - \pi$ 。在 $\alpha < \varphi$ 的情况下,图 5-7 (a) 电路的工作情况是:电源电压正半周 $\omega t = \alpha$ 时刻触发 VT_1 , 在 $\alpha + \theta$ 时刻,流过 VT_1 电流下降到零,因 VT_2 触发脉冲依然存在,所以 VT_2 接着导通。但第一个周期中, VT_1 导电时间比 VT_2 导电时间长,即 VT_1 导通角 $\theta > \pi$, VT_2 导通角 $\theta < \pi$ 。以后, VT_1 导电时间减少, VT_2 导电时间增加,直到 VT_1 、 VT_2 导电时间相等,都为 180° , 电路进入稳定状态。这时电路的工作状态与 $\alpha = \varphi$ 时完全相同,即负载上得到的电压、电流为纯正弦交流电压和电流。

通过理论分析,在单相半波整流电路电感性负载情况下,当 $\alpha = 0^\circ$ 、 $\varphi = 90^\circ$ 时,导电角

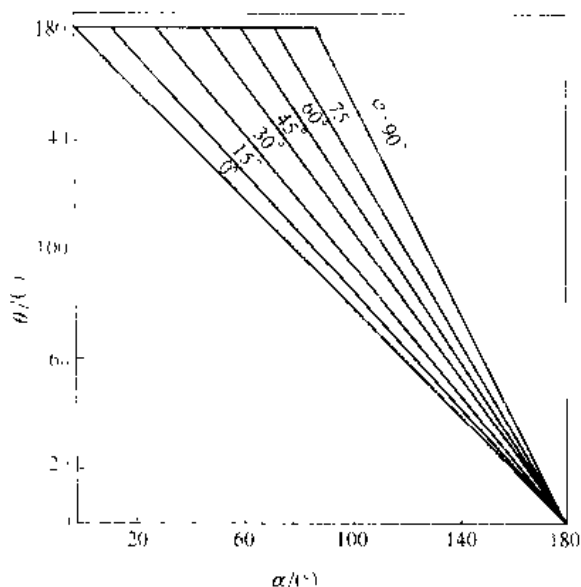


图 5-8 单相交流调压器以 φ 为参变量的 θ 与 α 的关系曲线

最大,即 $\theta_{\max}=360^\circ$ 。它就是图 5-7(a) 电路初始启动时最先导通晶闸管可能达到的最大导电角 θ 。为使这种情况下电路能正常工作,必须使门极触发脉冲的宽度大于 $\theta_{\max}-180^\circ=180^\circ$ 。实际应用中, $\alpha=\varphi$ 和 $\alpha<\varphi$ 的情况极少,而为确保上述情况下电路能正常工作的触发脉冲宽度应达 180° 。这种宽脉冲必然会带来额外的功率损耗,同时使晶闸管结温升高,没有太大的必要性。所以,这种电路的触发脉冲后沿一般取自 180° 、 360° 、 540° ...,其脉冲宽度为 $180^\circ-\alpha$,这样既能保证电路在任何情况下都正常工作,同时可降低宽脉冲带来的弊病。能产生这种触发脉冲的集成触发器已有定型产品,如 TCA785 集成触发器等。其具体工作原理见有关产品说明。

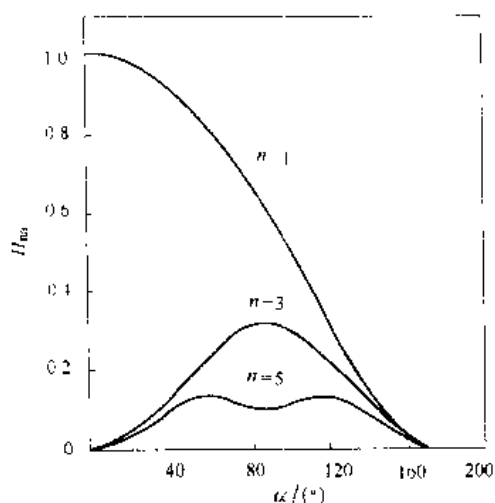


图 5-9 $\varphi=0^\circ$ 时,单相交流调压器的谐波电流变化曲线

5.2.3 单相交流调压器的谐波分析

从以上分析可知,除 $\alpha=\varphi$ 和 $\alpha<\varphi$ 之外,在其他任何 α 值,负载电压和电流波形都将发生畸变,即存在着高次谐波电压和电流分量。这些高次谐波会导致电网功率因数下降;使电网电压波形畸变,危害其他用电设备的正常工作。为此应对其进行分析并在实际应用中设法避免。

从图 5-7(f) 的电压波形可知,在晶闸管导电时,负载电压等于电源电压,它是正弦波的一部分,故其傅氏分析容易求得。从波形中可以看出,负载电压正、负半周波形相对横轴是镜对称的,所以不存在直流分量和偶次谐波分量。其具体分析与单相整流电路的谐波分析方法相同,这里仅给出 1、3、5 次谐波随 α 不同时的变化情况,见图 5-9。

5.3 三相交流调压器

生产实际中,有很多大功率的三相负载,通常采用三相调压器。三相交流调压器种类很多,各有其特点,下面就几种比较典型的应用电路加以说明。

5.3.1 负载带中线的三相交流调压器

负载带中线的三相交流调压器如图 5-10 所示。该电路各相通过中线自成回路,它相当于三只单相晶闸管交流调压器的组合。电路中晶闸管所承受的电压和流过的电流同单相交流调压器完全相同。该电路的缺点是中线中的三次谐波电流大,由于三次谐波属零序分量,它在零线中的电流值为各相三次谐波电流的代数和。当 $\alpha=90^\circ$ 时,中线电流最大,近似等于额定

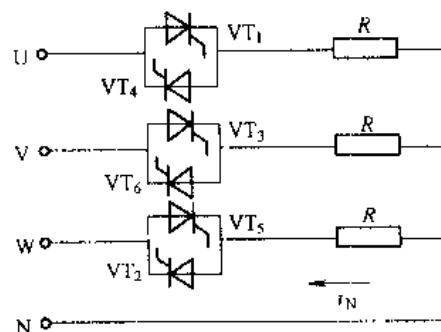


图 5-10 负载带中线的三相交流调压电路

相电流，所以中线导线截面选择应与每相相同。另外，选择带中线的三相交流调压器还应考虑变压器的中线是否允许流过额定相电流。

三相交流调压器对触发脉冲要求与三相全控桥式整流电路完全相同，也就是 $VT_1 \sim VT_6$ 。每只晶闸管触发脉冲互差 60° ；接于同一相上的两只晶闸管脉冲互差 180° ；在电感性负载时，应按电感性负载的特殊性考虑对触发脉冲的要求。

5.3.2 三相三线交流调压器

三相三线交流调压器，其负载可以接成星接或角接形式，纯电阻负载星接时，电路如图 5-11 (a) 所示。由于没有零线，每相电流必须与另一相构成回路，所以晶闸管对触发脉冲要求与三相全控桥整流电路完全相同。设 U 为线电压有效值，则三相线电压分别为：

$$\left. \begin{aligned} u_{UV} &= \sqrt{2} U \sin \omega t \\ u_{VW} &= \sqrt{2} U \sin(\omega t - 120^\circ) \\ u_{WU} &= \sqrt{2} U \sin(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (5-9)$$

三相相电压为：

$$\left. \begin{aligned} u_{UN} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U \sin(\omega t - 30^\circ) \\ u_{VN} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U \sin(\omega t - 150^\circ) \\ u_{WN} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U \sin(\omega t - 270^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (5-10)$$

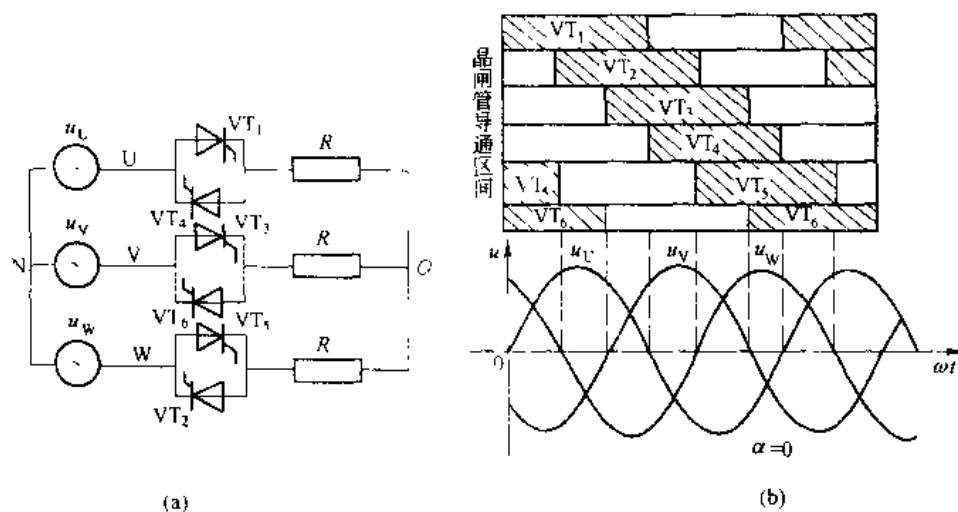


图 5-11 三相三线交流调压电路及 $\alpha=0^\circ$ 时波形

为分析图 5-11 (a) 电路工作原理，首先要确定触发脉冲起始控制点，把图中的晶闸管换成二极管，可以看出，纯电阻负载时，从相电压过零时刻开始，相应的二极管便开始导

通。因此, $\alpha=0^\circ$ 的点应定在各相电压过零点。这点与三相桥式整流电路不同。由于三相桥式整流电路任何时刻最多只能有两只晶闸管导通, 因而 $\alpha=0^\circ$ 点定在自然换相点。三相交流调压器中, 有三只元件同时导通的时候。所以, 不论是单相还是三相调压器, $\alpha=0^\circ$ 点都是定在电压过零点时刻。

当控制角 α 在不同区域时, 调压器有两种不同的工作状态, 同一时刻每相有一只晶闸管导通或三相负载都有电流流过情况, 称为 1 类工作状态, 这时线电流分别为 i_{U1} 、 i_{V1} 和 i_{W1} ; 在同一时刻, 有一相两只晶闸管均不导通, 而另两相都有一只晶闸管导通情况, 称为 2 类工作状态。这时线电流分别表示为 i_{U2} 、 i_{V2} 和 i_{W2} 。

1 类工作状态中, 例如 $\alpha=0^\circ$ 时的工作状态属于此种工作状态, 图 5-11 (b) 为 $\alpha=0^\circ$ 时工作情况下负载侧电压波形, 每相都有一只晶闸管导通, 三相电压、电流及所有晶闸管的 α 都是对称的, 所以三相电源中点 N 与负载中点 O 电位相等。所以 1 类工作状态时线电流峰值等于相电压峰值除以电阻 R , 即

$$i_{m1} = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{3}R} \quad (5-11)$$

2 类工作状态时, 有一相的两只晶闸管都不导电, 所以电流只能在导电的两相间构成回路, 电流流经两相负载, 此时线电流的峰值为:

$$i_{m2} = \frac{\sqrt{2}U}{2R} \sin 60^\circ \quad (5-12)$$

根据不同控制角 α 的电路工作情况, 通过对其波形分析可以得出: 当 $\alpha=0^\circ$ 时, 电路全

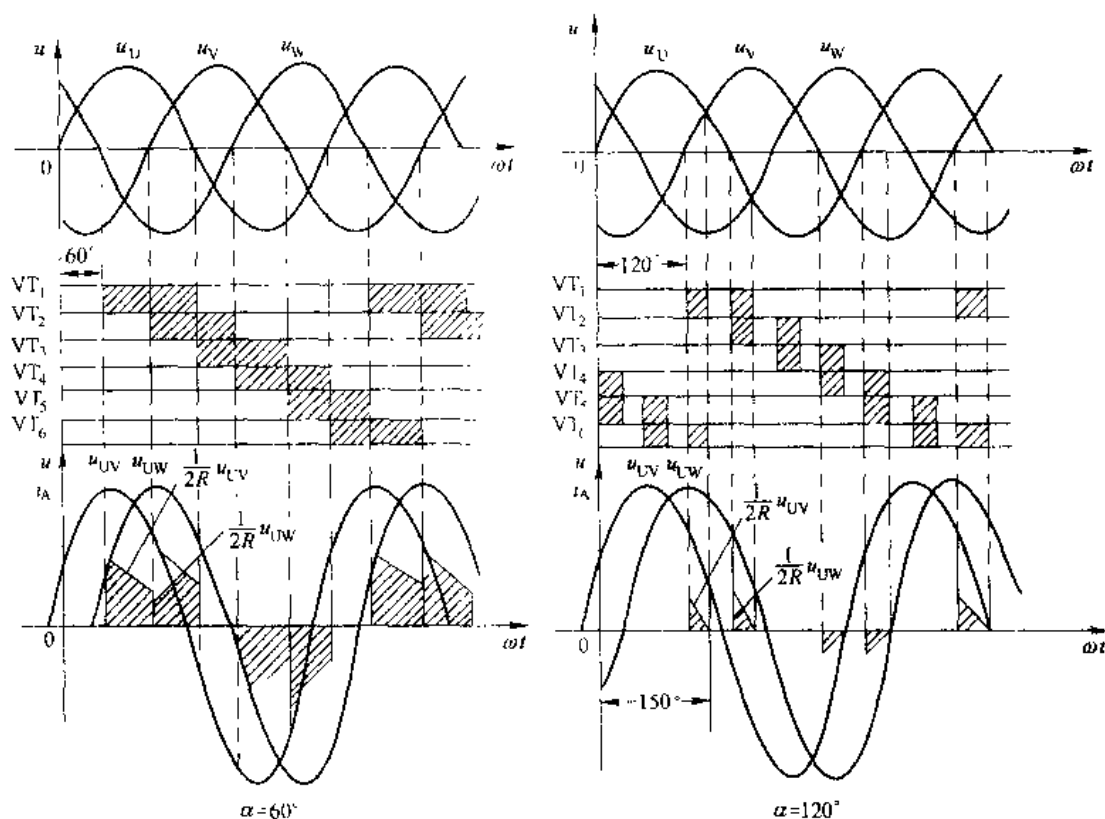


图 5-12 $\alpha=60^\circ$ 和 120° 时晶闸管的导通情况与线电流波形

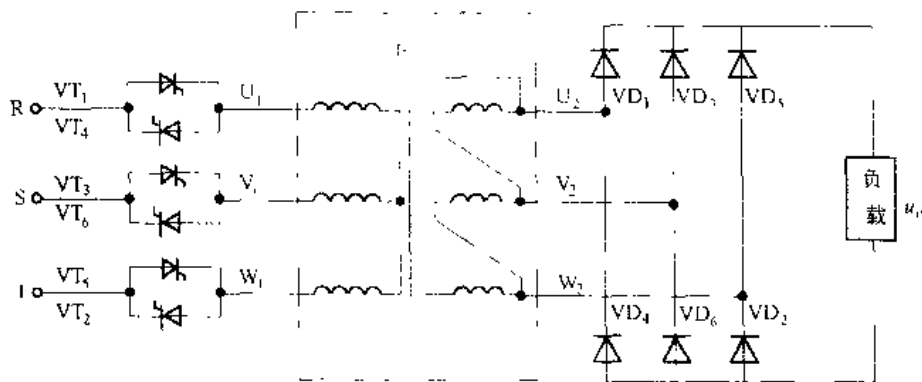


图 5-13 晶闸管交流调压 变压器-二极管整流原理电路

部按 1 类工作状态工作，三相电流是完整的正弦波；当 $\alpha=30^\circ$ 时，1 类工作状态和 2 类工作状态每隔 30° 交替工作；当 $\alpha=60^\circ$ 时，电路全部进入 2 类工作状态；当 $\alpha=90^\circ$ 时，电路按 2 类状态工作，但电流进入连续与断续的临界状态；当 $\alpha>90^\circ$ 时，电流进入断续状态。图 5-12 (a)、(b) 分别是 $\alpha=60^\circ$ 和 $\alpha=120^\circ$ 时的工作波形。由于 $\alpha>60^\circ$ 后，进入 2 类工作状态，电路按线电压方式工作，当 $\alpha=150^\circ$ 时，所有晶闸管均已无法导通，所以本电路脉冲移相范围是 $0^\circ\leq\alpha\leq150^\circ$ 。

当三相负载为电感性负载时，也就是 $\varphi>0^\circ$ 情况。分析与处理办法同单相时相同，其工作过程和波形可自行分析。

5.3.3 晶闸管交流调压器在低电压、大电流场合的应用

在工业生产中，有许多需要直流低电压、大电流的场合。如电解铜中的脱铜、直流电镀等。这些设备的共同特点是直流低电压、大电流而功率相对不大，一般都在 500kW 以内。如果采用晶闸管直接整流方式，晶闸管的电流容量偏大，导致设备投入高、不经济。早期应用中，多采用调压变压器-整流变压器-二极管整流器方式，通过调压变压器实现电压控制，通过二极管实现整流功能。这种方案

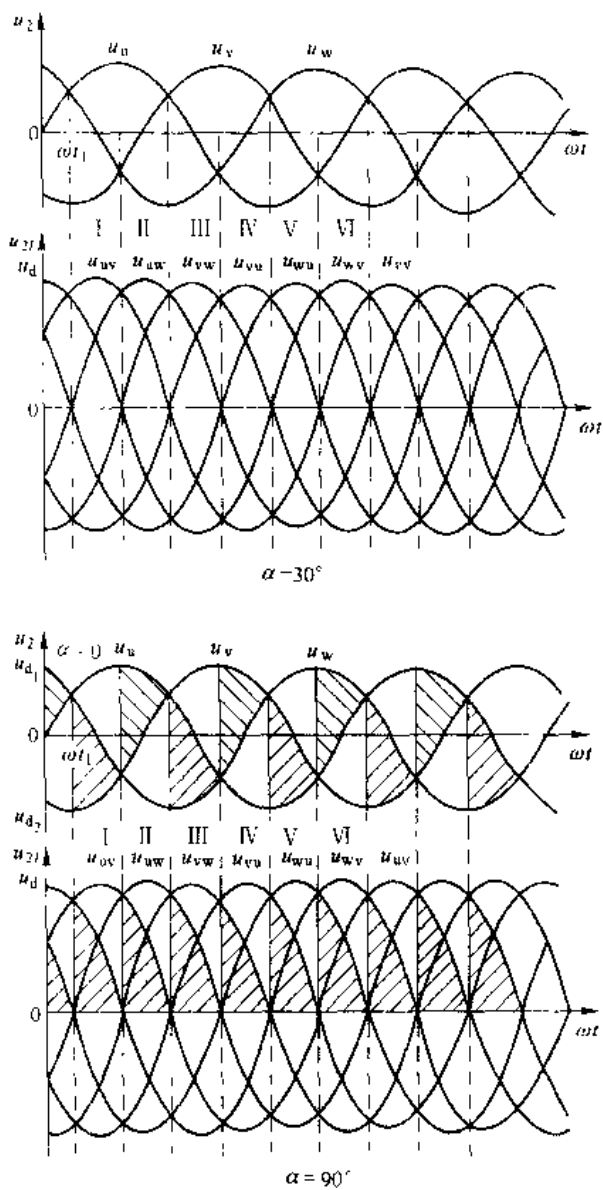


图 5-14 变压器二次侧调压时， $\alpha=30^\circ$ 和 $\alpha=90^\circ$ 波形图

具有原理简单、调压方便的特点，但设备占地大、投入高，尤其是电效率低、电能损耗严重。使用晶闸管交流调压器代替调压变压器，可以克服上述两种方案的不足，并具有装置体积小、占地少、投入低和电效率高的优点。

晶闸管交流调压器-变压器-二极管整流器原理电路如图 5-13 所示。负载多为纯电阻负载。其工作原理是： $\alpha > 90^\circ$ 以后，二极管整流器输出电压波形同晶闸管桥式整流器输出电压波形完全相同，当 $\alpha = 150^\circ$ 时输出电压为零，此时相当于晶闸管桥式整流器的 $\alpha = 120^\circ$ ；当 $\alpha < 90^\circ$ 时，调压器存在两种工作状态，即 1 类工作状态和 2 类工作状态，在电源电压各交叉点处，由于两相电压在交叉点处的瞬时电压相差不大。因此，在交叉时刻附近，二极管整流器共阳极或共阴极的二极管存在两段同时导通的区间，这相当于考虑变压器漏感时晶闸管的换流区间。 $\alpha = 30^\circ$ 和 $\alpha = 90^\circ$ 时的整流电压波形示于图 5-14 中。

5.4 晶闸管交流调功器

晶闸管交流调功器是实现交流电压的周波控制，通过控制负载电压的周波通断比来控制负载的功率。它多用于大惯性的加热器负载，采用这种控制，既实现了温度控制，又消除了相控时带来的高次谐波问题。

5.4.1 交流调功的基本概念

前面介绍的各种可控整流都是采用移相触发控制，这种控制方式使电路中的正弦波出现缺口，包含较大的高次谐波，造成电网“污染”。严重时，甚至危害到网上其他用电设备。为克服这种缺点，在有些场合可采用另一种触发方式，即过零触发或零触发。交流无触点开关在零电压附近接通，当电流小于维持电流时自行关断，这种开关对外界的电磁干扰很小。采用晶闸管无触点开关调节功率方法如下：在设定的周期 T_c 内，用无触点开关接通几个周波后再断开几个周波，改变晶闸管在设定周期内的通断时间比例，以调节负载上的交流平均功率，即可达到调节负载功率的目的。因而称这种装置为调功器或周波控制器。

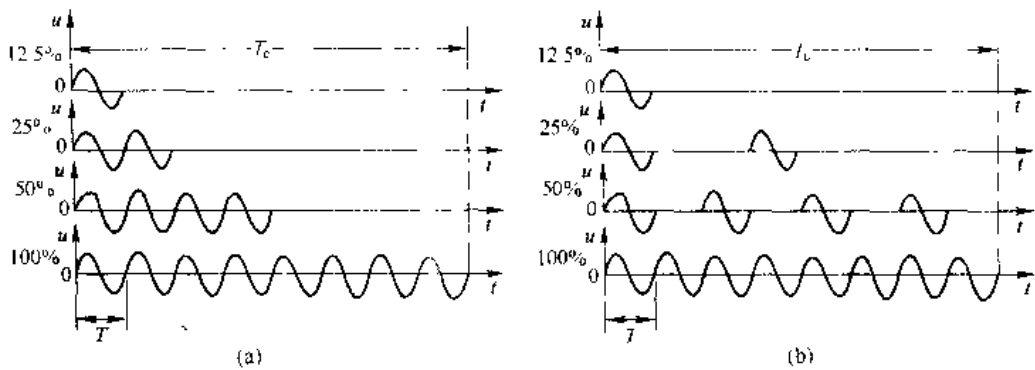


图 5-15 过零触发输出电压波形

图 5-15 为设定周期 T_c 内输出电压波形的两种方式，如在设定周期 T_c 内导通的周波数

为 n ，每个周波的周期为 T ($f=50\text{Hz}$ 、 $T=20\text{ms}$)，则调功器的输出功率和输出电压有效值分别为：

$$P = \frac{nT}{T} P_s$$

$$U = \sqrt{\frac{nT}{T}} U_s$$

式中 P_s 、 U_s ——在设定周期 T 内全部周波导通时，装置输出功率和电压有效值。因此，改变导通周波数 n 即可改变输出电压和功率。

5.4.2 模拟触发调功器

调功器功率元件通常使用双向晶闸管或两只普通晶闸管反并联形式。图 5-16 是模拟触发控制的调功器。它由主电路、锯齿波产生电路、信号综合、直流开关、过零脉冲输出以及同步电压 6 个部分组成。其工作原理如下：

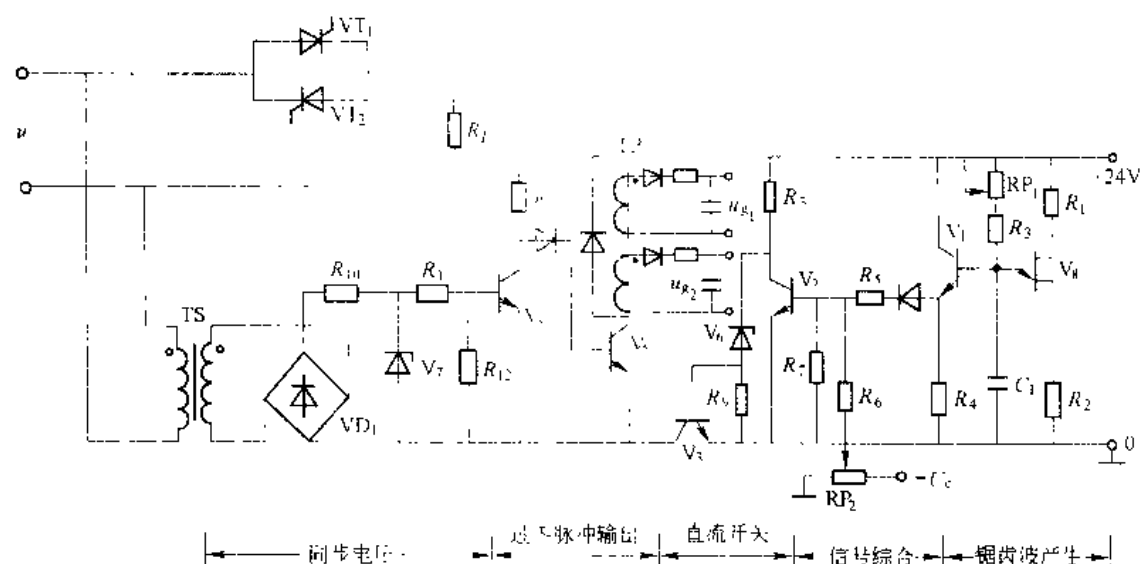


图 5-16 过零触发电路

(1) 锯齿波由单结晶体管 V_6 与 C_1 等组成张弛振荡器，经射极跟随器 (V_1 、 R_4) 输出，波形如图 5-17 (a) 所示。锯齿波底宽对应于一定的时间周期 T_c 。调节电位器 RP_1 可改变锯齿波的斜率和 T_c ，由于单结晶体管的分压比一定，电容 C_1 开始放电的电压也一定，则锯齿波斜率减小，底宽增大， T_c 亦增大。

(2) 电位器 RP_2 上的控制电压 U_c 与锯齿波电压进行并联叠加后送至 V_2 的基极，合成电压为 u_s ，当 $u_s > 0$ (0.7V) 后， V_2 导通，否则 V_2 截止，见图 5-17 (b)。

(3) 由 V_3 组成触发电源的直流开关， V_2 导通则 V_3 截止； V_2 截止则 V_3 导通，见图 5-17 (c)。

(4) 过零脉冲输出。由同步变压器 TS 、整流桥 VD_1 及 R_7 、 R_{11} 、 V_7 形成削波同步电压，见图 5-17 (d)，它与直流开关共同控制 V_1 、 V_2 三极管，只有当直流开关 V_3 导通期间，

同步电压过零点使 V_4 截止、 V_5 才能导通输出触发脉冲，此脉冲使晶闸管导通。见图 5-17 (e)、(f)。增大控制电压 U （指绝对值），直流开关 V_5 导通时间加长，也就增加了设定周期 T_c 内的导通周波数，从而增大了输出功率。反之，输出功率下降。

5.4.3 数字触发控制的调功器

上面所述模拟触发调功器是通过改变控制电压来改变调功器输出功率，从而实现手动温度控制。实际应用中要求温度自动稳定在某一数值或按要求规律变化。这就要求检测被控温度，通过温控仪表进行温度自动控制，其控制输出作为模拟调功器的控制输入，之后，根据实际温度和要求温度的偏差情况，产生相应的控制输出，再作用于模拟调功器，最终使温度控制在某一数值上或按某种规律变化。

目前的温度控制仪表多为数字温控仪表，具有很强的控制功能，很容易将控制输出变为时间比例输出，从而省去了模拟调功器的触发控制部分。使温度控制和调功控制一体化，简化了装置结构，改善了装置性能，同时提高了可靠性。

5.4.3.1 时间比例信号的产生

由调功控制原理可知，在设定周期 T_c 内，晶闸管导通的周波数或时间正比于控制电压 U 。所以，控制电压 U 与时间比例信号的变换规律是：

$$t_d = \frac{U}{U_{\max}} \cdot T_c$$

式中： t_d 是在 T_c 内晶闸管的导通时间； U 是控制电压； $U_{\max}$ 是最大控制电压； T_c 是设定周期。在设定时间 T_c 内，晶闸管的导通时间与控制电压 U 之间的关系如图 5-18 所示。

5.4.3.2 直接时间比例控制的单相调功器

图 5-19 是直接时间比例控制的调功、温控装置原理图。其中 SR70 是输出时间比例信

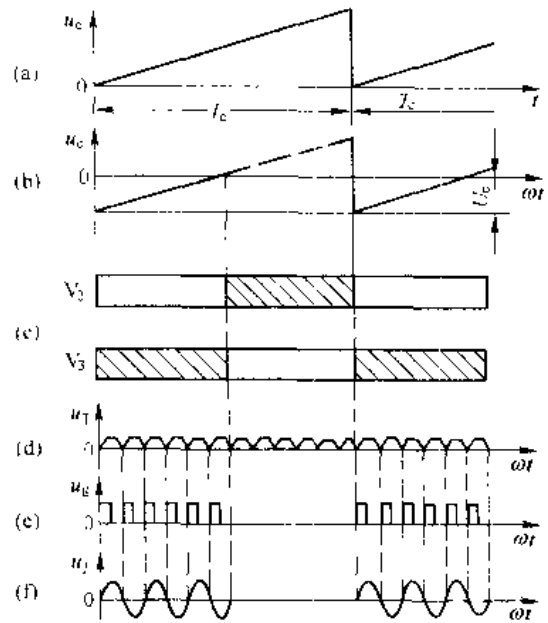


图 5-17 过零触发电路的电压波形

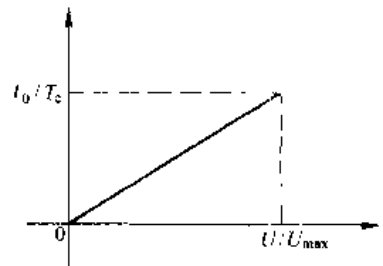


图 5-18 晶闸管导通时间与
控制电压关系曲线

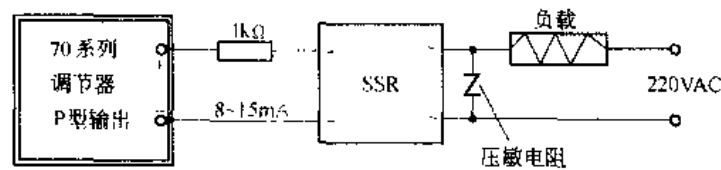


图 5-19 直接时间比例控制的单相调功器

号的温度控制仪表，它用于完成对设定温度和实际温度偏差的PID或高级控制运算，产生相应的控制输出，并将其变为时间比例信号，用于控制固态接触器的通断，实现负载的调功控制。最终实现温度的自动控制。这种温度的自动控制原理是：当实际温度低于设定（要求）温度时，通过温控仪表的控制作用，在设定周期 T_i 内，使晶闸管导通时间增加，则温度开始增加。如实际温度高于设定温度，通过温控仪表的控制作用，使晶闸管导通时间缩短，温度下降，直至降到设定温度为止。当负载功率相对较小时，选用固态接触器，负载功率较大时，选用双向晶闸管或普通晶闸管反并联的主电路。

当大功率或三相负载时，应使用三相交流调功器。三相调功器与单相调功器控制原理完全相同。不同之处是：主电路为三相调功器主电路，由于温控仪表与单相相对应，其温控仪表对晶闸管的触发应加入扩展触发电路，以完成触发功能。关于直接时间比例控制的三相调功器具体电路详见有关资料。

习 题

5-1 双向晶闸管额定电流的定义和普通晶闸管额定电流定义有什么不同？额定电流为 10A 的两只普通晶闸管反并联可用额定电流多大的双向晶闸管代替？

5-2 图 5-20 为双向晶闸管零电压开关，试说明 VT_1 管触发信号随机断开时，负载能在电源电压波形过零点附近接通电源， VT_2 管触发信号随机接通时，负载能在电流过零点断开电源。

5-3 图 5-21 为运用双向晶闸管作为无触点开关的电动机控制电路，试分析其工作原理。提示：选

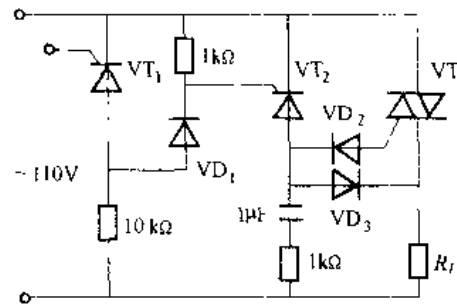


图 5-20 习题 5-2 附图

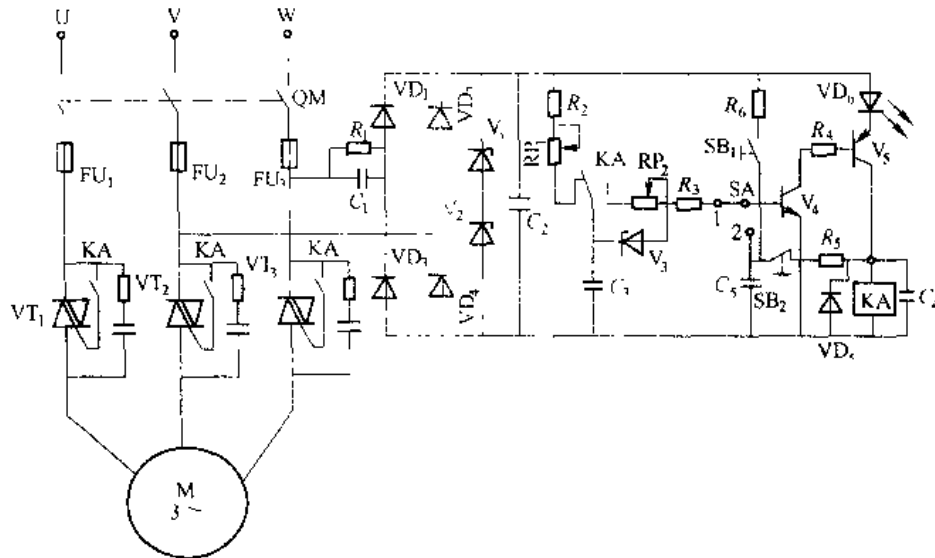


图 5-21 习题 5-3 附图

择开关 SA 打在“2”时，电动机处于普通工作状态，操作 SB₁、SB₂ 使电动机启动停止。SA 打在“3”时，电动机能自动重复地完成通、断。

5-4 在交流电力控制中，可以采用两个晶闸管相对连接并增加两个二极管的方法，电路如图 5-22 所示。此电路可取代晶闸管反并联电路，试分析工作原理与电路优缺点。

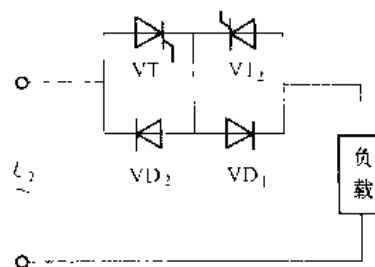


图 5-22 习题 5-4 附图

5-5 为什么在调功控制中基本上都采用周波控制方法而不采用移相控制方法？周波控制的方法有何优点？这种方法可否用于调速系统中，为什么？

6 无源逆变电路

逆变器是将直流电能变为交流电能的一种变流装置。在第3章中讲述了有源逆变的基本概念和工作原理。本章将讲述无源逆变电路的工作原理和逆变电路的参数计算。

6.1 无源逆变的概念

前面我们讲述了有源逆变电路,这种逆变器的输出端同交流电网接在一起,从交流电网上取得换流电压,从而完成直流电到交流电的转换。这种逆变器输出的电压大小和频率就是电网电压的大小和频率,我们不能任意改变它,故称它为有源逆变。在某些特殊场合,如只有蓄电池、太阳能电池这类直流电源需要向交流负载供电时,就需要无源逆变电路。另外,在许多场合下,电网提供的50Hz工频电源不能满足负载的特殊需要,例如感应加热需要中频甚至高频的交流电源,感应电动机变频调速需要在一定范围内可以任意变频、变压的交流电源等。通常的做法是,先将工频交流电变成直流电,再经逆变器逆变成所需频率和电压的交流电,这样的DC/AC逆变器输出的交流电与电网交流电无关,可以得到所需的任意频率和电压的交流电,单独向负载供电,故称其为无源逆变。

逆变器按电源的种类可以分为交-交变频器 and 交-直-交变频器两大类,前者是将50Hz的工频电源直接转变成所需频率的交流电源,也称直接变频;后者是把工频电源经整流器变为直流电,再将直流电能逆变成所需频率的交流电源,也称间接变频。

根据输出电压的相数,逆变器可分为单相逆变器和三相逆变器,单相逆变器的典型电路如图6-1所示。为简单起见,图中的开关元件用一个简单的开关符号表示,每一个开关有一个二极管与之并联,以提供在开关切换时给感性负载电流续流通路。

当开关 S_1 和 S_4 接通时的半个周期内,负载上的电压极性为左正右负。然后 S_1 和 S_4 切断,再把 S_2 和 S_3 接通,负载上得到极性相反的电压,数值上与前半周期相同,均为 U_E 。输出频率等于逆变器开关工作频率。负载上的电压波形为方波。按傅氏级数展开后可知,除正弦基波外还含有许多高次谐波,它们对很多负载来说是不利的。如供给异步电动机负载,高次谐波要产生附加损耗,这些谐波不但不能提供有用的转矩,有些还要产生负转矩。因此这种简单的逆变器应用范围很有限。在要求较高的场合,可在 S_1 和 S_4 导通的半周期时间内,按一定的控制规律使 S_2 和 S_3 间歇导通,使负载上得到电压波形的面积接近正弦波的面积,从而显著地减小高次谐波分量,改善电动机运行性能,这就是脉宽调制控制的基本控制思路。关于脉宽调制控制将在第7章中详细讲述。

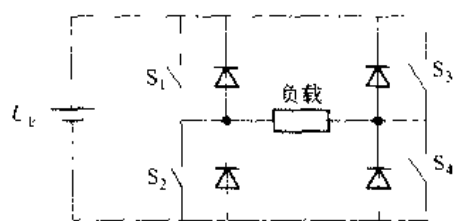


图 6-1 单相桥式逆变电路

6.2 逆变电路的换流方式

逆变电路工作时, 电流从一个支路向另一个支路转移的过程称为换流, 也常称为换相。在换流过程中, 有的支路要从通态转为断态, 有的支路要从断态转为通态。从断态到通态时, 无论全控型器件还是半控型器件, 只要门极给以适当的驱动控制信号, 就可以使其开通。但从通态到断态情况就大不相同, 全控型器件通过对门极的控制可使其关断, 而对于半控型器件的晶闸管来说, 就不能通过对门极的控制使其关断, 必须利用外部条件或采取相应措施才能使其关断。由于半控型器件的关断要比开通复杂得多, 因此, 研究换流方式主要是研究如何使器件关断。

在逆变电路中, 换流方式可分为以下几种方式:

(1) 器件换流。利用全控型器件自身的关断能力进行换流称为器件换流, 在采用 IGBT、电力 MOSFET、GTO、GTR 等全控型器件的电路中, 其换流方式即为器件换流。

(2) 电网换流。由电网提供换流电压称为电网换流, 也称为“自然换流”。在可控整流电路中, 无论其工作在整流状态还是工作在有源逆变状态, 都是利用电网电压来实现换流的, 均属电网换流。在换流过程中, 只要把负的电网电压加在欲关断的晶闸管上即可使其关断。这种换流方式不要求换流器件具有门极关断能力, 也不需要为换流附加任何元件, 但不适用于无源逆变电路。

(3) 负载换流。由负载提供换流电压称为负载换流。凡是负载电流的相位超前于负载电压的场合, 都可以实现负载换流。当负载为电容性负载时, 即可实现负载换流。此外, 当负载为同步电动机时, 由于可以控制励磁电流使负载呈现为容性, 因而也可以实现负载换流。

(4) 强迫换流。通过附加的换流装置, 给欲关断的晶闸管强迫施加反向电压或反向电流的换流方式称为强迫换流。强迫换流通常利用附加电容上所储存的能量来实现, 因此也称为电容换流。

在强迫换流方式中, 由换流电路内电容直接提供换流电压的方式称为直接耦合式强迫换流。图 6-2 为其原理图。图中在晶闸管 VT_1 处于通态时, 预先给电容 C 按图中所示极性充电, 如果触发 VT_2 使其导通, 就可以使晶闸管 VT_1 被施加反向电压而关断。

如果通过换流电路内的电容和电感的耦合来提供换流电压或换流电流, 则称为电感耦合式强迫换流。图 6-3 是电感耦合式强迫换流原理图。晶闸管 VT_1 在 LC 振荡第一个半周期内关断。当辅助晶闸管 VT_2 导通后, LC 振荡电流将反向流过晶闸管 VT_1 , 与 VT_1 的负载电流相减, 直到 VT_1 的合成正向电流减至零后, 再流过二极管 VD 。晶闸管 VT_1 是在正向电流减至零且二极管开始流过电流时关断。二极管上的管压降就是加在晶闸管上的反向电压。

给晶闸管加上反向电压而使其关断的换流叫电压换流; 而先使晶闸管电流减为零, 然后通过反并联二极管使其加上反向电压的换流叫电流换流。

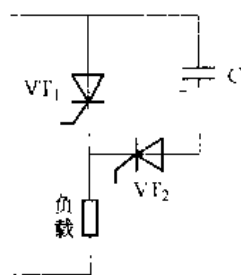


图 6-2 直接耦合式强迫换流原理图

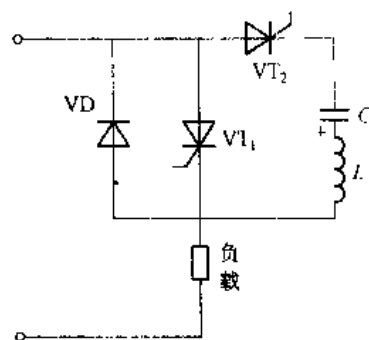


图 6-3 电感耦合式强迫换流原理图

综上所述,器件换流只适用于全控型器件,其余三种方式主要用于晶闸管。器件换流和强迫换流都是因为器件或变流器自身的原因而实现换流的,两者都属于自换流;电网换流和负载换流不是依靠变流器自身原因,而是借助于外部手段(电网电压或负载电压)来实现换流的,它们属于外部换流。采用自换流方式的逆变电路称为自换流逆变电路,采用外部换流方式的逆变电路称为外部换流电路。

6.3 电压型逆变电路

根据输入滤波器的型式,无源逆变电路可分为电压型和电流型两类,前者在直流输入端并有大电容,一方面它可以抑制直流电压的脉动,减少直流电源的内阻,使直流电源近似为恒压源。另一方面也为来自逆变器端的无功电流提供导通途径。因此,我们称之为电压型逆变电路,见图 6-4 (a)。

在直流端串联大电感,使直流电源近似为恒流源。这种电路称之为电流型逆变电路。电路中串联的电感一方面可以抑制直流电流的脉动,另一方面承受来自逆变端的无功分量,维持电路间的电压平衡,见图 6-4 (b)。

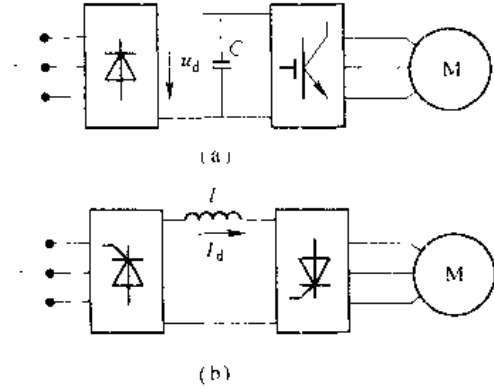


图 6-4 无源逆变器

(a) 电压型逆变器; (b) 电流型逆变器

电压型逆变电路总结起来有以下特点

- (1) 直流侧为电压源,或并联有大电容,相当于电压源。直流侧电压基本无脉动,直流回路呈现低阻抗特性。
- (2) 由于直流电压源的箝位作用,交流侧输出电压波形为矩形波,并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电流波形和相位因负载阻抗情况不同而不同。
- (3) 当交流侧为阻感负载时,需要提供无功功率,直流侧电容起缓冲无功能量的作用。为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道,逆变桥各桥臂都并联了反馈二极管。

6.3.1 单相电压型逆变电路

6.3.1.1 半桥逆变电路

半桥逆变电路原理图如图 6-5 (a) 所示,它有两个桥臂,每个桥臂由一个可控器件和一个反并联二极管组成。在直流侧接有两个相互串联的足够大的电容,两个电容的联结点使成为直流电源的中点。负载连接在直流电源中点和两个桥臂联结点之间。

设开关器件 V_1 和 V_2 的栅极信号在一个周期内各有半周正偏,半周反偏,且两者互补。当负载为电感性时,其工作波形如图 6-5 (b) 所示。输出电压 u_o 为矩形波,其幅值为 $U_m = U_d/2$ 。输出电流 i_o 波形随负载情况而异。设 t_2 时刻以前 V_1 导通, V_2 关断。 t_2 时刻给 V_1 关断信号,给 V_2 开通信号,则 V_1 关断,但感性负载中的电流 i_o 不能立即改变方向,于是 VD_2 导通续流。当 t_3 时刻 i_o 降为零时, VD_2 截止, V_2 开通, i_o 开始反向。同样,在 t_4 时刻给 V_2 关断信号,给 V_1 开通信号后, V_2 关断, VD_1 先导通续流, t_5 时刻 V_1 才开通。各段时间内导通器件的名称标于图 6-5 (b) 的下部

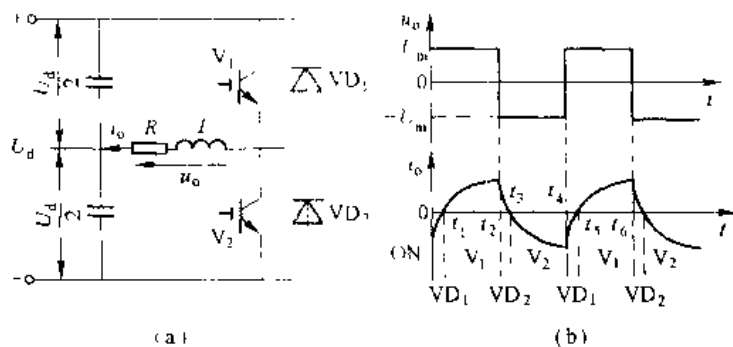


图 6-5 单相半桥电压型逆变电路及其工作波形

当 V_1 或 V_2 为通态时, 负载电流和电压同方向, 直流侧向负载提供能量; 而当 VD_1 或 VD_2 为通态时, 负载电流和电压反向, 负载电感中贮藏的能量向直流侧反馈, 即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧。反馈回的能量暂时储存在直流侧电容器中, 直流侧电容器起着缓冲这种无功能量的作用。因为二极管 VD_1 、 VD_2 是负载向直流侧反馈能量的通道, 故称为反馈二极管; 又因为 VD_1 、 VD_2 起着使负载电流连续的作用, 因此又称为续流二极管。

半控逆变电路的优点是简单, 使用器件少。其缺点是输出交流电压的幅值 U_m 仅为 $U_d/2$, 且直流侧需要两个电容器串联, 工作时还要控制两个电容器电压的均衡。因此, 半桥电路常用于几个千瓦以下的小功率逆变电路中。

以下讲述的单相全桥逆变电路和三相全桥逆变电路都可以看成是由若干个半桥是逆变电路的组合而成的。因此, 正确分析半桥逆变电路的工作原理很有意义。

6.3.1.2 全桥逆变电路

电压型全桥逆变电路原理图如图 6-6 所示, 它有 4 个桥臂, 可以看成由两个半桥电路组合而成。把桥臂 1 和 4 作为一对, 桥臂 2 和 3 作为另一对, 成对的两个桥臂同时导通, 两对交替各导通 180° 。其输出电压 u_o 的波形和图 6-5 (b) 的半桥电路的波形 u_o 形状相同, 也是矩形波, 但其幅值高出一倍, $U_m = U_d$ 。在直流电压和负载电压相同的情况下, 其输出电流 i_o 的波形当然也和图 6-5 (b) 中的 i_o 形状相同, 仅幅值增加一倍。

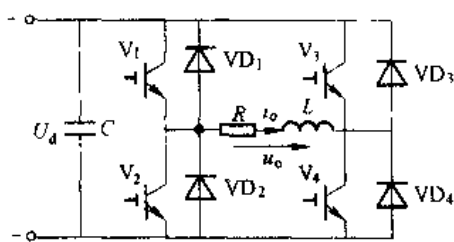


图 6-6 全桥逆变电路

图 6-5 中的 VD_1 、 V_1 、 VD_2 、 V_2 相继导通的区间, 分别对应于图 6-6 中的 VD_1 和 VD_4 、 V_1 和 V_4 、 VD_2 和 VD_3 、 V_2 和 V_3 相继导通的区间。关于无功能量的交换, 对于半桥逆变电路的分析也完全适用于全桥逆变电路。

全桥逆变电路是单相逆变电路中应用最多的。下面对其电压波形做定量分析。把幅值为 U_d 的矩形波 u_o 展开成傅里叶级数得

$$u_o = \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin\omega t + \frac{1}{3}\sin 3\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \dots \right) \quad (6-1)$$

其中基波的幅值 U_{o1m} 和基波有效值 U_{o1} 分别为

$$U_{\text{out}} = \frac{2}{\pi} U_d = 1.27 U_d \quad (6-2)$$

$$U_{\text{out}} = 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0.9 U_d \quad (6-3)$$

上述公式对于半桥逆变电路也是适用的，只是式中的 U_d 要换成 $U_{d/2}$ 。

前面分析的都是 u_d 为正负电压各为 180° 的脉冲时的情况。在这种情况下，要改变输出交流电压的有效值只能通过改变直流电压 U_d 来实现。

在阻感负载时，还可以采用移相的方式来调节逆变电路的输出电压，这种方式称为移相调压。移相调压实际上是调节输出电压脉冲的宽度。在图 6-6 的单相全桥逆变电路中，各 IGBT 的栅极信号仍为 180° 正偏、 180° 反偏，并且 V_1 和 V_2 的栅极信号互补， V_3 和 V_4 的栅极信号互补，但 V_3 的基极信号不是比 V_1 落后 180° ，而是只落后 θ ($0 < \theta < 180^\circ$)。也就是说， V_3 、 V_4 的栅极信号不是分别和 V_1 、 V_2 的栅极信号同相位，而是前移了 $180^\circ - \theta$ 。这样，输出电压 u_o 就不再是正负各为 180° 的脉冲，而是正负各为 θ 的脉冲，各 IGBT 的栅极信号 $u_{G1} \sim u_{G4}$ 及输出电压 u_o 、输出电流 i_o 的波形如图 6-7 所示。下面对其工作过程进行具体分析。

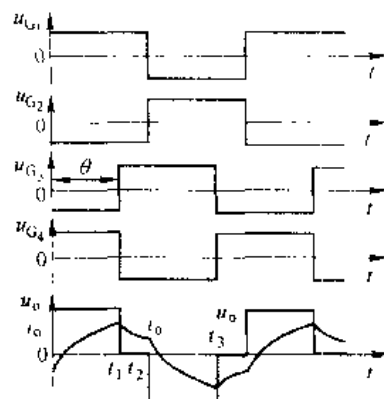


图 6-7 单相全桥逆变电路
移相调压的波形

设在 t_1 时刻前 V_1 和 V_3 导通，输出电压 u_o 为 U_d ， t_1 时刻 V_1 和 V_4 栅极信号反向， V_1 截止，而因负载电感中的电流 i_o 不能突变， V_3 不能立刻导通， VD_1 导通续流。因为 V_1 和 VD_3 同时导通，所以输出电压为零。到 t_2 时刻 V_1 和 V_2 栅极信号反向， V_1 截止，而 V_3 不能立即导通， VD_2 导通续流，和 VD_3 构成电流通路，输出电压为 $-U_d$ 。到负载电流过零并开始反向时， VD_2 和 VD_3 截止， V_2 和 V_3 导通， u_o 仍为 $-U_d$ 。 t_3 时刻 V_3 和 V_4 栅极信号再次反向， V_3 截止，而 V_4 不能立刻导通， VD_1 导通续流， u_o 再次为零。以后的过程和前面类似。这样，输出电压 u_o 的正负脉冲宽度就各为 θ 。改变 θ 就可以调节输出电压。

在纯电阻负载时，采用上述移相方法也可以得到相同结果，只是 $VD_1 \sim VD_4$ 不再导通，不起续流作用。在 u_o 为零期间，4 个桥臂均不导通，负载也没有电流。

由上述分析可看出，这种调压方式并不适用于半桥逆变电路。不过在纯电阻负载时，仍可采用改变正负脉冲宽度的方法来调节半桥逆变电路的输出电压。这时，上下两桥臂的栅极信号不再是各 180° 正偏、 180° 反偏并且互补，而是正偏的宽度为 θ 、反偏的宽度为 $360^\circ - \theta$ ，两者相位差为 180° 。这时输出电压 u_o 也是正负脉冲的宽度各为 θ 。

6.3.2 三相电压型逆变电路

用 3 个单相逆变电路可以组合成一个三相逆变电路。但在三相逆变电路中，应用最广的还是三相桥式逆变电路。采用 IGBT 作为开关器件的电压型桥式逆变电路及波形如图 6-8 所示，可以看成由 3 个半桥逆变电路组成。

图 6-8 电路的直流侧通常只有一个电容器就可以了，但为了分析方便，画做串联的两个

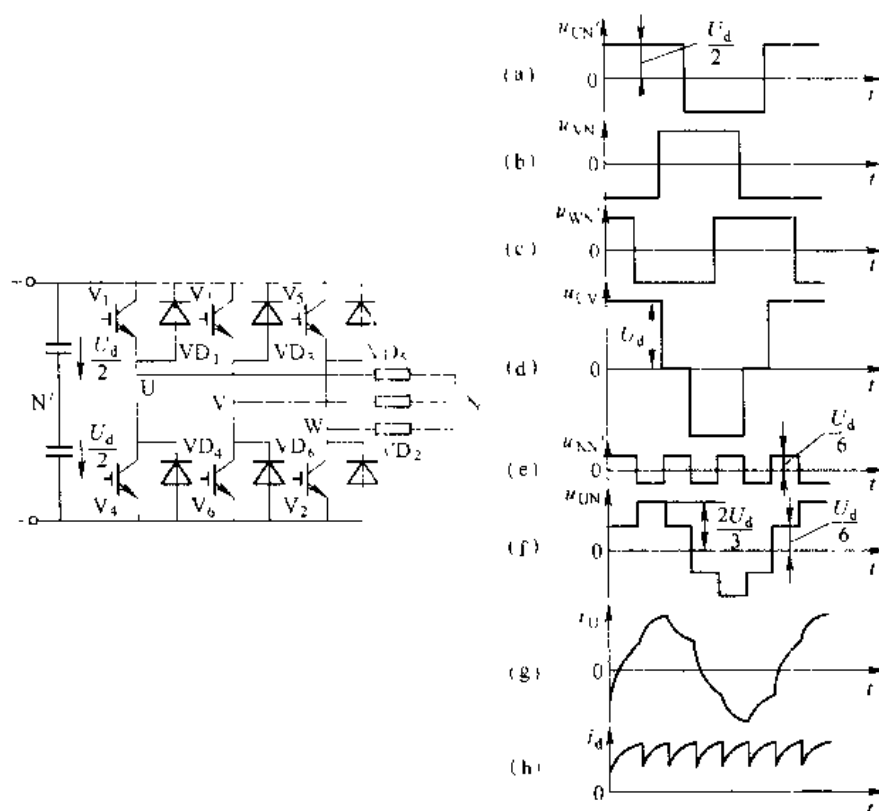


图 6-8 三相电压型桥式逆变电路及工作波形

电容器并标出了假想的中点 N' 。和单相半桥、全桥逆变电路相同，电压型三相桥式逆变电路的基本工作方式也是 180° 导电方式，即每个桥臂的导电角度为 180° ，同一相（即同一个半桥）上下两个臂交替导电，各相开始导电的角度依次相差 120° 。这样，在任一瞬间，将有 3 个桥臂同时导通。可能是上面一个臂下面两个臂，也可能是上面两个臂下面一个臂同时导通。因为每次换流都是在同一相上下两个桥臂之间进行的，因此也被称为纵向换流。

下面具体分析电压型三相桥式逆变电路的工作波形。对于 U 相输出来说，当桥臂 1 导通时， $u_{UN'} = U_d/2$ ，当桥臂 4 导通时， $u_{UN'} = -U_d/2$ 。因此， $u_{UN'}$ 的波形是幅值为 $U_d/2$ 的矩形波。V、W 两相的情况和 U 相类似， $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$ 的波形形状和 $u_{UN'}$ 相同，只是相位依次相差 120° 。 $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$ 的波形如图 6-8 的 (a)、(b)、(c) 所示。

负载线电压 u_{UV} 、 u_{VW} 、 u_{WU} 可由下式求出：

$$\left. \begin{aligned} u_{UV} &= u_{UN'} - u_{VN'} \\ u_{VW} &= u_{VN'} - u_{WN'} \\ u_{WU} &= u_{WN'} - u_{UN'} \end{aligned} \right\} \quad (6-4)$$

图 6-8 (d) 是依照上式画出的 u_{UV} 波形。设负载中点 N 与直流电源假想中点 N' 之间的电压为 $u_{NN'}$ ，则负载各相的相电压分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{UN} &= u_{UN'} - u_{NN'} \\ u_{VN} &= u_{VN'} - u_{NN'} \\ u_{WN} &= u_{WN'} - u_{NN'} \end{aligned} \right\} \quad (6-5)$$

把上面各式相加并整理可求得

$$u_{\text{NV}} = \frac{1}{3}(u_{\text{UN}} + u_{\text{VN}} + u_{\text{WN}}) = \frac{1}{3}(u_{\text{UN}} + u_{\text{VN}} + u_{\text{WN}}) \quad (6-6)$$

设负载为三相对称负载, 则有 $u_{\text{UN}} + u_{\text{VN}} + u_{\text{WN}} = 0$, 故可得

$$u_{\text{NV}} = \frac{1}{3}(u_{\text{UN}} + u_{\text{VN}} + u_{\text{WN}}) \quad (6-7)$$

u_{NV} 的波形如图 6-8 (e) 所示, 它也是矩形波, 但其频率为 u_{UN} 频率的 3 倍, 幅值为其 $1/3$, 即 $U_d/6$ 。

图 6-8 (f) 给出了利用式 (6-5) 和式 (6-7) 绘出的 u_{UN} 的波形, u_{VN} 、 u_{WN} 的波形形状和 u_{UN} 相同, 仅相位依次相差 120° 。

在负载参数已知的情况下, 可由 u_{UN} 的波形求出 U 相电流 i_{U} 的波形, 负载阻抗角 φ 不同, i_{U} 的波形形状和相位都有所不同。图 6-8 (g) 给出的是阻感负载下 $\varphi < \pi/3$ 时 i_{U} 的波形。桥臂 1 和桥臂 4 之间的换流过程和半桥电路相似。桥臂 1 中的 V_1 从通态转换到断态时, 因负载电感中的电流不能突变, 桥臂 4 中的 VD_4 先导通续流, 待负载电流降至零, 桥臂 4 中电流反向时, V_4 才开始导通。负载阻抗角 φ 越大, VD_4 导通时间就越长。 i_{U} 的上升段即为桥臂 1 导电的区间, 其中 $i_{\text{U}} < 0$ 时为 VD_4 导通, $i_{\text{U}} > 0$ 时为 V_1 导通; i_{U} 的下降段即为桥臂 4 导电区间, 其中 $i_{\text{U}} > 0$ 时为 VD_4 导通, $i_{\text{U}} < 0$ 时为 V_4 导通。

i_{V} 、 i_{W} 的波形和 i_{U} 的形状相同, 相位依次相差 120° 。把桥臂 1、3、5 的电流加起来, 就可得到直流侧电流 i_{d} 的波形, 如图 6-8 (h) 所示。可以看出, i_{d} 每隔 60° 脉动一次, 而直流侧电压是基本无脉动的, 因此逆变器从交流侧向直流侧传送的功率是脉动的, 且脉动情况和 i_{d} 脉动情况大体相同。这也是电压型逆变电路的一个特点。

下面对三相桥式逆变电路的输出电压进行定量分析。把输出线电压 u_{UV} 展开成傅里叶级数得

$$\begin{aligned} u_{\text{UV}} &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \left(\sin\omega t - \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t - \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t - \dots \right) \\ &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \left[\sin\omega t + \sum_n \frac{1}{n} (-1)^k \sin n\omega t \right] \end{aligned} \quad (6-8)$$

式中, $n = 6k \pm 1$; k 为自然数。

输出线电压有效值 U_{UV} 为

$$U_{\text{UV}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\text{UV}}^2 d\omega t} = 0.816U_d \quad (6-9)$$

其中基波幅值 U_{UV1m} 和基波有效值 U_{UV1} 分别为

$$U_{\text{UV1m}} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} = 1.1U_d \quad (6-10)$$

$$U_{\text{UV1}} = \frac{U_{\text{UV1m}}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi}U_d = 0.78U_d \quad (6-11)$$

下面再对负载相电压 u_{UN} 进行分析。把 u_{UN} 展开成傅里叶级数得

$$u_{\text{UN}} = \frac{2U_d}{\pi} \left(\sin\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t + \dots \right)$$

$$= \frac{2U_d}{\pi} \left[\sin\omega t + \sum_n \frac{1}{n} \sin n\omega t \right] \quad (6-12)$$

式中, $n=6k\pm1$; k 为自然数。

负载相电压有效值 U_{UN} 为

$$U_{UN} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UN}^2 d\omega t} = 0.471U_d \quad (6-13)$$

其中基波幅值 U_{UN1m} 和基波有效值 U_{UN1} 分别为

$$U_{UN1m} = \frac{2U_d}{\pi} = 0.637U_d \quad (6-14)$$

$$U_{UN1} = \frac{U_{UN1m}}{\sqrt{2}} = 0.45U_d \quad (6-15)$$

在上述 180° 导电方式逆变器中, 为了防止同一相上下两桥臂的开关器件同时导通而引起直流侧电源的短路, 要采取“先断后通”的方法。即先给应关断的器件关断信号, 待其关断后留一定的时间裕量, 然后再给应导通的器件发出开通信号, 即在两者之间留一个短暂的死区时间。死区时间的长短要视器件的开关速度而定。器件的开关速度越快, 留的死区时间可以越短。这一“先断后通”的方法对于工作在上下桥臂通断互补方式下的其他电路也是适用的。

6.4 电流型逆变电路

直流电源为电流源的逆变电路称为电流型逆变电路。实际上理想的直流电流源并不多见, 一般是在逆变电路直流侧串联一个大电感, 因为大电感中的电流脉动很小, 可近似看成直流电流源。电流型逆变器是在电压型变频器之后发展起来的。在变频调速系统中最初采用的是电压型逆变器, 随着变频调速系统的发展, 电流型逆变器获得了更广泛的应用, 特别是在经常启、制动和正、反转控制系统中, 它具有更突出的优点。

电流型逆变电路有以下主要特点:

(1) 直流侧串联有大电感, 相当于恒流源, 直流侧电流基本无脉动, 直流回路呈现高阻抗。

(2) 电路中开关器件的作用仅是改变直流电流的流电路径, 因而交流侧输出电流为矩形波, 并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电压波形和相位则因负载阻抗情况不同而不同。

(3) 当交流侧为阻感负载时, 直流侧电感起缓冲无功能量的作用。因为反馈无功能量时直流电流并不反向, 因此不必像电压型逆变电路那样要给开关器件反并联二极管。

(4) 由于电流型逆变器在直流侧串联大电感, 在维持电流方向不变的情况下, 整流桥可改变电压极性, 所以很容易将逆变桥运行在整流状态, 而使整流桥运行在逆变状态, 实现四象限运行。

(5) 电流型逆变器由于可以使用电流环控制电流, 响应速度快, 动态性能好, 更适合电动机频繁启、制动, 正反转运行。

6.4.1 单相电流型逆变电路

单相逆变器大多采用桥式电路，利用负载谐振的原理实现换流的。换流电容与负载并联，换流是基于并联谐振的原理，这类逆变器称为并联谐振逆变器，简称并联逆变器。多用于金属熔炼、透热和淬火的中频加热电源。

6.4.1.1 电路构成

图 6-9 是并联逆变器的电路原理图，由晶闸管整流获得电压连续可调的直流电压 U_d ，在直流侧串有大电感 L_d ，从而构成电流型逆变电路。逆变桥由 4 个桥臂构成，每个臂的晶闸管各串一个电抗器 L_T ，用来限制晶闸管导通时的 di/dt ，各桥臂的 L_T 之间不存在互感。使桥臂 1、4 和桥臂 2、3 以中频轮流导通，就可以在负载上得到中频交流电。

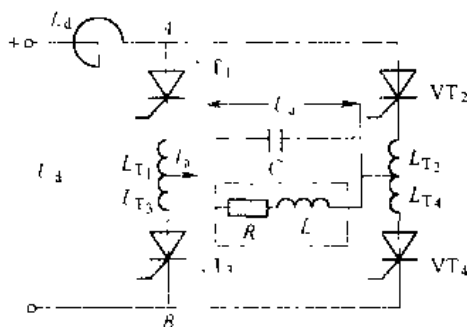


图 6-9 单相桥式电流型逆变电路

中频炉负载是一个感应线圈，图中 L 和 R 串联即为其等效电路。当逆变桥对角晶闸管以一定频率交替触发导通时，负载感应圈通入中频电流，线圈中产生中频交变磁场。如将金属（钢铁、铜、铝、镁等）放入线圈中，在交变磁场的作用下，金属中产生涡流与磁滞（钢铁）效应，使金属发热熔化。晶闸管交替触发的频率与负载回路的谐振频率相接近，负载电路工作在谐振状态，这样不仅可得到较高的功率因数与效率，而且电路对外加矩形波电压的基波分量呈现高阻抗，对其他高次谐波电压可以看成短路，所以负载两端 u_L 是很好的中频正弦波。而负载电流 i_L 在大电感 L 的作用下为近似交变的矩形波。并联电容 C 除参加谐振外，还提供负载无功功率，使负载电路呈现容性， i_C 超前 u_L 一定角度，达到自动换流关断晶闸管的目的。

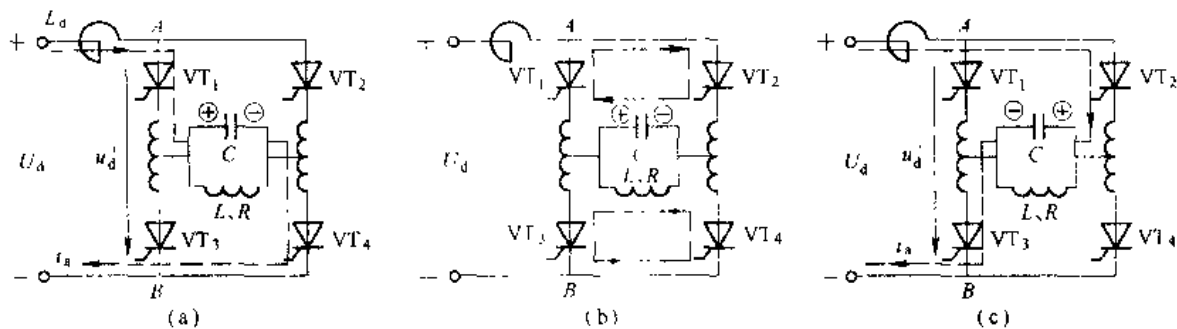


图 6-10 并联逆变器的工作过程

6.4.1.2 工作原理

图 6-10 为逆变桥工作的换流过程, 图 6-11 为逆变桥换流过程的波形。

$t_1 \sim t_2$ 之间为晶闸管 VT_1 和 VT_2 稳定导通阶段, 负载电流 $i_a = I_d$, 近似为恒值, t_1 时刻之前在电容 C 上, 即负载上建立了左正右负的电电压, 如图 6-10 (a) 所示。

在 t_2 时刻触发晶闸管 VT_2 和 VT_3 , 因在 t 前 VT_2 和 VT_3 阳极电压等于负载电压为正值, 故 VT_2 和 VT_3 导通, 开始进入换流阶段。由于每个晶闸管都串有换相电抗器 L_T , VT_1 和 VT_3 在 t_2 时刻不能立即关断, 其电流由 I_d 逐渐减小, VT_2 和 VT_3 的电流也由 0 逐渐增大。 t_3 时刻后, 4 个晶闸管全都导通, 负载电容经两个并联的放电回路同时放电, 见图 6-10 (b)。一个回路是经 LT_1 、 VT_1 、 VT_2 、 LT_2 回到电容, 另一回路是经 LT_3 、 VT_3 、 VT_4 、 LT_4 回到电容。在这个过程中 VT_1 、 VT_3 电流逐渐减小, VT_2 、 VT_4 电流逐渐增大。当 $t = t_4$ 时, VT_1 、 VT_3 电流减至零而关断, 直流侧电流全部从 VT_2 、 VT_4 移至 VT_1 、 VT_3 换流结束, 见图 6-10 (c)。图 6-11 中 $t_4 - t_2 = t_r$ 称为换相时间。

晶闸管在电流减小到零后, 尚需一段时间才能恢复正向阻断能力。因此, 在 t_4 时刻换相结束后, 还要使 VT_1 、 VT_4 承受一段反压时间 t_β 才能保证其可靠关断。 $t_\beta = t_5 - t_4$ 应大于晶闸管关断时间 t_q 。如果 VT_1 、 VT_4 尚未恢复阻断能力就加上了正向电压, 会重新导通, 这样 4 个晶闸管同时稳态导通, 逆变桥处于短路状态, 造成逆变失败。

为了保证可靠换相, 应在负载电压 u_a 过零前 $t_\delta = t_5 - t_2$ 的时刻去触发 VT_2 、 VT_3 , t_δ 称为触发引前时间, 从图 6-11 得

$$t_\delta = t_r + t_\beta \quad (6-16)$$

从图 6-9 可以看出, 在换相过程中, 负载电流 i_a 是 VT_1 与 VT_3 电流的差。从图 6-11 可知 i_a 超前 u_a 的时间 t_φ 为

$$t_\varphi = \frac{t_r}{2} + t_\beta \quad (6-17)$$

把 t_φ 表示为电角度 φ (弧度) 可得

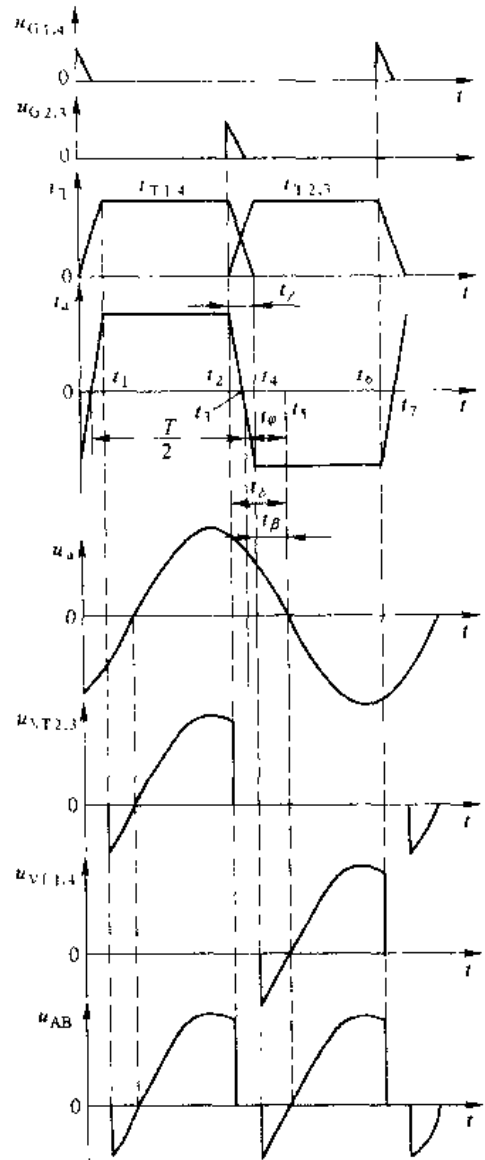


图 6-11 并联逆变器的电压电流波形

$$\varphi = \omega \left[\frac{t_1}{2} - t_{d1} \right] = -\frac{\gamma}{2} + \beta \quad (6-18)$$

式中, ω 为电路工作角频率, γ 、 β 分别是 γ 、 t_d 所对应的电角度; φ 也就是负载的功率因数角。

图 6-11 中 $t_4 \sim t_5$ 是 VT_1 、 VT_3 的稳定导通阶段。 t_6 以后又一次进入换相阶段, 其过程和前面相类似。在换相过程中, 上下桥臂的 L_T 电压极性相反, 如不考虑晶闸管压降, 则 A、B 点间的电压 $u_{AB}=0$ 。可以看出, u_{AB} 的脉动频率为电路输出频率的两倍。在 u_{AB} 为负的部分, 逆变电路从直流侧吸收的能量为负, 即补偿电容 C 中的能量向直流电源反馈。这实际上反映了负载和直流侧无功能量的交换。在直流侧 L_d 起到缓冲这种无功能量的作用。

6.4.1.3 定量计算

以 KGPS-1000-1.0 型中频电源为例, 要求最大直流电流 $I_{dM}=250A$, 最大直流电压 $U_{dM}=510V$ 。

A 换向重叠时间 t_r 的计算

近似认为换向期间电流线性变化, 则

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{I_d}{t_r}, \quad t_r = \frac{I_d}{di_T/dt} \quad (6-19)$$

若管子允许电流上升率 $di/dt=20A/\mu s$, 最大直流电流以 250A 计算, 则

$$t_r = \frac{250}{20} = 12.5\mu s$$

与 1000Hz 中频周期 $T=1000\mu s$ 相比, 可忽略换流时间, 近似认为电流是矩形波。

B 触发引前时间 t_s 的计算

取快速晶闸管的关断时间 t_q 为 $65\mu s$, 为安全换相取 $t_\beta=1.5t_q$,

则 $t_s=t_r+t_\beta=12.5\mu s+1.5 \times 65\mu s=110\mu s$

C 中频电流、电压和输出功率的计算

忽略换相重叠时间 t_r , 则中频负载电流 i_a 变为交变矩形波, 用傅氏级数展开得

$$i_a = \frac{4}{\pi} I_d \left[\sin \omega t - \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right]$$

上式中基波电流有效值为

$$I_{a1} = \frac{4}{\pi} I_d \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \quad (6-20)$$

忽略逆变电路的功率损耗, 则逆变电路输入的有功功率即直流功率等于输出的基波功率 (高次谐波不产生有功功率) 即 $P_s=U_d I_d=U_a I_{a1} \cos \varphi$, 将式 (6-20) 代入可得

$$U_d I_d = U_a \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \cos \varphi$$

所以

$$U_a = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{U_d}{\cos \varphi} = \frac{1.11}{\cos \varphi} U_d \quad (6-21)$$

若 t_s 整定在 $110\mu s$, 对应 $\cos \varphi=0.79$, U_{dM} 以 500V 计算, 代入式 (6-21) 得到最大中频电压

$$U_{dM} = \frac{1.11 \times 500}{0.79} = 703V$$

中频输出功率为

$$P_o = \frac{U_o^2}{R_f}$$

式中 R_f 一对应于某一逆变角 φ 时, 负载阻抗的电阻分量。

将式 (6-21) 代入上式, 得到

$$P_o = 1.23 \frac{U_o^2}{\cos^2 \varphi} \cdot \frac{1}{R_f} \quad (6-22)$$

由上式可见, 调节直流电压 U_d 或改变逆变角 φ , 都能改变中频输出功率的大小。

D 逆变晶闸管的计算

中频最大有效电压 U_o 以 750V 计, 逆变晶闸管额定电压为

$$U_{Tn} = (1.5 \sim 2) \sqrt{2} U_o \approx 1600 \sim 2120V$$

通常选用 1800V 的 KK 型快速晶闸管, 或用两只 1000V 管子串联并采取均压措施。

额定电流 $I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) \frac{I_T}{1.57}$, 由于逆变桥中电流为矩形波, 所以, $I_T = 0.707 I_{dM}$, 电流选用 200A, 管子型号为 KK200-18。

6.4.2 三相电流型逆变电路

电流型逆变电路对晶闸管的耐压要求比较高, 它是在电压型逆变器之后出现的, 但随着晶闸管耐压水平的提高, 电流型逆变电路得到了较快的发展。电流型电路比较简单, 用于交流电动机调速时可以不附加其他电路而实现再生制动, 发生短路时危险性较小, 对晶闸管关断时间要求不高, 适用于对动态特性要求较高, 调速范围较大的交流调速系统。

在电容换相电流型逆变电路中, 应用最多的是串联二极管式电流型逆变电路, 本节只对这种电路进行分析。

串联二极管式逆变器的主电路如图 6-12 所示。图中 $VT_1 \sim VT_6$ 组成三相桥式逆变电路, $C_1 \sim C_6$ 为换流电容, $VD_1 \sim VD_6$ 为隔离二极管, 其作用是防止换流电容直接通过负载放电, 使逆变器具有足够的换流能力。在直流侧采用大电感 L_d 作为无功功率交换的储能元件, 保证直流侧向逆变器提供平稳的直流电流。电路为 120° 导电方式, 每个晶闸管导通 120° , $VT_1 \sim VT_6$ 依次相隔 60° 导通, 每个瞬时都有两个晶闸管导通。如果不考虑

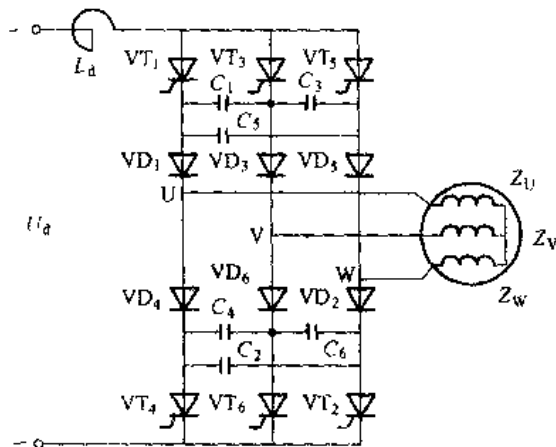


图 6-12 串联二极管式逆变电路

二极管的换流过程, 逆变器向负载 (异步电机) 输出 120° 的矩形波电流。理想的电流波形如图 6-13 (a) 所示。当负载电机是 Y 形连接时, 每相绕组内的电流波形与逆变器输出波形完全相同; 当负载电机为 D 形连接时, 每相绕组跨接于逆变器端子 UV、VW、WU 之间, 绕组内的电流波形如图 6-13 (b) 所示。因逆变器在一个运行周期内发生六次换流, 所以也称为六阶梯波逆变器。

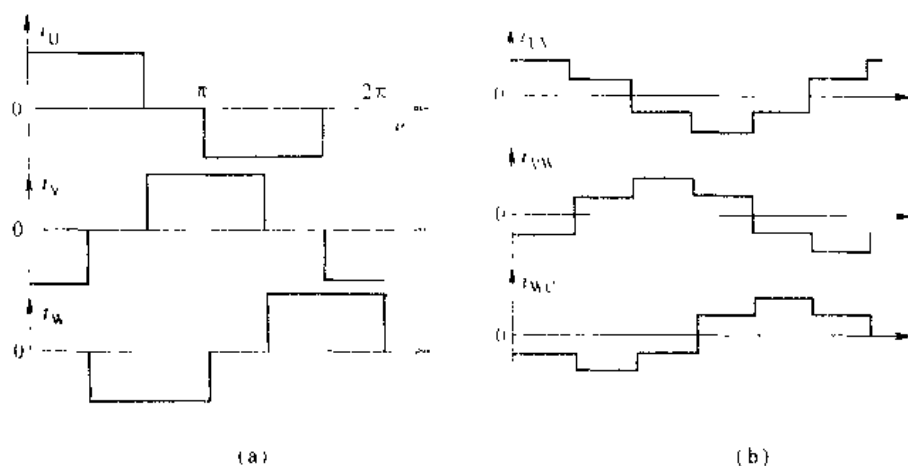


图 6-13 电流型逆变器的输出电流波形

逆变器输入的电流源是由一个可调的电压源（如可控整流桥）通过一个大电感 L 供电的。电流型逆变器每隔 60° （ $1/6$ 周期）依次触发 $VT_1 \sim VT_6$ ，由逆变器的 U、V、W 端输出图 6-13 (a) 所示的三相交流电流。在正常情况下，逆变器运行的每 60° 又可分为三段。现以共阳极组 W 相换到 U 相为例，分 3 个阶段叙述逆变器的工作情况。主要电流和电压波形及其相位关系，示于图 6-14 中。

U 相电流 i_U 的基波为 i_{U1} ，以正弦波 i_{U1} 过零点为起始点，作为计算相位时的基准 $\omega t = 0$ 。相电势 e_U 超前于电流 i_U 相位角 φ_U 。线电势 e_{UV} 滞后于相电势 e_U 相位角 $\pi/6$ 。相电势 e_U 迭加电感压降 $L_1 \frac{di_U}{dt}$ 为相电压 u_U 。

3 个阶段的逆变器内部电流通路示于图 6-15 内，未涂黑元件是导电的。

图 6-14 (a) 的 ωt_1 以前，属于前一个正常运行段，见图 6-15 (a)。这时逆变器桥臂 VT_5 和 VT_6 通电，电机的 W 相和 V 相绕组内有电流 I_d 。逆变器投入运行几个周期后，电容器即具有明确的电压极性。桥臂 VT_5 和 VT_6 通电时，换相电容器 $C_1 \sim C_6$ 上的电压极性如图 6-15 (a) 所示，标有极性的电容器电压为 u_{C1} ，未标极性的电容器电压为零。

第一阶段：电容器恒流充电， $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 。在 ωt_1 时刻，对晶闸管 VT_1 送脉冲，由于电容器 C_5 的电压对 VT_1 加正向电压， VT_1 瞬时导通，同时 VT_5 被关断。恒流源的电流 I_d 经 VT_1 对等效电容 (C_1 与 C_2 串联再与 C_3 并联) 恒流充电。电机的 W 相和 V 相绕组内的电流保持 I_d 不变。

在 ωt_2 时刻，电机的电势 e_{UV} 等于电容 C_5 上的电压 u_{C5} 。等效电容恒流充电结束，二极管 VD_1 和 VD_5 即将开始换流。

电容器恒流充电阶段的持续时间为

$$t_1 = t_2 - t_1 \quad (6-23)$$

第二阶段：二极管换流， $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 。从 ωt_2 开始，二极管 VD_1 和 VD_5 同时通电。等效电容 $3C/2$ 与电机 U、W 相漏感 $2L_1$ 发生谐振，促使 U 相电流 i_U 从零值上升到 I_d ，而 W 相电流 i_W 从 I_d 下降到零值。

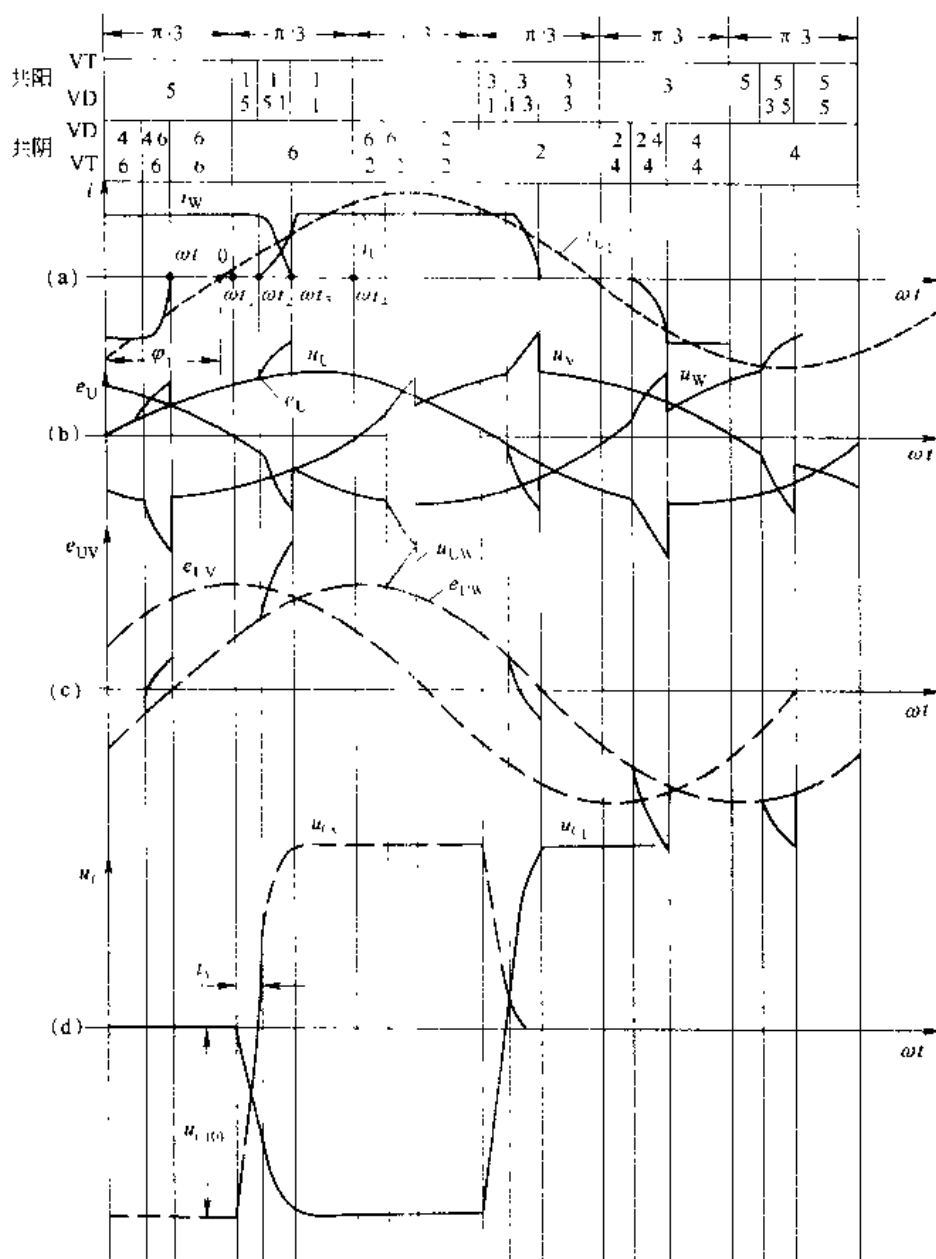


图 6-14 换流过程的主要电压、电流波形

在第二阶段中, 电机的端电压 u_{UW} 等于电机的正弦电势 e_{UW} 与 U、W 相漏感在电流变化时所产生的自感电压的总和。由于 VD_1 、 VD_5 同时通电, 所以电容 C_s 上的电压 u_{C_s} 等于电机端电压 u_{UW} 。在此阶段中, 电机的三相绕组内同时有电流流通, 并且在任一瞬间

$$i + i_w = I_d \quad (6-24)$$

等效电容 $3C/2$ 与电机漏感 $2L_1$ 发生谐振。

$$\omega_1 \cdot 2L_1 = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{\frac{3C}{2}}}$$

故谐振角频率

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{3LC}} \quad (6-25)$$

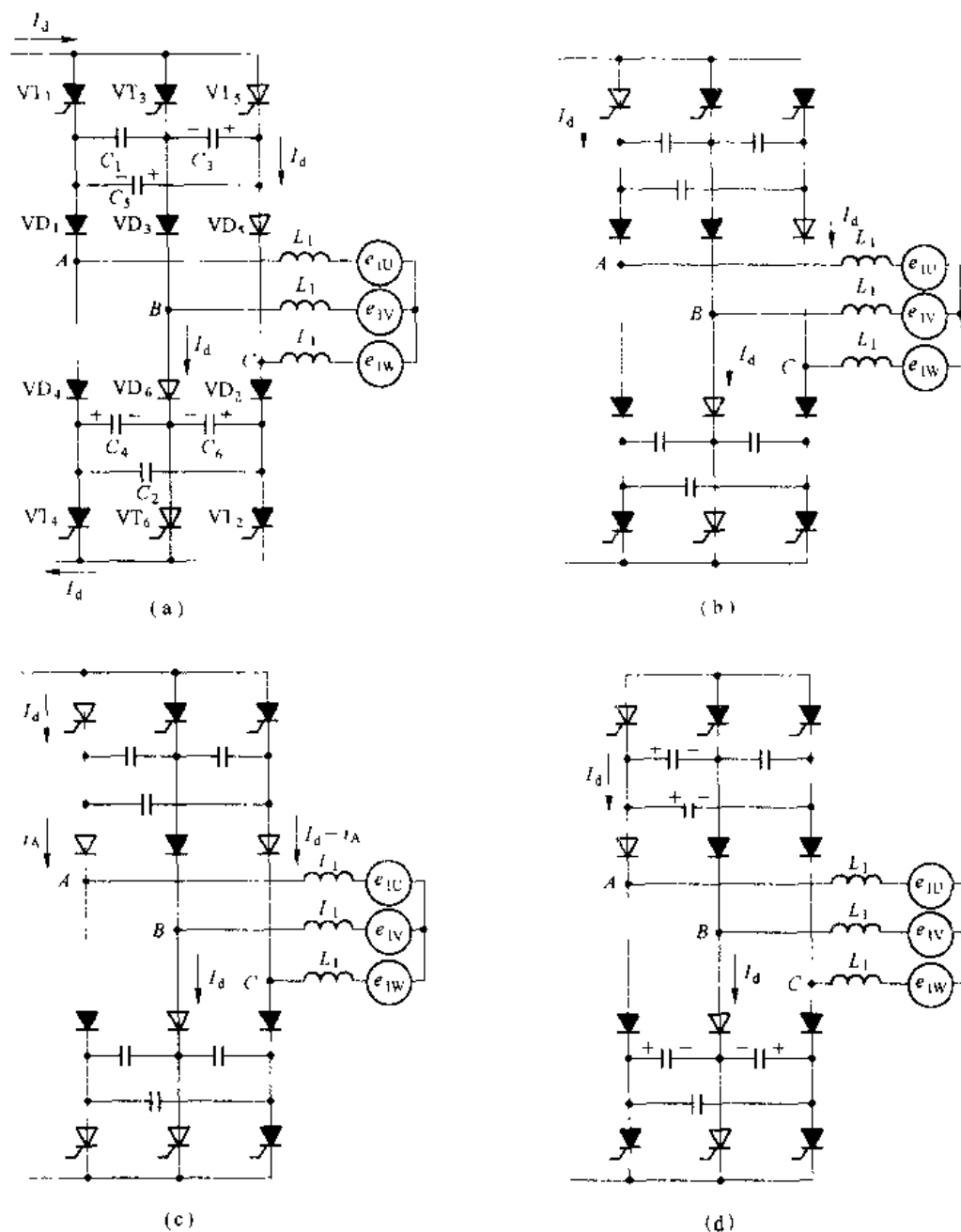


图 6-15 换流各阶段的电流通路

在 ωt_4 时刻, $i_U = I_d$, $i_W = 0$, 二极管换流结束。二极管换流阶段的持续时间为

$$t_r = t_3 - t_2 \quad (6-26)$$

第三阶段: 正常运行, $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 。逆变器桥臂 VT_1 和 VT_6 通电, 电机的 U 相和 V 相绕组内有电流 I_d 。电容器 $C_1 \sim C_6$ 上的电压极性如图 6-15 (d) 所示。从图 6-15 的两个正常运行段可见, 与正在通电的晶闸管直接连接的两只电容器具有峰值电压 $U_c(0)$, 而与不通电的两只晶闸管直接连接的那只电容器上的电压为零。

正常运行段的持续时间为

$$t_n = \frac{\pi \cdot 3}{\omega} \quad (t_1 + t_2) = t_4 - t_3 \quad (6-27)$$

在图 6-14 中, 为明显起见, 使恒流充电段 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 和二极管换流段 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 在 $\pi/3$ 中占有较大的比例, 这相应于逆变器在较高频率下运行。当这两段时间合起来达到 $1/6$ 周期时, 逆变器到达逆变桥共阳极组与共阴极组“无换流重叠”的极限情况。

由于在换相过程中电容器恒流充电到电压过零的时间较长, 所以晶闸管受反压时间较长。在通常情况下, 电流型逆变器只要采用普通晶闸管就能满足要求。在谐振换流过程中, 线电压波形上产生尖峰电压, 因此串联二极管式逆变器要求使用较高耐压等级的晶闸管。

逆变器中各元件参数可按如下计算选择:

(1) 晶闸管。它的额定电流是以正弦半波电流流经晶闸管来定义的。考虑安全系数 1.5 ~ 2 倍, 晶闸管的额定电流为:

$$I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) \frac{2}{\pi} \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = (1.5 \sim 2) \frac{2}{\pi} \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_1$$

$$\text{所以} \quad I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) \frac{\sqrt{2}}{3} I_1 \quad (6-28)$$

式中, I_1 为电机 Y 连接时相电流的基波分量。

晶闸管的耐压, 应取电容器的最高电压并取安全系数 (2~3), 即晶闸管的重复峰值电压 U_{RM}

$$U_{RM} = (2 \sim 3) \left(\sqrt{6} U_1 \sin \varphi_1 + \frac{\sqrt{2} \pi}{3} \sqrt{\frac{L_1}{C}} I_1 \right) \quad (6-29)$$

(2) 隔离二极管。它的电流计算与式 (6-28) 相同。

$$I_D = (1.5 \sim 2) \frac{\sqrt{2}}{3} I_1$$

二极管的耐压, 应按其承受最高电压再考虑安全系数 (2~3) 倍, 即二极管的反向峰值电压 U_{DM} 为

$$U_{DM} = (2 \sim 3) \left(\sqrt{6} U_1 \sin \varphi_1 + \frac{\sqrt{2} \pi}{3} \sqrt{\frac{L_1}{C}} I_1 \right) \quad (6-30)$$

(3) 换流电容。根据晶闸管的耐压值选择电容器, 应确保 $U_{RM} \geq K U_C(0)$, 经整理得:

$$C \geq \left[\frac{\frac{\sqrt{2} \pi}{3} \sqrt{L_1} I_1}{\frac{U_{RM}}{K} - \sqrt{6} U_1 \sin \varphi_1} \right]^2 \quad (6-31)$$

由式 (6-31) 可见, 当安全系数 K 在 (2~3) 范围内所取数值越大, 同时功率因数角 φ_1 和电机漏感 L_1 也愈大时, 要求换流电容 C 的数值愈大。

(4) 直流侧平波电抗器。它的电感量 L 应根据直流侧电流脉动率的允许值来计算。这个计算是比较复杂的, 因此在工程实际中, 常采用经验公式, 取其电感量 L 为

$$L = (10 \sim 25) L'_1 \quad (6-32)$$

式中 L'_1 为异步电动机每相定子和转子的总漏感。

6.5 逆变电路的多重化技术

电压型逆变器输出的电压波形或电流型逆变器输出的电流波形均为交变的方波。由谐波分析可知这样的波形中含有很多的谐波分量。如果用这样的逆变器向交流电机供电,则其谐波成分对电机运行将产生不良影响。如引起转矩脉动和涡流损耗,引起附加电磁噪声,降低电动机的效率等。因此,自逆变电源出现后,人们一直致力于改善其输出波形,减小谐波分量,使波形尽量接近正弦波。电压型和电流型逆变电路都可利用多重化技术以改善波形,其基本原理是完全一样的,从实际应用看,电流型逆变电路的多重化技术应用较多。因此,着重介绍电流型逆变电路多重化技术。

6.5.1 基本概念和方法

我们知道电流型逆变电路输出的电流波形为矩形波,与正弦波相差较大,如果能使输出波形变为阶梯波,则输出波形较矩形波要接近正弦波,而且阶梯越多,接近的程度越高,谐波分量越小。这正是多重化技术的基本思想——用阶梯波逼近正弦波,如图 6-16 所示。

把两个电流型逆变电路的输出并联起来,两个逆变电路的波形相差 30° ,这样就构成了一个二重化逆变器,如图 6-17 (a) 所示。其输出为二级阶梯波,见图 6-17 (b),谐波分析表明,这种阶梯波较矩形波的谐波分量小得多。对于三重化、四重化逆变器的构成方式可依此类推。一般来说对于 n 重化逆变器,输出波形之间的相位差为 $\varphi_n = 60^\circ / n$ 。

图 6-17 所示的电路为一种最简单的多重化逆变器——直接输出型二重化电流型逆变器。这种方式的优点是逆变器的输出端可以直接并联。但是:(1) 由于并联的各逆变器输

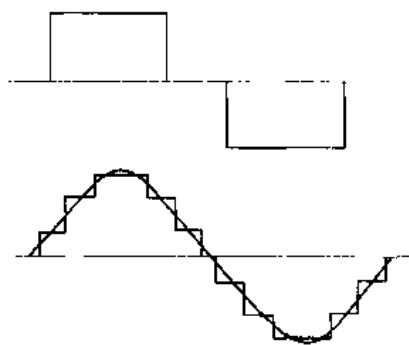


图 6-16 矩形波和阶梯波

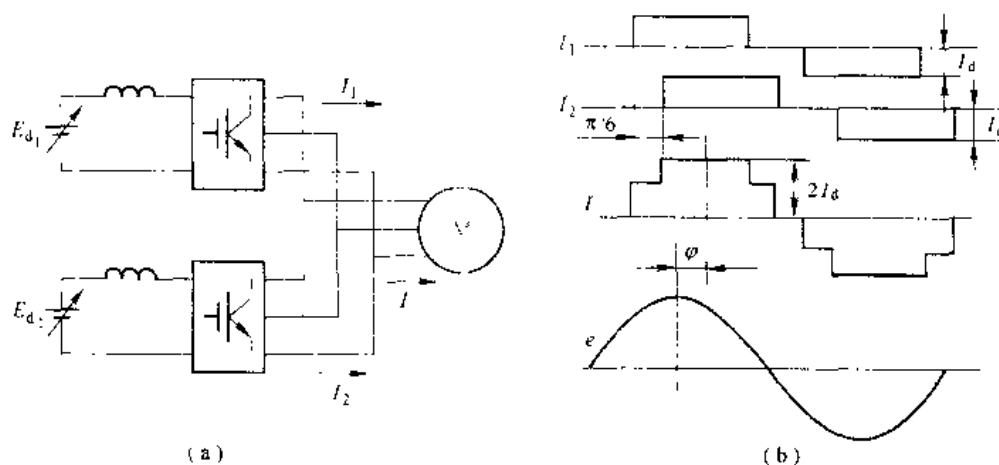


图 6-17 二重化电流型逆变器和输出波形

出端的电压相同，电流相同，而相位角却不同，因此各逆变器的功率因数不同，各逆变器的输出功率也不相同；(2) 逆变器的输出功率等于其直流侧输入功率，如果各逆变器的直流侧电流相等，则其直流电压不同，所以各整流器必须设置独立的电流控制回路、相位控制回路和脉冲放大器；(3) 逆变器的输出功率与转矩成正比，由于各逆变器输出功率不同，故各逆变器向负载提供的转矩也不等；(4) 由于各逆变器输出端直接并联，没有电的绝缘。因此，必须使整流变压器的次级绕组相互隔离，以防止电流环路。

从经济方面考虑，由于不采用逆变器输出变压器，故中小容量的电机多选用此方式多重化。由于大容量电机多为高压，这时，若不采用逆变器输出变压器，则必须采用高压开关元件，因此这种方式多重化对于高压电机从经济上考虑不一定便宜。

6.5.2 变压器耦合电流型多重化逆变器

典型的变压器耦合二重化电流型逆变器如图 6-18 所示。各逆变器经一台多绕组输出变压器对负载电动机供电，其优点是：(1) 各逆变器的输出功率因数、输出功率相同；(2) 各回路的电流、电压平衡、整流器的控制回路、相位控制回路和脉冲放大器可以公用；(3) 各逆变器输出功率相同，因此各逆变器向负载提供的转矩相同，对于二重化电路，能够完全消除六倍频的转矩脉动；(4) 由于设置逆变器输出变压器，因此，整流器的交流侧可由同一变压器的次级供电，无需隔离。

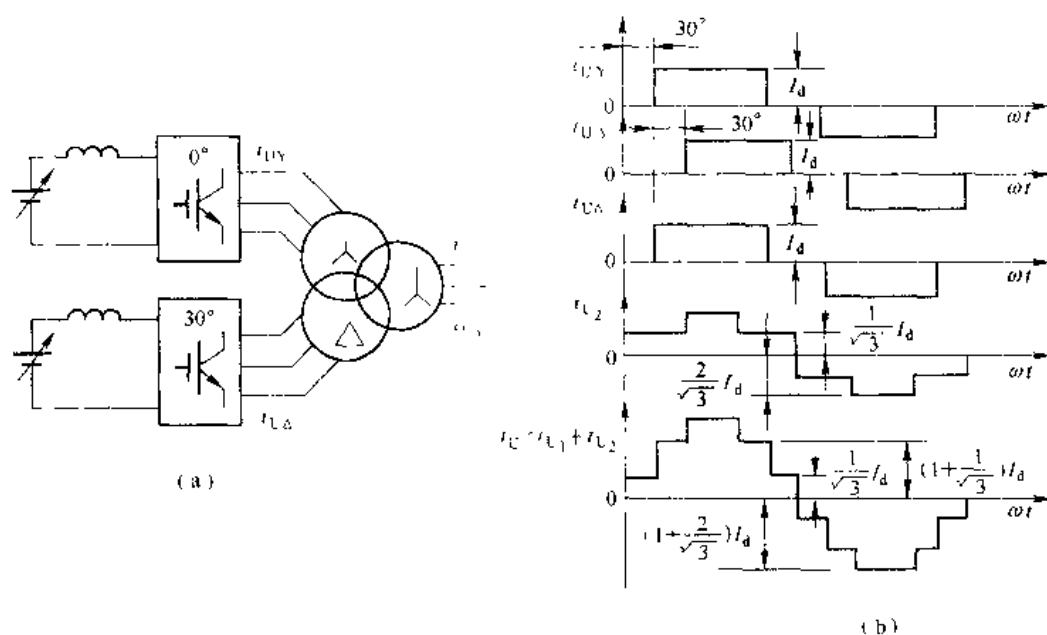


图 6-18 变压器耦合二重化电流型逆变器主电路和电流波形

由于大、中容量电动机多为 $3 \sim 10\text{kV}$ 的高压电动机，通常也需要在逆变器输出端配用升压输出变压器，以与高压电动机匹配。因此，高压电动机选用这种多重化方式，从经济方面考虑也是合理的。另外，从减小转矩脉动方面考虑，也以选用这种方式多重化为宜。

6.5.3 多重化技术应用实例

多重化逆变器可分为并联型和串联型两种,图6-19示出串联型五重化高压变频器电压迭加示意图。由图中可看出,高压变频器每相由5个功率单元串联而成,各功率单元由隔离变压器的二次隔离线圈分别供电,可以很方便地得到不同电压等级的输出,而不受器件耐压的限制。如额定电压为6kV变频器的每相由5个功率单元串联而成,功率单元额定输出电压为690V,串联后相电压为3450V,对应线电压6kV;额定电压为10kV变频器的每相由8个功率单元组成,每个功率单元额定输出电压为720V。给功率单元供电的变压器二次线圈互相存在一个相位差,其数值为 $60^\circ/n$, n 为多重化的次数。由此可消除各单元产生的谐波。图6-20为五重化电压型变频器结构原理图,每个功率单元结构图由图6-21所示。功率单元由全控型IGBT构成三相输入、单相输出的脉宽调制型变频器,其输出电压状态为1、0、-1,每相5个单元迭加就可产生11种不同的电压等级($\pm 5, \pm 4, \pm 3, \pm 2, \pm 1, 0$),由此合成输出电压波形,见图6-22,使输出电压高次谐波分量大大减少,因而使变频器即使在低速下也能得到良好的输出电压波形。彻底消除了低速下的转矩脉动,减少电机运行时因高次谐波而产生的噪声,防止了由于高次谐波而引起的电机发热,因而使变频器效率大大提高,功率因数也大大高于普通变频器。

随着控制技术的发展和全控型器件功率等各性能指标的提高,多重化技术将会越来越普及,变频器的质量也必将会在质的方面跨越。

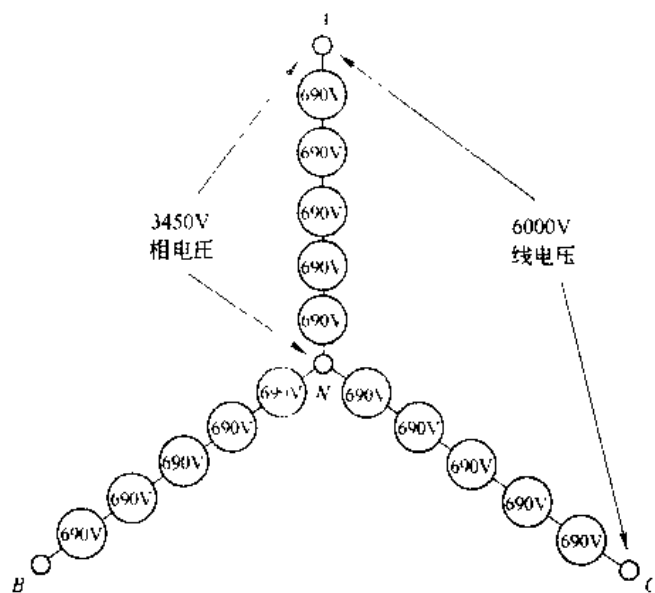


图 6-19 五重化电压迭加原理图

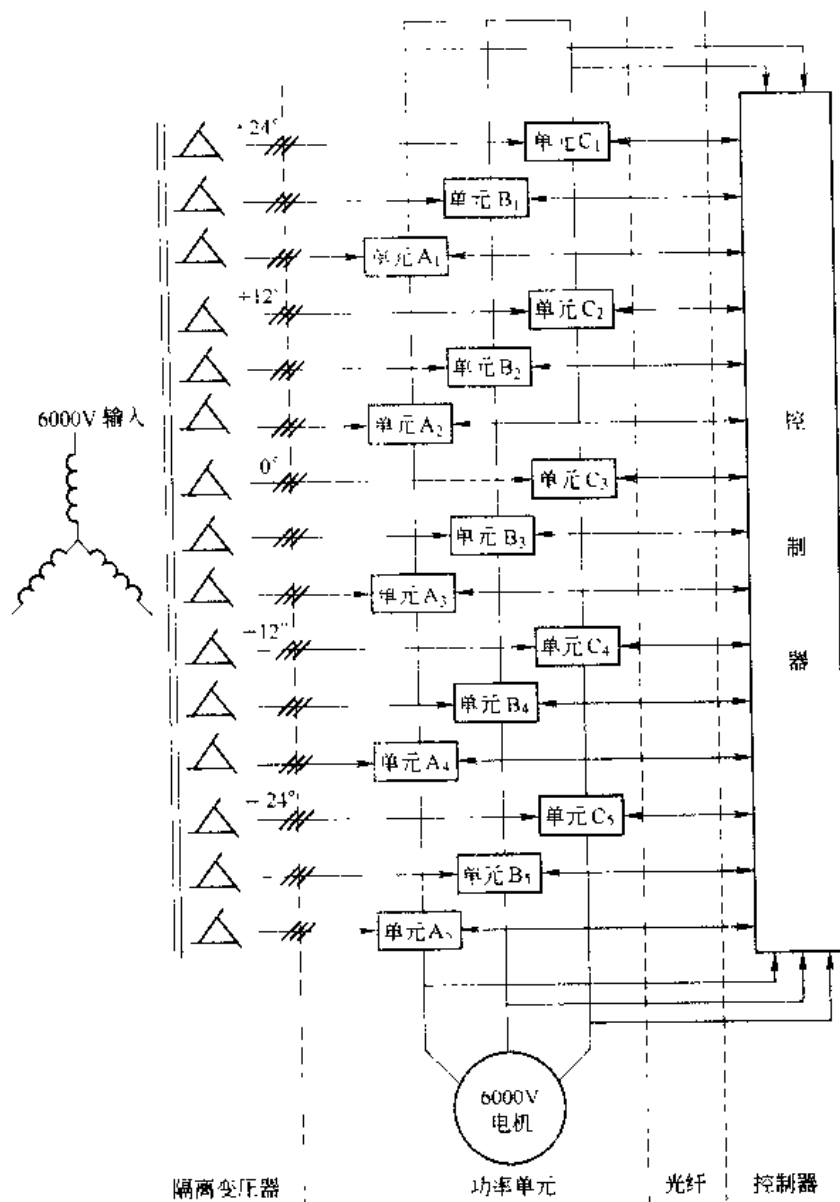


图 6-20 五重化电压型变频器结构原理图

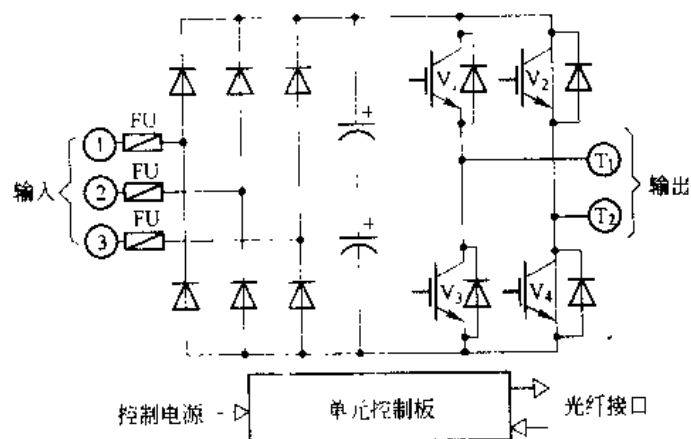


图 6-21 功率单元结构图

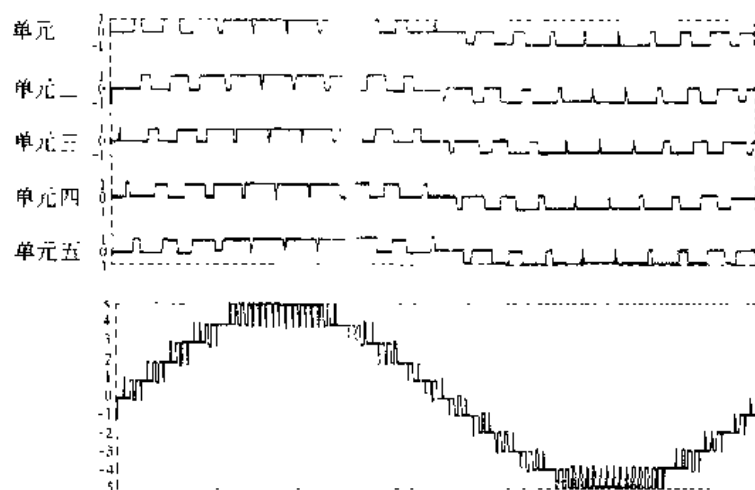


图 6-22 多重化输出电压波形

习 题

- 6-1 无源逆变电路和有源逆变电路有何不同, 负载对无源逆变电路有些什么要求?
- 6-2 什么是电压型和电流型逆变电路, 各有何特点?
- 6-3 电压型逆变器中与可控器件反并联的二极管的作用是什么, 为什么电流型逆变器不用此二极管?
- 6-4 换流方式有几种, 各有何特点?
- 6-5 并联谐振式逆变电路利用负载电压进行换相, 为保证换相应满足什么条件?
- 6-6 串联二极管式电流型逆变电路中, 与晶闸管串联的二极管的作用是什么, 试分析换相过程, 在设计电路时如果换相电容 C 选择容量小了, 会对电路有何影响?

7 PWM 控制技术

前一章中介绍了无源逆变电路，其目的是将直流电变为频率，幅值可调的交流电供给负载，尤其是交流电动机，以实现交流电动机的变频调速。由于是供给交流电动机类负载，要求逆变器输出的交流电尽量趋于纯正弦交流电，这样有利于减少电网的波形畸变，有利于使电动机产生有效的电磁转矩，减少电动机的转矩脉动，提高电动机的使用效率。

实际应用中，使用怎样的有效控制技术，才能使逆变器的输出尽量接近于正弦交流电呢？PWM (Pulse Width Modulation) 控制技术是一种广泛应用于逆变电路的控制技术，采用 PWM 控制技术可以有效地使逆变器的输出接近于正弦交流电。

PWM 控制技术就是对脉冲宽度进行调制的技术，就是通过对一系列的脉冲宽度进行调制，来产生所需要的波形，如正弦波、方波和其他波形等。

PWM 控制技术在逆变电路中应用最为广泛，应用的成果最多，对逆变电路的影响也最为深刻。实际应用的逆变电路中（如变频器、计算机不间断电源 UPS 等），绝大多数其逆变部分都是使用 PWM 控制技术。可以说 PWM 控制技术正是在逆变电路中的应用，才能快速发展变得越来越成熟。最终确定了它在电力电子变流技术中的重要地位。本章将详细介绍 PWM 控制技术的基本原理，PWM 控制技术的调制过程，使用微处理器控制的 PWM 控制算法及 PWM 控制技术的实际应用等。

7.1 PWM 脉宽调制的基本原理

在前一章中讲述的晶闸管无源逆变电路中，逆变器输出交流电压的幅值是通过改变整流器晶闸管控制角 α 实现的，也就是通过改变逆变器输入直流电压的大小实现的。输出交流电压的频率是通过改变逆变器触发脉冲频率实现的。按晶闸管逆变器输入直流电压恒定还是直流电流恒定，分为电压型和电流型两种，其原理框图如图 7-1 所示。其缺点是当深度调压时，直流电压脉动大，系统功率因数低，输出交流电压谐波分量高，对交流电动机负载供电时，电机脉动转矩大，噪声高。而使用 PWM 脉宽调制技术，在逆变电路中同时实现调幅和变频。因此，要求逆变器输入电压恒定，也就是利用二极管整流滤波后供电即可，很好地克服了晶闸管逆变器存在的不足。

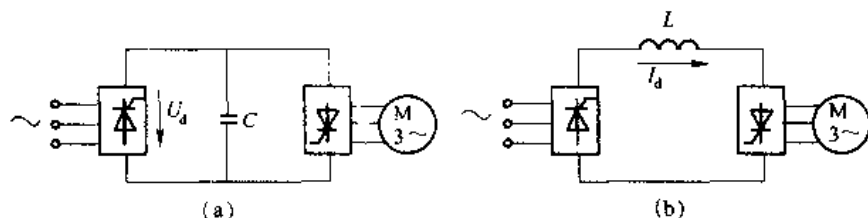


图 7-1 交-直-交变频器主电路原理框图

7.1.1 PWM 脉宽调制电压输出特点

PWM 逆变器的特点是逆变器输入电压恒定, 逆变器开关元件选用全控型器件, 通过改变脉冲宽度实现调压控制。

图 7-2 为电压型单相桥式逆变器及其波形, 图 7-2 (a) 为单相桥式逆变器主电路, 图 7-2 (b) 为 180° 导通型输出方波电压波形, 图 7-2 (c) 为脉宽调制型输出电压波形。PWM 控制的原理是通过改变 IGBT V_1 、 V_2 和 V_3 、 V_4 交替导通时间实现调频控制, 通过改变半个周期内 V_1 、 V_2 和 V_3 、 V_4 的通断比实现电压控制, 即改变脉冲宽度实现调压控制。如果使开关元件在每半个周期内反复通、断多次, 并按正弦波的变化趋势去控制开关元件的通断, 即正弦波峰值附近脉冲宽, 零值附近脉冲窄。这样在逆变器的输出端就可以得到近乎正弦波的电压输出。高次谐波将大大地被削减。若采用高速开关元件, 并配以性能好的 PWM 控制技术, 输出电压波形就愈接近理想正弦波。

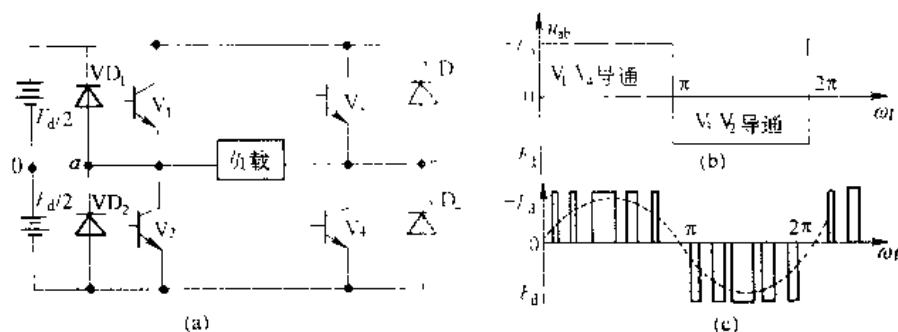


图 7-2 单相逆变器及其相应的输出电压波形

7.1.2 脉宽调制原理

PWM 脉宽调制型逆变器是由改变输出电压的脉冲宽度来控制输出电压的大小, 由改变调制周期来控制输出频率的高低。而脉冲宽度与调制周期的改变是通过控制信号实现的。因此 PWM 控制信号 (即开关元件的触发信号) 的脉宽调制方式对 PWM 逆变器的性能有根本性的影响。所以, 要首先了解触发信号的脉宽调制方法, 然后分析触发信号被脉宽调制后是如何对逆变器的输出电压进行脉宽调制的。

7.1.2.1 触发信号的脉宽调制

触发信号的脉宽调制方法很多, 下面以应用最为广泛的三角波调制方法为例, 分析触发信号的脉宽调制方法。

A 控制电压为矩形波的脉宽调制

触发信号在控制电路中, 通常用载波信号和控制信号相比较的方法产生。载波信号最常用的是三角波。如图 7-3 所示。图中, u_c 为载波三角波, 一般情况下, 三角波的幅值是恒定的, 频率

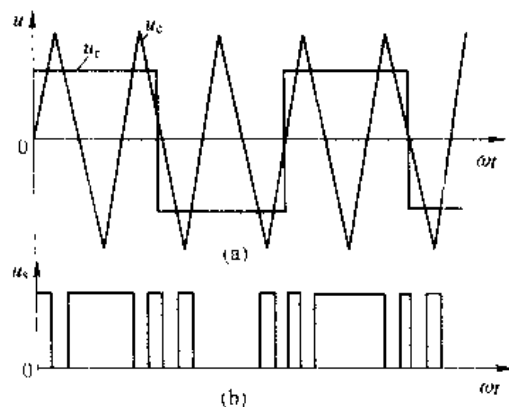


图 7-3 三角波调制矩形波控制电压

可采用恒定的或可调的两种方式之一。 u_r 为控制矩形波, 其幅值和频率都是可调的, u_c 的幅值控制触发信号的脉冲宽度, 从而控制逆变器输出电压的大小。 u_r 的频率控制触发信号的调制周期, 从而控制逆变器的输出电压频率。

图 7-3 (a) 中, 示出载波三角波 u_c 和某一频率幅值下的矩形波 u_r 波形图。一般情况下, $f_c \gg f_r$, 其脉宽调制触发脉冲产生的规律是: $u_r > u_c$ 时, 触发脉冲 u_s 为正; $u_r < u_c$ 时, 触发脉冲 u_s 为零。按这种规律的调制的结果如图 7-3 (b) 所示。由图可见, 矩形波电压幅值增加, 脉宽加宽, 反之脉宽变窄; 矩形波频率增加, 则脉宽调制信号频率增加, 反之脉宽调制信号频率降低。

B 控制电压为正弦波的脉宽调制

众所周知, 三角形波是上下宽度呈线性变化的, 所以任何一条光滑曲线同三角波相交时, 都会得到一组等幅的、脉宽正比于该光滑曲线函数值的矩形脉冲。如果正弦波同三角波相交, 会得到一组矩形脉冲的脉宽近似按正弦规律变化。

图 7-4 (a) 示出控制信号为正弦波与三角波两者相比较, 产生触发信号 u_s , 其波形如图 7-4 (b) 所示。由图可见, u_s 脉宽近似呈正弦变化。当载波三角波频率越高时, u_s 的脉宽越接近正弦变化。因此称这种脉宽调制方式为

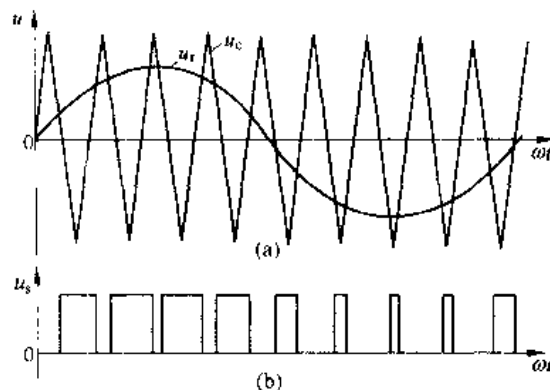


图 7-4 三角波调制正弦波电压

正弦波脉宽调制。这是实际应用中最常采用的一种调制方式。由图明显可见, 当正弦波控制信号幅值增大时, 触发信号 u_s 脉冲加宽, 反之变窄; 改变正弦波控制信号的频率就改变了触发信号的调制周期, 进而控制逆变器输出电压的频率。

7.1.2.2 逆变器输出电压的脉宽调制

A 单极性调制

图 7-5 为 IGBT 作开关器件的电压型单相桥式逆变器原理电路, 负载为纯电阻负载。控制信号 u_r 和载波信号 u_c 经调制电路产生触发脉冲后去触发对应的 $V_1 \sim V_4$ IGBT。单极性脉宽调制的特点是: 载波信号 u_c 的极性在控制信号 u_r 的每半个周期内与其极性相同, 如图 7-6 (a) 所示。脉宽调制信号 u_s 产生的规律是, 在控制信号 u_r 的正半周, 当 $u_r > u_c$ 时, $u_s = "1"$, 否则 $u_s = "0"$; 在控制信号 u_r 的负半周, $|u_r| > |u_c|$ 时, $u_s = "1"$, 否则 $u_s = "0"$ 。对单相桥式逆变电路 IGBT 的触发规律是: 在控制信号 u_r 的正半周, 当 $u_s = "1"$ 时, 触发 V_1 和 V_4 , 则 V_1 、 V_4 导通, 负载电压 $u_o = U_d$, 当 $u_s = "0"$ 时, V_1 、 V_4 关断, $u_o = 0V$; 在控制电压 u_r 负半周, $u_s = "1"$ 时, 触发 V_2 和 V_3 , 则 V_2 、 V_3 导通, 负载电压 $u_o = -U_d$, 当 $u_s = "0"$ 时, V_2 、 V_3 关

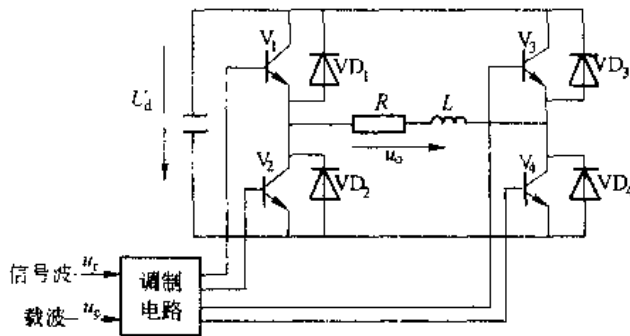


图 7-5 单相桥式 PWM 逆变电路

断, 负载电压 $u_o = 0V$ 。逆变电路输出的脉宽调制电压如图 7-6 (b) 所示。这种控制信号与载波信号极性一致的调制方法称为单极性脉宽调制。

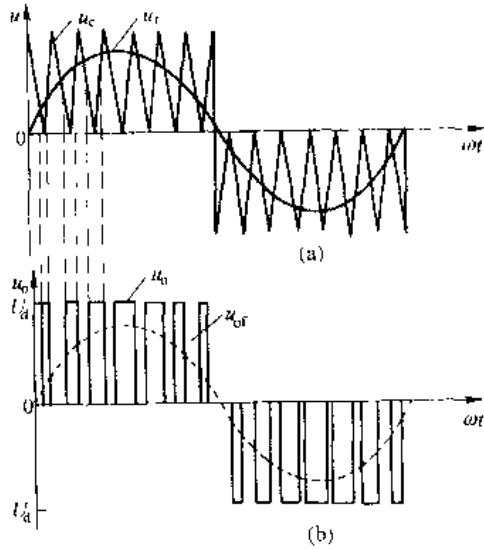


图 7-6 单极性 PWM 控制方式原理

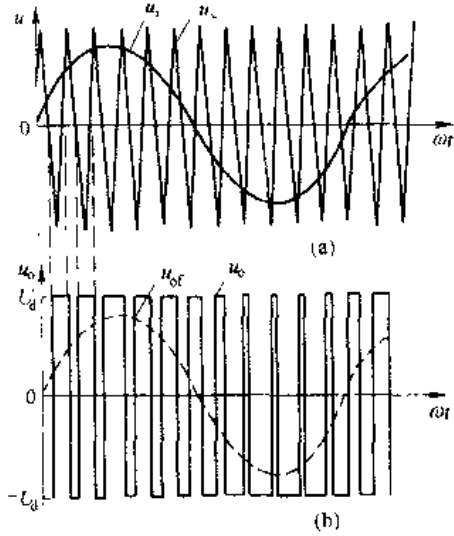


图 7-7 双极性 PWM 控制方式原理

B 双极性脉宽调制

同样以单相桥式逆变电路图 7-5 为例, 说明双极性脉宽调制的工作原理。双极性脉宽调制的特点是, 在控制信号 u_r 的半个周期内, 载波信号 u_c 已不是单极性的三角波了, 而是连续变化的双极性三角波, 如图 7-7 (a) 所示。其脉宽调制信号的产生和分配规律是, 当 $u_r > u_c$ 时, $u_s = "1"$, 触发 IGBT V_1 和 V_4 , 则负载电压 $u_o = U_d$; 当 $u_r < u_c$ 时, $u_s = "0"$, 触发 IGBT V_2 和 V_3 , 则负载电压 $u_o = -U_d$ 。其逆变器输出电压波形如图 7-7 (b) 所示。从图中可见, 输出电压在半个周期内, 已不再是单一极性了, 而是正负极性都有, 如果半个周期内正极性电压的平均值大于负极性电压平均值, 相当于输出电压的正半周。反之, 则是输出电压的负半周。实际应用中, 多采用双极性脉宽调制。

7.1.3 驱动信号的产生与分配

前面讲述了脉宽调制的基本原理和脉宽调制信号的产生方法。那么怎样将脉宽调制信号变为驱动信号分配到各功率器件呢? 仍以单相桥式逆变电路为例说明脉宽调制信号的分配方法。

7.1.3.1 单极性脉宽调制的脉冲分配

根据单极性脉宽调制的原理, 在控制电压 u_r 的半个周期内, 只能按脉宽调制规律触发驱动一组功率器件, 即 IGBT V_1 、 V_4 或 V_2 、 V_3 。依据这一要求, 由图 7-8 电路完成。先由比较器 A_1 、 A_2 产生 V_1 、 V_4 和 V_2 、 V_3 的脉宽调制信号, 再由 A_3 、 A_4 和 B_1 、 B_2 完成脉冲驱动分配。图

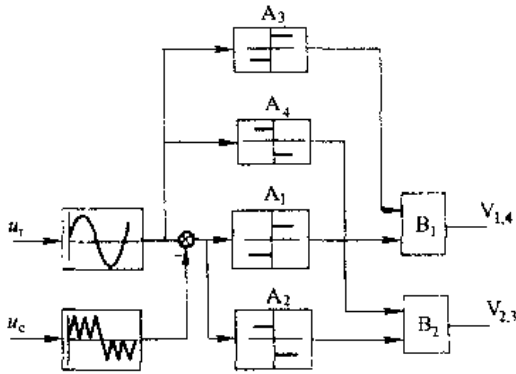


图 7-8 单极性 PWM 驱动信号产生与分配电路

7-9 (a) 为控制信号 u_r 和载波信号 u_c ，图7-9 (b) 和图 7-9 (c) 是脉宽调制驱动分配信号。实际应用中，为防止同一桥臂上两只元件同时导通，造成直流短路， $V_{1,4}$ 、 $V_{2,3}$ 驱动信号要有一定时间延迟，这将在后续课实际应用中加以考虑。

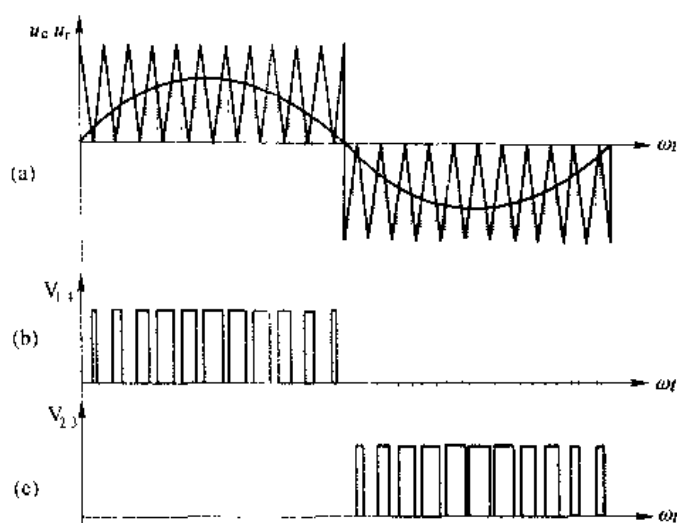


图 7-9 单极性 PWM 驱动脉冲波形

7.1.3.2 双极性脉宽调制的脉冲分配

双极性脉宽调制的脉冲分配如图 7-10 所示，利用比较器 A 对控制信号 u_r 和载波信号 u_c 进行比较，在比较器 A 的输出端产生图 7-11 (b) 的脉宽调制信号，如果用该信号去驱动单相桥式逆变电路的 V_1 和 V_4 ，则该信号经倒相器 B 倒相后去驱动 V_2 和 V_3 ，就可以在逆变器输出端得到一个脉宽调制型的交流输出，其脉宽调制信号的产生与分配如图 7-11 (b) 和图 7-11 (c) 所示。同样， $V_{1,4}$ 、 $V_{2,3}$ 的驱动信号也应该具有一定时间的延迟，以确保逆变电路能够安全可靠地工作。

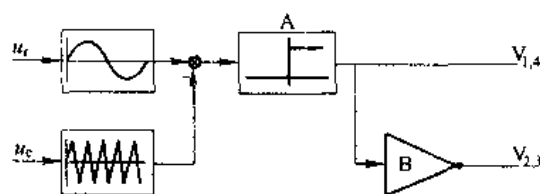


图 7-10 双极性 PWM 驱动脉冲产生与分配电路

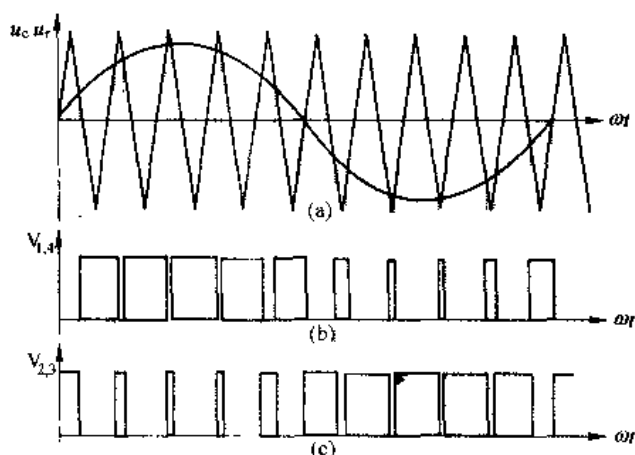


图 7-11 双极性 PWM 驱动脉冲波形

7.2 逆变器输出电压的脉宽调制

上一节讲述了PWM控制技术的基本原理、脉宽调制信号的产生及脉冲分配，以脉宽调制信号去驱动逆变器相应的IGBT，则在逆变器输出就可以得到相应的脉宽调制输出电压了。

7.2.1 单相桥式逆变器的脉宽调制

图7-12为IGBT作开关器件的单相桥式电压型逆变器原理电路，负载为感性负载。调制信号 u_c 和载波信号 u_r 经调制电路产生脉宽调制信号并经脉冲分配电路分配到 $V_1 \sim V_4$ IGBT，采用双极性脉宽调制，逆变电路工作原理如下：

控制电压 u_c 和载波信号 u_r 波形如图7-13所示， ωt_1 时刻触发 V_1 、 V_3 ，则 V_1 、 V_3 导通，负载电压 $u_o = U_d$ ；当 $\omega t = \omega t_2$ 时刻，触发 V_2 、 V_4 ，同时撤去 V_1 、 V_3 脉冲，因电感性负载电流不能跃变， V_1 、 V_3 关断， V_2 、 V_4 不能立刻

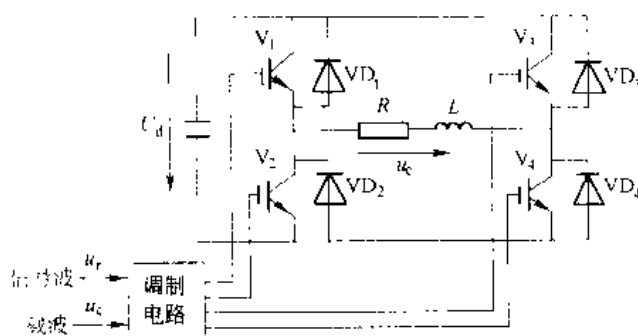


图 7-12 单相桥式 PWM 逆变电路

导通，电流经由 U_d 的负端 $VD_2 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow VD_4$ 回到 U_d 正端，将电感中的磁能回送电源 U_d ，负载电流迅速下降，该阶段负载电压 $u_o = -U_d$ 。当负载电流下降至零时， V_2 、 V_4 导通，负载电流反向，负载电压 $u_o = -U_d$ 。当 $\omega t = \omega t_3$ 时刻，触发 V_1 、 V_3 ，撤去 V_2 、 V_4 脉冲，则 V_2 、 V_4 关断，但因电感性负载，电流不能跃变，因此 V_1 、 V_3 不能立刻导通，负载电流经 U_d 负端 $VD_4 \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow VD_1$ 电源正端回送电源 U_d ，直到负载电流降至零后， V_1 、 V_3 导通，过程同前。

单相桥式电压型逆变器脉宽调制波形和逆变器输出电压波形如图7-13所示。

7.2.2 三相桥式电压型逆变器的脉宽调制

实际应用中，使用最多的是三相桥式逆变器，其逆变器原理电路和波形如图7-14所示。脉宽调制为双极性调制方式。图中U、V和W三相的脉宽调制公用一个载波三角波 u_c ，三相调制正弦波信号 u_{ru} 、 u_{rv} 和 u_{rw} 的相位依次相差 120° 。三相功率开关的控制规律相同。现以U相为例说明。当 $u_{ru} > u_c$ 时，给U相 V_1 触发，同时给 V_4 关断信号，则相当于将U端接于电源 U_d 正端。当 $u_{ru} < u_c$ 时，给 V_4 触发，同时给 V_1 关断信号，则 V_4 导通， V_1 关断，相当于将U端接于电源 U_d 负端。V、W两相控制方式

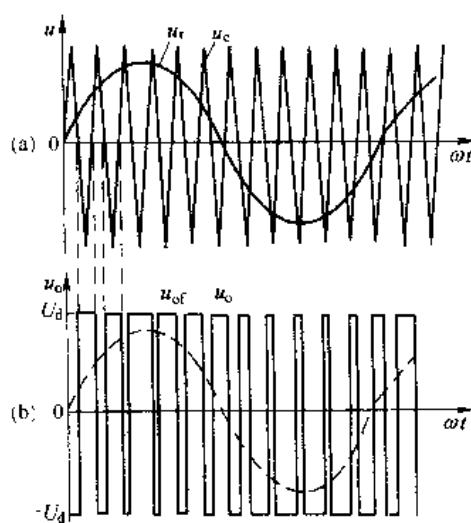


图 7-13 双极性 PWM 控制方式原理

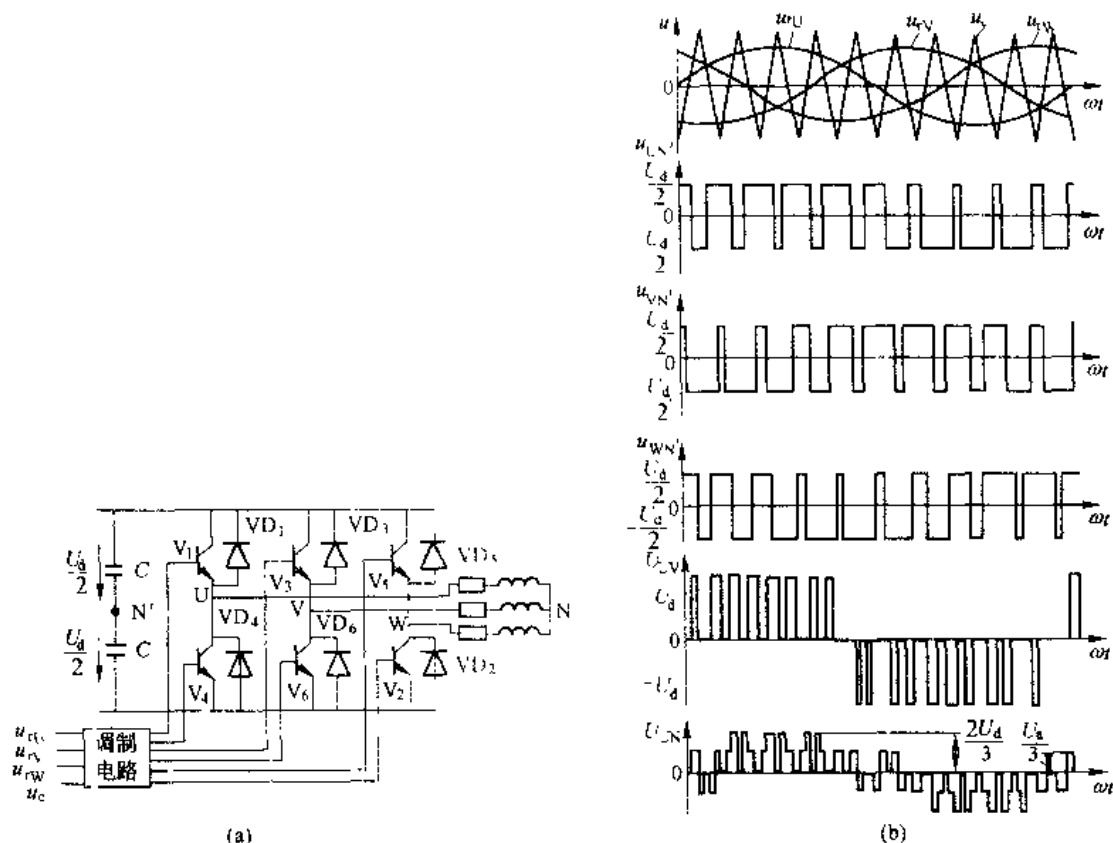


图 7-14 三相 PWM 逆变电路及波形

同 U 相，只是相位互差 120° 。U、V 和 W 各相对假想直流中点 N' 的电压波形如图 7-14 (b) 所示。输出线电压与各相电压关系为：

$$\left. \begin{aligned} u_{UV} &= u_{UN} - u_{VN} \\ u_{VW} &= u_{VN} - u_{WN} \\ u_{WU} &= u_{WN} - u_{UN} \end{aligned} \right\} \quad (7-1)$$

式中 u_{UN} 、 u_{VN} 、 u_{WN} 是 U、V 和 W 各相对假想直流电源中点 N' 的电压。每相负载的相电压为：

$$\left. \begin{aligned} u_{UN} &= u_{UN} - \frac{u_{UN} + u_{VN} + u_{WN}}{3} \\ u_{VN} &= u_{VN} - \frac{u_{UN} + u_{VN} + u_{WN}}{3} \\ u_{WN} &= u_{WN} - \frac{u_{UN} + u_{VN} + u_{WN}}{3} \end{aligned} \right\} \quad (7-2)$$

其波形如图 7-14 (b) 所示。

在双极性 PWM 调制方式中，同一相上下两个臂的驱动信号是互补的。实际上为防止上下两个臂直通而造成电源短路，在给一个臂施加关断信号后，总是延迟一段时间 Δt ，才给另一个臂施加触发导通信号。延迟时间的长短主要由功率器件的关断时间决定。这个延迟时间将会给输出脉宽调制波形带来不利影响，使其偏离正弦波。

7.2.3 PWM 脉宽调制的控制方式

在 PWM 脉宽调制中, 载波三角波频率 f_c 与控制正弦波频率 f_r 之比 $N = \frac{f_c}{f_r}$ 称为载波比。根据载波信号和控制信号是否同步及载波比 N 的变化情况划分, PWM 脉宽调制可分为异步调制和同步调制两种调制方式。

7.2.3.1 异步调制

载波信号和控制信号不保持同步关系的调制方式, 称为异步调制方式。在异步调制方式中, 一般保持载波信号频率 f_c 固定不变, 因而载波比 N 随控制信号频率变化而变化。这样, 在控制信号频率变化时, 半个周期内用于输出脉冲个数不同, 相位也不固定。正、负半周的脉冲不对称, $1/4$ 周期的脉冲亦不对称。当控制信号频率较低时, 载波比 N 较大, 半个周期的脉冲数较多, 所以脉冲的不对称影响较小, 输出仍近似为正弦波。当控制信号频率较高时, 载波比 N 相对较小, 半个周期内的脉冲数减少, 输出脉冲信号的不对称性影响变大。而且还会出现脉冲跳动。同时, 输出脉宽调制波形和正弦波的差异变大, 输出性能变差。对于三相 PWM 脉宽调制型逆变器而言, 三相电压对称性变差, 对负载不利。因此, 在采用异步调制方式时, 应尽可能提高载波频率, 以改善输出性能。

7.2.3.2 同步调制

载波比 N 等于常数, 并使载波信号和控制信号保持同步的方式称为同步调制。在同步调制方式中, 控制信号频率和载波信号频率成比例变化, 因此载波比 N 不变。在调制信号半个周期内输出的脉冲数是固定的, 脉冲相位也不变。在三相 PWM 脉宽调制中, 通常公用一个载波信号。为确保脉宽调制波形严格对称和正负半波镜对称, 取载波比 N 为 3 的整数倍且为奇数。

图 7-15 示出了 $N=9$ 时的三相逆变器同步调制的输出电压波形图, 由图可见, 同步调制且当载波比是 3 的整数倍时, 逆变器输出相电压、线电压波形对称, 而且当载波比越高时, 逆变器输出电压越接近正弦波。

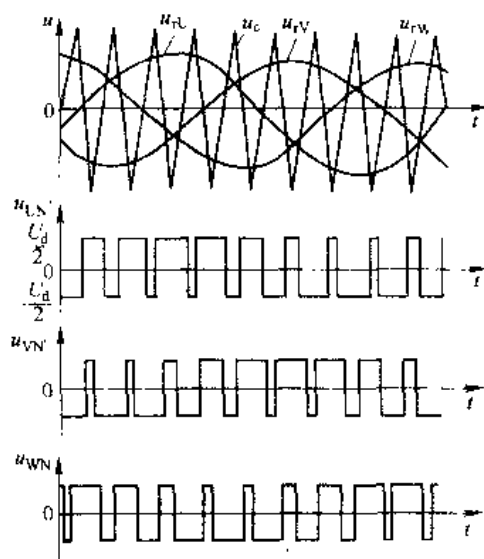


图 7-15 同步调制三相 PWM 波形

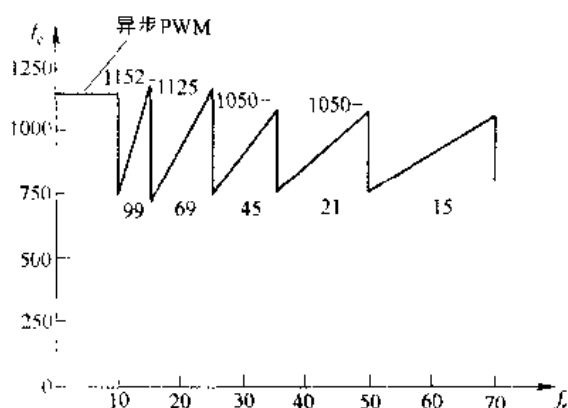


图 7-16 脉宽调制逆变器中“频比变化”原理图

当逆变器输出频率很低时,由于载波比 N 不变,低频时脉宽调制频率降低。当带电机负载时,将产生较大的转矩脉动和噪声。为克服这种缺点,通常采用分段调制方法。即把逆变器输出频率范围划分为若干个频段,每个频段内都保持载波比恒定,但不同的频段载波比不同。在功率器件允许的频率范围内,高频段载波比 N 相对较小,低频段载波比 N 较大。在不同的频段内仍保持 N 恒定,且是 3 的整数倍和奇数。这样,既克服了低频时的转矩脉动和噪音,又实现了同步调制。

图 7-16 示出了异步和分段同步调制载波比变化的原理图。图中,当控制信号频率 f_r 在 10Hz 以下时,采用异步调制方式; f_r 在 10Hz 以上时,采用分段同步调制方式。实际应用中这种调制方式使用较多。

同步调制比异步调制要复杂些,如使用微处理器实现同步调制也很容易。实际应用中,绝大多数 PWM 脉宽调制都是通过微处理器控制完成的。采用模拟方法进行 PWM 脉宽调制控制的很少。

7.3 微处理器控制的正弦波 SPWM 脉宽调制方法

前一节讲述的 PWM 脉宽调制基本原理中,是通过载波三角波信号和控制信号迭加产生 PWM 脉宽调制信号的,当控制信号为正弦波信号时,称为正弦波脉宽调制,通常以 SPWM 表示正弦波脉宽调制。SPWM 是 Sine Pulse Width Modulation 的缩写。实际应用中,可以用模拟电子电路组成三角波和正弦波生成电路,然后用比较器对上述两信号进行比较,在其两信号交点时刻触发功率开关器件,进行通断控制,就可以生成 SPWM 正弦波脉宽调制波形。用这种模拟电路产生三角波和正弦波,其缺点是模拟电路复杂,波形准确度差,难以实现高精度控制。使用微型计算机,利用软件编程方法来产生 SPWM 脉宽调制信号既精确又相对容易,因此,目前 SPWM 波形的生成和控制多使用微处理器来实现。本节介绍利用软件生成 SPWM 波形的几种控制算法。

7.3.1 自然采样法

按照正弦波脉宽调制的基本原理,在三角波和正弦波交点时刻控制功率开关器件的通断而生成 SPWM 正弦波脉宽调制波形的方法,称为自然采样法。使用这种方法要求能够准确地计算出三角波和正弦波的交点时刻。只有这样,才能准确地生成 SPWM 正弦波脉宽调制波形。

图 7-17 示出了 SPWM 正弦波脉宽调制波形。在图中,我们取三角波的相邻两个正峰值之间为一个周期,为简化计算,设三角波的峰值标么值为 1,则控制正弦波为

$$u_r = a \sin \omega_r t \quad (7-3)$$

式中, a 为调制度, $0 \leq a \leq 1$; ω_r 为正弦波控制信号的角频率。

从图 7-17 中可见,在三角波的一个周期 T_c 内,其下降段和上升段与控制正弦波各有一个交点,交点分别为 A 和 B 。把正弦波的上升过零点定为时间起始点,并设 A 点和 B 点所对应的时间分别为 t_A 和 t_B 。在同步调制方式中,是把控制正弦波

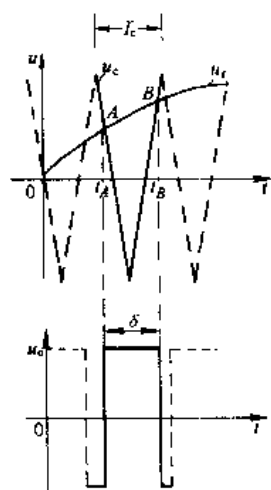


图 7-17 生成 SPWM 波形的自然采样法

的上升过零点和载波三角波的下降过零点重合，并把重合点定为起始零时刻。同时，把该点所在的三角波周期作为控制正弦波一个周期内的第一个三角波，则第 n 个周期三角波方程可表示如下：

$$u_c = \begin{cases} 1 - \frac{4}{T_c} [t - (n - \frac{5}{4})T_c] & (n - \frac{5}{4})T_c \leq t < (n - \frac{3}{4})T_c \\ -1 + \frac{4}{T_c} [t - (n - \frac{3}{4})T_c] & (n - \frac{3}{4})T_c \leq t < (n - \frac{1}{4})T_c \end{cases} \quad (7-4)$$

这样，如果将第 n 个时刻三角波和正弦波的交点时刻分别为 t_A 和 t_B ，令式 (7-3) 和式 (7-4) 相等，即

$$\begin{cases} 1 - \frac{4}{T_c} [t_A - (n - \frac{5}{4})T_c] = a \sin \omega_c t_A \\ -1 + \frac{4}{T_c} [t_B - (n - \frac{3}{4})T_c] = a \sin \omega_c t_B \end{cases} \quad (7-5)$$

则可求得一个调制周期内第 n 个三角波与控制正弦波的交点时刻 t_A 和 t_B ，而第 n 个脉冲宽度 δ 为

$$\delta = t_B - t_A \quad (7-6)$$

用微处理器实现 SPWM 脉宽调制时，脉宽调制程序编制成中断服务程序，先将载波三角波和调制正弦波制表存于 EPROM 中，在每次中断服务周期中，通过查表计算出 t_A 和 t_B ，通过输出口将脉宽调制信号输出。其中断服务程序框图如图 7-18 所示。

采用自然采样法进行脉宽调制，道理简单明了，但由于式 (7-5) 为超越方程，求解时要花费较多的时间，使用计算机进行脉宽调制时，实时性较差，因而实际中这种方法用得不多。

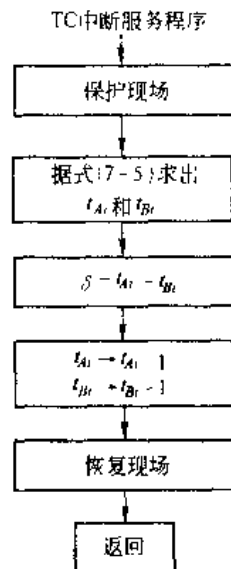


图 7-18 自然采样法 SPWM 脉宽调制程序框图

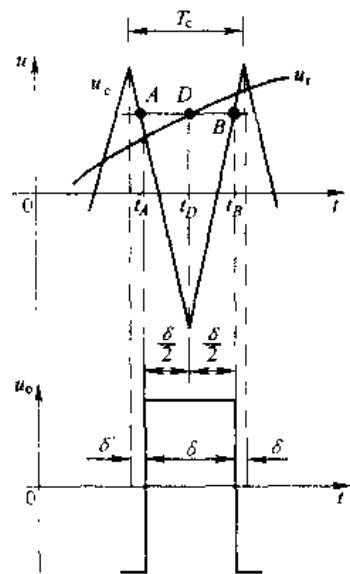


图 7-19 采用三角形载波的规则采样法

7.3.2 规则采样法

自然采样法是基于脉宽调制的基本原理而产生脉宽调制信号的一种方法。这种方法中,在载波三角波的每个周期中都将输出一个脉冲,但每个脉冲关于三角波中点(三角波峰点)是不对称的,因而加大了计算量。为简化计算量,将脉冲中点与三角波中点重合,即使每个脉冲关于三角波峰点左右对称,这将会使计算工作量大为减少。图 7-19 示出了这种调制的原理波形。图中,在三角波负峰值时刻 t_D 对正弦波采样,以该时刻的采样值过 D 点做一水平线,水平线与三角波的交点分别为 A 和 B , 对应的时刻分别为 t_A 和 t_B , 在 t_A 、 t_B 时刻控制功率开关器件的通断,可以得到这种规则调制下的脉冲。这种调制得到的脉冲同自然调制法得到的脉冲宽度非常接近,时间略有差异。由图 7-19 可得如下关系式

$$\frac{1 + a \sin \omega_c t_D}{\frac{\delta}{2}} = \frac{2}{\frac{T_c}{2}} \quad (7-7)$$

简化后得

$$\delta = \frac{T_c}{2} (1 + a \sin \omega_c t_D) \quad (7-8)$$

三角波一周期内,脉冲两边的间隙宽度 δ' 为

$$\delta' = \frac{1}{2} (T_c - \delta) = \frac{T_c}{4} (1 - a \sin \omega_c t_D) \quad (7-9)$$

对于三相桥式逆变器,应生成三相脉宽调制波形。一般情况下,载波三角波是公用的,三相控制正弦波依次相差 120° , 设在同一个三角波周期内三相调制脉冲宽度分别为 δ_u 、 δ_v 、 δ_w , 间隙宽度分别为 δ'_u 、 δ'_v 、 δ'_w , 则由式 (7-8) 可得

$$\delta_u + \delta_v + \delta_w = \frac{3}{2} T_c \quad (7-10)$$

由式 (7-9) 可得

$$\delta'_u + \delta'_v + \delta'_w = \frac{3}{4} T_c \quad (7-11)$$

利用式 (7-10) 和式 (7-11) 可以简化 SPWM 脉宽调制工作的计算量。用计算机实现规则采样法脉宽调制的程序框图如图 7-20 所示。

除上述两种方法外,还有其他 PWM 脉宽调制方法。如等面积法,就是在正弦波控制信号的一个周期,按照载波三角波的数目,产生相应的调制脉冲,并使每个脉冲的面积和对应三角波周期内的正弦波面积相等,以使输出 PWM 波形尽量接近正弦波。还有低次谐波消去法,这种调制方法是以消去 PWM 波形中某些主要低次谐波为目标。还有其他一些方法,具体采用哪种方法,应视具体情况而定。

以上 PWM 脉宽调制方法都属同步脉宽调制方法,也就是说上述调制方法的载波比 N 等于常数,而且载波三角波和控制正弦波具有同步的相位关系。由于异步调制时,载波比 N 随控制正弦波频率变化而变化,并且控制正弦波和载波三角波没有确定的相位关系,因而无法实现上述的调制关系。

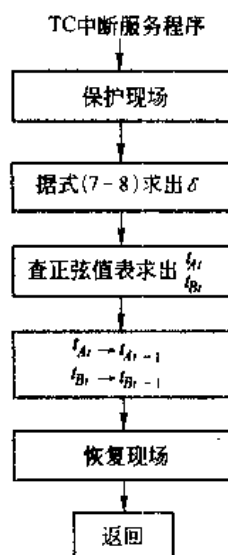


图 7-20 规则采样法脉宽调制程序框图

除用微机生成 SPWM 波形外,还有专门用来生成 SPWM 波形的大规模集成电路芯片。这种芯片也获得了广泛的应用。较早推出这类芯片的型号是 HEF4752,这种芯片可以输出三对互补的 SPWM 信号用来驱动三相桥式逆变器,从而实现交流电动机的变频调速。芯片的控制信号为数字量,可以方便地同微处理器接口。SLE4520 是另一种专用 SPWM 芯片,其开关频率和输出频率分别可达 20kHz 和 2.6kHz,有 3 个输出通道提供三相桥式逆变器 6 个 20mA 电流的驱动信号,可直接用来驱动 IGBT 逆变器。使用这种芯片,可简化硬件电路和软件设计,降低成本,提高可靠性。

7.4 PWM 脉宽调制的谐波分析

采用 PWM 脉宽调制技术可以使调制波形接近于控制电压波形,在逆变器中多采用正弦波脉宽调制,也就是 SPWM 脉宽调制。使用 SPWM 脉宽调制,逆变器的输出电压接近正弦波,但由于使用载波信号对控制正弦波进行调制,也产生了和载波信号有关的高次谐波分量。这些高次谐波的幅值多大、频率是多少,是衡量逆变器性能的重要指标,也是指导设计者如何采取有效的 PWM 控制技术,降低高次谐波,使逆变器输出尽量接近正弦的重要基础。由于实际应用中,多采用双极性 PWM 脉宽调制。因此,本节以双极性 PWM 脉宽调制为例进行谐波分析。

由于同步调制属于异步调制的特殊情况,因此只分析异步调制方式就可以了。采用异步调制时,不同频率和幅值的控制信号 u_r 得出的 PWM 调制结果是不同的,虽然某一个控制信号 u_r 下,逆变器的脉宽调制输出是一周期函数,可以采用傅里叶级数分析方法,分析其谐波情况,但对于不同频率和幅值的控制信号其 PWM 脉宽调制结果不具有共性。因此,这里以载波周期为基础进行分析,再利用贝塞尔函数可以推导出 PWM 脉宽调制波的傅里叶级数表达式,这一分析过程十分复杂,但其结果却十分简单而且直观。下面只引用其分析结果的离散频谱,从离散频谱图中,可以对 PWM 脉宽调制输出的谐波情况有较清楚的认识。

图 7-21 示出了单相桥式逆变器双极性 PWM 脉宽调制方式下不同调制度 a 时的输出电压的离散频谱图。其中所包含的谐波角频率为:

$$n\omega_c \pm k\omega_r \quad (7-12)$$

式中, $n=1, 3, 5, \dots$ 时, $k=0, 2, 4, \dots$; $n=2, 4, 6, \dots$ 时, $k=1, 3, 5, \dots$ 。

可以看出,其 PWM 波中不含有低次谐波,只含有角频率为 ω_c 及其附近的谐波,以及 $2\omega_c$ 、 $3\omega_c$ 等及其附近的谐波。在上述谐波中,幅值最高影响最大的是角频率为 ω_c 的谐波分量。

三相桥式 PWM 逆变电路可以每相各有一个载波信号,也可以三相公用一个载波信号。这

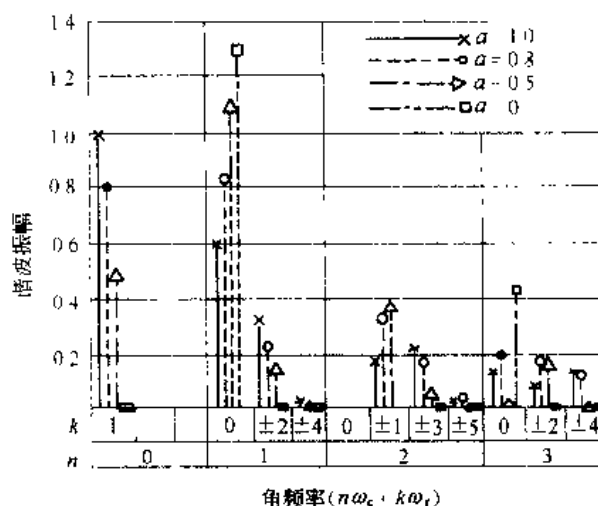


图 7-21 单相 PWM 桥式逆变电路输出电压频谱图

里只分析应用较多的公用载波信号时的情况。在其输出线电压中,所包含的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r \quad (7-13)$$

式中 $n=1, 3, 5, \dots$ 时, $k=3(2m-1) \pm 1, m=1, 2, \dots$;

$$n=2, 4, 6, \dots \text{时}, k = \begin{cases} 6m-1 & m=0, 1, \dots \\ 6m+1 & m=1, 2, \dots \end{cases}$$

图 7-22 给出了不同调制度 a 时的三相桥式 PWM 逆变电路输出线电压的频谱图。和图 7-21 单相电路时的情况相比较,共同点是都不含低次谐波,一个较显著的区别是载波角频率 ω_c 整数倍的谐波没有了,谐波中幅值较高的是 $\omega_c \pm 2\omega_r$ 和 $2\omega_c \pm \omega_r$ 。

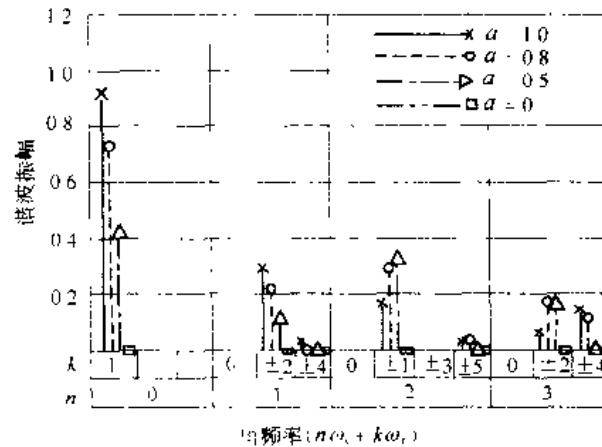


图 7-22 三相桥式 PWM 逆变电路输出线电压频谱图

上述分析都是在理想条件下进行的。在实际电路中,由于采样时刻的误差以及为避免同一相上下桥臂直通而设置的死区的影响,谐波的分布情况将更为复杂。一般来说,实际电路中的谐波含量比理想条件下要多一些,甚至还会出现少量的低次谐波。

从上述分析中可以看出,SPWM 波形中所含的谐波主要是角频率为 ω_c 、 $2\omega_c$ 及其附近的谐波。一般情况下 $\omega_c \gg \omega_r$, 所以 PWM 波形中所含的主要谐波的频率要比基波频率高得多,是很容易滤除的。载波频率越高,SPWM 波形中谐波频率就越高,所需滤波器的体积就越小。另外,一般的滤波器都有一定的带宽,如按载波频率设计滤波器,载波附近的谐波也可滤除。如滤波器设计为高通滤波器,且按载波角频率 ω_c 来设计,那么角频率为 $2\omega_c$ 、 $3\omega_c$ 等及其附近的谐波也就同时被滤除了。

当控制信号波不是正弦波,而是其他波形时,上述分析也有很大的参考价值。在这种情况下,对生成的 PWM 波形进行谐波分析后,可发现其谐波由两部分组成。一部分是对信号波本身进行谐波分析所得的结果,另一部分是由于信号波对载波的调制而产生的谐波。后者的谐波分布情况和前面对 SPWM 波所进行的谐波分析是一致的。

7.5 PWM 脉宽调制在变频器中的应用

变频器就是将工频交流电变为频率可变交流电的装置。实现这种变换有两种方式。一种是将工频交流电变为直流电,之后再将直流电逆变成频率可变的交流电,称这种变频

方式为间接变频方式；另一种是将工频交流电直接变为频率可变的交流电，这种变频方式称为直接变频方式。实际应用中，中、小容量场合多采用间接变频方式、低转速、大容量场合多采用直接变频方式。

众所周知，交流电动机（一般指交流笼型电动机）的几种调速方式中，以变频调速性能为最优。早期，由于静止变频器无法实现，而旋转机组变频又存在效率低、噪声大的缺点，因而交流电动机的变频调速只成为一种理论上的调速了。近年来，随着电力电子器件技术的发展和与先进控制技术的有效结合，静止变频器的生产已变成了现实。加之交流电动机调速市场的巨大需求，使静止变频器一出现就得到了迅猛的发展。目前，交流电动机变频调速领域正在迅速扩大，并正在冲击着直流电动机的应用场合。

PWM 脉宽调制型变频器使用全控型器件（如 GTR、GTO、MOSFET 和 IGBT 等），采用 PWM 脉宽调制技术组成的变频器，这种变频器电压型用得最多。是中小容量场合用量最大的一种变频器。

7.5.1 PWM 脉宽调制型变频器主电路

给交流异步电动机提供调压变频的电能变换部分，称为主电路。图 7-23 示出典型 PWM 电压型变频器主电路。它由四部分组成：整流器、中间平波环节、逆变器和能耗制动回路。

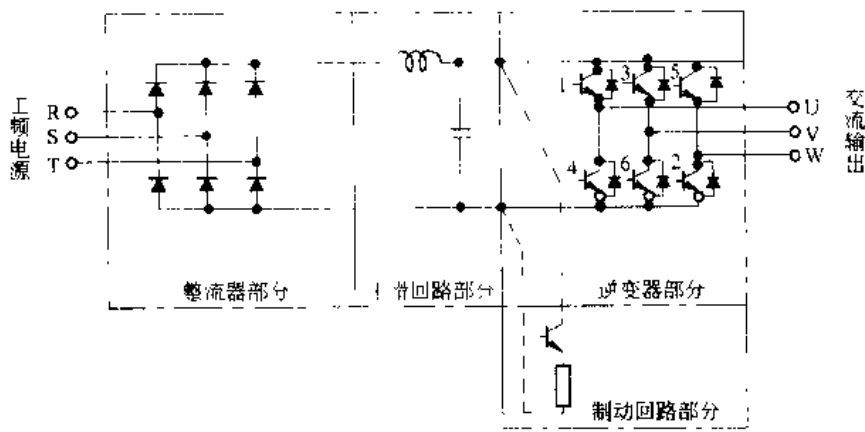


图 7-23 典型的电压型逆变器一例

7.5.1.1 整流器

将工频交流电变为直流电。由于整流器不需要调压，所以采用二极管整流方式，这有利于提高变频器功率因数和降低成本。

7.5.1.2 中间平波环节

整流器输出的直流电压中，含有 6 倍电源频率的脉动电压，此外，逆变器产生的脉动电流也使直流电压波动。为抑制电压波动，采用直流电抗和电容吸收脉动电压。一般装置容量较小时，如果电源和主电路构成器件有裕量时，可以省去直流电抗器而只用电容滤波。

7.5.1.3 逆变器

将直流电变为频率可变的交流电供给电机。交流电动机变频调速时，往往需要电压和

频率同时变化。由于整流器采用二极管整流，因此要求逆变器同时兼有调压变频功能。所以，这种逆变器使用全控型器件，采用 PWM 脉宽调制控制方式，实现了调压变频功能。

7.5.1.1 制动回路

由于电压型变频器直流电压极性固定和整流器的电流不能反向。交流异步电动机再生制动（转差率为负）时，转动系统的动能变成电能后将存于中间滤波环节的电容上，使直流电压升高。一般情况下，机械系统（含电动机）所积蓄的能量比电容贮存的能量大。快速制动时，为防止直流过压（电容贮能过高），可通过可逆变流器向电源反馈或设制动回路（开关和电阻）把再生能量消耗掉。将再生能量回送电网的变频器主电路如图 7-24 所示。

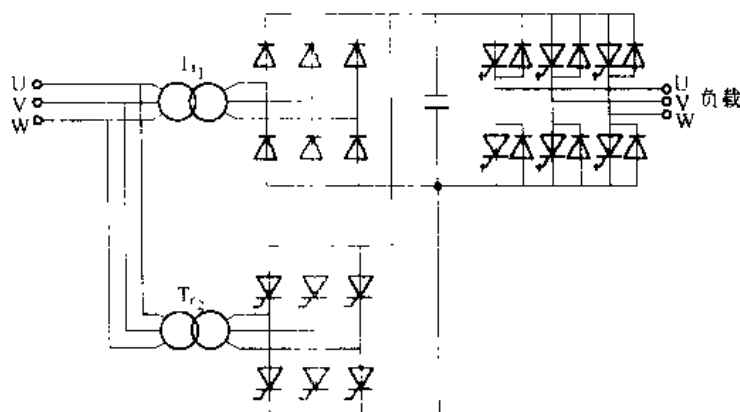


图 7-24 可以再生制动的变频电路

7.5.2 PWM 脉宽调制型变频器工作分析

PWM 脉宽调制型变频器多为电压型，一般也称为交-直-交电压型变频器。通过对逆变器的 GTR 施加控制完成相应的调压变频功能。由于接在同一相上的两只 GTR 驱动信号恰好反相，所以三相 PWM 脉宽调制波形中的每相经过倒相处理后，便可形成六只 GTR 的驱动信号。也就是说，当 U 相 PWM 脉宽调制信号高电平时，使 V_1 导通，低电平时则使 V_4 导通，其他两相情形相同。在确定载波三角波频率和某一调制正弦波频率下的脉宽调制波形、输出线电压波形和输出相电压波形如图 7-25 所示。由图可见，输出电压频率与调制正弦波频率相同，当调制正弦波频率高时，逆变器输出频率也高，反之亦然；逆变器的输出电压正比于调制正弦波的幅值，调制正弦波幅值高时，输出电压也大，反之亦然；载波三角波频率越高，一个周期内的脉冲数越多，输出电压越接近正弦波，但载波三角波的最高频率受功率开关器件最高频率的限制，不能无限制地增高。

7.5.3 PWM 脉宽调制开环控制

PWM 脉宽调制技术就是通过控制信号 u_r 与载波三角波 u_c 迭加而产生脉宽调制信号的。用脉宽调制信号去驱动主电路功率器件，就可以在主电路输出端得到预期的脉宽调制波形。而三角波 u_c 十分容易获得。实际应用中，控制信号多为正弦波，那么频率和幅值均

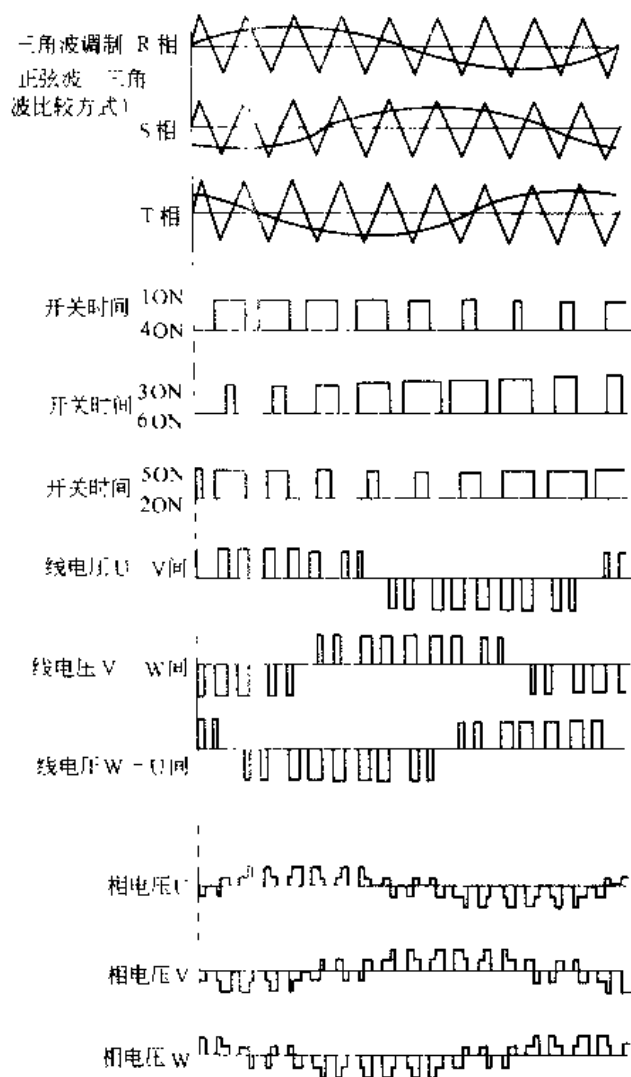


图 7-25 电压型逆变器的输出电压

可变的正弦波信号如何获得呢？由交流电动机理论可知，交流电动机的空间旋转磁场由定子互差 120° 的三相供电电压产生。以 a 表示空间旋转算子，即 $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ，由交流电动机空间矢量理论（在交流调速系统中讲授）可得定子空间电流矢量为：

$$\mathbf{i} = \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (7-14)$$

定子电压空间矢量为：

$$\mathbf{u} = \frac{2}{3} (u_a + a u_b + a^2 u_c) \quad (7-15)$$

式中交流电动机各相电压为：

$$\begin{aligned} u_a &= \operatorname{Re}\{\mathbf{u} e^{j\omega t}\} \\ u_b &= \operatorname{Re}\{a^2 \mathbf{u} e^{j\omega t}\} \\ u_c &= \operatorname{Re}\{a \mathbf{u} e^{j\omega t}\} \end{aligned} \quad (7-16)$$

定子空间电压矢量也可以表示为：

$$u = u e^{j\omega t} \tag{7-17}$$

这样就可以根据式 (7-6) 将空间矢量 u 变为三相正弦控制电压。

PWM 脉宽调制开环控制就是以交流电动机定子空间电压矢量 u 作为输入信号产生三相 PWM 脉宽调制的控制正弦波电压。PWM 脉宽调制开环控制的原理框图如图 7-26 所示。在图 7-26 中，三相的每相中使用单独的 PWM 脉宽调制器，其载波三角波 u_c 是公共的，每相的控制正弦波由空间矢量电压 u 经变换产生，每相的控制正弦波与公共的三角波叠加产生每相的 PWM 脉宽调制信号，其脉宽调制的波形如图 7-27 所示。带电动机负载时，逆变器输出相电压和相电流的示波器测试图如图 7-28 所示。由图 7-28 可见，实际输出的相电压、相电流波形与正弦波有一定的差异。

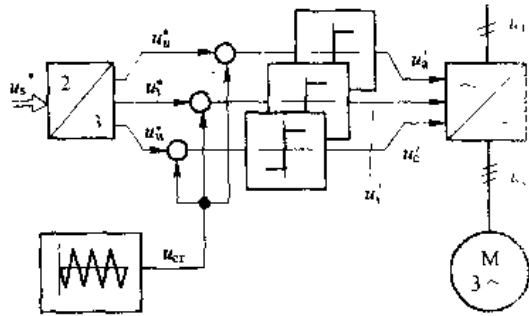


图 7-26 次振荡法的信号流图

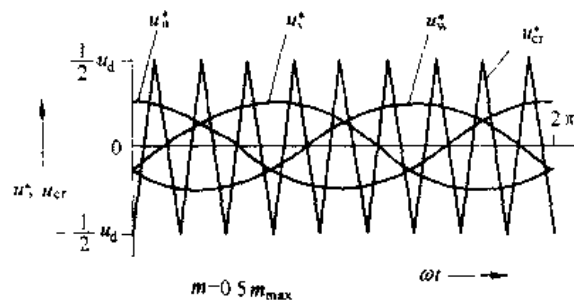


图 7-27 三相 PWM 脉宽调制波形

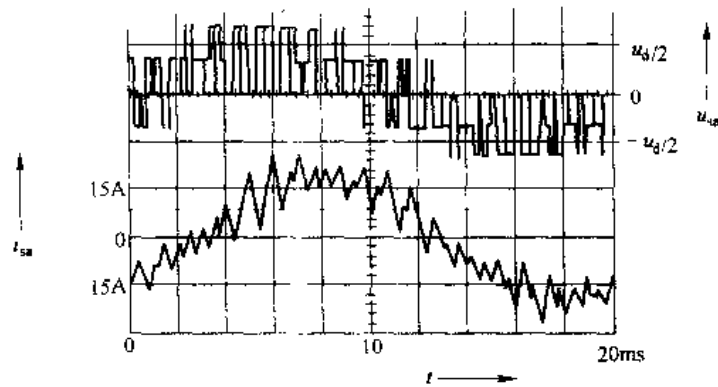


图 7-28 带电动机负载下电压电流波形

7.5.4 PWM 脉宽调制闭环控制

PWM 脉宽调制闭环控制是在闭环控制回路内产生 PWM 脉宽调制信号，反馈信号可以是定子电流矢量，也可以是定子磁通矢量。定子电流和定子磁通都是可以通过观测和测量获得的，以这些量作为反馈量形成闭环控制，可以使系统响应加快、很好地补偿脉冲丢失和开关延迟等非线性影响。

图 7-29 是以定子电流为反馈量的闭环 PWM 脉宽调制控制系统。该系统中的空间电压矢量是由空间电流矢量的偏差经 PI 调节器运算获得，因此系统定子电流具有很好的控制和

随动性能、如果将电动机反电势作为电流环的扰动，由于PI调节器积分的作用，可以很好地克服反电势扰动。同时由于电流的闭环控制作用，可以很好地克服脉冲不稳、丢失脉冲和其他非线性因素等影响。

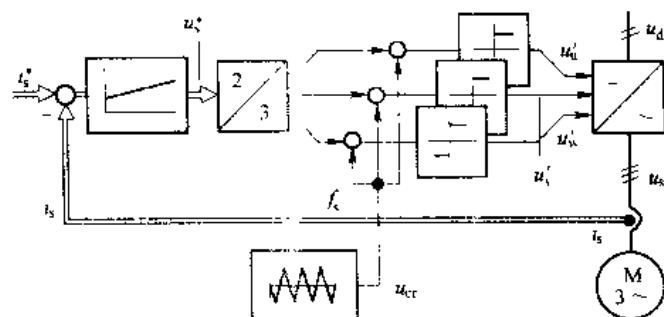


图 7-29 次振荡电流控制，信号流程图

7.5.5 PWM 脉宽调制型变频器带电动机运行

7.5.5.1 可逆实现

众所周知，交流电动机的正反转是通过改变其三相供电电压相序实现的。在有触点控制中，通过正、反转接触器改变电机供电相序而实现正反转的。在变频器供电时，由图 7-25 可见，只要改变调制正弦波的相序就可以改变输出电压相序，从而达到改变电机转向的目的。由于在控制电路中实现相序改变，所以，这种可逆控制的可靠性高，实现起来也方便。也是变频器供电的优点之一。

7.5.5.2 四象限运行

图 7-30 为采用 PWM 脉宽调制型变频器对交流异步电动机时的四象限运行图。在 I、

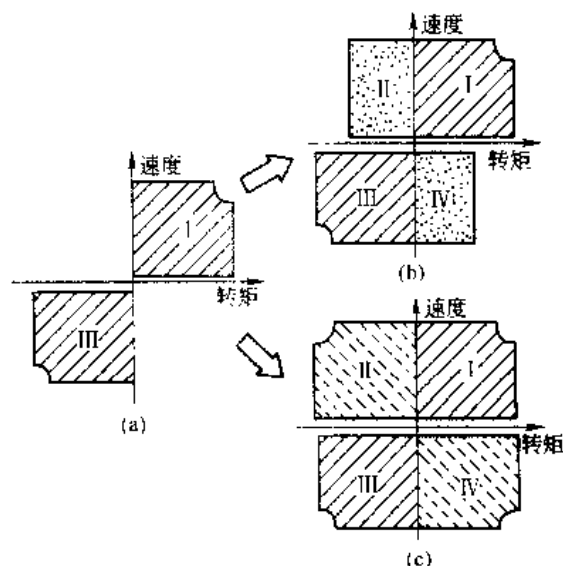


图 7-30 采用电压型逆变器的四象限运转

(a) 为不可逆变频器时；(b) 带制动回路时；

(c) 为可逆变频器时

Ⅲ象限异步电动机的电磁转矩方向与转速方向一致，电动机工作在电动状态。Ⅰ象限是电机正向电动工作区，Ⅱ象限是电机反向电动工作区。在Ⅱ、Ⅳ象限中，电机电磁转矩方向与旋转方向相反，为再生制动状态。Ⅱ象限为正向再生制动工作区，Ⅳ象限为反向再生制动工作区。图 7-30 (a) 为电动运转，只需由电源向电机供出功率而无需功率反送情况；图 7-30 (b) 为减速时需要制动的情况，加入制动回路，以使电机能在Ⅱ、Ⅳ象限工作于制动状态；图 7-30 (c) 为需要快速加减速和频繁加减速情况，例如电梯负载，或以制动为主要工作目的场合，应采用可逆变流器，进行快速能量回送，实现快速Ⅰ~Ⅳ的四象限运转。

习 题

7-1 什么是自关断器件，自关断器件在变频电路中的优点是什么，常用的自关断器件有哪几种，其各自的特点是什么？

7-2 试说明 PWM 控制的基本原理

7-3 单极性和双极性 PWM 脉宽调制有什么区别，在三相桥式 PWM 型逆变电路中，输出相电压（输出端相对于直流电源中点的电压）和线电压 SPWM 波形各有几种电平？

7-4 什么叫异步调制，什么叫同步调制，分段同步调制的优点是什么？

7-5 什么是 SPWM 波形的规则采样法，和自然采样法相比，规则采样法有什么优点？

7-6 单相和三相 PWM 逆路中，所含主要谐波的频率是多少？

8 直流斩波电路

直流斩波就是将直流电压变换成固定的或可调的直流电压,也称为 DC/DC 变换。直流斩波技术广泛应用于无轨电车、有轨电车、地铁列车、蓄电池供电的机车车辆的无级变速以及 80 年代兴起的电动汽车的调速及控制,由于上述供电均是固定直流电压供电,采用直流斩波技术,可使上述各种车辆的控制更加先进灵活,尤其是加减速过程更加平稳,运行更加快捷高效,由直流斩波器实现调压调速代替老式的变电阻调速可节约电能达 20%~30%。使用直流斩波技术,不仅可以实现调压的功能,而且还可以达到改善网侧谐波和提高功率因数的目的。直流斩波技术主要应用于已具有直流电源需要调节直流电压的场合。

本章重点介绍基本斩波电路、降压斩波电路、升压斩波电路、升降压斩波电路和直流斩波电路的应用。

8.1 基本斩波电路的工作原理

8.1.1 降压斩波电路基本原理

最基本的直流斩波电路如图 8-1 (a) 所示,负载为纯电阻 R 。当开关 S 闭合时,负载电压 $u_o = U_d$,并持续时间 t_{on} ;当开关 S 断开时,负载上电压 $u_o = 0V$,并持续时间 t_{off} 。则 $T = t_{on} + t_{off}$ 为斩波电路的工作周期,斩波器的输出电压波形如图 8-1 (b) 所示。若定义斩波器的占空比 $k = \frac{t_{on}}{T}$,则由波形图上可得输出电压的平均值为:

$$U_o = \frac{1}{T} \int_0^T u_o dt = \frac{t_{on}}{T} U_d = k U_d \quad (8-1)$$

其输出直流电压的有效值为:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_o^2 dt} = \sqrt{k} U_d \quad (8-2)$$

若忽略开关 S 的开关损耗,则输入功率 P_i 应与输出功率相等,即

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^T u_o i dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u_o^2}{R} dt = k \frac{U_d^2}{R} \quad (8-3)$$

从直流电源侧看的等效电阻 R 为

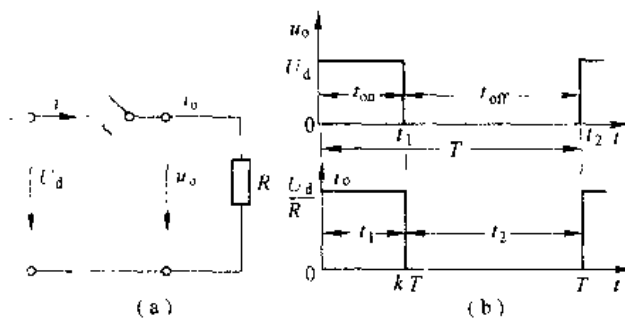


图 8-1 基本的降压斩波电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形 (R 负载)

$$R_o = \frac{U_d}{I_d} = \frac{U_d}{kU_d} = \frac{R}{K} \quad (8-4)$$

由式(8-1)可知,当占空比 k 由0变到1时,输出电压平均值从0变到 U_d ,其等值电阻也随 k 而变化。

由式(8-1)可知,调节斩波器直流电压(也就是占空比 k)有下述三种方法。

(1) 保持工作周期不变,调节开关接通时间 t_{on} ,称为脉宽调制(Pulse Width Modulation),简称PWM调制。

(2) 保持开关接通时间 t_{on} 不变,改变工作周期 T ,称为频率调制或调频型。

(3) 开关接通时间 t_{on} 和工作周期 T 都可调,使占空比改变,称为混合型。

实际应用中,以第1种方法为最多

当负载为感性负载时,应采用图8-2所示电路,图8-1和图8-2均是降压斩波电路,也就是负载上只可以得到小于或等于 U_d 的电压,不可以获得高于 U_d 的电压。

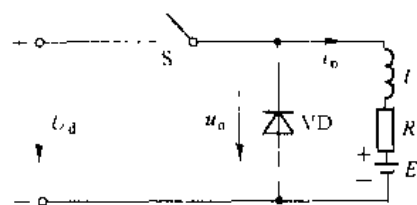


图 8-2 带感性负载的斩波电路

8.1.2 升压斩波电路的基本原理

最基本的升压斩波电路如图8-3(a)所示,在开关S接通的 t_{on} 时间内,直流电压 U_d 加于电感 L 两端,电感 L 中的电流按直线上升,直流电能变为磁能存于电感中。在开关S断开的 t_{off} 时间内,储存在电感中的磁能通过二极管 D_1 转换到负载中去,电感中的电流下降。在一个周期中通过电感中的电流波形如图8-3(b)所示。

在 t_{on} 时间内,开关S接通,则有

$$u_1 = U_d = L \frac{di}{dt}$$

对上式进行积分,得电感上电流在 t_{on} 时间内的变化量为:

$$\Delta I = \frac{U_d}{L} t_{on} \quad (8-5)$$

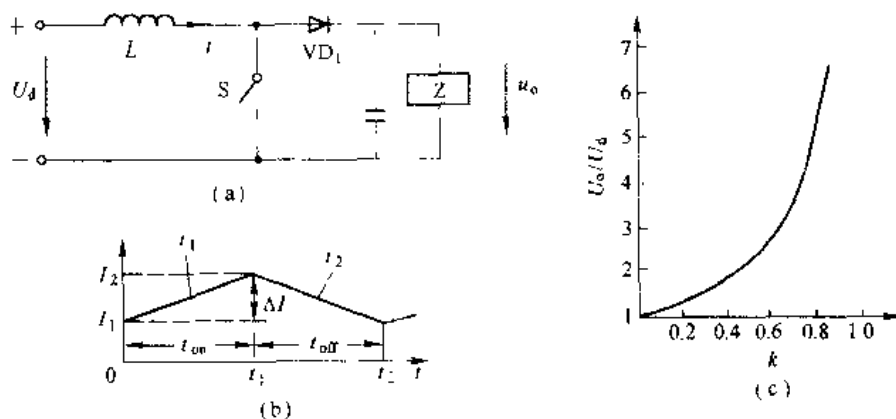


图 8-3 基本的升压斩波电路

(a) 电路, (b) 波形, (c) 输出特性

在 t_{off} 时间内, 开关 S 断开, 假设电容 C 的容量很大, 负载电压 U_o 保持不变, 则有

$$(U_o - U_d)t_{\text{off}} = L\Delta I$$

$$\Delta I = \frac{U_o - U_d}{L}t_{\text{off}}$$

将上式代入式 (8-5), 有

$$U_o = \frac{U_d}{1-k} \quad (8-6)$$

由式 (8-6) 可知, 随着占空比 k 的变化, 负载电压可在 U_d 及以上的范围变化, 当 $k=0$ 时, $U_o=U_d$; 当 $0 < k < 1$ 时, U_o 在 U_d 以上变化, 当 k 接近 1 时, 负载电压 U_o 将很高。图 8-3 (c) 示出了 U_o/U_d 随 k 的变化曲线。

利用升压斩波电路可以实现两个直流电压源之间的能量交换, 如图 8-4 (a) 所示。该电路有两种工作模式, 其等值电路如图 8-4 (b) 所示。

$t=0$ 时刻, 开关 S 接通, 则有

$$U = L \frac{di}{dt}$$

$$i = \frac{U}{L}t + I_1 \quad (8-7)$$

式 (8-7) 中, I_1 为 $t=0$ 时刻的初始电流, $0 \sim t_{\text{on}}$ 时间内, 电感 L 中电流必须上升, 故要求

$$\frac{di}{dt} > 0 \text{ 或 } U > 0 \quad (8-8)$$

$t=t_{\text{on}}$ 时刻, 开关 S 断开, 则有

$$U_d = L \frac{di_2}{dt} + E_M$$

$$i_2 = \frac{U_d - E_M}{L}t + I_2 \quad (8-9)$$

式 (8-9) 中, I_2 为 $t=kT$ 时刻的初始电流, 在 t_{off} 时间内, 电感中电流必须下降, 故要求

$$\frac{di_2}{dt} < 0 \text{ 或 } U_d < E \quad (8-10)$$

若式 (8-10) 不被满足, 电流将继续上升, 直至这一工作过程招致破坏。综合式 (8-8) 和式 (8-10) 的条件为

$$0 < U_d < E \quad (8-11)$$

式 (8-11) 表示, 若 E 为固定的直流电源, U_d 为不断下降的直流电动机的反电势, 则通过适当地控制, 就能把直流电动机的机械能变成电能反馈到固定的直流电源, 实现直流电动机的再生制动。

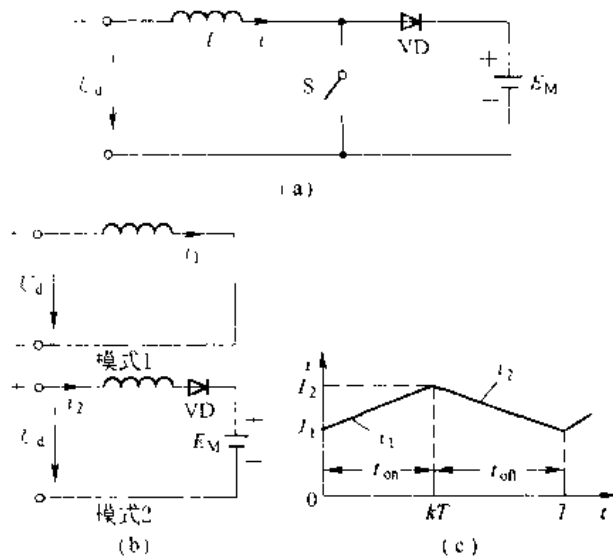


图 8-4 能量传输原理说明

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

8.2 降压斩波电路

8.2.1 降压斩波电路的工作原理

降压斩波电路 (Buck Chopper) 也称 Buck 斩波电路, 其输出电压平均值总是小于输入电压 U_d 。其原理电路如图 8-5 (a) 所示。图中, U_d 为固定电压的直流电源, V 为全控型器件 IGBT, L 、 R 、 E_M 为负载, VD 是续流二极管。由于斩波电路负载多为直流电动机或蓄电池, 因此以 R 、 L 、 E 作为负载具有共性, 当无反电势负载时, 只需令 $E_M=0$, 因而这种分析结果也具有普遍代表性。图 8-5 (b) 中, 全控型器件 IGBT 的栅极驱动电压为周期方波, 采用脉冲宽度调制控制方式, 即工作周期 T 不变, IGBT 开断时间可调。具体工作过程如下:

$t=0$ 时刻, 驱动 V 导通, 电源 U_d 向负载供电, 忽略 V 的导通压降, 负载电压 $u_o=U_d$ 。负载电流按指数规律上升。

$t=t_1$ 时刻, 撤去 V 的驱动使其关断, 因感性负载电流不能跃变, 负载电流通过续流二极管 VD 续流, 忽略 VD 导通压降, 负载电压 $u_o=0V$ 。负载电流按指数规律下降。为使负载电流连续且脉动小, 一般需串联较大的电感 L , L 也称为平波电感。

$t=t_2$ 时刻, 再次驱动 V 导通, 重复上述工作过程。当电路进入稳定工作状态时, 负载电流在一个周期内的起始值和终了值相等, 即 $i(0)=i(t_2)$ 。图 8-5 (b) 中的电流波形为稳态工作过程的电流波形。由图 8-5 (b) 可知, 负载电压的平均值为

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} U_d = \frac{t_{on}}{T} U_d = k U_d \quad (8-12)$$

式 (8-12) 中, t_{on} 为 V 的一周期内导通时间; t_{off} 为 V 的一周期内关断时间; T 为工作周期; k 为工作比, 也称占空比。由式 (8-12) 可见, 占空比 k 由 $0 \sim 1$ 间变化, 负载电压 U_o 在 0 到 U_d 间变化, 不会超过 U_d , 所以称为降压斩波电路。而负载平均电流为

$$I_o = \frac{U_o - E_M}{R} \quad (8-13)$$

当平波电感 L 较小时, 在 V 关断后, 未到 t_2 时刻, 负载电流已经降至零, 负载电流发

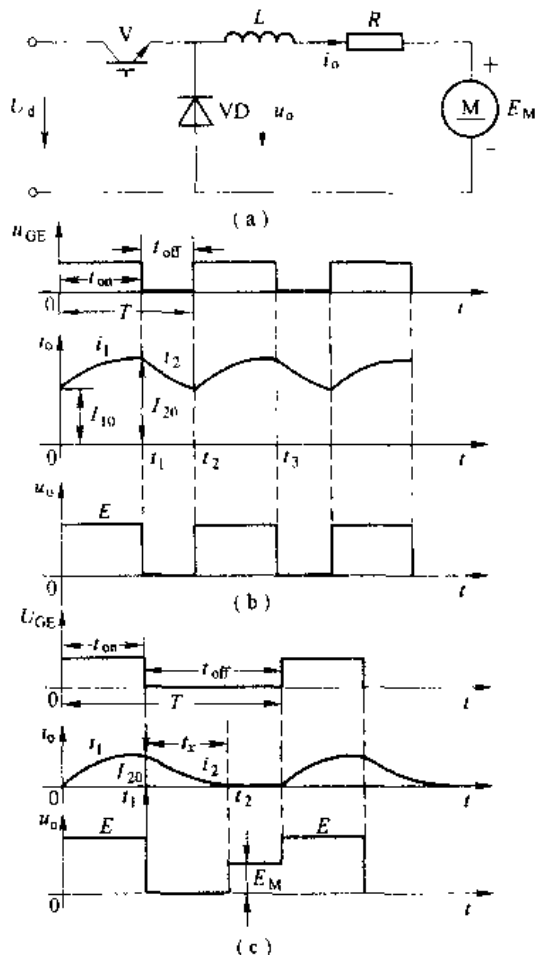


图 8-5 降压斩波电路的原理图及波形

(a) 电路图; (b) 电流连续时的波形;

(c) 电流断续时的波形

生断续。负载电流断续时，其波形如图 8-5 (c) 所示。由图可见，负载电流断续期间，负载电压 $u_a = E_M$ 。因此，负载电流断续时，负载平均电压 U_a 升高，带直流电动机负载时，特性变软，是我们所不希望的。所以在选择平波电感 L 时，要确保电流断续点躲过电动机的正常工作区域。

8.2.2 工作过程分析

为详细分析斩波过程，使用解析方法对斩波过程分析如下。在 V 处于导通期间，设负载电流为 i_1 ，则回路电压方程如下

$$L \frac{di_1}{dt} + i_1 R - E_M = U_d \quad (8-14)$$

设 $t=0$ 时刻初始电流为 I_{10} ， $\tau = \frac{L}{R}$ ，解上式得

$$i_1 = I_{10} e^{-\frac{t}{\tau}} + \left(\frac{U_d - E_M}{R} \right) (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (8-15)$$

而在 V 处于关断时间，设负载电流为 i_2 ，回路电压方程如下

$$L \frac{di_2}{dt} + i_2 R + E_M = 0 \quad (8-16)$$

设 t_1 时刻初始电流为 I_{20} ，解上式得

$$i_2 = I_{20} e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau}} - \frac{E_M}{R} (1 - e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau}}) \quad (8-17)$$

当斩波过程进入稳态后，有

$$\begin{aligned} I_{10} &= i_2(t_1) \\ I_{20} &= i_1(t) \end{aligned} \quad (8-18)$$

也就是 V 进入导通时的初始电流等于关断末了的电流。反之， V 进入关断时的初始电流等于 V 导通时的末了电流。

由式 (8-15)、式 (8-17) 和式 (8-18) 解得

$$I_{10} = \left\{ \frac{e^{-\frac{t_1}{\tau}} - 1}{e^{-\frac{t_1}{\tau}} - 1} \right\} \frac{U_d - E_M}{R} \quad (8-19)$$

$$I_{20} = \left[\frac{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}} \right] \frac{U_d - E_M}{R} \quad (8-20)$$

令 $\rho = \frac{T}{\tau}$ ； $m = \frac{E_M}{U_d}$ ； $\frac{t_1}{\tau} = \left(\frac{t_1}{T} \right) \left(\frac{T}{\tau} \right) = k \cdot \rho$ ，则

$$I_{10} = \left[\frac{e^{-k\rho} - 1}{e^{-k\rho} - 1} \right] \frac{U_d}{R} \quad (8-21)$$

$$I_{20} = \left[\frac{1 - e^{-k\rho}}{1 - e^{-k\rho}} \right] \frac{U_d}{R} \quad (8-22)$$

由图 8-5 (b) 可知， I_{10} 和 I_{20} 分别是负载电流的最小值和最大值。

将式 (8-21) 和式 (8-22) 按泰勒级数展开并近似保留前两项，有

$$I_{10} \approx I_{20} \approx \frac{(k - m)U_d}{R} = \frac{kU_d - E_M}{R} = I_o \quad (8-23)$$

式 (8-23) 表明, 当平波电感足够大时, 负载电流接近平直, 故负载电流最大值、最小值等于平均值。

8.2.3 斩波过程的能量关系

斩波过程中, 由于平波电感足够大, 负载电流近似为平直。而电源 U_d 供出能量只在 V 导通期间, 其能量为 $U_d I_o t_{on}$ 。负载在整个斩波过程中, 都在吸收能量, 其吸收能量为 $I_o^2 RT + E_M I_o T$ 。一个工作周期中, 若忽略电路中的其他损耗, 则电源 U_d 供出能量与负载吸收能量相等, 即

$$U_d I_o t_{on} = I_o^2 RT + E_M I_o T$$

$$\text{则} \quad I_o = \frac{kU_d}{R} - \frac{E_M}{R} \quad (8-24)$$

上式与式 (8-13) 结论一致。

8.3 升压斩波电路

升压斩波电路 (Boost Chopper), 也称 Boost 电路。其输出电压的平均值将在电源电压 U_d 以上范围变化。升压斩波电路如图 8-11 (a) 所示。为简化分析, 假设电感 L 足够大, 电容 C 的容量足够大。

$t=0$ 时刻, 驱动 V 使其导通, 因忽略 V 的导通压降, 则 $U_d = L \frac{di}{dt}$, 因 U_d 是固定直流电压, 所以电流 i 按直线规律上升, 且有

$$U_d = L \frac{di}{dt} = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (8-25)$$

$$t_{on} = L \frac{\Delta I}{U_d} \quad (8-26)$$

$t=t_1$ 时刻, 撤去 V 的驱动使其关断, 因电感 L 足够大, 电流 i 由 I_2 近似按线性规律下降, 到 $t=t_2$ 时刻下降到 I_1 , 因电容 C 足够大, U_o 近似不变则

$$U_o - U_d = L \frac{I_2 - I_1}{t_{off}} = L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad (8-27)$$

$$t_{off} = L \frac{\Delta I}{U_o - U_d} \quad (8-28)$$

由式 (8-25) 和式 (8-27) 可得

$$\Delta I = \frac{U_d t_{on}}{L} = \frac{(U_o - U_d) t_{off}}{L} \quad (8-29)$$

将 $t_{on} = kT$ 、 $t_{off} = (1-k)T$ 代入上式得

$$U_o = \frac{U_d}{1-k} \quad (8-30)$$

由式 (8-30) 可知, 升压斩波电路当占空比 k 由 0 趋向 1 时, 输出电压 U_o 从 U_d 变到足够大。

同理可得

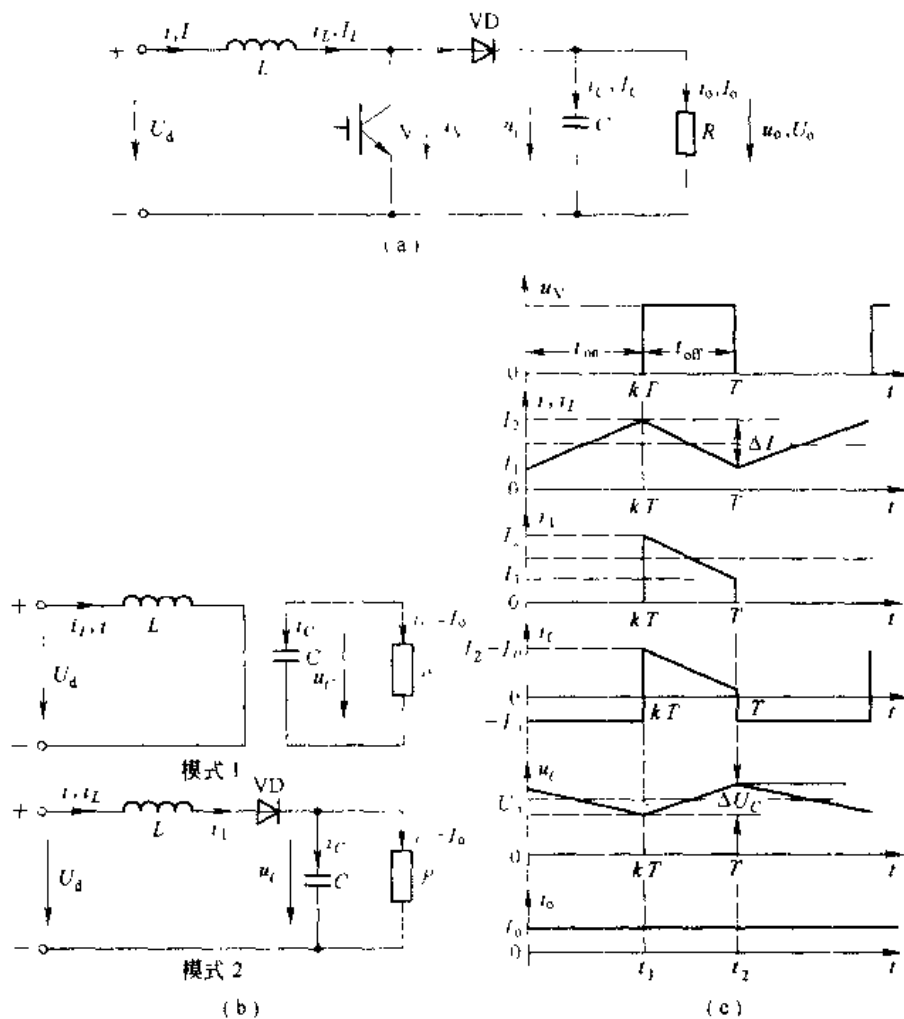


图 8-6 Boost 电路及其波形
(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

$$I = \frac{I_o}{1 - k} \quad (8-31)$$

$$T = \frac{\Delta I \cdot L \cdot U_o}{U_d(U_o - U_d)} \quad (8-32)$$

$$\Delta I = \frac{U_d(U_o - U_d)T}{L U_o} \quad (8-33)$$

$$\Delta I = \frac{U_d k T}{L} \quad (8-34)$$

升压斩波电路之所以能使输出电压高于电源电压, 一是 L 储能之后具有使电压泵升的作用, 二是电容 C 可使输出电压保持住。在上述分析中, 认为 V 处于导通期间因电容 C 的作用使得输出电压 U_o 不变, 但实际电路中, C 不可能无限大, 电容 C 要对负载放电, 电压必然会有所下降, 因此实际输出电压要略低于式 (8-30) 的理论计算值。不过电容 C 容量越大, 实际输出与理论计算误差越小。

若忽略电路中的损耗, 则由电源供出的能量等于负载吸收的能量, 则有

$$I_d I_o = U_o I_o \quad (8-35)$$

负载电流为

$$I_o = \frac{U_o}{R} = \frac{1}{1-k} \frac{U_d}{R} \quad (8-36)$$

电源供出电流为

$$I = \frac{U_d I_o}{U_i} = \frac{1}{(1-k)^2} \frac{U_d}{R} \quad (8-37)$$

8.4 升降压斩波电路

8.4.1 升降压斩波电路

升降压斩波电路 (Boost-Buck Chopper) 如图 8-7 所示, 其输出电压既可以小于电源电压, 也可以大于电源电压, 但输出电压与输入电压极性相反。电路分析时假设电感 L 足够大, 电容 C 足够大且 U_o 几乎不变。

$t=0$ 时刻, 驱动 V 使其导通, 二极管 VD 受反压不通, 输入电流 i 经电感 L 回路流通, 若忽略 V 的导通压降, $U_d = L \frac{di}{dt}$, i 从 $t=0$ 时刻的 I_1 直线增加到 $t=t_1$ 时刻的 I_2 , 见图 8-7 (c)。则有

$$U_d = L \frac{di}{dt} = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = L \frac{\Delta I}{t_{on}} \quad (8-38)$$

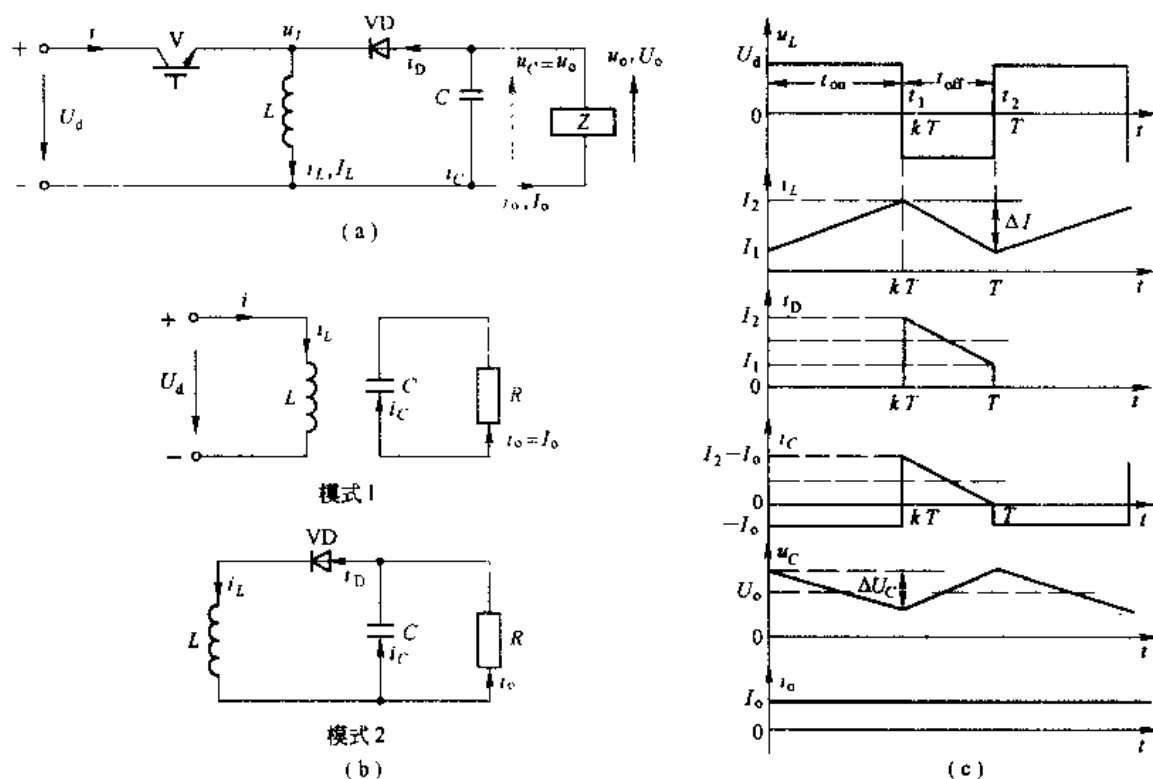


图 8-7 Buck-Boost 电路及其波形

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

$$t_{\text{on}} = L \frac{\Delta I}{U_c} \quad (8-39)$$

$t=t_1$ 时刻撤去 V 驱动使其关断, 电感中的电流通过负载和电容 C 流动, 电流方向如图 8-7 (b) 所示, 负载电压上负下正, 与电源极性相反。若电感 L 足够大, 电感放电期间电流几乎按线性下降, 由 t_1 时刻的 I_2 下降到 t_2 时刻的 I 。同时因电容 C 足够大, U_c 近似不变, 则有

$$U_c = -L \frac{\Delta I}{t_{\text{off}}} \quad (8-40)$$

$$t_{\text{off}} = -L \frac{\Delta I}{U_c} \quad (8-41)$$

由式 (8-38) 和式 (8-40) 求得

$$\Delta I = \frac{U_c t_{\text{on}}}{L} = \frac{U_c t_{\text{off}}}{L} \quad (8-42)$$

将 $t_{\text{on}} = kT$, $t_{\text{off}} = (1-k)T$ 代入上式得

$$U_c = \frac{k}{1-k} U_d \quad (8-43)$$

由式 (8-43) 可知, 改变 k , 输出电压既可以高于电源电压, 也可以低于电源电压。当 $0 < k < \frac{1}{2}$ 时, 输出电压 U_c 在 $0 \sim U_d$ 间变化, 为降压; 当 $\frac{1}{2} < k < 1$ 时, 输出电压 U_c 在 $U_c \sim \infty$ 间变化, 为升压。

8.4.2 C_{uk} 斩波电路

C_{uk} 斩波电路也是升降压斩波电路, 原理电路图如图 8-8 所示, 其输出电压在 $0 \sim U_d$ 和 U_d 到很高的范围内变化, 而且输出电压极性与输入电压极性相反。

$t=0$ 时刻, 驱动 V 使其导通, 电感 L_1 中的电流线性增加 (从 $t=0$ 时刻的 $I_{L_{11}}$ 到 $t=t_1$ 时刻的 $I_{L_{12}}$), 在 $0 \sim t_1$ 时间内, 在 $U_d - L_1 - V$ 回路中有

$$U_d = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = L_1 \frac{I_{L_{12}} - I_{L_{11}}}{t_{\text{on}}} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_{\text{on}}} \quad (8-44)$$

$$t_{\text{on}} = L_1 \frac{\Delta I_1}{U_d} \quad (8-45)$$

其中 $\Delta I_1 = I_{L_{12}} - I_{L_{11}}$ 。

同样在 $0 \sim t_1$ 期间, 电容 C_1 上电压极性为左正右负, 使二极管 VD 受反压而关断, 电容 C_1 经 $V - C_1$ 与负载并联 $-L_2$ 回路放电, 负载获得下正上负极性电压。由图 8-8 (b) 可见, 全控型器件 V 与二极管交互导通, 即 V 导通, VD 截止; V 关断, VD 导通。

$t=t_1$ 时刻, 撤去 V 驱动使其关断, 电源 U_d 回路为 $U_d - L_1 - C_1 - VD$ 向电容 C_1 充电, 电感 L_1 中的电流 i_{L_1} 下降 (相当于 LC 振荡电路中的电流由最大值下降), 若假定 i_{L_1} 下降过程近似线性变化 (由 t_1 时刻的 $I_{L_{12}}$ 到 t_2 时刻的 $I_{L_{11}}$), 则有

$$U_d - U_{C_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_{\text{off}}} \quad (8-46)$$

$$t_{\text{off}} = L_1 \frac{\Delta I_1}{U_d - U_{C_1}} \quad (8-47)$$

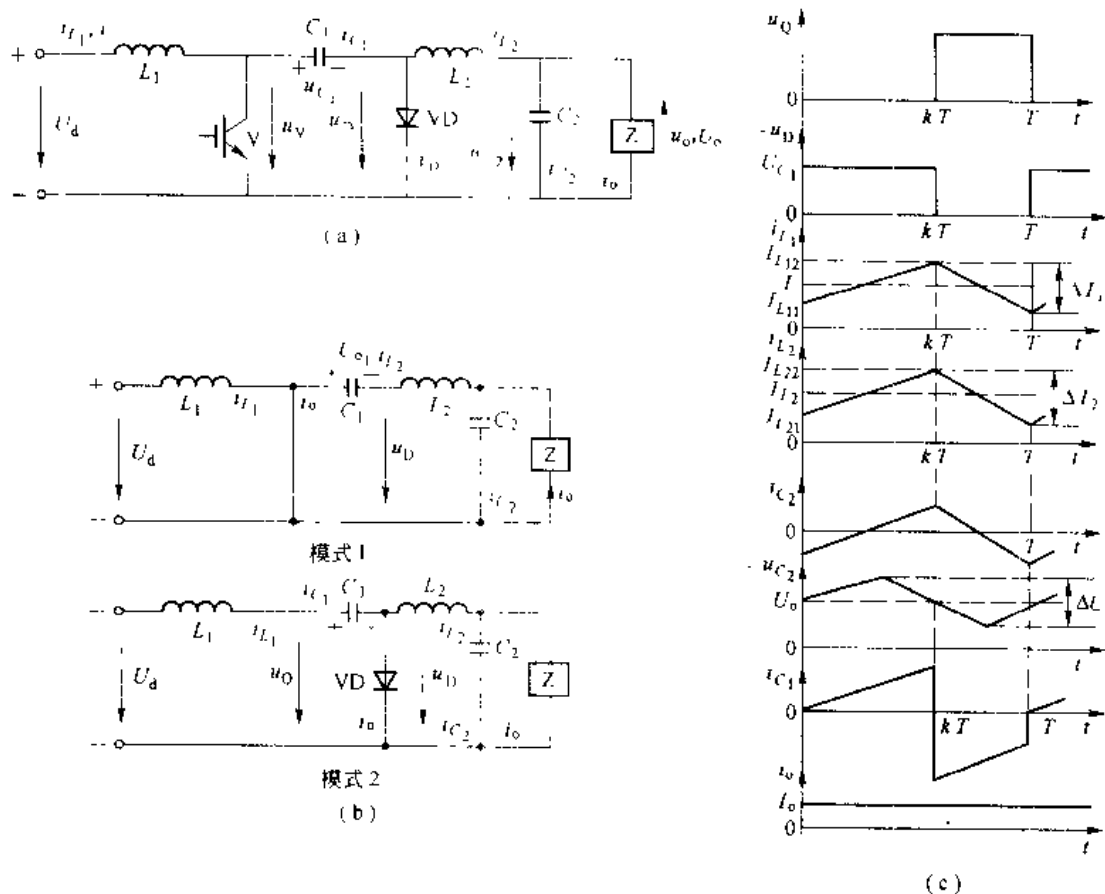


图 8-8 Cuk 电路及其波形

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

其中 U_{C1} 为电容 C_1 上电压的平均值。由式 (8-44) 和式 (8-46) 可得

$$\Delta I_1 = \frac{U \cdot t_{on}}{L_1} = \frac{(U_d - U_{C1})t_{off}}{L_1} \quad (8-48)$$

将 $t_{on} = kT$, $t_{off} = (1-k)T$ 代入上式, 则电容 C_1 上的电压平均值为

$$U_{C1} = U_d \left[1 - \frac{t_{on}}{t_{off}} \right] = \frac{U_d(1-2k)}{1-k} \quad (8-49)$$

下面分析电感 L_2 中电流的变化情况, 假定 L_2 中的电流也按线性规律变化, 而且连续, 则在 $0 \sim t_1$ 期间有

$$U_{C1} - U_o = L_2 \frac{I_{L2} - I_{L21}}{t_{on}} = L_2 \frac{\Delta I_2}{t_{on}} \quad (8-50)$$

$$t_{on} = L_2 \frac{\Delta I_2}{U_{C1} - U_o} \quad (8-51)$$

而在 $t_1 \sim t_2$ 期间有

$$U_o = -L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -L_2 \frac{\Delta I_2}{t_{off}} \quad (8-52)$$

$$I_{L2} = I_{L2} \frac{\Delta I_2}{I_{L2}} \quad (8-53)$$

式中 $\Delta I_2 = I_{L2} - I_{L21}$, 由式 (8-50) 和式 (8-52) 可得

$$\Delta I_2 = \frac{(U_c - U_c)t_{on}}{L_2} = \frac{U_c t_{off}}{L_2} \quad (8-54)$$

将 $t_{on} = kT$, $t_{off} = (1-k)T$ 代入上式得

$$U_c = \frac{kU_c}{1-k} \quad (8-55)$$

同理可求得

$$I = \frac{kI_c}{1-k} \quad (8-56)$$

由式 (8-55) 可知, 若改变占空比 k , 输出电压将改变。当 $0 < k < \frac{1}{2}$ 时, 输出电压在 $0 \sim U_c$ 间变化; 当 $\frac{1}{2} < k < 1$ 时, 输出电压在 $U_c \sim \infty$ 间变化; 若 $0 < k < 1$ 时, 输出电压在 $0 \sim \infty$ 间变化。

本节讨论了两种升降压斩波电路, 一般升降压斩波电路是借助电感来传输能量。而 C_{uk} 电路是借助电容来传输能量。两种斩波升降压电路都达到了升降压目的。

8.5 可逆斩波电路

斩波电路多数对直流电动机供电, 通过斩波调压实现直流电动机调压调速。而直流电动机不只是单一方向的电动工作状态, 同时有另一方向 (相反方向的电动工作状态), 也就是要求可逆运行。而当直流电动机要实现快速停车和反向时, 又要求有正反向制动工作状态, 这就要求斩波电路既能输出正向电压, 又能输出反向电压; 既能输出正向电流, 也能输出反向电流。即可逆斩波电路。

8.5.1 电流可逆斩波电路

当斩波电路用于对直流电动机供电时, 电动机既能工作于电动状态, 为使电机实现快速停车, 也要使电动机工作于制动状态, 为提高电动机制动工作状态的经济性, 要求能实现再生制动。

为实现电动机制动功能, 必须提供反向电流 $-I_d$ 的通路, 因此, 设置了第二个晶体管, 形成两个晶体管 V_1 和 V_2 交替开关的电路, 如图 8-9 所示。

(1) 电动状态下的电压电流波形, V_1 和 V_2 工作方式为: V_1 和 V_2 基极驱动电压大小相等, 方向相反, 即 $U_{b1} = -U_{b2}$ 。而且, U_{b1} 的正脉冲宽度要比 U_{b2} 正脉冲宽度宽, 保证平均电流为正, 使电动机运行于电动状态。

图 8-10 (a) 给出了电动状态下的电压、电流波形。

在 $0 \leq t < t_{on}$ 期间, U_{b1} 为正, U_{b2} 为负, V_1 导通, V_2 截止。 U_d 施加在电枢两端, 电流 I_d 沿图中的回路 1 流通 (见图 8-9)。在 $t_{on} \leq t < T$ 期间, U_{b1} 为负, V_1 截止。 U_{b2} 为正, 但 V_2 却不能导通, 因为在电枢电感作用下, I_d 沿回路 2 经二极管 VD_2 续流, 在 VD_2 两端产生的压

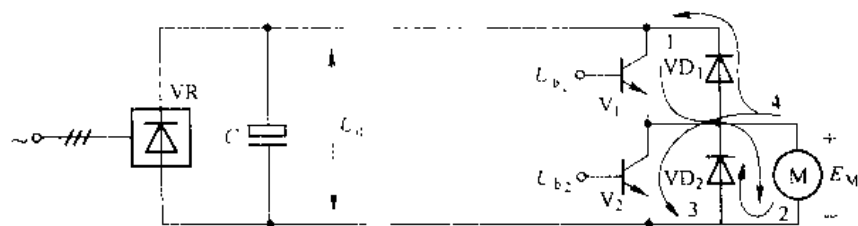


图 8-9 具有制动能力的不可逆 PWM-M 系统主电路

降给 V_2 施加反压,使它失去导通的可能。因此,只要电流不断续,在电动状态下 V_1 和 VD_2 交替导通,而 V_2 始终不通。

(2) 制动状态下的电压电流波形,如图 8-10 (b) 所示,如果在电动运行时,突然改变 V_1 和 V_2 的基极脉冲占空比,使 U_{b1} 正脉冲变窄,负脉冲变宽,从而使平均电压 U_d 降低,但由于惯性的作用,转速和电动机反电势还来不及变化。 $E > U_d$ 。

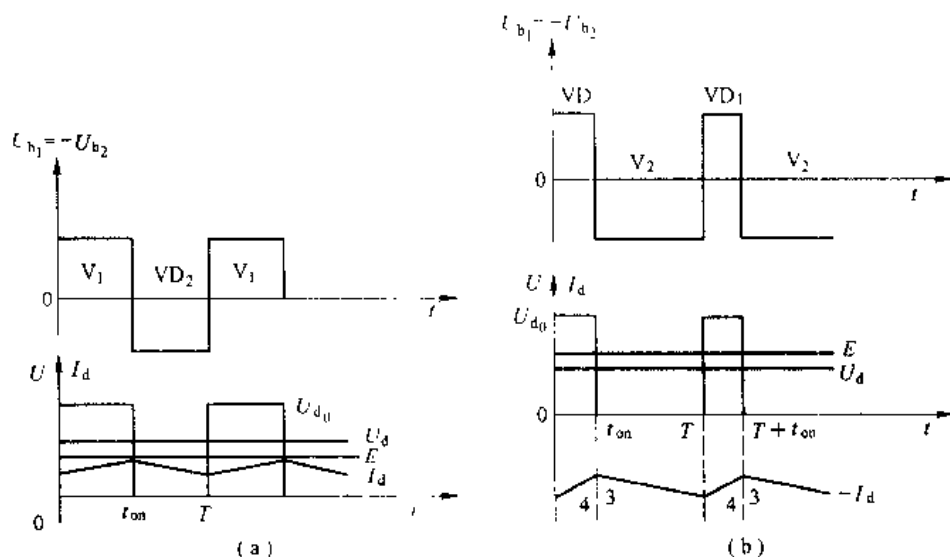


图 8-10 不可逆 PWM-M 系统电压、电流波形

(a) 电动状态的电压、电流波形; (b) 制动状态电压、电流波形

这时 $t_{on} \leq t < T$ 时间内: U_{b2} 为正, V_2 导通, $E - U_d$ 产生的反向电流 $-I_d$ 沿回路 3 通过 V_2 流通,产生能耗制动(能量消耗在电枢电阻上),直到 $t = T$ 为止。

$T \leq t \leq T + t_{on}$ (即 $0 \leq t < t_{on}$) 时间内: V_2 截止, $-I_d$ 沿回路 4 通过 VD_1 向电容 C 充电,对电源回馈制动,同时 VD_1 的反向使 V_1 不能导通。在整个制动状态中, V_2 、 VD_1 轮流导通,而 V_1 始终截止,电压和电流波形如图 8-10 (b) 所示。反向制动电流使电动机转速迅速下降,直到电动机转速稳定到给定转速。这里要注意的是,回馈制动能量不能送回电网,只能向电容 C 储存。当回馈能量较大时,电容电压就会超过管子的耐压定额,从而损坏整流二极管和功率三极管。这方面处理方法将在下节做介绍。

上述两种 PWM 主电路都是靠改变晶体管导通和关断的占空比 k 来实现电动机调速的

目的。应用中应尽量提高斩波频率，减少电流的脉动。这种主电路结构很简单，对电网的谐波影响小，功率因素也很高。带制动功能的 PWM 电路的控制中要注意， V_1 和 V_2 交替触发时存在直通的危险。

8.5.2 桥式可逆斩波电路

电流可逆斩波电路可以使直流电动机实现两象限运行，即正向电动和正向制动。在有些应用场合，既要求正反向电动，也要求正反向制动，即四象限运行。

可逆 PWM 主电路有 H 型和 T 型，这里介绍常用的 H 型电路。H 型电路结构如图 8-11 所示。它由 4 个 GTR 和 4 个续流二极管组成桥式电路。H 型 PWM-M 系统在 GTR 的脉冲斩波控制方式上分双极性、单极式和受限单极式三种。

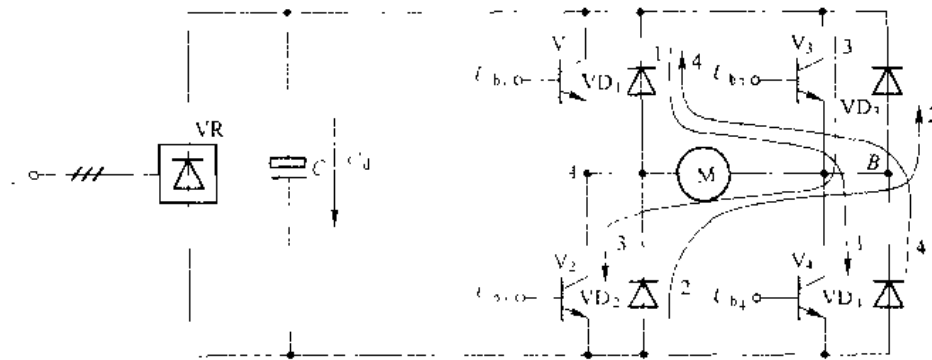


图 8-11 H 型可逆 PWM

8.5.2.1 双极性可逆控制方式

双极性系统的控制方式为： V_1 和 V_2 同时导通和关断； V_3 和 V_4 同时导通和关断。也就是晶体管基极电压 $U_{b1}=U_{b2}$ ， $U_{b3}=U_{b4}$ ，并且 $U_{b1}=-U_{b2}$ ，4 个管子在任何时候都受触发。控制电压和输出电压、电流波形示于图 8-12。

(1) $0 \leq t < t_{on}$ 时， $U_{b1}=U_{b2}$ 为正， V_1 、 V_2 饱和导通；而 $U_{b3}=U_{b4}$ 为负， V_3 、 V_4 截止。这时，电枢电压 $U_a=U_d$ ，电枢电流 I_a 沿回路 1 流通，并逐渐增加。

(2) $t_{on} \leq t < T$ ， $U_{b1}=U_{b2}$ 为负， V_1 、 V_2 截止； $U_{b3}=U_{b4}$ 为正，但 V_3 、 V_4 不能立即导通，因为在电枢电感的续流作用下， I_a 沿回路 2 经 VD_2 、 VD_3 流通，并逐渐减小。同时， VD_2 、 VD_3 上的压降使 V_3 、 V_4 的 c-e 极之间受反压。这时电枢两端电压为 $-U_d$ 。电枢电压在一个斩波周期内有正负两种极性，这是双极性 PWM 控制模式的一个特征。

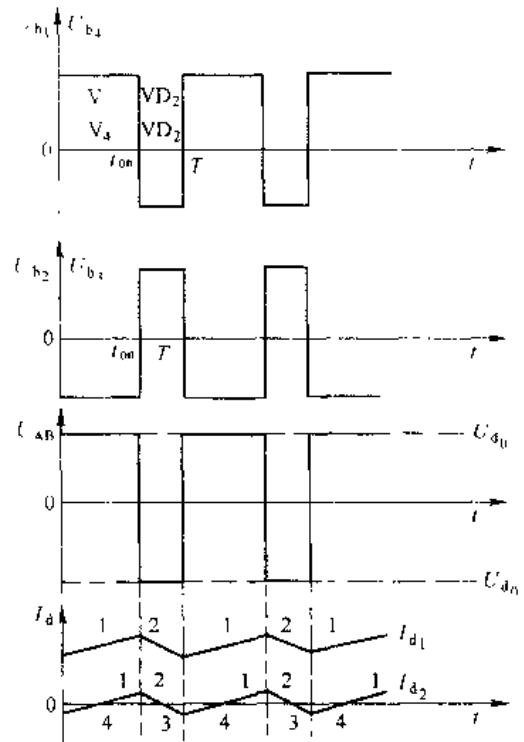


图 8-12 双极性 PWM-M 系统电压、电流波形

(3) 由于电枢电压的正、负交替变化, 使电流波形存在两种情况。负载较重时, 电流较大, 续流阶段仍维持原来电流的正方向, 电动机始终工作在电动状态, 如图 8-12 中的 I_{d1} 波形。但负载很轻时, 电流很小, 在续流阶段电流很快就衰减到零。于是 V_2 和 V_3 失去反压, 在电源电压和电动机反电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。同样, 在 $0 \leq t < t_{on}$ 期间, 先经回路 4 续流。续流结束后 V_1 、 V_4 导通, 电流沿回路 1 流通, 电动机又进入电动状态。这是双极式 PWM 控制模式的另一个特征。

(4) 上述状态分析与不可逆 PWM-M 系统差不多。但要注意: 如果 V_2 、 V_3 的正脉冲宽度大于 V_1 、 V_4 的正脉冲宽度时, 电枢两端的平均电压符号与上述情况相反, 平均电流符号也就相反了, 电动机就反转, 这样很容易实现可逆的目的。而且由正转到反转可以平滑、稳定地过渡。

可见, 如果正脉冲 $t_{on} > \frac{T}{2}$, 电机正转; 正脉冲 $t_{on} < \frac{T}{2}$, 则反转; $t_{on} = \frac{T}{2}$, 平均电压为零, 电动机停止。

双极式可逆 PWM-M 系统电枢平均电压表达式为

$$U_a = \frac{t_{on}}{T} U_d - \frac{T - t_{on}}{T} U_a = \left(\frac{2t_{on}}{T} - 1 \right) U_d \quad (8-57)$$

仍以 $k = \frac{U_a}{U_d}$ 来定义占空比, 则

$$k = \frac{2t_{on}}{T} - 1 \quad (8-58)$$

k 在 +1 到 -1 间变化。当 k 为正时, 电动机正转; k 为负时, 电动机反转; $k=0$ 时, 电动机停止。

双极式 PWM-M 系统的特点为:

1) 任何时候电流都连续; 2) 可使电动机在四象限运行; 3) $k=0$ 时, 虽然电机停止, 但存在交变电流, 使电机带有高频的微振, 能消除静摩擦死区; 4) 动态响应快, 低速平稳性好, 调速范围宽; 5) 由于 4 个晶体管都处于开关状态, 开关损耗大。容易发生上、下管子直通的事故。因此, 双极式控制器应在晶体管基极驱动电路中设置防止上、下管子同时导通的延时逻辑电路 (详见有关资料)。

8.5.2.2 单极性可逆控制方式

为克服双极式系统的缺点, 对于静、动态性能要求低一些的系统, 可以采用单极式控制方式。其主电路仍和双极式一样 (图 8-11)。

单极式控制方式为: $U_{b1} - U_{b2}$ 为正、负交替的连续脉冲, 使 V_1 和 V_2 交替导通。而对 V_3 、 V_4 驱动则根据电机转向要求施加不同的恒定信号。当电机正转时, U_{b1} 恒为正, U_{b2} 恒为负, V_1 导通, V_2 截止。电机反转时, U_{b1} 恒为正, U_{b2} 恒为负, V_2 截止, V_1 导通。这种控制模式下, V_3 、 V_4 的开关损耗很小, 可靠性也有所提高。而且电动机往一个方向旋转时, 电机两端电压脉冲极性为单方向, 而不像双极式那样正负交替, 故称这种模式为“单极式”。单极式控制模式下, 负载电流较小时, 电流在一个斩波周期内也会来回变向, 读者可以自行分析。

8.5.2.3 双极式、单极式可逆控制方式比较

表 8-1 列出了单、双极式控制方式下的 PWM-M 系统的比较。

表 8-1 双极式和单极式可逆 PWM 变换器的比较 (当负载较重时)

控制方式	电机转向	$0 \leq t < t_{on}$		$t_{on} \leq t < T$		占空比调节范围
		开关状况	U_{AB}	开关状况	U_{AB}	
双极式	正 转	V_1, V_4 导通 V_2, V_3 截止	$+U_d$	V_1, V_4 截止 VD_2, VD_3 续流	$-U_d$	$0 \leq k \leq 1$
	反 转	VD_1, VD_4 续流 V_2, V_3 截止	$-U_d$	V_1, V_4 截止 V_2, V_3 导通	$-U_d$	$-1 \leq k \leq 0$
单极式	正 转	V_1, V_4 导通 V_2, V_3 截止	$+U_d$	V_1 导通, VD_2 续流 V_3, V_4 截止 V_2 不通	0	$0 \leq k \leq 1$
	反 转	V_2 导通, VD_1 续流 V_3, V_4 截止 V_1 不通	0	V_3, V_4 导通 V_1, V_2 截止	$-U_d$	$-1 \leq k \leq 0$

习 题

8-1 试述直流斩波技术的主要应用领域。

8-2 试述直流斩波调压与晶闸管相控调压有何不同, 各有何优缺点。

8-3 图 8-5 电路中, 直流电动机参数为: $U_N = 220V$, $I_N = 12A$, $n_N = 1500rpm$, $P_N = 2.2kW$, $R_b = 1.5\Omega$, $L = 0.1H$, 供电电压 $U_d = 220V$ 。

试求:

(1) 当 $U_o = 100V$ 时, 占空比 $k = ?$

(2) 若要求 $I_d = I_N$ 时, $n = 1000rpm$, $k = ?$

(3) 当电动机过载倍数 $\lambda_m = 2$ 时, 请选择 V 、 VD 电压、电流定额。

8-4 图 8-4 所示斩波电路, $U_d = 220V$, $R = 10\Omega$, L 、 C 足够大, 当要求 $U_o = 400V$ 时, 占空比 $k = ?$ 此时负载获得功率多大, 电源供出功率多少?

8-5 图 8-7 升降压斩波电路, $U_d = 220V$, $R = 50\Omega$, L 、 C 足够大, 当需要 U_o 从 $50 \sim 500V$ 间电压可调时, 占空比 k 的范围是多少, 当要求 U_o 为无限大时, 可否实现?

附录1 电力电子器件保护

电力电子器件有许多优点,它们属于半导体电子器件,因此具有半导体器件共有的弱点,承受过电压和过电流的能力较差,即使瞬间的过电压或过电流就会造成元件的永久损坏。为使电力电子器件能长期可靠地运行,除了合理地选择元件外,还必须针对元件工作条件设置恰当的保护措施。一般针对电力电子器件的保护主要有过电压保护、过电流保护和对元件 du/dt 、 di/dt 的限制,这里我们将针对这几方面研究对电力电子器件的保护。

1.1 过电压保护

电力电子器件在正常工作时,所承受的最大峰值电压与电源电压、电路接线形式有关,它是选择电力电子器件额定电压的依据。采用适当的保护措施是电力电子装置安全可靠的保证。

1.1.1 引起过电压的原因

(1) 操作过电压。在拉闸、合闸、快速开关的分断等操作过程中引起的过电压,电网侧的操作过电压会由供电变压器电磁感应耦合,或由变压器绕组之间存在的分布电容静电感应耦合过来。

(2) 雷击过电压。由雷击等偶然原因引起,其幅值可能比操作过电压高很多倍。

(3) 换相过电压。由于晶闸管或者与全控型器件反并联的续流二极管在换相结束后不能立刻恢复阻断能力,内部载流子的复位将形成一个反向电流,并迅速衰减至零。这样的电流突变将在线路电感上产生很大的反电动势,加在晶闸管或全控型器件上,可能会使其击穿。

(4) 关断过电压。全控型器件在较高频率下工作,当器件关断时,因正向电流的迅速降低而由线路电感在器件两端感应出的过电压。

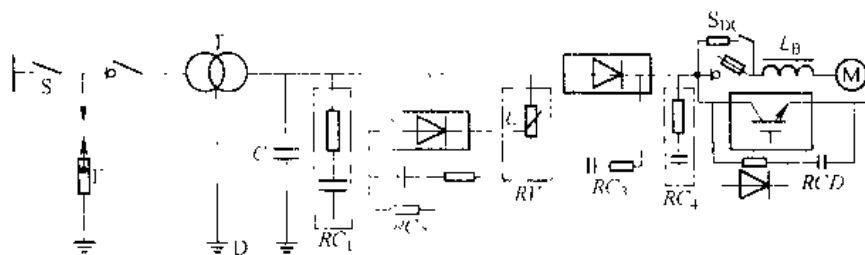
1.1.2 过电压保护措施

过电压保护的基本原则是:根据过电压产生的不同部位,加入不同的附加电路,当达到一定的过电压值时,自动开通附加电路,使过电压通过附加电路形成通路,消耗过电压储存的电磁能量,从而使过电压的能量不会加到主开关元件上,从而达到保护的目的。下面分析常用的几种保护方式如附图 1-1 所示。各电力电子装置可视具体情况采用其中的几种。

(1) 雷击过电压可在变压器一次侧加接避雷器加以保护。

(2) 二次侧电压很高或电压比很大的变压器,由于一次、二次绕组间存在较大分布电容,一次侧合闸时高电压可能通过分布电容耦合到二次侧而出现瞬时过电压。对此可采取变压器附加屏蔽层接地或变压器星形中点通过电容接地的方法来减小。

(3) 阻容保护电路是变流装置中用得最多的过压保护措施,它利用电容两端电压不能

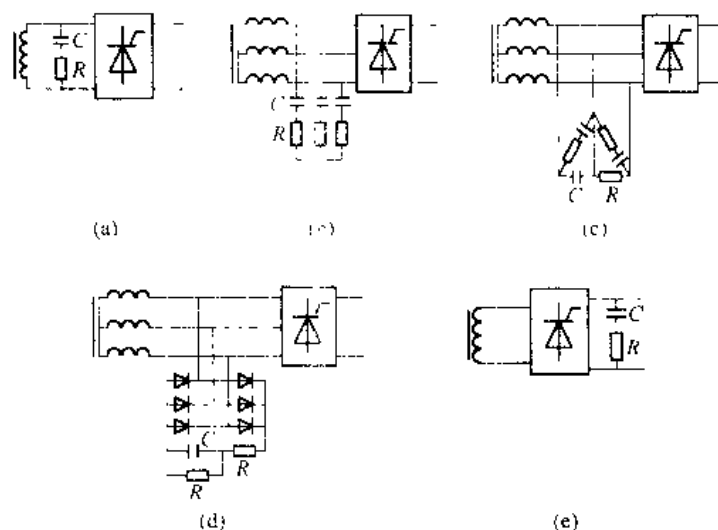


附图 1-1 过电压抑制措施及配置位置

F—避雷器；D—变压器静电屏蔽；C—静电感应过电压抑制电容；RC₁—阀侧浪涌过电压抑制用 RC 电路；RC₂—阀侧浪涌过电压抑制用反向阻断式 RC 电路；RV—压敏电阻过电压抑制器；RC₃—阀器件换相过电压抑制用 RC 电路；RC₄—直流侧 RC 抑制电路；RCD—阀器件关断过电压抑制用 RCD 电路

突变的特性，可以有效地抑制电路中的过电压。与电容串联的电阻能消耗掉部分过电压能量，同时抑制电路中的电感与电容产生的振荡。

R-C 阻容保护电路可以设置在变流装置的交流侧、直流侧，其接法如附图 1-2 所示。也可将 R-C 保护电路直接并在主电路的元件上，有效地抑制元件关断时的关断过电压。



附图 1-2 阻容保护电路的接法

附图 1-2 (a) 在单相变压器二次绕组上并联阻容保护电路，其 R、C 的计算公式为

$$C \geq 6 \times i_0\% \times S / U_2^2 \quad (\mu\text{F}) \quad (\text{F1-1})$$

$$R \geq 2 \sim 3 \times U_2 \times S \times \sqrt{U_k\% / i_0\%} \quad (\Omega) \quad (\text{F1-2})$$

式中 S——变压器每相平均计算容量，V·A；

U_2 ——变压器二次侧相电压有效值，V；

$i_0\%$ ——变压器励磁电流百分值，10~100kV·A 的变压器取 4%~10%；

$U_k\%$ ——变压器的短路电压百分值，10~100kV·A 的变压器为 5%~10%。

电容 C 的交流耐压 $\geq 1.5U_c$ ， U_c 为正常工作阻容两端交流电压有效值。电阻 R 的功

率 P_R 的计算还不成熟, 可根据以下经验公式估算:

$$\left. \begin{aligned} P_R &\geq (3-4) I_C^2 R \\ I_C &= \pi f_c U < 10 \end{aligned} \right\} \quad (F1-3)$$

式中 U_C 、 I_C ——正常工作时阻容两端交流电压、电流有效值。 U_C 的单位为 V, I_C 的单位为 A, P_R 的单位为 W。

对于附图 1-2 (b) 所示的三相电路, 变压器二次绕组的接法和阻容保护电路的接法相同, 它的 R 和 C 计算公式可直接引用单相时的计算式 (F1-1) 和式 (F1-2)。

对附图 1-2 (c) 所示三相电路, 变压器二次侧为 Y 接, 而阻容保护电路为 D 联接。对此, 可首先按 Y 联接的阻容保护计算公式 (F1-1) 和式 (F1-2) 计算出 Y 接时的 R_Y 和 C_Y , 然后进行 Y-D 变换, 求得 D 联接时的阻容值:

$$\left. \begin{aligned} R_d &= 3R_Y \\ C_d &= \frac{1}{3}C_Y \end{aligned} \right\} \quad (F1-4)$$

对于大容量的变流装置、三相阻容保护装置比较庞大, 此时可采用附图 1-2 (d) 所示的三相整流式阻容保护措施。虽然多了一个三相整流桥, 但只需一个电容, 而且只承受直流电压, 故可用体积小、容量大的电解电容。再者还可以避免晶闸管导通瞬间因电容放电引起过大的 i 和 t 与 d 等大。

三相整流式阻容保护装置参数可按附表 1-1 计算。

附表 1-1 三相整流式阻容保护参数计算

变压器的联接	Y	D
$C/\mu F$	$6i_0\% (S/U_k^2)$	$\geq 18i_0\% (S/U_k^2)$
电容器耐压/V	$>1.5 \sqrt{2} U_{2L}$	
R_c/Ω	$(1/3C) \times 10^4 < R_c \leq (\frac{1}{5C}) \times 10^6$	
P_{RC}/W	$(3-4) \times (\sqrt{2} U_{2L})^2 / R_c$	
R/Ω	$\geq 3.5 < U_k^2 / S \sqrt{U_k\% / i_0\%}$	$\geq 1.1 \times \frac{U_k^2}{S} \sqrt{U_k\% / i_0\%}$
P_R/W	很小, 可不考虑	

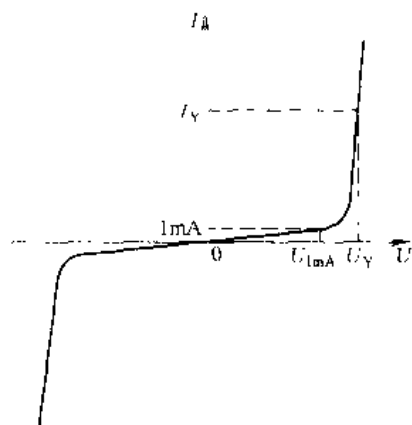
附图 1-2 (e) 示出阻容保护接在变流装置的直流侧, 可以抑制因熔断器或直流快速开关断开时造成的过电压。

为抑制晶闸管因载流子复位所造成的关断过电压, 每个晶闸管元件的两端需直接并联阻容保护装置, 其阻容数值可按附表 1-2 所列经验数据选取。

附表 1-2 晶闸管阻容保护经验数据

晶闸管电流 $I_{T(AV)}/A$	10	20	50	100	200
电容 $C/\mu F$	0.1	0.15	0.2	0.25	0.5
电阻 R/Ω	100	80	40	20	10

(4) 对于雷击或更高的浪涌电压, 如阻容保护还不能吸收或抑制时, 应采用压敏电阻进行保护。压敏电阻是一种金属氧化物的非线性电阻, 它具有正、反两个方向相同且很陡的伏安特性, 如附图 1-3 所示。正常工作时漏电流很小(微安级), 故损耗很小。当过电压时, 可瞬间通过高达数千安培的放电电流 I_Y , 因此抑制过电压的能力很强。此外, 它对浪涌电压反应快, 本身体积又小, 是一种很好的过电压保护器件。它的主要缺点是持续平均功率很小, 仅几瓦, 如正常工作电压超过它的额定值, 则在很短时间内就会烧毁。



附图 1-3 压敏电阻的伏安特性

由于压敏电阻的正、反向特性对称, 因此单相电路只需要一个, 三相电路用 3 个, 联接成 Y 形或 D 形, 如附图 1-4 所示。

压敏电阻主要参数有:

(1) 额定电压 U_{1mA} 。它指漏电流为 1mA 时的电压值为压敏电阻标称电压。

(2) 残压比 U_Y/U_{1mA} 。其中 U_Y 为放电电流达到规定值 I_Y 时的电压。

(3) 允许通流容量。它指在规定的波形下(冲击电流前沿 $8\mu s$, 波宽为 $20\mu s$) 允许通过的浪涌电流。

压敏电阻选用方法:

(1) 额定电压

$$U_{1mA} \geq \frac{\varepsilon}{0.8 \sim 0.9} \cdot \text{压敏电阻承受电压峰值} \quad (F1-5)$$

式中 ε ——电网电压升高系数, 取 1.05 ~ 1.10。

系数(0.8~0.9)是考虑参数 U_{1mA} 下降 10% 而通过压敏电阻的漏电流仍保持在 1mA 以下, 以及考虑整流装置允许过电压的系数

(2) U_Y 值由被保护元件的耐压值决定。

(3) 通流容量应大于实际的浪涌电流, 但实际浪涌电流很难计算, 故一般当变压器容量大、装置距外线路近, 无避雷器时选大一些。

压敏电阻可以代替一般的阻容吸收装置, 但不能代替换相过电压的阻容保护。也不能作 du/dt 的保护。

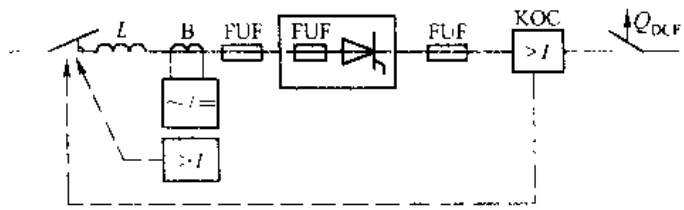
1.2 过电流保护

当电力电子变流装置内部某些器件被击穿或短路; 驱动、触发电路或控制电路发生故障; 外部出现负载过载; 直流侧短路; 可逆传动系统产生环流或逆变失败; 以及交流电源电压过高或过低; 电源缺相等, 均能引起装置或其他元件的电流超过正常工作电流, 即出

现过电流。由于电力电子器件为半导体功率器件，其电流过载能力比一般电气设备差得多，因此，必须对电力电子装置进行适当的过电流保护。

常用的过电流保护方法如附图 1-5 所示，可根据需要选用。

(1) 采用交流进线电抗器(如附图 1-5 中的 L)或采用漏抗较大的变压器是限制短路电流保护晶闸管的有效方法。但是，它在负载时会有较大压降。

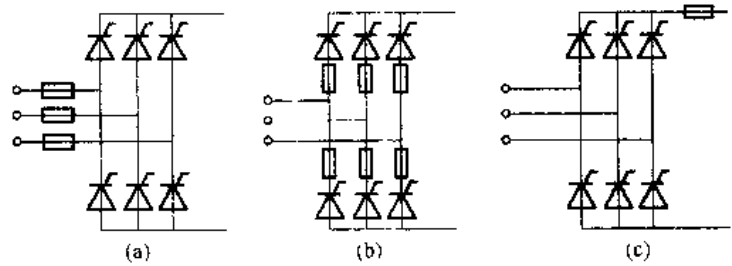


附图 1-5 晶闸管装置过流保护措施

(2) 在交流侧设置电流检测装置(附图 1-5 中的 B)，利用过电流信号去控制触发器，使触发脉冲快速后移至 $\alpha > 90^\circ$ 区域，使变流装置迅速转为有源逆变状态，从而抑制了过电流。

(3) 在大、中容量的设备以及经常逆变的情况下，可用直流快速开关作直流侧过电流保护(如附图 1-5 中的 Q_{DF})。在发生过电流时要求快速开关比快速熔断器先动作，尽量避免快速熔断器熔断。快速开关的开关机构动作时间只有 2ms，全部分断电弧的时间也不过 25~30ms，它是目前较好的直流侧过流保护装置。但目前生产的产品只有几百安到 6000A 的大容量开关，并且它的设备和控制部分复杂，因此还未能普及使用。

(4) 快速熔断器(附图 1-5 中的 FUF)。快速熔断器是防止晶闸管过流损坏的最后一种措施，也是晶闸管变流装置中应用最普遍的过电流保护措施，可用于交流侧、直流侧和装置主电路中，具体接法如附图 1-6 所示。其中交流侧接快速熔断器能对晶闸管元件短路及直流侧短路均起保护作用。但因正常时流过快熔的电流有效值比流过晶闸管的电流有效值大，故应选用额定电流较大的快熔，但这样对保护过流的作用就差了。最好的办法是晶闸管元件上直接串快熔，因流过它们的电流相同，所以对元件的保护作用最好，也是应用最广的一种接法。



附图 1-6 过流保护快速熔断器的接法

(a) 交流侧接快速熔断器；(b) 晶闸管接快速熔断器；
(c) 直流侧接快速熔断器

与晶闸管串联的快速熔断器的选用原则是：

(1) 快速熔断器的额定电压应大于线路正常工作电压有效值。

(2) 快速熔断器熔体的额定电流 I_{KR} 是指电流有效值，晶闸管额定电流是指电流平均值 $I_{T(AV)}$ (通态平均电流)。选用时要求快速熔断器的熔体额定电流 I_{KR} 小于被保护晶闸管额定

电流所对应的有效值 $1.57I_{T(AV)}$, 同时要大于正常运行时线路中流过该元件实际电流的有效值 I_T , 即

$$1.57I_{T(AV)} \geq I_R \geq I \quad (F1-6)$$

有时为保证可靠和方便选用, 常简单地取 $I_{T(AV)} = I$ 。

(3) 熔断器 (安装熔体的外壳) 的额定电流应大于或等于熔体电流值。

目前我国生产的快速熔断器, 大容量有插入式 RTK 系列, 带熔断指示器的 RS3 系列; 小容量有螺旋式 RLS 系列等, 选用时可参阅有关手册。

值得指出的是, 一般装置中多采用过电流信号控制触发脉冲的拉逆变方法抑制过电流, 再配合快熔, 使快熔作为过流保护的最后措施, 非不得已, 希望它不要熔断。

对一些重要的且易发生短路的晶闸管设备, 或者工作频率较高、很难用快速熔断器保护的全控型器件, 需要采用电子电路进行过电流保护。除了对电动机起动的冲击电流等变化较慢的过电流可以利用控制系统本身调节器对电流的限制作用之外, 需设置专门的过电流保护电子电路, 检测到过电流之后直接调节触发或驱动电路, 或者关断被保护器件。

此外, 常在全控型器件的驱动电路中设置过电流保护环节, 这对器件过电流的响应是最快的, 也是最有效的方法之一。

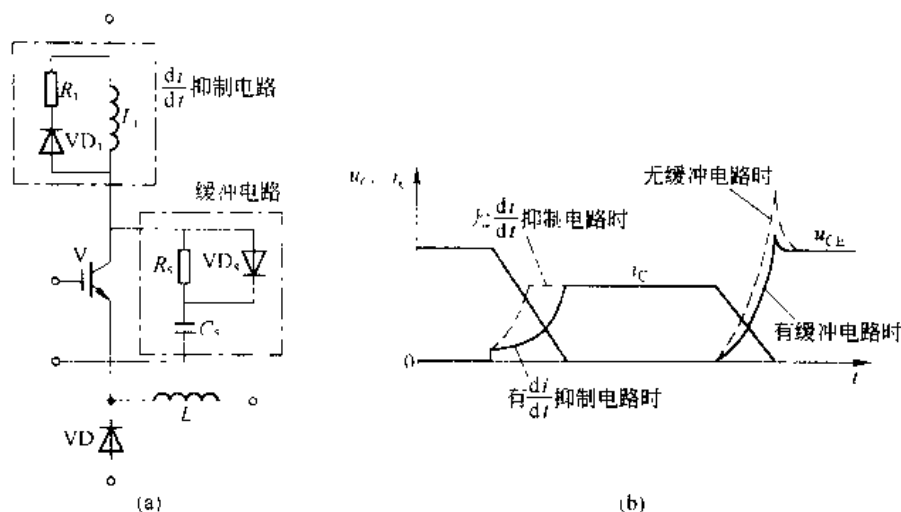
1.3 缓冲电路

缓冲电路又称为吸收电路。其作用是抑制电力电子器件的内因过电压、 du/dt 或者过电流和 di/dt , 减小器件的开关损耗。缓冲电路根据其工作性质可分为关断缓冲电路和开通缓冲电路。关断缓冲电路又称为 du/dt 抑制电路, 用于吸收器件的关断过电压和换相过电压, 抑制 du/dt , 减小关断损耗。开通缓冲电路又称为 di/dt 抑制电路, 用于抑制器件开通时的电流冲击和 di/dt , 减小器件的开通损耗。可将开通缓冲电路和关断缓冲电路结合在一起, 称其为复合缓冲电路。根据其对能量的损耗, 还可以用另外的分类方法: 缓冲电路中储能元件的能量如果消耗在其吸收电阻上, 则称其为耗能式缓冲电路; 如果缓冲电路能将其储能元件的能量回馈给负载或电源, 则称其为馈能式缓冲电路, 或称为无损耗吸收电路。

如无特别说明, 通常缓冲电路专指关断缓冲电路, 而将开通缓冲电路叫做 di/dt 抑制电路。附图 1-7 (a) 给出的是一种缓冲电路和 di/dt 抑制电路的电路图, 附图 1-7 (b) 是开关过程集电极电压 u_{CE} 和集电极电流 i_C 的波形, 其中虚线表示无 di/dt 抑制电路和缓冲电路时的波形。

在无缓冲电路的情况下, 绝缘栅双极晶体管 V 开通时电流迅速上升, di/dt 很大, 关断时 du/dt 很大, 并出现很高的过电压。在有缓冲电路的情况下, V 开通时缓冲电容 C 先通过 R_s 向 V 放电, 使电流 i_C 先上一个台阶, 以后因为有 di/dt 抑制电路的 L_s , i_C 的上升速度减慢。 R_s 、VD 是在 V 关断时为 L_s 中的磁场能量提供放电回路而设置的。在 V 关断时, 负载电流通过 VD 向 C 分流, 减轻了 V 的负担, 抑制了 du/dt 和过电压。因为关断时电路中 (含布线) 电感的能量要释放, 所以还会出现一定的过电压。

附图 1-7 中所示的缓冲电路被称为充放电型 RCD 缓冲电路, 适用于中等容量的场合。附图 1-8 示出了另外两种常用的缓冲电路形式。其中 RC 缓冲电路主要用于小容量器件, 而放电电阻止型 RCD 缓冲电路用于中、大容量器件。

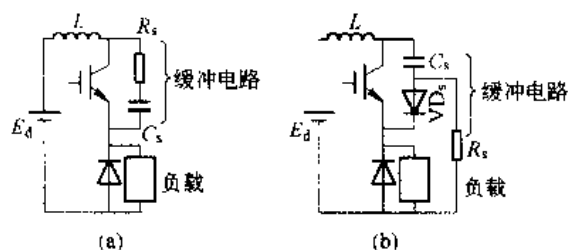


附图 1-7 di/dt 抑制电路和充放电型 RCD 缓冲电路及波形
(a) 电路, (b) 波形

缓冲电容 C_s 和吸收电阻 R_s 的取值可用实验的方法确定,或参考有关工程手册。吸收二极管 VD_s 必须用快恢复二极管,其额定电流不能小于主电路器件额定电流的 $1/10$ 。此外,应尽量减小线路电感,且应选用内部电感小的吸收电容。

随着全控器件驱动电路的发展和完善对于 GTR、VDMOS 和 IGBT 器件,都可购到与其相匹配的有自保护功能的驱动模块,如 VAA4002 (智能), EXB480, MPD1265 等。

有关这方面的资料可向销售单位索取,此处就不再赘述了。



附图 1-8 另外两种常用的缓冲电路
(a) RCD 吸收电路; (b) 放电阻止型 RCD 吸收电路

1.4 电力电子器件的串联和并联使用

由于电力电子器件承受过电流和过电压的能力较差,在高电压和大电流的大型设备中,单个电力电子器件的电压或电流定额不能满足要求时,往往需要将电力电子器件串联或并联起来使用。在此,先以晶闸管为例简要介绍电力电子器件串、并联应用时应注意的问题和处理措施,之后概要介绍应用较多的 MOSFET 并联和 IGBT 并联运行的特点。

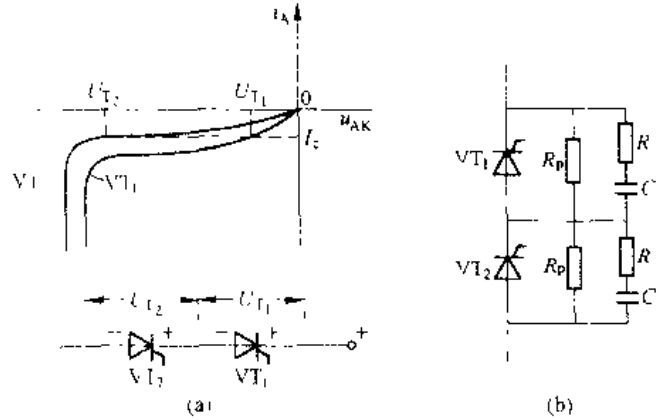
1.4.1 晶闸管的串联

当电路电压较高,晶闸管的额定电压小于实际要求时,可以用两个以上同型号元件相串联。如果相互串联的晶闸管特性完全一致,那么使用中就不会出现因串联而产生的电压不均的问题。但是,晶闸管特性的分散性很大,在串联电路中电流是一致的,对于特性不一

致的元件就会出现分压不均，见附图 1-9 (a)，从而不能充分发挥所有元件的性能，甚至严重时会损坏晶闸管。因此，串联使用晶闸管时必须考虑在一定范围内保持电压均衡，否则将导致后导通(先关断)的元件因过电压而损坏从而引起连锁反应。

附图 1-9 (b) 是晶闸管串联时保证稳态和动态过程电压均匀分配的保护线路。稳态时高阻值的并联电阻 R_p 决定了晶闸管的电压分配，对此应适当选择 R_p 的阻值，使流过 R_p 的电流比晶闸管的反向漏电流大一个数量级。

RC 保护线路则起着导通和关断的动态过程中使电压均匀分配的作用。 R 的作用是防止晶闸管导通瞬间电容 C 对晶闸管放电，造成过大的 di/dt 。动态的均压 RC 还可兼作晶闸管关断过电压的保护，其数值可按附表 1 2 的经验数据选用。

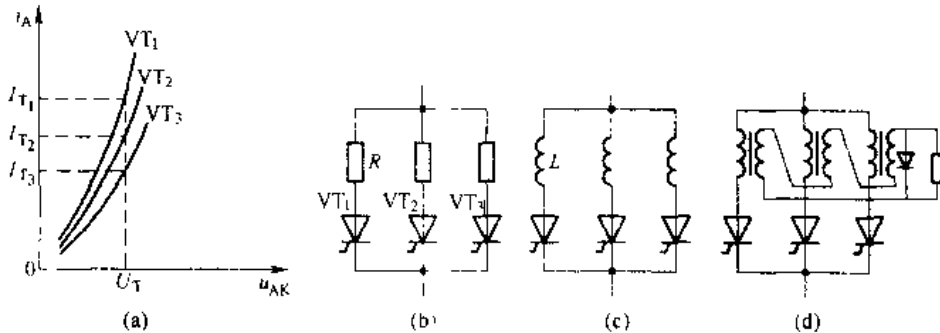


附图 1-9 晶闸管的串联
(a) 串联后的反向电压；(b) 串联均压电路

1.4.2 晶闸管的并联

当晶闸管的额定电流不能满足要求时，可以用两个以上同型号元件并联使用，但在并联时应力求使晶闸管间电流均匀分配。与串联相同，并联时也有稳态电流分配和动态电流分配的区别。稳态时电流分配主要取决于并联晶闸管的导通特性曲线和回路中所存在的电阻压降。在电流快速变化时，例如在开关和换流过程中，动态电流的分配则主要受并联支路中所存在的电感（例如引线寄生电感）影响。

附图 1-10 (a) 表明了不同导通特性的晶闸管并联运行时的电流分配。在稳态运行时，并联晶闸管上的电压 U_T 是相同的，由于不同的导通特性，电流的分配就明显地不均匀了。如果在每一个晶闸管支路中串联一个电阻，如附图 1-10 (b)，并使额定电流 I_T 在电阻上的压降约为 0.5~2.0 倍管压降，则并联元件的电流分配就可以大大改善。这个方法虽然简单，但我们知道电阻上有损耗，且对动态均流不起作用，故只适用于小功率的场合。在使用中，我们也可用快速熔断器代替均流电阻。为使并联更为容易，人们按电流一定时管压降的大



附图 1-10 晶闸管的并联

小将晶闸管分成若干等级，而取相同管压降等级的晶闸管进行并联，从而也可减小并联时电流分配不均匀的情况。

1.4.3 电力 MOSFET 和 IGBT 的并联运行

电力 MOSFET 的通态电阻 R_{on} 具有正的温度系数，并联使用时具有电流自动均衡的能力，因而并联使用比较容易，但也要注意选用通态电阻 R_{on} 、开启电压 U_T 、跨导 G_m 和输入电容 C_{iss} 尽量相近的器件；电路走线和布局应尽量对称；为了更好地动态均流，有时可以在源极电路串入小电感，起到均流电抗器的作用。

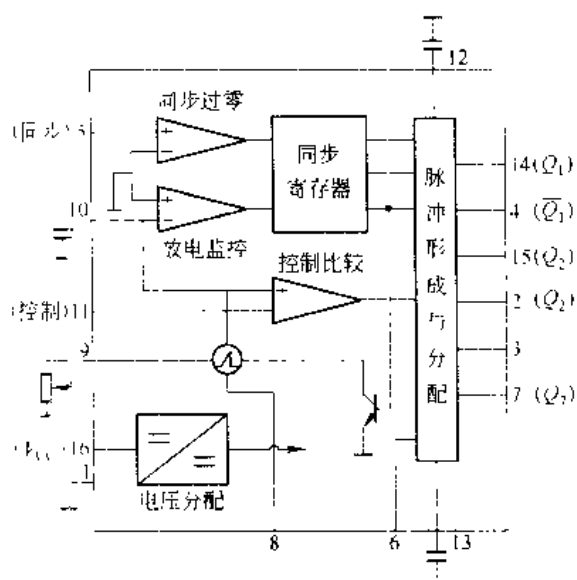
IGBT 的通态压降在 $1/2$ 或 $1/3$ 额定电流以下具有负的温度系数，在 $1/2$ 或 $1/3$ 额定电流以上的区段则具有正的温度系数，因而 IGBT 在并联使用时也具有电流的自动均衡能力，与电力 MOSFET 类似，易于并联使用。当然实际并联时，在器件参数选择、电路布局和走线等方面也应尽量一致。

附录2 TCA785 集成触发器

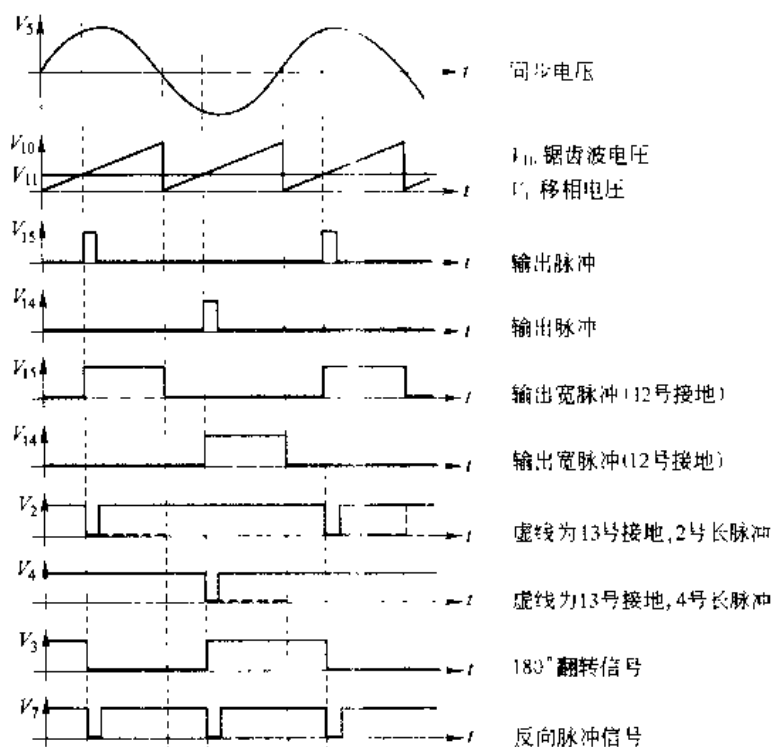
随着微电子技术的发展,国内外已研制出许多种集成触发电器。TCA785 是德国西门子
公司研制生产的一种锯齿波集成移相触发
电路。它集同步检测、移相脉冲形成、保护
为一体,所需外部器件最少,适用于单相
三相全控桥式供电装置中作晶闸管的双路
脉冲移相触发。该电路具有输出负载能力
大、移相性能好,正负半周脉冲相位均衡性
好,移相范围宽,对同步电压要求小,有负
脉冲输出等特点。是一种性能价格比很高
的集成触发器。

其主要技术数据如下:

- (1) 外接直流电源电压 $9 \sim 18\text{V}$;
- (2) 同步电压不小于 2V (其峰值应小
于直流电源电压);
- (3) 移相范围 $0 \sim 180^\circ$;
- (4) 输出电流不大于 450mA ;



附图 2-1 TCA785 内部结构图

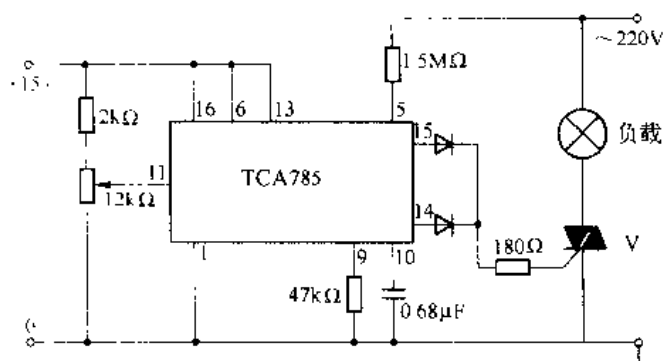


附图 2-2 TCA785 各点波形图

- (5) 脉冲均衡度小于 1.5° ;
- (6) 脉冲前沿小于 $1\mu\text{s}$;
- (7) 锯齿波幅度 $(V_s - 2)\text{V}$;
- (8) 允许工作温度 $-10 \sim +70^\circ\text{C}$ 。

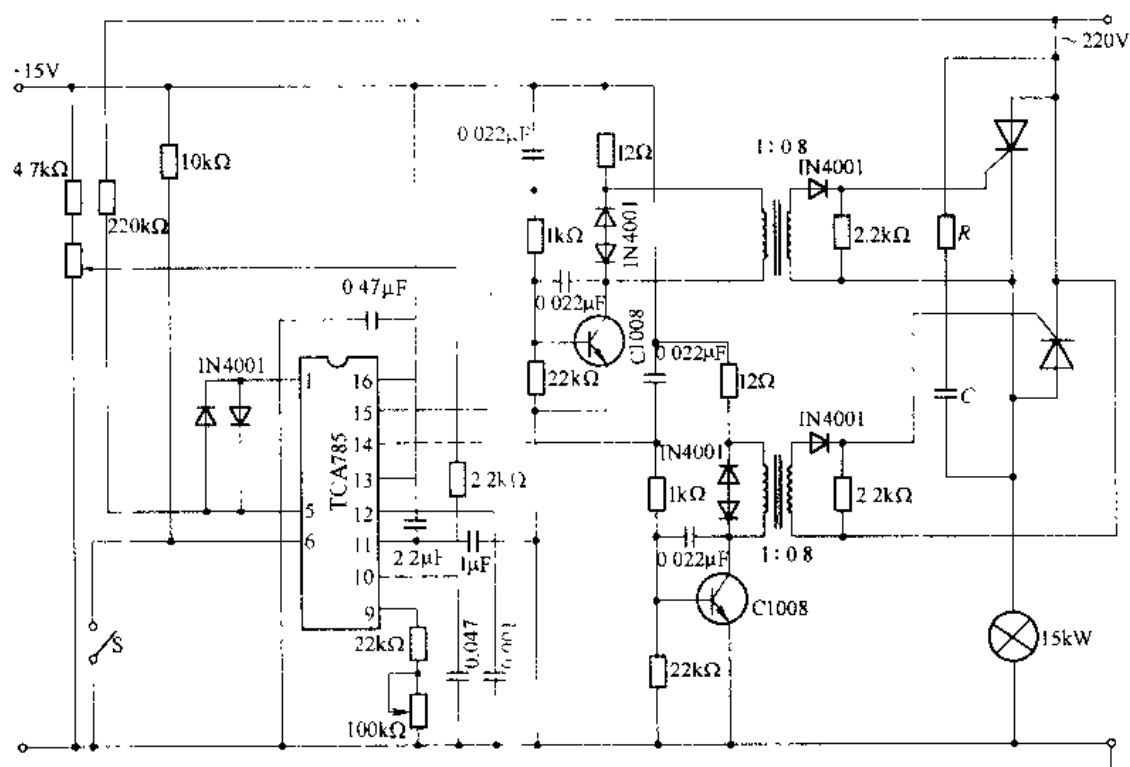
内部结构如附图 2-1 所示。

16 号和 1 号脚分别是直流工作电压 V_s 的输入端。5 号脚为同步信号输入端。工作时, 同步信号从 5 号脚加入, 经过同步过零检测环节到同步寄存器去控制锯齿波信号发生器, 通过锯齿波电压 V_{10} (改变 10 号脚上的外接电容值或 9 号脚上的电阻值即可改变锯齿波斜率) 与控制电压 V_{11} 比较后产生脉冲生成信号送至脉冲形成与分配环节。而触发角 α 的大小取决于加在 11 号脚上的



附图 2-3 TCA785 应用举例之一

控制电压 V_{11} 的大小。14 号脚、15 号脚分别为脉冲输出端 Q_1 、 Q_2 , 其脉冲宽度可由外接在 12 号脚、13 号脚上电容值的大小决定。4 号脚和 2 号脚分别输出 Q_1 和 Q_2 的非信号 $\bar{Q}_1$ 和 $\bar{Q}_2$ 。7 号脚输出 Q_1 、 Q_2 的或非信号 $Q_1 + \bar{Q}_1 + Q_2$ 。6 号脚为封锁端, 由电平控制, 当 V_s 为



附图 2-4 TCA785 应用举例之二

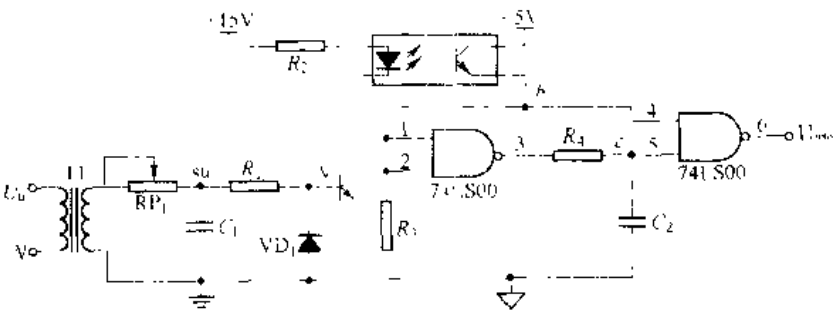
1 电平时,解除封锁,为 0 电平时封锁有效,可作为系统过电压、过电流的保护封锁端。当接受保护信号后,封锁脉冲输出。

附图 2-3 为 TCA785 简单应用举例。给定电压信号由 11 号脚引入,调节电位器位置可得到不同数值电压。输出脉冲经 14 号脚和 15 号脚两二极管引出后送至双向晶闸管控制极,得到相位相差 180° 的两个移相脉冲,5 号脚引入同步电压信号。电路极其简单实用,在小容量调压电路中具有实用价值。

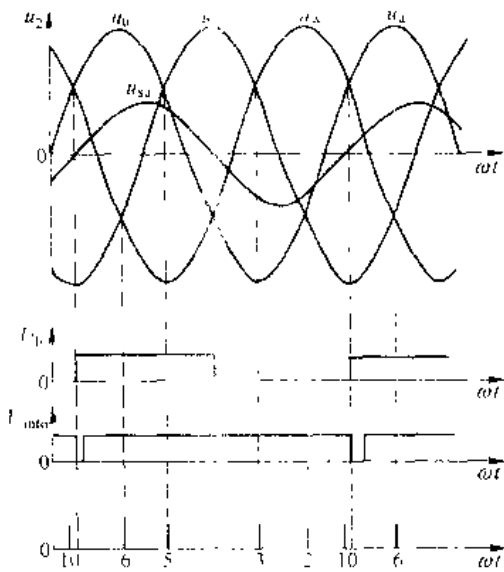
附图 2-1 为 TCA 785 应用的另一例实用电路,给定电压信号经电位器和电阻分压后由 $2.2\text{k}\Omega$ 电阻引入 11 号脚,输出脉冲由 14 号脚和 15 号脚经各自驱动级带动脉冲变压器,触发主电路的晶闸管。连续调节给定电位器,负载上得到连续变化的电压。6 号脚为保护控制端,一旦系统出现故障,保护装置使开关 S 闭合,6 号脚接地封锁输出脉冲,主回路电压降为零。5 号脚与 1 号脚之间接入反并联二极管,目的是防止同步电压输入幅值太高,损坏 TCA 785。

单相电路只需一支 TCA785 集成触发器,三相电路则用三支 TCA 785 组成三相触发电路。通过输入电阻将三支 TCA785 的 11 号输入控制端接在一起,以保证各相脉冲移相的一致性,输出电压对称。

CPU 响应中断申请后便可判定此刻是 T 管的定时起始时刻。电路其余 5 个晶闸管的定时起始时刻则由单片机控制定时器获得。定时器定时时间为 3.33ms (60°电角度) 之后改为自启动定时, 连续五次自启动定时后再改为由 U_{sync} 外启动定时, 如此重复循环进行。定时器在每次定时时间到时均向 CPU 申请中断。显然, 每次申请中断时刻对应于一个晶闸管的定时起始时刻, 在定时器的中断服务程序中对中断次数进行计数, 根据计数值可以判别出该次定时中断申请时刻是哪一相的哪一个晶闸管的定时起动时刻。同步定时器六次执行中断服务程序的时刻及中断编码如附图 3-3 所示, 0 号位置由同步电路启动同步定时器和移相定时器, 6~2 号位置由同步定时器启动移相定时器, 1 号位置则设定同步定时器和移相定时器均由同步电路启动



附图 2 同步电路



附图 3-5 同步电路信号波形图

3.1.2 触发脉冲的移相控制

触发脉冲的移相是利用可编程计数器、定时器 8253 的 3 个定时通道分别对各晶闸管触发角进行定时, 定时时间一到即相对应的晶闸管发出触发脉冲信号。8253 有 3 个 16 位计数器: 计数器 0、计数器 1、计数器 2, 分别完成对 u、v、w 相晶闸管触发脉冲的移相。

三相桥式整流器触发角 α 的移相范围一般是 $0^\circ \sim 150^\circ$ 或 $30^\circ \sim 150^\circ$ ，同一输入相的共阴共阳两晶闸管的自然换相时刻，即定时起始时刻互差为 180° 。所以，对一相的两晶闸管可用同一个定时通道交替定时而互不影响。对三相 6 个桥臂，共用 3 个通道便可完成对所有晶闸管触发角的定时。

3.1.2.1 定时器最大触发角和分辨率的计算

现已知计数器的位数 N_t 为 16，整流器交流电源频率 f_c 为 50Hz，取基准时钟频率，即计数脉冲频率 f_c 为 2MHz，则定时器最大定时时间 $T_{\max}$ 为：

$$T_{\max} = \frac{2^{N_t}}{f_c} = \frac{2^{16}}{2 \times 10^6} = 32.768\text{ms}$$

定时器的最大触发角 $\alpha_{\max}$ 为：

$$\alpha_{\max} = 360^\circ \times f_c \cdot T_{\max} = \frac{360^\circ}{T} \times T_{\max} = \frac{360^\circ \times 32.768}{20} = 589.8^\circ$$

显然，它的定时范围完全可以满足要求

定时器的分辨率 R_t 为：

$$R_t = \frac{\alpha_{\max}}{2^{N_t}} = \frac{589.8^\circ}{2^{16}} = 0.009^\circ/\text{bit}$$

3.1.2.2 计数/定时器定时时间常数 t_a 的计算

移相给定信号 Dk 是系统的数字控制器的输出量。 Dk 的位数为 N_g ，其变化范围是 $0 \sim (2^{N_g} - 1)$ ，对应触发角的变化范围是 $\alpha = 150^\circ \sim 0^\circ$ ，即 $Dk=0$ 时 $\alpha=150^\circ$ 。 Dk 的分辨率 R_g 为：

$$R_g = \frac{150^\circ}{2^{N_g}}$$

由于数字触发器的触发角 α 由定时器定时时间 t_a 的大小决定， α 与 t_a 成正比。而移相给定信号 Dk 与 t_a 的关系则相反，当 Dk 最大时 t_a 最小， Dk 最小时 t_a 最大。为了便于计算 t_a ，通常根据整流器负载的性质对 Dk 进行适当的处理。例如电阻性负载可直接对 Dk 取反即可，即 $Dk \rightarrow \bar{Dk}$ 。

定时时间常数 t_a 的大小由 $\bar{Dk}$ 、 R_g 和 R_t 决定。因此 $\bar{Dk}$ 所对应的触发角为 $R_g \cdot \bar{Dk}$ 。

由定时器分辨率 R_t ，可得定时时间常数 t_a 的计算式：

$$t_a = \frac{R_g \cdot \bar{Dk}}{R_t} = \frac{150 Dk}{0.009 \times 2^{N_g}} = 16667 \times \frac{\bar{Dk}}{2^{N_g}}$$

当 Dk 也为 16 位，即 $N_g=16$ 时，对应定时时间常数 t_a 为：

$$t_a = \frac{16667 \bar{Dk}}{2^{16}} = 0.254 Dk$$

为了减少单片机计算 t_a 所用的时间，可按照 Dk 与 t_a 的对应关系，预先编制出触发脉冲移相数码表存入 RAM（或 EPROM）中。单片机可以根据 Dk 通过查表的方法很快地得到定时数码 t_a 。

3.1.2.3 触发脉冲信号的确定及输出

移相定时器 8253 的每一个计数器的输出端 OUT0、OUT1、OUT2，经过或非门与单片机 INT1 连接，另外，OUT0、OUT1 和 OUT2 还分别与单片机 P1.0、P1.1、P1.2 相接。同步定时器在附图 1-3 所示的 6~1 位置通过 8255 的 PA 口启动 8253 相应的移相定时器进

行移相,当 8253 的某个移相定时器的计数值减到 0 时,由相应的 OUT 端口输出高电平,经过或非门向单片机 INT1 申请中断,单片机响应中断后将根据 P1.1~P1.2 口的状态判定中断源,然后根据同步脉冲代码读取相应的触发脉冲输出代码,并由可编程并行接口 8255 的 B 口输出,然后再经过触发脉冲功率放大电路放大后去触发相应的晶闸管。

同步脉冲代码与移相定时器及触发脉冲的关系如附表 3-1 所示。

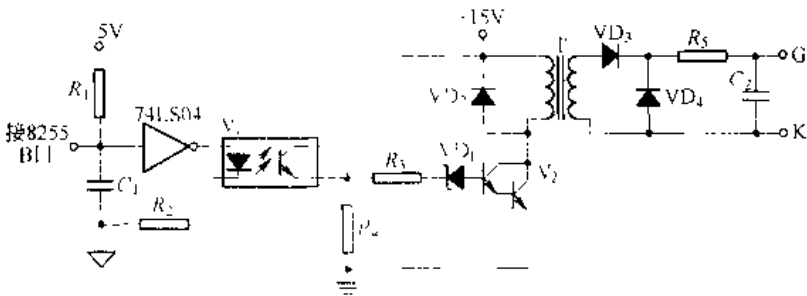
附表 3-1 同步脉冲代码与移相定时器及触发脉冲的关系

同步脉冲代码	04H	04H	04H	02H	01H	00H
移相定时器启动方式	同步定时器 1 启动	同步定时器 1 启动	同步定时器 0 启动	同步定时器 0 启动	同步定时器 0 启动	定时器 1 启动
移相定时器	2	1	1	2	1	0
触发脉冲输出代码	C6H	E7H	F0H	F0H	F0H	DEH
被触发晶闸管	VT ₁ 、VT ₂	VT ₁ 、VT ₁	VT ₁ 、VT ₁	VT ₁ 、VT ₁	VT ₁ 、VT ₁	VT ₁ 、VT ₁

单片机要响应 8253 的 3 个中断源的中断申请,工作比较繁忙,为了尽量减少 CPU 执行程序的时间,保证触发器的控制精度,移相中断服务程序不能编得冗长。

3.1.3 触发脉冲的功放电路

触发脉冲的功放电路如附图 3-1 所示。8255B 口输出的触发脉冲低电平有效,触发脉冲经过光电隔离器 V₁,再经 V₂ 进行功率放大后送至相应晶闸管的门极。



附图 3-1 脉冲功率放大电路

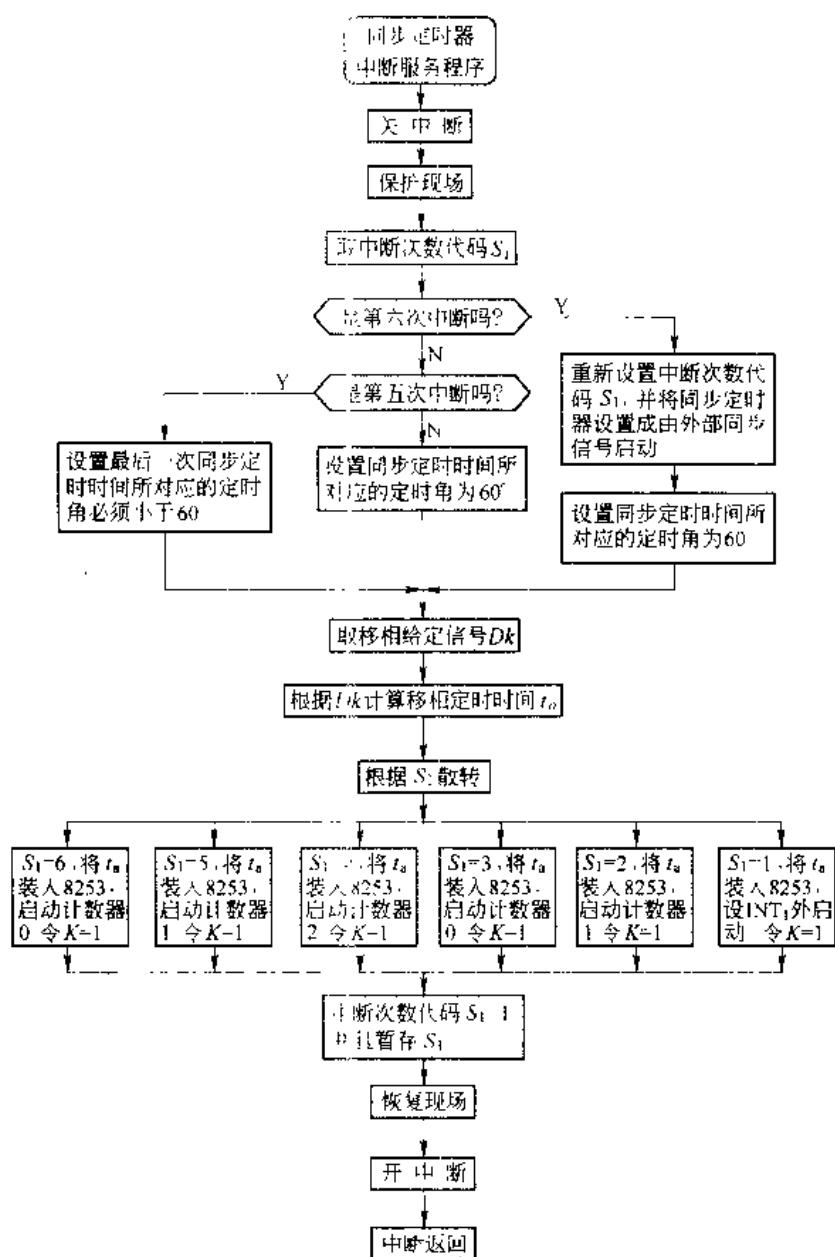
当单片机复位时,8255 的 B 口各位均处于高阻状态,此时为了防止干扰信号使非门输出低电平(误发脉冲),因此在与非门的输入端增设了 R₁、C₁,用来防止外界的干扰。

3.1.4 控制软件

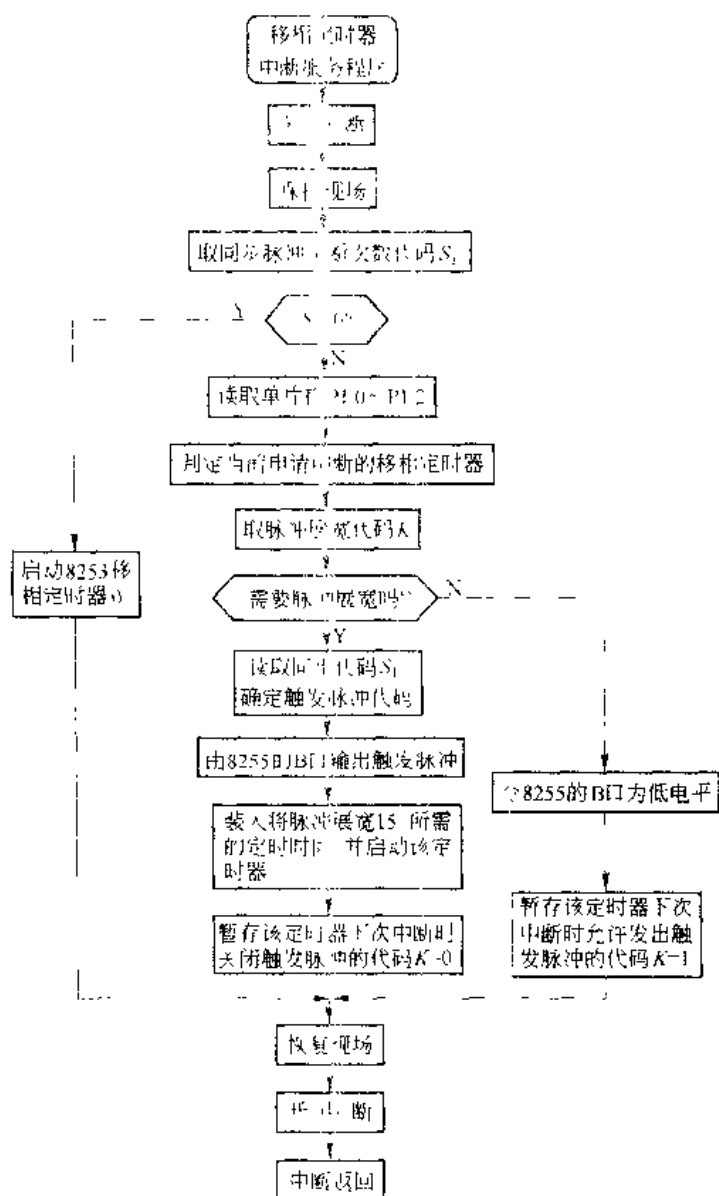
8031 单片机内部定时器 0 作为同步定时器,定时器 1 作为移相定时器的中断服务定时器,8253 内部的 3 个计数器专门用作移相定时和触发脉冲展宽之用。同步电路启动同步定时器的同时也启动定时器 1,定时器 1 将延迟极短时间后执行其中断服务程序,启动移相定

时器 0。

附图 3-5、附图 3-6 分别给出了同步定时器中断服务程序框图和移相定时器中断服务程序框图供参考。



附图 3-5 同步脉冲中断服务程序



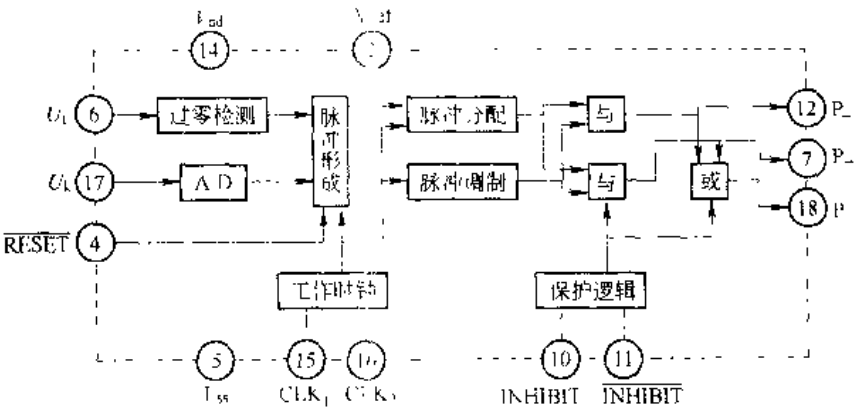
附图 3-6 移相定时器中断服务程序

3.2 单片全数字化晶闸管触发器 KC168

3.2.1 内部结构及工作原理

KC168 的内部结构及工作原理框图如附图 3-7 所示。从附图 3-7 可见它的内部包含有 1 个同步过零检测单元, 1 个 A/D 转换器, 1 个触发脉冲形成单元, 1 个脉冲分配环节, 1 个脉冲调制单元, 1 个工作时钟, 2 个与门, 1 个或门, 1 个外部故障保护逻辑单元共 9 个功能单元, 当然这 9 个单元中有的为纯硬件结构, 有的为完全软件编程实现的。其工作原理可简析为: 同步过零检测单元检测出同步信号的过零点 (即同步方波信号的上升及下降

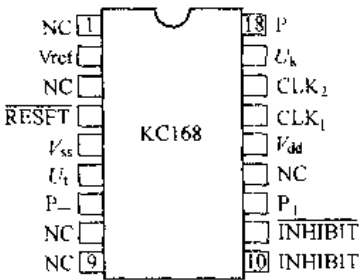
沿)并记忆,作为触发脉冲产生及移相的参考点;另一方面A·D转换器将输入的移相控制电压 U_k 转换为数字量后,在触发脉冲形成单元内,相对于同步信号的过零点,形成触发脉冲,该脉冲经脉冲分配环节分配为对应同步信号正负半周的两路触发脉冲,再和脉冲调制单元输出的调制脉冲列经2个与门相“与”后,从P₊与P₋两管脚输出彼此相位互差180°的两路调制脉冲列,用来触发与同步信号 f_1 正负半周对应的2个晶闸管;一旦外部电路出现故障,或同步信号 U_1 丢失,则内部电路便快速进行保护,确保P₊与P₋同时输出恒低电平。



附图 3-7 KC168 内部结构及工作原理框图

3.2.2 引脚排列及功能和用法

KC168 采用双列直插式 18 引脚标准集成电路封装,它的引脚排列如附图 3-8 所示。各引脚的名称、功能和用法如附表 3-2 所示。



3.2.3 控制精度及分辨率

触发器精度是高性能晶闸管类电力电子设备的基础,KC168 触发器的性能可从分辨率与控制精度两个方面来考虑。

附图 3-8 KC168 的引脚排列

附表 3-2 KC168 引脚说明

引脚号	符 号	名称或功能	用 法
1、8、9	NC	空脚	使用时悬空
2	Vref	内部 A·D 转换器参考电压输入端	通过一电阻接 +5V 电源 V _{dd} 端 (14 脚)
4	RESET	复位端	1.电复位,低电平有效
5	V _{ss}	参考地端	使用中接控制电源地

续附表 3-2

引脚号	符 号	名称或功能	用 法
6	U_c	同步信号输入端	经整形后的同步信号
7	P	对应同步信号负半周的脉冲输出端	经脉冲功放及隔离环节后接负半周导通晶闸管的门阴极
10	INHIBIT	保护信号的高电平封锁脉冲端	直接接保护电路输出, 保护信号高电平有效, 此时应把引脚 11 接 V_{cc} (5V)
11	$\overline{\text{INHIBIT}}$	保护信号的低电平封锁脉冲端	直接接保护电路输出, 保护信号低电平有效, 此时应把引脚 11 接 V_{cc} (接地端)
12	P_c	对应同步信号正半周的脉冲输出端	经脉冲功放及隔离环节后接正半周导通晶闸管的门阴极
14	V_{cc}	电源端	该用户为 KC168 工作提供的电源端 +5V
15、16	$\text{CLK}_1, \text{CLK}_2$	晶振连接端	接 4MHz 或 8MHz 晶振
17	U_k	移相控制信号输入端	接移相控制电压输入, 开环控制时接给定电位器的中间滑动头, 闭环控制时接闭环调节器的输出
18	P	或脉冲输出端	P 或 P 相或后的脉冲, 当 KC168 用于双向晶闸管系统时, 该端可直接接经功放隔离后的双向晶闸管的门极

3.2.3.1 分辨率

由于 KC168 触发器有 A、B 两个系列, A 系列工作时钟为 4MHz, B 系列工作时钟为 20MHz, 对内部计算逻辑来讲, 程序设计满足了最长的延时为同步电压的半个周期, 即 180° , 也就是说对应工频 50Hz 的 10ms, 于是触发器的分辨率为:

选用 4MHz 晶振的 A 系列, 指令周期为 1 μ s 时

$$\delta\% = 10^{-6} \times 180^\circ / (10 \times 10^{-3}) = 0.018^\circ/\text{位}$$

选用 20MHz 晶振的 B 系列, 指令周期为 1/5 μ s 时

$$\delta\% = 10^{-6} \times 180^\circ / (10 \times 10^{-3} \times 5) = 0.0036^\circ/\text{位}$$

3.2.3.2 控制精度

控制精度是指移相控制电压变化一个数字量时输出角度的变化值, 由于该触发器内部均为 8 位数字量运算, A/D 转换最大数字量值为 255, 故其控制精度为:

$$\delta\% = 180^\circ/255 = 0.7059^\circ/\text{1 个数字量}$$

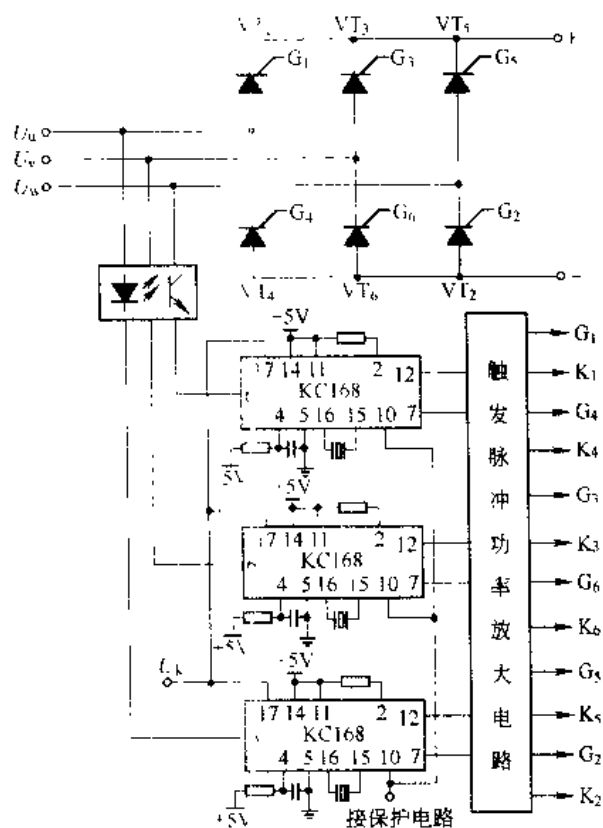
虽然控制精度受到了内部 8 位 A/D 转换及运算精度的限制, 但足以满足一般变流系统的需要。

3.2.4 应用举例

KC168 的上述优良性能及设计特点决定了它可以用于单相及三相半波、单相及三相桥式半控、单相及三相桥式全控整流电路, 单相及三相半波与单相或三相桥式逆变电路或其他电路。

拓扑的晶闸管系统中来作为晶闸管的触发器。

附图 3-9 给出了 3 片 KC168 用于三相桥式全控整流电路的电气原理图，图中采用光电隔离器来完成交流到方波同步的转化，省去了常用的同步变压器。



附图 3-9 KC168 用于三相全控桥整流电路

附录 4 标准实验电路

4.1 同步电压为锯齿波的触发电路实验

实验目的：

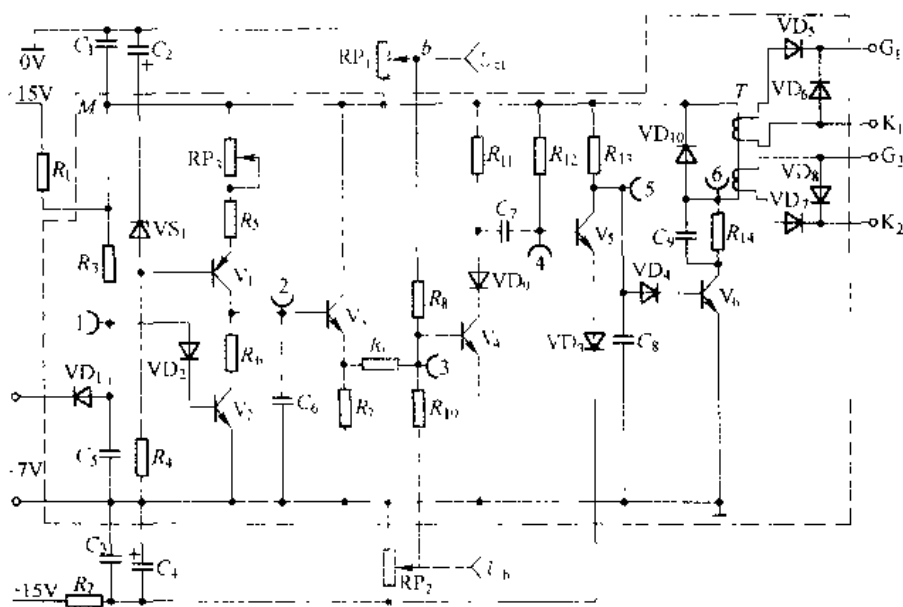
- (1) 加深理解锯齿波移相触发电路的工作原理及各元件作用。
- (2) 通过对同步电压为锯齿波的触发器各点波形的测试、掌握调试方法。

实验内容：

- (1) 锯齿波同步触发电路的调试。
- (2) 锯齿波同步触发电路各点波形观察、分析。

实验线路及原理：

锯齿波同步移相触发电路见附图 4-1。主要由同步检测、锯齿波形成、移相控制、脉冲形成、脉冲放大等环节组成。其工作原理可参见本书有关章节。



附图 4-1 锯齿波同步移相触发电路原理图

实验设备及仪器：

- (1) DKSZ-1 电机控制系统实验装置的主控制屏 DK01。
- (2) DK11 挂箱。
- (3) 双线示波器。
- (4) 万用表。

实验方法及步骤:

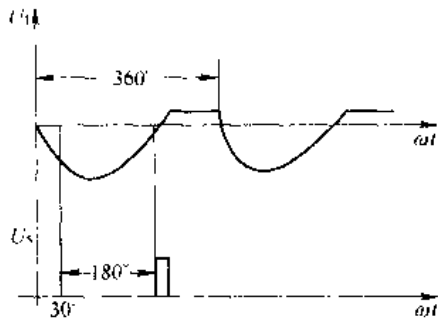
(1) 将 DK11 面板左上角的同步变压器原边绕组接 230V 交流电压,“选择触发开关”拨向“锯齿波”,面板左下角的±15V 开关拨向“开”,其上面的开关拨向“触发电路”。将输出“G₁”、“K₁”端接至某晶闸管的门极和阴极。

(2) 接通电源,用示波器观察各观察孔的电压波形。

1) 用双线示波器同时观察“1”、“3”孔的波形,了解锯齿波宽度和“1”点波形的关系。

2) 观察“3”~“5”孔波形及输出电压 U_c 的波形,记下各点波形的幅值与宽度,比较“3”孔电压 U_3 与 U_c 的对应关系。

(3) 调节脉冲的移相范围。将控制电压 U_c 调至零(调电位器 RP_1),用示波器观察 U_1 电压(即“1”孔)及 U_c 的波形,调节偏移电压 U_0 (即调 RP_2),使 $\alpha=180^\circ$,其波形如附图 4-2 所示。



附图 4-2 脉冲移相范围

增加 U_c 观察脉冲的移动情况,要求 $U_c=0$ 时, $\alpha=180^\circ$, $U_c=U_{max}$ 时, $\alpha=10^\circ$,以满足移相范围 $\alpha=10^\circ\sim 180^\circ$ 的要求。

(4) 调节 U_c ,使 $\alpha=60^\circ$,观察并记录 $U_1\sim U_5$ 及输出脉冲电压 U_g 的波形,并标出其幅值与宽度。

实验报告:

- (1) 整理,描绘实验中记录的各点波形,并标出幅值与宽度。
- (2) 总结锯齿波同步触发电路移相范围的调试方法,移相范围的大小与哪些参数有关?
- (3) 如果要求 $U_c=0$ 时, $\alpha=90^\circ$ 应如何调整?
- (4) 讨论分析其他异常现象。

注意事项:

(1) 双线示波器两探头的地线端应接在电路的同电位点,以防两探头的地线造成被测量电路短路事故(探头地线与示波器外壳连接应注意安全)。

(2) 所做的实验,触发脉冲是从外部接入 DK01 面板上的晶闸管的门、阴极,应将所用晶闸管装置的 I 组触发脉冲或 II 组触发脉冲的开关拨向“断开”时,也可将 U_{br} 或 U_{br} 悬空(DK01 面板上连线内部已连接好)。

4.2 单相半控桥式整流电路实验

实验目的:

(1) 加深熟悉单相桥式半控整流电路带电阻,电阻电感负载,反电势负载时工作情况下的波形进行全面分析和理解。

(2) 对实验出现的问题加以讨论和排除。

实验内容:

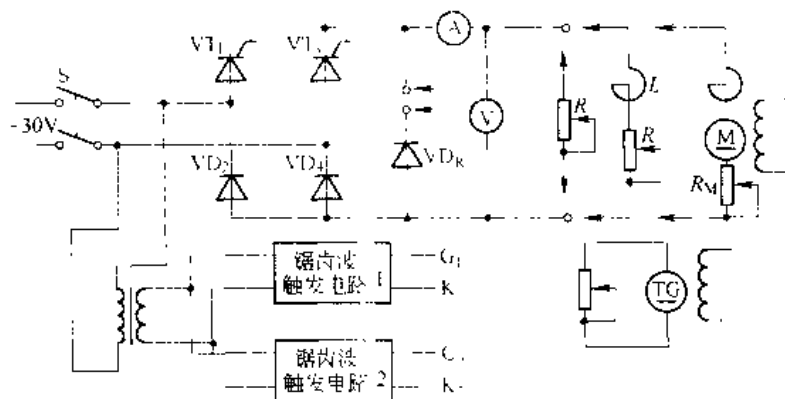
- (1) 锯齿波同步触发电路的调试
- (2) 单相桥式半控整流电路带电阻性负载。

(3) 单相桥式半控整流电路带电阻电感性负载。

(4) 单相桥式半控整流电路带反电势负载。

实验线路与原理：

实验线路如附图 4-3 所示，实验原理可参见本教材有关章节。



附图 4-3 单相桥式半控整流实验线路

实验设备及仪器：

- (1) 主控制屏 DK01。
- (2) 直流电动机 直流发电机 测速发电机组。
- (3) DK11 挂箱。
- (4) $1.9\text{k}\Omega$, 0.65A 滑线电阻器。
- (5) 双线示波器。
- (6) 万用表。

实验方法：

(1) 按附图 4-3 接线，可利用二组桥的晶闸管、二极管来组成单相半控桥。触发电路采用锯齿波同步触发电路，将 DK11 左上角的“触发选择开关”拨至“锯齿波”，同步变压器原边接入 230V 交流电压。将 DK11 左下角的两个开关分别拨至“单相桥式”和“开”，将锯齿波触发电路的输出脉冲端“ G_1 ”，“ K_1 ”和“ G_2 ”，“ K_2 ”分别接至半控桥中晶闸管 VT_1 和 VT_2 的门极与阴极。并将 DK01 上的 V_1 悬空。

(2) 锯齿波触发电路调试。其调试方法与前同步电压为锯齿波的触发电路实验相同。

(3) 单相半控桥带电阻性负载：

1) 接上可调电阻负载 R_d ，合上电源开关 S ，用示波器观察负载电压 U_d 、晶闸管两端电压 U_{VT} 和整流二极管 U_{VD} 的波形，调节移相控制电位器 RP_1 ，观察并记录不同 α 角时 U_d 、 U_{VT} 、 U_{VD} 的波形，测定相应电源电压 U_2 和负载电压 U_d 的数值，验证：

$$U_d = 0.9U_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2} \quad (\text{F4-1})$$

2) 用双线示波器观察 U_d 与 U_2 之间的相位关系。

(4) 单相半控桥带电阻电感性负载：

- 1) 断开主电路后, 换接电阻电感性负载, 即将平波电抗器 L 与 R_d 相串联。
- 2) 不接续流二极管 VD_R 时, 接通主电路, 用示波器观察并记录不同 α 角时 U_d 、 U_{VT} 、 U_{VD} 、 I_d 的波形, 并测定相应 U_2 、 U_1 的数值
- 3) 调节 R 的大小, 观察 I_d 波形如何变化。
- 4) 突然断开触发电路, 观察失控现象并记录 V_a 的波形。
- 5) 接续流二极管 VD_R 、重复 2) ~ 4) 步骤, 观察触发脉冲断开时有无失控现象。
- (5) 单相半控桥接反电势负载:
 - 1) 断开主电路后, 改接直流电动机作反电势负载, 不接平波电抗器 L 。调节 RP_1 使 U_a 由零逐渐上升到额定值, 用示波器观察并记录不同 α 角时输出电压 U_d 、电流 I_d 及电动机电枢两端电压 U_M 的波形, 记录相应的 U_2 与 U_1 的波形。
 - 2) 接上平波电抗器, 重复上述实验, 观察并记录不同 α 角时 U_d 、 I_d 及 U_M 的波形, 记录相应的 U_2 和 U_1 的数值。

实验报告:

- (1) 作出电阻和电阻电感性负载时 U_d 、 $I_d = f(\alpha)$ 的曲线。
- (2) 反电势负载时, U_d 是否满足式 (F4-1) 的关系, 为什么?
- (3) 讨论和分析其他实验结果, 说明续流二极管对消除失控现象的作用。

注意事项:

- (1) 反电势负载时电动机直流发电机的励磁绕组接在 DK01 主控屏励磁电源上。
- (2) 其他注意事项同前。

4.3 单桥式全控整流及有源逆变电路实验

实验目的:

- (1) 加深理解单相桥式全控整流及有源逆变的工作原理。
- (2) 研究单相桥式全控变流电路由整流切换到逆变的全过程, 掌握有源逆变条件。
- (3) 了解产生逆变颠覆现象的原因。

实验内容:

- (1) 单相桥式全控整流电路。
- (2) 单相桥式有源逆变电路。
- (3) 逆变颠覆现象的观察。

实验线路及原理:

实验线路如附图 4-4 所示, 将主控制屏上的整流二极管 $VD_1 \sim VD_6$ 组成三相不控整流桥作为逆变桥的直流电源, 逆变变压器采用 DK14 挂箱中的一单相变压器, 回路中接入电抗器 L 及限流电阻 R 。有关逆变的必要条件可参见“半导体变流技术”等有关教材。触发电路用 DK11 上的锯齿波同步移相触发电路。

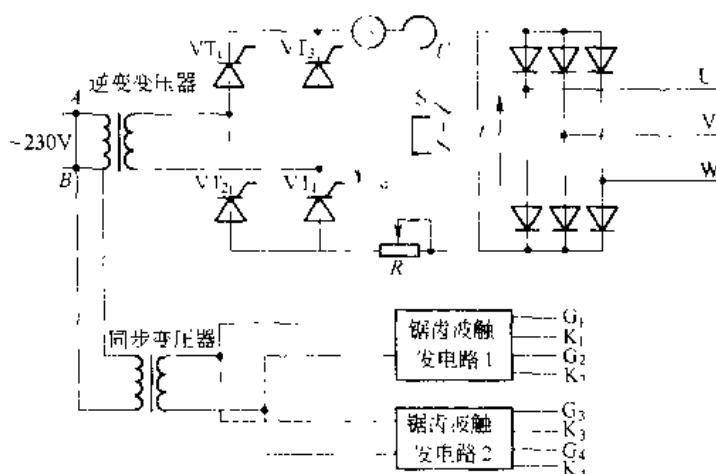
实验设备及仪器:

- (1) 主控制屏 DK01;
- (2) DK11 挂箱;
- (3) $1.9k\Omega$, $0.65A$ 滑线电阻器;

- (4) DK14 三相组式变压器挂箱；
- (5) 双线示波器；
- (6) 万用表；
- (7) 单相双投闸刀 (DK02 下部)。

实验方法：

(1) 按附图 4-4 接线，将 DK11 挂箱上的同步变压器原边接 230V 交流电压，“触发选择开关”拨至“锯齿波”，面板左下角的 $\pm 15V$ 开关拨至“开”，其上面的开关拨至“单相桥”。将锯齿波触发电路的输出脉冲端分别接至相应晶闸管的门极、阴极。将 DK01 主控制屏上的 I 组桥触发脉冲开关拨向断开或悬空 U_{bg} 。



附图 4-4 单相桥式整流及有源逆变实验线路

(2) 单相桥式全控整流。调节锯齿波触发电路中的移相调节电位器 RP_1 ，使 $U_{\alpha}=0$ ，调节偏移电位器 RP_2 ，使 $\alpha=150^\circ$ 。保持 U_b 不变（即 RP_2 固定），逐渐增加 U_a ，在 $\alpha=0^\circ\sim 90^\circ$ 范围内，做单相桥式全控整流电路带电阻电感负载实验，在 $\alpha=0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ 时，用示波器观察并记录整流电路电压 U_d 、晶闸管电压 U_{VT} 的波形，并记录 U_2, U_d 的数值。

(3) 有源逆变实验。断开电源，将 S 拨向有源逆变电源端（三相不控整流桥），将 R_d 调至最大，调节 U_a ，将 α 移至 150° ，合上主电路电源。

在 $\alpha=90^\circ, 120^\circ, 150^\circ$ 时，用示波器观察并记录 U_d, U_{VT} 的波形，并记录 U_2, U_d 的数值。

(4) 逆变颠覆的观察。调节 U_a ，使 $\alpha=150^\circ$ ，观察 U 波形。突然将 DK11 面板上的 $\pm 15V$ 开关拨至“关”，则脉冲突然消失，观察逆变颠覆现象，记录逆变颠覆时的波形。

调节 U_a ，使 α 接近于 180° ，观察逆变颠覆现象，记录逆变颠覆时的波形。

实验报告：

- (1) 画出 α 角 $0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ$ 时 U_d 和 U_{VT} 的波形。
- (2) 画出电路的移相特性 $U_d=f(\alpha)$ 曲线。
- (3) 分析逆变颠覆的原因，逆变颠覆后会产生什么后果？

注意事项：

(1) 为了防止过流, 顺利地完从整流到逆变的过程, 主电路串入了电阻 R 。

(2) 三相不控整流桥的输入端也可加接三相自耦调压器, 以降低逆变用直流电源的电压值。

4.4 三相桥式全控整流电路实验

实验目的:

(1) 熟悉三相桥式全控整流电路的接线, 器件和保护情况。明确对触发脉冲的要求。

(2) 了解集成触发器的调整方法及各点波形。

(3) 观察在电阻负载, 电阻电感负载和反电动势负载情况下电路的输出电压和电流的波形。

实验内容:

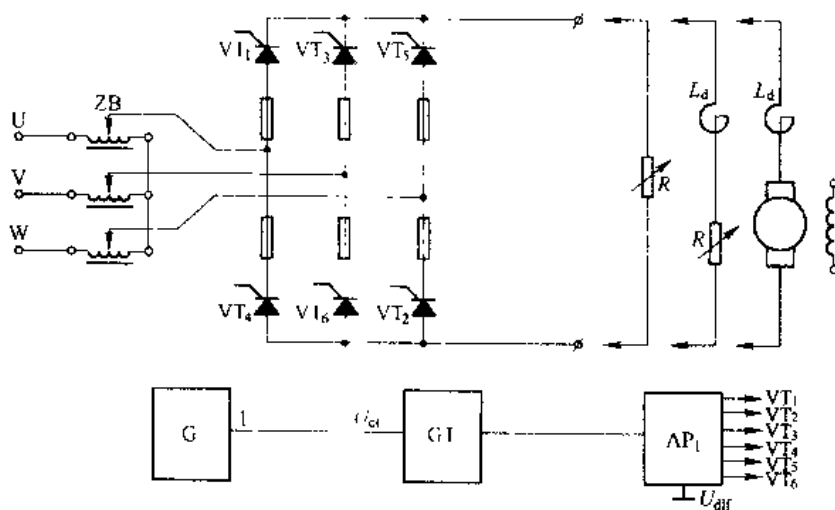
(1) 熟悉主控制屏 DK01 的电路结构和器件, 检查连接主电路和触发电路的接插线, 检查快速熔断器是否良好。

(2) 熟悉采用 KJ04 和 KJ041, KJ012 构成的触发电路。

(3) 掌握三相桥式全控整流电路接不同负载时的初始相位角确定。

实验线路及原理:

实验线路如附图 4-5 所示。主电路由整流变压器及三相全控桥组成。触发电路为主控制屏 DK01 中的集成触发电路, 由 KJ04、KJ041、KJ042 等集成芯片组成, 可输出高频调制后的双窄脉冲链。集成触发电路的原理可参考本书中的有关章节。



附图 4-5 三相全控桥式整流电路实验线路

实验设备及仪器:

(1) 主控制屏 DK01;

(2) DK02 挂箱;

(3) $1.9\text{k}\Omega$, 0.65A 双臂滑线电阻器;

- (4) DK14 三相式变压器;
- (5) 双线示波器;
- (6) 万用表;
- (7) 直流电动机—直流发电机—直流调速发电机组

实验方法:

(1) 打开电源开关, 观察面板上检测三相交流电源的电压表指示值, 是否三相平衡, 指示灯是否正常发亮。

(2) 开关设置。调速电源选择开关: 拨到“直流调速”, 触发电路脉冲指示: 拨到“窄”。

工桥工作状态指示: 拨到“任意”。

(3) 测量主电路电源相序和同步电源相序, 根据实验装置中触发电路同步电压输入端阻容滤波参数计算其移相角, 并分析主电路电压与同步电压配合的合理性。

(4) 触发电路调试, 接通“低压控制电源”, 用示波器观察触发电路的单脉冲、双脉冲是否正常, 观察 a、b、c 三相的锯齿波, 如斜率不一致, 可调整 a、b、c 三相的锯齿波斜率调节电位器, 使三相的锯齿波斜率尽可能一致。测量触发脉冲的宽度和幅值, 6 个触发脉冲应使其间隔均匀, 相互间隔 60° 。

(5) 将给定器输出 U_g 接至主控制屏面板上的 U_{α} 端, 调节偏移电压 U_b , 在 $U_{\alpha}=0$ 时, 使 $\alpha=150^\circ$ 。

(6) 将面板上的 $V_{\text{出}}$ (当三相桥式全控变流电路使用 1 组桥晶闸管 $VT_1 \sim VT_6$ 时) 接地, 将 1 组桥式触发脉冲的 6 个开关均拨到“接通”, 观察正组桥 $VT_1 \sim VT_6$ 晶闸管的门阴极之间脉冲是否正常。

三相桥式整流电路, 按附图 4-5 接线

(1) 接电阻负载时 ($1.9\text{k}\Omega$ 、 0.65A 滑线电阻器), 调节偏置电压 U_p 使得 $U_{\alpha}=0$ 时, $\alpha=120^\circ$, 输出 $U_d=0$ 。

调节 U_{α} , 观察 α 从 $120^\circ \sim 0^\circ$ 变化时输出电压的波形及晶闸管两端的电压波形, 记录触发角 α 分别为 0° 、 30° 、 60° 、 90° 、 120° 时 U_d 和 U_T 的数值。

(2) 接电阻电感负载时, 在 $WL \gg 3R$ 的情况下, 调节 U_p 使 $U_{\alpha}=0$ 时 $U_d \approx 0$, 以后 U_p 固定不变, 通过调节滑线变阻器的阻值 (有条件的也可改变电感值) 改变负载阻抗角 φ , 对于不同 φ , 观察不同 α 时 U_d 、 i_d 和 U_T 的波形, 注意电流临界连续时, α 与 φ 的配合情况。记录触发角 α 分别为 0° 、 30° 、 60° 和 90° 时 U_d 与 U_a 的数值。

(3) 负载端接平波电抗器和直流他励电动机的电枢, 合闸时必须注意使 $U_{\alpha}=0$ 、 $\alpha=90^\circ$ 和 $U_d \approx 0$, 随后逐步调节 U_{α} , 观察 U_d 、 i_d 、 U_T 和电枢端 U_b 的波形, 适量加载, 并分别观察接上电抗器与短接电抗器时 i_d 的波形, 注意电流断续时的现象。

(4) 电路模拟故障现象观察。在整流状态时, 断开某一晶闸管元件的触发脉冲开关, 则该元件无触发脉冲即该支路不能导通, 观察并记录此时的 U_d 波形。

实验报告:

- (1) 画出电路的移相特性 $V_d = f(\alpha)$ 曲线
- (2) 画出触发电路的传输特性 $\alpha = f(U_{\alpha})$ 曲线。
- (3) 分析触发器输出双脉冲波形。

- (4) 分别绘制出不同负载时 α 角为 0° 、 30° 、 60° 、 90° 、 120° 时的 U_d 、 U_{VT} 波形。
- (5) 不同负载时，不同 α 与 φ 时电流连续与断续的情况与分析。
- (6) 讨论与分析实验结果，特别要注意对实验过程中出现的异常情况进行分析。

注意事项：

- (1) 实验较复杂，实验前必须认真阅读教材中有关章节，真正搞清实验原理及步骤。
- (2) 调锯齿波互相平行时，示波器的两路输入量程要一样。
- (3) 整流电路实验的负载可根据需要而改变，如可做电阻、电阻电感及反电势负载等。

4.5 晶闸管单相交流调压实验

实验目的：

- (1) 熟悉单相交流调压电路的工作原理。
- (2) 加深理解交流调压在电阻负载和电阻电感负载时不同的输出电压和电流的波形及移相控制特性。明确交流调压电路在电阻电感负载时其控制角 α 应限制在 $\pi \geq \alpha \geq \varphi$ 的范围内。
- (3) 了解 KC05 晶闸管移相触发器的原理及应用。

实验内容：

- (1) KC05 移相触发电路的调试。
- (2) 单相交流调压器带电阻性质负载。
- (3) 单相交流调压器带电阻电感性负载。

实验线路及原理：

本实验采用了 KC05 晶闸管移相触发器。该触发器适用于双向晶闸管或两只反并联晶闸管电路的交流相位控制，具有锯齿波线性好，移相范围宽，控制方式简单，易于集中控制，有失交保护，输出电流大等优点。其工作原理可参考教材有关章节。

晶闸管交流调压器的主电路由两只反向并联的晶闸管组成。

实验线路如附图 4-6 所示。

实验设备及仪器：

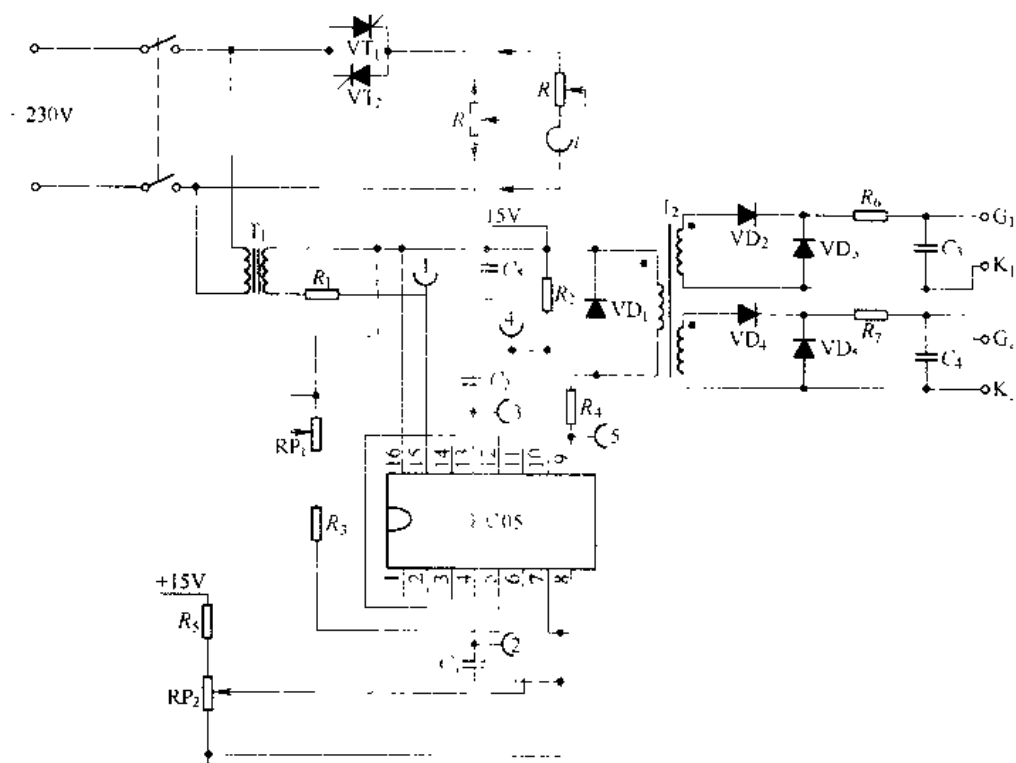
- (1) 电机控制系统主控制屏 DK01；
- (2) DK12 挂箱；
- (3) 自耦调压器；
- (4) 滑线电阻器；
- (5) 双线示波器；
- (6) 万用表。

实验方法：

- (1) KC05 晶闸管移相触发器调试。

将触发器的同步变压器原边绕组接 230V 交流电压，将右上角的 $\pm 15V$ 直流电压开关拨向“开”。

示波器观察“1”~“5”端及 U_{g1} 、 U_{g2} 波形，视其是否与原理分析的波形一致。调节电位器 RP_1 ，观察锯齿波斜率能否变化，调节 RP_2 ，观察输出脉冲的移相范围如何变化，移相

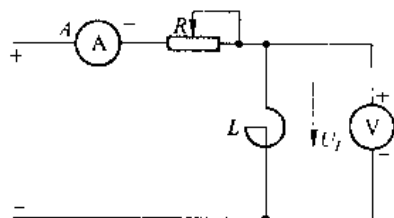


附图 4-6 单相交流调压触发电路

能否达到 180° 。记录上述观察到的各点电压波形。

(2) 单相交流调压器带电阻性负载。

将 DK01 极上的两只晶闸管反并联而成交流调压器，将触发器的输出脉冲端 G_1 、 K_1 、 G_2 、 K_2 分别接至主电路相应 U_T 的门极和阴极。接上电阻性负载，用示波器观察不同 α 角时输出电压和晶闸管两端的电压波形，并测量出负载电压的有效值。为了读数便利，调节电位器 RP_2 ，观察不同 α 角时各波形的变化，并记录 $\alpha = 0^\circ$ 、 30° 、 60° 、 90° 、 120° 和 150° 时的波形。



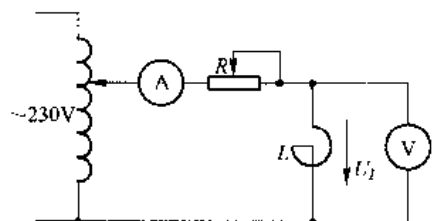
附图 4-7 用直流伏安法测定电抗内阻

(3) 单相交流调压器接电阻电感负载

1) 在做电阻电感实验时需调节负载阻抗角的大小，因此须知道电抗器的内阻和电感量。可采用直流伏安法来测量内阻，如附图 4-7 所示，电抗器的内阻为：

$$R_2 = \frac{U_2}{I} \quad (F4-2)$$

电抗器的电感量可用交流伏安法测量，如附图 4-8 所示。由于电流大时对电抗器的电感量影响较大，采用自耦调压器调压多测几次取其平均值，从而可得到交流阻抗：



附图 4-8 用交流伏安法测定电感量

$$Z = \frac{U_L}{I} \quad (\text{F4-3})$$

电抗器的电感量为:

$$L_L = \sqrt{Z^2 - R_L^2} / (2\pi f) \quad (\text{F4-4})$$

这样即可求得负载阻抗角

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{WL_L}{R + R_L} \quad (\text{F4-5})$$

在实验过程中, 欲改变阻抗角 φ , 只需改变电阻器 R 的数值即可。

2) 断开电源, 改接电阻电感负载。合上电源, 用双线示波器同时观察负载电压 U 和负载电流 i 的波形。调节 R 的数值, 使阻抗角 φ 为一定值, 观察在不同 α 角时波形的变化情况。记录 $\alpha > \varphi$, $\alpha \approx \varphi$, $\alpha < \varphi$ 三种情况下负载两端电压 U 和流过负载的电流 i 的波形。指出电流临界连续的条件并加以分析。

实验报告:

- (1) 测量估算实验电路负载参数 (R 、 L 等)。
- (2) 整理实验中记录下的各类波形。
- (3) 分析电阻电感负载时, α 角与 φ 角相应关系的变化对调压器工作的影响。
- (4) 讨论和分析实验结果, 特别是对异常现象的分析。

注意事项:

在电阻电感负载时, 当 $\alpha < \varphi$ 时, 若脉冲宽度不够会使负载电流分流出较大的直流分量, 损坏元件, 为此主电路可通过变压器降压供电, 这样即可看到电流波形不对称现象, 又不会损坏设备。

还可以固定 L , 加大 R 直至消除直流分量, 在可能情况下改用宽脉冲或脉冲列, 观察 $\alpha < \varphi$ 时, 仍能获得对称连续的负载正弦波形的电流。

4.6 自关断电力电子器件实验

实验目的:

- (1) 加深理解自关断器件对驱动与保护电路的要求。
- (2) 熟悉自关断器件驱动与保护电路的结构。
- (3) 了解自关断器件构成的直流斩波电路工作过程。
- (4) 分析比较半控器件与全控自关断器件的差别。

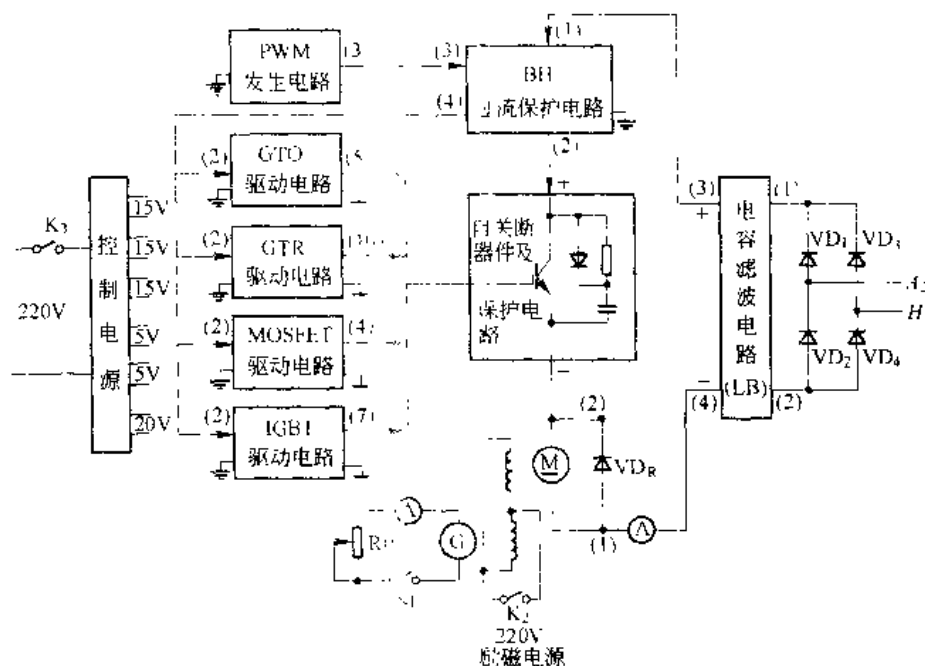
实验内容:

- (1) 用自关断器件构成直流斩波电路, 向直流电动机供电做斩波调速运行。
- (2) 改变控制信号脉冲占空比调节电机转速, 观察并记录不同占空比时的驱动信号和输出电压波形。

实验线路及原理:

- (1) 自关断器件构成的直流斩波调速主电路如附图 4-9 所示。

本实验分别由不同的自关断器件 GTO, GTR, MOSFET, IGBT 等构成直流动机斩波调速电路, 通过控制自关断器件的驱动信号占空比, 改变输出电压脉宽, 从而达到改变直



附图 4-9 自关断器件实验接线方框图

流电动机电枢电压大小，实现调压调速的目的。

附图 4-9 中直流主电源由 DKZ 1 型电机控制系统实验装置上的二极管接成单相桥式整流电路，经电容滤波 (LB) 后得到，然后按从正极性端 (3) 出发，经过电流保护 (BH) 自关断器件及保护电路，直流电动机电枢绕组中零式直流电流表至负极性端 (4)，以构成主电路。连接时注意：

1) 过流保护电路 (BH) 的主回路电流应保证从 (1) 端流入，(2) 端流出；PWM 发生电路输出的驱动信号须从保护电路 (BH) 的 (3) 端输入，(4) 端输出送入相应自关断器件的驱动电路，连接顺序不能接错。

2) 直流电机电枢旁必须并接快速恢复型的续流二极管 VD_R ，并接时必须保证二极管的极性正确，否则将会发生烧毁自关断器件事故。

驱动电路连接根据各具体电路进行。由于本实验需要相互隔离的回路较多，连接时必须充分注意各种接地的不同，如 $\perp$ 、 $\perp$ 及主电路地（即负极性端）。同时不同自关断器件的驱动电路采用不同控制电压，接线时必须注意正确的选用和构成接地关系。

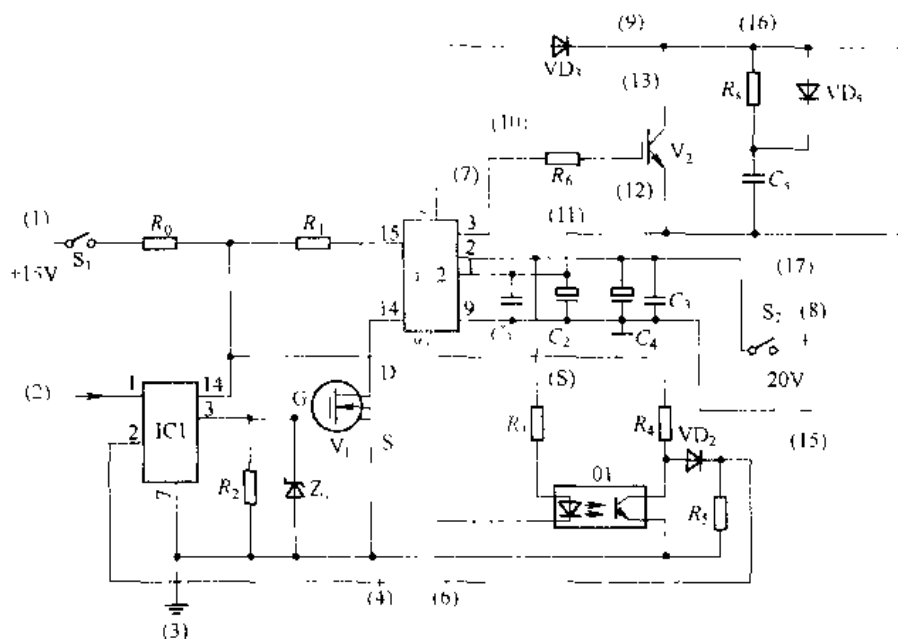
(2) 控制电路。由控制电源、PWM 脉宽调制电路及四种自关断器件的门极驱动电路构成。实验时选定一种自关断器件及门极驱动电路进行连线实验。

(3) 以 IGBT 驱动与保护电路为例进行实验。具体电路如附图 4-10 所示。

该电路以富士公司开发的专用芯片 EXB841 为核心组成。EXB841 为 IGBT 的驱动模块，由信号隔离电路，驱动放大器，过流检测器，低速过流切断电路，栅极关断电源等五部分组成，如附图 4-11 所示。使用时须接入独立 20V 直流电源向 EXB841 模块供电。

该驱动与保护电路由 15V 控制电源供电，PWM 脉冲驱动信号由 (2) 输入。

连接时注意从 EXB841 脚 6 接一高压快速恢复二极管 VD_R 至 IGBT 集电极，以完成

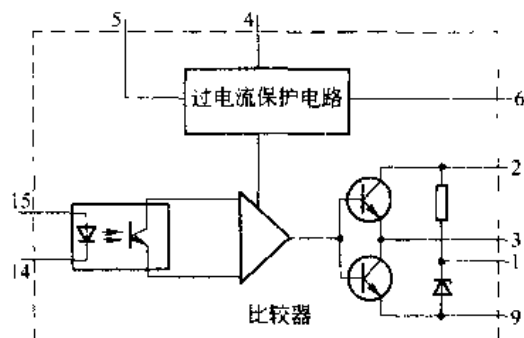


附图 4-10 IGBT 的驱动与保护电路

IGBT 集电极，以完成 IGBT 过流保护电路接线。

(4) PWM 方波信号发生器如附图 4-12 所示：

该占空比可调 PWM 方波发生器由 LM555 构成，频率切换开关 S_2 接到 1、6 位置时，输出频率为 1kHz 的方波信号； S_2 接到 3、4 位置时输出频率为 10kHz 的方波信号。电源已由内部接入，由开关 S_1 控制通、断。当电源接通时，电流通过 R_1 、 VD_1 、 WR_1 向电容充电；电容放电则通过 WR_1 、 VD_2 、 R_2 和 7 脚电路完成。调节 RP_1 位置即可调节充、放电时间，即调节输出方波的占空比。PWM 信号由 (3) 端输出。

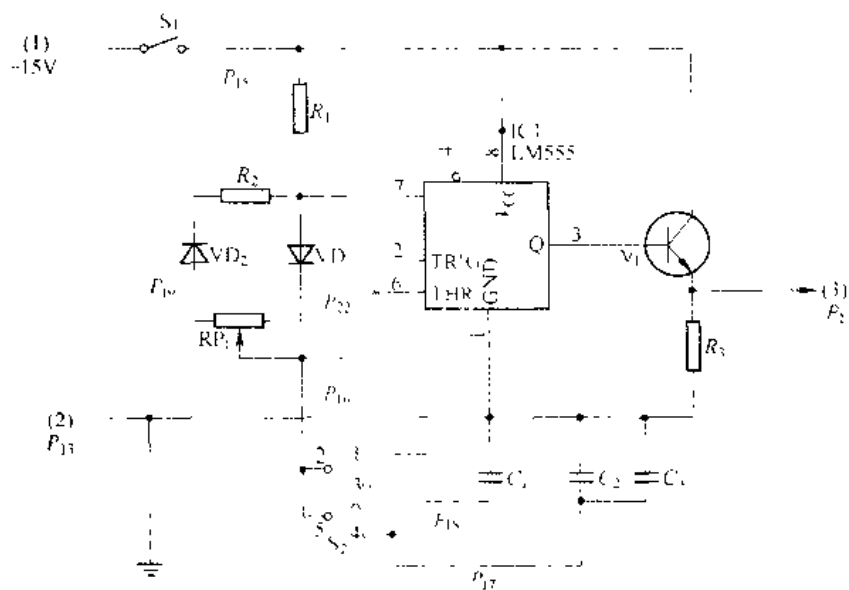


附图 4-11 EXB841 原理框图

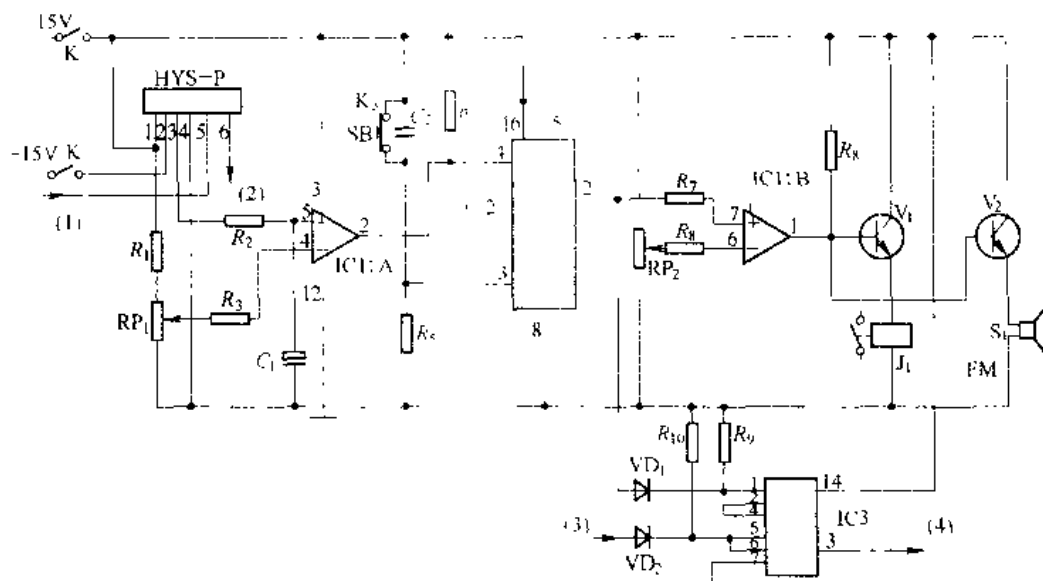
(5) 过流保护电路如附图 4-13 所示。

该电路功能为检测主电路电流，在发生过流（或短路）时提供脉冲封锁信号，以封锁功率器件门极驱动信号。此外，还可提供跳主开关的继电器动作信号及蜂鸣报警信号。主电流通 (1)、(2) 端接入过流保护电路，注意必须从 (1) 流入，端 (2) 流出。PWM 方波脉冲信号从电路输入端 (3) 进，从端 (4) 出送入有关驱动电路。

工作过程：过流时，输出信号比较器 IC1：A 输出高电平、触发器 IC2 的 Q 端输出高电平，IC3 的 (3) 端输出低电平以封锁驱动脉冲信号，实现门极快速保护；同时 IC1：B 输出高电平，经 V_1 放大接通继电器回路 J_1 ，经 V_2 放大接通蜂鸣器，产生报警信号。



附图 4-12 占空比可调的脉冲信号发生器实验线路



附图 4-13 过流保护电路原理图

实验设备及仪器:

- (1) DKSZ-1 型电机控制系统实验装置主控制屏 DK01;
- (2) 自关断器件挂箱 DK16;
- (3) 直流电动机—直流发电机—测速发电机组;
- (4) 滑线变阻器;
- (5) 双线示波器;
- (6) 万用表。

原书缺页

