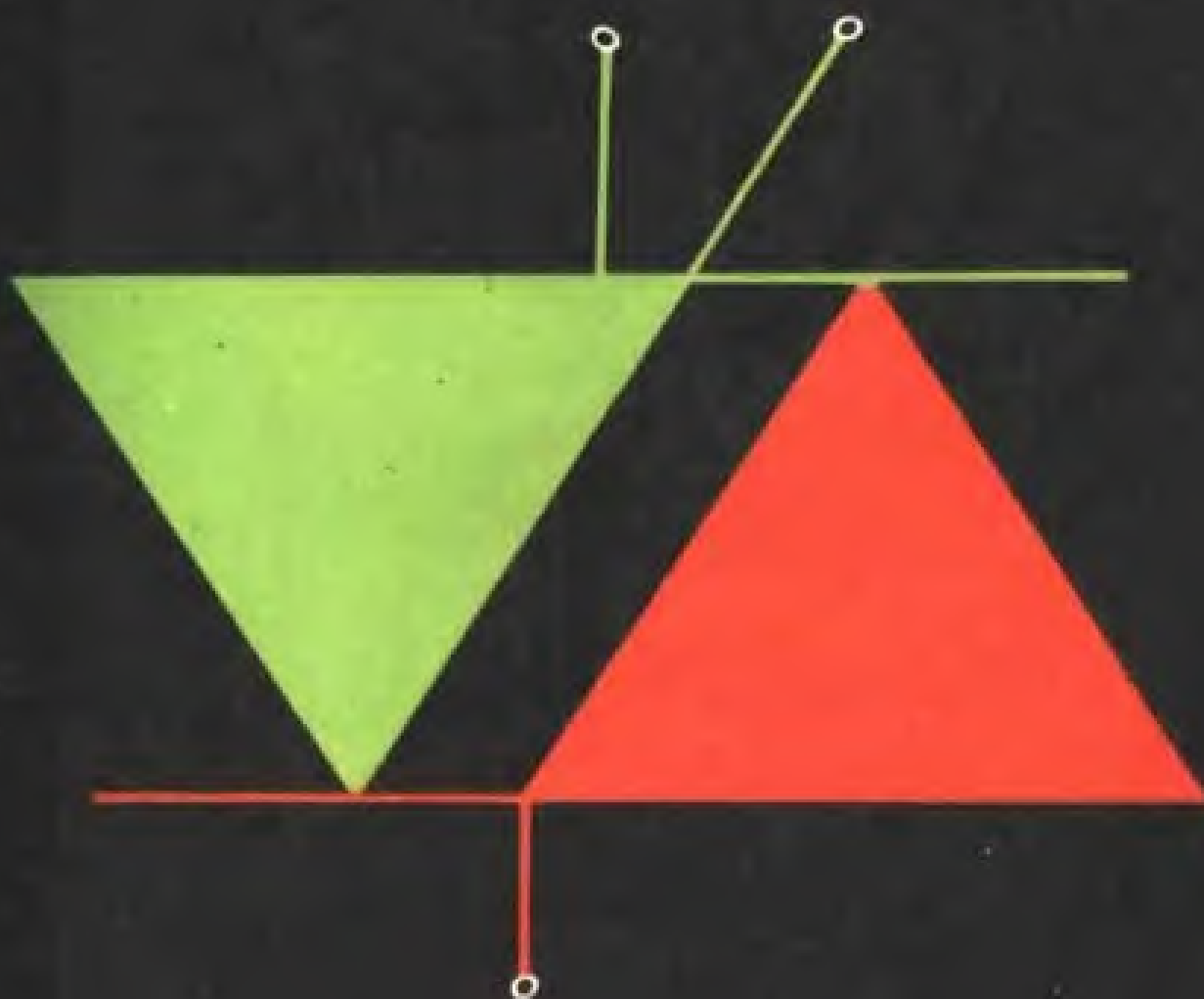


电力电路原理与设计

张守国 主 编
崔福润 江敦佐 副主编



大连理工大学出版社

责任编辑：于明珍
封面设计：姜严军

ISBN 7-5611-0655-6/TN · 9

定价：4.50 元

电力电子电路原理与设计

主 编 张守国
副主编 崔福润 江敦佐

大连理工大学出版社

(辽)新登字16号

内 容 提 要

本书介绍了电力电子电路中常用的元件特性、参数以及可控整流电路、有源逆变电路、各种保护电路的工作原理、波形分析方法。并把电路原理与工程设计方法紧密结合,对各种电路的元件参数选择与计算结合实例加以说明。针对电力电子电路采用相位控制的特点,本书对相位配合的分析与设计步骤做了详细地系统地阐述。

本书可以作为大专院校工业自动化专业及应用电子技术专业师生的教材或参考书,也可供从事电力电子装置的设计、安装、调试的工程技术人员参考。

电力电子电路原理与设计

Dianlidianzi Dianluyuanli Yu Sheji

张守国 主编

大连理工大学出版社出版发行 (邮政编码: 116024)

大连理工大学印刷厂印刷

开本: 787×1092 1/16 印张: 16 字数: 404千字

1993年2月第1版 1993年2月第1次印刷

印数: 1—1500册

责任编辑: 于明珍 责任校对: 王军

封面设计: 姜严军

ISBN 7-5611-0655-6/TN·9

定价: 4.50元

前 言

大功率晶闸管变流装置是一种新型的变流装置,由于其技术经济指标较好,特别是在节能方面具有明显效益,在国内外已得到广泛应用。实用的大功率晶闸管变流装置是由各种基本的晶闸管电力电子电路组成。本书系统地介绍各种基本电路的工作原理、控制方法、设计计算以及它们的技术经济指标。

电力电子电路是工业电气自动化专业和应用电子技术专业的专业基础课。本书是作为这两个专业学生的教材编写的,也可作为从事这方面工作的专业技术人员参考。按教育计划规定,该课程的教学时数为60学时,考虑到大部分院校均只讲授其中比较主要的基础部分,本书将分两部分出版。第一部分为本科学生必须讲授的内容,共分六章:第一章晶闸管元件、第二章单相可控整流电路、第三章三相可控整流电路、第四章触发电路、第五章有源逆变电路、第六章保护电路。第二部分作为选修课内容:包括无源逆变电路、交流开关与交流调压、斩波器等。

本书第一、四章由江敦佐副教授编写,第五、六章由崔福润副教授编写,其余由张守国副教授编写。全书由周武禄教授审稿,在审稿过程中进行了细致的审查、修改,提出了很多非常宝贵的意见,在此谨致以衷心的感谢。

由于我们的学识有限以及编写时间仓促,错误之处在所难免,敬请使用本教材的师生和其它读者指正并提出修改意见。

编 者

1992.2月

目 录

12-13 六

470 3502

绪 论	(1)
第一章 晶闸管	(7)
第一节 晶闸管的结构和工作原理	结构、种类、工作原理 (7)
第二节 晶闸管的基本特性	(12)
第三节 晶闸管的主要参数	计算 (通态平均电流) 主要参数 (16)
第四节 特殊晶闸管简介	晶闸管 (26)
思考题与习题	(40)
第二章 单相可控整流电路	(42)
第一节 单相半波可控整流电路	单相半波可控整流电路、波形分析、计算 (42)
第二节 单相全控桥式整流电路	电阻、电感、电容、机械特性的问题、移相控制 (52)
第三节 单相半控桥式整流电路	电阻、电感 (69)
习 题	(82)
第三章 三相可控整流电路	(84)
第一节 三相半波可控整流电路	波形分析及计算 (84)
第二节 三相全控桥式整流电路	(99)
第三节 三相半控桥式整流电路	续前 (116)
第四节 变压器漏抗对整流电路的影响	(130)
第五节 带平衡电抗器的双反星形整流电路	(135)
第六节 多相整流电路	(146)
第七节 主电路元件及变压器参数选择的说明	(154)
习 题	(158)
第四章 晶闸管的触发电路	问题、解答 (161)
第一节 对触发电路的要求	(161)
第二节 单结晶体管移相触发电路	有源逆变、工作原理 (162)
第三节 同步信号为锯齿波的触发电路	三相整流、工作状态 (175)
第四节 同步信号为正弦波的触发电路	(185)
思考题与习题	(194)
第五章 晶闸管有源逆变电路	(196)
第一节 概述	(196)
第二节 三相零式反并联可逆电路的工作原理及其控制方法	续前 (196)
第三节 三相零式反并联可逆电路的工作状态的分析	(202)
第四节 三相零式反并联可逆电路的环流问题	触发电路、主电路同步 (204)
第五节 逆变角和对最小逆变角的限制	关系计算 (205)
第六节 逆变失败的原因和防止的措施	(207)

第七节	三相全控桥式反并联可逆电路的工作原理	(209)
第八节	三相桥式反并联可逆电路工作状态的分析	(211)
第九节	逆变工作状态下的电动机机械特性	(213)
第十节	三相桥式反并联可逆电路的环流问题	(215)
第十一节	无环流可逆电路的基本概念	(218)
第十二节	有源逆变在其它方面的应用举例	(219)
第十三节	改善变流装置的功率因数问题	(221)
习题及思考题		(226)
第六章	晶闸管的串、并联及保护电路	(227)
第一节	晶闸管的串联和并联	(227)
第二节	晶闸管的保护	(232)

绪 论

电是工业、农业、国防和科学技术等领域使用的一种主要能源形式，它输送方便，传输效率高，便于管理，容易实现自动控制。每个国家的电力系统均采用工频的正弦交流电的形式输送给用电部门，而每个用电设备的要求需要有直流、各种不同频率的交流以及脉冲电源等各种形式的电能，因而就存在一个各种不同形式的电能的相互转换的问题。早期采用直流发电机组、变频机组等实现这种变换。随后由于汞弧整流器、闸流管、引燃管等离子器件的出现，采用水银整流器来实现。到1956年美国的贝尔电话实验室首先研制出可控的电力半导体器件的雏型，接着1957年GE公司生产出产品，并将它应用于电力技术领域。当时所采用的名称是可控整流器件“SILICON CONTROLLED RECTIFIER”，通常简称可控硅。从此，半导体技术开始进入了大功率领域，并逐步形成了介于电气工程三大领域——电力、电子和控制技术之间的边缘学科，称为电力电子学科。目前国际，国内均有专门的电力电子学会从事促进该学科发展的工作。

由于电力电子电路具有体积小、重量轻、可靠性好、维修方便、寿命长、抗振抗冲击性能好等优点，并且有良好的技术经济指标，又有很好的节能效果，因而现已逐步取代其它两种变流方式。如英国在70年代初，在直传动中已有95%采用可控整流器供电，瑞典通用电气公司到1975年已有90%以上的直传动采用这种供电设备，其它各发达国家也大致如此。上述三种供电方式的技术经济指标列于表0-1。

表 0-1

供电方式	传动效率	响应时间(秒)	功率放大倍数
变流机组	0.79	1	10
水银整流器	0.84	10^{-3}	10^3
可控硅整流器	0.89	10^{-4}	10^3

国际电工技术委员会(IEC)于60年代初召开了会议，确定了用“THYRISTOR”(晶闸管)这一名称代表具有三个以上PN结、并具有通断两种稳定工作状态伏安特性的半导体器件。它是一个总称，包括上述的可控硅(称为普通晶闸管)和各种特殊的晶闸管。

由于它的控制功率小，开关速度快，又便于把以微机为代表的微电子技术用于变流装置的控制领域，从而使系统具有控制、监测、保护、自诊断及自动复位等多种功能，为实现更完善的自动化创造了有利条件。美国GE公司在80年代初就发展成以微机为基础的控制单元。

一、器件的发展是推动变流技术发展的先导

从上面简要介绍可知，往往由于器件的发展促进了变流技术的发展。目前电力半导体器件已成为主导，随着电力电子学科的迅速发展，已出现了数十种电力半导体器件，它们的共同特点是功率较大，它包括各种晶闸管，功率晶体管以及功率二极管。此外由于学科

发展的需要,也常把一些用于电力半导体器件触发和保护用的功率较小的器件及集成组件组成的控制电路归于电力电子电路中研究。

SCR

属于晶闸管类型的器件有普通晶闸管(SCR);双向对称型晶闸管,如双向晶闸管(TRIAC);快速型晶闸管,如普通快速晶闸管、可关断晶闸管(GTO)、门极辅助关断晶闸管(GATT)、场控晶闸管(FCT)或称静态感应晶闸管(SITH);双向不对称型晶闸管(ASCR);特殊触发型晶闸管,如光控晶闸管(LASCR),温控晶闸管;以及晶闸管模块。功率晶体管包括双极型功率晶体管,功率MOS场效应管,静电感应晶体管(SIT)以及晶体管模块等。属于触发和保护用器件如单结晶体管、等效单结管、硅单向开关,硅双向开关,集成触发器等百余种。

目前世界各国有数百家大企业、公司生产和研制各种电力半导体器件,总的趋势是向着大功率、快速、组件化和降低成本的方向发展。目前,各种电力半导体器件国外的研制水平如表0-2所列。

表 0-2

普通整流管	6000 安, 3000 伏	不对称晶闸管	1000 安, 2500 伏
快速整流管	2500 安, 3000 伏, 300 毫微秒	逆导晶闸管	1000 安, 2500 伏, 30 微秒
普通晶闸管	3500 安, 6500 伏 4000 安, 5000 伏	静电感应晶闸管	2200 安, 4000 伏
晶闸管模块	160 安, 2500 伏	光控晶闸管	3000 安, 4000 伏 1500 安, 8000 伏
双向晶闸管	1000 安, 1200 伏	功率晶体管	400 安, 1000 伏 800 安, 500 伏
快速晶闸管	1000 安, 2500 伏, 30 微秒 2000 安, 1200 伏, 10 微秒	功率晶体管模块	300 安, 1200 伏 80 安, 1400 伏
可关断晶闸管	3000 安, 4500 伏	功率 MOS 场效应管	50 安, 1000 伏
门极辅助关断晶闸管	400 安, 1200 伏, 4 微秒 500 安, 2500 伏, 20 微秒	静电感应晶体管	60 安, 800 伏

在晶闸管类器件中,可关断晶闸管具有更大的发展前景。这是因为它可以利用在它本身的控制极加入控制信号使其关断,因而由它组成的电路可以省去强迫换流环节,且开关时间短,这对无源逆变电路、斩波回路来说有特别重要意义,可以使电路简化,并能提高开关频率。近年来光控晶闸管也发展较快,它能使控制电路与变流器主电路隔离,以满足高压设备的要求,因此特别适用于高压直流输电,静止型无功功率补偿以及核聚变电源等。

另一个值得重视的动向是功率晶体管的发展十分迅速,而且已进入实用阶段。有人预计今后中小功率的变流器将全部晶体管化。但从它的可靠工作区和集电极饱和压降来看,1000 伏电压已是上限了,因此尚不能完全代替可关断晶闸管。

功率 MOS 场效应管属于电压控制器件,它的输入阻抗大,电流放大倍数可达 $10^6 \sim 10^7$ 。由于器件内的电流仅由多数载流子形成,因而没有固有的开关延迟时间和存储时间,它的开关速度比双极型晶体管还要快 1~2 个数量级,所以更适合于高频逆变电路和斩波器。但是它的通态阻值较高,400 伏至 1000 伏的器件分别可达 1.5~3.5 欧姆,所以目前只能用于 1000 伏、50 安以下低功率范围。当前人们又考虑把具有快速、高输入阻抗的功率 MOS 场效应管和具有低饱和压降、电流定额大的双极型功率晶体管组合起来,即输入器件采用前

者，而输出器件采用后者的新型组合器件，称为 BIPMOSFET。

图 0-1 是 M·S·ADLER 等所预测的到 90 年代各种电力半导体器件在功率与频率方面的适用范围。

我国于 1960 年制成硅整流管、1962 年制成普通晶闸管以来，晶闸管和硅整流管的生产技术有了很大发展，形成了一支比较大的器件生产队伍，产量大幅度上升，元件质量也有较大的提高，能够批量生产 3000 伏、1000 安以下的普通晶闸管。各种派生的晶闸管，如普通快速、双向、可关断、逆导型晶闸管，无论从品种或数量都有了较快的发展。数十安培的达林顿功率晶体管也试制成功。半导体器件研究、设计和制造工艺是现代科学技术的综合成就，其技术改造在我国已有很大发展，随着计算机技术的应用，将促使我国在元件生产和研制上更快地缩短与国外先进水平的差距。

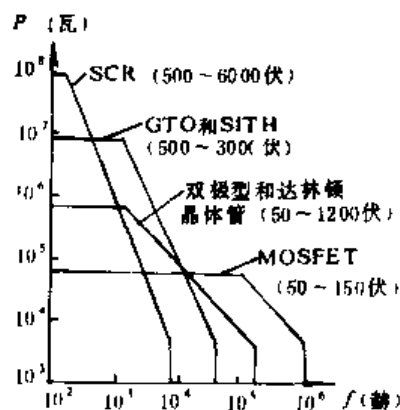


图 0-1

二、电力电子电路及应用

电力电子电路根据电能转换的形式，大体可以分成以下几种类型：

1. 整流电路：将交流电能转换为直流电能的电力顺变过程称为整流，完成这一功能的电路称为整流电路。它有可控与不可控整流两类。

2. 逆变电路：将直流电能转换为交流电能的电力逆变过程称为逆变。完成这一功能的电路称为逆变电路。如果交流侧与交流电网相联，由直流电能转换而来的交流电能回馈给电网，则称为有源逆变；若交流侧与负载相联，由直流电能转换而来的交流电能直接供电给负载，则称为无源逆变。

3. 周波变换器：将一种频率的交流电能（一般为工频电源）直接变为其它频率的交流电能称为周波变换器。它是一种变频器，又称为它为交-交直接变频器。如果把交流先经过整流变为直流再逆变成不同频率的交流，则称为交-直-交间接变频器。

4. 交流调压与交流开关：如果将晶闸管构成的电路只作为交流电源的无触点开关用，而不改变电源的种类和参数，则称为交流开关，或静止开关。若改变电源电压而不改变其频率，则称为交流调压。如果利用零电流开关，使加在负载上的电源仍为完整的周波，通过开关只控制其通断周波比，则称为调功器。

5. 斩波电路：它是利用晶闸管做为直流开关。通常把具有快速、高频率地控制接通和切断动作功能的装置称为斩波器，其中实现对主电路接通、切断的部分称为斩波电路。斩波器的功能是：(1) 变换直流电压；(2) 变换负载阻抗；(3) 将直流电压脉冲化，得到一种脉冲电源。将晶闸管串接于直流电源中，改变其通断比，就能使负载两端电压平均值近似从零连续变到电网额定电压。变换阻抗就是将斩波器与固定阻抗并联，改变斩波器通断比就可得到连续可调的阻抗。

由于晶闸管本身的突出优点，因而由它构成的上述各种电路及装置也具有比用变流机组和水银整流器来实现变流的方法有明显的优越性。因而在工业、农业、国防以及各种科学研究领域都得到广泛的应用，特别在节能方面有显著成效，对国民经济发展有着十分重要的意义。

下面仅就应用比较广泛的领域加以简要介绍：

1. 可控整流电源：它广泛用于高压静电装置，电解、电镀等各种电加工电源，蓄电池快速充电装置以及各种成套的直流电机调速装置。国外在这些领域几乎全部采用晶闸管可控整流电路供电。由于技术上比较成熟，1000 千瓦以下的中小功率电源已在冶金、矿山、造纸、纺织、印染、制糖等部门得到广泛应用。1977 年全国中小功率晶闸管拖动装置的统一设计其规格如表 0-3 所示。

表 0-3

功率范围 (千瓦)	电路形式	输出电流 (安)	输出电压 (伏)	进线电压 (伏)	冷却方式
0.4~4	单相全控桥 (不可逆)	5, 10	110, 160	单相 220	自冷
0.4~4	单相全控桥 (有环流可逆)		160	单相 220	自冷
5.0~200	三相全控桥 (不可逆)		220, 440	三相 380	50, 80
5.5~200	三相全控桥 (无环流可逆)		220, 440		100 自冷
5.5~200	三相全控桥 (有环流可逆)		220, 440		其它风冷

上述系统可广泛适用于一般拖动系统，对于工作条件恶劣、过电流倍数大于 2.5 倍额定电流时，则需按具体情况另外设计，随后又组织了 7000 千瓦以下大功率晶闸管直流调速装置的全国联合设计。这些系列装置对提高“三化”水平和推广应用起了积极作用。目前大功率的调速装置已在不少工业中运行，如济南钢厂 750 初轧机主传动系统（容量为 2800 千瓦）等，运行良好，经济效果显著，每年可省电费 13.5 万元，提高效率 10%。在这方面和国外相比尚有较大差距，主要表现在：（1）单机容量小，西门子公司 1978 年制成了 11 540 千瓦的直流传动系统；（2）元件定额低，因而单位面积安装容量小；（3）控制电路多为分立元件和小规模集成电路；（4）机组供电方式仍占主要地位。

2. 晶闸管斩波调速：矿山机车、地铁车辆、城市电车等直流供电的交通运输用牵引车辆的电源，一般均已用硅整流装置代替水银整流器。包括由蓄电池供电的电瓶车在内，在调速方法上采用斩波调速代替原来的电枢回路串电阻及改变几台电机电枢串并联接线方式的方法，已取得显著效果，并得到越来越广泛的应用。如地铁电机车 4×76 千瓦、750 伏电机，采用逆导型晶闸管斩波调速，无论在牵引或再生制动状态运行时，均能达到性能稳定。地铁站距短，起制动频繁的情况下，可节电 30% 以上，且起制动快。从而可以免除由于电阻耗能、散热而引起环境温度升高、妨碍乘客健康的问题。在这方面差距主要表现在高参数的逆导型晶闸管太少，限制了在大功率的电力机车上推广应用。国外仅日本近 10 多年以来先后建成采用斩波调速的电力牵引机车的铁路干线 20 余条，斩波器单台容量在 2500 千瓦以上。在节能与改善机车调速性能上均取得了很好的效果。

3. 晶闸管中频电源：它是一种采用负载谐振式换流的无源逆变器，将三相工频电源整流变为直流再逆变成单相交流电源。它输出的中频电源给感应加热器。这种加热方法被广泛应用于熔炼、钎焊、透热、淬火、烧结、弯管等工艺中。在这些工艺中均应用集肤效应的原理，特别是在热处理工艺中，只需工件表面加热，因而提高频率对节能与提高加工质量有着十分重要的意义。我国现在采用的中频熔炼炉电源有 1 千赫芝和 2.5 千赫芝两种，功率为几十千瓦；透热用频率大多为上述两种，功率为几百千瓦；淬火用中频电源频率为 2.5

~8 千赫芝, 功率为几百千瓦。国外目前已能生产单台 2500 千瓦、多台并联机组达 10 000 千瓦的中频电源和最高频率达 11 千赫芝、250 千瓦; 50 千赫芝、50 千瓦的中频电源。

4. 交流开关与交流调压器, 它们可代替常规的接触器与感应调压器, 对于减少事故维修、延长寿命、提高设备运行可靠性和产品质量有明显效果, 可广泛应用于调温、调光设备中。对于容量小、起制动频繁、可靠性要求较高的异步电机的正反转及调速控制中应用交流开关与交流调压也是适宜的。近年来在家用电器和用于工业控制上的计算机的输出电路中得到了广泛应用, 这主要是由于它线路简单, 工作可靠。

5. 交流调速系统: 尽管到目前为止, 在调速传动领域, 直流传动仍占主导地位。但直流电机由于存在机械换向问题, 使其最高供电电压受到限制, 国外目前也只做到 1200 伏, 相应的单机容量也只有 11 540 千瓦。而交流电机的供电电压则很容易做到 10 千伏或更高。此外在有腐蚀性、易爆炸等特殊环境中, 更具有其独特的优点。不仅如此, 与直流电动机相比, 交流电动机具有体积小、重量轻、转动惯量小、制造简单、结构牢固、工作可靠以及易于维修等优点。因此从 30 年代起, 各国都在研究各种交流调速方案, 以求在调速性能上能与直流传动相媲美。自从晶闸管问世以来, 以及相应的电子控制器件、特别是微机的出现, 给交流传动的发展提供了基础。目前国外在无换向器电机、笼型异步电机的矢量控制、绕线型异步电机的串级调速以及 PWM 等技术上都有了重大突破和发展, 并进入工业应用阶段。此外由于世界性的能源危机, “节能型”交流传动技术得到了普遍重视。其重点放在工业中大量应用的风机、泵类设备, 这是由于它们的总容量约为工业总用电量的一半。而其传统的电气传动方式是采用交流电机恒速运转, 然后用挡板之类的机械方法, 对流量、压力等进行调节, 这种方式大量浪费了电能。由于这类负载耗电量与转速三次方成正比, 改用晶闸管串级调速方法调节转速, 以实现对流量、压力的调节, 节能效果十分显著。上海吴淞水泥厂 550 千瓦水泵改用串级调速后, 根据 1982 年两个月的统计数据, 全年可节电 90 万度。

变频调速是一种理想的四象限运行、高效率的交流调速方法, 调速性能指标完全可以与直流调速媲美。国外生产的用于变频调速的变频装置容量已达 10 000 千瓦。变频装置采用的是交-直-交逆变器, 线路比较复杂, 成本高, 限制了它的广泛应用。不过随着电子技术和计算机技术的发展, 特别是电力电子技术的发展, 这些问题将会得到比较圆满的解决。国内已研制了一些系统, 运行良好。此外, 目前大连电机厂已由日本引进了带微机控制的 TOSVERT-130G₁ 变频装置生产线, 可以供应 5.5~200 千瓦的成套装置, 已在风机、泵类以及搅拌机械等调速系统上应用, 性能良好, 并取得了很好的节能效果, 预视着在这一领域今后将有较快的进展。

70 年代迅速发展起来的无换向器电机, 是一台同步电动机和一组无源逆变器组成, 它实质上是一种自控式同步电动机的变频调速系统。具有良好的调速性能, 成本比通常的变频调速系统低得多, 其缺点是旋转磁场呈步进状态, 转矩脉动大, 过载能力差。此外还有超同步串级调速、矢量控制的交流调速系统等均已有了正式系列产品, 进入商品实用阶段。如东芝公司已把矢量控制的 1800 千瓦的交流调速系统用于可逆轧机的主传动系统中。富士公司的 STANIC-C 系列转子回路斩波控制的调速系统容量可达 280 千瓦。在这些领域, 近年来国内许多单位进行了大量的试验研究工作, 取得了很大的进展。

6. 其它应用: 对于跨越海峡以及具有大量高层建筑的现代化城市等场合, 采用地下高压直流输电是必由之路, 它将可以大大降低对电缆绝缘等级的要求, 从而降低设备投资。国

外已在广泛应用。国内已建造从宁波到舟山的高压直流输电工程。

不间断电源装置和高压直流输电一样，都是把工频交流电能变成直流再逆变成工频交流的变流装置。它应用于要求不能间断供电的重要部门和设备上。如大中型计算机、卫星地面站、通讯中心、医院手术室等，还有一些自动化程度较高的大型电站、化工、石油工厂等。在供电电网故障时，要有不间断供电的电源。电网故障时将由平时处于浮充状态的蓄电池做为逆变器的电源，也可以用柴油机发电机组发电代替交流电网供电。这些部门正在越来越广泛的采用不间断电源，简称 UPS。

第一章 晶 闸 管

内部由三个以上 PN 结组成,主电压、电流特性至少在一个象限里有通、断两个稳定状态,并能从断态转为通态,或实现其相反转换的半导体器件总称为晶体闸流管,通常简称为晶闸管。晶闸管包括普通晶闸管和特殊晶闸管。普通晶闸管又称为可控硅整流元件,简称可控硅。特殊晶闸管包括双向晶闸管、可关断晶闸管、逆导晶闸管、快速晶闸管、光控晶闸管、温控晶闸管、磁控晶闸管等。由于普通晶闸管被大量和广泛地使用于交通、冶金、矿山、电力、煤炭、石油化工等技术领域,因此,通常所说的晶闸管往往就是指普通晶闸管而言的。本书所讲述的内容是以普通晶闸管为主,至于特殊晶闸管,仅做概括性的介绍。

第一节 晶闸管的结构和工作原理

一、晶闸管的种类

根据外形,晶闸管分为螺栓式和平板式两种型式,分别于图 1-1 中 (a), (b) 所示。晶闸管是一个四层三端的半导体器件,它有三个电极:阳极 A、阴极 K,控制极(亦称门极) G。它的表示符号如图 1-1 (c) 所示。

晶闸管是一个大功率半导体器件,它在工作过程中 PN 结的电流密度很大,所产生的热量也很大,但是由于 PN 结的体积小,热容量小,又处于完全密封的状态,热量不易散出,因此,它的冷却是一个极为重要的问题。在使用晶

闸管时,必须遵守晶闸管规定的冷却条件,以防超出 PN 结的额定结温,导致元件损坏。晶闸管元件均采用冷却器来散热。根据冷却介质的不同,常用的冷却器有两种,即空气冷却器(散热器)和液体冷却器,如图 1-2 所示。图 (a)、(b) 为螺栓型元件的空气冷却器,图 (c) 为平板型元件的空气冷却器,图 (d) 为螺栓型元件的液体冷却器,图 (e) 为平板型元件的液体冷却器。

对于螺栓式晶闸管来说,螺栓是晶闸管的阳极 A;粗辫子线是晶闸管的阴极 K;细辫子线是晶闸管的控制(门)极 G。螺栓式晶闸管在安装和更换时比较方便,但仅有螺栓与冷却器相接触,因为接触面积较小,所以冷却效果比较差,因此,这种结构仅用于电流为 200 安培以下的情况。

平板式晶闸管的细辫子线是控制极 G,靠近控制极一侧的平面是阴极 K;另一侧平面是阳极 A。在使用时,用两个互相绝缘的冷却器将晶闸管紧紧地夹在中间。由于平板式晶闸管

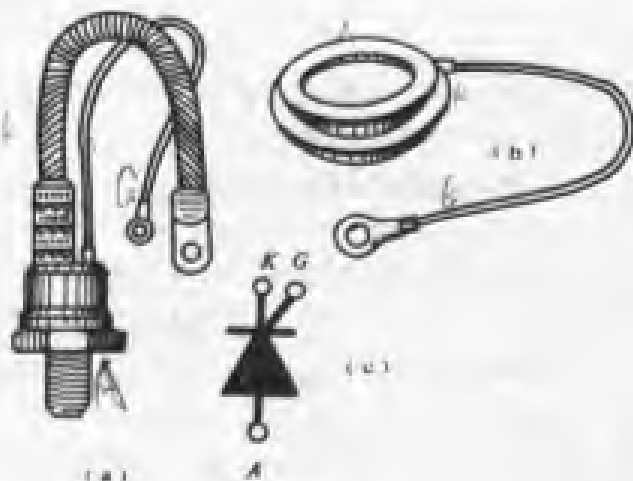


图 1-1

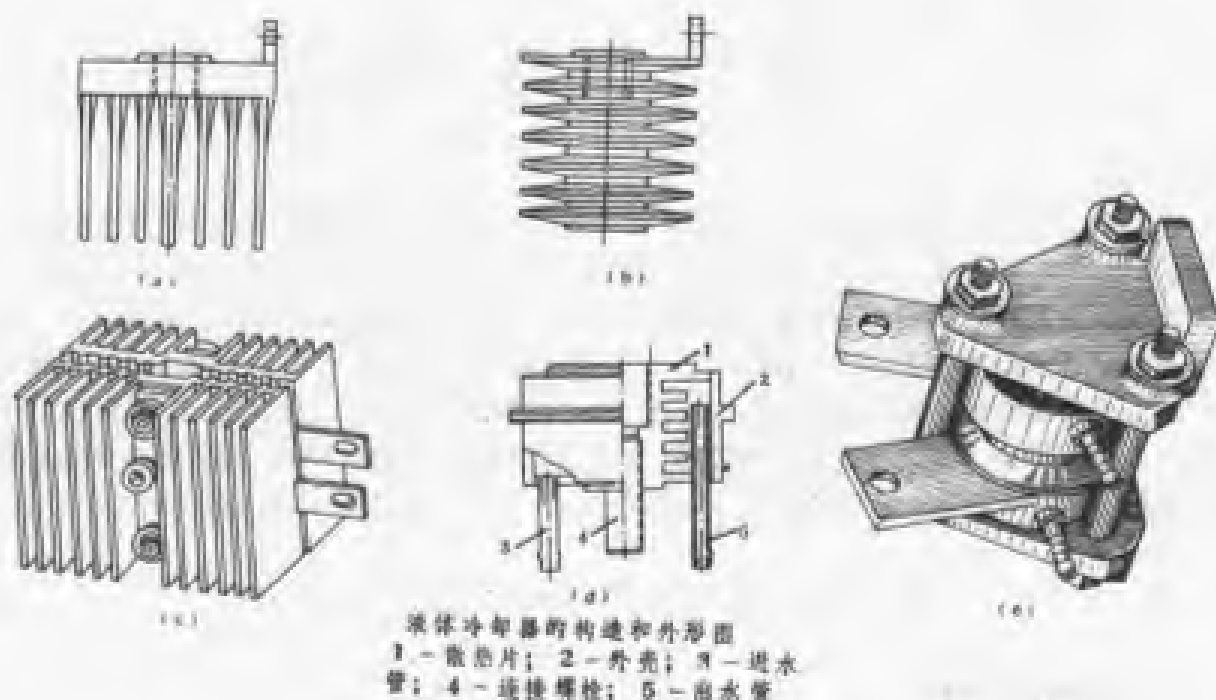


图 1-2

与冷却器相接触的面积大, 所以冷却效果较好, 但在安装和更换时比较麻烦。200 安培以上的晶闸管均采用平板型散热器。

二、晶闸管的结构和工作原理

晶闸管在工作时, 它的阳极与阴极和电源、负载相接, 组成主电路; 它的控制极与阴极和晶闸管的控制装置相连, 组成控制电路。

(一) 为了讨论晶闸管的导通条件, 现按图 1-3 所示电路进行实验。主电路用灯泡作为负载; 控制回路中的 $+E_g$ 作为晶闸管的触发信号。

实验过程如下: 主电源 E_a 的正端经负载——灯泡接于晶闸管的阳极 A , 其阴极 K 接于 E_a 的负端, 此回路称为晶闸管的主回路, 又称为主电路, 晶闸管的阳极 A 接于 E_a 的正端, 称为正向阳极电压如图 1-3 (a) 所示; 如果接在 E_a 的负端, 则称为反向阳极电压如图 1-3 (e)、(f) 所示。控制回路中, 控制极 G 接于 E_g 的正端, 阴极 K 接于其负端, 称为正向控制极电压信号, 如图 1-3 (a) 所示; 否则就称为反向控制极电压如图 1-3 (g)、(h) 所示。

如图 1-3 (a) 所示, 将晶闸管的阳极 A 经负载接于电源 E_a 的正端, 阴极 K 接于其负端而控制极 G 为开路时, 灯不会亮, 这说明晶闸管并未导通。

此时, 如将开关 K 合上, 即加上正向控制极电压, 灯立刻就亮, 这说明晶闸管已经导通, 如图 1-3 (b) 所示。

晶闸管导通后, 如果再去掉正向控制极电压, 灯仍然亮着, 如图 1-3 (c) 所示, 说明晶闸管并未受其影响, 还继续导通。在晶闸管导通以后, 即使在控制回路中加上反向控制极电压, 灯也不灭, 如图 1-3 (d) 所示, 说明晶闸管仍然处于导通状态。

从以上观察到的现象可以得知, 晶闸管在已有正向阳极电压作用的条件下, 为了使其导通, 应该在控制极与阴极之间再加上一个功率足够的正向电压。但是, 晶闸管一旦导通, 控制极就失去了控制作用, 甚至加上反向控制极电压, 都不可能使它恢复阻断状态。

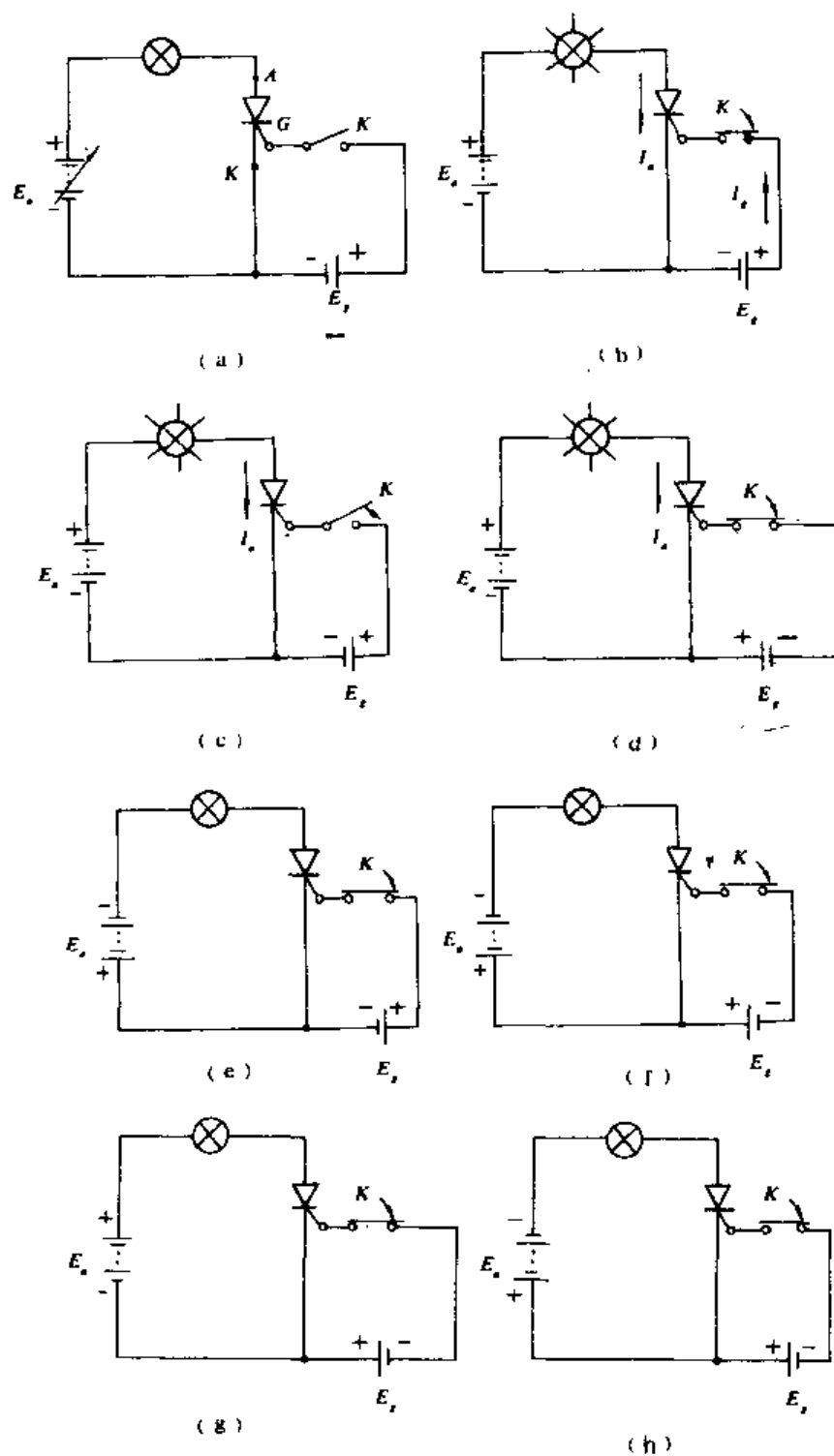


图 1-3

要想关断导能着的晶闸管，可以逐渐降低主电源电压 E_a 或逐渐增加主电路中的电阻，这样主电路中的电流 I_a 就逐渐降低，当它降低到某一数值（约为几十毫安）以下时，晶闸管就关断了。这个能保持晶闸管导通的最小电流称为维持电流 I_H ，即 $I_a < I_H$ 时，晶闸管关断。

如果晶闸管是处在反向阳极电压作用之下，则不论控制极上加的是正向电压还是反向电压，晶闸管都不会导通，当然灯也不亮，如图 1-3 (e)、(h) 所示。

若加到控制极上的是反向控制极电压，则主回路不论加的是正向阳极电压还是反向阳极电压，晶闸管均不导通，灯也不亮如图 1-3 (g)、(h) 所示。

综合上述实验现象，可以得出如下三点结论：

1. 晶闸管导通的条件：必须有正向阳极电压 ($+U_a$) 和正向控制极电压 ($+U_g$)，同时分别作用于 A、K 之间和 G、K 之间。

2. 普通晶闸管具有自保持特性，它一旦导通，其控制极就失去了控制作用，只要 $I_a > I_H$ ，就一直处于导通状态。为了减少控制极的损耗，正向控制极电压可以用正向脉冲信号代替，通常称为正向触发脉冲。但是在触发脉冲存在的期间内，只有 $I_a \geq I_L$ ，晶闸管才能继续导通，这里的 I_L 叫做晶闸管的掣住电流，它表示为使晶闸管由阻断状态变为导通状态所需要的最小主电流。

3. 晶闸管关断的实质是： $I_a < I_H$ 。

在实验过程中，之所以能产生上述各种现象是由晶闸管元件的内部结构及其特有的性能所决定的。

(二) 晶闸管的结构和工作原理

螺栓型和平板型晶闸管的内部结构如图 1-4 和图 1-5 所示。这两种型号的晶闸管管芯基本相同，只是平板型的控制极在中间。下面以螺栓型管芯的结构为例加以说明。如图 1-6 所示，在 N 型硅基体两面上扩散铝 (P 型杂质)，制做 P 型层，从而形成 PNP 结构。然后在其中一面的大部分区域里放置金锑合金箔 (N 型杂质) 做阴极；在同一面的另一小区域里放置金钼钯金属片做控制极。在其反面的整个面上放置铝 (P 型金属片) 做为阳极的欧姆接触，经过合金化热处理后，即形成 PNPN 四层结构。

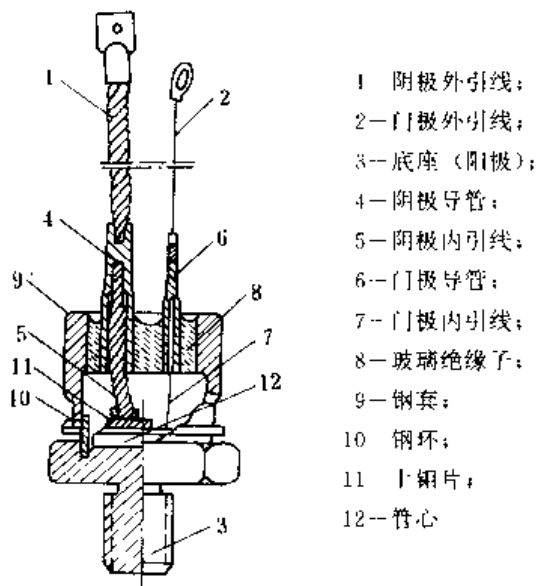


图 1-4 螺旋形元件结构图

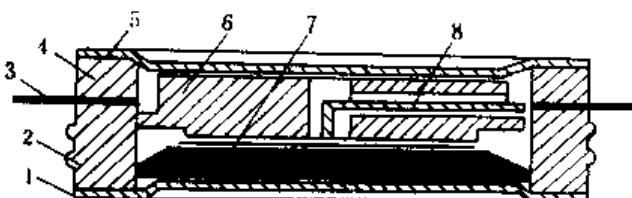


图 1-5 平板型元件结构图

1—下金属件；2—下陶瓷件；3—门极金属件；4—上陶瓷件；
5—上金属件；6—阴极铜压块；7—管心；8—门极内引线

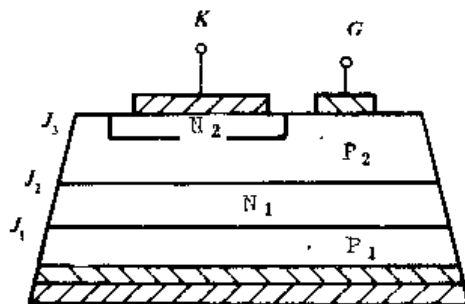


图 1-6

晶闸管的工作原理：晶闸管的内部结构为PNPN四层，它有 J_1, J_2, J_3 三个PN结，如图1-7(a)所示。若将中间的 N_1 和 P_2 分割为两部分，则晶闸管就可视为由一个PNP型三极管和另一个NPN型三极管构成的一对互补晶体三极管，如图1-7(b)、(c)所示。

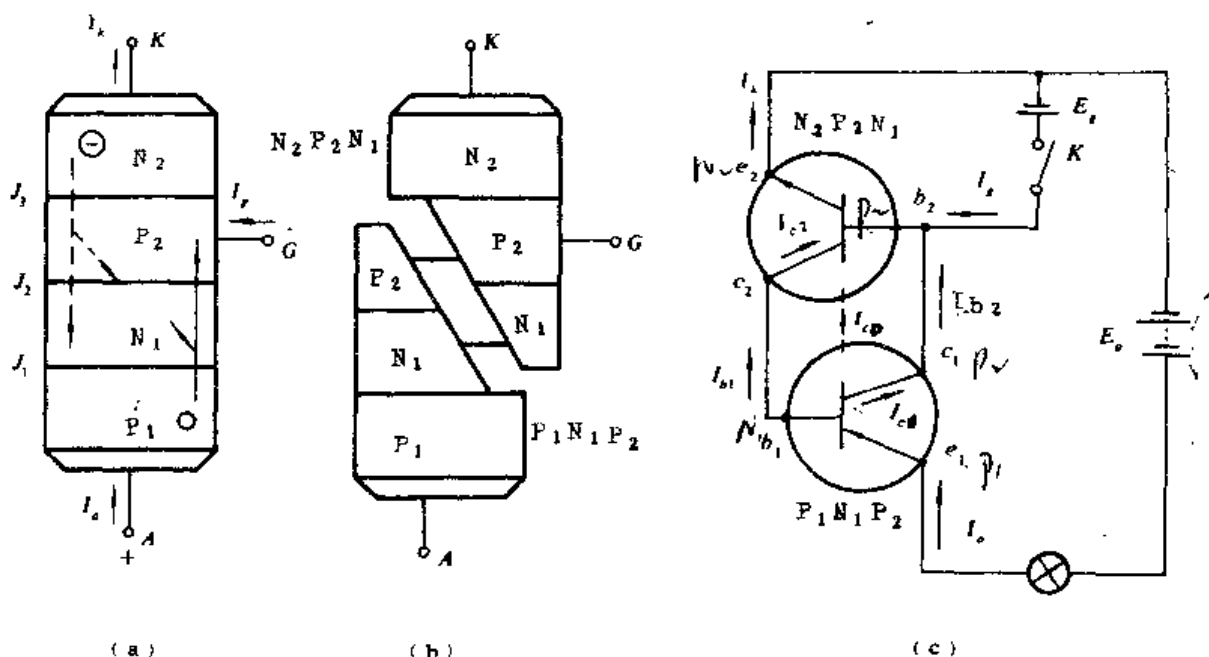


图 1-7

假设晶闸管的控制极上没有加任何电压，即 $U_G=0$ ，这时如果在阳极与阴极之间加正向阳极电压，PN结 J_2 处于反向偏置而起阻挡作用；如果加反向阳极电压，两个PN结 J_3 和 J_1 （主要是 J_1 ）都处于反向偏置而起阻挡作用。所以，当 $U_G=0$ 时，仅有阳极电压，晶闸管在两个方向上都不会导通，相当于一个处于断开状态的开关。

在晶闸管已经承受正向阳极电压的情况下，为了使其导通，就必须使处于反向偏置的 P_2N_1 结—— J_2 失去阻挡作用。由图1-7(a)已知，晶闸管阳极接电源正端后，就有空穴自 P_1 区通过 J_1 结流向 N_1 区。这些空穴一部分在 N_1 区复合掉，余下部分则到达 J_2 结作为 J_2 结的少数载流子。同理晶闸管的阴极接电源的负端后，就有电子自 N_2 通过 J_3 结流向 P_2 区。这些电子一部分在 P_2 区复合掉，余下的部分也到达 J_2 结，做为 J_2 结的少数载流子。于是， J_2 结两侧的少数载流子增加，反向电流增大，阻挡作用趋于消失。这时，再加上正向控制极电压，便产生正向控制极电流。由图1-7(c)可知，两个互补晶体三极管的集电极电流同时就是这两个三极管的基极电流。所以，在有了足够大的正向控制极电流之后， $N_2P_2N_1$ 三极管就要导通，而且其集电极电流就是 $P_1N_1P_2$ 三极管的基极电流，于是 $P_1N_1P_2$ 三极管将饱和导通，而 $P_1N_1P_2$ 三极管的集电极电流又是 $N_2P_2N_1$ 三极管的基极电流，它远大于控制极电流 I_G ，所以， $N_2P_2N_1$ 三极管也饱和导通，这一正反馈过程，就足以使晶闸管“饱和导通”，也就是晶闸管被触发导通。

设 $P_1N_1P_2$ 管和 $N_2P_2N_1$ 管的集电极电流分别为 I_{c1} 和 I_{c2} ，发射极电流分别为 $I_{e1}=I_a$ ，和 $I_{e2}=I_k$ ，它们的电流放大系数分别为

$$\alpha_1 = \frac{I_{c1}}{I_{e1}} = \frac{I_{c1}}{I_a}, \quad \alpha_2 = \frac{I_{c2}}{I_{e2}} = \frac{I_{c2}}{I_k}$$

由图 1-7 (c) 可知, 晶闸管的阳极电流 I_a 等于两个三极管的集电极电流 I_{c1} 、 I_{c2} 与 J_2 结的反向漏电流 I_{c0} 的总和。

$$\begin{aligned} I_a &= I_{c1} + I_{c2} + I_{c0} \\ &= \alpha_1 I_a + \alpha_2 I_a + I_{c0} \end{aligned} \quad (1-1)$$

由图 1-7 (a) 可知, 晶闸管的阴极电流 I_k 等于阳极电流 I_a 与控制极电流 I_g 之和, 即

$$I_k = I_a + I_g \quad (1-2)$$

将式 (1-2) 代入式 (1-1), 可得晶闸管的阳极电流为:

$$I_a = \frac{\alpha_2 I_g + I_{c0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (1-3)$$

硅 PNP 管和硅 NPN 管相应的电流放大系数 α_1 和 α_2 随其发射极电流的改变而急剧变化, 如图 1-8 所示。

正向阻断状态: 由式 (1-3) 和图 (1-8) 可知, 当晶闸管承受正向阳极电压, 而控制极未加触发信号, 即 $I_g = 0$ 时, 由于 I_a 很小, $(\alpha_1 + \alpha_2)$ 远远小于 1, 所以晶闸管的阳极电流 $I_a = I_{c0} \approx 0$, 处于正向阻断状态, 相当于一个断开的开关。

正向导通状态: 当晶闸管承受正向阳极电压, 并在控制极上施加适当的控制信号 I_g 时, 它流入 $N_2P_2N_1$ 管的发射结 J_3 , 因此提高了电流放大系数 α_2 , 随之产生集电极电流 I_{c2} , 当 I_{c2} 流经 $P_1N_1P_2$ 管的发射结 J_1 时, 又提高了 $P_1N_1P_2$ 管的电流放大系

数 α_1 , 随之也产生集电极电流 I_{c1} , 当 I_{c1} 再流经 $N_2P_2N_1$ 管的发射结 J_3 时, 因 $I_{c1} \gg I_g$, I_a 将显著增大, 这实际上是强烈的正反馈过程, 如下所示:

$$I_g \rightarrow J_3 \rightarrow \alpha_2 \uparrow \rightarrow I_{c2} \uparrow \rightarrow J_1 \rightarrow \alpha_1 \uparrow \rightarrow I_{c1} \uparrow \rightarrow I_a \uparrow \uparrow$$

由图 1-8 可知, 随着发射极电流的增加, α_1 和 α_2 将迅速增加, 当 $(\alpha_1 + \alpha_2) \approx 1$ 时, 式 (1-3) 的分母 $1 - (\alpha_1 + \alpha_2) \approx 0$, 因此晶闸管的阳极电流很大, 说明晶闸管已处于导通状态。此时, 流过晶闸管的电流将由主电路的电阻值决定。

欲使已导通的晶闸管关断, 可将其阳极电源电压降低或增加主电路中的电阻值, 使主电路中的阳极电流 I_a 下降到维持电流 I_H 以下。以上所述就是晶闸管的导通与关断的物理过程。

第二节 晶闸管的基本特性

伏安特性是晶闸管元件的主要特性之一。晶闸管元件的额定数据、带载能力和元件串联、并联运行的可能性 (分级分组) 均取决于其伏安特性。由晶闸管的结构和工作原理可知, 晶闸管在工作过程中仅有导通和关断两种状态。因此, 晶闸管在电路中可以视为一个

可以控制的单向导电开关。从使用晶闸管的角度来说,最关心的是:当它处在关断状态时能承受多大的正、反向电压,而处在导通状态时能容许通过多大的电流;通态时的管压降为多少;使它由阻断状态变为开通状态所需控制电压和控制电流为多少等等。

二、晶闸管的伏安特性

以触发电流 I_g 为参变量,描述阳极电流 I_a 与阳极电压 U_{ak} 之间的关系曲线称为晶闸管的伏安特性。

(一) 理想晶闸管的伏安特性

晶闸管既然可以看成是一个可控的单向导电开关,为了衡量它的开关特性,首先讨论一下“理想开关”的伏安特性,以便于实际晶闸管与之对比。图 1-9 (a) 所示电路为一最基本的晶闸管主电路,它由正弦交流电源 $u = \sqrt{2} U \sin \omega t$ 、电阻负载 R 与理想晶闸管构成。理想晶闸管可以认为是一个开关,其等效电路如图 1-9 (b) 所示。当电源电压为正半周,而控制极还没有正向控制电压作用之前,理想晶闸管的阳极与阴极之间的电阻相当于无穷大,即

$$R_{AK} = \infty$$

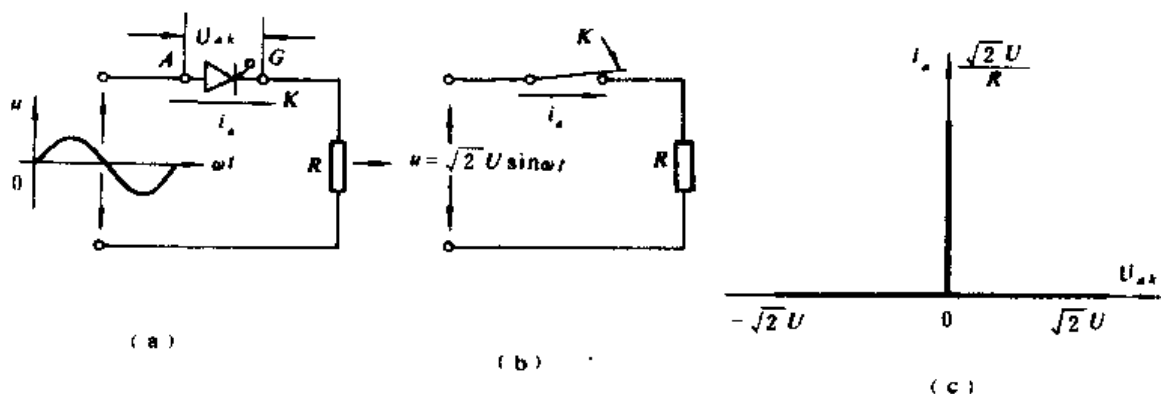


图 1-9

它相当于一个开关处在断开状态,其阳极电流 I_a 为零。这时,交流电源电压全部加在晶闸管两端,晶闸管可能承受的最大正向阳极电压为 $+\sqrt{2}U$ 。如果在电源电压为正半周的某一时刻加上正向控制电压 U_g ,晶闸管就导通,这时阳极与阴极之间的电阻为零,即

$$R_{AK} = 0$$

相当于开关 K 合上,电源电压全部加在负载上,晶闸管的阳极电流为

$$I_a = \frac{\sqrt{2} U \sin \omega t}{R}$$

该电流的峰值可能达到

$$I_{amax} = \frac{\sqrt{2} U}{R}$$

在电源电压为负半周期间,理想晶闸管相当于一个处于断开状态的开关,电源电压也全部加在理想晶闸管上,其阳极电压的峰值为 $-\sqrt{2}U$ 。

理想晶闸管的伏安特性如图 1-9 (c) 所示。可见,理想晶闸管的开关特性可以等效为一个普通的开关,当开关闭合时,其电阻

$$R_{AK} = 0$$

当开关打开时, 其电阻

$$R_{AK} = \infty$$

(二) 实际晶闸管的伏安特性

实际晶闸管的伏安特性分为正向特性 (位于第 I 象限) 和反向特性 (位于第 III 象限), 如图 1-10 所示。

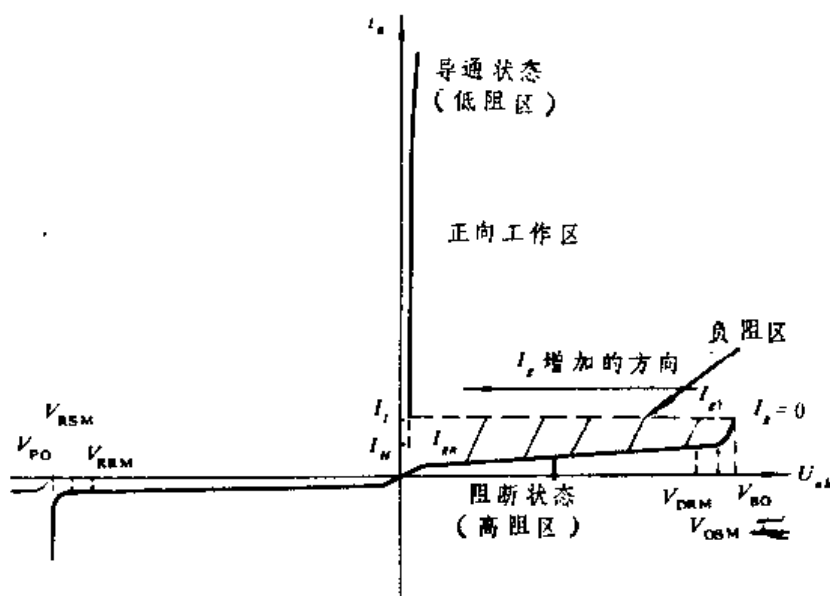


图 1-10

晶闸管的正向特性又分为阻断状态 (高阻区) 和导通状态 (低阻区)。在控制极电流 I_g 为零的条件下逐渐增加晶闸管的阳极电压 U_{AK} , 晶闸管在开始承受正向阳极电压时, 仅有很小正向漏电流, 仍处于阻断状态; 随着正向阳极电压不断地增加, 正向漏电流也有所增加, 但还是很小; 当正向阳极电压增加到正向转折电压 V_{RO} 时, 正向漏电流突然剧增, 特性从高阻区 (阻断状态) 经负阻区 (虚线特性) 到达低阻区 (导通状态)。晶闸管处于导通状态的伏安特性就和一般硅二极管的正向伏安特性相似, 尽管有较大的阳极电流流通, 但是管压降却很小 (0.4 伏 ~ 1.2 伏)。在正常的情况下, 不允许把正向阳极电压 U_{AK} 加到正向转折电压 V_{RO} 使晶闸管导通, 而是向控制极提供触发电流 I_g (或触发电压 U_g) 使它由阻断状态变为导通状态的。流向控制极的触发电流越大, 能使晶闸管导通的阳极电压 U_{AK} 就越低。

晶闸管的反向特性: 当晶闸管的阴极与电源的正极相联, 而阳极与电源的负极相联时, 则为反向阳极电压。当反向阳极电压 $-U_{AK}$ 由零逐渐增加时, 其阳极反向漏电流很小, 再继续增加, 反向漏电流还是很小, 晶闸管仍处于反向阻断状态。当反向阳极电压增加到一定数值时, 反向漏电流就增加较快, 如再继续增加反向电压, 反向漏电流突然剧增, 致使晶闸管反向击穿, 造成晶闸管损坏, 如图 1-10 中第 III 象限的特性。可见, 晶闸管的反向伏安特性和一般二极管的反向伏安特性相类似。

对比图 1-9 (c) 和图 1-10 的伏安特性可知, 实际晶闸管的伏安特性有所不同。实际晶闸管不论处在正向阻断状态还是反向阻断状态, 它的电阻值都不是无穷大, 所以有漏电流; 而当晶闸管处在正向导通状态时, 它的电阻值也不为零, 因此有管压降。理想晶闸管可以看作是一个单向导电的开关。因此在分析晶闸管电路时, 为简单起见, 可以把实际晶闸管作为理想晶闸管来看待。

(三) 晶闸管的三个特性

开关特性：晶闸管在工作过程中仅存在通断两种状态，也就是能起到一个开关的作用，它的开与关所需要的时间很短，每秒钟可动作几百次甚至几万次。

单向导电性：晶闸管只能单方向导电，所以具有整流作用。

可控性：晶闸管的开关特性和单向导电性是可以控制的，这正是晶闸管区别于二极管的最宝贵的特性。晶闸管电路正是利用这些特性组成了具有各种功能的电路。

二、晶闸管的控制极伏安特性

以正向阳极电压为参变量来描述晶闸管的控制极电压 U_g 与控制极电流 I_g 之间的关系，称为晶闸管的控制极伏安特性。

晶闸管的控制极 G 与阴极 K 之间的 PN 结 J_3 ，是一个不大理想的二极管特性，并且分散性很大。为了应用上的方便，实际晶闸管的控制极伏安特性，常常用一个划定的区域来表示，凡是特性在此区域内的元件都是合格产品。图 1-11 (a) 所示为 500 安晶闸管的控制极伏安特性区域。

控制极伏安特性区域：

以一条极限高阻控制极伏安特性 OD 与一条极限低阻控制极伏安特性 OG 之间的区域，称为控制极伏安特性区域，简称控制极伏安特性，如图 1-11 (a) 所示。根据触发情况的不同，控制极伏安特性区域又分为三个部分。

(一) 可靠触发区 $ABCDEIHGA$

晶闸管在工作过程中，由触发电路提供的控制极电压 U_g 或控制极电流 I_g 的数值，凡在此区域之内者，均可使晶闸管可靠地得到触发导通。但是，当 I_g 流过晶闸管的控制极时，由于有功率损耗，会使控制极附近发热。如果输入到控制极的功率过大，将引起晶闸管的结温上升，影响晶闸管的正常工作，甚至将晶闸管的控制极损坏。所以，加入控制极的电压和电流，即由它们而引起的功率是有一定限度的（如表 1-1 所示）。可靠触发区域由控制极的正向峰值电压 V_{GFM} 、正向峰值电流 I_{GFM} 及允许的瞬时最大功率 P_{GM} 划定了上限。在晶闸管的正常运行中，加入控制极的平均功率损耗不得超过控制极规定的平均功率 P_G ，如图 1-11 (a) 中的曲线 EF 所示。由 $EFABCDE$ 划定了正常使用区域。在设计触发电路时，输送到控制极的触发电压值或触发电流值，应在正常使用区域之内。

由 $EFABCDE$ 划定了正常使用区域。在设计触发电路时，输送到控制极的触发电压值或触发电流值，应在正常使用区域之内。

(二) 非触发区 $OKLO$

如图 1-11 (b) 所示，在额定结温时，此区域内的触发电压 U_g 值和触发电流 I_g 值都不会使晶闸管被触发导通。所以，欲使晶闸管处于截止状态，作用在控制极上的电压和电流均不得超出这个区域。为防止误触发，应设法将一切干扰信号限制在非触发区之内。图中的 I_{GD} 为控制极不触发电流， V_{GD} 为控制极不触发电压， I_{GT} 和 V_{GT} 分别为控制极的触发电流

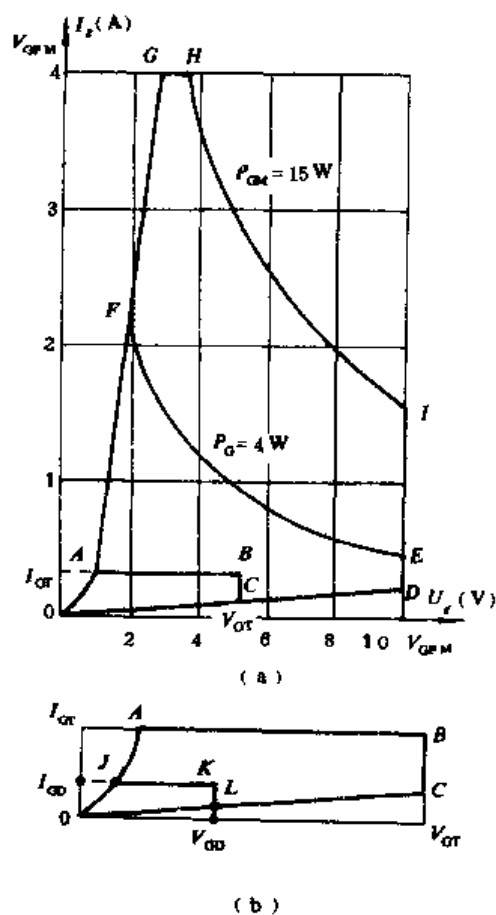


图 1-11

和触发电压。

(三) 不可靠触发区 $JABCLKJ$

在室温的条件下, 这个区域内的触发电压值和触发电流值, 对于某些晶闸管产品可能使其触发导通, 而对于另外一些晶闸管产品就可能触发不了, 这是合格晶闸管产品所允许。所以在设计触发电路时, 它的输出电压值和输出电流值应该避开这个区域。

晶闸管元件的触发电压值如果太低, 容易受到干扰而造成误导通, 如果太高, 则灵敏性不好。

晶闸管的控制极与阴极之间的 PN 结 J_2 的反向特性, 不象普通二极管那样理想, 测试时其正向电阻和反向电阻的数值可能比较接近。为防止晶闸管因受干扰而误触发, 可以在控制极上加负电压。负电压的数值不得超过 5 伏, 否则, 控制极的 PN 结会被反向击穿, 或者因 PN 结的反向漏电流太大而造成过热损坏。

第三节 晶闸管的主要参数

以下介绍晶闸管的一些主要参数及其意义, 所有参数的名称、符号和数值都是按一机部 1975 年的标准 (JB1144—75), 其中一些主要参数还列于表 1-1 和表 1-2 内。晶闸管的出厂合格证上均列有该元件主要参数的实测值。

表 1-1 晶闸管控制极的参数

参 数 系 列	控制极 触发电流 I_{GT} mA	控制极 触发电压 U_{GT} V	控制极 不触发电流 I_{GB} mA	控制极 不触发电压 U_{GB} V	控制极正向 峰值电流 I_{GFM} A	控制极正向 峰值电压 U_{GFM} V	控制极反向 峰值电压 U_{GRM} V	控制极 平均功率 P_G W	控制极 峰值功率 P_{GM} W
KP 1	3~30	≤ 2.5	0.4	0.3	—	10	5	0.5	—
KP 5	5~70	≤ 3.5	0.4	0.3	—	10	5	0.5	—
KP 10	5~100	≤ 3.5	1	0.2	—	10	5	1	—
KP 20	5~100	≤ 3.5	1	0.2	—	10	5	1	—
KP 30	8~150	≤ 3.5	1	0.15	—	10	5	1	—
KP 50	8~150	≤ 3.5	1	0.15	—	10	5	1	—
KP 100	10~250	≤ 4	1	0.15	—	10	5	2	—
KP 200	10~250	≤ 4	1	0.15	—	10	5	2	—
KP 300	20~300	≤ 5	1	0.15	4	10	5	4	15
KP 400	20~300	≤ 5	1	0.15	4	10	5	4	15
KP 500	20~300	≤ 5	1	0.15	4	10	5	4	15
KP 600	30~350	≤ 5	—	—	4	10	5	4	15
KP 800	30~350	≤ 5	—	—	4	10	5	4	15
KP 1000	40~400	≤ 5	—	—	4	10	5	4	15

注: G 表示控制极 T 表示触发 D 表示不触发 F 表示正向 R 表示反向 M 表示最大值

表 1-2

晶闸管的主要参数

参 数 系 列	通态平均电 流 I_T A	断态重复峰值电压 反向重复峰值电压 U_{DRM} U_{RRM} V	断态重复平均电流 反向重复平均电流 I_{DR} I_{RR} mA	额定结温 T_{JM} °C	断态电压 临界上升率 du/dt V/ μ s	通态电流 临界上升率 di/dt A/ μ s	浪涌电流 I_{TSM} A
KP 1	1	100~3000	≤ 1	100	30		20
KP 5	5	100~3000	≤ 1	100	30		90
KP 10	10	100~3000	≤ 1	100	30		190
KP 20	20	100~3000	≤ 1	100	30		380
KP 30	30	100~3000	≤ 2	100	30		560
KP 50	50	100~3000	≤ 2	100	30	30	940
KP 100	100	100~3000	≤ 4	115	100	50	1880
KP 200	200	100~3000	≤ 4	115	100	80	3770
KP 300	300	100~3000	≤ 8	115	100	80	5650
KP 400	400	100~3000	≤ 8	115	100	80	7540
KP 500	500	100~3000	≤ 8	115	100	80	9420
KP 600	600	100~3000	≤ 9	115	100	100	11160
KP 800	800	100~3000	≤ 9	115	100	100	14920
KP 1000	1000	100~3000	≤ 10	115	100	100	18600

注: T 表示通态 D 表示断态 R 表示方向 (第一位) 或重复 (第二位) S 表示不重复 M 表示最大

一、晶闸管的电压定额

晶闸管的电压定额分为正向电压参数和反向电压参数, 现分别予以叙述。

(一) 正向电压参数

1. 正向转折电压—— V_{BO} : 在额定结温下, 控制极不加任何触发信号, 不断增加正向阳极电压, 使晶闸管由截止状态转为导通状态时的正向阳极电压称为正向转折电压。这是由于正向漏电流随着正向阳极电压的增加而不断增加, 当正向漏电流增加到某一定值, 流经晶闸管的 J_2 结时, 其作用就相当于控制极电流 I_g 的作用一样, 造成晶闸管导通。这是晶闸管的一种不正常的导通现象, 在晶闸管的工作寿命中, 这种导通次数是有限的。晶闸管的生产部门一般是不向使用者介绍正向转折电压这一参数的。

2. 断态不重复峰值电压—— V_{DSM} , 其数值为

$$V_{DSM} = V_{BO} \cdot x$$

由生产厂家自己确定, 式中 x 值一般为 100~200 伏左右。断态不重复峰值电压 V_{DSM} 表示晶闸管在工作过程中允许非重复施加的最大正向阳极电压。

3. 断态重复峰值电压—— V_{DRM} , 其数值为

$$V_{DRM} = 80\% V_{DSM}$$

断态重复峰值电压 V_{DRM} 为控制极开路、在额定结温时、允许每秒 50 次、每次的持续时间不大于 10 毫秒、可以重复加在元件上的正向峰值电压。

(二) 反向电压参数

1. 反向击穿电压—— V_{RO} : 在额定结温下, 对晶闸管施加以不断增加的反向电压, 对应的反向漏电流很小, 随着反向电压的不断加, 反向漏电流也随略有增加, 当反向电压

增加到某一定值时,反向漏电流突然剧增,这一现象即为反向击穿,这时的反向电压称为反向击穿电压。晶闸管元件一旦发生反向击穿,就造成元件的毁坏。

2. 反向不重复峰值电压—— V_{RSM} : 其数值为

$$V_{\text{RSM}} = V_{\text{PO}} - x$$

由晶闸管元件制造厂自定。反向不重复峰值电压是晶闸管在工作过程中可以施加,但不允许重复施加的最大反向电压。式中 x 值一般也为 100~200 伏左右。

3. 反向重复峰值电压—— V_{RRM} : 其数值为

$$V_{\text{RRM}} = 80\% V_{\text{RSM}}$$

反向重复峰值电压 V_{RRM} 为控制极开路、晶闸管的结温为额定值时、允许每秒 50 次、每次的持续时间不大于 10 毫秒、可以重复施加在晶闸管元件上的反向峰值电压。

在图 1-10 所示的特性曲线上,已将各个电压参数标出。

(三) 晶闸管元件的额定电压

元件的额定电压系指断态重复峰值电压 V_{DRM} 与反向重复峰值电压 V_{RRM} 中较小的一个,并按标准中电压的等级取其整数,通常根据规定的分级方法,以简单的数字形式表示在元件型号上。

由于瞬时过电压也会使晶闸管元件受到破坏,所以在选用元件时,要留有余量,其数值为正常工作电压峰值的 2~3 倍。

(四) 通态平均管压降 ΔU_k

晶闸管元件在规定的环境温度、冷却条件下,通以工频正弦半波的额定通态平均电流,在稳定的额定结温时,阳极与阴极之间电压降的平均值,称为通态平均管压降,以 ΔU_k 表示,如图 1-12 表示。

从减小功耗和元件发热的角度出发,应该选择 ΔU_k 较小的元件。元件按其平均管压降数值的大小进行分组,如表 1-3 所示。

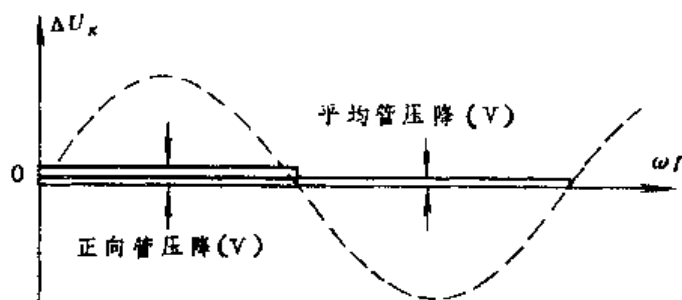


图 1-12

表 1-3

组 别	通态平均管压降 (伏)	组 别	通态平均管压降 (伏)
A	$\Delta U_k \leq 0.4$	F	$0.8 < \Delta U_k \leq 0.9$
B	$0.4 < \Delta U_k \leq 0.5$	G	$0.9 < \Delta U_k \leq 1.0$
C	$0.5 < \Delta U_k \leq 0.6$	H	$1.0 < \Delta U_k \leq 1.1$
D	$0.6 < \Delta U_k \leq 0.7$	I	$1.1 < \Delta U_k \leq 1.2$
E	$0.7 < \Delta U_k \leq 0.8$		

二、晶闸管的电流定额

(一) 通态平均电流—— I_T

元件在环境温度为 40℃、规定的冷却条件、电阻性负载、通以单相工频正弦半波的电流、导通角为 180° (全开放) 的条件下,在稳定的额定结温时,所允许的最大通态平均电

流,按照标准中的系列,取其整数做为该元件的额定电流,以 I_T 表示。这是由于整流输出端所接负载,常常需要用平均电流来衡量其性能,所以电流定额就采用通态平均电流来标定。

晶闸管元件和其它电气设备一样,决定其允许电流大小的是温度。晶闸管的温度,系指其管芯(三个PN结)的温度,称为结温。结温的高低由发热和散热两方面的条件所确定。

造成晶闸管发热的原因是损耗,它主要有下述几部分:一是通态损耗,它是晶闸管元件发热的最主要原因。所以,为了减少元件的发热程度,要选用通态平均管压降小的元件。二是断态和反向时的损耗,为了减小这一部分损耗,应选用漏电流较小的元件。三是开关损耗,晶闸管在高频条件下工作时,其损耗应给予考虑。四是控制极损耗,此项数值较小,对元件的发热影响不大。

影响晶闸管散热条件的因素有:晶闸管元件与散热器之间的接触状况(面积的大小、松紧程度);散热器体积的大小与形状;冷却方式(自冷、风冷、水冷、油冷等)及其冷却介质的流速、温度;环境的温度等。

如上所述,通态时的损耗是晶闸管发热的最主要原因。所以,根据晶闸管发热和冷却条件的不同,晶闸管允许的通态平均电流值也不一样。从晶闸管管芯发热的角度来看,如果认为管芯通态时的电阻不变,则其热效应仅和电流的有效值有关。因此,在实际电路中应用晶闸管元件时,首先应根据晶闸管的额定电流 I_T 求出与其相对应的电流有效值。其次,根据实际电路中流过晶闸管的电流波形和导通的时间,计算出其相应的电流有效值 I 。最后再根据有效值相等的原则,即实际的电流有效值与额定电流的有效值相等,其管芯的发热程度是等效的原则,求出元件允许通过的电流平均值。

根据通态平均电流的定义,设电流的峰值为 I_m 时,如图 1-13 所示,则额定电流 I_T 为

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

正弦半波电流的有效值 I

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

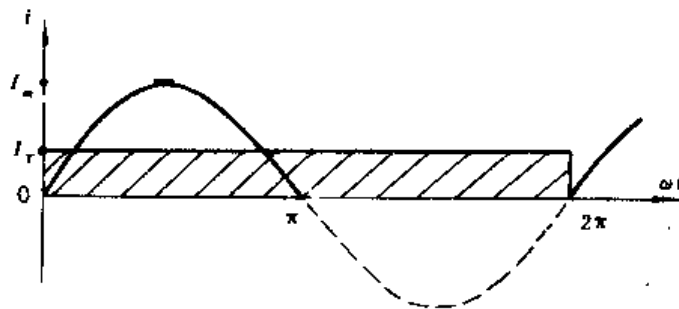


图 1-13

电流的有效值 I 与平均值 I_f 之比,称为波形系数,通常用 K_f 表示,即

$$K_f = \frac{I}{I_f} \quad (1-6)$$

对于正弦半波电流,其平均值 I_f 就是元件的通态平均电流 I_T ,它的波形系数为

$$K_f = \frac{I}{I_T} = \frac{\frac{I_m}{2}}{\frac{I_m}{\pi}} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \quad (1-7)$$

因此有效值为

$$I = 1.57 I_T \quad (1-8)$$

选用晶闸管电流定额的原则:

晶闸管应用于实际工程电路时,为了保证晶闸管不因过热而损坏,必须使流过晶闸管的电流有效值不超过其额定电流的 1.57 倍。

流过晶闸管的最大电流有效值不仅与负载电流的平均值—— I_d 有关,而且还与电流的波形有关。

选用晶闸管时,首先根据电流的波形分别计算出具体电路里流过晶闸管电流的平均值 I_f 和有效值 I 来,其波形系数为式 (1-6) 所示,而它的有效值为

$$I = K_f I_f$$

再根据电流有效值相等的原则

$$K_f I_f = 1.57 I_T \quad (1-9)$$

由此可求得晶闸管的电流定额

$$I_T = \frac{K_f I_f}{1.57}$$

实用中,由于晶闸管元件的过载能力比一般电磁元件小,所以,要留有 (1.5~2.0) 倍的余量,即

$$I_T \geq K \frac{K_f I_f}{1.57} \quad (1-10)$$

式中 K 为安全系数,可取 1.5~2.0。

〔例〕 表 1-4 中为四个波形不同的电流(画有阴影部分)分别流经额定电流为 $I_T=100$ 安的晶闸管,试计算各晶闸管允许的电流平均值 I_f 。

解:根据式 (1-8), $I_T=100$ 安的晶闸管允许的电流有效值为

$$I = 1.57 I_T = 1.57 \times 100 = 157 \text{ 安}$$

再根据式 (1-9),可求得各晶闸管允许的电流平均值 I_f

$$I_f = \frac{1.57 I_T}{K_f} = \frac{157}{K_f}$$

计算结果记于表 1-4 中。

表 1-4 表明:额定电流为 100 安的晶闸管,只有在正弦半波导通角为 180° 的情况下,其波形系数 $K_f=1.57$,允许的电流平均值为 100 安。对于其它非正弦半波而言,允许的电流平均值都不是 100 安。当波形系数 $K_f>1.57$ 时,允许的电流平均值小于 100 安;当 $K_f<1.57$ 时,允许的电流平均值大于 100 安。

(二) 维持电流—— I_H

晶闸管被触发导通后,在室温和控制极开路的条件下,减小阳极电流到某一数值,晶闸管又会从导通状态过渡到阻断状态。维持导通状态所需要的最小阳极电流,称为维持电流,以 I_H 表示,通常为数十毫安。

* : I_d ——流过负载的平均电流。一般说来,流过晶闸管的平均电流 I_f 和流过负载的平均电流 I_d 并不是一个数值,它和电路的种类有关,可以用下式表示:

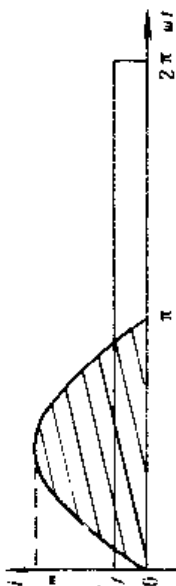
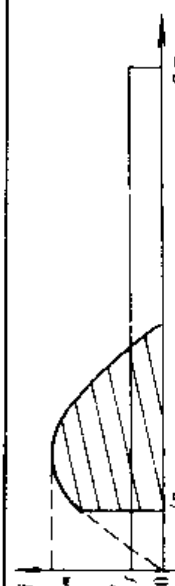
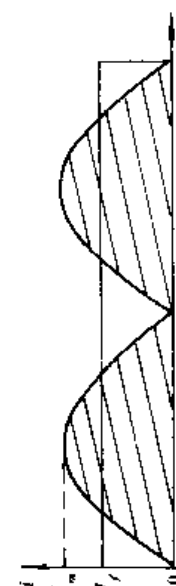
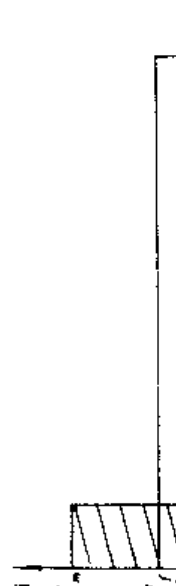
$$I_d = m \cdot I_f$$

式中 m 是由具体电路所确定的晶闸管并联支路。如

单相半波电路: $m=1$
单相桥式电路: $m=2$
三相零式电路: $m=3$

详见第二、第三章。

表 1-4

序 号	波 形	平 均 有 效 值 I_f	波 形 系 数 $K_f = \frac{I}{I_f}$	允许的电 流 平 均 值 $I_f = \frac{157}{K_f}$ 安
1		$I_{f1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi}$ $I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{2}$	1.57	$I_{f1} = \frac{157}{1.57} = 100$
2		$I_{f2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/3}^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3I_m}{2}$ $I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/3}^\pi (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = 0.4485 I_m$	1.88	$I_{f2} = \frac{157}{1.88} = 83.5$
3		$I_{f3} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2I_m}{\pi}$ $I_3 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$	1.11	$I_{f3} = \frac{157}{1.11} = 141.4$
4		$I_{f4} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/4} I_m d(\omega t) = \frac{I_m}{8}$ $I_4 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/4} (I_m)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{2\sqrt{2}}$	2.83	$I_{f4} = \frac{157}{2.83} = 55.5$

(三) 擎住电流—— I_L

晶闸管被触发导通后, 就取掉控制极的触发信号, 能使元件继续保持导通状态所需要的最小主电流, 称为擎住电流, 以 I_L 表示。对于同一个晶闸管, $I_L = (2 \sim 4) I_H$ 。

(四) 断态重复平均电流—— I_{DR} 和反向重复平均电流—— I_{RR}

在额定结温和控制极开路时, 对应于断态和反向状态的重复峰值电压下的平均漏电流, 它们都不应大于标准规定的数值。

(五) 浪涌电流—— I_{TSM}

结温为额定值时, 在工频正弦半波期间元件能承受的最大过载电流, 同时, 紧接浪涌后的半周期间能承受规定的反向电压。浪涌电流用峰值表示, 是不重复的额定值, 在元件的使用寿命期间内, 是有限次的。

三、晶闸管的动态参数

(一) 断态电压临界上升率—— $\frac{du}{dt}$

在额定结温和控制极开路的条件下, 使元件从阻断状态转入导通状态的最低电压上升率, 称为断态电压临界上升率, 以 $\frac{du}{dt}$ 表示。也就是说, 晶闸管保持阻断状态时所允许的最大电压上升率应小于此值。

即使晶闸管的阳极电压低于其正向转折电压 V_{BO} , 如果 $\frac{du}{dt}$ 过大也会引起导通。因为阻断状态下的晶闸管 J_2 结相当于一个电容 (结电容), 当正向阳极电压突然作用于晶闸管时, 便会有充电电流流过结面, 这个电流流过 J_3 结时, 则相当于触发电流的作用。如果 $\frac{du}{dt}$ 过大, 充电电流就可能很大, 因而造成晶闸管的误导通。

断态电压临界上升率 $\frac{du}{dt}$, 其值定义为: 取试验电压 U_D 的 10% 到 90% 两点的电压差除以这两点间的时间差 τ , 即 $\frac{du}{dt} = \frac{0.8U_D}{\tau}$ 断态电压临界上升率, 如图 1-14 所示。

晶闸管容许的最大电压上升率与结温有关, 结温越高, 容许的 $\frac{du}{dt}$ 越小, 容许电压上升率与结温的关系如图 1-15 所示。当前我国生产的晶闸管, 容许的最大电压上升率如下: 50 安以下的晶闸管为 $30V/\mu s$, 100 安以上的晶闸管为 $100V/\mu s$, 采用双扩散法制成的晶闸管为 $400V/\mu s$ 。

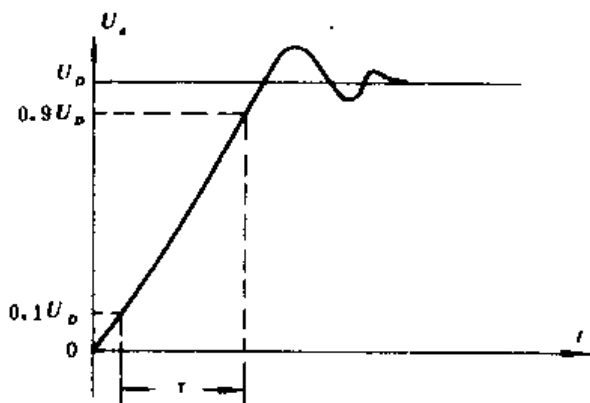


图 1-14

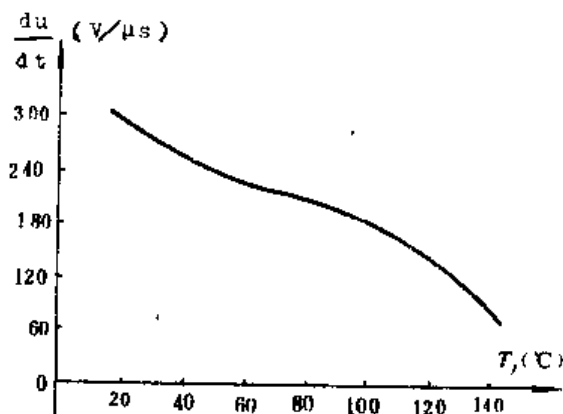


图 1-15

1757M 702 200R

(二) 通态电流临界上升率—— $\frac{di}{dt}$

在规定的条件下，由控制极控制（触发）晶闸管的导通时，元件所能承受的最大通态电流上升率，称为通态电流临界上升率。即晶闸管在工作过程中允许的最大电流上升率应小于此值。

当触发电流流入控制极之后，最初，晶闸管只是在靠近控制极附近的小区域内导通，随着时间的推移，导通的区域逐渐扩大，直至全部结面导通为止，其导通过程如图 1-16 所示。如果电流上升太快，则刚一导通，就有很大的电流集中在控制极附近的小区域内流通，从而造成因局部过热将晶闸管烧坏。

电流上升率 $\frac{di}{dt}$ 与开通损耗有关，即与开通前元件阳极所加的电压值有关。对于一只具体的晶闸管而言，其开通损耗是一定的，故允许的 $\frac{di}{dt}$ 随开通前的阳极电压而变，阳极所加的电压越高，它的 $\frac{di}{dt}$ 值也就相应的降低，C35 型晶闸管允许的 $\frac{di}{dt}$ 曲线如图 1-17 所示。

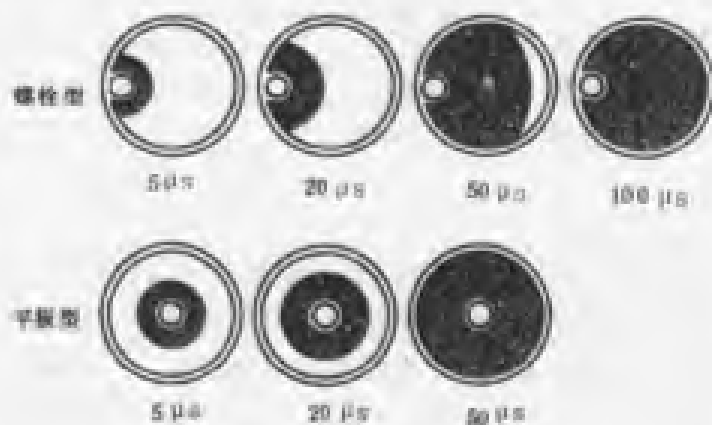


图 1-16

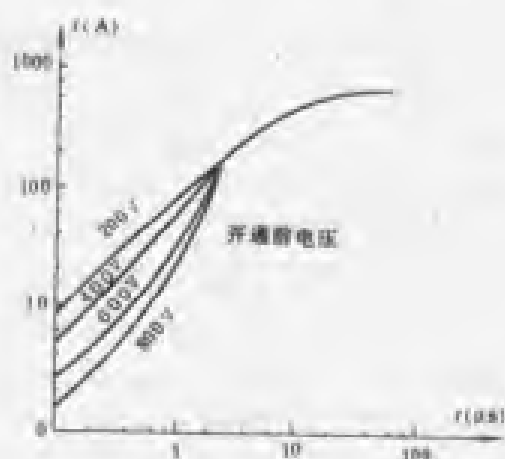


图 1-17

测试 $\frac{di}{dt}$ 的电流波形和 t_i 的定义如图 1-18 所示。数值 $\frac{di}{dt} = \frac{0.5 I_{TM}}{t_i}$ 。图中 I_{TM} 为开通后的电流峰值，曲线 a 为阻尼正弦波，用于对小容量元件的测试；曲线 b 为纯正弦波，用于对大容量元件的测试。

(三) 控制极触发的开通时间—— t_{on} (t_a)

触发脉冲电压 U_g 、阳极电流 i_a 和阳极电压 u_a 的波形如图 1-19 所示。

在规定的条件下，即在晶闸管的阳极回路中接无感电阻时，加上如图 1-19 所示的控制脉冲 U_g ，从控制极的触发脉冲前沿的 10% 起直到阳极电流上升到稳态值的 10% 止的

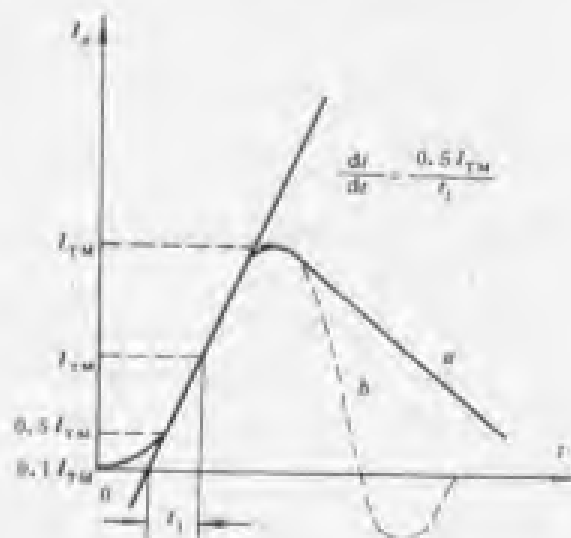


图 1-18

时间,称为延迟时间 t_d ;阳极电流由稳态值的10%增加到90%所需的时间称为上升时间 t_r 。晶闸管的开通时间就是延迟时间与上升时间之和,即

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

开通时间也可定义为:从控制极触发脉冲前沿的10%到阳极电压下降到10%的时间间隔。

如国产KP-500型晶闸管的开通时间为8微秒。采用特殊工艺的快速晶闸管的开通时间可为1微秒左右。

可见,触发脉冲应有一定的宽度,否则,晶闸管就可能触发不开,即达不到擎住电流 I_L 时,触发脉冲就消失了。

开关损耗与开通时间有关,所以,开通时间小的晶闸管为好。

晶闸管的开通时间有随着控制功率的增加而减少的倾向,因此,为了降低开关损耗,在允许的范围内,希望尽可能增加控制极功率。对于工作在高频状态下的晶闸管,这一点是很重要的。

晶闸管开通的实质:当加入控制极电流 I_g 之后, N_2 区中的电子将注入 P_2 区到达 J_2 结,进而抵达 N_1 区,从而又引起 P_1 区的空穴注入 N_1 区,并到达 J_2 结,当 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ 时,产生阳极电流 I_a ,晶闸管将要开始导通,对应这段时间就是延迟时间 t_d 。至此,载流子开始在 J_2 结两侧积累,阻挡层变窄至消失, J_2 结转为正偏,阳极电流增加至额定值,对应这段时间正是上升时间。由此可见,开通时间的实质就是载流子积累所需要的时间。

(四) 阳极回路换流关断时间—— t_{off} (t_q)

在实际电路中,当阳极电流 I_a 减至零以后,又很快地加上正向电压时,晶闸管就有可能又自动地返回到导通状态。只有在 I_a 消失后,再过一段时间,元件才能真正恢复阻断能力。这就是说,晶闸管的关断要经过一段时间,即所谓关断时间。

在额定结温下,元件从切断正向电流($I_a=0$)起,到恢复阻断能力止,这段时间间隔称为关断时间,以 t_{off} (t_q)表示。

这里所讲的关断时间,是有关普通晶闸管因阳极回路换流而关断的时间,不涉及所谓控制极可关断的特殊晶闸管的关断时间。

由晶闸管的工作原理可知,元件一旦导通状态以后,它的正、反向阻断能力均已消失。如欲使导通的晶闸管关断,就必须恢复其正、反向阻断能力,这就需要有一定的时间。

晶闸管关断过程的电流和电压的波形如图1-20所示。从 t_1 时刻起,阳极电流 I_a 开始减小,到 t_2 时刻电流减小到零。此时,各结还充满着载流子,因此,晶闸管的电压还保持在正向导通的电压值上($\Delta U_a \approx 0$)。经过 t_2 时刻以后,由于剩余载流子的存在而使晶闸管产生恢复电流,开始反向流通。在 t_3 时刻,控制极与阴极间的PN结(J_3)附近的载流子开始减少, J_3 结就开始恢复反向耐压能力。 J_3 结一旦完全恢复反向特性时,就进入雪崩区,反向电压上升,就如图1-20所示。呈现出短时的缓和状态。 J_3 结的雪崩电压很低,只不过数伏

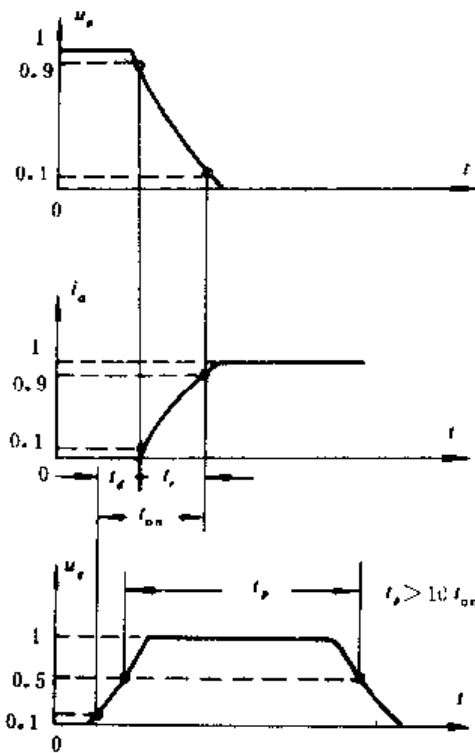


图 1-19

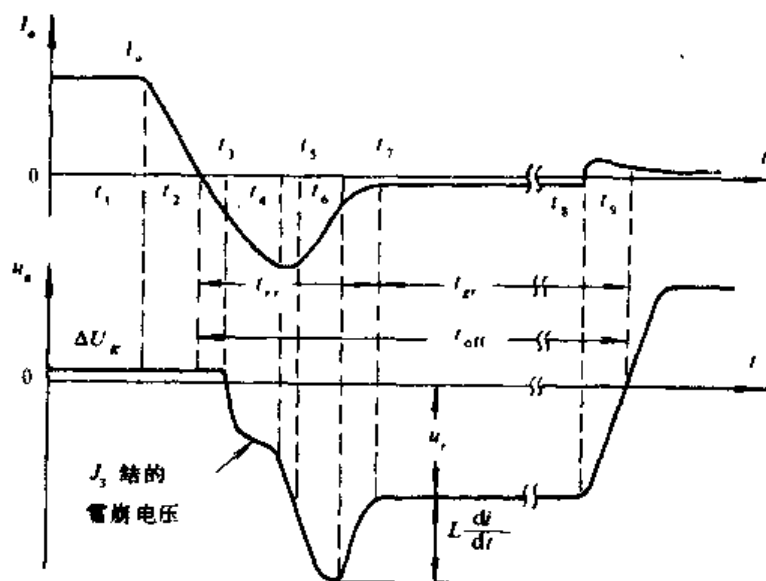


图 1-20

而已。反向恢复电流由于受雪崩电压的影响，降低了上升速度。从 t_4 时刻前后起，阳极侧的 PN 结 (J_1) 的剩余载流子开始减少， J_1 结的反向耐压上升。在 t_5 时刻， J_1 结的反向耐压到达由外部所加的反向电压值时，恢复电流就停止上升。在 t_6 时刻以后，随着 J_1 结的剩余载流子的减少，恢复电流也开始减小。由于回路中电感的存在，产生感应电势 $L \frac{di}{dt}$ ，晶闸管的反向电压进一步上升到 t_6 时刻的最大值。此后，反向电流、反向电压一起减小，在 t_7 时刻反向电流就稳定在正常漏电流的数值上，反向电压也稳定在外加电压值上，到此，晶闸管已恢复了反向阻断能力。但在这种状况下，由于中间的 PN 结 (J_2) 还残留着载流子，其正向阻断能力尚未恢复。所以，就不能马上再加正向电压。为了取消 J_2 结上的载流子还需要经过一段时间，在这一段时间里， J_3 、 J_1 结已经恢复了反向阻断能力，即此二结的内电场已经形成。这样， J_2 结两侧残存的载流子就扩散不出去，于是，这些载流子除掉一部分为形成 J_2 结的内电场外，余下的载流子只能自行复合掉。上述复合所需要的时间即为晶闸管正向阻断恢复的时间，亦称控制极恢复时间，用 t_{gr} 表示 (为 10~30 微秒)。而从阳极电流 $I_a=0$ 的 t_2 时刻到反向电流开始稳定的 t_7 时刻之间，称为反向恢复时间，用 t_{rr} 表示 (为 1~2 微秒)。晶闸管的关断时间为

$$t_{off} = t_{rr} + t_{gr}$$

外部条件对晶闸管关断时间的影响：

(1) 结温：结温越高，则 PN 结内载流子的寿命、静电电容及漏电流越大，它们对关断时间均有延长的作用。

(2) 主电流越大，进入结内载流子的数量越多，从而延长了关断时间。

(3) 外加反向电压值越大则关断时间越短。若要尽快消失 J_3 、 J_1 结的载流子，则应加一反向电压。

(4) 主电流衰减下降率 $\frac{di}{dt}$ 越大，则 J_3 、 J_1 结的剩余载流子消失得就越快，使关断时间缩短。

(5) 主电流的上升率与开通一次的导通时间对关断时间的影响：在关断以前，如果正向电流的上升率较大，控制极附近的 J_3 结就会受到局部加热，而元件开通一次的时间又很

短, 所以直到元件关断后。其影响继续起作用, 这就很容易造成再次导通。例如大功率元件, 在 $\frac{di}{dt} = 10\text{A}/\mu\text{s}$ 、导通期间为 250 微秒时, 就会出现这种现象。

(五) 额定结温—— T_{JM}

晶闸管元件在正常工作条件下, 所允许的最高 PN 结的温度, 叫做额定结温。100 安培以下的元件为 100°C 、100 安培以上的元件为 115°C 。

温度的下限通常与封装元件的焊料膨胀问题有关。通常, 储存温度也包括在额定范围内, 但这个温度主要取决于结表面涂层或钝化的稳定性及可靠性, 而不取决于结本身。

四、晶闸管的控制极定额

(一) 控制极的触发电流—— I_{GT}

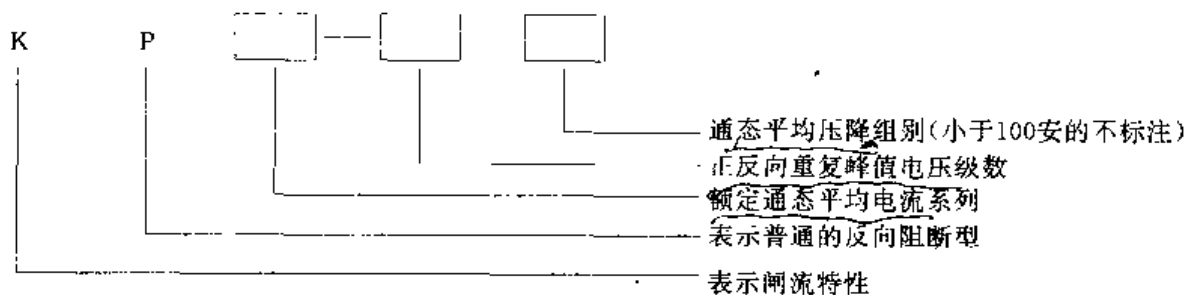
在规定的结温条件下, 阳极电压为 6 伏直流电压时, 使晶闸管元件从阻断状态到完全导通时所必须的最小控制极直流电流。

(二) 控制极触发电压—— V_{GT}

对应于控制极触发电流时的控制极触发电压。

五、晶闸管的型号

按一机部标准 JB1144—75 规定, KP 型为普通晶闸管 (原称为可控硅、硅闸流管等), 型号的格式如下:



六、晶闸管的优缺点

晶闸管用于可控整流电路而获得直流电压与直流发电机组相比, 有如下优缺点:

功率放大倍数大、快速响应性好、效率高、投资少, 它是静止的元件, 不旋转、无噪音、无毒、体积小、重量轻、寿命长、控制特性好、维护保养方便等。但它的过载能力小 (体积小, 热容量也小); 工作于深控时, 功率因数低 (无功功率大), 并且产生高次谐波, 引起电网电压波形畸变 (亦称电力公害)。

第四节 特殊晶闸管简介

一、双向晶闸管

普通晶闸管实质上相当于一个可控的单向导电的开关, 其本质是属于一种直流器件。双向晶闸管则相当于一个可控的交流开关, 是一种交流器件, 从结构和特性上, 又可把它看做一对反联的普通晶闸管。现简述如下:

(一) 双向晶闸管的结构、符号及其触发方式

1. 双向晶闸管的结构、符号

双向晶闸管的结构形式有方片结构, 控制极做在阴极侧; 圆片及中心控制极结构; 还

有辅助控制极的晶闸管等。双向晶闸管的结构虽有各种形式，但它们的工作原理基本上是相似的，以下将以一般的中心控制极结构形式为例予以讨论。

双向晶闸管的结构原理图和符号示于图 1-21。从图中可以看到，它是一个六层三端的交流器件。其伏安特性是对称的，即正向和反向都能触发导通，如图 1-22 所示。因此，它的引出端也就无所谓哪一个是阳极和阴极了，通常把接到主电路的两个引出端称为端 1 (T_1) 和端 2 (T_2)，其中靠近控制极的引出端做为端 2 (T_2)，也就是常规的阴极。

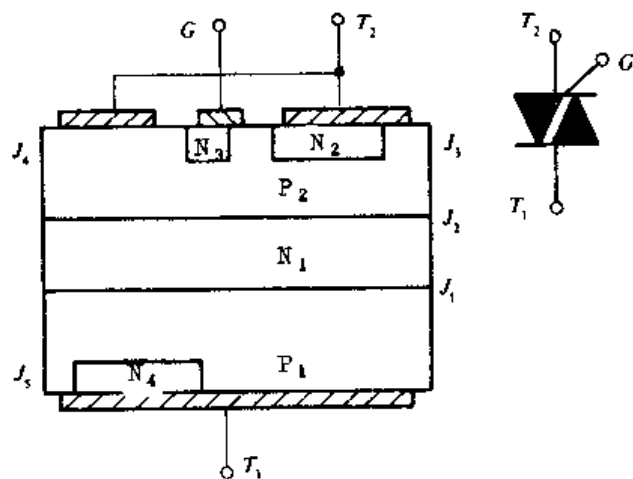


图 1-21

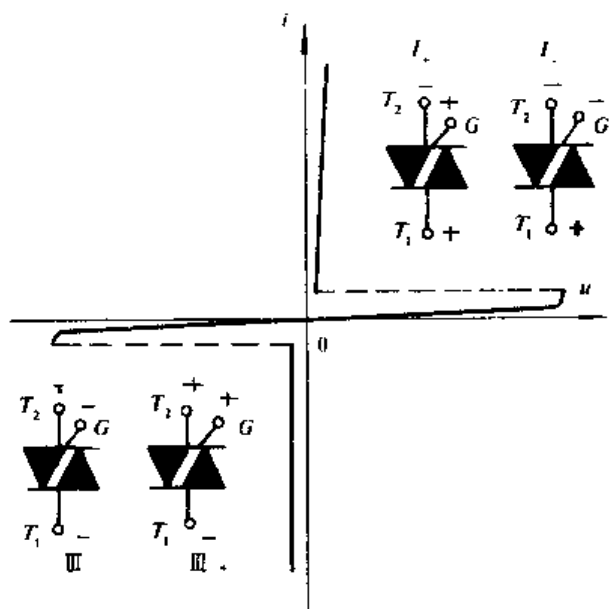


图 1-22

所以就有四种触发方式，即 I_+ 、 I_- 、 II_+ 、 II_- 。其定义如表 1-5 所示。表中的控制极 (G) 及 T_1 端的极性，都是相对于 T_2 端而言的。

表 1-5

相对于 T_2 端的极性		控制极 (G)	
		+	-
T_1 端极性	+	I_+	I_-
	-	II_+	II_-

2. I_+ 触发方式的工作原理

图 1-21 所示的双向晶闸管具有三个 N 型端发射极，即阴极发射极 N_2 、控制极发射极 N_3 和阳极发射极 N_4 ，它们各自和相应的 P 区形成 PN 结 J_3 、 J_4 、 J_5 。这三个发射极都被邻近的 P 型基区所短路。由此可见，双向晶闸管实际上是由三个短路发射极的晶闸管所组成，

即 $P_1N_1P_2N_2$ 普通晶闸管, $P_1N_1P_2N_3$ 控制极晶闸管、 $P_2N_1P_1N_4$ 反向晶闸管。在第 I 象限时, $P_1N_1P_2N_2$ 晶闸管导通, 在第 III 象限时, 晶闸管 $P_2N_1P_1N_4$ 导通。

1+ 触发方式时, 双向晶闸管的工作: 由图 1-23 可以看出, 从控制极 P_2 区注入电流, N_2 区下面流到 T_2 端的短路区。由于横向压降的作用, 使 N_2 在邻近控制极的地方发生电子注入, 最后使 $P_1N_1P_2N_2$ 晶闸管导通。

从控制极流入的电流, 有一部分流向 T_2 端的左侧, 这一部分电流对触发 $P_1N_1P_2N_2$ 晶闸管是没有作用的, 只有流经 N_2 区下面的 P 区的电流起主要作用。

在这种触发方式下, N_3 与 N_4 (J_4 与 J_5 结) 也不起作用。

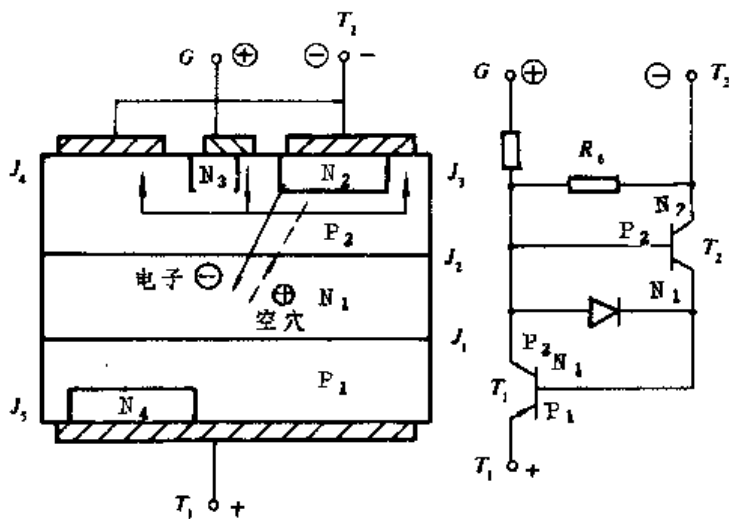


图 1-23

图 1-23 的等效电路只画出了对 1+ 触发方式的有效部分。只要 R_6 (相当于 N_2 区下面的横向电阻) 上的压降超过 J_3 结的零偏压, N_2 区即发射电子, 当 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ 时, $P_1N_1P_2N_2$ 晶闸管即导通。

3. 1- 触发方式的工作原理

1- 触发方式及其等效电路如图 1-24 所示。控制极电流从 T_2 端左右两侧的短路部分出发, 流向控制极的短路部分。其中有效的是从 T_2 端左侧流入并经过 N_3 发射区下面的 P_2 区部分。当 R_7 上产生的压降超过 J_4 结的零偏时, 控制极的 N_3 发射极注入电子, 导致 $P_1N_1P_2N_3$ 控制极晶闸管导通。

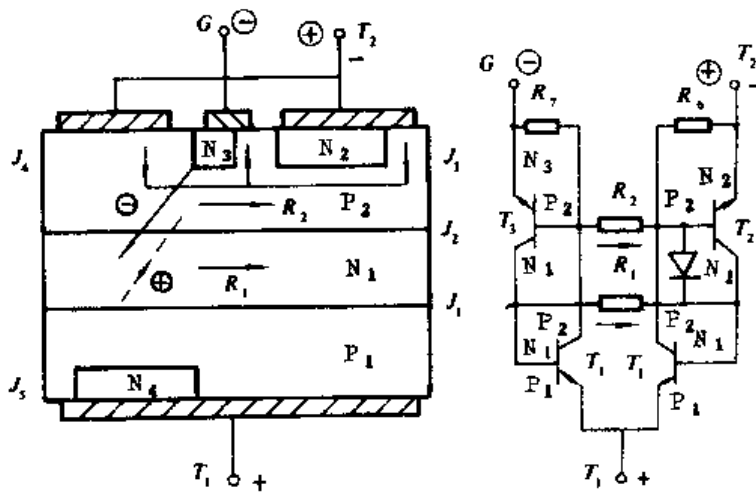


图 1-24

控制极晶闸管导通以后, 由于控制极外电阻的限制, 空穴在控制极下的基区附近发生

堆积, 并通过 R_2 做横向扩展。此时电子通过 P_1 也做横向扩展。但 R_2 小于 R_1 , 所以, 空穴的横向扩展是主要的。向右侧扩展的空穴流流经 R_6 , 使 N_2 发射结 J_3 正偏, 导致 $P_1N_1P_2N_2$ 晶闸管导通。这时, 端 1 (T_1) 流入的电流主要是通过 T_2 端流出的, 而控制极晶闸管的电流将下降。

4. $\text{II}+$ 触发方式的工作原理

$\text{II}+$ 触发方式及其等效电路如图 1-25 所示。从控制极注入的电流经过 R_6 流入 T_2 端, 其中流向 T_2 端左侧部分是无效的。当 R_6 上的压降足以使 J_3 结正偏时, T_2 开始导通, 集电极输送电子流到 T_5 的基极, 使 T_5 的发射结更为正偏, 然后 T_5 从其集电极输出空穴流, 在 R_5 上产生压降, 使 T_4 的发射结正偏, 则 T_4 也开始导通。当 T_4 、 T_5 的电流增益之和趋近 1 时, $P_2N_1P_1N_4$ 晶闸管导通。此时仅是由 T_4 、 T_5 所组成的 $P_2N_1P_1N_4$ 晶闸管导通, 其导通面积局限在控制极下面。由于电子和空穴在 P_1 区与 N_1 区的堆积, 将通过 R_5 和 R_1 产生一个横向扩展, 导致主晶闸管 $P_2N_1P_1N_4$ 的导通, 即由 T_5 、 T_4 所组成的晶闸管导通。

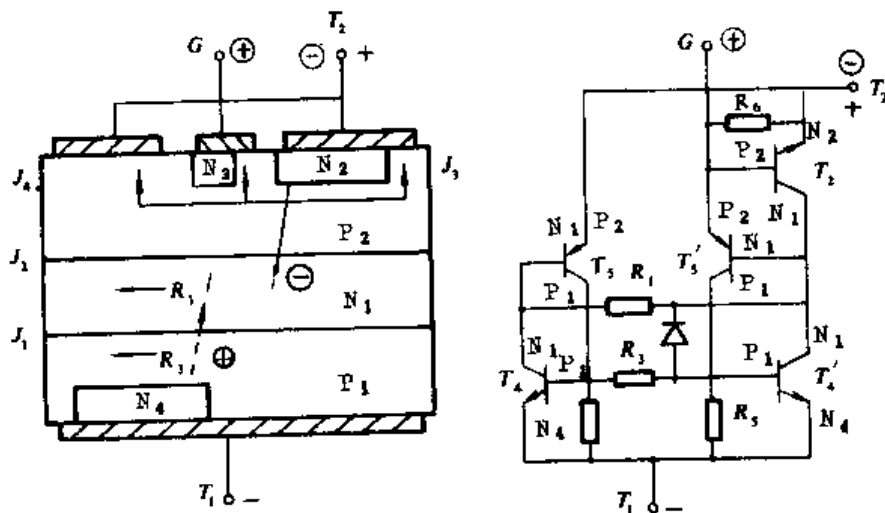


图 1-25

5. $\text{II}-$ 触发方式的工作原理

$\text{II}-$ 触发方式与等效电路如图 1-26 所示。控制极电流从 T_2 端两侧的短路部分出发, 流向控制极的短路部分。其中有效的是左侧注入的部分, 它流过 R_7 使 N_3 发射结正偏, T_3 的集电极有输出, 并使 T_5 发射空穴流。值得注意的是: 此处 T_5 以 T_2 端的 P_2 区作为发射极的, T_5 管的集电极又是 T_4 管的基极, 所以, T_5 一旦导通之后, 就是主晶闸管 (由 T_5 与 T_4 组成的 $P_2N_1P_1N_4$ 晶闸管) 导通。

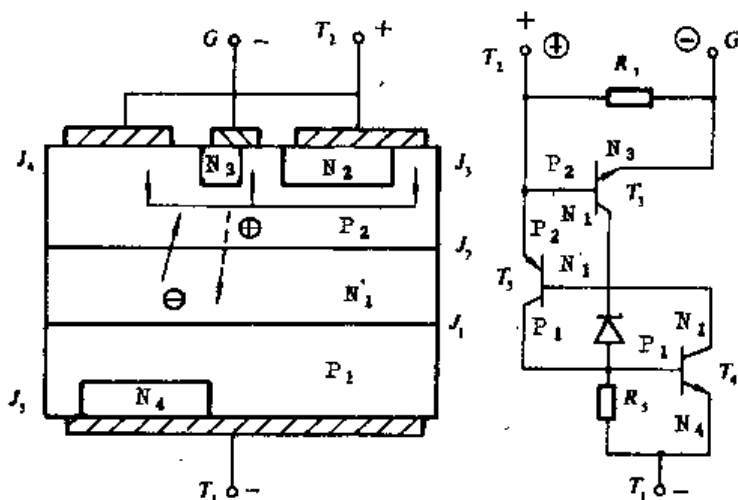


图 1-26

6. 双向晶闸管的四种触发方式的比较 (见表 1-6)

表 1-6

触发方式	所触发的晶闸管	T_1 端的极性 (相对于 T_2 端)	控制极极性 (相对于 T_2 端)	J_4 结偏置 (T_1 端发射极)	J_1 结偏置 (控制极发射极)	控制极 工作原理	J_3 结偏置 (T_2 端发射极)	相对于 I_+ 控制极灵敏度
第 I 象限	1 - $P_1N_1P_2N_2$	+	+	反向	反向	一般	正向	1
	$P_1N_1P_2N_2$ $\rightarrow P_1N_1P_2N_2$	-	-	反向	正向	结型控制极	正向	$\sim \frac{1}{3}$
第 II 象限	II + $P_2N_2P_1N_1$ $\rightarrow P_2N_2P_1N_1$	-	+	正向	反向	远隔控制极 ($N_2P_2N_1$ 晶体管)	正向	$\sim \frac{1}{4}$
	III - $N_2N_1P_1N_1$	-	-	正向	正向	远隔控制极 ($N_2P_2N_1$ 晶体管)	反向	$\sim \frac{1}{2}$

(二) 双向晶闸管的主要参数

1. 静态参数

(1) 额定电压 (目前产品均在 2000 伏以下)

双向晶闸管的通态压降, 双向晶闸管在每个半周中都有各自的通态升降。由于工艺上的原因, 正、反两个通态压降可能有比较大的差别, 但应在允许的范围之内。通态压降的表达方法, 一般可用直流值、峰值、平均值及有效值来表示。前三种方法可以分别读出正、反两个方向的通态压降数值。而有效值表示法是用一个数据把正、反向通态压降都包括在内。

(2) 额定电流

双向晶闸管一般用在交流状态下, 所以, 就不能用平均值来表示额定电流, 而只能用有效值表示。当前的产品, 额定电流为数十安培。

双向晶闸管电流定额与普通晶闸管电流定额的关系:

普通晶闸管在半波下使用时, 其峰值为平均值的 π 倍。双向晶闸管在全波下使用时, 其峰值为有效值的 $\sqrt{2}$ 倍。所以, 一个双向晶闸管可用来代替两个具有下述额定电流的普通晶闸管, 此时每个普通晶闸管的峰值电流和双向晶闸管的峰值电流相等。即

$$\pi I_T = \sqrt{2} I$$

式中 I_T ——普通晶闸管的通态平均电流;

I ——双向晶闸管的电流有效值。

(3) 控制极特性

从表 1-6 可见, 四种触发方式的灵敏度是不一样的, I 的灵敏度最高, 其次为 I₋, II, III 的灵敏度最低。

如果合理调整双向晶闸管的设计参数, 可以使各种触发方式的灵敏度相差很小。

由于 N_1 区内的少子寿命随温度而变化, 所以, 控制极电流也随温度变化而变化。当温度增高时, 触发阈值下降。

2. 动态参数

电流上升率 $\frac{di}{dt}$: 由于双向晶闸管主要是工作在交流状态, 而不是用于逆变电路, 对电流上升的要求并不太高。为提高 $\frac{di}{dt}$, 双向晶闸管采用放大控制极的结构。

电压上升率 $\frac{dV}{dt}$: 这对于双向晶闸管来说是一个很重要的参数, 因为在开关状态下使用

时,可能出现很高的 $\frac{dV}{dt}$.

换向能力是双向晶闸管的一个重要特征参数.对具体的元件来说,它可测出两个数据,即从Ⅰ到Ⅲ和从Ⅲ到Ⅰ.

除上述动态参数外,还有开通时间、关断时间、过载能力等其它动态参数,这里不再一一赘述.

二、快速晶闸管

快速晶闸管是工作在高速开关下又具有各种特殊功能的晶闸管的总称,它包括所有专为快速应用而设计制造的特殊晶闸管,如仅为快速性而设计的一般快速晶闸管(又称为常规快速晶闸管、可关断晶闸管、逆导晶闸管、控制极辅助关断晶闸管和场控晶闸管等).本节仅讨论一般快速晶闸管(其关断机构、元件结构与普通晶闸管相类似),既有快速性又具有特殊功能的晶闸管另述.

快速晶闸管的特征是元件在高速开关状态下工作,因此,元件的开关特性——动态特性必须满足快速开关的条件;同时也能传输较大的功率.

工作在高速开关状态下的快速元件的主要参数如表 1-7 所示.

表 1-7

	通 态	断 态
动态(瞬态)	开通时间	关断时间
	电流上升率	电压上升率
	导通损耗	关断损耗
静态(稳态)	通态管压降	阻断电压

(一) 快速晶闸管的结构特点

快速晶闸管的基本结构也是四层三端的半导体器件,但它是工作在高速开关状态下的元件,因此要求它的结构能适应这样一个特点,此处仅对其结构特点给以简介.

快速晶闸管的功率损耗和电流上升率:工作在高速开关状态下的元件功率损耗和工作在低速开关状态下的普通晶闸管的功率损耗是不一样的.晶闸管在工作过程中,其功率损耗可分为四个组成部分,如图 1-27 所示.

第一部分发生在电流上升时间内,此时的瞬态电流与瞬态电压将产生一个峰值很高的损耗,称为开通损耗.但是,时间却较短,约在 2~4 微秒左右.

第二部分是发生在扩展时间内.此间功耗的幅值较低,但持续的时间较长,对于大功率器件(如 $\varnothing 50$ 毫米的硅片)可长达 200 微秒左右.此间的功耗称为扩展损耗.

第三部分是稳态管压降所造成的功耗,在低速状态下工作时,这部分损耗是整个功率损耗的主要部分.它不属于开关损耗范畴之列.

第四部分是关断时间的反向恢复电流与反向电压所造成的损耗,称为关断损耗.由于反向恢复电流较小,所以一般是小于导通损耗的,若工作在高速开关状态下,这部分损耗

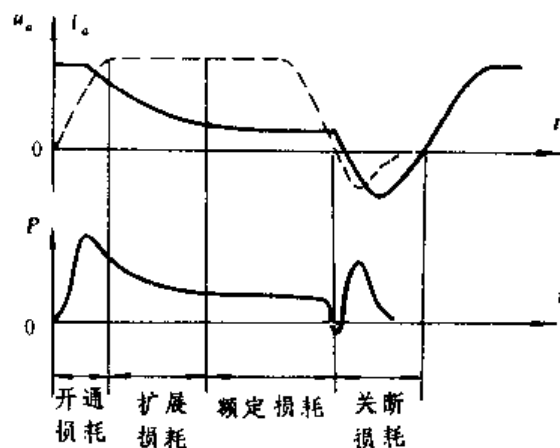


图 1-27

也应予以考虑。

第一、二部分损耗合称为导通损耗。

第一、二、四部分损耗合称为开关损耗。

从上述晶闸管的功率损耗组成来看,对于工作在低速开关状态下的普通晶闸管来说,其稳态功率损耗占主要地位;而对于工作在高速开关状态下的快速晶闸管,则开关损耗是主要的,尤其在通断比很小的情况下更是如此。

电流上升率 $\frac{di}{dt}$: 电流上升率是和开通损耗相联系的。开通损耗的波峰很高,但由于时间很短,所以每开通一次,功耗并不很大,结果也不太严重。但是在电流上升时间内,由于电流还来不及横向扩展,PN结的初始导通区还很小,如果电流上升率很高,则将造成初始导通区的功率密度过大,而引起因局部过热使元件的性能下降,如关断时间加长,换流失败等。如果热冲击严重,还可能烧毁元件,或因热疲劳而损坏元件。

由上述可见, $\frac{di}{dt}$ 是快速元件开通过程中的一个关键参数。若要改善元件承受 $\frac{di}{dt}$ 的能力,就应使初始导通区的面积增大,这样,其瞬态压降就可降低,功耗也随之下降。这就是对快速晶闸管在结构上的要求。

快速晶闸管结构的特点:为使PN结初始导通区的功耗密度下降,可以采取增大其面积的措施。但是,随之带来一个问题,就是阴极与控制极之间的周界增加,这样,就要求较大的控制极电流,对控制极信号又提出了不合理的要求。另外,在上升时间内是完成了纵向导通(一维导通)和扩展导通(二维导通)的过程,由于扩展速度有限,而上升时间又很短,因此,只有很少一部分阴极面积去承担几乎全部的阳极电流。为此,快速晶闸管都是采用放大控制极的结构形式,如图1-28所示。它是在控制极与阴极之间的 P_2 区中再形成了一个发射区 N_3 ,这个发射区称为辅助控制极,亦称为引发晶闸管。由引发晶闸管再去触发第二控制极,其结构形式多采用渐开线形状的结构,如图1-29所示。控制极采用渐开线形状的优点可用图1-30(展开面积与扩展时间的关系)、图1-31(导通损耗与额定电压的关系)说明之。

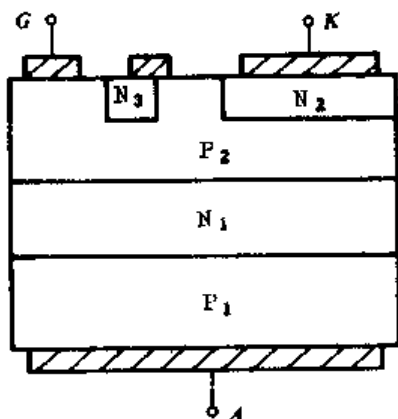


图 1-28

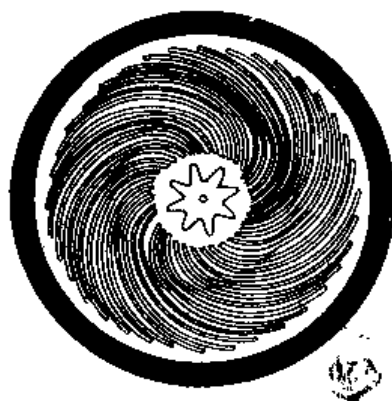


图 1-29

另外,电流上升率 $\frac{di}{dt}$ 还与元件其它许多参数有关,例如晶闸管内的两个等效晶体管的电流增益、结构的均匀性完整性等。

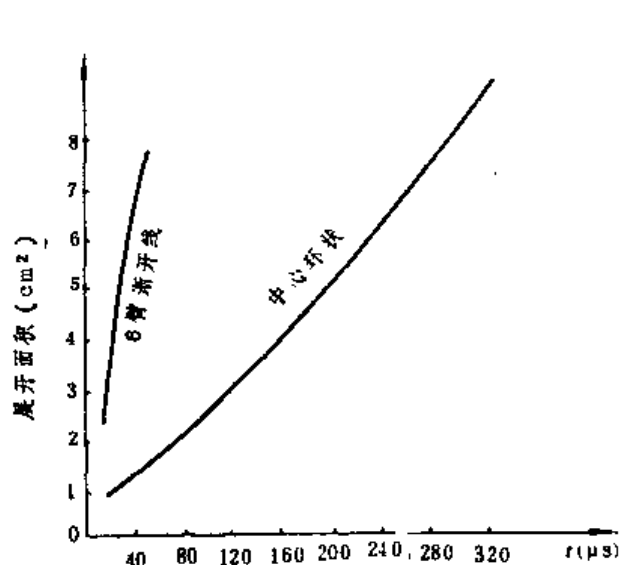


图 1-30

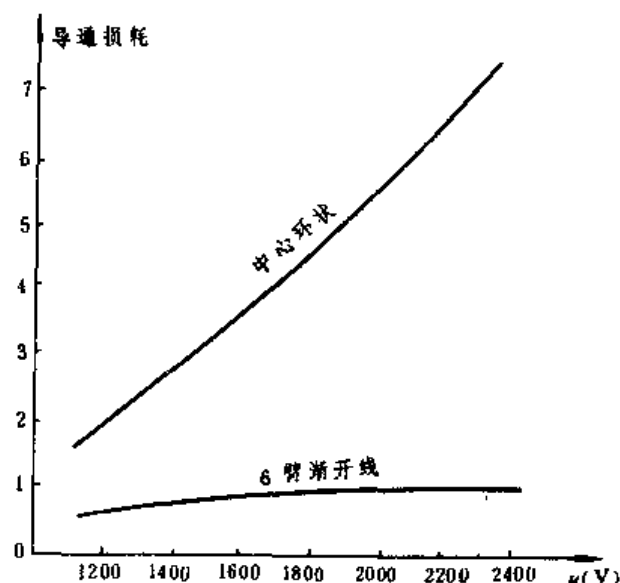


图 1-31

(二) 关于少子寿命问题

降低关断时间无疑是快速晶闸管必然采取的措施之一，因为当晶闸管工作于开关频率很高的情况下时，可供关断的时间间隙就很小。

关断时间与少子寿命是紧密地联系在一起的。若少子的寿命长，则关断的时间也长，所以，要使关断时间降低，主要措施就是使少子寿命缩短。但是，少子寿命降低之后，又会带来一系列不良后果。例如少子寿命缩短之后，将导致元件的漏电流增加，从而引起元件的耐压下降。可见，少子的寿命是不能无限制地缩短，而只能适当的控制。少子寿命的控制，由器件的设计、制造工艺来实现。

(三) 快速晶闸管的应用

快速晶闸管应用在直流开关、斩波器、逆变器和脉冲电源等电路中。

三、可关断晶闸管

对于普通晶闸管，在控制极加上相对于阴极为正的信号电压时，就开通，而开通之后，其控制极也就失去了控制作用。也就是说，普通晶闸管的控制极只能控制开通，而不能控制关断。若要关断普通晶闸管，就要设置专门的换流电路，去改变阳极电压的极性。这样，晶闸管变流装置的体积及重量增加，效率也降低。为此，人们希望既可以用控制极正信号电压控制晶闸管的开通；又可以用控制极负信号电压控制晶闸管的关断。这就是控制极可关断晶闸管，简称为可关断晶闸管（GTO·为 GATE TURN-OFF THYRISTOR、国外还称为：门极控制晶闸管：GCT·为 GATE CONTROLLED THYRISTOR、门极控制开关：GCS·为 GATE CONTROLLED SWITCH、……）它的符号如图 1-32 所示，一般用图 (a) 所示的符号表示。

可关断晶闸管具有普通晶闸管的一些特点。如耐压高、电流大、承受浪涌能力强、造价便宜等。由于它的控制极既能用正信号使之开通；又能用负信号使之关断，所以又有与一般晶体管相似的特性。因此，其控制方法比较简单，控制功率也较小。由此可见，可关断晶闸管既具有普通晶闸管的耐压高、电流大的优点；又具有晶体管控制简便的长处。所以，可关断晶闸管是一种比较理想的直流开关。在中小容量的逆变器、斩波器、变频器及

直流开关电路中具有十分诱人的应用前景。

(一) 可关断晶闸管的结构及其工作原理

1. 结构: 可关断晶闸管也是PNPN四层三端结构的半导体器件, 它与普通晶闸管相比, 有如下的特点:

可关断晶闸管(GTO)的阴极采用分离并联结构, 单个GTO相当于许多小的可关断晶闸管的并联, 如图1-33所示。

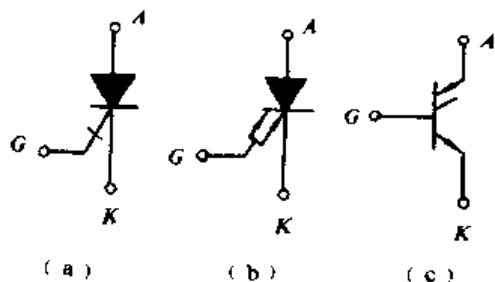


图 1-32

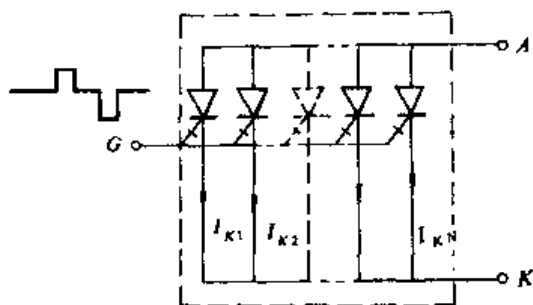


图 1-33

GTO 工作于临界导通条件, 即 $\alpha_1 + \alpha_2$ 略大于 1, 一般为 1.05 左右, 即大于 1 又非常接近于 1. 可见, GTO 是处于临界饱和状态下工作的, 这就为控制极负信号关断阳极电流提供了有利条件。而普通晶闸管的回路增益 $\alpha_1 + \alpha_2$ 的数值则较大, 一般为 1.15 左右, 器件工作于深饱和状态, 很难用控制极负信号关断其阳极电流。

GTO 的控制极——阳极形状不同于普通晶闸管。GTO 的阴极做成条指状, 并减小阴极条指宽度, 以增加控制极——阴极的周界长度。因此, 将其控制极——阴极做成渐开线形状的发射结构或做成梳状结构, 如图 1-29 与图 1-34 所示。为改善可关断晶闸管的性能, 将其做成控制极放大结构、阳极发射极短路结构, 如图 1-35 所示。

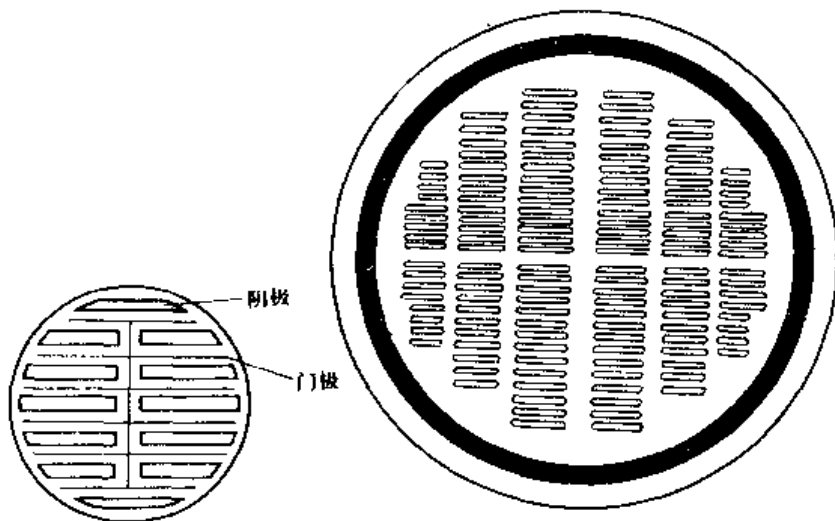


图 1-34

由于可关断晶闸管实质上是由许多小 GTO 所组成, 所以, 对器件的材料、工艺的均匀性的要求是很高的。

2. 工作原理

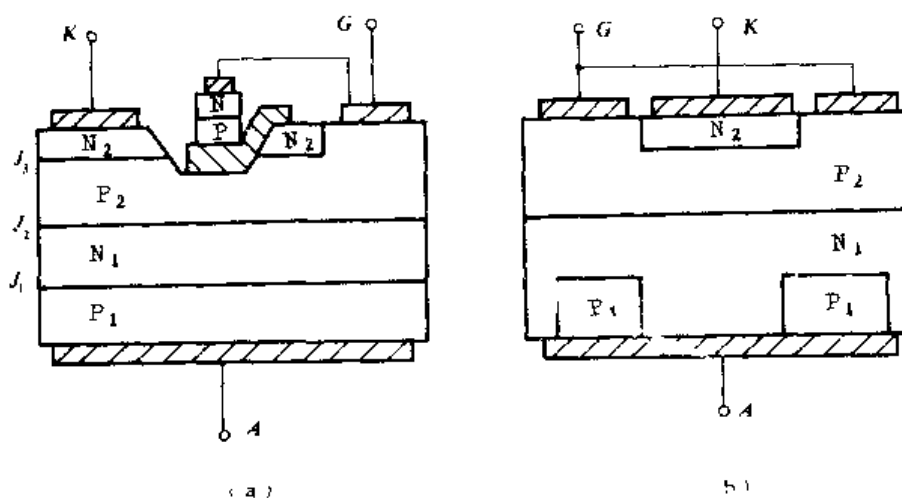


图 1-35

可关断晶闸管的导通原理和普通晶闸管是一样的。即在正向阳极电压的基础上，控制极得到相对阴极为正的触发信号，阳极电流达到掣住电流之后，元件就开通。不过，GTO 开通之后，由于结构所致，是工作在临界饱和状态。

可关断晶闸管的关断原理和普通晶闸管就很不相同了。现对 GTO 的关断原理及其关断的物理过程给予简要讨论。

可关断晶闸管的关断原理：图 1-36 (a) 所示电路为可关断晶闸管的关断等效电路，在开关 K 未合上前，GTO 工作在正向稳定导通状态。当开关 K 合上之后，控制极就得到了负偏置电压 E_c 。晶体管 $P_1N_1P_2$ 的集电极电流就被拉出来，以形成控制极负电流 ($-I_c$)。由于 I_{c1} 被拉走， $N_2P_2N_1$ 晶体管的基极电流 (I_{b2}) 就减小，因而它的集电极电流 I_{c2} 也相应减小。即 I_{b1} 减小，于是 I_{c1} 也下降，从而造成 I_{b2} 进一步的减小。由于 GTO 导通时， α_1 远小于 1，所以， $P_1N_1P_2$ 晶体管集电极电流 I_{c1} 只是总阳极电流的很小一部分。只要拉走这部分电流就可关断 GTO。

图 1-36 (b) 为 GTO 关断时的阳极电流及控制极电流的波形。当控制极电流 $-I_c$ 达到

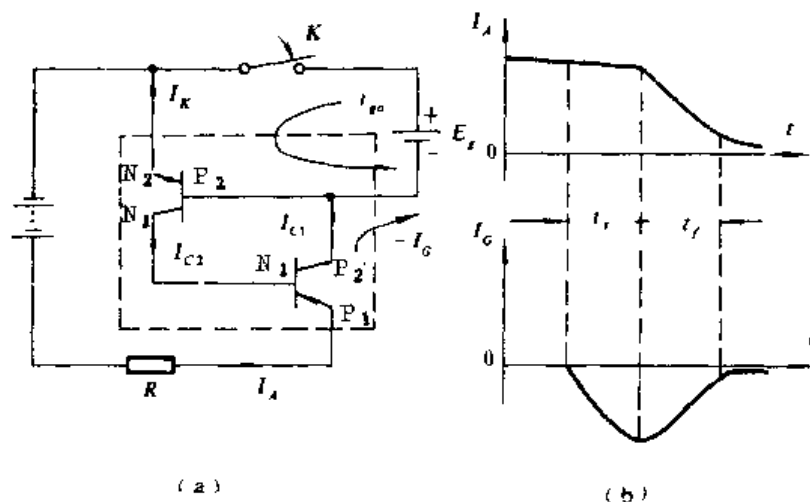


图 1-36

最大值时,器件内的 $\alpha_1 + \alpha_2 \leq 1$,从而保持正向导通的正反馈作用停止,阳极电流就下降到零。由此可见,可关断晶闸管的关断条件为

$$\alpha_1 + \alpha_2 < 1$$

关断时需要拉走的最大控制极电流为

$$|-I_G| > \frac{(\alpha_1 + \alpha_2) - 1}{\alpha_2} \cdot I_{ATO}$$

式中 I_{ATO} ——为关断时的最大阳极电流。

$-I_G$ ——为拉走的控制极负电流。

关断增益:

$$\beta_{off} = \frac{I_{ATO}}{|-I_G|}$$

β_{off} 表示了 GTO 的关断能力。

图 1-36 (a) 中电流 i_{r_0} 为控制极——阴极反向雪崩电流。它是由于 E_G 数值选择不当而产生的,反向雪崩电压一般在 10 伏至 15 伏之间。因此,在电路设计时,应使 $E_G < 15$ 伏。否则就会产生反向雪崩电流,而 i_{r_0} 对 GTO 的关断是毫无作用的。

关断的物理过程:可关断晶闸管的关断过程可分为两个阶段来讨论。即阴极导通区的收缩阶段,又称为二维关断阶段;导通区的最后关断阶段,又称为一维关断阶段,即纵向关断阶段。

所谓一维、二维是指空间坐标。一个可关断晶闸管或普通晶闸管的阴极硅片具有三维坐标,即 X, Y, Z 三个方向。对于普通晶闸管只讨论纵向关断——一维关断。而对于可关断晶闸管则不同,因为 GTO 关断时,其阳极区域除纵向关断外,还有一个阴极导通区的横向收缩的问题,所以需要讨论二维关断过程。

阴极导通区的收缩过程:当控制极加入负信号电压之后,便将一部分阳极电流(空穴流)拉向控制极,以形成控制极负电流,与此同时,又将电子排斥到远离控制极处,因此在 P_2 区形成一个横向电流。设 P_2 区的横向电阻为 R_b ,则产生横向压降,其电位高低如图 1-37 所示。对于 J_3 结而言,靠近控制极边缘处的 PN 结反向偏压为最高,因此, J_3 结靠近控制极边缘的地方首先截止;而远离控制极处仍然继续导通。因此,阴极导通区由接近控制极的边缘向阴极中心收缩(即 X 方向,而 Y 方向设为均匀变化),一直收缩到面积可以用载流子扩散长度(L_n)的数量级来衡量,这就是 GTO 关断的第一阶段。

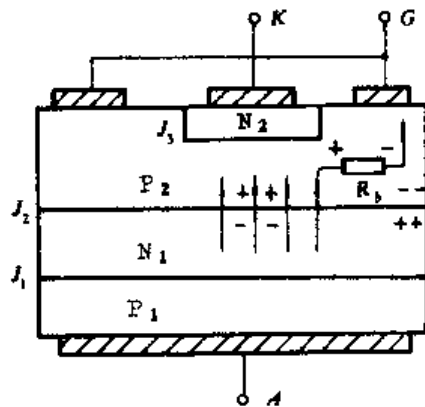


图 1-37

此阶段的特点是:阳极电流基本不变;由于导通区大大缩小,所以电流密度很大。 P_2 基区的大量载流子被拉走,但还不足以使回路增益 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 。与此过程相对应的时间称为存贮时间(t_s)。

导通区的最后关断(纵向关断):

关断的第一阶段结束之后,导通区已经被压缩很小,元件已经具备最后关断的条件。纵向关断仅和阳极电流、控制极负电流和 $\alpha_1 + \alpha_2$ 的变化有关。由于 $P_1N_1P_2$ 晶体管的集电极电流 I_{C1} 被拉走,以形成控制极负电流,当此负电流增加到一定数值时,晶体管 $N_2P_2N_1$ 的基极

注入的电流小于基区复合电流, 饱和条件就被破坏。晶体管脱离饱和状态, 其集电极电流 I_{c_2} 减小的结果又引起 $P_1N_1P_2$ 晶体管的集电极电流 I_{c_1} 的减小, 如此连锁反应, 最终使 GTO 关断。

在纵向关断的过程中, $\alpha_1 + \alpha_2$ 由大变小, 最后小于 1, 回路的正反馈作用停止, GTO 关断。

由图 1-35 (a) 可知, GTO 在关断过程中, 注入晶体管 $N_2P_2N_1$ 的基级电流为 $P_1N_1P_2$ 的集电极电流 I_{c_1} 减去被拉走的控制极负电流 ($-I_G$)。

$$\text{即} \quad I_{c_1} - I_G = \alpha_1 I_{ATO}^* - I_G$$

式中, I_{ATO}^* 为纵向关断时的最大可关断阳极电流。

$N_2P_2N_1$ 晶体管的基极复合电流为发射极电流 I_k 减去 I_{c_2} 。

$$\text{即} \quad I_k - I_{c_2} = I_k - \alpha_2 I_k$$

$$\text{又因为} \quad I_k = I_{ATO}^* - I_G$$

由于当 $N_2P_2N_1$ 晶体管基极复合电流大于基极注入电流时, GTO 可以关断。

$$\text{则有} \quad \alpha_1 I_{ATO}^* - I_G < I_k - \alpha_2 I_k = (1 - \alpha_2) I_k$$

$$\text{故} \quad \alpha_1 I_{ATO}^* - I_G < (1 - \alpha_2) (I_{ATO}^* - I_G)$$

上式即为纵向关断的条件。由此, 可得纵向关断时必须拉走的控制极负电流为

$$|-I_G| > \frac{(\alpha_1 + \alpha_2) - 1}{\alpha_2} \cdot I_{ATO}^*$$

可关断晶闸管在关断过程中, 控制极负电流 $-I_G$ 、阳极电流 I_A 、电压上升率 $\frac{dV}{dt}$ 、电流变化率 $\frac{di}{dt}$ 的大小对关断特性均有很大关系, 如果这些参数配合不当, 就可能因产生“热点”而破坏器件。在应用 GTO 时应予以充分重视。

(二) 参数

可关断晶闸管的许多参数和普通晶闸管是一样的, 如正向转折电压、反向击穿电压、浪涌电流等。此外, GTO 还有一些特有的参数, 如最大可关断阳极电流, 电流关断增益等。此处对 GTO 的特有参数给予简要说明。

1. 关断增益 β_{off} 和最大可关断阳极电流 I_{ATO}

如前所述, 关断增益和最大可关断阳极电流有两个, 即: 纵向关断的 β_{off}^* 、 I_{ATO}^* 和导通区收缩的 β_{off}^* 、 I_{ATO}^* 。对任一个 GTO 而言, 上述两个参数都是取其中的最小值作为标称值, 且以 β_{off} 、 I_{ATO} 表示。

影响 β_{off} 、 I_{ATO} 的因素, 除了元件内部的物理参数外, 还与下述的应用参数有关。

重加 $\frac{dV}{dt}$ 对 I_{ATO} 的影响: GTO 由导通状态向关断状态转变时, 其阳极电压按一定的变化率上升, 该电压变化率即为元件承受的 $\frac{dV}{dt}$, 称为静态 $\frac{dV}{dt}$ 。

GTO 在一定频率下工作时, 阳极电压不断发生快速变化。对应这种情况下的阳极电压变化率称为重加 $\frac{dV}{dt}$ 。重加 $\frac{dV}{dt}$ 与工作频率有关。频率越高, 元件开关损耗越大, 结温也越高, 因此重加 $\frac{dV}{dt}$ 的耐量下降。

重加 $\frac{dV}{dt}$ 值对最大可关断阳极电流影响很大, 如图 1-38 所示。

阳极电压对 I_{ATO} 的影响, 如图 1-39 所示。

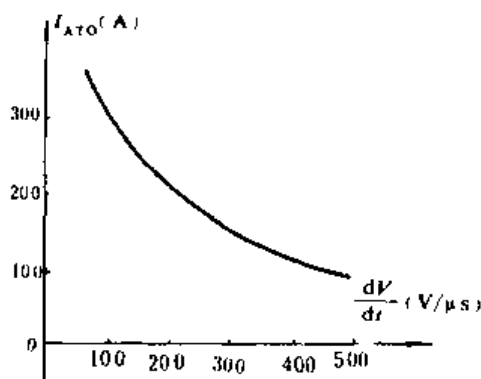


图 1-38

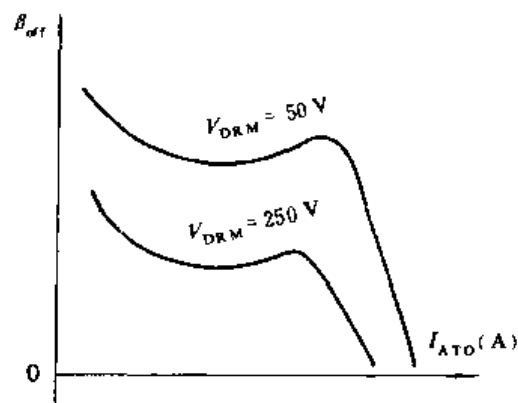


图 1-39

结温对 I_{ATO} 的影响: 由半导体物理学可知, P 区的少数载流子 (电子) 和 N 区的少数载流子 (空穴) 都是由热运动产生的, 所以温度升高时, PN 结的反向电流随温度的变化是很激烈的。如将室温 (25℃) 时硅二极管的反向电流当作 1, 当温度升高时, 反向电流增加的倍数如表 1-8 所示。若 GTO 的结温过高, 关断能力下降很快, 甚至出现关不断的现象。

表 1-8

环境温度 (℃)	25	55	95	140
反向电流倍数	1	10	100	1000

频率对 I_{ATO} 的影响: GTO 的工作频率增加时, 其开关损耗增加、结温升高、 $\alpha_1 + \alpha_2$ 增大、临界饱和状态被破坏。于是, I_{ATO} 下降, β_{off} 也下降, 如图 1-40 所示。

2. 管压降 ΔT_k : 由于 GTO 工作于临界饱和状态, 所以其管压降要比普通晶闸管大些。

3. 浪涌电流 I_{TSM} : GTO 和普通晶闸管一样可以经受较强的浪涌电流。应当注意的是, 决不可用控制极负信号去关断浪涌电流, 否则将因“热点”而使元件损坏。

4. 工作频率 f : GTO 的工作频率介于普通晶闸管与功率晶体管之间。一般为几十 kHz 至 100kHz。前已述及, 工作频率增高时, 最大可关断阳极电流、关断时间、阳极耐压、功率损耗等参数都将发生不良的变化, 故在进行电路设计时, 有关参数都应有适当的余量。

顺便指出, GTO 的结构和参数不同于普通晶闸管, 因此, 其控制极的控制方法也不同, 尤其是关断技术是正确应用 GTO 的关键所在, 应特别注意。

(三) 可关断晶闸管与普通晶闸管、功率晶体管的比较:

这三种元件的主要参数、特性和应用情况的比较如表 1-9 及图 1-41 (三种元件的适用范围)、图 1-42 (晶闸管与功率晶体管的应用区域) 所示。

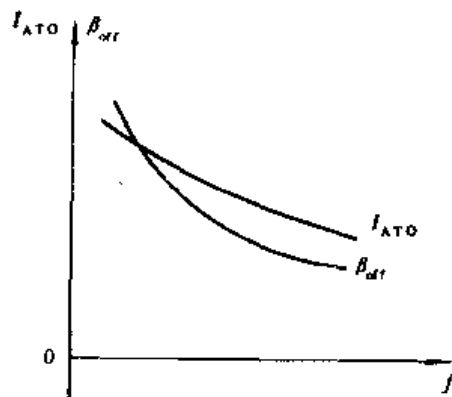


图 1-40

表 1-9

	控制电路	工作频率	最大电流/电压值	承受浪涌电流	制造所用硅材料
普通晶闸管	复杂	低 (400Hz)	大 (5000A/5000V)	大 (数千安)	少
可关断晶闸管	简单	中 (100kHz)	中 (250A/600V)	大 (数千安)	中
功率晶体管	最简单	高 (1MHz)	小 (100A/450V)	小	多

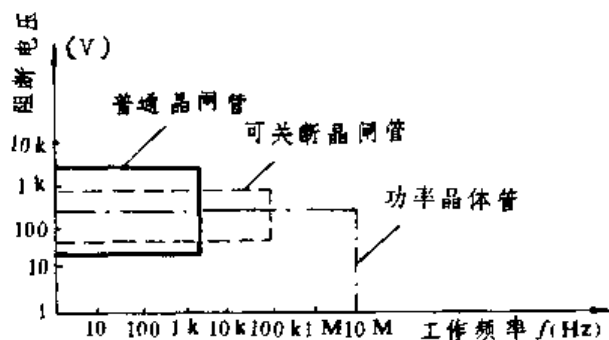


图 1-41

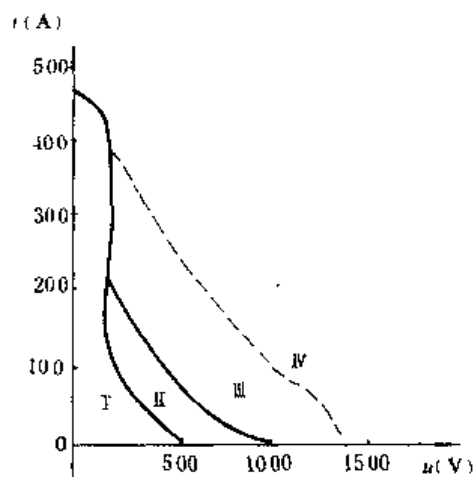


图 1-42

四、逆导晶闸管

逆导晶闸管的结构、符号及伏安特性：

逆导晶闸管的阳极、阴极都是采用短路发射极的结构。它由二极管区、隔离区、晶闸管区三个区域所组成，其结构可用图 1-43 (a)、(b) 说明之。它的等效电路和伏安特性如图 1-44 (a)、(b) 所示。

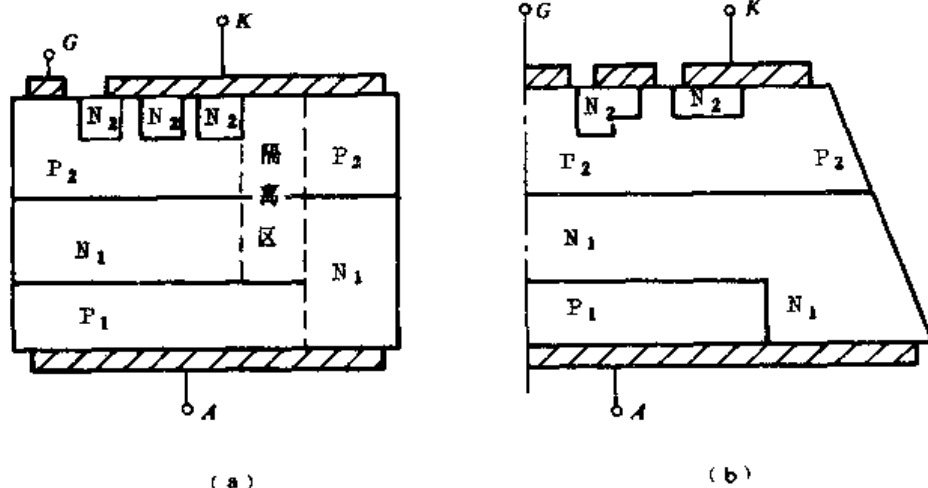


图 1-43

由于逆导晶闸管的阳极、阴极的发射极都是短路结构，因此，它可将高压、高温、快速等互相矛盾的特性统一在一个器件之中。其主要优点有：可以承受高电压、开关速度快，用于斩波器、逆变电路中，可以一个元件代替一个普通晶闸管和一个整流二极管，减少了设备体积和重量；由于把晶闸管和续流管做在一个元件之内，从而减少了接线电感，使换向电路可以小型化；在同样的结面积条件下，逆导晶闸管比逆阻型的输出功率大，如图 1-45 所示。这是逆导晶闸管作功率器件的长处；逆导晶闸管比逆阻晶闸管的关断时间短，如

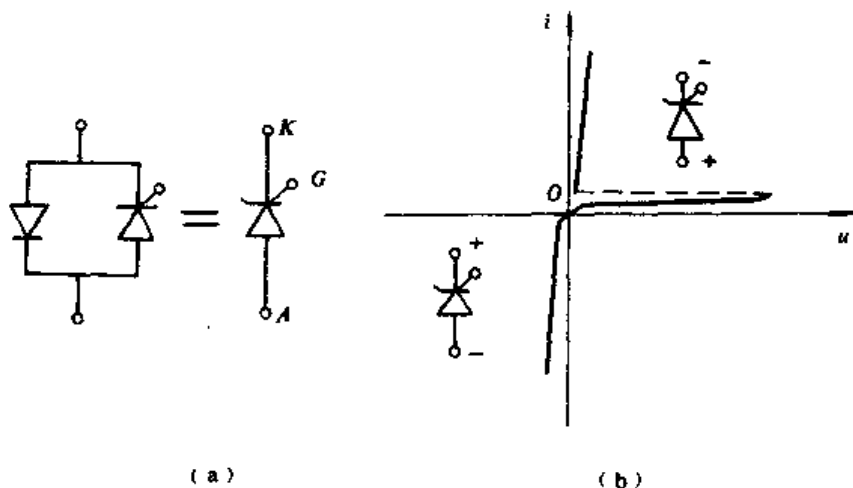


图 1-44

图 1-46 所示。对逆阻型晶闸管来说，正向电流过零后，接着的反向电流只是由于恢复电荷才引起的，在关断过程中， J_3 、 J_1 结相继进入闭锁，载流子阻塞在长基区内靠复合而消失。所以关断时间要长些。

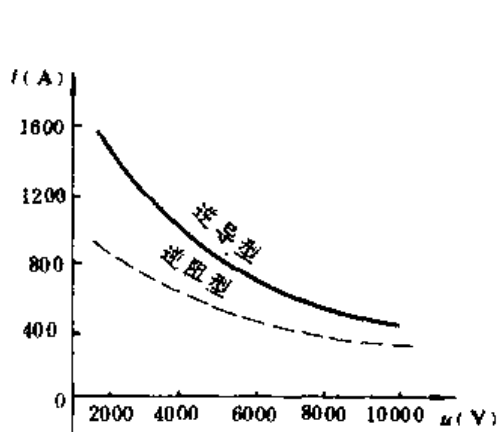


图 1-43

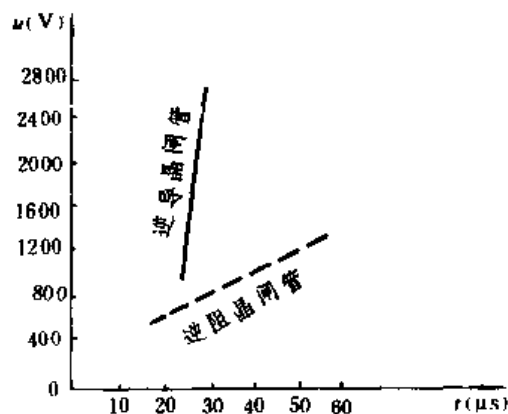


图 1-46

对于逆导晶闸管则不一样，当正向电流过零后，由于反向是导通的，所以在反向电压作用下，将通过晶闸管的二极管部分流过一个很大的反向电流，两个基区中的多余载流子将随着这个反向电流流走而消失。因此，逆导晶闸管关断所用的时间要少得多。

注意一点，逆导晶闸管的电流定额有两个参数值，即晶闸管电流 I_{TA} 与二极管 I_D ，两者大小之比是根据应用而决定的，一般为： $I_D/I_{TA}=0.2\sim1.0$ ，用作逆变时，比值可为 1；用作斩波时，比值可为 0.3~0.4；或者 70 安培以下取为 1，以上取为 0.4。

思考题与习题

1. 使晶闸管导通的条件是什么？
2. 晶闸管导通后，撤去控制电压能否继续导通？为什么？
3. 怎样才能使导通状态的晶闸管关断？
4. 晶闸管所加的电压上升率太快或电流上升率过大，都会产生什么现象？为什么？

5. 晶闸管的开通时间和关断时间是由什么因素决定的？

6. 单相正弦交流电源、晶闸管和负载电阻串联连接，交流电源电压有效值为 220 伏。试计算晶闸管实际承受的最大正反向电压。若考虑晶闸管的安全余量，其额定电压应如何选取？

7. 如上题中晶闸管的通态平均电流为 100 安培，考虑晶闸管的安全余量，试分别计算导通角为 180° 和 90° 时，电路允许的峰值电流各是多少？

8. 图 1-47 中阴影部分表示晶闸管的导通区。各波形的电流最大值均为 I_m ，试计算各波形的电流平均值 I_{d1} 、 I_{d2} 、 I_{d3} 、 I_{d4} 、 I_{d5} ，电流有效值 I_1 、 I_2 、 I_3 、 I_4 、 I_5 和它们的波形系数 K_{f1} 、 K_{f2} 、 K_{f3} 、 K_{f4} 、 K_{f5} 。

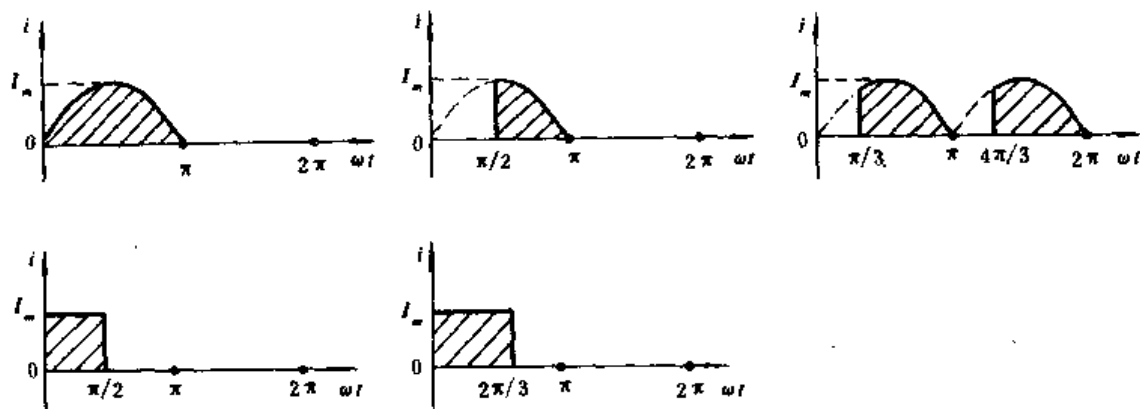


图 1-47

9. 上题中若不考虑安全余量，问 100 安培的晶闸管能输出的平均电流 I_{d1} 、 I_{d2} 、 I_{d3} 、 I_{d4} 、 I_{d5} 各为多少？此时，相应的电流最大值 I_{m1} 、 I_{m2} 、 I_{m3} 、 I_{m4} 、 I_{m5} 各为多少？

第二章 单相可控整流电路

晶闸管可以用来构成各种交流装置,实现各种形式的电能之间的转换。其中可控整流是应用最多的一种,同时它又是学习其它各种变流装置的基础。所以首先介绍可控整流电路。

在各种生产部门中,往往需要电压可调的直流电源,如直流电机调速,同步电机励磁、电解、电镀等。用晶闸管组成的可控整流电路,可以把电网提供的工频交流电能转换成电压可调的直流电能。

在可控整流装置中,主回路的选择和设计是一个主要问题。学习可控整流电路就是要解决这个问题。此外,也为调试、维护整流装置,分析并排除各种故障提供必要的理论基础。所以学习整流电路的基本工作原理和分析方法是本课程最基本、最重要的一环。

根据负载的容量不同,采用的整流电路又有单相、三相和多相整流电路之分。单相整流电路比较简单、维护方便、成本低廉,但是它将造成三相电网不平衡,因此一般只能用于4千瓦以下的小容量设备上。

本章学习要求:

1. 掌握各种整流电路的基本工作原理、特点以及常用术语的物理意义。
2. 掌握电路的基本分析方法——波形与电位分析相结合的方法。
3. 以输出电压、电流等各电量的波形图为基础进行定量分析,找出各量之间的基本数量关系,从而学会正确选择电路中主要元件(晶闸管、整流变压器、平波电抗器等)的参数。
4. 掌握不同性质负载,即电阻负载、电感负载、反电势负载的特点以及它们对电路工作的影响。

第一节 单相半波可控整流电路

一、电阻性负载

图 2-1 是单相半波可控整流电路的原理图,它由整流变压器 B 、晶闸管 KP 和负载电阻 R 组成。变压器用来变换电压并将整流电路同电网隔离。 u_1 与 u_2 分别表示变压器原边与副边电压的瞬时值, u_d 和 i_d 分别表示整流输出加在负载两端的电压和流过负载的脉动电流瞬时值, u_k 表示晶闸管承受电压的瞬时值。各量的正方向如图所示。

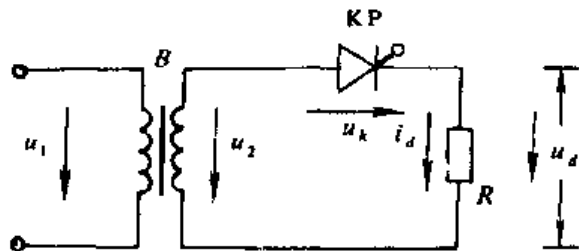


图 2-1

(一) 工作原理

通常借助于波形分析的方法来说明电路的工作原理,各量的波形图如图 2-2 所示。

在电源正半周时元件 KP 承受正向电压，但必需当它的控制极被加上正向脉冲信号时才能导通。以元件开始承受正向电压的时刻为基准点到加控制信号时刻的电角度称为控制角，通常用 α 表示。基准点就是不可控整流电路中元件开始导通的一点。

若忽略变压器本身的损失和漏抗的影响并假设元件 KP 具有理想的特性，那么元件导通后， u_d 等于 u_2 。当 u_2 减到零时， $i_d=0$ ，即流过元件的电流小于其维持电流，它便从导通状态转为阻断状态，直到下一个周期元件再次触发导通为止。

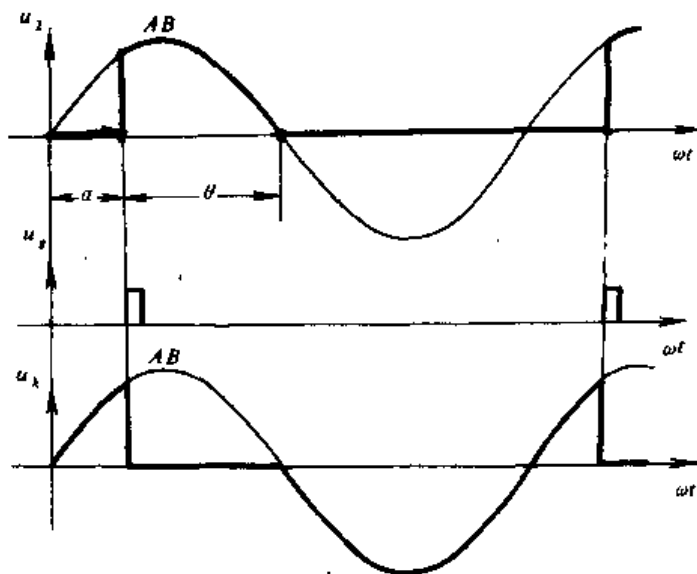


图 2-2

在一个周期中元件导通的电角度称为导通角，通常用 θ 表示。

在元件承受正向电压的半周内，改变加入触发脉冲信号的时刻，即改变控制角 α ，就可以改变输出电压 u_d 的波形，从而实现改变输出电压的平均值，通常用 U_d 表示。

改变控制角 α 的大小称为移相，在使整流输出电压平均值 U_d 从最大值变到零的过程中，触发脉冲信号移动的电角度称为该电路的移相范围，本电路的移相范围为 180° 。

(二) 定量分析

依据图 2-2 中的波形，可以得到各电量之间的基本数量关系，从而可以正确选择变压器、晶闸管等器件的电气参数。

1. 输出电压平均值

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

式中， U_2 为变压器副边电压有效值。

由式 2-1 可知， α 越大， U_d 越小。当 $\alpha=0^\circ$ 时，输出电压最大，用 U_{d0} 表示，即 $U_{d0}=0.45U_2$ ， $\alpha=180^\circ$ 时， $U_d=0$ 。所以移相范围为 180° ，这和从波形分析中得出的结论是一致的。当负载要求的最大电压已知时，按实际工作条件选定最小控制角 α_{\min} ，根据式 (2-1) 可确定出变压器副边电压 U_2 的数值。

2. 晶闸管 KP 承受的最大正向和反向电压均指在全部可控范围内，即 α 从 $0^\circ \sim 180^\circ$ 所有各种情况下，元件可能承受的正向和反向电压的最大值。

从波形图 2-2 可以看出，当 α 增大时，元件承受正向电压的区间增加，所以元件可能承受的最大正向电压

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

最大的反向电压

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

当 U_2 选定后, 据此可以选择元件的额定电压

$$U_H \geq KU_{RM} \text{ 和 } KU_{HSM} \quad (2-2)$$

式中, $K=2\sim3$, 为安全余量系数; U_H 为晶闸管能承受的额定电压。

3. 流过晶闸管的电流有效值 I_k

$$\begin{aligned} I_k &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha} \end{aligned} \quad (2-3)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时

$$I_k = \frac{U_2}{\sqrt{2} R} = \frac{\pi}{2} \frac{I_{d0}}{R} = 1.57 I_{d0}$$

式中, I_{d0} 为 $\alpha=0^\circ$ 时流过负载的脉动电流的平均值,

根据式 (2-3) 得出的 I_k 值可以选择晶闸管的通态平均电流 I_T 的定额

$$I_T \geq \frac{KI_k}{1.57} \quad (2-4)$$

式中, K 为安全余量系数, 一般可选 $1.5\sim2$ 。

4. 变压器副边电流有效值 I_2

由于流过变压器副绕组和晶闸管中是同一个电流, 所以

$$I_2 = I_k$$

5. 变压器原绕组中电流有效值 I_1

欲求 I_1 必须首先求出变压器副绕组中电流 i_2 交变分量有效值 I_R 。此电路为电阻负载, 所以 i_2 的波形与 U_d 波形相同, 它是正弦波的一部分, 是一个周期函数, 符合狄利赫利条件, 可以展开富氏级数

$$\begin{aligned} i_2 = i_d = I_d + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t \\ = I_d + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \end{aligned}$$

式中, $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$; $\varphi_n = \text{tg}^{-1} \frac{a}{b}$

根据有效值的定义知

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_2^2 d\omega t} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[I_d + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \right]^2 d\omega t} \\ &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi} I_d^2 d\omega t + \int_0^{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} A_n^2 \sin^2(n\omega t + \varphi_n) d\omega t \right]} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \sqrt{I_d^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} \\
 &= \sqrt{I_d^2 + I_R^2} \quad (2-5)
 \end{aligned}$$

式中, I_n 为基波及各次谐波电流的有效值; $I_R = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$ 为电流 i_2 中全部交变分量的有效值。

由式 (2-5) 可得出

$$I_R = \sqrt{I_2^2 - I_d^2} \quad (2-6)$$

由上述推证可以知道, 式 (2-5) 不仅适用于单相半波电路的计算, 而且也适用于一切变压器副绕组中电流有直流分量的电路的计算。

根据变压器原副边交变电流之间的磁动势平衡的原理可求出变压器原绕组中电流有效值 I_1

$$I_1 = \frac{I_R}{K_N}$$

式中, K_N 为变压器的变比。当 U_2 及电网电压有效值 U_1 选定后,

$$K_N = \frac{U_1}{U_2}$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时

$$I_R = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2} I_{d0}\right)^2 - I_{d0}^2} = 1.21 I_{d0}$$

6. 变压器的视在功率 S

变压器副绕组的视在功率

$$S_2 = U_2 I_2$$

变压器原绕组的视在功率

$$S_1 = U_1 I_1 = U_2 I_R$$

由此观之, 变压器原、副绕组的视在功率不等, 这是由于原副边只存在交流分量的磁势平衡关系, 而半波电路副绕组中存在直流分量, 所以原绕组视在功率较小。但当忽略变压器损失时有功功率是相等的。

根据等效温升的原则来考虑, 整流变压器的视在功率定额取原、副绕组功率的平均值

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = \frac{1}{2} (I_2 + I_R) U_2 \quad (2-7)$$

当 $\alpha=0^\circ$ 时

$$S = \frac{1}{2} (1.57 I_{d0} + 1.21 I_{d0}) \frac{U_{d0}}{0.45} = 3.09 U_{d0} I_{d0}$$

从而可知单相半波电路变压器的利用率是很低的。这主要是由于变压器副绕组中电流有直流分量和每个周期内变压器工作的时间较短而造成的。

7. 输出电压的脉动系数 γ_u

由图 2-2 可见, 整流输出电压是一个脉动的电压, 往往不能适应负载的要求, 为了衡量电压脉动的大小, 引入了脉动系数的概念, 定义为 $\alpha=0^\circ$ 时, u_d 的基波 (或最低次交变分量) 幅值与直流平均值之比。因为

$$u_d = \sqrt{2}U_2 \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\sin\omega t - \frac{2}{3\pi}\cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi}\cos 4\omega t \dots \right)$$

所以基波幅值 $U_{dm1} = \frac{\sqrt{2}}{2}U_2$, 那么

$$\gamma_s = \frac{U_{dm1}}{U_d} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{2}U_2}{\frac{\sqrt{2}}{\pi}U_2} = 1.57$$

例题 单相半波可控整流电路, 负载为电阻。当不接整流变压器直接与 220 伏电网相连, 要求输出电压平均值为 0~50 伏连续可调, 最大平均电流为 20 安。计算晶闸管的控制角 α 、电网提供的有效值 I_2 并选择晶闸管。

解 由式 (2-1) 计算当 $U_d=50$ 伏时的控制角 α

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

所以 $\alpha=90^\circ$ 。当 α 从 90° 变到 180° 时, U_d 从 50 伏降为零伏。

由式 (2-3) 知

$$I_k = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{\pi - \pi/2}{2\pi} + \frac{1}{4\pi}\sin\pi} \approx 44 \text{ 安}$$

由式 (2-3) 知, 当取 $K=2$ 时

$$I_T \geq \frac{2I_k}{1.57} = \frac{2 \times 44}{1.57} \approx 56 \text{ 安}$$

由式 (2-6) 知, 当取 $K=3$ 时

$$U_H = 3U_{RM} = 3 \times 220 \sqrt{2} \approx 933 \text{ 伏}$$

所以可以选用 KP-50-10 型号的晶闸管。电网提供的电流有效值 $I_2 = I_k = 44$ 安。

二、电感性负载

电路如图 2-3 所示, 除负载改为感性负载外均与图 2-1 相同。所谓感性负载是指负载的感抗与电阻相比不可忽略的负载而言。如各种电机的激磁绕组、继电器、接触器、电磁阀等的线圈。为分析方便, 图中把电阻和电感分开画出。

(一) 工作原理

电感负载区别于电阻负载的特点是: 负载电流的变化滞后于电压的变化, 因此输出电流 i_d 的波形与电压 u_d 的波形不同, 如图 2-4 所示。输入电压为正半波时, 晶闸管 KP 承受正向电压, 在加入 u_k 时 KP 被触发导通, u_k 降为零, u_d 立即上升等于 u_2 。但由于电感 L 的作用 i_d 不能突变, 只能从零逐渐上升, 电感储存磁场能量。根据回路电压平衡方程式

$$u_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d$$

可知, 当 i_d 上升时, $L \frac{di_d}{dt} > 0$, $u_d - Ri_d > 0$ (如图中 Q 点以前)。到 Q 点时, $u_d = Ri_d$, 即 $L \frac{di_d}{dt} = 0$,

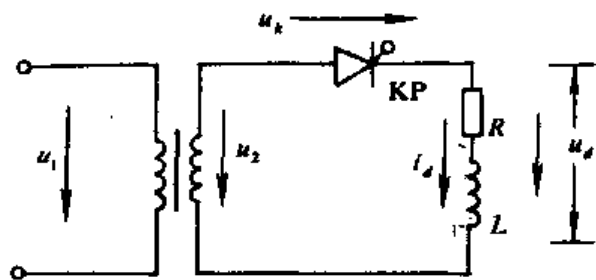


图 2-3

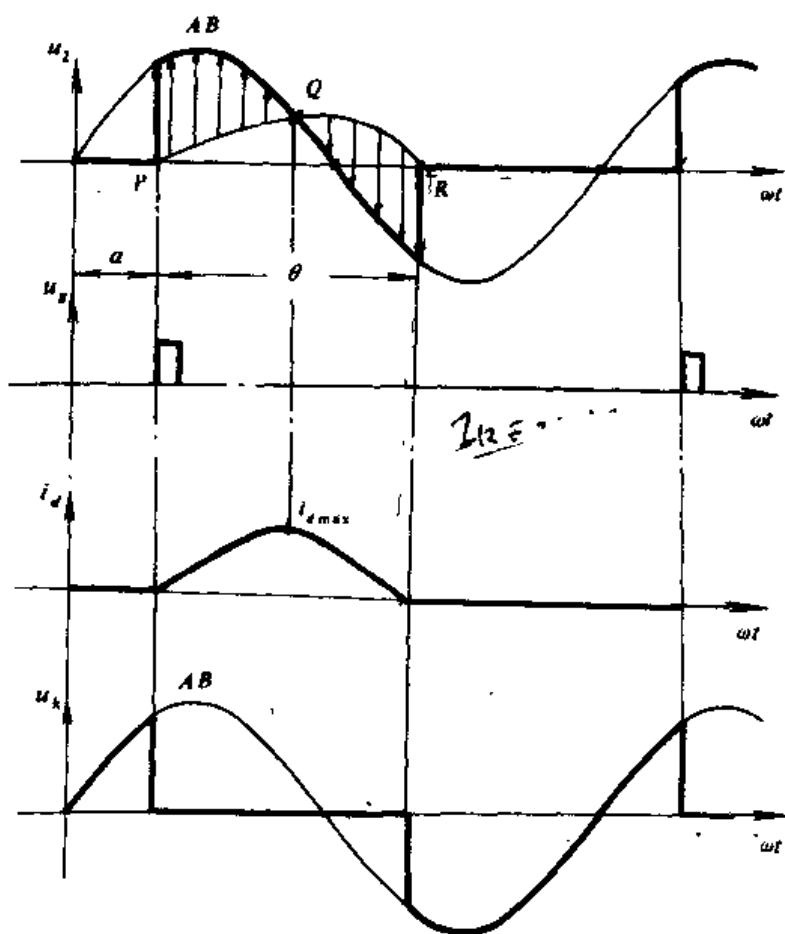


图 2-4

说明 i_d 已上升到最大值 i_{dmax} 。此后, 由于 u_d 下降, 使 i_d 下降, $L \frac{di_d}{dt} < 0$, (如图中 Q 点以后)。当 $u_d = 0$ 时, i_d 尚未下降到零, KP 不会关断。在 i_d 下降时, 电感 L 上产生的感应电势 e_L 为下正上负, 阻止电流 i_d 减小, 直到 L 中储存的能量释放完了, i_d 下降到零之前, e_L 值必定大于电压 u_2 的值, 使 KP 一直承受正向电压 (即 KP 的管压降, 图中忽略未表示出) 而导通, 所以 u_d 仍等于 u_2 。在 u_2 过零以后, 负载电流 i_d 是靠电感释放能量维持的, 电感能量放完, 即 $i_d = 0$, KP 关断。电感 L 越大, 维持导通的时间越长, 因而 u_d 的负半波面积越大, 输出电压平均值越小。所以单相半波整流电路用于感性很大的负载时, 如不在负载两端并联上续流二极管 ZP_R (参看图 2-6), 就得不到要求的输出电压和电流。图 2-4 中曲线 PQR 与横轴之间的距离表示电阻电压降 Ri_d ; 而 u_d 与曲线 PQR 之间的阴影部分表示电感电压降 $L \frac{di_d}{dt}$, 箭头向上表示正值, 向下表示负值。

(二) 输出电压平均值的计算

由图 2-4 知, 输出电压 u_d 的波形及平均值 U_d 不仅与控制角 α 有关, 而且与导通角 θ 有关。由前面分析知道, θ 的大小与 L 储存能量多少有关。当 α 不变时, 负载感性越大, 储存能量越多, i_d 滞后于 u_d 过零的时间越长, 则 θ 越大; 当负载感性大小不变即 φ 不变时, α 越小, 负载在 u_d 的正半波内 i_d 上升阶段储存的能量越多, θ 也越大。

为了求出 u_d , 应先求 θ 值。导通角 θ 定义为从元件被触发导通 i_d 从零开始上升, 直到

i_d 再次下降到零时为止的电角度。按回路电压方程首先求出 i_d 的变化规律。以加入触发脉冲的时刻为原点时,

$$u_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \alpha) \quad (2-8)$$

由式 (2-8) 解得

$$i_d = Ae^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} + \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \quad (2-9)$$

式中, $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ 为负载的阻抗; $\varphi = \lg^{-1} \frac{\omega L}{R}$ 为负载的阻抗角。

根据初始条件: $\omega t = 0, i_d = 0$, 由式 (2-9) 得

$$A = -\frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\alpha - \varphi)$$

代入式 (2-9)

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} [\sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{-\frac{R}{\omega L}\omega t}] \quad (2-10)$$

当 $\omega t = \theta$ 时, $i_d = 0$, 代入式 (2-10) 得

$$\sin(\alpha - \varphi)e^{-\frac{R}{\omega L}\theta} = \sin(\theta + \alpha - \varphi) \quad (2-11)$$

因为式 (2-10) 是一个超越方程, 可用作图法或数值解法求解。负载一定即 φ 一定时, 给出一个 α 值即可求出相应的 θ 值。当求出 θ 值之后, 输出电压平均值则为

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\theta \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \alpha) d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2} U_2}{2\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \theta)] \\ &= \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{1}{2} (2\alpha + \theta) \end{aligned} \quad (2-12)$$

(三) 纯电感负载时的理想情况

纯电感是不存在的, 但是了解纯电感负载时工作情况对于理解各种电路对感性负载供电时的工作原理是有益的。负载为纯电感时, $\varphi = \frac{\pi}{2}$, 代入式 (2-10) 得

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)] = I_0 + I_{\sim} \quad (2-13)$$

式中 $I_0 = \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L} \cos \alpha$ 是一个由 α 决定的直流分量,

$I_{\sim} = -\frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L} \cos(\omega t + \alpha)$ 是一个按余弦规律变化的分量。

由于 KP 的单向导电性, i_d 只能大于或等于零。对应不同 α 值的电流 i_d 波形如图 2-5 所示。图中各量波形是依据式 (2-13) 画出的。以加脉冲时刻为起算点, 由式 (2-13) 知, $\omega t = 0$ 时, $i_d = 0$, 即 $I_0 = I_{\sim}$ 。当 $\omega t = \theta = 2(\pi - \alpha)$ 时, $i_d = 0$, $I_0 = I_{\sim}$, 表明纯电感负载时负载中无耗能元件, u_d 的正负半波面积相等, 电感上的直流压降为零。

当 $\omega t = \pi - \alpha$ 时, $i_d = i_{d\max}$, 此时 $u_d = L \frac{di_d}{dt} = 0$ 。

若 $R \neq 0$, 则 u_d 波形不对称, 平均值 $U_d > 0$, 此压降为 R 上的直流压降, 如图 2-4 所示, 此时 i_d 达最大值的 Q 点向左移。

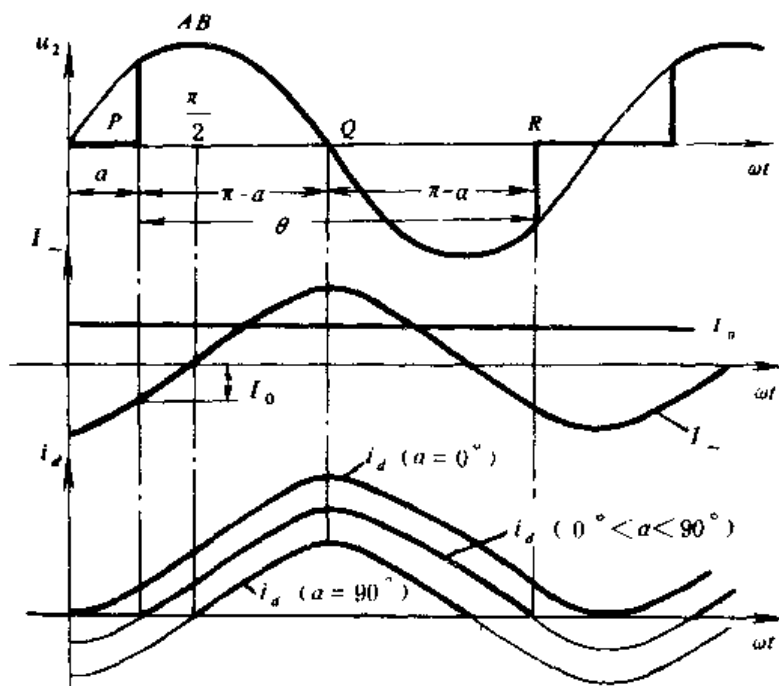


图 2-5

由图 2-5 知, 单相半波电路的 i_d 脉动很大, 只有纯电感负载且 $\alpha=0^\circ$ 时, i_d 才能连续; 而实际负载 $R \neq 0$, 所以 i_d 不可能连续。为减小电流的脉动也必须加续流二极管。

(四) 续流二极管及其作用

为了使单相半波电路在负载电感较大时能输出足够大的直流电压并减小电流 i_d 的脉动, 可在负载两端并联一个二极管 ZP_R , 如图 2-6 所示。当电源电压过零变负时, ZP_R 导通, 这时负载电流 i_d 经过 ZP_R 形成通路, 靠电感 L 释放出的能量而维持。通常把这种状态称为续流, 把二极管称为续流二极管。在一定控制角时, 各量的稳态波形如图 2-7 所示。所谓稳态波形是 α 一定时, 电路接通电源

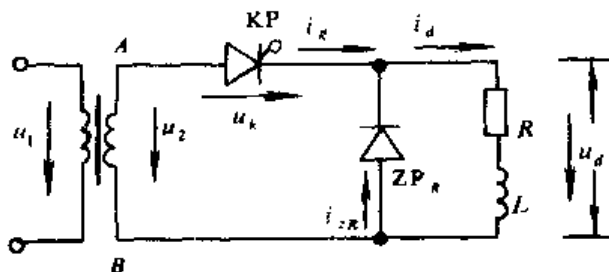


图 2-6

后经过过渡过程已进入稳态时的波形图, 本书中的波形图除特殊指明均指稳态波形。对此电路而言, 就是经过过渡过程, 电感 L 已储存了足够大的能量。因而在加入 u_g 脉冲之前, 电路一直在续流阶段, 电感能量并未释放完了, $i_d > 0$, 此电流经 ZP_R 流通, 这时 $u_d = 0$, KP 的阴极电位等于 u_B , $u_K = u_{AB}$ 。当加入 u_g 时, KP 承受正向电压被触发导通, $u_K = 0$, ZP_R 则承受反向电压被关断, $u_d = u_{AB}$ 。由于负载两端电压从零上升为 u_{AB} , 回路电压方程为

$$u_d = u_{AB} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d$$

在达到 Q 点之前, i_d 一直上升; 达到 Q 点时, $u_d = Ri_d$, $L \frac{di_d}{dt} = 0$, 表明 i_d 已升到最大值。此后, 由于 u_d 下降, 引起 i_d 下降, 当 u_d 过零变负时 ZP_R 承受正向电压而导通, KP 受反向电压而关断, 电路又进入续流阶段。如果 $\omega L \gg R$, 到加入下一个触发脉冲时 L 中尚储存较大的能量, 因而电流脉动较小。在每个工作周期中电感能量的变化为 $\frac{1}{2} L \Delta I_d^2$, L 越大, ΔI_d 越

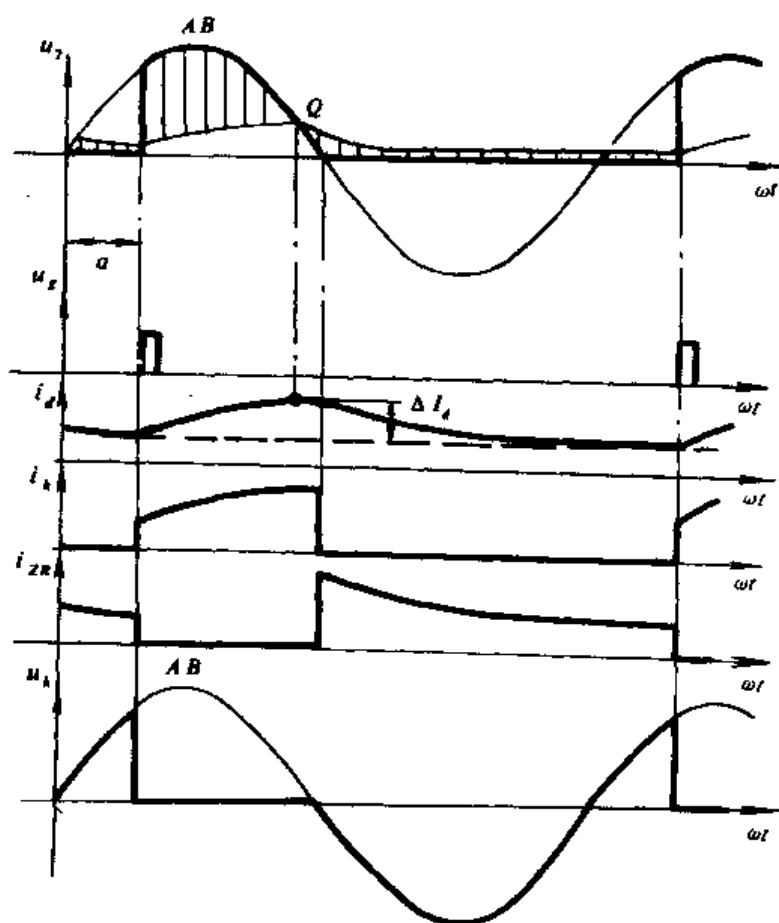


图 2-7

小,以致在工程计算上可以近似为 $i_d = I_d$ (脉动电流的平均值)。

(五) $i_d = I_d$ 时的定量分析

1. 输出电压平均值 U_d

由图 2-7 知, u_d 波形与电阻负载时完全相同, 所以

$$u_d = 0.45U_2 \times \frac{1 + \cos\alpha}{2} \quad (2-14)$$

2. 流过晶闸管及变压器副绕组中的电流有效值 I_k 与 I_2

由图 2-6 和图 2-7 知, $i_2 = i_k$, 波形相同, 此时均为宽度等于 $\pi - \alpha$ 的方波, 它们的有效值

$$I_k = I_2 = \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)}{2\pi} I_d^2} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (2-15)$$

3. 流过续流二极管的电流有效值 I_{zr}

$$I_{zr} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} I_d \quad (2-16)$$

4. 变压器副绕组中电流交变分量有效值 I_R 及原绕组中电流有效值 I_1 流过副边绕组电流的直流分量为

$$I_{dk} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d$$

根据式 (2-6) 知

$$I_R = \sqrt{I_2^2 - I_{d2}^2} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d^2 - \left(\frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d\right)^2}$$

$$= \frac{I_d}{2\pi} \sqrt{\pi^2 - \alpha^2}$$

那么

$$I_1 = I_R / K_N$$

式中, K_N 为变压器变比。

5. 变压器的视在功率

当忽略变压器损失时

$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) = \frac{1}{2}(U_1 I_1 + U_2 I_2)$$

$$= \frac{1}{2} U_2 (I_R + I_2) \quad (2-17)$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, 由式 (2-14) ~ (2-17) 得, $u_{d0} = 0.45 U_2$, $I_{d0} = 0.45 \frac{U_2}{R}$, $I_c = I_s = \frac{I_{d0}}{\sqrt{2}}$, $I_{ZR} = \frac{I_{d0}}{\sqrt{2}}$, $I_R = \frac{I_{d0}}{\sqrt{2}}$, $S = 1.34 U_{d0} I_{d0}$ 。显然, 变压器利用率比电阻负载时高多了。

从上述分析知, 单相半波电路的主要优点是电路简单, 只用一只晶闸管, 因而控制电路也简单了, 维护调试均方便。但是它的缺点也比较突出, 即电流脉动大, 变压器的利用率低, 而且变压器副绕组中电流有直流分量, 将产生直流磁势。为了防止铁芯饱和, 就必须增大铁芯的面积。因而它只能用于容量小, 且对输出电压脉动要求不严的场合。

为避免铁芯被直流磁化, 有时可采用变压器带中间抽头的全波整流电路, 如图 2-8 所示。它有两只晶闸管, 相当于两个半波电路并联。其工作原理如下:

在交流电压 u_2 为正半周时, 变压器副绕组 A 端为正, B 端为负, u_{2a} 为正, u_{2b} 为负, 如图 2-9 所示。在加入 u_{K1} 于 KP_1 的控制极时, KP_1 导通, $u_d = u_{2a}$; 而 KP_2 受反向电压, 其值为 u_{AB} , 不可能导通。电流通路为: A 端 \rightarrow KP_1 \rightarrow 负载 R \rightarrow O 点。当电源电压过零时, $u_d = u_{2a} = 0$, $i_d = 0$, KP_1 关断。

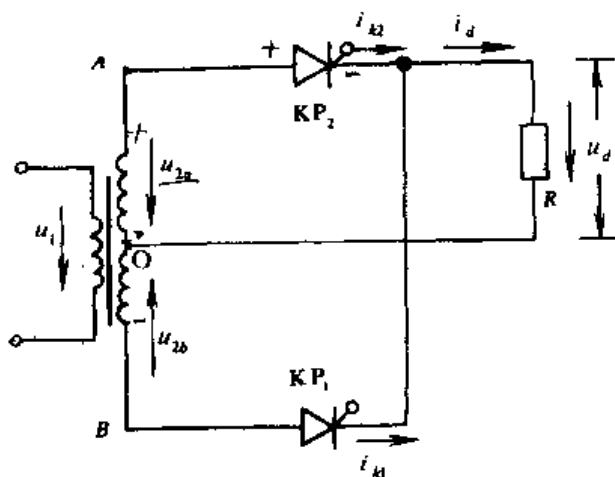


图 2-8

当交流电压负半周时, u_{2a} 为负, u_{2b} 为正, 在给 KP_2 加控制脉冲 u_{K2} 时, KP_2 承受正向电压被触发导通, $u_d = u_{2b}$, KP_1 则承受反向电压 u_{AB} 而不可能导通。电流从 B 端流出经 KP_2 、负载 R 回到 O 点。 $u_d = u_{2b}$ 过零时, $i_d = 0$, KP_2 关断。因而在电源电压每个周期中两个晶闸管轮流导通一次, 各个量的波形如图 2-9 所示。由于是纯电阻负载, i_d 与 u_d 的波形相同; 但对变压器副绕组来说, 一个从 A 端流出, 另一个由 B 端流出, 方向相反, 产生的磁势方向也相反且数值相等, 可以相互抵消, 这就避免了变压器被直流磁化的问题。

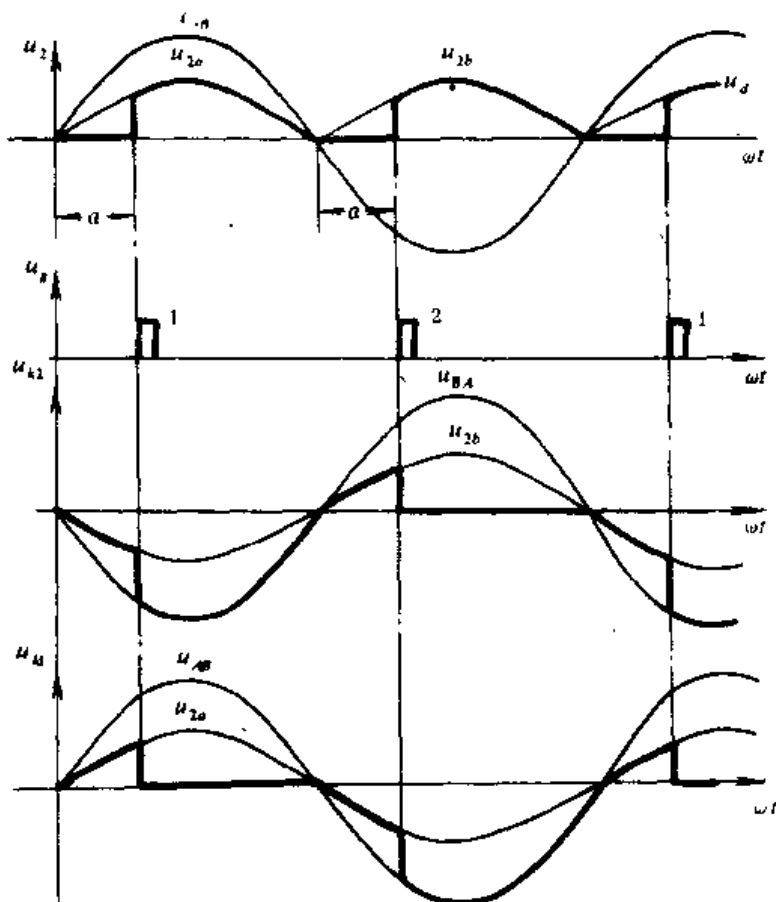


图 2-9

第二节 单相全控桥式整流电路

一、电阻负载

电路如图 2-10 所示, 变压器副边电压 u_2 经 $KP_1 \sim KP_4$ 四个晶闸管整流, 输出可控的脉动直流电压 u_d , 供给负载电阻 R 。负载两端的电压 u_d 等于共阴极点 d_1 的电位 u_{d1} 减去共阳极点 d_2 的电位 u_{d2} 。变压器绕组中电流 i_2 , i_1 的正方向如图所示, 均为瞬时值。在以后的分析中, 除假定各元件具有理想的伏安特性外, 且认为四个元件的正、反向等效阻抗相等。

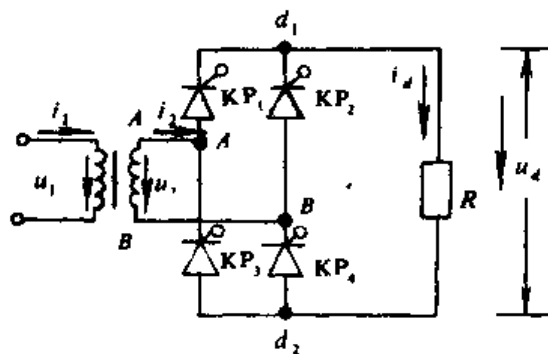


图 2-10

(一) 工作原理

由于四个桥臂均用晶闸管, 因此各桥臂上元件之间的换流是严格地受加在各元件控制极上的触发脉冲信号的相位控制的。因此称为全控桥式整流电路。

电压 u_2 为正半周, 即 u_{AH} 为正时, 在加入 u_{g1} 与 u_{g2} 之前, 负载电流 i_d 为零, 负载两端电

压也为零。晶闸管 KP_1 承受的电压 u_{k_1} 与晶闸管 KP_4 承受的电压 u_{k_4} 均等于电源电压 u_{AB} 的一半, 且均为正值, 所以在给 KP_1 与 KP_4 同时加上触发脉冲信号 u_{x_1} 与 u_{x_4} 时, 它们同时导通。从而 $u_{d_1} = u_A, u_{d_2} = u_B, u_d = u_{d_1} - u_{d_2} = u_{AB}$ 。电流从 A 端流出, 经 KP_1, R, KP_4 回到 B 端, i_2 为正值, 它的波形与 u_d 相似, 如图 2-11 所示。图中 $i_{k_1} \sim i_{k_4}$ 分别表示流过 $KP_1 \sim KP_4$ 的电流。

当 $u_d = 0$ 时, $i_d = 0$, 流过晶闸管 KP_1 与 KP_4 的电流也降到零, 所以它们将关断。直到再给 KP_2 与 KP_3 加脉冲信号为止, i_d 一直为零。四个元件均处于阻断状态。

在加入 u_{x_2}, u_{x_3} 时, u_2 为负半周, 即 u_{BA} 为正, 这时晶闸管 KP_2 与 KP_3 所承受的电压均为 u_{BA} 的一半, 因而 KP_2 与 KP_3 导通。从而, $u_{d_1} =$

$u_B, u_{d_2} = u_A, u_d = u_{BA}$ 。电流从 B 端流出, 经 KP_2, R, KP_3 回到 A 端, 所以 i_2 为负值, 方向与前半周期刚好相反。但流经负载的电流 i_d 与前半周期相同, 仍为正值。当 u_d 下降到零时, $i_d = 0, KP_2$ 与 KP_3 关断。直到下一个周期, 经过控制角 α , 再给 KP_1 与 KP_4 加上触发脉冲信号 u_{x_1} 与 u_{x_4} 时, 电路将重复上述过程。图 2-11 中画出 KP_1 所承受的电压 u_{k_1} 的波形, 加入 u_{x_1} 之前, 四个元件均关断, $u_{k_1} = \frac{1}{2}u_{AB}$ 。加入 u_{x_1} 时它导通, $u_{k_1} = 0$ 。 i_{k_1} 下降到零, KP_1 关断后, 四个元件又均关断, $u_{k_1} = \frac{1}{2}u_{AB}$ 为负值。而当 KP_2 被触发导通后, $u_{d_1} = u_B$, 所以 $u_{k_1} = u_{AB}$ 。以后再重复上述过程。 KP_4 所承受电压 u_{k_4} 波形与 u_{k_1} 完全相同。而 KP_2 与 KP_3 所承受的电压 u_{k_2} 与 u_{k_3} 的波形也与 u_{k_1} 相同, 只是在相位上差 180° , 读者可自行分析。

(二) 定量分析

1. 整流输出电压平均值 U_d

根据图 2-11 可知, 由于 u_d 是以 π 为周期的函数, 从而可以得到

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \\ &= 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \end{aligned} \quad (2-18)$$

式中, U_2 为变压器副边电压 u_2 的有效值。

2. 晶闸管承受的最大正向电压 U_{FM} 与最大反向电压 U_{RM}

由图 2-11 知, 若 $\alpha \geq \frac{\pi}{2}$ 时, 元件承受正向电压的区间也将随之增加到大于或等于 $\frac{\pi}{2}$, 因

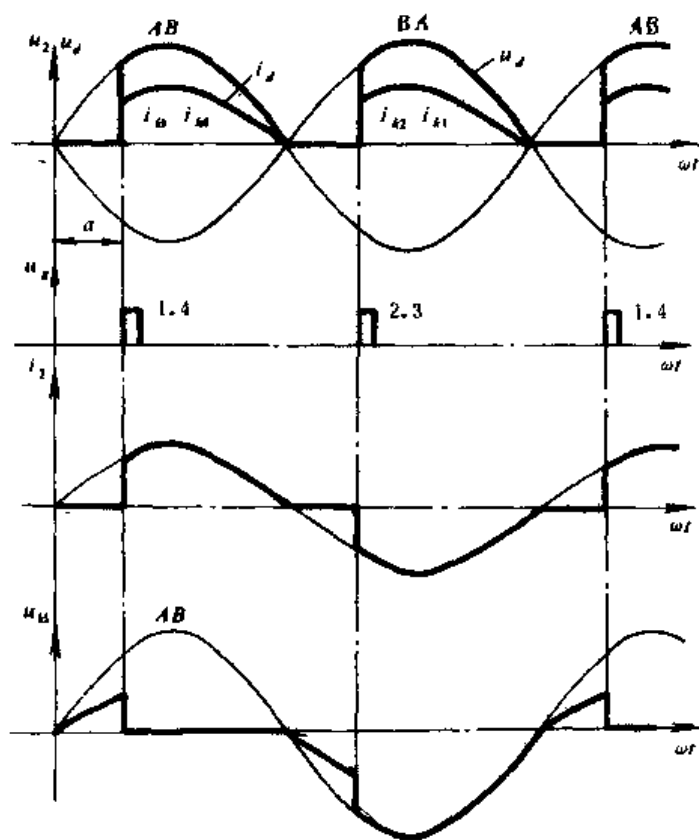


图 2-11

而 $U_{FM} = \frac{\sqrt{2}}{2} U_2$, 晶闸管承受的最大反向电压为电源电压 u_2 的幅值, 即

$$u_{RM} = \sqrt{2} U_2 \quad (2-19)$$

3. 流过晶闸管的电流有效值 I_k

由图 2-11 知, 流过 $KP_1 \sim KP_4$ 的电流波形相同, 其有效值相等, 可用下式表示

$$\begin{aligned} I_k &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\sqrt{2} U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (1 - \cos 2\omega t) d\omega t} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi}} \end{aligned} \quad (2-20)$$

4. 变压器副绕组中电流的有效值 I_2

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\sqrt{2} U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} = \sqrt{2} I_k \quad (2-21)$$

并可以看出, 此时 i_2 无直流分量, 因而若忽略变压器损失时, 原、副边视在功率应相等。原绕组的电流有效值

$$I_1 = I_2 / K_N$$

5. 变压器的视在功率 S

$$S = S_1 = S_2 = U_2 I_2 \quad (2-22)$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, 根据式 (2-18) ~ (2-22) 可求出: $u_{d0} = 0.9 U_2$, $I_{d0} = 0.9 \frac{U_2}{R}$, $I_2 = U_2 / R = 1.11 I_{d0}$, $I_k = I_2 / \sqrt{2} = 0.78 I_{d0}$, $S = 1.24 I_{d0} U_{d0}$ 。显然, 此电路变压器的利用率比半波电路高多了, 这也意味着在负载的直流功率相同时, 对电网来说负载减小了。变压器利用率的提高是由于副绕组中无直流分量, 而且每个周期内的工作时间增加了一倍。

在负载电阻 R 和所要求的电压 u_d 变化范围已知时, 可以根据上述各式确定变压器的容量及有关的电气参数。其中控制角 α 在估算时可选为零度。因为 α 增大, 将使设备容量增加, 晶闸管的额定参数也要相应地增大, 从而使造价增加, 所以无特殊要求时, α 应尽量选得小一些, 一般应不大于 10° 。当考虑电网电压波动、晶闸管压降、变压器损失及变压器漏抗影响的工作计算方法将在下一章介绍。根据公式 (2-19) 和 (2-20), 并考虑适当的安全余量, 可以确定晶闸管的额定电压和通态平均电流, 从而选出合适的元件。

二、电感负载

电路如图 2-12 所示, 电感负载用 R 和 L 表示。通常 $\omega L \gg R$, 负载电流 i_d 是连续的, 因而每个时刻总有两个元件导通, 形成电流通路。如图 2-13 所示, 在 α 一定时, 加入 u_{g1} 与 u_{g4} 脉冲信号之前, 应为 KP_2 与 KP_3 导通, 所以 $u_{d1} = u_A$; $u_{d2} = u_B$, $u_d = u_{AB}$ 。

在加入 u_{g1} 与 u_{g4} 时, KP_1 与 KP_4 所承受的电压 $u_{k1} = u_{k4} = u_{AB}$, 此时 u_{AB} 为正值, 所以 KP_1

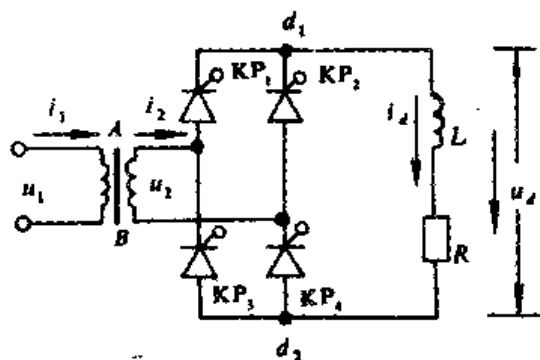


图 2-12

与 KP_4 均被触发导通。它们导通后, 则 $u_{d1}=u_A$, $u_{d2}=u_B$, 从而原导通的两只晶闸管 KP_2 与 KP_3 所承受的电压变化了, $u_{k2}=u_{k3}=u_{BA}<0$, 也就是说它们承受着反向电压, 必关断。这表明全控桥式整流电路桥臂各元件间是在加入触发脉冲时刻发生换流的。换流后, 输出电压 $u_d = u_{d1} - u_{d2} = u_{AB}$, 即负载两端电压由 u_{BA} (负值) 突跳为 u_{AB} (正值), 但 i_d 不能突变, 将逐渐上升。正如图 2-13 所示, 曲线 PQR 与横轴之间仍表示电阻压降 Ri_d , 阴影部分表示电感压降 $L \frac{di_d}{dt}$, 在 Q 点时, $u_d - Ri_d = 0$, 表明 i_d 已上升到最大值, $L \frac{di_d}{dt} = 0$ 。此后, 由于 u_d 继续下降, i_d 开始下降, 当 u_d 过零变负时, 由于 L 中储存足够大的能量, i_d 不会下降到零, KP_1 与 KP_4 不会关断。

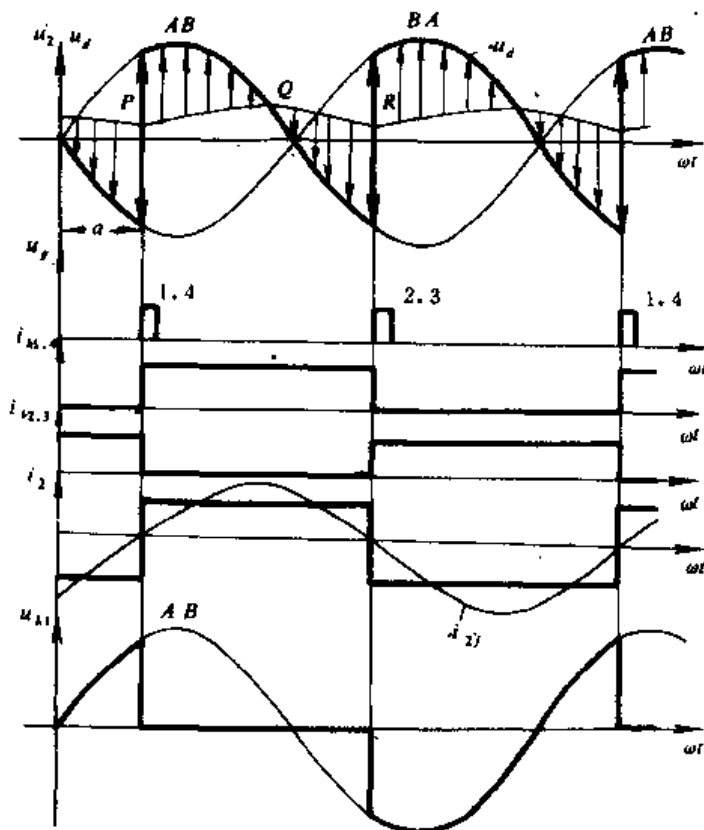


图 2-13

当加入 u_{k2} 与 u_{k3} 时, 晶闸管承受的电压 $u_{k2}=u_{k3}=u_{BA}$, 由图 2-13 看出, 此时 $u_{BA}>0$, 所以 KP_2 与 KP_3 导通。它们导通后, $u_{d1}=u_B$, $u_{d2}=u_A$, 致使原导通的晶闸管 KP_1 与 KP_4 承受的电压变为 u_{AB} (负值), 因而它们关断。电路在触发脉冲控制下元件再次换流。输出电压 u_d 由负的 u_{AB} 跳变为正的 u_{BA} , i_d 不跳变, 但从下降变为上升, 电感两端压降 $L \frac{di_d}{dt}$ 也随之由负值变为正值。换流前后负载回路的电压平衡方程式分别为:

$$\text{换流前} \quad u_d = u_{AB} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \quad \left(\frac{di_d}{dt} < 0 \right)$$

$$\text{换流后} \quad u_d = u_{BA} = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \quad \left(\frac{di_d}{dt} > 0 \right)$$

以后为叙述方便, 把电路中两次换流之间的时间间隔即相邻两组脉冲之间的时间间隔称为换流周期, 它也就是输出脉动电压 u_d 的周期。根据电路的工作原理和回路电压方程式得知, 在下一个换流周期中, i_d 的变化规律与上一个换流周期完全相同。当再加入 u_{k1} 与 u_{k4} 时, 电路将再重复上述过程。

在 $\omega L \gg R$ 时, 由于 i_d 中的脉动成分很小, 以致可以忽略。在选择晶闸管及变压器参数的工程计算中可近似认为是一个常数, 即等于负载电流平均值 I_d 。这时, 通过每个晶闸管的电流波形为 180° 的方波, 变压器副绕组电流 i_2 的波形为 180° 交变的方波。

根据图 2-13 的波形可以找出各个量之间的基本数量关系如下:

1. 输出电压平均值

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \alpha d\alpha$$

$$= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha = 0.9 U_2 \cos \alpha \quad (2-23)$$

2. 流过晶闸管的电流有效值

$$I_k = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 d\omega t} = I_d / \sqrt{2} \quad (2-24)$$

式中, $I_d = U_d / R$ 为负载电流平均值。

3. 变压器副绕组中电流有效值

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 d\omega t} = I_d = \sqrt{2} I_k \quad (2-25)$$

4. 变压器的视在功率

$$S = S_1 = S_2 = U_2 I_2 \quad (2-26)$$

5. 电压脉动系数

在 $\alpha=0^\circ$ 时, 输出电压 u_d 的波形如图 2-14 所示。由图可知 u_d 是一个周期为 π 的偶函数, 它的最低次谐波为二次。把 u_d 展成富氏级数时, 其二次项系数为

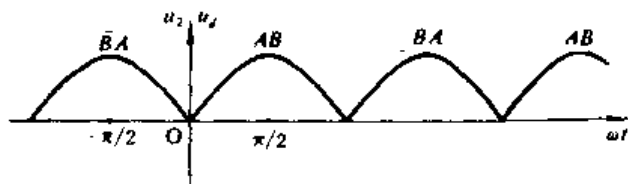


图 2-14

$$\begin{aligned} u_{dm_2} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \cos 2\omega t d\omega t \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \int_0^{\pi} \frac{1}{2} [\sin 3\omega t + \sin(-\omega t)] d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \left[-\frac{1}{3} \cos 3\omega t + \cos \omega t \right] \Big|_0^{\pi} \\ &= -\frac{4\sqrt{2}}{3\pi} U_2 \end{aligned}$$

由式 (2-22) 知, $\alpha=0^\circ$ 时, $U_{d_0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2$, 所以电压脉动系数

$$\gamma_u = \frac{4\sqrt{2}}{3\pi} U_2 \Big/ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = \frac{2}{3}$$

由此可知, 全波整流输出电压的脉动情况比半波整流电路改善了许多。

令 $\alpha=0^\circ$ 时, 由式 (2-23) ~ (2-26) 可求得 $u_{d_0}=0.9U_2$, $I_{d_0}=0.9U_2/R$, $I_2=I_{d_0}=0.9U_2/R$, $S=1.1U_{d_0}I_{d_0}$, 表明此时变压器的利用率是很高的。

例题 如图 2-12 所示原理图, 若电网电压 $U_1=220$ 伏, 电感 $L=0.26$ 亨, 电阻 $R=2$ 欧, 要求负载两端电压的变化范围为 $50\sim 100$ 伏。试确定变压器的电气参数及晶闸管的额定值, 并选择合适的元件。

解 负载两端电压为 100 伏时, 选控制角 $\alpha=0^\circ$, 根据 (2-23) 式可以求出变压器副绕组输出电压有效值

$$U_2 = \frac{U_d}{0.9 \cos \alpha} = \frac{100}{0.9} = 111 \text{ 伏}$$

变压器变比

$$K_N = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{111} = 1.98$$

元件承受的正向电压最大值

$$U_{FM} = \frac{\sqrt{2}}{2} U_2 = \frac{111 \sqrt{2}}{2} = 78.5 \text{ 伏}$$

晶闸管承受的最大反向电压

$$U_{RM} = \sqrt{2} U_2 = 157 \text{ 伏}$$

根据 U_{FM} 和 U_{RM} 中较大的一个, 并考虑 2~3 倍的安全余量系数, 可以计算出晶闸管的额定电压为:

$$U_H = (2 \sim 3) \times 157 = 314 \sim 471 \text{ 伏}$$

按国家规定的标准选为 500 伏。

由题中给定条件知, 负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = 50 \text{ 安}$$

所以按式 (2-24) 可计算流过晶闸管的电流有效值

$$I_k = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{50}{\sqrt{2}} = 35.4 \text{ 安}$$

考虑留 1.5~2 倍的安全余量, 计算出晶闸管通态平均电流

$$I_T = \frac{(1.5 \sim 2) \times 35.4}{1.57} = 33.8 \sim 50.7 \text{ 安}$$

可选取 $I_T = 50$ 安的元件, 因而应选型号为 KP-50-5 的晶闸管做为桥臂整流元件。

根据式 (2-25) 知

$$I_2 = I_d = 50 \text{ 安}$$

从而按式 (2-26) 可计算变压器的视在功率

$$S = U_2 I_2 = 111 \times 50 = 5550 \text{ 伏安} \\ \approx 5.5 \text{ 千伏安}$$

变压器原绕组中电流有效值应为

$$I_1 = \frac{I_2}{K_N} = \frac{50}{1.98} = 25.3 \text{ 安}$$

$$K_N = \frac{U_1}{U_2}$$

三、变流装置功率因数的概念

通过电工基础等有关课程的学习, 已经了解电路的功率因数是由负载的阻抗角决定的。但是变流装置的功率因数, 不仅与负载阻抗角有关, 影响它的还有更重要的因素, 其中主要的是变流装置整流电路的型式和移相控制的滞后作用。因此即使是纯电阻负载, 功率因数也不等于 1。

根据国际电工委员会 (IEC) 标准和国家标准规定, 定义变流装置的功率因数为网侧 (变压器原边) 的有功功率与视在功率的比值。通常用 λ 表示, 即

$$\lambda = \frac{U_1 I_1 \cos \varphi + \sum U_{1i} I_{1i} \cos \varphi_i}{U_1 I_1} \quad (2-27)$$

式中, U_{1i} 与 I_{1i} 为原边基波电压与电流有效值; $\cos \varphi$ 为 U_{1i} 与 I_{1i} 相位差的余弦; U_{1i} 与 I_{1i} 为原边各次谐波电压与电流的有效值, $i=2, 3, 4, \dots$, $\cos \varphi_i$ 为 U_{1i} 与 I_{1i} 相位差的余弦。

变流装置整流变压器副边电流中除基波电流外,尚有谐波电流,有时还有直流成分,当然直流成分不能通过电磁耦合反应到原边,所以原边电流 i_1 中通常包括基波和各次谐波电流。交流电网的容量足够大或在整流变压器入线端采取滤波措施时,变压器原边电压的畸变很小,可认为是标准的正弦波,由于高次谐波电流与电网电压频率不同,只能产生无功功率,有功功率为零。因而网侧有功功率可近似等于基波有功功率。式(2-27)可改写为

$$\lambda = \frac{U_1 I_{11} \cos \varphi}{U_1 I_1} = \xi \cos \varphi \quad (2-28)$$

式中, $\xi = \frac{I_{11}}{I_1}$ 称为波形畸变因数。它反映变压器原边电流波形畸变的程度,或者说含有谐波的大小; $\cos \varphi$ 称为位移因数。它是网侧电压 U_1 与基波电流 I_{11} 相位差的余弦。应注意这里的 $\cos \varphi$ 与负载阻抗角的余弦完全是两个不同的概念,不要混淆。

下面以单相全控桥式电路对电感负载供电的情况为例加以说明。此时变压器副边电压 u_2 , 电流 i_2 及基波电流 i_{21} 的波形如图 2-13 所示。为分析问题方便,假定 $K_N=1$, 当忽略变压器损失时, u_1 与 u_2 , i_1 与 i_2 , i_{11} 与 i_{21} 在数值上相等,相位上差 180° 。因而 u_1 与 i_{11} 的相位差 u_2 与 i_{21} 的相位差相同,可借助于图 2-13 来分析。

以加入 u_{s1} 与 u_{s2} 时为坐标原点。由于 i_2 是一个奇函数,将它分解成谐波时,它只有正弦项,其基波分量的幅值为

$$I_{2M} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_d \sin \omega t d\omega t = \frac{4}{\pi} I_d$$

那么有效值

$$I_{21} = \frac{2}{\pi} \frac{\sqrt{2}}{2} I_d = 0.9 I_d$$

当 $K_N=1$ 时, $I_1=I_2=I_d$, 所以

$$\xi = 0.9$$

由图 2-13 知, u_2 与 i_{21} 的相位差为 α , 而 u_1 与 i_{11} 的相位差和 u_2 和 i_{21} 的相位差相等,因而

$$\cos \varphi = \cos \alpha$$

那么,对于此电路来说,功率因数可用下式表示

$$\lambda = \xi \cos \varphi = 0.9 \cos \alpha \quad (2-29)$$

由图 2-13 及式(2-29)知,变流装置的功率因数是由两个因素决定的。其一是波形畸变因数 ξ , 它表示网侧电流波形畸变的程度,它与电路型式、负载性质、变压器漏抗(此处未考虑)等有关。另一个是位移因数 $\cos \varphi$, 它由控制脉冲的相位、变压器漏抗决定。其中前者是主要的,后者仍未考虑。由图 2-13 很直观地看出, α 越大,电流的滞后角越大,因而位移因数和功率因数也越小。由此引起的无功功率也越大,要求电网的视在功率也就越大。但这种无功功率与由谐波电流引起的以及前续有关课程所讲的由负载中存在储能元件引起的无功功率不同,它只使电网的视在功率增加,不产生负载与电网之间无功能量的交换。

准确的了解这个概念对如何改善变流装置的功率因数,正确的测量它以及如何消除或抑制变流装置引起的谐波电流对电网供电质量与安全供电的不良影响,都是十分重要的。

如只是为了估算一下装置的功率因数大小,也可采用较近似的计算方法。当忽略变压器损失、整流元件管压降以及一些附属的保护电路的损失等,可认为网侧有功功率等于网侧(变压器副边)有功功率,也等于直流侧供给负载的有功功率。以本节前述例题为例,当

$u_d = 100$ 伏时, 供给负载的有功功率为

$$P_d = U_d I_d = 100 \times 50 = 5000 \text{ 瓦}$$

$$\lambda = \frac{P_d}{U_1 I_1} = \frac{5000}{5550} = 0.9$$

应注意此时 $\alpha = 0^\circ$, $\cos \varphi = \cos \alpha = 1$, 所以 $\xi = 0.9$ 。也就是说此时功率因数小于 1, 是由于网侧电流波形畸变引起的。如果写成 $\cos \varphi = \frac{P_d}{U_1 I_1} = 0.9$, 在概念上是错误的。

当 $U_d = 50$ 伏时, 供给负载的有功功率为

$$P_d = U_d I_d = 50 \times 25 = 1250 \text{ 瓦}$$

$$\lambda = \frac{P_d}{U_1 I_1} = \frac{P_d}{U_2 I_2} = \frac{1250}{111 \times 25} = 0.45$$

由图 2-13 波形及工作原理知, 此时 i_2 与 i_1 仍为 180° 的交变的方波电流, ξ 仍等于 0.9, 那么

$$\cos \varphi = \frac{\lambda}{\xi} = \frac{0.45}{0.9} = 0.5$$

$\varphi = 60^\circ$ (由式 2-23 知, 此时 $\cos \alpha = 0.5 = \cos \varphi$, $\alpha = 60^\circ = \varphi$)

四、过渡过程的分析

从电路接通电源并加入第一组触发脉冲信号, 使晶闸管导通电路开始工作, 到电路进入稳态的过程称为电路的过渡过程。为了深入了解有关过渡过程的一些概念, 仅以图 2-15 为例进行分析。

图 2-15 (a)、(b)、(c) 给出了控制角为 α , 电路已进入稳态时的整流输出电压 u_d 、触发脉冲 u_g 、负载电流 i_d 的波形。其中图 (a) 与 (b) 和图 2-13 中的 u_d 、 u_g 的波形完全相同。当电路进入稳态时, 在每个换流周期中, 负载电流 i_d 的初始值等于终点值, 即 $i_d(\alpha) = i_d(n\pi + \alpha)$, 其最大值也相等。因为每个换流周期中等值电路、回路电压方程 $u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt}$ 和初始条件都相同。由于 $i_d(\alpha) = i_d(n\pi + \alpha)$, 所以 i_d 上升阶段电感增加的能量与下降阶段放出的能量相等, 即电感的平均能量不再增加, 也就是说电源 (整流输出电压) 对电感 L 不做功, 因而电感上直流压降 U_L 为零。也可由下式证明:

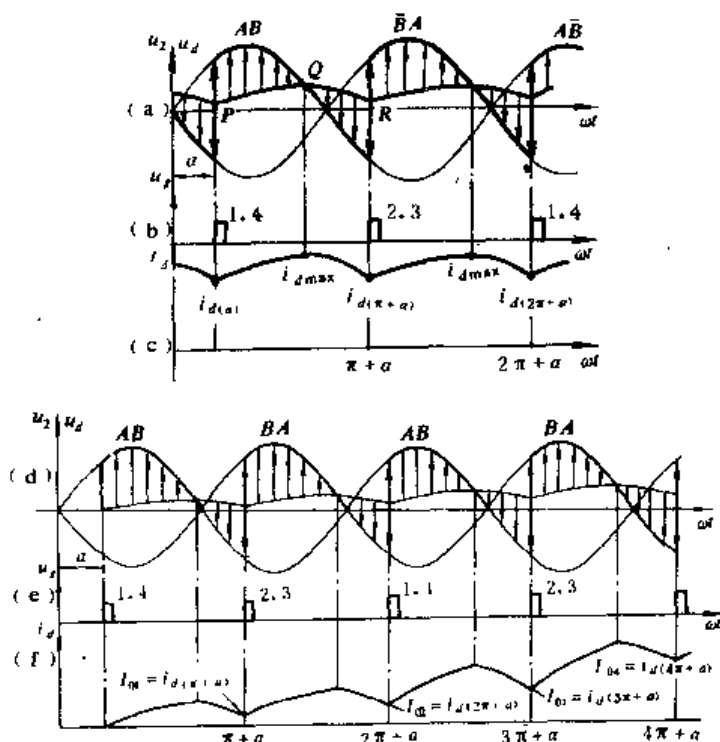


图 2-15

$$\begin{aligned}
 U_L &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} L \frac{di_d}{dt} d\omega t = \frac{\omega L}{\pi} \int_{i_d(\alpha)}^{i_d(\pi+\alpha)} di_d \\
 &= \frac{\omega L}{\pi} [i_d(\pi + \alpha) - i_d(\alpha)] = 0
 \end{aligned}$$

正如图 2-15 所示。电感电压降 $L \frac{di_d}{dt}$ (图中阴影部分) 的正负面积相等。

图 2-15 (d)、(e)、(f) 分别表示出过渡过程中的整流输出电压 u_d 、触发脉冲 u_g 和负载电流 i_d 的波形图。图中以 u_2 过零时为坐标原点, 且已接通电源。当 $\omega t = \alpha$ 时加入触发脉冲信号 u_{g1} 与 u_{g4} , 电路投入工作, 可列出回路电压方程为

$$u_d = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d$$

由此方程解得

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{Z} \sin(\omega t - \varphi) + Ae^{-\frac{R}{L}t} \quad (2-30)$$

式中, Z 为负载的阻抗; φ 为负载的阻抗角。

当 $\omega t = \alpha$ 时, $i_d = 0$, 代入式 (2-30) 得

$$A = -\frac{\sqrt{2} U_2}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{R}{\omega L}}$$

再代入式 (2-30) 得

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{R}{L}(\frac{\pi}{\omega} - t)}] \quad (2-31)$$

由式 (2-31) 可知, i_d 是否连续主要由 α 与 $\frac{\omega L}{R}$ 决定。 α 越小, $\frac{\omega L}{R}$ 越大, 电流越趋向连续。也就是说, 当 $\omega t = \pi + \alpha$ 再加入 u_{g2} 和 u_{g3} 使 KP_2 与 KP_3 导通时, 由于电流 i_d 上升阶段在电感 L 中储存的能量尚未释放完, 所以 i_d 是连续的。将 $\omega t = \pi + \alpha$ 代入式 (2-31) 得

$$\begin{aligned}
 i_d = i_d(\pi + \alpha) &= \frac{\sqrt{2} U_2}{Z} [\sin(\pi + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{\omega L}}] \\
 &= \frac{\sqrt{2} U_2}{Z} \sin(\varphi - \alpha) [1 + e^{-\frac{R}{\omega L}}] = I_{01}
 \end{aligned} \quad (2-32)$$

由式 (2-32) 可知, 只要 $\varphi > \alpha$, $I_{01} > 0$, i_d 就连续。

晶闸管换流之后, 在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时, 电路进入第二个换流周期。若以 $\omega t = \pi$, 即 u_{BA} 过零变正时为原点, 可列出回路电压方程为

$$u_d = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t' = L \frac{di_d}{dt'} + Ri_d \quad (2-33)$$

它与第一个换流周期中所得到的回路电压方程形式是完全相同的, 差别只是 $\omega t' = \omega t - \pi$, $t' = t - \frac{\pi}{\omega}$ 。由式 (2-33) 解得,

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{Z} \sin(\omega t' - \varphi) + Ae^{-\frac{R}{L}t'} \quad (2-34)$$

当 $\omega t' = \alpha$ 时, $i_d = I_{01}$, 代入上式得

$$A = \left[I_{01} - \frac{\sqrt{2} U_2}{Z} \sin(\alpha - \varphi) \right] e^{\frac{R}{\omega L}}$$

再代入式 (2-34) 得

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} [\sin(\omega t' - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{R}{\omega L}(\frac{\pi}{\omega} - t')}] + I_{01}e^{\frac{R}{\omega L}(\frac{\pi}{\omega} - t')} \quad (2-35)$$

当 $\omega t' = \pi + \alpha$, 即 $\omega t = 2\pi + \alpha$ 时, 由式 (2-35) 求得

$$\begin{aligned} I_{02} &= \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} [\sin(\pi + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{-\frac{\pi R}{\omega L}}] + I_{01}e^{-\frac{\pi R}{\omega L}} \\ &= \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\varphi - \alpha) [1 + e^{-\frac{\pi R}{\omega L}}] + I_{01}e^{-\frac{\pi R}{\omega L}} \end{aligned} \quad (2-36)$$

将式 (2-36) 与 (2-32) 比较可知, $I_{02} = I_{01} + I_{01}e^{-\frac{\pi R}{\omega L}}$, 因为 $e^{-\frac{\pi R}{\omega L}} > 0$, $I_{02} > I_{01}$, 如图 2-15 (f) 所示。

当以 $\omega t = n\pi$ 的时刻为原点, 并令 $\omega t'' = \omega t - n\pi$, 即 $t'' = t - \frac{n\pi}{\omega}$ 时, 可以列出第 $n+1$ 个换流周期的回路电压方程为

$$u_d = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t'' = L \frac{di_d}{dt''} + Ri_d \quad (2-37)$$

由式 (2-37) 解得

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\omega t'' - \varphi) + Ae^{-\frac{R}{\omega L}t''} \quad (2-38)$$

当 $\omega t'' = \alpha$ 时, $i_d = I_{0n}$, 将这个初始条件代入上式时可以求得

$$A = \left[I_{0n} - \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\alpha - \varphi) \right] e^{\frac{\alpha R}{\omega L}}$$

再代入式 (2-38) 得

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} [\sin(\omega t'' - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{R}{\omega L}(\frac{\pi}{\omega} - t'')}] + I_{0n}e^{\frac{R}{\omega L}(\frac{\pi}{\omega} - t'')} \quad (2-39)$$

在 $\omega t'' = \pi + \alpha$, 即 $\omega t = (n+1)\pi + \alpha$, $t'' = \frac{\pi + \alpha}{\omega}$ 时, 由式 (2-39) 求得

$$I_{0(n+1)} = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\varphi - \alpha) [1 + e^{-\frac{\pi R}{\omega L}}] + I_{0n}e^{-\frac{\pi R}{\omega L}} \quad (2-40)$$

以 $n=1, 2, 3, 4, \dots$ 代入上式, 可以解得 $\omega t = n\pi + \alpha$ 时的负载电流 $I_{01}, I_{02}, I_{03}, I_{04}, \dots, I_{0n}$ 。如图 2-15 (f) 所示, $I_{0n} > I_{0(n-1)} > \dots > I_{04} > I_{03} > I_{02} > I_{01}$, 即每个换流周期中, 负载电流的平均值不断地增长。这个过程中电感电压平均值为正, 表明电源对电感 L 做功。正如前所述, 经过几个换流周期以后, 当达到 $I_{0n} = I_{0(n+1)}$ 即 $i_d(n\pi + \alpha) = i_d(n\pi + \pi + \alpha)$ 时, 电路进入了稳态。令此时 $I_{0n} = I_{0(n+1)} = I_0$, 可由式 (2-40) 求得

$$I_0 = \frac{\frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\varphi - \alpha) (1 - e^{-\frac{\pi R}{\omega L}})}{1 - e^{-\frac{\pi R}{\omega L}}} \quad \left(0 \leq \alpha < \frac{\pi}{2} \right) \quad (2-41)$$

由式 (2-41) 可知, 只有 $\varphi > \alpha$ 时电流 i_d 才能连续, 该式才有实际意义。 $\varphi = \alpha$ 时处于连续与断续的临界状态。

当 $\omega L \gg R$, $\varphi > \alpha$ 时, 电路在过渡过程中电感 L 就已储存了很大的能量, 其大小与负载电流平方成正比。这时负载电流 i_d 的脉动部分是很小的, 因而在工程计算上往往可以忽略不计, 近似认为 i_d 等于平均值 I_d 。

五、反电势负载

(一) 反电势负载为蓄电池时, 电路如图 2-16 (a) 所示。

在加入 u_{g1} 与 u_{g4} 时, 若 $u_{AB} > E$, 则 KP_1 与 KP_4 所承受的电压 $u_{K1} = u_{K4} = \frac{1}{2} (u_{AB} - E) > 0$, 因此 KP_1 与 KP_4 导通。它们导通后, $u_{d1} = u_A$, $u_{d2} = u_B$, $u_d = u_{AB}$, 负载中立即流过电流 i_d , 如图 2-16 (b) 所示。当 u_d 下降到等于 E 时, $i_d = 0$, 元件 KP_1 与 KP_4 关断。此后 u_d 等于 E 。

在加入 u_{g2} 与 u_{g3} 时, 由于 $u_{BA} > E$, KP_2 与 KP_3 承受正向电压被触发导通。从而 $u_{d1} = u_B$, $u_{d2} = u_A$, $u_d = u_{BA}$, 又产生脉动电流 i_d 。当 u_d 下降到等于 E 时, KP_2 与 KP_3 关断。直到再加入 u_{g1} 与 u_{g4} 给 KP_1 与 KP_4 时, 进入下一个工作周期。各个量的波形如图 2-16 (b) 所示。图中忽略了充电过程中反电势 E 的缓慢变化。

由图 2-16 (b) 可以看出, 当 $\alpha < \delta$ 时, $u_{AB} < E$, 由于元件承受反向电压, 即使给 KP_1 与 KP_4 加入触发脉冲, 它们也不可能

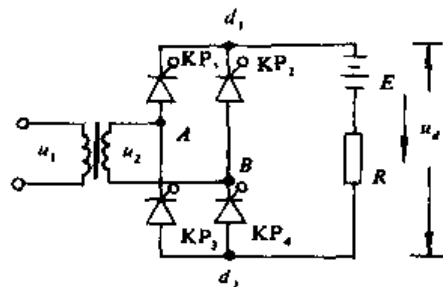
导通, $\sin \delta = \frac{E}{\sqrt{2} U_2}$, 称 δ 为停止导电角。欲使 $\alpha < \delta$ 时电路仍能进入正常工作, 可以采用宽脉冲触发。根据充电电压的要求, 选择宽度大于 δ 角的脉冲, 以保证 $u_{AB} > E$ 时脉冲仍存在, 就可以使电路工作。由于流过晶闸管的是幅值较大的脉冲电流, 其有效值比平均值大很多, 因此要保证供给一定的负载电流 I_d , 要求晶闸管的通态平均电流较大。为了使 i_d 比较平滑, 可串入平波电抗器。

(二) 反电势负载为直流电机

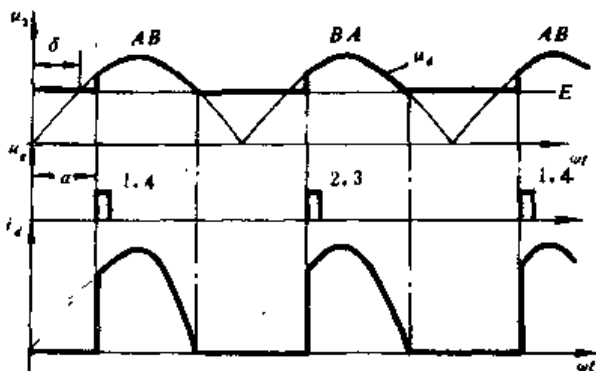
电机电枢可等效为电枢反电势 E 、电阻 R 、电感 L_D 。但电枢本身量 L_D 很小, 为使负载电流 i_d 平滑, 减小电磁转矩脉动, 以保证生产机械工作平稳, 一般均串入平波电抗器。图 2-17 中所示电感 L 可以理解为包括 L_D 和平波电抗器电感量, 电枢电阻 R 未单独画出。

串入 L 以后, 由于 i_d 的脉动减小, 使电机电磁转矩脉动减小, 即谐波电流与谐波转矩减小, 这对于电机的运行是有利的。 L 越大, 电流脉动越小, 但是电抗器的体积与重量也相应增加了, 所以 L 不宜过大。工程上也常按能保证 i_d 连续的最小负载电流

I_{dmin} 来选择 L 的电感量。一般可按电机拖动的生产机械的要求, 选择 I_{dmin} 等于 3~10% 的电



(a)



(b)

图 2-16

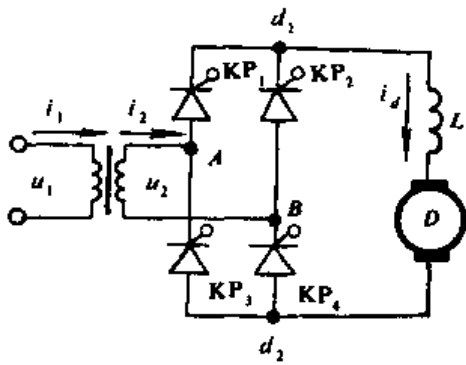


图 2-17

机额定电流。

负载电流 i_d 是否连续是由它中所包含的交变部分幅值是否大于负载电充平均值 I_d 决定。因而负载电流 I_d (它由电机轴上负载转矩决定) 越大, i_d 越易连续; 负载两端电压脉动越小 (与控制角 α 有关), 电感量越大, 则 i_d 中交变部分幅值越小, i_d 越易连续。此外, 换流周期 (与电路型式有关) 越短, i_d 也越易连续。当电路型式已定, 且按 u_d 脉动最大时的 α 角考虑, 那么 i_d 是否连续就取决于负载电流 I_d 与电感量大小, 如上所述一般按 $I_{d\max}$ 选择 L 值。因而 L 值选定以后, 随着电机轴上负载转矩变化总存在 i_d 连续与断续两种工作状态。

1. 电流 i_d 连续时的工作情况。波形如图 2-18 所示。 i_d 连续时, 图 2-17 所示电路中的桥臂各元件的换流情况, 输出电压 u_d 的波形与感性负载电流连续时完全相同。这时反电势 E 不影响元件换流的时刻。

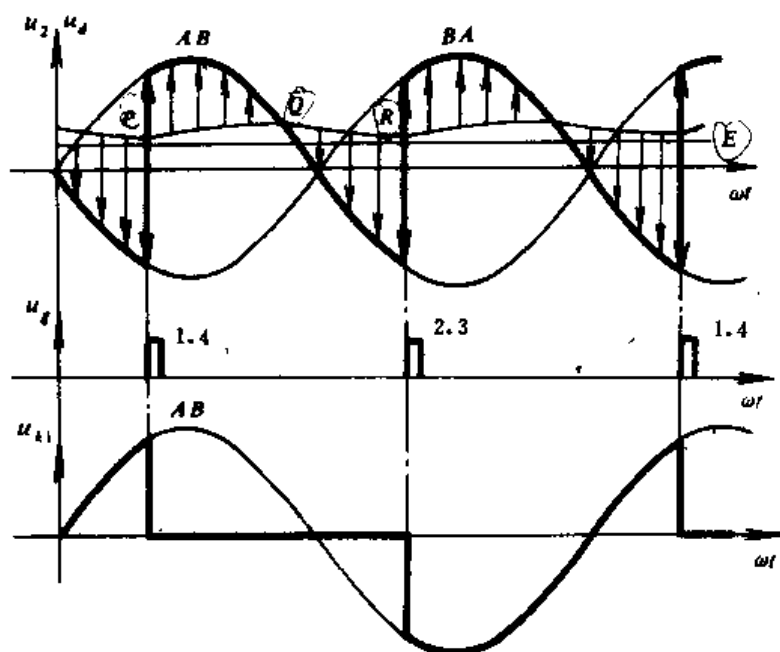


图 2-18

在加入 u_{s1} 与 u_{s4} 之前, KP_2 与 KP_3 导通, $u_d = u_{BA}$ 。当加入 u_{s1} 与 u_{s4} 时, KP_1 与 KP_4 承受电压 $u_{k1} = u_{k4} = u_{AB} > 0$, 所以 KP_1 与 KP_4 导通。导通后, $u_d = u_{AB}$, 可列出回路电压方程为

$$u_d = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E \quad (2-12)$$

当 $u_d > Ri_d + E$ 时, i_d 上升, 电感压降 $L \frac{di_d}{dt} > 0$, 如图 2-18 中向上的箭头所表示的。到图中 Q 点时, $u_d = Ri_d + E$, 表明 i_d 已上升到最大值, $L \frac{di_d}{dt} = 0$ 。此后, 由于 u_d 下降, i_d 开始下降, L 释放能量, 若加入 u_{s2} 、 u_{s3} 时, L 中储存能量尚未释放完了, i_d 就连续。

当加入 u_{s2} 与 u_{s3} 时, KP_2 与 KP_3 承受电压 $u_{k2} = u_{k3} = u_{AB} > 0$, 所以 KP_2 与 KP_3 被触发导通。从而 $u_{d1} = u_B$, $u_{d2} = u_A$, $u_d = u_{BA}$, 进入第二个换流周期, 可列出与式 (2-12) 相同的回路电压方程, 其工作原理与前述相同。

由图 2-18 可得到 i_d 连续时各个量的基本数量关系如下:

- (1) 整流输出电压平均值
与电感负载时相同

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos\alpha = 0.9U_2 \cos\alpha \quad (2-43)$$

(2) 负载电流平均值

在稳态运行时电机电枢中的电流是由电机轴上的负载转矩决定的。考虑到变压器与电机允许的过电流倍数接近, 选择变压器时按电机额定电流 I_{ed} 来计算,

$$I_d = I_{ed} \quad (2-44)$$

在选择晶闸管时, 由于它的过载能力很低, 必须按电机起动过程中的最大起动电流 I_Q 来选, 即

$$I_d = I_Q = \lambda I_{ed}$$

式中 λ 为电机允许的过电流倍数, 一般可选 $\lambda=1.5\sim 2.5$ 。这样一来, 由于选择电抗器 L 时, 按 $I_d=3\sim 10\%I_{ed}$ 的条件下, 负载电流 i_d 仍保持连续, 因而当 $I_d=I_{ed}$ 或 λI_{ed} 时, i_d 的脉动成分很小, 可以忽略不计。据此, i_1 、 i_2 的波形均与图 2-13 相同, 只是要注意按上述原则正确选择其幅值 (即正确选择负载电流 I_d 的值)。

(3) 晶闸管电流有效值

$$I_k = \sqrt{\frac{\pi I_d^2}{2\pi}} = \frac{I_Q}{\sqrt{2}} = \frac{\lambda I_{ed}}{\sqrt{2}} \quad (2-45)$$

(4) 变压器绕组中电流有效值

副边电流

$$I_2 = \sqrt{\frac{\pi I_d^2}{\pi}} = I_d = I_{ed} \quad (2-46)$$

原边电流

$$I_1 = I_2 / K_N \quad (2-47)$$

式中, $K_N = U_1 / U_2$

(5) 晶闸管承受的最大正向、反向电压

由图 2-18 可以看出, 当 α 增加到大于或等于 $\frac{\pi}{2}$ 时, 晶闸管承受的最大正向电压等于电源电压的幅值。它承受的最大反向电压也为电源电压的幅值, 即

$$U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{2} U_2 \quad (2-48)$$

(6) 变压器视在功率

由波形分析知, 此电路与电感负载时相同, 所以

$$S = S_1 = S_2 = U_2 I_2 \quad (2-49)$$

在电动机给定以后, 根据其名牌额定参数, 再考虑选择晶闸管的电流和电压定额时的安全余量系数, 可按式 (2-43) ~ (2-49) 确定变压器的电气参数及晶闸管的型号。

例题 如图 2-17 所示电路, 已知电机名牌额定参数: $P_{ed}=5.6$ 千瓦、 $U_{ed}=220$ 伏、 $I_{ed}=31$ 安、 $n_{ed}=1000$ 转/分。当给定电网电压 $U_1=380$ 伏, 电机允许过电流倍数 $\lambda=2$, 电路最小控制角 α_{min} 为 10° , 电枢电阻 $R=0.4$ 欧。要求电机能在 $200\sim 1000$ 转/分的范围内连续可调。试确定变压器的电气参数、晶闸管的型号以及 α 的变化范围。

解 (1) 计算变压器副边电压, 根据式 (2-43) 知

$$U_2 = \frac{U_d}{0.9 \cos\alpha} = \frac{220}{0.9 \cos 10^\circ} = 248 \text{ 伏}$$

上式是依据调压调速时, $\alpha = \alpha_{\min}$, 输出电压最大值 $u_d = U_d$, 电机运行在额定转速的情况来计算的。当 α 增加时, u_d 减小, 转速则降低。

(2) 计算晶闸管的额定电压, 依据式 (2-48) 知

$$U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{2} U_2 = 248 \sqrt{2} = 350.7 \text{ 伏}$$

取安全余量系数 $K=3$ 时

$$U_H = KU_{RM} = 3 \times 350.7 = 1051 \text{ 伏}$$

可以选择额定电压为 1000 伏的元件。

(3) 确定晶闸管通态平均电流, 依据式 (2-45) 得

$$I_A = \frac{\lambda I_d}{\sqrt{2}} = \frac{2 \times 31}{\sqrt{2}} = 43.8 \text{ 安}$$

一般取安全余量系数 $K=1.5 \sim 2$, 那么

$$I_T = \frac{(1.5 \sim 2) \times 43.8}{1.57} = 41.9 \sim 55.8 \text{ 安}$$

可以选择通态平均电流为 50 安的元件, 确定晶闸管的型号为 KP-50-10。

(4) 计算变压器原、副绕组中电流, 根据式 (2-46) 可算出副绕组中电流

$$I_2 = I_d = 31 \text{ 安}$$

变压器的变比

$$K_N = \frac{U_1}{U_2} = \frac{380}{248} = 1.53$$

变压器原绕组中电流

$$I_1 = \frac{I_2}{K_N} = \frac{31}{1.53} = 20.3 \text{ 安}$$

(5) 变压器视在功率, 由式 (2-49) 得

$$S = U_2 I_2 = 248 \times 31 = 7688 \text{ 伏安} \approx 7.7 \text{ 千伏安}$$

(6) 计算控制角 α 的变化范围

电动机的电势系数

$$C_e \Phi = \frac{U_d - RI_d}{n_d} = \frac{220 - 0.4 \times 31}{1000} = 0.208 \text{ 伏分/转}$$

当 $n=200$ 转/分时, 电机电枢两端电压

$$U_d = C_e \Phi n + RI_d = 0.208 \times 200 + 0.4 \times 31 = 54 \text{ 伏}$$

根据式 (2-43) 可求得此时变流器的控制角

$$\alpha = \cos^{-1} \frac{U_d}{0.9 U_2} = \cos^{-1} \frac{54}{0.9 \times 248} = \cos^{-1} 0.242 = 76^\circ$$

所以控制角 α 的变化范围为 $10^\circ \sim 76^\circ$ 时, 可实现所要求的调速范围。

2. 负载电流 i_d 断续时电路的工作情况

在电路型式、电感量 L 选定后, i_d 是否连续取决于负载电流 i_d 及控制角 α 的大小。对应某一个控制角 α , 负载电流 i_d 下降到某一个值以后, i_d 就变为断续的了, 也就是说在加入下一组触发脉冲之前, L 中的能量已经释放完了。如图 2-19 所示, 其表现形式为晶闸管的导通角小于换流周期所对应的电角度, 在加入触发脉冲时, i_d 早已降到零。所以分析其工作过程时应抓住 i_d 的变化规律及导通角 θ 来讨论。

由图 2-19 可知, 当加入 u_{α_1} 与 u_{α_2} 时, KP_1 与 KP_2 导通以后, $u_d = u_{AB}$ 。若以此时为坐标

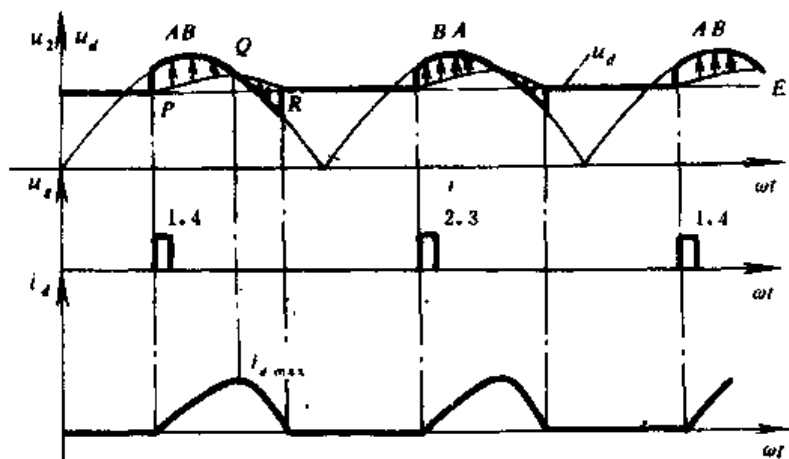


图 2-19

原点, 可列出回路电压方程

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \alpha) - E \quad (2-50)$$

由上式解得

$$i_d = Ae^{-\frac{R}{\omega L} \omega t} + \frac{\sqrt{2} U_2}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \frac{E}{R}$$

式中 φ 为阻抗角, 令 $\epsilon = \frac{E}{\sqrt{2} U_2}$, 称为转速系数, 上式可化为

$$i_d = Ae^{-\frac{\omega t}{\tau}} + \frac{\sqrt{2} U_2}{R} [\cos \varphi \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \epsilon] \quad (2-51)$$

当 $\omega t = 0$ 时, $i_d = 0$, 代入式 (2-51) 得

$$A = \frac{\sqrt{2} U_2}{R} [\epsilon - \cos \varphi \sin(\alpha - \varphi)]$$

再代入式 (2-51) 得

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{R} \{ [\epsilon - \cos \varphi \sin(\alpha - \varphi)] e^{-\frac{\omega t}{\tau}} + \cos \varphi \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \epsilon \} \quad (2-52)$$

在 i_d 下降到零时, ωt 等于导通角 θ , 代入式 (2-52), 解得计算导通角的关系式如下

$$[\epsilon - \cos \varphi \sin(\alpha - \varphi)] e^{-\frac{\theta}{\tau}} + \cos \varphi \sin(\theta + \alpha - \varphi) - \epsilon = 0 \quad (2-53)$$

由式 (2-53) 知, 此时导通角 θ 不仅与 α 、 φ 有关, 而且与 ϵ 或者说与反电势 E 有关。当 $\theta = \pi$ 时就表示负载电流是连续的。

在 α 和 φ 确定后, 给定一个 ϵ 值, 就可以由式 (2-53) 求出 θ 值, 从而可进一步按图 2-19 计算出输出电压平均值 U_d

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^\theta \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \alpha) d\omega t + E(\pi - \theta) \right] \\ &= \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\theta + \alpha) - \epsilon \theta] + E \end{aligned} \quad (2-54)$$

负载电流的平均值

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (2-55)$$

(三) 可控硅-电动机系统机械特性的计算

1. i_d 连续段的特性

根据电枢回路直流电压平衡方程式 $U_d = E + RI_d$ 可以求得特性方程

$$n = \frac{U_d}{Ce\Phi} - \frac{R}{Ce\Phi} I_d = \frac{0.9U_2 \cos \alpha}{Ce\Phi} + \frac{R}{Ce\Phi} I_d \quad (2-56)$$

它是一簇随 α 变化的平行线, 如图 2-20 所示。

2. 理想空载转速 n_0

所谓理想空载是指电机的负载转矩为零, 因而稳态时电磁转矩和电枢电流 i_d 都为零的工作情况, 它肯定处于 i_d 断续区。因为电枢电流是一个单向的脉动电流, 若平均值 $I_d = 0$, 则瞬时值必恒等于零。所以输出电压瞬时值 u_d 必始终不大于电机反电势 E ; 否则将有脉动电流 i_d 出现, 则 $I_d > 0$, 电磁转矩大于零, 而负载转矩为零, 其差值使转速上升, 反电势 E 上升, 直到 E 不小于 u_d 为止。所以当 $\alpha \leq 90^\circ$ 且触发脉冲足够宽时

$$n_0 = \frac{\sqrt{2}U_2}{Ce\Phi} \quad (2-57)$$

3. 连续区与断续区的分界点

图 2-20 中的 a, b, c 三点表示 i_d 刚好连续的临界状态。所以它们仍属于连续特性上的点, 同时它们又表示断续区中 $\theta = \pi$ 时的一种极限状态。因此, 把 $\omega t = \pi$ 时, $i_d = 0$ 的条件代入式 (2-52) 求出 ϵ 值, 由于 $E = \sqrt{2}U_2\epsilon$, 从而可求出分界点所对应的转速

$$n = \frac{E}{Ce\Phi} = \frac{\sqrt{2}U_2\epsilon}{Ce\Phi}$$

在 φ 一定时, α 不同, 求出的 ϵ 不同, 因而所对应的 n 值也不同。

4. 断续段特性

这一部分特性只能逐点求出, 而不能用一般的初等函数表述。当控制角 α 及负载阻抗角 φ 一定时, 给定一个转速 n , 并将 $\epsilon = \frac{Ce\Phi n}{\sqrt{2}U_2}$ 代入式 (2-53) 可求出导通角 θ , 从而按式 (2-54)、(2-55) 可求出 U_d 及 I_d , 按 I_d 与 n 值就可确定出断续段上某一对应点的位置。此处忽略了停止导通角 δ 的影响, 即未引入上限特性的概念。

(四) 平波电抗器的计算

平波电抗器 L 一般可以根据选定的最小连续电流 I_{dmin} 设计。

图 2-21 给出了控制角为 α 时输出电压 u_d 、负载电流 i_d 的波形。由图中可以看出, 负载电流为最小连续电流时, 也就是前述的连续与断续段分界的临界状态。 i_d 刚好连续, 即加入一组脉冲时 i_d 刚好下降到到零, $\theta = \pi$ 。由于电枢回路的电阻很小, 为简便起见, 计算 L 值时, 可以忽略电枢电阻上的电压降。于是 $U_d = E$, 从而电压瞬时值 u_d 与反电势 E 之差将决定负载电流中的交变分量。负载电流中的直流分量即为 I_{dmin} , 此时回路电压方程为

$$u_d - E = L \frac{di_d}{dt} = u_d - U_d$$

从而得

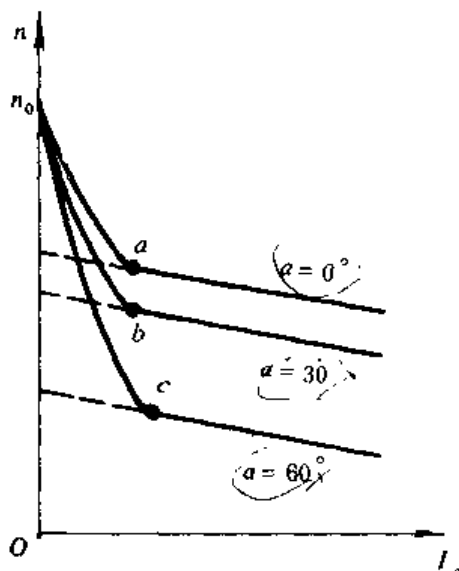


图 2-20

$$di_d = \frac{1}{\omega L} [u_d - U_d] d\omega t \quad (2-58)$$

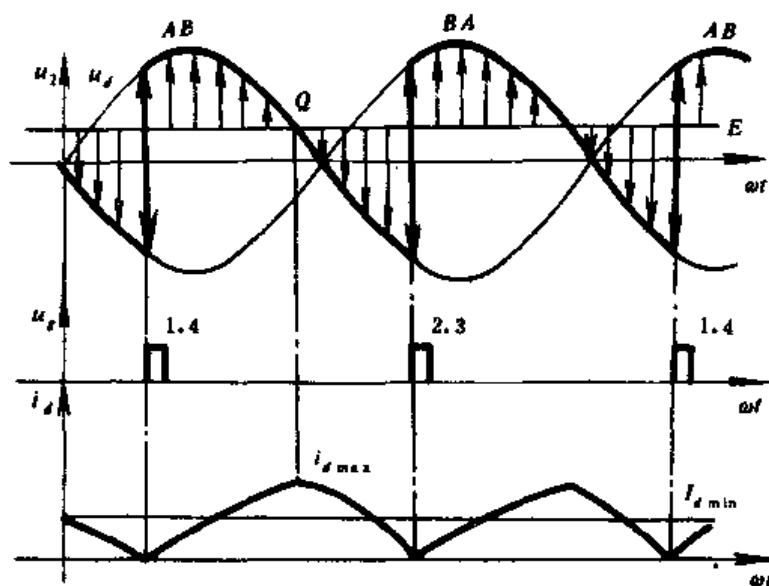


图 2-21

若将加入脉冲 u_{d1} 的时刻为原点, 此时 $i_d = 0$ 。而后, 由于 $u_d - U_d > 0$, i_d 上升, i_d 上升的值与差值电压 $(u_d - U_d)$ 的积分成正比。当 $u_d - U_d = 0$ (图中 Q 点) 时, $i_d = i_{dmax}$ 。此后, $u_d - U_d < 0$, i_d 开始下降, 下降的快慢仍与差值电压的积分成正比。由于电感 L 上的直流压降为零, 图中差值电压的积分为零, 即当加入下一组脉冲时, i_d 刚好下降到零。

由式 (2-58) 积分得

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} \left[\sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \alpha) - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha \right] d\omega t \\ &= \frac{1}{\omega L} \left[\sqrt{2} U_2 \cos \alpha - \sqrt{2} U_2 \cos(\omega t + \alpha) - \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha \right) \omega t \right] \end{aligned}$$

此式表明负载电流 i_d 在一个换流周期中, 随差值电压的积分即图中阴影部分的面积而变化。据此可以求出负载电流的平均值

$$\begin{aligned} I_{dmin} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_d d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi \omega L} \int_0^{\pi} \left[\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha) - \frac{2 \cos \alpha}{\pi} \omega t \right] d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi \omega L} [\pi \cos \alpha - \sin(\pi + \alpha) + \sin \alpha - \pi \cos \alpha] \\ &= \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi \omega L} U_2 \sin \alpha \end{aligned}$$

从而

$$L = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega I_{dmin}} U_2 \sin \alpha$$

由此式看出 L 与 α 有关, 也就是与差值电压即输出电压 u_d 的脉动大小有关, 当 $\alpha = 90^\circ$ 时, 脉动最大。所以当 I_{dmin} 给定时, 为使 i_d 连续所需要的电感量 L 也大。为了保证负载电流为 I_{dmin}

时电流一定连续, 应按 $\alpha=90^\circ$ 时选择平波电抗器的电感量。这样一来, 在 $\alpha<90^\circ$ 时, i_d 一定连续, 其特性中的连续段区间随 α 的减小而扩大。因而图 2-20 中 a, b, c 中三点所对应的负载电流是依次增大的。

根据上述分析, 应按下式选择电感量

$$\begin{aligned} L &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi\omega} \frac{U_2}{I_{d\min}} = 2.866 \frac{U_2}{I_{d\min}} \times 10^{-3} \text{ 亨} \\ &= 2.866 \frac{U_2}{I_{d\min}} \text{ 毫亨} \end{aligned} \quad (2-59)$$

第三节 单相半控桥式整流电路

从全控桥式电路可以看出负载电流必须经过共阴极与共阳极组各一个元件才能形成通路, 因而只要控制其中一个即可实现控制作用。

因此为了使电路及控制更为简单, 常采用半数元件为晶闸管, 是可控的, 另一半用不可控的二极管, 构成半控桥式整流电路。最常用的是图 2-22 所示的形式, 它的共阳极组采用了二极管, 若上下两个桥臂采用二极管也是可以的。图 2-22 所示电路的优点是晶闸管的阴极接在一起, 它们的触发信号便具有了公共点, 触发电路设计上更为方便。

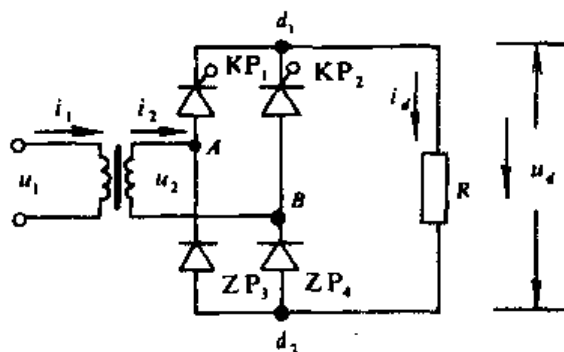


图 2-22

一、电阻负载

负载为纯电阻的电路如图 2-22 所示。各个量的波形图绘于图 2-23, 它们与全控桥式电路中对应的波形大部分相同, 差别主要在于晶闸管、二极管所承受的电压波形有所不同。这是因为共阳极组采用了二极管, 它所承受的正向电压不大于 0.7 伏特, 因此分析电路和画波形图时常常将它忽略不计。由此可知, 该电路共阳极点 d_2 的电位恒等于 A, B 两点中较低一点的电位。

在加入 u_{g1} 与 u_{g2} 之前, 四个元件均关断。这时 $i_d=0$, $u_d=0$, $u_{d1}=u_{d2}=u_B$, 所以 KP_1 承受的电压 $u_{k1}=u_{AB}$, ZP_4 承受的电压 $u_{z4}=0$, 如图 2-23 所示。当加入 u_{g1} 时, KP_1 导通, 从而使 ZP_4 承受正向电压而导通。它们导通后, $u_{d1}=u_A$, $u_{d2}=u_B$, $u_d=u_{AB}$, 于是立即产生负载电流 i_d , 其波形与 u_d 相似。当 u_d 过零时, $i_d=0$, KP_1 与 ZP_4 关断。从而四个元件又均关断, 此时 $u_{BA}>0$, $u_{d1}=u_{d2}=u_A$, 所以 $u_{k1}=0$, $u_{z4}=u_{AB}<0$ 。

在加入 u_{g2} 时, $u_{k2}=u_{AB}>0$, KP_2 与 ZP_3 导通, 从而 $u_{d1}=u_B$, $u_{d2}=u_A$, $u_d=u_{BA}$, 再次产生负载电流 i_d , 其波形仍与 u_d 相似。当 $u_d=0$ 时, $i_d=0$, KP_2 与 ZP_3 关断。它们关断后, 由于 $u_{AB}>0$, $u_{d1}=u_{d2}=u_B$, 与前述加入 u_{g1} 之前的状态相同, 因而此后将重复上述过程。

由上述分析知, 输出到负载两端的电压 u_d 如图 2-23 所示, 与图 2-11 所示全控桥式电路给电阻负载供电时完全相同。因而半控桥式电路给电阻负载供电时负载电流 i_d 、流过各元件的电流以及变压器绕组中电流波形均与图 2-11 所示全控桥式电路给电阻负载供电时相应的波形应该完全相同, 所以图 2-23 中未画出。但晶闸管承受电压波形则不同, 如图 2-23 所示, 当 $\alpha \geq 90^\circ$ 时, 晶闸管承受的最大正向电压为电源电压幅值, 比全控桥时大一倍。

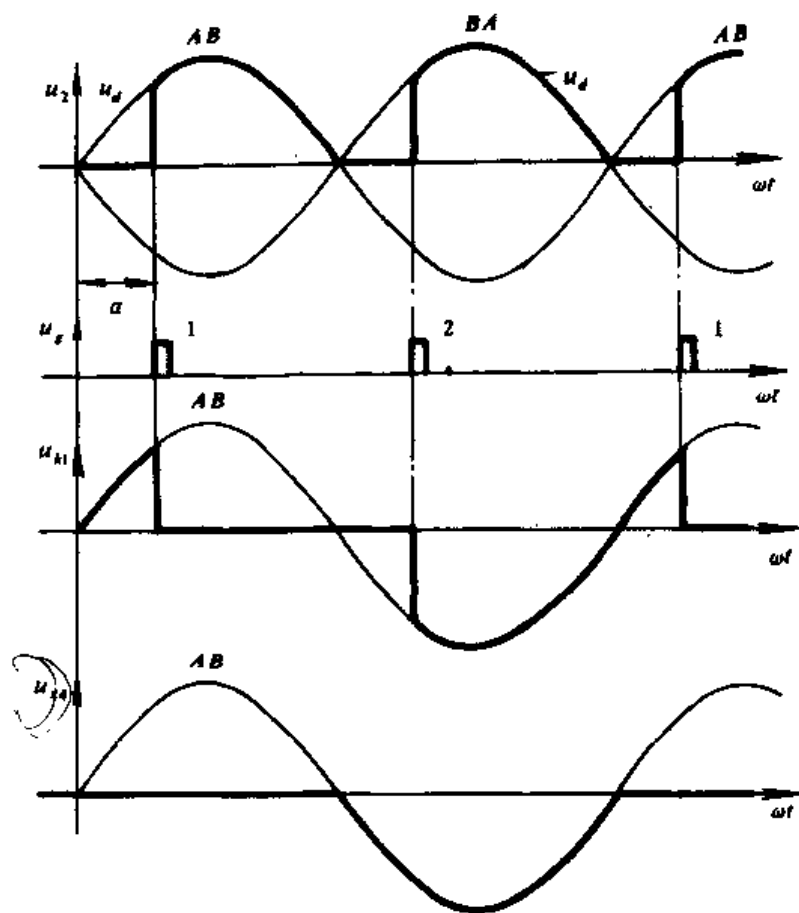


图 2-23

从对上述各量的波形分析知, 完全可以利用公式 (2-18) ~ (2-22) 来确定变压器参数和晶闸管定额。二极管的电压与电流定额可以按与晶闸管定额相同来选择。

二、电感负载

电路如图 2-24 所示, 感性负载分别用 R, L 表示。一般情况下, $\omega L \gg R$, 可近似认为 $i_d = I_d$ 。特别是对于确定元件定额来说, 这样假定引起的误差很小, 因为此时负载电流平均值很大, 脉动成分很小了。

(一) 半控桥式电路的工作特点

所谓半控桥式电路的特点是与全控桥式电路相比而言的。在它们分别给感性负载供电时, 才比较明显地表现出半控桥式电路的特点。

1. 半控桥式电路不管桥臂元件是否导通, 共阳极点的电位始终等于 A, B 两点中较低一点的电位。

2. 有自然续流作用: 如加入 u_g 之前, 由于 $\omega L \gg R$, L 中的能量尚未释放完, $i_d > 0$, KP_2 不会关断, 而当 $u_{AB} > 0$ 时, 共阳极组必然是 ZP_1 导通, 所以负载电流经过 KP_2 与 ZP_1 流通而不经电源, 靠负载电感 L 释放能量维持电流, 称为续流。此时没有另加续流二极管构成续流通路, 而靠原桥臂元件续流, 通常称

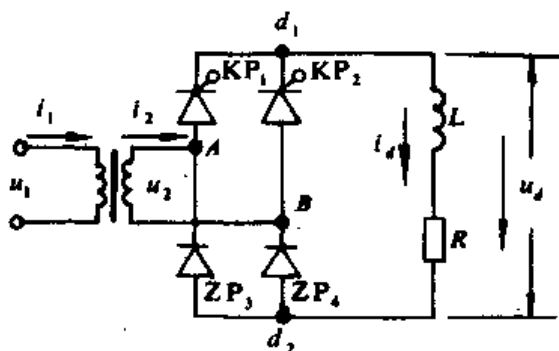


图 2-24

为自然续流。

3. 半控桥式电路输出电压无负半波：由于 u_d 一旦过零，续流就开始了。续流时， $u_{d1} = u_{d2}$ ，等于电源 A 、 B 两端较低一点的电位， $u_d = 0$ 。

(二) 电路的换流过程分析

图 2-25 给出了 i_d 为常数时，各个电量的波形图。

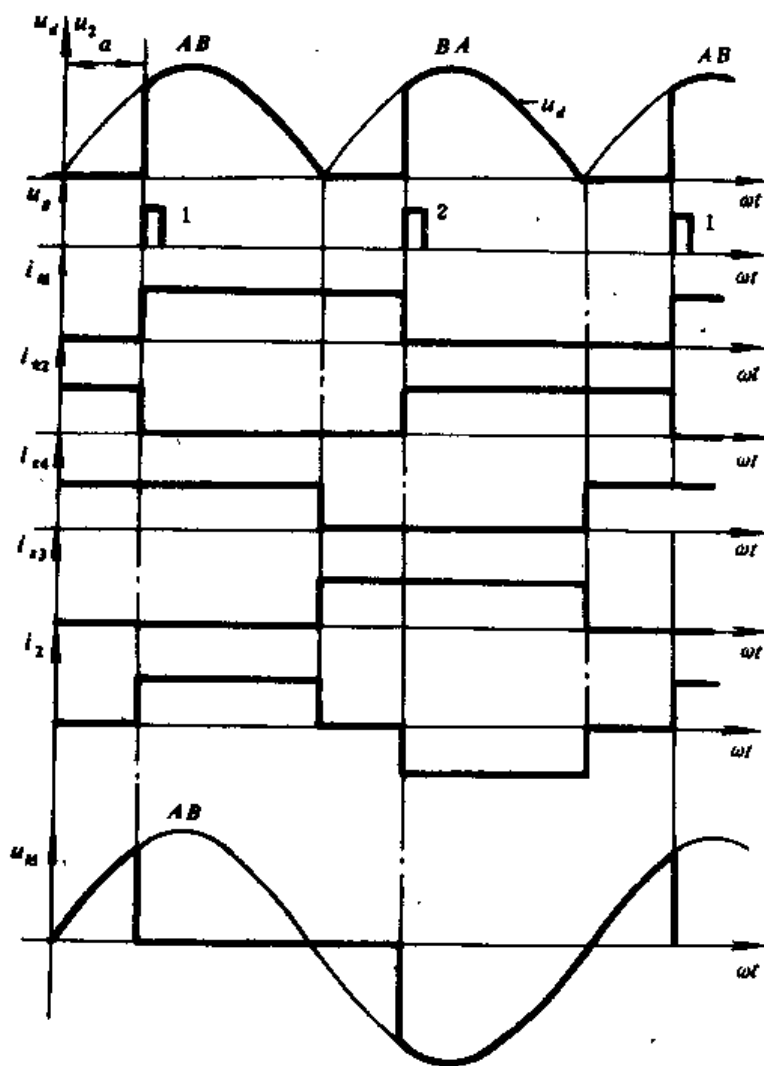


图 2-25

由于加入 u_{s1} 之前， KP_2 与 ZP_4 续流， $u_{d1} = u_{d2} = u_B$ 。当加入 u_{s1} 时， KP_1 承受的电压 $u_{k1} = u_{AB}$ ，此时 $u_{AB} > 0$ ， KP_1 承受正向电压被触发导通，则 $u_{d1} = u_A$ ， $u_d = u_{AB}$ 。原导通的 KP_2 受反向电压被强迫关断。当 u_d 过零变负时， $u_B > u_A$ ， ZP_3 受正向电压导通， $u_{d2} = u_A$ ， ZP_4 受反向电压 u_{AB} 关断，进入 KP_1 与 ZP_3 的续流阶段，这时 $u_d = 0$ 。从上面分析看出，共阴极组晶闸管仍为触发换流；而共阳极组二极管是不可控的，当电源电压过零时立即换流。当加入 u_{s2} 时 KP_2 与 KP_1 换流， $u_d = u_{BA}$ 。 u_d 过零时， ZP_4 与 ZP_3 换流，进入 KP_2 与 ZP_4 的续流阶段。再加入 u_{s1} 时，电路重复上述过程。在每个周期中，每组两个元件轮流导通 180° 。

(三) 半控桥式电路的失控现象及其危害和克服的办法

当正在工作的电路触发脉冲信号丢失时，如 KP_2 的触发电路脉冲输出线断了，就如图 2-26 所示， u_{s2} 突然消失。在输出电压 $u_d = u_{AB}$ 过零后，电路进入续流阶段，如果 $\omega L \gg R$ ，而

且直到 u_{AB} 过零变正时, 电感 L 中的能量尚未释放完了, 也就是说续流电流一直存在。那么, 当 $u_{AB} > 0$ 时, ZP_3 与 ZP_4 自然换流, $u_d = u_{AB}$, 电流 i_d 又上升, 电源给 L 补充能量。而在 u_{d1} 加入时, 由于 KP_1 已导通, 它不起作用, 电路的工作状态不变。当 u_{AB} 过零变负时, ZP_4 与 ZP_3 再次换流, 又进入 KP_1 与 ZP_3 续流阶段。如此重复下去。这样一来, 原来导通的晶闸管 KP_1 一直导通, 两个二极管将轮流导通, 输出电压 u_d 为半波电压, 如图 2-26 所示。在这种情况下, 即使改变控制角 α , 也不能起控制作用, 这种现象称为失控。

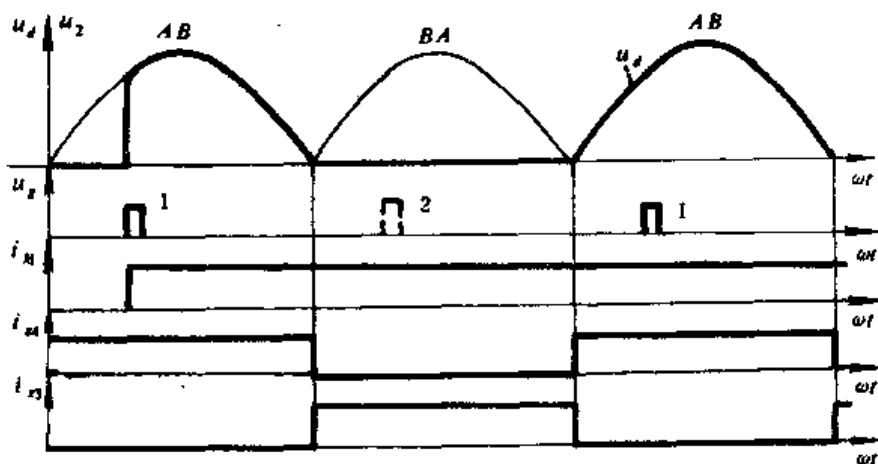


图 2-26

从分析知, 此时 u_{d1} 已不起作用, 如果 u_{d1} 与 u_{d2} 同时突然消失, 也会失控。在操作过程中, 为使输出电压 u_d 降到零, 停止工作, 必突然使脉冲移至 $\alpha = 180^\circ$ 处, 相当于两个脉冲突然消失, 电路也发生失控现象。因而, 半控桥式电路虽有自然续流作用, 也不能正常工作。为防止失控现象的发生, 可以采用加续流二极管 ZP_R 的办法, 电路如图 2-27 所示。

发生失控现象时, 由于原导通的晶闸管一直导通, 其电流有效值 I_K 将增加 $\sqrt{2}$ 倍, 从而由于过热而将它烧毁。

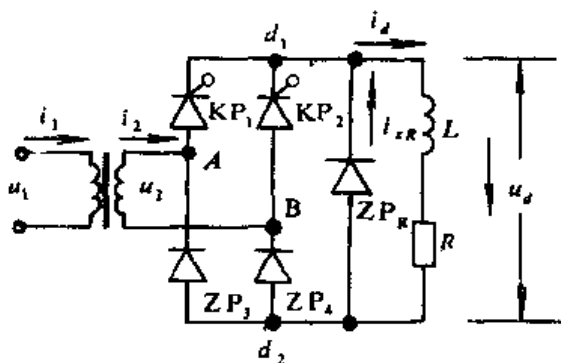


图 2-27

(四) 带续流二极管的半控桥式整流电路的工作原理及失控现象的消除

由于接入了 ZP_R , 在加入 u_{d1} 之前, 续流电流经过 ZP_R , 而不再流经桥臂中的元件, KP_1 与 ZP_3 不承受足够的正向电压, 所以是关断的。但共阳极点 d_2 的电位仍等于较低一点电位, 即 $u_{d1} = u_{d2} = u_R$, 如图 2-28 所示。在加入 u_{d1} 时, KP_1 承受的电压 $u_{K1} = u_{AB} > 0$, KP_1 可以被触发导通。它导通后, $u_{d1} = u_A$, ZP_R 受反向电压 ($u_{BA} < 0$) 而关断, ZP_4 受正向电压导通, 负载电流流经 ZP_R , $u_d = 0$, $u_{d1} = u_{d2} = u_A$, KP_1 与 ZP_4 关断。此时由于桥臂各元件及变压器绕组中均无电流, 即使脉冲丢失, 也不会出现失控现象。电感 L 中的能量经 ZP_R 放完之后, 电路便停止工作。

若无丢失脉冲现象, 电路则正常工作。在加入 u_{d2} 时, KP_2 承受电压 $u_{K2} = u_{BA} > 0$, 所以 KP_2 导通, 则 $u_{d1} = u_B$, ZP_R 承受电压 $u_{2R} = u_{AB} < 0$, 它将关断, 而 ZP_3 承受正向电压导通, u_d

$=u_{BA}$, 当 u_d 过零变负时, ZP_R 导通, 又进入续流阶段。KP₂ 与 ZP₃ 不再承受足够的正向电压, 电流下降到零时刻关断。再加入 u_{g_1} 时, 电路进入下一个工作循环。

在 $i_d \approx I_d$ 时, 各元件中的电流、续流二极管中的电流以及变压器副边电流的波形如图 2-28 所示。从图可知, 续流二极管不但可以防止失控现象发生, 而且还减轻了桥臂元件的电流负担。晶闸管承受的电压波形与图 2-25 相同; 二极管承受的电压波形与图 2-23 相同。

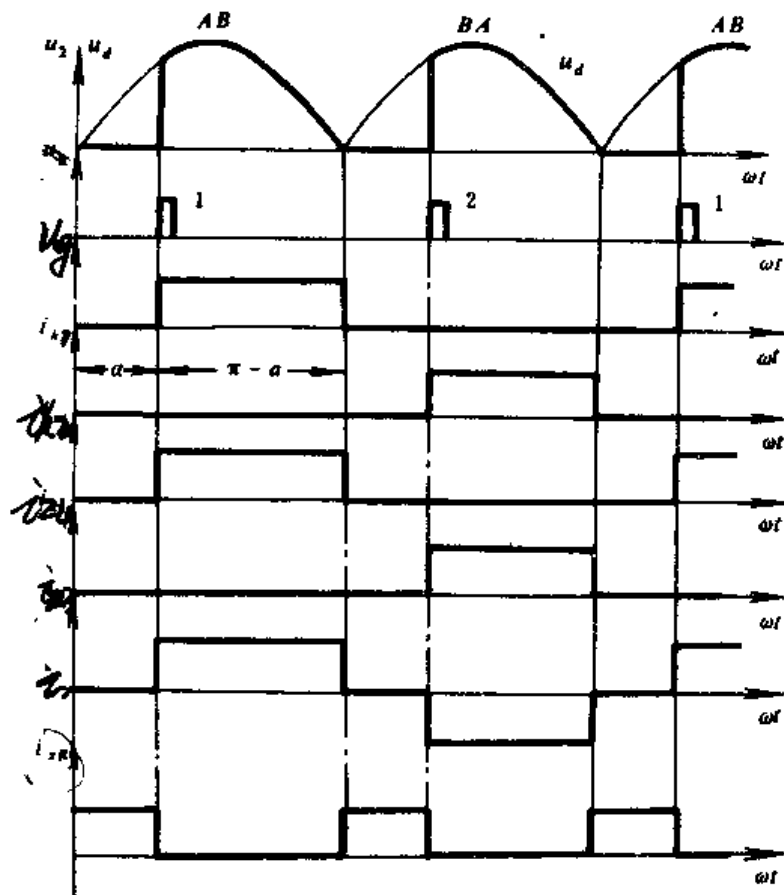


图 2-28

由有关各波形图可以计算出各量之间的基本数量关系:

1. 输出电压平均值

比较图 2-28 与图 2-25 可知, 两者 u_d 波形完全相同, 所以

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2} = 0.45 U_2 (1 + \cos\alpha) \quad (2-60)$$

2. 流过桥臂各元件的电流有效值

由图 2-28 知, 流过晶闸管与桥臂二极管的电流波形都是宽度为 $\pi - \alpha$ 的方波, 所以

$$I_k = I_z = \sqrt{\frac{(\pi - \alpha) I_d^2}{2\pi}} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (2-61)$$

式中, $I_d = U_d / R$ 为负载电流平均值; I_k 与 I_z 分别为晶闸管与桥臂二极管的电流有效值。

由式 (2-60) 与 (2-61) 知, α 越小, U_d 越大, 则 I_d 越大, I_k 与 I_z 也越大, 所以选择元件时应按最小的控制角计算。

3. 续流二极管中的电流有效值

由图 2-28 知

$$I_{ZR} = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} I_d = 0.45 \frac{U_2}{R} (1 + \cos \alpha) \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}}$$

由上式知, I_{ZR} 与 α 大小有关, 但不是单调上升, 因为 α 上升时, I_d 减小。由 $\frac{dI_{ZR}}{d\alpha} = 0$ 解得 $\alpha = 55^\circ = 0.96$ 弧度, 代入上式得

$$I_{ZR} = 0.39 \frac{U_2}{R} = 0.44 I_{d_0} \quad (2-62)$$

式中, I_{d_0} 为 $\alpha = 0^\circ$ 时的负载电流平均值。

应当说明的一点是, 式 (2-62) 虽然给出了正常情况下, 续流二极管可能流过的电流的最大值。但是为了能可靠地工作, 不能以此为依据选择元件。这是因为在 α 值较小, 输出电压及负载电流 I_d 较大时, 如果发生触发脉冲丢失的现象, 续流二极管中将在数个周期中一直流过接近最大的负载电流, 因此选择元件时应考虑这一因素。

4. 桥臂元件承受的最大电压

由图 2-25 及图 2-23 可知, 晶闸管承受的最大正向、反向电压以及二极管承受的最大反向电压, 均为电源电压幅值, 即

$$U_{FM} = U_{RM} = U_{2M} = \sqrt{2} U_2 \quad (2-63)$$

5. 变压器副绕组中电流有效值

$$I_2 = \sqrt{\frac{(\pi - \alpha) I_d^2}{\pi}} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} I_d \quad (2-64)$$

6. 变压器视在功率

由图 2-28 知, 变压器副绕组中电流无直流分量, 当忽略变压器损失时, 原、副边功率相等, 即

$$S = S_1 = S_2 = U_2 I_2 \quad (2-65)$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, 代入上述各式求得: $u_{d_0} = 0.9 U_2$, $I_{d_0} = 0.9 U_2 / R$, $I_k = I_x = I_{d_0} / \sqrt{2}$, $I_2 = I_{d_0}$, $S = 1.11 U_{d_0} I_{d_0}$ 。可见此电路变压器利用率也是很高的。

可以根据负载要求的 U_d 变化范围和负载电阻的大小, 按式 (2-60) ~ (2-65) 选择变压器参数及元件定额。

例题 如图 2-27 所给原理电路, 已知 $R = 1$ 欧, $L = 0.1$ 亨, 负载要求端电压能在 100 ~ 200 伏连续可调, 给定电网电压为 380 伏, $\alpha_{\min} = 15^\circ$, 试确定变压器参数并选择电路中各元件的定额。

解 当 $\alpha_{\min} = 15^\circ$ 时, 应能输出负载要求的最高电压 (220 伏), 而后增加 α , 使 U_d 下降, 达到要求的 100 伏。

1. 计算 U_2 , 依据式 (2-60) 可求得

$$U_2 = \frac{U_d}{0.45(1 + \cos \alpha)} = \frac{220}{0.45(1 + \cos 15^\circ)} = 226.1 \text{ 伏}$$

因而, 变压器变比

$$K_N = \frac{U_1}{U_2} = \frac{380}{226.1} = 1.68$$

2. 确定晶闸管电压定额, 依据式 (2-63) 得

$$U_{FM} = U_{RM} = 226.1 \sqrt{2} = 319.8 \text{ 伏}$$

$$U_H = KU_{RM} = (2 \sim 3) \times 319.8 = 639.6 \sim 959.4 \text{ 伏}$$

可选 $U_H = 900$ 伏的晶闸管。

3. 确定晶闸管的电流定额, 应按负载电流最大值确定元件的电流定额, 当 U_d 最大时, I_d 最大, 所以

$$I_d = \frac{220}{1} = 200 \text{ 安}$$

按式 (2-61) 得

$$I_k = \sqrt{\frac{(\pi - \alpha)}{2\pi}} I_d = \sqrt{\frac{180^\circ - 15^\circ}{360^\circ}} \times 200 = 135.4 \text{ 安}$$

$$I_T = \frac{KI_k}{1.57} = \frac{(1.5 \sim 2) \times 135.4}{1.57} = 129.4 \sim 172.5 \text{ 安}$$

按国家标准只有 100 安、200 安元件, 中间无其它等级, 所以应选 $I_T = 200$ 安的元件。从而可确定晶闸管型号为 KP-200-9。

由式 (2-63) 及 (2-61) 知, 桥臂二极管定额应选为与晶闸管相同, 即可选 ZP-200-9 型号元件。

4. 续流二极管的选择, 它承受的最大反向电压为 u_d 的最大值, 也等于电源电压幅值, 所以电压定额也应选为 900 伏。考虑到出现危险状态时, 它可能连续流过 200 安的最大电流, 此时为失控状态, 电路处于续流状态, 不可能产生任何冲击使 I_d 增大, 所以不必再考虑留安全余量。所以

$$I_{ZR} = I_{dmax} = 200 \text{ 安}$$

因而可选与桥臂二极管同一型号的元件。

5. 计算变压器原边、副边电流有效值, 按式 (2-64) 算得

$$I_2 = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} I_d = \sqrt{\frac{180^\circ - 15^\circ}{180^\circ}} \times 200 = 191.5 \text{ 安}$$

原绕组中电流

$$I_1 = I_2 / K_N = 114 \text{ 安}$$

6. 计算变压器视在功率, 按式 (2-65) 算得

$$S = U_2 I_2 = 226.1 \times 191.5 = 43298 \text{ 伏安} \approx 43.3 \text{ 千伏安}$$

三、反电势负载

由半控桥式电路的特点知, 输出电压无负半波, 所以其平均值恒为正值。当反电势负载为电动机时, 若不要求转速反向, 为使电路简单, 通常可用半控桥式电路, 而不用全控桥式电路 (图 2-29)。由第五章的介绍将可知, 电动机要求正、反转时, 就必须用全控桥式整流电路。

与全控桥式电路一样, 为减小负载电流 i_d 脉动, 扩大电流连续段的区间, 以利于电机

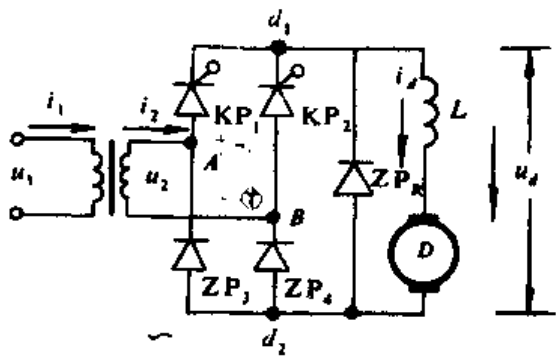


图 2-29

的工作,一般均串入平波电抗器 L 。为防止失控现象发生,在负载两端也并联有续流二极管,电路如图 2-29。当 L 选定后,随着负载电流 I_d 的变化,同样存在 i_d 连续与断续两种状态,道理与前述相同。

(一) 负载电流连续时电路的工作情况

由于 i_d 连续,其阴极组的晶闸管仍由触发脉冲控制其换流,共阳极组二极管为电源电压 u_a 过零时自然换流,与感性负载时完全相同,因而 u_{d1} 、 u_d 、 u_{d2} 的变化规律也相同。这时电枢反电势 E 并不影响元件换流的时刻。

由于 i_d 连续,当然每个时刻都应有元件导通,由于加了续流二极管,因而在 u_d 过零进入续流阶段时为续流二极管续流,而不是经桥臂元件续流。

在加入 u_{k1} 之前,如图 2-30 所示,为经 ZP_R 续流阶段,这时输出电压 $u_d = 0$, $u_{d1} = u_{d2} = u_a$ 。在加入 u_{k1} 时, $u_{k1} = u_{a1} > 0$,因而 KP_1 导通。 KP_1 导通后, $u_{d1} = u_A$, ZP_R 受反压关断, ZP_L 受正向电压导通, $u_a = u_{a1}$ 未变化, $u_d = u_{d1}$ 。由回路电压方程

$$u_a = u_{d1} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E$$

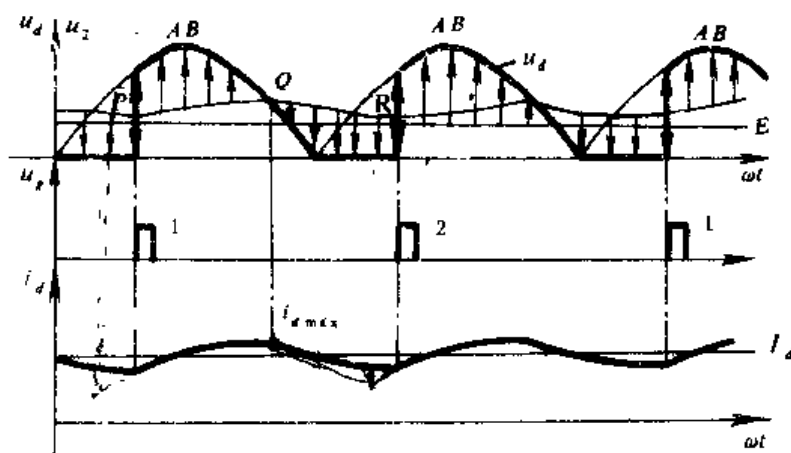


图 2-30

知, i_d 也必经过上升、达最大值、再下降的过程,直到 u_d 过零变负时, ZP_R 导通, KP_1 与 ZP_L 关断,进入续流阶段。从而 $u_d = 0$, $u_{d1} = u_{d2} = u_a$ (电源较低一点电位)。回路电压方程为

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E = 0$$

完全靠 L 放出能量维持负载电流

当加入 u_{k2} 时, $u_{k2} = u_{a2} > 0$, KP_2 由阻断状态转为导通状态, d_1 点的电位由 u_A 变为 u_B , 使 ZP_R 受反向电压关断, ZP_L 受正向电压导通, u_{d2} 仍等于 u_A , $u_d = u_{a2}$ 。 u_d 的跃变,使 i_d 由下降转为上升,电感电压降由负变为正,如图中阴影部分所示。此后,由回路电压方程知, i_d 变化规律将与第一个换流周期相同,当 u_{a2} 过零时,再次进入 ZP_R 续流阶段。再加入 u_{k1} 时,电路开始下一个工作循环。

由于元件换流, u_{d1} 、 u_{d2} 的变化与感性负载时相同。因而元件承受的电压波形、流过每个元件的电流波形,变压器绕组中电流波形均与电感负载时相同。应再次指出,此时 I_d 的大小是由电机轴上转矩大小决定,这一点与感性负载时不同。

(二) I_d 较小, i_d 断续时电路的工作情况。

L 选定以后, 由于 I_d 较小, L 中储存能量较小, 在加入 u_{g1} 之前能量已全部放完, 即 i_d 已下降到零。但由于电机惯性较大, 转速 n 和反电势 E 仍可认为基本未变, 所以此时负载回路中, 电阻、电感压降为零, $u_d = E$, 如图 2-31 所示。

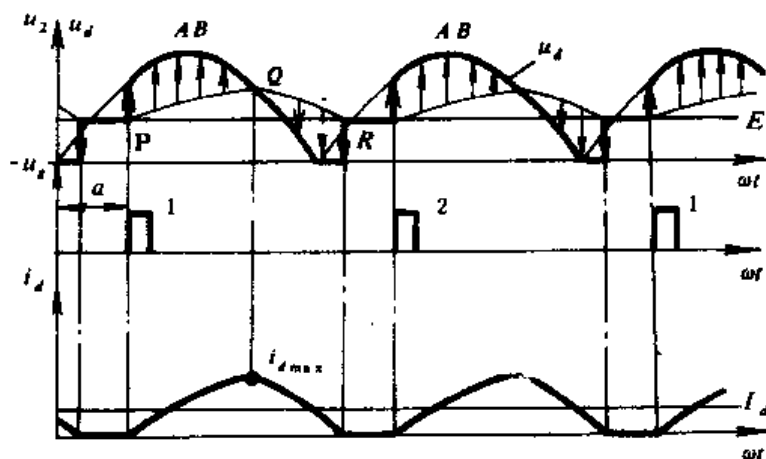


图 2-31

在加入 u_{g1} 时, 由于 $u_{AB} > E$, KP_1 与 ZP_4 承受正向电压导通。从而, $u_{d1} = u_A$, $u_{d2} = u_B$, $u_d = u_{AB}$, 这时可以列出回路电压方程如下

$$u_d = u_{AB} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E$$

该方程的形式与 i_d 连续时相同, 只是初始条件不同, i_d 从零开始上升。到 Q 点时, $u_d = E + Ri_d$, 表明 i_d 已上升到最大值, $L \frac{di_d}{dt} = 0$ 。此后, 由于 u_d 下降, 当 u_d 过零变负时, 若 L 中的能量尚未释放完了, ZP_R 受正向电压导通, 电路仍可进入续流阶段。这时完全靠电感 L 放出的能量维持负载电流, 直到 L 中的能量释放完了, $i_d = 0$ 时, ZP_R 关断, 如图中 R 点所对应的时刻。 ZP_R 关断后, $u_d = E$ 。至于是否存在续流阶段, 是由 I_d 的大小决定的。若 I_d 很小, u_d 尚未过零前 L 中的能量已放完, 而输出电压 $u_d < E$, 使元件承受反向电压而关断。

在加入 u_{g2} 时, 由于 $u_{BA} - E > 0$, 则 KP_2 与 ZP_3 受正向电压而导通。它们导通后, $u_{d1} = u_B$, $u_{d2} = u_A$, $u_d = u_{BA}$, 那么, 将得到与第一个换流周期相同的回路电压方程, 因而, 电路的各量的变化规律与第一个换流周期相同。

(三) 平波电抗器的计算

这里仍按给定的最小连续电流 I_{dmin} 选择电枢回路的电感量。为简单起见, 忽略电枢回路的电阻, 在图 2-32 中, 画出了与 I_{dmin} 对应的 i_d 处于连续与断续的临界状态下的 u_d 与 i_d 的波形。以加入 u_{g1} 的时刻为原点时, 列出回路电压方程为

$$L \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \alpha) - E \quad (0 \leq \omega t \leq \pi - \alpha) \quad (2-66)$$

$$L \frac{di_d}{dt} = -E \quad (\pi - \alpha \leq \omega t \leq \pi) \quad (2-67)$$

忽略电枢电阻电压降时, $E = U_d \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha)$ 。在 $\omega t = 0 \sim \pi - \alpha$ 区间, 由式(2-66)

解得

$$L \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \alpha) - \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 + \cos \alpha)$$

$$di_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{\omega L} \left[\sin(\omega t + \alpha) - \frac{1 + \cos \alpha}{\pi} \right] d\omega t \quad (2-68)$$

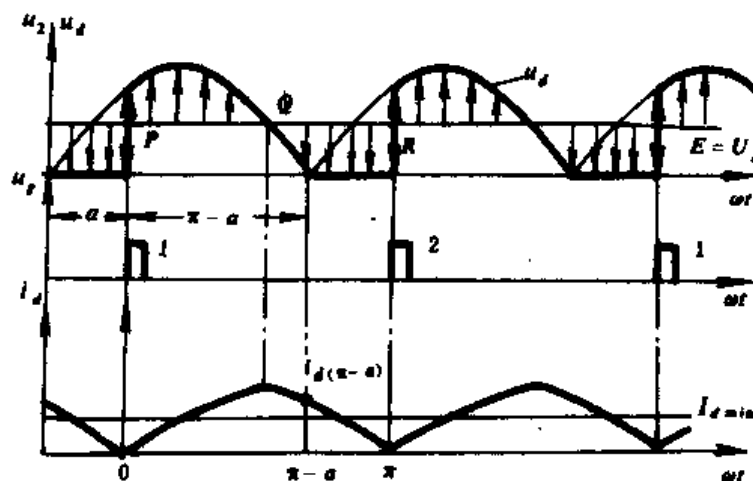


图 2-32

由式 (2-68) 积分, 并考虑 $\omega t=0$ 时 $i_d=0$ 的初始条件, 可得到任意时刻 ωt 时的负载电流 i_d 的表达式为

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{\omega L} \left[\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha) - \frac{1 + \cos \alpha}{\pi} \omega t \right] \quad (2-69)$$

当 $\omega t = \pi - \alpha$ 时, 由式 (2-69) 得

$$i_d(\pi - \alpha) = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi \omega L} \alpha (1 + \cos \alpha)$$

在 $\omega t = \pi - \alpha \sim \pi$ 区间, 由式 (2-67) 得

$$L \frac{di_d}{dt} = -\frac{\sqrt{2}}{2} U_2 (1 + \cos \alpha)$$

$$di_d = -\frac{\sqrt{2} U_2}{\pi \omega L} (1 + \cos \alpha) d\omega t \quad (2-70)$$

由式 (2-70) 积分得

$$i_d = -\frac{\sqrt{2} U_2}{\pi \omega L} (1 + \cos \alpha) \omega t + C$$

当 $\omega t = \pi - \alpha$ 时, $i_d = i_d(\pi - \alpha)$ 代入上式解得 $C = \frac{\sqrt{2} U_2}{\omega L} (1 + \cos \alpha)$, 所以

$$i_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{\omega L} (1 + \cos \alpha) \left(1 - \frac{\omega t}{\pi} \right) \quad (2-71)$$

根据图 2-32 及式 (2-69)、(2-71) 知

$$I_{dmin} = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi \omega L} \int_0^{\pi-\alpha} \left[\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha) - \frac{1 + \cos \alpha}{\pi} \omega t \right] d\omega t$$

$$+ \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi \omega L} \int_{\pi-\alpha}^{\pi} (1 + \cos \alpha) \left(1 - \frac{\omega t}{\pi} \right) d\omega t$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi\omega L} \left[(\pi - \alpha)\cos\alpha + \sin\alpha - \frac{1 + \cos\alpha}{2\pi}(\pi - \alpha)^2 \right. \\
&\quad \left. + (1 + \cos\alpha)\alpha + \frac{1 + \cos\alpha}{2\pi}(\pi - \alpha)^2 - \frac{\pi(1 + \cos\alpha)}{2} \right] \\
&= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi\omega L} \left[\sin\alpha + (\pi - \alpha)\cos\alpha - \frac{\pi - 2\alpha}{2}(1 + \cos\alpha) \right] \\
&= \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi\omega L} \left(\frac{\pi}{2}\cos\alpha + \sin\alpha - \frac{\pi - 2\alpha}{2} \right)
\end{aligned}$$

从此式得

$$L = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi\omega I_{d\min}} \left(\frac{\pi}{2}\cos\alpha + \sin\alpha - \frac{\pi - 2\alpha}{2} \right) \quad (2-72)$$

令 $\frac{dL}{d\alpha} = 0$, 由式 (2-72) 得

$$-\frac{\pi}{2}\sin\alpha + \cos\alpha + 1 = 0 \quad (2-73)$$

由式 (2-73) 可求得

$$\alpha = \sin^{-1} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4}}} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{2}{\pi} = 65^\circ \quad (2-74)$$

此式表明, $I_{d\min}$ 给定之后, 为了保持 i_d 连续, 在 $\alpha = 65^\circ$ 时 u_d 脉动最大, 需要的电感量 L 最大, 将 $\alpha = 65^\circ$ 代入式 (2-72) 得

$$L = 1.62 \frac{U_2}{I_{d\min}} \times 10^{-3} \text{ 亨} = 1.62 \frac{U_2}{I_{d\min}} \text{ 毫亨} \quad (2-75)$$

(四) 定量计算的说明

在反电势负载的情况下, 按 $I_{d\min} = 3 \sim 10\% I_{ed}$ 选定 L 值之后, 在 $I_d \geq I_{ed}$ 时, 就可以忽略负载电流 i_d 中较小的脉动成分, 近似认为 $i_d = I_d$. 此时输出电压 u_d 、各元件和变压器绕组中的电流以及各元件承受的电压波形均与电感负载时相同, 如图 2-28 所示。因而各个量之间的基本数量关系也与式 (2-60) ~ 式 (2-65) 相同, 这说明可以利用这些关系式确定变压器及元件的参数。但应注意到选元件时令 $I_d = I_Q = \lambda I_{ed}$, 而选变压器参数时 $I_d = I_{ed}$. 此处 I_{ed} 与 I_Q 分别为电机的额定电流与起动电流。

例题 某直流调速系统用一台额定参数为: $P_{ed} = 1$ 千瓦、 $u_{ed} = 220$ 伏, $I_{ed} = 5.5$ 安的直流电动机驱动。若电网电压为 380 伏, 采用单相半控桥式整流电路供电, 且给定 $I_{d\min} = 0.5$ 安, 试计算电枢回路总电感 L 的大小, 并确定变压器的参数及各元件的定额。

解 选择 $\alpha_{\min} = 0^\circ$, 此时输出电压最大应等于电机额定电压, 由式 (2-60) 可以计算出变压器副边额定电压

$$U_2 = \frac{U_{ed}}{0.9} = \frac{220}{0.9} = 245 \text{ 伏}$$

晶闸管承受的最大正、反向电压及二极管承受的最大反向电压可由式 (2-63) 求得

$$U_{FM} = U_{RM} = U_{ZM} = \sqrt{2}U_2 = 245\sqrt{2} = 346.5 \text{ 伏}$$

令安全余量系数 $K = 3$ 时

$$U_H = KU_{FM} = 3 \times 346.5 = 1039 \text{ 伏}$$

可选择额定电压为 1000 伏的元件。

当选择起动电流过载倍数 $\lambda=2$ 时, 晶闸管及桥臂二极管的电流有效值, 由式 (2-61) 求得

$$I_A = I_T = \frac{I_Q}{\sqrt{2}} = \frac{\lambda I_{ed}}{\sqrt{2}} = \frac{2 \times 5.5}{\sqrt{2}} = 7.78 \text{ 安}$$

选择电流安全余量系数 $K=2$, 元件通态平均电流

$$I_T = \frac{2 \times 7.78}{1.57} = 9.9 \text{ 安}$$

取 $I_T=10$ 安, 可以选用 KP-10-10 型号的晶闸管。相应地桥臂二极管为 ZP-10-10。

变压器原边额定电压等于电网电压即 $U_1=380$ 伏, 因而变压器的变比为

$$K_N = \frac{U_1}{U_2} = \frac{380}{245} = 1.55$$

变压器副绕组中的电流

$$I_2 = I_{ed} = 5.5 \text{ 安}$$

变压器原绕组中的电流

$$I_1 = I_2/K_N = 3.55 \text{ 安}$$

变压器的视在功率

$$S = U_2 I_2 = 245 \times 5.5 = 1348 \text{ 伏安}$$

由式 (2-75) 可求出电枢回路总电感为

$$L = 1.62 \frac{U_2}{I_{dmin}} = 1.62 \times 245/0.5 = 0.8 \text{ 亨}$$

考虑到电机运行在额定负载时突然停发脉冲, 使电路进入续流状态, 电感储存的能量通过二极管 ZP_R 释放, 由于 I_d 不能突变, 数个周期中 $i_{ZR} \approx I_{ed} = 5.5$ 安, 所以 $I_{ZR} = 5.5$ 安。按式 (2-62) 计算 I_{ZR} 时, 应选 $I_{d_0} = I_Q$, 得

$$I_{ZR} = 0.39 \times 2 \times 5.5 = 4.3 \text{ 安}$$

选安全余量 $K=1.5 \sim 2$ 时, 续流二极管的额定电流

$$I_T = \frac{(1.5 \sim 2) \times 4.3}{1.57} = 4.1 \sim 5.5 \text{ 安}$$

它承受的最大反向电压也为 346.5 伏。因而仍可以选择与桥臂二极管同型号的元件。

原书缺页

原书缺页

原书缺页

原书缺页

点。它表明不可控整流电路中负载电流自然换相的时刻在这些点。图中 1、3、5 三点，分别为 KP_1 、 KP_3 、 KP_5 三个元件的自然换相点，以后就把它分别做为各相控制角的起算点。它们分别在本相电源电压 30° 处。把从自然换相点算起到加触发脉冲时刻的电角度称为控制角 α 。

晶闸管导通要具备两个条件，即除了承受正向电压外，尚须在控制极上加正向的触发信号。若依次在自然换相点处给三个元件加上触发脉冲信号 u_{g_1} 、 u_{g_3} 、 u_{g_5} ，则相当于三个元件开始承受正向电压时就提供了第二个条件，所以三个元件将像二极管一样在自然换相点处换流，整流输出电压 u_d 的波形仍如图 3-2 所示。由于在起算点处加入触发脉冲，此时的 α 等于 0° ，当把脉冲信号从自然换相点后移时， $\alpha > 0^\circ$ 。这时，过了自然换相点以后，对应的元件虽然受正向电压，但在控制脉冲信号尚未加上之前，元件将不导通，这就实现了控制作用。也就是说当改变控制角 α ，即改变加入触发信号相位时，输出电压将发生变化。

(二) 电路的工作原理

现以 $\alpha = 30^\circ$ 为例来分析。 u_{g_1} 、 u_{g_3} 、 u_{g_5} 分别为 KP_1 、 KP_3 、 KP_5 三个元件的触发脉冲，此时，它们的相位表示在图 3-3 上。

在加入 u_{g_1} 之前，应为 KP_5 导通，公共点电位 $u_d = u_c$ 。当加入 u_{g_1} 时， KP_1 承受的电压 $u_{k_1} = u_a$ ，此时 c 点电位低于 a 点电位， $u_{ac} > 0$ ， KP_1 承受正向电压被触发导通。它导通后， $u_d = u_a$ ，那么原导通的 KP_5 承受电压变为 $u_{r_5} < 0$ ， KP_5 承受反向电压被强迫关断，实现了 KP_5 与 KP_1 的换流。在加入 u_{g_3} 时， KP_3 承受的电压 $u_{k_3} = u_b$ ，由图 3-3 可知，此时 a 相电压低于 b 相，所以 $u_{ba} > 0$ ， KP_3 导通，输出电压 $u_d = u_b$ 。从而 KP_1 承受电压变为 $u_{r_1} < 0$ ，即承受反向电压，立即关断。当加入 u_{g_5} 时， KP_5 承受电压 $u_{k_5} = u_c$ ，此时 c 点电位高于 b 点电位， KP_5 承受正向电压被触发导通。它导通后， $u_d = u_c$ ，原导通的 KP_3 承受反向电压 ($u_{r_3} < 0$) 而关断。当再加入 u_{g_1} 时，将重复上述过程。输出电压 u_d 的波形表示在图 3-3 上，很明显，随着 α 的增加， u_d 的正半波

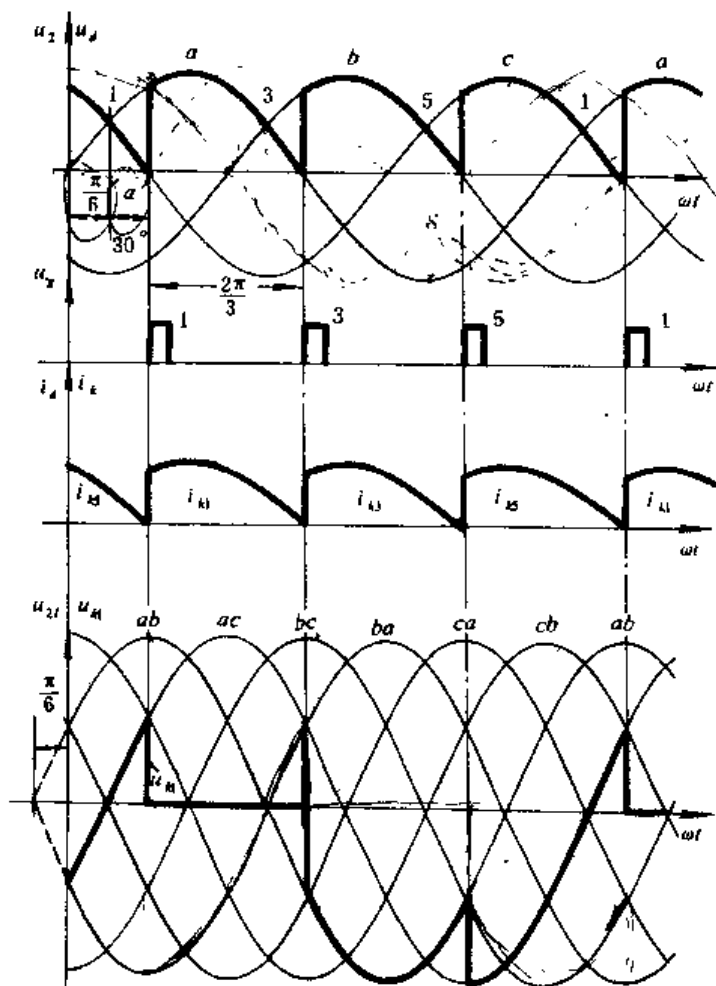


图 3-3

面积减小，从而它的平均值 U_d 将随之下降。即用改变 α 可实现改变输出电压平均值的目的。

由于是纯电阻负载，负载电流 i_d 的波形与负载两端电压 u_d 的波形形状相同，也是正弦

波的一部分。在一个周期中，三个元件轮流导通 120° ，因此 i_d 的波形也脉动三次，分别对应三个元件导通时的电流 i_{k_1} 、 i_{k_2} 、 i_{k_3} 的波形，也表示在图 3-3 上。对于半波整流电路而言，流经变压器的每相副绕组中的电流就是该相所接元件中的电流，即 $i_a = i_{k_1}$ ， $i_b = i_{k_2}$ ， $i_c = i_{k_3}$ 。以后也常用 i_2 泛指变压器副边相电流瞬时值，用 i_1 表示原边相电流瞬时值。

下面分析一下每个晶闸管承受的电压波形。由上述分析可知，在 $\alpha = 30^\circ$ 的条件下，换流时原导通元件中电流刚好下降到零，负载电流 i_d 刚好连接。所以三相半波电路给电阻负载供电时，只要 $\alpha \leq 30^\circ$ ， u_d 与 i_d 的波形都是连续的。在这种情况下，每个周期三个元件轮流导通 120° ，公共点 d 的电位依元件换流次序按 u_a 、 u_b 、 u_c 交替的变化，但是每个元件的阳极电位始终等于所接一相的电流电位，所以每个晶闸管所承受的电压在每个周期中要跳变三次，其波形分三段。以 KP_1 为例，在它本身导通时， $u_{k_1} = 0$ ；在 KP_3 导通时， $u_d = u_b$ ， $u_{k_1} = u_{ab}$ ；在 KP_2 导通时， $u_d = u_c$ ， $u_{k_1} = u_{ac}$ 。也就是说，其中两段分别为电源的两个线电压 u_{ab} 和 u_{ac} 。我们知道电压 u_{ab} 引前 $u_a 30^\circ$ ，而各线电压 u_{ab} 、 u_{ac} 、 u_{bc} 、 u_{ba} 、 u_{ca} 、 u_{cb} 之间又依次滞后 60° ，因此 KP_1 所承受的电压波形如图 3-3 所示。其它两个元件承受电压波形也与 u_{k_1} 波形完全相同，只是相位上依次滞后 120° 。图中 u_{2l} 表示变压器副边线电压瞬时值。

下面以 $\alpha = 90^\circ$ 为例，分析一下 i_d 断续时电路的工作情况。各量波形参看图 3-4。在加入 u_{s_1} 之前的一段时间，由于 u_c 已过零，原导通的晶闸管 KP_3 中的电流 i_{k_3} 已减至零，因而 KP_3 是关断的，即三个元件全部关断， $i_d = 0$ ， $u_d = Ri_d = 0$ 。当加入 u_{s_1} 时，由于公共点 d 的电位 $u_d = 0$ ，所以 KP_1 承受的电压为 a 相电压 u_a 。由图可知，此时 $u_a > 0$ ，因而 KP_1 承受正向电压并被触发导通。它导通后， $u_d = u_a$ ，由于是纯电阻负载，当 u_d 过零时， $i_{k_1} = i_d = 0$ ，也就是说， KP_1 中的电流小于其维持电流而自然关断。 KP_1 关断后，三个元件又均处于阻断状态，负载两端电压与电流 i_d 为零，公共点 d 与电源零线等电位。在加入 u_{s_2} 时， KP_2 承受 b 相电压 u_b 而被触发导通。 KP_2 导通后， $u_d = u_b$ ，当 u_d 过零时， $i_{k_2} = i_d = 0$ ， KP_2 关断。此后 $u_d = Ri_d = 0$ 。当加入 u_{s_3} 时， KP_3 承受电压 $u_{k_3} = u_c > 0$ ， KP_3 导通。它导通后， $u_d = u_c$ ，当 u_d 再一次过零时， $i_{k_3} = i_d = 0$ ， KP_3 关断。 $u_d = Ri_d = 0$ 。直到再加入 u_{s_1} 时电路重复上述过程。

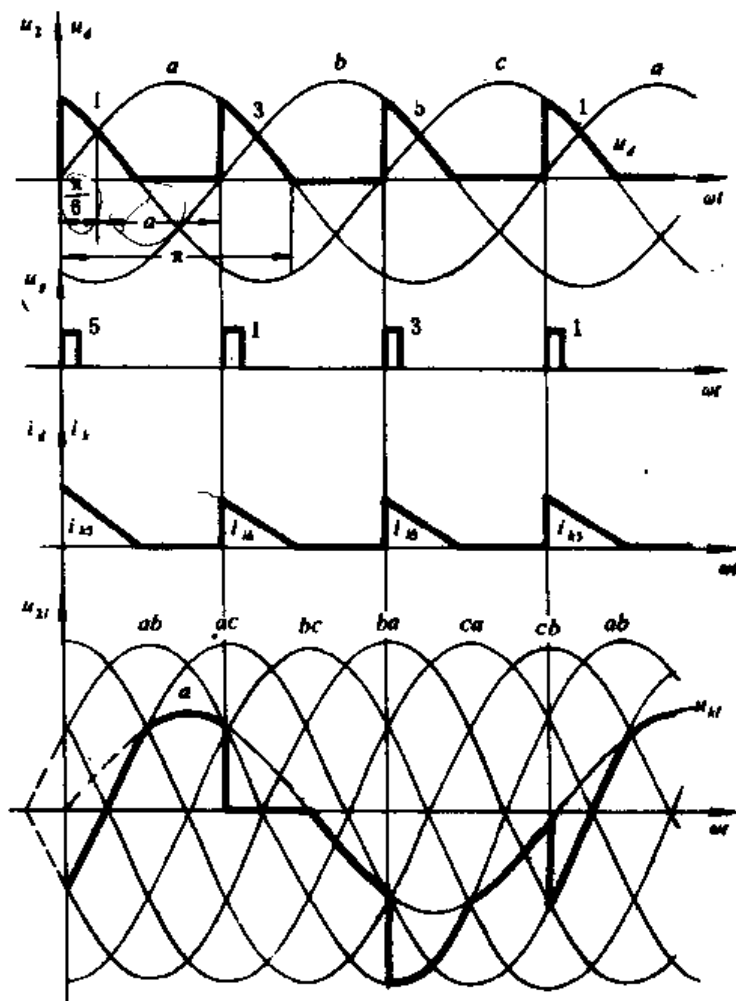


图 3-4

晶闸管承受的电压波形, 由于每个周期中 i_d 断续三次, 当 $i_d=0$ 公共点 d 的电位等于零线电位, 因而各晶闸管均承受各自的相电压, 而另外三段与 i_d 连续时所述相同。因此每个元件在每个周期中所承受的电压波形分为六段。以 KP_1 为例, 它所承受的电压波形 u_{k1} 如图 3-4 所示。

当 $\alpha=150^\circ$ 时, 输出电压 u_d 将始终为零, 其平均值 $U_d=0$ 。工作原理读者可自行分析。由此可知, 此电路的移相范围为 150° 。

通过上述分析, 可以得到如下结论:

1. 当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时, 输出电压 u_d 和负载电流 i_d 的波形是连续的, 每个元件的导通角 $\theta=120^\circ$ 。当 $\alpha > 30^\circ$ 时, 波形断续, $\theta < 120^\circ$ 。

2. 由于是纯电阻负载, u_d 下降到零时, $i_d=0$, 即原导通元件中的电流小于维持电流而自然关断, 因此 u_d 无负半波波形。

3. 三个元件的自然换相点在相位上差 120° , 为了保持三个控制角 α 相等, 三个触发脉冲也必须严格保持 120° 的相位差, 其顺序应与电源的相序相同。

4. 当 $\alpha=0^\circ$ 时, 输出电压最大, 等于相电压波形的包络线, 其平均值也最大。随着 α 的增加, 输出电压波形的面积减小, 直到 $\alpha=150^\circ$ 时, 已无正半波波形, 即 U_d 等于零。因而本电路移相范围为 150° 。

(三) 各量的基本数量关系

1. 输出电压平均值

由图 3-3 可知, 当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时,

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi} \left[\cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\alpha + \frac{5\pi}{6}\right) \right] \\ &= -\frac{3\sqrt{2}U_2}{\pi} \sin\left(-\frac{\pi}{3}\right) \sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \\ &= \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = 1.17 U_2 \cos \alpha \end{aligned} \quad (3-1)$$

式中, U_2 为变压器副边相电压有效值。

当 $\alpha > 30^\circ$ 时, 由图 3-4 可知,

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

令 $\alpha=0^\circ$ 代入式 (3-1) 得 $U_{d0}=1.17U_2$, 它是输出电压的最大值; 令 $\alpha=150^\circ$ 时, 代入式 (3-2) 得 $U_d=0$ 。由此得出该电路的移相范围为 150° , 与用波形图直观分析时所得结论相同。

2. 负载电流平均值

当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时,

$$I_d = \frac{U_d}{R} = 1.17 \frac{U_2}{R} \cos \alpha \quad (3-3)$$

当 $\alpha > 30^\circ$ 时,

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi R} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right]$$

流过每个元件的电流平均值

$$I_{dk} = \frac{I_d}{3}$$

因 $i_2 = i_k$, 所以变压器副绕组电流的直流分量等于 I_{dk} .

3. 变压器绕组中电流有效值 I_2 及流过每个元件的电流有效值 I_k

由图 3-3 和图 3-4 可以看出, 两者波形相同, 因而 I_2 与 I_k 相等。当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时,

$$\begin{aligned} I_2 = I_k &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d\omega t} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{2\pi}{3} - \frac{1}{2} \left[\sin\left(\frac{5\pi}{3} + 2\alpha\right) - \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right) \right] \right\}} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha} \end{aligned} \quad (3-4)$$

当 $\alpha > 30^\circ$ 时, 按图 3-4 可以求得

$$\begin{aligned} I_2 = I_k &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \left(\frac{5\pi}{6} - \alpha \right) - \frac{1}{2} \left[\sin 2\pi - \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right) \right] \right\}} \\ &= \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right) \right]} \end{aligned}$$

4. 晶闸管承受的最大正、反向电压

由图 3-4 可以看出, 元件承受的最大正向电压为相电压幅值; 最大反向电压为线电压幅值, 即

$$U_{FM} = \sqrt{2} U_2, U_{KM} = \sqrt{6} U_2 \quad (3-5)$$

5. 变压器原绕组中的电流有效值

当变压器副绕组中电流 i_2 有直流分量 I_{dk} 时, 由式 (2-6) 可求出其交变分量有效值为

$$I_R = \sqrt{I_2^2 - I_{dk}^2} \quad (3-6)$$

因此, 变压器原绕组中电流有效值为

$$I_1 = I_R / K_N$$

式中, K_N 为变压器变比。

6. 变压器视在功率

变压器副边视在功率

$$S_2 = 3U_2 I_2 \quad (3-7)$$

变压器原边视在功率

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3U_2 I_R$$

按等效温升原则确定变压器的视在功率时,

$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) = \frac{3}{2}U_2(I_R + I_2) \quad (3-8)$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, 代入式 (3-1) ~ (3-8) 可以求得: $u_d = 1.17U_2$, $I_d = 1.17 \frac{U_2}{R}$, $I_2 = I_R = 0.59I_{d0}$, $I_1 = 0.487I_{d0}/K_N$, $S = 1.38U_2 I_d$, 式中 I_{d0} 为 $\alpha = 0^\circ$ 时的负载电流平均值。从而可以看出, 此电路变压器利用率较低。其原因一方面是由于每个周期中每相绕组只工作了 120° , 时间较短; 另一方面是由于副绕组中有直流分量造成的。

变压器绕组中电流有直流分量对变压器的工作是不利的, 它将使变压器产生直流磁势和磁通, 若由三个单相变压器组成整流变压器时, 每相的直流磁势产生的磁通使变压器铁芯饱和, 变压器将不能正常工作, 这是不允许的。若为三柱式三相变压器, 如图 3-5 所示, 情况可大大改善。每相绕组中电流的直流分量为 $I_d/3$, 若副边绕组匝数为 N_2 , 每相直流磁势均为 $\frac{1}{3}I_d N_2$, 它们产生的直流磁通均为 ϕ_0 。由于各相磁势相等, 不会通过铁芯本身直接形成闭合磁路, 而只能通过铁芯

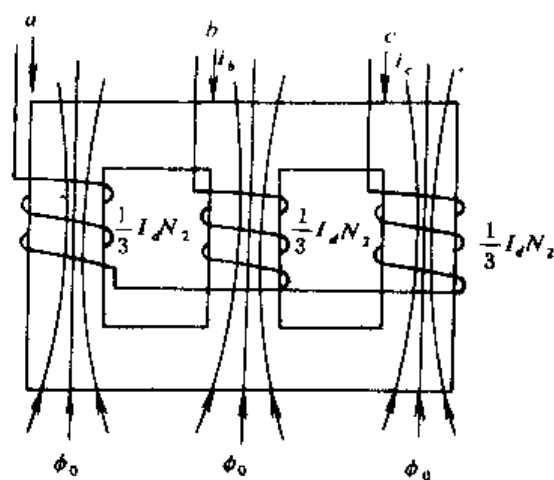


图 3-5

的外部通过变压器油磁阻很大, 因而磁通很小, 只要适当地增加铁芯的截面积, 就不会引起铁芯的饱和。但是如果三个元件的导通角不等, 各相的直流磁势也不相等, 这就会直接通过三个芯柱形成通路, 从而引起铁芯饱和及附加损耗, 这是很不利的。由于三相半波电路存在上述严重缺点, 目前基本不被采用; 但是由于它是构成其它各种电路的基础, 所以了解它的目的主要为学习其它电路打下一个良好的基础。

二、电感负载

原理如图 3-6, 一般情况下负载的电感很大, 负载电流 i_d 是连续的。

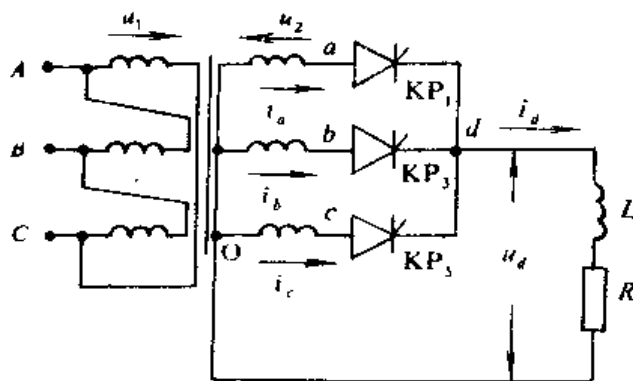


图 3-6

(一) 电路的工作原理 (以 $\alpha=60^\circ$ 为例)

由于 i_d 连续, 总有一个晶闸管处于导通状态, 在加入 u_{a1} 之前应为 KP_5 导通, 此时 $u_d = u_c$, 如图 3-7 所示。当加入 u_{a1} 时, KP_1 承受电压 $u_{a1} = u_{ac}$, 这时 a 点的电位高于 c 点电位, 所以 KP_1 承受正向电压被触发导通。它导通后, 原导通的 KP_5 承受的电压变为 $u_{ca} < 0$, 它承受反向电压被强迫关断。也就是说在触发脉冲信号控制下元件按电源的相序发生了换流。此时输出电压 $u_d = u_a$, 可列出回路电压方程为

$$u_d = u_a = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d$$

换流时输出电压 u_d 从负的 u_c 突变为正的 u_a , 虽然由于电感 L 的作用, 负载电流不能突变, 但它由下降趋势开始变为上升, 即 $L \frac{di_d}{dt}$ 由负值变为正值, 如图中带有箭头的阴影部分所示。到图中 Q 点时, $u_d = Ri_d$, 表明 i_d 已上升

到最大值 i_{dmax} , $L \frac{di_d}{dt} = 0$ 。这段期间 L 储存能量增加。此后, 由于 u_d 下降, i_d 下降, $L \frac{di_d}{dt} < 0$, 电感 L 释放能量。由于 $\omega L \gg R$, 在加入 u_{a3} 时, 电感 L 中尚存能量, 所以 i_d 是连续的。由于此时 $u_{a3} = u_{ac} > 0$, 所以 KP_3 导通, u_d 变为 u_b , 原导通的 KP_1 承受电压变为 $u_{ab} < 0$, 被强迫关断, 实现了 KP_1 与 KP_3 换流。换流后, 可列出回路电压方程为

$$u_d = u_b = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d$$

由此式可知, 第二个换流周期内负载回路的工作情况与第一个换流周期类似。同理, 在加入 u_{a5} 时, KP_3 将与 KP_5 换流, 电路进入第三个换流周期, 对于三相对称电路, 三个换流周期中, 负载电流 i_d 变化规律是相同的。当再加入 u_{a1} 时, 电路重复上述过程。

图 3-7 中的曲线 PQR 与横轴之间的间隔表示电阻电压降, 带箭头的阴影部分表示电感电压降, 箭头向上为正, 本章有关各波形图均这样表示。

元件承受的电压波形, 在三相半波可控整流电路中, 不管负载性质如何变化, 只要 i_d 是连续的, 在每个周期中公共点 d 的电位就按元件换流顺序依次地等于三相电压 u_a 、 u_b 、 u_c , 它们各占 120° 区间, 所以 u_d 的波形总是分三段。 α 不同时, 换流的时刻不同, 波形的形状亦不同。以 KP_1 为例, 当 α 等于 60° 时, 如图 3-7 所示。若 $\alpha = 30^\circ$ 时, 将与图 3-2 所示相同。比较看出, 晶闸管承受的电压波形, 随 α 增加承受正向电压区间增加。

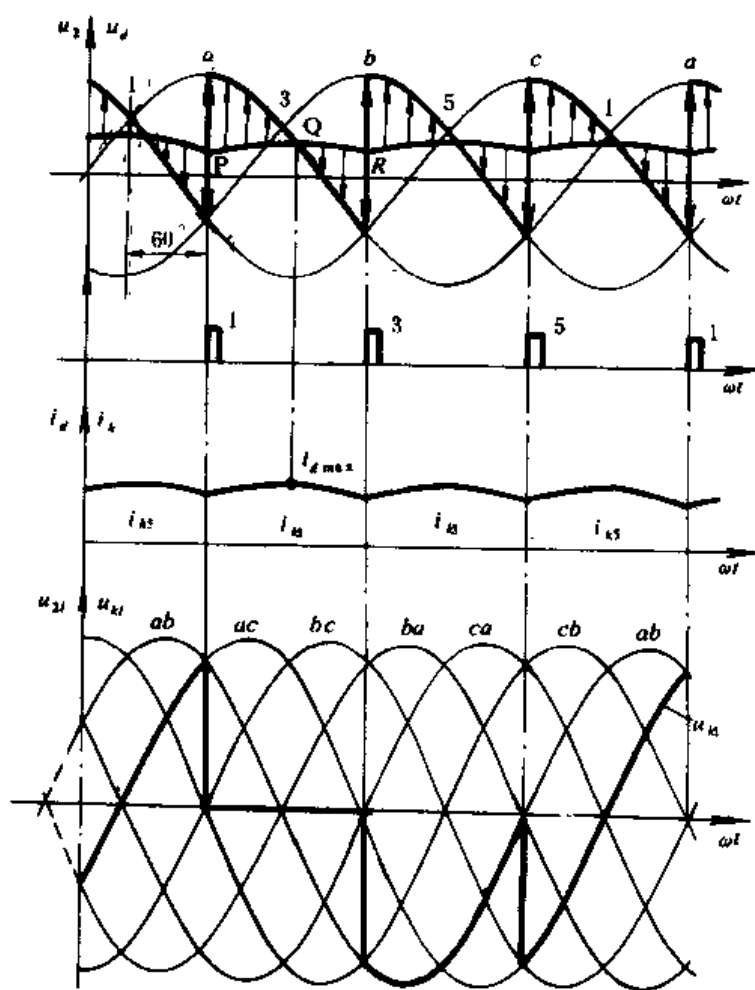


图 3-7

此时由于认为 $i_d = I_d$ ，其表达形式是比较简单的。

1. 输出电压平均值

由图 3-9 可以求得

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}-\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{3}{2\pi} \sqrt{2} U_2 \left[\cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) - \cos \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha \right) \right] \\ &= \frac{3}{2\pi} \sqrt{6} U_2 \cos \alpha = 1.17 U_2 \cos \alpha \end{aligned} \quad (3-9)$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, $U_d = 1.17 U_2$ 为最大值; 令 $\alpha = 90^\circ$ 时, $u_d = 0$ 。所以由解析计算也得出移相范围为 90° 的结论。

2. 负载电流值 I_d 与流过元件及变压器副边的电流中的直流分量 I_{dk}

$$I_d = \frac{U_d}{R} = 1.17 U_2 \cos \alpha / R \quad (3-10)$$

$$I_{dk} = I_d / 3 \quad (3-11)$$

3. 流过晶闸管的电流有效值 I_k 及变压器副边电流有效值 I_2

由图 3-9 可以看出, 它们的瞬时值均为幅值等于 I_d 的 120° 的方波, 因而

$$I_2 = I_k = \sqrt{\frac{2\pi/3 I_d^2}{2\pi}} = I_d / \sqrt{3} \quad (3-12)$$

4. 变压器原绕组中电流有效值

依据式 (2-6) 可以求出变压器副绕组中的交变成分有效值

$$I_R = \sqrt{I_2^2 - I_{dk}^2} = \sqrt{2} I_d / 3 \quad (3-13)$$

当忽略变压器损失时, 根据原、副边磁势平衡关系可得到

$$I_1 = I_R / K_N \quad (3-14)$$

式中, $K_N = U_1 / U_2$ 为变压器的变比。

5. 变压器视在功率

按等效温升原则, 取为原边视在功率 S_1 与副边视在功率 S_2 的平均值, 即

$$\begin{aligned} S &= \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = \frac{1}{2} (3U_1 I_1 + 3U_2 I_2) \\ &= \frac{3}{2} U_2 (I_R + I_2) \end{aligned} \quad (3-15)$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, 由式 (3-9) ~ (3-15) 得: $U_d = 1.17 U_2$, $I_d = 1.17 U_2 / R$, $I_{dk} = I_d / 3$, $I_2 = I_k = I_d / \sqrt{3}$, $I_R = \sqrt{2} I_{dk} / 3$, $S = 1.35 U_d I_{dk}$, 表明虽然负载不同, 三相半波电路的主要缺点未有克服, 变压器利用率较低。装置的功率因数也就较低, 要求电网提供较大的视在功率, 这是不经济的。

6. 晶闸管承受的最大正、反向电压

由图 3-7 可知, 当 α 增加时, 晶闸管承受正向电压的时间增长, 当 $\alpha \geq 60^\circ$ 时, 它们均为线电压的幅值, 即

$$U_{KM} = U_{RM} = \sqrt{6} U_2 \quad (3-16)$$

7. 整流输出电压的脉动系数

当 $\alpha=0^\circ$ 时, 输出电压 u_d 波形如图 3-10 所示。若将原点选在 u_a 达到最大值的时刻, u_d

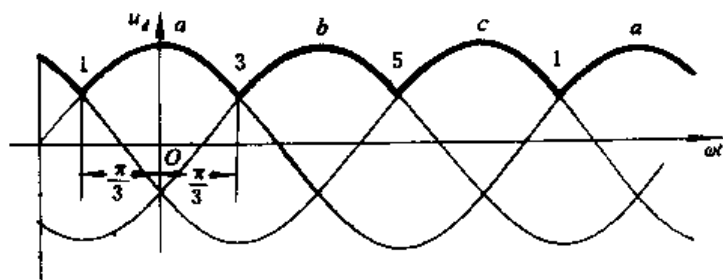


图 3-10

则是一个以 $2\pi/3$ 为周期的偶函数, 它所包含的最低谐波为三次, 三次谐波电压的幅值为

$$\begin{aligned} U_{dm_3} &= \frac{2}{\pi/3} \int_0^{\pi/3} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cos \frac{\pi}{3} \omega t d\omega t \\ &= \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/3} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cos 3\omega t d\omega t \\ &= \frac{6\sqrt{2}U_2}{\pi} \int_0^{\pi/3} \frac{1}{2} (\cos 4\omega t + \cos 2\omega t) d\omega t \\ &= \frac{3\sqrt{2}U_2}{\pi} \left(\frac{1}{4} \sin \frac{4\pi}{3} + \frac{1}{2} \sin \frac{2\pi}{3} \right) \\ &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{8\pi} \end{aligned}$$

而 $U_{d_0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2$, 所以输出电压脉动系数为

$$\gamma_u = \frac{U_{dm_3}}{U_{d_0}} = \frac{3\sqrt{6}U_2/8\pi}{3\sqrt{6}U_2/2\pi} = \frac{1}{4} \quad (3-17)$$

由式 (3-17) 知, 它远小于单相电路的电压脉动系数, 表明三相电路输出电压脉动较小。对于同一个负载来说, 对应三次谐波的感抗比对应基波的感抗大三倍, 因而当 $\omega L \gg R$ 时, 谐波电流就很小了。例如对于基波若 $\omega L = 10R$, 那么对三次谐波的感抗 $X_{L_3} = 30R$, 因此三次谐波电流的幅值为

$$I_{m_3} = \frac{U_{dm_3}}{X_{L_3}} = \frac{U_{d_0}}{4 \times 30R} = 0.83\% I_{d_0}$$

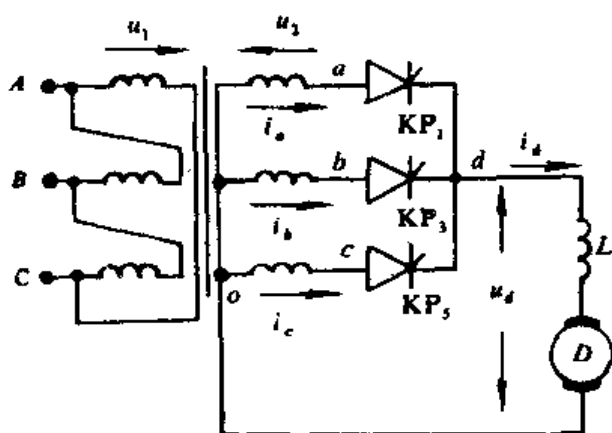
此时电流 i_d 的脉动系数 $\gamma_i = 0.83\%$ 。显然其它各次谐波电流就更小了, 所以在工程计算中, 在 $\omega L \gg R$, 且 α 较大时, 把 i_d 近似认为等于 I_d 所引起的误差是很小的。

三、反电势负载

仍以直流电动机为例, 并在电枢中串入平波电抗器 L , 原理电路如图 3-11。

(一) 负载电流 i_d 连续时电路的工作情况

平波电抗器选定以后, 当电机轴上转矩较大, 即负载电流 I_d 较大时, i_d 是连续的。此时电路各元件的换流情况及输出电压 u_d 的波形与电感负载时完全相同, 如图 3-12 所示。由于 i_d 连续, 每个时刻总有一个晶闸管导通。在加入 u_{α_1} 之前应为 KP_5 导通, 所以 $u_d = u_c$ 。在加入 u_{α_1} 时, $u_{\alpha_1} = u_{\alpha} > 0$, KP_1 导通。它导通后, $u_d = u_a$, 原导通的 KP_5 承受电压变为 $u_{ca} < 0$,



[*] 3-11

KP₅ 关断。也就是说在加入脉冲 u_{g_1} 时, KP₅ 与 KP₁ 换流。换流后负载回路电压方程为

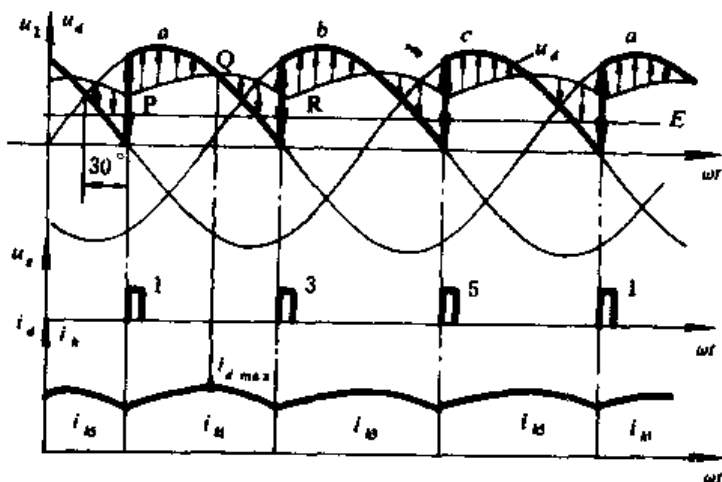
$$u_d = u_a = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E$$

由于 KP_5 与 KP_1 换流, 使输出电压由 u_c 跳变为 u_d , 因而 i_d 从下降变为上升, 将按上式决定 i_d 的变化规律, 到 Q 点时达最大值。由于 i_d 连续, 直到加入 u_{e_3} 时, KP_1 一直导通, 公共点 d 电位不变, 反电势不影响元件的换流和输出电压波形 u_d , 与电感负载时完全相同。在加入 u_{e_3} 时, KP_1 与 KP_3 换流, u_d 变为 u_b 。在加入 u_{e_5} 时, KP_3 与 KP_5 换流, u_d 变为 u_c 。对于三相对称电路, 三个换流周期中, i_d 的变化规律相同。当再加入 u_{e_1} 时进入了下一个工作循环。

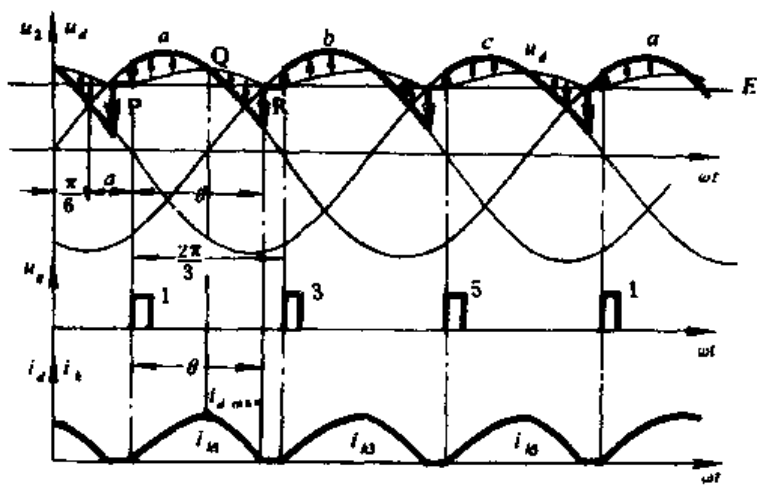
(二) i_d 断续时电路的工作情况

随着负载电流 I_d 减小, 电感 L 中储存的能量减小, 在 I_d 减小到 L 中储存的能量不足以维持到下一个触发脉冲加入时就释放

完了, i_d 就是断续的, 如图 3-13 所示。在这种情况下, 在加入 u_e 之前, 原导通的 KP_5 已关断。也就是说在加入 u_e 之前一段时间, 三个元件均关断, i_d 为零, 所以 $Ri_d=0$, 电感压降



3-12



3-13

$L \frac{di_d}{dt} = 0$, 因此 $u_d = E$. 由于电机的机电惯性很大, 电流脉动时仍可近似认为转速 n 及反电势 E 几乎不变. 当加入 u_{s1} 时, 若 $u_a - E > 0$, KP_1 承受正向电压 $u_{k1} = u_a - E$, 可以被触发导通. KP_1 导通后, $u_d = u_a$, 由于 $u_a - E > 0$, 产生负载电流 i_d , 从零开始上升, 电感 L 储存能量. 当到图中 Q 点时, $u_d - E$ 等于 Ri_d , 表明 i_d 已达最大值 i_{dmax} , $L \frac{di_d}{dt} = 0$. 此后由于 u_d 下降, i_d 开始下降, L 释放能量, 到某一时刻如图中 R 点, 能量释放完, 即 i_d 下降到零, KP_1 关断. KP_1 关断后, 电阻与电感上的压降均为零, $u_d = E$. 当加入 u_{s3} 时, $u_{k3} = u_b - E > 0$, KP_3 导通. 它导通后, $u_d = u_b$, 电路工作过程与前一个换流周期相同, 经过 i_d 上升到最大值, 再下降到零的过程后, KP_3 关断. 当加入 u_{s5} 时, $u_{k5} = u_c - E > 0$, KP_5 导通. KP_5 导通后, 又经过一个相同的过程, 电路完成了个工作循环. 所以此时电路好像三个单相半波电路并联工作. 由波形图 3-13 可以看出, 此时输出电压 u_d 波形不仅与 α 有关, 而且与导通角 θ 及反电势 E 有关. 因而计算输出电压 u_d 时必须先求出导通角 θ . 为此应根据元件导通时的等值电路求出 i_d 的变化规律. 若以加入 u_{s1} 时为原点, 可列出回路电压方式

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = \sqrt{2} U_2 \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{6}\right) - E \quad (3-18)$$

由上式可以解得

$$i_d = Ae^{-\frac{R}{\omega L}\omega t} + \frac{\sqrt{2} U_2}{Z} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi\right) - \frac{E}{R} \quad (3-19)$$

式中, $\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$, $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$. 将初始条件 $\omega t = 0$ 时, $i_d = 0$ 代入式 (3-19), 解得

$$A = -\frac{\sqrt{2} U_2}{Z} \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi\right) + \frac{E}{R}$$

再代入式 (3-19) 得

$$\begin{aligned} i_d &= \left[\frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2} U_2}{Z} \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{6} - \varphi\right) \right] e^{-\frac{\omega t}{\omega L}} + \frac{\sqrt{2} U_2}{Z} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi\right) - \frac{E}{R} \\ &= \frac{\sqrt{2} U_2}{R} \left\{ \left[\epsilon - \cos\varphi \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi\right) \right] e^{-\frac{\omega t}{\omega L}} + \cos\varphi \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi\right) - \epsilon \right\} \end{aligned} \quad (3-20)$$

式中, $\epsilon = \frac{E}{\sqrt{2} U_2}$.

当 $\omega t = \theta$ 时, $i_d = 0$, 代入式 (3-20) 得

$$\left[\epsilon - \cos\varphi \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi\right) \right] e^{-\frac{\theta}{\omega L}} + \cos\varphi \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi\right) - \epsilon = 0 \quad (3-21)$$

这是一个超越方程, 当已知 α 、 φ 、 E 时, 可以求得导通角 θ 值. 从而根据图 3-13 可计算出输出电压平均值 U_d :

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta} \sqrt{2} U_2 \sin\omega t d\omega t + \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right) E \right] \\ &= \frac{3}{2\pi} \left[\sqrt{2} U_2 \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \sqrt{2} U_2 \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta\right) + \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right) E \right] \end{aligned} \quad (3-22)$$

负载电流平均值

$$I_d = \frac{u_d - E}{R} \quad (3-23)$$

根据式 (3-20) ~ (3-23) 可以求出电流 i_d 断续时晶闸管—电动机系统的机械特性。具体计算步骤可参照单相全控桥式电路中所述的求机械特性的方法。

(三) 平波电抗器电感量 L 的计算

依据电动机所驱动的生产机械对最小连续电流 I_{dmin} 的要求来选择 L 值。计算时仍忽略电枢回路的电阻电压降。在 $I_d = I_{dmin}$ 时, i_d 为刚好连续的临界状态, 波形如图 3-14 所示。若

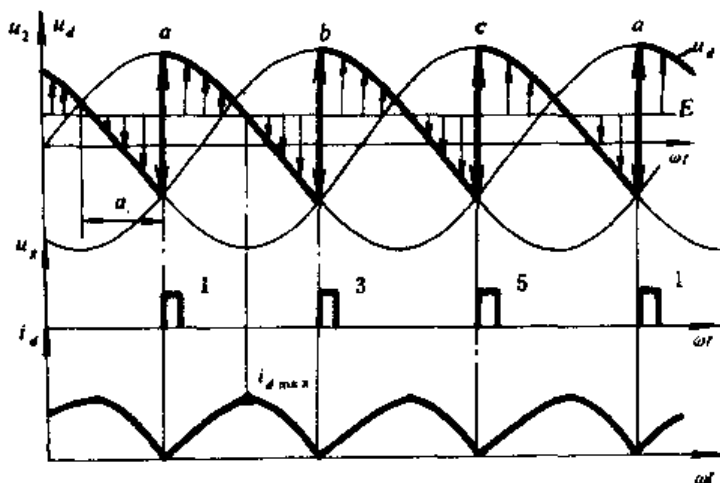


图 3-14

以加入 u_{x1} 时为原点, 电枢回路的电压方程为

$$L \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2} U_2 \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{6}\right) - E$$

当忽略电阻电压降时, $E = U_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos\alpha$, 则上式可改写为

$$L \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2} U_2 \sin\left(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos\alpha \quad (3-24)$$

上式表明由于整流输出电压瞬时值与平均值之差是一个交变的电压, 其平均值为零, 它就是电感上的电压降。当 L 较大、交变电流较小、其峰值等于、小于平均电流时 i_d 连续, 其临界状态是二者相等, i_d 就刚好连续。由此可知, i_d 是否连续与 I_d 大小、 L 的大小及 u_d 脉动的大小和换流周期长短有关 (即与电路形式及 α 有关)。 L 增大, I_d 增大, $u_d - U_d$ 的差值电压减小, 换流周期短, i_d 易连续。

由式 (3-24) 得

$$di_d = \frac{1}{\omega L} \left[\sqrt{2} U_2 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos\alpha \right] d\omega t$$

由上式积分可以求得任意时刻的负载电流 i_d

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} \left[\sqrt{2} U_2 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos\alpha \right] d\omega t \\ &= \frac{1}{\omega L} \left[\sqrt{2} U_2 \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \sqrt{2} U_2 \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos\alpha \omega t \right] \end{aligned}$$

最小连续电流 I_{dmin} 为 i_d 在 $\omega t = 0 \sim \frac{2\pi}{3}$ 区间上的平均值, 所以

$$I_{dmin} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} i_d d\omega t$$

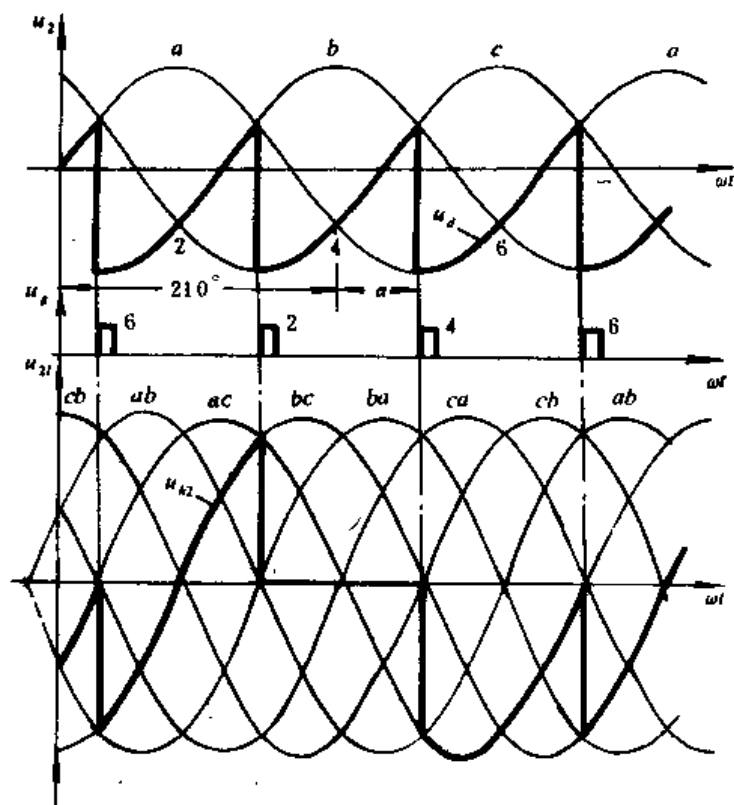


图 3-16

由图 3-16 可知, 此时 $u_b > u_c$, 所以它承受正向电压被触发导通。KP₂ 导通后, $u_d = u_c$, 原导通的 KP₆ 承受的电压变为 $u_{cb} < 0$ 而关断。当 u_d 过零时, 由于 L 中尚有能量, KP₂ 不断。直到加入 u_{a_1} 之前, 只要 L 中的能量未放完, i_d 就连续。在加入 u_{a_1} 时, KP₄ 承受的电压 $u_{ka} = u_{ca} > 0$, KP₄ 导通。它导通后, $u_d = u_a$, 原导通的 KP₂ 承受反向电压 ($u_{ac} < 0$) 而关断。与第一个换流周期相同, KP₄ 一直导通到加入 u_{a_2} 时为止。当加入 u_{a_2} 时 KP₄ 将与 KP₆ 换流, 进入第三个换流周期。再加入 u_{a_3} 时将重复上述过程。

输出电压 u_d 的波形如图 3-16 所示, 其平均值 U_d 可按图求得

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \pi) d\omega t \\
 &= - \frac{3 \sqrt{6} U_2}{2\pi} \cos \alpha \\
 &= - 1.17 U_2 \cos \alpha
 \end{aligned} \tag{3-27}$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, $U_d = U_{d_0} = -1.17 U_2$; $\alpha = 90^\circ$ 时, $U_d = 0$ 。所以共阳极半波电路给感性负载供电时移相范围也为 90° 。当 $\alpha = 90^\circ$ 时, 输出电压的波形如图 3-17, 其正、负半波面积相等; 当 $\alpha = 0^\circ$ 时, u_d 波形为电源三相电压负半波的包络线。因而从波形图也可以直观地看出其移相范围为 90° 。

共阴极电路与共阳极电路的工作特点的比较如表 3-1 所列。下节将要介绍的桥式电路可以看做是共阴极组与共阳极组三相半波整流电路的串联。熟练掌握这些特点, 对理解桥式电路以及其它各种多相整流电路都是很有益处的。

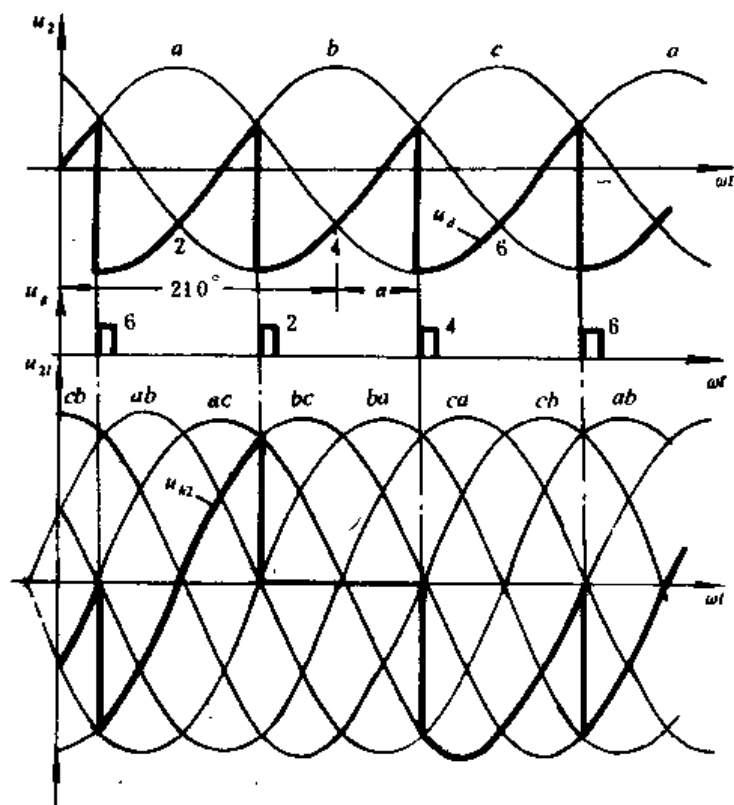


图 3-16

由图 3-16 可知, 此时 $u_b > u_c$, 所以它承受正向电压被触发导通。KP₂ 导通后, $u_d = u_c$, 原导通的 KP₆ 承受的电压变为 $u_{cb} < 0$ 而关断。当 u_d 过零时, 由于 L 中尚有能量, KP₂ 不断。直到加入 u_{a_1} 之前, 只要 L 中的能量未放完, i_d 就连续。在加入 u_{a_1} 时, KP₄ 承受的电压 $u_{ka} = u_{ca} > 0$, KP₄ 导通。它导通后, $u_d = u_a$, 原导通的 KP₂ 承受反向电压 ($u_{ac} < 0$) 而关断。与第一个换流周期相同, KP₄ 一直导通到加入 u_{a_2} 时为止。当加入 u_{a_2} 时 KP₄ 将与 KP₆ 换流, 进入第三个换流周期。再加入 u_{a_3} 时将重复上述过程。

输出电压 u_d 的波形如图 3-16 所示, 其平均值 U_d 可按图求得

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t + \pi) d\omega t \\
 &= - \frac{3 \sqrt{6} U_2}{2\pi} \cos \alpha \\
 &= - 1.17 U_2 \cos \alpha
 \end{aligned} \tag{3-27}$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, $U_d = U_{d_0} = -1.17 U_2$; $\alpha = 90^\circ$ 时, $U_d = 0$ 。所以共阳极半波电路给感性负载供电时移相范围也为 90° 。当 $\alpha = 90^\circ$ 时, 输出电压的波形如图 3-17, 其正、负半波面积相等; 当 $\alpha = 0^\circ$ 时, u_d 波形为电源三相电压负半波的包络线。因而从波形图也可以直观地看出其移相范围为 90° 。

共阴极电路与共阳极电路的工作特点的比较如表 3-1 所列。下节将要介绍的桥式电路可以看做是共阴极组与共阳极组三相半波整流电路的串联。熟练掌握这些特点, 对理解桥式电路以及其它各种多相整流电路都是很有益处的。

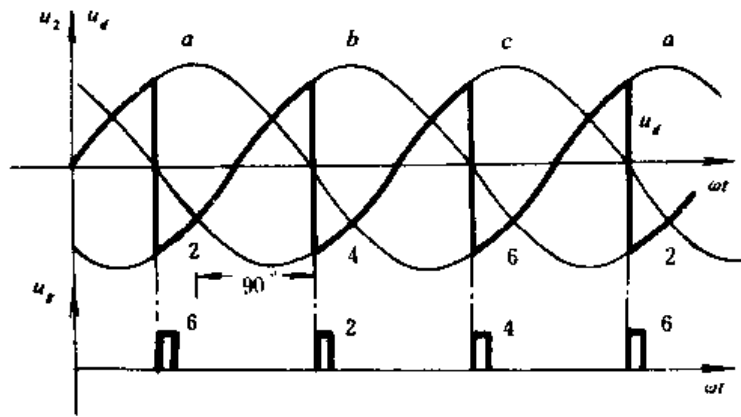


图 3-17

表 3-1 两种三相半波电路工作特点的比较 (以感性负载为例)

项 目	共 阴 极 组	共 阳 极 组
自然换相点	电源正半波的交点, 在本相电源电压 30°处。	电源负半波交点, 在本相电源电压 210°处。
工作区间	主要工作在电源正半波, 即正半波面积大于负半波面积。	主要工作在电源负半波, 即负半波面积大于正半波面积。
输出电压	$1.17U_2\cos\alpha$ (正值) ($\alpha\leq 90^\circ$)	$-1.17U_2\cos\alpha$ (负值) ($\alpha\leq 90^\circ$)
元件换流	从电源电压较低的一相换到电源电压较高的一相。	从电源电压较高的一相换到电源电压较低的一相。

第二节 三相全控桥式整流电路

在三相半波整流电路中, 变压器副绕组中的电流有直流分量, 它产生直流磁势和磁通, 而引起变压器铁芯饱和, 为避免铁芯饱和需要增加铁芯面积。而且每相绕组在每个周期内只工作 120°, 每个瞬时只有一相绕组工作, 因此变压器利用率较低, 功率因数也较低。此外, 输出电压在每个周期中脉动三次, 脉动系数仍较大; 当副边相电压相同时输出电压较小。为克服上述缺点, 常采用桥式整流电路, 它有全控桥式电路与半控桥式电路之分。本节先介绍全控桥式整流电路。可以认为它是以三相半波电路为基础而构成的, 把它看成是一个共阴极三相半波电路和一个共阳极三相半波电路串联而成, 如图 3-18 所示。

由图 3-18 (a) 看出, 它的上半部分是一个共阴极组三相半波电路, 下半部分是一个共阳极组三相半波电路。输出电压 u_{d1} 对零点 O 为正值; 而 u_{d2} 对零点为负值。当 α 与 U_2 相等时, 两个电路输出电压平均值相等, 极性相反, 即 $U_{d1} = -U_{d2}$ 。若两个电路负载相等, 那么负载电流平均值 $I_{d1} = I_{d2}$, 这时零线中的电流 $I_0 = 0$, 因而零线可以去掉。零线去掉以后变为两个半波电路串联, 输出电压 $U_d = U_{d1} - U_{d2} = 2 \cdot 34U_2\cos\alpha$, 表明输出电压提高了一倍。若 U_d 不变, 则 U_2 可减小一倍, 从而对元件耐压要求也降低为原来的一半。

如果三相电源电压 u_a, u_b, u_c 与 u'_a, u'_b, u'_c 的幅值和相位分别对应相等, 在 α 均等于 30°时每个元件及每相绕组中的电流波形如图 3-19 所示。由于同一相上两个元件的自然换相点相位差 180°, 而每个元件的导通角为 120°, 当 α 相同时两个元件永远不会同时工作, 因

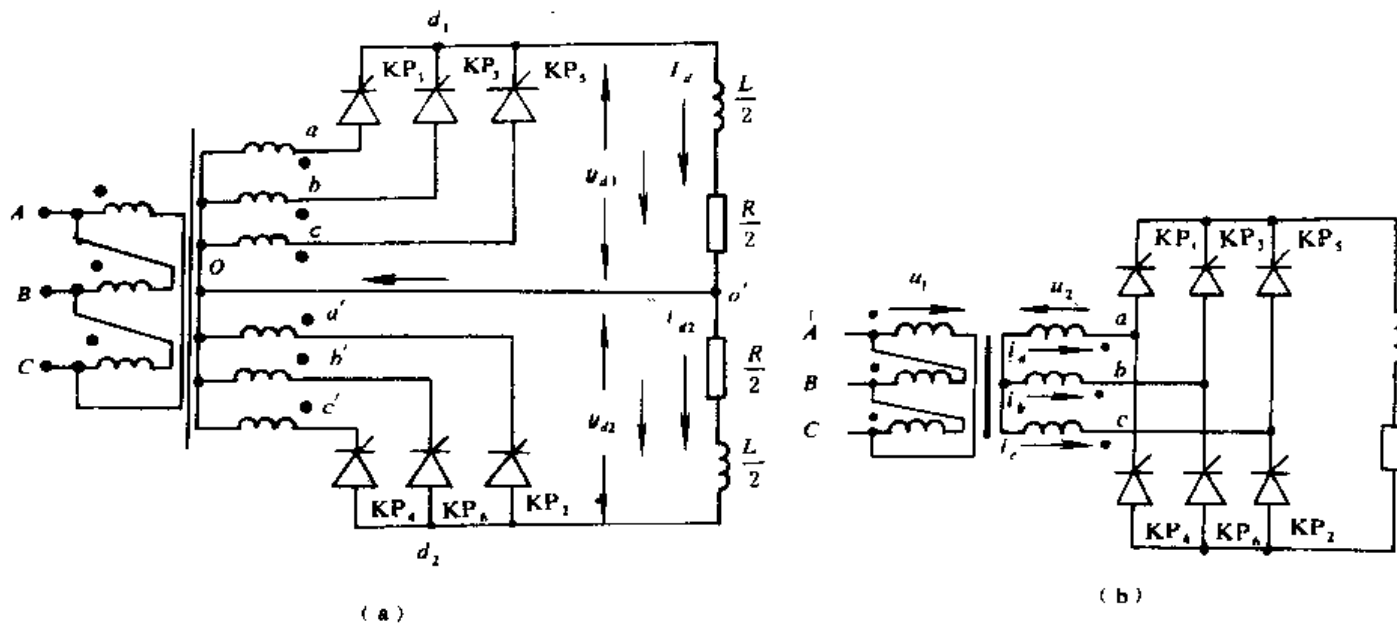


图 3-18

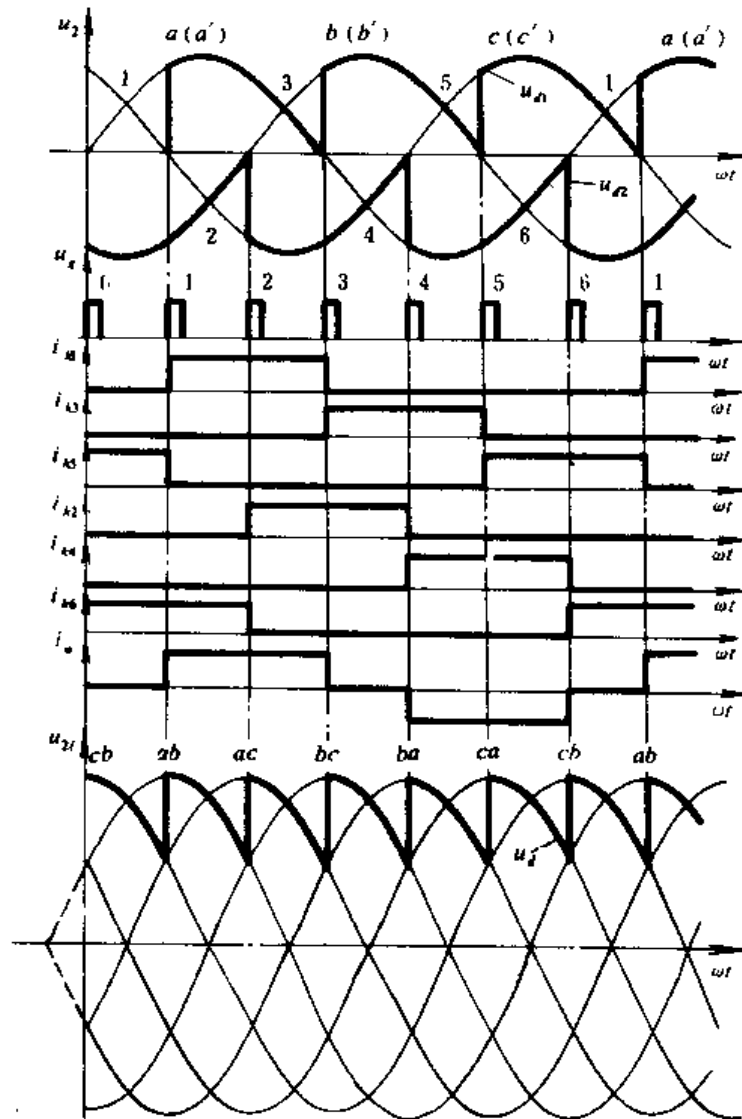


图 3-19

而完全可以省去一组绕组(如 a' , b' , c' 绕组)。这样一来图 3-18 (a) 就演变成 3-18 (b) 了, 也就是通常所画的三相全控桥式整流电路。这个电路 a 相绕组中的电流 i_a 如图 3-19 所示。假定 KP_1 导通时, 由 a 端流出的电流为正, 那么当 KP_1 导通时从 a 端流入的电流则为负。那么变压器各相绕组中则有幅值相等的正负两个 120° 的方波电流。所以变压器副绕组中的电流将无直流分量, 且每相绕组每个周期将工作 240° , 从而提高了变压器的利用率和装置的功率因数。

由向量图 3-20 可求出线电压 u_{ab} 引前 u_a 30° , u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} , u_{cb} 又依次滞后 60° , 它们的波形图也画在图 3-19 上。整流输出电压 u_d 定义为共阴点 d_1 与共阳极点 d_2 的电位之差, 即 $u_d = u_{d_1} - u_{d_2}$ 。所以它是线电压波形的一部分, 如图 3-19 所示。

由于换流仍在共阴极和共阳极组内三个元件之间进行, 换流的原理仍和三相半波电路时完全相同, 因而晶闸管元件所承受的电压波形不变, 图中未有画出; 而且也可以依据图 3-9 中所示两组相电压波形 u_{d_1} 与 u_{d_2} 相减得输出电压 u_d 的波形, 也绘在图 3-19 上。

在实际工作中常常不必测试和分析公共点 d_1 与 d_2 对零线的波形, 这个零线在桥式电路中通常并不引出, 而且测试也不方便, 所以直接测负载两端的电压 u_d 即可。基于这个原因, 以后桥式电路的分析不再画出相电压的波形, 而是直接利用线电压的波形分析其工作原理。这样做对更加复杂的多相整流电路更有意义, 那时再用相电压分析就很难弄清楚了。

和半波电路一样, 负载性质不同时, 电路工作情况有很大差异, 下面将分别介绍。由于全控桥式电路具有输出电压能改变极性的特点, 而电阻负载并不要求改变极性, 为使电路简单, 它多半采用半控桥式电路供电, 所以本节着重分析接有电感负载和反电势负载的情况。

在具体分析电路的工作原理之前, 先说明一下利用线电压波形分析时六个自然换相点的位置以及分析问题的基本方法。根据自然换相点的定义, 由图 3-19 中的相电压波形可以知道六个自然换相点的位置在相位上差 60° , 顺序是从 1 到 6 依次排列。自然换相点 1 在 u_a 的 30° 处, 而 u_{ab} 引前 u_a 30° , 它应在 u_{ab} 的 60° 处。因而其它五个自然换相点应依次在 u_{ac} 、 u_{bc} 、 u_{ba} 、 u_{ca} 、 u_{cb} 的 60° 处, 如图 3-21 所示。图中画出了 $\alpha = 30^\circ$ 时, 六个脉冲所在的相位。弄清自然换相点及控制脉冲的位置是分析电路工作原理的基础。前而曾经指出本课程是采用分析电路特殊点的电位与波形分析相结合的方法来分析各种电路的工作原理的。本电路的所谓特殊点, 主要是指 d_1 点与 d_2 点, 而 a , b , c 三点的电位总是随三相电源电压变化的。 d_1 和 d_2 两点电位是由元件的导通、关断、换流来决定的, 它是由脉冲来控制其变化的。弄清这两点电位 u_{d_1} 和 u_{d_2} 的变化, 输出电压 u_d 和各元件承受的电压 u_k 的变化波形图便迎刃而解了。由此可进一步画出各元件及变压器绕组中的电流波形。本课程中要分析的电路类型很多, 波形也各不相同, 因此抓住分析问题的基本方法是掌握课程内容和学习方法的关键。

一、电感负载

原理电路如图 3-18 (b) 所示。当 $\omega L \gg R$ 时, 可以认为 $i_d = I_d$ 。下面以 $\alpha = 30^\circ$ 为例, 利用线电压波形直接分析其工作原理。

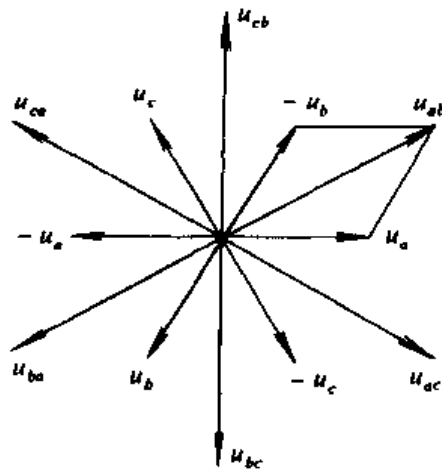


图 3-20

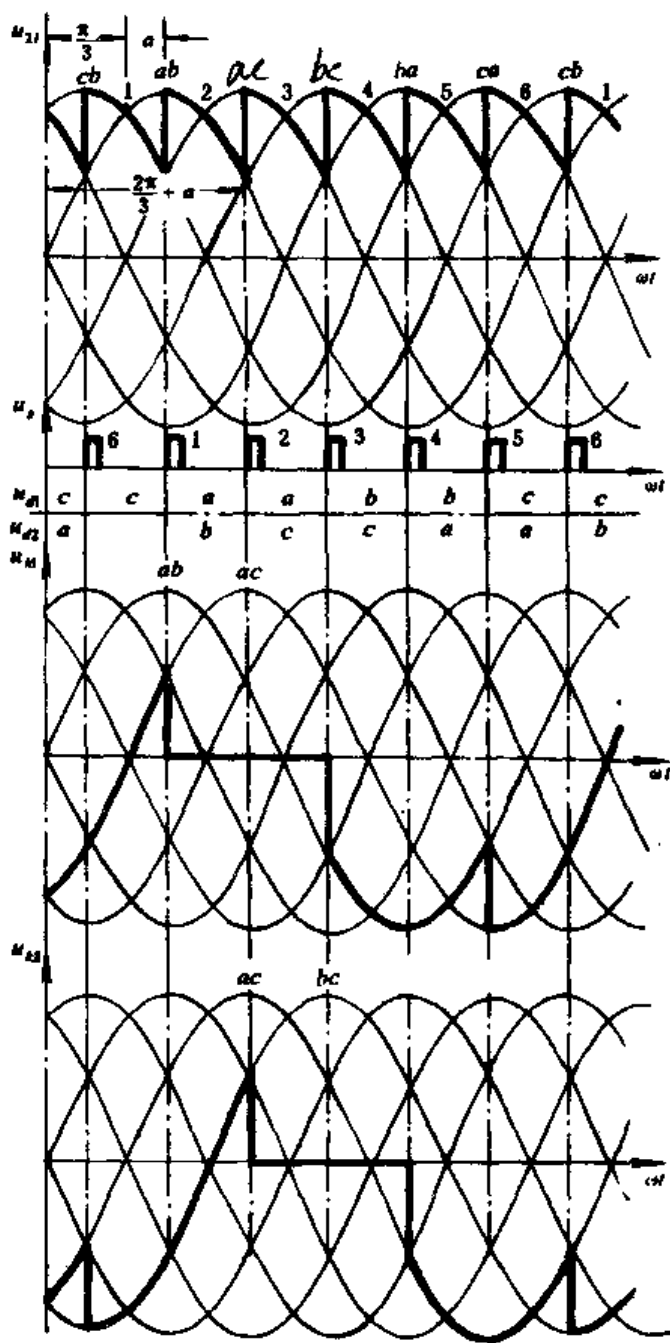


图 3-21

(一) 工作原理

令 $\alpha = 30^\circ$ ，六个控制脉冲的相位如图 3-21 所示。由于 i_d 连续，共阴极组与共阳极组必须各有一个晶闸管导通，才能构成负载电流通路。在加入 u_{k1} 之前应为 KP_5 与 KP_6 导通，因而 $u_{d1} = u_c$ ， $u_{d2} = u_b$ ， $u_d = u_{cb}$ 。当加入 u_{k1} 时， KP_1 承受的电压 $u_{k1} = u_a$ ，由图 3-21 的线电压波形直接可以看出，此时 $u_{ac} > 0$ ，所以 KP_1 承受正向电压被触发导通。 KP_1 导通后， $u_{d1} = u_a$ ，原导通的 KP_5 承受电压变为 $u_{ca} < 0$ ， KP_5 受反压关断，也就是说在 u_{k1} 的作用下， KP_5 与 KP_1 换流。而共阳极组未发生换流，仍为 KP_6 导通， d_2 点电位不变，所以 $u_d = u_{ab}$ 。再过 60° 加入 u_{k2} 时， $u_{k2} = u_{bc} > 0$ ， KP_2 承受正向电压并被触发导通。它导通后 d_2 点的电位变化， $u_{d2} = u_c$ ，输出电压变为 $u_d = u_{ac}$ 。共阳极组原导通的 KP_6 承受电压变为 $u_{kc} = u_{cb}$ ，由图可知，此时 $u_{cb} < 0$ ， KP_6 受反向电压被关断，实现了 KP_6 到 KP_2 的换流。从上述分析可知，当 i_d 连续时，共

阳极组三个元件之间在加入触发脉冲时换流；共阴极组三个元件之间也在加入触发脉冲时换流。 d_1 与 d_2 点电位 u_{d1} 与 u_{d2} 的变化以及输出电压 u_d 的波形如图 3-21 所示。各元件及变压器绕组中的电流波形与图 3-19 完全相同。

由于每组中元件换流次序与三相半波电路完全相同，在 i_d 连续时，各元件承受的电压波形在一个周期内仍分为三段。而且与三相半波电路相同。图中给出了 KP_1 与 KP_2 承受的电压 u_{k1} 与 u_{k2} 的波形。很明显，当各相控制 α 相同时，各元件承受电压的波形也相同，只是相位上依次滞后 60° 。

由上而分析可以得到如下结论：

✓ 1. 波形

(1) 输出电压 u_d 的波形是连续的，它是导通两个元件所接两相线电压波形的一部分。当 α 从 0° 变到 90° 时，正半波面积逐渐减小，负半波面积逐渐增加。当 $\alpha=90^\circ$ 时，正负半波面积相等，平均值 $U_d=0$ ，如图 3-22 所示。由此可见，该电路的移相范围为 90° 。

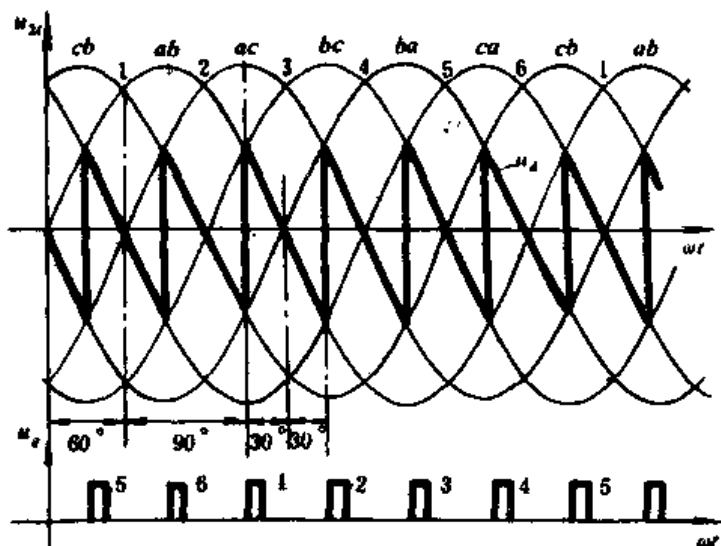


图 3-22

(2) u_d 在每个周期中脉动六次，所以最低次谐波为六次谐波，因而脉动系数减小了。

(3) 负载电流 i_d 在 α 较小时脉动很小，近似认为是一条直线。各元件中的电流为 120° 的方波，幅值为 I_d 。

(4) 变压器副绕组中的电流 i_2 为正负两个 120° 的方波，幅值均为 I_d ，所以无直流分量。

(5) 晶闸管承受电压 u_k 的波形与三相半波电路完全相同，每个周期中仍分为三段。

2. 元件的导通与换流

(1) 任何时刻必须同时有两个元件导通，一个在共阴极组，另一个在共阳极组，才能构成负载电流通路。

(2) 共阴极组与共阳极组内三个元件间，每隔 120° 由脉冲控制换流一次，按电源相序轮流各导通 120° 。

(3) 由于共阴极组与共阳极组的自然换相点在相位上错开 60° ，因而六个自然换相点相互之间的相位也相差 60° 。当 α 相同时，六个脉冲之间的相位差应保持 60° ，所以全控桥式电路每隔 60° 有一次换流，一个周期中 u_d 脉动六次。换流的次序是从 1 到 6 依次进行。

(4) 接在同一相的两个元件的自然换相点相位差 180° ，而每个元件导通角为 120° ，所

以两者不会同时导通,可共用一个变压器副绕组,从而提高了变压器的利用率。

3. 对触发电路的要求

(1) 当采用通常的分立元件构成的触发电路时,一般要有六个独立的触发电路,产生六个脉冲分别对六个元件进行控制。

(2) 六个脉冲必须按 1 到 6 的顺序产生,才能保证电路正常换流。

(3) 各脉冲之间要保持 60° 的相位差,并在工作过程中不变,否则各元件的 α 不同,输出电压波形的各波头不等。

(4) 脉冲移相范围要满足主电路移相范围的要求,且有足够的功率、幅值和宽度。

(5) 主电路和触发电路要保持一定的同步配合关系。如何实现上述要求,将在下一章介绍。

此外,为保证电路在起动或电流断续时形成电流通路,建立起负载电流,必须使共阴极组与共阳极组各有一个元件同时被触发导通。为此,可采用下面两种方式:一种是双窄脉冲触发,即除前述所加六个主脉冲 u_{gk} 外,还要加六个补充脉冲 u'_{gk} ,如图 3-23 (a) 所示。对每一个元件来说,除加主脉冲外,滞后 60° 再加一个补脉冲。这样一来,如在 KP_1 被主脉冲 u_{g1} 触发导通的同时,给 KP_6 加一个补脉冲 u'_{g6} ,使 KP_6 也导通,就能形成从变压器副边 a 相绕组,经 KP_1 、负载 R, L ,再经过 KP_6 回到 b 相绕组的回路。另一种方式是采用宽脉冲,脉宽可以取 $80^\circ \sim 100^\circ$ 左右,如图 3-23 (b) 所示。由图可以看出,在加入每个脉冲前一个脉冲尚存在,

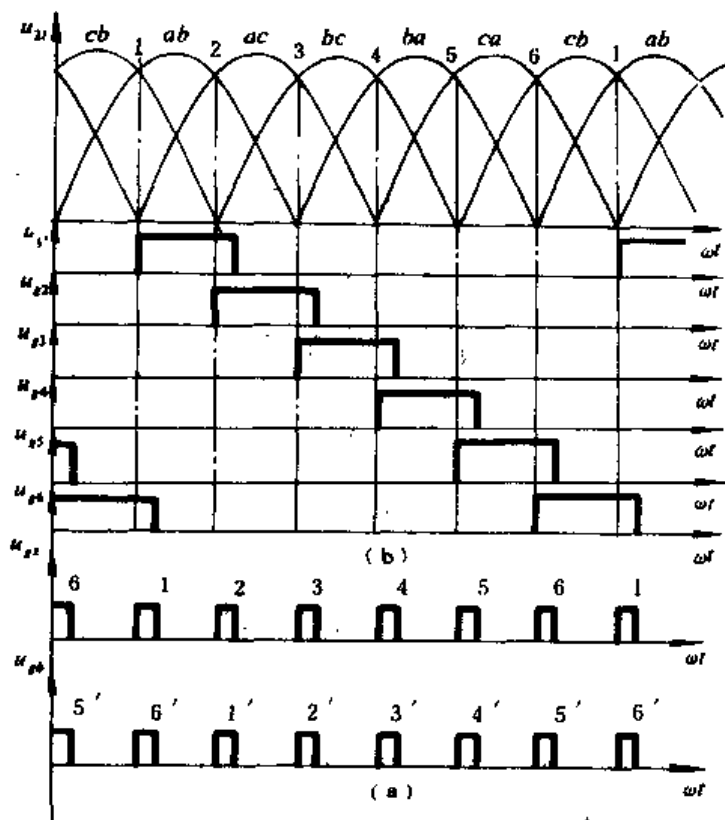


图 3 23

仍可同时触发两个元件,即共阴极组与共阳极组各一个,可形成电流通路。

(二) 定量分析

1. 整流输出电压平均值

由图 3-21 可知,

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d\omega t \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \left[-2\sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \right]
 \end{aligned}$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos\alpha = 2.34 U_2 \cos\alpha \quad (3-28)$$

令 $\alpha=0^\circ$ 时, $U_d = 2.34 U_2$, 为最大值。 $\alpha=90^\circ$ 时, $u_d=0$, 所以移相范围为 90° 。

2. 负载电流平均值

$$I_d = \frac{U_d}{R} = 2.34 U_2 \cos\alpha / R \quad (3-29)$$

3. 流过每个元件的电流有效值

由图 3-19 可知, 流过每个晶闸管的电流为幅值等于 I_d 的 120° 的方波, 所以

$$I_k = \sqrt{\frac{120^\circ I_d^2}{360^\circ}} = I_d / \sqrt{3} \quad (3-30)$$

4. 变压器副绕组中流过的电流有效值

由图 3-19 可以求出

$$I_2 = \sqrt{\frac{\frac{2\pi}{3} I_d^2 + \frac{2\pi}{3} (-I_d)^2}{2\pi}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \sqrt{2} I_k \quad (3-31)$$

5. 晶闸管承受的最大正向、反向电压

由图 3-21 可知, 晶闸管承受的最大正向、反向电压均为线电压的幅值

$$U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{6} U_2 \quad (3-32)$$

式中, U_2 为变压器副绕组相电压的有效值。

6. 变压器的视在功率

由于变压器副绕组中电流无直流分量, 在忽略变压器的损失时, 原副边的功率相等。

$$S = S_1 = S_2 = 3 U_2 I_2 \quad (3-33)$$

令 $\alpha=0^\circ$ 时, $U_d = 2.34 U_2$, $I_{d0} = 2.34 \frac{U_2}{R}$, $I_k = \frac{I_{d0}}{\sqrt{3}}$, $I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{d0}$, $S = 1.05 U_{d0} I_{d0}$, 这

就表明, 此电路变压器的利用率是最高的, 所以它是工程上最常用的电路之一。

7. 电压脉动系数 γ_u

当 $\alpha=0^\circ$ 时, 输出电压 u_d 波形如图 3-24 所示, 它是以 $\frac{\pi}{3}$ 为周期的偶函数, 其最低次谐

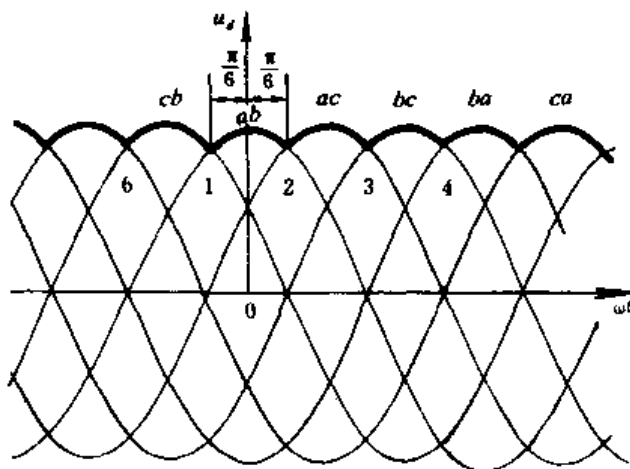


图 3-24

波为六次, 它的系数可由式 (3-34) 求得

$$\begin{aligned}
 U_{dm_6} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{6} U_2 \cos \omega t \cos \frac{\pi}{6} \omega t d\omega t \\
 &= \frac{12}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{6} U_2 \cos \omega t \cos 6\omega t d\omega t \\
 &= \frac{12}{\pi} \sqrt{6} U_2 \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{1}{2} (\cos 7\omega t + \cos 5\omega t) d\omega t \\
 &= \frac{6}{\pi} \sqrt{6} U_2 \left[\frac{1}{7} \sin \frac{7\pi}{6} + \frac{1}{5} \sin \frac{5\pi}{6} \right] \\
 &= \frac{6}{35\pi} \sqrt{6} U_2 = \frac{2}{35} U_{d_0}
 \end{aligned} \quad (3-34)$$

所以, 电压脉动系数为

$$\gamma_u = \frac{U_{dm_6}}{U_{d_0}} = \frac{2}{35} = 0.057 \quad (3-35)$$

上式表明, 比三相半波电路和单相电路的脉动系数小得多, 当然电流的脉动系数就更小了。因而在 $\omega L \gg R$, 且 α 较小时, i_d 波形几乎是一条直线。

如果负载所要求的电压变化范围和负载电阻 R 、电感 L 都是已知的, 依式 (3-28) ~ 式 (3-33) 可以确定变压器的参数和晶闸管的定额。

例 如图 3-18 (b) 所示电路, 当 $L=0.2$ 亨, $R=3$ 欧, 要求电压在 100~200 伏连续可调, 电网线电压为 380 伏时, 变压器的参数和晶闸管定额可以按如下方法计算。

✓ 1. 计算变压器副边相电压有效值

若选定 $\alpha_{min}=0^\circ$, 此时它输出最大的电压应为 220 伏, 所以

$$U_2 = \frac{200}{2.34} = 85.5 \text{ 伏}$$

2. 晶闸管额定电压

✓ 由式 (3-32) 可以求出晶闸管承受最大正、反向电压

$$U_{RM} = U_{FM} = 85.5 \sqrt{6} = 217 \text{ 伏}$$

若取安全余量系数 $K=3$, 则元件的额定电压

$$U_H \geq 3 \times 217 = 651 \text{ 伏}$$

可以选择额定电压为 700 伏的元件。

✓ 3. 确定晶闸管通态平均电流

流过负载的最大电流

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{200}{3} = 66.7 \text{ 安}$$

它是最危险的负荷, 应以此选择元件电流定额。由于 $\omega L \gg R$, 可以依据式 (3-30) 求得流过元件的电流有效值

$$I_k = I_d / \sqrt{3} = \frac{66.7}{\sqrt{3}} = 38.5 \text{ 安}$$

若取安全余量系数 $K=2$ 时, 可求得通态平均电流

$$I_T = \frac{2 \times 38.5}{1.57} = 49 \text{ 安}$$

可以选择 $I_T = 50$ 安的元件。所以晶闸管型号为 KP-50-7。

4. 计算变压器参数

已知电网电压为 380 伏，变压器采用 Δ/Y 接法，所以变比为

$$K_N = \frac{U_1}{U_2} = \frac{380}{85.5} = 4.44$$

依据式 (3-31) 可以求得变压器副绕组中电流有效值

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 66.7 = 54.5 \text{ 安}$$

因而

$$I_1 = \frac{I_2}{K_N} = \frac{54.5}{4.44} = 12.3 \text{ 安}$$

变压器的视在功率可由式 (3-33) 求得

$$S = 3U_2 I_2 = 3 \times 85.5 \times 54.5 = 13979 \text{ 伏安} = 14 \text{ 千伏安}$$

二、反电势负载

原理电路如图 3-25，仍按所要求的最小连续电流 I_{dmin} 选择电感量 L ，并串入电枢回路。电路仍有 i_d 连续与断续两种工作状态。

(一) 负载电流 i_d 连续时电路的工作情况

电机轴上负载转矩较大， $I_d \geq I_{dmin}$ ， i_d 连续，这时在每个瞬时，共阴极组与共阳极组中各有一个晶闸管导通。按换流的顺序，在加入 u_{α_1} 之前，应为 KP_5 与 KP_6 导通，因而 $u_{d_1} = u_c$ ， $u_{d_2} = u_b$ ， $u_d =$

u_{cb} ，图 3-26 为 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形图。加入 u_{α_1} 时， KP_1 承受的电压 $u_{k_1} = u_{ac}$ 。由图可知，此时 $u_{ac} > 0$ ，所以 KP_1 被触发导通。它导通后，共阴极点 d_1 的电位由 u_c 变为 u_a ，共阴极组原导通的 KP_5 承受电压变为 $u_{ca} < 0$ ， KP_5 被强迫关断。共阳极组未发生换流，电位不变，因此 $u_d = u_{ab}$ ，此时负载回路的电压方程为

$$u_d = u_{ab} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E$$

式中 R 为电机电枢回路。 KP_5 与 KP_1 换流时， u_d 从 $u_{cb} = 0$ 跳变为 u_{ab} ，则 i_d 从下降转为上升， $L \frac{di_d}{dt} > 0$ ， $u_d > E + Ri_d$ ，到图中 Q 点所示位置， $u_d = E + Ri_d$ ，表明 i_d 已达最大值， $L \frac{di_d}{dt} = 0$ 。此后由于 u_d 下降， i_d 开始下降，电感 L 释放能量，当 I_d 较大时， L 储存能量较多，直到加入 u_{α_2} 时能量尚未放完， i_d 就连续。图 3-26 中加入 u_{α_2} 时 u_d 刚好过零，即使 $\alpha > 60^\circ$ ，加入 u_{α_2} 时 u_d 已过零，只要 I_d 足够大，电感中储存的能量足以维持到再加入 u_{α_2} 时， u_d 过零后元件也不会承受反向电压被关断。如图 3-27 所示。

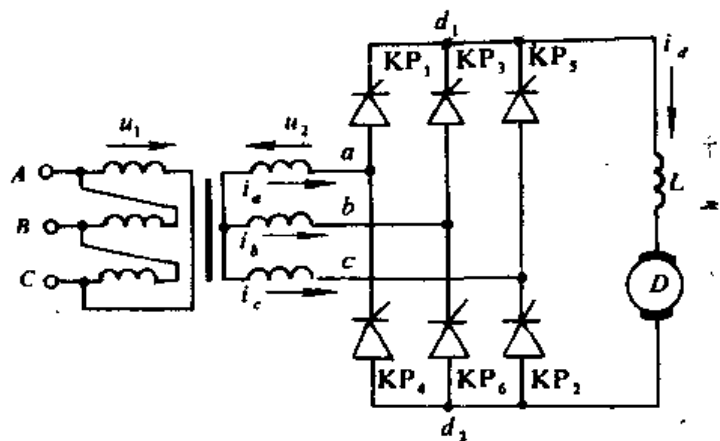


图 3-25

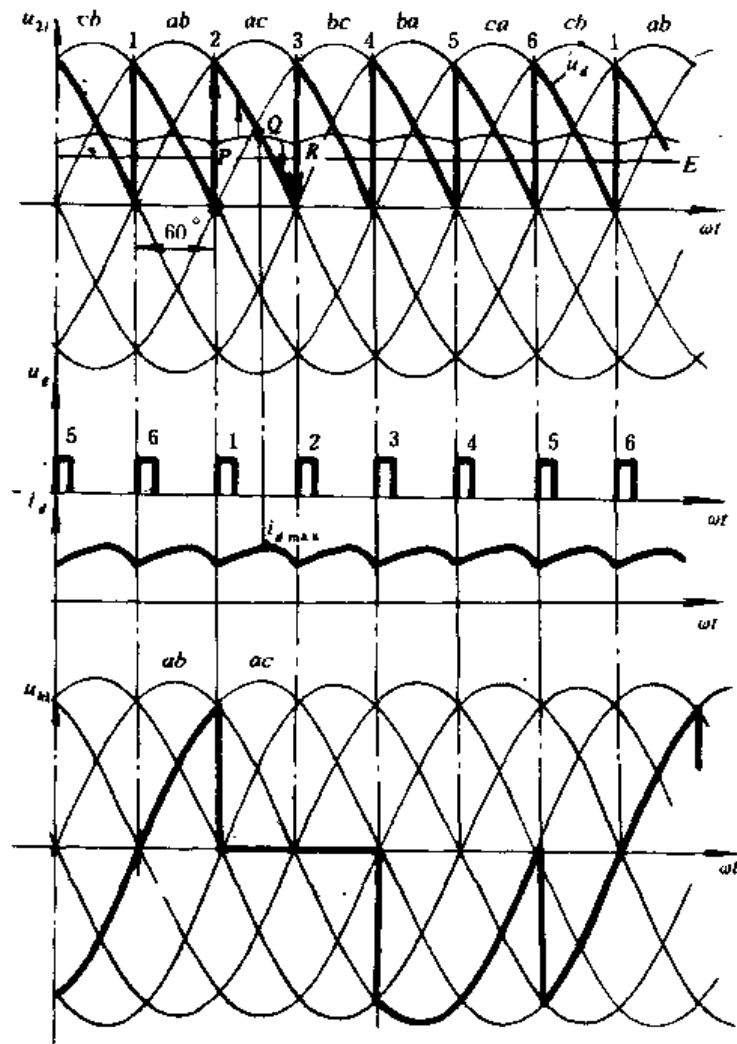


图 3-26

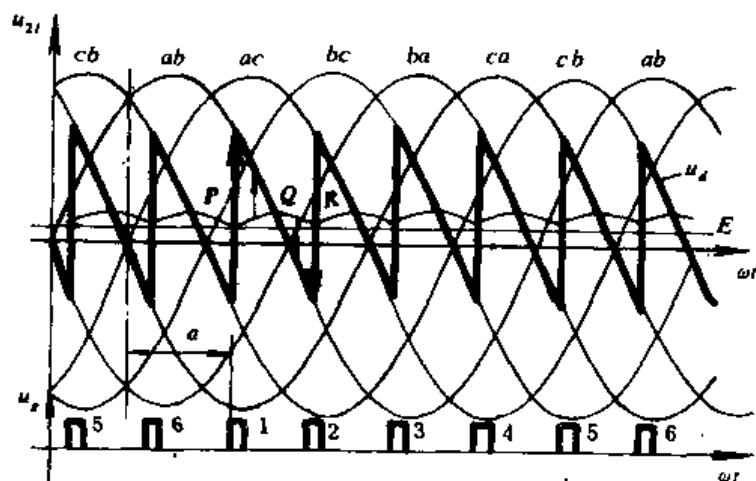


图 3-27

加入 u_{s2} 时, KP_2 承受的电压 $u_{k2} = u_{bc}$, 由图 3-26 看出, 此时的 $u_{bc} > 0$, KP_2 承受正向电压被触发导通。 KP_2 导通后, 共阳极点电位变化, $u_{d2} = u_c$, 原导通的 KP_6 承受的电压变为 $u_{cb} < 0$, 因而 KP_6 受反向电压关断。而共阴极点电位不变, 所以 $u_d = u_{ac}$, 可列出回路方程为

$$u_d = u_{ac} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E$$

从此式可知, 电路在第二个换流周期中, 工作状态与前一个换流周期相同。从以上分析知, 在 i_d 连续时反电势 E 并不影响元件的换流及输出电压 u_d 的波形。当再加入 u_{s3} 、 u_{s4} 、 u_{s5} 、 u_{s6} 时, 共阴极组和共阳极组内三个元件间分别在触发脉冲控制下换流, 与电感负载 i_d 连续时完全相同。

(二) 负载电流 i_d 断续时电路的工作情况

在 L 值选定以后, 随着电机轴上转矩减小, I_d 下降, L 中储存的能量也减少, 若其能量不足以维持到再加入下一个脉冲换流时就消耗完了, 则 i_d 断续。此时, 在加入 u_{s1} 之前, 六个晶闸管全部处于阻断状态, 所以 $i_d = 0$, $Ri_d = 0$, $L \frac{di_d}{dt} = 0$, 因而 $u_d = E$, 如图 3-28 所示。为了使电路能建立起负载电流 i_d , 必须同时给共阴极组和共阳极组各一个元件加触发脉冲, 图中给出了 $\alpha = 60^\circ$ 时用双窄脉冲触发的各脉冲的布置。

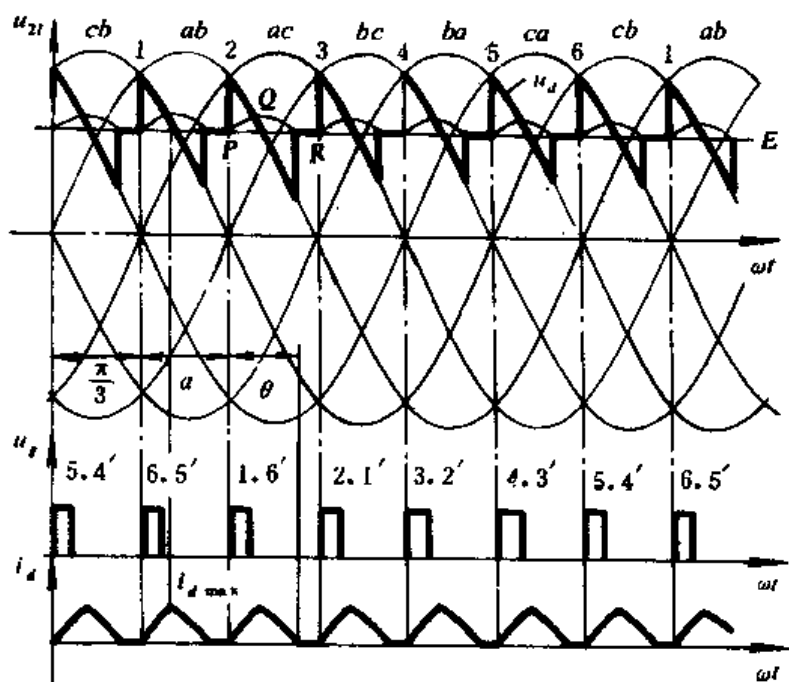


图 3-28

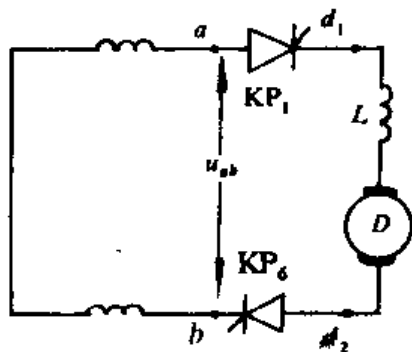


图 3-29

在加入 u_{s1} 与 u'_{s6} 时, KP_1 接受主脉冲 u_{s1} , KP_6 接受补脉冲 u'_{s6} , 所以两个元件同时被

触发, 对应的简化电路如图 3-29。由图 3-28 看出, 此时 $u_{ab} > E$, 所以 KP_1 与 KP_6 承受正向电压被触发导通。因而 $u_{a_1} = u_a$, $u_{a_2} = u_b$, $u_d = u_{ab}$, u_d 突然上升, 将引起 i_d 由零逐渐增大, 直到图中 Q 点时, $u_d = E + Ri_d$, i_d 上升为最大值, 这段时间内, 在 L 中储存能量。此后, 由于 u_d 下降, 引起 i_d 下降, L 释放能量, 当电感中的能量释放完了时, $i_d = 0$, 如图中 R 点所示。此后, 电感与电阻上的压降均为零, u_d 又等于 E 。原导通的 KP_1 与 KP_6 在 i_d 小于元件维持电流时就自然关断。

再加入 u_{k_2} 与 u'_{k_2} 时, 将分别触发 KP_1 与 KP_2 , 由于 $u_{ab} > E$, 它们均承受正向电压而被触发导通。这时 $u_{a_1} = u_a$, $u_{a_2} = u_c$, $u_d = u_{ac}$, 电路的工作情况与前一个换流周期类似。同理可以分析再加入 u_{k_3} 与 u'_{k_3} , u_{k_4} 与 u'_{k_4} , u_{k_5} 与 u'_{k_5} 时电路的工作情况。输出电压 u_d 和负载电流 i_d 的波形绘于图 3-28 中。

输出电压平均值的计算: i_d 断续时输出电压 u_d 的波形不仅与控制角 α 有关, 而且与反电势 E 及导通角 θ 有关。因而根据元件导通期间回路电压方程式, 求出 i_d 的变化规律及 θ 值, 则可按图 3-28 求得输出电压平均值 U_d 。当以加入 u_{k_1} 的时刻为原点时, 负载回路电压方程为

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = \sqrt{6} U_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{3} + \alpha) - E \quad (3-36)$$

可以解得

$$i_d = Ae^{\frac{R}{\omega L}\omega t} + \frac{\sqrt{6} U_2}{Z} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - \frac{E}{R} \quad (3-37)$$

式中 $\varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R}$, $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ 。因为 $\omega t = 0$, $i_d = 0$, 代入式 (3-37) 得

$$A = \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{6} U_2}{Z} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) \quad (3-38)$$

将式 (3-38) 代入式 (3-37) 得

$$\begin{aligned} i_d = & \left[\frac{E}{R} - \frac{\sqrt{6} U_2}{Z} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) \right] e^{\frac{R}{\omega L}\omega t} + \frac{\sqrt{6} U_2}{Z} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - \frac{E}{R} \\ & - \frac{\sqrt{6} U_2}{R} \left\{ \left[\epsilon - \cos\varphi \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) \right] e^{-\frac{\omega t}{\omega L}} + \cos\varphi \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - \epsilon \right\} \end{aligned} \quad (3-39)$$

式中, $\epsilon = \frac{E}{\sqrt{6} U_2}$ 。

在 $\omega t = \theta$ 时, i_d 下降到零, 将此条件代入式 (3-39) 得

$$\left[\epsilon - \cos\varphi \sin\left(\frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) \right] e^{-\frac{\theta}{\omega L}} + \cos\varphi \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) - \epsilon = 0 \quad (3-40)$$

当已知 α 、 φ 及 E 时, 由式 (3-40) 可以求出 θ 值。从而按图 3-28 可以求出输出电压平均值 U_d

$$\begin{aligned} U_d = & \frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta} \sqrt{6} U_2 \sin\omega t d\omega t + \left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) E \right] \\ = & \frac{3}{\pi} \left\{ \sqrt{6} U_2 \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha + \theta\right) \right] + \left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) E \right\} \end{aligned} \quad (3-41)$$

负载电流的平均值

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (3-42)$$

(三) 晶闸管-电动机系统的机械特性

由可控整流电路给电动机供电时,电动机的机械特性分为连续和断续两段,图 3-30 所示为三相全控桥式整流电路供电的电动机机械特性的示意图。若系统中采用他激电动机,且在额定磁通下工作时,连续段特性可根据电枢回路的电压方程求出

$$n = \frac{U_d}{C_e \Phi} - \frac{R I_d}{C_e \Phi} = \frac{2.34 U_2 \cos \alpha}{C_e \Phi} - \frac{R I_d}{C_e \Phi} \quad (3-43)$$

式中 $C_e \Phi$ 为电机电势系数。由上式可知,它是一组随 α 变化的平行线。当 α 一定时,断续段特性是一条不规则的曲线,需逐点求出。

1. 理想空载点:电路工作时输出负载电流为脉动电流。理想空载即平均电流 $I_d = 0$,也就是说必须 i_d 恒等于零。如图 3-31 所示,当采用宽脉冲时,输出电压 u_d 必须始终不大于 E , i_d 才能恒为零。因而 $\alpha \leq 30^\circ$ 时, $E = \sqrt{6} U_2$; 若 $\alpha > 30^\circ$, 反电势 $E = \sqrt{6} U_2 \sin \left[\frac{\pi}{3} + \alpha \right]$ 。因为只要 $E < u_d$, 就会产生脉动电流 i_d , 从而 $I_d > 0$, 电磁转矩 $M > 0$, 转速 n 将上升, E 上升,直到 E 不再小于 u_d 为止。所以当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时,理想空载

转速 $n_0 = \frac{\sqrt{6} U_2}{C_e \Phi}$; $\alpha = 60^\circ$ 时, $n_0 = 0.866$

$\frac{\sqrt{6} U_2}{C_e \Phi}$; $\alpha = 90^\circ$ 时, $n_0 = 0.5 \frac{\sqrt{6} U_2}{C_e \Phi}$, 如图 3-30

所示,图中 n^* 为以 $\frac{\sqrt{6} U_2}{C_e \Phi}$ 为基值的标么值。

2. 连续与断续的分界点 A: 以 $\alpha = 60^\circ$ 为例,依据式 (3-40) 将连续与断续临界状态的条件 $\omega t = \theta = 120^\circ$, $i_d = 0$ 代入便可求出 ϵ 。从而可求出 $E = \sqrt{6} U_2 \epsilon$, 那么

$$n^* = \frac{\sqrt{6} U_2 \epsilon}{C_e \Phi} \bigg/ \frac{\sqrt{6} U_2}{C_e \Phi} = \epsilon \quad (3-44)$$

由上式看出转速的标么值等于 ϵ , 所以通常称它为转速系数。因为 A 点是连续段特性 AB 上的一点,求出 n^* 以后就可确定出点 A。

3. 断续段上任意点 C: 设任意点的转速为 n^* , 由式 (3-44) 可知 $\epsilon = n^*$, 在 α 、 φ 已确定时,根据式 (3-40) 可求出 θ , 再代入 (3-41) 和式 (3-42), 便可求出 U_d 和 I_d , 从而可以确定任意点 C 的位置。

(四) 平波电抗器 L 的确定

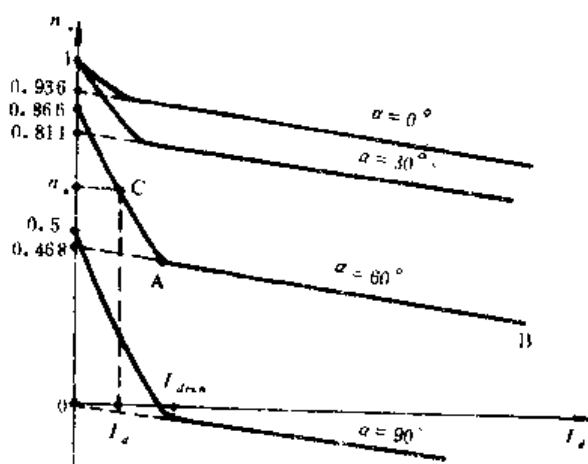


图 3-30

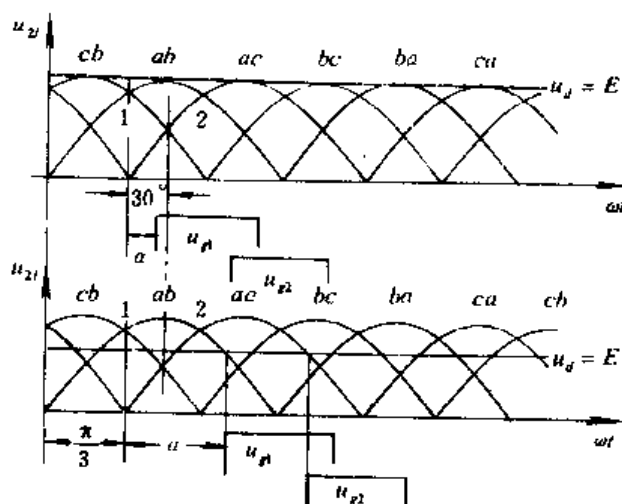


图 3-31

当电路形式为三相全控桥式, 且最小连续电流 $I_{d\min}$ 已确定时, 负载电流 i_d 是否连续除与 L 的大小有关外, 还与 u_d 的脉动程度即与 α 有关。由上面对工作原理的分析知道, $\alpha=90^\circ$ 时, u_d 的脉动最大, 因而为使 i_d 连续所需电感量也最大。所以按 $\alpha=90^\circ$ 选择 L 值, 可以保证在任何控制角 α 的情况下, 只要 $I_d \geq I_{d\min}$ 时, i_d 一定连续。

$\alpha=90^\circ$ 时, u_d 的波形如图 3-32 所示。在忽略电枢电阻电压降时, $E=U_d=0$ ($\alpha=90^\circ$ 只是作为理论分析的一种极限情况, 因为此时电动机已处于静止状态), 回路的电压方程式为

$$L \frac{di_d}{dt} = \sqrt{6} U_2 \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \quad (3-45)$$

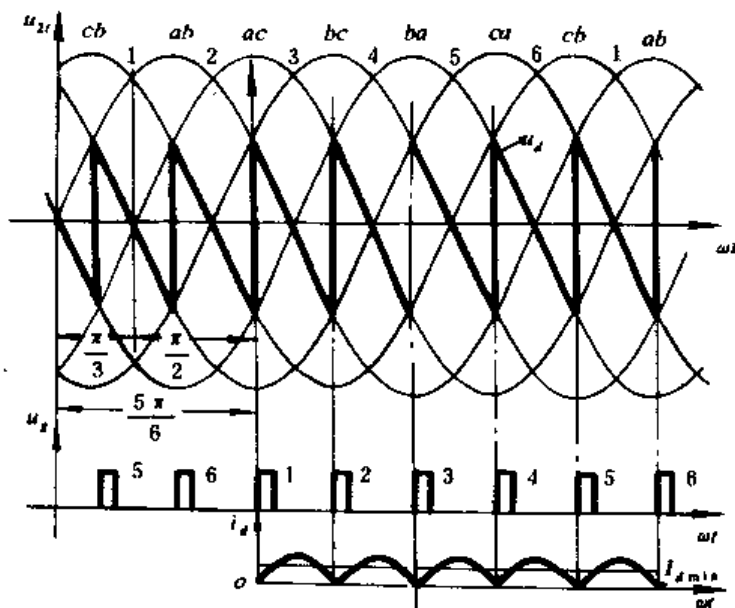


图 3-32

由式 (3-45) 解得

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{1}{\omega L} \int_0^{\omega t} \sqrt{6} U_2 \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{6} U_2}{\omega L} \left[\cos \frac{5\pi}{6} - \cos\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \right] \end{aligned} \quad (3-46)$$

上式表示任意时刻 ωt 时 i_d 的值。在 i_d 刚好连续时波形如图 3-32 所示, 它的平均值即为最小连续电流 $I_{d\min}$

$$I_{d\min} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} i_d d\omega t$$

将式 (3-46) 代入后解得

$$\begin{aligned} I_{d\min} &= \frac{3 \sqrt{6} U_2}{\pi \omega L} \left(-\frac{\sqrt{3}\pi}{6} + \sin \frac{5\pi}{6} - \sin \frac{7\pi}{6} \right) \\ &= \frac{3 \sqrt{6} U_2}{\pi \omega L} \left(1 - \frac{\sqrt{3}\pi}{6} \right) \\ &= 0.693 \times 10^{-3} \frac{U_2}{L} \end{aligned}$$

所以

$$L = 0.693 \times 10^{-3} \frac{U_2}{I_{d\min}} \text{ 亨} = 0.693 \frac{U_2}{I_{d\min}} \text{ 毫亨} \quad (3-47)$$

(五) 定量分析

变压器的参数和晶闸管的定额应该按危险负载的情况来确定。就变压器而言, 在电机起动过程中, 它允许的过电流倍数 λ 与电动机允许过电流倍数相近, 因而可以按 $I_d = I_{ed}$ (电机额定电流) 进行计算; 对于桥臂晶闸管来说, 承受过电流能力很低, 应按 $I_d = I_Q$ (最大启动电流) 计算, 当电机允许过电流倍数为 λ 时, $I_Q = \lambda I_{ed}$, 一般可选 $\lambda = 1.5 \sim 2.5$ 。显然它们远大于 $I_{d\min}$, 所以 i_d 是连续的。在工程计算上, 此时可以忽略其脉动成分。

1. 输出电压平均值 U_d

因为 i_d 连续, u_d 的波形与感性负载时完全相同, 所以

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha = 2.34 U_2 \cos \alpha \quad (3-48)$$

由此可知, 此电路的移相范围也为 90° 。

2. 流过晶闸管的最大的电流有效值

$$I_t = \sqrt{\frac{\frac{2\pi}{3} I_d^2}{2\pi}} = \sqrt{\left(\frac{\lambda I_{ed}}{3}\right)^2} = \lambda I_{ed} / \sqrt{3} \quad (3-49)$$

3. 变压器副边绕组中最大的电流有效值

由图 3-19 可知, i_2 为正负两个 120° 的方波, 幅值应选为电机的额定电流 I_{ed} , 所以

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{\frac{\frac{2\pi}{3} (I_{ed})^2 + \frac{2\pi}{3} (-I_{ed})^2}{2\pi}} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{ed} \end{aligned} \quad (3-50)$$

4. 元件承受的最大正、反向电压

它们也均与感性负载时相同, 所以

$$U_{RM} = U_{FM} = \sqrt{6} U_2 \quad (3-51)$$

5. 变压器原绕组中电流有效值

变压器的变比

$$K_N = \frac{U_1}{U_2}$$

变压器原边电流有效值

$$I_1 = I_2 / K_N \quad (3-52)$$

由于变压器副边电流 i_2 无直流分量, 所以在忽略变压器损失时, 原边与副边视在功率相等, 所以

$$S = S_1 = S_2 = 3 U_2 I_2 \quad (3-53)$$

在给定电机额定参数时, 按式 (3-48) ~ 式 (3-53) 可确定出变压器的参数和晶闸管的型号。

例题 如图 3-25 原理电路, 电机的额定参数为: $P_{ed} = 74$ 千瓦, $U_{ed} = 220$ 伏, $I_{ed} = 378$ 安。若电网电压为 380 伏, $\alpha_{\min} = 10^\circ$, $I_{d\min} = 15$ 安, 试计算平波电抗器电感量 L (可视为包

括电机电枢电感), 并选定变压器参数及晶间管定额。

解 在选择元件和计算变压器参数时, 按危险负载计算, 它们远大于 I_{dmin} , 可按 i_d 近似一条直线来考虑, 用式 (3-48) ~ 式 (3-53) 计算。

1. 确定变压器副边相电压有效值

当 $\alpha = \alpha_{min} = 10^\circ$ 时, 应输出电机的额定电压值, 按式 (3-48) 解得

$$U_2 = \frac{220}{2.34 \times \cos 10^\circ} = 95.5 \text{ 伏}$$

2. 选定晶闸管额定电压

依据式 (3-51) 可以求得晶闸管承受的最大正向、反向电压

$$\begin{aligned} U_{RM} = U_{FM} &= \sqrt{6} U_2 = 95.5 \sqrt{6} \\ &= 234 \text{ 伏} \end{aligned}$$

取电压安全余量系数 $K=3$

$$U_H = KU_{RM} = 3 \times 234 = 702 \text{ 伏}$$

按标准定额, 可选择额定电压为 700 伏的元件。

3. 确定晶闸管通态平均电流

由式 (3-49) 可知, 取 $\lambda=2$ 时, 可算得

$$\begin{aligned} I_K &= \frac{\lambda I_{ed}}{\sqrt{3}} = \frac{2 \times 378}{\sqrt{3}} = 436.5 \text{ 安} \\ I_T &= \frac{KI_K}{1.57} = \frac{(1.5 \sim 2) \times 436.5}{1.57} \\ &= 417 \sim 556 \text{ 安} \end{aligned}$$

此处 K 为安全余量系数, 一般可选 $1.5 \sim 2$, 因而可以按实际情况选用 I_T 为 500 安或 600 安的元件。

4. 确定变压器参数

副绕组中电流有效值, 可按式 (3-50) 求得

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{ed} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 378 = 308.6 \text{ 安}$$

已知电网电压为 380 伏, 且采用 Δ/Y 接法的变压器, 所以变比

$$K_N = \frac{U_1}{U_2} = \frac{380}{95.5} = 3.98$$

所以原绕组中电流有效值, 按式 (3-52) 求得

$$I_1 = I_2 / K_N = \frac{308.6}{3.98} = 77.5 \text{ 安}$$

变压器的视在功率

$$S = 3U_2 I_2 = 3 \times 308.6 \times 95.5 = 88242 \text{ 伏安} = 88.2 \text{ 千伏安}$$

5. 计算平波电抗器的电感量

依据式 (3-47) 可以求得

$$\begin{aligned} L &= 0.693 \frac{U_2}{I_{dmin}} = 0.693 \times \frac{95.5}{15} \\ &= 4.4 \text{ 毫亨} \end{aligned}$$

三、电阻负载

全控桥式电路一般不用于电阻负载；但在接有感性负载或反电势负载时，在调试过程中却常常先用电阻负载进行，因而有必要介绍一下它的工作原理，熟练掌握其各电量的波形图，以便准确、迅速地判断各种故障并排除。原理电路如图 3-33。

以 $\alpha=90^\circ$ 为例。在加入 u_{g1} 之前，可能导通的元件为 KP_5 和 KP_6 ，输出电压为 u_{cb} ，当 u_{cb} 下降到零时， $i_d=0$ ， KP_5 与 KP_6 关断，如图 3-34 (a) 所示。因而在加入 u_{g1} 与 u'_{g6} 时， i_d 已断续，即六个元

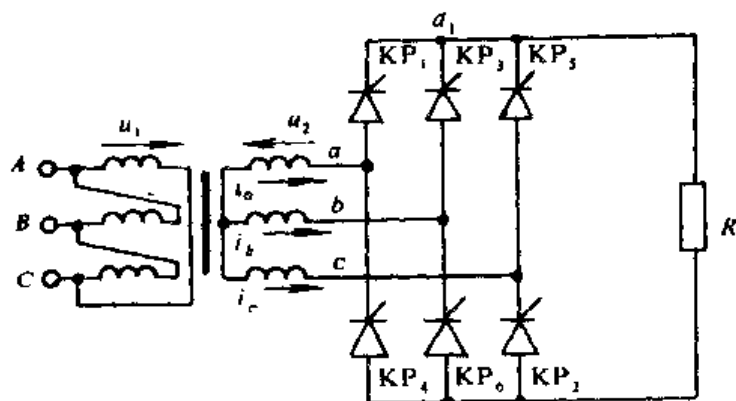
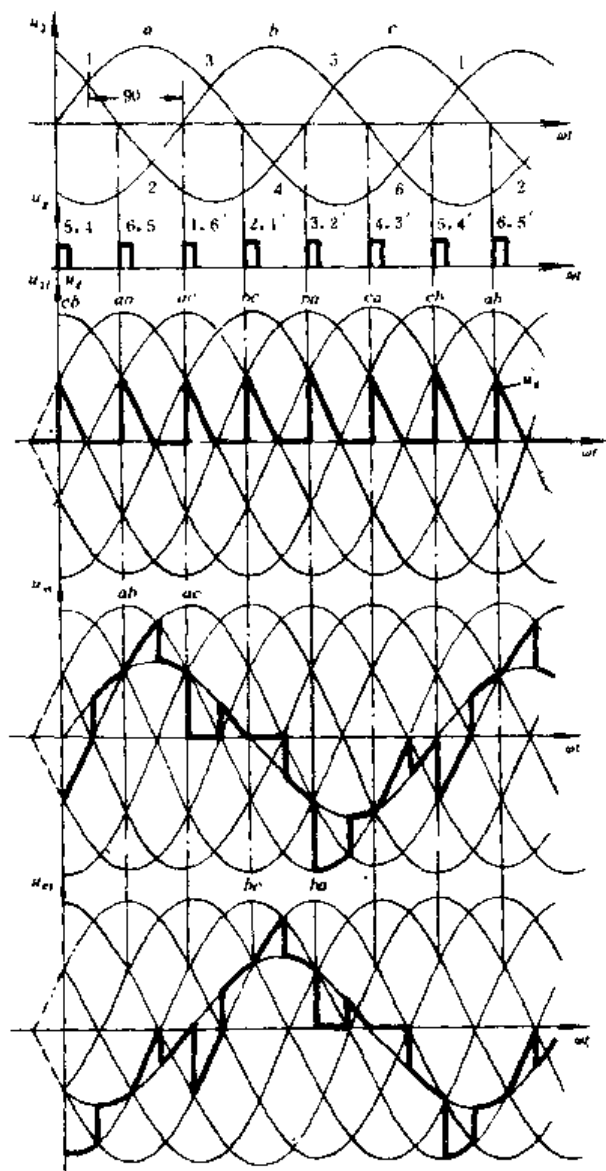
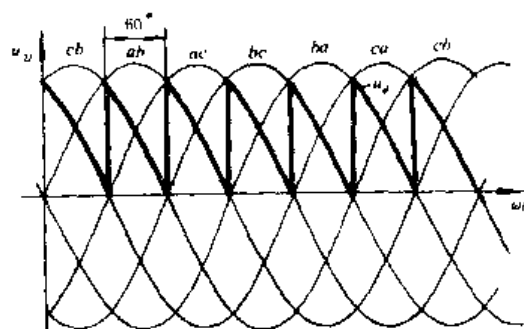


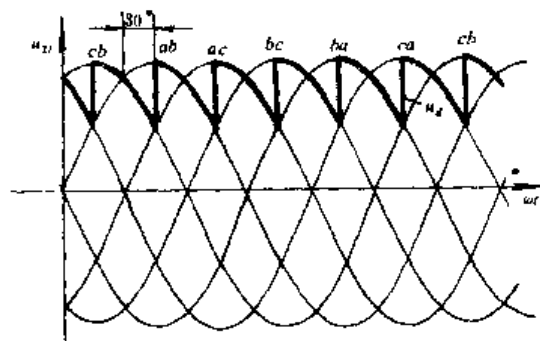
图 3-33



(a)



(b)



(c)

图 3-34

件全部关断。这时 d_1 与 d_2 点等电位, 可以把全控桥看成是两个三相半波电路的串联, 即采用图 3-18 (a) 所示电路分析。假定共阴极组与共阳极组中三个元件均为具有理想特性的晶闸管, 此时电路为对称的三相电路, O_1 点电位为零, 各元件均承受元件所接一相电源的相电压。由图 3-34 (a) 可知, 在加入 u_{g1} 与 u'_{g6} 时, $u_a > 0$, 所以 KP_1 可以被触发导通。当 KP_1 由阻断转化到导通过程中, 等效阻抗急剧下降, 电路变为不对称的了, O_1 点电位抬高, 从而使 KP_6 也承受正向电压被 u'_{g6} 触发导通。它们导通后, $u_{d1} = u_a$, $u_{d2} = u_b$, $u_d = u_{ab}$ 。当 u_{ab} 过零时, $i_d = 0$, 元件 KP_1 与 KP_6 关断。它们关断后, 电路状态与加入 u_{g1} 与 u'_{g6} 之前完全相同。当再加入 u_{g2} 与 u'_{g1} , u_{g3} 与 u'_{g2} ……时电路的工作状态与上述类似。输出电压 u_d 的波形如图 3-34 (a)。显然, α 增大使脉冲后移时, u_d 的正半波面积减小, 因而 U_d 减小。直到 $\alpha = 120^\circ$, 加入 u_{g1} 与 u'_{g6} 时, u_{ab} 刚好过零, KP_6 不再可能承受正向电压而被触发导通。反之, α 减小, 触发脉冲前移, u_d 增大, 当 $\alpha = 0^\circ$ 时, u_d 波形为线电压的包络线, u_d 最大。由此可见三相全控桥式电路给电阻负载供电时, 其移相范围为 120° 。

在图 3-34 (a) 中还给出了元件 KP_1 与 KP_2 承受的电压 u_{k1} 与 u_{k2} 的波形图, 它们的形状比较复杂。在 $i_d > 0$ 时, d_1 与 d_2 两点电位由导通的两个元件所接那一相电源的电位决定。当 $i_d = 0$ 时, 由上述分析知, d_1 与 d_2 两点电位相等, 即 $u_{d1} = u_{d2} = 0$ 。由于 d_1 与 d_2 两点电位在一个周期中变化六次, 相应地每个元件所承受的电压波形在每个周期中分为六段。在公共点电位变化规律确定后, 各元件承受的电压波形就很容易求得了。由此可以分析出, 当 $\alpha = 90^\circ$ 时, KP_1 与 KP_3 所承受的电压波形。

$\alpha = 60^\circ$ 和 $\alpha = 30^\circ$ 时的输出电压 u_d 的波形分别如图 3-34 (b) 和图 3-34 (c) 所示。由图中可以看出, 当 $\alpha < 60^\circ$ 时 u_d 始终大于零, 因此 $i_d > 0$, 负载电流是连续的。这时电路各元件的换流以及输出电压 u_d 和晶闸管承受的电压 u_k 的波形均与电感负载时相同。 $\alpha = 60^\circ$ 是临界状态。 $\alpha > 60^\circ$ 时, i_d 将变为断续的, 如上述分析的 $\alpha = 90^\circ$ 的情况, 显然与电感负载时不同。

第三节 三相半控桥式整流电路

三相全控桥式整流电路克服了三相半波电路的缺点, 但相对来讲电路是比较复杂的, 它用了六个晶闸管, 因而控制电路也复杂了。在接有电阻负载或不要求改变电压极性的电感负载和反电势负载时, 为了简化电路可以采用三相半控桥式电路, 即把共阳极组的三个晶闸管换成二极管, 如图 3-35 所示。如前所述, 在三相全控桥式电路中, 负载电流必须经过共阴极组和共阳极组各一个元件, 才能形成通路。因而把一个组换成不可控的二极管时, 电路仍可实现控制作用。

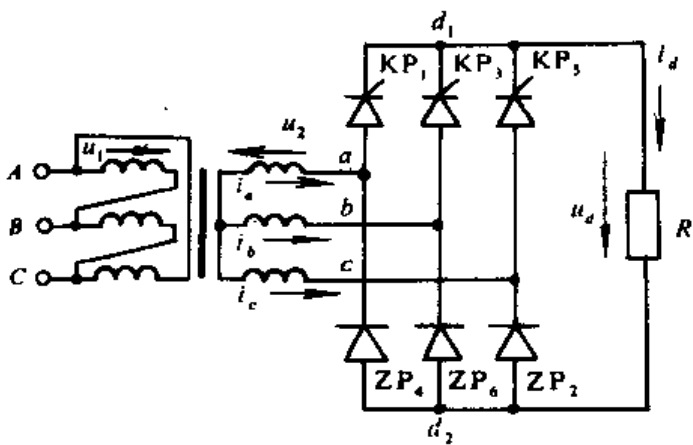


图 3-35

一、三相半控桥式电路的工作特点

1. 因为共阳极组是由不可控的二级管组成的, 它们所承受的最大正向电压为 0.7 伏, 在忽略此管压降时, 共阳极点 d_2 的电位始终等于三相电压中最低一相的电位, 不管三个元件是否均处于关断状态。

2. 当共阴组的某一元件上加入控制脉冲信号, 而且该相电位又高于电源最低相的电位 (即 d_2 点电位) 时, 它就能够被触发导通。它一旦导通后, 只要没有另一个晶闸管被触发导通而改变了共阴极点电位而使其承受反向电压, 它就一直导通到本相电位降到最低时为止。

3. 和单相半控桥式电路一样, 这种电路具有自然续流作用, 因而不管负载性质如何, 都不会输出负半波的电压。共阳极组三个二级管之间可以自然换流。

根据负载性质的不同, 电路的工作情况也各不相同, 下面将分别介绍其工作情况。

二、电阻负载

(一) 工作原理

原理电路如图 3-35。以 $\alpha=30^\circ$ 为例。在加入 u_{g1} 之前, b 相的电位最低, 共阳极组的元件中可能导通的是 ZP_6 , 共阴极组可能导通的是 KP_3 , 在 $u_{cb}>0$ 时, KP_3 与 ZP_6 一直导通。 $u_{d1}=u_c$, $u_{d2}=u_b$, $u_d=u_{cd}$, 如图 3-36 (a) 所示。在加入 u_{g1} 时, KP_1 承受的电压 $u_{k1}=u_{ac}$, 由图可知, 此时 $u_{ac}>0$, 所以 KP_1 被触发导通。它导通后, d_1 点电位变为 u_a , 原导通的 KP_3 承受的电压变为 $u_{c3}<0$, 因而被强迫关断。 KP_1 导通的时刻, b 相的电位仍为最低, 因而共阳极组仍为 ZP_6 导通, d_2 点电位不变, $u_d=u_{ab}$ 。过自然换相点 2 之后, 变为 c 相电位最低, 则 ZP_2 与 ZP_6 自然换流。 ZP_2 导通后, d_2 点电位变为 u_c , u_d 变为 u_{ac} 。当加入 u_{g3} 时, KP_3 承受的电压 $u_{k3}=u_{ba}$, 此时 $u_{ba}>0$, 它承受正向电压被触发导通。 KP_3 导通后, $u_{d1}=u_b$, 原导通的 KP_1 承受的电压 $u_{k1}=u_{ab}<0$, KP_1 受反向电压关断。 ZP_2 继续导通, d_2 点电位仍为 u_c , 因而 $u_d=u_{bc}$ 。过自然换相点 4 之后, a 相电位最低, ZP_4 导通, $u_{d2}=u_a$, ZP_2 受反向电压关断。输出电压 u_d 变为 u_{ba} 。当加入 u_{g5} 时, $u_{k5}=u_{cb}>0$, KP_5 导通。它导通后, $u_{d1}=u_c$, 原导通的 KP_3 承受反向电压 u_{c3} 而关断。此时仍为 a 相电位最低, ZP_4 继续导通, $u_{d2}=u_a$, 则 $u_d=u_{ca}$ 。过自然换相点 6 之后, ZP_4 与 ZP_6 换流, $u_{d2}=u_b$, 输出电压变为 u_{cb} 。再加入 u_{g1} 时, 电路进入下一个工作循环。

由于是纯电阻负载, 在导通元件中流过的电流波形与相应的输出电压波形相似, 也为正弦波的一部分。共阴极组是在加入脉冲的时刻换流, 每个晶闸管导通 120° ; 共阳极组是在过自然换相点时换流, 也各导通 120° , 波形如图 3-36 (a) 所示。变压器副边绕组中流过的电流, 是由在每相绕组所接桥臂上的两个元件中流过的电流决定的。共阴极组元件导通时, 电流由绕组流出, 为正值; 共阳极组元件导通时, 电流流入绕组, 为负值。以 a 相为例, i_a 的波形绘于图 3-36 (a) 中。尽管正负两个半波的形状不一样, 但其面积相等, 因而仍无直流分量。

由于 i_d 连续, 每组的三个元件在每个周期内交替导通 120° , 公共点的电位也随之交替变化三次。所以每个元件承受的电压的波形仍分为三段。分析方法与前述相同。 KP_1 承受的电压的波形绘于图 3-36 (a) 中, 二极管承受电压的波形如图 3-36 (b) 所示, 由于二极管是自然换流, 总是在自然换相点 2、4、6 时换流, 与 α 大小无关, 因而它们承受的电压的波形不变, 且三个二极管承受电压的波形完全相同, 只是相位上依次滞后 120° 。

图 3-37 (a) 给出了 $\alpha=60^\circ$ 时输出电压 u_d 及元件 KP_1 承受的电压 u_{k1} 的波形。当加入 u_{g1} 时, 刚好在自然换相点 2 的位置, 所以共阴极组与共阳极组同时换流, 因而每个周期中输

出电压只脉动三次, 由于过了自然换相点 2 之后, c 相电位最低, 只有 ZP_3 可能导通, 所以加 u_{k_1} 后, 导通的元件为 KP_1 与 ZP_2 , 输出电压为 u_d 。应注意, 在 $\alpha > 60^\circ$ 以后, u_d 的波形中不再出现 u_{ob} 段。同理也无 u_{bc} 和 u_{ca} 两段。

图 3-37 (b) 给出了 $\alpha = 150^\circ$ 时的输出电压 u_d 及元件 KP_1 承受的电压 u_{k_1} 的波形。由上述分析可知, $\alpha = 60^\circ$ 时, u_d 与 i_d 波形刚好连续。由图 3-37 (a) 可以看出, $\alpha = 60^\circ$ 加入 u_{g_1} 时刚好在自然换相点 2 处, 即 u_{ab} 过零的时刻。过了此点以后, c 相电压最低, 就是不加 u_{g_1} 脉冲, 原导通的 KP_3 由于不再承受正向电压, 不可能再导通了。因而当脉冲再后移, $\alpha > 60^\circ$ 时 u_d 及 i_d 的波形将变为断续。令 $\alpha = 150^\circ$, 在加入 u_{g_1} 之前 i_d 早已下降到零。负载两端的电压 $u_d = Ri_d = 0$ 。这时 d_1 点电位等于最低一相的电位 u_c , 即 $u_{d_1} = u_{d_2} = u_c$ 。当加入 u_{g_1} 时, $u_{k_1} = u_{ac} > 0$, KP_1 承受正向电压并被触发, 由阻断状态转向导通状态, d_1 与 d_2 点电位升高, ZP_2 也承受正向电压导通。它们导通后, $u_{d_1} = u_a$, $u_{d_2} = u_c$, $u_d = u_{ac}$ 。当 u_{ac} 过零时, $i_d = 0$, KP_1 与 ZP_2 关断。同理, 当加入 u_{g_2} 时, 在自然换相点 4 之后, a 相电位最低, $u_{d_1} = u_{d_2} = u_a$, $u_{k_2} = u_{ba}$ 。

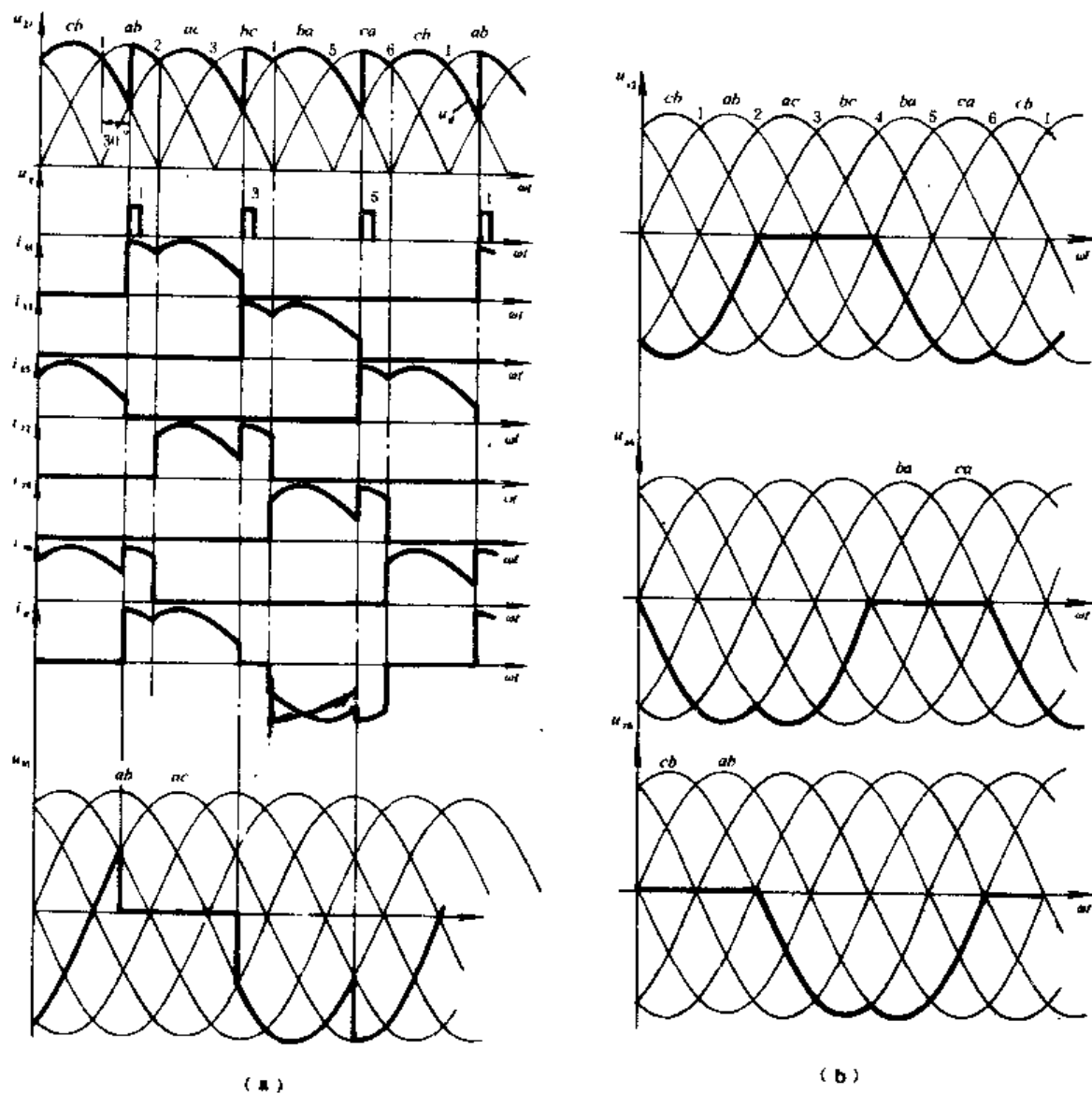


图 3-36

>0 , 所以 KP_3 与 ZP_4 导通。它们导通后, $u_{d1}=u_b$, $u_{d2}=u_a$, $u_d=u_{ba}$ 。当 u_{ba} 过零时, $i_d=0$, KP_3 与 ZP_4 关断。在加入 u_{k3} 时, KP_3 与 ZP_6 导通, $u_d=u_{cb}$ 。当 u_{cb} 过零时, KP_3 与 ZP_6 关断。再加入 u_{k1} 时, 将重复上述过程。由于是纯电阻负载, i_d 与 u_d 波形相似。各元件导通时, 流过它的电流就是负载电流 i_d 。变压器副边绕组中电流波形由与该绕组相联的两个元件中流过的电流决定。

由图 3-37 (b) 可以看出, 半控桥与其它三相电路不同, 不管负载电流是否连续, 它的每个元件承受的电压波形总是分为三段, 因为不管共阳极组的二极管导通与否, u_{d2} 始终等于电源最低一相的电位, 即每个周期中交变三次。当 $i_d=0$ 时, d_1 点与 d_2 点等电位。例如 KP_1 在 u_a 过零之前导通时 $u_{k1}=0$, 而过零之后关断时正值自然换相点 4, 所以尽管 KP_1 关断了 (其它元件尚未导通), 由于此时 a 相电位最低, $u_{d1}=u_{d2}=u_a$, 因而 u_{k1} 仍等于零。加入 u_{k3} 使 KP_3 导通时, $u_{d1}=u_b$, $u_{k1}=u_{ab}$, 而当 u_{ba} 过零 KP_3 关断时, 正值自然换相点 6 所在相位, 此后 b 相电位最低, $u_d=u_{d1}=u_b$, 因而尽管 KP_3 关断了, u_{k3} 仍等于 u_{ab} 。当加入 u_{k1} 时, KP_3 导通, $u_{d1}=u_c$, 因而 u_{k1} 变为 u_a , 当 u_{cb} 过零 KP_3 关断时正值自然换相点 2 所在相位, 因而 $u_{d2}=u_{d1}=u_c$, 所以 u_{k1} 仍等于 u_a 。由此可以得出结论, 三相半控桥式电路不管 i_d 是否连续, 其元件承受电压的波形总是分为三段。由图 3-37 (b) 中 u_{k1} 的波形可以看到, 当 $\alpha > 60^\circ$ 时, KP_1 在自然换相点 1 之前就已承受正向电压, 其它晶闸管也如此。这种情况实际上在其它三相电路中也同样存在, 因而把控制角 α 定义为元件开始承受正向电压到加触发脉冲时刻所经过的电角度是不恰当的。

由图 3-36 和图 3-37 可以看出, 当 α 增大时, u_d 的正半波面积减小, 输出电压平均值 U_d 减小。而 u_d 无负半波波形, 直到 $\alpha=180^\circ$, u_d 才无正半波波形, 即 $U_d=0$ 。所以此电路的移相范围为 180° 。

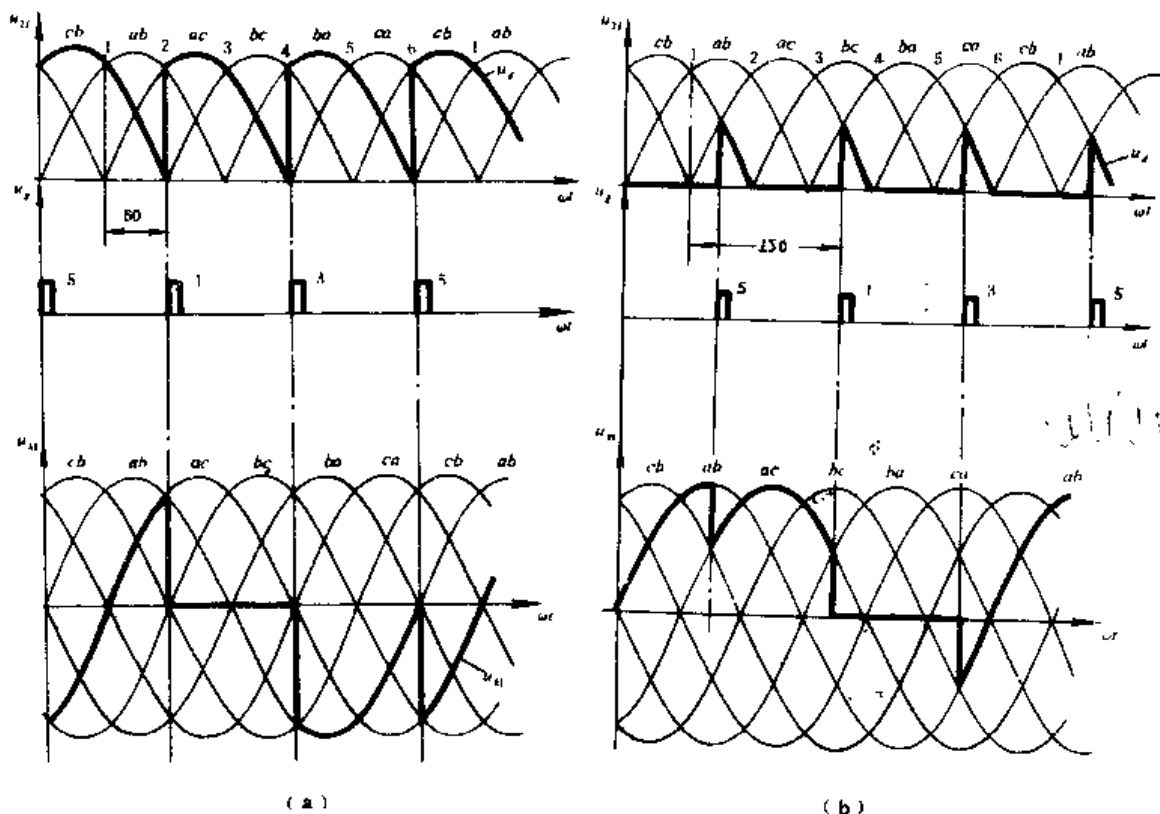


图 3-37

(二) 定量分析

1. 输出电压平均值

$\alpha \leq 60^\circ$, 由图 3-36 (a) 可知, 虽然 u_d 在每个周期中脉动 6 次; 但除 $\alpha=0^\circ$ 的情况外, 它的变化规律只重复 3 次, 所以应按 $\frac{1}{3}$ 周期求平均值, 按图可求得

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi+\alpha} \sqrt{6} U_2 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) d\omega t \right] \\ &= \frac{3 \sqrt{6} U_2}{2\pi} \left[\cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) - \cos \frac{2\pi}{3} + \cos \frac{\pi}{3} - \cos \left(\frac{2\pi}{3} + \alpha \right) \right] \\ &= \frac{3 \sqrt{6} U_2}{2\pi} \left[1 - 2 \sin \left(-\frac{\pi}{6} \right) \sin \left(\frac{\pi}{2} + \alpha \right) \right] \\ &= \frac{3 \sqrt{6} U_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \\ &= 1.17 U_2 (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \quad (3-54)$$

$\alpha > 60^\circ$ 时, 根据图 3-37 (b) 可以求得

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{4\pi}{3}} \sqrt{6} U_2 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) d\omega t \\ &= \frac{3 \sqrt{6} U_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \\ &= 1.17 U_2 (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \quad (3-55)$$

假如把半控桥式整流电路看成是一个可控的三相半波电路和一个不可控的三相半波的电路串联, 根据三相半波电路的结论, 可以直接得出上式。

2. 负载电流平均值

$$I_d = \frac{U_d}{R} = 1.17 \frac{U_d}{R} (1 + \cos \alpha) \quad (3-56)$$

3. 元件承受的最大正向、反向电压

由图 3-36 (a) 和 3-37 (b) 可知, 晶闸管承受的最大正向电压 U_{FM} 、最大反向电压 U_{RM} 以及二极管承受的最大反向电压 U_{ZM} 均为电源线电压幅值, 即

$$U_{FM} = U_{RM} = U_{ZM} = \sqrt{6} U_2 \quad (3-57)$$

4. 流过元件的电流有效值

由图 3-36 (a) 可知, 流过晶闸管的电流有效值 I_k 与流过二极管的电流有效值 I_z 相等。当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时

$$\begin{aligned} I_k &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{\sqrt{6} U_2 \sin \omega t}{R} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi+\alpha} \left[\left(\frac{\sqrt{6} U_2 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right)}{R} \right) \right]^2 d\omega t \right\}} \\ &= \frac{\sqrt{6} U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi+\alpha} \left[1 - \cos 2 \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) \right] d\omega t \right\}} \\ &= \frac{\sqrt{6} U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left\{ \frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{1}{2} \left[\sin 2 \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) - \sin \frac{4\pi}{3} \right] + \frac{\pi}{3} + \alpha + \frac{1}{2} \left[\sin \frac{2\pi}{3} - \sin 2 \left(\frac{2\pi}{3} + \alpha \right) \right] \right\}} \\ &= \frac{\sqrt{6} U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \left[\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} - \sin \left(-\frac{\pi}{3} \right) \cos (\pi + 2\alpha) \right]} \end{aligned}$$

$$= \frac{\sqrt{3}U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{4\pi}(1 + \cos 2\alpha)} = I_z \quad (3-58)$$

当 $\alpha > 60^\circ$ 时, 根据图 3-37,

$$\begin{aligned} I_k &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} \left[\frac{\sqrt{6}U_2}{R} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \right]^2 d\omega t} \\ &= \frac{\sqrt{3}U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} [1 - \cos 2\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)] d\omega t} \\ &= \frac{\sqrt{3}U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} [\pi - \alpha - (\sin 2\pi - \sin 2\alpha)]} \\ &= \frac{\sqrt{3}U_2}{R} \sqrt{2 - \frac{1}{\pi}(2\alpha - \sin 2\alpha)} \\ &= I_z \end{aligned} \quad (3-59)$$

5. 变压器参数

由图 3-36 和图 3-37 可知, 每相绕组中的电流正负面积相等, 它们分别是该相桥臂上两个元件流过的电流, 而桥臂上两个元件的电流有效值相等, 所以

$$I_2 = \sqrt{I_k^2 + I_z^2} = \sqrt{2} I_k \quad (3-60)$$

根据磁势平衡关系, 原边绕组中流过的电流有效值

$$I_1 = I_2 / K_N \quad (3-61)$$

式中 $K_N = U_1 / U_2$ 为变压器变比。此时变压器的视在功率原边与副边相等, 因而

$$S = S_1 = S_2 = 3U_2 I_2$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, 由上述有关各式求得: $U_{d0} = 2.34U_2$, $I_{d0} = 2.34 \frac{U_2}{R}$, $I_K = 0.578I_{d0}$, $I_2 = 0.817I_{d0}$, $S = 1.05U_{d0}I_{d0}$.

三、电感负载

(一) 续流二极管及其作用

一般的感性负载多为 $\omega L \gg R$ 的情况, 电路如图 3-38, 与电阻负载比较电路中多加了一个续流二极管 ZP_R 。和单相半控桥式电路一样, 三相半控桥式电路也有自然续流作用 (之所以要加续流二极管, 主要是为防止电路在感性负载时出现失控现象, 造成晶闸管烧毁的事故。同时它也可以减轻桥臂元件的电流负荷。下面以 $\alpha = 90^\circ$ 时为例来分析。在加入 u_{g_5} 以后, KP_5 与 ZP_6 导通, 输出电压为 u_{ab} 。由于 $\omega L \gg R$, 当 u_{cb} 过零时, $i_d > 0$, 元件不关断。如图 3-39 所示, 此时正值自然换相点 2 所在相位, 过此点后 c 相电位最低, ZP_2 与 ZP_6 换流, 负载电流经过 ZP_2 与 KP_5 自然续流。图 3-39 (a) 表示触发电路突然断电而不再送出触发脉冲的情况, 虚线表示在正常情况下应该加触发脉冲的时刻。图 3-39 (b) 表示为使输出电压平均值 U_d 降为零, 脉冲信号突然后移到 $\alpha = 180^\circ$ 的情况。这两种情况下, 元件 KP_1 均不能被触发导通。当 L 储存的能量足够大时, 续流到自然换相点 4 时, ZP_2 与 ZP_4 换流, 输出电压 $u_d = u_{ca}$, 到自然换相点 6 时, ZP_6 导通, ZP_4 关断, $u_d = u_{cb}$ 。这就造成导通的晶闸管 KP_5 一直导通, 三个二极管轮流导通, 输出电压不再随 α 的大小而变化的失控现象。由于原导通的晶闸管一直导通, 负载电流加大, 可能因过热而烧毁。为防止失控现象发生, 通常加续流二

极管 ZP_R 。加 ZP_R 后为何能防止失控，下面通过分析电路的工作原理自然就清楚了。

(二) 加续流二极管后电路的工作原理

当 $\omega L \gg R$ 时，负载电流 i_d 近似等于平均值 I_d ，以 $\alpha = 90^\circ$ 为例进行分析。在加入 u_{k_1} 之前，电路处于续流阶段， i_d 经过 ZP_R 流通，此时靠 L 释放出的能量维持。如图 3-40 所示在自然换相点 2 之后加入 u_{k_1} ，这时 c 相电位最低， $u_{d_1} = u_{d_2} = u_c$ ， KP_1 承受的电压 $u_{k_1} = u_{uc}$ ，由图看出此时 $u_{uc} > 0$ ，所以 KP_1 被触发导通，续流二极管 ZP_R 受反向电压关断， ZP_2 受正向电压导通。它们导通后 $u_{d_1} = u_a$ ， $u_{d_2} = u_c$ ， $u_d = u_{uc}$ 。当 u_{uc} 过零变负时， ZP_R 导通。它导通后， $u_{d_1} = u_{d_2} = u_{uc}$ ， $u_d = 0$ 。 KP_1 由于不再承受正向电压， i_d 下降到零而关断，随之 ZP_2 也关断。此时虽然 a 相电位最低，但因共阴极组的晶闸管全都关断，不能形成电流通路，所以 ZP_4 不会导通。当加入 u_{k_2} 时， $u_{k_2} = u_{ba} > 0$ ，这时还是 a 相电位最低，所以 KP_3 与 ZP_4 导通。它们导通后， $u_{d_1} = u_b$ ， $u_{d_2} = u_a$ ， $u_d = u_{ba}$ ；续流二极管承受反向电压关断。当 u_{ba} 过零变负时， ZP_R 又承受正向电压导通，电路又进入续流阶段，在自然换相点 6 与 2 之间 b 相电位最低， $u_{d_1} = u_{d_2} = u_b$ ， $u_d = 0$ 。原导通的 KP_3 与 ZP_4 关断。在加入 u_{k_3} 时， $u_{k_3} = u_{cb} > 0$ ，此时 b 相电位最低，所以 KP_5 与 ZP_6 导通。它们导通后， $u_{d_1} = u_c$ ， $u_{d_2} = u_b$ ， $u_d = u_{cb}$ ，续流二极管承受反向电压关断。当 u_{cb} 过零变负时， ZP_R 承受正向电压导通，又进入续流阶段，此时 c 相电位最低， $u_{d_1} = u_{d_2} = u_c$ ，输出电压 $u_d = 0$ 。当再加入 u_{k_1} 时，电路重复上述过程。

由图 3-40 可以看到，在桥臂各元件中流过的是一个 $\pi - \alpha$ 的方波电流，每个元件的最大导通角为 120° ，所以当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时，三个元件轮流导通 120° ，此时在 u_d 过零之前就加入了触发脉冲，所以电路没有续流阶段。只有 $\alpha > 60^\circ$ 时，续流二极管才工作，每个周期导通三次，每次的导通角为 $120^\circ - \theta$ 。变压器每相绕组中电流为正负两个宽度为 $\pi - \alpha$ 的方波，其幅值全部为 I_d 。当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时，最大宽度为 120° 。由此可知， $\alpha > 60^\circ$ 时，由于在续流阶段，桥臂元件是不工作的，从而 ZP_R 减轻了桥臂元件及变压器的负担；另一方面也避免了失控现象，因为此时再发生丢失脉冲时，电路进入续流后，桥臂元件不再可能导通，直到 L 中能量通过

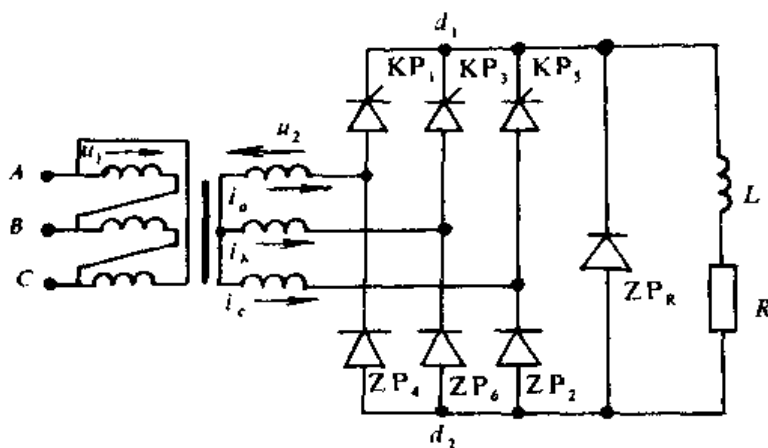


图 3-38

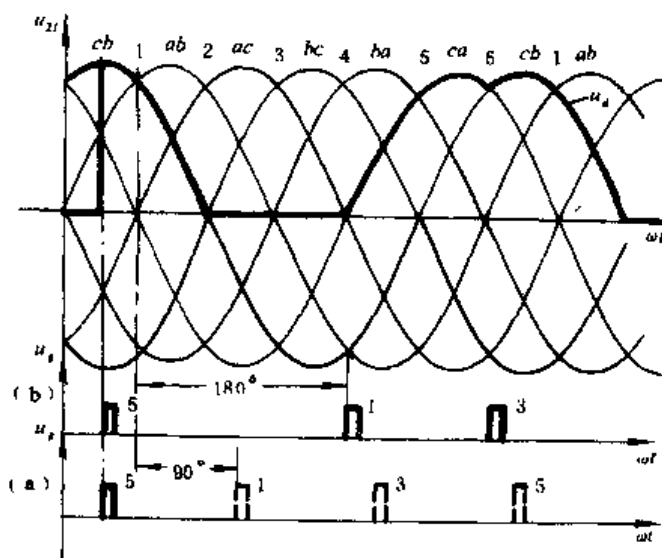


图 3-39

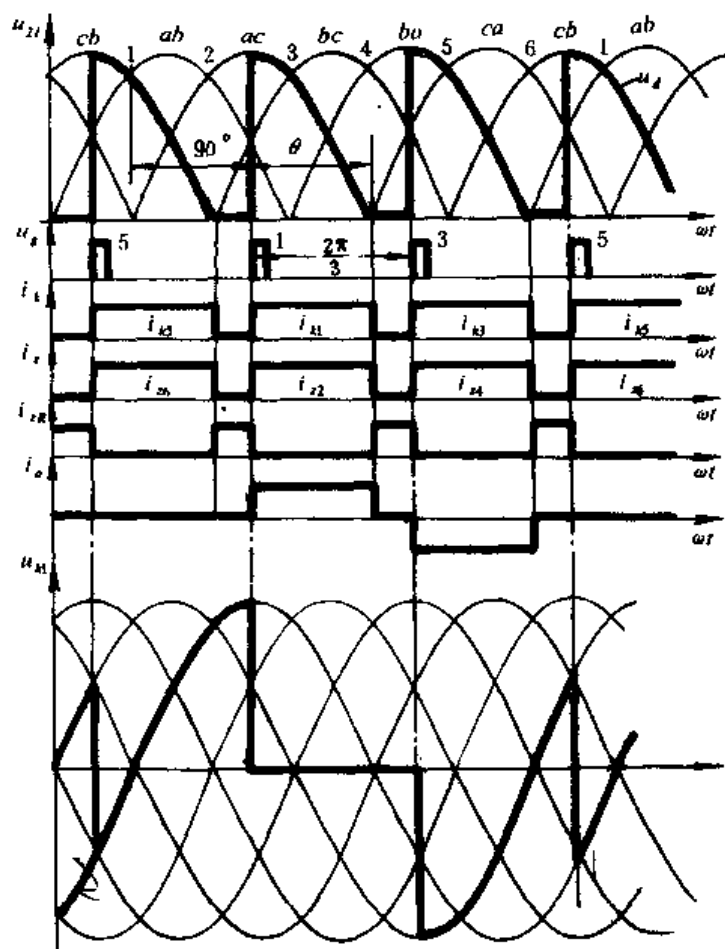


图 3-40

续流放完为止，电路停止工作。

由图中 u_{T1} 的波形还可以看出，尽管在每个周期内存在三次续流阶段，然而每个晶闸管所承受的电压的波形仍由三段构成。这是因为在 KP_1 关断后的续流阶段中， $u_{d1} = u_{d2} = u_d$ ，所以 u_{T1} 仍等于零；而在 KP_3 关断后的续流阶段中， $u_{d1} = u_{d2} = u_b$ ，所以 u_{T1} 仍等于 u_{ab} ；在 KP_2 关断后的续流阶段中， $u_{d1} = u_{d2} = u_c$ ，因而 u_{T1} 等于 u_{ac} 。

$\alpha = 60^\circ$ 时，输出电压 u_d 、流过各相绕组及每个元件的电流波形如图 3-41 所示。此种情况下，正当 u_d 过零时刻加入触发脉冲使元件换流，所以电路还未进入续流阶段，每个元件的导通角仍为最大值 (120°)。显然，脉冲继续前移更不会出现续流阶段了。图中二极管中流过的电流前面的负号含义是：按所规定的电流正方向，流过各二极管的电流为正值时，而流过相应的各相绕组中的电流为负值。

(三) 定量分析

1. 输出电压平均值

由图 3-40、图 3-41 可以看出，三相半控桥式电路输出电压 u_d 的波形无负半波，所以接电感负载时的波形与接电阻负载时的波形完全相同，即 u_d 过零时进入续流阶段，直到再加入一个触发脉冲换流之前 u_d 一直为零，所以

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 (1 + \cos\alpha) \\ &= 1.17 U_2 (1 + \cos\alpha) \end{aligned} \quad (3-62)$$

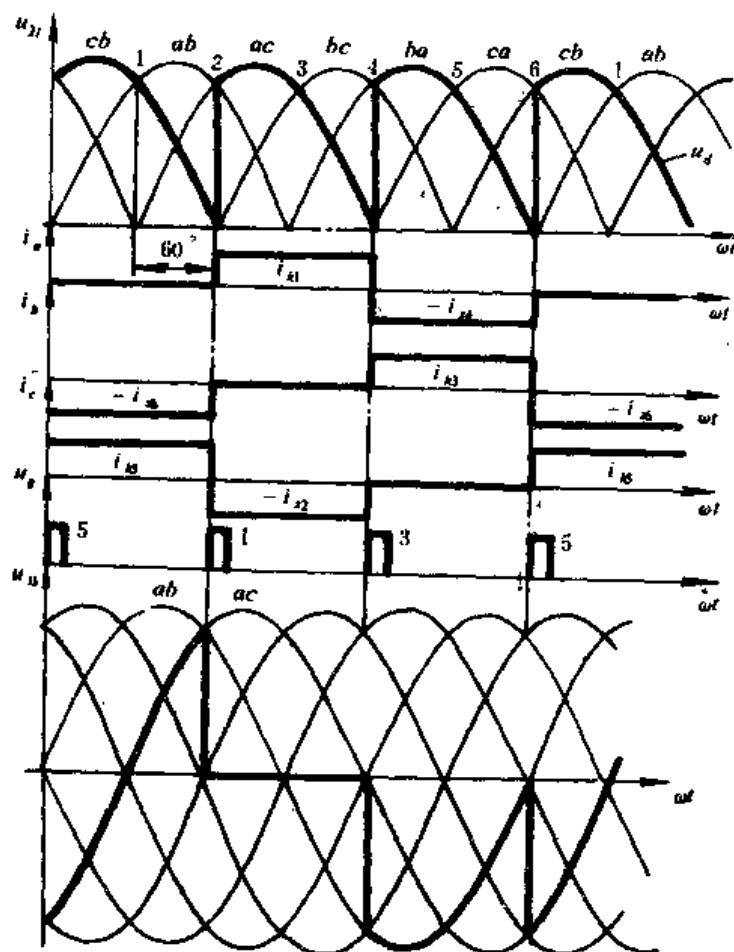


图 3-41

2. 负载电流平均值

$$I_d = \frac{U_d}{R} = 1.17 \frac{U_2}{R} (1 + \cos \alpha) \quad (3-63)$$

3. 桥臂元件承受的最大正向、反向电压

由图 3-40 可知, 晶闸管承受的最大正向、反向电压均为电源线电压幅值, 即

$$U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{6} U_2 \quad (3-64)$$

由于半控桥式电路, 不管共阳极组二极管是否导通, 其公共点 d_2 的电位总是等于三相电源最低一相的电位, 所以不管电路处于什么状态, 负载性质如何, 二极管承受的电压波形不变, 如图 3-36 (b) 所示。

所以它承受的最大反向电压为电源线电压的幅值, 即

$$U_{ZM} = \sqrt{6} U_2 \quad (3-65)$$

4. 流过桥臂各元件的电流有效值

由图 3-40 可知, 在 $\alpha > 60^\circ$ 时

$$I_K = I_Z = \sqrt{\frac{(\pi - \alpha) I_d^2}{2\pi}} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3-66)$$

但若是选择元件定额, 应按最大负载电流计算, 此时元件负荷也最大。不管电路用在何处, 其 $\alpha_{\min} < 60^\circ$, 所以应按图 3-41 计算。在 $\alpha < 60^\circ$ 时

$$I_K = I_Z = I_d / \sqrt{3} \quad (3-67)$$

5. 续流二极管承受的最大反向电压 U_{ZRM} 及流过它的电流有效值 I_{ZR} .

续流二极管所承受的最大反向电压等于整流输出电压 u_d 的最大值, 所以

$$U_{ZRM} = \sqrt{6} U_2$$

当 $\alpha > 60^\circ$ 时 ZP_R 投入工作, 此时桥臂元件的导通角为 $\theta = \pi - \alpha$, 如图 3-40 所示。 ZP_R 每个周期导通三次, 每次导通角为 $\frac{2\pi}{3} - \theta$,

$$\begin{aligned} I_{ZR} &= \sqrt{\frac{3}{2\pi} \left(\frac{2\pi}{3} - \theta \right) I_d^2} = \sqrt{\frac{3\alpha - \pi}{2\pi}} I_d \\ &= \sqrt{\frac{3\alpha - \pi}{2\pi}} \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi R} (1 + \cos\alpha) \quad (\alpha > 60^\circ) \end{aligned} \quad (3-68)$$

此式表明 I_{ZR} 与 α 和 I_d 有关, 而 I_d 又是 α 的函数。即 α 较小时导通时间短, I_d 较大; α 较大时导通时间长, I_d 较小。如令 $\frac{dI_{ZR}}{d\alpha} = 0$, 可以求出 α 近似等于 $\frac{\pi}{2}$ 时, I_{ZR} 最大。令 $\alpha = \frac{\pi}{2}$, 代入式 (3-68) 得

$$\begin{aligned} I_{ZR} &= \sqrt{\frac{\frac{3\pi}{2} - \pi}{2\pi}} \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi R} \\ &= \frac{I_{d0}}{4} \end{aligned} \quad (3-69)$$

此式表示电路正常换流时的 I_{ZR} 的最大值。但在选择元件时应考虑最危险的情况, 即电路正在额定负载下运行中, 突然将脉冲移到 180° 处或突然停发脉冲, 这时在因 i_d 下降而产生的电感电势的作用下, ZP_R 导通而进入续流状态。只要 $\omega L \gg R$, 在开始续流的若干个周期内电流近似等于额定负载电流, 所以此时电流可用下式计算

$$\begin{aligned} I_{ZR} &= \frac{U_{d\max}}{R} = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi R} (1 + \cos\alpha_{\min}) \\ &= 1.17(1 + \cos\alpha_{\min}) \frac{U_2}{R} \end{aligned} \quad (3-70)$$

但应注意到, 此时不会出现大于额定负载电流的冲击电流, 因而选元件定额时, 可取安全余量系数为 1.

6. 变压器的参数

电网电压 U_1 已知, 副边相电压有效值 U_2 在 U_d 已知时可由式 (3-62) 求得。由图 3-41 可知, 流过变压器副绕组中电流最大的有效值为

$$I_2 = \sqrt{2} I_K = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (3-71)$$

$$I_1 = I_2 / K_N, \quad K_N = \frac{U_1}{U_2} \quad (3-72)$$

变压器视在功率

$$S = 3U_1 I_1 = 3U_2 I_2 \quad (3-73)$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, 由上述有关各式求得: $u_{d0} = 2.34U_2$, $I_{d0} = 2.34 \frac{U_2}{R}$, $I_K = I_Z = I_{d0} / \sqrt{3}$, I_2

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{d0}, S = 1.05 U_{d0} I_{d0}.$$

当负载要求的电压变化范围及 R 、 L 已知时, 可根据上述有关各式确定变压器及各元件的额定参数。

四、反电势负载

电路如图 3-42 所示, 电枢回路中仍串有平波电抗器 L , 并接有续流二极管 ZP_R 。

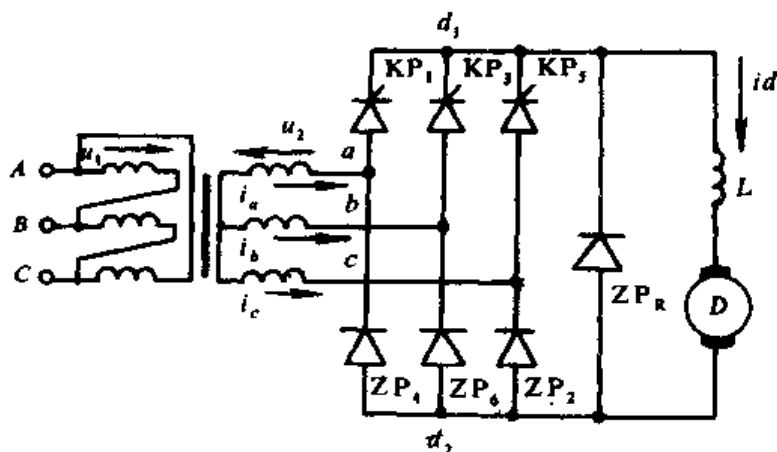


图 3-42

(一) 负载电流连续时电路的工作情况

以 $\alpha = 90^\circ$ 时为例, 输出电压 u_d 及负载电流 i_d 的波形如图 3-43 所示。加入 u_{s1} 之前, 输出电压 u_{cb} 在过零变负时, 电路已进入续流阶段。当加入 u_{s1} 时, $u_{d1} = u_{d2} = u_c$, $u_d = 0$, KP_1 承受正向电压 u_{ac} 被触发导通, 此时 c 相电位最低, 共阳极组应为 ZP_2 导通。它们导通后, $u_{d1} = u_a$, $u_{d2} = u_c$, $u_d = u_{ac}$, ZP_R 承受反向电压关断。此时, 电枢回路方程为

$$u_d = u_{ac} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E$$

由于换流后 u_d 突然增加, 使 i_d 上升, L

$\frac{di_d}{dt} > 0$, $u_d > Ri_d + E$, 到图中 Q 点时, $u_d = Ri_d + E$, $L \frac{di_d}{dt} = 0$, 表明 i_d 达到最大值。此后由于 u_d 下降, $L \frac{di_d}{dt} < 0$, L 释放能量。当 u_d 过零变负时, ZP_R 受正向电压导通, 则 $u_{d1} = u_{d2} = u_a$, 原导通的 KP_1 与 ZP_2 关断, 输出电压 $u_d = 0$ 。靠电感释放能量维持负载电流 i_d 。在 L 中储存的能量足够大时, 加入 u_{s3} 之前它之中尚储存能量, i_d 就连续。当加入 u_{s3} 时, $u_{d3} = u_{ba} > 0$, KP_1 可以导通, 由于此时 a 相电位最低, 所以 ZP_4 导通。它们导通后, $u_{d1} = u_b$, $u_{d2} = u_a$, $u_d = u_{ba}$ 。 ZP_R 承受电压变为 $u_{ab} < 0$, 它受反向电压而关断。得到回路电压方程为

$$u_d = u_{ba} = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E$$

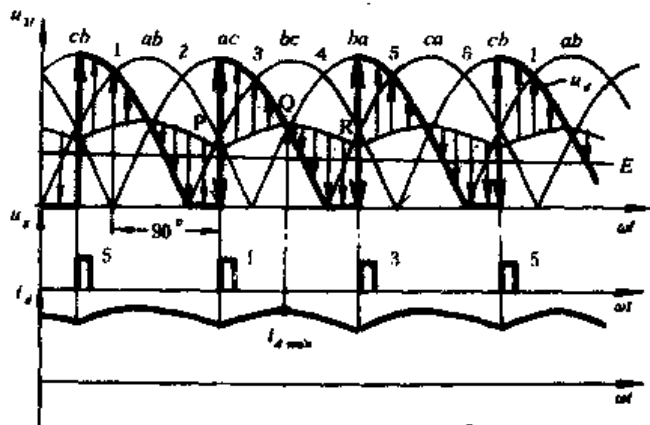


图 3-43

由此可以看出, 负载电流 i_d 的变化规律将与第一个换流周期相同。在 u_{br} 过零变负时, 再次进入续流阶段。这时 b 相电位最低, $u_{d1} = u_{d2} = u_b$, $u_d = 0$, 仍靠电感释放出的能量维持负载电流。直到加入 u_{cs} 时, $u_{cs} = u_{cb} > 0$, 此时 b 相电位最低, 所以 KP_3 与 ZP_6 导通。它们导通后, $u_{d1} = u_c$, $u_{d2} = u_b$, $u_d = u_{cb}$, ZP_R 受反向电压而关断。电路工作情况与前两个换流周期相似, i_d 经过上升、下降过程。当 u_{dr} 过零时, 再次进入续流阶段, i_d 继续下降, 直到再加入 u_{cs} 时, 电路又开始下一个工作周期。

(二) 负载电流断续时的工作情况

若负载电流 I_d 较小, 电感中储存能量较小, 在加入下一个脉冲之前, 能量已释放完, 即 i_d 已下降到零, 这时 i_d 就是断续的, 如图 3-44 所示。仍以 $\alpha = 90^\circ$ 为例, 在加入 u_{a1} 之前, 由

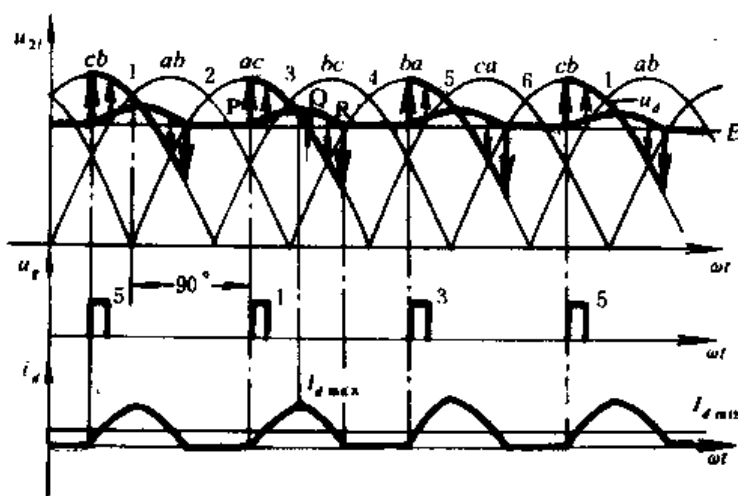


图 3-44

于 i_d 已下降到零, 因而电枢回路电阻压降、电感压降均等于零, 所以 $u_d = E$ 。当加入 u_{a1} 时, c 相电位最低, 共阳极组具有导通可能的是 ZP_2 , 电路可简化为图 3-45。若 $u_{ac} > E$, 则 KP_1 承受正向电压, KP_1 与 ZP_2 导通。它们导通后, $u_{d1} = u_a$, $u_{d2} = u_c$, $u_d = u_{ac}$ 。由于 $u_{ac} - E > 0$, 产生负载电流 i_d , 电感压降为 $L \frac{di_d}{dt} > 0$, 如图中向上的箭头所示。在图中 Q 点之前, i_d 一直上升, 到 Q 点时, $u_{ac} = E + Ri_d$, 表示 i_d 已上升到最大值 i_{dmax} , 在这段时间中电感 L 储存能量。此后, u_{ac} 下降, i_d 下降, 电感 L 释放能量, 到 R 点时, L 中的能量释放完了, $i_d = 0$, KP_1 与 ZP_2

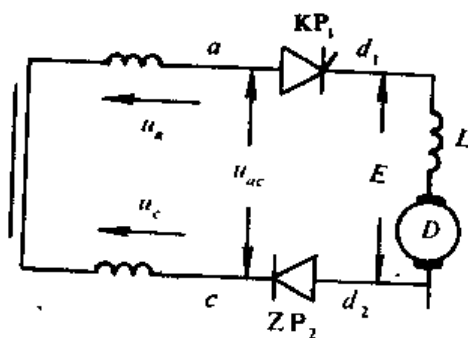


图 3-45

关断, 则 $Ri_d = 0$, $L \frac{di_d}{dt} = 0$, $u_d = E$ 。当再加入 u_{a1} 与 u_{a2} 时, 电路工作原理与上述相同。 u_d 与 i_d 波形如图 3-43 所示。

(三) 定量分析

确定变压器参数时, 负载电流 I_d 按电机额定负载电流 I_{dN} 计算; 选择元件时, 按最大的起动电流 I_Q 计算, 显然它远大于 $I_{dmin} = 3 \sim 10\% I_{dN}$ 。因而可以近似认为 $i_d = I_d$ 。而当 i_d 连续时, 输出电压 u_d 、元件及变压器绕组中的电流波形与电感负载时相同, 见图 3-40。值得注意的是要按上述原则选定电流的幅值。各元件承受的电压波形也相同。所以接反电势负载

时各个量之间的基本数量关系与电感负载时基本相同。

1. 输出电压平均值

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi}(1 + \cos\alpha) \\ &= 1.17U_2(1 + \cos\alpha) \end{aligned} \quad (3-74)$$

2. 负载电流平均值

$$I_d = \frac{U_d}{R} = 1.17 \frac{U_2}{R}(1 + \cos\alpha) \quad (3-75)$$

3. 元件承受的最大正向、反向电压

$$U_{FM} = U_{RM} = U_{2M} = \sqrt{6}U_2 \quad (3-76)$$

4. 桥臂元件中电流有效值

当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时,

$$I_K = I_Z = I_d / \sqrt{3} = \lambda I_{ed} / \sqrt{3} \quad (3-77)$$

当 $\alpha > 60^\circ$ 时,

$$\begin{aligned} I_K = I_Z &= \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \\ &= \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \lambda I_{ed} \end{aligned} \quad (3-78)$$

式中, $\lambda = 1.5 \sim 2$, 电机允许的过电流倍数。

5. 电路正常换流时, 续流二极管中电流有效值为

$$I_{ZR} = \sqrt{\frac{3\alpha - \pi}{2\pi}} I_d \quad (3-79)$$

在接电动机负载时, 电流 I_d 的大小是由电机轴上转矩的大小决定的 (不改变电机激磁), 这一点与电感负载不同。因而 α 越大, I_{ZR} 越大, 当 $\alpha = \pi$ 时, 代入式 (3-79) 得

$$I_{ZR} = I_d \quad (3-80)$$

此时 $U_d = 0$, 电路一直处于续流状态, 电感能量释放完了, 电机停转。在这一过程中, 轴上转矩仍可能波动, 因而选元件时应有一定的安全余量。

6. 变压器参数

变压器副绕组中最大的电流有效值

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{ed} \quad (3-81)$$

变压器变比为

$$K_N = U_1 / U_2 \quad (3-82)$$

变压器原边电流有效值

$$I_1 = I_2 / K_N \quad (3-83)$$

变压器视在功率

$$S = S_1 = S_2 = 3U_2 I_2 \quad (3-84)$$

(四) 平波电抗器的计算

仍按给定最小连续电流 I_{dmin} 的条件下, 确定保证 i_d 连续的电感量 L 。因为在电路型式,

$I_{d\min}$ 确定以后, i_d 是否连续与 L 及 α 大小(即与 u_d 脉动的大小)有关。 α 较小时, 电压脉动较小, i_d 容易连续, 所以按 $\alpha > 60^\circ$ 时考虑, u_d 的波形如图 3-46 所示。它是一个以 $\frac{2\pi}{3}$ 为周期的函数, 在每个周期中分为二段。以加入 u_{a1} 时为原点, 且忽略电阻压降时, 可分别列出二段中的回路电压方程式如下:

$\omega t = 0 \sim (\pi - \alpha)$ 时:

$$\begin{aligned} u_d &= u_{ac} = \sqrt{6} U_2 \sin(\omega t + \alpha) \\ &= L \frac{di_d}{dt} + E \end{aligned} \quad (3-85)$$

$\omega t = (\pi - \alpha) \sim \frac{2\pi}{3}$ 时:

$$L \frac{di_d}{dt} + E = u_d = 0 \quad (3-86)$$

在忽略电枢电阻压降时

$$E = U_d = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 (1 + \cos\alpha) \quad (3-87)$$

因而将式 (3-87) 代入式 (3-85) 并整理后可得出在 $\omega t = 0 \sim (\pi - \alpha)$ 期间的电流的微分为

$$di_d = \frac{\sqrt{6} U_2}{\omega L} \left[\sin(\omega t + \alpha) - \frac{3(1 + \cos\alpha)}{2\pi} \right] d\omega t \quad (3-88)$$

由式 (3-88) 积分得

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{\sqrt{6} U_2}{\omega L} \int_0^{\omega t} \left[\sin(\omega t + \alpha) - \frac{3(1 + \cos\alpha)}{2\pi} \right] d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{6} U_2}{\omega L} \left[\cos\alpha - \cos(\omega t + \alpha) - \frac{3(1 + \cos\alpha)}{2\pi} \omega t \right] + C \end{aligned} \quad (3-89)$$

当 i_d 刚好连续时, $\omega t = 0$, $i_d = 0$, 代入式 (3-89) 得 $C = 0$, 再代入式 (3-89) 得出

$$i_d = \frac{\sqrt{6} U_2}{\omega L} \left[\cos\alpha - \cos(\omega t + \alpha) - \frac{3(1 + \cos\alpha)}{2\pi} \omega t \right] \quad (3-90)$$

在 $\omega t = \pi - \alpha$ 时的负载电流 $i_d(\pi - \alpha)$ 可由式 (3-90) 求得

$$i_d(\pi - \alpha) = \frac{\sqrt{6} U_2}{\omega L} \frac{3\alpha - \pi}{2\pi} (1 + \cos\alpha) \quad (3-91)$$

在 $\omega t = (\pi - \alpha) \sim \frac{2\pi}{3}$ 区间, 将式 (3-88) 代入式 (3-87) 得

$$di_d = - \frac{3\sqrt{6} U_2}{2\pi \omega L} (1 + \cos\alpha) d\omega t$$

将上式积分得

$$i_d = - \frac{3\sqrt{6} U_2}{2\pi \omega L} (1 + \cos\alpha) [\omega t - (\pi - \alpha)] + C \quad (3-92)$$

将 $\omega t = \pi - \alpha$ 时, $i_d = i_d(\pi - \alpha)$ 的初始条件代入式 (3-92) 得

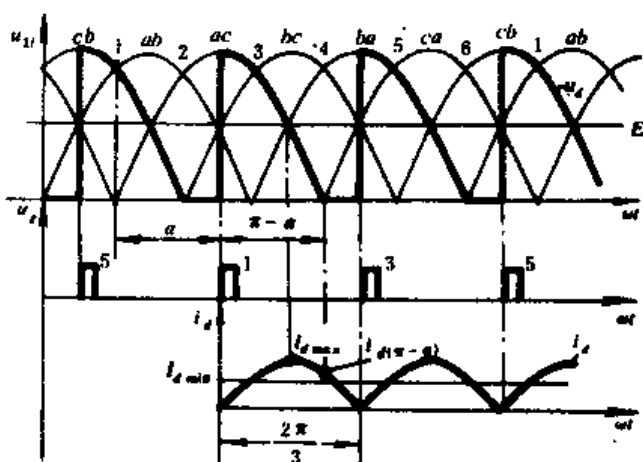


图 3-46

$$C = \frac{\sqrt{6}U_2}{\omega L} \frac{3\alpha - \pi}{2\pi} (1 + \cos\alpha)$$

再代入式 (3-92) 得

$$i_d = \frac{\sqrt{6}U_2}{\omega L} (1 + \cos\alpha) \left(1 - \frac{3\omega t}{2\pi}\right) \quad (3-93)$$

按图 3-46, 根据式 (3-90) 与式 (3-93) 可以求得平均电流 I_{dmin}

$$\begin{aligned} I_{dmin} &= \frac{3}{2\pi} \left\{ \int_0^{\pi-\alpha} \frac{\sqrt{6}U_2}{\omega L} [\cos\alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \right. \\ &\quad \left. - \frac{3(1 + \cos\alpha)}{2\pi} \omega t \right] d\omega t + \int_{\pi-\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{\sqrt{6}U_2}{\omega L} (1 + \cos\alpha) \\ &\quad \cdot \left[1 - \frac{3\omega t}{2\pi} \right] d\omega t \Big\} \\ &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi\omega L} \left\{ (\pi - \alpha)\cos\alpha + \sin\alpha - \frac{3(1 + \cos\alpha)}{4\pi} \right. \\ &\quad \cdot (\pi - \alpha)^2 + (1 + \cos\alpha) \left[\alpha - \frac{\pi}{3} \right] - \frac{3}{4\pi} (1 + \cos\alpha) \\ &\quad \cdot \left[\left(\frac{2\pi}{3} \right)^2 - (\pi - \alpha)^2 \right] \Big\} \\ &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi\omega L} \left[\sin\alpha + \frac{\pi}{3}\cos\alpha + \alpha - \frac{2\pi}{3} \right] \end{aligned}$$

由此可得

$$L = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi\omega I_{dmin}} \left[\sin\alpha + \frac{\pi}{3}\cos\alpha + \alpha - \frac{2\pi}{3} \right] \quad (3-94)$$

令 $\frac{dL}{d\alpha} = 0$, 得出

$$\cos\alpha - \frac{\pi\sin\alpha}{3} + 1 = 0$$

从而解得

$$\alpha = \sin^{-1} \frac{-1}{\sqrt{1 + \frac{\pi^2}{9}}} + \tan^{-1} \frac{3}{\pi} = 87.4^\circ$$

此式表明, 在给定 I_{dmin} 时, $\alpha = 87.4^\circ$ 需要的电感量最大, 若按此值选电感量 L , 只要负载电流 $I_d \geq I_{dmin}$, i_d 就一定连续。将 $\alpha = 87.4^\circ$ 代入式 (3-94) 得

$$L = 1.78 \frac{U_2}{I_{dmin}} \times 10^{-3} \text{ 亨} = 1.78 \frac{U_2}{I_{dmin}} \text{ 毫亨} \quad (3-95)$$

第四节 变压器漏抗对整流电路的影响

在前面各章节的论述中忽略了变压器漏抗对整流电路的影响, 实际上变压器每相绕组是有漏抗的。如果把原边每相绕组的漏感也折算到副边, 并用 L_s 表示, 那么三相半波电路如图 3-47 所示。本节论述考虑漏抗后电路的工作情况。

一、考虑漏抗以后电路的换流过程

假定负载电路 $\omega L \gg R$, 认为 $i_d = I_d$ 不变。忽略变压器漏感时, 元件之间的换流是瞬

时完成的, 整流输出电压 u_d , 负载电流 i_d 及变压器副边各相绕相中的电流 i_a 、 i_b 、 i_c 如图 3-48 (a) 所示。考虑变压器的漏感时, 由于 L_B 与每个元件串联, 它有阻止电流变化的作用, 所以换流时每相绕相中的电流均不能突变, 即原导通元件中的电流不能突然降为零, 新导通元件中的电流也不能突然上升为 I_d , 从而造成两相同时导通的现象。例如 a 相 KP_1 与 b 相 KP_3 换流时, 由于 i_a 的下降, 接在 a 相中的 L_B 两端将产生感应电势 e_{La} , 其作用是阻止 i_a 的下降, 因而使它不能立即下降到零, b 相 KP_3 被 u_a 触发导通后, b 相中的电流 i_b 上升, 在 b 相的 L_B 中产生感应电势 e_{Lb} , 它将阻止 i_b 上升, 使 i_b 不能立即上升到 I_d 。这样一来, 在一段时间里, KP_1 与 KP_3 同时导通, i_a 下降, i_b 上升, 如图 3-48 (b) 所示。最后, $i_a=0$, $i_b=I_d$, KP_1 关断, KP_3 导通。把两相同时导通的过程称为换相过程。换相过程所经历的电角度用换相重叠角 γ 表示, 它表征了变压器漏感对整流电路工作的一种影响, 其大小说明换相过程的长短。

在换流过程中, 如从 a 相换到 b 相时, 其等值电路如图 3-49 所示。这时, 线电压 u_{ab} 经过两个导通的元件加在两相的漏感 L_B 上, 因而可以假定有一个环流 i_h 产生。由于晶闸管是一个单向导电元件, 所以 i_h 的作用实质上是使 a 相支路中的电流 i_a 减小, 使 b 相支路中的电流 i_b 增加, 即 $i_a = I_d - i_h$, $i_b = I_d + i_h$ 。根据图 3-49 可列出两个支路的电压方程为

$$u_d = u_a + e_{La} \quad (3-96)$$

$$u_d = u_b + e_{Lb} \quad (3-97)$$

由此二式得

$$u_a + e_{La} = u_b + e_{Lb} \quad (3-98)$$

节点 d 的电流方程为

$$i_a + i_b = I_d \quad (3-99)$$

由式 (3-99) 求导数得

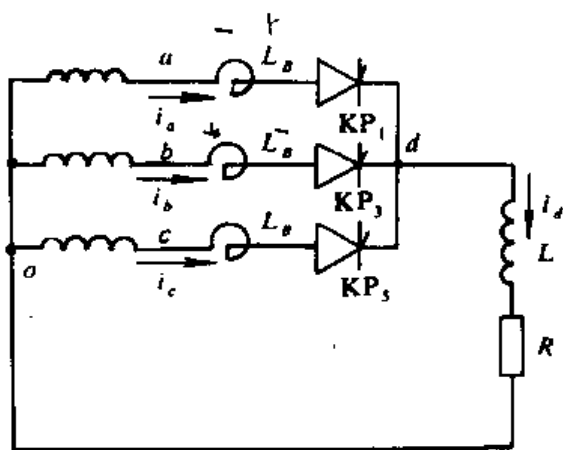


图 3-47

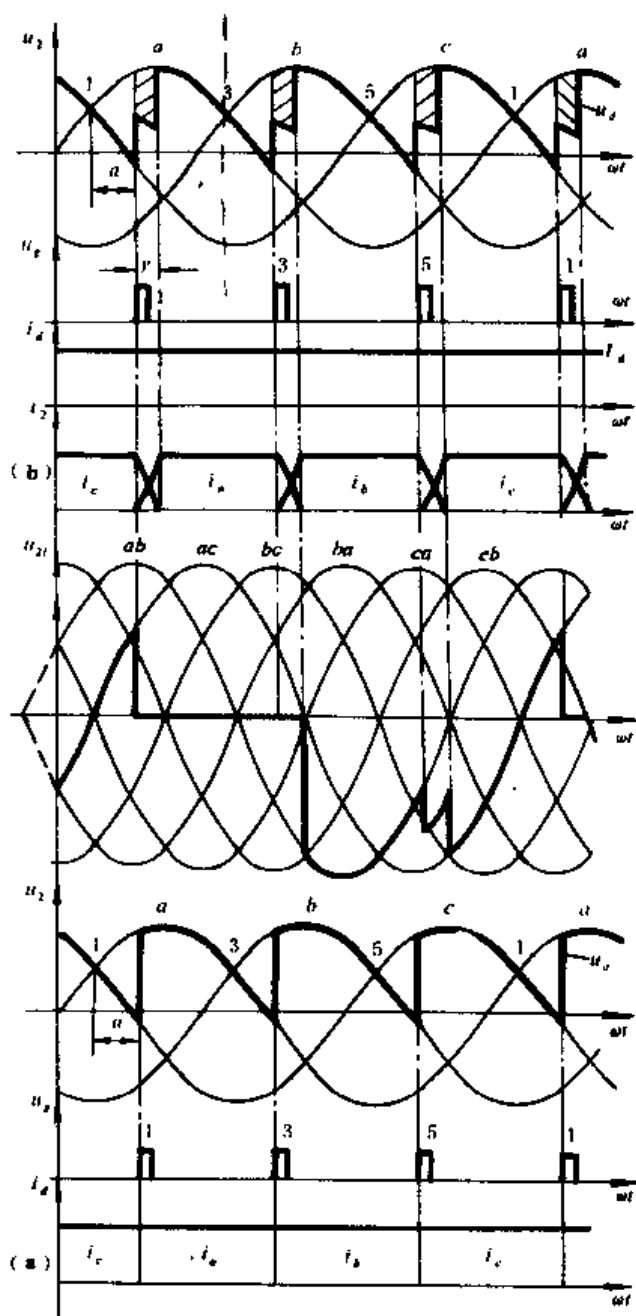


图 3-48

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = 0$$

若各相漏抗均相等, 则

$$-L_B \frac{di_a}{dt} = L_B \frac{di_b}{dt} \quad \text{即 } e_{La} = -e_{Lb}$$

代入式 (3-98) 得

$$u_a + e_{La} = u_b - e_{La} \quad \text{即 } e_{La} = \frac{u_b - u_a}{2} \quad (3-100)$$

代入式 (3-96) 得

$$u_d = u_a + \frac{u_b - u_a}{2} = \frac{u_a + u_b}{2} \quad (3-101)$$

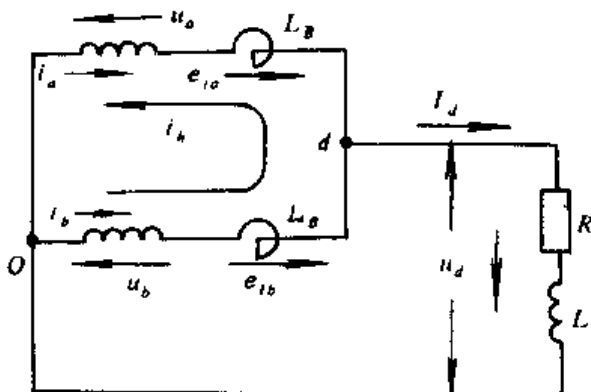


图 3-49

此式表明, 换流期间负载两端电压 u_d 等于两个导通元件所接的两相相电压的平均值, 如图 3-48 (b) 所示。

二、换流期间通过晶闸管的电流

假定负载电流为 I_d , 且不变时, 两个导通元件中电流变化率数值相等。以自然换相点 3 处为坐标原点时

$$u_a = \sqrt{2} U_2 \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$u_b = \sqrt{2} U_2 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$$

代入式 (3-100) 得

$$\begin{aligned} e_{La} &= \frac{\sqrt{2}}{2} U_2 \left[\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \right] \\ &= \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{3} \sin \omega t \\ &= \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \sin \omega t \end{aligned}$$

因为 $e_{La} = -L_B \frac{di_a}{dt}$, 所以

$$di_a = -\frac{e_{La}}{L_B} dt = -\frac{\sqrt{6} U_2}{2\omega L_B} \sin \omega t d\omega t$$

上式积分得

$$i_a = \frac{\sqrt{6} U_2}{2\omega L_B} \cos \omega t + C \quad (3-102)$$

由图 3-48 (b) 可知, 当 $\omega t = \alpha$ 时, $i_a = I_d$, 代入式 (3-102) 得

$$C = I_d - \frac{\sqrt{6} U_2}{2\omega L_B} \cos \alpha$$

再代入式 (3-102) 得

$$i_a = I_d - \frac{\sqrt{6} U_2}{2\omega L_B} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (3-103)$$

将式 (3-103) 代入式 (3-99) 求得

$$i_b = \frac{\sqrt{6} U_2}{2\omega L_B} (\cos\alpha - \cos\omega t) \quad (3-104)$$

三、换相重叠角 γ 的计算

由图 3-48 (b) 可知, 当 $\omega t = \alpha + \gamma$ 时, $i_a = 0$, 于是由式 (3-103) 得

$$I_d - \frac{\sqrt{6} U_2}{2\omega L_B} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] = 0$$

$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos\alpha - \frac{2\omega L_B I_d}{\sqrt{6} U_2}$$

所以
$$\gamma = \cos^{-1} \left(\cos\alpha - \frac{2\omega L_B I_d}{\sqrt{6} U_2} \right) - \alpha \quad (3-105)$$

考虑到三相半波电路中 $u_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2$, 代入上式得

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\cos\alpha - \frac{3X_s I_d}{\pi U_{d0}} \right) - \alpha \quad (3-106)$$

式中, $X_s = \omega L_B$ 为变压器的漏抗, 可以由变压器的短路比 $U_K\%$ 求出

$$X_s = \frac{U_n}{I_n} \frac{U_K\%}{100}$$

式中, U_n 与 I_n 分别为变压器副边的额定电压与额定电流。

由式 (3-105) 看出, 当 L_B 一定时, 负载电流 I_d 越大 γ 越大; α 越小 γ 越大。因为 I_d 越大, L_B 储存能量越多, 换相过程时间长。由图 3-50 知, $\alpha < 90^\circ$ 时, α 越小 u_{ba} 越小, 而 $u_{ba} = 2L_B \frac{di_b}{dt}$, 说明 α 越小, i_b 的变化率越小, 因此当 I_d 一定时, i_b 从零上升到 I_d 所需的换相过程时间越长, 即 γ 越大。

四、换相压降 ΔU_d

由图 3-48 (b) 可知, 当考虑漏抗影响时, 电压波形与横轴围成的面积减小了图中阴影部分的面积, 从而造成输出电压平均值减小, 减小的量称为换相压降。由图可得

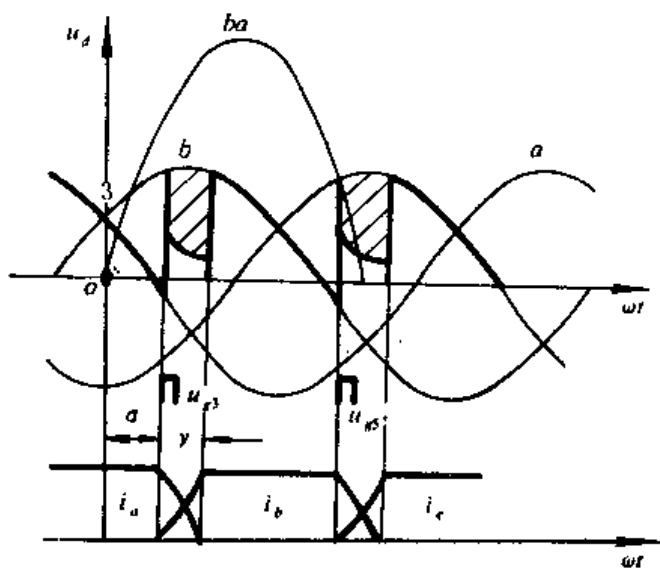


图 3-50

$$\Delta U_d = \frac{3}{2\pi} \int_0^\gamma (u_b - u_d) d\omega t$$

而 $u_b - u_d = -e_{LB} = L_B \frac{di_b}{dt}$, 代入上式得

$$\begin{aligned} \Delta U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_0^{I_d} \omega L_B di_b = \frac{3\omega L_B I_d}{2\pi} \\ &= \frac{3}{2\pi} X_s I_d \end{aligned} \quad (3-107)$$

由式 (3-107) 可看出, 换相压降可以等效为电阻 $R_s = \frac{3X_s}{2\pi}$ 的内阻压降。但它不消耗有功功率, 只使输出电压平均值减小了 $\Delta U_d = R_s I_d$, 也就是说在确定电源电压 U_2 时, 应考虑这一因素。

在考虑 L_B 的影响时, 公共点 d 的电位变化不同了, 因而晶闸管承受的电压波形发生了变化。以 KP_1 为例, 如图 3-48 (b) 所示。当 KP_1 与 KP_3 或 KP_5 与 KP_1 换流期间, $u_{k1} = 0$, KP_1 关断, KP_3 导通时, u_{k1} 仍为 u_{ab} 。 KP_3 与 KP_5 换流期间, $u_{d1} = \frac{1}{2}(u_b + u_c)$, 所以 $u_{k1} = u_a - \frac{1}{2}(u_b + u_c) = \frac{1}{2}(u_{ab} + u_{ac})$ 。 KP_5 导通期间, u_{k1} 仍等于 u_{ac} 。

五、考虑漏抗时对三相全控桥式电路的影响

首先讨论一下, 换流过程输出电压波形的变化。如果把它看成是共阴极组与共阳极组的串联, 那么利用三相半波电路的结论, 可知输出电压 u_{d1} 与 u_{d2} 的波形如图 3-51 所示。当 KP_1 与 KP_5 换流过程, $u_{d1} = \frac{1}{2}(u_c + u_a)$, 此时 $u_{d2} = u_b$, 所以输出电压

$$\begin{aligned} u_d &= u_{d1} - u_{d2} = \frac{u_a + u_c}{2} - u_b \\ &= \frac{1}{2}(u_{ab} + u_{cb}) \end{aligned} \quad (3-108)$$

由此式可知, 输出电压等于共阴极导通两相对共阳极导通相的线电压之和的一半。而当 KP_2 与 KP_6 换流时, $u_{d1} = u_a$, $u_{d2} = \frac{1}{2}(u_c + u_b)$, 那么

$$\begin{aligned} u_d &= u_{d1} - u_{d2} = u_a - \frac{u_b + u_c}{2} \\ &= (u_{ab} + u_{ac}) \end{aligned} \quad (3-109)$$

此式表明, 共阳极组换流时, 输出电压等于共阴极组导通相与共阳极组导通两相线电压之和的一半。因而当 γ 已知时输出电压波形很易画出, 如图 3-51 所示。

元件承受电压波形将受各组元件每次换流过程的影响。以 KP_1 为例, 当 KP_5 与 KP_1 换流或 KP_1 与 KP_3 换流以及 KP_2 与 KP_6 换流过程中, 它均处于导通状态, 因而 $u_{k1} = 0$ 。当 KP_1 关断时, KP_2 与 KP_3 导通,

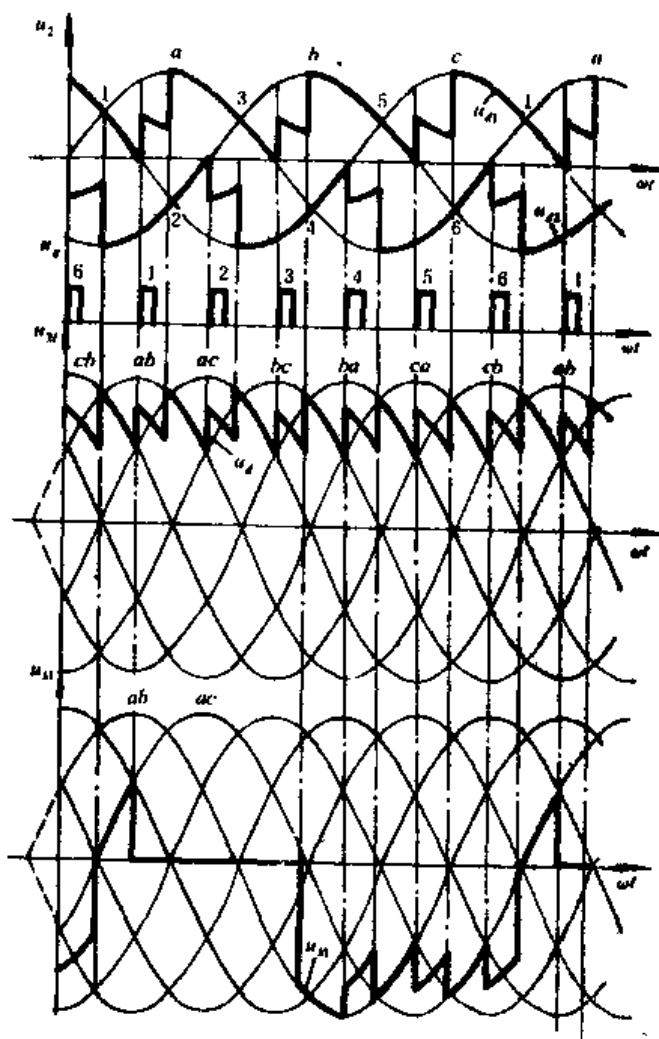


图 3-51

$U_{d1} = u_b$, $u_{k1} = u_{ab}$ 未变化 (此时 $e_{La} = 0$)。 KP_3 导通。而 KP_2 与 KP_4 换流时, $u_{d1} = u_b$, $e_{La} = \frac{1}{2}(u_a - u_c)$, 所以 $u_{k1} = u_a - \frac{1}{2}(u_a - u_c) - u_b = \frac{1}{2}(u_{ab} + u_{cb})$ 。当 KP_3 与 KP_4 导通, $u_{d1} = u_b$, 此时 $i_a = I_d$, $e_{La} = 0$, 所以 $u_{k1} = u_{ab}$ 。 KP_4 导通。而 KP_3 与 KP_5 换流时, $u_{d2} = u_a$, $u_{d1} = \frac{1}{2}(u_b +$

u_c), $e_{La}=0$, $u_{k_1}=u_a-\frac{1}{2}(u_b+u_c)=\frac{1}{2}(u_{ab}+u_{ac})$. 在 KP_1 与 KP_5 导通时, $u_{d_1}=u_c$, $e_{La}=0$, $u_{k_1}=u_{ac}$. 当 KP_5 导通, 而 KP_1 与 KP_6 换流时, $u_{d_1}=u_c$, $e_{La}=\frac{1}{2}(u_a-u_b)$, $u_{k_1}=u_a-\frac{1}{2}(u_a-u_b)-u_c=\frac{1}{2}(u_{ac}+u_{bc})$. 在 KP_5 与 KP_6 导通时, $u_{d_1}=u_c$, $u_{k_1}=u_{ac}$. 由上述分析可知, 考虑漏抗时, 元件导通时间加长了 γ 角 (以 KP_1 为例, 加长了 KP_1 与 KP_5 换流的时间的角度)。在元件关断的时间内, 存在三次其它元件的换流过程, 使其承受电压发生相应的变化。其它各段不变。

由图 3-51 可以看到, 当把它看成两组三相零式电路串联时, 由于换流过程造成的换相压降将比三相半波电路增大一倍。即

$$\begin{aligned}\Delta U_d &= \frac{3}{\pi} \int_0^{\gamma} (u_b - u_d) d\omega t \\ &= \frac{3}{\pi} \int_0^{I_d} \omega L_B di_b \\ &= \frac{3X_S}{\pi} I_d\end{aligned}\quad (3-110)$$

由图 3-51 及图 3-49 的等值电路可知, 换相过程 i_d 的变化规律、换相重叠角 γ 值与三相半波电路完全相同。

第五节 带平衡电抗器的双反星形整流电路

在电解、电镀、电焊等生产中, 常常需要电压从零到几十伏连续可调, 而电流高达数千安甚至上万安的直流电源。如果采用桥式整流, 那么电流的每个通路要经过两个晶闸管, 有两倍管压降, 对于这种输出电压不高而输出电流很大的电源来说损耗将很大, 是很不经济的。另外由于电流大, 每个桥臂常常需要多个元件并联, 这又带来了均流和保护等一系列问题。所以在这种情况下, 通常选用带平衡电抗器的双反星形可控整流电路, 如图 3-52 所示。

在双反星形可控整流电路中, 整流变压器副边有 6 个绕组接成两个星形, 但两组星形绕组接线的极性相反, 目的是使变压器中的直流磁势为零, 其向量图绘于图 3-53 中, 相电压 u_{a_1}

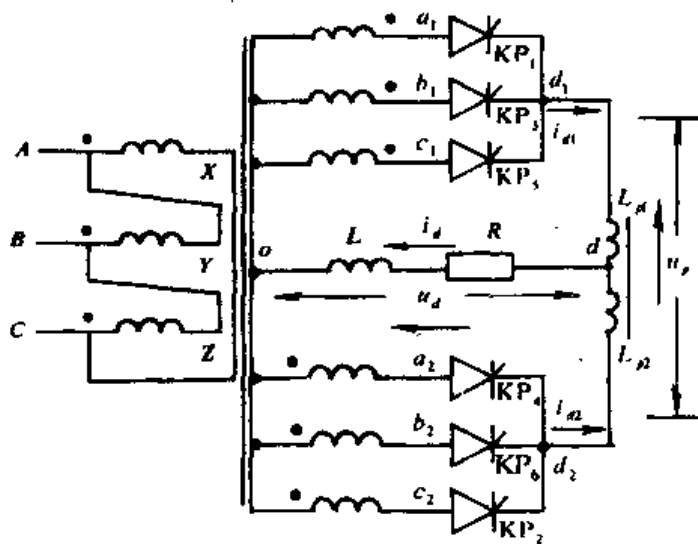


图 3-52

与 u_{a_2} , u_{b_1} 与 u_{b_2} , u_{c_1} 与 u_{c_2} 的极性相反, 所以称为双反星形。由向量图可知, 在变压器副边得到如图 3-54 所画的 6 个相位差为 60° 的相电压。两组星形电路的公共点 d_1 与 d_2 之间接有平衡电抗器 L_p 。平衡电抗器由中点 d 分成相等的两个部分, 且把中点 d 做为输出电压的端点。靠平衡电抗器的作用, 使两组星形同时向负载供电, 图中为感性负载。

一、电路的工作原理

带平衡电抗器是这个电路的最大特点,了解这个电路的工作原理,首先就要弄清平衡电抗器在电路中的作用。为此,先研究一下不带平衡电抗器的电路的工作情况。图 3-52 电路去掉 L_p 以后,就变成一个六相半波整流电路。以 $\alpha=0^\circ$ 为例分析一下该电路的工作原理。此时, I 组的自然换相点为 a_1, b_1, c_1 三相电源正半波的交点 1, 3, 5; II 组的自然换相点为 a_2, b_2, c_2 三相电源正半波的交点 4, 6, 2。在 $\alpha=0^\circ$ 时,应在每个元件各自的自然换相点处加触发脉冲,相位如图 3-54 所示。

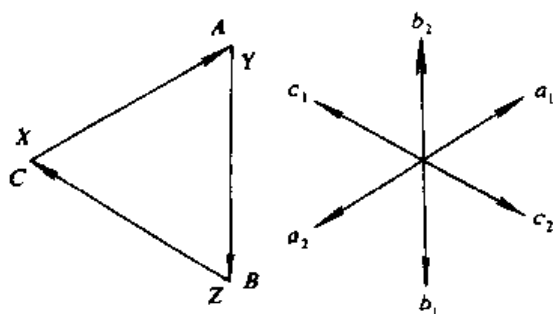


图 3-53

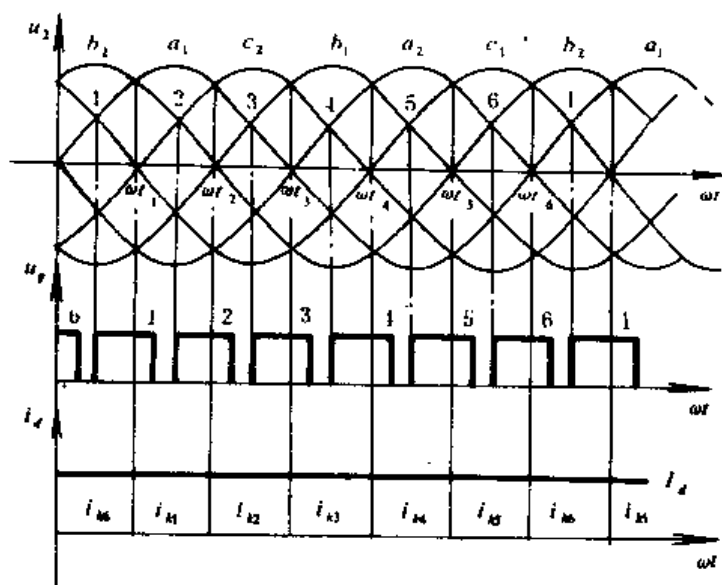


图 3-54

也表示在图 3-54 上。每相绕组中的电流等于它所接元件中电流,也是幅值为 I_d 的 60° 的方波。由此可以看出,每相绕组的工作时间短,变压器的利用率很低,所以该电路没有实用价值。

二、带平衡电抗器时电路的工作情况

(一) 平衡电抗器的作用

不加平衡电抗器时两组绕组不能同时供电的原因是两组输出电压 u_{d1} 与 u_{d2} 瞬时值不相等。因而一组元件承受正向电压被触发导通,另一组元件必然承受反向电压并被强迫关断。如果在 d_1 与 d_2 之间接入平衡电抗器 L_p ,交变的差值电压 $u_p = u_{d1} - u_{d2}$ 加在电抗器 L_p 上,使两组输出电压分别经过 L_{p1} 与 L_{p2} 后加在负载两端的电压瞬时值 u_d 相等,那么就可以实现两组同时向负载供电,从而减少流过每个元件的电流。这就是加 L_p 的作用。下面以 $\alpha=0^\circ$ 为例具体分析一下加 L_p 后电路的工作原理。

(二) 电路的工作原理

在 $\alpha=0^\circ$ 时,6 个脉冲的相位如图 3-55 所示,所对应的相位角分别以 $\omega t_1, \omega t_2, \omega t_3, \omega t_4,$

当给 KP_1 加触发脉冲 u_{g1} 时, b_2 相所接 KP_6 正在导通, $u_d = u_{b2}$, 从波形图看出,此时 KP_1 阳极电位 u_{a1} 低于公共点电位 u_{b2} , 因而 KP_1 承受反向电压不会被触发导通。若 u_{g1} 的脉宽大于 30° , 即过了 ωt_1 点时 u_{g1} 仍然存在, 则由于此时 $u_{a1} > u_{b2}$, KP_1 承受正向电压可以被触发导通。它导通以后, $u_d = u_{a1}$, 原导通的 KP_6 受反向电压立即被强迫关断, 这时由于 u_{a1} 电位最高, 其它 5 个元件均承受反向电压不会导通。因而两组电路不可能同时工作并向负载供电。当再加 $u_{g2}, u_{g3}, u_{g4}, u_{g5}, u_{g6}$ 时换流情况与上述过程类似。每个元件只导通 60° , 当 $\omega L \gg R$, 认为 i_d 近似为一条直线时, 每个元件电流波形

ωt_5 、 ωt_6 表示, 把六相电源的零点分别用 $\omega' t_1$ 、 $\omega' t_2$ 、 $\omega' t_3$ 、 $\omega' t_4$ 、 $\omega' t_5$ 、 $\omega' t_6$ 表示。

在 $\omega t_1 \sim \omega' t_2$ 之间, 若两组同时供电, I 组导通的元件应为 KP_6 , I 组加入 u_{a_1} 之后导通的元件应为 KP_1 , 所以简化电路如图 3-56。此时 I 组 a 相中的电流 i_{a_1} 等于输出电流 i_{d_1} ; II 组 b_2 相中的电流 i_{b_2} 等于输出电流 i_{d_2} , 而负载电流 $i_d = i_{d_1} + i_{d_2} = I_d$ 。 u_{p_1} 、 u_{p_2} 分别表示电感 L_{p_1} 与 L_{p_2} 上的电压降, u_p 表示 L_p 上的压降, 假定正方向如图中箭头所示 (图中的正负号是 u_{p_1} 与 u_{p_2} 的实际极性, 当与假定正方向相同时, 在图 3-55 中表示正值; 相反时为负值)。

因为 $u_{d_1} = u_{a_1}$, $u_{d_2} = u_{b_2}$, 则 $u_p = u_{b_2} - u_{a_1}$ 。当 $L_{p_1} = L_{p_2}$ 时

$$u_{p_1} = u_{p_2} = \frac{u_p}{2} = \frac{1}{2}(u_{d_2} - u_{d_1}) \quad (3-111)$$

I 组加在负载两端的电压为

$$u_{d_1} + u_{p_1} = \frac{1}{2}(u_{d_1} + u_{d_2})$$

II 组加在负载两端的电压为

$$u_{d_2} - u_{p_2} = \frac{1}{2}(u_{d_1} + u_{d_2})$$

因而两组加在负载两端的电压 u_d 相等, 即

$$u_d = \frac{1}{2}(u_{d_1} + u_{d_2}) \quad (3-112)$$

所以加平衡电抗器以后, 两组可以同时向负载供电。而两组各自公共点的电位 u_{d_1} 与 u_{d_2} 仍由各自的导通相电位决定, 当电流 i_{d_1} 与 i_{d_2} 连续时, 每组换流情况与一般三相半波电路相同。

下面再从物理概念上加以解释。当两组整流电路的电源电压 U_2 及控制角 α 相等时, 输出电压平均值相等, 供给负载的电流平均值相等, 各为 $I_d/2$ 。如果输出电压的瞬时值 u_{d_1} 与 u_{d_2} 不相等, 其差值电压将引起一个回路电流 i_p , 如图 3-56 所示, 即

$$u_p = u_{d_2} - u_{d_1} = L_p \frac{di_p}{dt} \quad (3-113)$$

由于晶闸管是单方向导通的元件, 不会允许有回路电流 i_p 流通, 它的作用是使二条支路中的电流发生变化, 即

$$i_{d_1} = \frac{I_d}{2} - i_p, \quad i_{d_2} = \frac{I_d}{2} + i_p$$

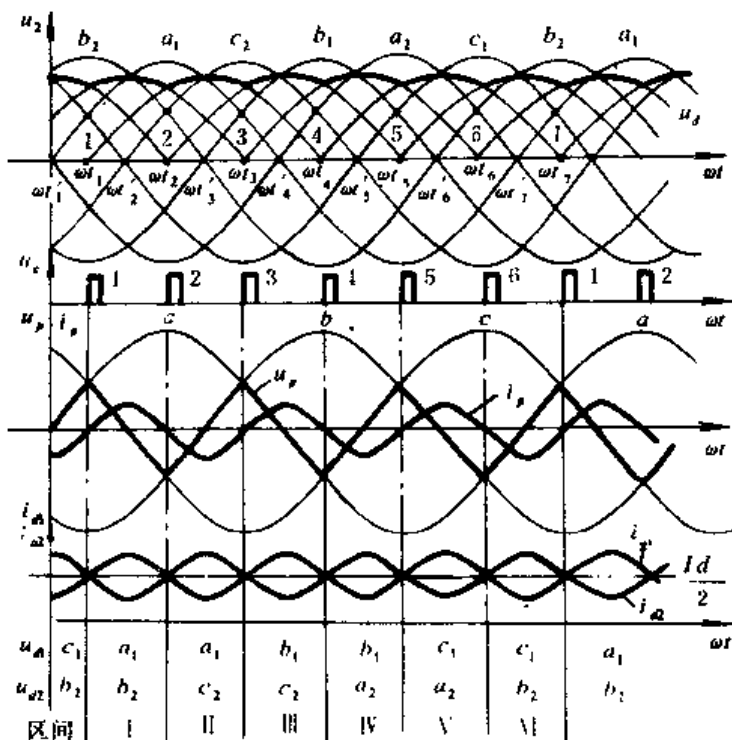


图 3-55

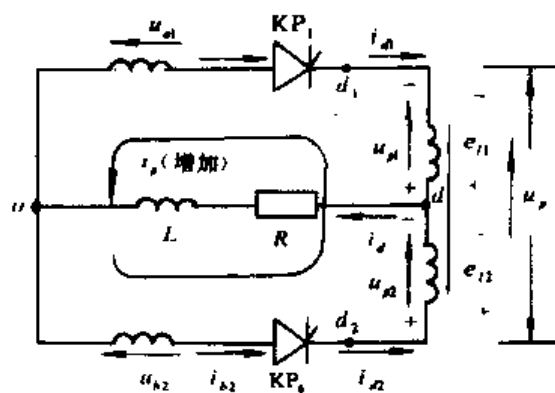


图 3-56

i_p 的正方向如图所示, 当 i_p 正向增加时, 使 i_{d1} 减小, 在 L_{p1} 上产生感应电势 e_{L1} 为下正上负, 阻止 i_{d1} 减小, 力图维持供给接近 $\frac{I_d}{2}$ 的负载电流, L_p 越大, i_p 越小, 则越接近 $\frac{I_d}{2}$ 。另一方面, i_p 使 i_{d2} 增加, 在 L_{p2} 上也产生一个下正上负的感应电势 e_{L2} , 它阻止 i_{d2} 上升, 力图维持 i_{d2} 接近 $\frac{I_d}{2}$ 。所以加上 L_p 后, 它的作用是使差值电压加在 L_p 上, 阻止各组提供的负载电流的变化, 力图使两组均衡供电, 从而减轻了元件的负担。 i_p 的大小与 L_p 成反比, 当 L_p 减到使 i_p 的幅值等于 $I_d/2$ 时, 将有一组关断。为避免发生这种状态, 保证两组均衡供电, 要加入足够大的平衡电抗器 L_p 。由图 3-55 中的波形可知, 当 $\omega t = \omega' t_2$ 时, 交变的差值电压 u_p 下降到零, i_p 为最大值。

在 $\omega' t_2 \sim \omega t_2$ 区间: 由波形图可知, $u_p = u_{d1} - u_{d2} = u_{b2} - u_{a1} < 0$, i_p 开始下降, L_{p1} 、 L_{p2} 上的压降及感应电势均反向, 此时的简化电路如图 3-57 所示。它与图 3-56 的等值电路相同, 因而

$$u_p = u_{d2} - u_{d1} = u_{b2} - u_{a1} = L_p \frac{di_p}{dt}$$

$$\begin{aligned} u_d &= \frac{1}{2}(u_{d1} + u_{d2}) \\ &= \frac{1}{2}(u_{a1} + u_{b2}) \end{aligned}$$

由于 u_p 极性变化, i_p 开始下降, i_{d1} 下降, L_{p1} 与 L_{p2} 的作用仍然是阻止它们的变化, 力图维持均衡供电。当 $\omega t = \omega t_2$ 时, u_p 达到负的最大值, i_p 下降到零。就在此时加入 u_{c2} , 因为 $u_{d2} = u_{b2}$, 而 $u_{c2} > u_{b2}$, 所以 KP_2 承受正向电压被触发导通, 公共点 d_2 的电位变成 u_{c2} , 原导通的 KP_1 受反向电压而关断。

在 $\omega t_2 \sim \omega' t_3$ 区间: 简化电路如图 3-58, 与图 3-57 比较可以看出, 只是 u_{d2} 由 u_{b2} 变成了 u_{c2} , 所以可以得到

$$u_p = u_{d2} - u_{d1} = u_{c2} - u_{a1}$$

$$= L \frac{di_p}{dt}$$

$$u_d = \frac{1}{2}(u_{d1} + u_{d2})$$

$$= \frac{1}{2}(u_{a1} + u_{c2})$$

由图 3-55 可知, 此时 $u_{c2} < u_{a1}$, 所以 $u_p < 0$, 因而 $\frac{di_p}{dt} < 0$, i_p 将从零向反方向增长, L_{p1} 与 L_{p2} 产生的感应电势将阻止 i_p 的增长, 力图维持均衡供电。当 $\omega t = \omega' t_3$ 时, u_p 由负值变为零, i_p 不再下降, 达到负的最大值。

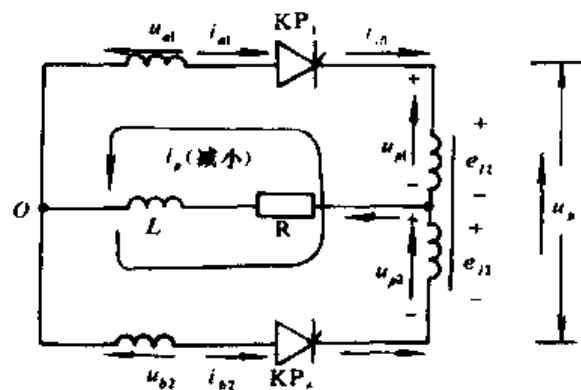


图 3-57

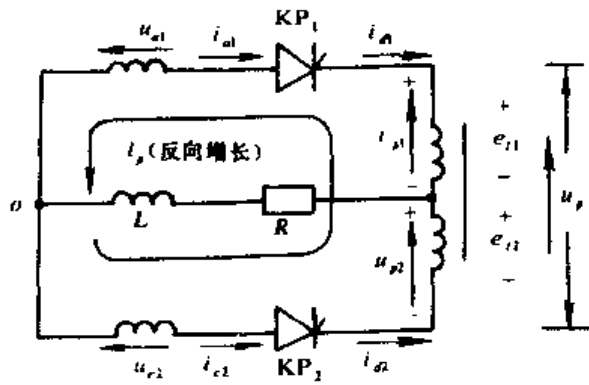


图 3-58

$\omega' t_3 \sim \omega t_3$ 区间: 简化电路如图 3-59, 与图 3-58 比较可知, 电路完全相同, 所以

$$u_p = u_{c2} - u_{a1} = L \frac{di_p}{dt}$$

$$u_d = \frac{1}{2}(u_{a1} + u_{c2})$$

但由波形图 3-55 可以看到, 此时 $u_{c2} > u_{a1}$, $u_p > 0$, $\frac{di_p}{dt} > 0$, i_p 从负的最大值回升 (即反向电流开始减小)。 u_{p1} 、 u_{p2} 、 e_{L1} 、 e_{L2} 的极性改变成与第一阶段相同, 感应电势 e_{L1} 与 e_{L2} 分别阻止 i_{d1} 的减小和 i_{d2} 的增长。

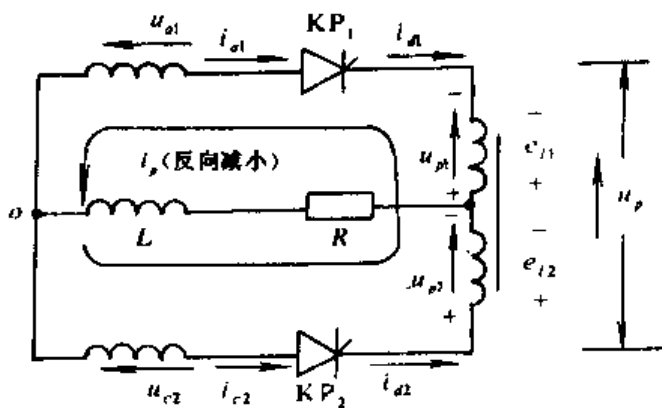


图 3-59

由上述分析可知, 由于每组输出的均是脉动的电压, 其瞬时值在平均值 U_d 上下波动必将引起供电电流的波动, L_p 的存在, 将阻止电流的变化, L_p 越大, 波动越小, 从而可以维持两组均衡供电。上面分析了从 ωt_1 至 ωt_3 区间的四种状态, 在此区间内, 差值电压 u_p 刚好交变了一个完整的周期。由图 3-55 可知, 在 ωt_3 至 ωt_5 和 ωt_5 至 ωt_7 的两段区间, 电路又经过和上述四个阶段相似的过程, u_p 将变化两个周期, i_p 、 i_{d1} 、 i_{d2} 也再重复变化两次, 如图 3-55 所示。当 $\omega t = \omega t_7$ 时, 电路状态与 ωt_1 时完全相同, 此后将进入下一个工作循环。

经过上述分析以及三相半波电路工作的原理, 对带平衡电抗器的双反星形电路的特点及分析方法可进一步归纳如下:

1. L_p 的作用是在两组输出电压瞬时值 u_{d1} 与 u_{d2} 发生变化时, 阻止每组电流 i_{d1} 与 i_{d2} 变化, 从而维持各组供给接近 $I_d/2$ 的电流, 保证两组并联供电。

2. 接入平衡电抗器之后, 电路已不再是六相半波电路, 而成为两组三相半波电路的并联, 各组的自然换相点仍为各自的电源正半波的交点。换流在每组内进行, 与一般三相半波电路完全相同。由于两组为反极性连接, 所以 KP_1 与 KP_4 , KP_2 与 KP_5 , KP_3 与 KP_6 的自然换相点在相位上相差 180° , 6 个自然换相点之间依次相差 60° , 顺序为 1 至 6。当 α 相同时, 各脉冲之间的相位必需保证相差 60° , 把每个周期按所加脉冲的相位可分成 6 个区间。

3. 加 L_p 后, 差值电压 $u_p = u_{d2} - U_d$ 加在 L_p 上, 它将引起一个交变电流 i_p , 引起 i_{d1} 与 i_{d2} 变化, L_p 越大, i_p 越小, i_{d1} 与 i_{d2} 变化越小, 越接近 $I_d/2$, 元件负载电流均衡。反之, L_p 越小, i_p 越大, 当 $i_{pmax} \geq \frac{I_d}{2}$ 时一组将关断, 另一组元件负荷过重, 可能烧坏元件, 这是不允许的。但 L_p 太大将使体积增大, 造价高, 也是不合理的。一般按所规定的最小负载电流 I_{dmin} 时仍能并联供电的原则来选择。

4. 若 $L_{p1} = L_{p2} = \frac{L_p}{2}$ 且把一个周期按所加脉冲相位分成 6 个区间时, 依据式 (3-111) ~ 式 (3-113) 可用相量图分别求出对应各区间的差值电压 u_p 和输出电压 u_d 的相量图, 如图 3-60 所示。当 $\alpha > 0^\circ$ 时, 根据等值电路可知上述各式依然成立, 相量图也相同。依此很容易画出不同控制角 α 时的输出电压 u_d 、差值电压 u_p 的波形图。由相量图可知, 输出电压的幅值

$$U_{dm} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{2m} = \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \quad (3-114)$$

式中 U_m 为电源电压的幅值。第 I 个区间的 u_d 引前 $u_{a1} 30^\circ$ ，其它各区间依次滞后 60° ，其波形如图 3-55 所示。差值电压 u_p 在 I、IV 区间等于 u_{a1} ；II、V 区间等于 u_{b1} ；III、VI 区间等于 u_{c1} 。 α 为 0° 时， u_p 的波形已在图 3-55 上绘出。

$\alpha = 30^\circ$ 时 u_d 及 u_p 波形如图 3-61 所示，按上述分析方法画图步骤如下：

1. 根据 α 值确定 6 个脉冲的相位，依此将每个周期分成 6 个区间。

2. 根据第 I 个区间 u_d 波形应在幅值等于 $\sqrt{6}U_s/2$ 、且引前 $u_{a1} 30^\circ$ 波形上，画出此波形。在图 3-61 上， u_d 应为幅值在 u_{b1} 与 u_{c1} 交点的正弦波 $nmPQ$ 的一部分，对应第 I 区间的 mP 段即是输出电压 u_d 。

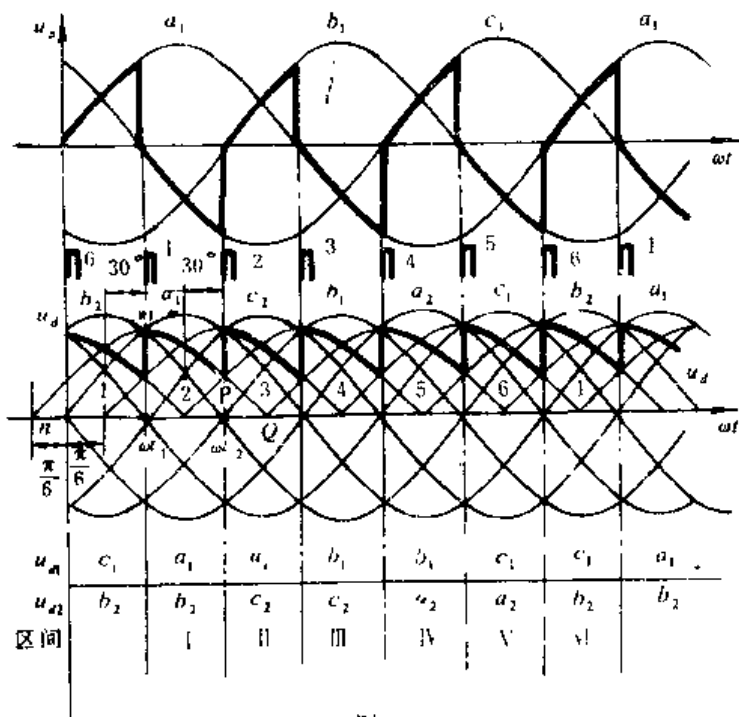


图 3-61

各脉冲相位时要注意，控制角的起算点（自然换相点）仍由各三相半波电路的电压决定。

三、平衡电抗器 L_p 的近似计算

当 $\alpha = 0^\circ$ 时，输出电压 u_d 与 u_{d2} 的波形如图 3-63。利用富氏分析求出 u_{d1} 与 u_{d2} 各自的谐波分量，再按式 (3-113) 线性迭加求出差值电压 u_p 中含有的各次谐波及其幅值。由于 $\alpha = 0^\circ$ 时， u_{d1} 与 u_{d2} 均是以 $\frac{2\pi}{3}$ 为周期的周期函数。 u_{d1} 是余弦函数，其展开式中只有余弦项

$$u_{d1} = U_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t \quad (3-115)$$

由于 u_{d1} 是以 $\frac{2\pi}{3}$ 为周期的函数，则应有

$$\cos n\omega t = \cos n \left[\omega t + \frac{2\pi}{3} \right] = \cos \left(n\omega t + \frac{2\pi n}{3} \right) = \cos [n\omega t + 2k\pi]$$

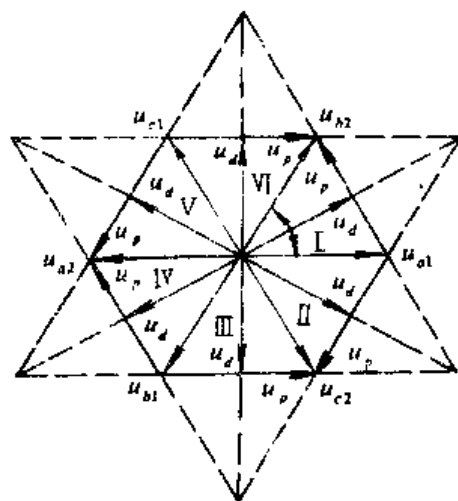
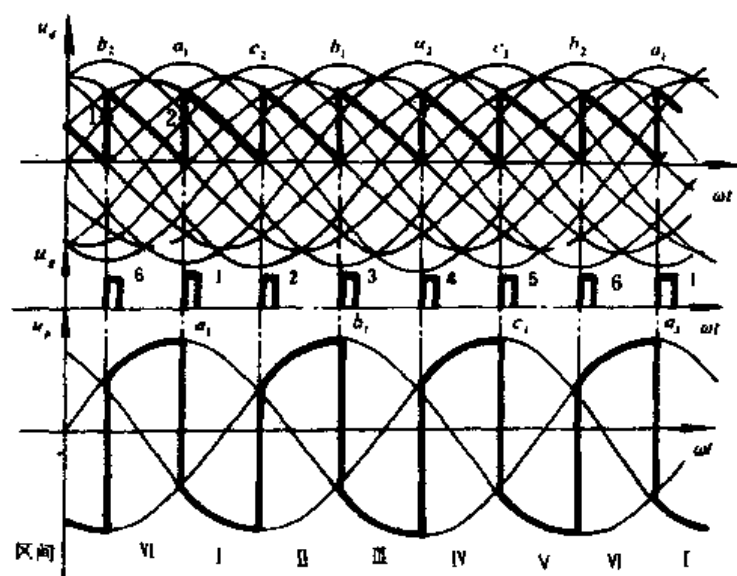


图 3-60

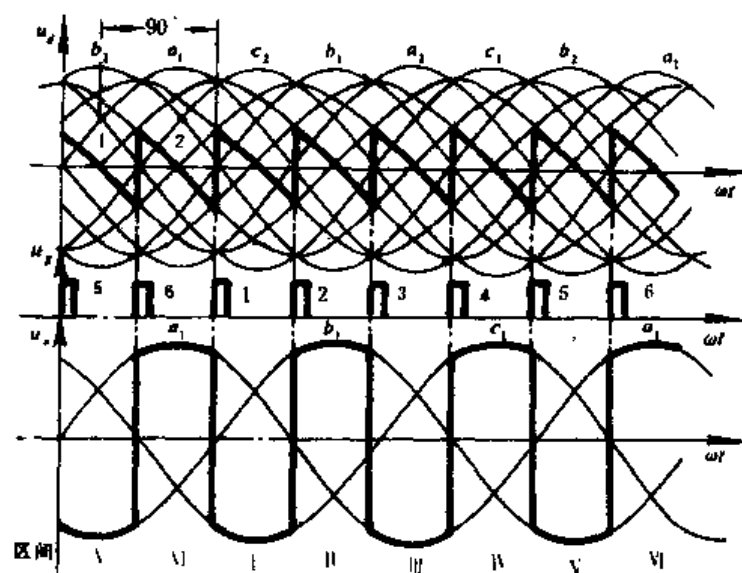
3. 由相量图 3-60 可知，其它各区间波形相应地依次滞后 60° ，可以很容易地画出来。

4. 由图 3-60 可知，差值电压 u_p 总是 u_{a1} 、 u_{b1} 、 u_{c1} 的一部分，按画分的区间依次找出。如第 I 个区间 $u_p = u_{a1}$ 。

依据上述步骤可以画出 $\alpha = 60^\circ$ 和 $\alpha = 90^\circ$ 时的输出电压 u_d 及差值电压 u_p 的波形，如图 3-62 (a) 与 3-62 (b) 所示。由相量图和波形图都很容易看出，在每个区间内，输出电压 u_d 所在的正弦波与电源电压之间在幅值和相位关系上是不变的，和三相全控桥式电路类似随着 α 的增大，输出电压 u_d 的波形向后移动 α 角。但在确定



(a)



(b)

图 3-62

式中 $k = \frac{n}{3}$ 。由上式可知，只有 $k=1, 2, 3, \dots$ 等自然数时上式才成立，因而 n 为 3 的整数倍。所以展开式 (3-115) 中只应含有 3 的整数倍次谐波。依据富氏级数可以求出各次谐波幅值为

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cos n \omega t d\omega t \\
 &= \frac{3 \sqrt{2} U_2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} \frac{1}{2} [\cos(n+1)\omega t + \cos(n-1)\omega t] d\omega t \\
 &= \frac{3 \sqrt{2} U_2}{2\pi} \frac{2}{n^2 - 1} \left[(n-1) \sin \left(k\pi + \frac{\pi}{3} \right) + (n+1) \sin \left(k\pi - \frac{\pi}{3} \right) \right]
 \end{aligned}$$

$$= \frac{2}{n^2 - 1} (-1)^{k-1} U_{d0} \quad (3-116)$$

令 $k=1, 2, 3, \dots$ 时, 代入式 (3-116) 求出各次谐波幅值, 再代入式 (3-115) 得

$$\begin{aligned} u_{d1} &= U_{d0} \left(1 + \frac{1}{4} \cos 3\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t + \frac{1}{40} \cos 9\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \dots \right) \\ \text{令 } \omega t' &= \omega t - 60^\circ, \text{ 则 } u_{d2} = \sqrt{2} U_2 \cos \omega t', \text{ 所以} \\ u_{d2} &= U_{d0} \left(1 + \frac{1}{4} \cos 3\omega t' - \frac{2}{35} \cos 6\omega t' + \frac{1}{40} \cos 9\omega t' - \frac{2}{143} \cos 12\omega t' + \dots \right) \\ &= U_{d0} \left(1 - \frac{1}{4} \cos 3\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{1}{40} \cos 9\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \dots \right) \\ u_p &= u_{d1} - u_{d2} = U_{d0} \left(-\frac{1}{2} \cos 3\omega t - \frac{1}{20} \cos 9\omega t + \dots \right) \end{aligned} \quad (3-117)$$

由式 (3-117) 可知, u_p 的最低次谐波为三次谐波, 脉动电流主要由它产生, 其它高次谐波电压幅值很小而阻抗很大, 因此电流很小, 可以忽略不计。若给定某一最小负载电流值, 想保证两组并联供电, 当 $\alpha=0^\circ$ 时必须满足下式

$$\frac{U_{pm3}}{3\omega L} = \frac{U_{d0}}{6\omega L} \leq \frac{I_{dmin}}{2} \quad (3-118)$$

式中 I_{dmin} 为最小的负载电流;

U_{pm3} 为三次谐波电压幅值。

但是由图 3-55、图 3-61、图 3-62 可知, u_p 与 α 有关。 $\alpha=90^\circ$ 时, u_p 的脉动最大, 若

I_{dmin} 一定, 要保证 $i_p \leq \frac{I_{dmin}}{2}$ 的条件, 需要的

电感量 L_p 最大。由上述各图可知, 此时 u_{d1} 与 u_{d2} 仍为以 $\frac{2\pi}{3}$ 为周期的函数, 且两者相同, 相位上差 60° 。所以 $\alpha > 0^\circ$ 时, 差值电压 u_p 中仍只含有 $3k$ 次谐波, 因而仍可按三次谐波电流近似计算所需的 L_p 值。在 $\alpha > 0^\circ$ 时, u_{d1} 与 u_{d2} 的波形如图 3-64 所示。在 $(\frac{2\pi}{3}-\alpha) \sim (\frac{2\pi}{3}+\alpha)$ 的

区间内, $u_{d1} = \sqrt{2} U_2 \cos \omega t$, 将它展成富氏级数时

$$u_{d1} = U_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t = U_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi) \quad (3-119)$$

$$\text{式中} \quad A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{b_n}{a_n} \quad (3-120)$$

各次谐波系数为

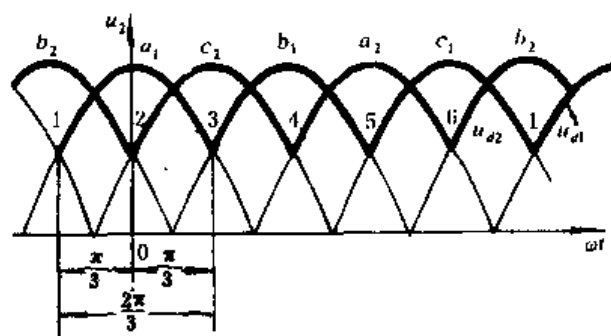


图 3-63

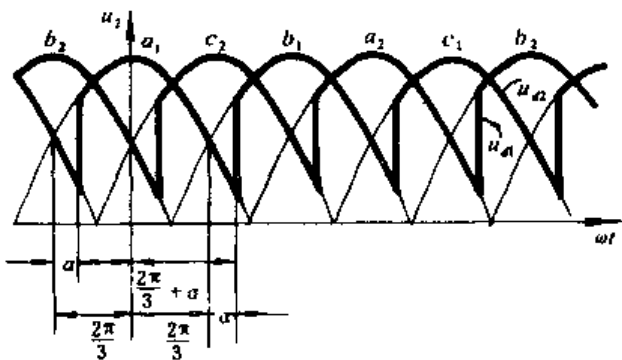


图 3-64

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{3}{\pi} \int_{-(\frac{2\pi}{3}-\alpha)}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \sin n \omega t d\omega t \\
 &= \frac{3}{2\pi} \sqrt{2} U_2 \left[\frac{2 \sin \left[(n+1) \frac{\pi}{3} \right] \sin \left[(n+1) \alpha \right]}{n+1} + \frac{2 \sin \left[(n-1) \frac{\pi}{3} \right] \sin (n-1) \alpha}{n-1} \right] \\
 &= U_{d0} \cos k\pi \left[\frac{\sin (n+1) \alpha}{n+1} - \frac{\sin (n-1) \alpha}{n-1} \right] \quad (3-121)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{3}{\pi} \int_{-(\frac{2\pi}{3}-\alpha)}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cos n \omega t d\omega t \\
 &= \frac{3}{2\pi} \sqrt{2} U_2 \left[\frac{2 \sin \left[(n+1) \frac{\pi}{3} \right] \cos \left[(n+1) \alpha \right]}{n+1} + \frac{2 \sin \left[(n-1) \frac{\pi}{3} \right] \cos (n-1) \alpha}{n-1} \right] \\
 &= U_{d0} \cos k\pi \left[\frac{\cos (n+1) \alpha}{n+1} - \frac{\cos (n-1) \alpha}{n-1} \right] \quad (3-122)
 \end{aligned}$$

根据式 (3-120) ~ 式 (3-122) 可求出不同 α 值的三次谐波电压的幅值 A_3 , 当 $\alpha=90^\circ$ 时其值最大。将 $\alpha=90^\circ$ 代入上述各式得

$$a_3 = 0, \quad b_3 = -\frac{3}{4} U_{d0}, \quad A_3 = -\frac{3}{4} U_{d0}$$

由于 u_{d_2} 比 u_{d_1} 滞后 60° , 其三次谐波幅值应为 $\frac{3}{4} u_{d0}$, 而 $u_p = u_{d_1} - u_{d_2}$, 所以 u_p 的三次谐波电压幅值 $U_{pm3} = \frac{3}{2} U_{d0}$. 若 $\alpha=90^\circ$ 时仍保证并联供电, 则必须满足下式

$$\frac{U_{pm3}}{3\omega L_p} = \frac{U_{d0}}{2\omega L_p} \leq \frac{I_{dmin}}{2} \quad (3-123)$$

$$L_p \geq \frac{U_{d0}}{\omega I_{dmin}} = 3.18 \frac{U_2}{I_{dmin}} \quad (3-124)$$

比较式 (3-123) 与 (3-118) 可以看出, 此时 L_p 的值将比 $\alpha=0^\circ$ 时大三倍。对于负载电流 I_d 很大的大容量设备来讲, 这意味着要增加一个很笨重的电抗器, 它将耗费大量的铜线和硅钢片, 并消耗很多电能, 这是不经济的。如果按 $\alpha=0^\circ$ 选择, 显然在 $\alpha>0^\circ$ 时不能保证并联供电。因而, 当负载调压范围已知时, 可按最大的控制角 α 代入上述各式, 求出三次谐波幅值 U_{pm3} , 按式 (3-123) 选择 L_p 值。

四、定量分析

1. 输出电压平均值

由于它是两个三相半波电路的并联, u_{d_1} 与 u_{d_2} 的波形与一般三相半波电路完全相同, 所以

$$U_{d_1} = U_{d_2} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = 1.17 U_2 \cos \alpha$$

由于平衡电抗器 L_{p1} 与 L_{p2} 上的直流压降为零, 所以

$$U_d = U_{d_1} = U_{d_2} = 1.17 U_2 \cos \alpha \quad (3-125)$$

当然也可以直接由输出电压波形 u_d 求出, 由图 3-61 可知

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

$$\begin{aligned}
 &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[\cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[-2\sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \cos\alpha
 \end{aligned}$$

2. 负载电流平均值 I_d 及两组整流电路供电电流平均值 I_{d1} 与 I_{d2} :

$$I_d = \frac{U_d}{R}, \quad I_{d1} = I_{d2} = \frac{I_d}{2} \quad (3-126)$$

3. 流过每个元件的电流有效值 I_k 及平均值 I_{dk}

$$I_{dk} = \frac{I_{d1}}{3} = \frac{I_{d2}}{3} = \frac{I_d}{6} \quad (3-127)$$

当 $\omega L \gg R$, 且 α 较小, 可近似认为 $i_d = I_d$, 每个元件将流过幅值为 $I_d/2$ 的 120° 方波电流, 所以

$$I_k = \sqrt{\frac{\frac{2\pi}{3}(I_d/2)^2}{2\pi}} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} \quad (3-128)$$

4. 变压器副边每相绕组中电流有效值

由于每相绕组中的电流与它所接的元件中的电流波形相同, 所以

$$I_2 = I_k = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} \quad (3-129)$$

当然, 此时副边绕组中的电流有直流分量, 它与流过该相绕组所接元件中的直流电流平均值 I_{dk} 也相等。

5. 变压器原边绕组中电流有效值

(1) 当变压器采用如图 3-65 所示的 Y/Y- Δ 接法时, 在 $\omega L \gg R$, 可认为 $i_d = I_d$ 的情况下, 每相绕组中的电流波形则如图 3-66 所示。若忽略激磁电流, 可列出磁势方程:

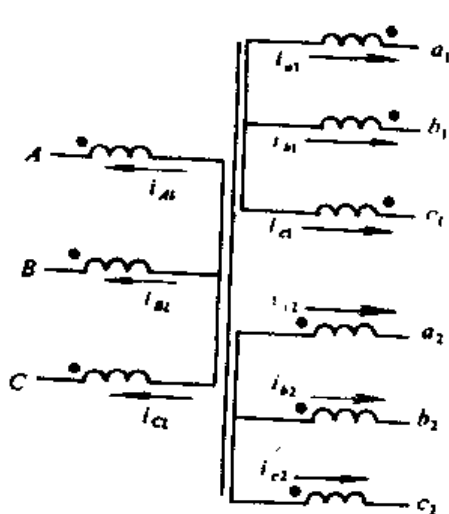


图 3-65

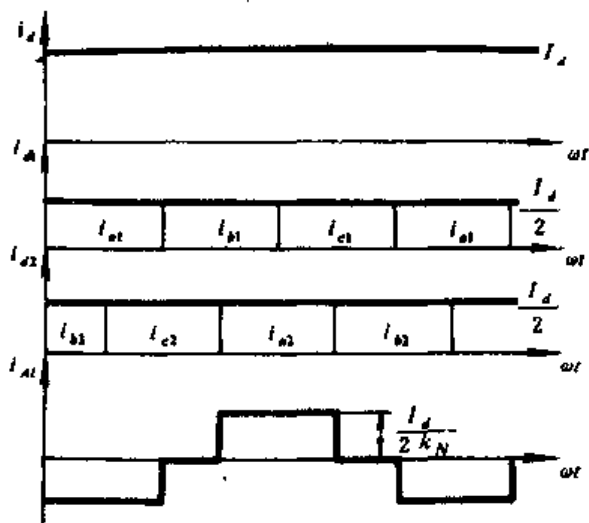


图 3-66

$$N_1 i_A + N_2 (i_{a1} - i_{a2}) = N_1 i_B + N_2 (i_{b1} - i_{b2}) = N_1 i_C + N_2 (i_{c1} - i_{c2}) = 0$$

以及电流方程

$$i_{A1} + i_{B1} + i_{C1} = 0, \quad i_{A1} = i_A,$$

$$i_{B1} = i_B, \quad i_{C1} = i_C$$

式中, N_1 与 N_2 分别为原、副边绕组的匝数; i_A 、 i_B 、 i_C 分别为原边三相绕组中的相电流; i_{A1} 、 i_{B1} 、 i_{C1} 为原边绕组中的线电流。

解上列方程式得

$$\left. \begin{aligned} i_{A1} &= \frac{1}{K_N} (i_{a2} - i_{a1}) \\ i_{B1} &= \frac{1}{K_N} (i_{b2} - i_{b1}) \\ i_{C1} &= \frac{1}{K_N} (i_{c2} - i_{c1}) \end{aligned} \right\} \quad (3-130)$$

式中, $K_N = \frac{N_1}{N_2}$.

根据式 (3-130) 可以绘出原边绕组中的电流波形, A 相绕组中的电流 i_{A1} 如图 3-66 所示。由此可以求出原边电流有效值 I_1

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{\frac{2\pi}{3} \left(\frac{I_d}{2K_N} \right)^2 + \frac{2\pi}{3} \left(\frac{I_d}{2K_N} \right)^2}{2\pi}} \\ &= \frac{I_d}{\sqrt{6} K_N} \end{aligned} \quad (3-131)$$

(2) 当变压器采用如图 3-67 所示 $\Delta/Y-\Delta$ 接法时, 其磁势方程与 $Y/Y-\Delta$ 接法时相同, 按基尔霍夫第一定律可写出电流方程:

$$i_{A1} = i_A - i_B, \quad i_{B1} = i_B - i_C, \quad i_{C1} = i_C - i_A,$$

由磁势方程和电流方程可以解得:

$$\left. \begin{aligned} i_{A1} &= \frac{1}{K_N} (i_{a2} + i_{b1} - i_{a1} - i_{b2}) \\ i_{B1} &= \frac{1}{K_N} (i_{b2} + i_{c1} - i_{b1} - i_{c2}) \\ i_{C1} &= \frac{1}{K_N} (i_{c2} + i_{a1} - i_{c1} - i_{a2}) \end{aligned} \right\} \quad (3-132)$$

依据式 (3-132), 可以画出进入电网的线电流波形。而相电流波形, 根据磁势方程式, 它们仍可用式 (3-130) 表示, 如图 3-68 所示。

所以相电流波形 $Y/Y-\Delta$ 接法时完全相同, 因而变压器绕组中的电流 I_1 仍可按式 (3-131) 计算。

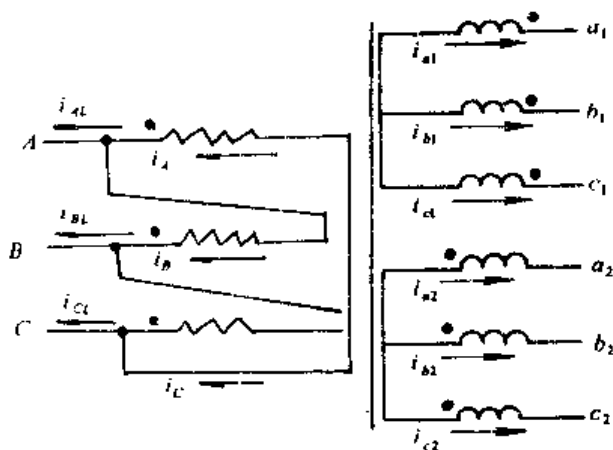


图 3-67

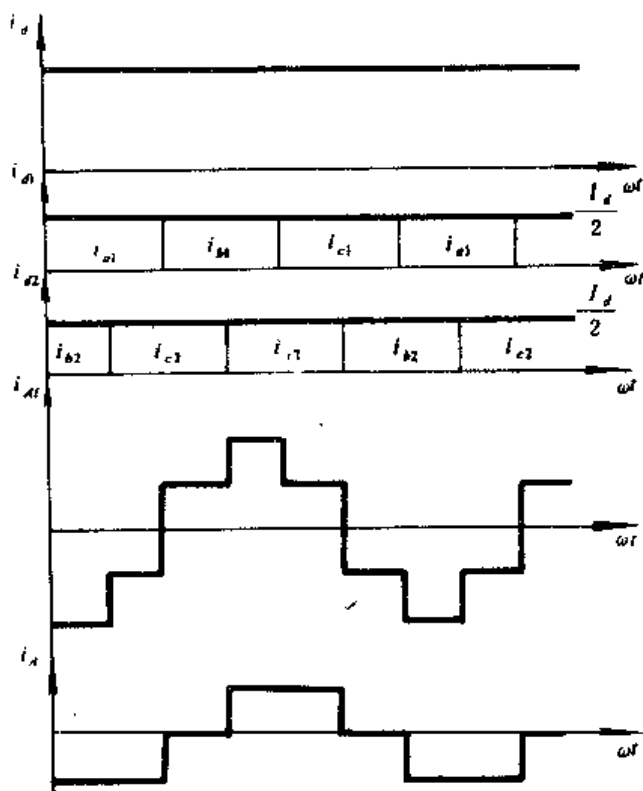


图 3-68

6. 变压器的视在功率

$$\text{变压器副边的视在功率} \quad S_2 = 6U_2 I_2 \quad (3-133)$$

$$\text{变压器原边的视在功率} \quad S_1 = 3U_1 I_1 \quad (3-134)$$

$$\text{变压器的视在功率} \quad S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) \quad (3-135)$$

7. 元件承受的最大正向、反向电压

由于电路的换流与三相半波电路完全相同, 所以元件承受的电压波形与三相半波电路相同, 因而

$$U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{6} U_2 \quad (3-136)$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, 由上述各式可以算出: $U_{d0} = 1.17U_2$, $I_{d0} = 1.17U_2/R$, $I_2 = I_K = I_{d0}/2\sqrt{3}$, $I_1 = I_{d0}/\sqrt{6}$, $S_2 = 1.48U_{d0}I_{d0}$, $S_1 = 1.05U_{d0}I_{d0}$, $S = 1.27U_{d0}I_{d0}$. 这些结果表明, 变压器的利用率不如桥式电路。这是因为在副边绕组中虽然没有直流磁势, 但是每相绕组在每个周期中只利用了 120° 。

第六节 多相整流电路

双反星形整流电路是两个三相半波电路并联, 相当于六相半波整流电路, 当负载电流 I_d 特大时, 也可考虑两组双反星形电路经平衡电抗器再并联成为十二相半波整流电路, 此时电路的工作原理、分析与计算方法和上述相同, 这里不再介绍。三相全控桥式电路, 其电压脉动系数为 0.057, 与其它基本形式的整流电路相比, 脉动是最小的。但在某些大功率整流装置中还嫌太大, 因此在这种场合, 目前多采用脉动系数更小的十二波头的双桥并联电路, 如图 3-69 (a) 所示, 也可采用四桥并联的二十四波头的电路。这些电路不但脉动系数小, 同时也可以提高装置的功率因数, 减少每个桥臂并联的元件数目。下面以双桥并联电路为例介绍。

一、十二波头的形成

如图 3-69 (a) 所示, 整流变压器的原边为三相 Δ 接电路, 而副边为两组: 一组为绕组 a_1 、 b_1 、 c_1 采用 Y 接; 另一组为绕组 a_2 、 b_2 、 c_2 , 采用 Δ 接。如果同名端如图 (a) 所示, 变压器原、副边电压的相量图则如图 (b) 所示。I 组为 $\Delta/Y-11$ 接法, II 组为 $\Delta/\Delta-12$ 接法, 因而副边线电压 $u_{a_1b_1}$ 比 $u_{a_2b_2}$ 引前 30° 。每组桥均输出具有相位差为 60° 的六个波头的输出电压, 由于两组桥的波头在相位上差 30° , 从而得到有十二个波头的输出电压 u_d 。

二、不考虑平衡电抗器时电路的工作原理

不接入平衡电抗器 L_p 时, 两组桥不能同时向负载供电, 而只能交替地向负载供电, 每隔 30° 交换一次。

若 I 组桥单独工作, $\alpha = 0^\circ$ 时的脉冲位置与输出电压 u_{dI} 如图 3-70 (a), 此处 u_{dI} 是 I 组桥的输出电压。由图 3-69 可以看出两桥的共阳极点 d_2 接在一起做为参考点, $u_{dI} = u_{d_1} - u_{d_2}$ 。同理, II 组桥的输出电压 $u_{dII} = u'_{d_1} - u'_{d_2}$, 脉冲位置如图 3-70 (b) 所示。

将两组桥直接并联在一起, 它们不能同时工作。比如在图中 $\omega t = \omega t_1$ 时给 I 组桥的 KP_1 与 KP_6 加上触发脉冲, 由于 II 组桥正值 KP'_5 与 KP'_6 导通, 其输出电压 $u_{dII} = u_{c_2b_2}$ 大于 I 组桥的输出电压 $u_{dI} = u_{a_1b_1}$, 所以 KP_1 与 KP_6 承受反向电压而不可能导通。在 $\omega t = \omega t_2$ 以后, 因 $u_{a_1b_1} > u_{c_2b_2}$, 而且脉冲 u_{a_1} 与 u'_{a_1} 仍然存在, 因此 KP_1 与 KP_6 承受正向电压而导通。它们导通

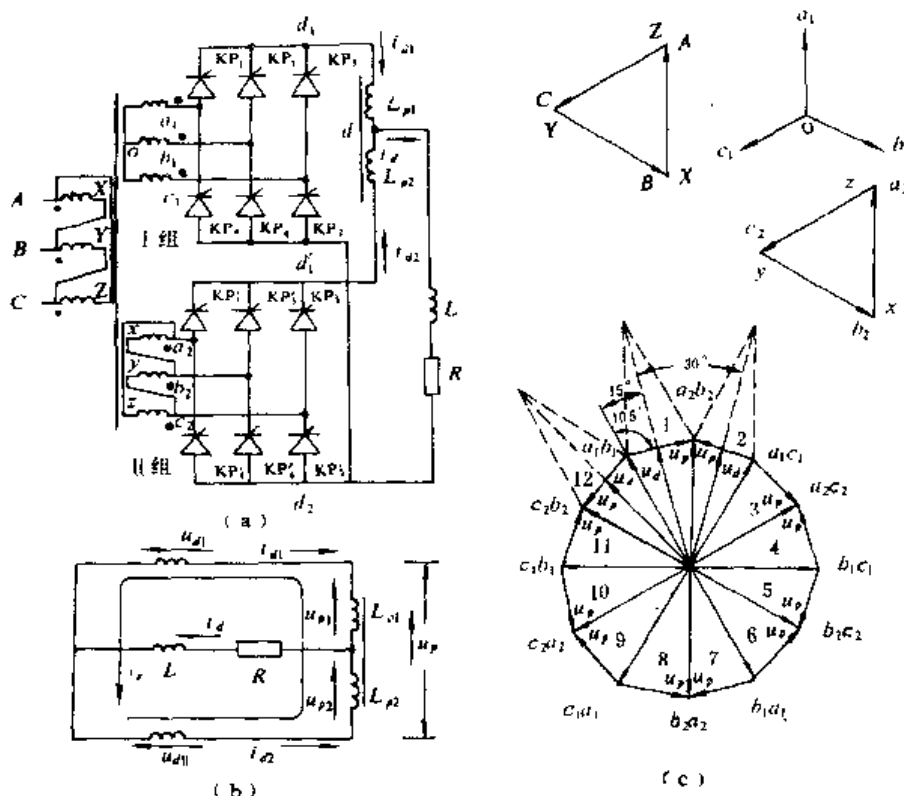


图 3-69

后，Ⅱ组桥原导通的 KP'_5 与 KP'_6 又承受反向电压被强迫关断，因而只能有一组桥供电。

同理，Ⅰ组桥加 u_{a_1} 与 u'_{a_6} 时，由于 $u_{a_2b_2} < u_{a_1b_1}$ ，它们受反向电压不能导通， KP_1 与 KP_6 继续导通，输出电压 $u_d = u_{a_1b_1}$ 。当 $\omega t = \omega t_3$ 以后， $u_{a_2b_2} > u_{a_1b_1}$ 时 KP'_1 与 KP'_6 才可能被触发导通。它们导通后， $u_d = u_{a_2b_2}$ ， KP_1 与 KP_6 又承受反向电压而被关断。由此可见，仍只有一组桥供电。当 $\omega t = \omega t_4$ 时，Ⅰ组的 KP_1 与 KP_2 导通，Ⅱ组桥的 KP'_1 与 KP'_6 关断。此后各元件的换流原理与上述相似。各元件的导通区间和输出电压 u_d 的波形如图 3-70 (c) 所示。在每个周期内各元件均导通两次，每次为 30° ，所以各元件只工作 60° 区间。每桥断续工作六次。所以当采用足够宽的双窄脉冲触发电路虽然能使电路工作；但工作状态是很不利的。为此必须接入平衡电抗器，以实现两组桥同时供电的要求。

三、接入平衡电抗器时电路的工作情况

原理电路与变压器副边的线电压相量如图 3-69 (a) 与 (c) 所示，与此相量图对应的波形图绘于图 3-71 (a)。以 $\alpha = 0^\circ$ 为例，此时双桥各自 6 个脉冲相位如图所示。按加入脉冲的时刻将一个周期分成 12 个区间，顺序号分别标在图 3-69 (c) 与图 3-71 (a) 上。

在第一个区间：Ⅰ组桥应导通的元件为 KP_1 与 KP_6 ，而Ⅱ组桥应导通的元件为 KP'_1 与 KP'_6 ，简化电路如图 3-71 (b)。此时 $u_{d1} = u_{a_1b_1}$ ， $u_{d2} = u_{a_2b_2}$ 。二者不等，其差值电压

$$u_p = u_{d1} - u_{d2} \quad (3-137)$$

此电压降加在平衡电抗器 L_p 上，即 $u_p = L_p \frac{di_p}{dt}$ ， i_p 是由差值电压 u_p 产生的不经过负载支路的环流电流。当 L_p 的两部分 L_{p1} 与 L_{p2} 电感量相等，且绕在同一铁芯上时，它们的电感电压降也相等，即 $u_{p1} = u_{p2} = \frac{L_p}{2} \frac{di_p}{dt}$ ，其正方向如图所示。此电路的等值电路如图 3-69 (b)，它与双反星形电路的等值电路完全相同，从而可以列出同样的方程式

$$u_d = u_{d1} + u_{p1}, u_d = u_{d1} - u_{p2} \quad (3-138)$$

而 $u_p = u_{d1} - u_{d1}$, 所以

$$u_{p1} = u_{p2} = \frac{u_p}{2} = \frac{1}{2}(u_{d1} - u_{d1}) \quad (3-139)$$

所以 $u_d = \frac{1}{2}(u_{d1} + u_{d1}) \quad (3-140)$

根据上述关系可以画出各区间的输出电压 u_d 及差值电压 u_p 的相量图 3-69 (c)。由图中可以看出, 在第一个区间内输出电压 u_d 滞后于 u_{a1b1} 15° , 其幅值等于 $\sqrt{2} U_{21} \sin 75^\circ$, 也就是说它是幅值通过 u_{a1b1} 与 u_{a2b2} 交点的正弦波。其它各区间的波形将依次滞后 30° , 输出电压 u_d 波形如图 3-71。由图 3-69 (c) 可以看出, 差值电压 u_p 的相量幅值为 $2\sqrt{2} U_{21} \sin 15^\circ$ 。

由式 (3-137) ~ 式 (3-140) 可知, 两组桥的输出电压瞬时值虽然不同, 但加在负载两端的电压 u_d 是相同的, 所以两组桥可以同时并联向负载供电。因而两组桥内各元件的换流情况与单个三相全控桥式电路各元件的换流过程完全相同。因此各元件承受的电压波形也与单个桥时一样。只是流过每个元件和每相绕组的方波电流幅值减到原来的一半。从而可以减少每个桥臂并联元件的数目。

由上述分析可以得出结论: 凡是加平衡电抗器并联工作的电路, 它们的原理都是相同的, 等值电路也相同, 均可按所加脉冲时刻把一个周期分成若干等分, 再用相量分析的方法求出相应各区间的输出电压 u_d 与差值电压 u_p 的相量图。从而很容易画出它们的波形图, 再根据波形图分析电路的换流过程, 得到各有关量的波形, 就可以找出各量之间的基本数量关系, 作为设计与选择元件参数的依据。这是分析多相整流电路比较简捷而明了的办法。

按此结论很容易画出 $\alpha > 0^\circ$ 时的波形图。以 $\alpha = 30^\circ$ 为例, 波形如图 3-72。作图的具体步骤与双反星形电路所述完全相同。

四、平衡电抗器 L_p 的计算

根据在最小负载电流 I_{dmin} 下能保证两组桥并联供电的原则进行计算。也就是说选定 L_p 后, 应保证加在 L_p 上的差值电压 u_p 所引起的环流 i_p 的最大值应小于 $I_{dmin}/2$, 否则每组桥输出电流将断续。按照近似计算的方法, 首先找出差值电压 u_p , 经富氏分析, 求出最低次谐波的幅值, 然后计算出最低次谐波电流, 并用它来代替 i_p 进行近似计算。

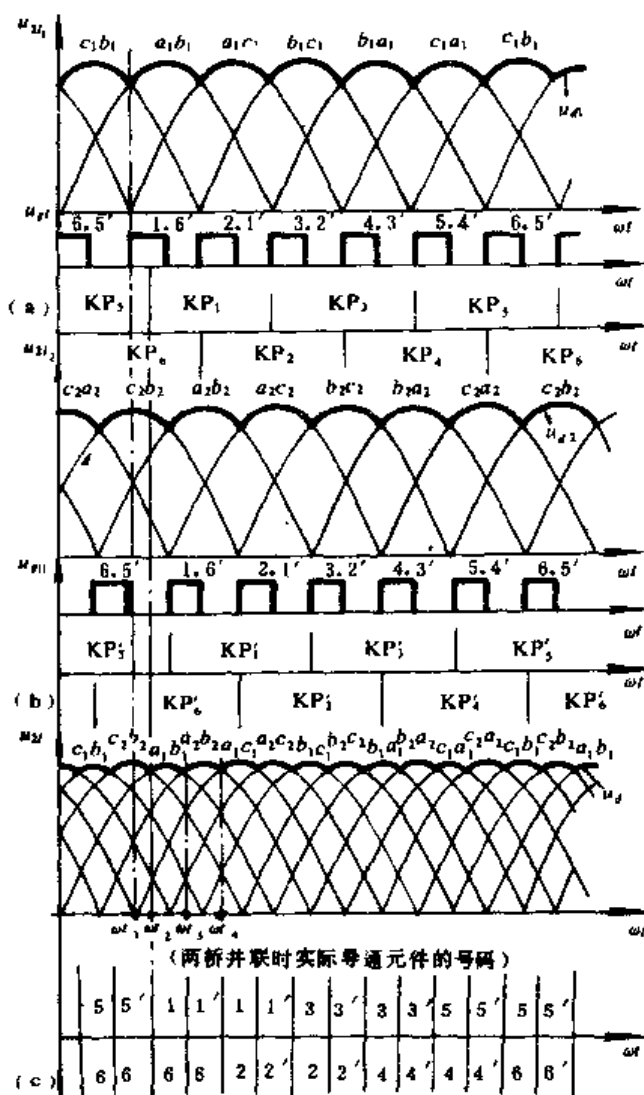
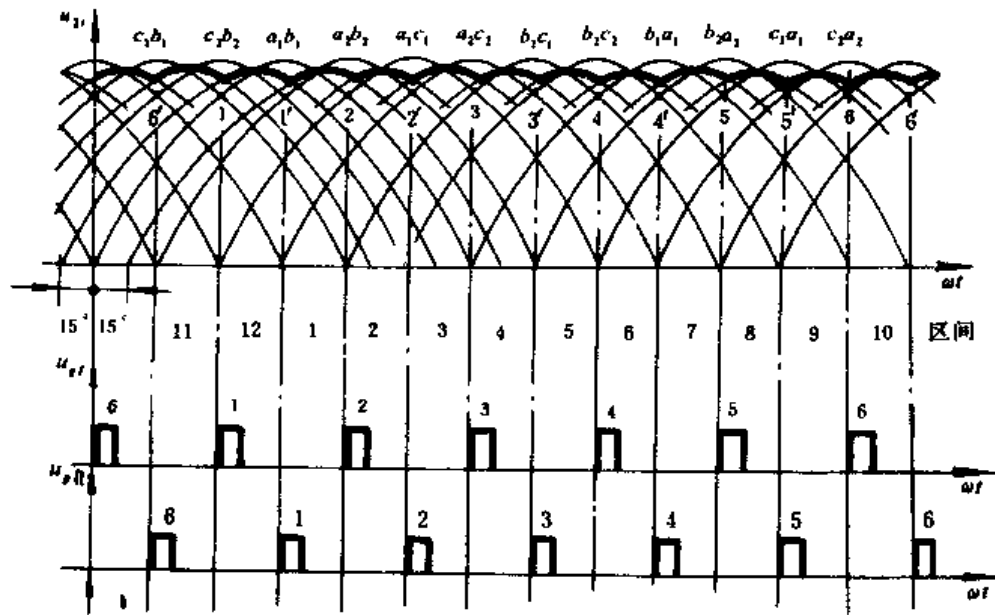
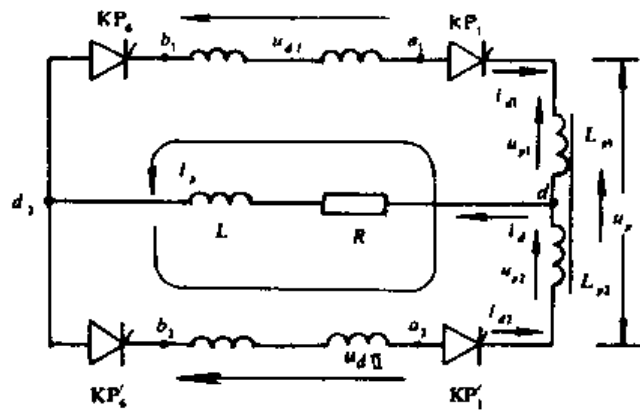


图 3-70



(a)



(b)

图 3-71

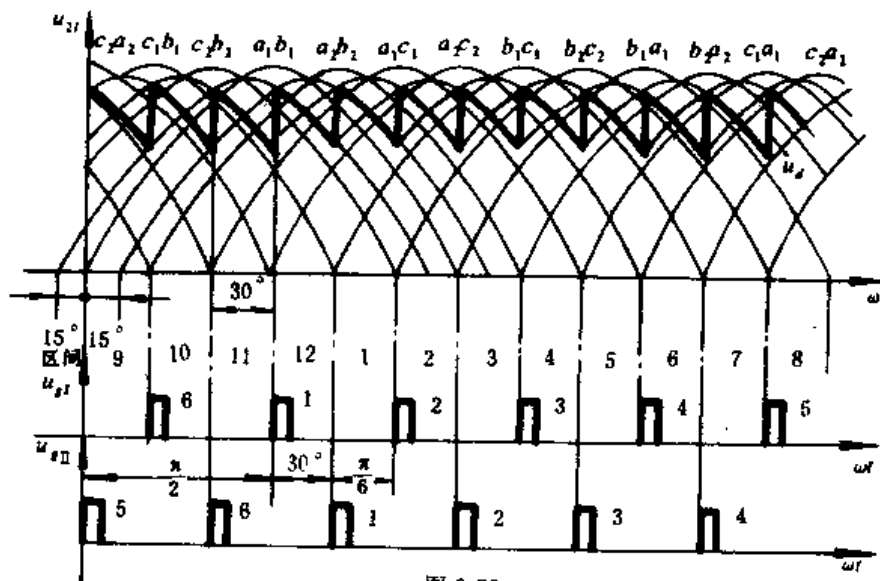


图 3-72

若以 $u_{a_1b_1}$ 的峰值为原点, 以 $\frac{2\pi}{m}$ 为周期 (m 为每个周期中 u_{d1} 脉动的次数), 将 u_{d1} 展成富氏级数, 可以求出各次谐波的系数为

$$a_n = U_{d0} \cos k\pi \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad (3-141)$$

$$b_n = U_{d0} \cos k\pi \left[\frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad (3-142)$$

$$An = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3-143)$$

$$\begin{aligned} u_{d1} &= U_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t \\ &= U_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} An \sin(n\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (3-144)$$

式中, U_{d0} 为 $\alpha=0^\circ$ 时 u_{d1} 的平均值;

$$\varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{b_n}{a_n};$$

$K = \frac{n}{m}$ 为自然数 $1, 2, 3, \dots$, 即 u_{d1} 中只含 mk 次谐波, 最低次为 m 次谐波, 对于全控桥式电路 $m=6$ 。

由公式 (3-141) ~ 式 (3-144) 可知, 最低次谐波的幅值与 α 有关。因为 u_p 的平均值为零, 由于 L_p 一定, 差值电压 u_p 脉动最大时, i_p 最大 (i_p 与差值电压 u_p 的积分成正比), 从而可根据画出的 u_p 波形图直观地判断 α 为多大时 i_p 最大。当然也可以用上述各式计算得到。选择 L_p 时, 可根据负载要求的电压变化范围, 确定出最大的控制角 α (此时 u_p 脉动最大, i_p 最大), 将它代入上述公式, 再按所求出的最低次谐波的幅值来选择。

在 $m=6$ 的条件下, $\alpha=90^\circ$ 时谐波的幅值最大。依据图 3-69(c) 的相量图, 两组桥的变压器副边的线电压波形及 $\alpha=90^\circ$ 时两组桥各元件的触发脉冲的相位如图 3-73 所示。按加入脉冲的时刻将一个周期分成 12 个区间, 其序号如图, 它与图 3-69(c) 的向量图中标区间的序号是一致的。两组桥的输出电压波形在图中分别以 u_{d1} 与 u_{d2} 表示。

u_p 的波形: 在第一个区间里, u_p 滞后于 $u_{a_1b_1}$ 105° , 参看图 3-69(c), 在图 3-73 中用 u_{p1} 表

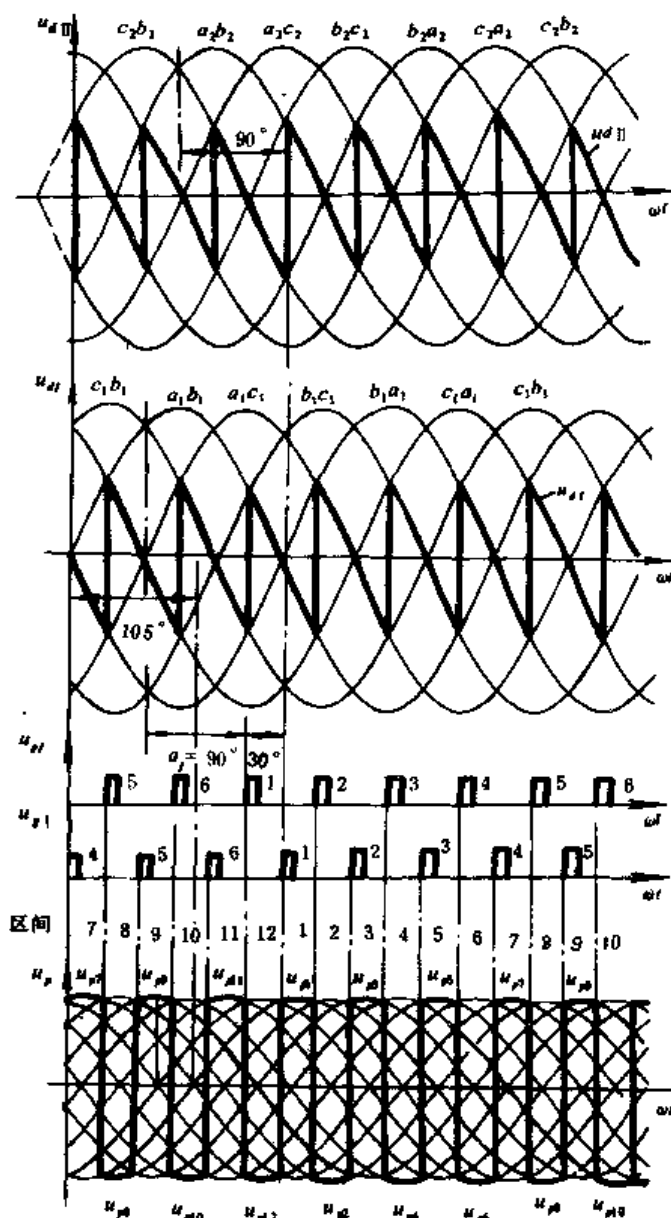


图 3-73

示,其它各单数区间依次滞后 60° ,并用 $u_{p_3}, u_{p_5}, u_{p_7}, u_{p_9}, u_{p_{11}}$ 表示。第2区间的 u_p 比第1区间的 u_p 引前 150° ,即引前 $u_{a,b_1} 45^\circ$,其它各双数区间也依次滞后 60° ,在图中分别用 $u_{p_2}, u_{p_4}, u_{p_6}, u_{p_8}, u_{p_{10}}, u_{p_{12}}$ 表示。由各区间差值电压波形可以看出, $\alpha = 90^\circ$ 时,半波面积最大。

若应用式(3-141)~式(3-144)计算时,将 $m=6, k=1, n=6, \alpha=90^\circ$ 代入上述各式得出:
 $a_6=0.4U_{d0}, b_6=0, A_6=0.4U_{d0}, \varphi=0^\circ$, 所以

$$u_{dI} = U_{d0}[1 + 0.4\sin 6\omega t + \dots] \quad (3-145)$$

由于 u_{dI} 比 u_{dI} 滞后 30° ,波形相同,令 $\omega t' = \omega t - 30^\circ$ 时,可得到

$$\begin{aligned} u_{dI} &= U_{d0}[1 + 0.4\sin 6\omega t' + \dots] \\ &= U_{d0}[1 - 0.4\sin 6\omega t + \dots] \end{aligned} \quad (3-146)$$

所以差值电压 $u_p = u_{dI} - u_{dI}$ 的最低次谐波(六次谐波)电压副值为 $0.8U_{d0}$ 。想保证在给定的最小负载电流的条件下能并联供电,必须满足下式:

$$\frac{2A_6}{6\omega L_p} \leq \frac{I_{dmin}}{2} \quad (3-147)$$

所以

$$L_p \geq \frac{2A_6}{3\omega I_{dmin}} = 1.99 \frac{U_2}{I_{dmin}} \times 10^{-3} \text{ 亨} \quad (3-148)$$

式中 U_{d0} 为 $\alpha=0^\circ$ 时全控桥式整流电路输出电压平均值。当然这是一种极限状态下需要的最大电感量,可做为估算的参考。实际上 $\alpha=90^\circ$,输出电压平均值为零,电路已不向负载供电。若 $\alpha_{max} < 90^\circ$ 时,则可以减小 L_p 的值。

五、定量分析

1. 整流输出电压平均值

由图 3-72 知, u_d 波形的周期为 $\frac{\pi}{6}$,只按第1个区间求平均值即可。此区间 u_d 波形的幅值为 $\sqrt{2}U_{21} \sin 75^\circ = 0.97 \sqrt{2}U_{21}$,相位比 u_{a,b_1} 滞后 15° ,所以

$$u_d = 0.97 \sqrt{6} U_{21} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{12}\right)$$

式中, U_{21} 为桥 I 变压器副绕组电压有效值。

由图 3-72 可知

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} 0.97 \sqrt{6} U_{21} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{12}\right) d\omega t \\ &= \frac{5.8 \sqrt{6}}{\pi} U_{21} \left[\cos\left(\frac{5\pi}{12} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{7\pi}{12} + \alpha\right) \right] \\ &= 2.34 U_{21} \cos \alpha \\ &= 1.35 U_{21} \cos \alpha \end{aligned} \quad (3-149)$$

当然也可以直接由两组桥并联工作的情况直接得出此式。

2. 流过两个元件的电流有效值

此时每个元件在每个周期中仍工作 120° ,电流波形的幅值应为 $\frac{I_d}{2}$ 。在选择元件时应按负载电流 I_d 最大时考虑,此时脉动成分已很小,认为各组桥负载电流均为 $\frac{I_d}{2}$ 。所以

$$I_K = \sqrt{\frac{2\pi \left(\frac{I_d}{2}\right)^2}{2\pi}} = \frac{I_d}{2\sqrt{3}} \quad (3-150)$$

3. 变压器绕组中电流有效值

图 3-74 所示电路的连接形式与图 3-68(a) 相同, 其波形示于图 3-75。图中给出了变压器副边线电压波形、桥 I a 相绕组中电流 i_{a1} 的波形、桥 I 副边线电流 i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} , 从而可以得到桥 II a_2 相中的相电流 i_{a2} 。为了保证两桥的输出电压平均值相等, 两桥变压器的副边线电压 U_{21} 应相等, 因而桥 II 的相电压应为桥 I 相电压 $\sqrt{3}$ 倍, 桥 I 的变比应为桥 II 的 $\sqrt{3}$ 倍。从而可以得到变压器原边 A 相的相电流 i_A 的波形。由图 3-75 中绘出的这些电流波形, 可以求出变压器各绕组中相电流的有效值。

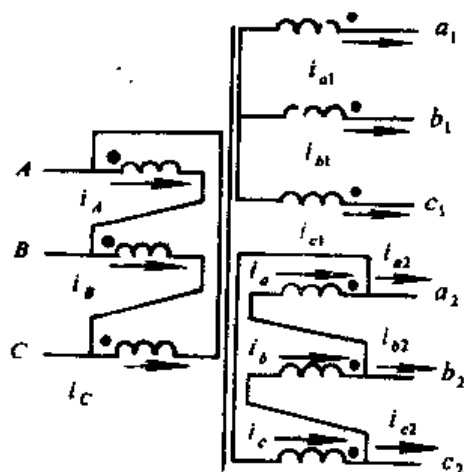


图 3-74

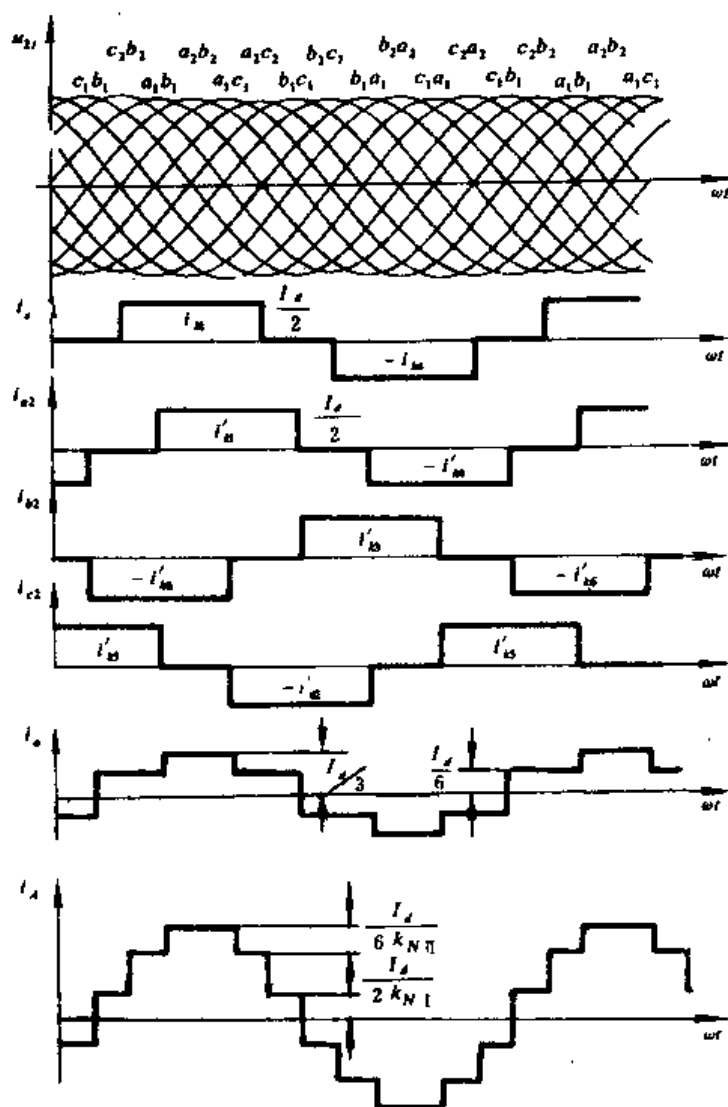


图 3-75

桥 I 变压器副边绕组中相电流有效值

$$I_{21} = \sqrt{\frac{2\pi \left(\frac{I_d}{2}\right)^2}{3\pi}} = \frac{I_d}{\sqrt{6}} \quad (3-151)$$

桥 II 变压器副边绕组中相电流有效值

$$I_{21} = \sqrt{\frac{\frac{\pi}{3} \left(\frac{I_d}{3}\right)^2 + \frac{2\pi}{3} \left(\frac{I_d}{6}\right)^2}{\pi}} = \frac{I_d}{3\sqrt{2}} \quad (3-152)$$

变压器原边绕组中相电流有效值

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{\frac{\pi}{3} \left(\frac{I_d}{6K_{NI}}\right)^2 + \frac{\pi}{3} \left(\frac{I_d}{6K_{NI}} + \frac{I_d}{2K_{NI}}\right)^2 + \frac{\pi}{3} \left(\frac{I_d}{3K_{NI}} + \frac{I_d}{2K_{NI}}\right)^2}{\pi}} \\ &= \sqrt{\frac{1}{3 \times 6^2} + \frac{1}{3} \left(\frac{1}{6} + \frac{1}{2\sqrt{3}}\right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{1}{3} + \frac{1}{2\sqrt{3}}\right)^2} \frac{I_d}{K_{NI}} \\ &= \frac{\sqrt{4 + 2\sqrt{3}}}{6K_{NI}} I_d \end{aligned} \quad (3-153)$$

式中, K_{NI} 与 K_{N1} 分别为桥 I 与桥 II 变压器的变比, $K_{NI} = \sqrt{3} K_{N1}$ 。

4. 变压器的视在功率

桥 I 副绕组视在功率 S_{2I} 、桥 II 副绕组视在功率 S_{21} 以及原绕组的视在功率 S_1 , 可分别表示为

$$S_{2I} = 3U_{2I}I_{2I}, S_{21} = 3U_{21}I_{21}, S = 3U_1I_1 \quad (3-154)$$

式中, U_{21} 为 II 组桥变压器副边相电压有效值, $U_{21} = \sqrt{3}U_{2I} = U_{21}$ 。

按等效温升原则, 变压器的视在功率为

$$\begin{aligned} S &= \frac{1}{2}(S_1 + S_2) \\ &= \frac{1}{2}(S_1 + S_{2I} + S_{21}) \end{aligned} \quad (3-155)$$

令 $\alpha = 0^\circ$ 时, $U_{d0} = 2.34U_{2I} = 1.35U_{21} = 1.35U_{21}$, $I_K = I_{d0}/2\sqrt{3}$, $I_{2I} = I_{d0}/\sqrt{6}$, $I_{21} = I_{d0}/3\sqrt{2}$, $I_1 = \sqrt{4 + 2\sqrt{3}} I_{d0}/6K_{N1}$, $S_{2I} = S_{21} = 0.523U_{d0}I_{d0}$, $S_2 = 1.05U_{d0}I_{d0}$, $S_1 = 1.018U_{d0}I_{d0}$ 。

5. 输出电压脉动系数

$\alpha = 0^\circ$ 时, 整流输出电压 u_d 的波形如图 3-70 (c) 所示, 它在每个周期内脉动 12 次, 在 $\frac{\pi}{6}$ 上将它展成富氏级数时, 最低次谐波为 12 次, 根据式 (3-141) ~ 式 (3-143) 求出: $a_{12} = 0$, $b_{12} = \frac{2}{143}U_{d0}$, $A_{12} = \frac{2}{143}U_{d0}$ 。所以电压脉动系数

$$\gamma = \frac{A_{12}}{U_{d0}} = 0.014$$

它约为全控桥式电路的 1/4。

第七节 主电路元件及变压器参数选择的说明

在前面各章节中为了集中注意讨论基本原理,有些次要的因素忽略了,比如电网电压的波动,整流元件的管压降,负载电流的周期性变化等,因而必然对所确定的参数定额产生一定的影响。为了比较精确地选择元件定额,在工程上还应考虑的问题及计算方法,本节再给予补充说明。

一、如何考虑是否加整流变压器的问题

一般情况下,晶闸管整流装置所要求的供电电压往往与电网电压不一致。通常是电网电压高于所要求的电压,这样一来势必造成 α 增大,功率因数下降,要求电网的视在功率增大,同时谐波电压、谐波电流成分增加。另外为了尽可能减小电网与晶闸管装置的相互干扰,要求有电的隔离。特别是为了避免整流电路工作过程中必然产生的高次谐波电流过多地进入电网而引起电网波形畸变,造成所谓“电力公害”,通常需配备整流变压器。对于三相整流电路来说,从前面的理论分析知,所产生的谐波电流的谐波次数为三的整数倍,为避免它们进入电网,造成干扰,要求变压器原、副绕组中能有一侧采用 Δ 接,为分析与计算方便,多在原边用 Δ 接,因而前述各电路中所用变压器多为 Δ/Y 接法。只是在多相整流电路中,为得到具有不同相位差的阀侧电压,也常采用其它各种接法。

由于整流变压器需要用较多的铜线与硅钢片制成,而且使装置的体积也增大许多。所以在容量不太大,而且所要求的供电电压数值与电网电压相近的情况下,可以省去整流变压器,由电网经进线电抗器直接与整流装置相接。在变比小于2,而且容量也不太大,有时可用自耦变压器,以节约铜线及硅钢片,减小体积和重量。当然这时也就没有电的隔离,谐波也必将更多地进入电网。

在采用自耦式整流变压器时,其计算容量 S_c 可按式选择

$$S_c = (1 - \frac{1}{K_N})S \quad (3-156)$$

式中 $K_N = \frac{U_1}{U_2}$ 为变压器的变比;

S 为采用整流变压器时计算出的变压器视在功率。

由上式可知,变比越接近于1,它的计算容量越小,它与普通整流变压器比较,在技术经济效果上越显著。

二、整流变压器次级相电压的计算

不考虑电网电压的波动、元件的管压降以及漏抗压降等因素时,对各种电路均已找出副边相电压 U_2 与负载所要求的直流电压平均值 U_d 之间的关系。现在的问题是如何考虑这些因素较精确地计算 U_2 。

1. 电网电压波动的影响:因为实际的工业电网总是在额定的标称电压值上下波动的,一般电网电压波动系数 $\epsilon = 1.05 \sim 0.9$,因而

$$U_d = \epsilon \left(\frac{U_{d0}}{U_2} \right) \left(\frac{U_d \alpha}{U_{d0}} \right) = \epsilon A B U_2 \quad (3-157)$$

式中 $A = \frac{U_{d0}}{U_2}$ 为控制角 $\alpha = 0^\circ$ 时整流电压平均值与副边相电压有效值之比,由前述各电路的 U_d 与 U_2 的关系式可求得:

$B = \frac{U_{d\alpha}}{U_{d0}}$ 控制角为 α 时的输出电压 $U_{d\alpha}$ 与 $\alpha=0^\circ$ 时的输出电压 U_{d0} 之比。亦可由各电路的 U_d 与 U_2 的关系式求得。在整流电路中, 为了在额定状态下仍能进行控制, 一般可选 α_{\min} 为 10° 左右。第五章中将介绍, 在逆变电路中为防止逆变失败, 常选 $\alpha_{\min} = \beta_{\min} = 25^\circ \sim 30^\circ$, 其中 β_{\min} 为最小逆变角。

考虑到电网电压最低时仍能保证输出所要求的最大输出电压, ϵ 应取最小值计算。

2. 在直流侧最大过载电流 $I_{d\max}$ 时, 变压器漏抗压降的平均值 $\Delta U_{d\max}$; 根据式 (3-107) 和式 (3-110) 可知

$$\Delta U_{d\max} = \frac{m}{2\pi} \omega L_B I_{d\max}$$

式中 m 为每个周期中换流的次数;

L_B 为折算到变压器副边的每相绕组的漏抗;

$\omega = 2\pi f$ 为电源角频率。

经过变换可得到下式

$$\Delta U_{d\max} = ACU_2 \frac{U_K \%}{100} \frac{I_{d\max}}{I_{ed}} \quad (3-158)$$

式中 $C = \frac{m}{2\pi} \frac{U_2}{U_{d0}} = \frac{m}{2\pi} \frac{I_{ed}}{AI_2}$;

$U_K \%$ 为变压器的短路比, 100 千伏安以下的变压器取 $U_K \% = 5$, 100~1000 千伏安的变压器取 $U_K \% = 5 \sim 8$;

$\frac{I_{d\max}}{I_{ed}}$ 为负载的过电流倍数, 即最大过载电流与额定电流之比, 由运行要求决定。

3. 晶闸管总的正向压降 nU_T ; n 表示负载电流通路中所经过的晶闸管个数。 U_T 为每个晶闸管的正向压降。一般取元件通态平均压降的 K 倍。晶闸管的导通角分别为 180° 、 120° 、 60° 时取 K 为 2、2.5 和 3。通态平均电压降按所选用的元件给定的参数计算。

4. 恒速系统在电机最大过载电流 $I_{d\max}$ 时的电动机端电压; 恒转速调节的电动机过载时的端电压 $U_{d\max}$ 应等于电动机的额定电压 U_{ed} 加上超载电流 $(I_{d\max} - I_{ed})$ 在电枢电阻上的电压降, 所以

$$\begin{aligned} U_{d\max} &= U_{ed} + (I_{d\max} - I_{ed})R_D \\ &= U_{ed} + (I_{d\max} - I_{ed})\gamma_D \frac{U_{ed}}{I_{ed}} \\ &= U_{ed} \left[1 + \gamma_D \left(\frac{I_{d\max}}{I_{ed}} - 1 \right) \right] \end{aligned} \quad (3-159)$$

式中, $\gamma_D = \frac{R_D I_{ed}}{U_{ed}}$ 电枢电阻标么值, 对于容量为 15~150 千瓦的电机, 通常 $\gamma_D = 0.04 \sim 0.08$ 。

5. 最大过载电流时其它电阻上的电压降 $U_{p\max}$; 除电枢电阻外, 包括平波电抗器电阻在内的所有电阻 R_p 上的压降

$$U_{p\max} = R_p I_{d\max} = \gamma_p \frac{U_{ed}}{I_{ed}} I_{d\max} = \gamma_p U_{ed} \frac{I_{d\max}}{I_{ed}} \quad (3-160)$$

式中, $\gamma_p = \frac{I_{ed} R_p}{U_{ed}}$ 。

从而, 可以比较精确地确定出

$$U_d = \Delta U_{d\max} + nU_T + U_{d\max} + U_{p\max} \quad (3-161)$$

将式 (3-153) ~ (3-160) 代入上式并整理, 可以得到变压器副边相电压有效值的较精确的表达式

$$U_2 = \frac{U_{ed} \left[1 + (\gamma_D + \gamma_F) \frac{I_{dmax}}{I_{ed}} - \gamma_D \right] + nU_T}{A \left[\epsilon B - C \frac{U_K \%}{100} \frac{I_{dmax}}{I_{ed}} \right]} \quad (3-162)$$

在要求不太精确的情况下, 可由简化式确定

$$U_2 = (1 \sim 1.2) \frac{U_{ed}}{\epsilon AB} \quad (3-163)$$

或
$$U_2 = (1.2 \sim 1.5) \frac{U_{ed}}{A} \quad (3-164)$$

式中 U_{ed} 是负载电动机的额定电压。如果负载不是电动机, 就不必要考虑最大过载电流的问题。那么

$$U_d = U_{ed} + \Delta U_{dmax} + nU_T$$

从而得
$$U_2 = \frac{U_{ed} + nU_T}{A \left[\epsilon B - c \frac{U_K \%}{100} \right]} \quad (3-165)$$

此时, U_{ed} 是负载的额定电压。

三、负载电流平均值 I_d 的确定

对于电阻负载和电感负载而言, 当电阻值 R 一定时, 负载两端的电压确定了, I_d 就能确定, 在各种电路的计算中已说明。但有些电阻性负载, 其等效电阻是变化的, 常常在某个负载电压范围内负载电流 I_d 的变化并不大。这时从等效温升来考虑, 主电路元件与变压器的负担是不同的。在平均值 I_d 相同的情况下, 负载两端的电压低 (负载等效电阻小), 控制角 α 较大, 负载电流瞬时值 i_d 的波形较尖, 波形系数较大, 有效值则较大, 元件的负担就重, 所以对于这类情况应按 α 较大时计算。

还有一类是反电势负载, 其负载大小是由电机转于上的转矩决定的。前面各电路计算中, 确定元件定额时按最大的起动电流计算, 这是可以的。而在确定变压器参数时, 是按电机额定负载电流计算的, 即把电机负载看成是对应于 I_{ed} 的常数。但往往有些负载是周期性变化的, 此时按负载循环中热冲击最重的 15 分钟内的均方根值做为额定电流更准确些。即

$$I_{ed} = \sqrt{\sum_{n=1}^K I_{dn}^2 \Delta t_n} \quad (3-166)$$

式中 K 为负载电流 I_d 循环中热冲击最重的 15 分钟的“阶梯段”数;

Δt_n 为每一阶梯段的持续时间;

I_{dn} 为与 Δt_n 对应的时间内负载电流值。

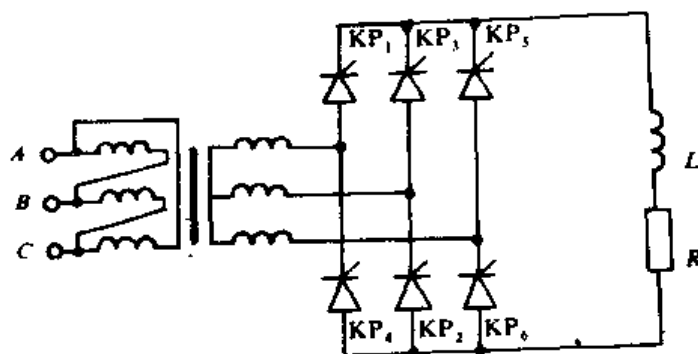


图 3-77

10. 试在线电压波形图上标出 6 个自然换相点的位置及 $\alpha=90^\circ$ 时 6 个脉冲的相位。如图 3-77 所示电路, 改用电阻负载进行调试, 当 u_{x_1} 丢失或 u_{x_2} 与 u_{x_3} 同时丢失了, 且 $\alpha=60^\circ$ 时, 试画出这两种情况下 u_d 的波形。

11. 全控桥式整流电路, 输出电压波形如图 3-78 (a) 和 (b), 试判断负载的性质, 波形正常否? 产生故障的可能原因。图 3-78 (b) 所示图形, $\alpha=?$

12. 图 3-79 所示电路, 若 $R=5$ 欧, $L=0.2$ 亨, $U_d=150\sim300$ 伏, 电网电压为 380 伏时, 试选择晶闸管、整流二极管、续流二极管的参数, 并计算变压器的容量。

13. 原理电路如图 3-79, 若负载改为电动机, 额定参数为: $P_{ed}=29$ 千瓦, $U_{ed}=440$ 伏, $I_{ed}=76$ 安, $n_{ed}=1000$ 转/分, $R_D=0.38$ 欧, 已知电网电压为 380 伏, $\alpha_{min}=15^\circ$, 试确定变压器参数并选择元件。若要求 $I_{dmin}=5\%I_{ed}$ 时负载电流为连续的, 试计算电枢回路中的电抗器的电感量。

14. 上题中, 当 $\alpha=30^\circ$, $I_d=50$ 安和 $I_d=30$ 安时, 电机的转速是多少?

15. 按 13 题给定的条件, 在考虑电网电压波动, 且范围为 $\pm 10\%$, 电机允许过电流倍数 $\lambda=2$, 元件通态平均压降为 1 伏, 除电枢电阻外, 电枢回路其它电阻为 0.4 欧时, 试计算变压器的副边相电压大小及变压器的容量。

16. 某电阻加热炉, 要求在 $U_d=220$ 伏时, $I_d=400$ 安, 采用三相半控桥式电路供电, 试画出电路图; 若电源电压为 380 伏, 试估算变压器容量, 晶闸管和整流管的电流定额。

17. 电镀用整流电源, 要求直流电压为 38 伏, 电流为 3000 安, 若采用带平衡电抗器的双反星形电路供电, $\alpha_{min}=15^\circ$, 负载支路串有 0.15 毫亨的平波电抗器, 求变压器副边电压, 估算变压器容量, 选择元件。如果要求负载电流降至 300 安时, 仍能保证电路正常工作, 计

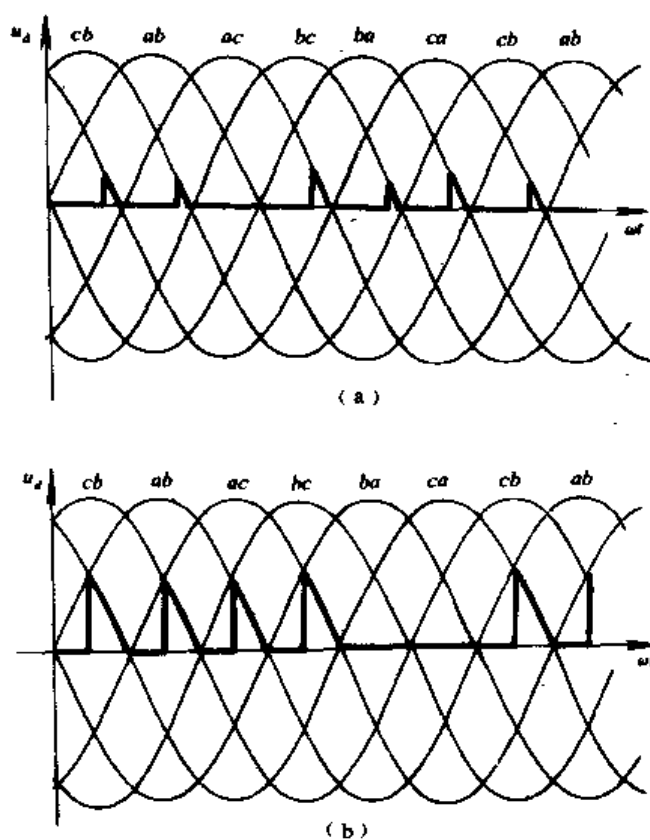


图 3-78

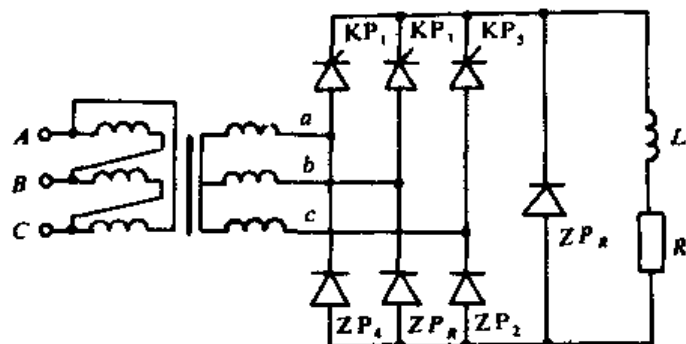


图 3-79

算平衡电抗器的最小电感量。

18. 由三相整流装置给电动机负载供电时, 负载电流是否连续与哪些因素有关? 负载电流不连续会带来哪些问题? 在电路设计中应如何正确解决这个问题。

19. 何谓自然续流作用? 哪种电路有自然续流作用? 三相半控桥式电路在什么情况下必须加续流二极管? 何时续流二极管的负荷最大? 为什么?

20. 设计电路时应怎样确定最小控制角 α_{\min} ? 如果选择过大有什么害处?

21. 三相全控桥式整流电路给电阻负载、电感负载、反电势负载(串有足够大的平波电抗器)供电时移相范围分别为多少? 并用输出电压波形图表示之。

第四章 晶闸管的触发电路

触发电路的种类：常用的触发电路有单结晶体管移相触发电路、同步信号为锯齿波的触发电路和同步信号为正弦波的触发电路。还有可变电阻触发电路、阻容移相触发电路、三角波触发电路、隧道二极管触发电路、阻容振荡器触发电路、集成电路触发电路和数字触发电路等。触发电路的种类虽然很多，但对于普通晶闸管要求的都是正极性的触发电压。

为了实现主电路对触发电路所提出的要求，首先应该分析触发脉冲和主电路之间的同步关系。当主电路的形式、负载的性质和触发电路的种类一定时，其同步关系就可以确定了。而现在要研究的问题是：怎样找出触发电路与主电路的同步关系？找出之后，又如何实现其同步关系？

第一节 对触发电路的要求

晶闸管从关断状态转为导通状态的外部条件为：主电路中晶闸管的阳极电位高于阴极电位，即为正向阳极电压（ $+U_a$ ）；控制回路中晶闸管的控制极电位高于阴极电位，即正向控制极电压（ $+U_g$ ），并且在控制信号存在期间内流过晶闸管的电流能够达到掣住电流（ I_L ）。因为晶闸管电路的种类很多，如整流电路、逆变电路、变频电路、斩波电路和交流调压等，就其负载的性质而言又有电阻性、电感性和反电势性等。因此，它们的工作方式各不相同，对触发电路的要求也有所异。尽管如此，共同性的要求还是主要的，现归纳如下：

一、触发信号必须是正极性的（ $+U_g$ ）。触发信号可以是交流或直流的形式，也可以是脉冲的形式。但是，因为普通晶闸管（可控硅）触发导通以后，其控制极的触发信号就失去了控制作用，所以，为减少控制极的损耗，一般都是采用脉冲形式的触发信号。

二、触发信号要有一定的宽度，以保证触发的晶闸管能够可靠地处于导通状态。被触发的晶闸管电流在触发信号存在期间内一定要达到掣住电流值（ I_L ），否则，触发信号消失后，被触发的晶闸管又重新处于阻断状态。普通晶闸管的开启时间约为6微秒，所以触发脉冲的宽度应在6微秒以上，一般采用宽度为20~50微秒的信号。对于感性负载，触发脉冲的宽度还要大些，一般应用一毫秒左右的信号，即相当于50周正弦波的18°。对于双反星形可控整流电路，为了两组星形电路在深控时能够可靠地并联运行，其触发脉冲的宽度一般取30°左右。

三、触发信号应有足够的功率（电压、电流）。由于晶闸管控制极参数的分散性（见晶闸管控制极的伏安特性）和晶闸管的触发电压、电流随温度变化的特性，为了使所有合格的元件都能够可靠地被触发，可参考元件出厂的试验数据或产品目录设计触发电路输出的电压、电流值，并留有一定的余量。对于中小功率的晶闸管，就触发电压的幅值而言，空载时为7~8伏，满载时为3~4伏。

四、触发脉冲与主电路的同步关系及移相范围都应满足要求。所谓同步关系，就是指触发电路的同步电源电压与被触发晶闸管所要求的主电源电压（相电压或线电压）之间所

具有的一定的相位关系(可以为同相位、反相位或具有一定的相位差)。所谓移相范围是指整流输出平均电压(U_d)由最大值(U_{dmax})降到零时所对应的控制角(α)的变化范围。之所以要满足同步关系和移相范围的要求,是为了当控制角不变时,能使晶闸管在主电源电压的每一周波里均在相同的相位上重复地被触发导通,从而获得一个大小与之相对应的恒定输出电压 U_d 。如要改变输出平均电压的数值时,则可在移相范围内改变控制角的大小,即改变触发脉冲在主电源电压每一周波不同的相位。此过程亦称移相控制。例如三相零式整流电路在接有电感性负载工作在整流状态时,要求的移相范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$ 。

五、触发脉冲的型式应有助于晶闸管元件的导通时间趋于一致,即触发脉冲的前沿要有一定的陡度和幅值。为此,可采用强触发环节。在大电流时,由于单个晶闸管的容量有限,所以要采用多个晶闸管并联运行。而在高电压时,由于单个晶闸管耐压有限,则需要数个晶闸管串联运行。为了真正达到并联分流、串联分压的目的,串、并联的元件必须能在同一时刻导通。

强触发时触发电流的波形如图 4-1 所示。其中 t_1 为脉冲前沿时间,在元件允许的 $\frac{di}{dt}$ 内取值,一般可取 1 安/微秒左右。 t_2 为强触发脉冲宽度,取 50 微秒左右。 t_3 是触发脉冲持续时间,取 $t_3 \geq 550$ 微秒。 I_{gm} 为强触发脉冲幅值,可取触发电流值的 5 倍左右。例如 1000 安的晶闸管元件,在室温时的最大触发电流值为 0.4 安,则在室温时的强触发电流幅值可为 2 安。 I_{g1} 为强触发脉冲的平顶部分,其幅值应大于触发电流值。上例的 1000 安元件,在室温时可取 0.5 安。

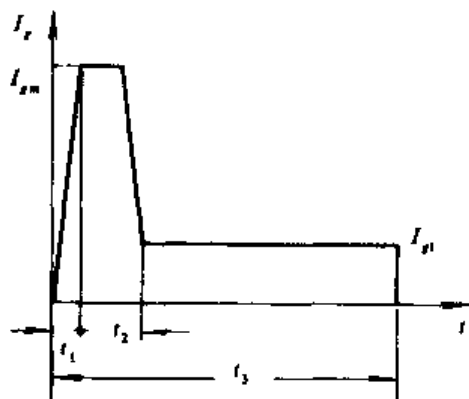


图 4-1

当触发电路用于晶闸管变频和斩波器线路中时,则要求触发脉冲的频率能够可调等等。

第二节 单结晶体管移相触发电路

一、单结晶体管

从使用此元件的角度对其结构、工作原理等加以讨论。单结晶体管有三个电极:一个发射极 e 和两个基极(第一基极 b_1 、第二基极 b_2)。故单结晶体管又称为双基极二极管。它的结构示意图和表示符号如图 4-2 所示。发射极 e 的箭头倾斜并指向 b_1 ,表示 PN 结电流只流向第一基极 b_1 。

单结晶体管的结构是在一块高电阻率的 N 型硅半导体基片上引出两个欧姆接触的电极,这就是 b_1 、 b_2 电极。这两个基极之间的电阻就是硅片本身的电阻,约为 4~10 千欧。在两个基极之间靠近 b_2 处用合金法或扩散法渗入 P 型杂质引出电极,称为发射极 e , e 对 b_1 或 b_2 就是一个 PN 结,具有二极管单向导电的特性,故称为单结晶体管。

N 型硅片是杂质较少的半导体,所以两个基极电阻较高, $R_{bb}=R_{b1}+R_{b2}$, R_{b1} 为 b_1 到 PN 结之间的硅片电阻, R_{b2} 为 b_2 到 PN 结之间的硅片电阻。所以,单结晶体管可用图 4-3 中虚线框内的等效电路表示。 D 为 PN 结所构成的二极管。 R_{b1} 的数值随着发射极电流 I_e 的增加

而减小。

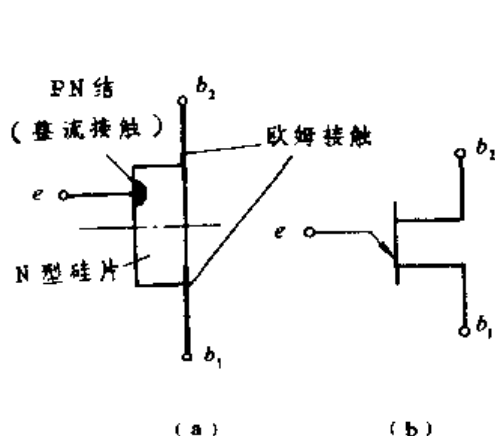


图 4-2

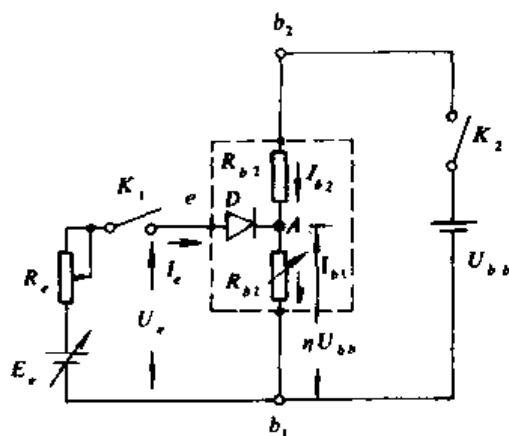


图 4-3

单结晶体管的伏安特性和主要参数：以 U_{bb} 为参变量来描述 $U_e = f(I_e)$ 的关系，称为单结晶体管的伏安特性；如图 4-4 所示。它分为截止区、负阻区及饱和区。当开关 K_1 合上、 K_2 打开 ($U_{bb} = 0$) 时，发射极 e 和第一基极 b_1 之间构成一个普通二极管。 U_e 与 I_e 的关系曲线就是普通二极管的正向伏安特性曲线，如图 4-5 中最下边的一条曲线所示 ($I_{b2} = 0$)。

分压比 η ：将开关 K_1 打开， K_2 合上。则在 b_1 、 b_2 之间加上了电压 U_{bb} ，此时，具有电阻的特性，其阻值为 4~10 千欧。 A 点对 b_1 点的电位为

$$U_A = U_{bb} \frac{R_{b1}}{R_{bb}} = \eta U_{bb}$$

式中， $\eta = \frac{R_{b1}}{R_{bb}}$ 称为分压比。 η 是单结晶体管的主要参数之一，一般在 0.3~0.9 之间。

将开关 K_1 、 K_2 都合上， U_{bb} 为某一定值，调节 U_e (E_e) 自零伏逐渐增加。在 $U_e < \eta U_{bb}$ 时，等效二极管 D 所承受的是反向偏置电压，因而处于截止状态。此时有一反向漏电流 OK ，其特性如 KA 段所示。

当 $U_e = \eta U_{bb}$ 时，等效二极管 D 处于零偏， $I_e = 0$ ，单结管仍处于截止状态，如图中 A 点。

当 $U_e > \eta U_{bb}$ ，但 $U_e < \eta U_{bb} + U_D$ 时，等效二极管 D 虽然处于正偏，但仍然小于 D 的正向导通时的管压降 U_D ， I_e 很小，单结管还是处于截止状态。上述为 KL 段，称为截止区。

当 $U_e > \eta U_{bb} + U_D$ 时，等效二极管 D 处于正向偏置，立即变为导通状态。此时，发射极电流 I_e 显著增加， U_e 显著减小。这是因为，从管子的内部看，此时发射极向 N 型硅片注入大量的空穴，这些空穴被硅片内的电场拉到靠近 b_1 一边的硅片内。同时，为了维护硅片本身的电中性状态，它也从 U_{bb} 的负极拉进大量对等的电子。这样，在 A 点与 b_1 之间的硅片中增加了大量的载流子（空穴和电子），因此， R_{b1} 便减少许多，于是硅片上的电压分配就要改变，即 A 点对 b_1 点电位 U_A 就要减小很多。因为 $U_e = U_A + U_D$ ，所以， U_e 也下降很多。

从外电路上看， $U_e = E_e - I_e R_e$ ，由于 I_e 的增大， U_e 虽然有所下降，但由于 U_A 下降得更快，所以，PN 结处于更大的正向偏置，有更多的空穴注入到硅片中去，促使 R_{b1} 进一步减小， I_e 进一步的增加，形成正反馈。这就是单结晶体管的负阻特性，如图 4-4 中 PV 段。此

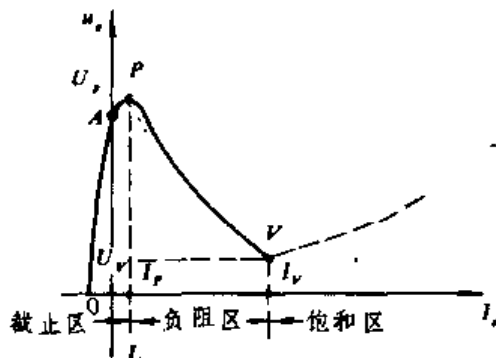


图 4-4

段称为负阻区。从截止区转为负阻区的转折点 P 称为峰点。该点的电压称为峰点电压 U_P 。

$$U_P = \eta U_{bb} + U_D \quad (4-1)$$

对应于 U_P 的电流 I_P 称为峰点电流, I_P 就是使单结管从截止状态转为导通状态时所需要的最小电流。

发射极电流的增加与 U_e 的减小不是无止境的。当空穴的注入量增加到一定程度时, 就会有一部分空穴来不及与基区的电子复合, 从而出现了空穴的多余存储, e 与 b_1 之间的基区将由中性变为正极性, 使空穴的注入受到新的阻力, 相当于 R_b 变大。此时, U_e 将随 I_e 的增加而缓慢增加, 这一现象称为饱和。图 4-4 中的 V 点表示负阻特性的结束, 开始进入饱和区。点 V 称为谷点, V 点对应的发射极电压称为谷点电压, 以 U_V 表示; 对应的发射极电流称为谷点电流, 以 I_V 表示。可见, 谷点电压 U_V 是维持单结管导通的最低电压。过了谷点之后, 由于 R_b 的变大, U_e 又随着 I_e 的增加而逐渐上升, 当 I_e 增大到最大值 I_{eM} (一般为 50 毫安) 时的发射极电压称为饱和电压 $U_e(\text{sat})$ 。

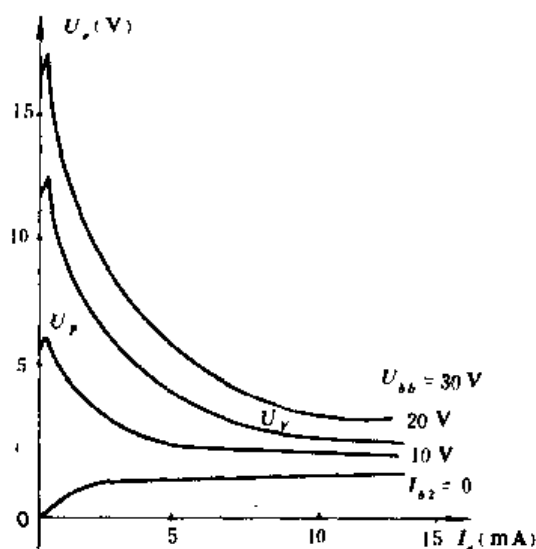


图 4-5

由式 (4-1) 可知, U_{bb} 不同时, 峰点电压 U_P 也不同。同时, 谷点电压 U_V 也随 U_{bb} 的不同而不同。因此 U_{bb} 不同时, 单结晶体管的发射极伏安特性也不同, 如图 4-5 所示。

当单结管进入负阻区以后, 由于 R_b 的减小, 导致 R_{bb} 也减小, 所以在 I_e 增加的同时, 第二基极电流 I_{b2} 也大大增加。通常 $I_e = 50$ 毫安、 $U_{bb} = 20$ 伏时的 I_{b2} 值, 称为调制 (或调变) 电流。

单结晶体管的主要参数列于表 4-1 中。其中耗散功率指第二基极 b_2 的最大允许损耗功率, 用 $P_{b2(\text{max})}$ 表示。表中 I_{E0} 称为发射极反向电流, 它是当第一基极 b_1 开路时, 流经发射极 e 与第二基极 b_2 之间的反向电流。它和一般晶体管一样随温度而变化。

除表中参数外, 还有几个极限参数:

1. 最大发射极电流 $I_{E(\text{max})}$ (平均连续), 25℃时有 30、50 毫安两种。
2. 瞬时最大发射极电流 $I_{EP(\text{max})}$ (脉冲), 25℃时 2 安。
3. 两基极间最大电压 $U_{BB(\text{max})}$, 25℃时为 +55 伏。
4. 基极 b_2 与发射极间反向电压 U_{B_2e} , 为 60 伏。
5. 基极 b_1 与发射极间反向电压 U_{B_1e} , 为 60 伏。

表 4-1

硅单结晶体管(双基极二极管)的主要特征

参 数 号	分压比 η	基极间电阻 R_{BB} (k Ω)	E-B ₁ 间反 向电流 I_{E_1O} (μ A)	饱和压降 V_{ES} (V)	峰点电流 I_F (μ A)	谷点电流 I_V (mA)	谷点电压 V_V (V)	调制电流 I_{B_2} (mA)	耗散功率 P_{B_2M} (mW)	发射极反 向电流 I_{EO} (μ A)
BT31A	0.3~0.55	3~6	<1	<4	<2	>1.5	<3.5	5~30	100	<2
BT31B	0.3~0.55	5~12								
BT31C	0.45~0.75	3~6								
BT31D	0.45~0.75	5~12								
BT31E	0.65~0.9	3~6								
BT31F	0.65~0.9	5~12								
测试条件	$V_{BB}=15V$	$V_{BB}=15V$ $I_E=0$	$V_{EB_1O}=60V$	$V_{BB}=15V$ $I_E=50mA$	$V_{BB}=15V$			$V_{BB}=15V$ $I_E=50mA$	$T_a=25^\circ C$	$V_{B_2E}=60V$
BT32A	0.3~0.55	3~6	<1	<4.5	<2	>1.5	<3.5	8~35	250	<2
BT32B	0.3~0.55	5~12								
BT32C	0.45~0.75	3~6								
BT32D	0.45~0.75	5~12								
BT32E	0.65~0.9	3~6								
BT32F	0.65~0.9	5~12								
测试条件	$V_{BB}=20V$	$V_{BB}=20V$ $I_E=0$	$V_{EB_1O}=60V$	$V_{BB}=20V$ $I_E=50mA$	$V_{BB}=20V$			$V_{BB}=20V$ $I_E=50mA$	$T_a=25^\circ C$	$V_{B_2E}=60V$
BT33A	0.3~0.55	3~6	<1	<5	<2	>1.5	<3.5	8~40	400	<2
BT33B	0.3~0.55	5~12								
BT33C	0.45~0.75	3~6								
BT33D	0.45~0.75	5~12								
BT33E	0.65~0.9	3~6								
BT33F	0.65~0.9	5~12								
测试条件	$V_{BB}=20V$	$V_{BB}=20V$ $I_E=0$	$V_{EB_1O}=60V$	$V_{BB}=20V$ $I_E=50mA$	$V_{BB}=20V$			$V_{BB}=20V$ $I_E=50mA$	$T_a=25^\circ C$	$V_{B_2E}=60V$
BT35A	0.45~0.9	2~5	* >30V	<5	<2	>1.5	<3.5	<40	400	<2
BT35B	0.45~0.9	2~5	* >60V							
BT35C	0.3~0.9	4.5~12	* >30V							
BT35D	0.3~0.9	4.5~12	* >60V							
测试条件	$V_{BB}=20V$	$V_{BB}=20V$ $I_E=0$	$I_{BO}=1\mu A$	$V_{BB}=20V$ $I_E=50mA$	$V_{BB}=20V$			$V_{BB}=20V$ $I_E=50mA$	$T_a=25^\circ C$	$V_{B_2E}=60V$
BT37A	0.3~0.55	3~6	<1	<5	<2	>1.5	<4	3~40	700	<2
BT37B	0.3~0.55	5~12								
BT37C	0.45~0.75	3~6								
BT37D	0.45~0.75	5~12								
BT37E	0.45~0.9	3~6								
BT37F	0.45~0.9	5~12								
测试条件	$V_{BB}=20V$	$V_{BB}=20V$ $I_E=0$	$V_{EB_1O}=60V$	$V_{BB}=20V$ $I_E=50mA$	$V_{BB}=20V$			$V_{BB}=20V$ $I_E=50mA$	$T_a=25^\circ C$	$V_{B_2E}=60V$

* EB 间反向电压

二、单结晶体管的自振荡电路

电路是由利用电容充、放电的 RC 电路和起开关作用的单结晶体管构成的。如图 4-6

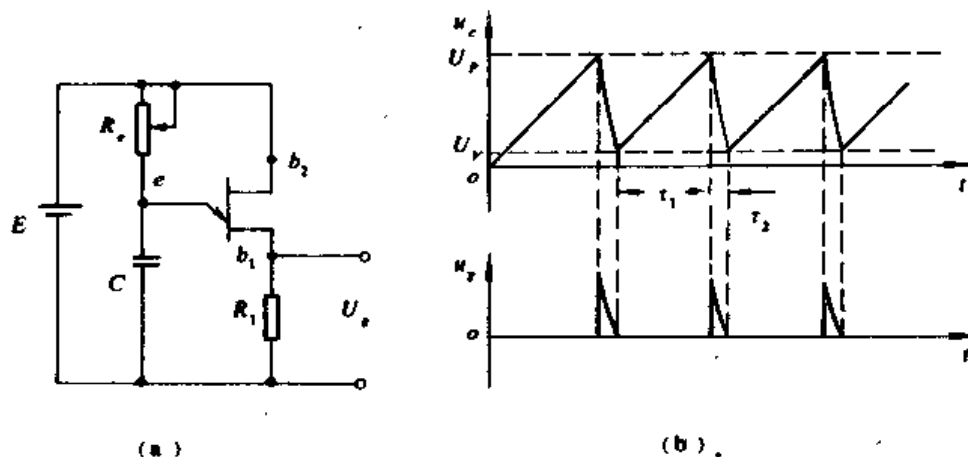


图 4-6

(a) 所示。此电路的工作原理如下：当电源 E 未接通前，电容 C 上的电压 $U_c = 0$ ，接通电源后，电源 E 通过电位器 R_e 对电容 C 以时间常数 $R_e C$ 进行充电，电容器上的电压 U_c 将逐渐升高。当 U_c 升高到峰点电压 U_p 时，单结管 eb_1 导通，由截止区转入负阻区，电容经过 eb_1 与 R_1 放电。流过电阻 R_1 的电流，除了电容的放电电流（为流过 R_1 电流的主要部分）外，还有两部分电流：一是电源 E 经过 R_e 的电流，因为 R_e 的阻值很大，所以这部分电流很小；另外一部分就是调变电流 I_{b_2} ，它也是流经电阻 R_1 上电流的主要部分。于是，在电阻 R_1 两端就产生一触发脉冲 U_e 。电容器上的充、放电和触发脉冲 u_e 的波形如图 4-6 (b) 所示。由于 R_e 的阻值很大，当电容器上的电压降到单结管的谷点电压 U_v 时，经由 R_e 供给单结管的电流小于峰点电流 I_p ，不能满足导通的要求，于是 eb_1 之间的电阻 R_{eb_1} 迅速增大，单结管就恢复阻断状态。此后电容器 C 又被重新充电，重复上述过程。由于电容的放电时间常数 $\tau_2 = (R_{eb_1} + R_1) \cdot C$ 远小于充电时间常数 $\tau_1 = R_e C$ ，所以电容器上的电压 U_c 近似为一锯齿波，而电阻 R_1 上的电压 U_e 为一正向脉冲。

为保证单结晶体管自振荡电路能够可靠的产生振荡，其电路的元件参数应满足振荡条件，主要是确定电阻 R_e 的数值。如图 4-7 所示，在单结管的伏安特性上做负载线

$$E = I_e R_e + U_e$$

如果 R_e 的阻值太大，如负载线 1 所示，它与伏安特性曲线相交于峰点左侧，所以，不能使单结管从截止区转为负阻区，单结管不能导通，当然也就没有脉冲输出。

如果 R_e 的阻值取得过小 ($R_e < \frac{E - U_v}{I_p}$)，负载线如直线 3 所示，它与伏安特性相交于谷点的右侧。此

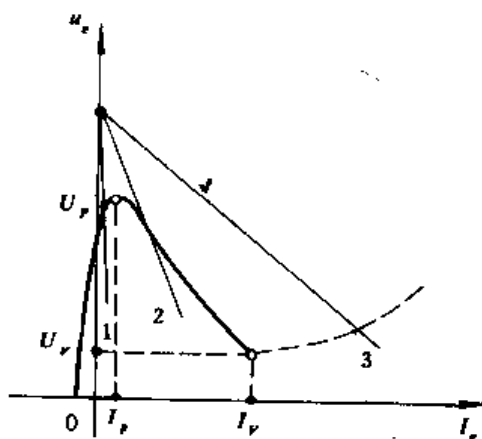


图 4-7

时,单结管一旦导通,电源 E 通过电阻 R_1 仍然能供给比谷点电流 I_V 更大的电流,使单结管处于常通状态而不截止。造成电路停止振荡,当然也没有脉冲输出。

如果电阻 R_1 的阻值取得适中, $R_1 < \frac{E-U_P}{I_P}$, 到达峰点电压 U_P 时,通过 R_1 的电流大于峰点电流 I_P , 就能使单结管工作于负阻区,如直线 2 所示。

由上述可见,欲使电路保持振荡状态, R_1 的阻值必须满足于下列不等式

$$\frac{E-U_P}{I_P} > R_1 > \frac{E-U_V}{I_V} \quad (4-2)$$

例 1 图 4-6 (a) 中,单结管为 BT35 型, $E=20$ 伏, $R_1=51$ 欧 (R_1 一般在 20~100 欧之间)。求电路产生振荡的 R_1 变化范围。

解 由表 4-1 可查得 BT35 型单结管的参数为: $I_P=4$ 微安, $\eta=0.5$, $U_V=3.5$ 伏, $I_V=1.5$ 毫安,取 U_D 为 0.7 伏,则

$$U_P = \eta U_{bb} + U_D = 0.5 \times 20 + 0.7 \\ = 10.7 \text{ 伏}$$

代入式 (4-2) 中,

$$\frac{20-10.7}{4 \times 10^{-6}} > R_1 > \frac{20-3.5}{1.5 \times 10^{-3}}$$

解得

$$2.3 \text{ 兆欧} > R_1 > 11 \text{ 千欧}$$

可见: R_1 的阻值在 11 千欧至 2.3 兆欧之间变化时,电路都能产生振荡。

单结晶体管自振荡电路的振荡频率与频率的稳定性。

当单结管没有导通时,流经 R_{b1} 和 R_1 的漏电流很小,故可认为 $U_{bb} \approx E$ 。此时,电源 E 经过电位器 R_1 对电容 C 进行充电。设充电前电容上的电压 $U_C=0$, 则有

$$u_c = u_e = E(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}}) \quad (4-3)$$

峰点电压 $U_P = \eta U_{bb} + U_D$, 因为 $U_{bb} \approx E$, 代入上式得

$$U_P = \eta E + U_D$$

设电容上的电压 U_C 从零伏上升到 U_P 的时间为 t_1 , 则由式 (4-3) 可得

$$\eta E + U_D = E(1 - e^{-\frac{t_1}{R_1 C}})$$

$$E e^{-\frac{t_1}{R_1 C}} = E(1 - \eta) - U_D$$

$$t_1 = R_1 C \ln \left[\frac{1}{(1 - \eta) - \frac{U_D}{E}} \right]$$

因为 $U_D \ll E$, 故上式可简化为

$$t_1 \approx R_1 C \ln \left[\frac{1}{1 - \eta} \right] \quad (4-4)$$

在自振荡时,电容充电的实际初始值为: $U_C=U_V$, 但是, $U_V \ll U_P$, 所以可以近似认为 $U_V \approx 0$, 同时充电时间常数远远大于放电时间常数, 因此,可略去放电时间。这样,工程上可以近似认为自振荡频率由下式决定

$$f \approx \frac{1}{t_1} = \frac{1}{R_1 C \ln \left[\frac{1}{1 - \eta} \right]} \quad (4-5)$$

由上述可知: t_1 是电容电压 U_C 自零上升到 U_P 所需要的时间,当充电时间常数 $R_1 C$ 一

定时, U_P 越高, 则 t_1 越长, 振荡频率越低。反之, U_P 越低, 则振荡频率 f 越高。由此可见, 若 U_P 发生变化, 则振荡频率也要变化。欲得到一个频率稳定的振荡器, 单结晶体管的峰点电压 U_P 就必须稳定。如前所述

$$U_P = \eta U_{\omega} + U_D$$

式中的分压比: $\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_{\omega}}$ 是由单结管的结构所决定的, 它是一个常数。但是 U_D 为等效二极管的管压降, 它是随温度而变化的。在 25°C 时, 约为 0.7 伏。当温度每升高 1°C , 其值约下降 2.5 毫伏, 即具有负温度系数。 R_{ω} 也随温度变化, 当温度每升高 1°C 时, 其阻值约增大 $0.008R_{\omega}$, 即具有正的温度系数。为了使单结晶体管的峰点电压不受温度变化的影响, 而能稳定的工作, 可在 b_2 的回路里串联一个温度系数近似为零的电阻 R_2 , 以便进行温度补偿。加电阻 R_2 做温度补偿的物理过程为: 如果温度升高时, 因为 $R_1 + R_2$ 增大, R_2 上的压降略为减小, 则加在管子 $b_1 - b_2$ 上的电压略为上升, 从而补偿了 U_D 的减小, 使峰点电压 U_P 值基本上保持不变。

R_2 的阻值可用如下方法求得: 图 4-8 所示电路, 当单结管没有导通时流经电阻 R_1 的漏电流 I_b 为

$$I_b = \frac{E}{R_1 + R_2 + R_{\omega}} \quad (4-6)$$

则

$$E = I_b (R_1 + R_2) + U_{\omega} \quad (4-7)$$

因为 $U_P = \eta U_{\omega} + U_D + I_b R_1$, 将式 (4-7) 代入上式得

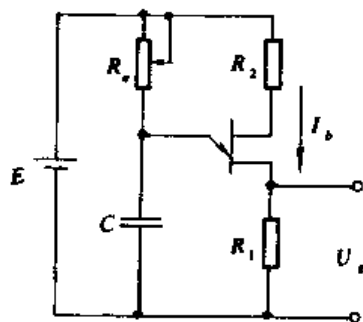


图 4-8

$$\begin{aligned} U_P &= \eta E - \eta(R_1 + R_2)I_b + U_D + R_1 I_b \\ &= \eta E - [\eta(R_1 + R_2) - R_1] \frac{E}{R_1 + R_2 + R_{\omega}} + U_D \end{aligned}$$

因为 $(R_1 + R_2) \ll R_{\omega}$, 所以上式可简化为

$$U_P \approx \eta E - [\eta(R_1 + R_2) - R_1] \frac{E}{R_{\omega}} + U_D \quad (4-8)$$

将式 (4-8) 对温度微分,

$$\text{可得} \quad \frac{dU_P}{dT} = [\eta(R_1 + R_2) - R_1] \cdot \frac{E}{R_{\omega}^2} \cdot \frac{dR_{\omega}}{dT} + \frac{dU_D}{dT}$$

希望 U_P 与温度无关, 即要求 $\frac{dU_P}{dT} = 0$, 代入上式, 得到

$$[\eta(R_1 + R_2) - R_1] \cdot \frac{E}{R_{\omega}^2} \cdot \frac{dR_{\omega}}{dT} + \frac{dU_D}{dT} = 0$$

$$R_2 = -\frac{R_{\omega}^2}{\eta E} \cdot \frac{dU_D/dT}{dR_{\omega}/dT} + \frac{1 - \eta R_1}{\eta}$$

将 $\frac{dU_D}{dT} = -0.0025$ 伏/度, $\frac{dR_{\omega}}{dT} = 0.008R_{\omega}$ 代入上式, 得:

$$R_2 = \frac{0.31R_{\omega}}{\eta E} + \frac{1 - \eta R_1}{\eta} \text{ (欧)} \quad (4-9)$$

式中, R_{ω} —— 25°C 时, $b_1 - b_2$ 间的电阻。

例 2 图 4-8 中, 已知 25°C 时的 $R_{\omega} = 6$ 千欧, $E = 20$ 伏, $C = 1$ 微法, $R_1 = 43$ 欧, $\eta =$

0.4. 求 R_2 .

解 由式 (4-9)

$$\begin{aligned} R_2 &= \frac{0.31R_{\omega}}{\eta E} + \frac{1-\eta}{\eta} R_1 \\ &= \frac{0.31 \times 6000}{0.4 \times 20} + \frac{1-0.4}{0.4} \times 43 \\ &= 297 \text{ 欧} \end{aligned}$$

取: $R_2 \approx 300$ 欧

电阻 R_1 的确定: R_1 越大, 则输出脉冲 U_g 的幅值越高; 但是, 此脉冲是用来触发晶闸管的, 如果 R_1 的阻值取得过大, 则当单结管还未导通以前, 由于漏电流 I_b 流经 R_1 时所造成的压降就有可能使晶闸管误触发。因此, R_1 的阻值应满足下式

$$R_1 < \frac{U_{GD}}{I_b} \quad (4-10)$$

式中 U_{GD} 是额定结温, 额定阳极正向阻断电压时不能使晶闸管触发的最大控制极电压, 即表 1-1 中的控制极不触发电压。

例 3 图 4-9 是单结管触发电路触发晶闸管的示意图, 已知 $E=20$ 伏, $R_{\omega}=6$ 千欧, 晶闸管 KP5/10 型。求 R_1 。

解 查表 1-1, 得 KP5 系列元件的控制极不触发电压为: $U_{GD}=0.3$ 伏。由式 (4-10) $R_1 < \frac{U_{GD}}{I_b}$, 因为 $I_b = \frac{E}{R_{\omega}} = \frac{20}{6000}$, 代入上式得: $R_1 < \frac{0.3}{20/6000} = 90$ 欧 即 R_1 的阻值应小于 90 欧, 取 82 欧。

输出脉冲的宽度: 它取决于电容 C 的放电时间常数 $(R_b + R_1) \cdot C$ 。放电时间常数越大, 则输出的脉冲越宽。因此, C 的容量不能太小, 一般在 $0.1 \sim 1.0$ 微法左右。如果电容 C 越大, 则在单结管导通前电容上的电荷 ($Q=U_p \cdot C$) 也越多, 放电电流便越强, R_1 上的输出脉冲幅值也越高。但是, 当振荡频率 f 一定时, C 越大, 则 R_c 越小, 如果 R_c 小到不能满足式 (4-2) 规定的条件, 单结管便

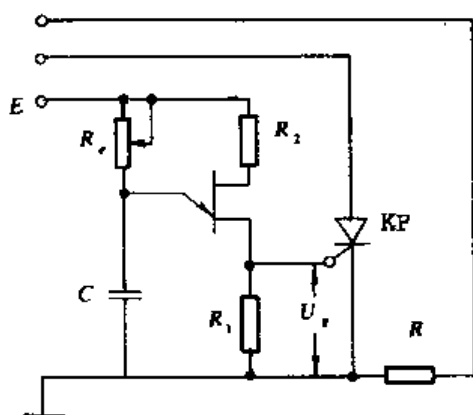


图 4-9

工作饱和区, 处于连续导通状态而不振荡。可见电容 C 的取值也不可过大。

三、单结晶体管触发电路的同步问题

如果直接采用图 4-9 所示的单结管触发电路时, 主电路的整流输出电压 u_d 的波形如图 4-10 所示。由此波形图可见, 只要不改变电位器 R_c 的阻值, 电容 C 的充电时间常数和触发脉冲产生的时刻均不应改变, 整流输出电压 u_d 的波形也不应该有变化。但是, 主电路中的晶闸管在每周期的导通时间却不一样, 即每周期的控制角 α 不相同了, 这样, u_d 的波形也就没有规律可循了。产生这一现象的原因, 是因为触发电路的电源 E 是直流电压, 而主电路的电源是正弦交流电压, 二者各自按自己的规律变化, 彼此毫无联系的结果。

如果把电压 u_2 的每一周期正半周的起始点做为对电容 C 充电的开始点, 那么, 当电容器的电压 U_c 上升到峰点电压 U_p 时, 单结管导通而产生触发脉冲, 只要 R_c 与 C 一定, 每一周期的控制角 α 就是一定的了, 对应的 u_d 波形也当然一定。由于普通晶闸管导通后, 其控

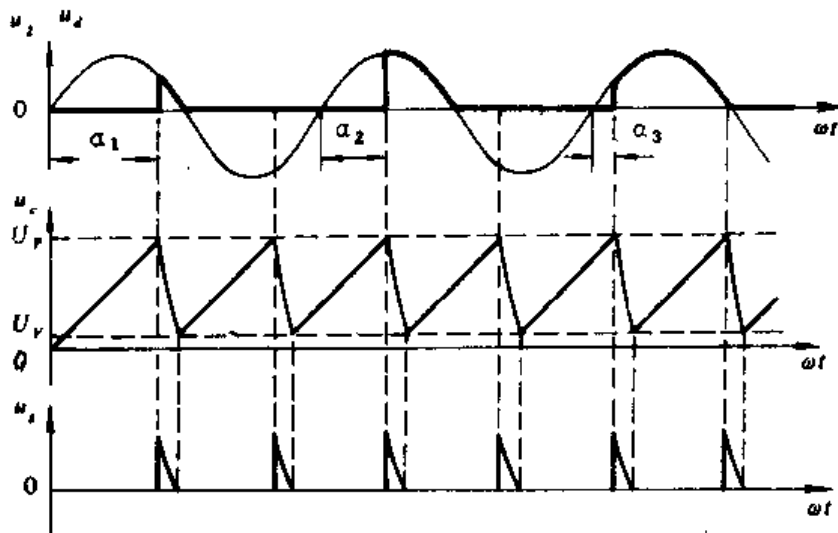


图 4-10

制极就失去了控制作用，所以自第二个脉冲就不起作用了。由单结管的特性可知，当 U_w 等于零 ($U_w=0$) 时，它相当于一个普通二极管，所以，在正弦交流电过零时，电容 C 经单结管的发射极 e 和第一基极 b_1 放电完毕。这样，正弦交流电压由负半周到正半周的过零点就是对电容 C 充电的起始点，这就是单结晶体管触发电路与主电路的同步。

四、单结晶体管的同步振荡电路

由上述可知，所谓同步，也可归结为：触发脉冲与被它触发元件的电源电压之间的相位配合。在图 4-11 所示电路中采用了与主电路共用同一电源的稳压管同步方法。触发电路的电源由同步变压器 BT 的副边电压 U_2 经桥式整流和稳压管 DW 削波稳压后提供。由接线图可知， BT 的原边与主变压器 B 的原边是接在同一个电网上。这样，在 BT 的副边就获得了与主电路同频率、同相序的交流电压。由稳压管 DW 削波稳压后得到的梯形波电压既是单结晶体管的电源电压，又是同步电压。

接上电源后，电容 C 以时间常数

$$\tau = R_c C$$

从 0 点开始充电，当电容 C 上的电压 U_c 上升到

$$U_c = U_P \geq \eta U_w + U_D$$

时，单结管就由截止状态转为导通状态，电容 C 上的电压 U_c 经单结管的 e, b_1 和脉冲变压器 BM 的原边放电，从而在 BM 的副边就可以得到触发脉冲去触发晶闸管。由于放电回路中的电阻很小，所以， U_c 迅速下降，当 $U_c < U_V$ 时，单结管关断。电容 C 又得到充电，重复上述过程。在 $0 \sim \pi$ 的半个周期内，电容 C 充、放电的次数主要由 $\tau = (R_c + R_1) \cdot C$ 的数值确定。在 $U_{DW}=0$ 时，不论电容 C 上的电压为何值都要放电完毕（忽略电容 C 的放电时间），所以，电容 C 都是从 $0, \pi, 2\pi, 3\pi \dots$ 各点开始充电。这样就使每个半周内触发脉冲出现的时刻都相同，从而达到同步的目的。

移相：如果改变电位器 R_c 的阻值，则 $\tau = (R_c + R_1) \cdot C$ 也改变，所以，发出第一个脉冲的时间也跟着改变，在触发电路与主电路同步的前提下，就可以有规律地改变控制角 α ，这就是移相控制。如波形图中 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 等。

从波形图中还可以看出：在半个周期内，可能出现多个触发脉冲，但是，对于普通晶闸管仅有第一个脉冲起作用。

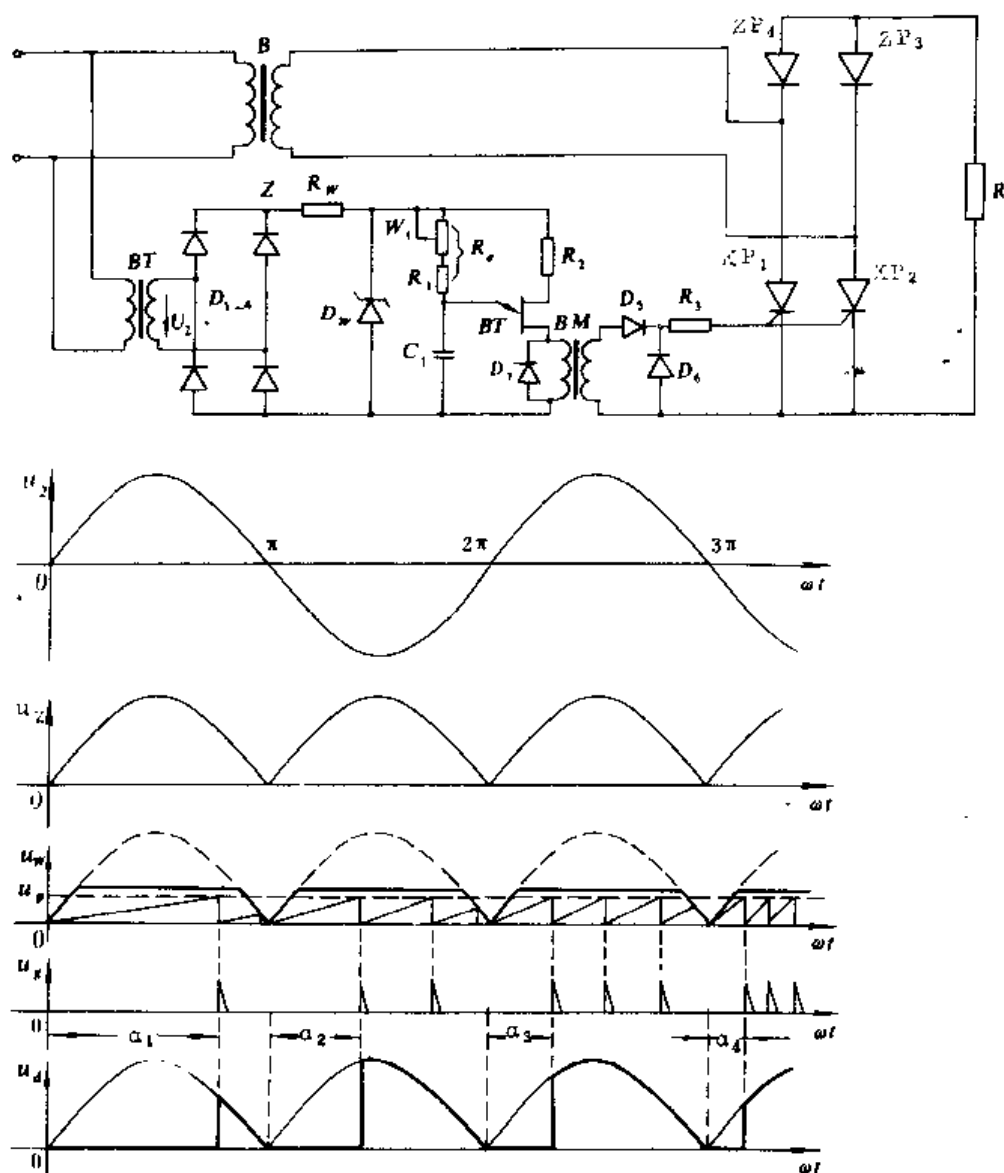


图 4-11

单结晶体管触发电路的移相范围：由于电位器 R_w 的阻值变化范围有限；同时 U_{DW} 波形的起始段和终止段都有一部分电压值低于单结晶体管的峰值电压 U_P ，所以，单结晶体管触发电路的移相范围仅能达到 $140^\circ \sim 150^\circ$ 。对于梯形波的前、后沿的死区，可以用增大同步电压幅值来改善，如图 4-12 所示。但是，由于电压 U_w 有限；同时同步电压 U_T 增大到一定程度之后，效果改进不大。一般 $U_2 = 50 \sim 60$ 伏 ($U_2/U_{DW} = 3 \sim 4$)。如果要求移相范围较宽时，可以采取扩大移相范围的方法。

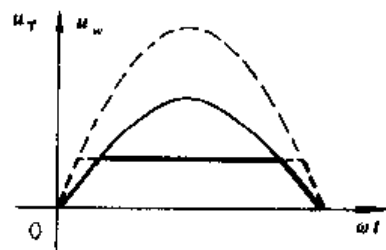


图 4-12

五、三相单结晶体管触发电路的组成及其与主电路同步关系的分析

单相可控整流电路的触发电路，只要求触发电路的同步电源电压与被它触发元件的主电源电压同相位即可。如前所述及的单结晶体管移相触发电路就是采用与主电路共用同一电源的稳压管同步方法。而对于三相可控整流电路，就不是简单要求触发电路和主电路同相位；而且要求同步电压和主电路电压的相位还要配合得恰到好处，否则触发电路的移相范围就不能充分利用，其输出电压的可调范围就较窄。

现以三相零式可控整流电路、电阻性负载、单结晶体管移相触发电路为例，来分析三相可控整流电路如何实现触发电路与主电路之间同步的问题。主电路如图 4-13 (a) 所示；触发电路为三相单结晶体管移相触发电路，由图 4-13 (b) 可知，它是由三套单结晶体管移相触发电路所组成。其工作原理仍为前述，这里仅对与单相单结晶体管移相触发电路不同

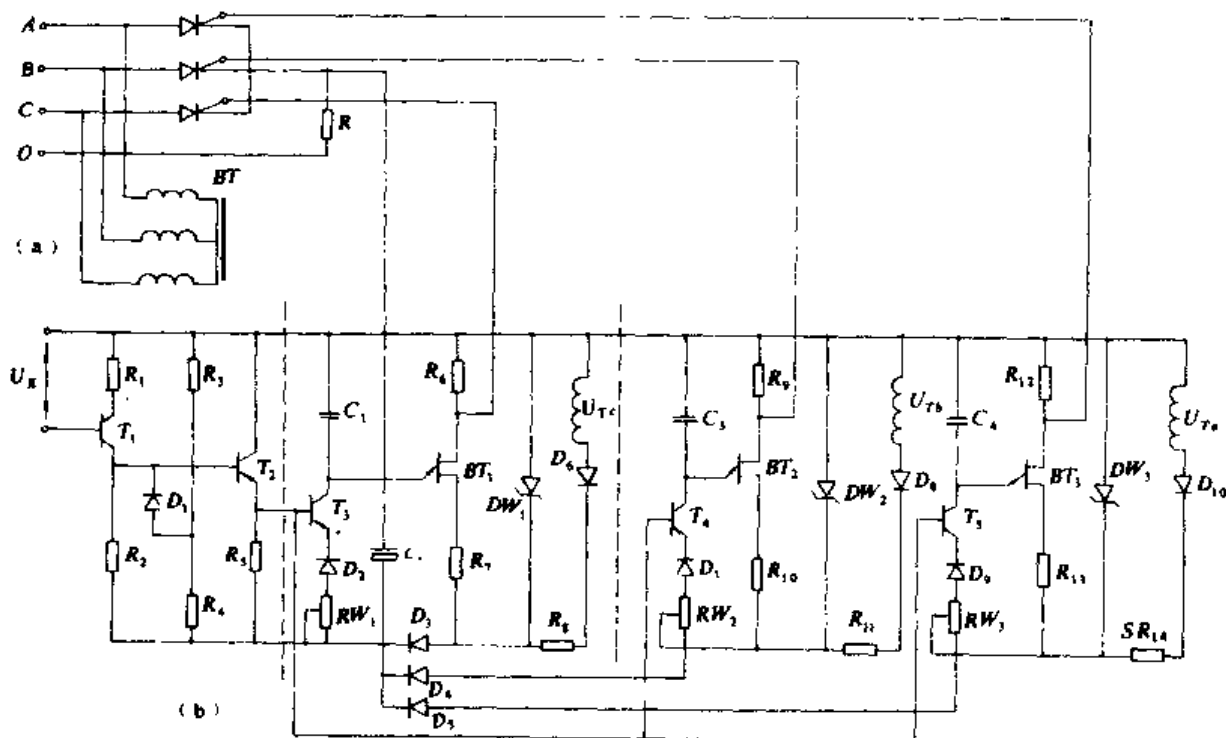


图 4-13

的地方加以说明。此处三套单结晶体管移相触发电路的控制电压均由 T_1 、 T_2 管提供。 T_1 管工作于放大状态，对输入的控制信号 U_k 进行电压放大。 T_2 管为射极跟随器（射极输出器），其作用有两点：一是提高放大器的带负载能力；二是它的输出电压是跟随输入电压的。

触发电路与主电路同步关系的分析。当主电路的形式、负载的性质和触发电路的种类一定时，则其同步关系就可以确定了。现在要研究的问题：第一是怎样找出触发电路与主电路之间的同步关系；第二是如何实现其同步关系。

找同步关系的原则和方法：一是从主电路对触发电路的要求入手，主要是移相范围的要求。本例：主电路为三相零式可控整流电路、电阻性负载，故移相范围为 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。如图 4-14 (b)、(d)、(f) 所示。二是根据触发电路的工作原理，如图 4-14 (c)、(e)、(g) 所示。由此波形图的分析可知，如将单结晶体管移相触发电路的开头发死区视为 30° 时，则其同步关系是：同步电压 U_{T_1} 与 1 号晶闸管 KP_1 的主电源相电压 U_a 为同相位。同理， U_{T_2} 与 U_b 同相位， U_{T_3} 与 U_c 同相位。

实现同步关系的方法:当整流(主)变压器 B 的联结方式确定以后,利用同步变压器 BT 的不同联接方式来实现。其原理可以利用矢量分析的方法。画矢量图时,应注意以下几点:

1. 相序的一致性,画主变压器 B 和同步变压器 BT 的矢量图,都要遵循正序。

2. 相电压和线电压的正方向:规定相电压的正方向为从尾到首,例如画相电压 U_{ax} 的矢量时,箭头的方向应该是由 x 指向 a ;同理线电压 U_{ab} 的矢量,其箭头的方向应该是由 b 指向 a 。

3. 当变压器绕组为三角形联接时,要注意等位点的标注。

4. 同名端的标注,同名端表示了一个变压器的同一相原边相电压和副边相电压的相位关系(同相位或反相位)。

5. 由于主变压器 B 的原边和同步变压器 BT 的原边是一一对应地接在同一个电网上(并联运行),则两个变压器原边对应的线电压为等值同相位。而两个变压器的副边电压的相位关系,就是由等值同相位的原边线电压联系起来的。

变压器的时钟表示法:以变压器原边的线电压 U_{AB} 作为分针且始终指向 12 点;副边的线电压 U_{ab} 作为时针,时针指向的时数就是序号数的表示方法,称为变压器接线的时钟表示法。

本例矢量关系的分析:主电路为直接接电网,所以相电压矢量分别为 U_{AO} 、 U_{BO} 、 U_{CO} 。如图 4-15 (b) 所示。同步变压器的矢量关系如图 4-15 (c) 所示。根据矢量关系和同步分析的结果,确定所要求的同步电压 U_i 。KP₁ 的同步电压应该用 U_{Ta} , 因为 U_{Ta} 与 U_{AO} 同相位,同理, KP₃ 的同步电压为 U_{Tb} , KP₅ 的同步电压为 U_{Tc} 。也可以用表 4-2 表示。

表 4-2

KP 号	1	3	5
U_T	U_{Ta}	U_{Tb}	U_{Tc}

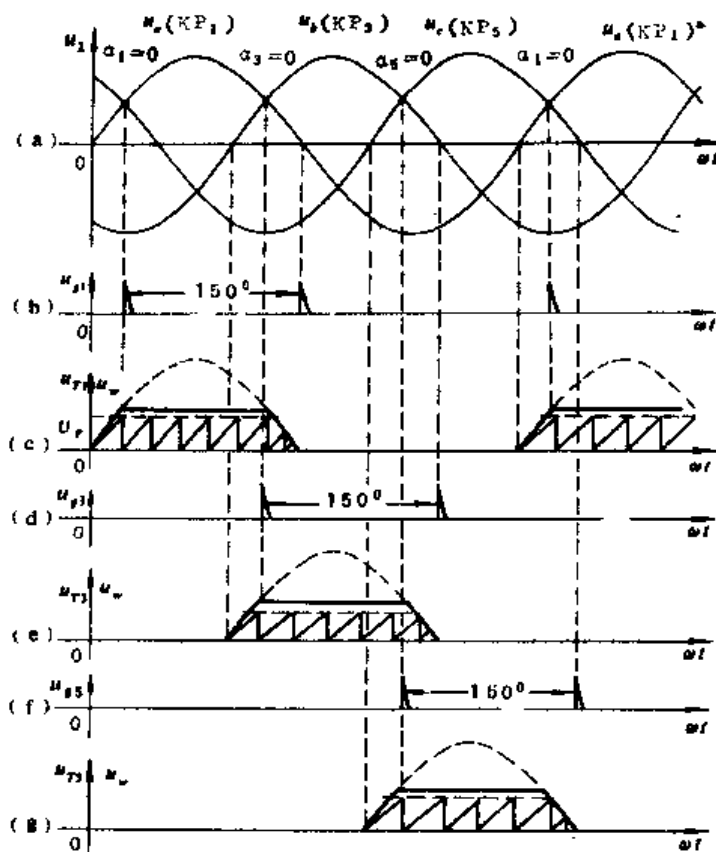


图 4-14

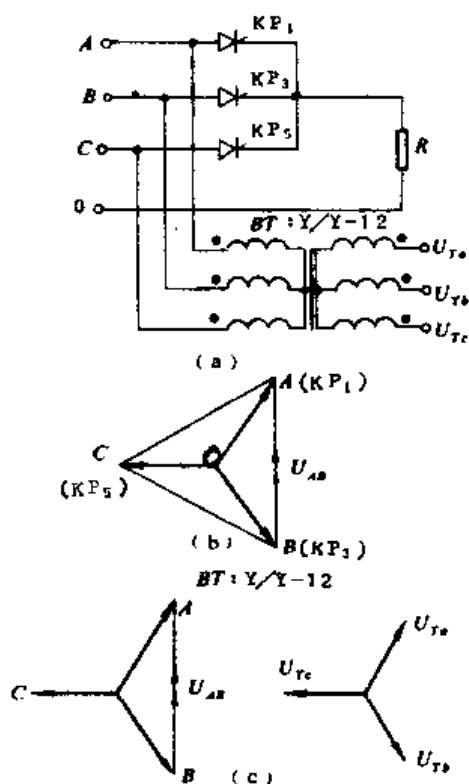


图 4-15

六、扩大移相范围的方法

如前所述单结晶体管移相触发电路的同步电源电压为一梯形波，由于梯形波的前后沿有“死区”，所以移相范围仅有 $140^\circ \sim 150^\circ$ 。但有些电路要求的移相范围还要大些，如三相桥式半控整流电路就要求 2 移相范围为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。所以需要采取扩大移相范围的措施，其方法为：如果同步电源电压采用两个具有一定相位差（滞后同步电压 $U_T 60^\circ$ ）的电压相迭加，则同步电压梯形波的底宽得到增加，即扩大了移相范围。如图 4-16 所示，在同步电压 U_T 的后面可再引入扩大移相范围用的电压 U_F ，经过稳压管削波后，所得到的梯形波底宽为 240° ，这样，即使梯形波的前后沿各有 30° 的“死区”，有效移相范围仍有 180° 可用，从而扩大了移相范围，则可满足各种主电路对触发电路移相范围的要求。

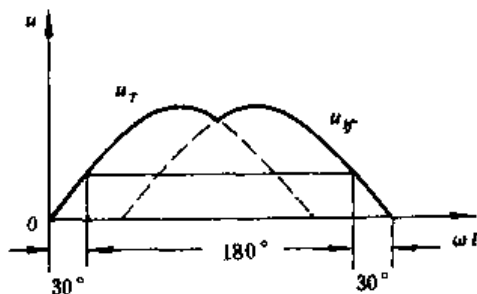
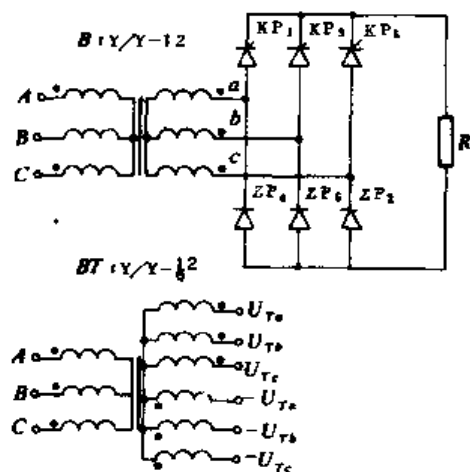


图 4-16

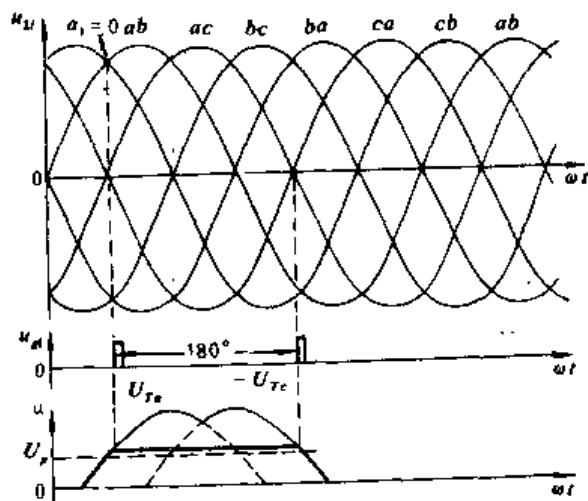
表 4-3

KP 号	U_T	U_F
1	U_{Ta}	$-U_{Tc}$
3	U_{Tb}	$-U_{Ta}$
5	U_{Tc}	$-U_{Tb}$

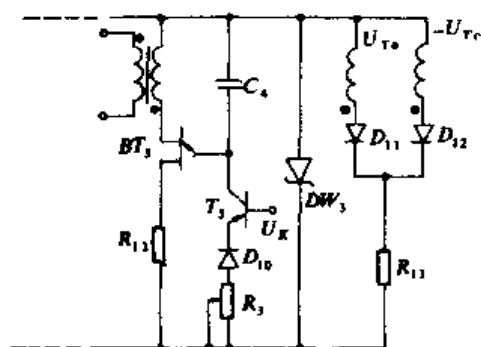
例：主电路如图 4-17 (a) 所示，触发电路将图 4-13 (b) 按图 4-17 (b) 所示电路引入 $-U_{Tc}$ 、二极管 D_{12} 。现以 KP_1 为例，找出触发电路与主电路的同步关系和实现其同步关系的接线方法，分别如图 4-17 (c)、(d) 和表 4-3 所示。



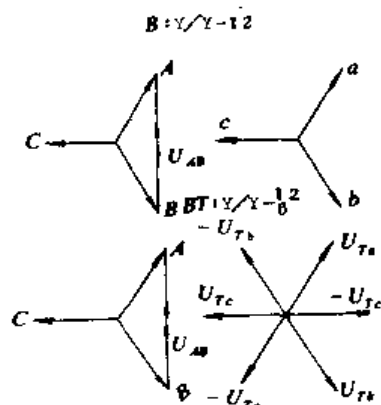
(a)



(c)



(b)



(d)

图 4-17

七、扩大输出脉冲功率的方法

单结晶体管移相触发电路输出的脉冲功率较小,一般仅可用于触发 50 安以下的晶闸管,对于需要较大脉冲功率的晶闸管或用于触发串联或并联的晶闸管,则可采用脉冲功率放大环节。电路的组成如图 4-18 所示。功率放大级的电源,可由引前同步电压 $U_{T_0}120^\circ$ 的

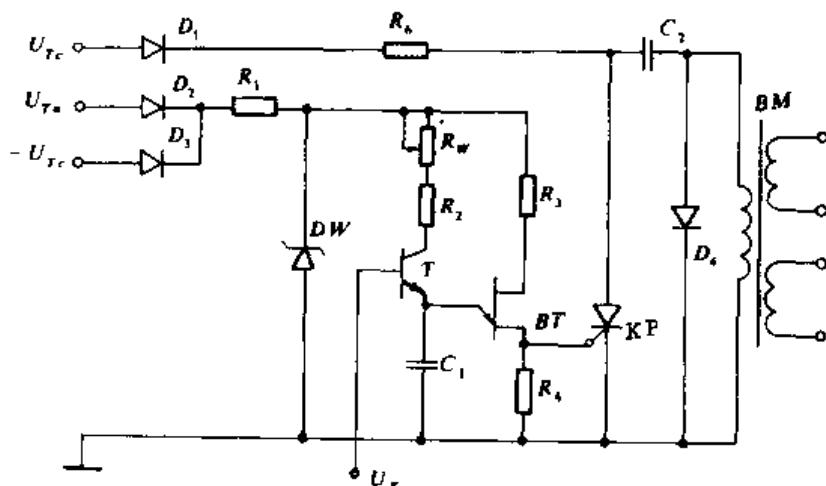


图 4-18

$+U_{Tc}$ 供给〔矢量见图 4-17(d)〕。这样,在 1 号晶闸管 KP_1 的触发脉冲还未到来的时候(即梯形波出现以前), $+U_{Tc}$ 对电容 C_2 已经充电完毕。当电阻 R_4 上有脉冲输出时,小晶闸管 KP 就导通,电容 C_2 经脉冲变压器 BM 原边放电,在脉冲变压器的副边就可得到较大功率的触发脉冲。同理,3 号晶闸管 KP_3 的触发电路用引前 $U_{T_0}120^\circ$ 的 $+U_{T_0}$ 做为脉冲功率较大级的电源。5 号晶闸管 KP_5 的触发电路则用引前 $U_{T_0}120^\circ$ 的 $+U_{T_0}$ 做为脉冲功率放大级的电源。

第三节 同步信号为锯齿波的触发电路

图 4-19 所示电路是同步信号为锯齿波的触发电路。本触发电路根据开关 $K_1 \sim K_3$ 的位置不同,可以输出单窄脉冲(约 18°)、双窄脉冲、二组双窄脉冲及带有强触发的脉冲。它由脉冲形成、放大、输出环节、锯齿波形成、移相环节、同步环节、双脉冲形成环节及强触发环节所组成,它们的工作原理如下所述。

一、脉冲形成、放大和输出环节的工作原理

电路的组成如图 4-20 所示。脉冲形成环节由晶体管 T_4 、 T_5 构成;放大环节由晶体管 T_6 担任;脉冲的输出环节由脉冲变压器 BM 和二极管 D_{10} 、 D_{11} 等构成。控制电压 U_K 加在 T_4 管的基极上。

当控制电压 $U_K=0$ 时, T_4 截止, $+E$ 电源经电阻 R_{10} 供给 T_5 管一足够大的基极电流,使 T_5 管处于饱和导通状态,这样, T_5 管的集电极电压就接近于地电位(0.3V),所以晶体管 T_6 处于截止状态,脉冲变压器原边就没有电流流过,其副边也就没有脉冲输出。此时,电源 $+E$ 经电阻 R_9 、二极管 D_4 对电容器 C_3 进行充电,充电完毕之后,电容 C_3 上的电压接近电源电压 $+E$,其极性如图 4-20 所示。

当控制电压 $U_K \approx 0$ 、 $U_b \geq 0.7$ 伏时,晶体管 T_4 饱和导通, T_4 管的集电极电位 U_{c4} 就由 $+E$ ($+15$ 伏)立即降低到接近地电平(0.3 伏)。由于电容器两端电压不能突变,所以,电容 C_3 的右侧就由地电平瞬时下降到负 15 伏左右。在此负脉冲瞬时作用下,晶体管 T_5 的基

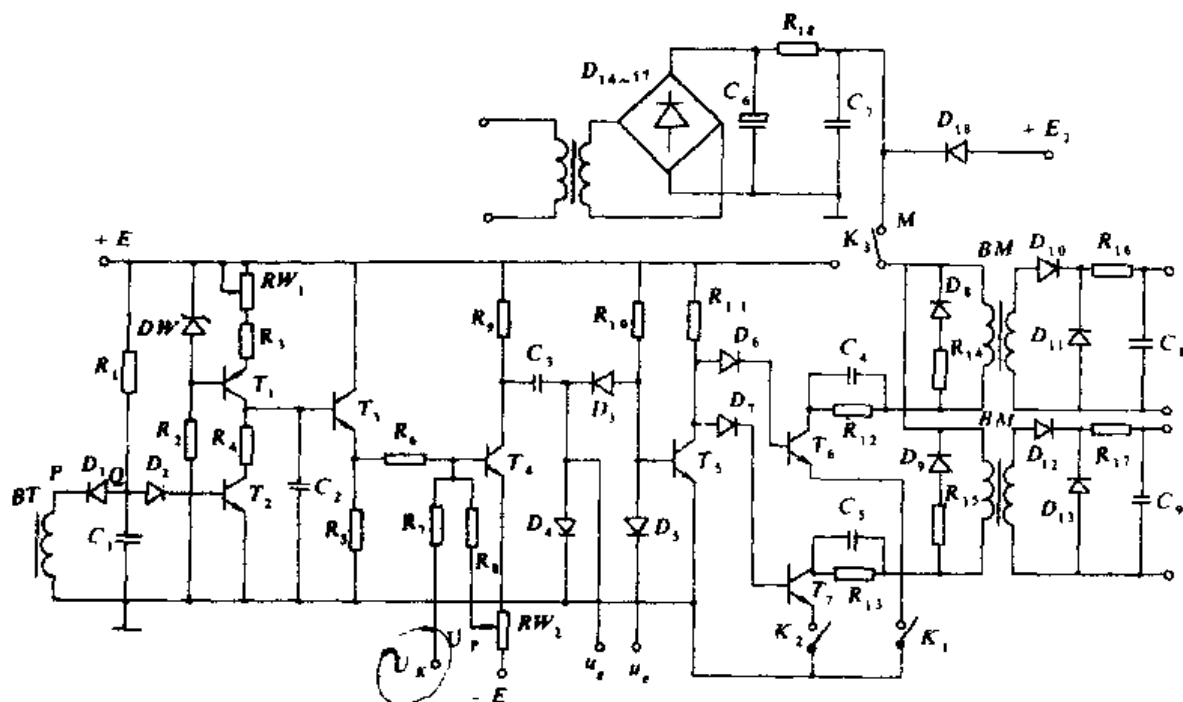


图 4-19

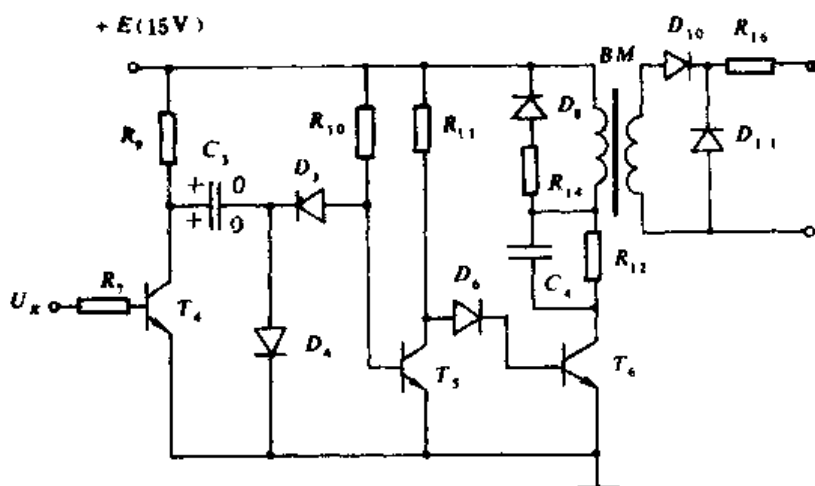


图 4-20

射结处于反偏，立即截止。而它的集电极电位 U_c 将由地电平迅速上升，当 U_c 上升到 +1.4 伏时，晶体管 T_4 立即导通，于是在脉冲变压器的副边形成输出脉冲的前沿。与此同时，电容 C_3 经过导通的 T_4 管、电源 $+E$ 、电阻 R_{10} 、二极管 D_3 放电。此放电回路同时又是电源 $+E$ 对电容 C_3 反充电的回路，由于反充电的结果， T_5 管的基极电位 U_b 将由 -15 伏逐渐上升，当 $U_b \approx +0.7$ 伏时， T_5 管又处于饱和导通状态， $U_c \approx 0.3$ 伏，使 T_4 管重新截止，输出脉冲结束。由此可见，触发脉冲产生的时刻是由 T_4 管导通瞬时所确定；而触发脉冲的宽度则由电容 C_3 放电和对其反充电的时间常数决定的。

脉冲的输出环节由脉冲变压器 BM 及相应的二极管、电阻所组成。脉冲变压器的作用，一是传递脉冲电压；二是使低压的控制回路与高压的主电路相互隔离开来，以保证设备和操作人员的安全。脉冲变压器的原边线圈呈现电感的性质，这样，当晶体管 T_4 由导通变为截止时，线圈将释放其磁场所储存的能量，有可能产生较高的感应电势。二极管 D_6 、电阻 R_{11} 提供释放该磁场能量回路。二极管 D_{10} 保证仅输出正向脉冲电压； D_{11} 的作用是将反向脉

冲电压短路掉,从而保证不会产生负脉冲;电阻 R_{16} 是晶闸管控制极的限流电阻。

二、锯齿波的形成和脉冲的移相环节

形成锯齿波的电路多种多样,可以采用恒流源电路、自举式电路等。图 4-21 中锯齿波形成部分的电路为恒流源电路方案,它由稳压管 DW 、三极管 T_1 、 T_2 和电容器 C_2 等组成。

锯齿波的形成过程:当 T_2 管截止时恒流源的电流 I_{C1} 对电容 C_2 进行充电,故 C_2 两端电压 U_c 为

$$U_c = \frac{1}{C} \int i dt \quad (4-11)$$

由于 $i = I_{C1}$

$$\text{所以 } U_c = \frac{1}{C} \int I_{C1} dt = \frac{1}{C} I_{C1} \cdot t \quad (4-12)$$

由式 (4-12) 可见,电容 C_2 上的电压 U_c 是按线性增长的,从而形成锯齿波。由图 4-21 可知, T_3 管的基极电位 U_{b3} 也是按锯齿波规律变化的。调节电位器 R_{W1} , 即改变对 C_2 充电的恒流电流值 I_{C1} 的大小,即可改变锯齿波的斜率。

当晶体管 T_2 导通时,由于电阻 R_4 的阻值很小,所以,电容 C_2 迅速放电,使电容 C_2 上的电压 U_c ($U_{b3} = U_c$) 迅速地下降到地电平(实为 T_2 管的饱和压降——0.3 伏加 U_{R4})。

由上述可知, T_2 管由导通变为截止的时刻,是锯齿波的起点;而 T_2 管由截止变为导通的时刻,为锯齿波的终止点。如果 T_2 晶体管周期性地关断和导通,便在 T_3 管基极得到同样周期的锯齿波。晶体管 T_3 为一射极跟随器,所以, U_{e3} 也是锯齿波电压。射极跟随器 T_3 的作用是减小控制回路的电流对锯齿波电压 U_{e3} 的影响。

移相控制部分是由 T_4 管与电阻 R_6 、 R_7 、 R_8 组成。 T_4 管的基极电位是由锯齿波电压 U_H 、直流控制电压 U_K 、直流偏移电压 U_P 共同控制的。它们分别经电阻 R_6 、 R_7 、 R_8 与 T_4 管基极相联。

现根据迭加原理,分析一下 b_4 点的波形。为分析方便起见,暂不考虑 T_4 管的存在。

若只有锯齿波电压 U_H 作用(视 $U_K = U_P = 0$) 时,如图 4-22 (a)。

$$u_h = \frac{R_7 // R_8}{R_7 // R_8 + R_6} \cdot U_H$$

($R_7 // R_8$ 表示电阻 R_7 与 R_8 的并联。)可见 u_h 仍然是一个锯齿波,仅其斜率比 U_H 低些。视图 4-23 (a)。

如只有直流偏移电压 U_P 作用时,视图 4-23 (b)。

$$u_p = \frac{R_6 // R_7}{R_6 // R_7 + R_8} \cdot U_P$$

可见 u_p 仍然是一条与 U_P 平行的直线,仅其值比 U_P 小些,如图 4-23 (b)。

若只有直流控制电压 U_K 作用时,如图 4-23 (d)。

$$u_k = \frac{R_6 // R_8}{R_6 // R_8 + R_7} \cdot U_K$$

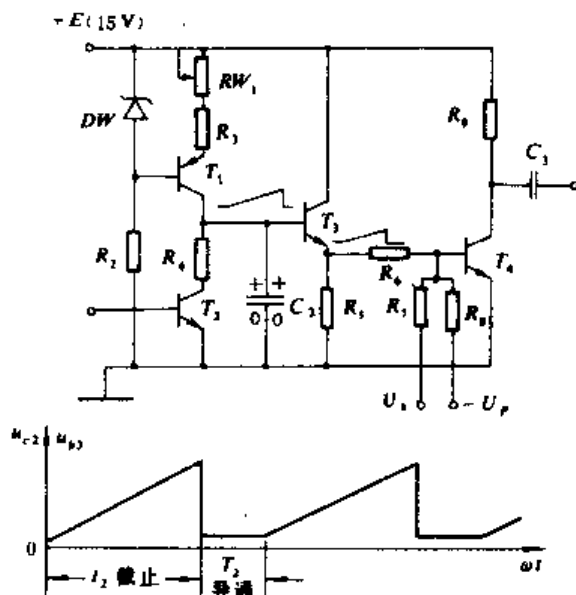
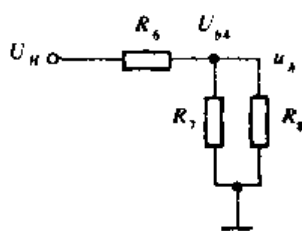
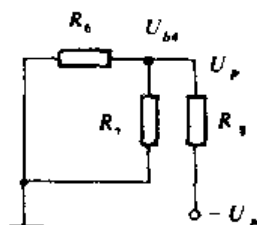


图 4-21



(a)



(b)

图 4-22

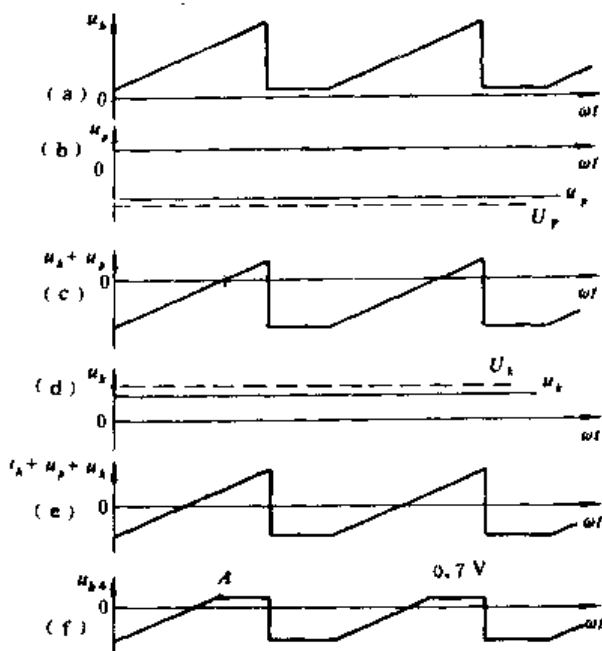


图 4-23

可见 u_A 仍为一与 U_K 平行的直线，仅其值比 U_K 低些，如图 4-23 (d)。

当控制电压 $U_K=0$ ，偏移电压取负值时，则 b_4 点的电压波形由 u_A+u_P 所确定，如图 4-23 (c) 所示。在此基础上，当控制电压 U_K 取正值时，则 b_4 点的电压波形就取决于 $u_A+u_P+u_K$ 了，如图 4-23 (e) 所示。实际电路是有晶体管 T_4 存在的，所以，当 b_4 点的电压 U_{b4} 上升到 +0.7 伏时， T_4 管就导通。 T_4 管一旦导通，其基极电位 U_{b4} 就被箝在 +0.7 伏。所以，晶体管 T_4 的基极电压 U_{b4} 的实际波形如图 4-23 (f) 所示。图中 A 点是 T_4 管由截止到导通的转折点。在脉冲形成环节的分析中已经指出， T_4 管导通的瞬时，就是触发脉冲产生的时刻。因此，当偏移电压为某一固定值时，改变控制电压 U_K 的大小，就可以改变触发脉冲发生的时刻。也就是改变了控制角 α 的大小，从而改变了晶闸管整流电路输出电压平均值 U_d 的大小。由上述可见，偏移电压 U_P 的作用就是当控制电压 $U_K=0$ 时，确定触发脉冲的初始相位。例如接有平波电抗器和反电势负载的晶闸管三相桥式全控电路的初始相位为 $\alpha=90^\circ$ ；而带电阻性负载的三相桥式半控电路，则初始相位 $\alpha=180^\circ$ 。为使锯齿波触发电路能适应于各种形式的主电路及不同性质的负载；再考虑到锯齿波波形两端的非线性（各考虑 30° ），通常要求锯齿波的宽度大于 180° ，实际电路取 240° 。

三、同步环节

在锯齿波触发电路中，同步的含意是锯齿波的频率与主回路的电源频率相同。由图 4-21 可知，锯齿波是开关管 T_2 控制的。 T_2 管由导通变为截止期间产生锯齿波，它截止的持续时间就是锯齿波的宽度，它的开关频率就是锯齿波的频率。由此可见，要使触发脉冲与主回路电源同步，必须使 T_2 管的开关频率与主回路的电源频率相同。

同步环节的组成及其工作原理：电路的构成如图 4-24 所示。它由同步变压器 BT、晶

体管 T_2 、二极管 D_1 、 D_2 和电容量 C_1 等元件组成。同步变压器 BT 的原边和主回路的整流变压器 B 接在同一个电网上，用同步变压器的次级交流电压来控制晶体管 T_2 的截止与导通，从而保证了 T_2 管的开关频率与主回路电源的频率相同。

同步变压器的次级电压经二极管 D_1 、 D_2 间接地加在 T_2 管的基极上。同步变压器的次级电压是正弦波，当次级电压在负半周的下降段时，二极管 D_1 导通，电容 C_1 被充电，电容 C_1 上的电压 U_{C1} 波形与正弦波下降段一致。因为 O 点接地， P 点为负电位， Q 点的电位与 P 点的电位相近，所以在这一期间 T_2 管基射极之间为反向偏置， T_2 管处于截止状态。在同步电压 U_T 过负半周的最大值之后，电容 C_1 将经电源 $+E$ 、 R_1 放电，此回路同时又是对电容 C_1 反充电电路，只要控制它的时间常数 R_1C_1 ，使 U_Q 的波形比 U_T 的波形上升得缓慢，二极管 D_1 就处于截止状态，如图 4-25 所示。当 Q 点电位上升到 1.4 伏左右时， T_2 管导通，

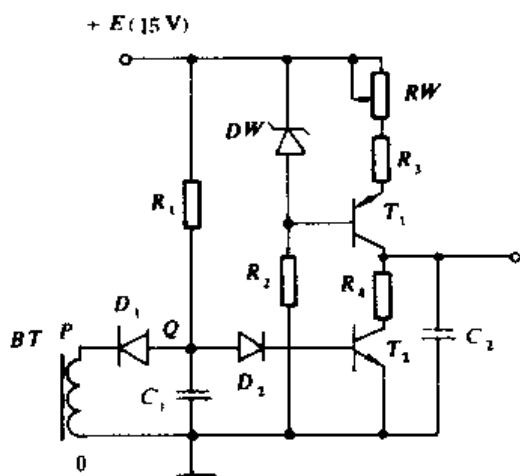


图 4-24

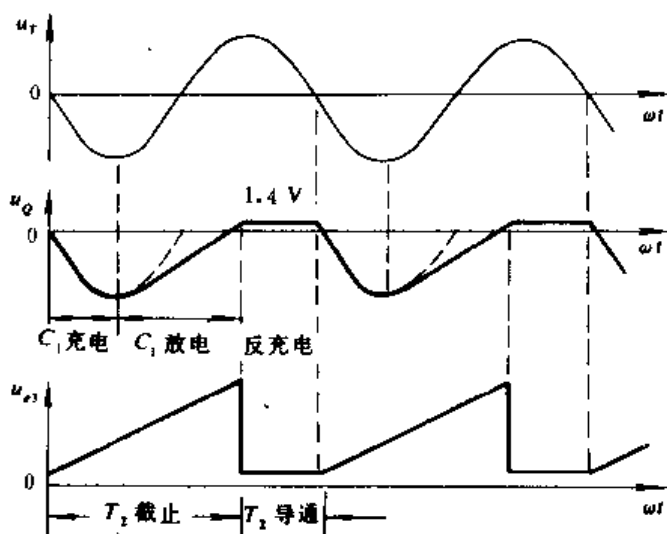


图 4-25

Q 点电位就一直被箝在约 1.4 伏。直到同步变压器次级电压的下一个负半周到来时， C_1 迅速放电后又被充电， T_2 管就又处于截止状态，如此周而复始下去。在一个正弦波周期内， T_2 管包括截止与导通两个状态，对应的锯齿波电压波形也恰好是一个周期，与主回路的电源频率相同（因为是同一个电网），从而达到触发电路与主电路同步的目的。由上述分析可见， Q 点电位从同步电压上升段开始时刻到达 +1.4 伏的时间间隔越长，则 T_2 管的截止时间也越长，对应的锯齿波也越宽。锯齿波的宽度等于 90° 加上电容 C_1 的放电反充电的时间所对应的电角度。

四 双窄脉冲形成环节

双窄脉冲或宽脉冲是晶闸管三相桥式全控电路的特殊要求。对双窄脉冲，则要求两个脉冲相间 60° ，图 4-19 所示为产生双窄脉冲的电路。实现双窄脉冲的方法有两种。一是每个触发单元在一个周期中只产生一个脉冲，而其输出则同时去触发两个桥臂上的晶闸管。这种双脉冲方式，称为外双脉冲方式。这种线路的负载是两个桥臂上晶闸管的控制极，输出功率相应增大，脉冲变压器的功率也相应增大。二是每个触发单元在一个周期内输出两个脉冲（相间 60° ），只供给相对应的晶闸管元件。这种形成双脉冲的方式，称为内双脉冲方式。内双脉冲方式，线路简单，输出功率与单脉冲时相同，如图 4-19 所示。当前内双脉冲方式应用较多。

形成内双脉冲的线路及其工作原理：在单脉冲线路的基础上，从二极管 D_4 的正极引出信号 U_4 ，再从晶体管 T_1 的基极上接一个二极管 D_5 ，以便引入信号 U_1 ，双脉冲形成环节即由 D_4 、 D_5 、电容器 C_1 和晶体管 T_1 等组成。由脉冲形成环节已知，只要晶体管 T_1 截止，其集电极电位 U_{c1} 就要上升，当 U_{c1} 上升到 +1.4 伏时，晶体管 T_1 导通，就有触发脉冲输出。由此可见，只要有适当信号使 T_1 管在一个周期内截止两次，并且两次截止的间隔为 60° ，就能产生符合要求的双脉冲。其中，第一个脉冲是由与本触发单元的控制电压 U_1 对应的控制角 α 时使 T_1 管由截止变为导通造成 T_1 管瞬时截止，于是 T_1 管导通，就有脉冲输出。间隔为 60° 的第二个触发脉冲是由滞后 60° 相位的后一相触发单元在产生第一个脉冲的时候将其信号 U_4 由二极管 D_5 引入本触发单元的 T_1 管基极，使 T_1 管再次瞬时截止， T_1 管再次导通，第二次输出一个脉冲，因而得到间隔为 60° 的双窄脉冲。

为了得到内双脉冲的输出，各触发单元之间的信号联接如图 4-26 所示。

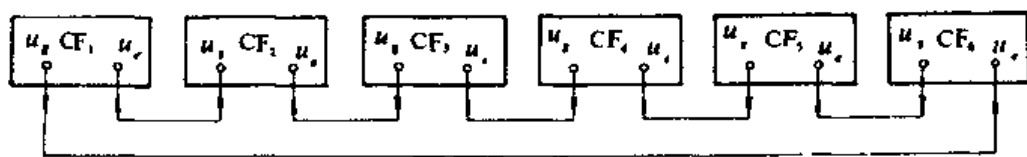


图 4-26

五、强触发环节

强触发脉冲可以缩短晶闸管的导通时间，有利于改善串并联元件的动态均压和均流。因此，在晶闸管串并联的触发电路中都带有强触发环节。电路的构成如图 4-19 所示。

根据强触发脉冲形状的特点，即在脉冲初期阶段（5~10 微秒）脉冲幅值约为正常情况下的 5 倍，其前沿陡度在 1A/微秒左右。所以，在设计触发电路时，要考虑能瞬时输出大电压和大电流的特点。

由图 4-19 可知，强触发环节自单相整流桥获得 +50 伏电源，在 T_1 管未导通之前，+50 伏电源通过电阻 R_{18} 已向电容 C_7 充电完毕。结果在 M 点得到 +50 伏的电压。当 T_1 管导通时， C_7 通过脉冲变压器 BM 原边、电容 C_1 （电阻 R_{12} ）、 T_1 迅速放电。由于放电回路的电阻很小，电容 C_7 两端电压衰减很快， M 点的电位 U_M 就迅速下降。当 U_M 低于 +15 伏时，二极管 D_{18} 立即导通。虽然 +50 伏整流电源电压较高，但它需要向 T_1 管提供较大的负载电流，在电阻 R_{18} 上的压降较大，不可能将电容 C_7 充电到 +15 伏的电压，因此， U_M 的电位就被箝在约 +15 伏。当 T_1 管由导通变为截止时，+50 伏电源又经过电阻 R_{18} 向电容 C_7 充电，使 U_M 再次到达 +50 伏的电压，为下一次强触发做好准备。

电容器 C_7 是用来提高触发脉冲前沿陡度的。

本触发电路的波形如图 4-27 所示。触发脉冲 U_g 的波形是在脉冲变压器 BM 副边空载

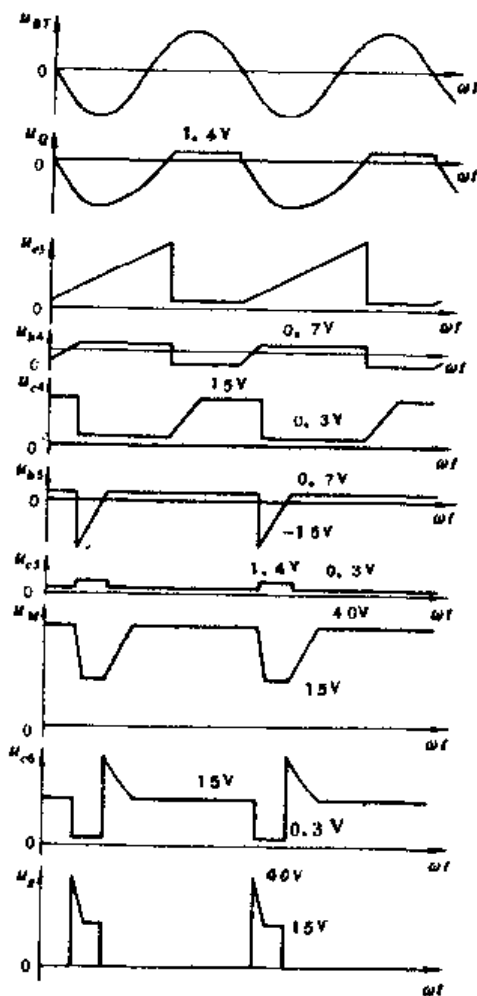


图 4-27

时测定的， I_d 为单脉冲。

六、锯齿波触发电路与主电路同步关系的分析

所谓同步关系在单结晶体管触发电路的同步关系分析中已有说明。它仍然是触发电路的同步电源电压 U_T 与被触发晶闸管元件所接的主电源电压之间的相位关系。此处以三相零式主电路带串有大的平波电抗器的反电势负载为例，来讨论锯齿波触发电路的同步问题，主电路如图 4-28 (a) 所示，触发电路如图 4-19 所示。

根据主电路对触发电路的要求，首先找出同步关系是什么，其次再讨论同步关系如何实现。由于主电路为接有反电势负载并串有较大的平波电抗器的三相零式电路，因此，它要求脉冲的移相范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$ ，如图 4-29 所示。在工作过程中，对于晶闸管 KP_1 来说，它的触发脉冲 U_{k1} 必须在 ωt_1 至 ωt_2 之间提供；对于 KP_3 ，必须在 ωt_3 至 ωt_4 之间提供触发脉冲 U_{k3} ；而对于 KP_5 来说，则必须在 ωt_5 至 ωt_6 之间提供触发脉冲 U_{k5} ，其它任何时间提供触发脉冲都是不可以的。由此可见，触发脉冲 U_{k1} 、 U_{k3} 、 U_{k5} 之间相隔的时间间隔为 120° ；而且必须按着 U_{k1} 、 U_{k3} 、 U_{k5} 、 U_{k1} 、……的顺序提供触发脉冲。

本例，触发脉冲的初始相位为 $\alpha = 90^\circ$ ，即分别为 ωt_2 、 ωt_4 、 ωt_6 时刻。根据锯齿波触发电路的工作原理和电动机可以正反两个方向运行的条件考虑，初始相位确定在锯齿波的中点是合理的。已知 T_1 管的导通是由锯齿波电压 U_H 、偏移电压 U_p 和控制电压 U_k 决定的。所谓初始相位就是控制电压 $U_k = 0$ ，对应输出电压 $U_d = 0$ 的点。因为锯齿波电压 U_H 是正极性的，所以，初始相位可以用负的偏移电压 $-U_p$ 找出，如图 4-29 (c)、(f) 中的 M 点。即为 ωt_2 、 ωt_4 、 ωt_6 时刻。当要求控制角 α 由 90° 逐渐减小（输出电压 U_d 由 0 逐渐增大）时，可以用逐渐增加控制电压 U_k 使控制角 α 逐渐减小来实现这一要求。当控制角 α 由 90° 减小到 0° 时，对应的输出电压由 $U_d = 0$ 伏逐渐增加到 $U_d = U_{dmax}$ ，而控制电压 U_k 也由 $U_k = 0$ 逐渐增加到 $U_k = U_{km}$ 。若锯齿波的宽度取为 240° ，那么在锯齿波的起始段还余下 $0^\circ \sim 30^\circ$ 一段，此段线性度稍差，一般不用（在锯齿波的末端也有 30° 线性不好的一段，一般也不同）。这样，根据锯齿波的形成原理，即锯齿波的起始点，就是同步电源电压 U_T 由正半周到负半周的过零点，由此得到锯齿波（晶体管为 NPN 型的）触发电路与主电路的同步关系为：同步电源电压 U_T 与被它触发晶闸管所接的主电源相电压之间为反相位的关系，如图 4-29 (a)、(d)、(g) 所示。即 U_{T1} 与 U_a 、 U_{T3} 与 U_b 、 U_{T5} 与 U_c 均为反相位关系。

同步关系的实现：因为整流变压器 B 的联接方式已定，现用同步变压器 BT 的不同联接方式来实现其同步关系。根据矢量分析的原理，整流变压器 B 的各电压矢量如图 4-30 (a) 所示。主变压器 B 为 $\Delta/Y-1$ 联接方式， a 相 (KP_1) 电压的矢量方向与垂线之间的夹角为 60° ，它的同步电源电压 U_{T1} 应与 a 相电压反相位。为此同步变压器 BT 的接线方式可用图 4-28 (b) 所示的联接方式，其矢量分析如图 4-30 (b) 所示， U_{T1} 与 U_a 为反相位， U_{T3} 与 U_b 为反相位， U_{T5} 与 U_c 为反相位。所得到的同步关系可用下表表示。

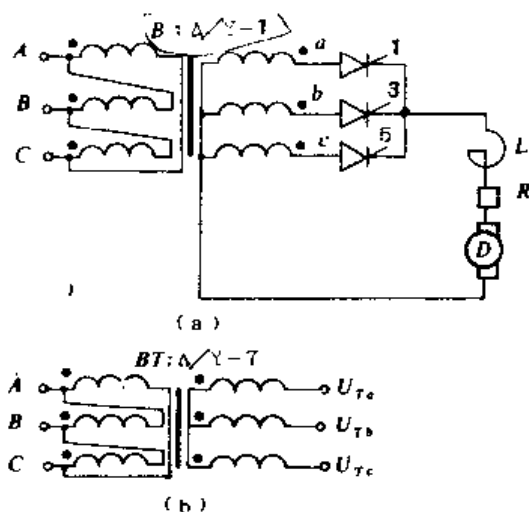


图 4-28

表 4-4

被触发的晶闸管号	KP ₁	KP ₃	KP ₅
主电路相电压	U_a	U_b	U_c
同步电源电压 U_T	U_{Ta}	U_{Tb}	U_{Tc}

例：主电路如图 4-31 (a) 所示；触发电路如图 4-19 所示。试找出触发电路与主电路的同步关系，并指出为实现其同步关系，同步变压器的接线方法。

前述各例中对于同步配合问题已作过介绍，但由于同步配合是电力电路设计与分析中一个非常重要的难题，以后在有源逆变电路，交流调压电路设计中也必需用它；因而下面将介绍一般的设计步骤，结合本例加以说明。

(一) 找出晶闸管元件所接主电源电压与触发该元件触发电路中同步电源电压之间的相位差。在电路形式、负载性质、触发电路形式确定以后，电路中每个元件所接主电源电压与同步电源电压之间相位差相同，因而通常以 KP₁ 为例就可以了。这样一来所谓找出同步配合关系，也就是找出触发 KP₁ 元件的触发电路中同步电源电压 U_T 与 U_a (或 U_ω) 的相位差是多少。

具体步骤如下：

1. 根据已知主电路找出主电路所要求的移相范围。本例为三相半控桥式电路给感性负载供电，要求的移相范围为 180° ，如图 4-31 (b)、(c) 所示。

2. 根据选定的触发电路的工作原理找出其能实现的移相范围。本例中为图 4-19 所示锯齿波触发电路，能实现的移相范围约为 240° 。如图 4-31 (d) 所示。

3. 合理配合：因为主电路要求的移相范围的含义是主电路的可控范围，即要求触发电路在此范围为它所控制的晶闸管提供脉冲。而触发电路能实现的移相范围的含义是当改变控制电压 U_k 时，可在此范围内所要求的任意相位上给出触发脉冲。所以，所谓合理配合是后者全部包含前者即可。如图 4-31 (d)、(e) 所示。

这样一来，由于主电路要求的移相范围与触发电路能实现的移相范围的大小存在大于、等于、小于三种情况时，处理方法稍有差别。

当前者大于后者时，必须采取扩大触发电路移相范围的措施，以满足主电路的要求，否

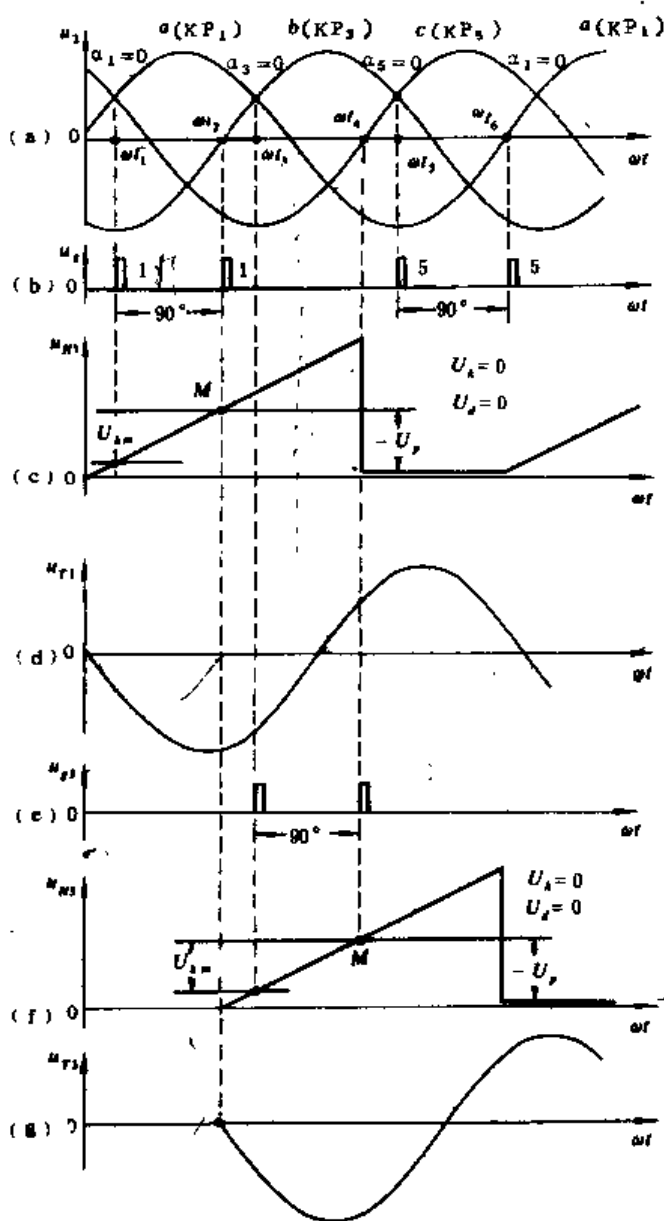


图 4-29

则这种触发电路就不能用了。

当前者与后者相等时,就把两个移相范围完全重合就可以了。此时答案是唯一的。

当前者小于后者时,只要后者全部包含前者就可以了,此时实现同步配合关系的方案不是唯一的。图 4-31 (d)、(e) 只是方案之一。

由于找出了同步配合关系之后,要用合理选择主变压器和同步变压器的连接组形式来实现,而一般变压器(采用曲折连接的变压器除外)连接形式有 12 种组别,各组之间相位差为 30° ,因而确定合理配合方案时,为了实现方便,一般选 U_T 与 U_a (或 U_ω) 之间相位差为 30° 的整数倍。本例为 U_T 超前 $U_\omega 150^\circ$ 。

从上述分析可知,找出同步配合关系时,通常采用波形分析的方法。即用波形图表示出主电路所要求的移相范围和触发电路能实现的移相范围,并把两者合理配合,就可以确定出 U_T 与 U_a (或 U_ω) 的相位差了。

(二) 实现第一个步骤已确定出的同步配合关系:实质上就是合理选择主变压器与同步变压器连接组别的问题。一般来说可以有多种方案,通常采用相量分析的方法比较方便。

1. 选择主变压器的连接组

(1) 一般整流电路通常有三的整数倍次谐波电流,为避免这些电流进入电网引起波形畸变,即所谓“电力公害”,因而主变压器原、副边之一通常采用 Δ 接,将这些电流在该绕组中短路而不进入电网。本例中主变压器连接方式已给出为 Y/Δ 接。

(2) 画出主变压器原边相量图:为解决问题方便且不易出错,规定把线电压 U_{AB} 放在 12 点钟相位上。

当主变压器采用 Δ/Y 接法时,先标出 A、B 两点的等位点 Z, X 或 Y, Z (由于连接方式不同,等位点不同)。因为电源三相电压对称,其相量图应为等边三角形,据此找出第三点 C (Y) 或 C (X)。确定第三点时必须注意到三相电压应为正序,即必须与第三章电路分析中所采用的波形图相符合。

当主变压器用 Y/Δ 接法时,考虑三相电压对称时先找出等位点 X, Y, Z, 此时仍须注意保证电源电压为正序,再找出第三点 C, 如图 4-31 (f) 所示。

(3) 画出主变压器副边相量图:根据原、副边绕组的同名端标示来画。如图 3-31 (a) 所示,当原边 A 与副边 a 为同名端时,副边相电压 U_{ax} 与原边相电压 U_{AX} 同相位,否则为反相位。若为 Δ/Y 接法时,应注意到 x、y、z 三点为等位点。由相量图知,此变压器为 $Y/\Delta-11$ 接法。

(4) 根据已确定出的 U_T 与 U_a (或 U_ω) 的相位差找出 U_T 所在相位,本例为 b 点。即超前 $U_\omega 150^\circ$ 。

(5) 选择同步变压器的接线方式:由于实现控制作用的所有各元件的触发电路要有一个共地点,这个共地点就是各触发电路中同步电源电压的公共点,因而同步变压器副边绕组必须用 Y 接,才能提供这个共地点。因而同步变压器只能用 Δ/Y 或 Y/Y 接法。

如何选择呢?根据 U_T 所在相位来确定,当 U_T 在双数点时采用 Δ/Y 接。因为 Δ/Y 接

B: $\Delta/Y-1$

BT: $\Delta/Y-7$

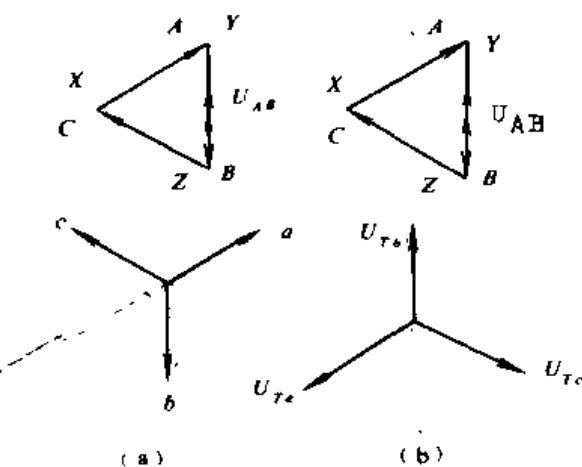


图 4-30

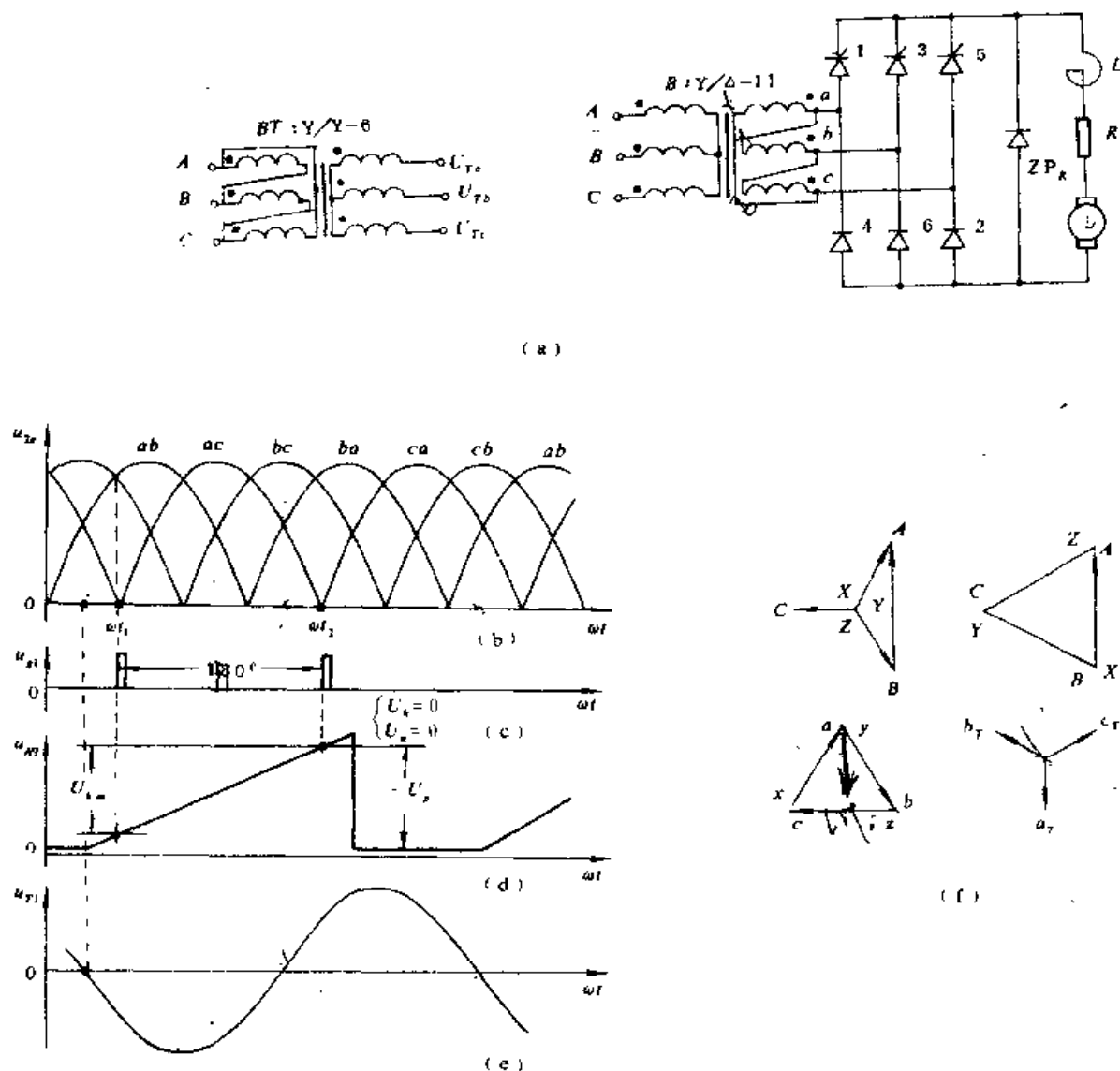


图 4-31

法的连接组别为 $\Delta/Y1.3, 5, 7, 9, 11$, 即 U_{AB} 在12点时, U_{ab} 在单数点上, 而相电压 U_a 比 U_{ab} 滞后 30° , 因而 U_a 在双数点上, 当然 U_b 、 U_c 也在双数点上。各触发电路的同步电源电压均为相电压, 只有选择 Δ/Y 接时, 才能找出所要求的同步电压。本例如图 4-31 (a) 所示。

(6) 画出同步变压器原边相量图: 由于同步变压器与主变压器的原边接在同一电网上, 因而二者线电压等值同相位, 即把 U_{AB} 也放在12点上。再标出A, B的等位点Z, X, 并按前述方法确定出第三点C(Y), 得到相量图如图 4-31 (f) 所示。

(7) 确定同步变压器原、副边同名端关系: 观察原边相量图, 若原边三相绕组的相电压其中之一为所要求的 U_i 所在相位时, 则选原、副绕组A与 a_T 为同名端; 若没有时选反名端。本例中要求 U_T 为6点, 而 U_A 、 U_B 、 U_C 均不在6点, 因而选反名端, 从而得到 U_{aT} 在

6 点, 应为触发 KP_1 元件的触发电路的同步电源电压。得到的相量图如图 4-31 (f) 所示。触发 KP_3 、 KP_5 元件的触发电路的同步电源电压应依次滞后 120° , 选为 U_{NT} 与 U_{CT} 。

第四节 同步信号为正弦波的触发电路

同步信号为正弦波的触发电路, 如图 4-32 所示。它输出的是宽脉冲, 适用于晶闸管三相全控桥式电路, 图示电路为一个触发单元, 每个触发单元在一个周期中只输出一个脉冲, 其脉冲宽度 τ 在 $80^\circ < \tau < 120^\circ$ 。此电路略加修改也可输出窄脉冲或双窄脉冲, 还可附加强触发环节。

一、脉冲形成、放大及输出环节

脉冲部分为一单稳态电路, 它由 T_2 管、电容 C_6 及电阻 R_{12} 、 R_{10} 等元件组成。放大部分由晶体管 T_3 、 T_4 组成复合管功率放大器。脉冲的输出则由脉冲变压器 BM 和二极管 D_{10} 、 D_{11} 、电阻 R_{15} 组成, 它们的工作原理如下所述。

脉冲形成部分: 由图 4-32 可知, 当 T_1 管没有信号输入 T_2 管基极时, T_2 管的基极将通过

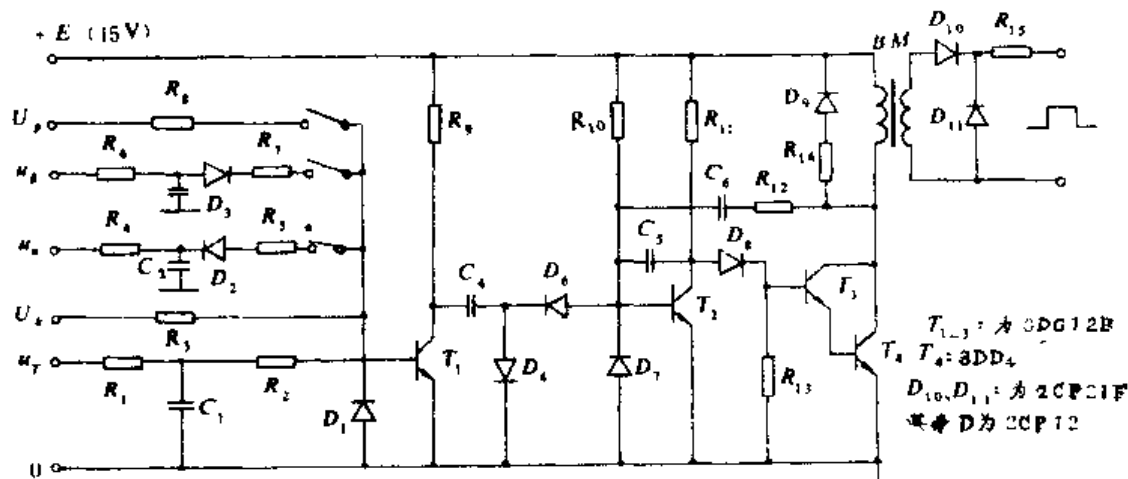


图 4-32

过电阻 R_{10} 获得一足够高的正的基极电位, 因此, T_2 管就处于饱和导通状态, 其集电极电位 $U_{c2} \approx 0.3$ 伏, 所以, T_3 、 T_4 管处于截止状态, 没有触发脉冲输出, 此时, 电容器 C_6 被充电, 其充电回路为: $+E (15V) \rightarrow BM$ 原边 $\rightarrow R_{12} \rightarrow C_6 \rightarrow T_2$ 管基射极 \rightarrow 地。充电结果: 电容 C_6 的右端为 $+15V$, 左端为 $0V$ ($0.7V$), 如图 4-33 所示。

若 T_1 管有一负脉冲信号输入 T_2 管基极时, T_2 管立即截止, 其集电极电位 U_{c2} 就上升, 当 $U_{c2} \approx 2.1V$ 时, T_3 、 T_4 管导通, 于是脉冲变压器副边开始输出脉冲前沿。由于 T_3 、 T_4 管的导通, 电容器 C_6 的电压被耦合到 T_2 管的基射结, 且为反偏, 使 T_2 管继续处于截止状态, 如图 4-34 所示。

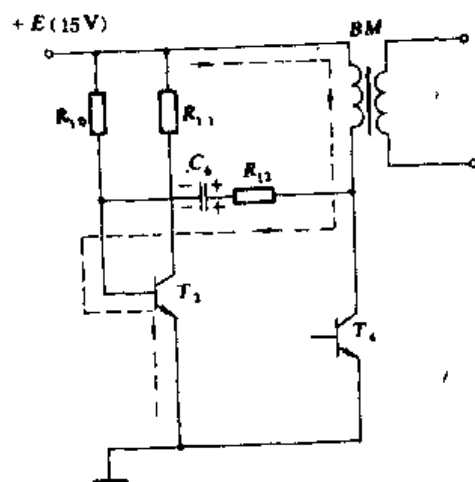


图 4-33

T_2 管的截止, T_3 、 T_4 管的饱和导通, 为暂稳态。随着 T_3 、 T_4 管的饱和导通, 为电容 C_6 提供了放电回路, 即从 C_6 的右端经电阻 R_{12} 、 T_4 管、地 + E 、 R_{10} 到 C_6 的左端。但此回路同时又是电源 + E 对电容器 C_6 反充电的路径。反充电的结果, 使 T_2 的基极电位又逐渐上升, 当其基极电位上升到 0.7 伏时, T_2 管立即导通; T_3 、 T_4 管就立刻关断, 输出脉冲结束, 暂稳态告终, 如图 4-35 所示。由上述可知, T_2 管的截止是由电容 C_6 放电和反充电至 0.7 伏的时间所决定。其放电时间常数: $T = C_6 (R_{10} + R_{12})$ 。输出脉冲的宽度为 τ 。

如以反充电方向为参考正方向, 则 T_2 管的基极电位

$$\begin{aligned} U_{b_2} &= \frac{R_{12}}{R_{10} + R_{12}} (E - U_{c_6}) + U_{c_6} \\ &= E - 2E \cdot \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{12}} e^{-\frac{t}{\tau}} \end{aligned}$$

由此式的解可知: 为使此单稳电路正常工作, 应有

$$R_{12} < R_{10}$$

其临界状态为:

$$R_{12} = R_{10} \quad \tau = 0$$

但这是理论上分析的结果。而实际电路中 τ 仍有一定宽度; 甚至 R_{12} 稍大于 R_{10} 电路仍能正常工作。其主要原因为 T_1 管送来的负脉冲较宽; 还有防干扰电容器 C_5 的存在所致。由图 4-35 还可以看出: 随着 R_{12} 阻值的逐渐增大 (在 $R_{12} < R_{10}$ 的范围内), 脉冲宽度就逐渐减小。另外, T_2 的基极电位 $-U_{b_2}$ 值受 BV_{EBO} (基极与发射极间的反向击穿电压) 的限制, 视图 4-35, 一般外延平面型硅管 $BV_{EBO} = 4$ 伏, 为安全起见, 接入二极管 D_7 以限制 T_2 管的动态反向电压值。

脉冲放大部分由 T_3 、 T_4 管组成的复合功率放大器完成。脉冲输出部分由脉冲变压器 BM 、二极管 D_{10} 、 D_{11} 、电阻 R_{15} 构成。

二、同步移相环节

由脉冲形成部分已知, 若 T_1 管没有信号送入 T_2 管基极, 则 T_2 管为饱和导通, T_3 、 T_4 管处于截止状态, 没有触发脉冲输出。而当 T_1 管有一负脉冲输入 T_2 管的基极时, T_2 管就立即截止, T_3 、 T_4 管就随之导通, 于是就有触发脉冲输出。但是, T_1 管应在什么时刻能使 T_2 管的基极得到负脉冲, 也就是什么时刻形成触发脉冲的问题, 它与晶闸管主电路的形式、负载的性质有关。为使触发

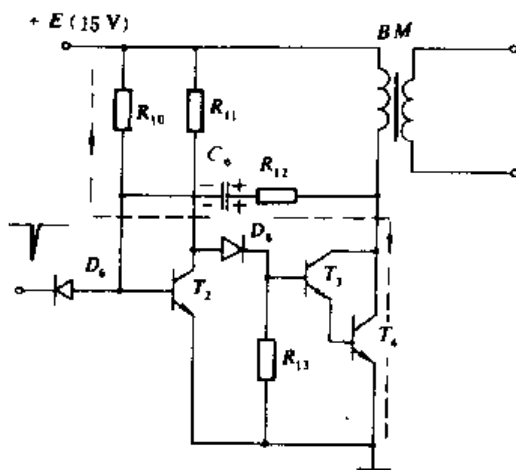


图 4-34

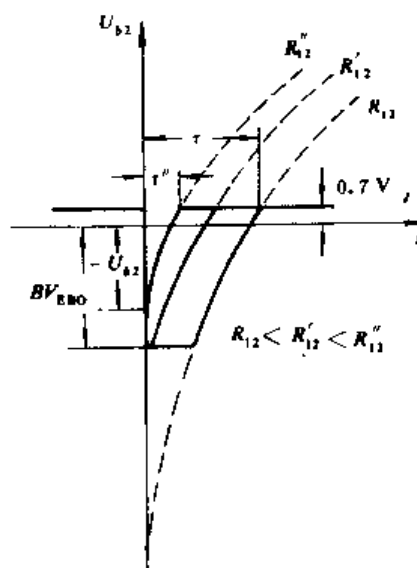


图 4-35

电路与主电路达到同步配合的目的,在 T_1 管的基极引入同步电压 U_T ; 同时,为了实现脉冲移相控制,又在 T_1 管的基极引入控制电压 U_K 。这样, T_1 管的导通与截止就取决于其基极电位。

$$U_{b_1} = U_T + U_K$$

(实际上是 $i_k + i_i$), 如图 4-36 所示。

u_T 为交流正弦波信号, 取自同步变压器 BT 的副边, 且与被触发晶闸管的阳极电压有一定的相位关系。

U_K 为控制电压, 取自直流稳压电源 (或闭环系统调节器的输出)。

当控制电压 $U_K = 0$ 时, T_1 管的基极仅有同步电压 u_T 的作用, 这样, 在 u_T 的负半周期间, T_1 管因反偏而处于截止状态。此时, $+E$ 电源将通过电阻 R_0 、二极管 D_4 、向电容器 C_4 充电, 充电结果 C_4 左端为电源电压 $+E$ (15V), 右端近似地电平 (0.7V)。当同步电压 u_T 由负半周过零变正

(0.7V) 时, T_1 管饱和导通。在 T_1 管刚导通的瞬间, 由于电容器 C_4 两端电压不能突变, 则向 T_2 管的基极输送一负脉冲, 如图 4-36 所示。由于 T_1 管的饱和导通, 便将电容器 C_4 两端电压耦合到 T_2 管的基射结之间, 此时, T_2 管因深度反偏而立即截止。随着 T_1 管的导通, 电容器 C_4 将通过 T_1 、 D_7 、 D_6 放电, T_2 管因此瞬时截止一段时间。

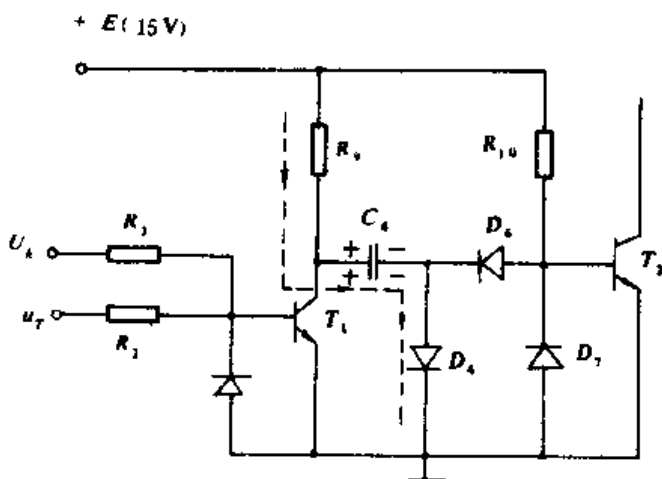


图 4-36

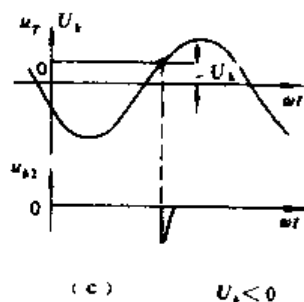
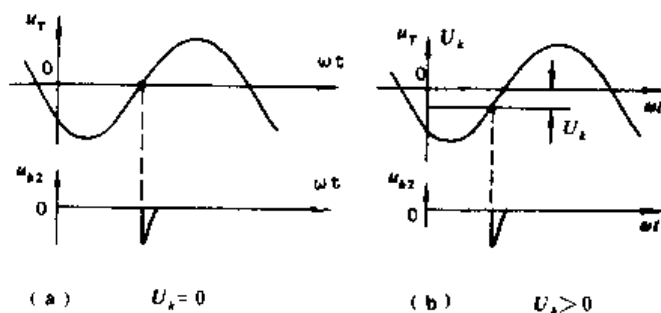


图 4-37

提前和滞后的变化, 如图 4-37 (b)、(c) 所示。

可见, T_1 管由截止到导通瞬间向 T_2 管的基极输送一负脉冲, 当控制电压 $U_K = 0$ 时, 此负脉冲产生于同步电源电压由负半周到正半周的过零 (0.7V) 处, 如图 4-37 (a) 所示。

当控制电压 U_K 不等于零时, T_1 管的基极电位

$$U_{b_1} = u_T + U_K$$

T_1 管的导通或截止则取决于同步电压 u_T 与直流控制电压 U_K 相迭加的结果。 u_T 为正弦交流信号电压, U_K 为直流控制电压, 但它可以取正的控制电压 ($+U_K$), 也可以取负的控制电压 ($-U_K$)。这样, U_T 与 U_K 综合作用的结果, 与 U_K 等于零时的 T_1 管导通与截止的时刻相比较, 在时间上发生了

由上述可知：如果改变控制电压 U_K 的大小和极性，则可以改变 T_1 管由截止到导通的时刻，即改变了向 T_2 管基极输送负脉冲的时刻，也就是改变了形成触发脉冲的时刻。这也就是同步移相的控制作用。

三、移相范围的扩大

由图 4-37 可知，如果加在 T_1 管的基极信号仅有同步电压 u_T 和控制电压 U_K ，即

$$U_{b_1} = u_T + U_K$$

则在控制电压 U_K 的极性不变的条件下，控制电压 U_K 的值由零变到最大，即

$$U_K = 0 \rightarrow U_K = U_{Km} = U_{Tm}$$

时，正弦波触发电路仅有 $90^\circ \sim 0^\circ$ 的移相范围。如图 4-38 (a) 所示。但有时移相范围大于 90° ，如三相零式电路接电阻性负载时，要求的移相范围为 150° ；而三相桥式半控整流电路要求

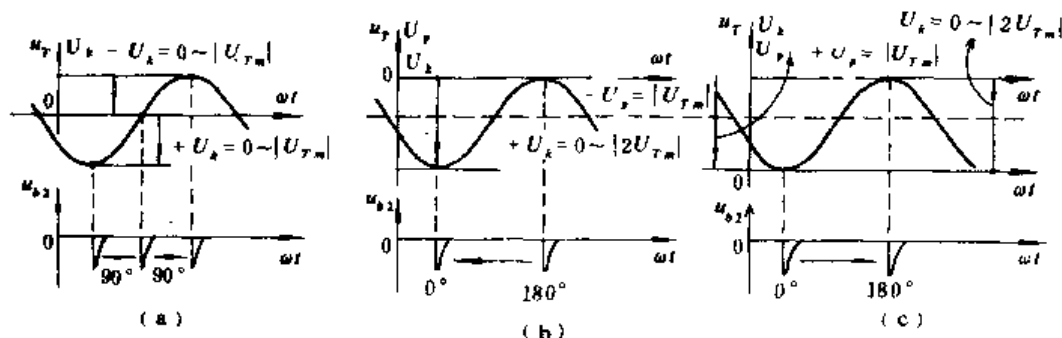


图 4-38

的移相范围则为 180° 。这样，就需要对正弦波触发电路采取扩大移相范围的措施。其办法就是在 T_1 管的基极再输入一个偏移电压 U_P ，如图 4-32 所示。它的大小和极性视主电路的形式、负载的性质和触发电路本身所采用的晶体管型号而定。

T_1 管的基极加入偏移电压 U_P 之后，它的导通与截止则取决于 u_T 、 U_P 、 U_K 的综合作用结果，即

$$U_{b_1} = u_T + U_P + U_K$$

当控制电压 $U_K = 0$ 时

$$U_{b_1} = u_T + U_P$$

如果移相范围为 180° 时，可取 $\pm U_P = |U_{Tm}|$ ，如图 4-38 (b)、(c) 所示。在此基础上再操纵控制电压由 $U_K = 0 \rightarrow U_K = |2U_{Tm}|$ 时，则可达到移相范围为 $180^\circ \rightarrow 0^\circ$ 或 $0^\circ \rightarrow 180^\circ$ 的目的。

由此可见，偏移电压 U_P 的作用有两个：确定初始相位；扩大移相范围。

二极管 D_4 、 D_5 的作用，只是向下一级 T_2 管输送负脉冲，将正脉冲短路掉，从而防止了正脉冲信号对 T_2 管的干扰。二极管 D_1 的作用是旁路外来的干扰。

关于同步电压 u_T 、偏移电压 U_P 及控制电压 U_K 的选取。一般设计中选取：当 $U_K = 0$ 时，整流装置对应的输出平均电压 $U_d = 0$ ；而当控制电压 U_K 增加时， U_d 也随之增长；当 $U_K = U_{Km}$ 时，则 $U_d = U_{dm}$ 。 u_T 、 U_P 的选取则根据触发电路所用晶体管的型号和主电路对触发电路移相范围的要求而定。

例如，对于晶闸管三相桥式全控整流电路电阻性负载时；触发电路中的 T_1 管为硅 NPN 型晶体三极管。 u_T 、 U_P 、 U_K 的选取如图 4-39 所示（图中是以 KP1 为例的）。

此例要求的移相范围为 120° ，如将正弦波触发电路已有的 90° 移相范围先用上，尚需扩

相 30° 。因为触发电路采用的晶体管是硅 NPN 型的, 所以, 同步电压 u_T 由负半周到正半周的过零点应安排在控制角 $\alpha = 90^\circ$ 处; 再利用负的偏移电压 ($-U_F$) 扩大移相范围 30° , 同时也确定了初始相位 120° 点。在此基础上, 取正的控制电压 ($+U_K$)。这样, 控制电压由 $+U_K = 0$ 到 $+U_K = U_{Kmax}$; 对应的控制角就由 $\alpha = 120^\circ$ 到 $\alpha = 0^\circ$ 。

正弦波触发电路工作时的波形如图 4-40 所示。

四、正弦波触发电路的优缺点

正弦波触发电路与锯齿波触发电路相比较线路简单, 仅用了四只晶体三极管。而与单结晶体管移相触发电路相比, 虽然电路略显复杂, 但输出的触发脉冲功率大, 可以直接触发 200 安以上的晶闸管; 可以为宽脉冲; 也可以为窄

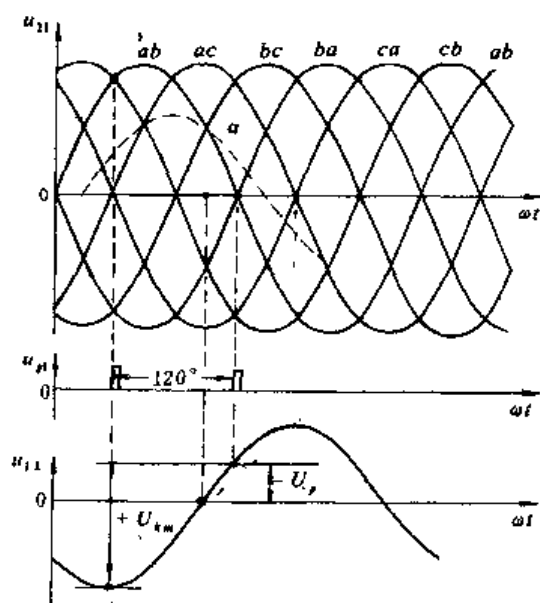


图 4-39

脉冲或双窄脉冲。理论上的移相范围可达 180° (由于正弦波顶部平坦, 有效移相范围为 150° 左右)。控制电压 U_K 与整流装置输出平均电压 U_d 的线性关系较好。能部分地补偿电网电压波动的影响。例如:

$$\begin{aligned} U_{(\text{电网})} \downarrow &\rightarrow U_2 \downarrow \rightarrow U_d \downarrow \\ &\rightarrow U_{T2} \downarrow \rightarrow \alpha \downarrow \Rightarrow U_d \uparrow \end{aligned}$$

但当电网电压波动较大或控制电压 U_K 给得过大 (操作中或限幅电路出了毛病) 时, 会出现所谓“没顶”现象, 即控制电压 U_K 与同步电压 u_T 不相交, 如图 4-41 所示。另外, 由于正弦波顶部平坦, 所以控制电压 U_K 在同步电压幅值附近的相交点不明显, U_K 变化一点, 控制角 α 变化却较大, 如图 4-41 (a) 所示。

正弦波触发电路容易受

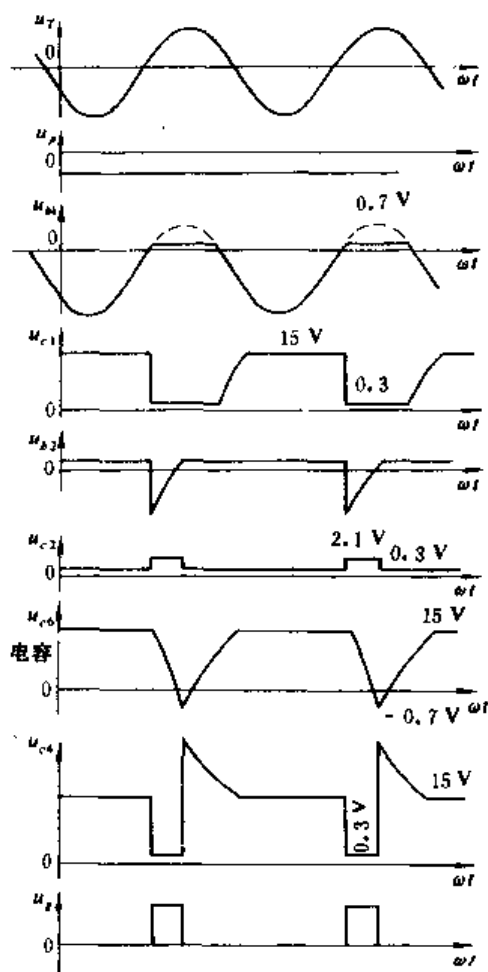


图 4-40

电网电压波形畸变的影响,当电网电压波形发生畸变之后,控制电压 U_K 与同步电压 u_T 的相交点就不是唯一的,从而造成误触发,如图 4-42 所示。对于正弦波触发电路的这些缺点,可以采用在同步电压上迭加安全正弦波的方法,以限制最小控制角,也可以对同步电压信号采用 $R-C$ 滤波器来克服其波形畸变。

$R-C$ 滤波器。在实际工程中,由于电网电压波形有畸变,即电压波形不光滑而有缺口。因为同步电压 u_T 是经同步变压器 BT 接在电网上,所以,同步电压 u_T 的波形也有畸变。如果同步电压 u_T 不经过滤波器进行滤波,同步电压的波形也是有缺口的。这样,控制电压 U_K 的交点就不只一个了,如图 4-42 所示,它会造成触发电路误动作。因此,在触发电路的同步电压输入端要加 $R-C$ 滤波电路,如图 4-43 所示。经过 $R-C$ 滤波后的同步电压 u_T 的波形是光滑了,但是,它的相位也发生了滞后变化,具体滞后了多大角变,由滤波器的电路参数 R, C 值决定。

$R-C$ 滤波器的参数计算。计算方法颇多,这里介绍的为一般工程上用的简便计算方法。如果已知移相角为 φ , 并取电容器 C 为 $1\mu F$ 时,则电阻 R 可求。因为

$$\tan \varphi = \frac{u_R}{u_C} = \frac{R}{X_C}$$

所以

$$R = \tan \varphi \cdot X_C = \tan \varphi \cdot \frac{1}{2\pi fC}$$

五、最小控制角 α_{\min} 和最小逆变角 β_{\min} 的限制

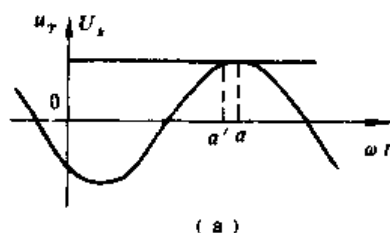
变流装置为防止丢失触发脉冲而引起工作不正常,在整流状态时,需要有最小控制角 α_{\min} 的限制。在逆变状态时,为防止逆变失败,则要求有最小逆变角 β_{\min} 的限制。

对于 α_{\min} 和 β_{\min} 的限制也是通过控制 T_1 管的基极信号来实现的,如图 4-44 所示。在 T_1 管基极输入同步电压 u_T 的基础上,再输入安全正弦波电压,即 T_1 管的基极电位由同步电压 u_T 与安全正弦电压 u_a 或 u_b 相迭加之后,再来控制 T_1 管的导通与截止。安全正弦波电压是从

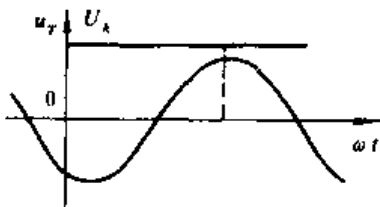
同步变压器 BT 另外的绕组上取得的两个电压(与 u_T 有一定的相位关系),其中一个经 $R-C$ 滤波后通过二极管 D_2 取其负半周作为 u_a ; 另外一个电压信号经 $R-C$ 滤波后通过二极管 D_3 取其正半波作为 u_b , 如图 4-45 所示。此时, T_1 管的基极电位为

$$U_{b1} = u_T + u_a + U_K \text{ 或 } U_{b1} = u_T + u_b + U_K$$

下面根据此式来讨论 α_{\min} 、 β_{\min} 的限制是怎样实现的。



(a)



(b)

图 4-41

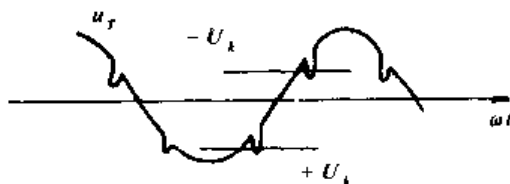


图 4-42

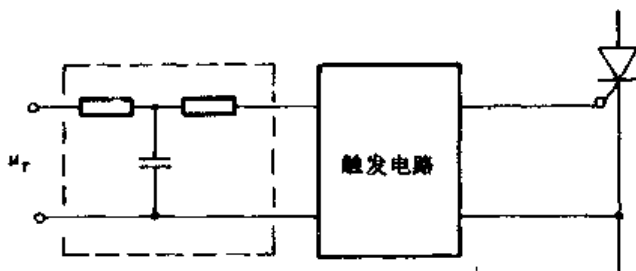


图 4-43

当控制角 α 在 $30^\circ \sim 150^\circ$ 之间工作时, u_α 、 u_β 都被二极管 D_2 、 D_3 隔离掉。此时 T_1 管的基极电位仅取决于同步电压 u_T 和控制电压 U_K , 即

$$U_{b_1} = u_T + U_K$$

若控制电压为正值 ($+U_K$), 且控制角已移到 $\alpha=30^\circ$ 处, 如果再继续增大 U_K , 在没有引入 α_{\min} 的限制电压 U_α 的情况下, 当 $|U_K| > |U_{Tm}|$ 时, 则控制电压 U_K 与同步电压 u_T 将因没有交点而丢失脉冲。但是, 此处已经由二极管 D_2 引入了 u_α , 且 u_α 的极性与 u_T 的极性相同, 所以, T_1 管的基极电位为:

$$U_{b_1} = u_T + u_\alpha + U_K$$

因为 R_5 比 R_2 要小很多, 一般取 R_2 为 R_5 的四至六倍。这样, 在控制角 $\alpha=30^\circ$ 附近, 随着 α 角的减小, 而 $|u_T + u_\alpha|$ 的值增长很快 (实为 $i_T + i_K$), 几乎成直线增加, 其波形如图 4-44 所示。可见, 随着控制电压 U_K 的增加, 控制角 α 几乎不再减小, 这样就比较准确地将控制角 α 限制在 α_{\min} 附近。当然 U_K 值也不能无限地增加, 实际电路中控制电压是有限幅值的。

若控制电压为负值 ($-U_K$), 且控制角已经移到 $\alpha=150^\circ$ ($\beta=30^\circ$) 处, T_1 管基极电位为

$$U_{b_1} = u_T + u_\beta + U_K$$

此时, 产生触发脉冲的时刻正好对应于:

$$|u_T + u_\beta| = |U_K|$$

由图 4-44 可见, 在控制角 $\alpha=150^\circ$ ($\beta=30^\circ$) 附近, 随着控制角 α 的继续增大 (β 角减小), $|u_T + u_\beta|$ 值增长很快。如果 $|U_K|$ 再继续增加, 控制角 α 却不再有所增加了 (β 角不再减小), 也比较准确地将 α 角限制在 150° ($\beta=30^\circ$) 附近, 即为 β_{\min} 。

由上述可知, 无论是由于控制电压 $|U_K|$ 的增加, 还是由于交流电网电压的降低而影响同步电源电压幅值 (U_{Tm}) 的降低, 由于 u_α 、 u_β 的存在, 能使触发脉冲被限制在 $\alpha_{\min}=30^\circ$ 、 $\beta_{\min}=30^\circ$ 处, 从而避免了因为控制电压 U_K 与同步电压 u_T 没有交点而发生脉冲丢失的现象。这样, 正弦波触发电路输出脉冲的移相范围就被确定在 $\alpha=30^\circ \sim 150^\circ$ 。

六、正弦波触发电路与主电路同步关系的确定问题

这个问题就是触发电路的同步电源电压 u_T 与加在被触发晶闸管元件的主电源电压之间的相位关系问题。这个相位关系可以是同相位、反相位或具有一定的相位差。只要主电路

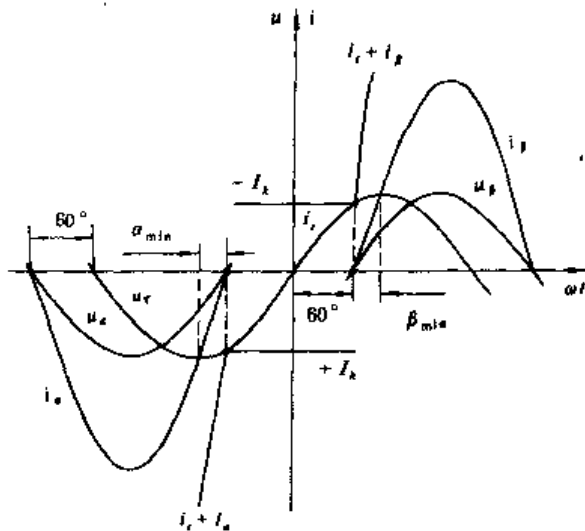


图 4-44

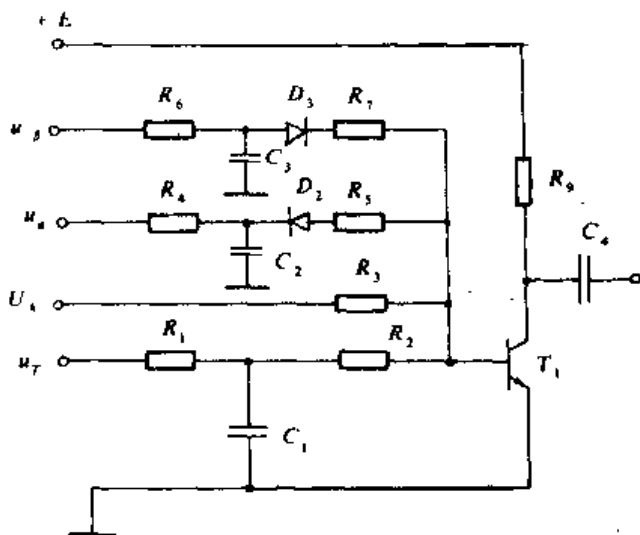


图 4-45

的形式、负载的性质和触发电路的种类确定之后,这个相位关系也就是确定了。这种相位关系可以根据主电路对触发电路的要求和触发电路本身的工作原理来找出。

现在以图 4-46 所示主电路,图 4-32 所示的触发电路为例来讨论如何找出这个同步关系;又怎样实现其同步关系;并考虑 α_{\min} 、 β_{\min} 的限制 (设为 30°)。

此例的主电路为三相桥式全控、串有平波电抗器的反电势负载,所以,触发脉冲的移相范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$,如图 4-47 所示。因为所用的触发电路为正弦波触发电路,其中的晶体三极管为 NPN 型的。根据它的工作原理,同步电源电压由负半周到正

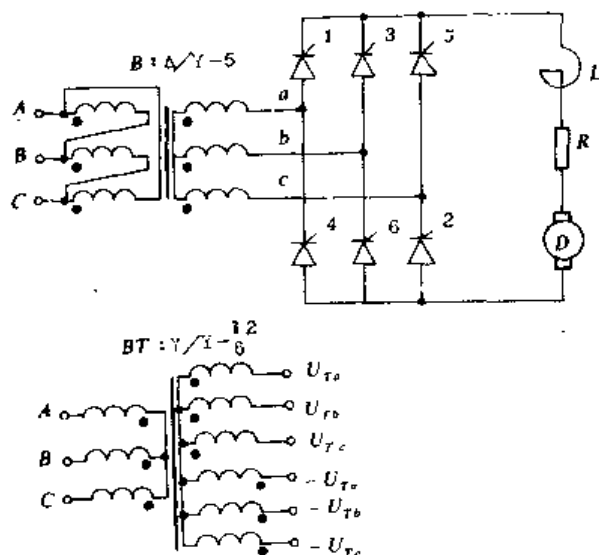


图 4-46

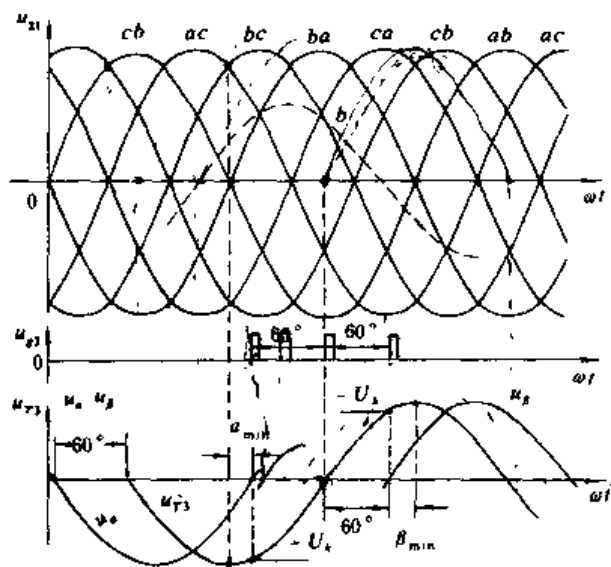


图 4-47

半周的过零点应安排在 $\alpha=90^\circ$ 处。即初始相位为 90° 。当处于初始相位时,控制电压 $U_K=0$,对应输出电压平均值 $U_d=0$ 。当控制电压取正极性 ($+U_K$) 时,由 $+U_K=0$ 开始逐渐增加,则对应的控制角由 $\alpha=90^\circ$ 开始逐渐减小 (触发脉冲逐渐前移),对应的整流输出电压平均值也从 $U_d=0$ 逐渐增加。如果没有 α_{\min} 的限制, $+U_K$ 将一直增至 $+U_K=U_{Tm}$,对应的控制角 $\alpha=0^\circ$,整流输出电压平均值 U_d 达 U_{dmax} 。本例有 α_{\min} 的限制,即 $\alpha_{\min}=30^\circ$,控制电压 $+U_K$ 的变化范围为 $+U_K=0$ 至 $+U_K=|U_{Tm} \cdot \sin 60^\circ|$,对应的控制角 α 的变化范围为 $90^\circ \sim 30^\circ$;而对应的整流输出电压平均值 U_d 的变化

范围仍为 $U_d=0$ 至 $U_d=U_{dmax}$ 。如图 4-47 所示。

当控制电压取负极性 ($-U_K$) 时,从 $-U_K=0$ 开始增加其绝对值,则对应的逆变角从 $\beta=90^\circ$ 开始减小 (触发脉冲向后移动),对应的逆变电压平均值也从 $-U_d=0$ 开始增加。当 $-U_K=|U_{Tm} \cdot \sin 60^\circ|$ 时,对应的 $-U_d=-U_{dmax}$ 。

基于上述对同步电压 u_{T_j} (以 KP_3 为例) 的安排,由图 4-47 可见, u_{T_3} 滞后线电压 u_{bc} 为 150° ,或 u_{T_3} 滞后 b 相电压为 120° 。

同步关系找到之后,就是如何实现这个同步关系的问题了。实现同步关系的方法仍然是在整流变压器的联接方式确定之后,根据矢量分析的原理,找出能满足其同步关系要求的同步变压器的联接方式。

整流变压器的矢量分析如图 4-48 (a) 所示,可见整流变压器的联接方式为 $\Delta/Y-5$ 。

为实现触发电路的同步电源电压与主电路电压之间的上述相位关系,如以 KP_3 为例, u_{T_3} 应滞后 U_{bc} 120° 。为此,同步变压器的联接方式可取 $Y/Y-12$ 、 $Y/Y-6$ 的联接方式,如图

4-46(b)所示,其矢量分析如图4-48所示。3号元件触发电路的同步电源电压 u_T 应采用 $+U_{Ta}$,再经R-C滤波并移相 30° 后,恰好滞后电压 U_b 120° 。各触发电路的同步电源电压 u_T 的接线方法如表4-5所示。

由最小控制角 α_{min} 、最小逆变角 β_{min} 的分析,已知阻挡电压 u_a 应引前同步电压 u_T 60° ;而阻挡电压 u_β 应滞后同步电压 u_T 60° 。由此可得各个元件的触发电路阻挡电压 u_a 、 u_β 的接线方法,也列于表4-5中。

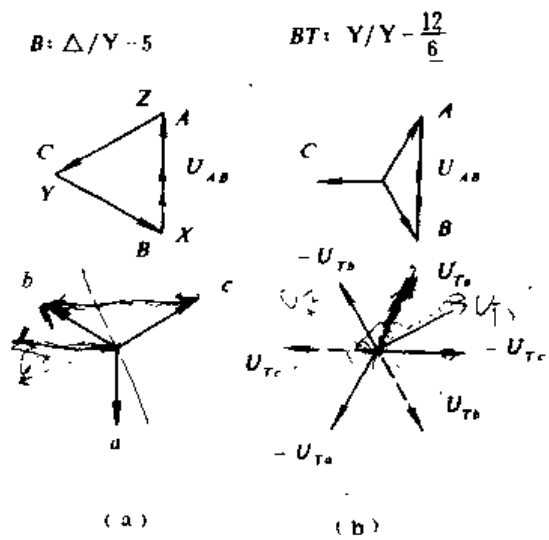


图 4-48

表 4-5

KP 号	$U_T \cdot U_a$ U_β	U_T		U_a		U_β	
		u_{Ta}	R-C 后移	u_{Ta}	R-C 后移	u_{Ta}	R-C 后移
1		$+U_{Ta}$	30°	$-U_{Ta}$	30°	$-U_{Ta}$	30°
2		$-U_{Ta}$	30°	$+U_{Ta}$	30°	$+U_{Ta}$	30°
3		$+U_{Ta}$	30°	$-U_{Ta}$	30°	$-U_{Ta}$	30°
4		$-U_{Ta}$	30°	$+U_{Ta}$	30°	$+U_{Ta}$	30°
5		$+U_{Ta}$	30°	$-U_{Ta}$	30°	$-U_{Ta}$	30°
6		$-U_{Ta}$	30°	$+U_{Ta}$	30°	$+U_{Ta}$	30°

表 4-6 三种触发电路的比较

	单结管触发电路	锯齿波触发电路	正弦波触发电路
脉冲宽度	窄 ($2^\circ \sim 3^\circ$)	较宽 ($20^\circ \sim 30^\circ$)	较宽 ($20^\circ \sim 30^\circ$) 或采用宽脉冲 ($80^\circ \sim 100^\circ$)
脉冲前沿	很陡	陡	陡
移相范围	$140^\circ \sim 150^\circ$	180°	150°
可靠性	最高	较高	较高
线路	最简单	较复杂	较简单
调整难易	容易	最难	较难
温度稳定性	好	用硅管较好	用硅管较好
控制特性	线性度稍差	线性度好	线性度较好
电网电压波动的影响	小	无	影响大 (要有 α_{min} 的限制)
应用范围	小容量、要求不高处	大中容量	大中容量
注	用于三相时,可扩相至 180°		需要加滤波电路

思考题与习题

1. 单结晶体管自振荡电路的振荡频率由什么决定的？为获得较高的振荡频率，减小电阻 R 与减小电容器 C 的效果是否一样？这两个参数的下限受什么条件限制？
2. 单结晶体管触发电路，由于梯形波的前后沿有死区，造成移相范围达不到 180° ，如将梯形波改为 180° 的矩形波，移相范围能否达到 180° ？为什么？
3. 在图 4-17 (d) 中，若采用超前 $U_a 60^\circ$ 的 $-U_{Tb}$ 做为一号晶闸管的同步电压，会怎样？同步电压还有没有其它种取法？
4. 试分析图 4-49 所示的单结晶体管移相触发电路的工作原理。并画出 u_{AB} 、 u_C 、 u_D 、 u_E 、 u_F 和 u_G 的波形图。

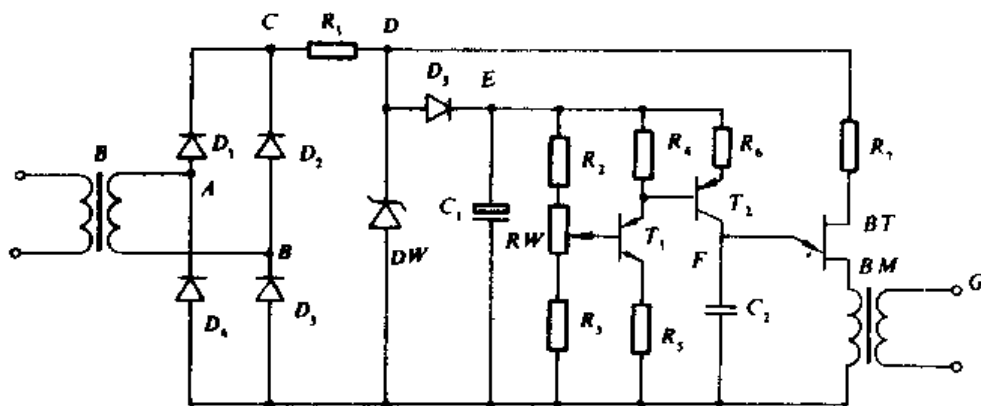


图 4-49

5. 主电路如图 4-50 所示，触发电路如图 4-13 (b) 所示。
试找出触发电路（同步电源电压）与主电路的同步关系，并用矢量分析的原理回答如何实现其同步关系。
6. 锯齿波触发电路的偏置电压和控制电压的极性和幅值是根据什么确定的？它们各自的作用是什么？

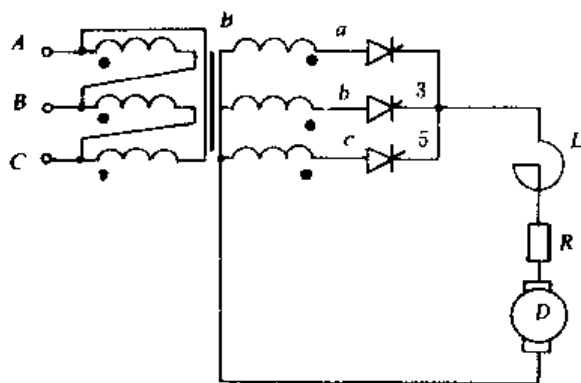


图 4-50

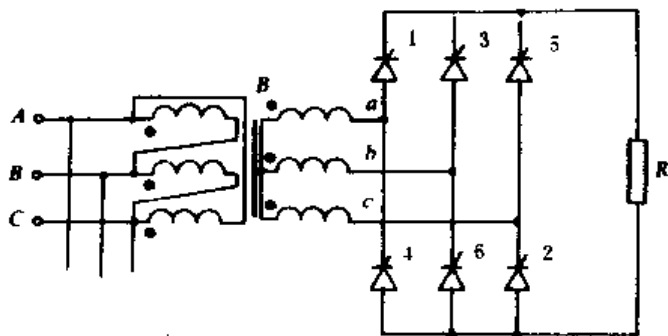


图 4-51

7. 锯齿波触发电路的触发脉冲移相范围、脉冲的宽度、脉冲的幅值、脉冲前沿的陡度、双窄脉冲的前后间隔都是由哪些因素决定的？如何调整？
8. 主电路如图 4-51 所示，触发电路如图 4-19 所示。试问触发电路与主电路的同步关系是什么？并设计出为实现其同步关系的同步变压器及其联接方式。

9. 如将图 4-19 中的相应的晶体三极管改为 PNP 型的晶体三极管, 其工作情况会怎样? 此时, 上题的解会不会改变? 为什么?

10. 图 4-46、图 4-47 同步关系分析的结果为同步电压 u_{T_3} 滞后 $U_b 120^\circ$. 问: 这是唯一的同步关系吗?

11. 主电路如图 4-52 所示, 触发电路如图 4-32 所示. 试分析触发电路与主电路的同步关系, 并指出为实现其同步关系同步变压器的联接方式。

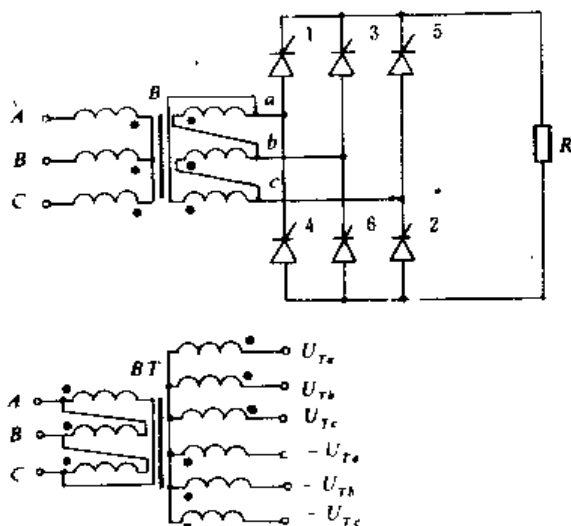


图 4-52

12. 如将题 11 中触发电路的晶体三极管改换为 PNP 型的, 试指出答案来。

13. 主电路如图 4-53 所示, 触发电路如图 4-32 所示. 试分析触发电路与主电路之间的同步关系, 并指出用同步变压器来实现其同步关系的接线方法。

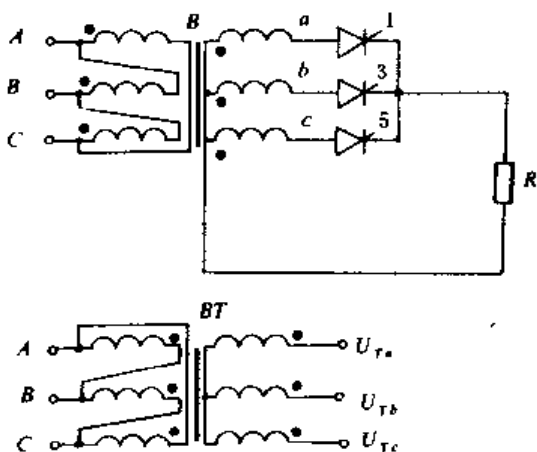


图 4-53

第五章 晶闸管有源逆变电路

第一节 概 述

晶闸管整流电路是研究把交流电转变成直流电向负载供电。在生产实践中,例如直流可逆的电力拖动系统,还有相反的要求,即利用晶闸管电路把直流电转变成交流电,我们把这种对应于整流的逆向过程称为逆变。

把直流电转变成交流电的电路,称为逆变电路。在许多场合下,同一套晶闸管电路既可作整流,又能作逆变,这种装置通常称为变流装置或变流器。整流和逆变,交流和直流在晶闸管变流器中互相联系着,并在一定条件下可互相转化。当变流器工作在整流状态时就是整流电路,当它工作在逆变状态时,则又成为逆变电路。因此,逆变电路的工作原理、参量关系以及分析方法等方面和整流电路是密切关联的,而且在很多方面是一致的。

变流器工作在逆变状态时,如果把变流器的交流侧接到交流电源上,变流器将直流电逆变为同频率的交流电反送到电网去,这种逆变称为有源逆变。如果变流器的交流侧不与电网连接,而直接接到负载,把直流电逆变为某一频率或可变频率的交流电供给负载,则称为无源逆变。变频器就是利用这一原理工作的。

本章只讨论有源逆变。有源逆变有很广泛的作用,如直流可逆调速、交流绕线型异步电动机的串级调速和高压直流输电等。

在晶闸管直流可逆调速系统中,可采用两组晶闸管电路的反并联或交叉连接线路,向电动机供电。但目前普遍采用的是两组晶闸管电路反并联的可逆电路,其主要类型有:单相全控桥反并联可逆电路;三相零式反并联可逆电路;三相全控桥式反并联可逆电路。

这一章,首先从分析三相零式可控整流电路的两种工作状态入手,着重区分变流器在什么条件下工作在整流状态,又在什么条件下工作在逆变状态,研究整流和逆变在电能传递方向上的特点,来说明它们之间的转化条件,从而掌握实现整流和逆变的转化规律。在此基础上,重点讨论三相零式和三相全控桥式有环流反并联可逆电路的工作原理和控制方法以及特殊问题;最后简要地介绍无环流可逆电路的基本概念和整流电路的功率因数问题。

第二节 三相零式反并联可逆电路的工作原理及其控制方法

电路的结构形式,如图 5-1 所示。其中,阴极联在一起的一组,称之为共阴极组;阳极联在一起的一组,称之为共阳极组。用共阴极组整流电路控制电机正转,故共阴极组简称为正组;用共阳极组整流电路控制电机反转,因此,共阳极组简称为反组。图中,正、反两组回路中各接入一个均衡电抗器 L_1 和 L_2 ,起限制环流的作用;而电抗器 L 是滤波电抗器。

在图 5-1 中,各画了一套整流变压器副边三相对称绕组,这只是为了分析方便才故意分

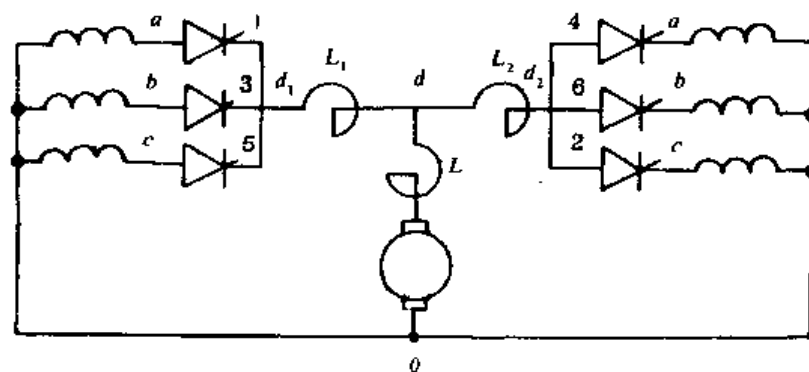


图 5-1

别画的。实际上，由于整流变压器副边这两套完全对称的三相绕组，供给完全相同的三相电压，且它们的零点是联接在一起的。因此，两套三相对称的绕组合并为一套绕组，这样就可以把图 5-1 电路画成如图 5-2 所示的实用电路。由于两组可控整流电路是反着极性并联在一起的，故称之为反并联可逆电路。

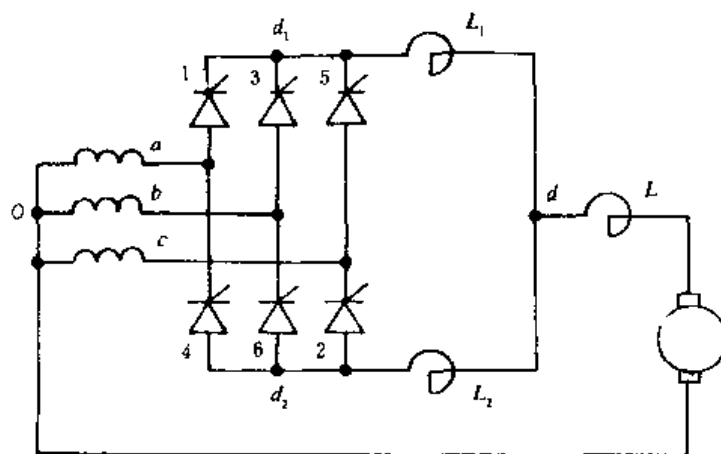


图 5-2

为弄清三相零式反并联可逆电路的工作原理和控制方法，首先必须了解整流电路的两种工作状态。

一、可控整流电路的两种工作状态的分析

所谓整流电路的两种工作状态，指的是整流状态和逆变状态。

整流状态，是整流电路把交流电变成直流电，它作为电源向电机供给能量，称这时的整流电路运行在整流状态。

逆变状态，若整流电路的交流侧接到交流电源上，把直流电变为同频率的交流电回馈给电源，它相当于是电动机的负载而吸收能量，称此时的整流电路运行于有源逆变状态。

应当指出，所谓供给能量和吸收能量是指一个周期而言，而不是某一特定时间。因此，能量的供给或吸收总要用整流电路直流侧的电压与电流的平均值来加以说明。

1. 共阴极组的整流和逆变状态

共阴极组的整流状态，图 5-3 表示了控制角 $\alpha_1 = 30^\circ$ 时的工作情况。共阴极组整流电路的自然换相点是电源相电压正半波的交点。控制角 α_1 是在 $0^\circ \leq \alpha_1 < 90^\circ$ 范围内变化。晶闸管

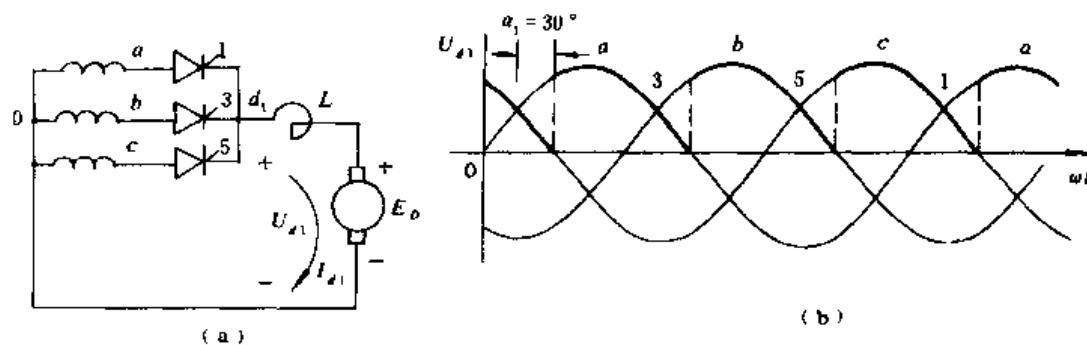


图 5-3

主要在电源电压正半波工作，即使当交流电压为负值也因电抗器的续流作用，使晶闸管仍承受正向电压而继续导通。因而整流电压 U_{d1} 的波形总是正的面积大于负的面积。其平均值 u_{d1} 在极性上总是 d_1 点为正，0 点为负，与 I_{d1} 的方向一致，而与 E_D 的极性相反；在数值上 $U_{d1} = 1.17U_2 \cos \alpha_1$ ，且 $U_{d1} > E_D$ ；从能量传递关系上看，整流电路是作为电源向电动机供电。

共阴极组的逆变状态，其工作情况如图 5-4 所示。图中，控制角 $\alpha_1 = 150^\circ$ 。

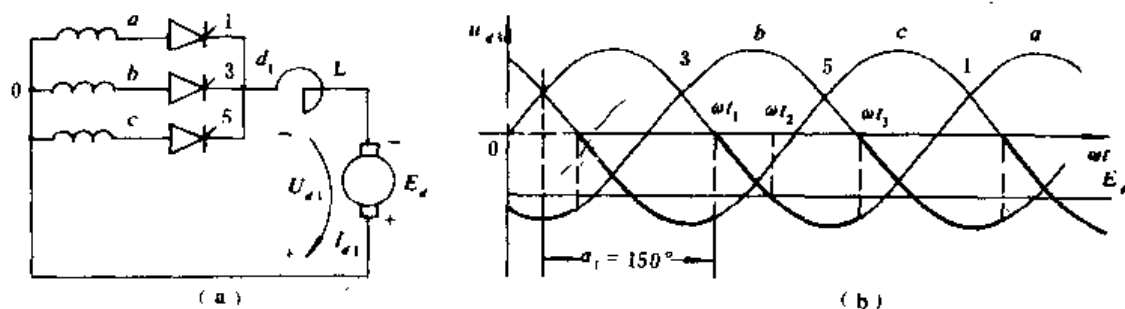


图 5-4

逆变产生的条件：因为逆变就是把直流电变成交流电，所以首先必须有直流电源，在这里就是电动机的反电势 E_D 。对可控整流电路，由于晶闸管元件的单向导电性，因此欲改变电能的传递方向，只有改变直流电源 E_D 的极性，在图 5-4 (a) 中 E_D 的极性已反过来，与晶闸管导通方向一致。为了实现电动机的发电制动运行，整流电路的直流侧输出平均电压 U_{d1} 的极性也必须反过来，即端点 d_1 为负，0 点为正，否则反电势 E_D 与 U_{d1} 将成为顺极性串联，造成短路。与此同时，为使晶闸管承受正电压触发导通，电动机的反电势 E_D 应大于 U_{d1} ，才能把电流从直流侧送到交流侧，完成有源逆变。

由此可见，产生逆变的条件有二：一是外部条件，一定要有一个直流电源，例如直流电动机的反电势 E_D ，并且要求 E_D 的极性与晶闸管的导通方向一致，其数值应大于整流电路直流侧的平均电压；二是内部条件，控制角 $\alpha_1 > 90^\circ$ ，让晶闸管大部分在电源电压负半波工作，使整流电路直流侧出现一个负的平均电压。两者必须同时具备才能实现有源逆变。

逆变状态（控制角 α_1 是在 $90^\circ < \alpha_1 < 180^\circ$ 范围内变化）下电路工作的物理过程：

为便于分析，忽略变压器的漏抗、管压降的影响，并假定滤波电抗器的电感量足够大，直流电流的波形为一直线。分析方法与整流状态相同，仍然采用波形分析与电位及相位分析相结合的办法。

图 5-4 (b) 中，设在 ωt_1 之前，三只晶闸管 KP_1 、 KP_3 、 KP_5 均未导通。当 $\alpha_1 = 150^\circ$ 时，

对 a 相来说, 相当于 ωt_1 时触发 KP_1 , 虽然此时 u_a 为零, 但 KP_1 因承受正向电压 E_D 而被触发导通, d_1 、 0 两端输出电压 u_{d1} 为 a 相电压。尽管此后 u_a 变为负值, 由于反电势 E_D 的存在, 且 $|E_D| > |u_a|$, 使 KP_1 仍承受正向电压而继续导通, 在此阶段内, 电抗器 L 储存电能。过 ωt_2 之后, $|E_D| < |u_a|$, 由于 E_D 的存在, 以及电抗器 L 的续流作用, 使 $|e_L + E_D| > |u_a|$, KP_1 还是承受正向电压而继续导通。因为电感量足够大, 主回路电流连续, KP_1 导电 120° 直到 ωt_3 时触发 KP_3 为止。在 ωt_3 时, KP_3 获得触发脉冲, 由于 $u_b > u_a$, KP_3 导通, 而 KP_1 因承受反压而关断, 完成元件 1、3 之间的换流, 此后导电的元件是 KP_3 , d_1 、 0 两端输出为 b 相电压。晶闸管 KP_3 的导电情况与 KP_1 相同, 再经 120° , 触发 KP_5 使其导通, d_1 、 0 两端输出为 c 相电压, 如此依次轮流触发, 循环不息, d_1 、 0 两端输出电压 u_{d1} 的波形如图 5-4 (b) 中粗黑实线所示。

从上面分析说明:

1. 逆变电路的分析方法仍然是波形分析与电位、相位分析相结合的办法, 即从波形看电路中的电位和触发脉冲的相位, 再根据晶闸管导通与关断的条件来决定那一只晶闸管导通, 那一只晶闸管应关断, 以及它们之间是如何换流的。

2. 逆变电路的换相过程与整流时相同。

3. 逆变电路中, 晶闸管主要在电源电压负半波工作 (对共阴极组), 输出电压的瞬时值 u_{d1} 在整个周期内全部为负或是有正有负, 但这时的负面积总是大于正面积, 故输出电压的平均值 U_{d1} 为负值, 即它的极性是 d_1 点为负, 0 点为正, 其数值 $U_{d1} < E_D$ 。主回路内的电流 I_{d1} , 虽然其方向没有改变, 但是, 它是从 E_D 的正端流出, 从 U_{d1} 的正端流入, 即 I_{d1} 的方向与 U_{d1} 的极性相反而与 E_D 的极性相同。这表明此时电路内电能的流向与整流时相反, 电动机输出电功率, 处于发电机状态, 电网则吸收电功率, 实现了把直流电变成交流电的有源逆变。

应当指出电机轴上输入的机械功率越大, 则逆变的功率也越大, E_D 的大小取决于电动机的转速, 而 U_{d1} 的大小可由调节控制角 α_1 来达到。

二、共阳极组的整流和逆变状态

共阳极组的整流状态, 图 5-5 表示了控制角 $\alpha_2 = 30^\circ$ 时的工作情况, 输出电压 u_{d2} 的波形如图 5-5 (b) 中粗实线所示。这里值得注意的是, 共阳极组的自然换相点与共阴极组的自

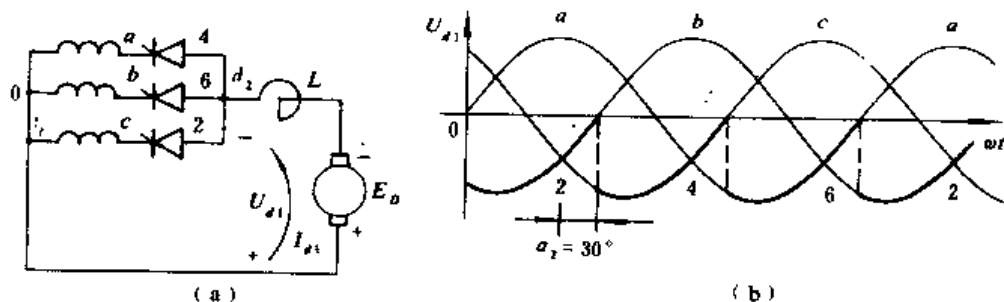


图 5-5

然换相点不同, 它是电源相电压负半波的交点。其主要工作情况是: 控制角 α_2 在 $0^\circ \leq \alpha_2 < 90^\circ$ 范围内变化。晶闸管主要在电源电压负半波工作, 不论输出电压的瞬时值 u_{d2} 在整个周期内全部为负, 或有负有正, 因负的面积总是大于正的面积, 因此平均值 U_{d2} 的极性总是 d_2 点

为负, 0 点为正。它的表达式为 $U_{d_2} = -1.17U_2 \cos \alpha_2$, 式中“负号”表示共阳极组在整流状态时 d_2 点的电位相对于整流变压器副边零点的电位为负。整流电压的平均值 U_{d_2} 大于 E_D 。主回路内的电流 I_{d_2} 的流向是从 U_{d_2} 的正端流出, 从 E_D 的正端流入, 即 I_{d_2} 的方向与 U_{d_2} 的方向相同。而与 E_D 的方向相反。这说明交流电源输出电能, 电机为电动状态。

共阳极组的逆变状态, 图 5-6 表示了控制角 $\alpha_2 = 150^\circ$ 时的工作情况, 输出电压 u_{d_2} 的波

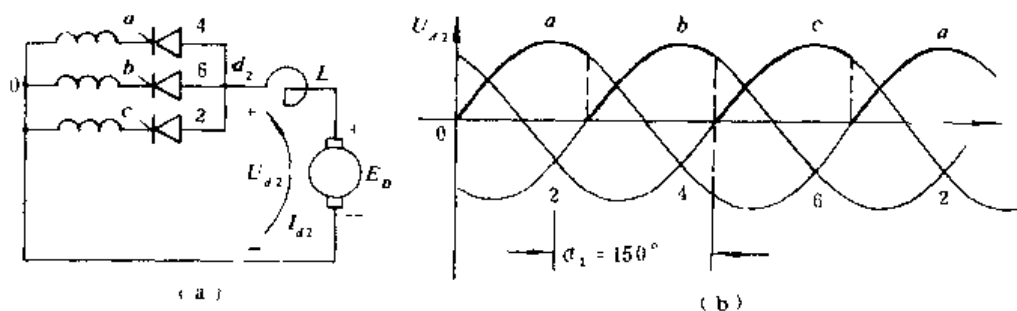


图 5-6

形如图 5-6 (b) 中粗实线所示。其工作情况是: 控制角 α_2 在 $90^\circ < \alpha_2 < 180^\circ$ 范围内改变。晶闸管主要在电源电压正半波工作, 不管 u_{d_2} 的瞬时值在一个周期内全部为正或有正有负, 但正的面积总是大于负的面积, 因此整流电压的平均值 U_{d_2} 的极性总是 d_2 点为正, 0 点为负。主回路内的电流 I_{d_2} 的流向是从 E_D 的正端流出, 由 U_{d_2} 的正端流入, 即 I_{d_2} 的方向与 E_D 的方向相同, 而与 U_{d_2} 的方向相反。这表明, 此时电路内电能的传递方向与整流时相反, 电动机输出功率, 它处于发电机工作状态, 共阳极组电路吸收电能送回电网。

总之, 从上面分析可见, 同一组可控整流电路 (共阴极组或者共阳极组) 既可整流, 又能实现逆变。当 $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ 时为整流状态, 当 $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$, 并存在一个适当的直流电源时, 即可进入逆变状态。因此, 整流和逆变、交流和直流在晶闸管电路中互相联系着, 并在一定条件下可互相转化。

至于在图 5-1 所示的三相零式反并联可逆电路中, 整流状态与逆变状态如何自动地相互转换以及电动机的电动状态与发电制动状态的互相转换是如何实现的, 要正确地回答上述问题, 必须进一步讨论三相零式反并联可逆电路的工作原理和控制方法。

三、三相零式反并联可逆电路的工作原理

三相零式反并联有环流可逆电路的工作原理, 简单说, 就是配合控制原理。

初始状态 (或称为原始状态) 时, 正、反两组电路对应的触发电路输入的控制电压 U_{K_1} 或 U_{K_2} 均为零。假定触发电路为锯齿波触发电路。此时利用引入固定的偏移电压 U_F 使两组整流电路触发脉冲的相位都整定在 $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$ 。因此正、反两组整流电路输出电压平均值 U_{d_1} 和 U_{d_2} 均为零, 电动机静止不动, 通常称这种状态为初始状态或叫原始状态。这时整流电压 u_{d_1} 和 u_{d_2} 的波形和触发脉冲的相位, 如图 5-7 所示。

现在的问题是: 当正组 (即共阴极组) 处于整流状态向电机供电, 驱使电机正转时, 对反组 (即共阳极组) 应该施加怎样的脉冲控制。显然不允许让反组也工作在整流状态, 即将造成电源短路事故, 形成所谓的直流环流, 烧毁元件。为了确保不产生直流环流, 让反组处于等待逆变的状态, 这就是当正组处于整流状态的同时, 应使反组的三只晶闸管的控制角 $\alpha_2 > 90^\circ$, 即晶闸管主要在电源电压的正半波工作。从本质上讲, 它也是把交流变成

直流, 其输出平均电压 U_{d2} 的极性是 d_2 点为正, o 点为负。这样, 就使反组的输出电压 U_{d2} 与正组的输出电压 U_{d1} 极性相顶, 并且使大小相等, 即 $U_{d1} = U_{d2} > E_D$, 从而可以防止直流环流的产生。此时, 反组由于晶闸管的单向导电性而不能输出电流; 又因 $E_D < U_{d2}$, 也没有回馈电流。由此可见, 尽管 $\alpha_2 > 90^\circ$, 且 E_D 的极性与反组晶闸管导通方向一致, 实际上并没有电能送回电网。因此反组只是在等待着逆变, 称它为待逆变状态。这期间, 反组只提供电压 U_{d2} , 除脉动环流 (以后分析) 外, 没有负载电流流通。

如果让 $U_{d2} < U_{d1}$, 由于晶闸管的单向导电性, 就会产生环流, 它也不经过电动机, 而通过正、反两组电路导通的晶闸管直接把电源短路。并且即使两者电压差值不大, 也会因回路阻抗小而造成相当大的直流环流, 致使晶闸管烧毁, 故应避免。

假如使 $U_{d2} > U_{d1}$, 这固然不会产生直流环流, 从消除直流环流来说, 更加安全。但这样安排对电机的控制不利, 电机在电动状态运行和发电制动状态运行之间实现转换时, 会出现控制上的“死区”。在这段区域内, 电机既不产生电动转矩, 也不产生制动转矩, 与此相应地是正、反两组电路均处于不工作状态。

因此, 通常采用 $U_{d2} = U_{d1}$ 的控制方案。

从上面分析中得出结论: 当正组工作在整流状态向电机供电, 使电机正转时, 与此同时, 反组处于待逆变状态, 相反, 当反组工作在整流状态向电机供电, 使电机反转时, 与此同时, 正组处于待逆变状态。并且在任何工作状态以及控制角时, 都始终应当使 U_{d1} 与 U_{d2} 大小相等, 而极性相顶, 以保证无直流环流流通。

那么, 为实现 $U_{d1} = U_{d2}$ 这种控制方案, 控制角 α_1 和 α_2 之间应当存在什么关系呢?

由于 $U_{d1} = 1.17U_2 \cos \alpha_1$, $U_{d2} = -1.17U_2 \cos \alpha_2$, 从 $U_{d1} = U_{d2}$ 的条件, 则有

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ \quad (5-1)$$

式 (5-1) 就是在三相零式反并联可逆电路中对正、反转两组整流电路控制角的要求。它

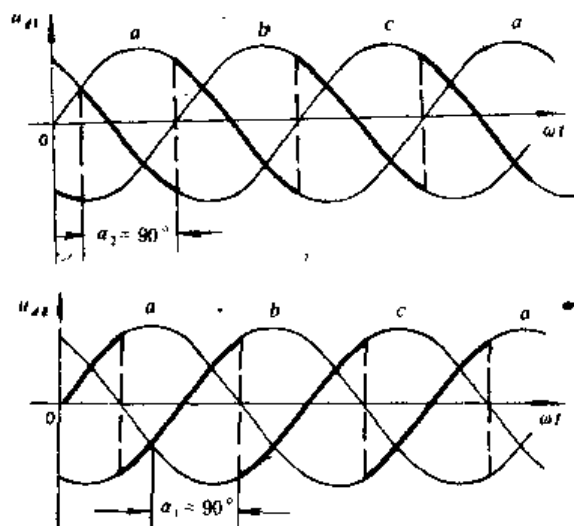
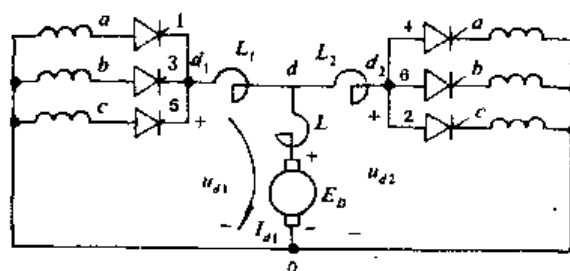
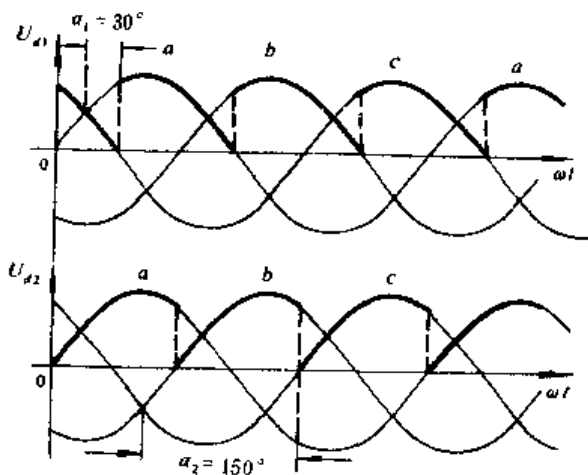


图 5-7



(a)



(b)

图 5-8

表明：为始终保证 U_{d1} 与 U_{d2} 大小相等，极性相顶，就必须同时控制 α_1 和 α_2 的大小，使它们在任何时刻都保持 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ 的关系。这种控制方案，称之为配合控制原理。图 5-8 表示 $\alpha_1 = 30^\circ$ ， $\alpha_2 = 150^\circ$ 时的可逆电路的配合控制。

四、三相零式反并联可逆电路的控制方法

如何实现配合控制？因为实现配合控制的条件是：保持正、反两组整流电路的控制角之和始终为 180° ，即 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ 。所以，当正组控制角 α_1 从 90° 向前移动某一角度（即 α_1 减小某一角度）；与此同时，反组控制角 α_2 必须从 90° 向后移动相同的角度（即 α_2 增加相同的角度）；反之，当 α_1 从 90° 向后移动某一角度（即 α_1 增加某一角度），与此同时， α_2 必须从 90° 向前移动相同的角度（即 α_2 减小相同角度）。这样就能够按照 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ 的关系，实现 U_{d1} 与 U_{d2} 始终大小相等，极性相顶的配合控制方案。

为保持 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ 的关系，那么两组整流电路的触发电路的控制电压 U_{K1} 与 U_{K2} 又应该如何安排呢？

欲使电机正转，正组触发电路的控制电压 U_{K1} 必须从零伏向正的方向增大，与此同时，反组触发电路的控制电压 U_{K2} ，则必须从零伏向负的方向增大。这样，正组 $\alpha_1 < 90^\circ$ ，进入整流状态向电机供电，驱使电机正转；与此同时，反组 $\alpha_2 > 90^\circ$ ，处于待逆变状态，从而实现配合控制。显然，触发电路的控制电压应当这样安排：因为控制电压实际上就是来自放大器的输出，所以放大器应当是以绝对值相等而符号相反的两种电压信号同时分别送给正组和反组的触发电路，在电路上如图 5-9 所示。这就是实现配合控制的方法。

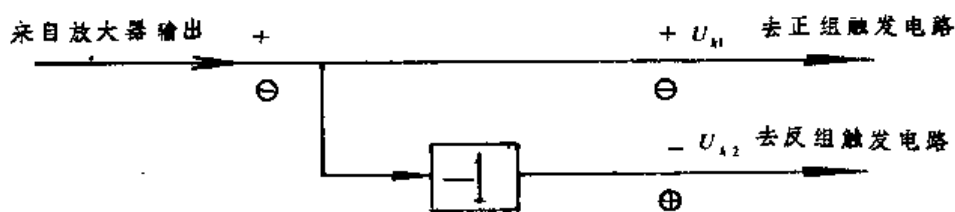


图 5-9

第三节 三相零式反并联可逆电路的工作状态的分析

电路如图 5-10 所示。

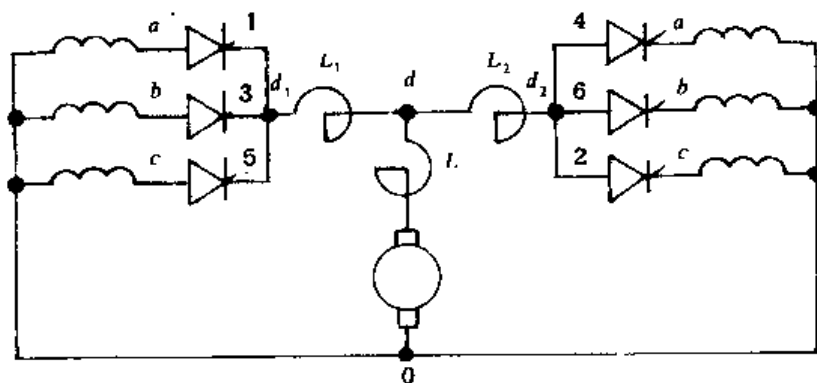


图 5-10

一、原始状态

所谓原始状态,就是指两组整流电路的触发电路控制电压 U_{K_1} 与 U_{K_2} 均为零,两组晶闸管触发脉冲的相位均整定在 $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$ 的位置,两组整流电路的输出电压 U_{d_1} 与 U_{d_2} 均为零,电机处于静止状态。整流电压的波形如图 5-7 所示。

二、工作状态的分析

就电机的工作状态可分为:正向起动和稳定运行;正向制动减速和停车;反向起动和稳定运行;反向制动减速和停车。这里仅分析正向制动减速过程。

假定正组处于整流状态向电机供电,反组处于待逆变状态,控制角 $\alpha_1 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 150^\circ$,整流电压 $U_{d_1} = U_{d_2} > E_b$,电机在某高速下正向稳定运行。如图 5-11 所示。

欲使电机减速,其方法是将直流控制电压 U_K 降低。假设控制电压 U_K 减少到一定值就不再变化,使工作在整流状态的正组晶闸管的控制角增大到 $\alpha_1 = 60^\circ$ 。整流电压 U_{d_1} 降低到 U'_{d_1} ,与此同时,反组晶闸管的控制角减小至 $\alpha_2 = 120^\circ$,整流电压降低到 U'_{d_2} 。如前所述,这时 U'_{d_1} 与 U'_{d_2} 显然是相等的。在 U_{d_1} 和 U_{d_2} 同时降低的瞬间,由于惯性的存在,所以电机转速和相应的反电势 E_b 来不及变化,使反电势 $E_b > U'_{d_1} = U'_{d_2}$ 。这时由于 $E_b > U'_{d_1}$,因而 $I_{d_1} = 0$,正组停止向电动机供电;而 $E_b > U'_{d_1}$,使原处于待逆变状态的反组进入逆变状态,产生电流 I_{d_2} ,把直流电变成同频率的交流电向电网回馈,电机由电动状态进入发电回馈制动状态。可逆电路的工作情况如图 5-12 所示。

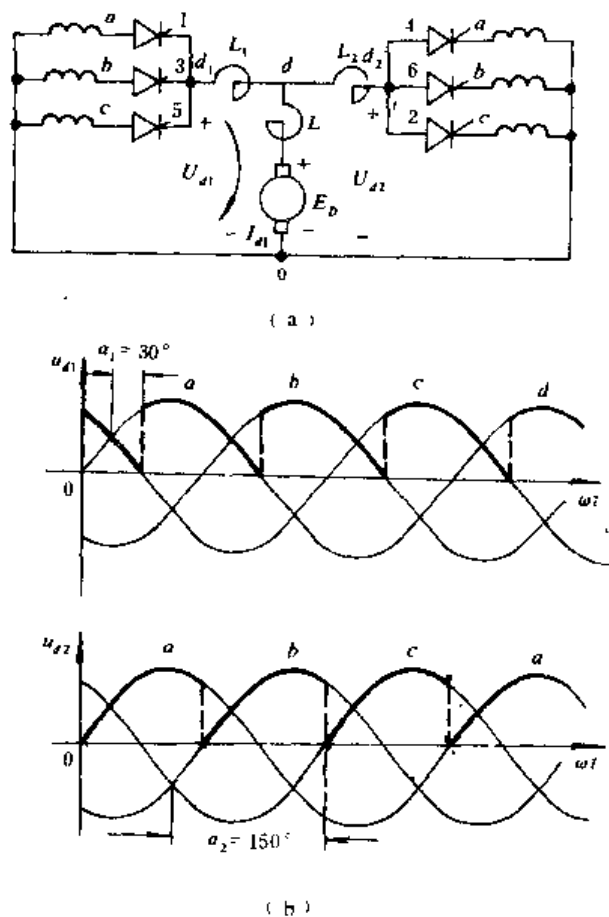


图 5-11

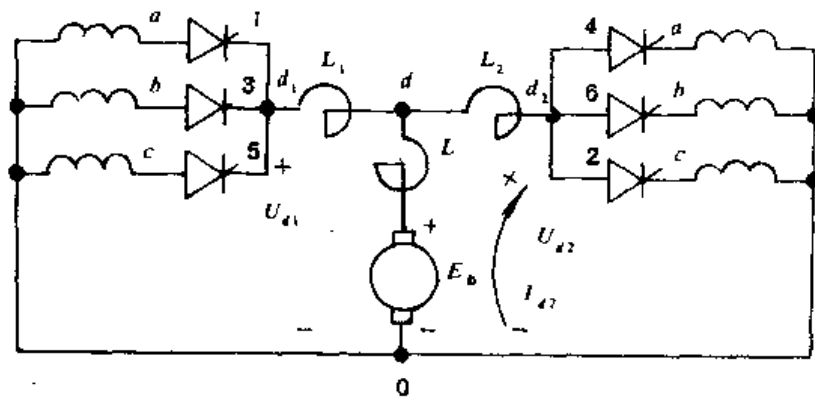


图 5-12

在制动转矩的作用下,电机的转速降低,因而反电势也随之减小,当 $E_b < U'_{d_1} = U'_{d_2}$ 时, $I_{d_2} = 0$,并同时产生 I_{d_1} ,正组又开始工作在整流状态向电机供电,而反组又重新进入待逆变

状态。电机则由发电回馈制动状态转换为电动状态，并在低速下正向稳定运行。

从上述分析可知，反并联可逆电路中，电动机由电动运行变为发电运行，相应地可控整流电路由整流状态转换成逆变状态，是不能在同一组内实现的。具体说，由一组整流，使电机作电动运转，则必须通过反极性的另一组来实现逆变，使电机作发电制动运转。实现能量反送给电网。

第四节 三相零式反并联可逆电路的环流问题

在反并联可逆电路中，首先应该注意的是环流问题。所谓环流，是指不流过负载而只在晶闸管之间形成的电流，又称之为均衡电流。

一、环流的产生和求法

前已指出，三相零式反并联可逆电路采用配合控制时，两组电路的平均输出电压 $U_{d1} = U_{d2}$ 。此时虽然两组电路的电源之间没有直流环流，但是由于它们输出的整流电压的瞬时值并不相等，因而在 d_1 点与 d_2 点之间存在着电压瞬时值之差，即交流电压，或称环流电压 u_h 。诚然，产生环流电压的根本原因在于两组电路同时工作。在环流电压 u_h 的作用下，通过导通的晶闸管和相应的变压器副边绕组产生环流。由于晶闸管单向导电性，环流只能是单向流动，因此称它为脉动环流 i_h ，其大小用平均值 I_h 来描述。但它和前面所说的直流环流本质上是完全不同的。控制角不同时，环流电压和环流电流的大小也不一样。

分析时，认为电流是连续的。并假定环流回路为纯感性负载。环流电压 u_h 和环流电流 i_h 的求法，先根据给定的控制角求出整流电压的波形，并确定各导电期间导通的晶闸管号；然后按导通相的电压差，求得环流电压波形；最后画出脉动环流 i_h 的波形。这里仅分析 $\alpha_1 = 60^\circ$ 和 $\alpha_2 = 120^\circ$ 时的情况，如图 5-13 所示。正组和反组各自的整流电压波形，分别如

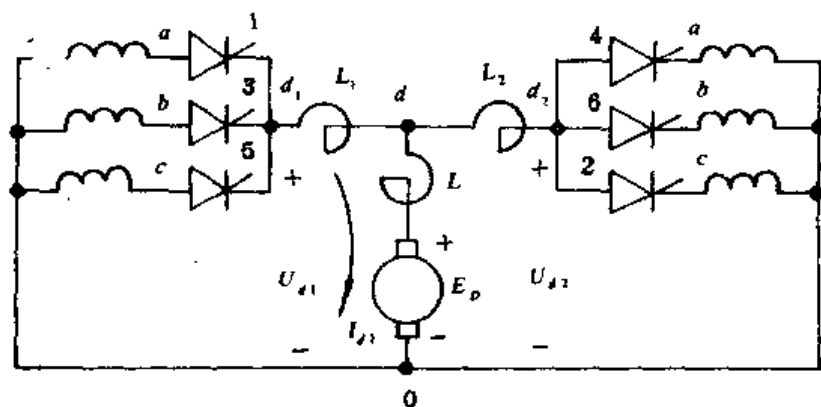


图 5-13

图 5-14 (a)、(b) 所示。从图 5-14 可以看出，当 $\alpha_1 = \alpha_2 = 90^\circ$ 时，及 $\alpha_1 = 30^\circ$ 和 $\alpha_2 = 150^\circ$ 时的环流电压和环流电流的波形，如图 5-15 所示。由图可见，反并联可逆电路，只要 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ ，它产生的环流电压 u_h 都是正半周与负半周完全对称的，并且以 $\alpha_1 = 60^\circ$ 和 $\alpha_2 = 120^\circ$ 时环流的平均值 I_h 为最大。

二、限制脉动环流的方法

脉动环流不经过负载，而只经过导通的晶闸管和相应的变压器副边绕组内流通。如果

不采取措施,环流将很大,造成电源短路,因此必须设法限制它。一般是在环流流过的电路中串入限制环流的电抗器,即图 5-13 中的均衡电抗器 L_1 和 L_2 ,把脉动环流平均值 I_h 限制在负载额定电流的 5~10% 以内。均衡电抗器电感量的计算方法与滤波电抗器的计算类同。在三相零式可逆电路中,为什么在正、反组两个电路各设一个均衡电抗器?因为环流通路只有一条,其中处于整流回路在 $\theta_1 \sim \theta_2$ 期间, KP_1 和 KP_6 导通, d_1 、 d_2 之间的电压 $U_{d_1 d_2} = u_a - u_b = u_{ab}$, 在 $\theta_1 \sim \theta'_1$ 期间, $u_a > u_b$, u_h 为正,环流 i_h 增加;在 $\theta'_1 \sim \theta_2$ 期间, $u_a < u_b$, u_h 为负,故环流 i_h 减少。由环流电抗器给晶闸管正向电压使它继续导通,如电感足够大,则电流可以维持到下一只晶闸管导通时才降到零。到 θ_2 后是 KP_3 与 KP_2 导通,故在 $\theta_2 \sim \theta_3$ 期间, $u_h = u_b - u_c = u_{bc}$, 此电压也是先正后负,如图 5-14 (c) 所示,它是交变电压,环流是单方向脉动的。其余各导电区间的环流电压和环流电流,仿前类推。

电路中的电抗器因流过直流负载电流而饱和,其电感值大为降低,只有待逆变回路中的电抗器才真正起限制环流的作用。

第五节 逆变角和对最小逆变角的限制

我们知道,控制角 α 是以自然换相点作为 $\alpha=0$ 的起算点,其大小以此向右计算。通常为分析和计算方便起见,把待逆变或逆变状态下整流电路的控制角改用 β 表示,称之为逆变角。规定逆变角 β 以控制角 $\alpha=\pi$ 时,作为 $\beta=0$ 的起算点,其大小自 $\beta=0$ 的起点向左计算。由于逆变角 β 和控制角 α 的大小计算方向相反,所以两者之间的关系是 $\alpha+\beta=\pi$, 即 $\beta=\pi-\alpha$ 。例如, $\beta=\frac{\pi}{6}$, 对应的 $\alpha=\frac{5}{6}\pi$ 。在逆变工作时, α 在 $\frac{\pi}{2} \sim \pi$ 之间变化,对应的 β 在 $\frac{\pi}{2} \sim 0$ 之间变化。

基于上述规定,所谓最典型的配合控制,即 $\alpha_1+\alpha_2=180^\circ$, 通常又称之为 $\alpha=\beta$ 工作制。例如 $\alpha_1=30^\circ$, $\alpha_2=150^\circ$ (即 $\beta_2=30^\circ$), 则 $\alpha_1=\beta_2$; 相反, $\alpha_1=150^\circ$ (即 $\beta_1=30^\circ$), $\alpha_2=30^\circ$, 故 $\beta_1=\alpha_2$ 。因此概括地称为 $\alpha=\beta$ 工作制。

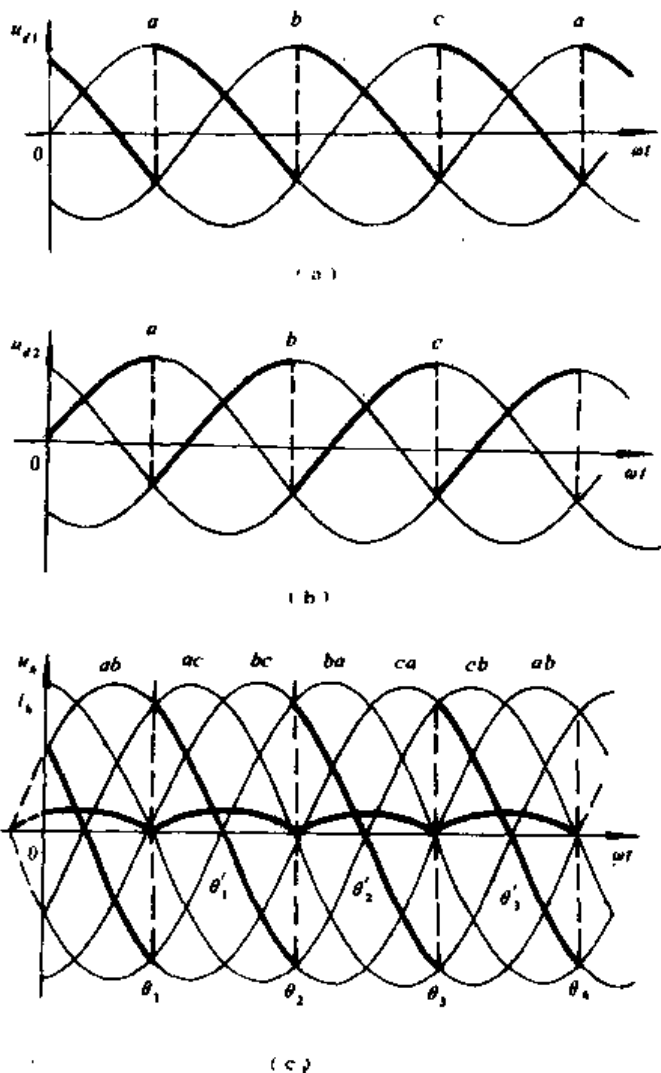


图 5-14

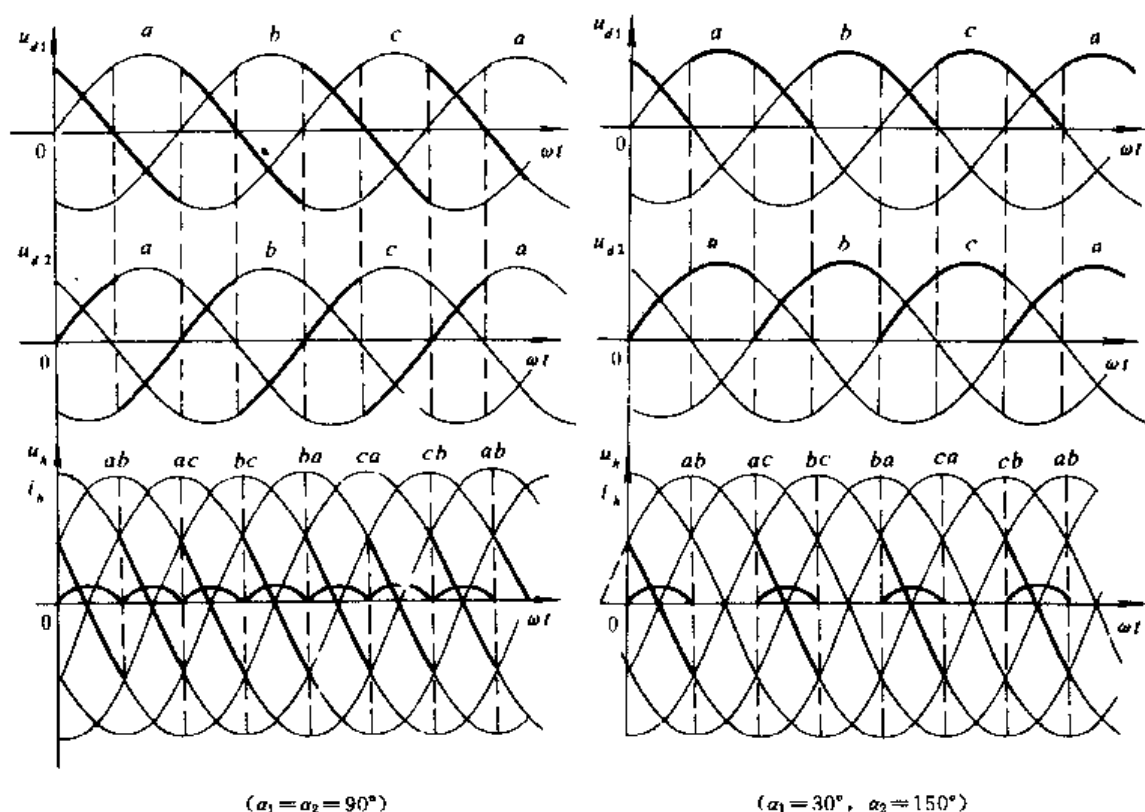


图 5-15

可逆电路中在逆变状态下工作时，很重要的一个问题就是要防止逆变换相失败（即逆变颠覆）。这是因为存在变压器漏抗和交流侧电路中感抗的影响，使晶闸管之间的换流不能瞬间完成，而是要有一个换流的过程。在换流期间，换流的两只晶闸管同时导通，这段时间对应的电角度，即为换相重叠角 γ 。经 γ 角之后，原先导通的晶闸管才开始关断，要使它完全恢复阻断能力而真正关断还要经历一个关断时间，对应的电角度，称之为关断时间角 δ 。由于存在上述事实，如果 β 角过小，使 $\beta < \gamma + \delta$ 时，必将导致逆变换相失败。现以共阳极组进入逆变时为例，说明换相失败发生的过程。电路如图 5-16 所示。当 a 相晶闸管 KP_4

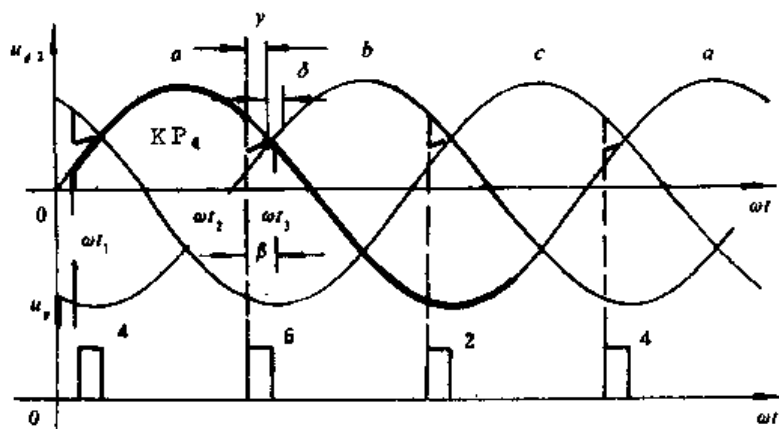


图 5-16

导通到 ωt_2 时， b 相的晶闸管 KP_6 获得触发脉冲， KP_4 和 KP_6 开始换流。由于有电感的影响，换流要经过一个换相重叠角 γ 之后才能完成，即到图 5-16 中的 ωt_3 时换流结束， KP_4 才开始关断，真正恢复阻断能力，还要经过一个关断时间角 δ 。但由图可知，过自然换相点（ a 、

b 相的交点) 之后, 由于 $u_b > u_a$, 使正在关断中的 KP_4 再次承受正压, 即使不给触发脉冲, 也完全有可能重新导通, 使 KP_6 因承受反压而又关断, 导致逆变换相失败。其后果是致使 KP_4 在同一相 (即 a 组) 电源下连续导通, 当晶闸管 KP_4 进入 a 相电源负半周导通时, 电动机的反电势 E_D 与 a 相电压 u_a 是顺极性串联相加, 从而造成电源短路事故。

从以上分析可见, 为防止逆变失败, 对最小逆变角 β_{\min} 必须加以限制。逆变角 β 必须大于重迭角 γ 和关断时间角 δ 之和才行, 即 $\beta > \gamma + \delta$ 是保证正常逆变换流的条件, 如图 5-17 所示。

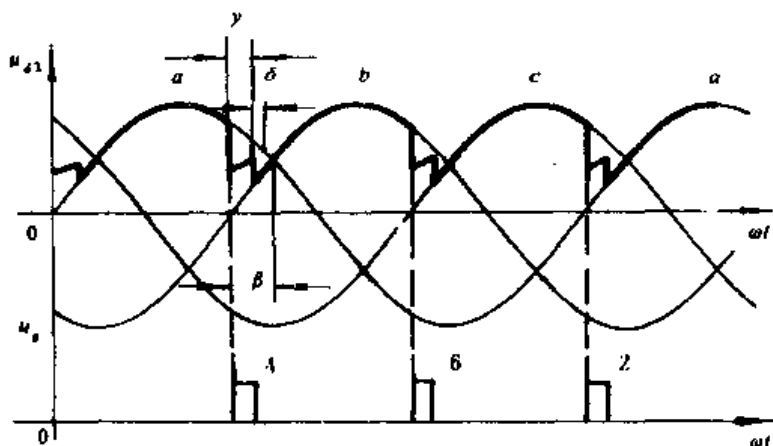


图 5-17

确定最小逆变角 β_{\min} 的依据是: 逆变时允许采用的最小 β 角应等于

$$\beta_{\min} = \gamma + \delta + \theta$$

式中 δ ——晶闸管关断时间 t_q 折合的电角度;

γ ——换相重迭角;

θ ——安全余量角。

晶闸管的关断时间 t_q 一般可达 200~300 微秒之间, 折算成电角度 δ 约 $4^\circ \sim 5^\circ$; 换相重迭角 γ , 它随着直流平均电流 I_d 和换相电抗 x_B (主要是变压器的漏抗) 的增加而增大, 一般的数值范围大约为 $15^\circ \sim 20^\circ$; 考虑安全余量角 θ 是十分必要的, 当晶闸管整流电路工作在逆变状态时, 由于种种原因, 会影响逆变。若不考虑余量, 势必破坏 $\beta \geq \beta_{\min}$ 的关系, 导致逆变失败。根据中、小型可逆直流拖动的运行经验, θ 值约取 10° 。这样, 最小 β 角一般可取 $30^\circ \sim 35^\circ$ 。设计可逆电路时, 必须保证 $\beta \geq \beta_{\min}$ 。为了保持配合控制, 同时应使 $\alpha_{\min} = \beta_{\min}$ 。

第六节 逆变失败的原因和防止的措施

前已指出, 逆变运行时, 一旦发生换相失败, 使整流电路输出电压和电机反电势 E_D 变成顺极性串联相加, 由于逆变电路的内阻很小, 造成电源短路事故。

一、产生逆变失败的原因

造成逆变失败的原因很多, 除了由于 $\beta_{\min} < \gamma + \delta$ 之外, 大致可归纳如下三个方面。

1. 触发电路工作不可靠

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、脉冲延迟出现等, 致使晶闸管工作失常。

2. 晶闸管发生故障

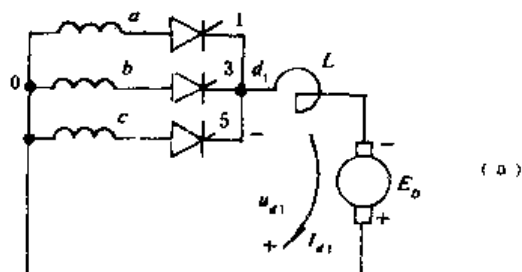
在应该阻断期间，元件失去阻断能力；或在应该导通时，元件不能导通。

3. 交流电源发生异常的现象

指在逆变运行时，交流电源突然断电、缺相或电压过低现象。

今以三相零式逆变电路为例，讨论逆变失败的问题。

因触发脉冲丢失造成逆变失败，如图 5-18 (b) 所示。假定在 ωt_1 之前，电路处于正常逆变工作中，逆变角 $\beta = 30^\circ$ 。如果在 ωt_1 时，触发脉冲 u_{g1} 丢失，晶闸管 KP_1 与 KP_3 就不能换流。 a 相晶闸管 KP_1 将继续导通，至相电压 u_a 变正，将和电机反电势 E_D 顺极性串联相加，形成短路。



丢失脉冲不行，脉冲延迟出现也可能造成逆变失败，如图 5-18 (c) 所示。触发脉冲 u_{g1} 延迟至 ωt_2 才出现，此时其逆变角 $\beta < 0^\circ$ ， a 相电压 u_a 已大于 b 相电压 u_b ，晶闸管 KP_3 承受着反向电压，它不能被触发导通， KP_1 继续导通，至 a 相电压 u_a 变正，造成短路。

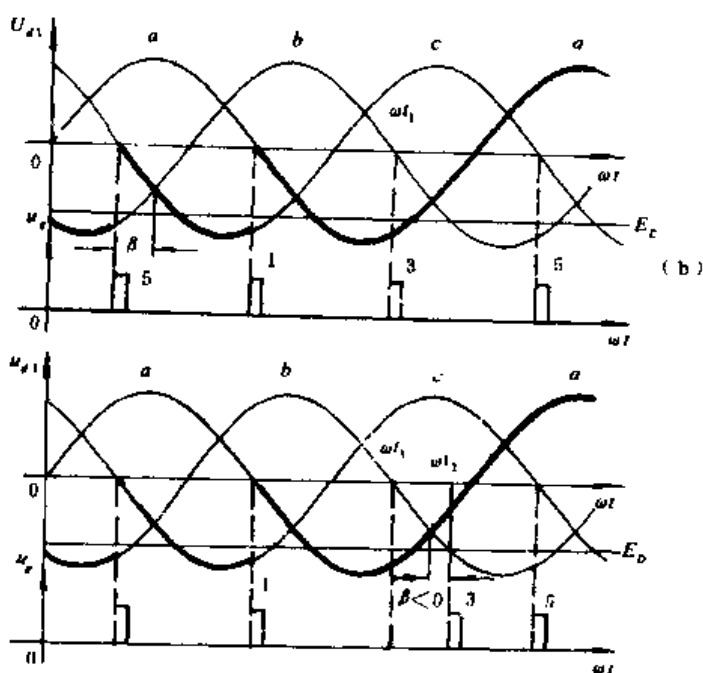


图 5-18

如果触发脉冲正常，但由于晶闸管发生故障，同样可能造成逆变失败的事故，如图 5-19 所示。这里分析 c 相晶闸管 KP_5 。如其断态重复峰值电压余量不足，在应该阻断期间而误导通时引起逆变失败的情况。设在 ωt_1 之前，由于晶闸管 KP_5 承受的正向电压，特别是当逆变角 β 较小时，这一

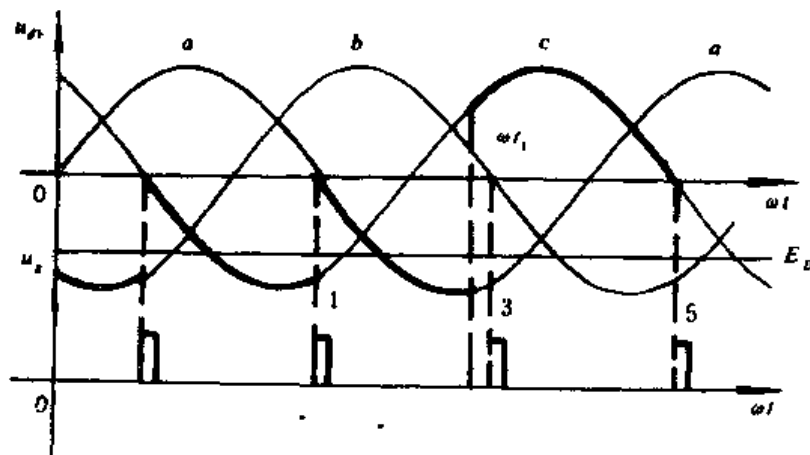


图 5-19

正向电压较高,若 KP_2 的电压余量不足而误导通,则到达 ωt_1 时,理应 KP_1 与 KP_2 换流,但此时 KP_2 已导通, KP_1 因承受反压而无法导通,造成逆变失败。

在逆变工作时,即使晶闸管元件和触发脉冲都正常,如果交流电源发生缺相或突然消失,由于反电势 E_b 的存在,晶闸管仍可能触发导通。此时整流电路的交流侧由于失去了同反电势 E_b 极性相反的交流电压,因此反电势 E_b 将经过晶闸管电路而被短路。

二、防止的措施

触发电路必须可靠。与整流电路一样,逆变电路中晶闸管之间的换流也是由触发脉冲进行控制的。但在逆变工作时,触发脉冲的控制作用显得更为重要,它要求触发电路必须严格按照规定的换相次序,依次发出脉冲,且脉冲间隔要严格保持不变,触发相应的晶闸管使之导通,才能保证电路正常工作。

正确选择晶闸管参数是保证逆变电路正常工作的另一个重要措施。同时,要设法减小电路中 $\frac{du}{dt}$ 和 $\frac{di}{dt}$ 的影响,以免发生误导通。

此外,应有限制最小逆变角的保护环节,使逆变角 $\beta \geq \beta_{\min}$ 。

为了防止意外事故的发生,电路中一般应装有快速熔断器或快速开关,加以保护。

由于三相零式反并联可逆电路与三相桥式反并联可逆电路相比较,它的接线简单;所用的元件、部件少,但其动态响应差,这种电路较多地用于中等偏小容量(如 30kw 以下)的可逆系统中。

第七节 三相全控桥式反并联可逆电路的工作原理

一、三相桥式反并联可逆电路的组成

电路如图 5-20 所示,正、反转两组桥的交流侧是由同一个交流电源供电。图中 L_1 、 L'_1 和 L_2 、 L'_2 是四个均衡电抗器正转时由正组桥〔I〕向电机供电,反转时由反组桥〔II〕向电机供电。由于正、反两组桥的直流侧是极性相反的并联连接,因此称之为反并联可逆电路。这种电路,在实质上相当于由两套三相零式反并联可逆电路组成,如图 5-20 (b) 所示。从上、下分别观察,上半部是一套三相零式可逆电路,下半部是另一套三相零式可逆电路。从左、右来看,左边是正组三相全控桥式电路,称为桥 I,而右边是反组三相全控桥式电路。称为桥 II。整流变压器的副边一套三相绕组,可分成四套完全对称的三相绕组。

二、三相全控桥式反并联可逆电路的配合控制

如同三相零式反并联可逆电路一样,绝不允许两组桥同时工作在整流状态,否则将造成电源短路事故。为了消除直流环流,当一组桥工作在整流状态向电动机供电时,让另一组桥处于待逆变状态,且使两组桥的整流电压平均值相等,即, $U_{d1} = U_{d2}$, 两者极性相顶。为此,两组桥的控制角 α_1 与 α_2 的关系就必须是一直保持 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$, 即, $\alpha_2 = \beta_1$ (或者说 $\alpha_2 = \beta_1$), 称为 $\alpha = \beta$ 工作制,这种控制方法叫做配合控制。对此,以桥 I 控制角 $\alpha_1 = 30^\circ$, 桥 II 控制角 $\alpha_2 = 150^\circ$ 为例,加以说明。

控制角 $\alpha_1 = 30^\circ$, 这就是指桥 I 的共阴极组和共阳极组的控制角均为 30° 。因此,它的共阴极组工作在电源相电压的正半周,共阳极组工作在电源相电压的负半周,都工作在整流状态。相应的整流电压 u_{d1} 和 u_{d2} 的波形如图 5-21 所示。同样,控制角 $\alpha_2 = 150^\circ$, 是指桥 II 共阴极组和共阳极组的控制角均为 150° 。这样,它的共阴极组工作在电源相电压的负半

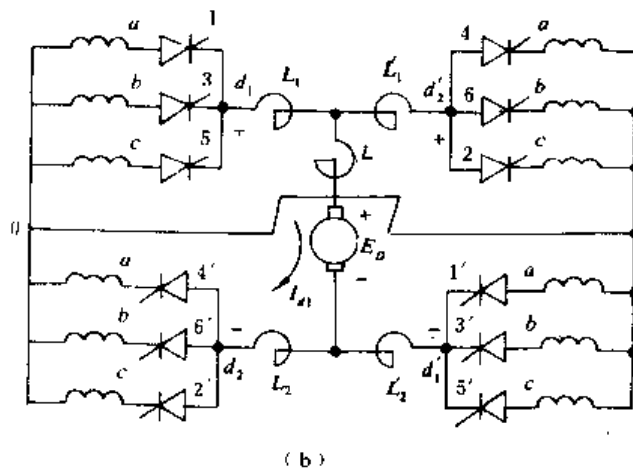
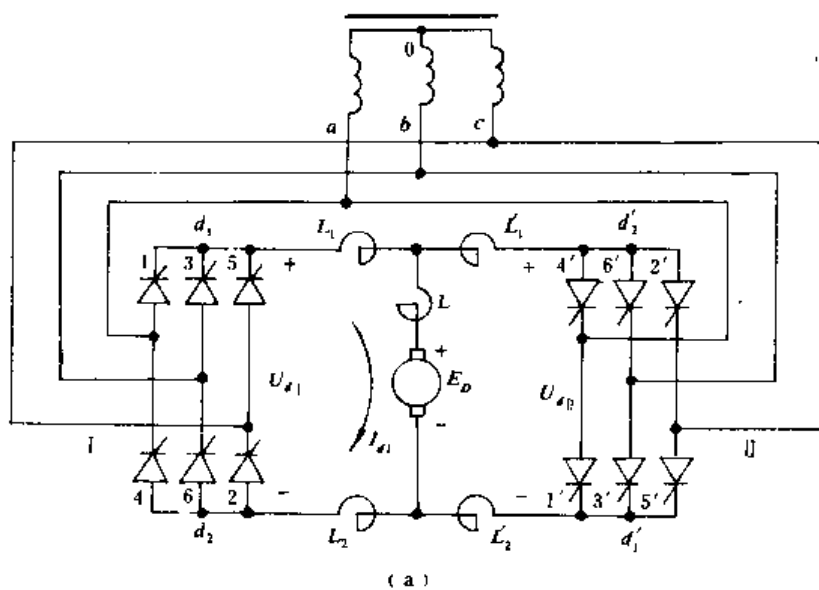


图 5-20

周,而共阳极组工作在电源相电压的正半周,都处于待送变状态。相应的整流电压 u_{d1} 和 u_{d2} 的波形如图 5-22 所示。

从波形图可见,就整流电压的平均值来说,桥 I 共阴极组整流电压 U_{d1} 与桥 II 共阳极组整流电压 U'_{d2} 相等,即 $U_{d1} = U'_{d2}$,且极性均为正。桥 I 的共阳极组整流电压 U_{d2} 与桥 II 共阴极组整流电压 U'_{d1} 相等,即 $U_{d2} = U'_{d1}$,两者极性均为负。由此则得

$$U_{d1d2} = U_{d2d'1}$$

即

$$U_{d1} = U_{d1}$$

且两者极性相顶。因此, $\alpha_1 + \alpha_1 = 180^\circ$,即采用 $\alpha = \beta$ 工作制。

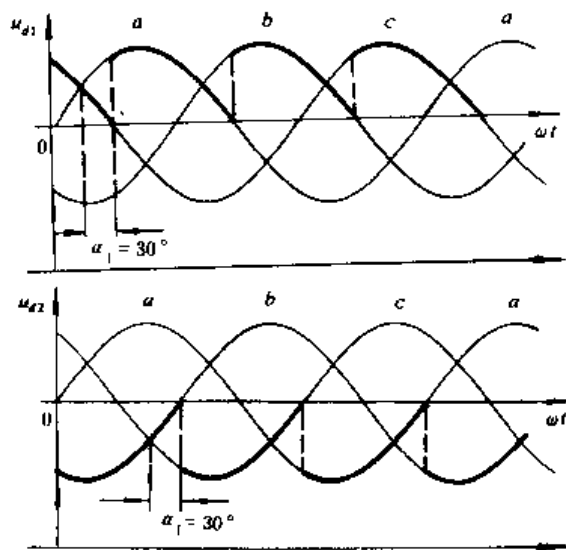


图 5-21

第八节 三相桥式反并联可逆电路工作状态的分析和

三相桥式反并联可逆电路，既能保证电机正、反转，又能实现正、反向的回馈制动，可使电机在四个象限内运行。图 5-23 给出了对应于四个象限的两组桥和电动机的工作情况。电压、电势的极性、电流的方向及能量传递关系，如图中所示。

由图 5-23 可见，电机在第一象限正向运转时，处于电动状态，桥 I 工作在整流状态，桥 II 处于待逆变状态， $U_{d1} = U_{d1} > E_D$ ，此时电机从桥 I 获得电能转换为机械能。如果需要反向，首先应使电机迅速制动，即必须改变电枢电流的方向。但对桥 I 来说，电流不能反流，因此，可同时降低 U_{d1} 和 U_{d1} ，等到电动机的反电势 $E_D > U_{d1} = U_{d1}$ 时，桥 I 整流电流被截止，桥 II 则由待逆变状态进入逆变状态。此时电机工作在第二象限，仍然是正向运行，但它处于发电制动状态，将机械能经桥 II 逆变为交流电能回馈给电网。改变逆变角 β_1 ，且始终保持 $\beta_1 = \alpha_1$ ，即可改变制动强弱的程度。电机在制动转矩的作用下，其转速和相应的反电势 E_D 下降，伴随 β 角由

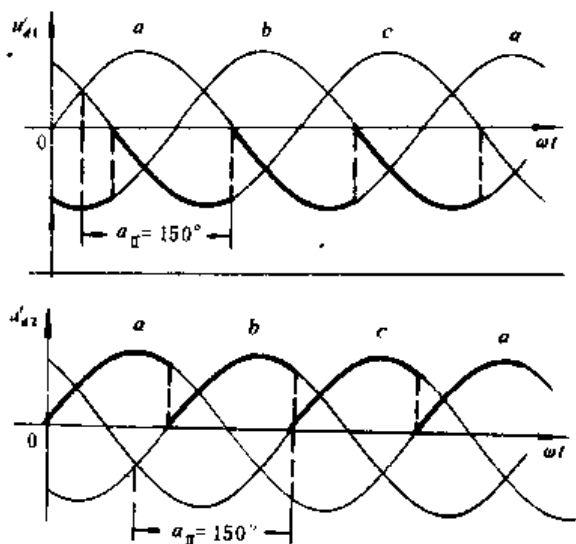


图 5-22

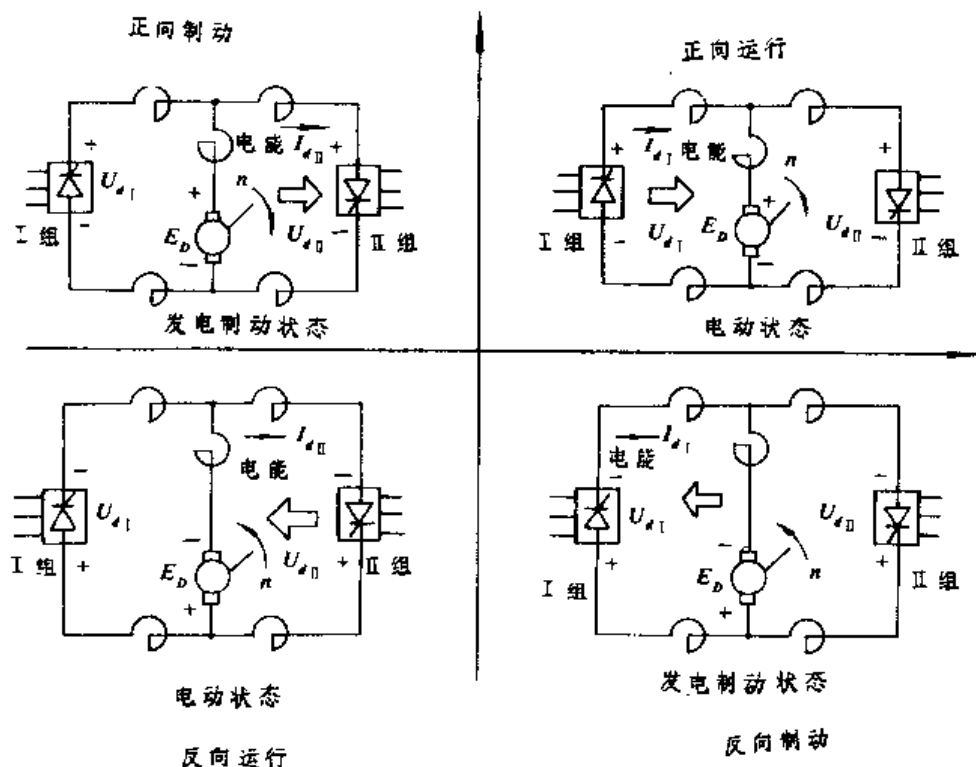


图 5-23

小变大,直至转速为零,此时 $\beta_1 = 90^\circ$ 。若继续增大 β_1 ,使 $\beta_1 > \frac{\pi}{2}$,即 $\alpha_1 < \frac{\pi}{2}$,桥Ⅱ就工作在整流状态,电机在第三象限反向电动状态运行。这就是电动机由正转到反转的全部过程。同样,电机从反转到正转,其过程则由第三象限经第四象限进入第一象限。

至于三相全控桥式电路逆变过程的分析,其方法与三相零式逆变电路基本相同。分析时,忽略变压器漏抗和管压降的影响,并认为直流侧具有足够大的电感,负载电流的波形连续,视为一条直线。这里着重讨论逆变状态下工作时每一相晶闸管导通、关断和晶闸管之间换流的物理过程及能量转换情况。

在图 5-24 中,假定逆变角 $\beta = \frac{\pi}{3}$,且在 ωt_1 之前晶闸管 KP_5 和 KP_6 已经导通,输出电压 $U_d = U_{cb}$ 。到 ωt_1 时,晶闸管 KP_1 获得脉冲,从波形看,线电压 $u_{cb} < u_{ab}$,则相电压 $u_a > u_c$,因此晶闸管 KP_1 承受正压而被触发导通,继而 KP_5 因承受反压而关断,完成 KP_1 与 KP_5 之间的换流,此后导电的元件是 KP_1 和 KP_6 ,输出电压 $u_d = u_{ab}$ 。在 ωt_1 到 $\omega t'_1$ 期间,尽管 $u_{ab} < 0$,即 b 相电压高于 a 相电压,由于电势 E_D 的作用,使晶闸管 KP_1 和 KP_6 还是承受正向电压而继续导通。在 $\omega t'_1$ 时,线电压 u_{ab} 的瞬时值等于反电势 E_D ,晶闸管 KP_1 和 KP_6 欲关断,但由于电抗器的续流作用,使得 $|E_D + e_L| > |u_{ab}|$,因此 KP_1 和 KP_6 在 ωt_1 到 ωt_2 期间仍然承受正向电压而继续导通。电流 I_d 的流通方向是从 E_D 的正极流出,经 KP_6 流入 b 相,再由 a 相流出,经 KP_1 回到 E_D 的负极。电能从直流电源流向交流电源。至 ωt_2 时,晶闸管 KP_2 获得触发脉冲,此时线电压 $u_{ab} < u_{ac}$,即 b 相电压高于 c 相电压,因此 KP_2 承受正向电压而被触发导通,此后 KP_6 因承受反压而关断,完成 KP_2 和 KP_6 之间的换流,此时导电的元件是 KP_1 和 KP_2 ,输出电压 $u_d = u_{ac}$ 。此后,在 ωt_2 到 ωt_3 期间,尽管 $u_{ac} < 0$,同样是由于电势 E_D 的作用。以及电抗器的续流作用,使 KP_1 和 KP_2 仍承受正向电压而继续导通。到 ωt_3 时,触发 KP_3 ,使 KP_3 导通而 KP_1 关断,此后导电的元件是 KP_3 和 KP_2 ,输出电压 $u_d = u_{bc}$ 。如此不断依次循环下去,实现了有源逆变。输出电压的波形如图 5-24 (b) 所示。

这里需指出的是,在逆变状态下工作的三相全控桥式整流电路,为防止逆变换相的失败,对最小逆变角也必须加以限制。通常取 $\beta_{\min} = 30^\circ \sim 35^\circ$ 。为保持配合控制,使 $\alpha_{\min} = \beta_{\min}$ 。

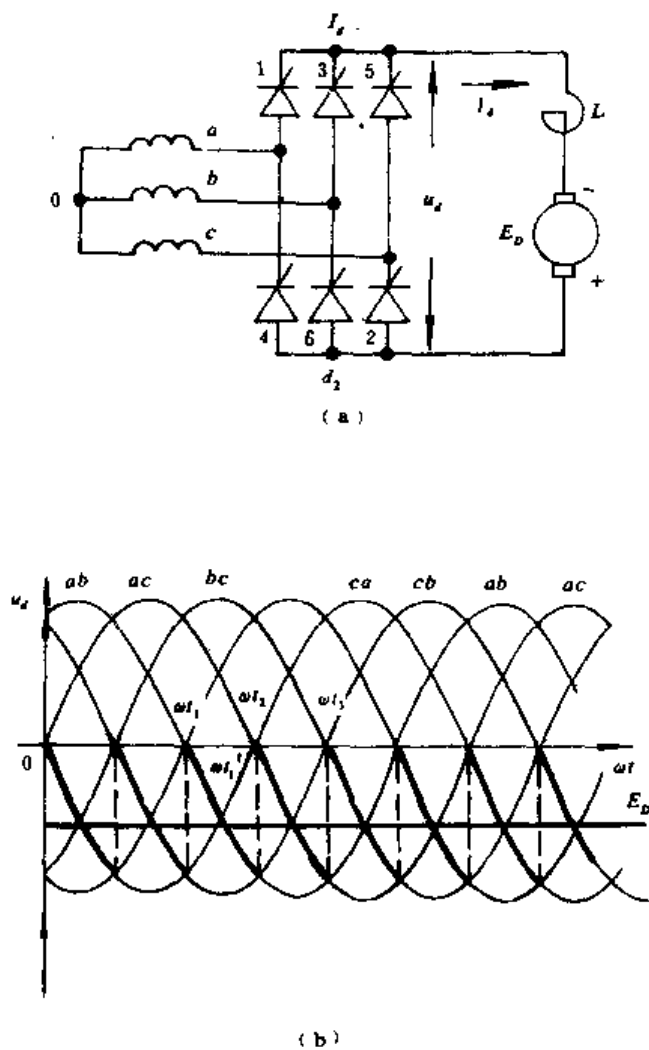


图 5-24

第九节 逆变工作状态下的电动机机械特性

和整流工作时一样,从电力拖动角度看,为满足生产工艺的要求,有必要对逆变工作时电动机的机械特性作一分析。在他激电动机中,常用 $n=f(I_d)$ 表示其机械特性。

对于逆变工作状态时电动机机械特性的分析,和整流工作状态时完全类同,两者的区别仅在于变流器的控制角由 $\alpha < \frac{\pi}{2}$ 变为 $\alpha > \frac{\pi}{2}$,电机处于发电制动状态。参照整流工作状态时的电动机的机械特性,就可简便的求得逆变状态时主回路电流连续和断续情况下的电动机的机械特性。

一、电流连续时电动机的机械特性

主回路电流连续时的机械特性,它是控制角 α 的余弦函数。逆变状态时, $\alpha = (\pi - \beta) > \frac{\pi}{2}$, 并且需要和逆变状态相适应的电枢电势的极性,而逆变桥中的电流方向仍保持从共阴极组流出而流入其共阳极组。从主回路的电压平衡关系可列出下式

$$E_D = -[2.34U_2\cos\beta + I_d R] \quad (5-2)$$

因为 $E_D = Ce\phi n$, 故可求得电动机的机械特性方程式

$$n = -\frac{1}{Ce\phi}[2.34U_2\cos\beta + I_d R] \quad (5-3)$$

式中 R 为主回路总的等效电阻;

负号,表示逆变时电动机的转矩与整流时相反。

对应不同的逆变角 β 值时,可获得一组彼此平行的机械特性,如图 5-25 中点划线以右所示。可见调节 β 角就可以改变电动机的运行转速, β 值愈小,相应的转速愈高;反之转速愈低。在图 5-25 中,还画出当负载电流 I_d 降低到临界连续电流以下时的特性,见图中点划线以左所示,即为逆变状态下电流断续时的机械特性。

二、电流断续时电动机的机械特性

主回路电流断续时电动机的机械特性方程,可用数字分析的方法求解。在第三章里已经详细讨论过。这里沿用整流状态下电流断续时的机械特性表达式,只是把控制角 α 代之逆变角 β , 现以三相全控桥式电路为例:

将 $\alpha = \pi - \beta$ 代入 (3-40)、(3-41) 和 (3-42) 各式,求得

$$E_D = \sqrt{6}U_2\cos\varphi \frac{\sin(\frac{4\pi}{3} - \beta + \theta - \varphi) - \sin(\frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi)e^{-\theta\cot\varphi}}{1 - e^{-\theta\cot\varphi}} \quad (5-4)$$

$$n = \frac{\sqrt{6}U_2\cos\varphi}{Ce\phi} \cdot \frac{\sin(\frac{4\pi}{3} - \beta + \theta - \varphi) - \sin(\frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi)e^{-\theta\cot\varphi}}{1 - e^{-\theta\cot\varphi}} \quad (5-5)$$

$$I_d = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{6}U_2}{z\cos\varphi} \left[\cos(\frac{4\pi}{3} - \beta) - \cos(\frac{4\pi}{3} - \beta + \theta) - \frac{E}{\sqrt{6}U_2} \cdot \theta \right] \quad (5-6)$$

分析结果表明,当电流断续时,由于变流器直流侧的输出电压平均值,不再以逆变角 β 具有简单的余弦函数关系,因此电动机的机械特性不仅和逆变角有关,而且和电路的参数、导

通角等都有关系。在电路参数确定的条件下, 根据上述公式, 取定某一 β 值, 给出不同导通角 θ , 就可求得对应的转速和电流, 从而给出逆变状态下电流断续时电动机的机械特性, 如图 5-25 所示。可以看出, 逆变状态下的机械特性和整流状态时十分相似, 同样具有两个明显的特点: 其一, 机械特性变软, 且呈现为非线性; 其二, 对理想空载转速的影响很大, 即按电流连续时的机械特性方程式求得理想空载转速 n_0 , 和电流断续的实际的理想空载转速 n_0 之间有很大差别。逆变状态下电流断续时实际的理想空载转速 n_0 可由转速方程式 (5-5) 求得。当导通角 $\theta \rightarrow 0$, $I_a \rightarrow 0$, 则转速 $n \rightarrow n_0$ 。以 $\theta = 0$ 代入式 (5-5), 得 $\frac{0}{0}$ 这一不定式, 须取 $\theta \rightarrow 0$ 的极限值来计算。

$$\begin{aligned}
 n_0 &= \lim_{\theta \rightarrow 0} n = \frac{\sqrt{6} U_2 \cos \varphi}{C_e \varnothing} \cdot \\
 &\quad \lim_{\theta \rightarrow 0} \frac{\sin(\frac{4\pi}{3} - \beta + \theta - \varphi) - \sin(\frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi)e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}}{1 - e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}} \\
 &= \frac{\sqrt{6} U_2}{C_e \varnothing} \cos \varphi \cdot \\
 &\quad \lim_{\theta \rightarrow 0} \frac{\cos(\frac{4\pi}{3} - \beta + \theta - \varphi) + \sin(\frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi) \operatorname{ctg} \varphi e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}}{\operatorname{ctg} \varphi e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}} \\
 &= \frac{\sqrt{6} U_2}{C_e \varnothing} \cos \varphi \cdot \frac{\cos(\frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi) + \sin(\frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi) \cdot \operatorname{ctg} \varphi}{\operatorname{ctg} \varphi} \\
 &= \frac{\sqrt{6} U_2}{C_e \varnothing} \left[\sin \varphi \cos(\frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi) + \cos \varphi \sin(\frac{4\pi}{3} - \beta - \varphi) \right] \\
 \text{即} \quad n_0 &= \frac{\sqrt{6} U_2}{C_e \varnothing} \cdot \sin\left(\beta - \frac{\pi}{3}\right) \quad (5-7)
 \end{aligned}$$

此式表明, 电流断续时理想空载转速 n_0 是 β 的正弦函数。当 $\beta < \frac{\pi}{3}$ 时, n_0 为负值; $\beta = \frac{\pi}{3}$ 时, $n_0 = 0$; $\beta > \frac{\pi}{3}$ 时, n_0 为正值。这充分说明逆变状态时的机械特性是整流状态机械特性的延续, 随着控制角 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, 并进而到达第四象限。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。再次表明由单组变流器供电的直流拖动系统, 具有双象限的工作方式。逆变状态的机械特性, 同样还可以表示在第二象限里, 与此相对应的整流状态的机械特性则表示在第一象限里, 如图 5-25 所示。

应当指出, 图 5-25 中第一、第四象限中的特性是属于正组桥的, 而第二、第三象限中的特性是属于反组桥的。它们输出整流电压的极性彼此相反, 故在图 5-25 上分别标以正组(桥)变流器及反组(桥)变流器。电动机运行工作点由第一(第三)象限的特性, 转到第二(第四)象限的特性时, 表明电动机由电动运行转入再生发电运行(制动)。相应的变流器的工作状态由正组桥(反组桥)整流转为反组桥(正组桥)逆变, 使电动机轴上储存的机械能量, 逆变为交流电送回电网, 完成有源逆变。电动机在四个象限中的机械特性, 对分析直流拖动系统是十分有用的。

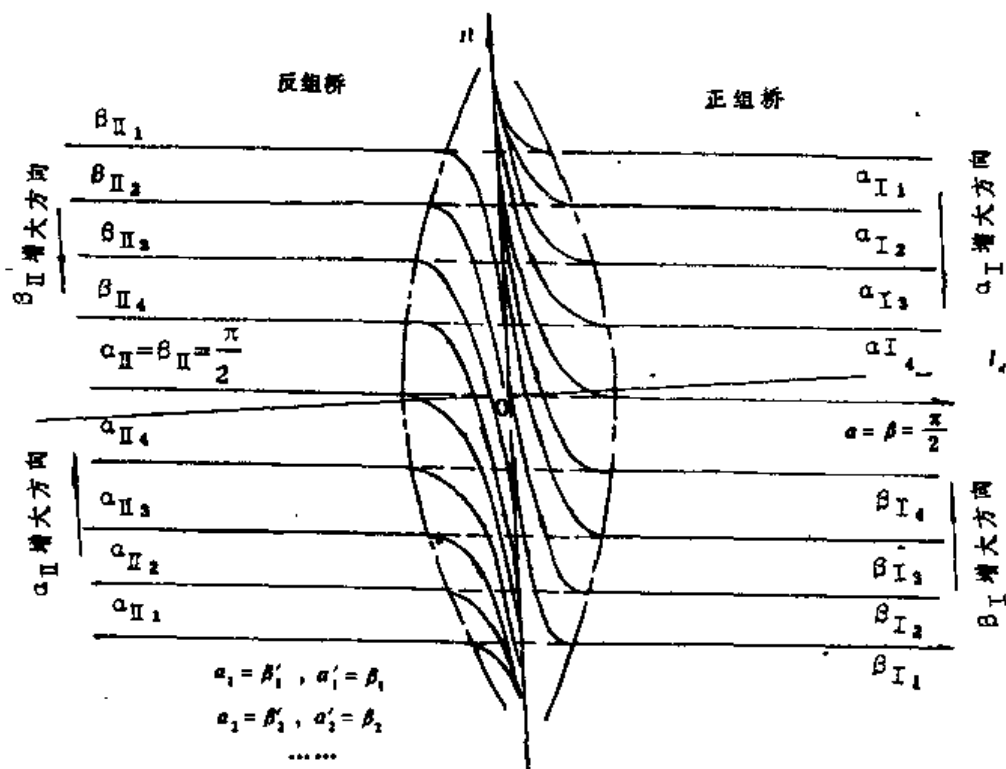


图 5-25

第十节 三相桥式反并联可逆电路的环流问题

主电路如图 5-26 所示。

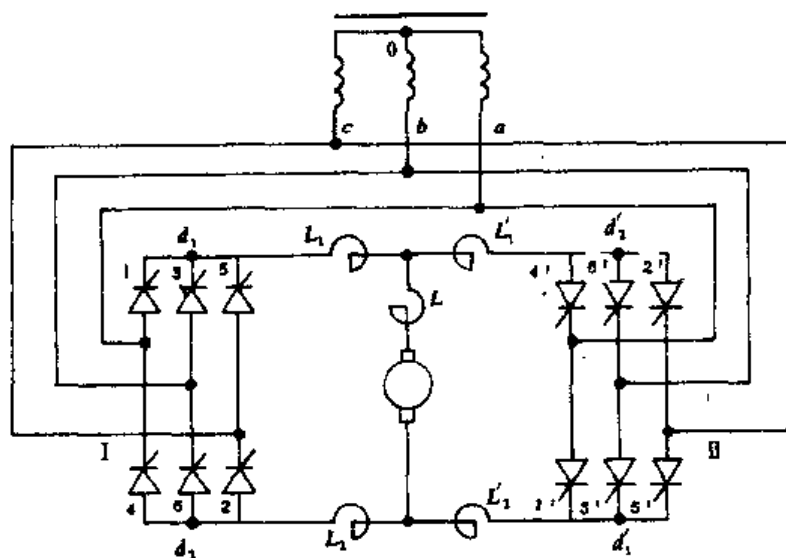


图 5-26

同三相零式反并联可逆电路一样，由于触发脉冲的初始相位整定在 $\alpha_1 = \alpha_1 = 90^\circ$ ，并且采用 $\alpha = \beta$ 工作制，即，使一组桥的控制角等于另一组桥的逆变角。这种配合控制的工作方式使两组桥的晶闸管在任何情况下同时工作，它们输出的整流电压的平均值在任何时候都

相等,极性始终相顶,从而消除了直流环流。但由于两组桥输出整流电压的瞬时值并不相等,因而产生了环流电压,在两组桥之间的导电回路里引起脉动环流。桥式反并联可逆电路产生环流的特点是有两条环流回路:由桥Ⅰ的共阴极组晶闸管1, 3, 5中的一个和桥Ⅱ的共阳极组晶闸管2', 4', 6'中的一个,以及相应的整流变压器副边绕组构成一条环流回路;由桥Ⅰ的共阳极组晶闸管2, 4, 6中的一个和桥Ⅱ的共阴极组晶闸管1', 3', 5'中的一个,以及相应的整流变压器副边绕组构成另一条环流回路。这两条回路是完全对称的。脉动环流虽然不经过负载,但它的存在却增加了晶闸管的负担,必须对它加以限制。因此,在图5-26中串入四个限制环流的电抗器(也叫均衡电抗器) L_1 、 L'_1 、 L_2 和 L'_2 。桥式反并联可逆电路之所以用四个均衡电抗器,这是由于它总是有两条环流通路,而且当负载电流通过均衡电抗器时,使均衡电抗器接近饱和,不能限制脉动环流。所以在整流桥工作时,有两个均衡电抗器通过负载电流,另外两个均衡电抗器则分别用来限制两个环流回路的脉动环流。即每一条环流回路在工作中只有一个均衡电抗器起限制环流的作用。通常把脉动环流的平均值 $I_{\text{环}}$ 限制在负载额定电流的(5~10%)以内。

环流电压和环流电流的求法,与三相零式反并联可逆电路基本相同。其具体作法是,先根据给定的控制角 $\alpha=\beta$ 值,画出整流电压的波形,再定出各导电区间的导通的晶闸管号,然后根据导通的晶闸管号确定环流电压。

先分析 $\alpha=\beta=30^\circ$ 的情况,如图5-27所示。在 $\theta_1\sim\theta_2$ 期间,桥Ⅰ的晶闸管1和6导通,桥Ⅱ的晶闸管4'和5'导通。可以看出,1和4'接在同一相(a相)上,故上面环流回路没有环流。而5'和6则是接在线电压 u_{cb} 上,因此下面环流回路的环流电压 $u'_h=u_{cb}$ 。同理,在 $\theta_2\sim\theta_3$ 期间,桥Ⅰ是晶闸管1和2导通,桥Ⅱ是晶闸管5'和6'导通。显然,5'和2又是接在同一相(c相)上,没有环流电压,下面环流回路的环流电流为零。但1和6'却接到线电压 u_{ab} 上,因此上面环流回路的环流电压 $u_h=u_{ab}$ 。环流电压 u_h 和环流电流 i_h 的波形如图5-27

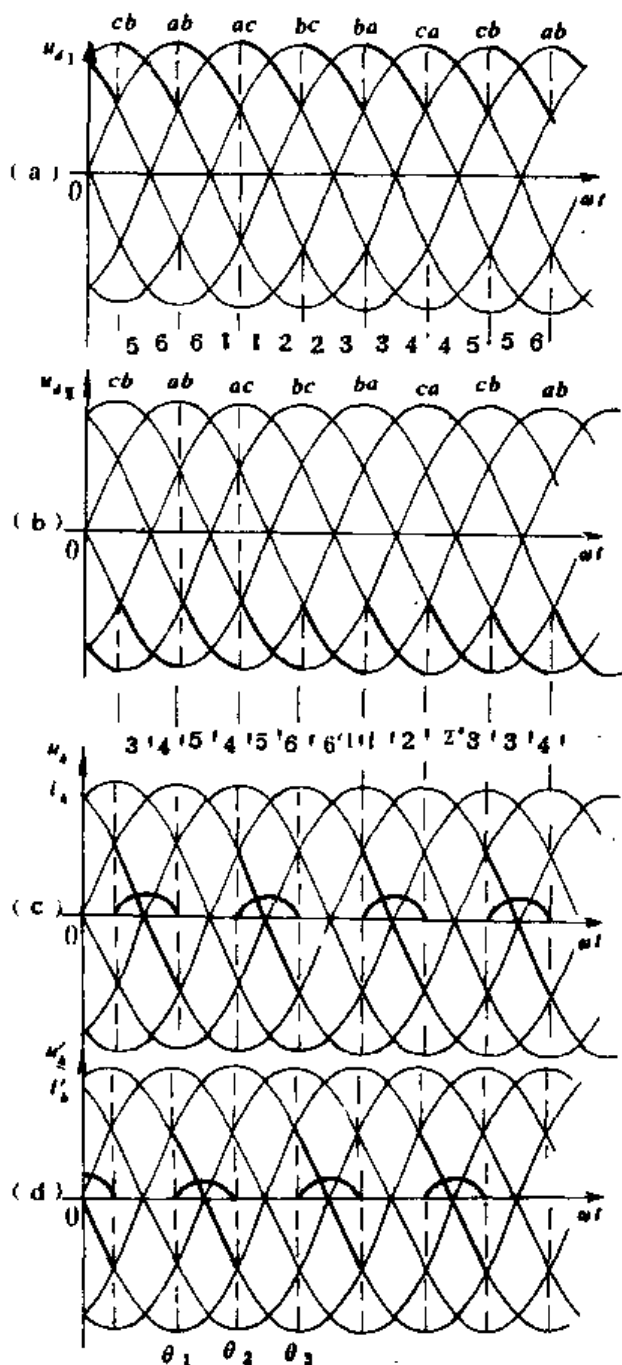


图 5-27

(c)、(d) 所示。由图可知,在给定的控制角下,上、下两个环流回路是交替地产生环流电压和环流电流的。而且环流电压的最大值 U_{hmax} 发生在 θ_1 、 θ_2 和 θ_3 等处。此最大值的数值为

$$U_{hmax} = \sqrt{6} U_2 \sin 30^\circ = \frac{\sqrt{2}}{2} U_2.$$

当 $\alpha = \beta = 60^\circ$ 时,整流电压、环流电压和环流的波形图,如图 5-28 所示。在 $\theta_1 \sim \theta_2$ 期间,桥 I 是晶闸管 5 和 6 导通,桥 II 是晶闸管 5' 和 4' 导通。5 和 4' 接到线电压 u_{ca} 上,因此上面环流回路的环流电压 $u_h = u_{ca}$ 。同时,6 和 5' 接到线电压 u_{cb} 上,故下面环流回路的环流电压 $u'_h = u_{cb}$ 。在 $\theta_2 \sim \theta_3$ 期间,桥 I 是晶闸管 1 和 6 导通,桥 II 是晶闸管 5' 和 6' 导通。1 和 6' 接到线电压 u_{ab} 上,故上面环流回路的环流电压 $u_h = u_{ab}$ 。同时,6 和 5' 接到线电压 u_{cb} 上,因此下面环流回路的环流电压 $u'_h = u_{cb}$ 。由此可知,当 $\alpha = \beta = 60^\circ$ 时,在同一个期间,同时总有两个回路产生环流。环流电压的最大值为 $U_{hmax} = \sqrt{6} U_2 \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{6}}{2} (\sqrt{3} U_2)$ 。

假定环流回路中只有电感,由于晶闸管单方向导电性,因此环流电流的波形如图中所示。在环流电压为正时,环流电流上升,电感储存能量;当环流电压为负时,环流下降,电感将储存的能量又全部释放出来。因此环流是单方向脉动的,其大小用平均值来衡量。

对于由其它两组晶闸管电路连接型式组成的四象限运行的变流系统,诸如三相全控桥式交叉连接电路、三相零式交叉连接电路、单相全控桥式电路和单相全波电路等,它们的环流电压和环流电流的波形分析,可参照上述分析方法处理。

必须强调指出,半控桥或有续流二极管的电路,因为它们不可能输出负电压,也不允许直流侧出现反极性的直流电源,不能组成逆变电路。图 5-29 所示为三相半控桥式电路,当任何一个晶闸管触发导通时,直流电源 E_b 将经过触发导通着的晶闸管和同它相串联的硅整流管短路。因此,欲组成逆变电路,只能采用全控线路。

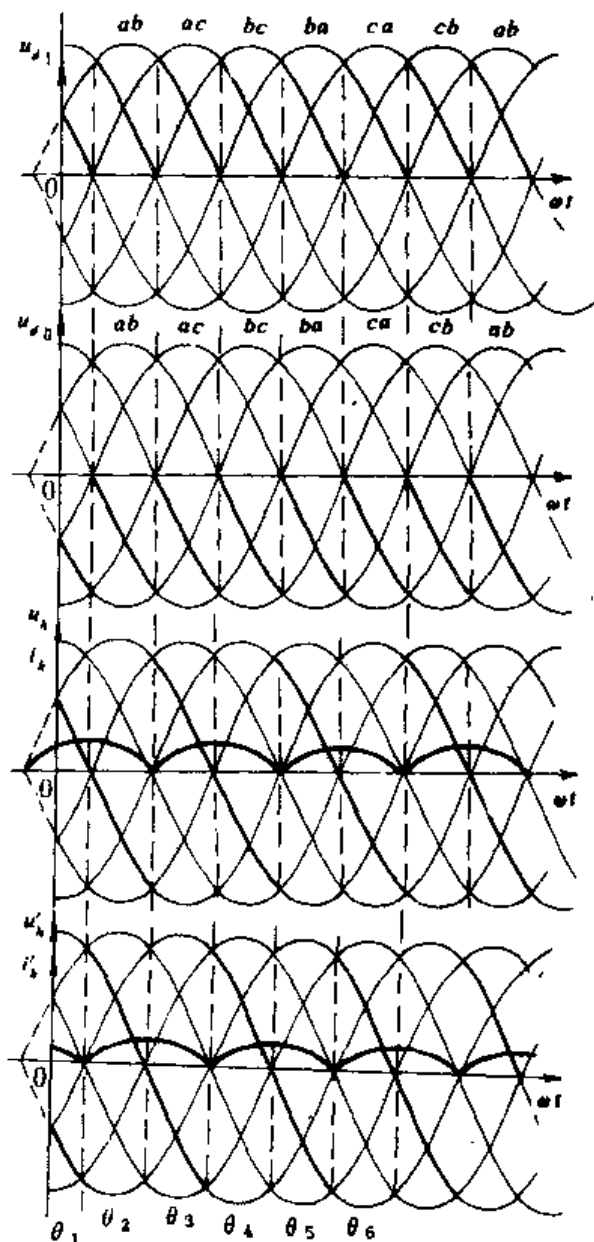


图 5-28

小 结

有环流可逆电路的基本特点是两组整流电路同时投入工作;在初始状态时,两组整流

电路的触发脉冲的初始相位均整定在 $\alpha = \beta = 90^\circ$ ；在工作时，采用没有直流环流的配合控制原理，其中又分为 $\alpha = \beta$ 和 $\alpha > \beta$ 两种工作制。通常采用的是 $\alpha = \beta$ 工作制，即一组整流电路的控制角 α 等于另一组整流电路的逆变角 β 。实现 $\alpha = \beta$ 工作制的控制方法是两组整流电路的触发电路的控制电压绝对值相等，符号相反。当一组整流电路处于整流状态时，则另一组整流电路处于待逆变状态，整流侧输出电压的平均值

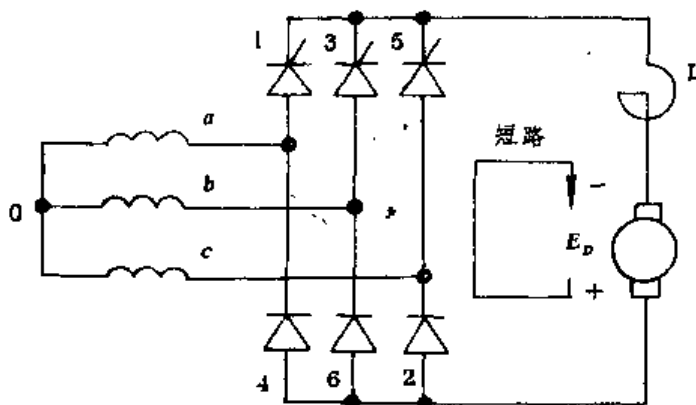


图 5-29

等于待逆变侧输出电压的平均值，从而消除了直流环流。然而，这两组整流电路输出电压的瞬时值并不相等，瞬时电压之差构成了回路的环流电压，因而在两组导通的晶闸管和相应的变压器副边绕组中产生脉动环流。通常设置均衡电抗器来限制脉动环流，将它限制在容许的范围之内。

在可逆线路中，总有一组晶闸管要在逆变状态下工作，因此，为防止逆变失败，必须对最小逆变角 β_{\min} 加以限制。一般 $\beta_{\min} = 30^\circ \sim 35^\circ$ 。为保持配合控制，同时应使 $\alpha_{\min} = \beta_{\min}$ 。

在有环流可逆系统中，如果 $\alpha < \beta$ ，则整流侧输出电压的平均值大于待逆变侧输出电压的平均值，这就产生了直流环流，它从整流组到逆变组。直流环流的存在加重了晶闸管和整流变压器的负担，甚至损坏元件、部件，这是它有害的一面。然而，在实际应用中，某些有环流可逆系统尚有少量的直流环流作为晶闸管的基本负载，能使实际的负载电流越过断续区，不致恶化系统的静、动特性，而且可以保证负载电流的无间断反向，从而获得较好的快速性，这又是它有利的一面。从利用直流环流的目的出发，有意地造成 α 略低于 β 的条件，这就是给定环流系统和可控环流系统的主旨。在给定环流系统中，直流环流的大小是固定不变的。在可控环流系统中，在工作时按需要可对直流环流进行控制。其主要特点是只在空载时有给定的直流环流，随着负载电流的增大，直流环流便逐渐地减小，当负载增大到一定程度时，例如 $(10\% \sim 15\%) I_{d1}$ ，直流环流下降为零。这样，更能有效地发挥直流环流的作用，而尽量减少它的不利影响。

有环流系统因需设置均衡电抗器。因此它存在着使设备增加、笨重、占地面积大等缺点。但它的优点是过渡过程的快速性比无环流系统好。

第十一节 无环流可逆电路的基本概念

反并联可逆电路，当触发脉冲的初始相位定在 90° ，并采用配合控制时，不可避免地要产生环流。那么用什么办法从根本上消除环流呢？我们知道，产生环流的根本原因就在于两组反并联整流电路同时投入工作。如果任何时候两组整流电路不是同时工作，而是轮流工作，即一组晶闸管整流电路工作时，另一组晶闸管整流电路不工作，完全处于阻断状态，这就从根本上切断了环流的通路。因此，在两组反并联整流电路之间既没有直流环流又没有脉动环流，这就是无环流可逆电路。其主要类型有逻辑无环流和错位无环流，现将实现

无环流的基本方法，分别加以说明。

一、封锁待工作组的触发脉冲消除环流。

在无环流可逆电路中，任何时候总是有一组工作，另一组不工作（或叫待工作）。如果只给工作的那一组晶闸管触发脉冲，而将另一组晶闸管的触发脉冲封锁住，使该组的晶闸管完全处于阻断状态，这样，就切断了环流的通路，自然就不会产生环流了。由于使两组触发电路交替工作需要一套逻辑电路进行控制，因此称这种无环流系统为逻辑无环流系统。在这种系统中要解决的主要问题是防止动态环流的问题。当需要将两组整流电路进行切换时，能否把原来工作的那一组晶闸管的触发电路封锁，而同时将原来待工作的那组晶闸管的触发电路立即开放呢？这是不允许的。因为原来工作的那组晶闸管在触发脉冲消失后并不能立即关断，而必须等到其阳极电压下降到零，并经过关断时间之后，此元件才真正关断。因此，如果对两组触发电路的封锁和开放同时进行，就会出现原来工作的那组晶闸管尚未关断时就触发待工作的那组晶闸管使它导通，从而形成两组整流电路同时导通的现象，势必造成短路，产生很大的环流，称为动态环流，致使晶闸管烧毁。防止动态环流的办法是：在两组整流电路进行切换时，首先应使工作组的晶闸管断流。在切换前主回路中有很大的电流，因主回路中存在电感，而电感中储存着电磁能量，故主回路电流不能瞬时改变方向。要进行两组整流电路的切换，达到电流换向的目的，首先应妥善处理这一电磁能量，使其以续流的形式进行释放，把这部分能量消耗掉。能量释放完的标志就是主回路电流真正下降到零。这时才能封锁原工作组晶闸管的触发脉冲，待它恢复其阻断能力后，再开放待工作组晶闸管的触发脉冲，这样才能防止动态环流，从而安全地进行两组整流电路的切换。

二、改变触发脉冲的初始相位消除环流

在有环流系统中，触发脉冲的初始相位整定在 90° ，配合控制时 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ 。错位无环流系统触发脉冲的初始相位可整定在控制角为 $150^\circ \sim 180^\circ$ 之间。但为了更安全可靠，调整方便，通常整定在控制角为 180° ，并采用配合控制 $\alpha_1 + \alpha_2 = 360^\circ$ 。这时，如果一组脉冲控制角小于 180° ，另一组触发脉冲控制角大于 180° ，而控制角大于 180° 的脉冲实际上是没有用处的，因此在实际系统中，通常让控制角超过 180° 的脉冲消失，或始终在 180° 处发出。这样一来，待工作组的晶闸管一直处于阻断状态。从而在可逆电路中，仅有一组整流电路工作，切断了环流通路，当然也就不会产生环流。在这种系统中，除了要防止在正、反两组切换过程中出现动态环流外，还要解决压缩移相“死区”和对最小逆变角 β_{\min} 的限制问题。这里不作详细分析。

第十二节 有源逆变在其它方面的应用举例

如前所述，有源逆变除用于直流可逆调速系统外，还用于交流绕线型异步电动机的串级调速、高压直流输电等方面。现以交流绕线型异步电动机串级调速为例，予以说明。

串级调整是利用有源逆变的原理对绕线型异步机调速的方法之一，它具有结构简单、改善调速性能、节约能源、效率高等优点。其调速范围可以很宽，但考虑到整流电路的容量不致太大，调速范围一般不大于 $2 \sim 3$ ，对于大容量的电动机效果更显著。

绕线型异步电动机串级调速原理图，如图 5-30 所示。电动机 D 的转子回路接硅整流管 $ZP_1 \sim ZP_6$ 组成的三相桥式整流电路，逆变变压器 NB 副边绕组经晶闸管 $KP_1 \sim KP_6$ 组成三

相全控桥式有源逆变电路。

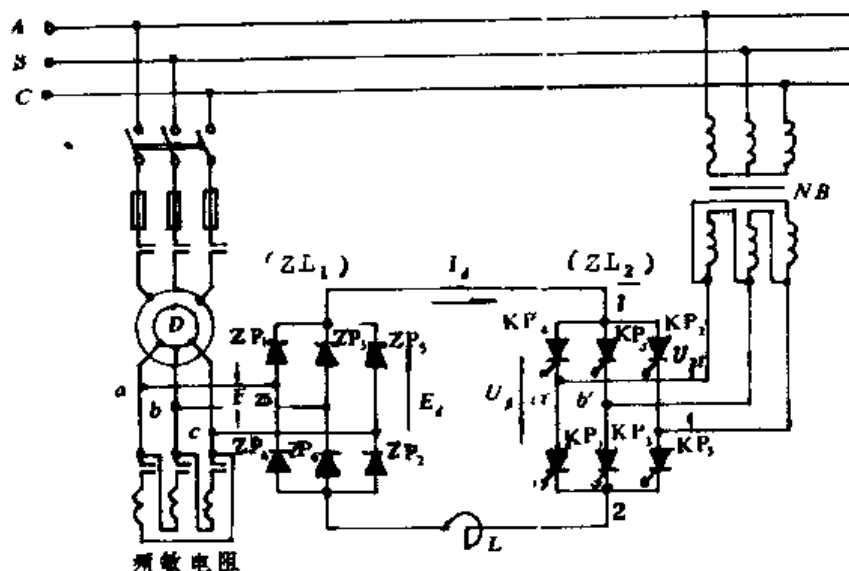


图 5-30

硅整流电路把异步机转子在不同转速下感应出的转差频率电势 $E_2 S = S E_{20}$ ，整流成直流电压 E_d ，其值为

$$E_d = 1.35 S E_{20} - I_d \left(\frac{3X_{DS}}{\pi} + 2R_L \right) - 2\Delta U_d \quad (5-8)$$

式中， S 为异步电动机的转差率； E_{20} 为异步电动机转子开路线电压的有效值； $\frac{3X_{DS}}{\pi} I_d$ 为转子整流器换相压降； R_D 、 X_D 为折算到转子侧电动机每相电阻和漏抗，折算时忽略 S 的影响（按星接计）； ΔU_d 为转子整流器每个桥臂元件压降。

这一直流电压再由晶闸管逆变电路逆变成交流电，送回到电网。三相全控桥式有源逆变电路直流侧平均电压为

$$U_\beta = 1.35 E_{21} \cos \beta + I_d \left(\frac{3X_S}{\pi} + R_S + R_d \right) + 2\Delta U_\beta \quad (5-9)$$

式中， E_{21} 为逆变变压器副边绕组线电势的有效值； R_S 、 X_S 为折算到逆变变压器副边侧的每相电阻和每相漏抗； R_d 为直流回路电抗器的电阻； ΔU_β 为三相桥式有源逆变器每个桥臂元件的压降； $\frac{3X_S}{\pi} I_d$ 为逆变器的换相压降。

逆变电压可看作是加在异步机转子回路中的反电势。当电机在某一转速下运转时，电路工作在 $E_d \approx U_\beta$ ，所以由式 (5-8) 和式 (5-9) 可得

$$\begin{aligned} & 1.35 S E_{20} - I_d \left(\frac{3X_{DS}}{\pi} + 2R_D \right) - 2\Delta U_d \\ &= 1.35 E_{21} \cos \beta + I_d \left(\frac{3X_S}{\pi} + R_S + R_d \right) + 2\Delta U_\beta \end{aligned} \quad (5-10)$$

若从 (5-10) 式求出转差率 S ，并认为整流元件和晶闸管元件的管压降相等，即 $\Delta U_d = \Delta U_\beta = \Delta U$ ，则

$$S = \frac{1.35 E_{21} \cos \beta + I_d \left(\frac{3X_S}{\pi} + R_S + 2R_D + R_d \right) + 4\Delta U}{1.35 E_{20} - \frac{3X_{DS}}{\pi} I_d} \quad (5-11)$$

由于 $S=1-\frac{n}{n_0}$, 故代入式 (5-11) 可得异步电动机晶闸管串级调速时转速表达式为

$$n = n_0 \left[1 - \frac{1.35E_{21} \cos\beta + I_d \left(\frac{3X_s}{\pi} + R_s + 2R_D + R_d \right) + 4\Delta U}{1.35E_{20} - \frac{3X_D}{\pi} I_d} \right] \quad (5-12)$$

由于空载时, $I_d=0$, 故由式 (5-11) 和式 (5-12) 可求出理想空载转差率和理想空载转速分别为

$$S_{10} = \frac{1.35E_{21}}{1.35E_{20}} \cos\beta = K_E \cos\beta \quad (5-13)$$

$$n_{10} = n_0 (1 - K_E \cos\beta) \quad (5-14)$$

式中, $K_E = \frac{E_{21}}{E_{20}}$

需要指出, 这里所说的理想空载转差率 S_{10} 和理想空载转速 n_{10} , 是指建立在略去 I_d 很小时, 特性曲线 $\delta=f(I_d)$ 或 $n=f(I_d)$ 畸变之影响的基础上的。

由式 (5-13) 和式 (5-14) 可知, 对某一串级调速系统, K_E 是常数。所以它的理想空载转差率 S_{10} 或理想空载转速 n_{10} 将随逆变角 β 的变化而变化。只要改变逆变角 β , 即可改变转子回路的反电势 (即 U_β)。实现对绕线型异步机的转速控制。这时, 回送到电网去的能量也将随着电压 U_β 而改变。 U_β 愈大, 回送到电网去的能量愈大, 电机的转速愈低。

绕线型异步电动机晶闸管串级调速的工作过程, 可作如下物理解释。

电动机的起动, 一般采用接触器控制转子回路中的频敏电阻来实现。当电动机运转在某一转速时, 电路的工作可近视为 $E_d \approx U_\beta$ 。如果要求调节电动机的转速, 只须改变逆变电路的 β 角。例如增大 β 角, 逆变电压 U_β 便减小, 使转子回路电流增大, 于是电动机转矩加大, 转速上升, 随着转速升高, E_d 就逐渐减小, 直至 E_d 和 U_β 达到新的平衡 ($E_d \approx U_\beta$) 状态, 此时, 异步机将以较高的转速稳定运行。同理, 减小 β 角就能使电机降速。由此可见, 晶闸管-异步机串级调速的关键, 是根据调速的要求来改变逆变角 β 的大小。 β 角的变化, 是通过改变逆变电路触发器的控制电压 U_K 来实现的。由于 β 角的大小能连续调节, 所以异步机串级调速可实现平滑的无级调速。

当 $\beta=\beta_{\min}$ 时, $U_\beta \geq E_d$, 则 $I_d=0$, 电动机不产生转矩, 处于静止状态; 当 $\beta=\frac{\pi}{2}$ 时, $U_\beta=0$, 相当于硅整流电路的直流侧 1、2 两点短接起来, 也就等于把转子滑环处 a, b, c 三点短接, 电动机在自然特性上运行, 此时转子回路不再有电能回送至电网。

逆变变压器副边线电压 U_{21} 和异步机转子的转差电势 E_{2s} 要互相配合。当整流电路和逆变电路的连接型式相同时, 若不计转子回路的阻抗压降, 则逆变变压器副边线电压应为

$$U_{21} = \frac{S_{\min} E_{20}}{\cos\beta_{\min}} \quad (5-15)$$

式中, S_{\min} 为调速系统要求的最低速度的转差率; β_{\min} 为逆变电路的最小逆变角。

第十三节 改善变流装置的功率因数问题

一、改善功率因数的依据

如前所述, 功率因数是畸变系数和位移系数的乘积。其表达式为 $\lambda = \xi \cdot \cos\varphi$, 由此可以看出, 整流电路的功率因数变低有两个原因: 一个是电流波形畸变, 另一个是角位移。波

形畸变之所以使功率因数变低是因为高次谐波的平均功率为零,即高次谐波电流都是无功电流。角位移之所以降低功率因数是因为电压与电流相位差变大,使瞬时功率正的部分变小,而负的部分变大之故。显然,要想改善功率因数,只有增大 ξ 和减小 φ 。为了减小电流波形畸变,可以设法减少高次谐波。为了使角位移 φ 变小,就要减小控制角 α ,如果不采取其他措施,这是行不通的。因为可控整流电路之所以能调压就是借助改变 α 来实现的。要想使整流电压降低,自然就需要 α 变大。因此,这是一个需要克服的矛盾。

二、改善功率因数的方法

目前,采用的改善功率因数的方法很多。但与晶闸管变流装置有关的方法,主要有以下两种:

1. 增加整流相数

因为高次谐波的影响与整流相数成反比。所以整流相数越多,电流中最低次谐波的次数越高,相应的幅值也减小。

2. 用两组整流电路串联以降低无功功率

下面,以两组三相桥串联整流电路为例,加以说明。主电路如图 5-31 所示。

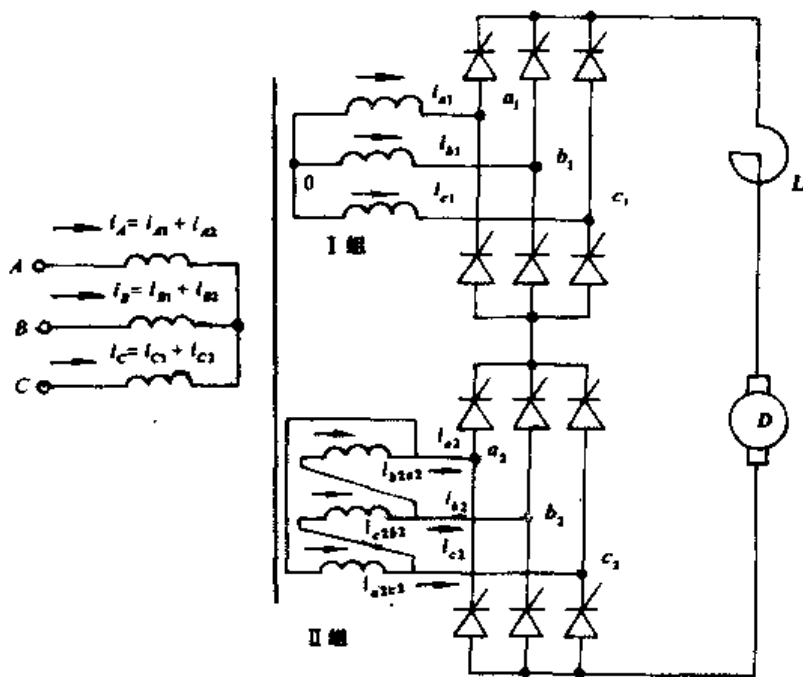


图 5-31

为了得到十二相电源,需要两组六相电源,且两组间的相位差应是 30° 。众所周知,三相桥式整流电路等于六相整流电路,因此,需要两组三相桥,其次这两组三相电源的相位差是 30° 。这一点应如何实现?我们知道,在三相电源为星形和三角形连接时,线电压引前于相应的相电压 30° 。基于这个原理,采用三绕组变压器,其原边接成星形(或三角形),副边的两套绕组,一套接成星形,另一套接成三角形,分别向两组三相桥供电。星形接线的称为桥 I,其供电线电压为 $u_{a_1b_1}$ 、 $u_{b_1c_1}$ 、 $u_{c_1a_1}$,三角形接线的称为桥 II,其供电线电压为 $u_{a_2b_2}$ 、 $u_{b_2c_2}$ 、 $u_{c_2a_2}$,为了使两组整流桥的输出电压相等,要求两组交流电源的线电压相等,因此,变压器副边三角形接线的绕组相电压是星形接线的绕组相电压的 $\sqrt{3}$ 倍。两组三相桥式整流

电路串联后再接到负载。

这里只分析如何减少畸变和减小角位移的问题。

第一, 减少畸变。

所谓减少畸变, 就是设法使整流变压器原边线电流波形接近正弦波。在图 5-31 所示的电路中, 认为电感足够大, 且不考虑换相重迭角 γ , 整流电流认为是矩形波。

对于桥 I, 整流变压器原、副边为 Y/Y 接法, 又设原、副边绕组匝数相等, 于是 $i_{A_1} = i_{a_1} = I_d$, 都是矩形波, 如图 5-32 所示。这种电流波形的富氏级数展开式为

$$\begin{aligned} i_{A_1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d & (\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t \\ & + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t \\ & - \frac{1}{17} \sin 17\omega t - \frac{1}{19} \sin 19\omega t \\ & + \frac{1}{23} \sin 23\omega t + \frac{1}{25} \sin 25\omega t - \dots) \end{aligned} \quad (5-16)$$

对于桥 II, 整流变压器原、副边为 Y/ Δ 接法, 这样, 变压器副边绕组的线电流就是通过负载的电流 I_d 。由节点 a_2 、 b_2 和 c_2 , 分别得

$$i_{a_2} = i_{b_2 a_2} - i_{a_2 c_2}$$

$$i_{b_2} = i_{c_2 a_2} - i_{b_2 a_2}$$

$$i_{c_2} = i_{a_2 c_2} - i_{c_2 b_2}$$

在电流对称的情况下, 有

$$i_{b_2 a_2} + i_{c_2 b_2} + i_{a_2 c_2} = 0$$

因此

$$i_{a_2} - i_{b_2} = 2i_{b_2 a_2} - (i_{a_2 c_2} + i_{c_2 b_2}) = 3i_{b_2 a_2}$$

所以

$$i_{b_2 a_2} = \frac{1}{3} (i_{a_2} - i_{b_2})$$

电流 $i_{b_2 a_2}$ 的波形, 如图 5-33 所示。

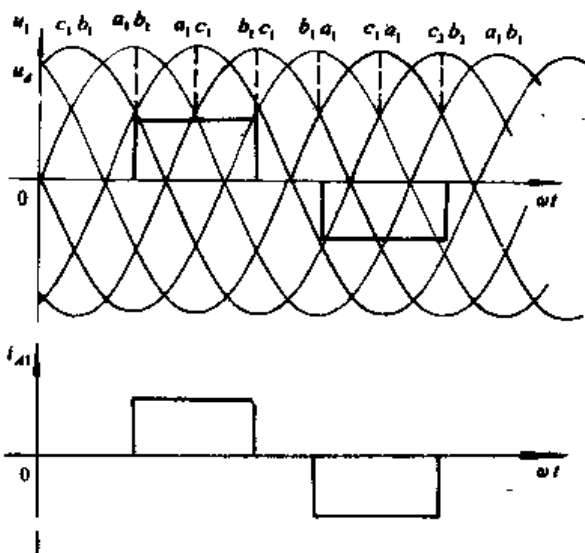


图 5-32

由于原、副边的线电压相等, 因此, $W_{A_2} = \frac{W_{a_2}}{\sqrt{3}}$, 则 $i_{A_2} = \sqrt{3} i_{b_2 a_2}$, 其波形如图 5-33 所示。由图可见, 这种电流波形的特点是对称于横轴, 也对称于原点, 因此, 在它的富氏级数展开式中没有直流分量和余弦分量, 而只有正弦分量。即

$$i_{A_2} = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t$$

其中, 展开式的系数 $a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \sin n\omega t d\omega t$

即

$$\begin{aligned} a_n = \frac{1}{\pi} & \left(\frac{I_d}{\sqrt{3}} \int_0^{\pi/3} \sin n\omega t d\omega t + \frac{2I_d}{\sqrt{3}} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin n\omega t d\omega t \right. \\ & \left. + \frac{I_d}{\sqrt{3}} \int_{2\pi/3}^{\pi} \sin n\omega t d\omega t - \frac{I_d}{\sqrt{3}} \int_{\pi}^{4\pi/3} \sin n\omega t d\omega t \right) \end{aligned}$$

$$- \frac{2I_d}{\sqrt{3}} \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} \sin n\omega t d\omega t - \frac{I_d}{\sqrt{3}} \int_{5\pi/3}^{2\pi} \sin n\omega t d\omega t$$

故

$$\begin{aligned} i_{A_2} = & \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d (\sin\omega t + \frac{1}{5}\sin 5\omega t + \frac{1}{7}\sin 7\omega t \\ & + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t \\ & + \frac{1}{17}\sin 17\omega t + \frac{1}{19}\sin 19\omega t \\ & + \frac{1}{23}\sin 23\omega t + \frac{1}{25}\sin 25\omega t + \dots) \end{aligned} \quad (5-17)$$

显然, 把式 (5-16) 和式 (5-17) 所表示的原边电流 i_{A_1} 和 i_{A_2} 相加, 则得

$$\begin{aligned} i_A = & i_{A_1} + i_{A_2} \\ = & \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d (\sin\omega t + \frac{1}{11}\sin 11\omega t + \frac{1}{13}\sin 13\omega t \\ & + \frac{1}{23}\sin 23\omega t + \frac{1}{25}\sin 25\omega t + \dots) \end{aligned} \quad (5-18)$$

式 (5-18) 表明, i_A 成为十二波头的整流电流, 其中 5 次、7 次、17 次和 19 次谐波电流已消失, 最低次谐波是 11 次, 其幅值也远小于 5 次谐波。这就有效地抑制了谐波, 减少了波形畸变, 从而使原边电流更接近于正弦波。

第二, 减小角位移。

如前所述, 在可控整流电路中, 它是借助于改变 α 角来实现调压的。要想降低整流电压, 就要增大控制角 α , 而增大 α 时, 功率因数变小。因此, 这是需要解决的问题。采用两组三相全控桥串联的整流电路, 以降低无功功率, 从而提高功率因数。下面用图解法分析电压与无功功率的关系。由电路的基本知识, 桥 I 整流电压与无功功率及有功功率的关系可用半圆弧表示。圆半径为视在功率 S 或 1, 横轴长度代表电压 U_d 或有功功率 P , 纵轴长度代表无功功率 Q 。同理, 桥 II 可控整流电路可以画出类似的图形。由于变压器副边的线电压相等。则两个图形全同, 如图 5-34 里的虚线半圆所示。这样, 任何一组桥可控整流电路的有功功率和无功功率都可根据不同的 α 和 β 确定, 而总的电压和功率则为两者的代数和。先设两组桥都工作于整流状态, 且

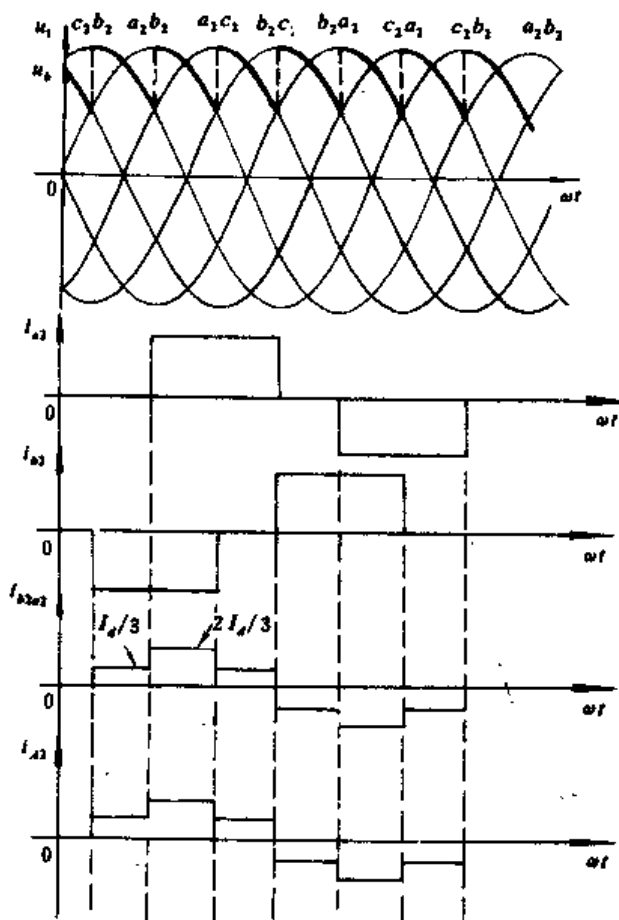


图 5-33

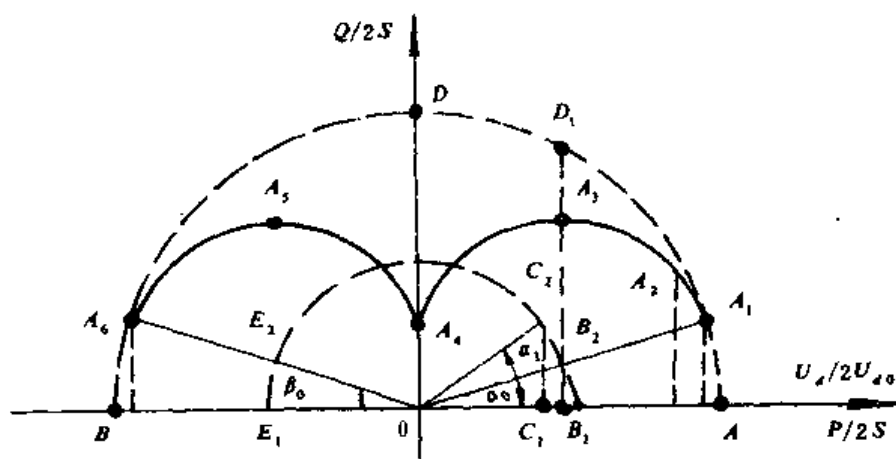


图 5-34

设 $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$ ，于是电动机承受的电压为 $2U_{d0}$ 。这就是说，在理想极限情况时，电动机可得两倍于 U_{d0} 的电压。此时变压器供给的有功功率为 $2P$ ，供给的无功功率为零。这相当于图 5-34 的 A 点。

同理，如果使两组桥可控整流电路都工作于逆变状态，且 $\beta_1 = \beta_2 = 0^\circ$ ，则电动机承受 $(-2U_{d0})$ 的电压。此时变压器从电动机吸取 $2P$ 的功率返回电网，而无功功率仍为零。这相当于图 5-34 中的 B 点。这就是说，图 5-34 中的 OA 相当于 $(+2U_{d0})$ ，而 OB 相当于 $(-2U_{d0})$ 。即电压可在 $(+2U_{d0})$ 到 $(-2U_{d0})$ 之间变化。

若两组桥可控整流电路都工作于整流状态，且控制角都是 α_0 ， α_0 是控制角的极限。这时两组桥输出电压 $U_d = U_{d0} \cos \alpha_0 + U_{d0} \cos \alpha_0$ 。由图 5-34 可知，每组桥供给的有功功率 P_0 为 OB_1 ，无功功率 Q_0 为 B_1B_2 ，总的有功功率为 $2P_0$ ，总的无功功率为 $2Q_0$ ，如图 5-34 中的 A_1 点所示。 A_1 点的纵坐标代表 $2Q_0$ ， A_1 点的横坐标代表 $2P_0$ ，如果保持 I 组桥的 $\alpha_1 = \alpha_0$ 不变。从而桥 I 的输出电压 $U_{d1} = U_{d0} \cos \alpha_0$ ，功率为 P_0 和 Q_0 都不变。只增加 II 组桥的控制角 α_1 ，于是 U_{d1} 减少。因而 $U_d = U_{d1} + U_{d2}$ 减小。同时由于 α_1 增加时， P_1 减小 Q_1 增加，故总的有功功率减少，总的无功功率增加。设 α_1 增到 $\alpha_1 = \alpha_1$ ，则对应的 $P_1 = P_1 = OC_1$ ，对应的无功功率 $Q_1 = Q_1 = C_1C_2$ 。于是总的有功功率 $P = P_0 + P_1 = OB_1 + OC_1$ ，总的无功功率为 $Q_0 + Q_1 = B_1B_2 + C_1C_2$ ，如图 5-34 中的 A_2 点所示。此时 I 组桥和 II 组桥都运行于整流状态。当 $\alpha_1 = 90^\circ$ 时， $U_{d1} = 0$ ，这时只有 I 组桥输出整流电压。由于此时 II 组桥的无功功率 Q_1 最大，故总的无功功率最大，如图 5-34 中的 A_3 点。此后， α_1 继续增大， $\alpha_1 > 90^\circ$ ， U_{d1} 为负。总的输出电压为 $U_d = U_{d0} \cos \alpha_0 - U_{d1}$ 。此时 I 组桥运行于整流状态，II 组桥运行于逆变状态，而总的整流装置运行于整流状态。由于 $U_d = U_{d0} \cos \alpha_0 - U_{d1}$ ，故 U_d 随着 U_{d1} 的增加而减少。因在 $\alpha_1 > 90^\circ$ 时随着 α_1 增加 Q_1 又减少，故总的 Q 又减少。当 α_1 增到 $\alpha_1 = \pi - \beta_0$ 时，即增到逆变角 β 的极限值时，这时的整流电压 $U_d = U_{d1} - U_{d1} = U_{d0} \cos \alpha_0 - U_{d0} \cos \beta_0$ 。如果 $\alpha_0 = \beta_0$ ，则整流电压 U_d 为零。这时的总有功功率为 $P = P_0 - P_1 = OB_1 - OE_1 = 0$ ，而总无功功率 $Q = Q_1 + Q_1 = B_1B_2 + E_1E_2 = OA_4$ ，即为图 5-34 中的 A_4 点。 B_1B_2 为 I 组桥对应 α_0 的无功功率， E_1E_2 为 II 组桥对应 β_0 的无功功率。这部分的曲线如图 5-34 中的 $A_1A_2A_3A_4$ 所示。

此后，如果保持 II 组桥的逆变角 β_0 不变，增大 I 组桥的控制角 α_1 。于是，随着 α_1 的增加 U_{d1} 的减小，从而使 U_d 改变方向，因为此时 $U_d = U_{d1} - U_{d0} \cos \beta_0$ 。 α_1 再增加， U_d 反方向增大。到 $\alpha_1 = 90^\circ$ 时， $U_{d1} = 0$ ，此时只有 $U_{d0} \cos \beta_0$ 起作用（图 5-34 中的 A_5 点）。到 $\alpha_1 > 90^\circ$

后, U_{dI} 改变方向. 使 $U_d = -U_{dI} - U_{d0} \cos \beta_0$. 这样, I 组桥和 II 组桥都运行在逆变状态, 即整流装置运行于逆变状态. 当 α_1 增到 $\alpha_1 = \pi - \beta_0$ 时达到了逆变角的极限值, 此时 $U_d = -U_{d0} \cos \beta_0 - U_{d0} \cos \beta_0$. 这段的变化曲线, 如图 5-34 中的 $A_4 A_5 A_6$ 所示. 它对应于整流装置的逆变状态.

从上面分析可以看出, 当用两组桥式整流电路串联时, 在低速时可以大大地减少无功功率, 从而提高了功率因数. 由图 5-34 显而易见, 假如需要电压为 $2U_{d0}$ 的负载, 如不用上述串联方法而用一组整流电路供给 $2U_{d0}$ 的电压, 如 $U_d = 0$, 则无功功率相应于 OD . 但在两组桥串联电路中, 得到同样的电压对应的无功功率仅为 OA_4 . 在其它电压时, 所需要的无功功率分别为从大虚线半圆 AD_1DB 与横轴的距离和弧 $A_1 A_2 A_3 A_4$ 与横轴的距离. 如电压 U_d 为 OB_1 , 则用一组整流电路时的无功功率为 $B_1 D_1$, 而用两组桥串联电路时, 所用的无功功率为 $B_1 A_3$. 上述比较足以说明, 这种两组桥串联的电路对于在低速时减少无功功率甚有成效. 因此, 目前大功率整流采用较多.

习题及思考题

1. 电路如图 5-4 所示, 当电网电压严重不对称时, 如造成 b 相电压下降很多时, 试问逆变时会引起什么后果?
2. 电路如图 5-10 所示, 当正组工作在整流状态而反组处于待逆变状态, 试用波形分析的方法说明反组晶闸管工作的物理过程 ($\alpha_1 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 150^\circ$).
3. 电路如图 5-18 (a) 所示, 试画出 $\beta = \frac{\pi}{3}$ 时晶闸管 KP_5 两端的电压波形.
4. 对应于图 5-24, 试画出 $\beta = \frac{\pi}{6}$ 时晶闸管 KP_1 及 KP_6 两端的电压波形.
5. 电路如图 5-25 所示, 试画出 $\alpha = \beta = 90^\circ$ 时环流电压 u_h 和环流电流 i_h 的波形.
6. 电路如图 5-20 所示, 如果 $\alpha_{\min} \neq \beta_{\min}$ 时, 试分析 $\beta_{\min} > \alpha_{\min}$, 在逆变时, 将引起什么后果?

第六章 晶闸管的串、并联及保护电路

本章从晶闸管电路工作的可靠性出发,研究晶闸管的串、并联及保护问题。

第一节 晶闸管的串联和并联

由于晶闸管承受过电压和过电流的能力差,因此对较大型的整流装置,单个晶闸管的电流和电压定额远不能满足要求。在高电压和大电流的场合,必须把晶闸管串联或并联起来应用,或者把晶闸管装置串联和并联起来应用。

一、晶闸管的串联连接

当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。由于串联各元件的正向阻断(或反向)特性不同,但却流过相等的漏电流,因而各元件所承受的电压是不等的。图 6-1 示出两个晶闸管串联后,由于反向特性不同,在同一漏电流 I_L 情况下所承受的反向电压是不同的。为了使各晶闸管的电压相互接近,除了选用特性比较一致的元件进行串联以外,应该给每个晶闸管并联上均压电阻 R_j ,如图 6-2。如果均压电阻 R_j 远

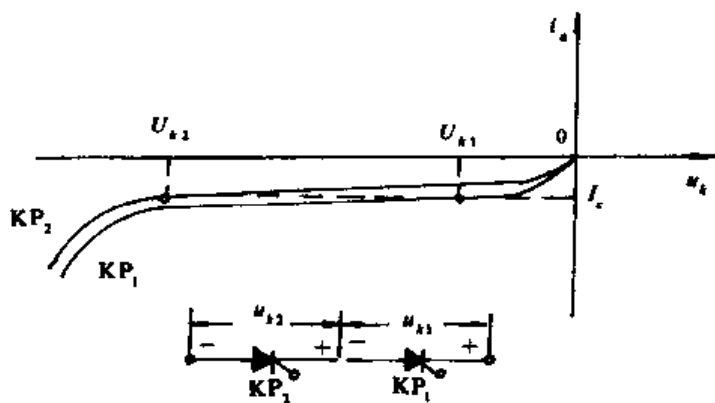


图 6-1 晶闸管串联后的反向电压

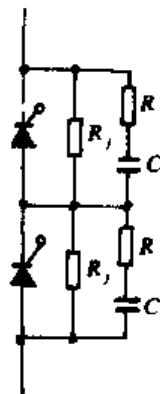


图 6-2 晶闸管串联均压电路

小于晶闸管的漏电阻,则电压分配主要决定于 R_j 。但若 R_j 过小,则会造成 R_j 上损耗增大。通常选均压电阻

$$R_j \leq (0.1 \sim 0.25) \frac{U_{Ked}}{\pi I_{DR}} \text{ 欧} \quad (6-1)$$

式中 U_{Ked} ——晶闸管的额定电压;

I_{DR} ——断态重复平均电流,其值由表 1-2 按额定电流 I_T 选取,式中近似取漏电流的峰值为 πI_{DR} 。

晶闸管元件上承受的电压是非正弦的。考虑换相情况后的晶闸管电压波形,电阻上消耗功率计算比较复杂,通常可按下式计算均压电阻 R_j 的功率

$$P_{R_j} = K_{R_j} \left(\frac{U_m}{n_j} \right)^2 \frac{1}{R_j} \text{ 瓦} \quad (6-2)$$

式中 U_m ——作用于串联元件上的正、反向峰值电压；

n_j ——串联的元件数；

K_{R_j} ——系数，对于单相 $K_{R_j}=0.25$ ，对于三相 $K_{R_j}=0.45$ ，对于直流 $K_{R_j}=1$ 。

均压电阻 R_j 只能使直流电压或缓慢变化的电压均匀地分配在各晶闸管上。晶闸管在开关过程中瞬时电压的分配决定于各晶闸管的结电容、导通时间和关断时间等差别。为了使开关过程中的电压分配均匀，应对晶闸管并联电容 C ，为防止晶闸管导通瞬间，电容 C 对晶闸管放电造成过大的 $\frac{di}{dt}$ ，还应在电容 C 支路中串接电阻 R ，如图 6-2。动态均压阻容 R 和 C 兼作晶闸管关断过电压保护（见第二节）。电阻 R 和电容 C 的经验数据见表 6-1。

电容 C 也可按经验公式选取

$$C = (2 \sim 4) I_T \times 10^{-3} \text{ 微法} \quad (6-3)$$

表 6-1 晶闸管串联时的动态均压阻容的经验数据

晶闸管额定电流 I_T (安)	1~5	10~20	50~100
C (微法)	0.01~0.05	0.1~0.25	0.25~0.5
R (欧)	100	50	20

一般取 $R=10\sim30$ 欧。

电容 C 的交流耐压可选取大于 U_m/n_j 的数值。电阻 R 的功率可按下列近似式计算

$$P_R = f c \left(\frac{U_m}{n_j} \right)^2 \times 10^{-6} \text{ 瓦}$$

式中， f 为电源频率。

元件串联时，必须降低电压的额定值使用。可以写出串联后总电压的关系式

$$(0.8 \sim 0.9) n_j U_{ked} = (2 \sim 3) U_m$$

所以，应选择晶闸管的额定电压 U_{ked} 为

$$U_{ked} = \frac{(2 \sim 3) U_m}{(0.8 \sim 0.9) n_j} = (2.2 \sim 3.8) \frac{U_m}{n_j} \quad (6-4)$$

式中 系数 $(0.8 \sim 0.9)$ ——采取均压措施后，考虑电压分配不均匀的均压系数；

n_j ——串联的元件数；

U_m ——作用于串联元件上的正、反向峰值电压。

晶闸管串联连接时，要求串联的晶闸管开通时间之差要小，对门极触发脉冲的要求比较高，即触发脉冲的前沿要陡，触发脉冲的电流要大，使晶闸管的开通时间很短。并应尽可能选择参数比较接近的晶闸管进行串联。

由于晶闸管制造工艺的改进，元件的电压等级不断提高，因此要求晶闸管串联连接的情况会逐步减少。

二、晶闸管的并联连接

当晶闸管的额定电流不能满足要求值时，可以用两个以上同型号元件并联使用。由于并联各元件在导通状态时的伏安特性各不相同，但却有相等的元件端电压 U_T ，因而通过并联元件的电流是不等的（图 6-3）。为了使并联元件的电流均匀分配，除了选用特性比较一

致的元件进行并联以外,可采用串联电阻和电感等均流措施。

(一) 串联电阻法

晶闸管与串联电阻 R (或用快速熔断器代替) 的连接如图 6-4 (a)。如果额定电流 I_T 时电阻上的压降为 $(0.5 \sim 2.0)$ 倍的管压降, 则并联元件的电流分配就可以大大地改善。用这个方法均流虽较简单, 但因电阻上有损耗, 并且对于动态均流不起作用, 故只适用于小功率的场合。为了减小电阻损耗, 也可采取管压降大的元件串联较小的电阻, 管压降小的元件串联较大的电阻, 使在额定负载时各并联支路的电流相等。

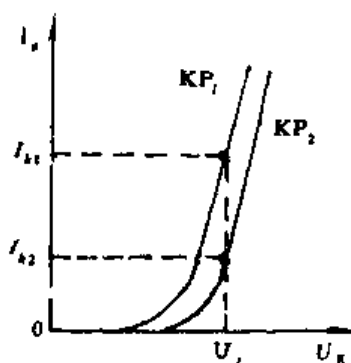


图 6-3 晶闸管并联时的电流分配

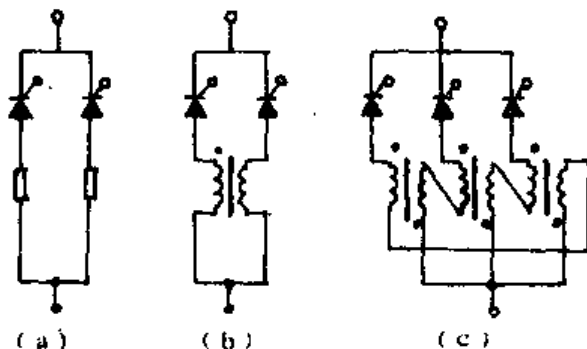


图 6-4 晶闸管并联均流电路

(a) 串联电阻法

(b) 串联互感法 (二个晶闸管)

(c) 串联互感法 (三个晶闸管)

(二) 串联电抗法

用一个均流电抗器 (铁芯上带有两个相同的线圈) 接在两个并联的晶闸管电路中, 见图 6-4 (b)。当两个线圈内电流相等时, 铁芯内激磁安匝相互抵消。若电流不等时, 就产生一个电势, 造成环流, 这环流恰好是使电流小的元件电流增大, 电流大的减小, 达到均流的目的。在并联的元件较多的情况下, 应采用和晶闸管同数的均流电抗器, 其相邻支路中串联极性相反匝数相等的线圈, 如图 6-4 (c)。当发生电流不均时, 产生感应电势, 使支路间保持均流。

对于均流电抗器的计算, 主要是确定其铁芯的截面 A 和线圈的匝数 N 。根据经验, 匝数 N 以不超过 4 匝为宜。截面 A 可由下式计算

$$A = \frac{\Delta U_T}{K_j f N B} \times 10^8 \text{ 厘米}^2 \quad (6-5)$$

式中 ΔU_T ——并联元件正向压降差的最大值 (伏);

K_j ——周期与晶闸管导通时间之比, 单相 $K_j=2$, 三相 $K_j=3$;

f ——电网频率;

B ——铁芯磁通密度 (高斯), 根据经验按额定电流 I_T 和匝数 N 由表 6-2 选取。

采用均流电抗器均流的优点是损耗小, 并且电感还有限制电流上升率的作用, 能起动态均流的效果。但因铁芯笨重、线圈绕制不便, 在并联支路数很多时, 线路的配置就较复杂了。

表6-2 均流电抗器磁通密度 B (高斯) 的选择

I_T (安) \ N	1	2	3	4
50	4500	5500	6000	6500
100	5000	6000	6500	7000
200	5500	6500	7000	7500

采用两个耦合较好的空芯电感, 也可起到一定的均流效果。

在并联各支路中串联没有耦合的电感 (图6-5) 时, 也可对动态均流起作用, 但对稳态均流效果就差得多了。串联的电感 L_s 可以是空芯电抗器、铁芯电抗器或在并联各支路的晶闸管导线上套若干磁性圆环。电感 L_s 按下式计算

$$L_s = \frac{1.1U_m}{-di/dt} \text{ 微亨} \quad (6-6)$$

式中 系数1.1——电网电压可能升高的系数;

U_m ——元件承受的额定峰值电压 (伏);

$\frac{di}{dt}$ ——元件导通瞬时电流变化率的限制值 (安/微秒) 应选取小于表1-2所列的数值。

空芯电抗器均流是目前普遍采用的均流方法。它的优点是接线简单, 还有限制 di/dt 和 du/dt 的作用。由于空芯电抗器的线圈都有电阻, 因此实际上它是电阻电感均流。

空芯电抗器在电感较小时可制成单层螺管式, 见图6-6 (a), 可近似按下式计算

$$L_s = \frac{0.01DN^2}{1/D + 0.44} \text{ 微亨} \quad (6-7)$$

在电感较大时可制成多层式, 见图6-6 (b), 可近似按下式计算

$$L_s = \frac{0.01DN^2}{\frac{1}{D}(1 + 0.65 \frac{b}{D}) + 0.5} \text{ 微亨} \quad (6-8)$$

式 (6-7) 和式 (6-8) 中, D , l , b 均以厘米为单位, 符号见图6-6; N 为匝数。

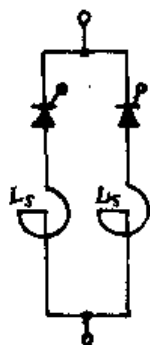


图6-5 串联电感均流

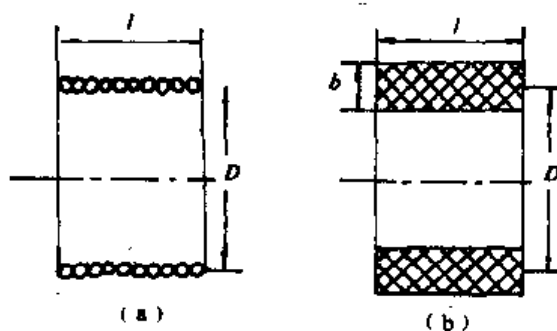


图6-6 空芯电抗器

元件并联时, 必须降低电流的额定值使用。可以写出并联后总电流的关系式

$$(0.8 \sim 0.9)n_p I_T = (1.5 \sim 2) I_K / 1.57$$

所以, 应选择晶闸管的额定电流 I_T 为

$$I_T = \frac{(1.5 \sim 2)I_K}{1.57(0.8 \sim 0.9)n_p} \quad (6-9)$$

式中 系数 $(0.8 \sim 0.9)$ —— 采取均流措施后, 考虑电流分配仍不均匀的均流系数;

n_p —— 并联的元件数;

I_K —— 流过所有并联元件的电流有效值。

晶闸管并联连接时, 要求并联的晶闸管开通时间之差要小, 所以触发脉冲的前沿要陡, 触发脉冲的电流要大, 并应尽可能选择参数比较接近的晶闸管进行并联。除此, 适当增大电感, 可以降低 di/dt , 从而在开通时间差异一定的条件下, 可以减少各并联支路中动态电流的偏差。在安装时, 应注意各支路铜线的长短相同, 使各支路的分布电感和导线电阻相近, 布线尽可能对称, 以减小磁场的影响。

在晶闸管装置需要同时采取串联晶闸管的时候, 通常采用先串后并的方法。

例6.1 某连轧电动机额定电压750伏, 短时最大电流1200安, 试选择变压器及晶闸管元件。

解 (1) 主回路接线方式, 采用三相全控桥。

(2) 变压器次级电压, 按式 (3-164)

$$U_2 = (1.2 \sim 1.5) \frac{750}{2.34} = 385 \sim 481 \text{ 伏}$$

变压器次级电流

$$I_2 = 0.816 \times 780 = 638 \text{ 安}$$

选用三相整流变压器 $U_2=390$ 伏, $I_2=653$ 安

(3) 每个桥臂元件的额定电压应是

$$(2 \sim 3) U_m = (2 \sim 3) \sqrt{6} U_2 = (2 \sim 3) \sqrt{6} \times 390 = 1910 \sim 2870 \text{ 伏}$$

采用2个元件串联, 按式 (6-4), 每个晶闸管的额定电压

$$\begin{aligned} U_{kd} &= \frac{(2 \sim 3) U_m}{(0.8 \sim 0.9) n_s} \\ &= \frac{1910 \sim 2870}{(0.8 \sim 0.9) 2} = 1060 \sim 17943 \text{ 伏} \end{aligned}$$

每个桥臂元件的额定电流应是

$$\begin{aligned} (1.5 \sim 2) I_K / 1.57 &= (1.5 \sim 2) \times 0.578 \times 1200 / 1.57 \\ &= 662 \sim 883 \text{ 安} \end{aligned}$$

采用2个元件并联, 按式 (6-7), 每个晶闸管的额定电流

$$\begin{aligned} I_T &= \frac{(1.5 \sim 2) I_K}{(0.8 \sim 0.9) n_p} = \frac{662 \sim 883}{(0.8 \sim 0.9) 2} \\ &= 368 \sim 552 \text{ 安} \end{aligned}$$

选用晶闸管 KP500-14, 两个串联两个并联作为一个桥臂, 全桥共24个晶闸管。

三、成组串联和成组并联

除了采用晶闸管串联和并联以提高整流装置的输出功率外, 在大功率设备中广泛采用变压器次级绕组分组, 分别对独立的整流装置供电, 然后成组串联或成组并联, 如图6-7所示。

为了提高输出电压, 可以把两套整流装置串联, 如图6-7(a)。两套整流装置之间没有均压的问题, 但变压器次级必须有两组独立的绕组, 或采用两个独立的变压器, 因而提高了

变压器的费用。如果变压器次级一组为Y接,一组为 Δ 接,如图6-7(a)所示,则两套装置整流电压 u_{d1} 和 u_{d2} 波头相差 $\pi/6$,如图6-8(a)。串联后整流电压 u_d 波形如图6-8(b),每周期脉动12次。这也就是第三章中讲过的等效12相整流电路。由于脉动频率较高,从而可以减小平波电抗器的体积。

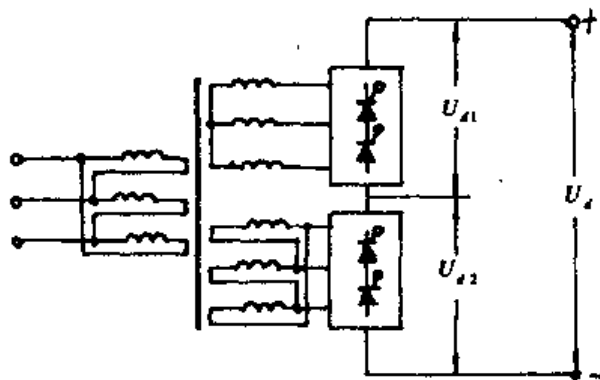
为了提高输出电流,可以把两套整流装置并联,如图6-7(b)。两组并联时应采取均流措施,如图6-7(b)所示在各并联支路中接入平衡电抗器 L_P 。

第二节 晶闸管的保护

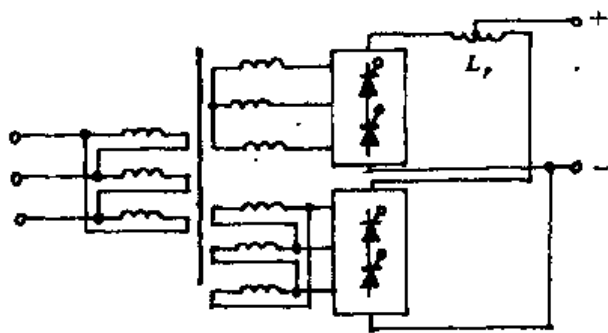
晶闸管虽然有很多优点,但是它承受过电压和过电流的能力较差,很短时间的过电压和过电流就会把元件损坏。为了使元件能够可靠地长期运行,除了充分留有余地合理选择晶闸管元件外,必须针对过电压和过电流发生的原因采取恰当的保护措施。

一、过电压保护

晶闸管在正常工作时承受的最大峰值

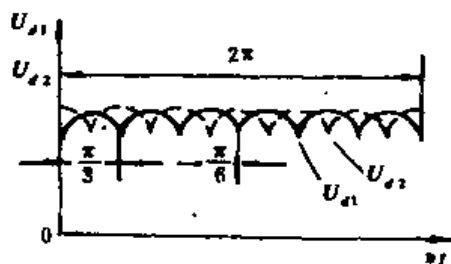


(a)

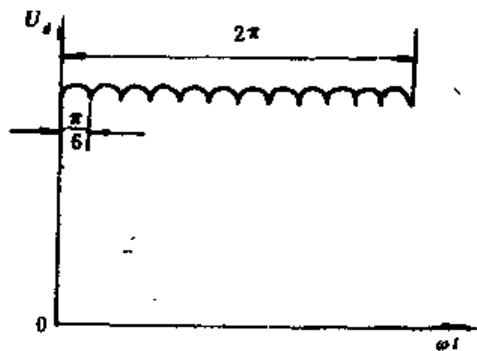


(b)

图6-7 成组串联和成组并联



(a)



(b)

图6-8 变压器次级为Y和 Δ 接法时,成组串联整流装置的电压波形

电压为 U_m ,凡是超过这个峰值电压的都算过电压。一种称操作过电压,是由晶闸管装置的拉闸、合闸和元件关断等电磁过程引起的过电压。这些操作过程是经常发生的,而且是不可避免的。另一种过电压是由于雷击等原因从电网侵入的偶然性的浪涌电压,它可能比操作过电压还要高。采取过电压保护措施后,应使经常发生的操作过电压限制在元件额定电压 U_{ked} 以下,而希望使偶然性的浪涌电压限制在元件的断态和反向不重复峰值电压 V_{DSM} 和 V_{RSM} 以下。

以过电压保护的部位来分,有交流侧保护、直流侧保护和元件保护,见图6-9。

(一) 交流侧过电压

对于大气雷电所产生的过电压,可在变压器初级接上避雷器(图6-9中的A),它主要保护变压器。为了保护晶闸管,尚需在次级安装更多的保护装置。

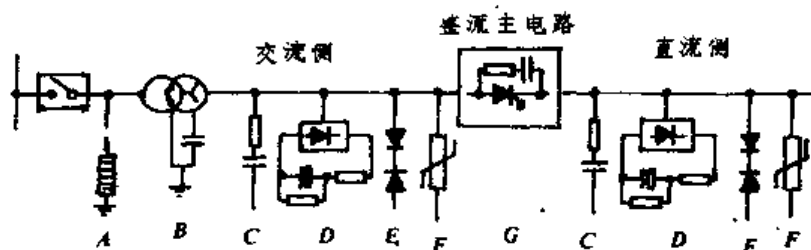


图6-9 晶闸管装置可能采用的几种过电压保护措施

A—避雷器 B—接地电容 C—阻容保护 D—整流式阻容保护

E—整流桥 F—压敏电阻 G—元件侧阻容保护

由高压电源供电的变压器,在合闸的瞬间,由于初级和次级绕组之间存在分布电容,初级绕组的高压经此分布电容耦合到次级绕组造成过电压。如果没有任何保护措施,会产生较高的过电压。采用变压器附加屏蔽绕组,或者附加电容器于变压器星形中点和地之间(图6-9中的B),或者在次级绕组上并联适当的电容器,都可以显著地减小这种过电压。

在变压器空载情况下,当电源电压过零时,使变压器突然拉闸所造成的过电压很严重。如果没有任何保护措施,也会产生较高的过电压。由于变压器空载时,初级绕组内只有激磁电流 i_0 ,而电流 i_0 落后于电源电压 u_1 接近 90° ,当 u_1 过零时电流 i_0 和磁通 ϕ 最大,如图6-10

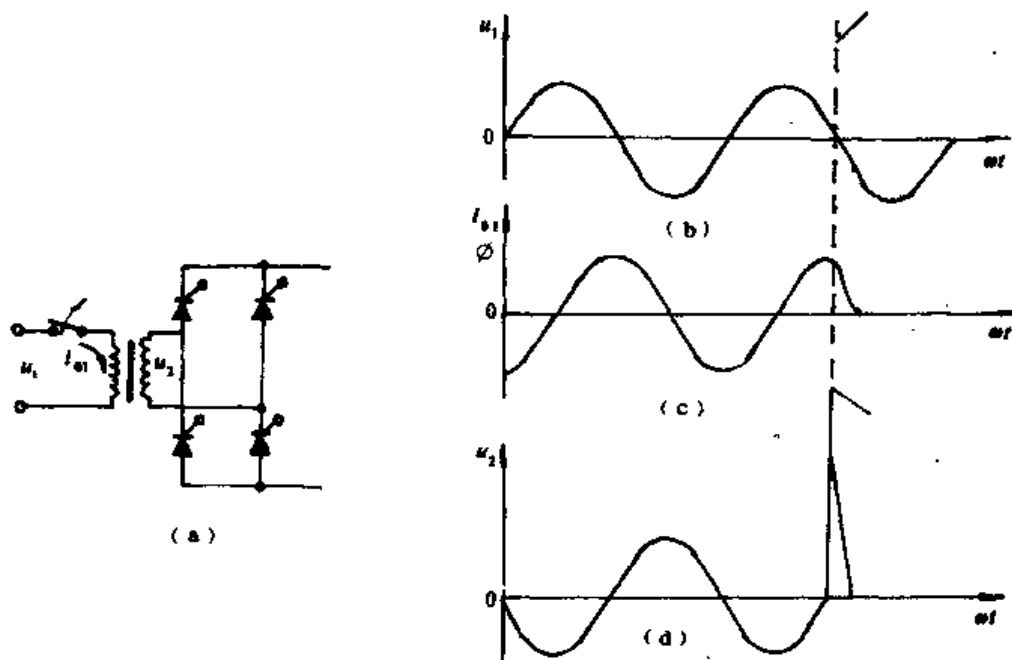


图6-10 变压器拉闸过电压

所示。这时如果突然拉闸,则电流 i_0 中断,铁芯内磁通 ϕ 的变化很大,因而在次级感应出很高的瞬时过电压。为了限制这种过电压,可用阻容保护或整流式阻容保护(图6-9中的C或D)吸收储藏在变压器中的磁场能量,它们能够把操作过电压抑制在允许范围以内。

在发生雷击或从电网侵入更高的浪涌电压时,虽有阻容保护,仍可能突破允许值,因

此还应采用硒堆或压敏电阻(图6-9中的E和F)等非线性电阻元件进行保护。

下面对阻容保护和非线性电阻保护作具体分析:

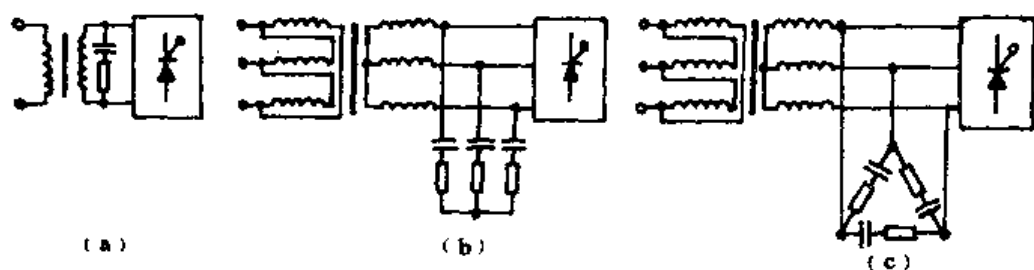


图6-11 阻容保护的接法

- (a) 单相
(b) 三相变压器次级Y接, 阻容保护Y接
(c) 三相变压器次级Y接, 阻容保护△接

1. 阻容保护

在变压器次级并联电阻和电容(图6-11), 可以把变压器铁芯的磁场释放出来的能量, 转化为电容器电场的能量储存起来。由于电容器两端的电压不能突变, 所以可以有效地抑制过电压。串联电阻的目的是为了在能量转化过程中能够消耗一部分能量, 并且抑制LC回路的振荡。

首先, 计算电容的数值。在单相变压器次级并联电容(不接电阻), 见图6-12。分析在电压过零时突然拉闸情况下电磁能量的转化。

拉闸瞬时, 磁场储能最大, 为 $\frac{1}{2}L_{m2}(\sqrt{2}I_{02})^2$, 其中 L_{m2} 是折合到变压器次级的激磁电感量, I_{02} 是折合到次级的激磁电流有效值。拉闸后, 随着次级电流的减小, 电容两端的电压逐渐升高。当次级电流 i_{02} 为零时, 电容有最高的端电压 U_{cm} , 其电场储能也达到最大, 为 $\frac{1}{2}CU_{cm}^2$ 。并联电容作过电压保护的, 是要求电容两端的电压最大值 U_{cm} 小于变压器次级过电压的允许值。即

$$U_{cm} < K_{gu}(\sqrt{2}U_2)$$

式中 U_2 ——次级电压有效;

K_{gu} ——次级允许的过电压倍数。

考虑到变压器初级拉闸时开关上电弧的损耗, 变压器铁芯中涡流的损耗以及与电容串联的电阻中的损耗等, 磁场能量中只有一部分被转化为电场能量, 即

$$K_z[\frac{1}{2}L_{m2}(\sqrt{2}I_{02})^2] = \frac{1}{2}CU_{cm}^2$$

$$\text{或} \quad K_z[\frac{1}{2}L_{m2}(\sqrt{2}I_{02})^2] < K_{gu}^2 CU_2^2 \quad (6-10)$$

式中 系数 K_z 是考虑磁场储能中只有一部分被转化为电容的电场储能, $K_z < 1$; 激磁电感量 L_{m2} 是折合到变压器次级的数值。

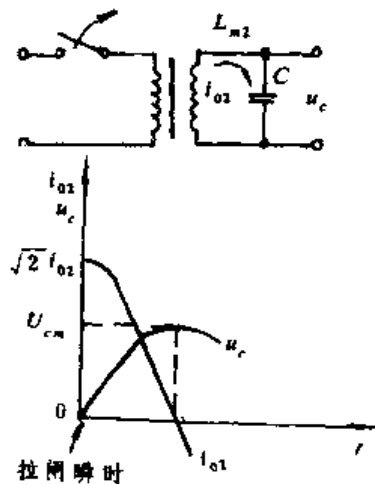


图6-12 拉闸时电磁能量的转化

如果从变压器的次级激励, 则

$$U_2 = \omega L_{m_2} I_{02} = 2\pi f L_{m_2} I_{02}$$

如果用次级额定电流的百分数表示激磁电流, 则

$$i_0\% = \frac{I_{02}}{I_2} \times 100$$

如果用次级的电压和电流表示变压器的平均计算容量, 则

$$S = U_2 I_2$$

把这些关系式代入式 (6-10), 通过化简, 可以写出用“微法”表示的作过电压保护的电容 C 的数值。

$$\begin{aligned} C &\geq \frac{K_z}{K_{\mu}^2 U_2^2} i_0\% S \frac{10^6}{100 \times 314} \\ &= (31.8 \frac{K_z}{K_{\mu}^2}) i_0\% \frac{S}{U_2^2} (\text{微法}) \end{aligned}$$

在各种资料中, 由于所取 K_z 和 K_{μ} 的数值不同, 因而得出上面圆括号内数值的差异很大。考虑到实际运行时 $K_{\mu}=1.45$ 是允许的, 而 $K_z=0.4$ 可以符合一般的情况, 因此得到上面圆括号内的数值为6。所以, 计算交流侧过电压保护电容的公式是

$$C \geq 6 i_0\% \frac{S}{U_2^2} \text{ 微法} \quad (6-11)$$

式中 S ——变压器每相的平均计算容量 (即视在容量, 伏安);

U_2 ——变压器次级相电压有效值 (伏);

$i_0\%$ ——变压器激磁电流百分数, 对于10~560千伏安的三相变压器, 对应的 $i_0\% = 4 \sim 10$ 。

并使电容 C 的交流耐压 $\geq 1.5U_2$ (U_2 是阻容两端在正常工作时交流电压的有效值)。

根据变压器次级并联电容和电阻后, 抑制 LRC 串联电路振荡的条件, 来确定与电容串联的电阻的数值。二阶微分方程解的振荡情况, 可按式分析

$$R = 2\xi \sqrt{\frac{L}{C}}$$

式中, ξ 称阻尼系数。 $\xi=1$ 时, 对应于临界阻尼, 完全没有振荡; $\xi<1$ 时, 对应于欠阻尼, LRC 串联电路有不同程度的振荡。

考虑到 $\xi=0.5$ 时, 衰减振荡的过电压为25%, 这对于晶闸管装置是完全允许的, 因此可取电阻

$$R \geq \sqrt{\frac{L_B}{C}} \quad (6-12)$$

式中 L_B ——折合到变压器次级的漏感;

C ——与电阻 R 串联的电容。

由于变压器的短路比 $u_k\%$ 也可以用变压器次级的量来表示, 即

$$u_k\% = \frac{\omega L_B I_2}{U_2} \times 100$$

因此

$$L_B = \frac{u_k\%}{100} \frac{U_2}{\omega I_2} \quad (6-13)$$

把式 (6-11) 和式 (6-13) 代入式 (6-12), 通过化简, 得到计算电阻的公式是

$$R \geq 2.3 \frac{U_2^2}{S} \sqrt{\frac{u_k\%}{i_0\%}} \text{ 欧} \quad (6-14)$$

式中 $u_k\%$ —— 变压器的短路比, 对于10~1000千伏安的变压器, 对应的 $u_k\% = 5 \sim 10$;
 S 、 U_2 和 $i_0\%$ —— 见式 (6-11) 说明。

阻容保护的计算公式 (6-9) 和 (6-11) 是根据单相条件推导出来的。在三相情况下, 变压器次级绕组的接法可以和阻容保护装置的接法相同, 如图6-11 (b); 或接法不同, 如图6-11 (c)。严格地说, 这时应按变压器和阻容的具体联结和初始条件, 推导出阻容的计算公式。但是也可以近似地按式 (6-11) 和式 (6-14) 进行计算。在各种接法时, R 和 C 的数值应按表6-3作相应的变化。

表6-3 变压器和阻容装置不同接法时电阻和电容的数值

变 压 器 接 法	单 相	三相次级 Y 接		三相次级 Δ 接	
阻容装置接法	与变压器次级并联	Y 接	Δ 接	Y 接	Δ 接
电 容	C	C	$\frac{1}{3}C$	$3C$	C
电 阻	R	R	$3R$	$\frac{1}{3}R$	R

C —— 按式 (6-11) 计算; R —— 按式 (6-14) 计算。

阻容 Δ 接法时, 电容器的电容量小, 但耐压要求高; 阻容 Y 接法时, 电容器的电容量要大, 但耐压要求低, 电阻值也小。实际应用时可根据阻容元件的情况决定采用 Δ 或 Y 接法。

按照式 (6-12) 和式 (6-14) 计算的电容和电阻数值可以根据实际情况作适当的改变。例如, 整流装置还有其它过电压保护措施时, 可以选用略小于式 (6-11) 算得的电容值。在通常情况下, 增大电容量能够降低作用于元件的过电压和电压上升率; 但若电容量太大, 不仅电容器的体积很大, 而且会增加电阻的损耗, 使电阻的体积加大, 造成整个阻容保护装置的体积过大; 电容量大了, 也会增加晶闸管导通时的电流上升率, 因而对元件不利。在通常情况下, 增大电阻值有利于抑制振荡; 但若电阻值太大, 不仅抑制振荡的作用不大, 反而影响电容抑制过电压的效果, 并使正常工作时电阻损耗增大, 因此, 一般希望电阻小一些 (约几欧到几十欧)。为了降低电阻的温度, 电阻的功率应选为电阻上可能消耗功率值的2倍左右。

电阻功率 P_R 的计算还不成熟。由于晶闸管换相时造成变压器次级电压波形中的缺口 (见图6-26), 因此交流侧阻容保护装置实际承受的电压是正弦波电压和缺口电压的迭加。根据分析, 在控制角 $\alpha = 90^\circ$ 情况下, 由缺口电压引起的电阻损耗最为严重。在电容和电阻的乘积 CR 比较小的情况下, 缺口电压在电阻上的损耗值大大地超过正弦波电压在电阻上的损耗值。

电阻功率 P_R 可在下列范围内选取

$$(2 \sim 3)(2\pi f)^2 K_1 (CR) CU_2^2 < P_R < (1 \sim 2)[(2\pi f)^2 K_1 (CR) + K_2] CU_2^2$$

式中 C 和 R —— 交流侧保护, 电容 (法) 和电阻 (欧);

f 和 U_2 —— 电源频率 (赫) 和变压器次级相电压有效值 (伏);

系数 (2~3) 和 (1~2) —— 考虑降低电阻温度和考虑电网电压升高等因数时取大的数值; 考虑缺口电压作用下电阻和线路其它部分分担损耗时, 取小的数值;

系数 K_1 ——对于单相 $K_1=1$ ；对于三相 $K_1=3$ ；

系数 K_2 ——对于单相 $K_2=200$ ；对于三相半波；阻容 Δ 接 $K_2=450$ ，阻容Y接 $K_2=150$ ；对于三相桥式；阻容 Δ 接 $K_2=900$ ，阻容Y接 $K_2=300$

当 $CR < 0.2$ 毫秒时，所选 P_R 值应接近于上式之右方；当 $CR > 5$ 毫秒时，所选 P_R 值应该近于上式之左方。

例6.2 计算三相桥式晶闸管整流电路的阻容保护装置。已知三相变压器的平均计算容量为50千伏安，次级绕组Y接法，相电压200伏，变压器 $u_s\% = 5$ ， $i_o\% = 8$ ，采用 Δ 接法的阻容保护装置以减少电容量。

解 变压器每相容量 $S = \frac{1}{3} \times 50 \times 10^3 = 16.7 \times 10^3$ 伏安

根据表6-3和式 (6-11)， Δ 接法保护装置中的电容

$$C \geq \frac{1}{3} \times 6i_o\% \frac{S}{U_2^2} = \frac{1}{3} \times 6 \times 8 \times \frac{16.7 \times 10^3}{200^2} \\ = 6.67 \text{ 微法}$$

取 $C=8$ 微法。

电容耐压 $\geq 1.5U_c = 1.5\sqrt{3} \times 200 = 520$ 伏

根据表6-3和式 (6-14)， Δ 接法保护装置中的电阻

$$R \geq 3 \times 2.3 \frac{U_2^2}{S} \sqrt{\frac{u_s\%}{i_o\%}} = 3 \times 2.3 \times \frac{200^2}{16.7 \times 10^3} \sqrt{\frac{5}{8}} \\ = 13.1 \text{ 欧}$$

考虑到式 (6-12)，电容 C 已大于计算值，所以电阻 R 可以适当减小，取 $R=12$ 欧。

由于 $CR = 8 \times 10^{-6} \times 12 = 96 \times 10^{-6}$ 秒，所以取电阻的功率为

$$P_R = [(2\pi f)^2 K_1 (CR) + K_2] CU_2^2 \\ = [(2\pi \times 50)^2 \times 3 \times 96 \times 10^{-6} + 900] \times 8 \times 10^{-6} \times 200^2 \\ = 300 \text{ 瓦}$$

选用交流耐压600伏以上的8微法电容和300瓦的12欧电阻串联共三组，接成 Δ 形，再与变压器次级联接。

晶闸管装置在采用上述阻容保护（图6-11，表6-3）时，由于电容 C 所储电能将在晶闸管触发导通时释放，从而增加晶闸管开通时的 di/dt 值。除此，对于大容量的晶闸管装置，三相阻容保护装置比较庞大。这时，可以采用图6-13所示的整流式接法。虽然多了一个三相整流桥，但是只用一个电容，并因只受直流电压而可采用体积小、电容量大的电解电容器，从而可以减小保护装置的体积。

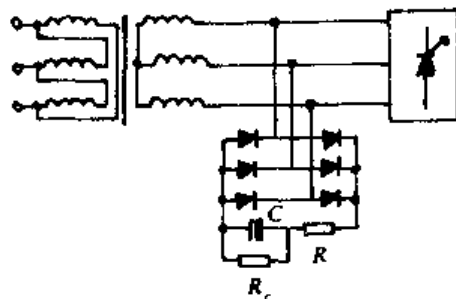


图6-13 三相整流式阻容保护的接法

整流式阻容保护装置在正常工作，三相整流桥把电容 C 的电压充到三相线电压的峰值。在过电压时，电容 C 的电压被进一步提高（储能），过电压过去后，电容 C 通过电阻 R 放电（耗能），再回到线电压峰值。

电容 C 的数值仍可按能量关系来确定 (下列各参数的定义与前面全同)

电容 C 在正常工作时所储电能为 $\frac{1}{2}C (\sqrt{3} \sqrt{2} U_2)^2$

三相变压器次级 Y 接法, 在空载拉闸时部分磁能转化为电容器储存的电能, 其值为 K_z

$$\frac{1}{2} (3L_{m2} I_{02}^2)$$

电容 C 在过电压时允许储存的电能为 $\frac{1}{2}C (K_{gu} \sqrt{3} \sqrt{2} U_2)^2$

前两部分能量的总和应小于第三部分的能量, 即 $\frac{1}{2}C (\sqrt{3} \sqrt{2} U_2)^2 + K_z \frac{1}{2} (3L_{m2} I_{02})^2 \leq \frac{1}{2}C (K_{gu} \sqrt{3} \sqrt{2} U_2)^2$

通过整理, 可以写出用“微法”表示的电容值

$$C \geq \frac{K_z \frac{1}{2} (3L_{m2} I_{02}^2) 10^6}{\frac{1}{2} U_2^2 \times 6 (K_{gu}^2 - 1)}$$

$$= (15.9 \frac{K_z}{K_{gu}^2 - 1}) i_0 \% \frac{S}{U_2^2} \text{ 微法}$$

考虑到实际运行时 $K_{gu} = 1.4$ 是允许的, 而 $K_z = 0.4$ 可以符合一般的情况, 因此得到上面圆括号内的数值为 6. 所以, 计算电容的公式和式 (6-11) 完全相同即

$$\text{变压器次级 } Y \text{ 接法时} \quad C \geq 6 i_0 \% \frac{S}{U_2^2} \text{ 微法} \quad (6-15)$$

$$\text{变压器次级 } \Delta \text{ 接法时} \quad C \geq 18 i_0 \% \frac{S}{U_2^2} \text{ 微法} \quad (6-16)$$

式中 S, U_2 和 $i_0 \%$ —— 见式 (6-11) 说明; 在变压器次级 Δ 接法时, 相电压有效值 U_2 等于线电压有效值 U_{21} , 并使电容 C 的直流耐压 $\geq 1.5 \sqrt{2} U_{21}$

与电容 C 并联的电阻 R_c 的数值, 可以从时间常数 $R_c C$ 来考虑。为了减小正常时整流电压的脉动, 时间常数 $R_c C$ 应大于 3.3 毫秒 (三相桥式整流电压的一个脉波时间), 即 $R_c C > \frac{20}{6} \times 10^{-3}$ 秒; 但 $R_c C$ 也不能太大, 要在两次过电压之间 (假定两次过电压最短时间间隔为 1 秒) 使电容 C 来得及把所储第一次过电压的能量放完, 即 $5 R_c C \leq 1$ 秒。因此, 电阻 R_c 的范围应是

$$\frac{1}{3C} \times 10^4 < R_c \leq \frac{1}{5C} \times 10^6$$

式中, C (微法); R_c (欧)。

并使电阻的功率 $\geq (3 \sim 4) \frac{(\sqrt{2} U_{21})^2}{R_c}$, U_{21} 是变压器次级电压有效值。

与电容 C 串联的电阻 R 的数值, 可按下式确定:

$$\text{变压器次级 } Y \text{ 接法时} \quad R \geq 3.3 \frac{U_2^2}{S} \frac{u_k \%}{i_0 \%} \text{ 欧} \quad (6-17)$$

$$\text{变压器次级 } \Delta \text{ 接法时} \quad R \geq 1.1 \frac{U_2^2}{S} \frac{u_k \%}{i_0 \%} \text{ 欧} \quad (6-18)$$

式中各符号的意义与前面相同。

由于正常工作情况下 R 中的电流很小, 所以 R 的功率不必专门考虑。

2. 非线性电阻保护

阻容保护装置只能把操作过电压抑制在允许范围以内。当发生雷击或从电网侵入更高的浪涌电压时，虽有阻容保护，过电压仍会突破允许值。因此，在采用阻容保护的同时，可以设置非线性电阻（硒堆或压敏电阻）保护。它们有接近于稳压管的伏安特性，能把浪涌电压抑制在晶闸管装置允许的范围以内。

硒堆由硒整流片串联成组，单相时用两组对接后再与电源并联，三相时用三组对接成Y形，或用六组接成△形，如图6-14。当电源电压正负交变时，总有一组硒堆处在反向受压

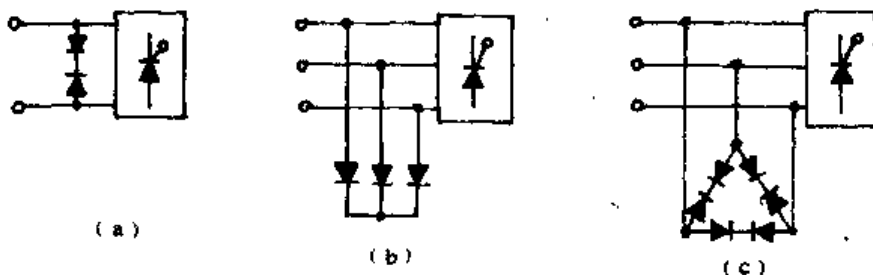


图6-14 硒堆保护的接法

(a) 单相 (b) 三相Y接 (c) 三相△接

状态。在正常工作情况下，受反压的硒堆工作在伏安特性的A点（图6-15），漏电流很小。B点对应的电压 U_B 是阻容保护装置限制的操作过电压峰值，硒片允许最大反向电流密度（2.5~4）毫安/厘米²，这时一切都正常。在阻容保护装置抑制电压的同时，硒堆也能吸收掉一部分变压器磁场释放出来的能量。当出现异常的浪涌电压时，硒堆工作点继续上升到C点，造成硒片击穿，如同电源经硒堆作瞬时的短路，硒堆吸收浪涌的能量，从而限制了过电压的数值。硒片击穿时，表面会烧出焦点，但在浪涌电压过去以后，整个硒片仍恢复正常，继续恢复保护的功能。

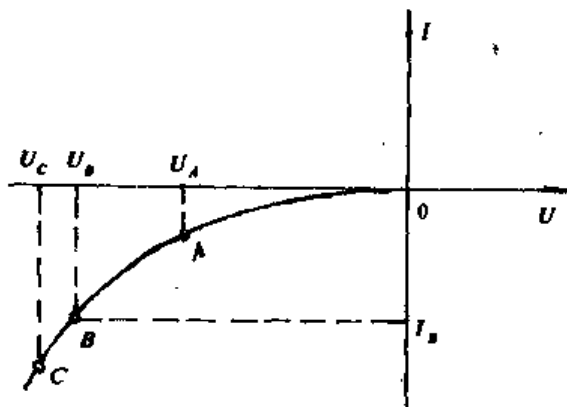


图6-15 硒堆伏安特性及其保护作用

U_A —正常电压峰值 U_B —操作过电压峰值
 I_B —硒片允许最大反向电流 U_C —击穿电压

硒片每片的额定反向电压有效值可由产品目录查得，一般为20~30伏。考虑到电网电压的可能升高和硒片特性的分散，用（1.1~1.3）倍的正常工作线电压有效值 U_{21} 除以每片额定电压，即得每组所需片数。为了可靠地保护，可用实验法测出每组硒片的反向伏安特性中A、B、C各点（图6-15），再根据晶闸管实际允许的过电压倍数来校正硒堆的片数。

硒片的面积有40×40，60×60，100×100毫米²等规格。容量大的整流装置，应选较大规格的硒片。选择硒片的经验公式是

$$A \geq 3.9 i_0 \% \times I_{21} \text{ 毫米}^2 \quad (6-19)$$

式中 $i_0\%$ ——变压器激磁电流百分数；

I_{21} ——变压器次级线电流的额定值。

在三相电源时，硒堆有图6-14（b）和（c）所示两种接法。三相Y接法时，每组硒片在一个周期内有240°通过漏电流；而三相△接法时，只有180°通过漏电流。因此，后者的工作

条件与硒片产品的测试条件基本一致,由漏电流引起的温升也较低,从而能更可靠地保护晶闸管装置。

采用硒堆保护的优点是它能吸收较大的浪涌能量,缺点是硒堆的体积大,伏安特性不陡,并且长期不用后性能不良,会发生“储存老化”,即正向电阻增大而反向电阻降低,因而失去效用;要使用时,必须经过“化成”才能复原。“化成”的办法是:先加50%的额定交流电压10分钟,再加额定交流电压2小时。由此可见,硒堆并不是一种理想的保护装置。

金属氧化物压敏电阻是由氧化锌、氧化铋等烧结制成的非线性电阻元件。它在近年来获得愈来愈多的应用,是一种新型的过电压保护元件。它具有正反向相同的很陡的伏安特性(图6-16)。正常工作时漏电流小(微安级),故损耗小,遇到过电压时可通过高达数千安的放电电流 I_V ,因此抑制过电压的能力强。除此,它对浪涌电压的反应快,而本身体积又小。因此,它是一种较好的过电压保护元件,可以用它来取代硒堆保护。压敏电阻的主要缺点是持续的平均功率太小(仅数瓦),如果正常的工作电压超过了它的额定电压,很短时间就会烧坏。

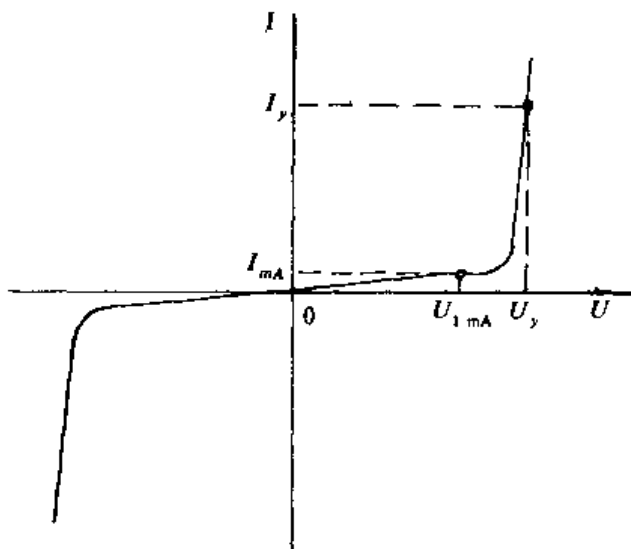


图6-16 压敏电阻的伏安特性

由于压敏电阻的正反向特性是对称的,因此单相电路用一个压敏电阻,三相电路用三个,接成Y形或 Δ 形(图6-17)。在图6-18内表示:没有任何保护时浪涌电压为 U_0 ;如果用硒堆保护,电压只能抑制到 U_X ;如果用压敏电阻保护,电压被抑制到残压 U_V ,由于通过较大的放电电流 I_V ,所以能把浪涌的能量消耗。浪涌以后,一切又恢复正常,压敏电阻受到低于额定电压 U_{1mA} (图6-16)的电压。

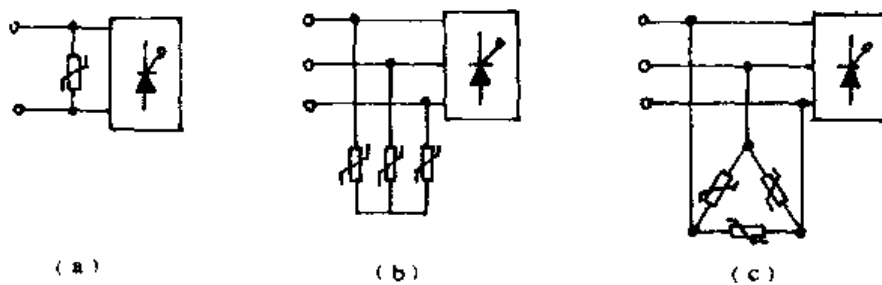


图6-17 压敏电阻保护的接法

(a) 单相 (b) 三相Y接 (c) 三相 Δ 接

压敏电阻的特性参数有:(1)漏电流为1毫安时的额定电压值 U_{1mA} ;(2)放电电流达到规定值 I_V 时的电压 U_V ,其数值由残压比 U_V/U_{1mA} 所确定;(3)允许的通流容量,即在规定波形下(冲击电流前沿10微秒,波长20微秒),允许通过的浪涌峰值电流。

压敏电阻的计算方法还不成熟。通常,可按式选取压敏电阻的额定电压 U_{1mA}

$$U_{1mA} \geq \frac{E}{(0.8 \sim 0.9)} \times (\text{压敏电阻承受的额定电压峰值})$$

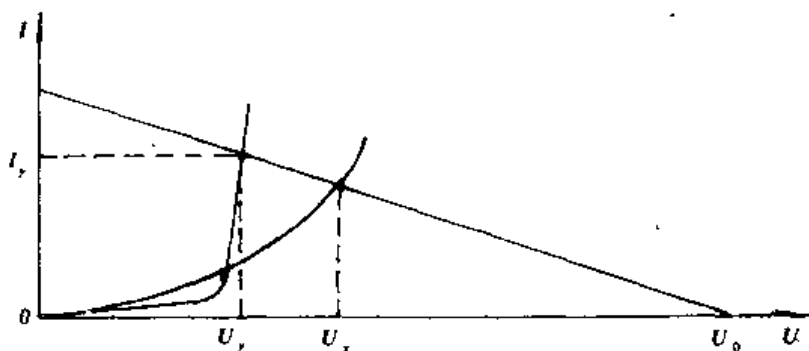


图6-18 用压敏电阻或硒堆抑制过电压

式中 ϵ ——电网电压升高系数，一般取 $\epsilon=1.05\sim1.10$ ；

系数 $(0.8\sim0.9)$ ——考虑参数 U_{1mA} 下降10%而通过压敏电阻的漏电流仍保持在1毫安以下，以及考虑整流装置允许过电压的系数。

按整流变压器的空载激磁能量，选择吸收冲击能量相当的压敏电阻的通流容量。不同规格的压敏电阻吸收冲击能量的能力应由压敏电阻制造厂给出。

VYJ 型浪涌吸收器（压敏电阻）的额定电压有：100，220，440，1000伏等；放电电流100安的残电压比小于 $(1.8\sim2)$ ，放电电流3千安的残压比小于3；通流容量有：0.5，1，1.5，2，3，4，5千安等。

压敏电阻的残压比较大，如果晶闸管元件的电压储备系数（安全系数）较小，就不宜采用压敏电阻作过电压保护。

（二）直流侧过电压

直流侧也有发生过电压的可能。图6-19中，由于快速熔断器熔断，直流电抗器所储能量释放时，会在 A, B 间造成过电压，因而应在 A, B 间接入过电压保护装置。图6-20中，由于直流侧快速开关（或熔断器）切断过载电流时，变压器储能的释放产生过电压。交流侧保护装置虽能适当地抑制这种过电压，但变压器过载时所储能量比空载时所储能量大，过电压还会通过导通着的晶闸管反映到直流侧来。图6-20中，箭头表示交流侧和直流侧保护装置吸收能量时的电流路径。

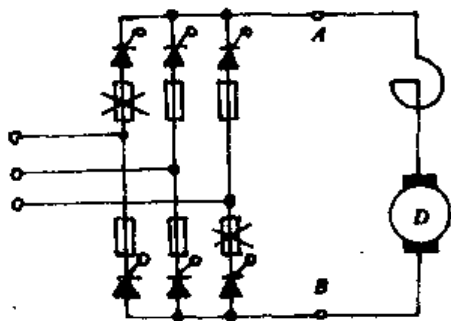


图6-19 快速熔断器熔断引起过电压

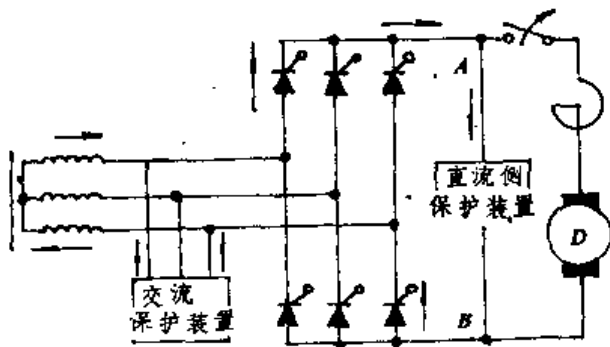


图6-20 直流开关跳闸引起过电压

如果快速熔断器或快速开关选配适当，则拉弧时过电压不超过正常电压的2倍，这时直流侧可不设过电压保护装置。但是通常考虑快熔或开关不合规格或选配不当，则在直流侧设置过电压保护装置是必要的。直流侧保护可以采用和交流侧保护相同的方法，如图6-9。其参

数选择的原则也相同。例如对于直流侧阻容保护装置,在考虑拉弧时的能量损耗和其它保护装置存在的情况下,可以列出类似式(6-10)的能量平衡式,从而得到直流侧保护电容的计算式。

如果由于采用直流侧阻容保护装置以后,使系统的快速性不能达到指标时,应尽可能不采用直流侧阻容保护装置。这时,可在直流侧采用压敏电阻,以防止过电压。

(三) 晶闸管关断过电压

以三相全控桥带电感性负载为例,说明晶闸管关断时承受过电压。图6-21中,共阴极(或共阳极)的三个晶闸管在一个周期内轮流导电 120° ,流过晶闸管的电流是 120° 方波,而

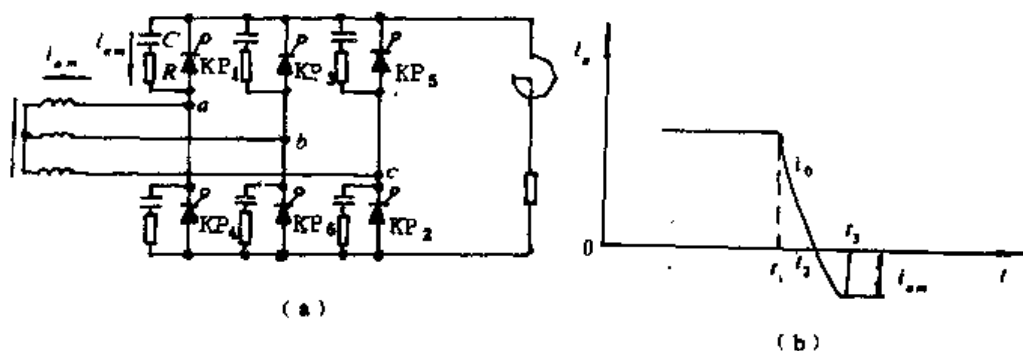


图6-21 晶闸管关断过电压和元件的阻容保护

流过负载的电流是平直的直流。例如,先由导通着的晶闸管 KP_1 、 KP_2 把 a 、 c 相的交流线电压送到直流侧。当 KP_1 导电达 120° (图6-21中的 t_1) 时,由于 KP_3 被触发导通, KP_3 、 KP_2 把 b 、 c 相交流线电压送到直流侧,同时 KP_1 受反向阳极电压(即 a 、 b 相交流线电压)而准备关断。当电流 i_a 降到零时,晶闸管内部仍残存着载流子,在反向电压作用下,将产生反向电流 $-i_a$ (图6-21中的 t_2 至 t_3 段),使残存的载流子恢复,晶闸管就立即阻断 (t_3 时刻),这时的 di/dt 很大,变压器漏感 L_B 产生过电压 $L_B \frac{di}{dt}$ 作用于关断的晶闸管 KP_1 上。过电压的数值可达工作电压峰值的5~6倍。为此,在晶闸管两端并联阻容,使 $-i_a$ 通过 R_C 支路而续流,则 di/dt 可以减少很多,从而抑制了过电压。电阻 R 有两个作用,一是为了阻尼 $L_B C$ 回路的振荡。另一是用于限制关断的晶闸管在再次导通时电容 C 向晶闸管放电,产生瞬时较大的 di/dt 。

阻容 RC 的经验数据见表6-4。

表6-4 限制关断过电压的阻容的经验数据

晶闸管额定电流 I_T (安)	10	20	50	100	200
C (微法)	0.1	0.15	0.2	0.25	0.5
R (欧)	100	80	40	20	10

电容 C 也可按经验公式选取

$$C = (2 \sim 4) I_T \times 10^{-3} \text{ 微法}$$

一般取

$$R = 10 \sim 30 \text{ 欧}$$

电容 C 的耐压和电阻 R 的功率同样可按第一节中晶闸管串联时起动态均压作用的电容耐压和电阻功率的计算方法进行计算。

特别需要指出,目前对于过压保护的措施及其计算方法很多,它们的计算结果可能差

异很大。因此，一般计算出来的数据不是严格的，可参考最新同类计算出的保护参数作适当的修改。

在实际使用的晶闸管装置中，视具体情况仅需要采用图6-9中所示一部分过电流保护措施。

二、过电流保护

晶闸管在短时间内能够承受一定的过电流而不损坏。但是，如果短路或过载时过电流数值较大，而切断的时间稍慢，就会造成晶闸管的损坏。发生过电流的原因有：生产机械过载；晶闸管装置直流侧短路；可逆系统中产生环流和逆变失败；某一元件击穿短路，引起相邻元件过电流等。

过电流保护的措施有如图6-22所示的数种，可以根据需要选择其中的一种或数种对晶闸管装置作过流保护。

(一) 在交流进线中串接电抗器（图6-22中的A）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，它在负载上会有较大的压降。

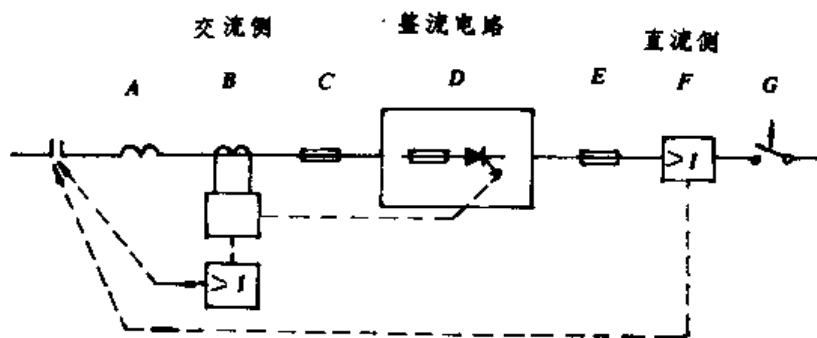


图6-22 晶闸管装置可能采用的几种过电流保护措施

A—进线电抗器限流 B—电流检测和过流继电器
C—交流侧快熔 D—元件串联快熔 E—直流侧快熔
F—过流继电器 G—直流快速开关

(二) 在交流侧设置电流检测装置（图6-22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或瞬时停止触发器发出脉冲，从而使晶闸管立即阻断，抑制了过电流。在可逆系统中，停发脉动会造成逆变失败，因此多用脉冲快速后移的方法。

(三) 交流侧经电流互感器接入过流继电器或直流接入过流继电器（图6-22中的B或F），可以在发生过流故障时动作，跳开交流输入端的自动开关。由于过流继电器的动作和自动开关的跳闸都要一定的时间（约100~200毫秒），故必须设法限制短路电流。只有在短路电流不大的情况下，它们才能起保护晶闸管的作用。

(四) 对于大容量和中等容量的设备以及经常逆变的情况，可用直流快速开关作直流侧的过载或短路保护（图6-22中的G）。在发生故障电流时，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2毫秒，全部分断电弧的时间也不过25~30毫秒，它是目前较好的直流侧过流保护装置。但因目前生产的只有几百安到6000安的大容量开关，并且它的设备和控制部分复杂，因此还未能普及应用。

(五) 快速熔断器是防止晶闸管过流损坏的最后一种措施，它也是晶闸管装置中应用最普遍的过电流保护措施。快速熔断器的断流时间在10毫秒以内。快速熔断器可以安装在交流侧、与晶闸管元件直接串联和直流侧（图6-22中的C、D和E）。对于三相全控桥安装快熔

的三种部位示于图6-23中。交流侧接快熔能够对元件短路和直流侧短路都起保护作用,但因正常时流过快熔的电流有效值大于流过晶闸管的电流有效值,故应选用额定电流较大的快熔,这样对故障过电流时晶闸管的保护就差了;直流侧接快熔只对负载短路或过载起保护作用,但对元件短路则不起保护作用;元件串联快熔,因流过它们的电流相同,所以对元件的保护作用最好,是应用最广的一种接法。

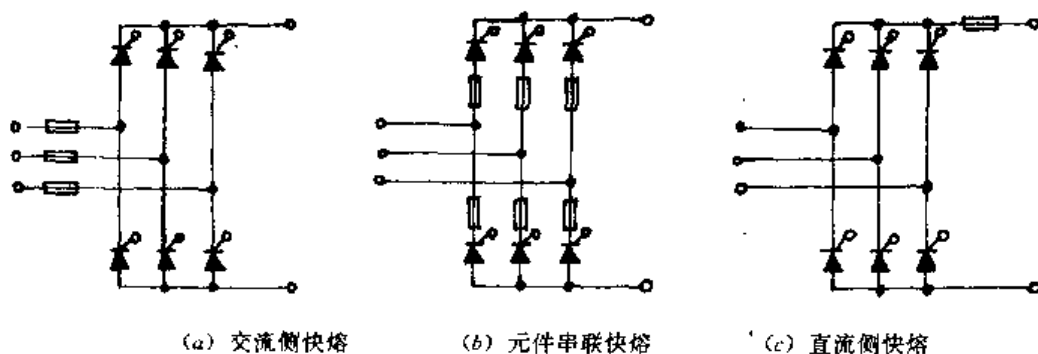


图6-23 用快速熔断器保护晶闸管

在选择与晶闸管串联的快速熔断器时,主要应考虑下述几个方面:

1. 快熔的额定电压应大于线路正常工作电压的有效值。
2. 按实际需要选择熔体的额定电流。安装熔体的外壳称熔断器,熔断器的额定电流应大于或等于熔体电流。

3. 快熔熔体的额定电流是指电流有效值。而晶闸管的额定电流 I_T 是正弦半波的平均值,其有效值是 $1.57I_T$ 。因此,对于单相半波整流电路在电阻负载和晶闸管全导通的情况下,从长时运行用快熔保护晶闸管的观点出发,应按 $1.57I_T$ 来选择熔体的额定电流。但是,从出现短路到快熔熔断这段时间内的短路电流波形并非正弦,快熔和晶闸管在不同波形的短路电流冲击下的发热和损坏情况各不相同;并且从正常运行的角度来看,由于选用晶闸管时所取的安全系数不同,流过晶闸管的实际电流有效值不同,因此不能简单地按 $1.57I_T$ 来选择熔体的额定电流。

通常,流过晶闸管的实际电流总是小于晶闸管的额定电流,这时,熔体的额定电流 I_{KR} 可按式选取

$$1.57I_T \geq I_{KR} \geq I_K \quad (6-20)$$

式中, I_K 是晶闸管的实际工作电流有效值,可由第二章或第三章中计算得到;在选取晶闸管的电流安全系数较大的情况下,可取式(6-20)中 I_{KR} 较小的数值。

熔断器过载能力必须与晶闸管实际过载情况相匹配。目前生产的快熔有两种型式:螺旋式(RLS系列)的额定电流在100安以下;汇流排式(RSO系列,RS3)系列的额定电流有10~350安多种。快熔的额定电压有250, 500, 750伏三种,计划要发展1000伏等级。

在一般的系统中,常采用过流信号控制触发脉冲以抑制过电流,再配合采用快速熔断器保护。由于快速熔断器价格较高、更换也费事,通常把它作为过流保护的最后一种措施,非不得已,希望它不要熔断。

三、电压和电流上升率的限制

(一) 电压上升率 du/dt

在阻断状态下晶闸管的 J_2 结面(图1-7)相当于一个电容。如果突然受到正向阳极电压,充电电流经过门极与阴极的PN结时,起了触发电流的作用。当正向电压上升率 du/dt 较大

时, 充电电流很大, 就会使晶闸管误导通。这种误导通常会引起过大的浪涌电流, 使保护晶闸管的快熔熔断或使晶闸管损坏。因此, 作用于晶闸管的正向电压上升率 du/dt 应小于表1-2内所示晶闸管的断态电压临界上升率 dv/dt 的数值。

产生 du/dt 可能过大的原因, 有两个方面:

1. 交流侧产生的 du/dt

由电网侵入晶闸管装置的过电压往往是前沿陡而幅值大。对于带有整流变压器和交流侧阻容保护的晶闸管装置 (图6-11), 由于变压器漏感和保护用的阻容组成了滤波环节, 使侵入的过电压衰减很大, 作用于晶闸管的正向电压上升率 du/dt 不会很大。在无整流变压器 (或自耦变压器漏感较小) 的情况下, 应在电源输入端串联在数值上相当于变压器漏感的进线电感 L_T (图6-24), 同样可以组成滤波环节, 限制了作用于晶闸管的 du/dt 。

进线电感 L_T 近似地可按式计算

$$L_T = \frac{U_2}{\omega I_2} u_k \% = \frac{U_2}{2\pi f I_2} u_k \% \quad (6-21)$$

式中 U_2 和 I_2 —— 交流侧的相电压和相电流;

f —— 电源频率;

$u_k \%$ —— 与晶闸管装置容量相等的整流变压器的短路比。

进线电感 L_T 同时起限制短路电流等作用。电容和电阻的数值按表6-3计算。

2. 晶闸管换相时产生的 du/dt

在晶闸管导通换相瞬间, 两相晶闸管同时导通, 在换相的短时间 (γ 角) 内, 相当于线电压被短路, 因此电压波形上常常出现很多缺口, 图6-25是这里准备研究换相情况的三相全

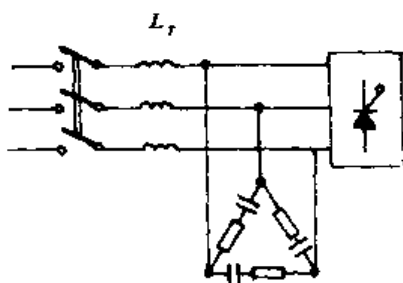


图6-24 串联进线电感直接接入电网

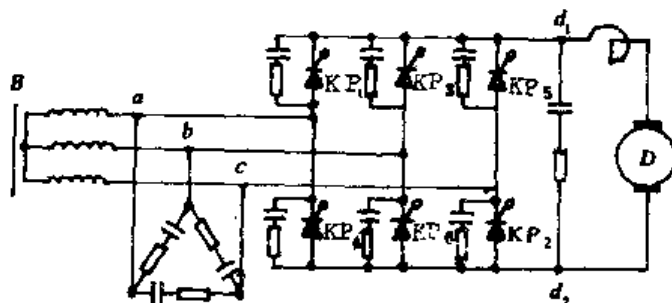


图6-25 研究三相全控桥晶闸管的换相情况

控桥。以逆变工作状态 $\alpha=120^\circ$ 为例, 在图6-26 (a)、(b)、(c) 中表示相电压和线电压的波形。

在 ωt_1 时刻以前, 晶闸管 KP_5 和 KP_6 导通, 把线电压 u_{cb} 送到直流侧; 在 ωt_1 时刻, 晶闸管 KP_1 受触发脉冲而导通, 造成 a 相和 c 相电压经 KP_1 和 KP_5 短路, 直流侧 d_1 点的电位应是图6-26 (a) 中 ωt_1 时刻 a 相和 c 相电压的平均值, 即 a 相电压突然降低, c 相电压突然升高; 在换相角 γ 时间内形成电压波形缺口 (线电压 u_{ac} 突然下降, $u_{ac}=0$), 换相完毕后恢复正常。电压缺口的前沿对应于 KP_1 导通瞬间, 缺口的后沿对应于 KP_6 关断瞬间, 缺口的宽度就是换流重叠角 γ 。同理, 在 ωt_1 时刻以后 60° 的 ωt_2 时刻, 晶闸管 KP_2 导通, b 相和 c 相短路, 形成电压波形上另一个缺口。如此每换相一次, 电压波形上出现一个缺口, 一个周期内六次换相, 出现六个缺口。对应于各时刻的晶闸管导通情况, 列于表6-5内, 相电压和线电压波形见图6-26。

对于三相式电路来说,在电流连续
的条件下,晶闸管承受正反向电压为线
电压。线电压缺口内很大的 du/dt ,对晶
闸管产生干扰,可能导致晶闸管误导通。
在图6-26的(d)和(e)中,表示出 $\alpha=$
 120° 时晶闸管 KP_1 和 KP_4 的阳极电压波
形。电压 u_{K_1} 的波形分为三段:在 $\omega t_1 \sim$
 ωt_3 时间内,晶闸管 KP_1 导通,故 $u_{K_1}=0$;
在 $\omega t_3 \sim \omega t_5$ 时间内,晶闸管 KP_3 导通,故
 $u_{K_1}=u_{ab}$;在 $\omega t_5 \sim \omega t_7$ 时间内,晶闸管 KP_5
导通,故 $u_{K_1}=u_{ac}$ 。同理,可以画出电压
 u_{K_4} 的波形。一个周期内六次换相,从 u_{K_1}
和 u_{K_4} 的波形可以看到各有三次换相。这
三次换相,引起六次电压突变,其中四次
向电压降低方向突变。 du/dt 为负,对
晶闸管不产生危害,另外两次电压突然
“大”, du/dt 为正,有可能造成晶闸管误
导通。对于 u_{K_4} 波形,两次 du/dt 为正的
原因是: ωt_1 时刻 KP_1 导通引起的,和
 $\omega t_3 + \gamma$ 时刻 KP_1 关断引起的。因此可以说,
三相全控桥共阴极组某晶闸管的导通与
关断,将在对应的共阳极组同相晶闸管
上产生两次正向的 du/dt ;反之,亦然。

在电动机再生制动时,电动机的能
量通过(例如上述 $\alpha=120^\circ$ 时)逆变状态
的三相全控桥(图6-25)送回交流电网。
如果由于 KP_1 的导通和关断,造成 KP_4
因正向 du/dt 过大而误导通,那末直流
侧 d_1 和 d_2 点将经过 KP_1 和 KP_4 而形成短
路,电动机电枢送出的大量短路电流将
损坏与晶闸管串联的快速熔断器或晶闸
管本身。

防止 du/dt 造成误导通的方法是在
每个桥臂串接一个桥臂电抗器 L_s ,如图
6-27所示。利用 R, C, L_s 串联电路的滤
波特性,可以使晶闸管上电压波形的缺
口变平,正向电压上升率降低到安全的
数值。

(二) 电流上升率 di/dt

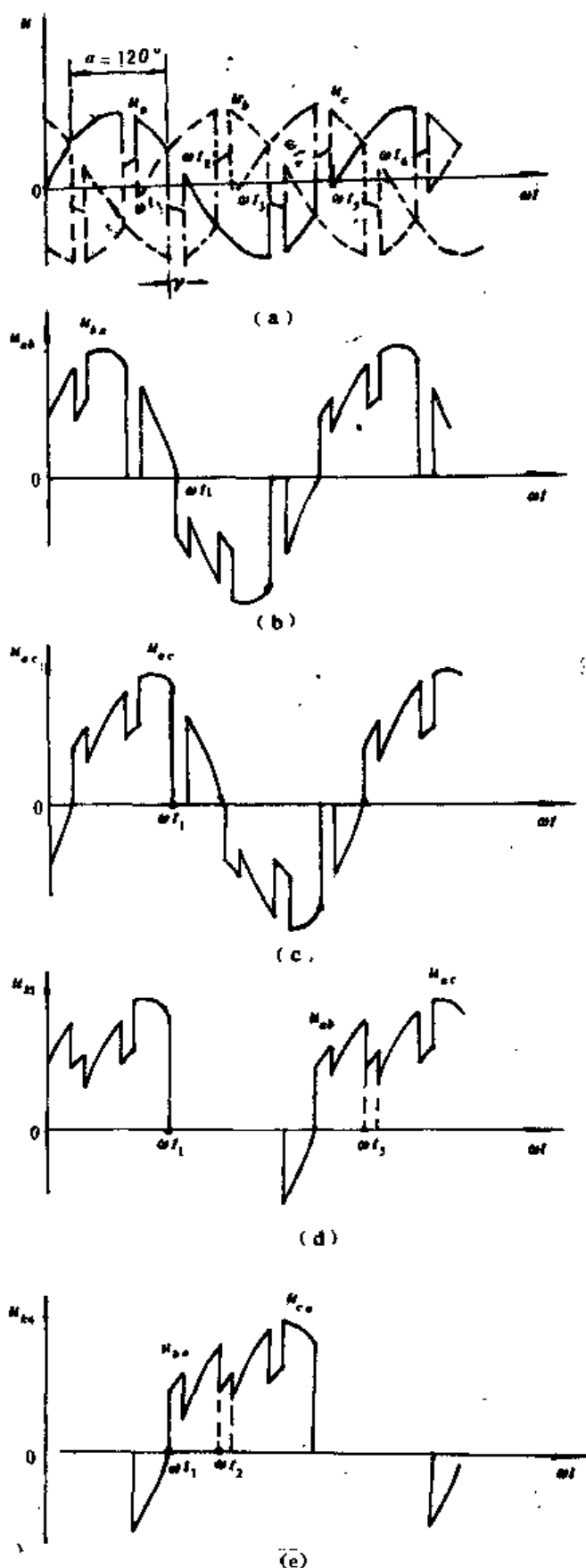


图6-26 三相全控桥 $\alpha=120^\circ$ 时的电压波形
(a) 相电压波形(u_a —实线, u_b —虚线, u_c —点划线)(b) 线电压 u_{ab}
波形(c) 线电压 u_{ac} 波形(d) 晶闸管 u_{K_1} 波形(e) 晶闸管 u_{K_4} 波形。

晶闸管在正向阳极电压作用下其门极流入触发电流以后,最初的瞬时,主电流集中在门极附近,随着时间的增长,导通区才逐渐扩大,直到全部结面导通为止,这个过程约需几微秒到几十微秒。如果导通时电流上升率 di/dt 太大,则可能引起门极附近过热,造成晶闸管损坏。因此,作用于晶闸管的正向电流上升率 di/dt 应小于表1-2内所示晶闸管的通态电流临界上升率 di/dt 的数值。

产生 di/dt 可能过大的原因,从图6-25来看,有下述几个方面:

1. 换相电流产生的 di/dt

三相全控桥通过共阴组和一个共阳组各一个晶闸管把交流侧线电压瞬时值送至直流侧。在某一时刻晶闸管 KP_1 被触发导通后,原来流经晶闸管 KP_5 的电流逐渐减小,而 KP_1 中的电流逐步增大,发生一个换相过程。在换相过程中, KP_1 电流增长的速度 di/dt 不允许过大,以免损坏晶闸管。由于变压器的漏感 L_s (或进线电感 L_T) 通常较大,使换相过程的 di/dt 受到限制,所以 di/dt 值一般不会太大。

2. 交流侧阻容保护装置产生的 di/dt

在 KP_1 导通和 KP_5 关断的换相过程中, a 相和 c 相通过晶闸管 KP_1 和 KR_5 短路。接在 a , c 两相间的交流侧阻容保护装置,把换相前电容所储电能通过 KP_1 和 KP_5 突然释放。这个电容放电电流只受与电容串联的电阻的限制,它的 di/dt 较大,可能造成对晶闸管的危害。采用整流式阻容保护装置,可以避免晶闸管受到由这一原因造成的过大的 di/dt 。

3. 直流侧阻容保护装置产生的 di/dt

在 KP_1 导通时直流侧的整流电压瞬时值提高,交流电源经 KP_1 对直流侧阻容保护装置送来一个较大的电容充电电流。这个电流同样使晶闸管 KP_1 的 di/dt 增大。由于整流式阻容保护装置的电容两端电压波动较小,所以在直流侧采用整流式阻容保护后能够减小电容充电电流,因而能够减小晶闸管的 di/dt 。

4. 和晶闸管并联的阻容保护装置产生的 di/dt

在 KP_1 导通时,与 KP_1 并联的电容经晶闸管放电。电容的放电电流只能靠增大与电容串联的电阻来限制。但是,图6-25中一切阻容保护装置用过大的电阻来限制晶闸管的 di/dt ,必然会降低阻容对晶闸管过电压保护的效果。

除了直接与晶闸管并联的阻容以外,其它各种原因产生晶闸管 di/dt 过大时,可以在每个桥臂上串联一个电感 L_s (图6-27),来抑制晶闸管导通时的正向电流上升率 di/dt 。

从以上分析可见,晶闸管换相时会引起不允许的 du/dt 和 di/dt ,各阻容保护装置和桥臂电抗器 L_s 对晶闸管所受的 du/dt 和 di/dt 有较大的影响,现综合归纳如下:

1. 为了限制 di/dt ,交流侧和直流侧宜采用整流式阻容保护装置。
 2. 为了限制 di/dt 和 du/dt ,可以每个桥臂上与晶闸管串联一个电感 L_s 。
- 通过对换相晶闸管电路的化简和演算,可以得到如下两个关系式:

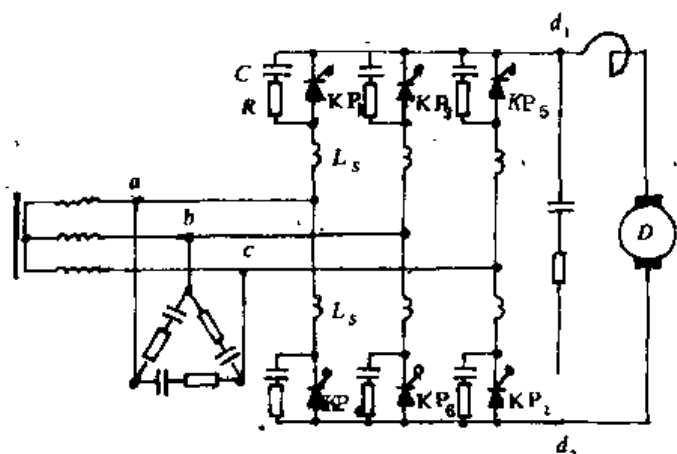


图6-27 晶闸管串接桥臂电抗器

晶闸管所受电流上升率 $\frac{di}{dt} = K_1 \frac{U_m}{L_s}$

晶闸管所受电压上升率 $\frac{du}{dt} = K_2 \frac{U_m R}{L_s}$

式中 U_m ——晶闸管所受的峰值电压；

L_s 和 R ——桥臂电感和晶闸管并联电阻，见图6-27；

K_1 和 K_2 ——与主电路型式及有无交流侧、直流侧阻容保护装置有关的系数。

从两个关系式可见，电感 L_s 与 di/dt 和 du/dt 成反比，因此在桥臂接入一定数值的电感 L_s 能有效地抑制晶闸管所受的 di/dt 和 du/dt 。

3. 桥臂串接的电感 L_s 可以是空心电抗器、铁芯电抗器或在桥臂串接晶闸管的导线上套若干个磁性圆环。采用空心电抗器时， $L_s \geq (20 \sim 30)$ 微亨；采用铁芯电抗器时， L_s 值可再大一些。

4. 在桥臂串联电感 L_s 后，可以适当地增加与元件并联的电阻 R 的数值，以限制并联电容 C 放电时的 di/dt 。这时，电阻的数值可取 $R = (1 \sim 3) \sqrt{\frac{2L_s}{C}}$ 。

表6-5 三相全控桥在一周期内晶闸管换相情况

时 间 坐 标	2π											
	ωt_1	ωt_2	ωt_3	ωt_4	ωt_5	ωt_6	ωt_7	ωt_8	ωt_9	ωt_{10}	ωt_{11}	ωt_{12}
导通的共阴极晶闸管	5.1	1	1	1	1.3	3	3	3	3.5	5	5	5
导通的共阳极晶闸管	6	6	6.2	2	2	2	2.4	4	4	4	4.6	6

最后，应当指出，晶闸管的保护是关系到晶闸管装置在系统中可靠运行的重要问题。但是对保护装置的定量计算，目前还缺乏成熟的和统一的计算方法。它们都有待于进一步科学实验和论证。根据本节计算式所得的参数，仅作为选用时的参考。

