

第一章 概 述

蓄电池作为一种可移动的能源已被广泛地应用于国民经济的各个领域。据调查，在煤矿井下、承担巷道运输作业的以蓄电池为动力的电机车数量约占总机车数量的 70%。

蓄电池是一种储能装置，它的储能过程很慢，一般新蓄电池初次储能需 72h（小时），正常使用储能需 12h（小时）。因此，对于用蓄电池作为动力的车辆以及其它装置来说，车辆以及有关装置的使用会因蓄电池的储能所需的时间而受到限制。因此，提高蓄电池的储能速度具有重大的经济意义。

蓄电池的储能过程就是充电过程。我国从 70 年代中期开始，就对蓄电池的快速充电技术进行研究，目前已有为数众多的蓄电池快速充电装置投入运行，产品已呈商品化。

快速充电技术是对传统的充电技术的重大变革，它可以大大提高蓄电池的储能速度。新蓄电池的初次充电时间约 24h（小时），正常使用的蓄电池的复充电约 2~3h（小时）。充电速度可提高 4~5 倍。

任何快速充电的最终目标是安全和快速，即在确保蓄电池的使用循环次数的必要前提之下，尽可能地缩短充电时间。

快速充电之所以具有生命力，是因为传统的充电技术既不安全又不快速。

60 年代末期，美国科学家马斯 (Mascc) 提出了以最低出气率为前提的蓄电池可接受充电电流曲线，如图 1-1 所示。

按照该曲线，使蓄电池以一定的电流值进行充电。该电

流值仅供电池接受而不会有气体析出。假设蓄电池的充电电流为 I_c ，蓄电池可接受的电流值为 I_s ，如果在蓄电池整个充电过程中 $I_c = I_s$ ，那么充电电流中不仅没有产生气体的电流量，而且充电持续的时间也可以减到最小。上述的蓄电池可接受充电电流形成了一条轨迹。这条轨迹是一条指数函数曲线。

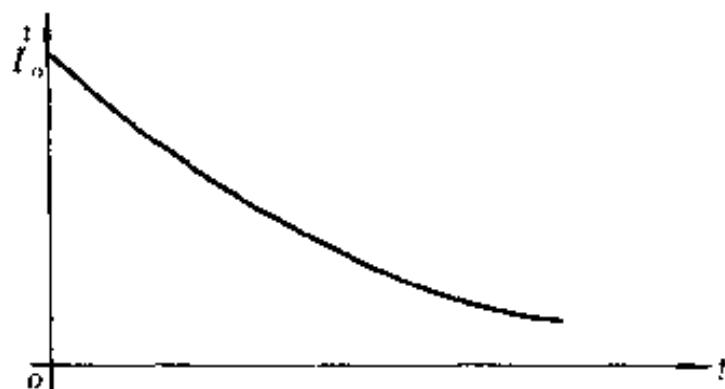


图 1-1 蓄电池可接受充电电流曲线

在充电过程中任何时间 t 上的电流可表示为：

$$I = I_0 e^{-\alpha t} \quad (1-1)$$

式中 I_0 —— $t=0$ 时的最大初始电流值；

α ——衰减常数。我们将其定义为蓄电池充电电流接受比。

在该指数函数曲线以上的任何电流，均不能提高充电率，而只会增加出气量；反之，在指数函数曲线以下的任何电流只会增加充电时间。

传统的充电方法，不论是定电压充电法还是定电流充电法，其起始的充电电流总是低于电池的接受能力，造成充电效率低、充电时间长。而在充电后期，最终的充电电流总是高于电池的接受能力，因而蓄电池内气体析出率不断增加、直到充电接近结束，所有的充电电流全部供给气体析出。因此，

传统的充电方式不论是从效率的角度还是安全的角度分析都不是一种比较好的充电技术。

图 1—1 所示的曲线为我们指出了一条以最低出气率为前提的提高充电速度的途径。这条曲线具有重要意义，为快速充电技术奠定了理论基础。

理论和实践都已证明，快速充电技术充分地挖掘了蓄电池固有的可接受充电电流的潜能，因而，较之传统的充电技术，具有如下优点：

1) 充电时间短、充电质量好。快速充电一般初次充电 24h 左右。正常充电 2h 左右。由于充电时间得到了绝对的保证，因而完全避免了蓄电池在容量不足的状况下投入运行的弊病，普遍地提高了蓄电池的使用循环次数。北京矿务局长沟峪煤矿在矿灯充电这一领域里全面推广快速充电技术，10 余年来矿灯使用的“红灯率”几乎降为零。该矿使用的 KJ-12 型碱性矿灯蓄电池使用寿命已达 5 年。

表 1—1 是一组山东省枣庄矿务局山家林煤矿掘进一区 223 上车场 2.5t 电机车蓄电池组的快速充电（以 2h 率充电）记录。

淮北矿务局沈庄煤矿为加快井下开采进度，在下料 2 场采用快速充电技术，蓄电池组为湘潭蓄电池厂生产的 DG-330，额定电压 48V。表 1—2 列出了一次充电数据，根据该数据画出了充电电流、蓄电池温升轨迹，如图 1—2 所示。从表 1—2 及图 1—2 可看出，充电电流基本上按照符合要求的指数函数衰减。充电后期，电解液比重从 1.13 上升至 1.27~1.28，说明极板及电解液电化学反应充分，容量符合要求。整个充电过程蓄电池组的极限温度始终处于符合要求的范围内。

表1-1 充电记录

电池号	起始/终止			电池号	起始/终止		
	电压, V	比重	温度, °C		电压, V	比重	温度, °C
1	1.95/2.2	1.26/1.28	27/39	13	2.0/2.25	1.24/1.27	28/40
2	1.95/2.2	1.26/1.28	27/39	14	1.95/2.2	1.25/1.28	27/39
3	1.95/2.2	1.25/1.28	27/39	15	1.95/2.2	1.25/1.28	27/39
4	2.0/2.2	1.25/1.28	28/39	16	2.0/2.25	1.24/1.27	27/39
5	1.95/2.2	1.24/1.27	28/39	17	2.05/2.3	1.24/1.27	28/40
6	2.0/2.2	1.24/1.27	28/39	18	2.0/2.25	1.24/1.28	28/40
7	2.0/2.25	1.24/1.27	26/38	19	2.0/2.25	1.25/1.28	27/39
8	2.0/2.3	1.24/1.28	26/38	20	1.95/2.3	1.25/1.27	28/40
9	1.95/2.2	1.25/1.28	27/39	21	1.95/2.2	1.24/1.28	28/40
10	1.95/2.3	1.25/1.28	27/39	22	2.0/2.25	1.26/1.28	28/40
11	1.95/2.3	1.24/1.27	27/39	23	1.95/2.2	1.26/1.28	28/40
12	2.0/2.25	1.24/1.28	28/40	24	2.0/2.25	1.26/1.28	27/39

表1-2 充电记录

充 电 时 间	充 电 电流, A	充 电 电压, V	电 池 温 度, °C
9 : 35	200	63	27
10 : 05	160	64	27
10 : 35	140	65	30
11 : 05	100	68	33
11 : 35	80	70	39
12 : 05	60	73	40

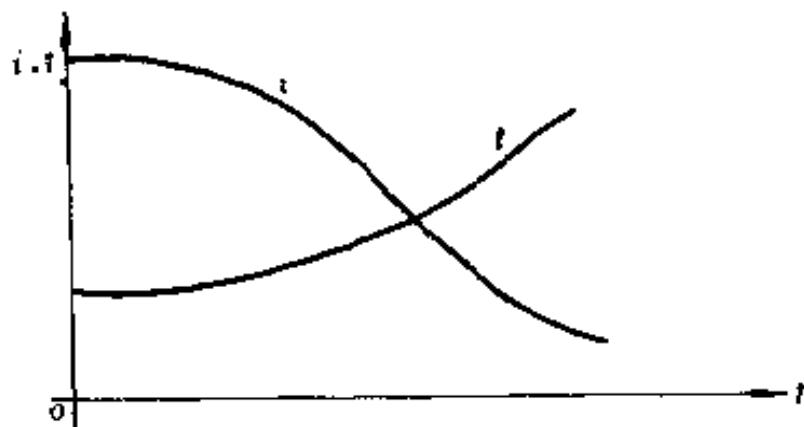


图 1-2 充电曲线

2) 提高了设备利用率，节省了设备投资。采用快速充电技术，充电时间缩短了 4~5 倍，因而加速了蓄电池的周转。枣庄矿务局山家林煤矿掘进一区 223 上车场，采取在交接班空隙时间进行充电，该巷道的掘进运输任务、原来需要 3 台机车，采用快速充电技术以后，仅需 2 台就可以满足运输任务。北京矿务局长沟峪煤矿矿灯充电房已经全面实行快速充电，矿灯充电架从原来的 18 台减至 6 台。据了解，小型地方煤矿采用快速充电经济效益更为显著。一般下井工人为 600 人的小型煤矿仅需一台矿灯快速充电装置。

3) 节省电能。据现场测试，充电 1 次可节电 20% 左右。在边远缺电地区采用快速充电效果更为显著。贵州省安龙县龙山煤矿矿灯充电房采用柴油发电机组供电，采用快速充电技术以后，节省了大量发电用柴油。据该矿反映，仅半年节省的柴油就收回了快速充电装置的投资。

4) 出气量低。据测试，采用传统的小电流充电，单格电池的出气量为 15000~16000ml，脉冲大电流快速充电，单格电池的出气量为 4000ml 左右、仅为前者的 1/4，因而可以减

小有害物质对环境空气的污染，减小了对充电工人的身体的危害。

蓄电池的生产和应用已有百余年历史。马斯提出的蓄电池可接受充电电流曲线奠定了快速充电的理论基础。有关资料表明，国外的充电技术已从2~3h的快速充电发展到高速充电（以 $1c^*$ ~ $10c$ 的速度充电）和瞬时充电（对小型蓄电池充电已达 $500c$ 和 $4000c$ ，充电时间分别为5s和1s）。充电手段趋于现代化。蓄电池脉冲充电采用计算机控制，对充电装置和蓄电池组成的闭合环路系统的实时控制和数据采集用计算机来设计，取得采用普通的充电方法不容易取得的数据资料。为制定最佳充电参数提供可靠的依据。

我国对快速充电技术的研究已走过了20余年的历程，其间生产出为数不少的快速充电装置投入现场运行，使用良好，解决了生产现场急需，取得了很好的效益。但是，从总的来讲，普及率还不高，不少使用单位对快速充电技术能否保证蓄电池的使用寿命这一问题还心存疑虑。这说明快速充电技术尚存在一定的问题需要进一步加以探讨和解决。

快速充电技术和快速充电装置设计参数尚缺乏一个统一的标准。不少厂家生产的快速充电装置对蓄电池充电率的要求，线路、型号、规格各不相同，充电效果也不尽相同，影响了快速充电技术的深入普及。

蓄电池的制造工艺和结构必须与快速充电技术相适应。由于快速充电与常规充电方法不同，因而对蓄电池的结构、工艺要求也不同。而现有的蓄电池结构是按照常规的充电方法设计和制造的。这就存在一个不相适应的问题。例如，对现

* c为蓄电池组的额定容量。

有的蓄电池采取快速充电，由于蓄电池极间连接板截面积是按小电流充电率设计的，难于承受大电流，易引起连接板发热甚至熔化，而这部分热量传给蓄电池内的电解液。促使蓄电池在充电过程产生高温，影响充电的正常进行。在生产现场曾发生过蓄电池外壳胀裂的现象，其原因就是大电流所产生的热量造成气体膨胀，外壳强度不够造成胀裂。本书对快速充电初始电流参数定为 $0.6c \sim 0.7c$ ，就是综合考虑了现有的蓄电池的结构和制造工艺这一影响快速充电时间的因素而制定的。快速充电技术既然是对传统的充电技术的变革，毫无疑问，它必然要对蓄电池的制造工艺提出变革，只有这样，才能使这一新兴的技术得到广泛深入的普及和应用。

本书将论述蓄电池快速充电的基本原理和方法，介绍蓄电池快速充电装置的设计原理，最后简要介绍 MKC 系列快速充电装置的使用方法。

第二章 蓄电池快速充电的基本原理

蓄电池按其组成电解质物质的不同分为酸性蓄电池和碱性蓄电池两大类。酸性蓄电池占绝大多数。本章将以酸性蓄电池为论述对象，其原理同样适用于碱性蓄电池。

第一节 铅酸蓄电池的工作原理

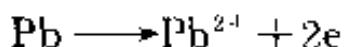
一、电池的电极电位

铅酸蓄电池是一种原电池，是借助化学反应而直接产生电流的一种装置。从能量变化的角度看，原电池过程无非是兑现了化学能到电能之间的转变。

铅酸蓄电池由正、负极板，电解液和电解槽组成。正极板的活性物质是二氧化铅(PbO_2)，负极板的活性物质是灰色海绵状的金属铅(Pb)，电解液是浓度为27%~37%的硫酸水溶液。

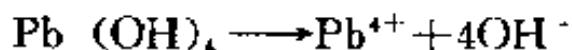
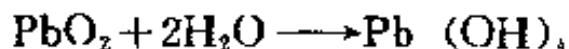
将金属插入含有金属盐的溶液中时，由于荷电粒子在两相之间的转移而产生了一定的界面电位差，这就形成了铅酸蓄电池的电极电位。

在蓄电池中注入一定浓度的电解液后，正负极板活性物质金属晶格上的原子因受到液相中水分子的极化、吸引，最终有部分脱离晶格并以水合离子的状态进入溶液，同时，电解液中的金属离子也部分地吸附到极板金属的表面上来。负极板表面的活性物质[Pb]发生溶解，产生铅离子：



铅离子 (Pb^{2+}) 进入电解液，在此过程中，由于负极板表面积累了过剩的电子而获负电。溶液中的 Pb^{2+} 必将被吸引而较多地分布在负极板表面。当离开负极板和沉积在负极板上的 Pb^{2+} 相等时，达到平衡。此时，负极板不再发生溶解。于是，在两相之间的界面层就形成一个类似电容器那样的界面双电层。因双层电位相反，故而两相间必存在一定的界面电位差。显然，发生在负极板和电解液周围的溶解过程荷电粒子的转移是溶液中的正离子被吸附，界面双电层形成了蓄电池的负极电位。

同样，在蓄电池中注入一定浓度的电解液后，正极板上的二氧化铅 (PbO_2) 与电解液中的水作用，生成氢氧化铅 ($Pb(OH)_4$)。氢氧化铅是一种可以离解的不稳定物质，又生成了四价铅离子。反应式为：



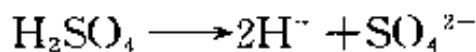
和上述负极板的溶解相反，在正极板， Pb^{4+} 留在极板上， OH^- 以负离子的形式进入溶液。那么，由于极板固相表面积累了过剩的正离子而荷正电，在极板表面形成的界面双电层就形成蓄电池的正极电位。

显然，当正、负极板和电解液组成一个蓄电池时，在正、负极板各自形成了正、负电极电位。这种电极电位是由离子扩散所引起的，是一个热力学的不可逆过程。电解液的浓度一经确定，电极电位随之确定。整个电池的电动势就是正负极板上所有界面电极电位的代数和。

二、蓄电池的放电过程

由于正负极板各自存在电极电位，蓄电池形成了电动势。在蓄电池不接负载的情况下，电极电位各自处于一种平衡状

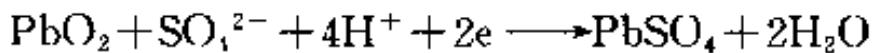
态。若在蓄电池两端接上负载，则在蓄电池的电动势作用之下，产生电流。在电池内部，电解质发生电解：



正离子 H^+ 通过溶液向正极迁移，负离子 SO_4^{2-} 也以相反方向向负极迁移。在电池外部，在蓄电池电动势作用之下、负极上的负电荷源源不断地经过负载流向正极。整个系统形成了一个回路。与此同时，在电池负极发生氧化反应：



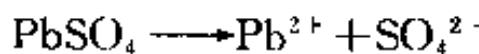
在电池正极上发生还原反应：



由于正极上的还原反应，正极板电极电位逐渐降低，同时负极板上的氧化反应又促使电极电位的升高。整个过程将引起蓄电池电动势的下降。在氧化还原反应中，正负极板上的活性物质 Pb 及 PbO_2 都不断地变成硫酸铅 (PbSO_4)，分别沉积在极板表面。同时，电解质溶液 H_2SO_4 逐渐变成水，引起了电解质溶液比重的下降。

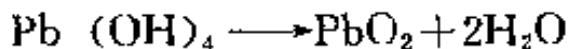
三、蓄电池的充电过程

蓄电池的充电过程是其放电过程的逆转。在外加电场的作用之下，电流的输送是通过正负离子各向两极迁移，并在电极溶液界面处发生化学反应来实现的。这个过程就是电解。电解进行时，在充电电流的作用下，水分子 (H_2O) 被离解为氢离子 (H^+) 和氢氧离子 (OH^-)。 H^+ 在外电场作用下向负极板迁移， OH^- 向正极板迁移，同时正负极板上的硫酸铅亦发生离解：



正极板上的 Pb^{2+} 在外电场的作用下释放出电子而形成 Pb^{4+} 。

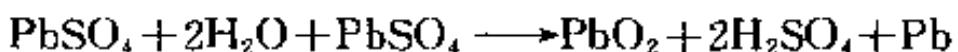
Pb^{2+} 与正极板附近的 OH^- 发生反应而生成 Pb(OH)_4 。
 Pb(OH)_4 被分解：



生成的 PbO_2 依附于正极板上。

同时，负极板上的 Pb^{2+} 和正极板在外加电场的作用下输送来的电子结合而还原成 Pb ；电解质溶液中的 H^+ 与 SO_4^{2-} 结合，生成 H_2SO_4 。

从上述分析可知，充电过程总的化学反应为：



从上式可知，随着充电的进行，正极板上的 PbSO_4 逐渐变成 PbO_2 ；负极板上的 PbSO_4 逐渐变成 Pb 。同时，电解质溶液中的硫酸分子逐渐增加、水分子逐渐减小，因此电解质溶液的比重在增加、蓄电池的端电压也随之增加。

第二节 蓄电池充电电流接受比定律

根据 1-1 式，如果蓄电池始终按照图 1-1 曲线进行充电，那么，在任何时间 t ，存储于蓄电池内的电荷量 Q 是从时间 $t=0$ 到时间 t 曲线以下区间的积分：

$$\begin{aligned} Q &= \int_0^t i dt = \int_0^t I_0 e^{-\alpha t} dt \\ &= \frac{I_0}{\alpha} (1 - e^{-\alpha t}) \end{aligned}$$

后一个关系式告诉我们，充电结束时的充入量也是原来蓄电池放出的电荷量。即：

$$Q = I_0 / \alpha$$

所以， $\alpha = I_0 / Q$ (2-1)

因此，电流接受比 α 是充电初始电流 I_0 与待充入电荷量 Q 之比。对于任一给定的已放出的容量，电流接受比 α 越高，

则初始电流就越大、充电速度也越快。显而易见，如果充电电流始终沿着图 1—1 所示的曲线变化，那么 α 值将维持不变，充电将始终处于其实际接受的充电电流与本身固有的特征相匹配的最佳状态。

60 年代末期，马斯提出了快速充电 3 个基本定律，支配并影响着蓄电池在充电时出现的全过程。

一、第一定律

对于任何给定的放电电流，蓄电池电流接受比 α 与放电容量 c 的平方根成反比，即：

$$\alpha = K / \sqrt{c}$$

由于蓄电池已放出的电荷量也就是待充入的电荷量，根据 (2—1) 式，第一定律也可写成：

$$I_0 = c\alpha = c \cdot K / \sqrt{c} = K \sqrt{c}$$

上式表明，蓄电池可接受的初始充电电流 I_0 与蓄电池的容量有关，容量越大，蓄电池可接受的初始充电电流越大。

二、第二定律

对于任何给定的放电量，蓄电池充电电流接受比 α 与放电电流的对数成正比，即：

$$\alpha = K \cdot \lg k I_d$$

式中 I_d —— 放电电流；

K 、 k —— 常数。

由于 $I_0 = c\alpha$ ，所以第二定律也可表示为：

$$I_0 = K C \lg k \cdot I_d$$

由上式可知，蓄电池接受充电电流的能力与蓄电池的放电电流有关。放电电流越大，蓄电池可接受充电电流的能力也越强。

三、第三定律

蓄电池以不同的放电率放电后，可接受的充电电流是各个放电率的可接受充电电流之总和，即：

$$I_s = I_1 + I_2 + I_3 + \dots$$

因此可得：

$$\alpha_s = I_s / C_s$$

式中 I_s —— 总的可接受充电电流；

C_s —— 蓄电池放出的全部电量；

α_s —— 总的充电电流接受比。

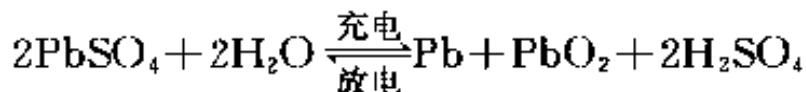
上述 3 个基本定律为快速充电奠定了重要的理论基础，揭示了蓄电池可接受充电电流与放电量之间的内在联系，指出了在充电过程中对蓄电池实施一定深度的放电是提高充电电流接受比从而加快充电进程的有效途径。

第三节 极化电压

图 1-1 所示的蓄电池可接受的充电电流曲线是一条理想曲线。直接运用这条曲线充电是有一定困难的、而且充电时间也不短，这是因为初始充电电流虽然很大，但它衰减很快，维持大电流充电的时间并不长。现在就提出这样一个问题：是什么因素促使蓄电池固有的可接受充电电流必须以一定斜率衰减？能不能尽可能地维持初始充电电流时间以缩短总的充电时间？

影响蓄电池充电速度的重要因素是充电过程中产生的极化电压。

铅酸蓄电池是可逆电池。当蓄电池外加直流电压时，便发生电解反应，蓄电池处于充电状态。而当蓄电池外接负载时，则处于放电状态。充电及放电的化学反应式为：



很显然，充电过程与放电过程互为逆反应。说得简单一些，就是电流方向和反应方向是对应的，电流方向倒转了，反应方向也随之倒转。这就是铅酸蓄电池化学反应可逆性的基本含意。可逆过程就是热力学的平衡过程，为保障电池能够始终维持在平衡状态之下充电，必须竭力设法使通过电池的电流尽量小些，理想条件是外加电压等于电池本身的电动势。但是，实践表明，蓄电池充电时，外加电压必须增大到一定数值才行。而这个数值又因为电极材料，溶液浓度等各种因素的差别而在不同程度上超过了蓄电池的平衡电动势值。在蓄电池的化学反应中，这种电动势超过热力学平衡值的现象，就是极化现象。而极化现象之所以产生，可以归结为以下 3 方面原因。

一、浓差极化

显而易见、当蓄电池不接负载时，电化学体系处于平衡状态。电解质溶液的浓度分布是各处均匀的。电流接通以后，情况就变了，随着电极化学反应的进行、电极表面的反应物一直在消耗，而产物又在不断地产生，为了维持正常的反应，最理想的情况当然是电极表面的反应物能及时得到补充，而生成物也必须立即离去。然而，实际的情况是生成物以及反应物的扩散迁移速度赶不上化学反应的速度，以至造成极板附近电解质溶液浓度发生变化，也就是说，从电极表面到中部溶液、电解质浓度分布是不均匀的。这种现象称为浓差极化。由于浓差极化的存在，充电时必须施加一定的电压去克服它，造成了蓄电池分解电压（即使蓄电池电解质开始进行电解反应时必须施加的最小电压）偏离平衡值，电极产生过

电位。而经验表明、电极化学反应的速度不但与电极附近反应物浓度，生成物的浓度等因素有关，而且在相当程度上还决定于电极所处的电位。所以过电位的产生加速了电极化学反应的进程。长时间的大电流充电必将加剧浓差极化。最好的办法是在大电流充电的始终强烈地搅拌电解质溶液，促使离子迁移的速度与化学反应的速度相同步。

二、电化学极化

充电的过程是电极发生氧化还原反应的过程，反应过程必然要受到动力学因素的制约。从动力学观点来分析、电极反应都是由好几个基本步骤组成的。以正极板反应为例、电极反应由以下几个步骤组成：

- (1) $\text{PbSO}_4 \rightarrow \text{Pb}^{2+} + \text{SO}_4^{2-}$
- (2) $\text{Pb}^{2+} - 2e \rightarrow \text{Pb}^{4+}$
- (3) $4\text{H}_2\text{O} \rightarrow 4\text{H}^+ + 4\text{OH}^-$
- (4) $\text{Pb}^{4+} + 4\text{OH}^- \rightarrow \text{Pb(OH)}_4$
- (5) $\text{Pb(OH)}_4 \rightarrow \text{PbO}_2 + 2\text{H}_2\text{O}$
- (6) $4\text{H}^+ + 2\text{SO}_4^{2-} \rightarrow 2\text{H}_2\text{SO}_4$

上述几个步骤反应速度不尽相同，其中必有一个步骤反应速度最慢、从而成为电极反应的控制步骤，这是因为这个步骤活化能最高。为了使反应顺利进行，外加电源必须要增加一定的电压去克服反应的活化能，这种现象就是电化学极化现象。电化学极化同样造成了电极的过电位、使得化学反应偏离了平衡值。

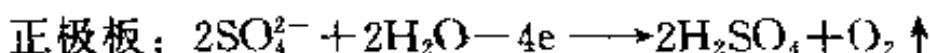
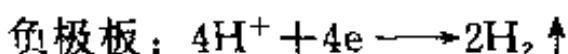
电极反应速度决定了通过电解质溶液的电流，这是因为，根据法拉第定律，若通过电解质的电流强度为 I 、则在 t 时间内，不论是正极板、还是负极板、发生氧化还原反应的物质摩尔数均为

$$m = Q/n \cdot F = I \cdot t/n \cdot F$$

若以 dm/dt 表示电极反应速度 v , 则

$$v = dm/dt = I/n \cdot F$$

式中, n 、 F 均为常数, 则电极的反应速度将取决于充电电流。电流越大, 电极化学反应越快, 而电极化学反应的加速又加剧了上述的浓差极化和电化学极化, 整个反应将难于进行, 造成恶性循环。其后果是一部分得不到反应的电荷作用于水的分解。其反应式为



氢气、氧气的析出, 破坏了电极反应的可逆性、造成极板因活性物质脱落而损坏。

三、欧姆极化

充电过程中, 正、负离子各向两极迁移。在离子迁移过程中不可避免地受到一定的阻力, 称之为欧姆内阻。为了克服内阻, 外加电压就必须额外施加一定的电压克服阻力推动离子迁移。若两极间内阻为 R , 则对应的额外电压为 IR 。该电压以热的方式转化给环境的电能是 I^2R 。这就是所谓的欧姆极化。欧姆极化随充电电流急剧加大, 将造成蓄电池在充电过程中的高温。

上述 3 种极化现象随着充电电流的增大而更趋严重。这是阻碍电解反应的重要因素。由于这种极化现象的存在, 使得蓄电池固有的可接受充电电流的特征曲线具有下述两个局限性:

(1) 初始电流 I_0 有一定的限制。

(2) 初始电流 I_0 维持时间很短, 并以一定速率衰减。

蓄电池固有的可接受充电电流特性曲线给予我们的实际

意义是：蓄电池在初始充电状态可以接受大电流。快速充电的方法就是利用并改善这条曲线以达到快速而安全的目的。

第四节 快速充电的基本原理和方法

一、快速充电的基本原理

快速充电的特性曲线如图 2-1 中的 I 线所示。它是通过改造蓄电池固有的可接受电流的特性曲线（图 2-1 中 I 线），尽可能地延长其初始最大电流的时间来达到缩短总的充电时间的目的。

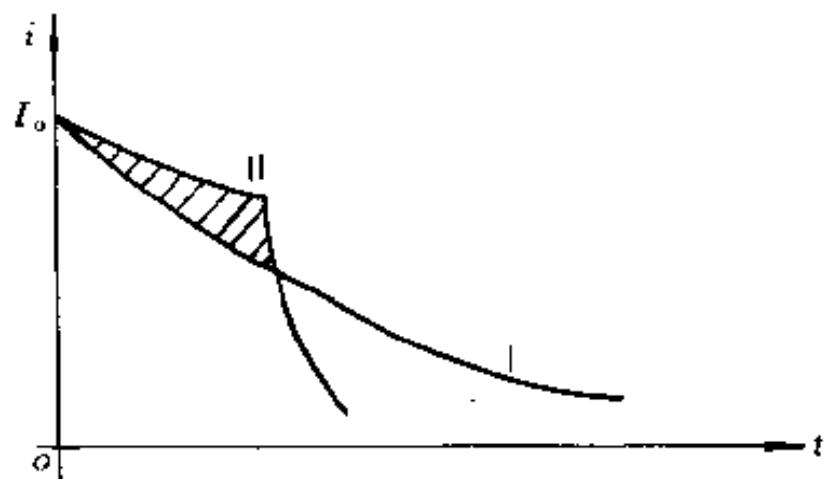


图 2-1 快速充电的特性曲线

图 2-1 中 I 线超出了蓄电池固有的可接受充电电流的特性曲线（斜线部分），按照马斯理论，超出部分的电量将用于产生气体析出，造成蓄电池极板活性物质脱落损坏。如第三节所述，发生这种现象的根源是伴随着大电流的介入，电池的极化现象严重地阻碍电解化学反应的进行、最终将导致蓄电池的不可逆反应。为了使持续大电流能顺利地进行充电，就必须适当地消除大电流引起的极化现象。消除极化是大电流快速充电技术关键之所在。

大电流充电与极化现象是一对矛盾，这对矛盾将存在于蓄电池充电的全过程。极化现象破坏了蓄电池化学反应的可逆性。解决这对矛盾的理论依据还是蓄电池化学反应的可逆性。消除极化现象主要采取以下3种办法：

(1) 强制消除。可逆电池的基本含义是当电解池中电流反向时化学反应亦随之反向。在大电流充电过程中，强制电流反向，即对蓄电池实施瞬时的一定深度的放电。在这个过程中、蓄电池正负极板上尚未参加化学反应的多余电荷各自向着与原来充电相反的方向运动，极板上原来积累的多余电荷将迅速减少，因而电化学极化将被消除或减弱。同时，在放电过程中，电解质中的正负离子也会向着与原来充电相反的方向运动，起到了搅拌电解质溶液的作用，可以有效地控制浓差极化。同时，放电过程中蓄电池将把一部分因欧姆极化而形成的热能转移到负载上，也可以有效地控制蓄电池的温升。

(2) 自然消除。在大电流充电过程中、让蓄电池瞬时停止充电，欧姆极化将迅速消失。同时，对由于电荷运动、离子迁移和化学反应速度而引起的差异而产生的电化学极化和浓差极化起到缓冲作用。

(3) 反馈控制。抑制出气和温升，是快速充电所要解决的两大主要问题。而实践表明，两者与蓄电池在充电过程中所产生的端电压有很大关系。在消除极化的前提下，单格电池电压达到2.3V以前，其出气量和温升并不显著。因此，通过检测蓄电池在充电过程中所产生的端电压，并以此为反馈指令来控制充电电流是适宜的。反馈的目的在于持续大电流充电一段时间以后待蓄电池处于出气阶段适时地降低充电电流，使之按指数函数衰减，可以在充电后期有效地抑制出气

和温升。

很显然，蓄电池处于充电状态其正负极板两端的电压值是一个很复杂的量值。它包括了蓄电池在充电过程中逐渐升高的电动势，极化电压以及充电电流所形成的整流叠加电压。该电压值作为过程的反馈控制指令是不适宜的，因为它并不能真实地反映蓄电池在充电过程中电动势的增长值。本节所述的“端电压”一词是指充电过程放电消除极化以后停充瞬间的蓄电池的开路电压值。显然，该值剔除了充电电流形成的叠加电压和欧姆极化所形成的电位差，同时也部分地消除了电化学极化和浓差极化所形成的电位差，因而比较真实地反映了蓄电池的电动势。

二、快速充电的几种方法

如前所述，快速充电是通过尽可能地延长蓄电池所固有的可接受初始电流的持续时间来实现的。在这段时间里，所要解决的问题是消除极化，而消除极化的主要手段是对蓄电池实施放电，放电量一般为窄而深的放电脉冲。目前国内外各种快速充电装置无一例外地采取这一手段来达到充电快速的目的。但采取的具体方法有：

按引进放电脉冲的时刻不同分为充电后期引进放电脉冲法和充电全过程引进放电脉冲法；按引进放电脉冲的具体方案不同，又分为固定电阻为负载实施放电方式和逆变放电法。

1. 充电后期引进放电脉冲法

采用这种方法，是在充电前期以恒定的大电流进行充电，当反馈系统检测出蓄电池的端电压达到一种“极化点”时，实施放电。

2. 充电全过程引进放电脉冲法

采用这种方法，是在充电全过程实施放电脉冲去极化。整

一个充电过程按照“充电—停充—放电—停充—充电”这一既定的程序周而复始。

权衡这两种方法，我们认为第二种方法更为合理、科学。这是因为：

第一，极化电压是伴随大电流的介入而产生。在大电流充电的初期，极化电压就已严重存在，不及时予以处理，大电流充电在其初期就难于进行。

第二，采用第一种方法，反馈系统检测出的蓄电池的端电压包含有整流叠加电压的成份，该值随充电电流大小而异，以此来作为指令控制充电过程并不能真实地反映出蓄电池电动势的增长状况。

第三，经验表明，所谓“极化点”并不是一个固定的量值，不同容量的蓄电池，以及蓄电池的残余容量不同，其极化点也不尽相同。

3. 以固定电阻为负载实施放电法

这种方法的具体电路如图 2-2 所示。充电装置中设置一固定电阻 R ，开关 K 闭合，蓄电池组 E 对负载 R 放电。

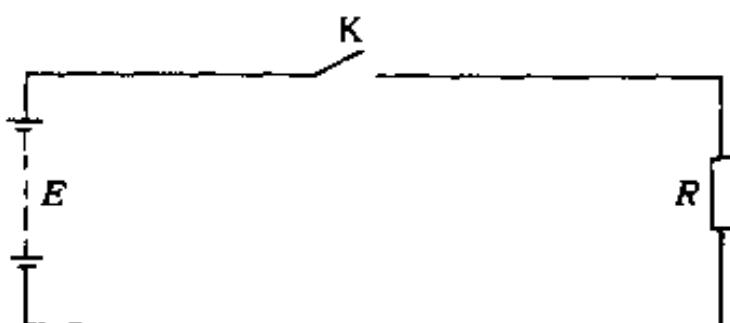


图 2-2 以固定电阻为负载的放电电路

4. 逆变放电法

逆变放电法所用电路如图 2-3 所示。蓄电池组 E 通过

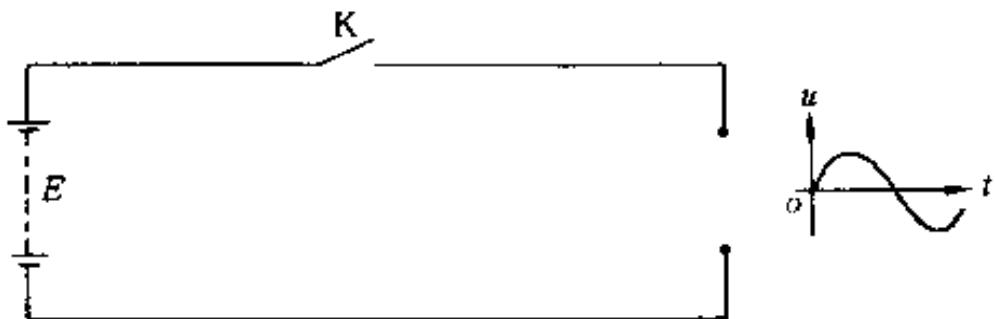


图 2-3 逆变放电电路图

开关 K 闭合向交流电网逆变放电。

比较上述第 3 和第 4 两种方法，我们认为，第 3 种方法存在着不少弊端：

(1) 放电脉冲量的最佳点无法确定。放电脉冲既然作为快速充电的极其重要的手段、理所当然地存在一个量的最佳值。放电脉冲的深度和宽度对消除极化的效果影响甚大，其值太小难于消除极化，而其值太大不但降低充电效率同时又会引起新的极化电压。理论上来计算这个最佳值是十分困难的，加之蓄电池的型号、规格、新旧程度、充电速率等各种因素各异。反复试验表明、放电深度以 $1c$ 为宜 (c 为蓄电池的额定容量)。而电路中的电阻值 R 一经确定，放电深度即随之确定，充电装置将难于与各种型号、规格的蓄电池组相匹配，即难于寻求放电量的最佳值。

(2) 放电脉冲的深度无法满足。如上所述、放电脉冲深度以 $1c$ 为宜、假设装置负载为 8t 电机车的蓄电池组，额定电压 132V、型号为 DG-380，则电阻值 R 为：

$$R = \frac{V}{I} = \frac{132}{380} = 0.35 \text{ } (\Omega)$$

$$W = I^2 R = 50 \text{ (kW)}$$

在有限的充电装置空间内设置如此庞大的电阻元件是难于想象的，特别是隔爆型充电装置。

(3) 电路结构的局限性。图 2—2 中的开关元件 K 一般采用晶闸管（有关晶闸管的工作原理详见第三章）。而晶闸管处于直流回路时，关键的问题是晶闸管的关断、一旦晶闸管导通后，就只能用切断其阳极至阴极的电流方法才能将其关断。实际使用的电路是一种称为斩波器的电路。图 2—4 示出了一种具体的放电电路。其工作过程：当斩波器与蓄电池组接通时，蓄电池组通过二极管 D_1 及放电电阻 R' 对电容 C 充电，充电到蓄电池电压 E ，当需要放电时，触发晶闸管 SCR_1 ，蓄电池电压 E 加到放电电阻 R 两端，实施放电。在 SCR_1 导通一段时间以后，触发晶闸管 SCR_2 ，电容 C 通过 SCR_2 及 L 放电及反充电，形成振荡。电容 C 上的电压从 $+E$ 变成 $-E$ ，此时电容 C 又通过 D_1 和 SCR_1 反向放电，当此反向电流逐渐增大时，通过 SCR_1 及 SCR_2 中的负载电流逐渐减小，直到此反向电流等于原来正向电流时， SCR_1 及 SCR_2 关断。

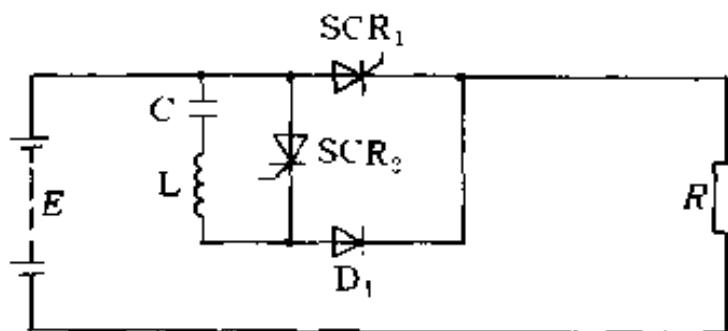


图 2—4 放电电路线路图

从上述分析可知， SCR_1 为主晶闸管，承担蓄电池对电阻 R 放电的功能， SCR_2 为辅助晶闸管，它与 L ， C 组成的振荡电路起关断主晶闸管的作用。显然， SCR_1 的关断是通过电容

C 所储存的电荷释放施加反向电流实现的。设 t_{off} 为 SCR₁ 关断所需要的时间, I_m 为蓄电池放电电流, 则要求电容 C 提供的电荷量应为 $I_m t_{\text{off}}$ 。因为电容 C 的电荷量是由蓄电池电压 E 充电所得, 故它储存的电荷量为 CE, 为了可靠关断 SCR₁, 必须

$$CE > I_m \cdot t_{\text{off}}$$

则:

$$C > \frac{I_m \cdot t_{\text{off}}}{E}$$

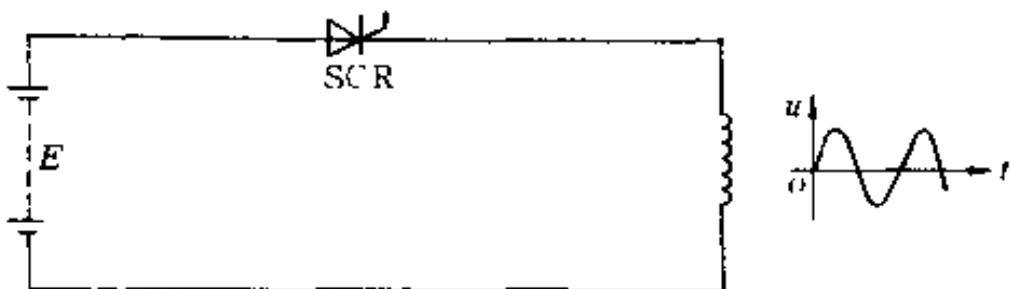
一般取 $C = 2 \cdot \frac{I_m \cdot t_{\text{off}}}{E}$

例如 2.5t 电机车, $E=48V$, 蓄电池型号为 DG-380, 要求放电电流为 380A, 晶闸管的关断时间为 $100\mu\text{s}$, 则:

$$C = \frac{2 \times 380 \times 100}{48} \doteq 1600 \text{ } (\mu\text{F})$$

电容 C 容量之大将造成整个装置体积的增大, 尤其是对于矿用隔爆型充电装置, 该电路具有很大的局限性。

逆变放电方式非常满意地消除了上述 3 个弊端。具体电路如图 2-5 所示。图中, 逆变放电由晶闸管 SCR 承担图 2-3 中的开关元件。SCR 阳极接蓄电池 E 正端, 阴极接交流电网。在 SCR 处于正向电压的某一时刻被触发、SCR 导通, 蓄电池 E 通过 SCR 向交流电网放电, 放电电流按正弦波衰减,



2-5 逆变放电线路图

当交流电网瞬时电压值与蓄电池端电压相等时，放电电流降为零，SCR 自动关断，一次放电结束。

放电电流在一个周期内的平均值为：

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\arcsin E/V_m} \frac{E - \sin \omega t}{r} d\omega t$$

放电电流在一个周期内的时间为：

$$t = \left(\arcsin \frac{E}{V_m} - \alpha \right) \cdot \frac{1}{\omega}$$

式中 E —— 蓄电池组端电压；

V_m —— 交流电网幅值；

r —— 交流电网阻抗与蓄电池内阻之和。

E , V_m , r 均为常量，则放电深度 I 与宽度 t 为控制角 α 之单值函数。改变 α 值，即改变了 I 与 t 值，从而实现了放电深度与宽度的连续可调，而 α 值的改变在技术上是非常简单的。对于不同电压的蓄电池组（例如 8t 电机车蓄电池组为 132V, 2.5t 电机车蓄电池组为 48V）只要通过调节 SCR 的控制角 α ，就可以获得相同的放电量。因此，该电路易于寻求消除极化的最佳值。

上式 r 值很小，所以可以获得满意的放电量。

线路简单是该电路的显著特点。因为 SCR 工作在交流回路中，它导通后的关断是通过放电电流自行衰减而自动关断，无需再增加一整套辅助器件，所以线路的可靠性很高。

鉴于此，本书在以下的章节中将以“定额充电逆变放电消除极化”的快速充电方案为核心，全面阐述实现这种方案的装置的设计方法，电路工作原理。考虑到煤矿现场环境的特殊性，在阐述电路工作原理时，选择了一种集成化程度很高的控制电路，有关基础知识的论述也将紧紧围绕该控制电

路展开。

附录 逆变的概念

电路的工作状态是由电流、电压这两个物理量来定量确定的。按电流是否随时间而变，可分为恒定电流和变动电流两种形式。恒定电流又称为直流。

若电流和电压随时间而变化，则称为变动的电流和电压，而在工程技术中常遇见的变动的电流和电压都是周期变动的，把量值和方向都随时间变化而在一个周期内平均值为零的周期量称为交变量、简称交流。能够产生交流电压和交流电流的电源称为交流电源。一般，交流电源产生的电量是按正弦规律变化的。

直流电源和交流电源可以互相转化。把交流电源变成直流电源叫做整流；把直流电源变成交流电源叫做逆变。

逆变是整流的逆向过程。把直流电逆变成交流电的电路称为逆变电路。

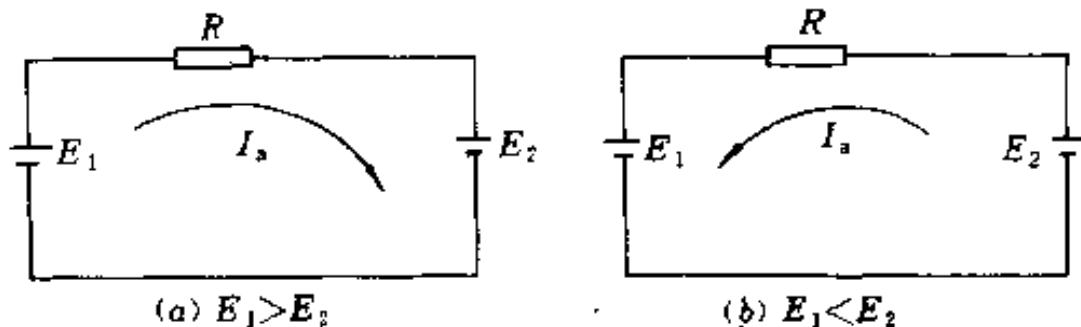
逆变电路有两种形式。如果把电路的交流侧接到交流电源上，把直流电逆变为同频率的交流电反送到电网中去，叫做有源逆变。如果交流侧不与电网连接，而直接接负载，把直流电逆变为某一频率的交流电供给负载，则叫做无源逆变。

快速充电的逆变放电电路属于有源逆变电路，通过这个电路，把蓄电池的电能反馈回交流电网。

整流和逆变是一对矛盾，附图1示出了整流和逆变电能流转的过程。图中， E_1 为交流电源， E_2 为直流电源， R 为回路总电阻。

附图1(a)中，交流电源瞬时值 E_1 大于直流电源 E_2 的端电压，电流 I_a 从交流电源流向直流电源。此时 I_a 值为

$$I_a = \frac{E_1 - E_2}{R}$$



I_a 与 E_1 同方向、与 E_2 反方向，所以交流电源 E_1 输出功率，直流电源 E_2 吸收功率。电能由交流电源流向直流电源，蓄电池的充电就是这样的过程，它把交流电源的电能变成了蓄电池的化学能。

附图 1 (b) 中，交流电源瞬时值 E_1 小于直流电源 E_2 的端电压，电流 I_a 从直流电源流向交流电源。此时 I_a 值为

$$I_a = \frac{E_2 - E_1}{R}$$

I_a 与 E_2 同方向，与 E_1 反方向，故直流电源 E_2 输出功率，交流电源 E_1 吸收功率，电能由直流电源流向交流电源。蓄电池的有源逆变就是这样的过程。它把蓄电池的化学能转换成电能逆回交流电网。

从上面分析可知，当两个电势源相连时、电流总是从电势高的一端流向电势低的一端，电流的数值取决于两个电势之差和回路总电阻。当回路电阻很小时，即使很少的电势差也能产生足够大的电流，使两个电势源之间交换很大的功率。电流从直流电源 E_2 正端流入的为输入功率，这时直流电源处

于充电状态，电流从直流电源 E_2 正端流出的为输出功率，这时直流电源处于逆变放电状态。

整流和逆变、充电与放电，通过晶闸管电路来完成。而流经晶闸管的电流不能倒向，总是从其阳极流向阴极，所以在快速充电装置中，通过晶闸管的正向接法和反向接法以及分别在相应的时刻触发使之导通来完成整流和逆变功能。具体电路将在下一章详细论述。

第三章 快速充电装置的充放电电路

“定额充电逆变放电”快速充电电路按“充电——停止充电——放电——停止充电——充电”这一既定程序进行。整个电路的方框图如图 3-1 所示。

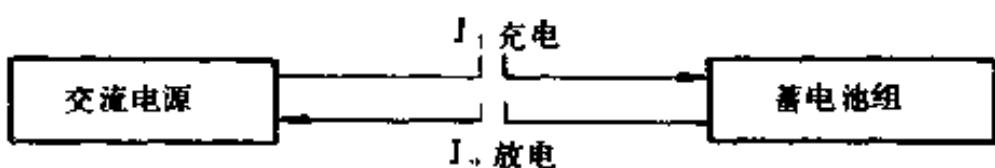


图 3-1 充放电方框图

图中， J_1 ， J_2 为理想开关，它们轮流工作完成了上述工作程序。 J_1 关，交流电源整流出脉动的直流电压对蓄电池充电。 J_2 关，蓄电池对交流电源采取逆变形式放电。 J_1 ， J_2 同时处于开的状态，蓄电池处于开路状态，也就是停止充电状态。

蓄电池充、停、放的波形如图 3-2 所示。

图中， $t_0 \sim t_1$ 为充电时间 (5s)， $t_1 \sim t_2$ 为停止充电时间 (100ms)， $t_2 \sim t_3$ 为放电时间 (120ms)，在此期间，蓄电池向电网放电，每 20ms 放 1 次，共放电 6 次。 $t_3 \sim t_4$ 为放电以后的停止充电时间，为 100ms。

实现上述电路必须要有如下功能的器件：

(1) 开关功能 完成 $5s \rightarrow 100ms \rightarrow 120ms \rightarrow 100ms \rightarrow 5s$ 的切换。

(2) 调整功能 完成蓄电池充电量与放电量的调整。

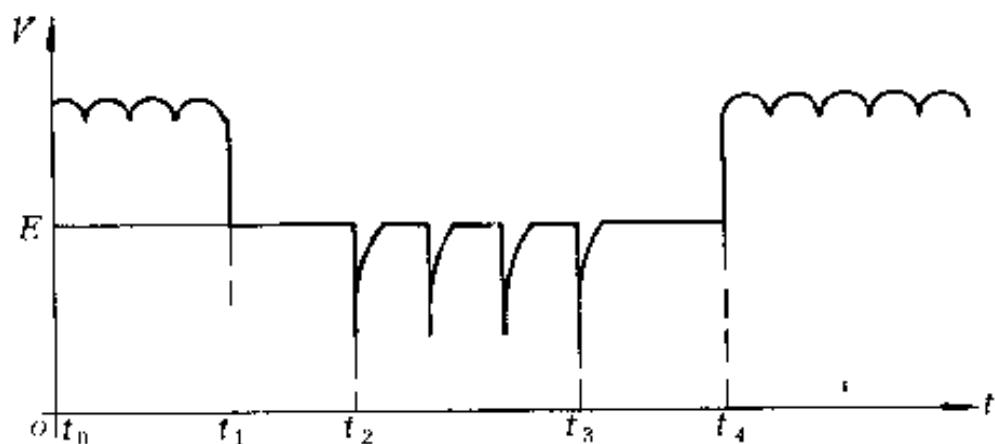


图 3-2 蓄电池充、放电波形

晶闸管作为一种单方向导电可以控制的半导体器件，可以非常满意地完成上述两种功能。所以在论述具体的充放电电路之前，有必要对晶闸管的工作原理及其主要特性、参数作一简述。

第一节 晶 闸 管

一、晶闸管的工作原理

晶闸管是一种大功率半导体器件。其特点是容量大、电压高、损耗小，便于控制、反应快，可用于大功率的电能控制和转换。晶闸管具有3个电极，即阳极A、阴极K和控制极G。国产品晶闸管从外形上分，有两种形式：螺栓式和平板式。对于螺栓式晶闸管来说，螺栓是晶闸管的阳极，粗辫子线是阴极，细线是控制极。这种晶闸管的特点是安装、更换比较方便，但散热效果比较差，因此，仅小容量的晶闸管（200A以下）使用螺栓式。对于平板式晶闸管来说，两个互相绝缘的散热片把晶闸管芯片紧紧地夹在中间，这两个散热片分别是其阳极和阴极，散热片之间引出一根细线，是控制极。平

板式晶闸管安装和更换不如螺栓式方便，但散热条件比较好。

在电路中，晶闸管的阳极 A 和阴极 K 与电源和负载连接，组成晶闸管的主电路；晶闸管的控制极 G 和阴极 K 与控制电路连接，组成晶闸管的控制电路。所以晶闸管电路的工作特征是它的主电路完全受控于其控制电路。因而晶闸管有时也称可控硅。

图 3—3 是晶闸管的内部结构示意图。它由 $P_1N_1P_2N_2$ 四层半导体构成，中间形成 3 个 PN 结： J_1 ， J_2 ， J_3 。由最外层的 P_1 ， N_2 分别引出两个电极，成为阳极 A 和阴极 K ，由中间的 P_2 引出控制极 G 。

如果控制极 G 不施加电压，由阳极 A 和阴极 K 施加正向电压时，有 1 个反向的 PN 结 J_2 处于阻挡；而在阳极与阴极间施加反向电压时，有 2 个反向的 PN 结 J_1 ， J_3 阻挡。所以晶闸管不论是处于正向电压还是反向电压均处于阻断状态，即相当于开关的断开状态。

如果在晶闸管处于正向电压的同时，在控制极与阴极之

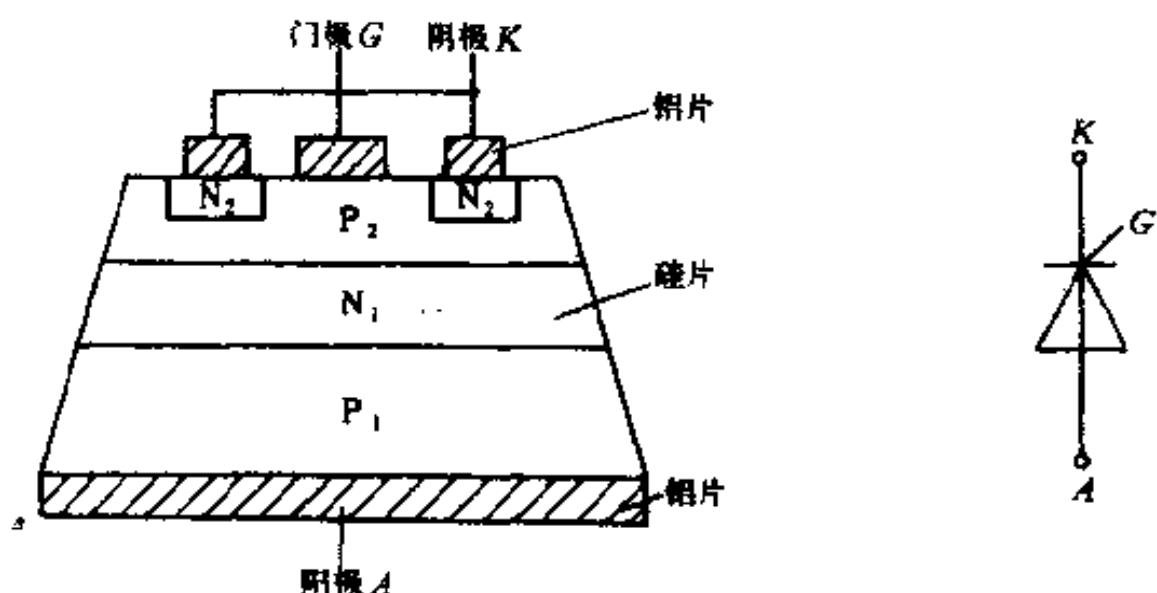


图 3—3 晶闸管的结构示意图

间施加一正向电压，将使 J_2 这个承受反向电压的 PN 结失去阻挡作用。晶闸管将由阻断状态变为导通状态。晶闸管导通以后，相当于一个开关处于闭合状态。这时，晶闸管两端压降很小，外加电压几乎全部降落在与晶闸管串联的负载上。所以晶闸管是这样的一个半导体器件：反方向阻断，而正方向的导通可以控制的单方向导电开关。与二极管比较，其区别在于正方向导通可以人为地控制。而与一般的晶体管比较，晶闸管并不具备其阳极电流随控制极电流按比例增大的特性。晶闸管只是在控制极电流增大到某一数值时（约 100mA 左右）才实现阳极到阴极之间由阻断到导通的突变，而且一旦突变完成，控制极 G 便失去控制作用，不论控制极电压存在与否，晶闸管都将继续保持导通，直到阳极电流减小到某一数值，或在阳极与阴极之间施加反向电压，晶闸管才恢复到阻断状态。

现在来分析一下晶闸管由阻断到导通的突变过程。如图 3—4 所示，我们可以把具有 PNPN 结构的晶闸管看成是

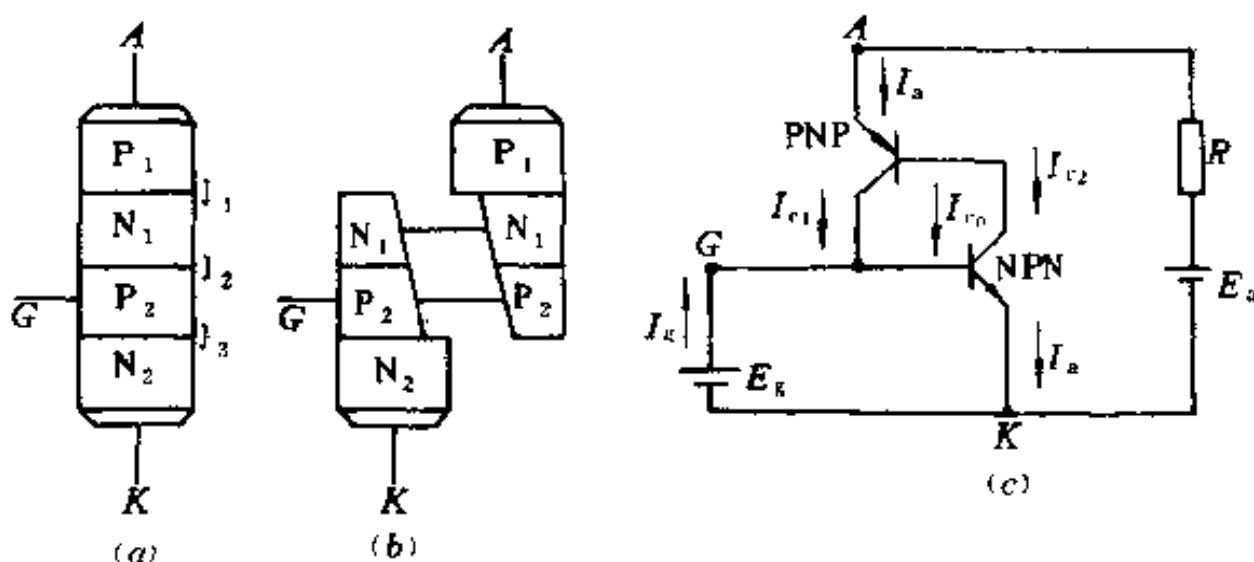


图 3—4 晶闸管的工作原理简图

PNP 和 NPN 两个晶体管的互联。这两个晶体管中每个管的集电极电流同时就是另一个管的基极电流。在此就可以看出，如此互联的晶体管电路一旦有足够的控制极电流 I_g 注入，就势必形成强烈的正反馈而使两个晶体管均成为饱和导通。

设由阳极流入的电流为 I_a ，该电流进入 P_1 区域形成空穴扩散电流，达到 J_2 结时的电流为 $\alpha_1 I_a$ (α_1 为 $P_1N_1P_2$ 管的电流放大系数)。

设阴极电流为 I_c ，该电流在 N_2 区域是 1 个电子扩散电流，达到 J_2 结时的电流为 $\alpha_2 I_c$ (α_2 为 $N_1P_2N_2$ 管的电流放大系数)。此外，流过 J_2 的还有反向漏电流 I_{co} ，上述 3 个流过 J_2 结的电流之和应等于阳极电流 I_a ：

$$I_a = \alpha_1 I_a + \alpha_2 I_c + I_{co}$$

如果在控制极加入电流 I_g ，则有如下关系：

$$I_c = I_a + I_g$$

从以上两式，可以得出：

$$I_a = \frac{I_{co} + I_g \cdot \alpha_2}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

晶体管的电流放大系数 α 将随发射极电流大小而变化，当发射极电流增大时 α 将显著增大，其关系如图 3-5 所示。

从上式可以看出，当晶闸管承受正向电压，而控制极不加电压时， $\alpha_1 + \alpha_2$ 几乎等于零， $I_g = 0$ 。此时， $I_a = I_{co}$ ，即阳极与阴极间仅有反向漏电流，相当于晶闸管处于阻断状态。

当晶闸管承受正向电压，而控制极施加正向电压，控制极电流增大到某一数值时， $\alpha_1 + \alpha_2$ 将随之增大，而当 $\alpha_1 + \alpha_2$ 增大到接近 1 时，上式 $I_a \rightarrow \infty$ ，即 I_a 将急剧增大而成为不可控制。这时通过晶闸管的电流将由外加电压及回路电阻决定，晶闸管完成了由阻断到导通的突变。

从上式还可以看出，当阳极电压太高，反向漏电流 I_o 过大时，也有可能造成晶闸管的导通。所以对于晶闸管，在控制极不加电压时，应该限制阳极及阴极间施加的正向电压。

晶闸管一旦导通，控制极电流即使降为零，也不能改变其保持导通的状态。但是如果外加电压下降、或回路电阻加大，使 I_a 减小到某一数值后， α_1 及 α_2 又迅速下降，晶闸管将恢复到阻断状态。维持晶闸管导通的 I_a 最小值称为晶闸管的维持电流。

总之，我们在分析晶闸管电路时，必须着重掌握以下要点：

- (1) 晶闸管由阻断到导通必须同时满足两个条件：阳极与阴极之间加正向电压，控制极与阴极之间加正向电压。
- (2) 晶闸管一旦导通以后，控制极将失去控制作用。只有当晶闸管的阳极电流降至维持电流之下，晶闸管才能恢复到阻断状态。

二、晶闸管的主要特性

如上所述，晶闸管相当于一个可以控制的单向导电开关，因此，在实际使用时，最关心的问题是：晶闸管处于阻断状态之下能承受多大的电压？它在导通时能承受多大的电流？要

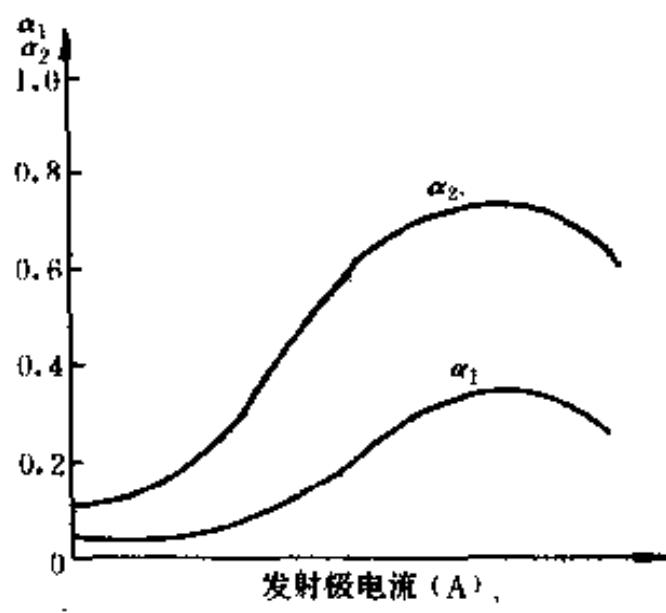


图 3-5 晶体管的电流放大系数
与发射极电流的关系

使它由阻断变为导通，控制极需要加多大的电压和电流？了解了晶闸管的主要特性后，这些问题就清楚了。

1. 晶闸管的伏安特性

晶闸管的正向与反向伏安特性如图 3—6。它的反向特性与一般二极管相似，在正常情况下，当晶闸管承受反向阳极电压时，总是处于阻断状态。当反向电压增大到一定值时，反向漏电流增加较快，如再继续增大反向阳极电压，将会导致晶闸管的反向击穿，造成晶闸管的损坏。在反向漏电流急剧增大时所对应的电压称为击穿电压。晶闸管的正向特性为：当不加控制极电压时，其正向特性与反向特性相似，在正向电压达到某一数值时，因漏电流的急剧增大、晶闸管将突然由阻断变为导通。由于漏电流急剧增大导致晶闸管由阻断变为导通的相对应的阳极电压称为转折电压。在实际使用时，不允许把正向阳极电压加到转折电压这一数值。

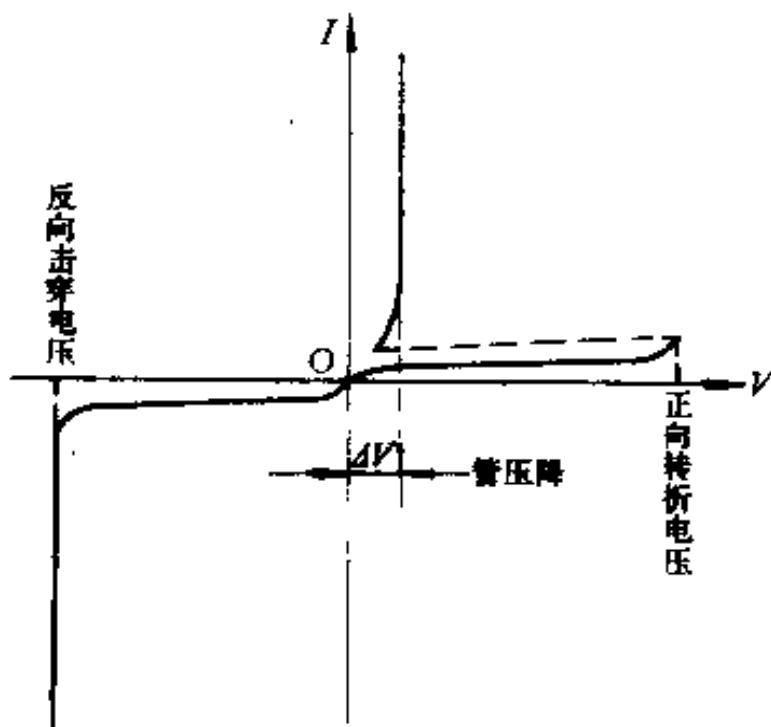


图 3—6 晶闸管的伏安特性曲线

晶闸管导通以后的正向特性与二极管相似，即通过较大的电流而它本身只有1V左右的压降。

2. 晶闸管控制极的伏安特性

在晶闸管处于正向阳极电压的情况下，再在控制极加上适当的正向电压，可以使晶闸管由阻断变为导通。

晶闸管的控制极到阴极之间有一个PN结 J_3 ，如图3-3所示。其伏安特性称为控制极伏安特性，又称门极伏安特性。门极伏安特性的离散性比较大，不同型号的晶闸管，甚至是同一型号的晶闸管其门极伏安特性都不一样。因此在工程技术上常以一个区域来表示门极伏安特性的范围，这个范围以一条极限高阻门极伏安特性和一条极限低阻门极伏安特性所形成的区域来表征。正常使用时，由触发器输送来的触发电压和触发电流都应该处于这个区域之内。加给控制极的功率有一定的限制，当加入过大的功率时，会使晶闸管的结温上升，直接影响晶闸管的正常工作，甚至会造成门极损坏。但是触发电压太低，又容易受干扰引起误触发。另外，环境温度对晶闸管的门极功率影响甚大。温度高时，触发晶闸管所需的门极功率可以相应地降低，反之，则需增大。经验表明，触发器输送给门极的触发电压和触发电流应大于该元件出厂合格证上标明的最小值。

三、晶闸管的主要参数

晶闸管的伏安特性曲线给我们定性地提供了晶闸管的基本工作特征，但从使用角度考虑，更应该定量地掌握晶闸管的主要参数。

在晶闸管的出厂合格证上，都列有每个元件的实测参数。下面依据原一机部标准(JB1144—75)，介绍晶闸管的一些主要参数的含义。

1. 晶闸管的电压定额

(1) 断态重复峰值电压 V_{DRM} ——门极断路, 元件额定结温时, 允许 50 次, 每次持续时间不大于 10ms, 加在元件上的正向峰值电压。这个电压规定为断态不重复峰值电压 V_{DSM} 的 80%。

(2) 反向重复峰值电压 V_{RRM} ——门极断路, 元件额定结温时, 允许重复加在元件上的反向峰值电压。这个电压规定为反向不重复峰值电压 V_{RSM} 的 80%。

(3) 额定电压——一般指 V_{DRM} 与 V_{RRM} 中较小的那个数值标作元件型号上的额定电压。

由于瞬时过电压会使晶闸管损坏, 因此在实际使用时, 应选用晶闸管的额定电压为其正常工作峰值电压的 2~3 倍, 作为安全裕量。

2. 晶闸管的电流定额

(1) 通态平均电流 I_T ——在环境温度为 +40℃ 和规定冷却条件下, 元件在电阻性负载的单相工频正弦半波, 导通角不小于 170° 的电路中, 当稳定的额定结温时所允许的最大通态平均电流, 取其整数作为该元件的额定电流。

晶闸管的额定电流用一定条件下的通态平均电流来表征。这是因为整流电源负载常用电流平均值来衡量。但是, 从晶闸管管芯发热的角度来考虑, 管芯的热效应又与通过管芯的电流有效值有关。因此, 应根据晶闸管的额定电流 I_T 值求出相应的电流有效值, 在实际使用时, 只要使流经晶闸管的实际的电流有效值不超过 I_T 所对应的电流有效值, 管芯的发热才是允许的。

根据 I_T 的定义, 有:

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

式中 I_m —— 流经晶闸管的电流峰值。

而正弦半波的电流有效值为

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

故有

$$I = \frac{\pi}{2} I_T = 1.57 I_T$$

上式表明，对于一只额定电流为 I_T 的晶闸管，允许流经管芯的电流有效值为 $1.57 I_T$ 。这仅是对正弦半波 180° 导通角而言。在实际运用时，晶闸管常常工作在非正弦状态下，在这种情况下，流经管芯电流的有效值与其平均值之比并不是一个常数，所以在导通角不同的情况下晶闸管允许的电流平均值并不一样。下面通过一个实例来加以说明。

例 1 额定电流为 $I_T=100A$ 的晶闸管在正弦半波整流电路中导电角为 $\frac{\pi}{2}$ 时，允许电流平均值。

解：标称 $I_T=100A$ ，允许的电流有效值为 $I_d=1.57 I_T=157A$

在导通角为 $\frac{\pi}{2}$ 时

$$\begin{aligned} I_d &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2}^\pi (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \\ &= \frac{I_m}{2 \sqrt{2}} \end{aligned}$$

$$\frac{I_m}{2 \sqrt{2}} = I_d = 157 \quad \text{故有 } I_m = 2 \sqrt{2} \times 157$$

而 $I = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2}^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t)$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{I_m}{2\pi} \\
 &= \frac{2 \sqrt{2} \times 157}{2\pi} \\
 &= 70.7 \text{ (A)}
 \end{aligned}$$

上例说明，对于一个标称额定电流为 100A 的晶闸管，在正弦半波整流电路，导电角为 $\pi/2$ 时，允许的电流平均值为 70.7A。

例 2 额定电流 $I_T = 100A$ 的晶闸管，在正弦全波整流电路中，导电角为 180° 时，允许的最大电流平均值。

解：全波整流电路

$$\begin{aligned}
 I_d &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_m \sin(\omega t)) d\omega t} \\
 &= \frac{I_m}{\sqrt{2}}
 \end{aligned}$$

100A 电流平均值相对应于电流有效值为 157A，

$$\text{即: } \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 157 \quad I_m = 157 \sqrt{2}$$

$$\begin{aligned}
 \text{而 } I &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin(\omega t) d(\omega t) \\
 &= \frac{2I_m}{\pi} \\
 &= \frac{2}{\pi} \times 157 \sqrt{2} \\
 &= 141.4A
 \end{aligned}$$

上例说明，对于一个标称 100A 的晶闸管，在全波整流电路，导电角为 180° 时，允许通过的最大平均电流为 141.4A。

通过上面两个实例不难看出，在选择晶闸管的电流定额时，应考虑到晶闸管在实际电路中的导电情况，尽量避免晶闸管处于小导电角状态。另外，在选择晶闸管时，应选用晶

晶闸管的通态平均电流 I_T 为其正常电流平均值的 2 倍左右，使其有一定的安全裕量。尤其对于矿用隔爆型充电装置，元件置于密闭的隔爆腔体内，选用的通态平均电流 I_T 应为其正常电流平均值的 3 倍左右。

(2) 维持电流 I_H ——在室温和门极断路时，晶闸管被触发导通后，从较大的通态电流降至维持通态所必须的最小通态电流。

3. 晶闸管的门极定额

(1) 门极触发电流 I_{GT} ——在室温，阳极电压为 DC 6V 时，使元件为阻断到完全开通所必须的最小门极触发电流。

(2) 门极触发电压 V_{GT} ——对应于门极触发电流时的门极触发电压。

原一机部标准 JB1144—75 规定了各种规格的晶闸管门极触发电压值和门极触发电流值，同时又对门极峰值电流及门极峰值功率作了限制。使用晶闸管时，设计晶闸管门极触发电路、应使实际的触发功率大于 GB1144—75 的规定值，以使触发电路具有很强的适应性，但不宜超过 GB1144—75 的极限值，以免损坏元件。

四、晶闸管的保护措施

晶闸管过载能力比较差，当晶闸管阳极电压超过元件特性上的反向击穿电压时，会导致晶闸管的损坏；超过元件的正向转折电压、导致晶闸管的转折导通后若通过较大的电流也会引起元件的损坏，这些都称为元件的过电压损坏。同时，晶闸管承受过电流的能力也很差，当阳极电流超过其额定值时，将导致元件特性下降，而当负载发生短路时，也会引起晶闸管的损坏。这些都称为元件的过电流损坏。所以在使用晶闸管时，除了在选用元件时必须留有充分的余量外，还必

须采取措施对过电压和过电流进行保护。

1. 晶闸管的过电压保护

1) 晶闸管遭受过电压的时刻。

(1) 在交流电源接通的瞬间, 由于供电变压器一、二次侧绕组之间存在分布电容, 在合闸的瞬间一次绕组的高压经此电容耦合至二次侧造成过电压。

(2) 在交流电源切断的瞬间, 变压器的激励电流突然切断将会造成过电压。

(3) 在负载侧开关切断或熔断器熔断的瞬间, 电源回路或负载回路存在的电感产生的过电压。

(4) 在晶闸管本身换向的瞬间, 由正向导通变为承受反向电压。因元件恢复反向阻断能力需要经过一段时间, 所以在一个极短的时间内将会有很大的反向电流流经晶闸管, 而当元件的阻断能力恢复时, 这个反向电流又将迅速减小, 该电流的突变使晶闸管回路的电感产生过电压。

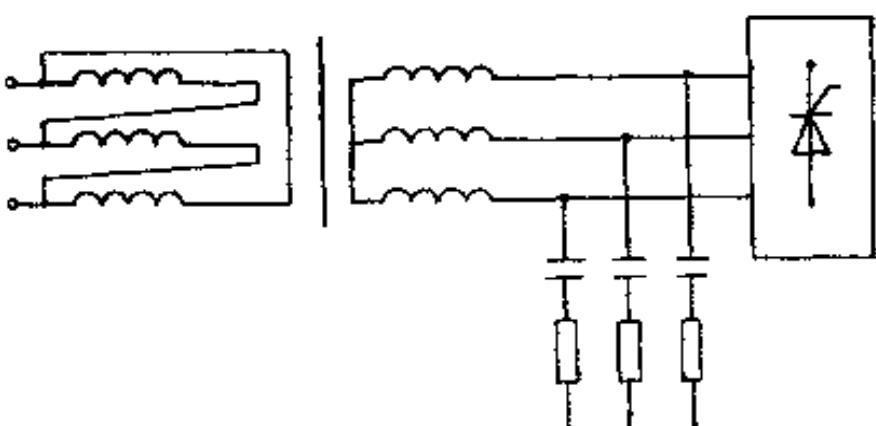
2) 过电压的保护措施

(1) 阻容保护

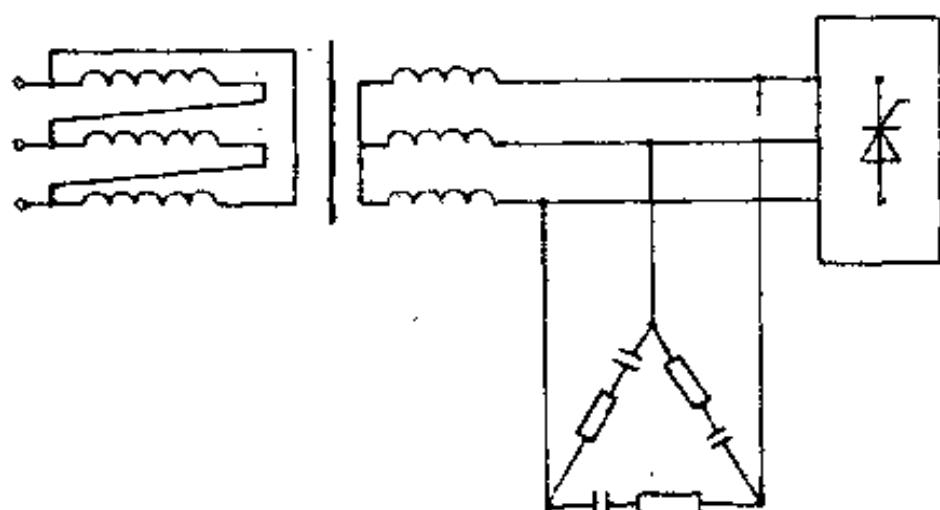
由上述分析可知, 晶闸管电路由于存在电感元件, 在电流突变时产生的电磁能而释放出过电压。该电磁能数值为 $\frac{1}{2}LI^2$ 。利用电容元件可以把电感元件的能量在电流突变的瞬间转变为电容中的静电能, 该能量数值为 $\frac{1}{2}CV^2$ 。这就是电容吸收过电压的基本原理。

在晶闸管电路的交流侧并接电容吸收回路可以防止在拉闸、合闸的瞬间产生的操作过电压, 具体接法如图 3-7 所示。

为了防止晶闸管在换向过程中产生过电压, 还必须在晶闸管阳极与阴极间并接吸收回路。



(a) Y接法



(b) Δ接法

图 3-7 交流侧吸收回路

图 3-7 所示的吸收回路电阻 R 的作用是起阻尼作用，以避免电容与电感形成振荡。

(2) 非线性电阻保护

阻容保护可以把操作过电压抑制在晶闸管的允许范围之内。当电源侧发生更高的浪涌电压（例如雷击）时，虽有阻容保护，过电压仍会超过晶闸管的允许值。设置非线性电阻

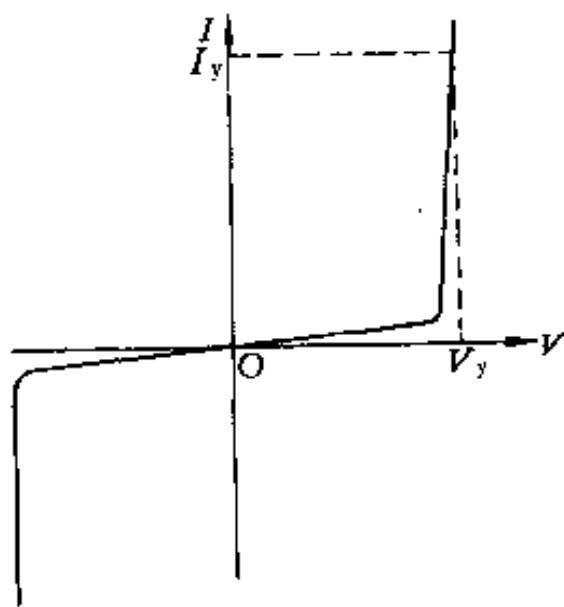


图 3-8 压敏电阻的伏安特性

可以有效地把浪涌电压抑制在晶闸管的允许范围内。

非线性电阻由硒堆或压敏电阻组成。硒堆保护由于体积庞大，而且元件的伏安特性不陡而逐渐被压敏电阻保护所取代。

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，是一种新型的过电压

保护元件。它的伏安特性如图 3-8 所示，具有正反向都很陡的伏安特性。正常工作时其漏电流很小，所以工作时损耗小，遇到过电压时可以通过高达数千安的放电电流，所以抑制过电压的能力很强。再者，压敏电阻保护反应快、体积小，所以晶闸管电路广泛地应用压敏电阻作为过电压保护元件。

交流侧的压敏电阻过电压保护接法如图 3-9 所示，直流

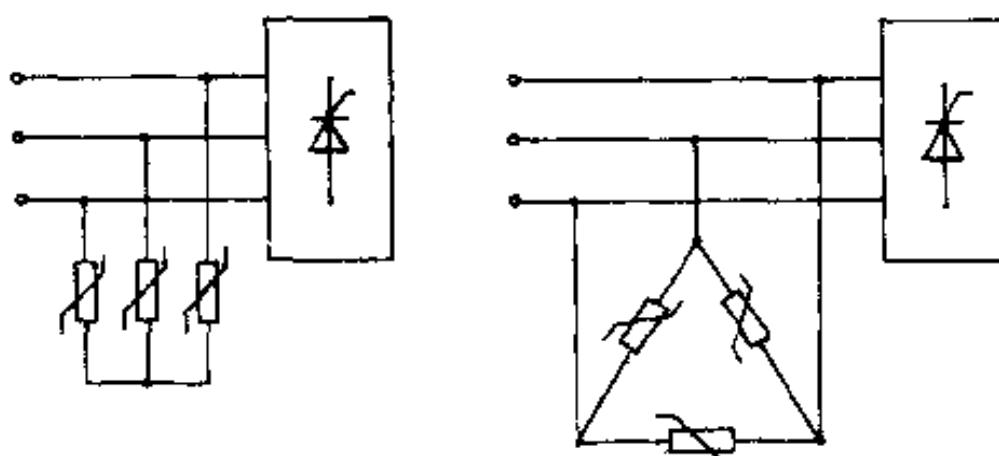


图 3-9 交流侧压敏电阻保护

侧过电压保护如图 3-10 所示。

2. 过电流保护

晶闸管电路发生过电流的原因通常是装置过负载，负载短路，某一元件击穿短路引起相邻元件过电流。

晶闸管在短时间内能够承受一定的过电流而不损坏。但是，如果这种超过晶闸管额定电流的过载电流数值较大而切断时间稍慢，就会造成晶闸管的永久性损坏或元件特性下降。

过电流保护措施主要有：

- (1) 在交流进线中串接电抗器，限制短路电流。
- (2) 在交流侧或直流侧设置电流检测装置，当电路发生过电流时，该装置发出一过电流信号去控制晶闸管电路的触发器，使晶闸管的触发脉冲相位后移或瞬时停止触发器发出脉冲，从而使晶闸管阳极电流恢复原状态或立即阻断。

- (3) 设置快速熔断器。这是目前晶闸管电路最为普通的过电流保护措施。快速熔断器的断流时间大约在 10ms 之内，从而可以有效地保护晶闸管。

快速熔断器保护装置的安装方法主要有安装在交流侧，与晶闸管直接串联和直流侧 3 种。交流侧安装快速熔断器能够对元件短路和直流侧短路都起保护作用，但由于正常时流过快速熔断器的电流有效值大于流过晶闸管的电流有效值，故必须选用数值较大的熔断器，这样对过电流的保护就比较差；直流侧安装快速熔断器只对负载短路起保护作用而对元件短路则不起保护作用。所以最好的方法是将快速熔断器与晶闸管直接串联。

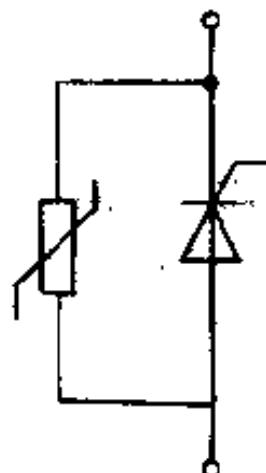


图 3-10 直流侧压敏
电阻保护

第二节 充电电路

蓄电池充电需要一个大小可调的直流电源，而快速充电又需要该直流电源关断一段时间，从而实现蓄电池停充这一要求。晶闸管作为一种正方向导通可控反方向阻断的元件正好适应了蓄电池快速充电的功能要求。蓄电池的充电电路就是一种可控整流电路。在可控整流电路里，按负载性质区分可以有电阻负载，电感负载、电容负载以及反电动势负载。各种性质的负载对整流电路工作都有不同的影响。蓄电池负载属于典型的反电动势负载，本节论述的充电电路均以反电动势负载电路为对象。在论述各种不同的充电电路之前先对有关的基本概念作一阐述。

一、几个基本概念

1. 波形的概念

波形分析是分析晶闸管电路的一个极为重要的手段。

把一个随时间变化的物理量（电流、电压、电动势等）的瞬时值作为纵坐标，把时间作为横坐标所画成的曲线称为该量的波形图。

图 3-11 (a) 所示的是正弦波形，交流发电机所产生的电动势就具有这样的波形。图 3-11 (b) 所示的是一种非正弦波形，晶闸管整流电路在某一导通角产生的电压就具有这样的波形。图 3-11 (c) 所示的是一种在脉冲技术中可能出现的波形，晶闸管的触发脉冲就具有这样的波形。

晶闸管整流电路阳极通常接交流电源，图 3-12 示出了交流电源的波形，它是一个正弦量的波形，可表示为

$$u = V_m \sin\left(\frac{2\pi}{T}t + \varphi_0\right)$$

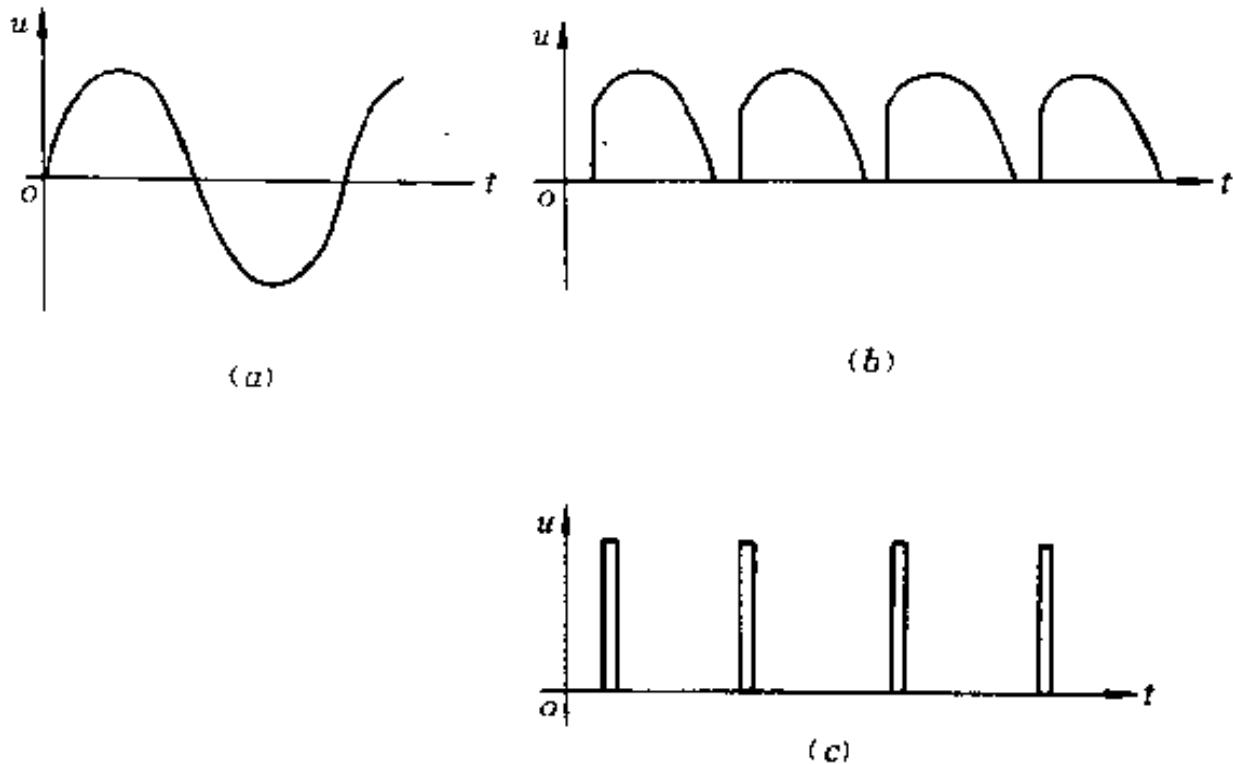


图 3-11 波形图

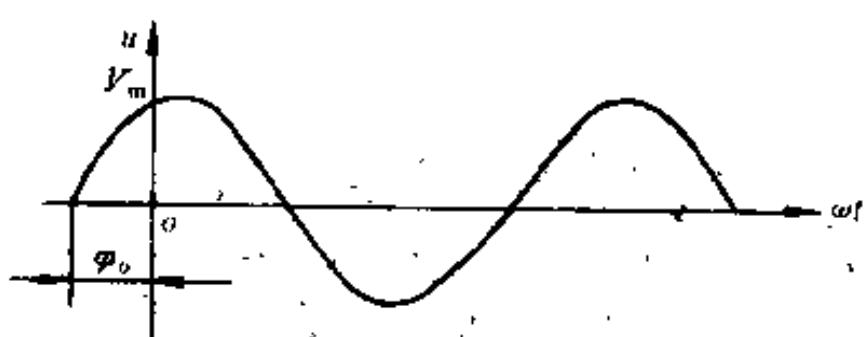


图 3-12 交流电源的波形图

$$= \sqrt{2} V \sin (\omega t + \varphi_0) \quad (3-1)$$

式中 V_m —— 正弦量的最大值，称为幅值；

V —— 正弦量的有效值， $V_m = \sqrt{2} V$ ；
 $(\omega t + \varphi_0)$ —— 正弦函数的幅角，称为相。

相决定了正弦量变化的阶段，单位是弧度。相是时间的线性函数。正弦量每重复一次所需的时间称为周期 T ，而相随

之变化 2π 弧度。故相的变化率为 $\frac{2\pi}{T}$, 用 ω 表示, 周期的倒数就是正弦量的频率 f 、单位为 Hz。交流电网的频率为 50Hz。

式 (3-1) 当 $t=0$ 时, 相就等于 φ_0 , 它决定了正弦量在 $t=0$ 时的瞬时值。初相决定于计时起点的选择。

对于两个同频率的正弦量来说, 它们之间初相值之差称为相位差。图 3-13 示出了三相交流电的波形, 从图中可以看出, 三相交流电相位差依次为 $\frac{2}{3}\pi$ 弧度, 用数学式表示三相交流电即为:

$$u_A = \sqrt{2} E \sin \omega t$$

$$u_B = \sqrt{2} E \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi \right)$$

$$u_C = \sqrt{2} E \sin \left(\omega t - \frac{4}{3}\pi \right)$$

式中 E —三相交流电相电压有效值。

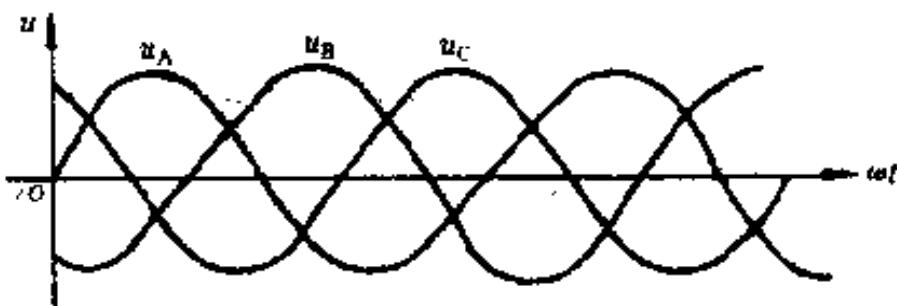


图 3-13 三相交流电的波形

图中, A 相比 B 相先达到真正的最大值, 我们称 A 相超前于 B 相 $\frac{2}{3}\pi$, 或 120° , 或且称 B 相滞后于 A 相 $\frac{2}{3}\pi$ 或 120° 。 B 相与 C 相的关系与此类推。

2. 导通角与移相的概念

晶闸管要导通必须具备两个必要条件, 即正向阳极电压

与门极触发电压。图 3-14 为一最简单的晶闸管电路，晶闸管阳极接交流电网，阴极接电阻 R 。图 3-14(b) 为交流电网的波形。在交流电 u 正半周的 $0 \sim \pi$ 弧度内，晶闸管阳极电压为正，阴极为负，具备了导通条件之一，在此期间任一时刻加门极触发脉冲，都可以使晶闸管立即导通。假设在 ωt_1 时刻加触发脉冲，在 $0 \sim \omega t_1$ 这一段，晶闸管虽处于正向阳极电压但不导通，在 $\omega t_1 \sim \pi$ 时刻，由于施加了触发脉冲，导致晶闸管导通，当 $\omega t = \pi$ 时，阳阴极之间电压降为零，晶闸管恢复阻断。

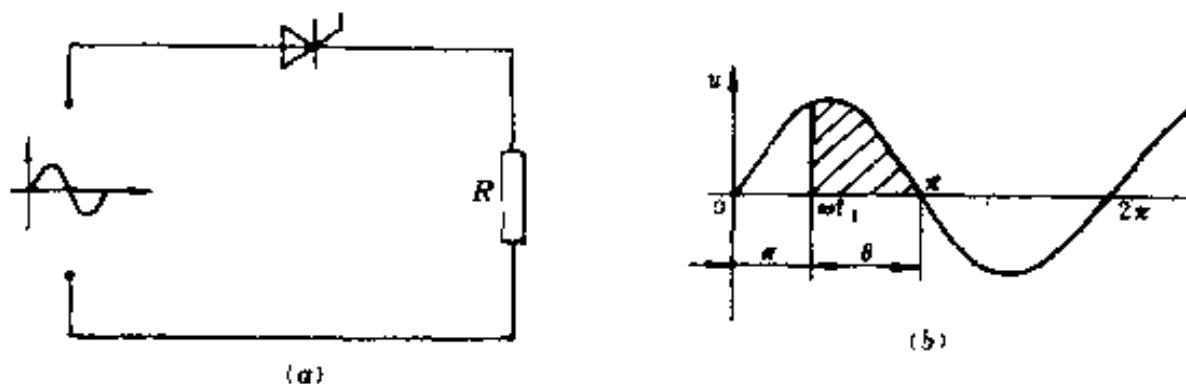


图 3-14 最简单的晶闸管电路及交流电网波形

晶闸管导通的角度称为导通角，以 θ 表示。从晶闸管开始承受正向电压起到开始导通这一角度称为控制角，以 α 表示。

改变控制角 α 的大小，即改变触发脉冲出现的时刻，从而改变输出电压的大小。这一过程称为移相。

很显然， $\alpha + \theta = \pi$ 。当 $\alpha = 0$ 时，即在晶闸管阳极由负变正处触发，晶闸管的导通角 $\theta = \pi$ 。晶闸管在一个周期内导电时间最长，因而输出电压达到最大，我们称这一现象为晶闸管处于全导通状态。

3. 关于同步的概念

晶闸管阳极回路我们称之为为主回路，门极回路称之为控

制回路。控制回路的触发脉冲应出现在主回路阳极电压为正的时刻，而且在主回路每个周期都应有触发脉冲，这就要求控制回路与主回路频率要一致。同时，为使输出波稳定，要求主回路每个周期晶闸管的控制角 α 应相同，这就要求每个周期触发脉冲相位要一致。这种主回路与控制回路频率与相位之间的协调关系称为同步。

在可控整流电路中，同步关系的实现是通过主回路的整流变压器与控制回路的同步变压器不同的电联结型式获得的。

4. 关于相量图的概念

在晶闸管可控整流电路中，经常需要处理两个或两个以上的同频率的正弦量之间的相位问题。在解决这些问题的过程中，我们会遇到一系列同频率的正弦量的运算问题。

例如，在分析和计算三相桥式可控整流电路的过程中，必须知道主电路中的三相交流电源的相电压与线电压之间的相位差，其计算过程如下：

设：

$$a \text{ 相电压为 } u_a = \sqrt{2} U \sin \omega t$$

$$b \text{ 相电压为 } u_b = \sqrt{2} U \sin(\omega t - 120^\circ)$$

那么，线电压 u_{ab} 的函数表示式为

$$\begin{aligned} u_{ab} &= u_a - u_b \\ &= \sqrt{2} U \sin \omega t - \sqrt{2} U \sin(\omega t - 120^\circ) \\ &= \sqrt{2} U \times 2 \times \cos \frac{\omega t + \omega t - 120^\circ}{2} \sin \frac{\omega t - \omega t + 120^\circ}{2} \\ &= \sqrt{2} U \sqrt{3} \sin(\omega t + 30^\circ) \end{aligned}$$

上式表明，线电压 u_{ab} 幅值为相电压的 $\sqrt{3}$ 倍，而相位超前于 a 相 30° ， b 相 150° 。

上述计算是用三角函数的方法进行的。这种方法仅适用于较简单的电路，而对于比较复杂的电路，就变得十分繁琐和困难。

在分析晶闸管门极触发电路过程中，经常会遇到由 R 、 C 组成的网络中正弦量的计算问题。例如，一个正弦同步信号作用于 R 、 C 串联电路，欲求电容两端的正弦电压及相位，需求解下面方程：

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = \sqrt{2} U \sin \omega t$$

这是个线性微分方程，求解过程也比较复杂。

相量图是以复数运算为基础，可以使有关正弦量的运算变换为几何运算，也可以使某些微分方程变换为代数方程，从而使正弦量的运算变得极其简单。相量图是电工理论中一个极重要的基本方法和运算工具。

一个正弦量是由它的振幅，频率和初相位 3 个基本的物理量来表征的。所以，要确定正弦电路中同频率的两个正弦量的关系，只需要计算它们的振幅和初相之间的关系。相量图就是应用复数来表示正弦量的振幅（或有效值）和初相的。

我们知道，复数与复数平面上的点存在一一对应关系。每一复数对应于复数平面上的一个点，而复数平面上的一个点表征一个复数。我们可以用一个矢量来表示一个复数，该矢量的始点与复数平面的原点重合，而其终点与对应于该复数的那一点重合，如图 3—15 所示。

复数 A 有下列 3 种表示形式：

三角形式 $A = a \cos \varphi + i a \sin \varphi$

代数形式 $A = a_1 + i a_2$

指数形式 $A = a e^{i\varphi}$

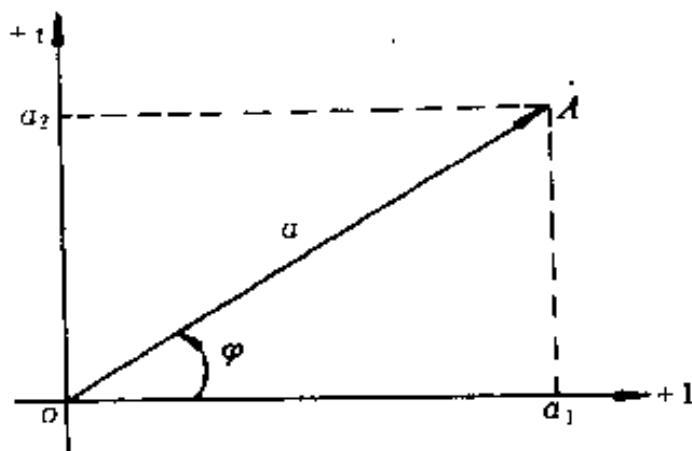


图 3-15 矢量图

其中， a 为复数的模，它等于表示复数 A 的矢量长度； φ 为 A 的幅角，它等于矢量 A 与实轴之间的夹角。

上式中， $a_1 = a \cos \varphi$ ，称为复数 A 的实部， $a_2 = a \sin \varphi$ 称为复数 A 的虚部。

今假设有一复数 $A = a \cos \varphi_0 + i a \sin \varphi_0$ 乘以另一个模数为 1，幅角为 $\varphi = \omega t$ 的复数，结果为：

$$\begin{aligned} A \cdot e^{j\omega t} &= (a \cos \varphi_0 + i a \sin \varphi_0) \cdot (\cos \omega t + i \sin \omega t) \\ &= a [(\cos \varphi_0 \cos \omega t - \sin \varphi_0 \sin \omega t) + i (\sin \varphi_0 \cos \omega t \\ &\quad + \cos \varphi_0 \sin \omega t)] \\ &= a \cos (\omega t + \varphi_0) + i a \sin (\omega t + \varphi_0) \end{aligned}$$

$$\text{而 } A \cdot e^{j\omega t} = a \cdot e^{j\varphi_0} \cdot e^{j\omega t} = a \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0)}$$

上式表明，任一复数 A 乘以复数 $e^{j\omega t}$ 后其结果模数不变，幅角为两复数原幅角之和。 ωt 是一个随时间而变的量，那么上式也可视为新的复数相当于将原复数 A 在正方向（逆时针方向）以角速度 ω 旋转。故复数 $A \cdot e^{j\omega t}$ 相当于一个旋转矢量，如图 3-16 所示。

$A \cdot e^{j\omega t} = a \cdot e^{j(\omega t + \varphi_0)}$ 是一个随时间而变的量，我们称之为复变量，而 $A = a \cdot e^{j\varphi_0}$ 代表这个复变量在 $t = 0$ 时的值，是一个与时间无关的量，我们把 A 称为复变量的复振模。上式说明，一个正弦时间函数 $a \sin (\omega t + \varphi_0)$ 可以看作是复变量 $A \cdot e^{j\omega t}$ 的虚部。它的几何意义说明正弦时间函数可以用旋转矢量在虚

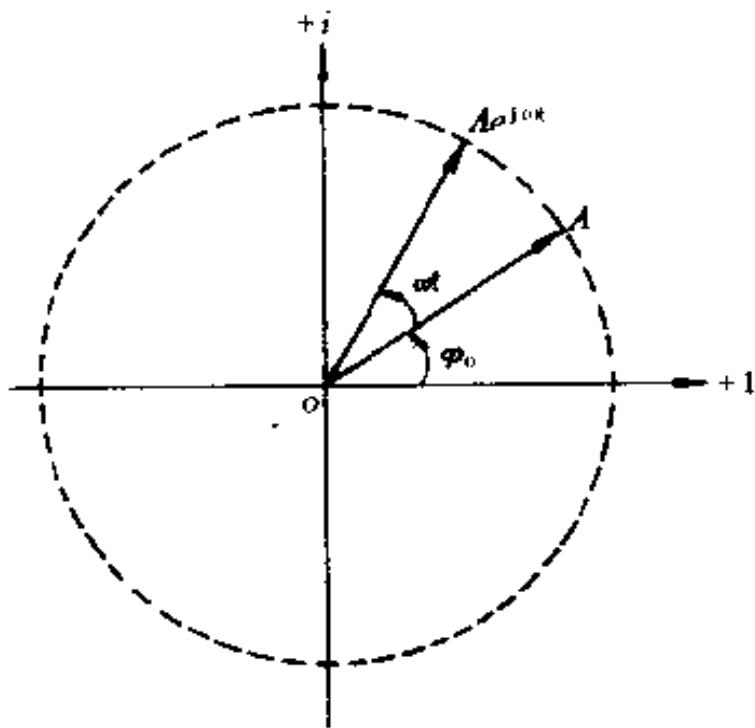


图 3-16 旋转矢量

轴上的投影来表示。

对于已知的同频率的正弦量来说，确定了振幅和初相就等于确定了这个正弦时间函数。前已指出，复振幅仅取决于其振幅及初相，所以复振幅 A 与它表示的正弦时间函数存在着一一对应关系。因此，可以确定，任一正弦量（频率认为是已知的） $a\sin(\omega t + \varphi_0)$ 可以用复振幅 $A = ae^{j\varphi_0}$ 来表示。给定了正弦量，即可按其振幅及初相写出复振幅 A ；反之，如果某一正弦量的复振幅 A ，即可写出其对应的正弦量 $a\sin(\omega t + \varphi_0)$ 。

复振幅 A 表征了旋转矢量 $Ae^{j\omega t}$ 在 $t=0$ 时的值，我们把 A 定义为正弦时间函数的“相量”。而相量在复平面上的几何表示相应地称为相量图。相量用符号 \dot{A} 来表示。

正弦交流电压 $v = V_m \sin(\omega t + \varphi_0) = \sqrt{2}V \sin(\omega t + \varphi_0)$ 可

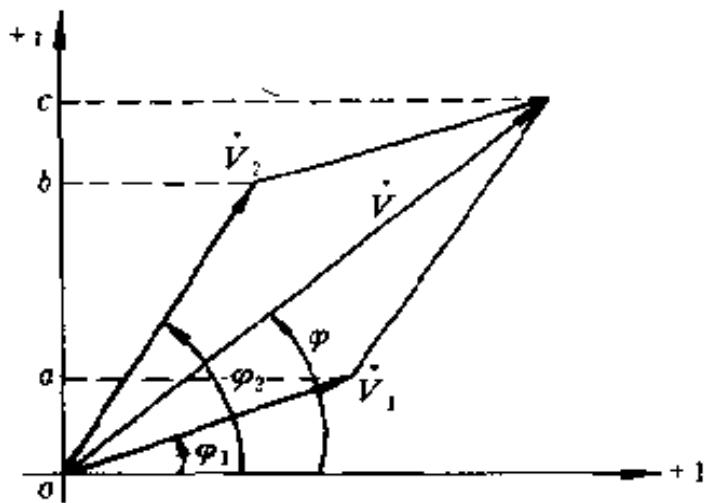


图 3-17 相量加法图

以用复变量 $\sqrt{2} \dot{V} e^{i\omega t}$ 取其虚部来表示。

采用“相量”这一概念以后，有关同频率的正弦量的运算就可以变换为相量的几何运算。

现在我们来研究两个同频率的正弦电压的相加。设

$$u_1 = \sqrt{2} V_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$$

$$u_2 = \sqrt{2} V_2 \sin(\omega t + \varphi_2)$$

$$\text{求 } u = u_1 + u_2.$$

在复数平面上分别作相量 \dot{V}_1 及 \dot{V}_2 ，它们与复平面的夹角分别为 φ_1 及 φ_2 ，如图 3-17 所示。

\dot{V}_1 在虚轴上的投影 oa 表示 u_1 量值， \dot{V}_2 在虚轴上的投影 ob 代表 u_2 的量值。

根据复数相加的法则， \dot{V}_1 与 \dot{V}_2 相加应为两相量的几何和 \dot{V} ，其在虚轴上的投影为 oc 。

$$\text{极易证明, } bc = oa$$

$$\text{那么, } oc = ob + bc = ob + oa$$

上式表明， $\dot{V}_1 + \dot{V}_2 = \dot{V}$ 其虚部等于 \dot{V}_1 虚部与 \dot{V}_2 虚部之和。因此，利用相量图，同频率的正弦量的相加可以变换为其对应的相量的相加。

以上虽然仅就两个正弦量的相加来研究，但其结论可以推广到两个以上的同频率的正弦量的相加和相减。很明显，利

用相量的相加或相减，已不考虑正弦时间函数的“时间”这一因素，因而可以大大简化运算过程。

求解三相电源相电压与线电压之间的关系，采用相量图以后，运算过程就可以变得十分简单明了。

如图 3-18 中，分别画出 \dot{V}_a 与 \dot{V}_b 相量、按照 $\dot{V}_{ab} = \dot{V}_a - \dot{V}_b$ 。利用相量相减法则就可以画出 \dot{V}_{ab} 相量，很明显 $\dot{V}_{ab} = \sqrt{3} V_s \sin(\omega t + 30^\circ)$ 。

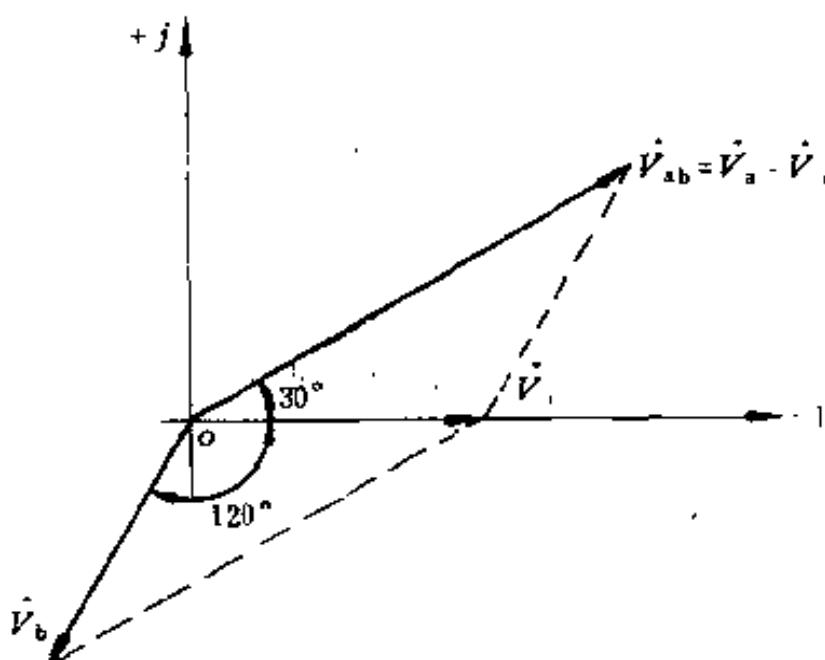


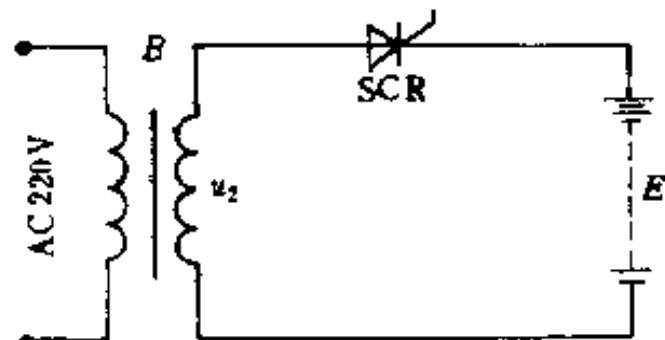
图 3-18 相量减法图

二、单相半波充电电路

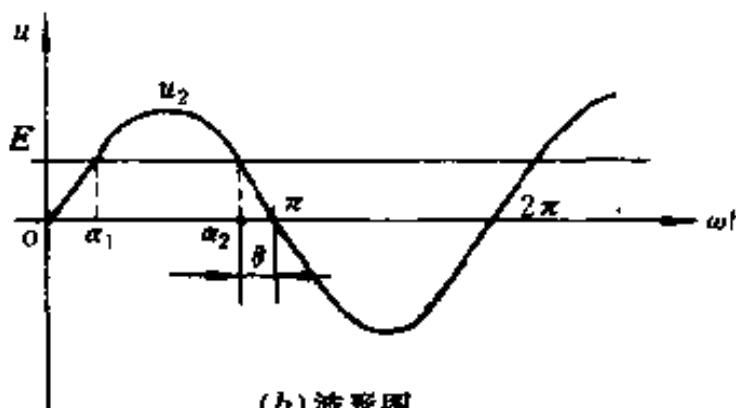
单相半波充电电路是一种最简单的充电电路。如图 3-19 所示。

图中，整流变压器 B 用来变换交流电压，其二次侧电压的有效值 V_2 是根据负载的蓄电池组电压 E 和充电电流决定的。

V_2 的瞬时值以 u_2 表示， u_2 与蓄电池 E 的交点分别以 a_1 、



(a) 电路图



(b) 波形图

图 3—19 单相半波充电电路

α_2 表示。从图 3—19b 可以看出：

在 $0 \sim \alpha_1$ 区间内、由于 $u_2 < E$, 晶闸管阳极电压低于阴极电压而不可能导通。

在 $\alpha_1 \sim \alpha_2$ 区间内, 由于 $u_2 > E$, 晶闸管阳极电压高于阴极电压, 在该区间任一时刻加上触发脉冲, 都可以使晶闸管导通输出电流对蓄电池充电。

在 $\alpha_2 \sim 2\pi$ 区间, $u_2 < E$, 晶闸管处于反向电压而不可能导通。

晶闸管承受的反向峰值电压发生在 $\frac{3}{2}\pi$ 处, 其值为

$$u_{fmax} = E + \sqrt{2} U_2$$

晶闸管承受的正向峰值电压发生在 $\frac{1}{2}\pi$ 处, 其值为

$$u_{\max} = \sqrt{2} U_2 - E$$

上两式说明，晶闸管承受的反向峰值电压比承受正向峰值电压高 $2E$ 。

在 $\alpha_1 \sim \alpha_2$ 区间内，若控制角为 α ($\alpha_1 < \alpha < \alpha_2$)，晶闸管导通，当 $\omega t = \alpha_2$ 时，晶闸管因阳、阴极之间的电压为零而关断。 α_2 与 π 之间的夹角 θ 称为停止导电角。很显然

$$\theta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2} u_2}$$

充电电压的平均值为

$$u_d = E + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\theta} (\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E) d\omega t$$

当 $\alpha = \alpha_1 = \theta$ 时，充电电压达到最大值

$$\begin{aligned} u_{d\max} &= E + \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} (\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E) d\omega t \\ &= \frac{\pi+2\theta}{2\pi} E + 0.45 u_2 \cos \theta \end{aligned}$$

充电电流的平均值为

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\theta} \frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E}{r} d\omega t$$

式中 r —— 蓄电池内阻及变压器二次侧内阻之和。

当 $\alpha = \alpha_1 = \theta$ 时，充电电流同样达到最大值，即

$$\begin{aligned} I_{d\max} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} \frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E}{r} d\omega t \\ &= \frac{0.45 \cos \theta V_2}{r} - \frac{\pi-2\theta}{2\pi} \cdot \frac{E}{r} \end{aligned}$$

充电电流的有效值

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\theta} \left(\frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E}{r} \right)^2 d\omega t}$$

当 $\alpha = \theta$ 时，充电电流有效值达到最大值，即

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\theta} \left(\frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E}{r} \right)^2 d\omega t}$$

$$= \frac{1}{r} \sqrt{\frac{V_2^2}{2\pi} (\pi - 2\theta - \sin 2\theta) + \frac{\pi - 2\theta}{2\pi} E^2} = 0.9EV_2 \cos \theta$$

可按上式选择晶闸管的电流定额。

图 3-20 示出了 u_d 、 i_d 及 u_{SCR} 的波形。从中可以看出，单相半波充电电路输出的充电电压 u_d 为不连续的脉冲电压，而且在一个周期内导电角很小，仅为 $\pi - 2\theta$ ，变压器的容量不能

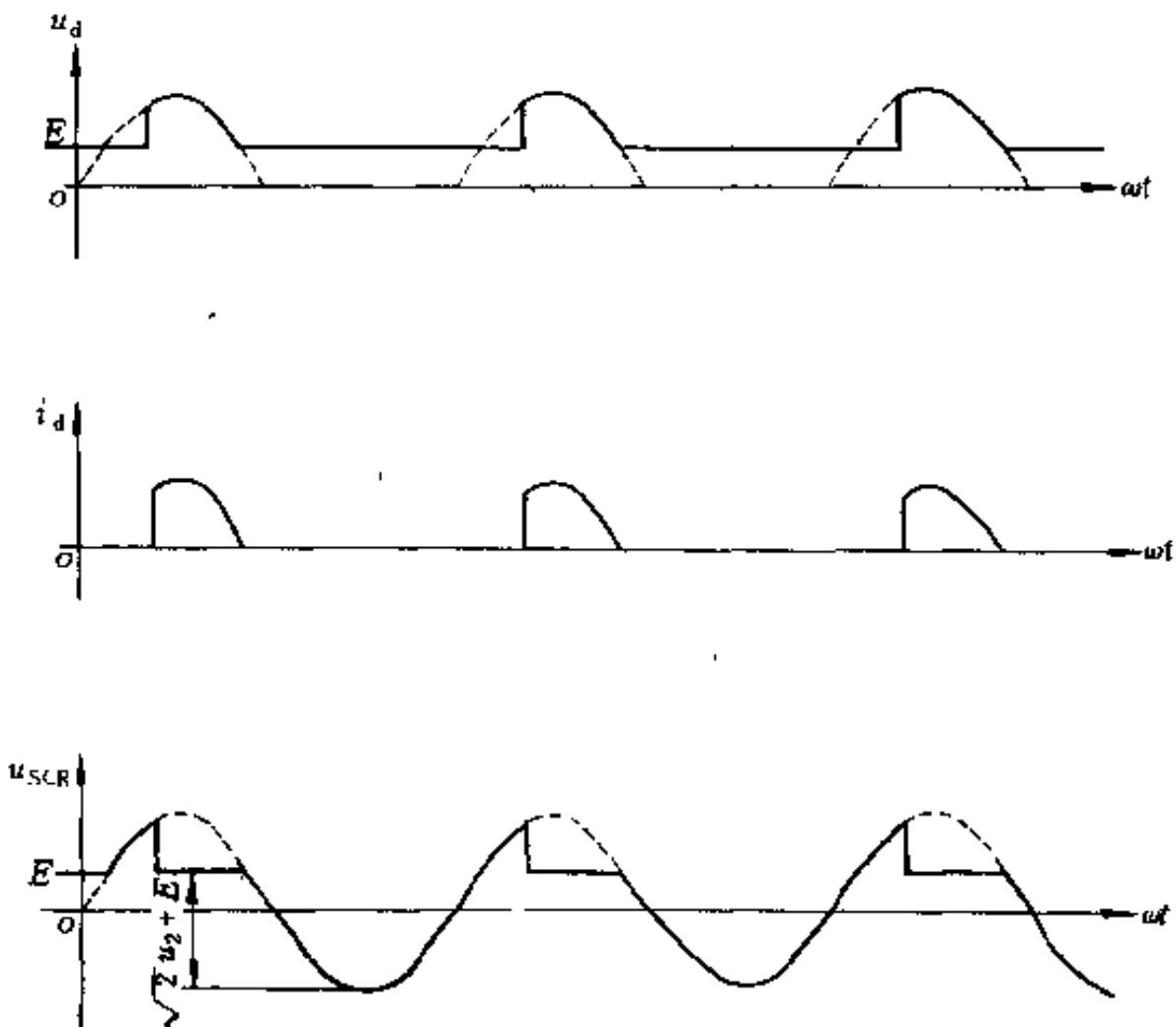
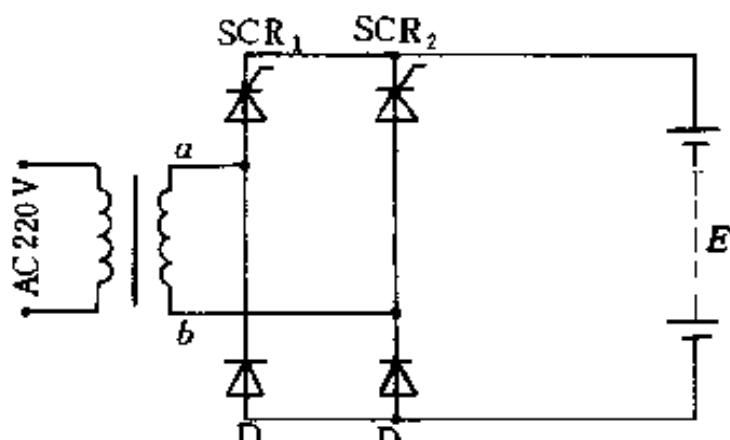


图 3-20 单相半波充电电路 u_d 、 i_d 、 u_{SCR} 波形图

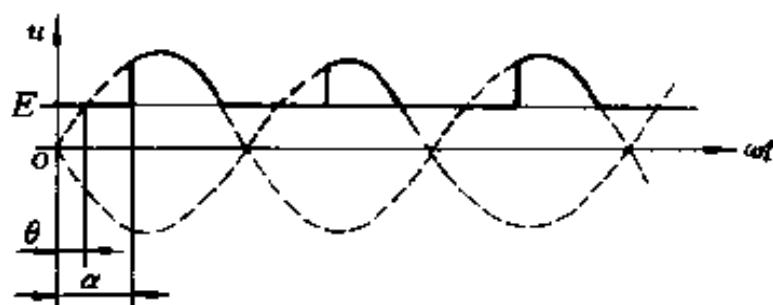
充分利用。而且因回路电流脉动大，造成变压器铁芯截面积的增大，快速充电装置一般不采用该电路。

三、单相半控桥式充电电路

单相半波充电电路具有明显的缺陷，即充电电流脉动大，变压器的利用率低。一般在小容量、低负载的快速充电装置中，采用单相半控桥式充电电路。具体电路如图 3—21 所示。



(a) 电路图



(b) 波形图

图 3—21 单相半控桥式充电电路

图中，晶闸管 SCR_1 与二极管 D_1 组成一对桥臂，晶闸管 SCR_2 与二极管 D_2 组成另一对桥臂。

与半波充电电路一样，停止导电角 θ 为：

$$\theta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2} V_2}$$

在 u_2 一个周期的正半周时（即 a 点电位为正， b 点为负），晶闸管 SCR_1 处于正向阳极电压。当控制角为 α 时触发 SCR_1 （很显然， $\arcsin \frac{E}{\sqrt{2}V_2} < \alpha < \pi - \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}V_2}$ ）， SCR_1 导通，这时充电电流从变压器次级 a 端经 SCR_1 ，蓄电池 E ， D_2 流回变压器次级 b 端，这时晶闸管 SCR_2 及二极管 D_1 均处于反向而阻断。当 $\omega t = \pi - \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}V_2}$ 时， SCR_1 阳、阴极电压为零而关断（忽略晶闸管的管压降）。

当 u_2 为负半周时（ a 端为负， b 端为正），晶闸管 SCR_2 承受正向电压，在相应的控制角 α 触发 SCR_2 ， SCR_2 导通，这时充电电流从变压器二次侧 b 端经 SCR_2 ，蓄电池 E ， D_1 流回 a 端。而晶闸管 SCR_1 及二极管 D_2 均处于反向而阻断。当 $\omega t = 2\pi - \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}V_2}$ 时， SCR_2 阳、阴极电压为零而关断。

晶闸管承受正向峰值电压为

$$u_{zmax} = \sqrt{2}V_2 - E$$

晶闸管承受反向峰值电压为

$$u_{imax} = \sqrt{2}V_2$$

上式表明，桥式充电电路晶闸管承受的反向峰值电压比半波充电电路所承受的反向峰值电压低。

整流电压平均值为

$$u_d = E + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\theta} (\sqrt{2}V_2 \sin \omega t - E) d\omega t$$

当 $\alpha = \theta$ 时，整流电压平均值达到最大值

$$u_d = E + \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} (\sqrt{2}V_2 \sin \omega t - E) d\omega t$$

$$= \frac{2\theta}{\pi} E + 0.9V_2 \cos \theta$$

充电电流平均值为

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\theta} \frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E}{r} d\omega t$$

当 $\alpha=\theta$ 时，充电电流平均值达到最大值：

$$\begin{aligned} I_{d\max} &= \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} \frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E}{r} d\omega t \\ &= 0.9 \cos \theta \frac{V_2}{r} - \frac{\pi - 2\theta}{\pi} \cdot \frac{E}{r} \end{aligned}$$

充电电流有效值为

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\theta} \left(\frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E}{r} \right)^2 d\omega t}$$

同样，充电电流有效值最大值发生在 $\alpha=\theta$ 处。

流过晶闸管的电流有效值最大值为

$$\begin{aligned} I_{g\max} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} \left(\frac{\sqrt{2} V_2 \sin \omega t - E}{r} \right)^2 d\omega t} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_m = 0.707 I_m \end{aligned}$$

上式表明，流过晶闸管的电流有效值为充电电流有效值的 0.707 倍，可按该数值选择晶闸管的电流定额。

图 3-22 示出了单相桥式充电电路输出电压、电流以及变压器二次侧电流的波形。从该图可以看出，输出电压的脉动程度比半波时要小，从整流变压器二次侧绕组来看，一个周期内流经变压器的脉动电流方向相反，因而不存在直流分

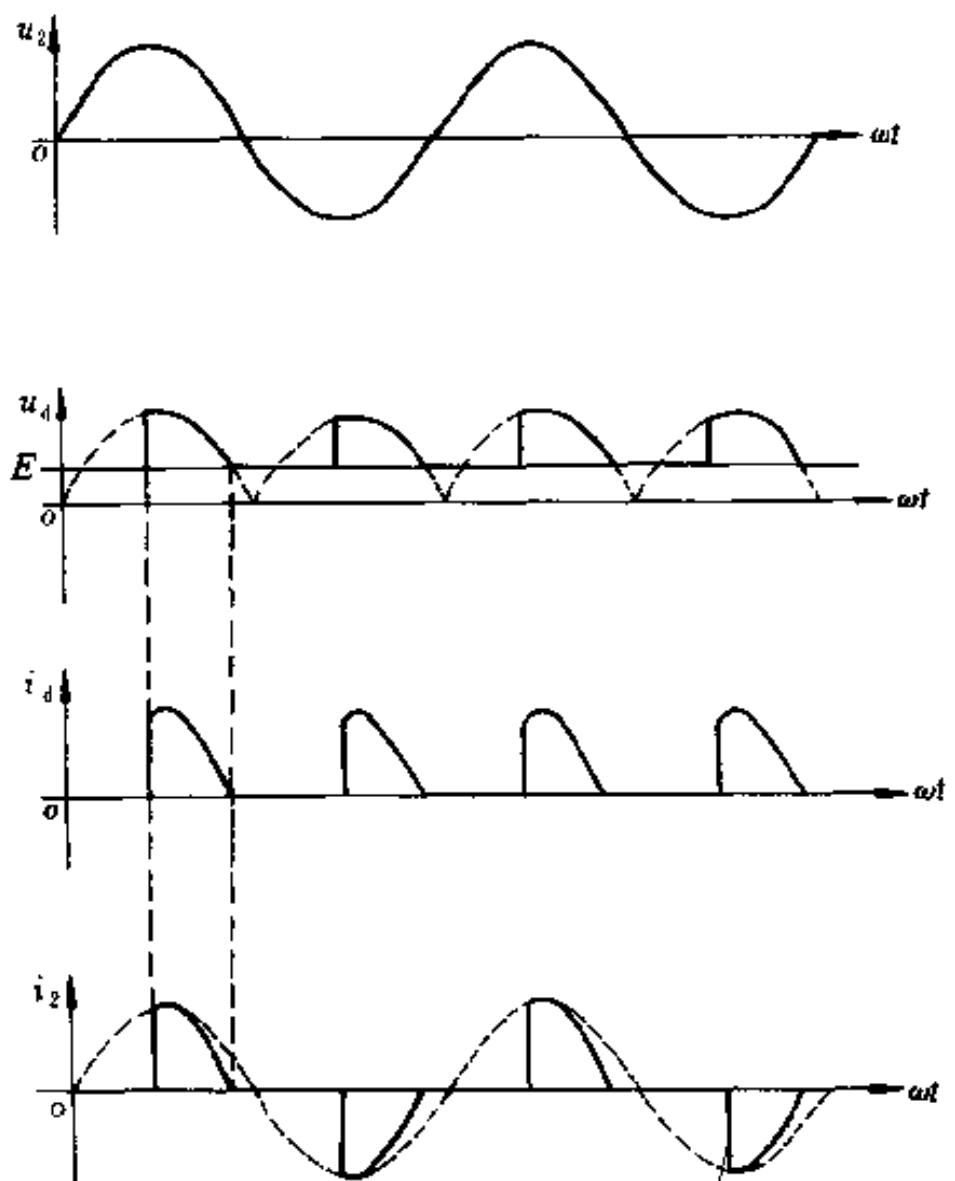


图 3-22 单相桥式半控充电电路波形图

量，故变压器的利用率比半波整流高。

四、三相半波充电电路

单相充电电路负载容量较小，仅适用于对小容量且额定电压不高的蓄电池组实施快速充电。当负载——蓄电池组容量比较大而且额定电压比较高时，必须采用三相可控硅充电装置。较常用的三相可控硅充电装置有三相半波，三相半控

桥、全控桥等电路型式。三相半波充电电路是最基本的形式。在此将详细论述三相半波可控整流电路。

1. 以电阻为负载的三相半波可控整流电路

三相半波可控整流电路如图 3—23 (a) 所示，3 个晶闸管阴极分别接三相交流电，阴极接在一起，这种接法称为共阴极接法。图 3—23 (b) 为相电压波形。a, b, c 三相交流电依次相差 120° ，其交点各以 ωt_1 , ωt_2 及 ωt_3 表示。

在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 时期内，a 相电压高于 b, c 两相，如果在 ωt_1 时刻触发晶闸管 SCR_1 ，可使 SCR_1 导通、负载上得到 a 相电压。在 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 时期内，b 相电压高于 a, c 两相，在 ωt_2 时刻触发晶闸管 SCR_2 ，可使 SCR_2 导通，同时迫使 SCR_1 关断，负载上得到 b 相电压。在 ωt_3 时刻触发 SCR_3 ，可使 SCR_3 导通，同时迫使 SCR_2 关断，负载上得到 c 相电压。如此周而复始，负载上得到一个脉动的直流电压，如图 3—23 (d) 所示。

从图中可以看出，在一个周期内，三相电源轮流向负载供电，每相晶闸管各导电 120° 。

ωt_1 , ωt_2 及 ωt_3 3 点所对应的纵坐标是相电压的交点。在该点以前，晶闸管承受反向电压，而在该点以后，晶闸管才承受正向电压。根据本节所述关于控制角的概念，分别把 ωt_1 , ωt_2 及 ωt_3 作为三相控制角的起点，即该处 $\alpha=0$ 。

三相晶闸管的触发脉冲必须与主回路保持同步，且必须相序一致。当三相脉冲后移，即 α 增大时，输出电压相应降低。

图 3—23 (e) 是变压器 a 相绕组及晶闸管 SCR_1 中的电流波形，其他两相电流波形与此相同，相位相差 120° ，从图中可以看出，变压器绕组通过的是直流脉动电流。

图 3—23 (f) 是晶闸管 SCR_1 的电压波形。当 SCR_1 导通时，该元件两端电压接近于零。当 SCR_2 导通后， SCR_1 承受

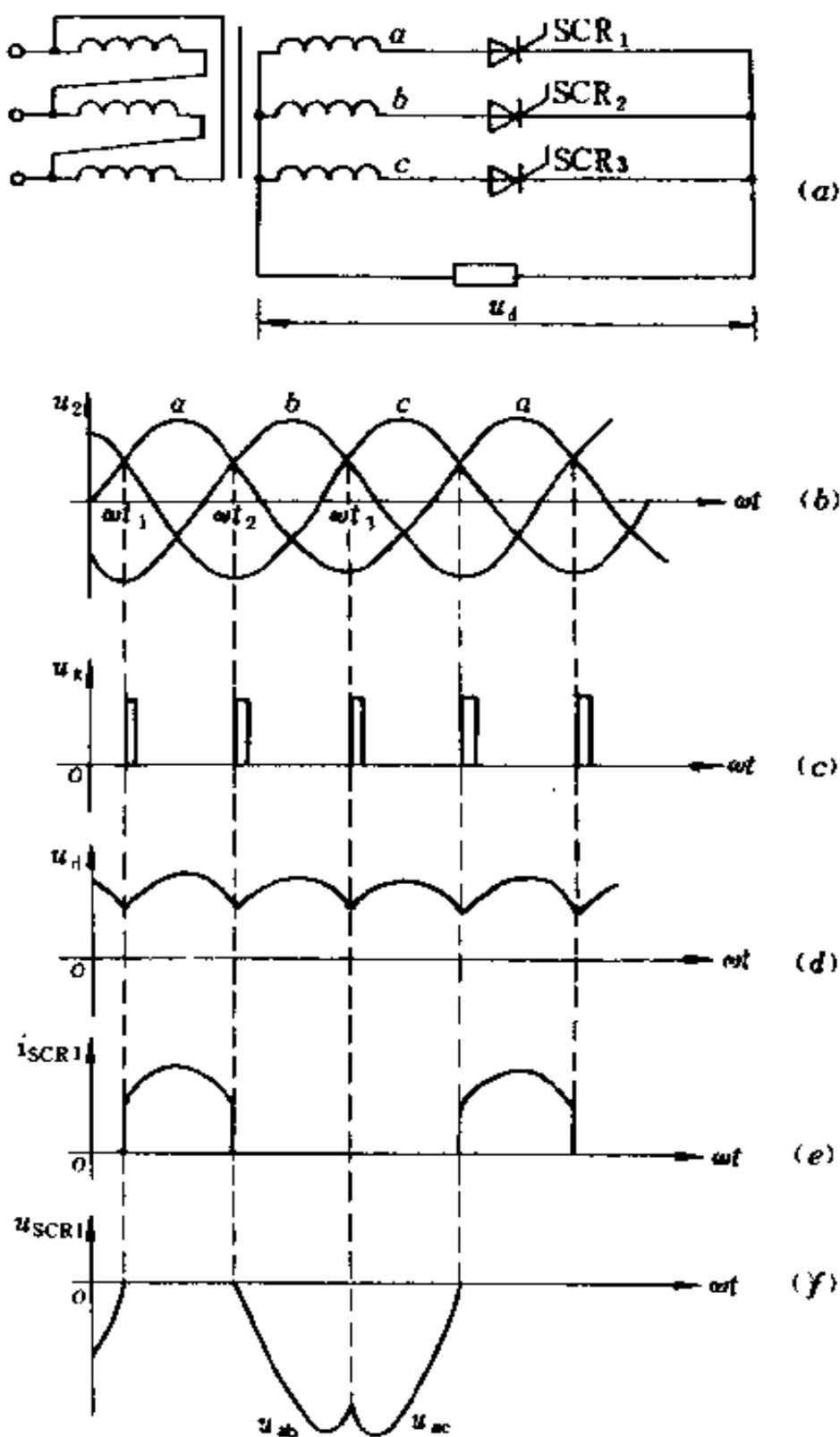


图 3-23 电阻负载三相半波可控整流电路及波形

反压为 b 相与 a 相之间的线电压 ($u_{ba} = u_b - u_a$)，而当 SCR_3 导通后， SCR_1 承受 c 相与 a 相之间的线电压 ($u_{ca} = u_c - u_a$)。

当控制角 $\alpha=0$ 时，整流电压的平均值按下式计算：

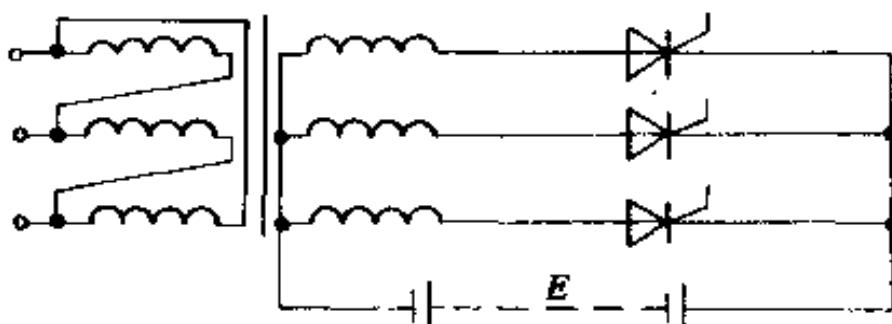
$$\begin{aligned} u_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{2} V_2 \sin \alpha d\omega t \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_2 = 1.17 V_2 \end{aligned}$$

式中 V_2 —— 变压器二次侧相电压有效值。

2. 蓄电池负载充电电路

蓄电池负载的三相半波可控整流电路晶闸管的工作状况与电阻负载不尽相同。

图 3-24 为电路图及相电压波形图。(b) 图为相电压波形



(a) 电路图

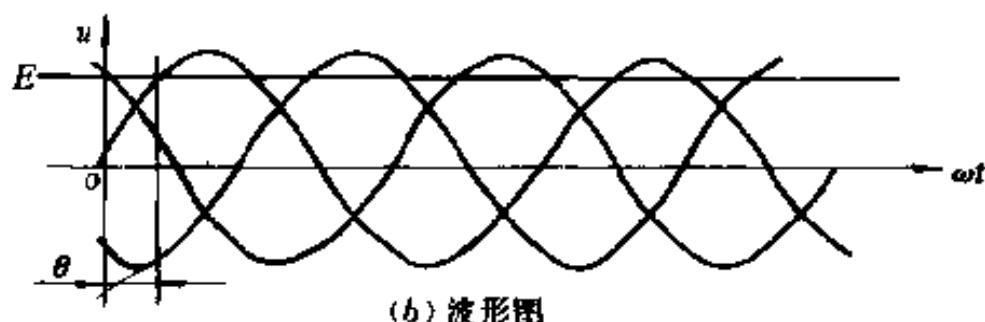


图 3-24 蓄电池负载三相半波可控整流电路

图。图中, E 为蓄电池端电压值, 它与相电压的交点为停止导电角, 用 θ 表示。显然:

$$\theta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}V}$$

式中 V —相电压有效值。

$\theta > 30^\circ$, 停止导电角处于三相交点之上; $\theta < 30^\circ$, 停止导电角处于三相交点之下。 θ 值大小依据负载要求而定。现分两种情况加以分析。

1) $\theta < 30^\circ$ (示于图 3-25)。

$\alpha=0$, 相当于在三相交点处触发晶闸管, 其工作过程与上

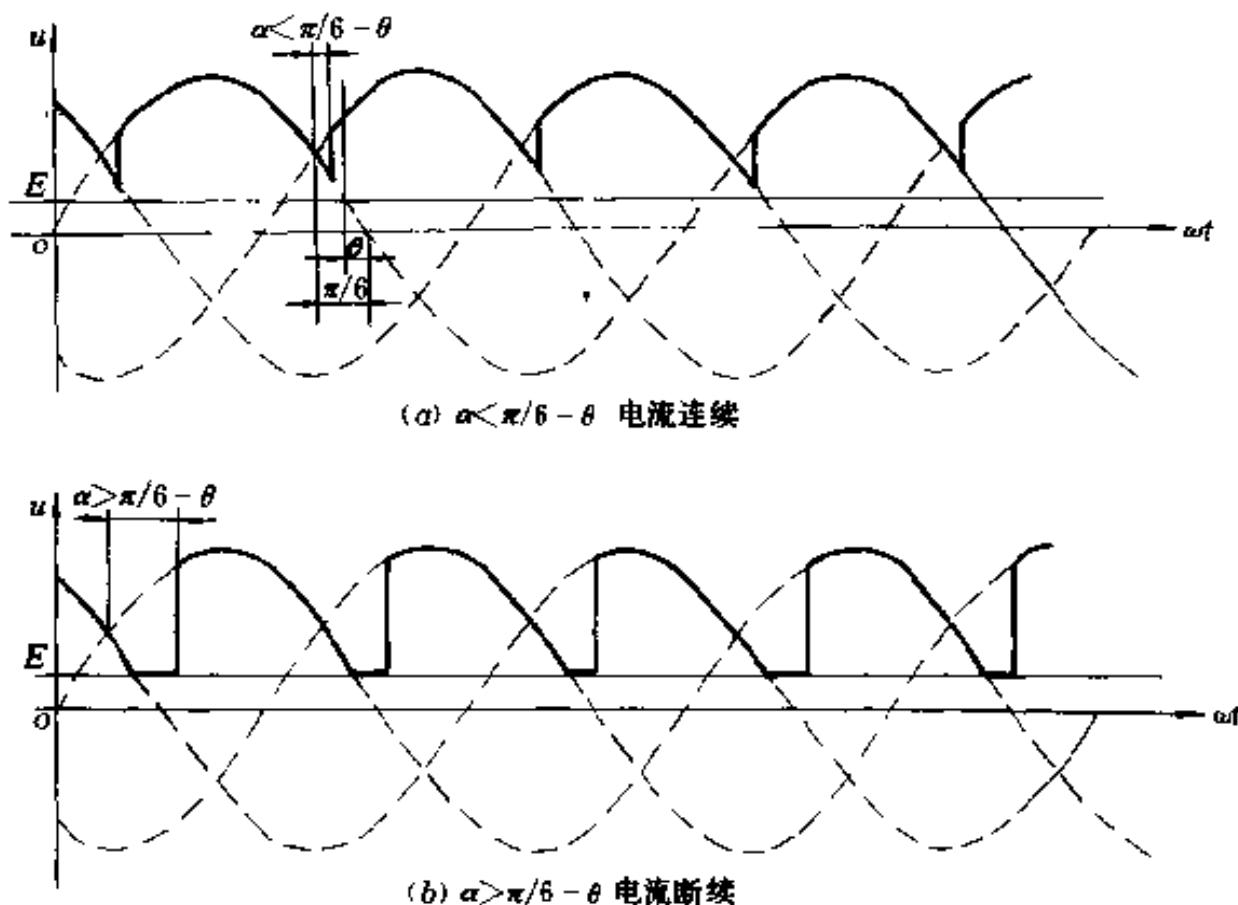


图 3-25 $\theta < \frac{\pi}{6}$, 三相半波整流电路输出电压波形

述电阻负载相同。

若以 a 相的由负变正的零点为坐标原点，那么整流电压的平均值可按下式计算：

$$\begin{aligned} u_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \cdot V \\ &= 1.17V \end{aligned}$$

控制角 α 后移， a 相晶闸管导通后将不在 ωt_2 关断，因为在 ωt_2 处，虽然 b 相电压比 a 相高，但 b 相晶闸管在该时刻触发脉冲尚未到来，故 a 相将继续保持导通，直至 b 相晶闸管的触发脉冲到来使 b 相晶闸管导通才迫使 a 相晶闸管关断。 b, c 两相晶闸管的关断也以此类推。这时的电流是连续的。

但当 α 增大到一定值时， a 相晶闸管导通后导电至 $(\pi - \theta)$ 处时，若 b 相晶闸管的触发脉冲尚未到来，那么 a 相晶闸管将因其阳极电压低于阴极电压（即蓄电池端电压 E 值）而关断。此时因 b 相尚未导通，电流将出现断续。其余两相也以此类推。

现分别对电流连续和断续两种情况进行分析：

(1) $\alpha < \frac{\pi}{6} - \theta$ 。导通以后的晶闸管是由另一相的晶闸管的导通而关断，电流连续。输出电压平均值为

$$\begin{aligned} u_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} V \sin \omega t d(\omega t) \\ &= 1.17V \cos \alpha \end{aligned}$$

充电电流平均值按下式计算：

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \frac{\sqrt{2}V \sin \omega t - E}{R} d\omega t \\ = \frac{1.17V \cos \alpha}{R} - \frac{E}{R}$$

图 3-25 (a) 示出了相电压波形，各相晶闸管每周期导电 120° 。

(2) $\alpha > \frac{\pi}{6} - \theta$ 。导通以后的晶闸管导电至停止导电角处，其滞后一相的晶闸管触发脉冲尚未到来，那么出现了该相晶闸管已关断而滞后一相的晶闸管尚未开通的局面，输出电流将出现断续。

整流电压的平均值为

$$u_d = E + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi-\theta} (\sqrt{2}V \sin \omega t - E) d\omega t \\ = 0.675 \left[\cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) + \cos \theta \right] \cdot V + [0.478(\alpha + \theta) \\ - 1] E$$

充电电流平均值为

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi-\theta} \frac{\sqrt{2}V \sin \omega t - E}{R} d\omega t \\ = 0.675 \left[\cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) + \cos \theta \right] \frac{u}{R} \\ + [0.478(\alpha + \theta) - 1.25] \frac{E}{R}$$

2) $\theta > 30^\circ$ (示于图 3-26)

这种情况蓄电池端电压 E 处于三相交点以上，所以当 $\alpha < \theta - \frac{\pi}{6}$ 时，三相晶闸管均处于反向电压而不可能导通。只有当 $\alpha > \theta - \pi/6$ 时，晶闸管才具备了正向电压的导通条件，而关

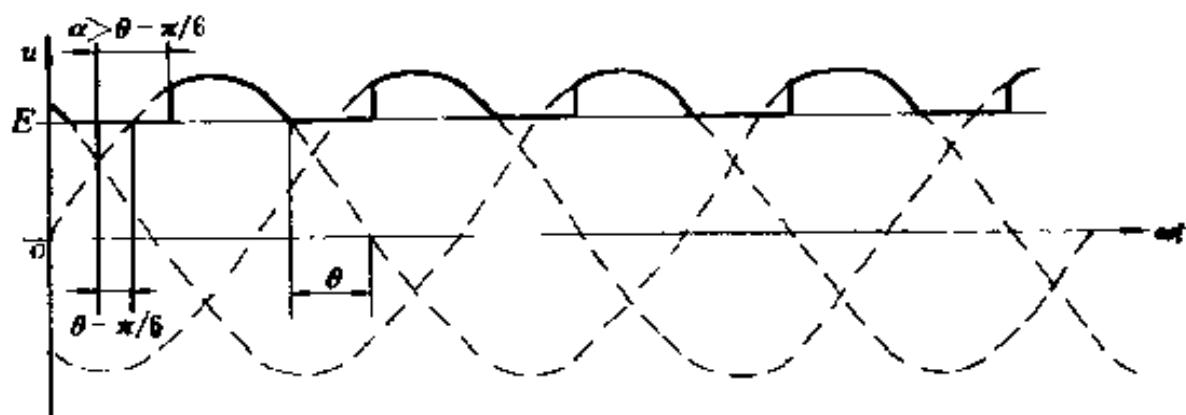


图 3-26 $\theta > \pi/6$, 三相半波整流电压输出电压波形

断的时刻发生在 $\pi - \theta$ 处, 负载上得到不连续的电流波形。
输出电压的平均值

$$u_d = E + \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi - \theta} (\sqrt{2} V \sin \omega t - E) d(\omega t)$$

流过晶闸管的电流有效值按下式计算:

当 $\alpha < \frac{\pi}{6} - \theta$, 电流连续时

$$\begin{aligned} I_k &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \left(\frac{\sqrt{2} V \sin \omega t - E}{R} \right)^2 d(\omega t)} \\ &= \frac{1}{k} \sqrt{\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{4\pi} V^2 + \frac{1}{3} E^2 - \frac{\sqrt{6} \cos \alpha}{\pi} \cdot V \cdot E} \end{aligned}$$

当 $\alpha > \frac{\pi}{6} - \theta$, 电流不连续时

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

控制角增大，电流波形变窄，在要求的输出平均电流相同的条件下，控制角越大，电流的有效值也越大，所以在具体的电路设计时，在电路输出要求的电流平均值时，尽量使晶闸管工作在控制角尽量小的状态下。

与单相充电电路比较，三相半波充电电路可以输出比较大的功率。但是，与单相半波充电电路一样，它也存在着变压器利用率低的缺点，因为在1个周期内，变压器每相绕组交替通电，即每相绕组各导电 $1/3$ 周期，而且因为是半波整流，流经变压器二次侧绕组的电流是单向脉动，因此存在一个绕组的直流磁化问题，最终造成要增大变压器的体积才能达到一定的功率要求。所以目前大功率的快速充电装置一般都采用三相半控桥式电路。

五、三相半控桥式充电电路

三相半控桥式整流电路从三相半波电路发展而来，可以有效地克服三相半波存在的缺陷。

如图3—27所示，晶闸管 SCR_a ， SCR_b ， SCR_c 组成共阴极可控整流电路，而二极管 D_a ， D_b ， D_c 组成共阳极不可控整流电路，两组电路串联起来，负载接在它们的共阴极端和共阳极端。

在一个周期内，在 ωt_1 时刻[见图3—19(b)]， a 相电压最高，而 b 相电压最低，若触发晶闸管 SCR_a ，电流将从 a 相绕组流出，经 SCR_a 、负载、 D_b ，流入 b 相绕组。而在 ωt_2 时刻， b 相电压最高，而 a 相电压最低，若触发 SCR_b ，电流将从 b 相绕组流出，经 SCR_b 、负载、 D_a ，流 a 相绕组。 c 相亦然。

由于该电路是两组三相半波电路的串联，所以整流电压可以达到三相半波电路的二倍，输出功率大，这是它的第1个

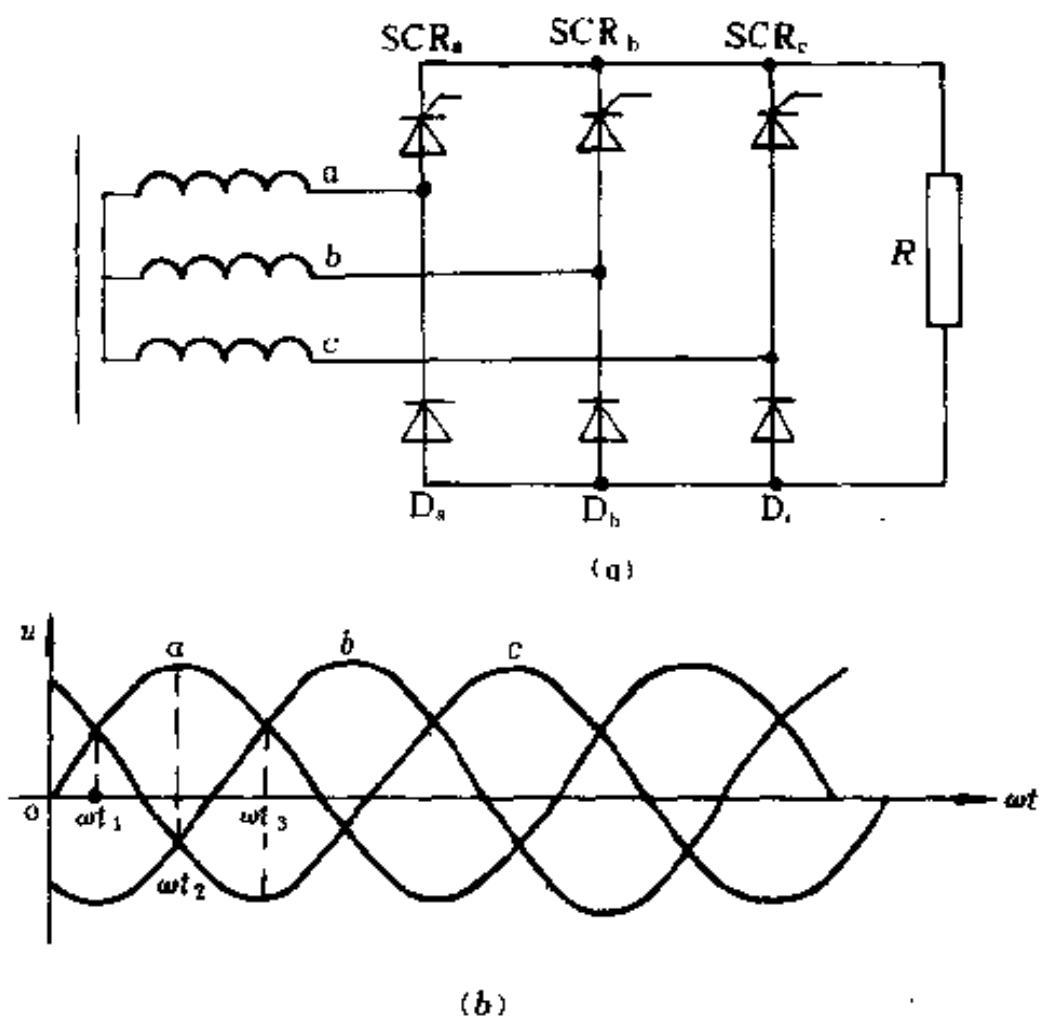


图 3-27 三相桥式半控整流电路

优点。

共阴极的晶闸管总是工作在三相电压的正半周，而共阳极的整流管总是工作在三相电压的负半周，所以对于整流变压器，一个周期的正、负半周均有导电，而且每个周期流经每相绕组的电流大小相等，方向相反，避免了直流分量的磁化作用，变压器的利用率大，输出同样的功率，该电路整流变压器体积较之三相半波整流变压器大为减小。

在具体定量分析以前，先对三相半控桥式充电电路的物理过程作一分析。

1. 电阻负载工作过程

如图 3-27 (b) 所示, 在自然换相点 ωt_1 时刻触发 SCR_a, 电流经 SCR_a、负载 R 、D_b 管流回, 此时其他所有元件均处于反向电压之下, 负载上得到了线电压 u_{ab} 波形, 在 ωt_2 以后由于 c 相电压低于 b 相电压, 故二极管 D_c 导通, 负载上得到了 u_{ac} 的电压波形。到 ωt_3 以后, 触发 SCR_b, SCR_a 承受反向而关断, 电流经 SCR_b、负载 R 、二极管 D_c 流回, 负载上得到 U_{bc} 波形。依次类推, 负载上的电压是每个周期有 6 个纹波的直流电压。

自然换相点作为控制角 α 计时起点。随着 α 增大, 输出电压平均值将减小。

当 $\alpha=30^\circ$ 时, 输出电压波形如图 3-28 所示。由于三相晶闸管的触发脉冲依次相差 120° , 所以当 SCR_a 导通, 输出电

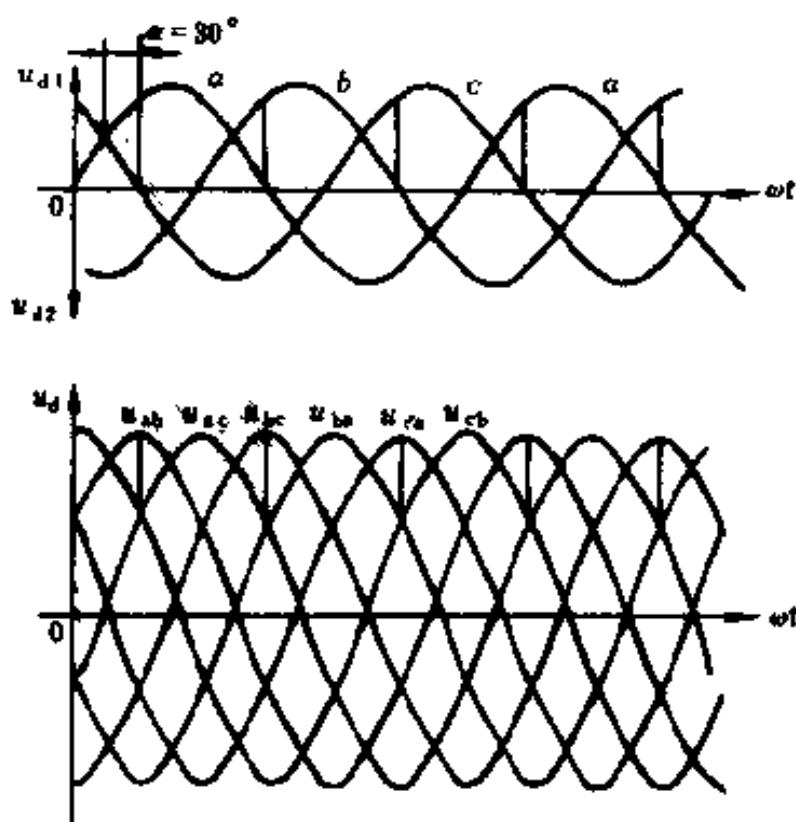


图 3-28 电阻负载, $\alpha=30^\circ$ 时三相桥式半控整流电路的波形

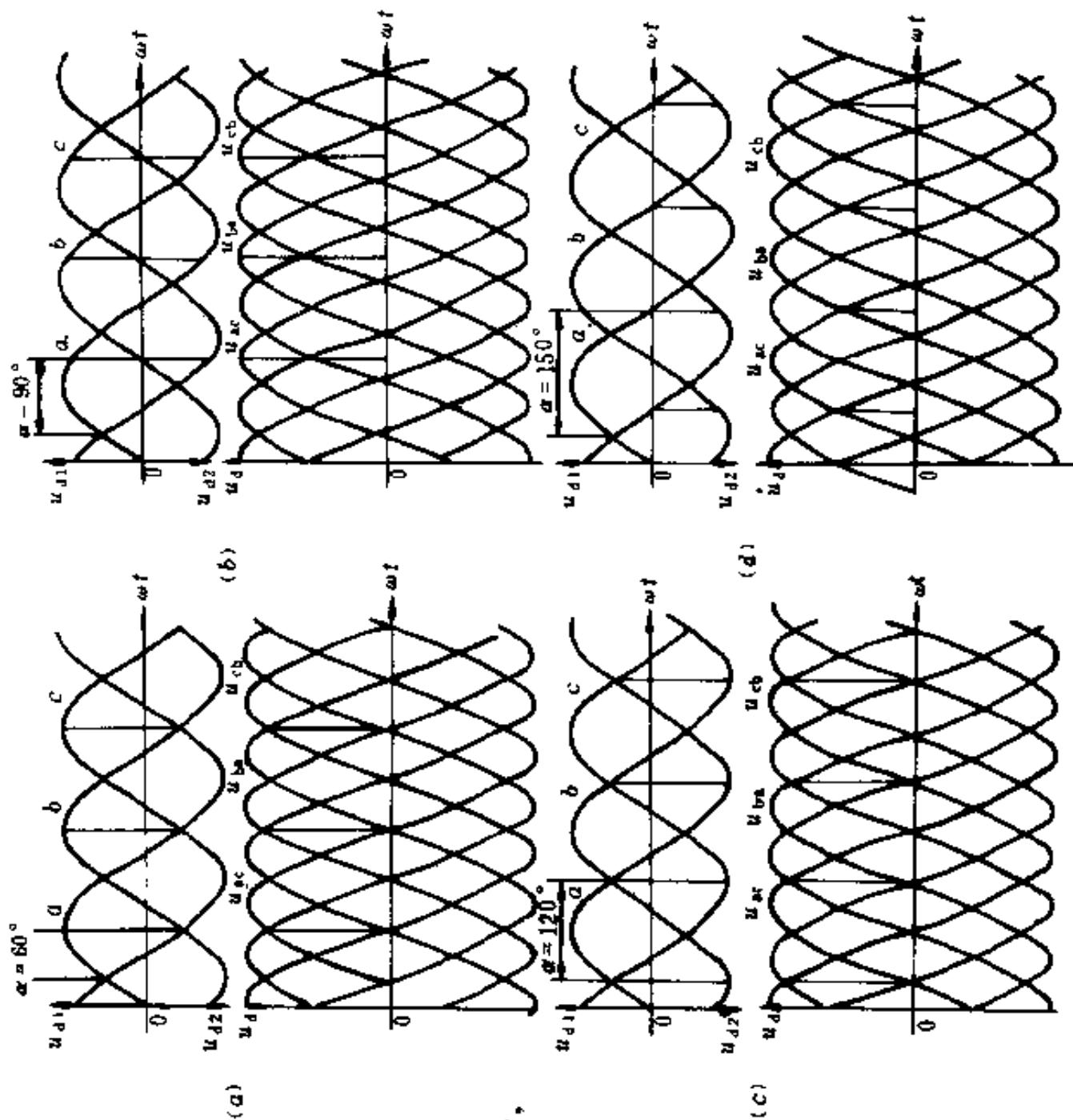


图 3-29 电阻负载,
 $\alpha=60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ$ 时,
 二相桥式半控整流
 电路的波形

压出现 u_{ac} 波形以后, 至 a 相与 b 相的自然换相点 ωt_2 时, 由于 b 相的晶闸管触发脉冲尚未到来, 所以 SCR_a 仍将继续导通 α 电角度, 直至 b 相触发脉冲到来, SCR_b 才因 SCR_a 导通使其承受反向而关断。在 1 个周期内、输出电压仍有 6 个纹波, 但脉动不均匀。输出电压中的 u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 纹波被切去一部分, 因而输出电压平均值随之减小。

图 3—29 分别画出了 $\alpha=60^\circ$ 、 90° 、 120° 和 150° 时输出电压的波形。

$\alpha=60^\circ$ 是电流连续的临界状态。由于 $\alpha=60^\circ$ 时相对于共阳极整流二极管的自然换相点, 所以在该时刻触发 a 相晶闸管, 相对于共阳极整流二极管来说, 将是 c 相电压为最低, 因此 Dc 导通, 负载上的电压一开始便是 u_{ac} 。所以输出电压在 1 个周期内只有 3 个纹波。它是负载电压电流波形连续的临界状态。当 $\alpha > 60^\circ$ 时, 输出电压波形已不再连续。此时导通后的晶闸管不是因为另一晶闸管的导通使其承受反向而关断, 而是通过线电压为零而自行阻断, 而当该相晶闸管自行阻断以后, 另一相晶闸管的触发脉冲尚未到来。所以输出电压出现断续。

$\alpha=90^\circ$ 、 120° 时, 分析方法同上, α 越大、输出电压越低。

$\alpha=150^\circ$ 时, A 相晶闸管的相电压为零, 但此时 c 相电压为负, 因此线电压 u_{ac} 仍为正值。故晶闸管仍能触发导通。因此在分析三相半控桥式电路, 判断晶闸管具备正向阳极电压的导通条件, 不能依据一相电压的正负, 而应分析其线电压之间的正负。因此图 3—28 分别画出了线电压与相电压的波形图, 上图为相电压, 下图为线电压。从图中可以看出, u_{ab} 线电压超前于 u_{ac} 线电压 60° , 这从图 3—25 的矢量图也可以看出它们之间的相位关系。

当 $\alpha=180^\circ$ 时，输出电压为零。因此，电阻负载的三相半控桥式整流电路，晶闸管移相范围为 180° 。每相晶闸管的触发脉冲相位差依次为 120° 。当 $\alpha<60^\circ$ ，输出电流连续， $\alpha>60^\circ$ 时，输出电流断续。

整流电压的计算。由于在 1 个周期内整流电压的波形重复 3 次，因此该电路的输出电压平均值只要在 $1/3$ 周期（即 $\frac{1}{3}2\pi$ 电角度），期间内积分取其平均值。同时应该注意，三相半控桥式

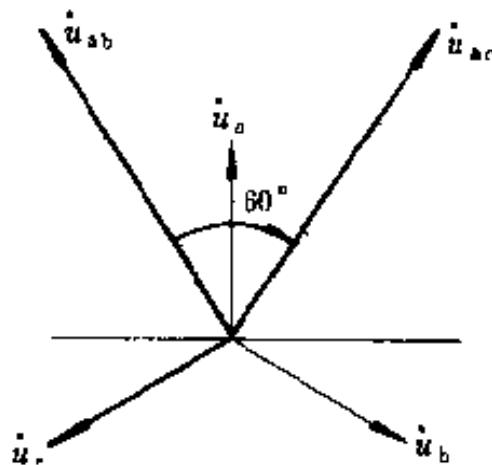


图 3-30 线电与相电压的矢量图

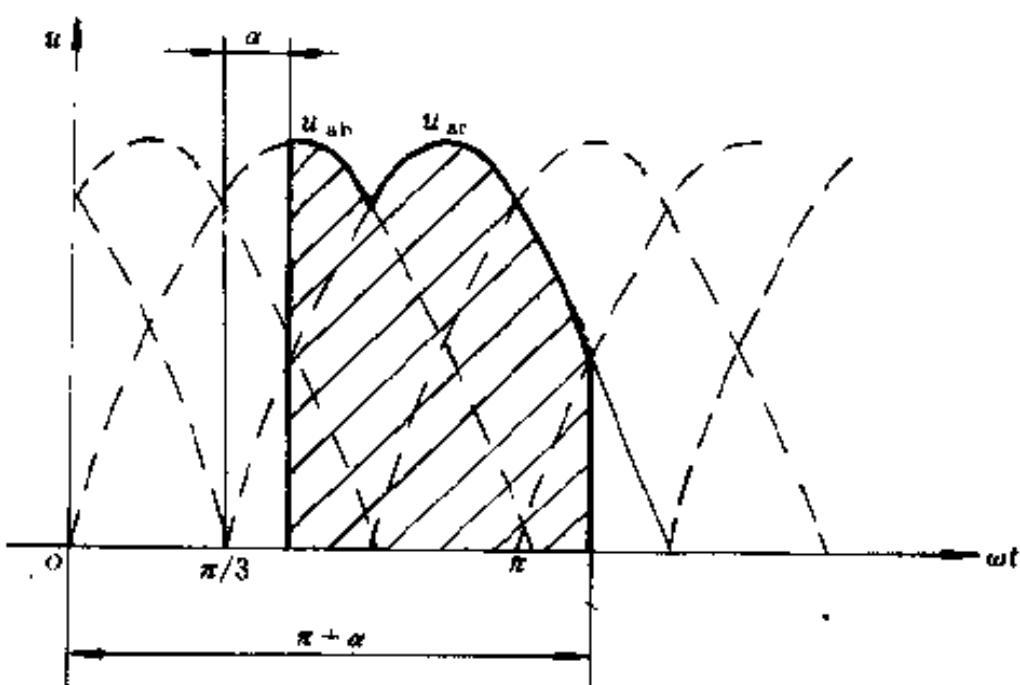


图 3-31 线电压波形图

整流电路输出电压的波形为线电压的一部分，所以应对交流回路的线电压求积分。

以线电压 u_{ab} 的零点作为座标的原点，从图 3—30 所示的矢量图可以看出， u_{ac} 滞后于 u_{ab} 60° 。同时可以分析出，各线电压的自然换相点在各线电压波形的 60° 处，如图 3—31 所示。

线电压 u_{ab} 、 u_{ac} 的数学表达式为

$$u_{ab} = \sqrt{2} V_2 \sin \omega t$$

$$u_{ac} = \sqrt{2} V_2 \sin \left(\omega t - \frac{1}{3}\pi \right)$$

式中 V_2 — 变压器二次侧线电压。

$$\begin{aligned} \text{则 } u_d &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{2} V_2 \sin \omega t d(\omega t) \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} V_2 \sin \left(\omega t - \frac{1}{3}\pi \right) d(\omega t) \right] \\ &= 1.35 \times \frac{1+\cos\alpha}{2} V_2 \end{aligned}$$

设 V_0 为相电压值， $V_2 = \sqrt{3} V_0$ ，则

$$\begin{aligned} u_d &= 1.35 \times \frac{1+\cos\alpha}{2} \times \sqrt{3} V_0 \\ &= 2.34 \times \frac{1+\cos\alpha}{2} V_0 \end{aligned}$$

当 $\alpha=0$ 时，上式为

$$u_d = 2.34 V_0$$

与三相半波整流电路比较，三相半控桥式整流电路最大输出电压是前者的两倍。

当 $\alpha=180^\circ$ 时， $u_d=0$ 。

2. 反电动势负载的电量计算

三相半控桥式整流电路带反电动势负载的物理过程与电

阻负载基本相同。区别之处在于：在负载电流断续的情况下，三相半控桥式整流电路带电阻负载晶闸管的关断是在线电压过零点处，而在带反电动势晶闸管的关断是在线电压与反电动势 E 的交点处。那么，三相半控桥式整流电路带反电动势负载输出电流的连续临界点应在 $\left(\frac{1}{3}\pi - \theta\right)$ 处。其中 θ 为停止导电角。且 $\theta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}V_2}$ 。

具体波形如图 3-32 所示。

$\alpha < \frac{\pi}{3} - \theta$ 时，输出电压平均值计算方法与电阻负载电路的计算方法相同。

输出电流平均值为：

$$I_d = 1.35 \frac{1+\cos\alpha}{2} \cdot \frac{V_2}{R} - \frac{E}{R}$$

当 $\alpha=0$ 时，输出电流达到最大值

$$I_{d_{max}} = 1.35 \frac{V_2}{R} - \frac{E}{R}$$

式中 R —— 反电动势内阻与变压器二次侧内阻之和。

$\alpha > \frac{\pi}{3} - \theta$ 时，输出电流不连续。

输出电压按下式计算：

$$\begin{aligned} u_d &= E + \frac{3}{2\pi} \left\{ \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} (\sqrt{2}V_2 \sin \omega t - E) d(\omega t) \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi-\frac{\pi}{3}-\theta} \left[\sqrt{2}V_2 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) - E \right] d(\omega t) \right\} \\ &= 1.35 \times \frac{1+\cos\theta + \cos\left(\frac{\pi}{3}+\alpha\right)}{2} V_2 \\ &\quad + \left[\frac{3}{2\pi} (\alpha + \theta) - 0.5 \right] E \end{aligned}$$

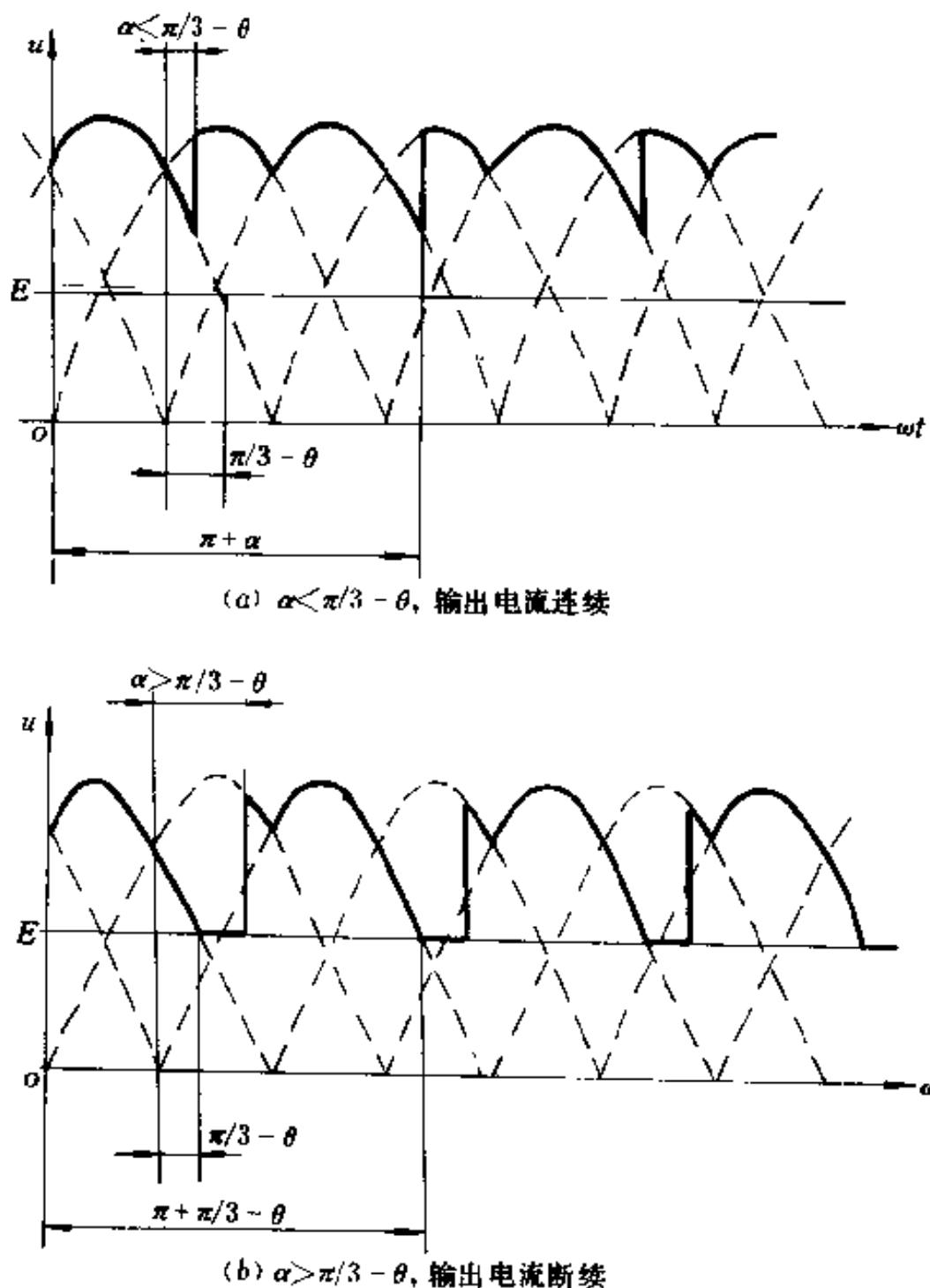


图 3-32 反电动势负载,三相半控桥式整流电路输出电压波形
输出电流平均值为

$$I_d = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{(\sqrt{2}V_2 \sin \omega t - E)}{R} d(\omega t) \right]$$

$$\begin{aligned}
 & + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi + \frac{\pi}{3} - \theta} \frac{\sqrt{2} V_2 \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) - E}{R} d(\omega t) \\
 & = 1.35 \times \frac{1 + \cos\theta + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right)}{2} \frac{V_2}{R} \\
 & \quad - 0.477(\pi - \alpha - \theta) \frac{E}{R}
 \end{aligned}$$

三相半控桥式整流电路带反电动势负载晶闸管的移相范围为 $\pi - \theta$ 。

第三节 放电电路

定频逆变去极化快速充电装置放电电路采取向电网有源逆变的形式，它与充电电路相结合形成了充电装置的主回路。具体示于图 3—33。

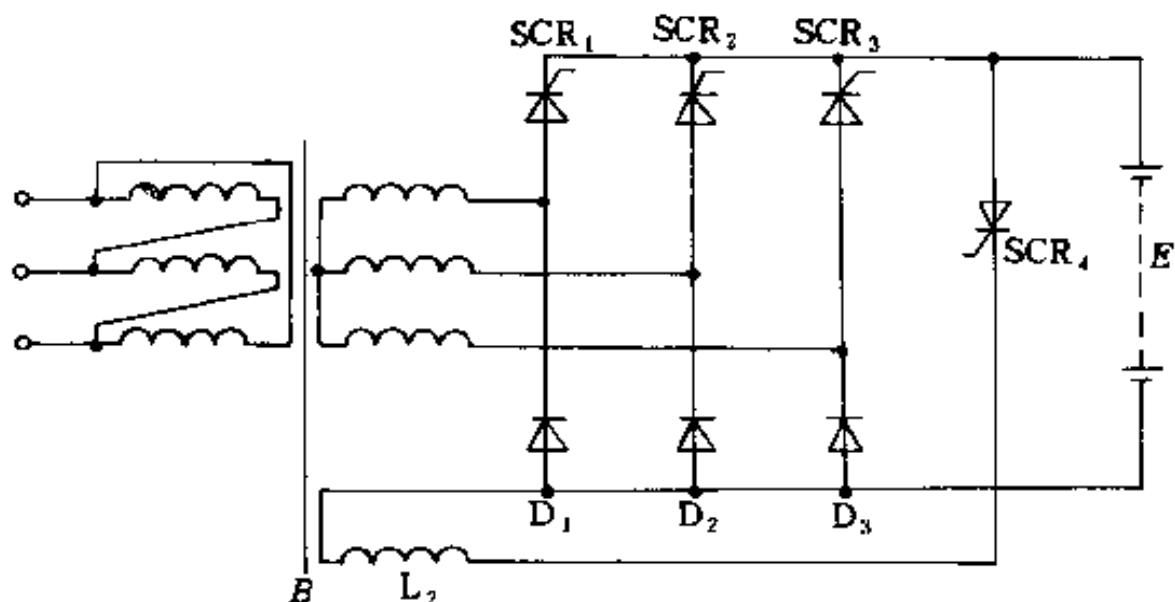


图 3—33 快速充电装置主回路

上述电路的充、放电波形见图 3—2。

SCR_{1~3} 及 D_{1~3} 组成三相半控桥式整流电路，完成大

电流充电的功能。晶闸管 SCR_{1~3} 及变压器次级绕组 L₂ 组成了逆变放电电路，完成大电流充电过程中定频去极化的功能。

晶闸管 SCR_{1~3} 及 SCR₄ 轮流工作。当 SCR_{1~3} 导通时（此时 SCR₄ 阻断）主回路处于充电状态；当 SCR₄ 导通时，（SCR_{1~3} 处于阻断）、主电路处于逆变放电状态。当 SCR_{1~3} 及 SCR₄ 同时处于阻断。主回路既不充电也不放电，蓄电池与电源开路，处于停止充电状态。

防止逆变短路历来是处理“整流——逆变”电路的重要课题。实践表明，本电路产生逆变短路的原因主要来自以下两个方面：

(1) SCR_{1~3} 及 SCR₄ 同时导通形成短路，短路电流如图 3—34 所示。

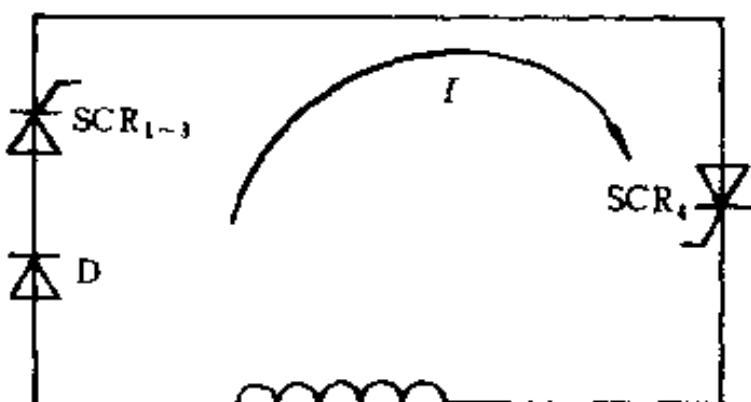


图 3—34 SCR_{1~3} 及 SCR₄ 同时导通形成短路

(2) 逆变绕组带电的滞后引起短路，这种现象发生在装置开机瞬间。变压器绕组 L₂ 的得电是通过交流侧的空气开关的机械触点的闭合而实现的。由于机械触点动作的滞后，使得放电回路在该瞬间逆变绕组处于不带电状态，若此时 SCR₄ 触发脉冲到来（或者是由于瞬时通电引起误触发）。那么晶闸

管 SCR_4 失去了关断的条件, 形成短路。短路电流如图 3-35 所示。

(3) 关机瞬间引起短路。

当 SCR_4 处于被触发但其阴极电位尚未上升至蓄电池端电压这段时间 (图 3-36 斜线部分) 骤然关机, 晶闸管亦失去关断条件而形成短路。

针对以上 3 种情况, 在技术上应采取严密的防范措施以保证充放电主回路可靠运行。

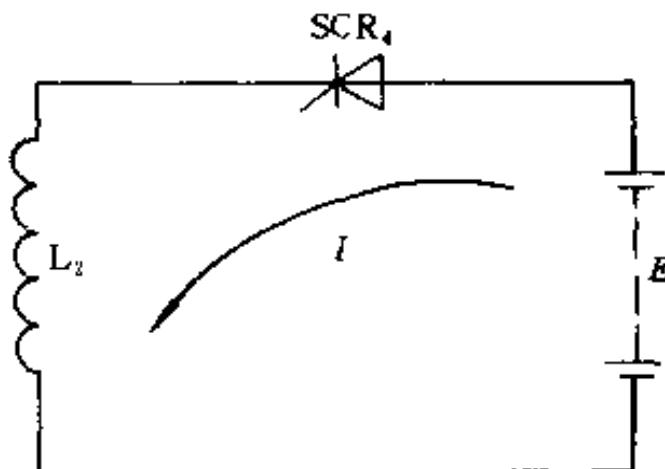


图 3-35 L_2 带电滞后后形成短路

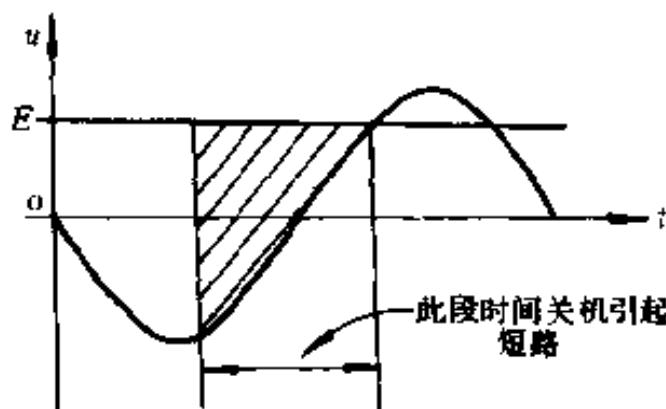


图 3-36 关机瞬间引起短路

对于第一种短路, 两组晶闸管的切换应各有一段延迟以保证相应的晶闸管在另一组晶闸管可靠关断才实施触发导通。因为, 从实质上分析, 晶闸管的阻断是通过其阳阴极电压“过零点”实现的。晶闸管一旦导通其门极将失去

控制作用。而本电路上述两组晶闸管的轮流工作是通过封锁它们的触发脉冲实现的。所以一旦控制电路发出封锁触发脉冲的信号, 相应的触发脉冲消失了, 主电路上的晶闸管仍有

可能保持导通直至其阳，阴电压过零点才可靠关断。所以从封锁触发脉冲到晶闸管的关断有一段时间的延迟、触发电路的切换必须对这段延迟时间留有充分的裕量才能避免两组晶闸管处于同时导通的状态而形成整流与逆变之间的短路。同时，在工艺上要采取措施防止晶闸管的误触发。在大功率的晶闸管装置中，晶闸管的误触发通常是由于阴极和门极的引线间常有磁场干扰信号，触发电路本身也会产生干扰信号而引起。将门极回路导线采取屏蔽，独立布线，避免电感元件靠近门极回路，并尽可能远离开关触点布线，以防止开、关机瞬间开关触点的通断产生电弧引起晶闸管门极产生干扰信号而引起误触发形成短路。

对于后两种短路故障，图 3-37 的电路是一个成熟的电路。触发脉冲通过脉冲变压器器接至晶闸管门极与阴极。QA 为装置启动按钮动合触点。开机瞬间，QA 闭合，晶闸管门极与阴极处于短路状态，避免晶闸管在该瞬间的导通。TA 为关机按钮动断触点。关机瞬间，TA 断开，切断门极回路，避免晶闸管在该瞬间的导通。

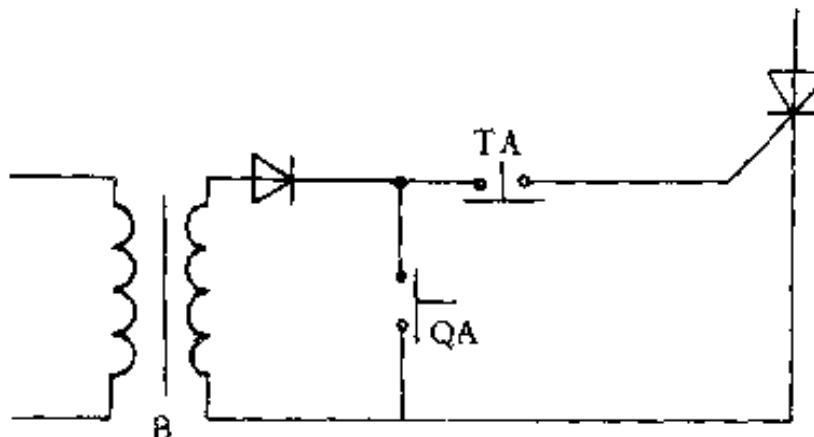


图 3-37 防止逆变短路的电路图

附录一 单相半控桥式快速充电装置 整流变压器的设计计算

对于容量要求不大的快速充电装置，其电路型式一般可采用单相半控桥式整流电路，这是一种属于“反电动势”负载的电路类型，在输出最大电流的情况下，输出电流仍不连续。因此整流变压器有关电量的计算方法有别于电阻性负载的同类电路的计算方法。

计算要求：已知负载蓄电池组电压 E ，最大充电电流平均值 I_d ，求出整流变压器二次侧电压 \bar{U}_2 ，二次侧电流（有效值） I_2 、以及一次侧电流 I_1 的计算公式。

1. 求 \bar{U}_2

根据前面所述，单相半控整流电路带反电动势负载输出平均电流为

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\theta} \frac{\sqrt{2} \bar{U}_2 \sin \omega t - E}{R} d\omega t$$

式中 θ ——停止导电角；

α ——晶闸管控制角；

R ——蓄电池组内阻。

上式计算忽略变压器二次侧内阻。

计算上式，可得

$$I_d = 0.45 (\cos \alpha + \cos \theta) \frac{\bar{U}_2}{R} - \frac{\pi - \alpha - \theta}{R} \cdot \frac{E}{R}$$

当 $\alpha = \theta$ 时，输出电流达到最大值

$$I_{d_{max}} = 0.9 \cos \theta \frac{\bar{U}_2}{R} - \frac{\pi - 2\theta}{\pi} \cdot \frac{E}{R}$$

为使电网降低时充电装置仍能满足最大充电电流要求，

应使最大输出电流乘以 1.1 裕量系数，即：

$$0.9 \cos\theta \cdot \frac{\bar{U}_2}{R} - \frac{\pi - 2\theta}{\pi} \cdot \frac{E}{R} = 1.1 I_c \quad (1)$$

而

$$\sin\theta = \frac{E}{\sqrt{2}\bar{U}_2}$$

根据三角学公式，可得 $\cos\theta = \sqrt{1 - \frac{E^2}{2\bar{U}_2^2}}$

一般 $\theta \approx \pi/6$ ，而当 $\theta < \pi/6$ 时

$\sin\theta \approx \theta$ ，则可得：

$\theta \approx \frac{E}{\sqrt{2}\bar{U}_2}$ ，把 θ , $\cos\theta$ 值代入 (1) 式，并整理可得下列

方程式：

$$0.64 \frac{\sqrt{2\bar{U}_2^2 - E^2}}{R} + 0.45 \frac{E^2}{\bar{U}_2 R} - \frac{E}{R} = 1.1 I_c \quad (2)$$

该方程式 E , I_c 均为已知量, R 为蓄电池内阻，可用实验法测出，那么该方程式仅 \bar{U}_2 为未知量，求解此方程式，即可求出 \bar{U}_2 值。

求解此方程式，可用代入法求解 \bar{U}_2 近似值、首先预选 $\bar{U}_2 = 1.4E$ (此时 $\theta = \pi/6$) 代入 (2) 式左边得一数值即为输出电流最大值 I_{max} ，若该值大于 $1.1I_c$ ，则说明所选 \bar{U}_2 偏大，此时应适当减小 \bar{U}_2 值，直至满足 (2) 式成立为止，若该值小于 $1.1I_c$ ，则说明所选 \bar{U}_2 偏小，应适当增大 \bar{U}_2 值。

2. 确定 θ 值

根据求出的 \bar{U}_2 值，求出 θ 值：

$$\theta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}\bar{U}_2}$$

3. 求变压器二次侧电流有效值 I_2

变压器二次侧电流在 1 个周期内是方向相反的 2 次脉动

电流, I_2 值可按下式计算:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\pi-\theta} \left(\frac{\sqrt{2} U_2 \sin \omega t - E}{R} \right)^2 d\omega t}$$

当 $\alpha=\theta$ 时, I_2 达到最大值

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

4. 求变压器一次侧电流有效值 I_1

因为 i_2 (二次侧电流) 无直流分量, 故

$$I_1 = \frac{U_2}{U_1} \cdot I_2.$$

上述电量计算后, 变压器的结构参数可按一般变压器的计算方法求出。

附录二 三相半控桥式快速充电装置 整流变压器的设计计算

负载蓄电池组端电压比较高 (一般大于 36V) 要求充电电流比较大 (一般大于 100A) 的快速充电装置一般采用三相半控桥式整流电路。

三相半控桥式整流电路自然换相点在三相线电压的 60° 处, 即相当于线电压值为 $0.87V_m$ (V_m 为线电压峰值) 处, 所以在一般情况下, 停止导电角 θ 在自然换相点以下, 输出电流将有一段连续, 为充分利用变压器的容量并降低晶闸管的热效应, 设计整流变压器应使装置达到最大充电电流时晶闸管

处于尽量小的控制角的状态下运行，最理想的情况是在 $\alpha=0$ （即全导通状态）状态下运行。

计算要求：已知三相半控桥式整流电路负载蓄电池电压 E 以及要求充电电流 I_a ，求三相变压器二次侧相电压 U_{20} 值，二次侧相电流 I_{20} 以及一次侧相电流 I_{10} 值。

1. 求二次侧相电压 U_{20} 值

如本章第二节所述，当晶闸管控制角 $\alpha < \frac{\pi}{3}$ ，而且停止导电角 $\theta < \frac{\pi}{3}$ 时，输出电流连续，其值按下式计算：

$$\begin{aligned} I_a &= \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \omega t - E}{R} d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi+\alpha} \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{3} \right) - E}{R} d\omega t \right] \\ &= \frac{3 \sqrt{2}}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \cdot \frac{U_2}{R} - \frac{E}{R} \\ &= \frac{3 \sqrt{2}}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \cdot \frac{\sqrt{3} U_{20}}{R} - \frac{E}{R} \\ &= 2.34 \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \cdot \frac{U_{20}}{R} - \frac{E}{R} \end{aligned}$$

式中 α ——晶闸管控制角；

U_2 ——变压器二次侧线电压；

U_{20} ——变压器二次侧相电压；

R ——蓄电池组内阻；

E ——蓄电池组端电压。

上述计算忽略变压器二次侧内阻。当 $\alpha=0$ 时，输出电流达到最大值：

$$I_{dm} = 2.34 \frac{U_{20}}{R} - \frac{E}{R}$$

为使电网降低时整流输出仍能满足最大充电电流的要求，应使 $I_{dm} = 1.1I_c$ 即：

$$2.34 \cdot \frac{U_{20}}{R} - \frac{E}{R} = 1.1I_c$$

则：

$$U_{20} = \frac{1.1 \cdot I_c \cdot R + E}{2.34}$$

2. 求流过每个晶闸管的电流有效值 I_k

电流连续时，流过每个晶闸管的电流有效值可按下式计算：

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

当 $\alpha = 0$ 时， I_k 达到最大值：

$$\begin{aligned} I_{km} &= \frac{1}{R} \sqrt{\left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \right) U_2^2 - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 E + \frac{1}{3} E^2} \\ &= \frac{1}{R} \sqrt{0.61 U_2^2 - 0.9 U_2 E + 0.33 E^2} \end{aligned} \quad (1)$$

当 $\alpha = 0$ ，且 $E = 0$ 时， I_{km} 即为电阻性负载时流过晶闸管电流有效值的最大值，如下式所示：

$$I_{kmR} = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{0.61 U_2} = 0.781 \frac{U_2}{R}$$

而当电路处于电阻性负载时，输出电流 I_d 为：

$$I_d = \frac{1.35 U_2}{R}$$

则 $\frac{U_2}{R} = \frac{I_d}{1.35}$ 代入上式，可得：

$$\begin{aligned} I_{kmR} &= 0.781 \cdot \frac{U^2}{R} \\ &= \frac{0.781}{1.35} \cdot I_d \\ &= 0.578 I_d \end{aligned}$$

上式表明，三相半控整流电路电阻负载时当控制角 $\alpha=0$ 时，流过晶闸管的电流有效值为输出电流平均值的 0.578 倍，而当电路处于反电动势负载时，流经晶闸管的电流有效值需按（2）式计算，并以此确定晶闸管的电流定额。

3. 求变压器二次侧绕组线电流有效值 I_2

变压器二次侧绕组导电时间为每个晶闸管导电时间的 2 倍，而且在一个周期内正负交变。因此，变压器二次侧绕组线电流有效值 I_2 为：

$$\begin{aligned} I_2 &= \sqrt{2} \cdot I_k \\ &= \frac{1}{R} \sqrt{\left(\frac{2}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos^2 \alpha \right) U_2^2} \\ &\quad - \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos \alpha) U_2 E + \frac{2}{3} E^2 \end{aligned}$$

当 $\alpha=0$ 时， I_2 达到最大值：

$$\begin{aligned} I_{2m} &= \frac{1}{R} \sqrt{\left(\frac{2}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) U_2^2 - \frac{4 \sqrt{2}}{\pi} U_2 E + \frac{2}{3} E^2} \\ &= \frac{1}{R} \sqrt{1.22 U_2^2 - 1.8 U_2 E + 0.67 E^2} \end{aligned} \quad (2)$$

同样地，当(2)式 $E=0$ 时，电路处于电阻性负载状态，极易证明： $I_2=0.816I_d$ 。即电阻性负载时变压器二次侧线电流有效值为输出电流平均值的 0.816 倍，而当电路处于反电动势负载时，变压器二次侧绕组线电流有效值由(2)式计算。电路负载性质不同，整流电路输出同样电流，流经晶闸管以及变压器二次侧的电流有效值是不一样的。

4. 求变压器一次侧绕组线电流有效值 I_1 。

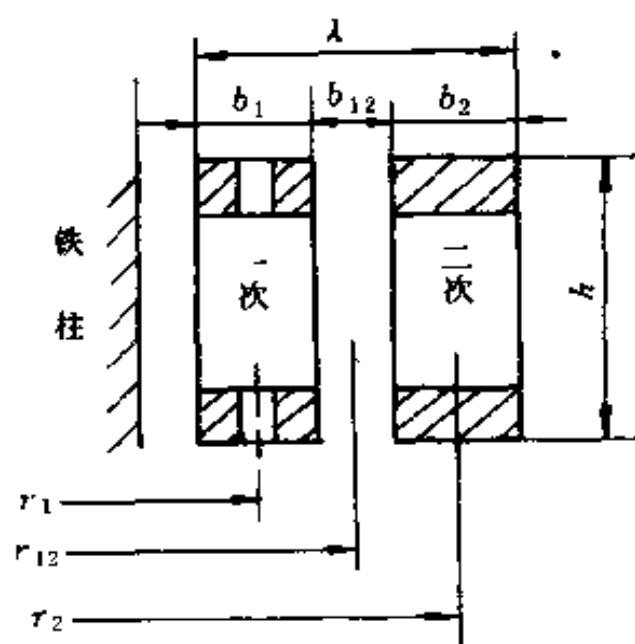
因为二次侧线电流无直流分量，故 $I_1=\frac{U_1}{U_2} \cdot I_2$ 。

依据 U_2 ， I_2 ， I_1 值即可计算出整流变压器的其他结构参数。

附录三 矿用隔爆型快速充电装置整流变压器 与隔爆外壳结构参数的配合理论计算

如第一章所述，目前煤矿井下大量使用以蓄电池为动力的电机车承担巷道运输作业。煤炭工业部颁发的《煤矿安全规程》规定，井下充电硐室须用矿用隔爆型充电装置，该装置腔体一般为铁板焊接而成的密闭结构。腔体铁板厚度一般不小于 4mm，波纹结构，法兰与门框厚度一般为 25mm 左右，门与腔体由大于 16mm 螺钉紧固。

腔体的隔爆性能由腔体的结构保证，腔体结构必须有足够的强度并能承受一定的压力。GB3836.2—83《爆炸性环境用防爆电气设备隔爆型电气设备“d”》规定，腔体必须进行静态强度试验及动态强度试验。前者以水压试验考核，压力值为 1MPa，持续 1min；后者进行引爆试验。为了达到符合要求的强度，对腔体的净容积和表面积有一定的要求。理论和实践表明，在相同的材料厚度前提下，腔体的表面积和净



附图 2

容积越大，强度和承受压力的能力越差。

隔爆腔体内电气元件散热条件极其恶劣，其温升将成为影响装置可靠性和使用寿命的突出问题。整流变压器是主要的发热元件，一般为干式结构，且采用自然冷却，它的散热是通过腔体内极其有限的空间向腔体表面传递热量

从而向腔体外界辐射热量实现的。若以 B 级绝缘考核，变压器的极限温升为 80℃，同时，《煤矿安全规程》对腔体表面温度也有要求。理论和实践表明，在相同的材料厚度前提下，腔体的表面积和净容积越大，内部元件的散热条件越好。因此，矿用隔爆型快速充电装置腔体的强度要求和电气元件的温升要求将形成一对矛盾，从经济的角度考虑，就要寻求一种既满足腔体的强度要求又符合元件的温升要求的最佳设计方案。

本附录将以一实例计算来阐述上述的设计思想。

计算目的：通过整流变压器在已设计并经强度考核合格的隔爆腔体内满负荷地连续运行 8h 所产生的温升与规定的极限温升相比较，考核并验证隔爆腔体的净容积与表面积设计的合理性和经济性。

本计算主要参考书：

《电机工程手册》 1982 年版

《电工手册》 1978 年版

《电机理论与运行》 1983 年版

实例：矿用隔爆型快速充电装置，负载为 8t 蓄电池电机
车额定电压为 132V 的蓄电池组，蓄电池型号为 DG330，输出
电流 180A，额定输出电压 180V。

基本数据：

1) 线圈基本数据

整流变压器线圈简图如附图 2 所示。

绕组电压 $V_1 = 380V, V_2 = 100V$

绕组电流 $I_1 = 38A, I_2 = 146A$

沿线圈幅向排列的导线根数 $m_1 = 2, m_2 = 1$

沿线圈轴向排列的导线根数 $n_1 = 115, n_2 = 30$

线圈高度 $h = 355mm$

与纵向漏磁通垂直的裸导线尺寸

$b_1 = 4.2mm, b_2 = 8.2mm$

单根导线截面 $A_1 = 22.2mm^2, A_2 = 74.4mm^2$

绕组径向平均直径 $r_1 = 83mm, r_2 = 100mm$

线圈间主绝缘距离 $b_{12} = 8mm$

线圈间主绝缘距离的平均直径 $r_{12} = 91mm$

(一) 温升计算

1. 总损耗

(1) 铜损

绕组导线长度：

$$l_1 = 2\pi r_1 \cdot n_1 = 2 \times 3.14 \times 83 \times 115$$

$$= 59942.6 \text{ (mm)} \doteq 60 \text{ (m)}$$

$$l_2 = 2\pi r_2 \cdot n_2 = 2 \times 3.14 \times 100 \times 30 = 18840 \text{ (mm)}$$

$$\doteq 18.84 \text{ (m)}$$

绕组导线电阻值：

冷态：

$$R'_1 = \rho \cdot \frac{l_1}{A_1} = 0.0172 \times \frac{60}{22.2} = 0.0465 \text{ } (\Omega)$$

$$R'_2 = \rho \cdot \frac{l_2}{A_1} = 0.0172 \times \frac{18.84}{74.4} = 0.00436 \text{ } (\Omega)$$

热态：

$$\begin{aligned} R_1 &= R'_1 [1 + X \cdot \Delta T] = 0.0465 (1 + 0.00393 \times 80) \\ &= 0.0611 \text{ } (\Omega) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_2 &= R'_2 [1 + X \cdot \Delta T] \\ &= 0.00436 (1 + 0.00393 \times 80) \\ &= 0.00573 \text{ } (\Omega) \end{aligned}$$

一次铜损：

$$\Delta P_{Cu1} = I_1^2 R_1 = 38^2 \times 0.061 = 88.228 \text{ (W)}$$

二次铜损：

$$\Delta P_{Cu2} = I_2^2 R_2 = 146^2 \times 0.00573 = 122.147 \text{ (W)}$$

故总铜损：

$$\Delta P_{Cu} = \Delta P_{Cu1} + \Delta P_{Cu2} = 210.368 \text{ (W)}$$

(2) 铁损

a. 涡流损耗(包括磁滞损耗)

涡流损耗百分数 K_w ：

取 85℃时铜导线的损耗系数 $k_{\theta1} = 3.56$

$$K_w = \frac{k_{\theta1}}{10^7} \left(\frac{fm \cdot n \cdot b \cdot A}{h} \right)^2 \%$$

式中 f ——电网频率, $f = 50 \text{ Hz}$; ($m \cdot n \cdot b \cdot A \cdot h$ 含义见基本数据),

$$K_{w1} = \frac{k_{\theta1}}{10^7} \left(\frac{fm_1 n_1 b_1 A_1}{h} \right)^2 \%$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{3.56}{10^7} \left(\frac{50 \times 2 \times 115 \times 4.2 \times 22.2}{355} \right)^2 \% \\
 &= 3.248\% \\
 K_{w2} &= \frac{k_{t1}}{10^7} \left(\frac{fm_2 n_2 b_2 A_2}{h} \right)^2 \% \\
 &= \frac{3.56}{10^7} \left(\frac{50 \times 1 \times 30 \times 8.2 \times 74.4}{355} \right)^2 \% \\
 &= 2.366\%
 \end{aligned}$$

故涡流损耗：

$$\begin{aligned}
 \Delta P_0 &= \Delta P_{Cu1} \cdot K_{w1} + \Delta P_{Cu2} \cdot K_{w2} \\
 &= 88.228 \times 0.03248 + 122.140 \times 0.02366 \\
 &= 5.756 \text{ (W)}
 \end{aligned}$$

b. 结构损耗

①电抗电压百分数 u_x ：

线圈额定容量的安匝数

$$(IN) = 38 \times 115 = 4370 \text{ (安匝)}$$

线圈结构参数（见附图 2）

$$\begin{aligned}
 \Sigma_D &= \frac{1}{3} b_1 r_1 + b_{12} r_{12} + \frac{1}{3} b_2 r_2 \\
 &= \frac{1}{3} \times 4.2 \times 2 \times 83 + 8 \times 91 + \frac{1}{3} \times 8.2 \times 100 \\
 &= 1233.7 \text{ (mm)}^2
 \end{aligned}$$

纵向洛氏系数（见附图 2）

$$\begin{aligned}
 K_{Bz} &= 1 - \frac{\lambda}{\pi h} = 1 - \frac{4.2 \times 2 + 8 - 8.2}{\pi \times 355} \\
 &= 0.978
 \end{aligned}$$

附加电抗校正系数 $K_x = 1.02$

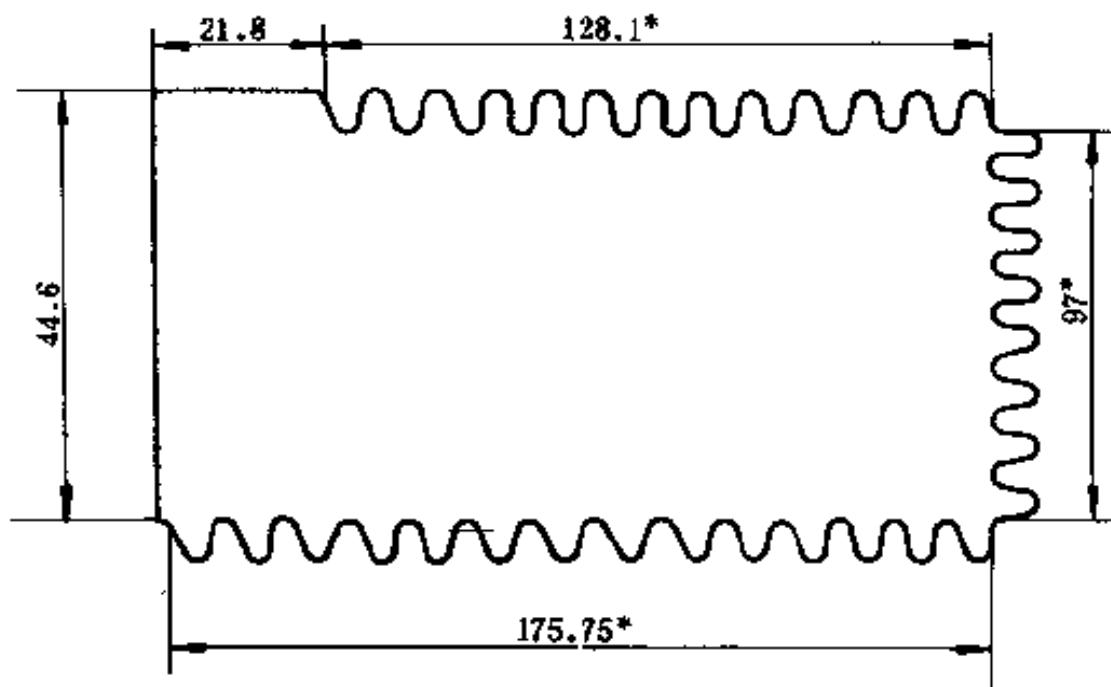
$$\begin{aligned}
 \text{则 } V_x &= \frac{49.6 f (IN) \cdot \Sigma_D \cdot K_{Bz} \cdot K_x}{E_z \cdot h \cdot 10^6} \% \\
 &= \frac{49.6 \times 50 \times 4370 \times 12.337 \times 0.9778 \times 1.02}{100 \times 35.5 \times 10^6} %
 \end{aligned}$$

$$=0.0376\%$$

②铁心主磁通

$$\begin{aligned}\phi_1 &= \frac{V_1}{4.44f n_1} = \frac{380}{4.44 \times 50 \times 115} \\ &= 1488440 \text{ (M.s.)}\end{aligned}$$

③散热面周长 (见附图 3)



附图 3

附图 3 为腔体简图。

$$\begin{aligned}\text{散热面周长 } L_{sa} &= 128.1 + 97 + 175.75 + 44.6 + 21.8 \\ &= 467.25 \text{ (cm)}\end{aligned}$$

④经验系数 $K_3 = 2.19$

⑤计算半径

$$R_p = \frac{L_s + D_s - 2a_s}{4}$$

式中 L_s ——腔体长度 (展开尺寸), $L_s = 175.75 \text{ cm}$;

D_x ——腔体宽度(展开尺寸), $D_x=97$;

a_i ——铁芯铁柱中心距 $a_i=23.5\text{cm}$ 。

$$R_p = \frac{L_x + D_x - 2a_i}{4} = \frac{175.75 + 97 - 2 \times 23.5}{4} \\ = 56.44 \text{ (cm)}$$

结构损耗:

$$\Delta P_{\text{st}} = \frac{K_3 \left(\frac{f}{50} \right) U_i^2 \phi_i^2 h^3 10^{-12}}{L_{12} [h + 2(R_p - r_{12})]^2} \\ = \frac{2.19 \times \left(\frac{50}{50} \right) \times 0.000376^2}{467.25} \\ \times \frac{1488440^2 \times 35.5^3 \times 10^{-12}}{(35.5 + 2(56.44 - 9.1))^2} \\ \approx 0$$

故铁损 $\Delta P_{\text{Fe}} = \Delta P_0 + \Delta P_{\text{ig}} = 5.756 \text{ (W)}$

(3) 引线损耗: 忽略不计

故总损耗

$$P_s = \Delta P_{\text{Co}} + \Delta P_{\text{Fe}} = 210.368 + 5.756 = 216.124 \text{ (W)}$$

2. 线圈散热面面积 A_θ

(1) 绕组外露表面积

$$A_1 = 2\pi r_2 h_2 = 2 \times 3.14 \times 100 \times 355 = 222940 \text{ (mm}^2\text{)} \\ = 0.223 \text{ (m}^2\text{)}$$

(2) 绕组各垂直气道表面积

$$A_2 = 2\pi r_1 h + 2\pi r_{12} h \\ = 2 \times 3.14 \times 87 \times 355 + 2 \times 3.14 \times 91 \times 355 \\ = 396833.2 \text{ (mm}^2\text{)} = 0.397 \text{ (m}^2\text{)}$$

(3) 垂直气道散热折合系数

$$K = 0.305$$

$$\begin{aligned} \text{故 } A_s &= A_1 + K \cdot A_2 = 0.223 + 0.305 \times 0.397 \\ &= 0.344 \text{ (m}^2\text{)} \end{aligned}$$

3. 温升

$$\theta = 0.36 \left(\frac{P_s}{A_s} \right)^{0.8}$$

小容量变压器，考虑增加 5% 的附加损耗即：

$$\begin{aligned} P'_s &= 1.05 P_s = 1.05 \times 216.124 = 226.930 \text{ (W)} \\ \theta &= 0.36 \left(\frac{P'_s}{A_s} \right)^{0.8} = 0.36 \left(\frac{226.930}{0.344} \right)^{0.8} \\ &= 64.4 \text{ (°C)} \end{aligned}$$

矿用隔爆变压器，考虑增加 10% 的温升修正量，故实际温升值为：

$$Q_A = 1.1 \theta = 1.1 \times 64.4 = 70.8 \text{ (°C)}$$

低于 B 级绝缘的极限温升值。

(二) 验算

1. 变压器的辐射放热

(1) 变压器的放热面积

a. 绕组：

单个绕组外露表面积 $A'_1 = 0.223 \text{ m}^2$

故三绕组放热面积 $A_1 = 3A'_1 = 0.669 \text{ m}^2$

b. 铁芯：

铁芯简图如附图 4 所示。

图中，铁轭高 $h_r = 115 \text{ mm}$

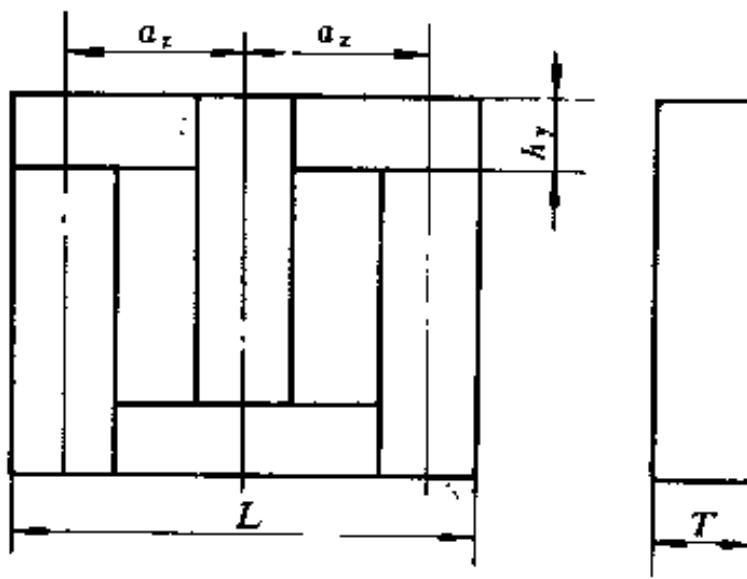
铁芯长 $l = 605 \text{ mm}$

铁芯厚 $T = 135 \text{ mm}$

铁芯侧面外露高度 $T_h = 135 \text{ mm}$

铁芯散热面积

$$\begin{aligned}
 A_2 &= 4L \cdot h_y + l \cdot T + 4 \cdot T \cdot T_b \\
 &= 4 \times 605 \times 115 + 605 \times 135 + 4 \times 135 \times 135 \\
 &= 432882 \text{ (mm)}^2 = 0.432 \text{ (m}^2\text{)}
 \end{aligned}$$



附图 4

(2) 腔体放热面积

$$A = 3.257 \text{ (m}^2\text{)}$$

(腔体具体尺寸从略)

(3) 辐射系数

据查表

铜 (辊锻平的) $C_{Cu} = 3.18$ 钢 (无光的) $C_{Fe} = 4.76$ 黑体辐射系数 $C_o = 4.96$

故辐射系数:

$$C_i = \frac{1}{\frac{1}{C_{Cu}} + \frac{A}{A_i} \left(\frac{1}{C_{Fe}} + \frac{1}{C_o} \right)}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{3.18} + \frac{3.257}{0.669} \left(\frac{1}{4.76} - \frac{1}{4.96} \right)} = 2.811$$

$$\begin{aligned} C_2 &= \frac{1}{\frac{1}{C_{Fe}} + \frac{A}{A_2} \left(\frac{1}{C_{Fe}} - \frac{1}{C_o} \right)} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{4.76} + \frac{3.257}{0.432} \left(\frac{1}{4.76} - \frac{1}{4.96} \right)} = 3.650 \end{aligned}$$

(4) 根据计算出的温升值, 取绕组和铁芯温度 $t_1 = 97^\circ\text{C} = 370.15^\circ\text{K}$, 箱壁温度 $t_2 = 60^\circ\text{C} = 333.15^\circ\text{K}$

(5) 绕组放热

$$\begin{aligned} Q_A &= C_1 A_1 \left[\left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_2}{100} \right)^4 \right] \\ &= 2.811 \times 0.669 \left[\left(\frac{370.15}{100} \right)^4 - \left(\frac{333.15}{100} \right)^4 \right] \\ &= 121.36 \text{ (kcal/h)} \\ &= 507.2 \text{ (kJ/h)} \end{aligned}$$

铁芯放热

$$\begin{aligned} Q_B &= C_2 A_2 \left[\left(\frac{T_1}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_2}{100} \right)^4 \right] \\ &= 3.650 \times 0.432 \times \left[\left(\frac{370.15}{100} \right)^4 - \left(\frac{333.15}{100} \right)^4 \right] \\ &= 101.76 \text{ (kcal/h)} \\ &= 425.35 \text{ (kJ/h)} \end{aligned}$$

故, 每一工作班 (按 8h 计) 变压器的辐射放热:

$$\begin{aligned} Q_i &= 8 \times (Q_A + Q_B) = 8 \times (507.2 + 425.35) \\ &= 7460.4 \text{ (kJ)} \end{aligned}$$

2. 腔体传热

(1) 空气的放热系数 (紊流态):

a) 腔内侧:

$$x_1 = 1.16 \Delta t^{1/3} = 1.16 (97 - 60)^{1/3} = 3.865$$

b) 腔外侧:

$$x_2 = 1.16 \Delta t^{1/3} = 1.16 (60 - 27)^{1/3} = 3.721$$

(假设环境空气温度为 27°C)

(2) 腔壁厚 $\delta = 4\text{mm} = 0.004\text{m}$

(3) 钢的导热系数 (取低碳钢 $c = 0.5\%$)

$$\lambda = 46.1$$

故, 传热系数

$$K = \frac{1}{\frac{1}{x_1} + \frac{1}{\lambda} + \frac{1}{x_2}} = \frac{1}{\frac{1}{3.865} + \frac{1}{46.1} + \frac{1}{3.721}} = 1.82$$

(4) 腔体表面积 $A = 3.237 (\text{m}^2)$

故, 腔体放热

$$\begin{aligned} Q' &= KA(t_1 - t_2) = 1.82 \times 3.237 \times (90 - 27) \\ &= 371.15 (\text{kcal/h}) \\ &= 1551 (\text{kJ/h}) \end{aligned}$$

故, 每一工作班腔体传热量

$$Q_2 = 8 \times Q' = 8 \times 1551 = 12408 (\text{kJ})$$

(5) 腔壁温度

a) 内侧:

$$\begin{aligned} tw_1 &= t_1 - \frac{k}{x_1} (t_1 - t_2) \\ &= 97 - \frac{1.82}{3.865} (97 - 27) = 64 (\text{C}) \end{aligned}$$

b) 外侧:

$$\begin{aligned} tw_2 &= t_2 + \frac{K}{x_2} (t_1 - t_2) \\ &= 27 + \frac{1.82}{3.721} (97 - 27) = 62.8 (\text{C}) \end{aligned}$$

所以，原假设腔体温度 60℃ 基本可用。

3. 若变压器的损耗全部转化为热量，则每一工作班发热量：

$$\begin{aligned} Q_3 &= 0.239 \times P_s \times \Delta t \\ &= 0.239 \times 216.124 \times 8 \times 3600 \\ &= 1487.6 \text{ (kcal)} \\ &= 6218.17 \text{ (kJ)} \end{aligned}$$

可见， $Q_2 > Q_1 > Q_3$ ，故，原设计符合要求。

第四章 快速充电装置的控制电路

快速充电装置的控制电路由门极触发电路、程序控制电路、检测反馈电路及稳压电源电路4部分组成。它们与主回路之间的联系如图4-1所示。

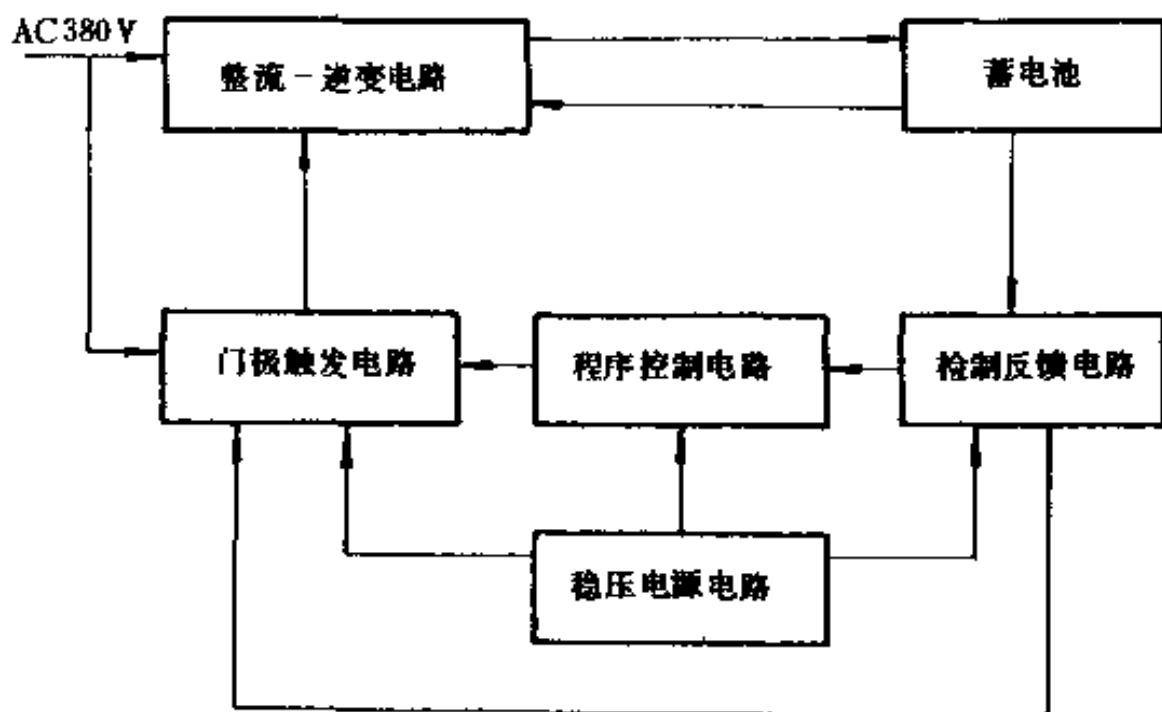


图4-1 控制回路、主回路方框图

本章将详细论述上述电路的工作原理及设计方法。由于上述电路在有关晶闸管的电路的书籍中均有专述，所以本章将以数字集成电路为核心元件的电路形式，对上述电路加以介绍。这有利于现场调试和维修。为了讨论方便，在对具体电路阐述以前，先对几个专门的单元电路作一介绍。

第一节 几个基本的单元电路

一、RC 电路的过渡过程，微分电路和积分电路

电路从一个稳定状态变为另一个稳定状态所出现的过程称为过渡过程。在过渡过程中，电路中发生的现象称为过渡现象。

电路稳定状态的改变，一般是由电路的接通和断开，或电路参数的改变，或电源的变化引起的。电路变化引起了过渡现象。

图 4-2 示出了两种不同的过渡过程。图 4-2 (a) 是一个由直流电源 E ，开关 K 以及电阻元件 R 组成的简单电路。

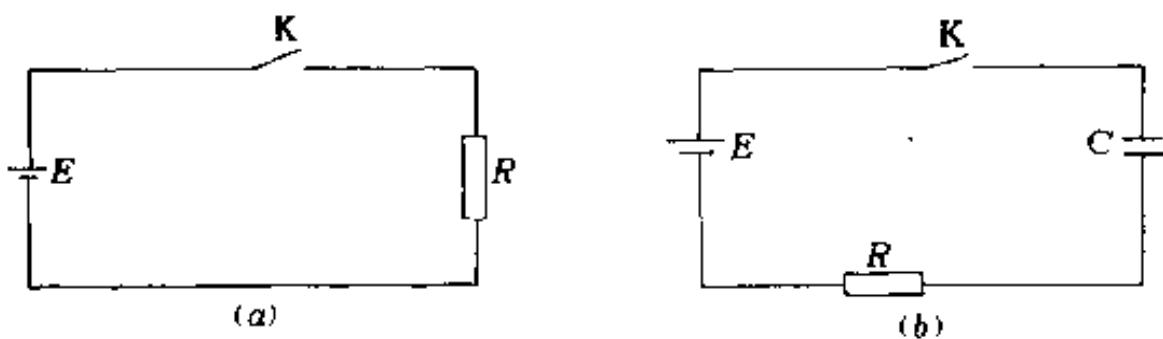


图 4-2 RC 电路

当开关 K 未闭合时， $i_R=0$, $u_R=0$ ，开关一闭合，在闭合的瞬间，电流 i_R 立即变为 E/R ，电压 u_R 立即变为 E ，而这个电流值和电压值也就是开关闭合以后的稳定状态下的电流值和电压值。图 4-2 (b) 的电路是由电阻 R ，电容 C ，电源 E 以及开关 K 组成的电路。当开关未闭合时， $i=0$, $u_R=0$, $u_C=0$ ，这是一种稳定状态。当开关闭合以后，另一种稳定状态是 $i=0$, $u_R=0$, $u_C=E$ ，即电源电压几乎全部降在电容两端，但经验告诉我们，这电路状态的变化不是从原来的稳定状态立刻

变化到新的稳定状态，而是有一个过渡过程。在开关闭合的瞬间，有一个很大的电流流经回路，随之该电流逐渐衰减至零，电容 C 两端的电压并非在开关闭合瞬间跳变至 E ，也是从零逐渐上升至 E 。

上述 RC 电路的过渡过程几乎是脉冲电路最经常最普遍遇到的现象。 RC 电路在输入脉冲的作用下进行充电和放电是构成脉冲数字电路的最基本的单元电路之一。

为什么 RC 电路一般不是从原来的状态立刻变化到新的稳定状态，而要有一个过渡过程呢？这主要是由电容 C 本身的特征所决定的。

电容是存放电荷的容器，在电路中由于电流不断流向电容，在电容器上表现为电荷积累，用公式表示

$$Q = \int i_C dt \quad (4-1)$$

上式表明，电荷的积累是一个电流对时间积分的过程，而根据电容本身的物理概念，有如下关系：

$$C = \frac{Q}{V_C} \quad (4-2)$$

式中 V_C ——电容两端的电压；

C ——电容器的容量；

Q ——电容器所带的电荷量。

把 (4-2) 式代入 (4-1) 式可得

$$V_C = \frac{1}{C} \int i_C dt \text{ 或 } i_C = C \cdot \frac{dV_C}{dt} \quad (4-3)$$

式 (4-3) 表示了电容器端电压 V_C 的瞬时值和通过它的电流瞬时值之间的关系。它们之间的关系并不象电阻元件那样存在着一种线性的关系。(4-3) 式的前一个公式表示电容器的端电压等于它所积累的电荷（即电流对时间的积分）除

以其电容量。后一个公式表示流过电容的电流等于电容器端电压的变化速度乘以电容量。

公式(4-3)已经从数学道理上解释了过渡过程之所以产生的原因。由于电流的瞬时值等于该瞬间端电压变化速度乘以电容量，如果没有过渡过程，开关闭合后 u_c 立刻由零跃变到 E ，那么流经电容器 C 的电流 $i_c = C dV_c/dt$ 将为无穷大，这显然是不可能的。另外，如果从能量方面来看，电容中储存的能量为 $W_c = \frac{1}{2}CV_c^2$ ，该能量是连续变化的，如果能量不呈连续变化而出现突变，那么由于功率 $P = dW_c/dt$ ，突变的能量将会产生无穷大的功率，这也是不可能的。所以在具有电容（电感元件也如此）的电路在从一个稳定状态改变到另一个稳定状态一般会出现过渡过程。这个过渡过程的特征就是电容两端的电压不能突变。如果在稳态前电容两端电压为零，那么另一个稳态建立的瞬间其端电压也必须为零。

研究 RC 电路的过渡过程对分析晶闸管控制电路具有重大的意义。晶闸管控制电路实质上是一种脉冲电路，是利用 RC 电路的这种过渡过程再配合其他有关的器件组成了具有一定功能的脉冲电路。

分析 RC 电路过渡过程的步骤是：根据电路的基本定律列出电路中电流瞬时值和电压瞬时值之间的关系式，然后求解该方程式。但是从式(4-3)可知，电容端电压与电流的瞬时值之间的关系是一种微分与积分的关系，因此所列出的方程必然是一种线性微分方程，而很明显，求解微分方程需要知道一定的初始条件，初始条件的个数应等于微分方程的阶数。 RC 电路形成的微分方程通常是一阶线性常系数微分方程，因此必须有一定初始条件。如果把状态改变时刻取为

计时的起点，把状态改变前的终了时刻记为 $t=0_-$ ，把状态改变后的初始时刻记为 $t=0_+$ ，那么初始值由下式决定：

$$V_C(0^-) = V_C(0^+) \quad (4-4)$$

图 4-2 (b) 电路可以列出方程式：

$$i_C R + V_C = E$$

因为 $i_C = C \frac{dV_C}{dt}$ 代入上式

$$\text{故} \quad RC \frac{dV_C}{dt} + V_C = E$$

解此微分方程得：

$$V_C = E + Ae^{-\frac{1}{RC}t}$$

式中 A 为待定常数，由初始条件 $V_C(0_-) = V_C(0_+)$ 代入，可解得

$$V_C = E (1 - e^{-\frac{1}{RC}t}) \quad (4-5)$$

把 V_C 值代入 $i_C = C dV_C/dt$ 可得：

$$i_C = \frac{E}{R} e^{-\frac{1}{RC}t} \quad (4-6)$$

式 (4-5) 与 (4-6) 是 RC 电路过渡过程的两个基本公式。它表明，在过渡过程中， V_C 与 i_C 的变化是以指数函数的规律变化。

式 (4-5) 表征了在过渡过程中电容端电压的变化情况。它是在发生状态变化的瞬间从零值（假设原来状态 $V_C=0$ ）以指数函数规律上升至稳态值 E 。那么，发生状态变化的瞬间因其端电压不能突变而相当于短路。

式 (4-6) 表征了在过渡过程中流过电容的电流变化情况。它是在发生状态变化的瞬间从其最大值 E/R 按指数函数

的规律衰减至零，达到另一个稳态。另一个稳态建立后，电容相当于开路。

RC 乘积越大，过渡过程愈慢； RC 乘积越小，过渡过程越快。 RC 值决定了过渡过程进程的速度，称之为时间常数，以 $\tau = RC$ 表示。

式 (4-5) 从理论上来说，只有当 $t \rightarrow \infty$ 时， $V_C \rightarrow 0$ 。通常认为，当 V_C 到其稳态值 95% 时，就认为过渡过程结束，另一稳定状态已告建立。

以 $V_C = 0.95E$ 代入 (4-5) 式，可求出达到稳态的时间 $t = 3\tau$ 。

RC 电路过渡过程应用于脉冲电路，通常有两种基本形式，即微分电路和积分电路。

1) 微分电路 (见图 4-3)

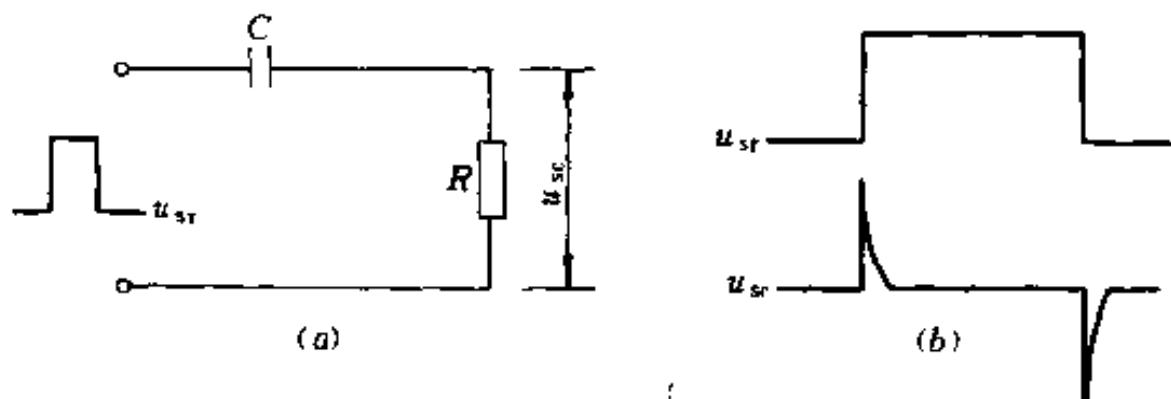


图 4-3 微分电路

图 4-3 的电路输入端为一矩形波，通过电容 C 与电阻 R 串联组成回路，以电阻两端形成的电压作为输出。现来分析输出与输入之间的关系。

(1) 在 t_1 时刻，输入从零突变至 E ，相当于图 4-2 开关 k 闭合瞬间、根据式 (4-6)

$$i_C = \frac{E}{R} e^{-t/\tau}, \text{ 可得}$$

$$u_R = R \cdot i_C = E e^{-t/\tau} \quad (4-7)$$

当 $t=0$ 时、 $u_R=E$ ，而当 $t=3\tau$ 时， $u_R=0$ 。

假设 $\tau=RC$ 足够小，那么在该瞬间 u_R 输出的波形为一尖而窄的脉冲。如图 4-3 (b) 所示。

(2) 在 t_1 时刻，输入从 E 突变至零， RC 电路形成短路、电容 C 向电阻 R 放电。

回路方程为： $Ri_C + V_C = 0$

代入 $i_C=C dV_C/dt$ 可得放电微分方程：

$$RC \frac{dV_C}{dt} + V_C = 0$$

该方程的初始条件： $V_C(0^-)=V_C(0^+)=E$ 。

解此方程可得

$$u_R = -E e^{-t/\tau} \quad (4-8)$$

比较式 (4-7) 与 (4-8)，在 t_1, t_2 时刻 u_R 电压值大小相等，方向相反，具体波形示于图 4-2 (b)。

该电路的输出能够很快地反映输入信号的跳变部分。而当输入跳变后，输出脉冲也就基本消失，因为输出是反映输入的变化，因此得名微分电路。

在晶闸管门极触发电路的移相电路、脉冲形成电路以及程序控制电路中都广泛应用微分电路。

2) 积分电路 (见图 4-4)

图 4-4 所示电路是把图 4-3 的阻容元件对调而来的。该电路以电容两端的电压作为输出。

根据式 (4-5)

$$V_C = E (1 - e^{-t/\tau})$$

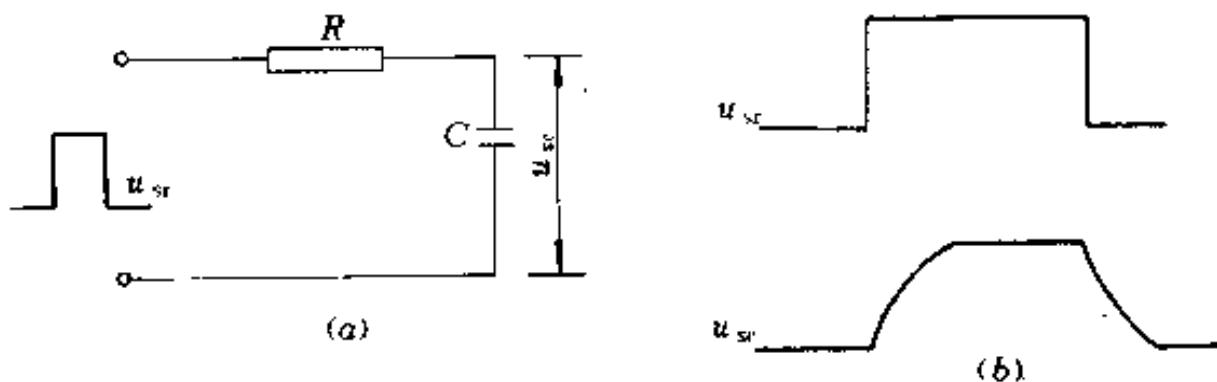


图 4-4 积分电路

当 $t=0$ 时, $V_C=0$; 而当 $t=3\tau$ 时, $V_C=E$ 。

输出波形如图 4-4 (b) 所示。

当 RC 值足够大时 (即 $RC \gg t$), 电容上的电压变化极为缓慢, 输入信号将大部分降落在电阻 R 上, 回路电流可近似表示为。

$$i_C \approx \frac{E}{R}$$

而输出电压则可表示为:

$$u_{sc} = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{RC} \int u_{sr} dt$$

上式表明输出电压是输入电压对时间的积分。该电路当输入是一个幅度恒定的方波时, 输出是直线上升的锯齿波。

如果 RC 值不够大, 那么在输入脉冲期间, 电容以指数函数从零上升至输入幅度 E 。输出波形将比输入波形延迟一段时间到达幅值, 该电路用于快速充电装置的程序控制电路中。

二、施密特触发器

所谓触发器是这样的一种电路: 它有一个输入端, 一个输出端。输出端有两个状态, 即高电平状态和低电平状态。触发器输出状态与该时刻的输入状态有关, 而且还与前一时刻

的输入状态有关。输出端状态的变化通常是借助于输入端脉冲“触发”工作。

施密特触发器是触发器的一种类型，具有滞后效应。由于这一效应，使得施密特触发器具有一些特殊的功能，与尽量少的外围元件配合就可以组成各种用途不同的单元电路。

施密特触发器的滞后效应可以用如图 4—5 所示的图形来表征。

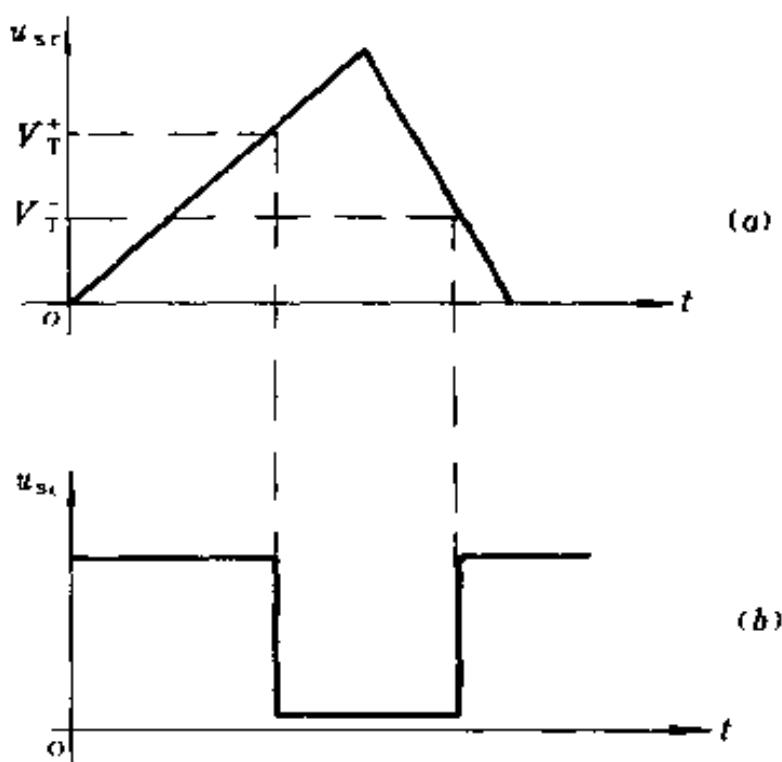


图 4—5 施密特触发器的滞后效应

图 4—5(a) 为触发器的输入电压。该电压从零逐渐上升。至 V_T^+ 电平时，输出状态翻转，由高电平降至低电平。当输入电压继续升高一段时间又降至 V_T^+ 时，触发器输出却不翻转回初始的高电平状态，而须待输入电压继续下降至 V_T^- 时，触发器才翻转回初始的高电平状态。施密特触发器的这个特征

表示了输入信号变化方向不一致导致其输出方向的变化。这个现象称为施密特触发器的滞后效应。

V_T^+ 称为触发器的正向阀值电压，表征触发器输入信号上升时引起输出状态翻转的阀值电压。

V_T^- 称为触发器的负向阀值电压，表征触发器输入信号下降时引起输出状态翻转的阀值电压。

V_T^- 与 V_T^+ 之间的差值称为触发器的滞后电压，用符号 ΔV_T 表示。它表示输入信号变化方向不一致时触发器翻转的电压范围。

与分立元件或门电路组成的施密特触发器相比，集成电路施密特触发器性能一致性好，触发阀值稳定，因而调试简便，仅需配合极少数的阻容元件就可以构成单元电路从而达到所要求的设计功能。

典型的集成电路施密特触发器型号为 CH40106（国外型号 CD40106）。其内部结构如图 4-6 所示。

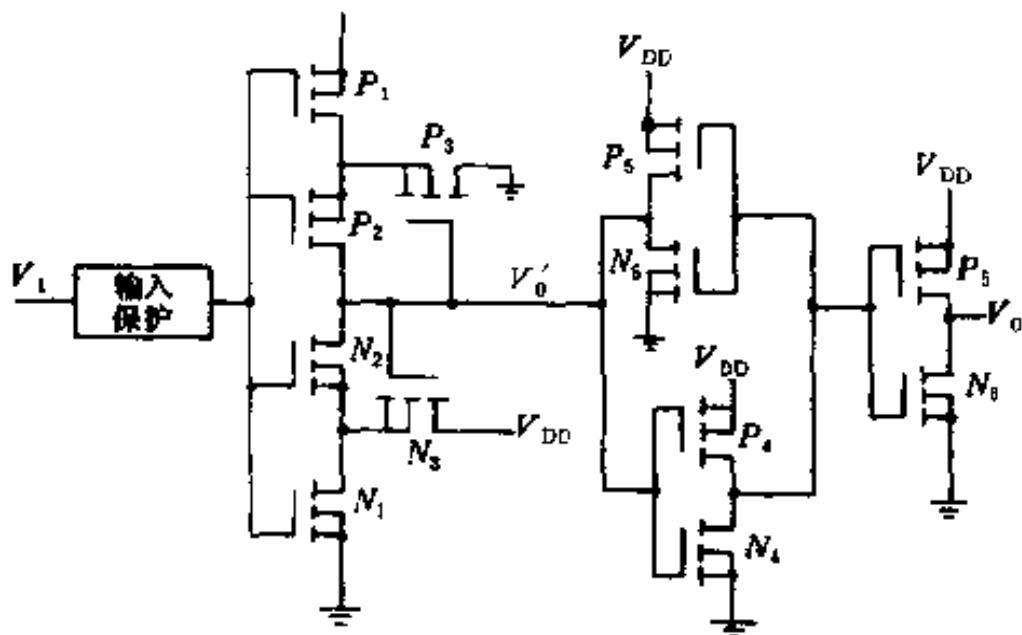


图 4-6 CH40106 内部结构图

MOS 管 P_1 、 P_2 和 N_1 、 N_2 正相串联成输入级。栅极共联接受输入电压。输入电压的变化和它们的阀值电压相比较，引起中心点输出电压 V_o' 的变化。

MOS 管 P_3 和 N_3 的栅极与中心点连接，这 2 个管子的导通与截止受 V_o' 的控制，将直接影响输入级各管的电压分配。 P_3 和 N_3 称为再生开关。

由 P_4 、 N_4 和 P_5 、 N_5 4 个 MOS 管组成的反相栅首尾连接、对信号进行整形和缓冲。

P_6 和 N_6 组成缓冲反相器，作为输出级，给负载提供一定的驱动电流。

CH40106 的工作过程：当输入电压为零时， P_1 、 P_2 导通、 N_1 、 N_2 及 P_3 管截止， V_o' 为高电平， N_3 管导通并工作在源极跟随状态。

当输入电压上升至 N_1 管阀值电压 V_{TN1} 以上时， N_1 管导通， V_o' 约为 $1/2V_{DD}$ 。

输入电压一旦高于 $\left(\frac{1}{2}V_{DD} + V_{TN2}\right)$ 时， N_2 管由截止变为导通， V_o' 将因此而下降。

由于 V_o' 的下降，将引起以下工作状态的变化： P_3 导通 $\rightarrow P_2$ 截止 $\rightarrow P_1$ 截止。电路工作状态的突变由缓冲单元锁定，经输出反相栅输出后形成低电平。从上述分析过程可知，输出电压由高电平向低电平的突变发生在输入电压为 $\left(\frac{1}{2}V_{DD} + V_{TN2}\right)$ 处，这就是触发器的正向阀值电压 V_T^+ 。

如果输入电压由高电位向低电位下降，当下降到 $(V_{DD} - V_{TP1})$ 时， P_1 导通，下降到 $\left(\frac{1}{2}V_{DD} - V_{TP2}\right)$ 时， P_2 导通， V_o' 将上升。而 V_o' 的上升又使 P_3 管由导通变为截止， N_3 管由截止

变为导通。当输入电压为 $\left(\frac{1}{2}V_{DD}-V_{TP2}\right)$ 时，电路的工作状态又发生一次突变， V_0 由低电平变为高电平，输出电平也由低电平向高电平突变。突变发生在输入电压为 $\left(\frac{1}{2}V_{DD}-V_{TP1}\right)$ 处，这便是触发器的负向阈值电压 V_T^- 。

显然，集成电路CH40106具有滞后效应。利用这个滞后效应再配以上面所述的RC电路的过渡过程就可以组成一些具有特色的单元电路。第三章图3-2快速充电蓄电池充、放电波形图中，充电周期5s、停充、放电的100ms、120ms的实现就是利用这个施密特触发器的滞后效应所形成的输出跳变的“时间差”来实现的。具体应用有下面两种电路。

1. 施密特触发器组成振荡器电路

集成电路施密特触发器组成振荡器电路非常简单，而且无须调试（如图4-7所示）。

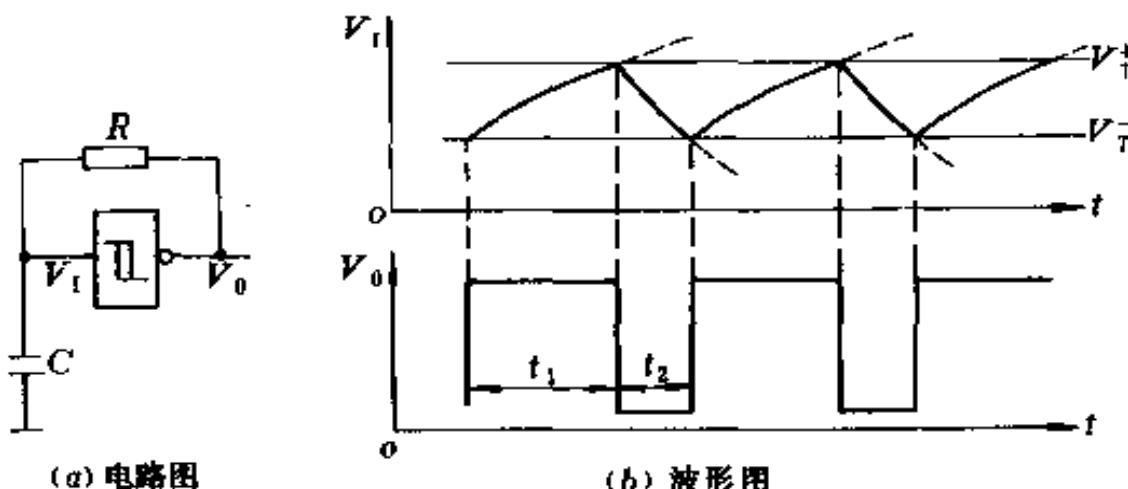


图4-7 施密特触发器组成振荡器电路

该电路是这样工作的：接通电源前，电容端电压为零。通电瞬间，电容呈短路状态，触发器输入端为零电平，根据图4-5波形，输出应为高电平，接近电源电压 V_{DD} 。 V_{DD} 通过电

阻 R 对电容 C 进行充电，这是一个积分过程。该过渡过程按照式 (4-5) 进行，电容端电压以指数函数的规律上升，上升的速度由 R 、 C 时间常数决定。当 V_C 上升至施密特的正向阀值电压 V_T^+ 时，电路翻转，其输出端立即突变呈零电平，图中 t_1 点。输出端呈现零电平以后，电容 C 已积累了电荷，且其端电压为 V_T^+ ，该电压又通过电阻 R 向输出端放电。输入端电位又按指数函数规律衰减，当该电位下降至触发器的负向阀值电压 V_T^- 时，电路又一次按图 4-5 波形所展示的规律翻转，输出端又回到了起始高电平状态（图中 t_2 点）。如此周而复始，在输出端就得到了具有一定频率的矩形波，直至断电为止。

该振荡器充分利用了施密特触发器的滞后电压 ΔV_T 。当输入端电位从负向阀值电压 V_T^- 上升至正向阀值电压 V_T^+ 时，利用电容的充电维持输出的高电平；当输入端电位从正向阀值电压 V_T^+ 降至负向阀值电压 V_T^- 时，又利用电容的放电维持输出端的低电平。而输出端高电平时间与低电平时间构成了输出振荡器的周期。

振荡周期的计算：

输出维持高电平时间 t_1 ，是电容 C 的充电时间，电容端电压从 V_T^- 上升至 V_T^+ 。根据式 (4-5)

$$V_C = V_{DD} \left(1 - e^{-\frac{1}{RC}t}\right), \text{ 可得出}$$

$$t = -RC \ln \frac{V_{DD} - V_C}{V_D}$$

当电容端电压为 V_T^+ 时，计时起点为 t_0 ，即：

$$t_0 = -RC \ln \frac{V_{DD} - V_T^+}{V_D}$$

当电容端电压为 V_T^+ 时，

$$t_1 = -RC \ln \frac{V_{DD} - V_T^+}{V_{DD}}$$

故 $t_1 = t_1 - t_0 = -RC \ln \frac{V_{DD} - V_T^+}{V_{DD}}$

$$- \left(-RC \ln \frac{V_{DD} - V_T^-}{V_{DD}} \right)$$

$$= RC \ln \frac{V_{DD} - V_T^-}{V_{DD} - V_T^+}$$

输出维持高电平时间 t_2 ，是电容 C 的放电时间，电容端电压从 V_T^+ 降至 V_T^- 。根据式 (4-8) 有

$$u_R = -E e^{-t/RC}, u_C = V_{DD} e^{-t/RC}$$

可得 $t = -RC \ln \frac{u_C}{V_{DD}}$

输出高电平负跳变为计时起点，则

$$t_1 = -RC \ln \frac{V_T^+}{V_{DD}}$$

$$t_2 = -RC \ln \frac{V_T^-}{V_{DD}}$$

那么维持低电平时间为

$$t_2 = t_2 - t_1 = -RC \ln \frac{V_T^-}{V_{DD}} + RC \ln \frac{V_T^+}{V_{DD}}$$

$$= RC \ln \frac{V_T^+}{V_T^-}$$

振荡器周期 $t = t_1 + t_2$

$$t = RC \ln \frac{V_{DD} - V_T^-}{V_{DD} - V_T^+} + RC \ln \frac{V_T^+}{V_T^-}$$

$$= RC \ln \left[\frac{(V_{DD} - V_T^-)}{(V_{DD} - V_T^+)} \frac{V_T^+}{V_T^-} \right] \quad (4-9)$$

上式表明，振荡周期决定于 RC 时间常数，电源电压 V_{DD} 值以及触发器的阈值电压。 V_{DD} 与阈值电压为常数，那么选择

合适的 RC 值即可决定振荡周期。

该电路用于定频充、放电时钟脉冲的产生。

2. 施密特触发器用于单稳态触发器电路

单稳态触发器的概念是：在输入脉冲作用下，输出端状态改变，但这种改变只是暂时的，经过一段时间 t 以后又回到了起始状态。整个过程在触发器的输出端得到了一个具有一定宽度的矩形波。

和振荡器一样，集成电路施密特触发器 CD40106 组成单稳态电路也非常简单，外围元件仅用一个电阻及一个电容。其电路图及波形图如图 4-8 所示。

图中，触发器输入端通过电阻 R 接地，同时通过电容 C 与前级相连。前级为一恒定的矩形波，在前级跳变还未到来时，处于零电平，触发器的输入端也为零电平，其输出呈高

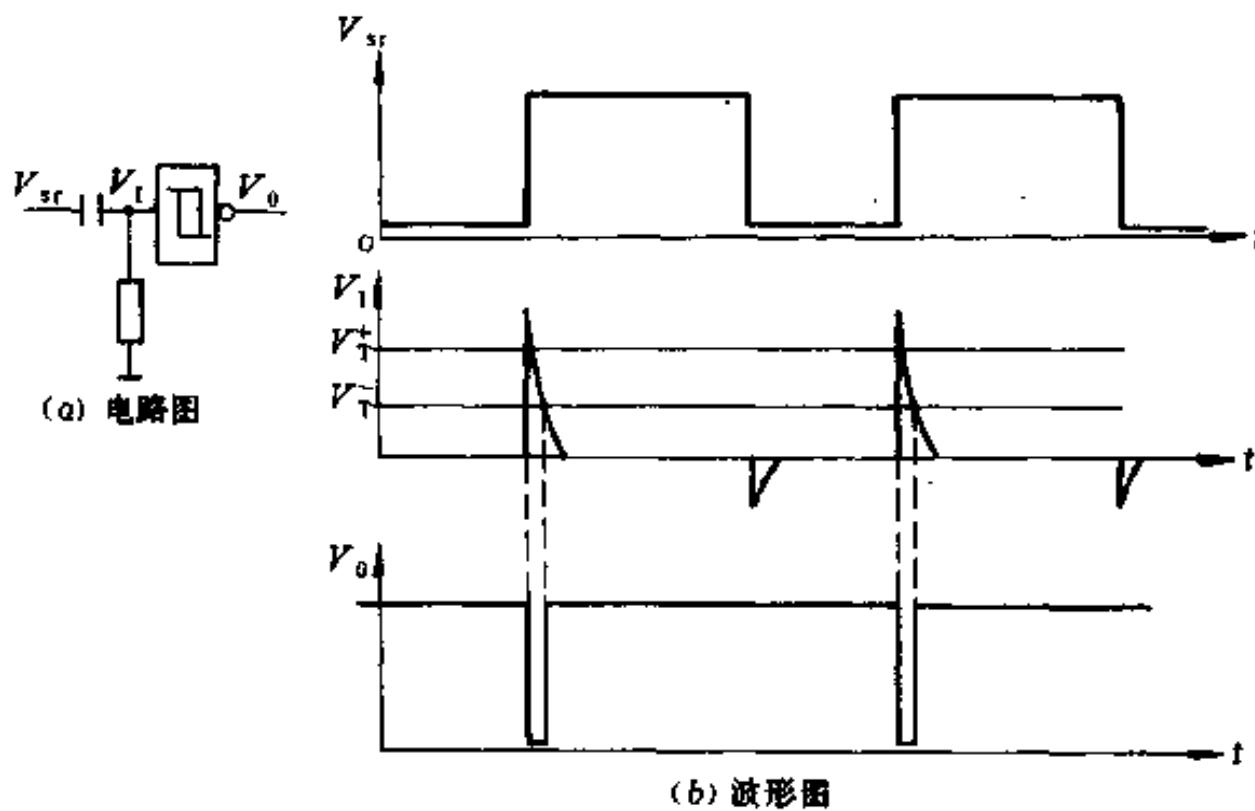


图 4-8 CD40106 组成单稳态触发器电路、波形图

电平。当前级电位从零突变至高电平时，RC 组成了一个微分电路，过渡过程如图 4—3 所示。在电容左端电位突变的瞬间，其右端的电位也突变至高电平 V_{DD} ，超过了施密特触发器的正向阈值电压 V_T^+ ，触发器翻转，输出端由高电平变为低电平，然后输入端因电容充电电位按指数函数规律下降。当降至触发器的负向阈值电压 V_T^- 时，触发器又一次翻转，其输出端又从低电平恢复回起始的高电平状态。这样，通过输入端的一次电位突变，便在输出端得到了具有一定宽度的矩形脉冲。

根据微分电路的计算公式 (4—7)，电阻两端的电压为：

$$u_R = V_{DD} \cdot e^{-t/R\tau}$$

以 RC 电路输入端电位突变的瞬间为记时起点，那么，电阻 R 两端电位降为 V_T^- 的时间 t_w 可按下式计算：

$$V_{DD} - V_T^- = V_{DD} e^{-t_w/RC}$$

$$\text{故 } t_w = RC \ln \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_T^-}$$

上述触发器输出一负向脉冲，其宽度按上式计算。该脉冲发生在输入脉冲的上升沿。如果电路功能要求脉冲下降沿触发，上述电路只要把电阻 R 由接地改为接电源 V_{DD} 即可。其输出即为一正向矩形脉冲。读者可自行分析其工作过程并推导出输出脉冲的宽度。

快速充电装置控制回路中的门极触发电路触发脉冲的产生，充、放电波形中停充、放电时间都是通过这一电路产生的矩形脉冲来实现的。

三、电压比较器

电压比较器是一种用来比较两个或两个以上的模拟电平，并给出比较结果的功能部件。其比较结果用数字量（高

电平或低电平)来表示。它是一种连接模拟电路与数字电路的一种中间电路。本书所述的快速充电装置的控制电路就是通过这个中间电路来完成门极触发电路从同步正弦电压到矩形波电压之间的转换。

电压比较器如同一个开环工作的运算放大器，运算放大器是一种高放大倍数的直流放大器，因此当其处于开环状态时，输入端的微小变化都会引起输出的饱和或截止。电压比较器正是利用这一特征来达到从模拟量到数字量的转换的。

图 4—9 是一种电压比较器的内部结构图。这种比较器有两个输入端：同相输入端(以 IN^+ 表示)和反相输入端(以 IN^- 表示)，一个输出端(用 OUT 表示)。

图 4—9(a) 示出了电压比较器的一种典型应用，它的同相输入端接被检电压 e_x ，而反相输入端接在一固定的标准电压 E_m 上。

输出 OUT 为：

当 $e_x > E_m$ 时， OUT 表现高电平；

当 $e_x < E_m$ 时， OUT 表现低电平。

图 4—9(b) 是电压比较器的一种典型的内部结构图。图中， T_1 ， T_2 组成了差动输入级，完成对输入信号的放大功能，横向 PNP 管 T_6 组成第二增益级，继续对信号进行放大，同时完成了电平移动和双端—单端转换功能，在两个增益级之间采用了一级平衡的差动跟随器(T_4 ， T_5)作为隔离。 T_3 组成了差动输入级的发射级恒流源。输出级是由复合管 T_7 ， T_8 组成的射级跟随器， T_9 是它的发射级恒流源负载。

两个模拟电平分别作用于同相输入端 IN^+ 与反相输入端 IN^- 进行量值比较。

若加于 T_1 基极电压比 T_2 基极电压高(即 $e_x > E_m$)，经

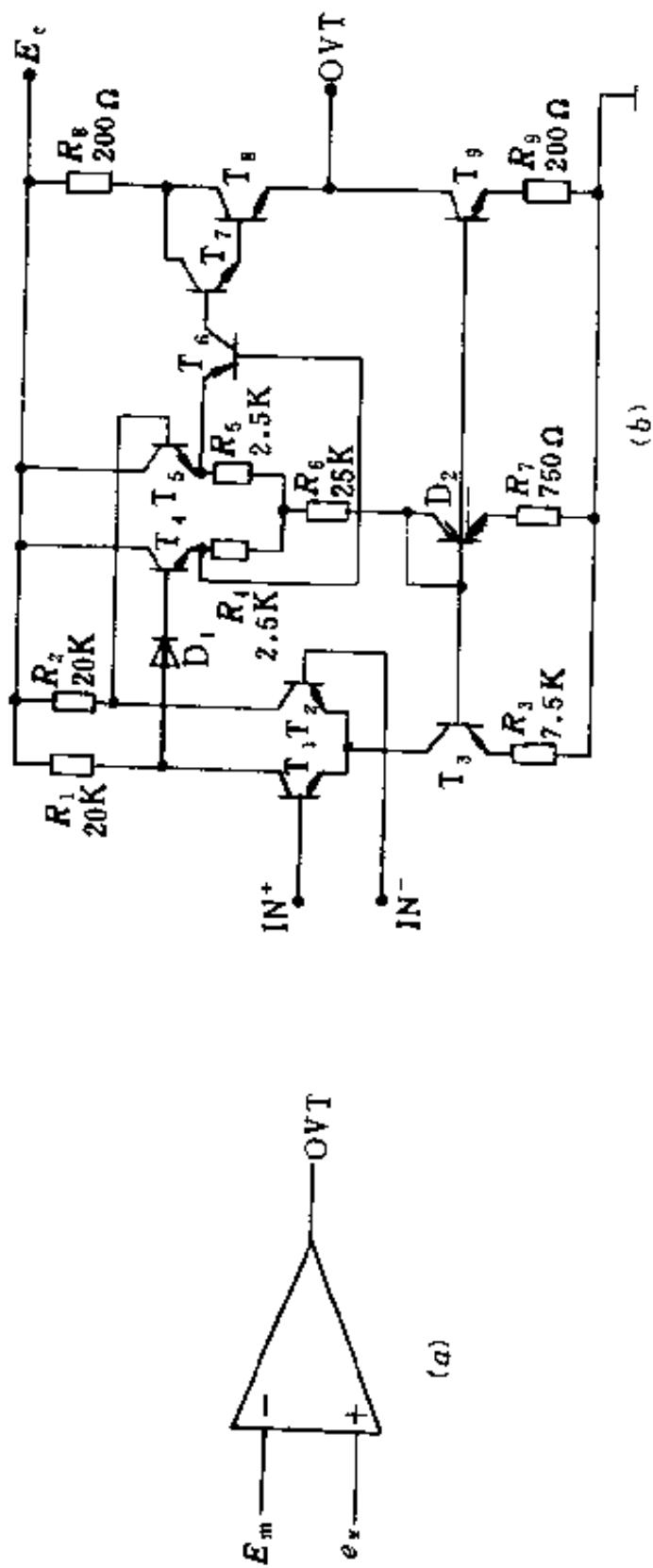


图 4—9 电压比较器的一种典型线路

T_1 , T_2 的放大作用, T_1 集电极电流大于 T_2 集电极电流 ($I_{c1} > I_{c2}$), 从而导致了 $V_{c1} < V_{c2}$ 。而第一级差动输出电压的变化通过第二级差动射级跟随, 造成了 T_4 射极电位低于 T_5 射级电位 (即 $V_{e4} < V_{e5}$), 横向 PNP 管 T_6 将因其 be 结处于正向偏置而导通, 提供足够的电流促使输出级 T_7 , T_8 管处于饱和状态, 此时输出端电位为:

$$V_{\text{OUT}} = E_D - I_{c8} \cdot R_8 - V_{\text{ces8}}$$

如果忽略基极注入电流, 有: $I_{c8} = I_{R10}$, 而 I_{R10} 是一恒流源, 可由下式方程解出:

$$V_{R1} + V_{D1} + V_{be4} + V_{R4} + V_{R6} + V_{D2} + V_{R7} = E_c$$

$$\text{即: } I_{c1} \cdot R_1 + V_{D1} + V_{be4} + I_{c4} \cdot R_4 + (I_{c4} + I_{c5})$$

$$R_6 + V_{D2} + I_{R7} \cdot R_7 = E_c$$

再由 D_2 和 T_3 , T_9 组成的两个恒流源, 有:

$$I_{c3} \cdot R_3 + V_{be3} = V_{D2} + I_{R7} \cdot R_7 = I_{c9} \cdot R_{10} + V_{be9}$$

一般, $V_{be} = 0.6V$ $V_D = 0.6V$, 设 $E_D = 15V$ 各个电阻的阻值如图 4-9 所示。可解出:

$$I_{c9} = I_{R10} = 3.75 \text{ (mA)}$$

$$\text{那么, } V_{\text{OUT}} = E_c - I_{c8} R_8 - V_{\text{ces8}}$$

$$V_{\text{ces8}} = 0.3V, I_{c8} = I_{R10} = 3.75 \text{ mA}, R_8 = 200\Omega$$

$$\text{则 } V_{\text{OUT}} = 15 - 3.75 \times 0.2 - 0.3 = 14V$$

输出为高电平。

若加于 T_1 基极电压低于 T_2 基极电压 (即 $e_x < E_m$), 经 T_1 , T_2 的放大作用, 将促使横向 PNP 管 T_6 的 be 结处于反向偏置, T_6 截止, 从而导致输出级复合管 T_7 , T_8 处于截止状态。

输出 OUT 为: $V_{\text{OUT}} = 0$;

即: 输出为零电平。

上述过程可以简单表述如下:

当 $V_+ > V_-$ ，输出高电平 $14V$ ；

当 $V_+ < V_-$ ，输出低电平 $0V$ 。

由于电压比较器具有很高的电压增益，所以对于输入端的微小变量 $\Delta V = V_+ - V_-$ ，其输出端都可以迅速地作出反应，用数字量（电平的高或低）来表征输入模拟量的相互大小。

电压比较器的这一特征可以非常满意地运用于正弦波到矩形波之间的转换。如图 4-10 所示。

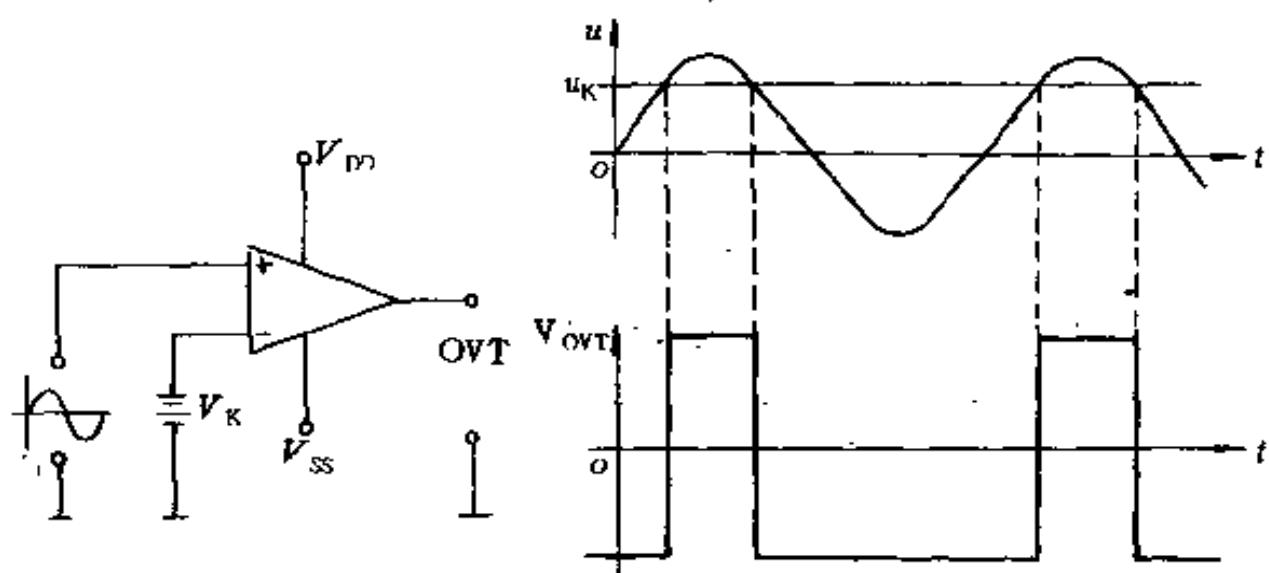


图 4-10 正弦波与矩形波的转移

图中，电压比较器同相输入端接一正弦信号，反相输入端接一恒定的直流信号 V_k ，同时，使 V_k 满足下式：

$$V_k < V_m$$

式中 V_m ——正弦交流信号的幅值。

两个模拟量通过电压比较器进行量值比较。图 4-10 (b) 是它的输入输出波形。

在直流电平 V_k 以上部分，正弦信号瞬时值高于直流电平 V_k ，电压比较器的同相输入端电位高于反相输入端电位，输

出为高电平。

在直流电平 V_k 以下部分, 正弦信号瞬时值低于直流电平 V_k , 电压比较器的反相输入端电位高于同相输入端电位, 输出为低电平。这样, 在电压比较器的输出端就形成了一组频率与正弦信号同步的矩形波电压。

改变 V_k 值, 输出矩形波的占空比随之改变。本电路用于快速充电装置主回路晶闸管触发电路的同步移相环节。具体移相原理将在下一节详述。

如前所述, 电压比较器如同一个开环工作的运算放大器, 如果在运算放大器的输出与输入之间引进深度负反馈, 使放大器工作在闭环工作状态, 这时的功能部件就可以很方便地实现信号的组合和数学运算。快速充电装置通过运算放大器的这种功能实现对处于充电状态的蓄电池组进行检测, 测定其充电过程中的开路端电压值并进行反馈控制。

四、运算放大器

运算放大器对输入信号的各种组合和数学运算是通过输入端的不同接法实现的。下面介绍几种本书以下章节所要用的几种运算电路。

1. 反相比例放大器

如图 4-11 所示, 运算放大器同相输入端通过一补偿电阻 R_1 接地, 反相输入端与输出端间跨接一反馈电阻 R_2 , 信号通过一输入电阻 R_3 接至反相输入端。

由于高放大倍数及深度负反馈的特征, a 点接近于地电位。那么,

$$\frac{V_{sr} - V_a}{R_3} = \frac{V_a - V_{sc}}{R_2}$$

即: $V_{sc} = -\frac{R_2}{R_3} \cdot V_{sr}$

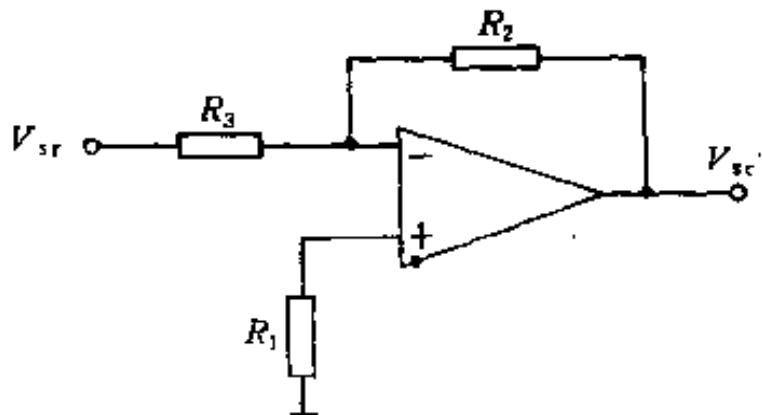


图 4-11 反相比例放大器

上式表明：输出与输入之间存在着反相比例关系。

2. 同相加法运算放大器

如图 4-12，两个输入信号分别通过两个输入电阻 R_1 及 R_2 接至运算放大器的同相输入端。输出端与反相输入端跨接一反馈电阻 R_4 ，同时反相输入端通过一电阻 R_3 接地。

当放大器的放大倍数足够大时，差动输入电压为共模信号，即 $V_1 = V_2 = 0$ ，则 $V_1 = V_2$ 。

$$\text{而 } V_1 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \cdot V_{sc}$$

根据叠加原理

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{sr1} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{sr2}$$

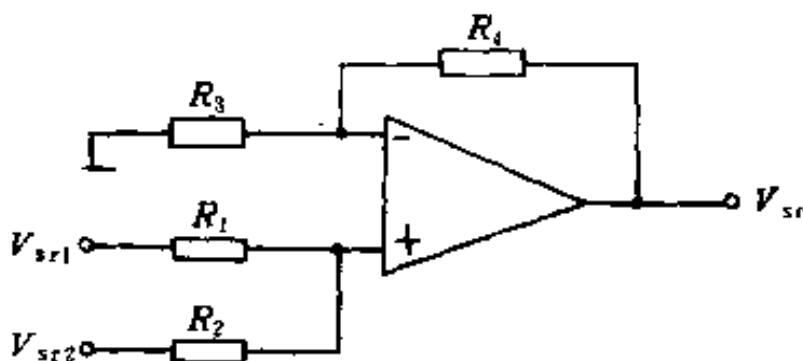


图 4-12 同相加法运算放大器

$$\text{故有 } \frac{R_3}{R_3+R_4}V_{sc} = \frac{R_2}{R_1+R_2}V_{sr1} + \frac{R_1}{R_1+R_2}V_{sr2}$$

若取 $R_1=R_2$, 且 $R_3=R_4$

则上式可简化为

$$V_{sc} = V_{sr1} + V_{sr2}$$

上式表明：该电路的输出为两输入的代数和。该电路与电压比较器结合可实现对充电过程充电电流值的反馈控制。设 V_{sr1} 为一恒定的给定电压值, V_{sr2} 为一正比于充电电流值的反馈电压值, 则 V_{sc} 量值正比于充电电流值, 把 V_{sc} 作为图 4—10 中的 V_k 值与同步正弦信号进行量值比较, 那么电压比较器输出的矩形波的占空比亦正比于充电电流值, 实现了对充电过程的反馈控制。具体控制过程将在门极触发电路一节中详细论述。

3. 采样保持运算放大器

把上述同相放大器的输出与反相输入端直接相连, 就组成了一个射极跟随器, 其输出信号跟随输入信号变化。该电路具有很高的输入电阻和很低的输出电阻。运算放大器组成的采样保持电路充分利用了射级跟随的这一特点起到了采集脉冲幅值的作用。具体电路如图 4—13 所示。

该电路输入为幅值可变的脉冲群, 当输入端脉冲到来之

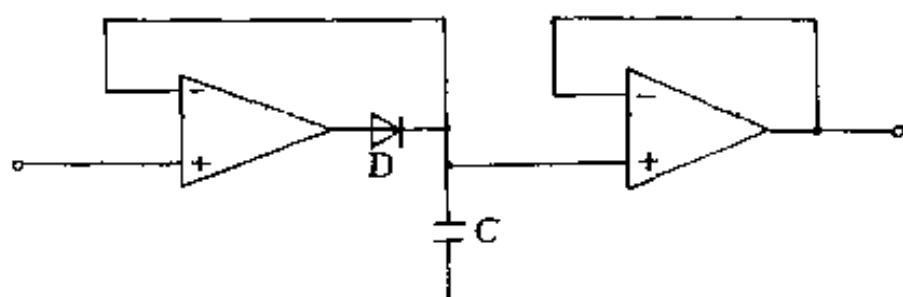


图 4—13 采样保持电路

际，存储电容 C 上的电压值跟随输入脉冲的幅值，经后一级缓冲放大器送出。这样，输出信号跟随输入信号，其数值反映了输入脉冲的幅值，这就是采集过程。当输入脉冲消失以后，由于二极管 D 的隔离，存储电容 C 无放电回路，所以得以把脉冲消失瞬间的幅值保持下来，并通过后级缓冲送出。所以输出信号在输入脉冲处于零电平时仍能保持输入信号，这就是电路的保持过程。简言之，该电路输出端的电压值反映了输入端的脉冲幅值。

在充电过程中，蓄电池的端电压将随充电的进展而逐渐升高，本书所述的反馈控制电路是以蓄电池的端电压为指令来控制充电的整个过程，而这个作为指令的端电压是蓄电池在充电电流为零状态之下的开路端电压，呈脉冲状态，其幅值表征了蓄电池端电压上升的量值，利用本电路可以很方便地把脉冲状态下的蓄电池的端电压变换为相应的直流电平去控制整个反馈过程。

五、与门电路

定频充电逆变放电去极化的快速充电方式在每个充电周期都有一个停止充电 100ms，逆变放电 120ms，再停止充电 100ms 的过程。在第一次 100ms、放电 120ms 与第二次 100ms 期间内，主回路三相晶闸管均处于阻断状态。实现这种功能的电路是一种被称为与门的组合电路。

用与门来实现在 3 个连续的过程都保证晶闸管同时处于阻断的过程可以用图 4—14 来形象地说明。图中开关 K₁ 与 K₂ 与 K₃ 表示二次停止充电与一次放电的过程，同时假设开关处于关的状态，表示晶闸管处于阻断状态。很显然，要满足晶闸管的阻断只能是开关 K₁ 与 K₂ 与 K₃ 同时关闭才行。这种逻辑的关系在数字电路里是“与”的关系，而执行

“与”功能的逻辑部件称为与门电路。

与门电路起到了控制脉冲信号的作用。分立元件与门电路实际上是二极管门电路，实现与逻辑功能是二极管在正向导通时的箝位作用。

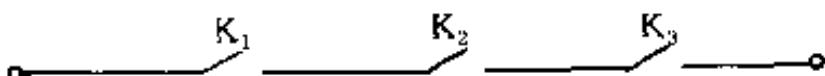


图 4-14

图 4-15 是分立元件与门电路的原理图，它有 3 个输入端 A 、 B 、 C ，1 个输出端 P 。

假如 A 、 B 、 C 3 个输入端都处于高电平 V_{DD} ， D_1 、 D_2 及 D_3 均截止，输出为高电平。

假如 A 、 B 、 C 3 点有 1 点或 2 点处于低电平

(零电位)。则处于输入零电位的相应的二极管处于导通状态， P 点的电位因二极管的正向导通被箝制在 0.7V 左右的低电平上。

从上面分析可以得到如下的结论： A 、 B 、 C 3 个输入全为高电位时，输出才为高电位； A 、 B 、 C 只要有一个或 n 个为低电位时，输出就为低电平。那么，输出 V_p 与输入 V_A 、 V_B 、 V_C 之间的逻辑关系就成为“与”逻辑关系。

如果把逻辑高电平表示为“1”状态，把逻辑低电平表示为“0”状态，那么上述与逻辑关系可以用下面的逻辑关系式

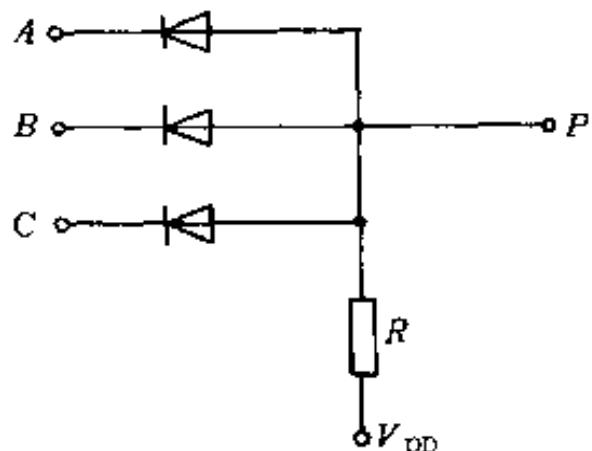


图 4-15 分立元件与门电路

表示：

$$P = A \cdot B \cdot C$$

如果把 $P=1$ 作为三相整流晶闸管处于阻断状态的表示方式，那么，只有 A 与 B 与 C 同时处于高电平（即“1”状态）时，才能满足晶闸管的阻断条件。

第二节 门极触发电路

晶闸管由阻断到导通必须具备必要的条件，这就是晶闸管处于正向阳极电压时门极必须加以触发脉冲，产生触发脉冲的电路称为晶闸管的触发电路。触发电路的种类很多，有晶体管触发电路、单结晶体管触发电路以及小晶闸管触发电路等。本节介绍一种由电压比较器和施密特触发器为核心元件组成的触发电路。

晶闸管触发电路必须具备下列要求：

(1) 触发时必须能提供足够大的功率以能使触发脉冲适应不同控制极特性的晶闸管元件。

(2) 触发脉冲必须有足够的宽度，而且触发脉冲上升前沿要陡，使触发时间准确。

(3) 触发脉冲应和主回路保持相位的同步。

(4) 触发脉冲应有足够的移相范围，移相时应能平稳地前后移动。

三相可控整流电路的触发电路比单相可控整流触发电路复杂。下面论述的，是三相半控桥式整流电路的触发电路。

下面以一相为例说明其工作原理，见图 4-16。

该电路由移相电路，脉冲形成电路，脉冲控制电路及脉冲功率放大电路 4 部分组成。

IC_1 为电压比较器 LM324， IC_2 为施密特触发器

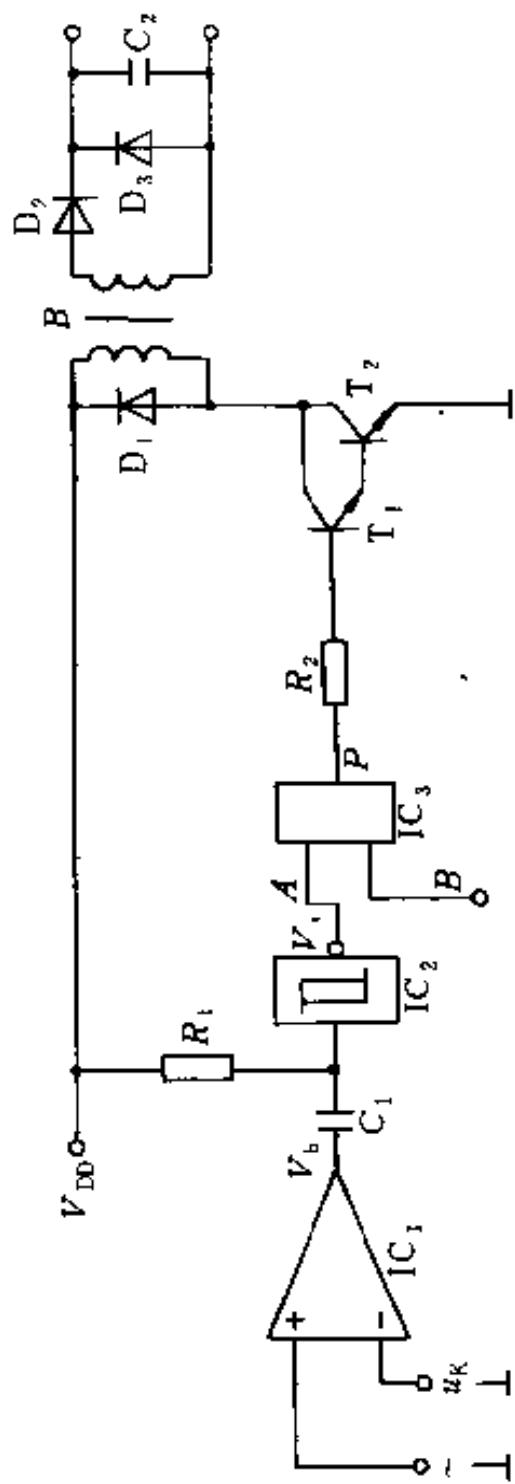


图 4-16 门极触发电路原理图

CD40106, IC₃ 为与门电路 CD4081。上述 3 种集成电路内部各有不少于 4 个独立的电路单元，所以充放电 4 个晶闸管的门极 4 套触发电路仅用 3 块集成电路即可。

一、移相电路

该电路采用电压比较器 LM324 作为核心元件。

电路采用正弦波作为同步电压，该电压利用三相同步变压器从电网引入，所以可以保证触发电路产生的触发脉冲与主电路保持频率的一致，同步电压接至 IC₁ 同相输入端，其中 3 个比较器的反相输入端相连并接至 1 个可调的直流控制电平 V_K ，2 种模拟信号经过 IC₁ 判别比较，在输出端以电平高低为标志的数字量输出，其输出是与正弦波严格同步的矩形波，它的占空比由调节直流控制电平 V_K 的数值获得，变化范围为 0~100%，从而起到移相作用。设 U_K 在 $-V_m \sim +V_m$ (V_m 为正弦波的峰值电压) 之间变化，图 4-17 分别绘出了 $V_K = +V_m$ 与 $V_K = -V_m$ 时两种状态下的矩形波。

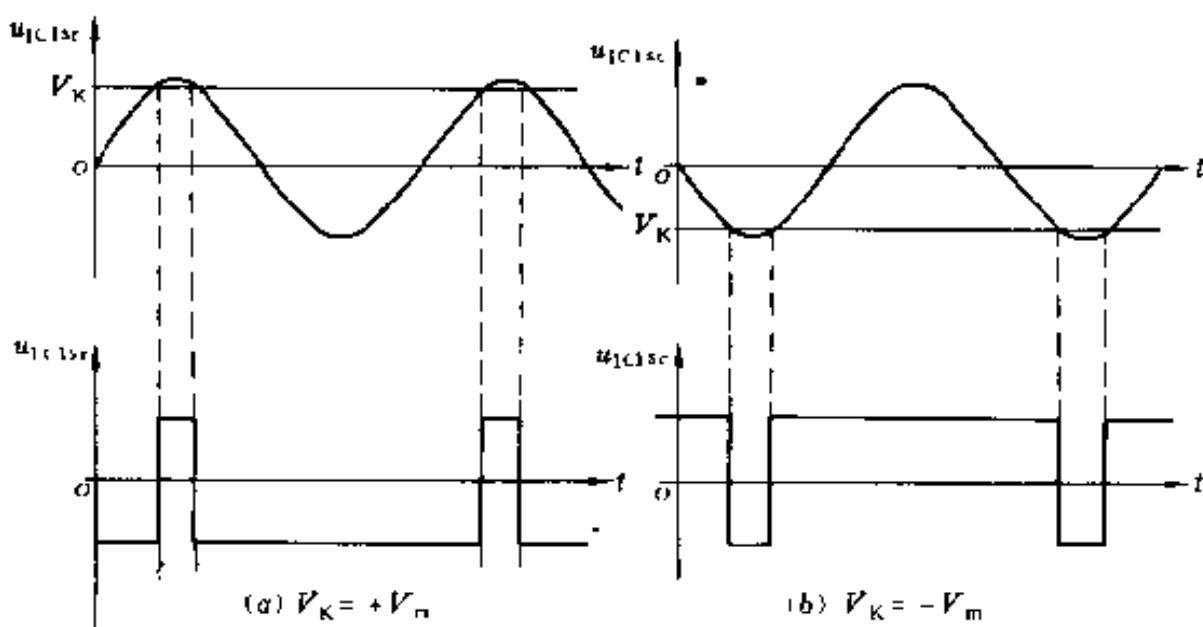


图 4-17 移相电路

二、脉冲形成电路

该电路由集成电路施密特触发器 CH40106 的单稳态触发器组成。

CH40106 输入端通过一电阻接电源 V_{DD} ，根据第一节所述的单元电路的工作原理可以知道，该电路是以输入脉冲下降沿触发，输出为一正向矩形脉冲，所以输出脉冲与输入矩形波、同步信号之间的相位关系如图 4-18 所示。

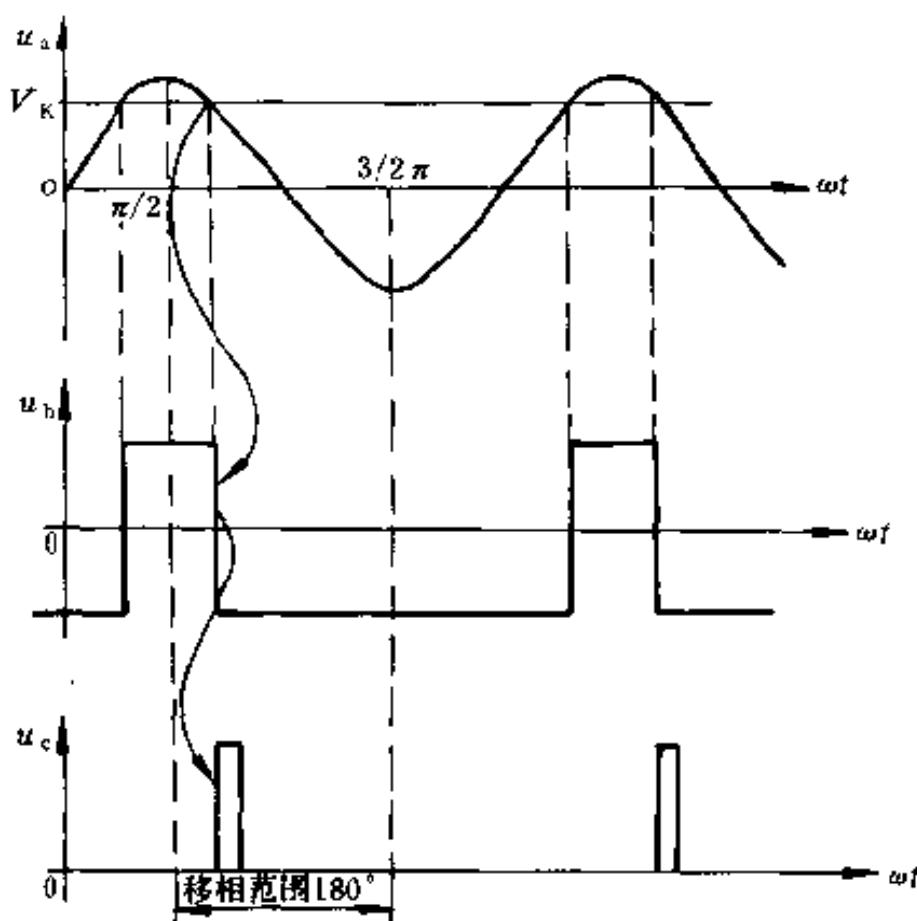


图 4-18 脉冲形成电路的相位关系

显而易见，脉冲发生在矩形波的负跳变时刻，这段时间对于正弦波同步信号是在它的负斜率段（即 $\frac{\pi}{2} \sim \frac{3}{2}\pi$ ），在该段时间调节 V_K 在 $-V_m \sim +V_m$ 范围内变化，就可以获得输

出脉冲在 $0 \sim 180^\circ$ 的范围内进行移相。

三、触发电路与主电路之间的相位关系

触发电路脉冲发出时刻应与主回路同步，并能在符合要求的范围内移相。根据前述触发脉冲发出时刻是在同步信号负斜率段这一分析，主回路应与同步信号存在如图 4-19 所示的相位关系。

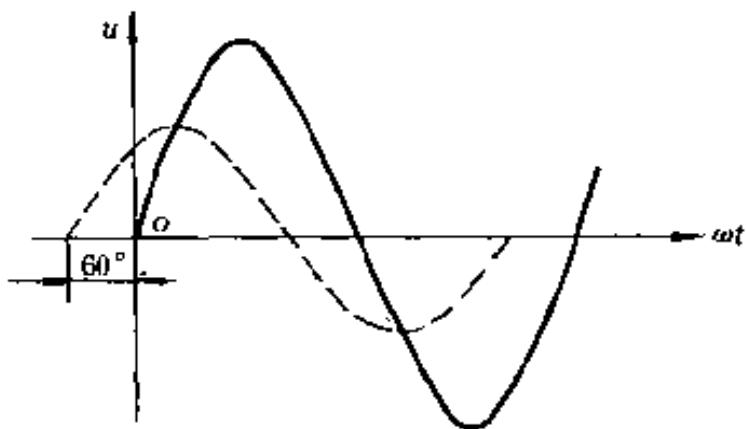


图 4-19 主回路与触发电路之间的相位关系

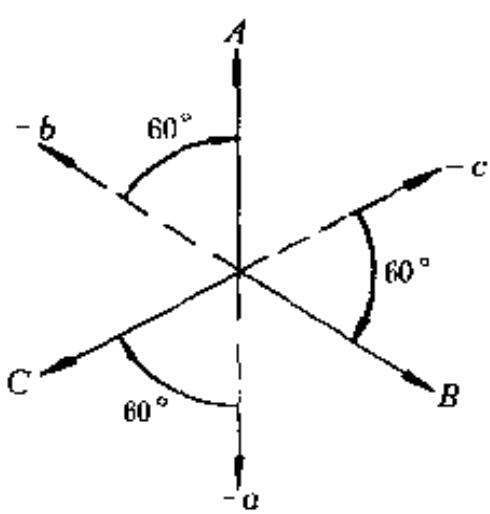


图 4-20 相位关系矢量图

图中以主电路 A 相为例，当 $\omega t_1 = \frac{1}{6}\pi$ 时， A 相电压处于自然换相点，此时输出直流电压达到最大值；当 $\omega t_2 = \frac{7}{6}\pi$ 时， A 相电压最低，此时输出直流电压为零，所以主回路 A 相晶闸管的移相范围应该在 $\pi/6 \sim 7\pi/6$ 之内。显然，同步信号的负斜率段 180° 应该正好处于 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 区间内，才能够保证主回路与触发电路之间的同步关系。从图中可以看出，同

步信号(图中以虚线表示)应超前主回路 60° 。从而可以画出同步信号与主回路之间同步关系的相量图如图 4-20 所示。

图中,虚线表示同步信号矢量,从图中可以看出,主回路 A 相晶闸管的同步信号可以从 $-b$ 相获得, B 相晶闸管的同步信号可以从 $-c$ 相获得, C 相晶闸管的同步信号可以从 $-a$ 相获得。它们之间的相位关系均能满足触发电路相位超前于主回路相位 60° 的要求。

逆变晶闸管与逆变触发电路的相位关系如图 4-21 所示。

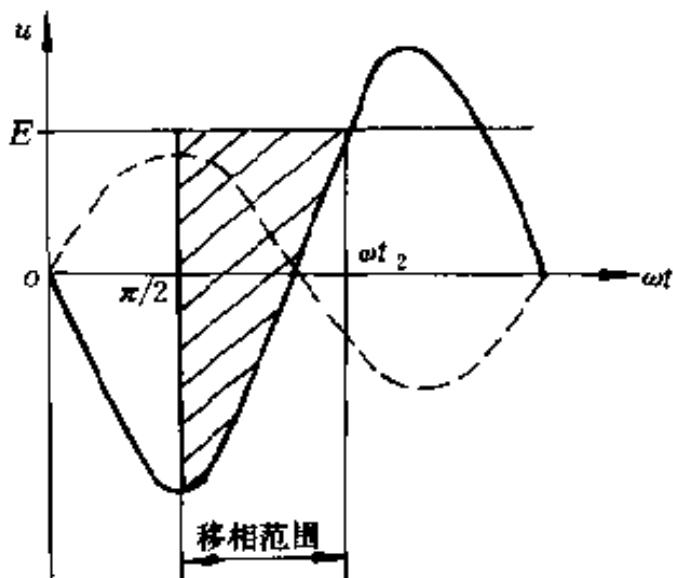


图 4-21 逆变放电同步相位关系

图中,斜线部分表示逆变放电的移相范围,当 $\omega t = \pi/2$ 时,放电深度及宽度达到最大,在 ωt_2 时,放电主回路交流电压峰值与蓄电池电压 E 相等,放电量为零,所以逆变放电同步信号的负斜率段应该处在 $\omega t_1 = \pi/2$ 及 ωt_2 之间少于 180° 的范围之内。很显然,同步信号与主回路相位相差 180° ,假如逆变放电交流绕组 L 绕在整流变压器 B 相上,那么其同步信

号可以从 $-b$ 相获得。

四、脉冲控制电路

主回路整流晶闸管 $SCR_{1\sim 3}$ 及逆变晶闸管 SCR_4 的轮流导通功能的实现是通过控制相应的触发脉冲来实现的。为此，触发电路设置了一个与门电路作为开关起控制作用。该与门电路有2个输入端 A 、 B ，1个输出端 P 。图4-16中， IC_3 的输入、输出逻辑关系如第一节所述存在下列关系：

$$P = A \cdot B$$

A 端接前级单稳态触发器输出脉冲， B 端接控制端。当 B 端呈高电平时（即 $B=1$ ），输出 $P=A \cdot B=A \cdot 1=A$ 。相当于开关开的状态；当 B 端接低电平时（即 $B=0$ ），则 $P=A \cdot B=A \cdot 0=0$ 。输出被封锁在零电平状态，无脉冲输出。对于三相整流晶闸管来说，零电平状态维持每周期320ms，即每周期有320ms时间处于停止充电状态；对于逆变放电晶闸管来说，高电平状态维持每周期120ms，即每周期有120ms处于逆变放电状态。而 B 控制端电平的高低由下一节的程序控制电路控制。

晶体管 T_1 及 T_2 组成复合管，对 IC_3 输出的脉冲进行功率放大，经过功率放大的脉冲经脉冲变压器二次输出触发可控硅。

第三节 程序控制电路

定频快速充电装置要完成以一定频率的充电、停止充电、放电的过程需要一套相应的控制电路。这套电路称为程序控制电路。

图4-22就是一程序控制电路。其核心元件是6个施密特触发器CD40106，用了1个集成电路中的6个独立单元。其

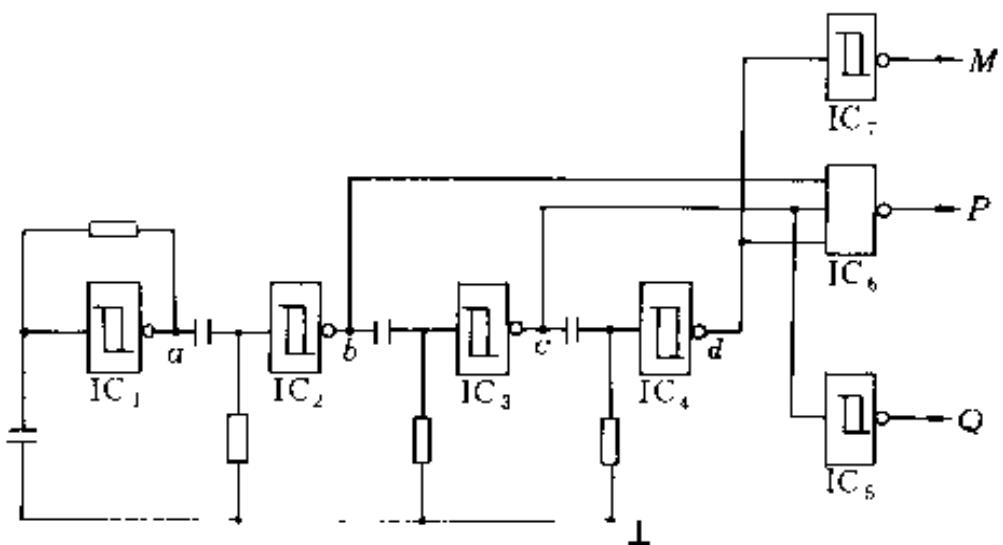


图 4-22 程序控制电路

中 IC_1 组成了 1 个振荡电路, IC_2 , IC_3 , IC_4 组成了三级单稳态触发器。我们分别称之为第一单稳态触发器、第二单稳态触发器以及第三单稳态触发器。这 3 个单稳态触发器互为前后级形成了一个开环控制系统。 IC_1 组成的振荡器提供了一个时钟信号, 决定了充电周期。

按照本章第一节关于单元电路的论述, IC_2 , IC_3 及 IC_4 组成的单稳态触发器是靠输入脉冲的上升沿触发翻转的, 各点波形如图 4-23 所示。

IC_1 组成的振荡器的振荡周期为 5s。它的上升沿触发由 IC_2 组成的第一单稳态触发器, 使 IC_2 输出一负脉冲、其宽度为 100ms。 IC_2 的输出负脉冲的上升沿又触发由 IC_3 组成的第二单稳态触发器, 使 IC_3 输出一负脉冲, 其宽度为 120ms, 与此类推, 第三单稳态触发器输出也是一负脉冲, 其宽度整定为 100ms。由此可见, 在每一次时间为 5s 的周期里, 3 个单稳态触发器都输出一个具有一定宽度的, 时间上互为连接的负脉冲, 如图 4-23 (b)、(c)、(d) 所示。把 (b)、(c)、

(d) 分别接至由 IC₆ 组成的与门电路的输入端, 根据第一节所述的与门电路的逻辑功能, 当 (b), (c), (d) 各呈零电平的负脉冲 320ms 期间, IC₆ 输出均为零电平, 其余时间 IC₆ 输出均呈高电平, 如图 4-23 (P) 所示, 把图 4-22 中 P 点接至整流门极触发电路的控制门 IC₃ 的控制端 B(见图 4-16), 在 IC₆ 320ms 零电平期间, 门极触发电路控制门关闭、触发脉冲被封锁, 主回路上的整流晶闸管阻断, 充电装置处于停止充电状态。

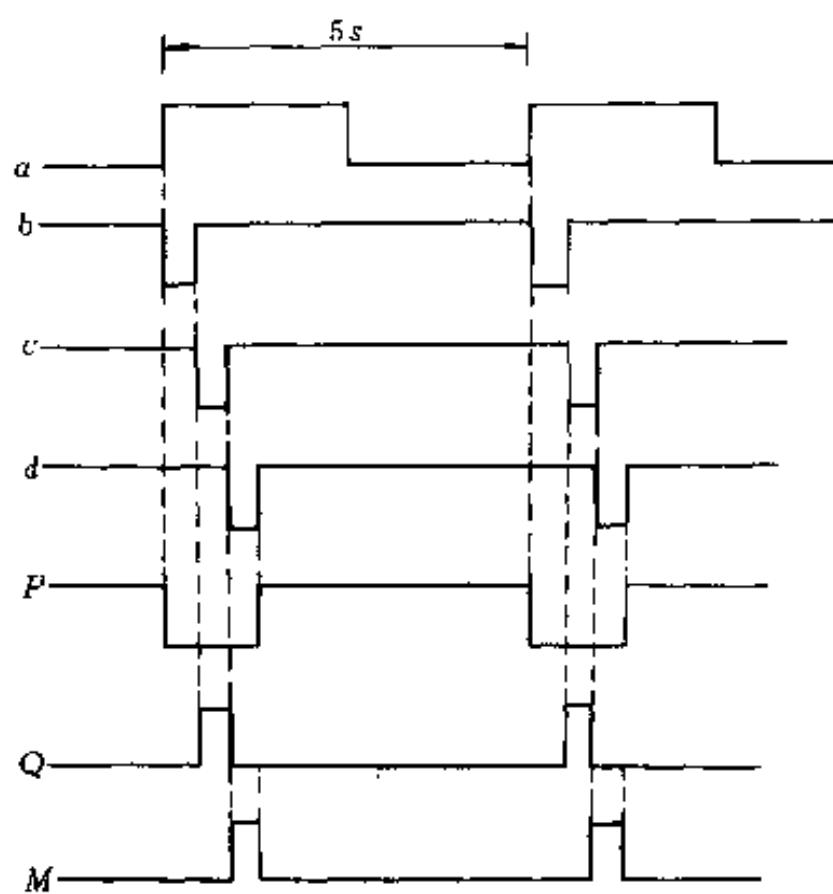


图 4-23 程序控制电路波形图

IC₅ 起反相的作用, 它的输入端引自第二单稳态触发器的输出端, 输出端接至逆变放电晶闸管门极触发电路控制门的控制端 B(见图 4-16)、波形如图 4-23Q 所示, 其原理是

显而易见的，在5s的充电周期里，逆变放电门极触发电路控制门只有在Q点呈高电平的120ms期间被开放，此时逆变晶闸管才处于导通状态，其余时间均处于阻断状态。很显然，逆变状态由第二单稳态触发器所控制，因此，逆变放电与充电之间的切换都各有100ms的延迟。

第四节 反馈控制电路

反馈控制电路的作用是检测蓄电池在充电过程中端电压的上升值，并以此为指令控制充电电流，使之在适当时刻递减，同时控制充电时间，当蓄电池端电压上升至一定值时发出信号切断电源实施自动关机，以避免蓄电池的过充电。

一、蓄电池放电去极化以后开路端电压值的检测

第二章已详细阐述过，蓄电池在充电状况下两端的电压值是一个很复杂的量值，它包含了蓄电池的电动势、极化电压以及大电流所形成的叠加电压。该值随充电电流大小而异，并不能真实地反映蓄电池内在的电动势的增长情况。很显然，充电过程中放电120ms可以消除绝大部分的极化电压，而在停止充电320ms期间可以剔除大电流所形成的叠加电压。因此，放电以后停止充电100ms期间蓄电池两端的电压值才真实反映了蓄电池两端的电动势的增长状况，该值随充电的进行而上升，反映了蓄电池的充入量。

这个电压我们称之为放电去极化以后的蓄电池的开路端电压。反馈控制电路的任务就是首先检测这个量值并将其作为系统的控制指令。

图4-24中，运算放大器K₁，K₂以及二极管D₂，电容C组成了采样保持电路。蓄电池组的端电压E经电阻R₁，R₂分压接至K₁的同相输入端，二极管D₁起开关作用，其负极接

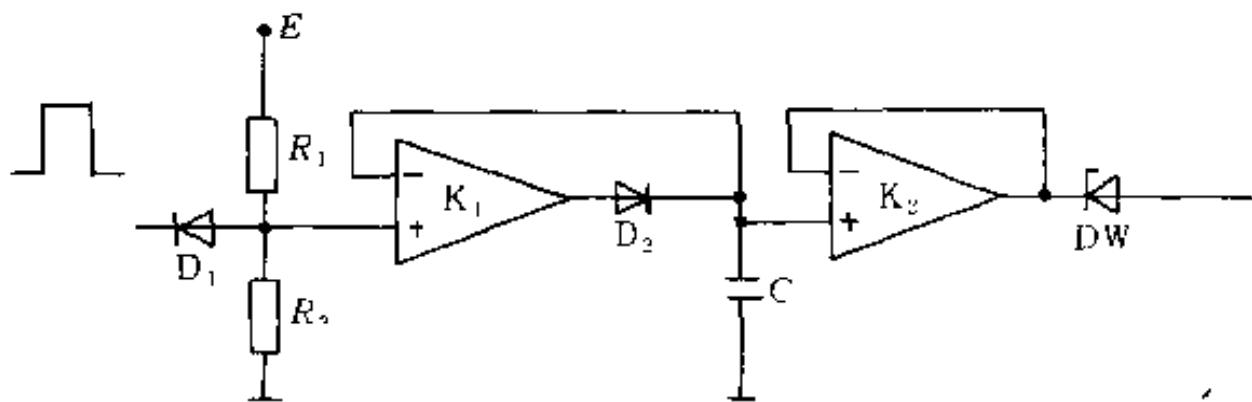


图 4-24 蓄电池开路端电压检测电路

至第三节程序控制电路 M 点（见图 4-22）。

程序控制电路 M 点与第三单稳态电路的输出端相位相反，波形见图 4-23。在蓄电池处于充电、放电以及充电与放电切换的前一个停止充电期间，M 点呈零电平，K₁ 同相输入端的电位被箝制在 0.3V 左右，采样保持电路在该段时间无输入，只有当蓄电池放电以后的 100ms 期间，M 点呈高电平，接近于电源电压 V_{DD} ，二极管 D₁ 处于反向截止，蓄电池端电压 E 通过电阻 R_1 及 R_2 分压被引入采样保持电路。显然，这时的蓄电池端电压 E 就是我们所要检测的放电去极化以后的开路端电压值。

采样保持电路的输入为一脉冲群，该脉冲群频率与主回路充、放电频率相同步，宽度为 100ms，幅值为 $\frac{R_2}{R_1+R_2} \cdot E$ ；输出为一直流电平，量值为输入脉冲群的幅值。

检测蓄电池的开路端电压的目的在于控制充电电流，使蓄电池的充电全过程符合于图 2-1 所示的快速充电特性曲线的要求，第二章第四节关于快速充电的基本原理曾经指出，在消除极化的前提之下，在单格电池电压达到 2.3V 以前，蓄

电池的温升和出气并不显著，所以在这段时间完全可以对蓄电池实施大电流充电而无须对充电电流值进行控制。图 4—24 的稳压管 DW 就是为此而设置的，一般选取分压电阻 R_1 及 R_2 按 3 格蓄电池电压选取，那么采样保持电路的输出反映了 3 格蓄电池开路端电压值。取 DW 的稳压值为 6.9V，在蓄电池单格开路端电压值未达到 2.3V 时，DW 未击穿，电路无输出，只有当单格开路端电压值大于 2.3V，采样保持电路才有直流电平输出用以控制主电路的充电电流。

二、反馈电路

第二节门极触发电路曾经提到移相电路中的直流控制电平 V_K 。它的作用是通过调节该值的大小来改变整流晶闸管的导通角，从而达到调节充电电流的目的。反馈控制电路的途径就是控制 V_K 值，使之随蓄电池开路端电压值而改变。其具体电路如图 4—25 所示。图中，运算放大器 K_3 接成反相比例放大器。其输入端 V_0 接采样保持电路经稳压管 DW 的输出端， K_3 输出 V' 。接由运算放大器 K_4 组成的同相加法放大器的同相输入端。 K_4 同期输入端同时接给定电压 V_P 。

根据反相比例放大器的电路原理，输出 V' 与采样值 V_0 存在如下关系：

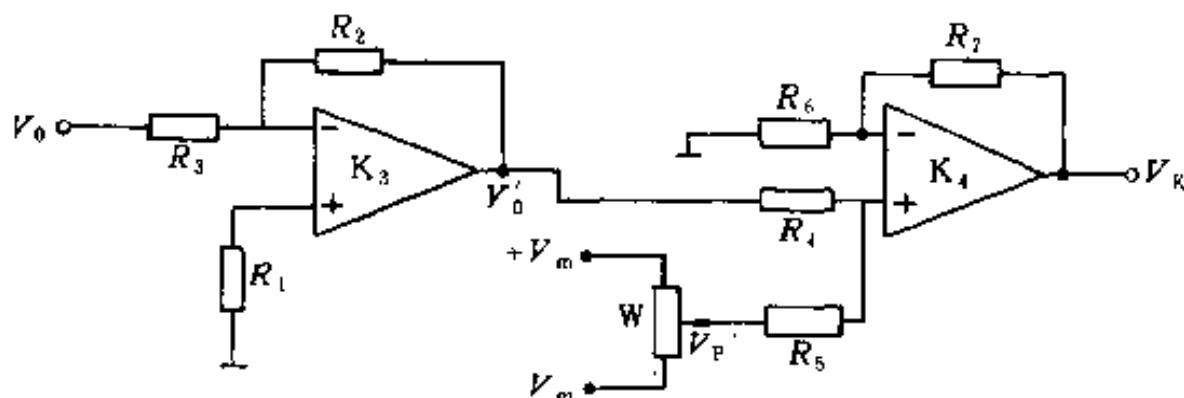


图 4—25 反馈电路

$$V'_o = -\frac{R_2}{R_3}V_o$$

取 $R_2 = R_3$

则 $V'_o = -V_o$

即输出与输入量值相等，符号相反。

根据同相加法运算放大器的工作原理，有

$$V_K = V_P + V'_o$$

把 $V'_o = -V_o$ 代入上式，则

$$V_K = V_P - V_o$$

上式表明， V_K 与 V_o 存在负向关系，在一定的给定电压 V_P 不变的前提下， V_o 越大， V_K 越小。在蓄电池单格开路端电压值达到 2.3V 后， V_o 将从零值上升， V_K 随之减小，导致整流晶闸管导通角相应减小，起到了负反馈的控制作用。

图 4-24 与图 4-25 用了 4 个运算放大器，可以采用集成电路四运算放大器组成检测——反馈电路。

三、自动关机电路

检测蓄电池在充电过程中的开路端电压值的另一目的在于随时监控蓄电池是否充足，一旦蓄电池开路电压达到充足容量所呈现的电压值，就要适时地切断充电电源实施自动关机。

式 $V_K = V_P - V_o$ 表明，充电电流值将随蓄电池的端电压升高而减小。但当 V_o 升至蓄电池的充足电压值时，充电电流并不会递减至零，若继续以一定值的电流充电，势必造成蓄电池的过充电。而过充电的后果将是注入蓄电池的电流全部用于出气和产生热效应。为此，在任何的快速充电装置中设置自动关机系统是必要的。

蓄电池充足容量的另一个重要标志是电解液比重。只有

当极板化学反应彻底地进行，才能说明蓄电池已充足容量。所以以蓄电池端电压为控制参数的自动关机系统必须同时兼顾到电解液比重这一参数。经验证明，在充电初期，蓄电池的端电压与电解液比重的上升率基本上呈线性关系。在充电后期，蓄电池的端电压已经趋于平稳不能再上升，但电解液比重尚未达到要求值（例如铅酸蓄电池在充足状态下，电解液比重应为 $1.270\sim1.280$ ），两者之间的关系如图4-26所示。图中横坐标 d 代表蓄电池电解液比重， V 代表蓄电池端电压。在 a 点以前，两者之间基本上呈线性关系； a 点以后，端电压基本不变而比重还会上升。为了兼顾这一段电解液溶液还未彻底反应的状况，在以端电压 V 为指令的自动关机系统特地设置了一段人为的延迟时间，以便让蓄电池继续充电。具体电路如图4-27所示。

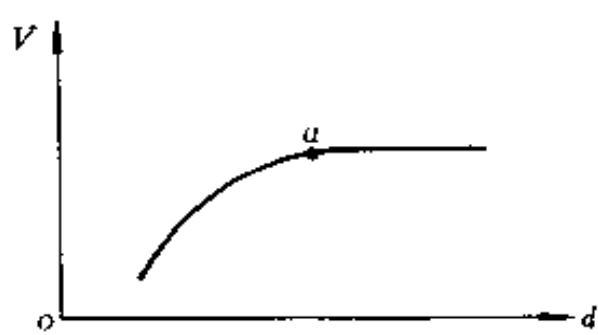


图4-26 端电压与电解液比重关系曲线

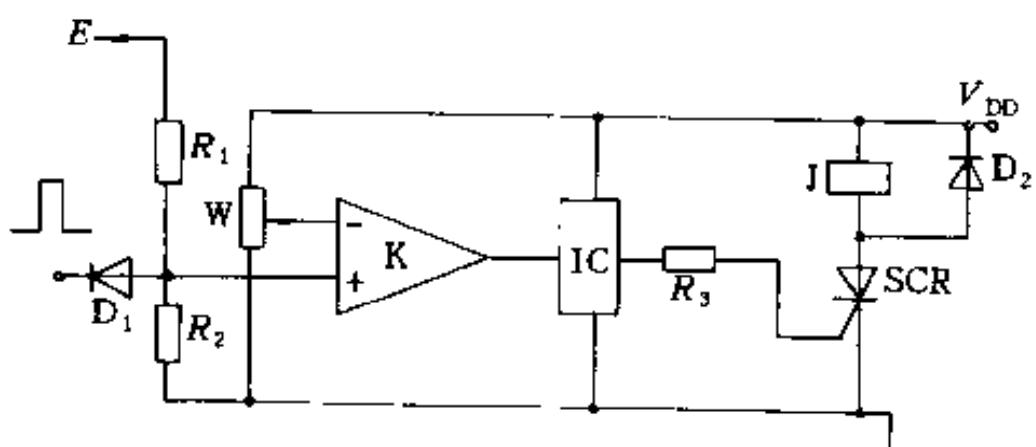


图4-27 自动关机电路

图中, K 为一电压比较器, 反相输入端接一标准电位。该电位整定为蓄电池的充足电压值(对铅酸蓄电池, 单格电池电压为 2.6V)。同相输入端接法与图 4-24 所示的检测电路接法相同。显然, 该电压比较器的同相输入端工作在脉冲状态, 脉冲的频率与主回路充、放电频率相同步, 幅值反映了蓄电池的开路端电压值, 该值通过与设定的标准电位进行比较在电压比较器的输出端以数字量表示。

若同相输入脉冲的幅值低于设定值, 电压比较器输出为零电平, 若同相输入脉冲的幅值高于设定值, 在脉冲高电平的 100ms 期间, 电压比较器 $V_1 > V$, 输出呈高电平 V_{DD} , 在脉冲低电平期间, 电压比较器仍呈零电平。所以, 在蓄电池的开路端电压达到设定的标准值以后, 电压比较器的输出将是频率与输入脉冲相同而幅值等于电源电压 V_{DD} 的宽度为 100ms 的脉冲。IC 为一计数器, 对电压比较器的输出脉冲进行计数, 待计数至相应的脉冲个数后输出一高电平触发晶闸管 SCR, 直流继电器 J 吸合, 其触点带动主回路开关动作切断外电网。

附录一 单相可控整流电路门极触发电路的设计

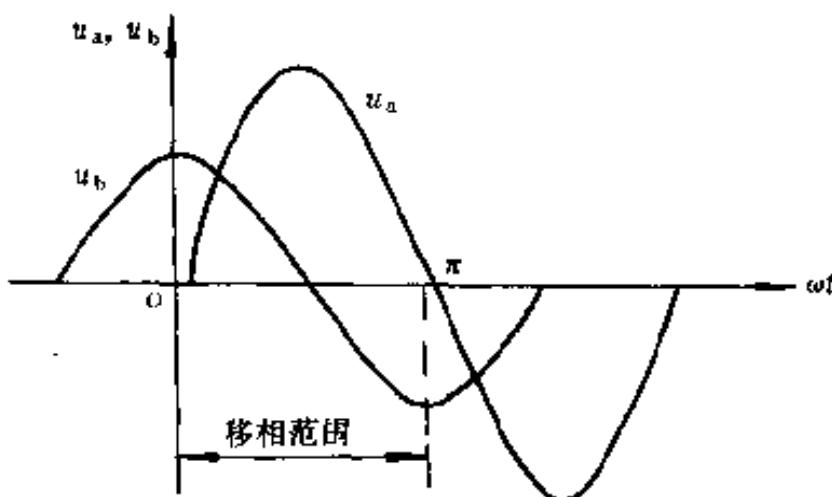
本章第二节关于利用电压比较器设计晶闸管门极触发电路同步关系的论述仅是针对三相可控整流电路而言。在三相电路中, 触发电路相位超前于主回路相位 60°完全可以利用同步变压器的二次连接组别来实现。

单相可控整流电路门极触发电路一般采用单结晶体管组成弛张振荡电路来完成。但是弛张振荡电路移相的线性比较差。这里介绍一种利用电压比较器设计单相可控整流电路门极触发电路的方法。

1. 主回路与触发电路的同步关系

第三章第二节已经论述过，单相半控桥式充电电路，主回路上的两个晶闸管是在交流正弦电压的正半周(即 $0 \sim \pi$ 区间内)时承受正向阳极电压。如果在该区间内加触发脉冲，就会使晶闸管导通，因此，触发电路的移相范围是 $0 \sim \pi$ 。

如本章第二节所述，利用电压比较器产生触发脉冲，正弦波同步信号是在它的负斜率段(即 $\frac{\pi}{2} \sim \frac{3}{2}\pi$)。因此，单相可控整流电路主回路与触发电路之间的相位关系如附图5所示。



附图 5

图中， u_a 为主回路输入交流波形， u_b 为触发电路同步交流波形。

可见，触发电路同步信号应超前于主回路交流电压 $\pi/2$ ，即：

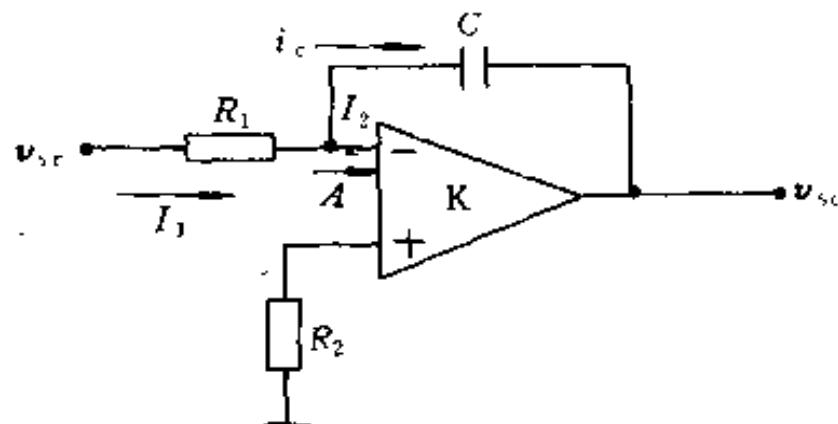
$$u_b = \sqrt{2}V \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = \sqrt{2}V \cos\omega t$$

式中 V —同步电压有效值。

2. $u_b = \sqrt{2}V \cos\omega t$ 的获得，积分运算放大器的工作原理。

本章第一节提到，运算放大器可以组成反相比例放大器

(见图 4-11), 在这个电路中, 输入回路及反馈回路均是电阻元件。现把反馈电阻元件换成电容元件, 如附图 6 所示。



附图 6

由式(4-3)可知, 流经电容 C 的电流 i_c 与电容两端电压 u_c 之间的关系为

$$u_c = \frac{1}{C} \int i_c dt$$

而 $u_c = u_A - u_{sc}$, 即:

$$u_A - u_{sc} = \frac{1}{C} \int i_c dt$$

并联反馈电路当放大倍数足够大时, A 点为虚地, $u_A \approx 0$, 忽略流经放大器的电流 I_2 , 那么,

$I_1 \approx i_c$, 故有,

$$u_A - u_{sc} = \frac{1}{C} \int i_c dt = \frac{1}{C} \int I_1 dt$$

而 $I_1 = \frac{u_{sr} - u_A}{R_1}$ 代入上式可得

$$u_A - u_{sc} = \frac{1}{C} \int I_1 dt = \frac{1}{C} \int \frac{u_{sr} - u_A}{R_1} dt$$

因 $u_A \approx 0$ 上式又可变成：

$$u_{sc} = -\frac{1}{C} \int \frac{u_{sr}}{R_1} dt = -\frac{1}{R_1 C} \int u_{sr} dt$$

若令 $R_1 C = \tau$, 则：

$$u_{sc} = -\frac{1}{\tau} \int u_{sr} dt$$

上式表明：反相比例运算放大器反馈回路用电容元件代替电阻元件，其输出为输入的积分。我们把上述电路称之为积分运算放大器。

若输入电压 u_{sr} 为交流正弦电压

$$u_{sr} = V_m \sin \omega t$$

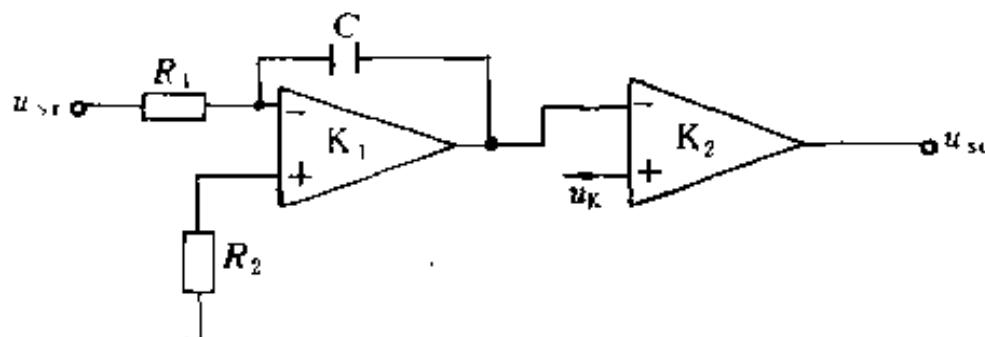
$$\text{有 } u_{sc} = -\frac{1}{\tau} \int u_{sr} dt = -\frac{1}{\tau} \int V_m \sin \omega t dt$$

$$= \frac{V_m}{\tau \cdot \omega} \cos \omega t$$

上式表明：积分运算放大器当输入为一正弦量时，输出即为余弦量，相位将超前于输入信号 90° ，该输出信号正好可以作为单相可控整流电路的触发电路的同步信号。

3. 同步与移相电路（见附图 7）

附图 3 中， u_{sr} 为一与主回路交流输入电压同相位的同步信号， K_1 组成积分运算放大器，输出交流信号超前于输入



附图 7

90° , 将这信号送入由 K_2 组成的电压比较器的反相输入端, 与接在同相输入端的直流控制电平 u_K 进行量值比较, 输出即为数字量。脉冲形成电路与第二节所述的触发电路原理相同, 不再重述。

附录二 同步信号为锯齿波的触发电路

本章第二节介绍的门极触发电路是一种以正弦波为同步信号的触发电路, 它的特点是线路简单, 调试简便, 但同时存在以下不足:

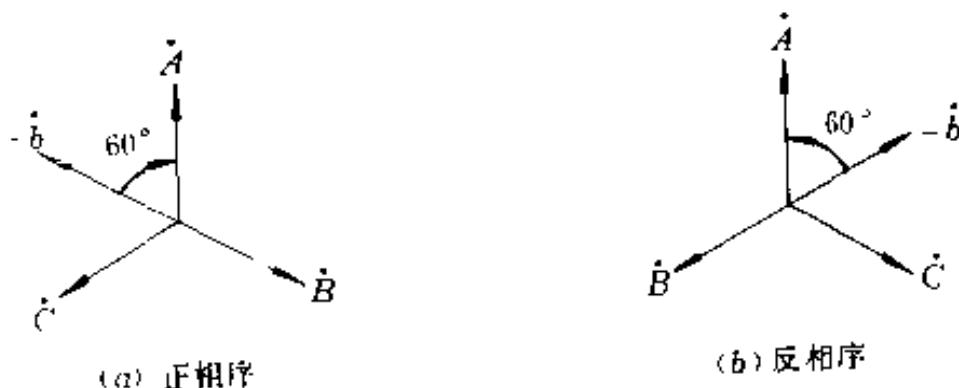
(1) 输出调节线性度差。因为触发脉冲是依靠正弦波与直流控制电压相交而产生, 而正弦波本身在一个周期内其瞬时值与时间不成线性关系, 所以直流控制电压与脉冲移相距离不成线性关系。特别是在正弦波顶部平坦部分线性更差, 理论上移相范围可达 180° , 实际范围少于 180° 。

(2) 输出受电网波动影响比较大。当电网波动时, 正弦同步信号幅值随之改变, 它与直流控制电压的交点亦随之改变, 引起导通角 θ 改变, 最终导致输出电压和输出电流值的改变。

(3) 电路对三相交流电网的相序有严格的要求。电路正常工作的必要条件是触发电路的正弦波同步信号相位超前于它所触发的晶闸管阳极交流电源相位 60° (见图 4—20 相量图), 而一旦电网因线路维修等原因进线相序反接, 同步信号将滞后于主电路相电压 60° , 见附图 8。

反相序情况下, 触发电路与主电路之间的同步关系不符合线路要求, 将引起主电路输出的混乱而导致整个装置不能正常工作。

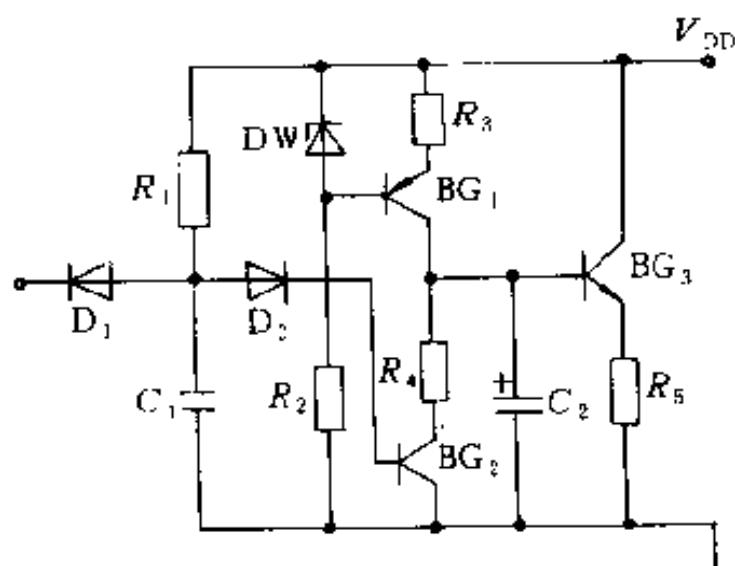
对图 4—16 所示的触发电路加以改进, 正弦同步信号不



附图 8

是直接加于 IC₁ 组成的电压比较器与直流控制电平 V_K 进行量值比较，而是用正弦同步信号作为控制信号产生一直线上升的锯齿波电压与直流控制电平进行量值比较从而产生触发脉冲，这样的电路就能非常满意地克服上述 3 点不足。

产生锯齿波的电路有分立元件组成的电路和集成电路组成的电路，前者线路比较复杂，且不易于调试。现分别予以介绍。



附图 9

附图9为分立元件锯齿波发生电路。电路由晶体管BG₁，BG₂，BG₃以及有关的阻容元件组成。其中稳压管DW、电阻R₂，R₃以及晶体管BG₁组成一恒流源电路。

由于DW的作用，BG₁的基极电位恒定。当BG₂处于截止状态时，电源(+15V)通过BG₁对电容C₂充电，根据式(4-3)，C₂两端的电压为

$$V_{C_2} = \frac{1}{C} \int i dt$$

因为BG₂基极电位恒定，所以此充电电流为一恒定电流I_C，则上式为

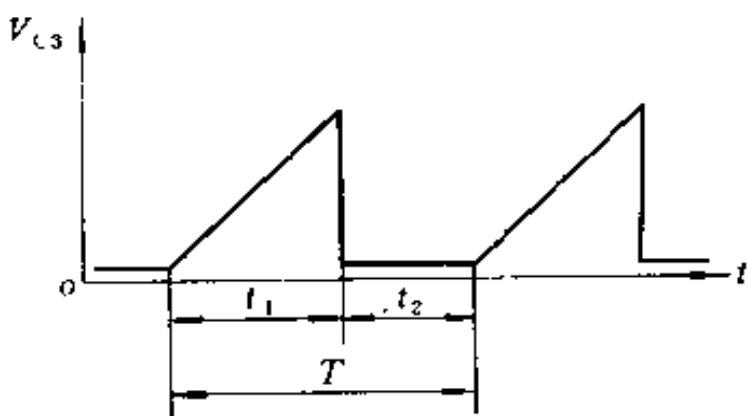
$$V_{C_2} = \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{C} \cdot I \cdot t$$

上式表明，电容两端的电压V_{C₂}是时间t的线性函数，晶体管BG₂基极电压将随电容C₂两端电压的变化按线性增长。我们称此电压为锯齿波电压。充电电流I_C的大小由电阻值R₃决定。调节R₃值，即改变锯齿波斜率。

当BG₂导通时，由于其集电极电阻很小，C₂迅速向由R₄、BG₂的集-射结组成的回路放电。电容C₂(即BG₃的基极电位)迅速降到零。

若BG₂按一定规律周期性地导通和截止，BG₃的基极电压就形成了一锯齿波电压。该锯齿波电压通过BG₃射极跟随输出送至下一级电压比较器。设置BG₃的目的，是提高电路的带负载能力，减小下一级的电流对锯齿波电压的影响。锯齿波电压如附图10所示。

图中，t₁为BG₂截止时间，t₂为BG₂导通时间。T=t₁+t₂为锯齿波电压周期，f=1/T为其频率。该频率应与交流电源



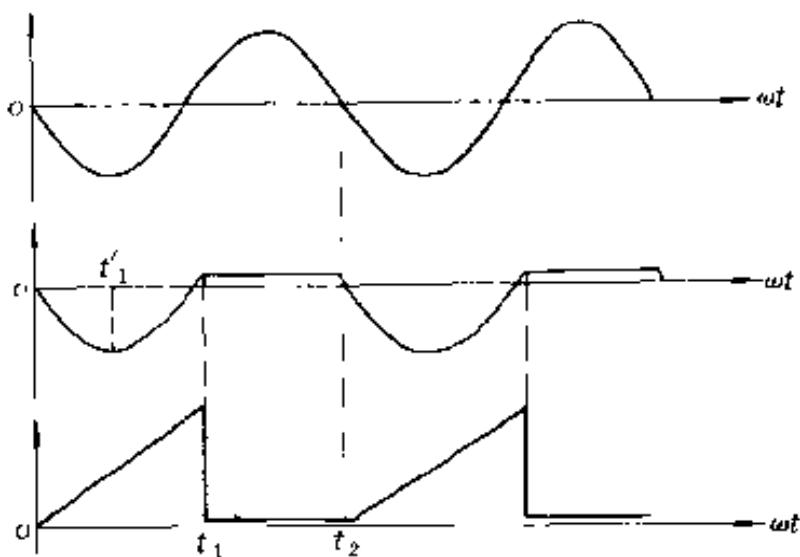
附图 10

频率相一致才能保证触发电路与主电路保持同步关系。

锯齿波电压的产生是由晶体管 BG_2 控制的，由附图 6 可知， BG_2 截止时间便是锯齿波宽度。 BG_2 导通时间是锯齿波电压为零的宽度。 BG_2 起着一个开关的作用，其开关的频率就是锯齿波的频率。如果开关频率受控于主回路交流电源，使之与主回路频率相一致，那么锯齿波与主回路的同步问题即可解决。附图 5 中的二极管 D_1 、 D_2 以及电阻 R_1 ，电容 C_1 的作用就是保证开关 BG_2 与电源频率一致。

二极管 D_1 阴极接正弦同步信号，在正弦同步负半周的下降段， D_1 导通，电容 C_1 被充电， D_1 阳极接近于阴极负电位（相差 0.7V），开关 BG_2 因其基极处于反偏而截止。当同步信号上升至负向峰值时，二极管 D_1 截止。 $+15V$ 电源通过电阻 R_1 继续对电容 C_1 充电。这一阶段电容的端电压从同步电压负向峰值开始按指数函数上升，其充电时间由 R_1 、 C_1 值所决定。在 C_1 端电压上升至 $+1.4V$ 之前， BG_2 仍保持截止状态，而当该电压达到 $+1.4V$ 时， BG_2 由截止变为导通，同时 C_1 端电压被箝位于 $1.4V$ ，直至正弦同步电压下一个周期负半周到来时， C_1 上的 $1.4V$ 电压迅速向负半周放电及负向充电， BG_2 又恢复截止状态。如此周而复始，在一个正弦同步信号周期

内, BG_2 呈现出了截止与导通两个状态, 对应的锯齿波电压也完成了一个周期, 从而达到锯齿波电压与主回路交流电源频率相同步这一目的。附图 11 示出了各点波形。



附图 11

图中, 锯齿波宽度 $0 \sim t_1$ 由电容 C_1 充电时间所决定, 由两部分组成: $0 \sim t'_1$ 为电容按正弦规律从零值反向充至负向峰值, 其值为 $\frac{1}{4}$ 正弦波周期; $t'_1 \sim t_1$ 为电容按指数函数规律从负向峰值 $-V_m$ 充至 $+1.4V$ 电压止, 这段宽度按下式计算:

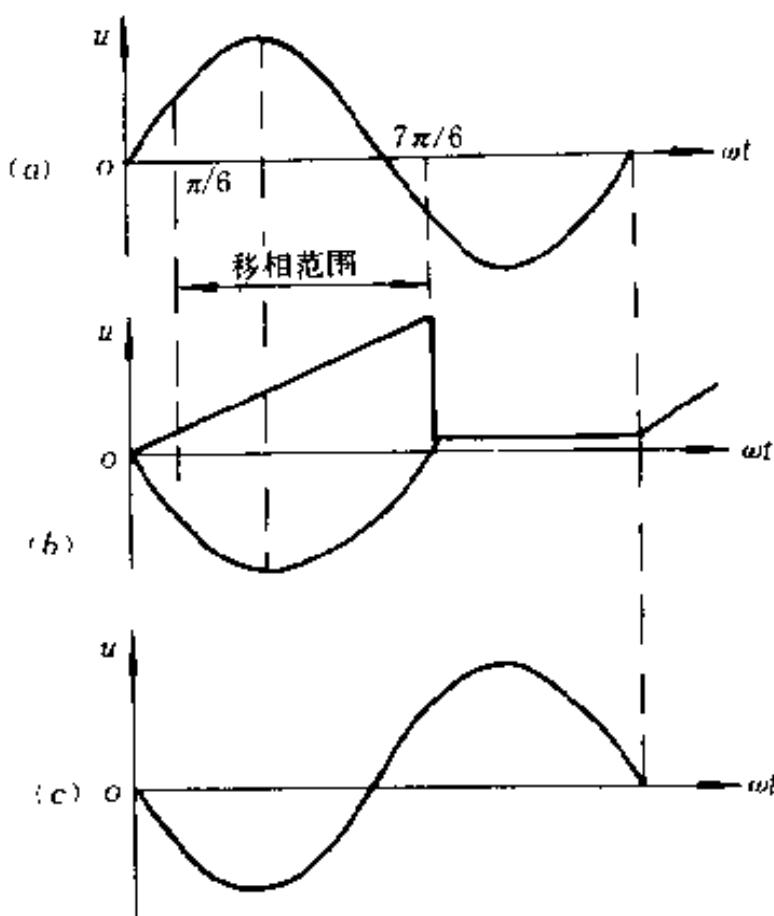
根据式 (4-5)

$$V_C = E (1 - e^{-t/R})$$

令 $E = -V_m$, $V_C = 1.4$ 代入, 可得

$$t = -RC \ln \left(1 + \frac{1.4}{V_m} \right)$$

如本章第二节所述、主回路晶闸管导通的移相范围是主电路相电压的 $\pi/6 \sim 7\pi/6$ 这 180° 范围之内 (见图 4-19), 由此可画出主电路与同步电压、锯齿波电压之间的相位关系如附图 12 所示。



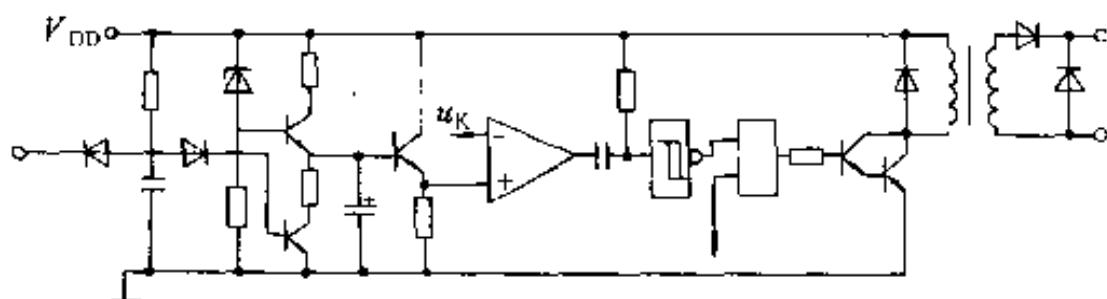
附图 12

附图 12 (a) 为主电路相电压波形, (c) 为同步正弦电压波形, 两者相位相差 180° 。显然, 如此相位差不管电网相序正反与否都能满足同步要求。同时, 该电路的触发脉冲是通过锯齿波电压与直流控制电平进行量值比较而产生的, 所以线性度好而且能够满足电网波动保持导通角的稳定的要求。

锯齿波电压与移相电路、脉冲形成及控制、脉冲功率放大电路配合, 形成了门极触发电路如附图 13 所示。

集成电路锯齿波形成电路以运算放大器为器件。

本章附录一曾指出, 反相比例运算放大器反馈回路用电容元件代替电阻元件, 其输出为输入的积分。该电路称之为积分运算放大器, 其输出与输入之间存在下列关系:



附图 13

$$u_{sc} = -\frac{1}{RC} \int u_{sr} dt$$

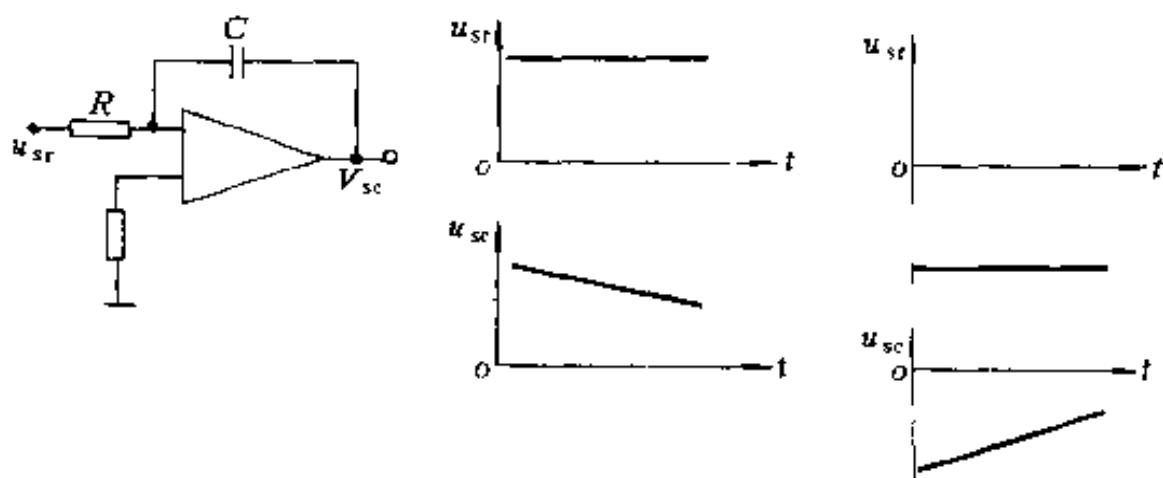
若输入 u_{sr} 为一恒定的直流电压，则上式为

$$u_{sc} = -\frac{1}{RC} u_{sr} \cdot t + u_{sc}(0)$$

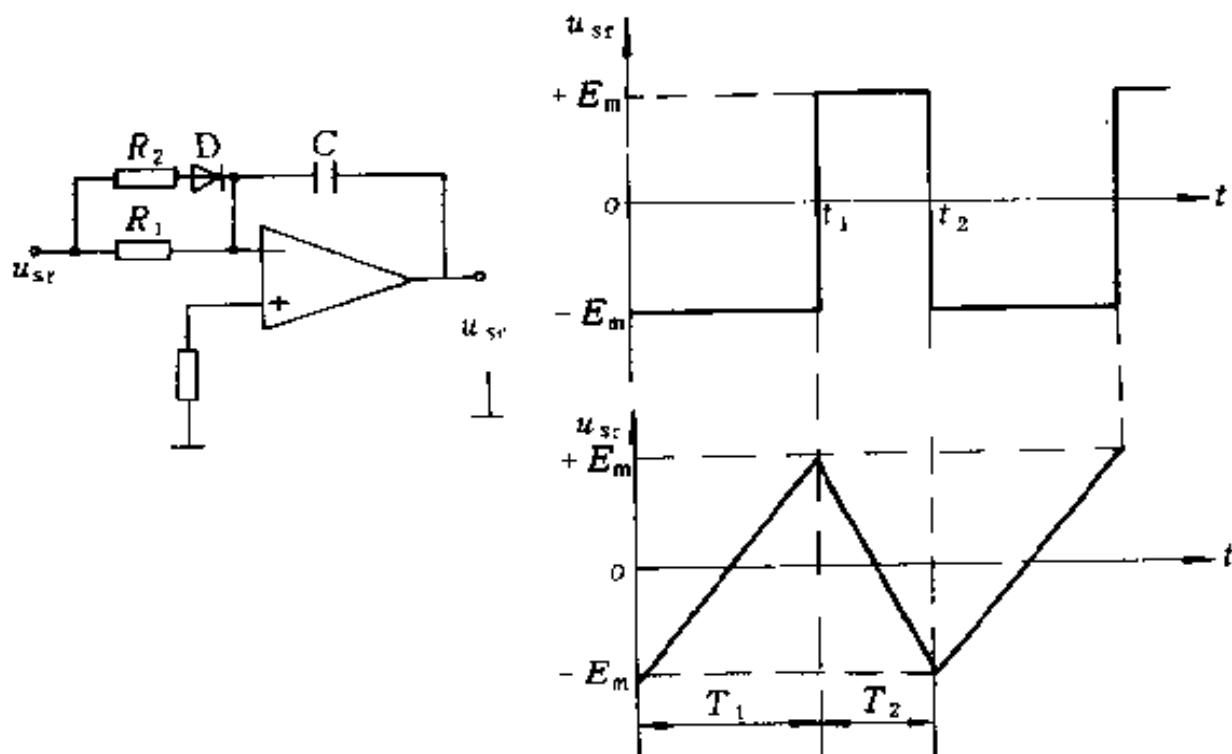
式中， RC 为积分时间常数， $u_{sc}(0)$ 为起始值。

上式表明，输出为一直线上升或直线下降的电压。当 $u_{sr} > 0$ 时，输出呈直线下降；当 $u_{sr} < 0$ 时，输出呈直线上升，如附图 14 所示。

若 u_{sr} 为一正负交变的矩形波电压，则输出为一锯齿波电压，具体电路及波形如附图 15 所示。



附图 14



附图 15

附图 15 中, T_1 时间内, 积分器输入电压为负值, 积分器对此电压进行积分、积分时间常数为 $R_1 \cdot C$, 输出将从 $-E_m$ 线性上升, 若选择 $R_1 C = \frac{1}{2} T_1$, 代入公式 $u_{sc} = -\frac{1}{RC} u_{sr} \cdot t + u_{sc}(0)$, 可计算出在 T_1 时间内, 输出上升值:

$$\begin{aligned}
 u_{sc} &= -\frac{1}{R_1 C} u_{sr} \cdot t + u_{sc}(0) \\
 &= -\frac{2}{T_1} (-E_m) \cdot T_1 - E_m \\
 &= E_m
 \end{aligned}$$

即在 t_1 时刻, u_{sr} 从 $-E_m$ 线性上升至 $+E_m$, t_2 时, 积分器输入极性反向, 从 $+E_m$ 突变至 $-E_m$, 积分器反向积分, 积分常数为 $\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot C$, 输出将从起始值 $+E_m$ 线性下降。同样, 若

选择 $\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot C = \frac{1}{2} T_2$ ，在 t_2 时刻，输出 u_{sc} 将下降至 $-E_m$ ，从而形成一锯齿波的周期。如此周而复始，在积分器的输出形成了锯齿波电压。

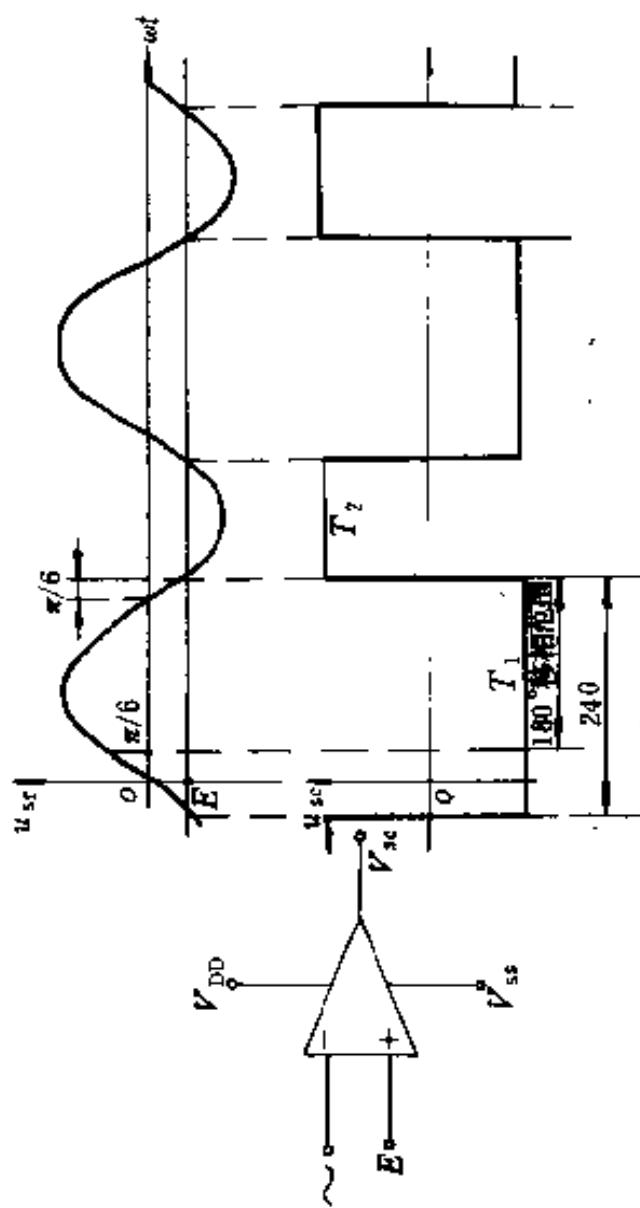
$T = T_1 + T_2$ 为锯齿波电压的周期， T_1 为其上升段， T_2 为其下降段。门极触发脉冲的产生是通过其上升段直线上升的电压与给定的直流控制电平相比较来实现的。显而易见，和上述分立元件电路分析方法一样，该锯齿波电压必须与晶闸管主电路的交流电源保持频率的一致，而要达到这一点，就应该保证积分器的输入矩形波频率与电源频率的一致，除此之外，还要保证矩形波负电压段 T_1 和晶闸管主电路交流相电压的移相范围（前已指出，为相电压的 $\pi/6 \sim 7\pi/6$ 范围内）保持相位的一致。为达到这一目的，矩形波电压由附图 16 所示的电压比较器电路产生。交流同步电压加于比较器的反相输入端，直流电压 E 加于比较器的同相输入端，且使

$$E = -\frac{1}{2}V_m$$

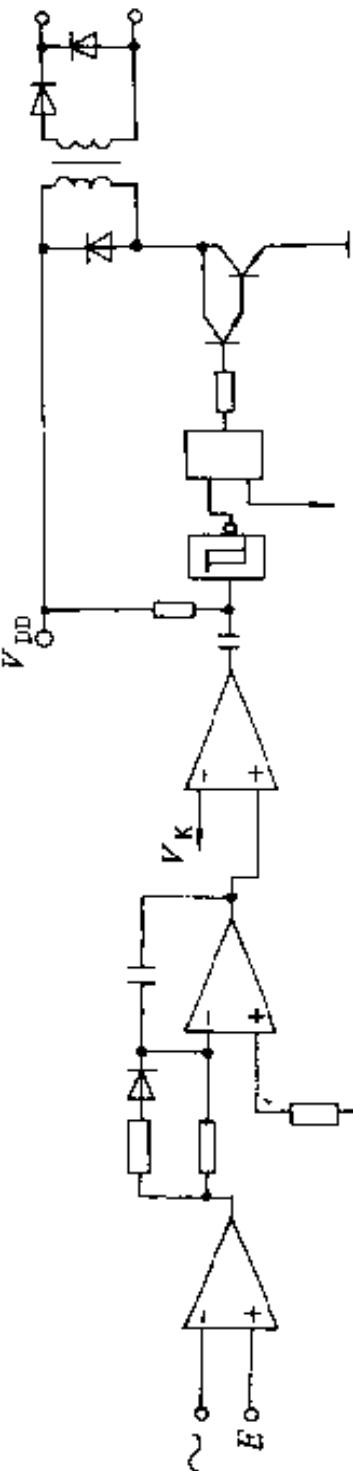
式中 V_m —— 交流同步电压的幅值。

从波形图中可以看出，直流电平 E 与交流同步电压相交于负向 $\pi/6$ 处。下图是输出波形，负电压 T_1 从正弦信号的一个周期的 $-\frac{\pi}{6} \sim -\frac{\pi}{6}$ 段为 $\frac{4}{3}\pi$ 弧度。该段区间包括了晶闸管移相范围 $\frac{\pi}{6} \sim \frac{7}{6}\pi$ 的 180° 。显而易见，比较器输出矩形波频率与电源频率完全一致，而且负电压段占有 240° ，通过脉冲形成电路的直流控制电压的量值选择利用其中的 180° 作为晶闸管的移相范围。

最后，附图 17 示出了集成电路锯齿波触发电路电路图。



附图 16



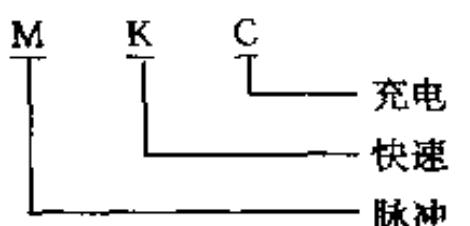
附图 17

第五章 MKC 系列快速充电装置

MKC 系列快速充电装置是依据“定频充电逆变放电去极化”的快速充电原理而研制成的一种新型的蓄电池充电装置。装置具有快速充电及常规充电两种功能。

装置的电子控制电路采用 CMOS 集成电路，可靠性高、维修简便。在充电的全过程中，蓄电池的端电压自始至终都处于控制电路的监控之下，直至充足自动关机为止。

装置的型号表示含义如下：



第一节 型号、规格和主要技术参数

MKC 系列快速充电装置按便用对象不同分 3 种规格

一、MKC— $\frac{1}{2}$ 型快速充电装置

这种规格的装置主要适用于煤矿地面、码头、工厂等无爆炸性气体的环境中对蓄电池机车作快速充电用。MKC—1 型适用于 8, 5, 2.5t 蓄电池电机车；MKC—2 型适用于 2.5t 蓄电池电机车。其主要技术参数见表 5—1。

充电时间

初次充电约 20h

表 5-1 MKC₂型快速充电装置主要技术参数

型 号	交流输入		直流输出		外形尺寸 (mm) 高×宽×厚	负载电压 (V)
	电压 (V)	电流 (A)	电压 (V)	电流 (A)		
MKC-2	三相, 380	35	0~75	400	1650×800×550	48
			0~75			48
			0~100			90
MKC-1	三相, 380	80	0~150	100	1920×950×700	110
			0~180			132
			0~210			140

表 5-2 MKC-180/0-180-75矿用隔爆型快速充电装置主要技术参数

型 号	输入电压 (V)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	外形尺寸 (mm) 长×宽×高
MKC-180/0-75-d I	380 或 660 (AC)	0~75	180	1620×750×1440
MKC-180/0-180-d I	380 或 660 (AC)	0~100 0~120 0~180	180	1620×750×1440

正常充电约 2h

二、MKC-180/0- $\frac{75}{180}$ -d I 型矿用隔爆型快速充电装置

1. 用途

本装置专用于煤矿具有煤（岩）与沼气突出的矿井和沼气喷出的巷道区域的井下充电室内和低，高沼气矿井的井下充电室内，给蓄电池电机车的蓄电池组进行快速充电，但同时也兼有常规充电的功能。

MKC-180/0-75-d I 型适用于 2.5t 蓄电池电机车；MKC-180/0~180-d I 型适用于 2.5t, 5t 及 8t 蓄电池电机车。与不同等级的电机车的匹配是通过变换整流变压器二次侧分组抽头实现的。

2. 主要技术参数见表 5—2。

3. 结构特征

本装置系矿用隔爆型，整机结构由隔爆腔体与机芯两部分组成。

隔爆腔体按 GB3836-83《爆炸性环境用防爆电气设备通用要求》以及 GB3836.1-83《爆炸性环境用防爆电气设备隔爆型设备“d”》设计、制造和检验。

本装置隔爆腔体外型如图 5-1 所示。

腔体下部装有车轮，可以在井下硐室及平巷轨道上移动，轮距根据现场需要，制成 600mm 及 900mm 任一种。

隔爆腔体由隔爆主腔及接线腔两个互为独立的腔体组成。接线腔装有 4 个喇叭型接线装置，供三相交流电源，蓄电池正、负极以及隔爆磁力起动器接线。隔爆主腔体由铁板制成皱纹形与法兰、底板焊接而成。主腔前面装有门，门与主腔体用 M16 螺钉紧固。

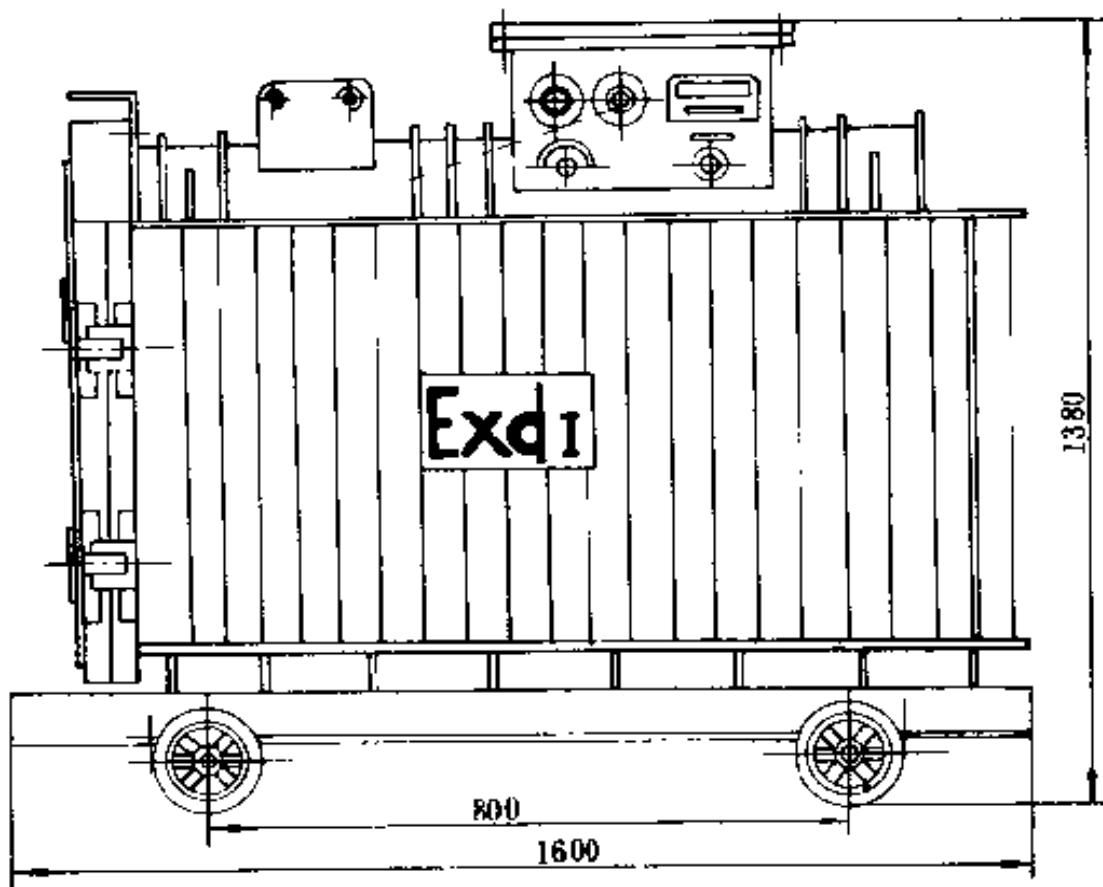


图 5—1 MKC—180/0— $\frac{75}{180}$ —d I 矿用隔爆型

快速充电装置隔爆腔体外型图

隔爆主腔上前方为仪表腔，仪表，指示灯，电流调节旋钮均装于仪表腔上。

机芯装于隔爆主腔体内，机芯由变压器、整流元件组成，全部元件装于一个可以移动的小车上，在变换变压器次级分接头时，可以打开前门移出小车进行操作。

所有的电子控制线路均装在一块印刷板上，置于仪表腔内。

整个装置通过 QC810—60 型矿用隔爆型磁力起动器与三相交流电网连接。

4. 技术性能

采取脉冲大电流充电的充电电流约为 $0.4 \sim 0.5c$ (c 为蓄电池组额定容量)。

在脉冲大电流的始终均采取定频的停充电及反充电，周期约为 5s。

充电时间

初次充电约 20h

正常充电约 3h

蓄电池充足容量后自动关机，并有红灯显示

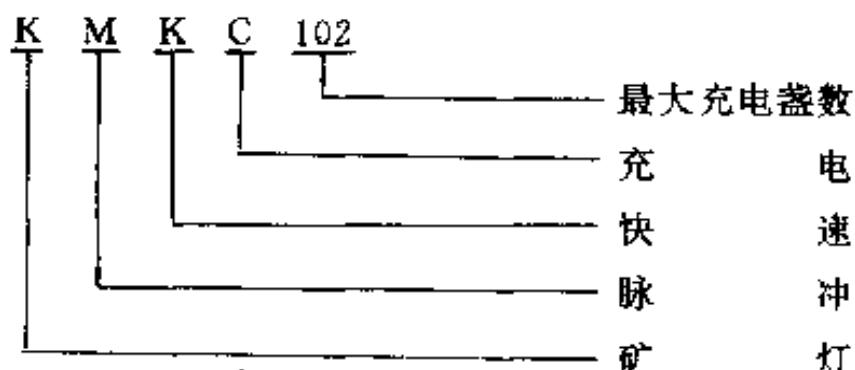
蓄电池反接闭锁保护

三、KMKC-102型矿灯快速充电装置

1. 用途

本装置是专供煤矿矿灯房的酸性或碱性矿灯蓄电池进行快速充电之用的专用设备。

装置型号含义：



2. 结构特征

为了充分发挥本装置充电速度快，充电盏数多（一天可充 600 余盏灯）的优越性，而又不违反矿灯房现有的充电制度，不增加充电工人搬运矿灯的劳动强度，充电装置采用两种结构型式供现场选用。

(1) 对于大中型煤矿，由于日充电次数多，充电装置采

用整流柜——充电架——电瓶推车的结构形式。充电时，矿灯放在电瓶推车上，灯头插入充电架上的充电装置进行充电。充电结束，卸下灯头，把电瓶推车推到灯房窗口进行发放（见图 5—2）。

整流柜 高 1600mm，宽 560mm，厚 380mm

充电架 高 1600mm，宽 1100mm，厚 380mm

(2) 对于日充电次数少的小型煤矿，充电装置采用常规充电架的结构形式，整机由整流柜和充电架两部分组成（见图 5—3）。

整流柜 高 1600mm，宽 560mm，厚 380mm

充电架

双面三层钢板结构 高 1600mm，宽 1960mm，厚 380mm

整流柜输出直流电源，由电缆与充电架连接。

3. 技术参数

输入电压	AC380V
------	--------

输出电压	
------	--

酸性蓄电池负载	6V
---------	----

碱性蓄电池负载	4.5V
---------	------

输出电流	
------	--

酸性蓄电池负载	600A
---------	------

碱性蓄电池负载	800A
---------	------

充电时间	
------	--

初次充电	约 20h
------	-------

正常充电	约 2h
------	------

充电方式	
------	--

蓄电池并联充电	
---------	--

四、BMKC 型快速充电装置

1. 用途

本装置是容量为 182AH 以下，额定电压为 24V 以下的

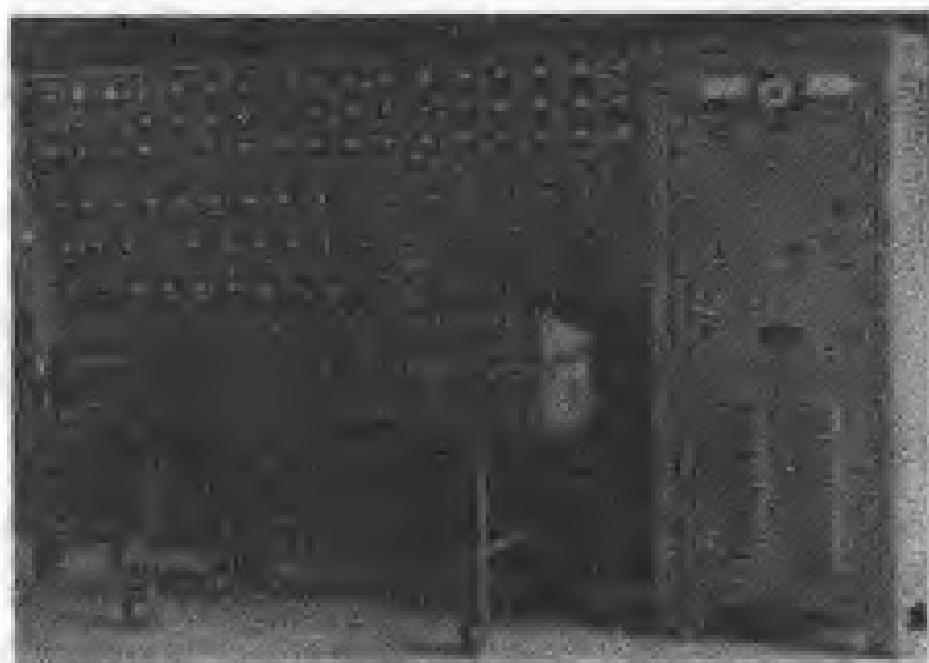


图 5-2 整流柜——充电架——电瓶推车结构形式
的矿灯快速充电装置

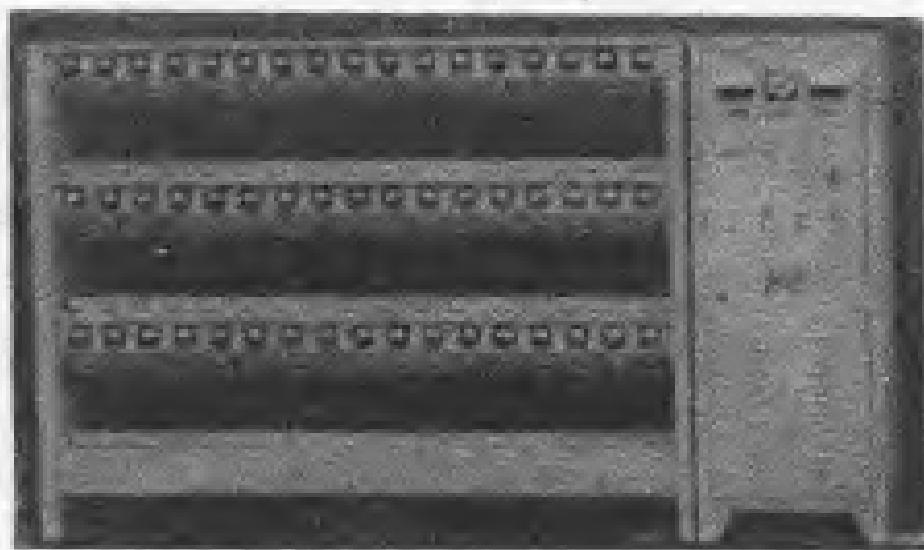
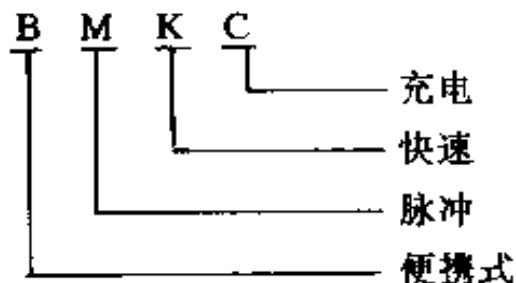


图 5-3 常规充电架结构形式的矿灯快速充电装置

DG 型汽车蓄电池进行快速充电的设备。

装置型号含义：



2. 主要技术参数

输入电压	单相交流 220V
输出电压	30V、15V 两档
输出电流	120A
适充蓄电池	24V、12V
外形尺寸 长×宽×高	800mm×290mm×400mm
重量	50kg
充电时间	
正常充电	2h
初次充电	20h

第二节 电路结构

MKC 系列快速充电装置的电路结构方框图如图 4—1 所示。这种电路具有如下特点：

- (1) 逆变放电量连续可调，使装置能够与各种不同电压等级，不同容量的蓄电池组相匹配。
- (2) 采用集成电路控制回路，整个控制电路集中于一块印制板上，维护简便。
- (3) 蓄电池的端电压随时处于监控之中，具有充足自动关机功能，避免蓄电池过充电。

(4) 具有蓄电池反接闭锁保护功能、避免因不慎将蓄电池极性反接而造成电源和负载之间的短路。

现以 MKC-180/0~180-d I 型矿用隔爆型快速充电装置为例说明其工作原理。该装置的电路如图 5-4 所示。

三相交流电源 380V (或 660V) 通过 QC810-60 矿用隔爆兼本质安全型磁力起动器接至装置的输入端。该磁力起动器是装置的操作开关。

合上 QC810-60 阀刀开关, 该开关接点 7 与 8 之间带电 (AC36V), 变压器 B_2 得电, 该变压器是控制电路的电源变压器。装置处于主回路不带电而控制电路已工作的“准备”状态。

揿 QC810-60 磁力起动器的“起动”按钮 QA, 磁力起动器 AC9V 电源经中间继电器 ZJ 线圈——停止按钮 TA——二极管 D——起动按钮 QA——装置控制电路—继电器 CJ₁、CJ₂ 切断, 触点形成回路, ZJ 线圈带电吸合, 从而带动交流接触器 JLC 吸合。交流电源 380V (或 660V) 通过 JLC 触点引入装置整流变压器 B_1 , 主回路带电, 此时装置已处于主回路及控制电路同时带电的工作状态。

CJ₁ 为蓄电池充足自动关机继电器触点。蓄电池一旦处于充足状态, CJ₁ 便断, 主回路失电, 实施自动关机。

CJ₂ 为蓄电池反接保护继电器, 当蓄电池极性不慎反接时, 二极管 D₁₆ 处于正向偏置, 继电器 CJ₂ 带电吸合, 其动断触点断开, 磁力起动器的交流控制回路断路, 实施闭锁功能。

装置能适应输入交流电网 380V、660V 的功能是通过整流变压器 B_1 一次侧的△接法或 Y 接法实现的。当电网为 380V 时, 整流变压器应按△接法; 当电网为 660V 时, 整流变压器应按 Y 接法。变换位置在整流变压器侧面转换板上。

要打开主隔爆腔体门，移出机壳进行操作。

装置能适应负载蓄电池为 48V、90V、110V 及 132V（分别为 2.5t、5t 与 8t 蓄电池电机车）的功能是通过改变整流变压器 B_1 二次侧零线位置实现的，如图 5—5 所示。当零点处于 I 位置 (I_a, I_b, I_c 短接) 时，负载蓄电池为 48V，而当零点处于 II 位置 (II_a, II_b, II_c 短接) 时，负载蓄电池应为 132V。

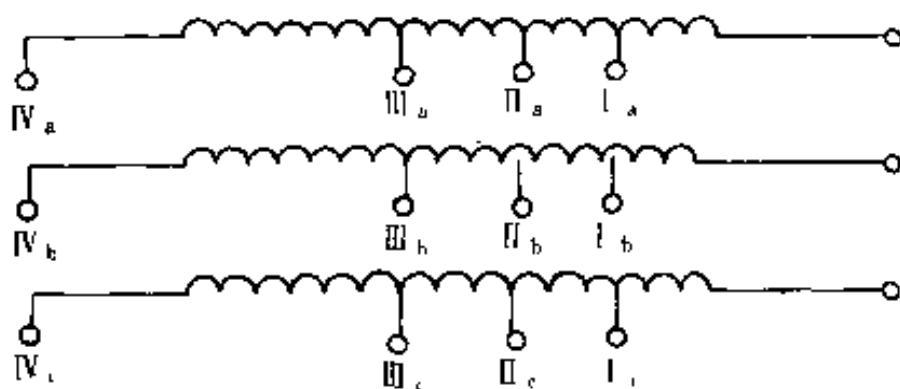


图 5—5 整流变压器二次侧分接头接法

装置与不同电压等级的蓄电池组相匹配还应改变控制回路的采样电阻值。为此，控制电路设置了一个采样电阻转换开关，当改变整流变压器二次侧分接头时，应同时选择相应的采样电阻挡，使得不同等级电压的蓄电池组采样电压值恒为 3 格电池电压。

MKC 系列快速充电装置兼有快速充电与常规充电的功能是通过控制门极触发电路的控制门（图 5—4 集成电路与门 G_3 ）的输入端的电平实现的。 G_3 内部共有 4 个各为独立的二输入与门电路，其中 3 个与门用于三相整流触发脉冲的控制，另一个与门用于放电触发脉冲的控制。当“常规——快充”转换开关置于“快充”档时，4 个与门的输入端与程序控制电路相应的输出端相连，以完成对相应触发脉冲的释放和封锁，从

而完成充一停一放电的功能实施。当此转换开关置于“常规”档时，4个与门的相应输入端与程序控制电路切断，三相整流触发脉冲的控制门控制端与+15V电源相连，逆变放电触发脉冲与地相连。充电装置输出为恒定的直流电流，不再具有停充、放电功能。

快速充电装置所有的控制回路元件全部组装在一块线路板上，置于装置的仪表腔内。该线路板包括触发电路，程序控制电路、反馈控制电路及稳压电源电路。

第三节 安装、使用与调试

本节仅对矿用隔爆型快速充电装置的安装程序作说明。其他型号的装置除“隔爆”要求外均与此相同。

一、安装程序

1) 装置运到现场后，应在井上检查其外观是否有异常现象，开盖检查各紧固件。有无因运输而造成的松动、脱落、碰撞等现象。

2) 着重检查各隔爆面有无损伤。本装置隔爆面主要有下列部件：

门与法兰面

上盖与接线腔法兰面

电流调节旋钮轴与轴套

接线腔体与主隔爆腔接线柱的孔与轴

3) 检查仪表腔观察窗的钢化玻璃有否因运输震动而引起松动，检查进线装置喇叭口密封圈的配合间隙是否正常。

4) 检查内外接地螺钉有否生锈、有否设置防松装置。

5) 全面核对电网电压与负载蓄电池电压。把整流变压器的一次侧，二次侧接线柱接到相应的位置上。

6) 合盖后，所有紧固件都要拧紧，以防传爆。

7) 测量三相交流输入端对机壳以及直流输出端对机壳的绝缘电阻(用2000V兆欧表测量)，在常温常湿的条件下，应不低于 $2M\Omega$ 。

8) 装置下井前应在地面进行通电测试，经测试确认装置正常后方可运至井下运行。通电测试程序如下：

(1) 装置与QC810—60隔爆磁力起动器接线。用三芯矿用电缆(可按最大电流35A选择导线截面)通过装置接线腔上的进线装置与整流变压器输入接线柱相连，QC810—60磁力起动器的控制线(第14, 12, 8, 7, 26, 28号)通过另一个小的进线装置接入装置。

蓄电池组正负极通过2个进线装置接入接线腔。此时装置电压表应显示蓄电池组电压值。

(2) 合上隔爆开关，装置“合闸”指示灯亮。

(3) 装置“常规——快速”转换开关置快速挡。电流调节旋钮逆时针旋至零位。

(4) 撤动隔爆开关起动按钮，装置“启动”指示灯亮。

(5) 缓慢顺时针旋转电流调节旋钮，此时装置电压表、电流表指针应上升，而且大约每隔5s表头指针有一负跳变，说明该机主回路及控制回路均正常。若无充电电流或无脉冲，说明主回路或控制回路有故障，应在地面排除后方可下井。

(6) 蓄电池组充足，装置自动关机，装置“充足”指示灯亮。

(7) 把“常规——快速”转换开关置常规挡。调节电流旋钮应无负跳变。

(8) 人为反接蓄电池组正负极性，装置“事故”指示灯亮，撤动隔爆开关起动按钮，装置无法起动。

二、使用

1. 充电电流的调节

1) 正常充电

本装置之所以比常规充电的时间短，主要是因为增大了充电电流，同时辅以瞬时的一定频率的停充电和反充电。装置按 $0.5c$ (c 为蓄电池组的额定容量) 电流起充。但是因为蓄电池容量大小、新旧程度、使用情况，残余电压各异，所以起充电流也应有差异。开始充电时不宜单方面追求大电流充电，而应该控制充电的全电压，一般每格全电压（即装置电压表的指示值）以 $2.7V$ 为宜。即 $u=2.7n$ (u 为电压表指示值； n 为电池的格数)，另视输出电缆截面及长度另加导线压降 $3\sim5V$ 。

2) 关于初充电

利用本装置对蓄电池组进行初充电，可以用 $0.3c$ 电流起充，充至端电压达每格 $2.4V$ 时，再将充电电流减半、充至电解液比重达 1.280 时，再充 $30\sim60min$ ，如果比重不再上升即可完毕，不需要象常规充电的初充电规程那样。一次充毕，即可使用。

3) 过放电蓄电池和容量已经衰减严重的旧蓄电池的充电。

对于过放电蓄电池（指每格电压低于 $1.7V$ ，比重小于 1.170 的蓄电池）和容量已经衰减严重的旧蓄电池初始充电不能采用正常蓄电池那样的大电流，可用 $0.3c$ 左右的电流充一个时期并随时观察蓄电池的端电压和电解液比重恢复状况、待端电压和比重恢复正常后再进行正常的快速充电。

2. 放电深度的调整

放电深度合适与否是影响快速充电质量的极其重要的环

节，对于不同容量，不同新旧程度的蓄电池，以及不同的充电电流，应有不同的放电深度。也就是说，放电深度这个物理量随负载的性质而变，理论推导这个物理量的最佳值是非常困难的，而且也没有实际意义，因为装置匹配的不是单一型号的蓄电池，而且蓄电池本身的状况差异很大，充电装置应该具备比较宽的包容性和适应性。

放电深度的调整是通过改变逆变晶闸管门极触发电路的导通角来实现的，如图 5—4 所示调节电位器 W_2 ，即改变逆变晶闸管的导通角。用户可根据负载蓄电池的容量以及实际的新旧程度在充电过程中自行调整，要反复几次，在保证符合要求的充电时间的前提下，以蓄电池的温升最低，出气量最少为放电量的最佳状态。

该快速充电装置设有逆变放电的监视电路，如图 5—6 所示。图中，电流互感器一次侧取自逆变电路放电电流值，二次侧经二极管 D 整流，晶体管 G 放大后驱动指示灯，指示灯的状态为暗 5s 亮 120ms，从指示灯的亮度也可以直观地判断放电量的大小。

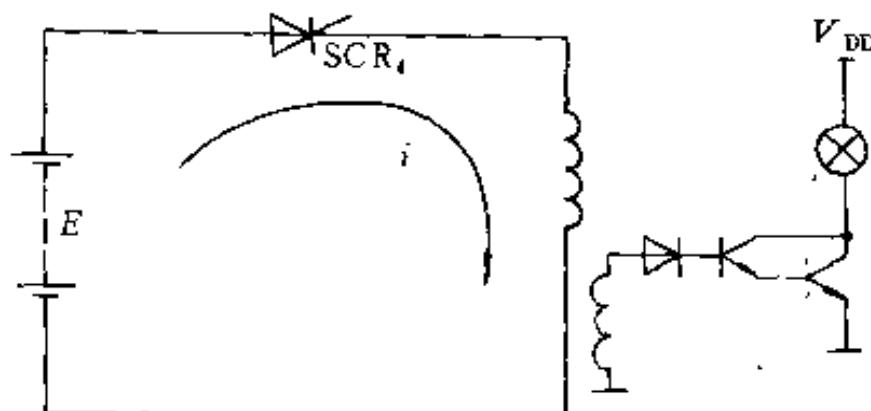


图 5—6 放电脉冲监视电路

3. 充足自动关机电位的调整

本装置自动关机充足电位整定为开路端电压值每格电池电压 2.7V，这个电位值的整定是对新蓄电池而言，蓄电池新旧程度不一，其充足电位值也应有异。一般旧蓄电池端电压在充电状态下不可能达到每格 2.7V，所以在实际使用时应根据充电装置的负载蓄电池的新旧程度进行必要的整定。

充足自动关机是根据蓄电池的开路端电压与设定的标准电位进行比较而实现的。如图 5—4，调节电位器 W_3 ，即可改变整定值。

三、调试

快速充电装置在正常使用之前必须进行必要的调试。调试步骤分控制电路调试和整机调试。前者检查控制电路的各种参数要求，后者检查主电路的输出功能。

1. 整机调试

整机调试分两个步骤进行。

首先用电阻（例如用灯泡）作为负载。

把电阻负载接至快速充电装置输出端，装置输入端接交流电网，缓慢调节面板电流调节旋钮，充电电压表数值缓慢上升，当旋钮调至最大刻度时，充电电压表应能升至装置的额定输出电压值。在快充的状态下，电压表应有每隔 5s1 次负向跳变的状态显示，说明主电路中的充电电路以及相应的控制电路正常。用示波器监视输出，可以观察到三相整流导通角从零一直到全导通的波形。

然后用蓄电池组作为负载。

该项调试主要用于考核快速充电装置对蓄电池的放电功能。装置处于对蓄电池组进行快速充电的状态下开机工作，放电监视指示灯按要求闪烁，表明放电主回路及其控制电路正常。用示波器监视输出，可以观察到如图 3—2 所示的充、放

电波形。

2. 控制电路调试

控制电路调试的目的在于熟悉并掌握快速充电装置的电路工作原理，有关的参数要求，以便当装置一旦出现故障时能迅速寻找故障点予以排除。

控制电路元件全部组装在一块印制板上，由一个 37 位插座与主回路及交流控制回路连接。检查各种参数程序如下。

(1) 检查稳压电源值。整个控制电路的工作电源为 DC+15V 和 DC-15V。插座第 16 位与第 17 位(地)之间为 +15V，插座第 18 位与第 17 位之间为 -15V。

(2) 用示波器观察三相整流触发脉冲。快速充电装置处于“快充”状态。示波器直接接至三相整流晶闸管门极与阴极、波形如图 5-7 所示，触发脉冲应与工频相频率，瞬时消失 320ms。

(3) 检查逆变放电触发脉冲。快速充电装置同样处于“快充”状态，示波器接至逆变晶闸管门极与阴极，波形如图 5-8 所示。若装置处于“常规”状态，触发脉冲应消失。

(4) 快速充电 3 个时间的检查。用示波器观察集成电路 G₆ 的第 10、4、6 脚对地的波形（参见图 5-4），应如图 5-9 所示。观察集成电路 G₇ 第 6 脚对地波形，应如图 5-10 所示，图 5-10 波形零电位宽度应为图 5-9 3 个脉冲零电位宽度之和，频率应一致。

(5) 反馈控制的检验。装置处于控制电路带电而主回路不带电的状态，用一个可调的直流电源模拟蓄电池电压。该电源接至控制电路板第 11 位与地之间。当该模拟电压值为 48V 时，集成电路运算放大器 G₈ 第 3 脚对地的波形如图 5-11 所示。脉冲宽度为 100ms，周期为 5s，幅值为 6V。

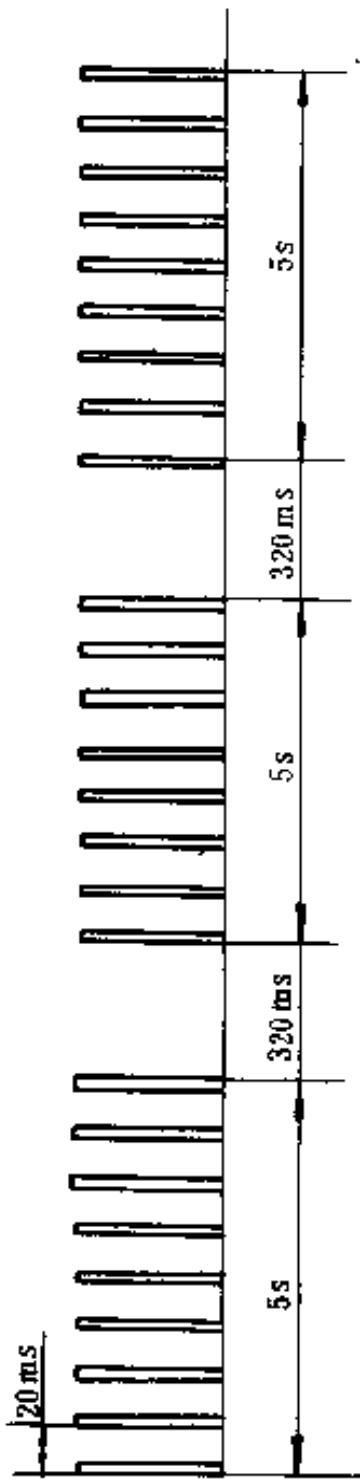


图 5-7 整流触发脉冲波形图

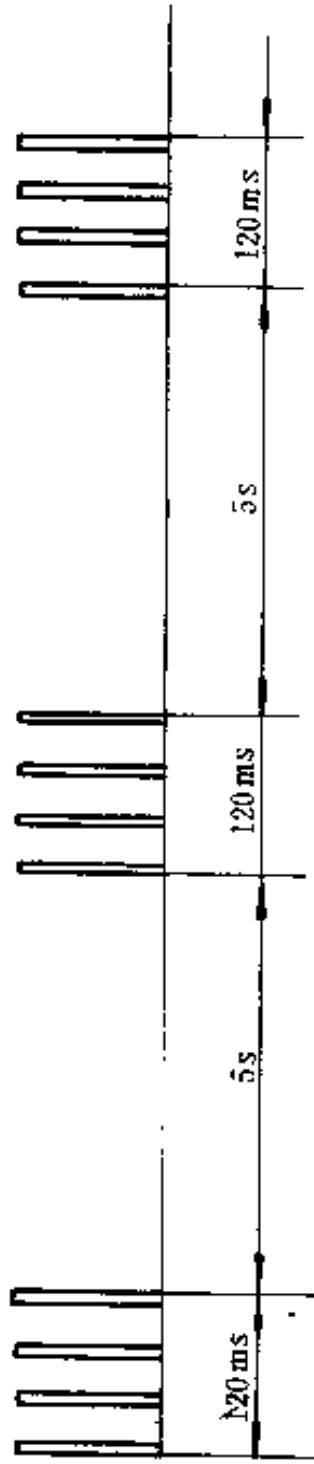
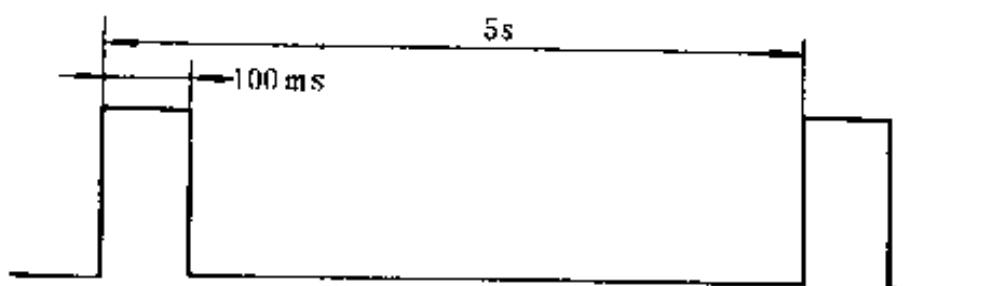


图 5-8 逆变触发脉冲波形图

图 5-9 G₆ 第 10、4、6 脚对地波形图 5-10 G₇ 第 6 脚对地波形图 5-11 集成电路运算放大器 G₈ 第 3 脚波形

测量 G₈ 第 7 脚电位，应为 DC6V，此即为采样电压值。

调节模拟电压，当该电压低于 55.2V（相当于单格蓄电池电压 2.3V）时，运算放大器 G₈ 第 11 脚为零电平，当模拟电压值高于 55.2V 时，G₈ 第 11 脚呈现负向电压，而且其绝对值随模拟电压的升高而增大，此即为三相整流触发电路的反馈电压值。

(6) 充足自动关机功能的检验。同样用可调的直流电压模拟装置负载蓄电池组电压。测量集成电路运算放大器 G₇ 第 7 脚对地电位，当该模拟电压低于 64.8V（相当于单格电池电

压 2.7V) 时, G₇ 第 7 脚为零电平; 当该电压高于 64.8V 时, 第 7 脚有脉冲输出(可用万用表直流电压挡测量), 该脉冲周期为 5s。然后对此脉冲进行计数, 当计数至约 120 个脉冲时, 直流继电器 J₁ 吸合, 控制电路失电。

第四节 故障与维修

MKC 系列快速充电装置区别于常规充电设备的是用集成电路来控制主回路上的晶闸管元件进行工作。由于主回路上的硅元件设计容量都留有充分的裕量, 而且保护齐全, 所以一般说来, 主电路出故障的可能性不大。交流控制回路是常用的按钮起动交流接触器的控制方式, 其常见故障和维修方法都为一般电工所掌握。比较容易出故障的是集成电路控制部分。

控制电路的基本线路是集成电路的单元线路。电路设计者的任务只不过是按照整机的逻辑要求把这些单元电路积木式地组合起来而已。如果掌握了这些单元线路, 那么整个控制电路的维修就不难了。

常见故障有下列几种:

无充电电流;

充电电流调不大;

不停充;

不放电;

充电后期无减流、充足自动关机失灵。

稳定的直流电源是控制电路正常工作的必要条件。无论何种形式的故障, 都必须首先从检查直流电源开始。

1. 控制电路电源部分的维修

整个控制电路需要两种经过稳压的直流电源, 即 +15V

和-15V。稳压电源的故障一般来说可以分成两点：一是电压太高（+15V 变成+23V 左右，-15V 变成-23V 左右），二是电压为零。一般来说，电压太高是由于三端稳压集成块 G₄ (L7815) 和 G₅ (L7915) 击穿而引起。电压为零可能是 G₄、G₅ 开路或者整流滤波部分出现故障引起，应该先从交流电压部分开始逐一检查。

测量交流输入电压（印制板第 1、2 位对地应各为 AC20V，若电压为零，说明变压器 B₂ 一次回路熔断器烧毁，应予更换。

若交流电压正常，再测量滤波电容 C₅ 及 C₆ 两端电压，应分别为 DC23V。若该电压太低或为零，说明整流二极管 D₁₇~D₂₀ 或电容 C₅、C₆ 损坏；若此电压正常而直流输出电压 +15V 和 -15V 电压不正常，则说明三端稳压集成块 G₄、G₅ 损坏，应予更换。

2. 无充电电流故障的维修

无充电电流的故障可以分为两种，即有充电电压但无充电电流，或者充电电压与充电电流皆无。

1) 有充电电压输出说明装置的主回路及控制回路都正常，此时无充电电流是因为负载蓄电池组存在局部开路或者直流输出母线与蓄电池组连接用紧固螺钉松动而引起接触电阻增大。

2) 无充电电流输出检查步骤如下：

首先测量主回路整流变压器一、二次侧线电压及整流晶闸管 SCR₁~SCR₃ 之间的阳极电压。若前者电压值正常而后者电压为零，说明主回路三相桥臂上的快速熔断器烧毁。

若快速熔断器正常，再停电检查晶闸管 SCR₁~SCR₃ 及二极管 D₁~D₃ 是否损坏。

若主回路元件均无损坏，那么故障在触发电路。

触发电路的检查应从末级开始逐一进行。

(1) 用示波器观察功率放大管集电极对地波形，如图 5-12 (a) 所示。观察集成电路 G_3 输出端 (G_3 第 3、10、11 脚) 对地波形，如图 5-12 (b) 所示。如后者波形正常而前者波形不正常，说明晶体管损坏。

(2) 观察 G_3 输入端 1, 8, 12 对地波形 (“快速——常规”转换开关置常规挡)，如图 5-12 (c) 所示。若该波形正常而输出波形(图 5-12 (b)) 不正常，说明集成电路 G_3 损坏。

再把“快速——常规”转换开关置快速挡，若 G_3 另一输入端(第 2, 9, 13) 电位为零，则说明触发电路本身无元件损坏，故障出在程序控制电路元件损坏。

(3) 观察 G_2 输入端 12, 5, 1 对地波形，如图 5-12 (d) 所示，若该波形正常而 G_3 输入波形(图 5-12 (c)) 不正常，说明集成电路 G_2 (施密特触发器) 损坏。

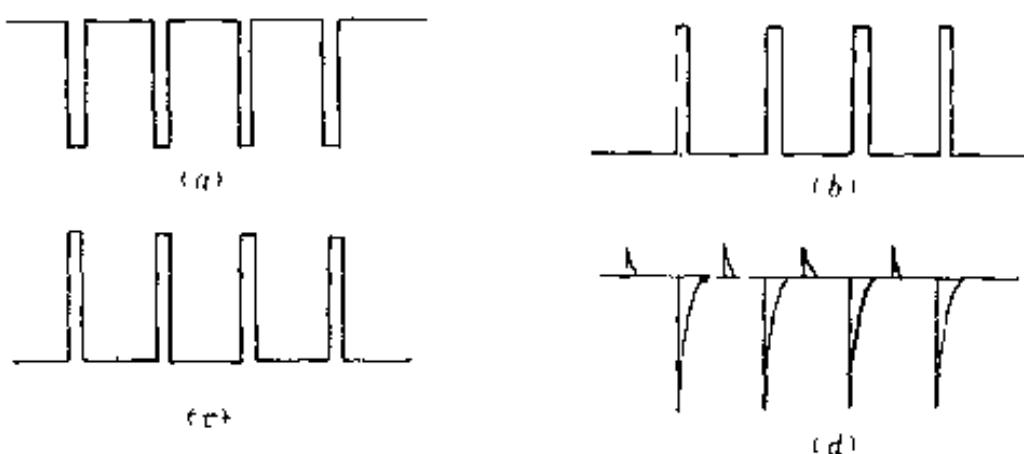


图 5-12 触发电路波形

(4) 调节面板电流调节旋钮，运算放大器 G_6 输出第 11 脚电位应在 $-15V \sim +15V$ 范围内变化。若无此变化范围，说明

G_6 损坏。

(5) 在 G_6 完好的前提下, 测量三相同步电压应为 AC8V, 同时测量电压比较 G_1 输出(第 1, 7, 8 脚)对地电位, 亦应在 -15V ~ +15V 范围内变化。若电位变化不正常, 则说明 G_1 损坏。

3. 充电电流调不大的故障维修

出现充电电流调不大这种故障, 说明装置主回路处于“缺相”运行状态。用示波器监视主回路输出正、负极即可观察到不是完整的三相整流波形。此时可按上述方法逐一检查主回路三相元件及每相触发电路元件是否损坏。

4. 不停充故障维修

不停充故障表现为电压表和电流表的指针没有呈现以一定频率的脉冲负跳状态。

这种故障是由于程序控制电路中的两个集成电路 G_4 或 G_5 损坏所致。

测量与门 G_5 的 3 个输入端(第 3、4、5 脚)对地电位, 静态应为高电位 +15V, 动态应为每隔 5s 有一负跳变, 输出端(第 6 脚)对地电位亦如此。若输入电位正常, 而输出电位不正常, 则说明 G_5 损坏。若输入电位不正常(恒为高电位或恒为零电位)则说明集成电路 G_4 (施密特触发器)损坏。更换相应的器件即可排除故障。

5. 不放电故障维修

若装置放电监视指示灯无脉冲闪烁, 则说明装置是处于无放电的状态下进行快速充电。

首先观察主电路逆变晶闸管 SCR₁ 门极与阴极之间的波形, 每隔 5s 应有一组触发波形。若状态正常, 那么故障原因一般为放电主回路快速熔断器 RD₁ 烧毁。若状态不正常, 则

可按前述方法从末级开始逐一对放电触发电路进行检查。

6. 充电后期不减流，充足自动关机失灵故障维修

这种故障的原因一般为反馈控制电路中的运算放大器 G_6 损坏，更换元件即可排除故障。

附录 KMKC—102型矿灯快速充电装置检测 蓄电池组空载端电压的可行性分析

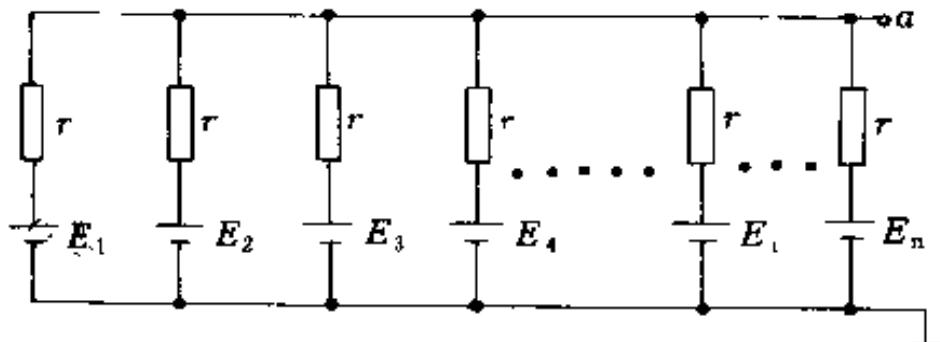
KMKC—102型矿灯快速充电装置负载连接形式与常规的矿灯充电架一样，为102盏矿灯蓄电池并联充电。由于每一盏矿灯蓄电池残余电压各不相同，在并联充电过程中，控制电路中的检测电路检测出的蓄电池组的空载端电压是一个什么样的电压值？

设有几组蓄电池组并联，其残余电压各有差异，设分别为 $E_1, E_2, \dots, E_i, \dots, E_n$ 。电路如附图18所示。

图中， r 为每一个蓄电池内阻与每一回路串接的充电指示器表头内阻之和。

求 $V_a = ?$ (此时蓄电池组处于不充电的开路状态)。

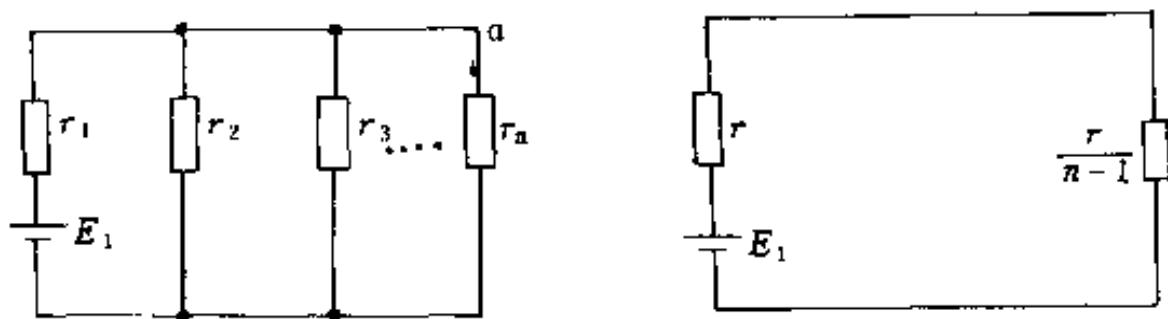
根据线性网络的叠加原理， V_a 应为每一个蓄电池电压单独作用于网络中的 a 点所产生的电压之代数和，即



附图 18

$$V_a = \sum_{i=1}^n V_i$$

设 E_1 单独作用于网络(此时其他电源均处于短路状态), 等效电路如附图 19 所示。



附图 19

$$V_{a1} = \frac{E_1}{r + \frac{r}{n-1}} \cdot \frac{r}{n-1} = \frac{E_1}{n}$$

同样, 当 E_2 单独作用于网络时, 有

$$V_{a2} = \frac{E_2}{n}$$

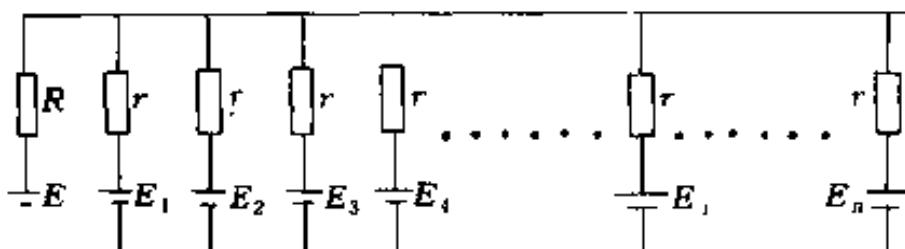
$$\begin{aligned} \text{故 } V_a &= \sum_{i=1}^n V_i \\ &= V_1 + V_2 + \dots + V_n + \dots + V_n \\ &= \frac{E_1}{n} + \frac{E_2}{n} + \dots + \frac{E_i}{n} + \dots + \frac{E_n}{n} \\ &= \frac{1}{n} (E_1 + E_2 + \dots + E_i + \dots + E_n) \end{aligned}$$

上式说明, a 点电位表现为 n 个并联蓄电池组的平均电压。若检测电路从 a 点采样, 检测蓄电池在停充 100ms 瞬间的开路端电压值, 那么, 该值为负载蓄电池的平均电压值。

另一个问题是, 当 n 组蓄电池(其起始的残余电压各不

相同) 进行并联充电时, 每一支路的电流是否一样大? 也就是说, 在充电过程中, 每一支路的蓄电池的空载端电压上升的速率是否一样?

充电电路如附图 20 所示。



附图 20

图中, E 为充电电压源, R 为电压源内阻。

现在求第 i 个蓄电池 E_i 的充电电流 I_i 值。同样地, I_i 应为每一个电压源(即充电电压 E 以及除 E_i 以外的全部蓄电池电压) 单独作用于 E_i 时所产生的电流的代数和。

当充电电压源 E 单独作用于 E_i 时, 等效电路如附图 21 所示。

$$\begin{aligned} I &= \frac{E - E_i}{R + r} - \frac{E_i}{r + \frac{r}{n-1}} \\ &= \frac{E}{R+r} - \left(\frac{1}{R+r} + \frac{n-1}{n \cdot r} \right) E_i \\ &= \frac{E}{R+r} - E_i \cdot s' \end{aligned}$$

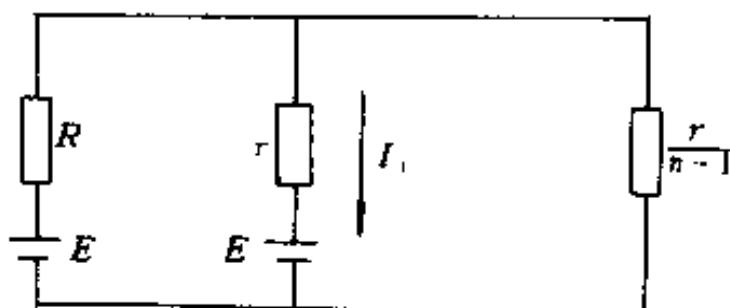
当 E_n 单独作用于 E_i 时, 等效电路如附图 22 所示。

$$I_i = \frac{E_n - E_i}{2r} - \frac{E_i}{r + R // \frac{r}{n-2}}$$

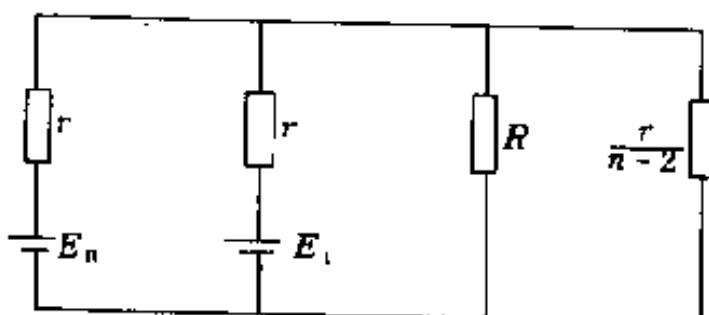
$$= \frac{E_n}{2r} - E_i \cdot S''$$

$$\begin{aligned} \text{故 } I_i &= I + \sum_{i=1}^{n-1} I_i \\ &= I + I_1 - I_2 + \dots + I_{i-1} + I_{i+1} + \dots + I_E \\ &= \frac{E}{R+r} - E_i \cdot S' + \frac{1}{2r} (E_1 + E_2 + \dots + E_n) \\ &\quad - E_i \cdot S'' (n-1) \\ &= \frac{E}{R+r} + \frac{1}{2r} (E_1 + E_2 + \dots + E_n) \\ &\quad - E_i [S' + S'' (n-1)] \\ &= \frac{E}{R+r} + \frac{1}{2r} (E_1 + E_2 + \dots + E_n) - E_i \cdot S'' \end{aligned}$$

(上式中, S' , S' , S'' 均为电导单位 S)



附图 21



附图 22

从上式右边第三项可以看出，当以一恒定电压 E 对并联蓄电池组进行充电时，每一个支路的电流 I_i 值是不可能一样的，其值与其本身的蓄电池的端电压成反比，即若 E_i 大， I_i 小，而 E_i 小，则 I_i 大。也就是说，并联蓄电池组充电，原来残余电压高的蓄电池接受的充电电流小，而原来残余电压低的蓄电池接受的充电电流大。同时，从上式右边第二项也可以看出，每一支路充电电流 I_i 的大小也与并联蓄电池组的除 E_i 之外的其余各路的平均电压值有关。当 E_i 低于该平均电压值时， I_i 大；当 E_i 高于该平均电压值时， I_i 小。这样，蓄电池的端电势在充电过程中就不可能以一个相同的速率上升。这样就为本装置检测蓄电池的空载平均电压提供了一个充足的理论依据，说明用检测蓄电池在充电过程中的停充瞬间的开路端电压这种方法完全可以适用负载为蓄电池并联充电的快速充电装置。