

龙门刨可控硅供电 无环流调速系统

北京丰台桥梁厂 编著
北京师范大学物理系

1.234

科学出版社

内 容 简 介

本书对“龙门刨可控硅供电无环流调速系统”的基本原理做了较全面的深入浅出的介绍,对在龙门刨中推广应用可控硅技术,有着一定的指导意义。

全书共分五章,前两章对无环流可逆调速系统的基本原理进行了阐述,第三章着重介绍了自适应调节器,第四、第五章详细介绍了系统参数的计算与调试方法,其中调节器的计算方法区别于一般的频谱分析法。实践证明,这种方法是行之有效的。

本书可供从事可控硅应用的工程技术人员、工人以及大专院校工业自动化专业的有关师生参考。

龙门刨可控硅供电 无环流调速系统

北京丰台桥梁厂 编著
北京师范大学物理系

*

科学出版社出版

北京朝阳门内大街 137 号

中国科学院印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

1979年2月第 一 版	开本: 787×1092 1/32
1979年2月第一次印刷	印张: 5 3/4 插页: 1
印数: 0001—27,120	字数: 130,000

统一书号: 15031·223

本社书号: 1348·15—8

定 价: 0.68 元

编 者 的 话

随着我国工农业生产和科学技术的迅速发展,可控硅技术已广泛地应用到国民经济的各个部门.本书是北京丰台桥梁厂的工人师傅和北京师范大学物理系的教师在应用可控硅技术改造龙门刨调速系统的基础上编写而成的.

丰台桥梁厂四米龙门刨床原采用“发电机-电动机”组调速,效率只有 65% 左右,改用可控硅供电、无环流自适应调节系统调速后,效率提高到 95% 以上,运行噪音显著减小,性能大大提高,特别是低速性能可达到 0.5 米/分以下(高速性能与原机组相近),不仅能作刨削,还适用于磨削,甚至可以铣削.

我们在对龙门刨改造中采用的方案是可控硅供电无环流自适应调节系统.这个系统的特点是,不仅利用逻辑电路消除了环流,从而省去了几个笨重、费电的环流电抗器;而且还利用自适应电流调节器对系统在电流连续和断续时的动态品质进行自适应调节,从而把唯一剩下的大电抗器——平波电抗器也省去了.这就使整个系统体积缩小,设备成本降低,并使可控硅调速在节电方面的优越性得到更充分的发挥.

本书在编写过程中,得到了清华大学、北京永定机械厂、首钢轧钢厂、北京照明器材厂等许多兄弟单位的大力支持,并吸取了他们的宝贵经验,在此表示衷心感谢.

由于我们水平有限,书中的缺点错误在所难免,欢迎广大读者批评指正.

编 者

1978 年 1 月

目 录

引言	1
第一章 龙门刨可控硅供电的可逆调速系统主回路分析	4
第一节 可逆调速系统概述	4
第二节 三相全控整流电路	7
一、三相零式可控整流电路	7
二、三相桥式全控整流电路	12
第三节 有源逆变电路	17
一、单相有源逆变电路	17
二、三相有源逆变电路	19
三、逆变颠覆与最小逆变角限制	23
第四节 反并联可逆电路	26
一、反并联可逆电路的移相控制方式	26
二、反并联可逆电路的工作状态分析	28
三、反并联可逆电路中的环流及其抑制	31
第二章 无环流可逆调速系统控制电路分析	40
第一节 逻辑切换电路	41
一、无环流系统对逻辑切换电路的要求	42
二、逻辑切换电路的设计	43
三、逻辑切换电路分析	46
第二节 调节器	54
一、为什么要采用速度调节器	54
二、为什么要采用电流调节器	58
三、各种调节器的原理和性能	61
第三节 触发电路	73

一、移相控制原理	74
二、触发电路与主回路的同步关系	76
三、触发电路分析	80
第四节 测速反馈环节	83
一、引入测速负反馈能使系统的机械特性变硬	84
二、引入测速负反馈能大大加速电机的起动过程	87
三、引入测速负反馈便于实现快速而经济的再生制动	88
第五节 电流反馈环节	89
第六节 无环流可逆调速系统的工作状态与控制电路的关系	92
一、正向加速状态	92
二、减速制动状态	94
三、反向加速状态	97
四、减速制动状态的改善——换向电流限制	98
第三章 无环流可逆调速系统的进一步改进	102
第一节 自适应电流调节器	102
第二节 无触点开关	111
一、晶体管无触点开关的工作原理	111
二、无触点开关的电气控制线路	113
第三节 延迟锁零装置	114
第四节 电网断电保护装置	118
第四章 无环流可逆调速系统参数的计算与测定	120
第一节 主回路元件参数计算	120
一、主变压器参数计算	120
二、可控硅容量的选择	121
三、可控硅保护电路的计算	122
第二节 系统动态参数计算	129
一、电流调节器校正网路参数计算	133
二、速度调节器校正网路参数计算	137

第三节 各种变压器和互感器的绕制参数	144
一、稳压电源变压器	144
二、同步变压器	145
三、脉冲变压器	146
四、交流互感器	147
五、桥臂电抗器	148
第四节 参数测定	148
一、电枢回路总电阻 R_z 的测定	148
二、电枢回路电磁时间常数 T_a 的测定	150
三、电机的机电时间常数 T_M 的测定	151
四、可控硅整流与触发电路的静态放大倍数 k_{scR} 的测定	153
第五章 无环流可逆调速系统的调试方法	155
第一节 逻辑切换电路单元调试	155
第二节 触发电路单元调试	161
第三节 调节器单元调试	164
第四节 电流检测环节测试	167
第五节 系统调试	169
一、系统调试前的准备工作	169
二、系统模拟试验	169
三、系统并车调试	174
附录 线性组件 BG305 的电路原理及性能参数	176

引 言

龙门刨是一种大型切削机床,其电气传动特点是频繁、往复运行。每个工作循环包括工作台的正向行程(进刀)和反向行程(退刀),刨台往返的直线运动是靠电动机的正反向旋转运动通过齿轮和齿条的传动来实现的。

根据龙门刨的切削工艺,对其电气传动系统有下列基本要求。

(1) 为适应粗刨、精刨、磨削或加工不同材料工件的需要,刨台应能在 1—80 米/分范围内实现平滑的无级调速。

(2) 为保证加工精度,要求静态速降小于 5%,动态速降小于 10%。

(3) 刨台能自动地按下面的速度图运行。

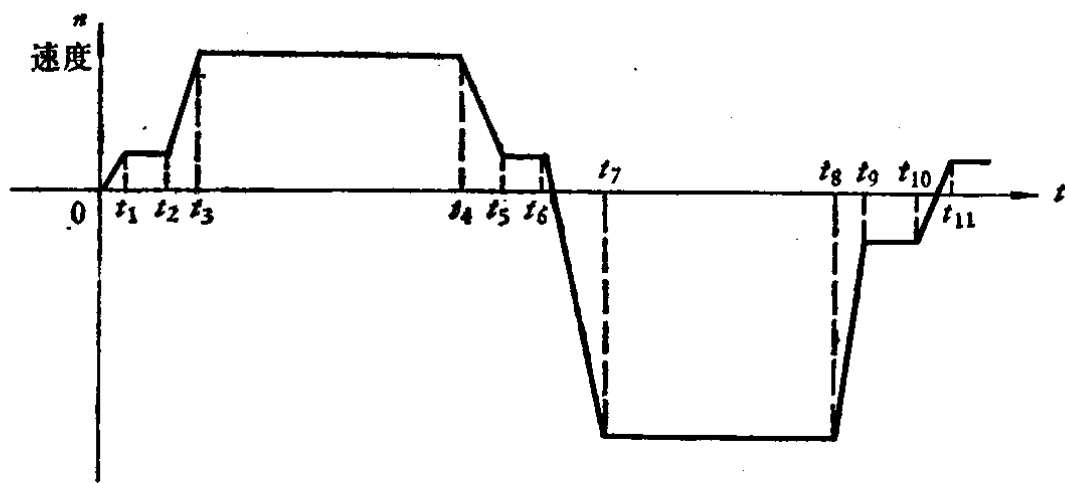


图 1

0— t_1 正向起动。

t_1 — t_2 低速切入,以防止碰伤刀具和工件。

t_2-t_4 正向切削.

t_4-t_5 减速切削.

t_5-t_6 减速切出, 以防止工件拉毛并减小反向时的制动电流, 便于换向.

t_6-t_7 正向制动到反向起动.

t_7-t_8 空刀返回行程, 为提高工作效率其速度往往高于正向切削速度.

t_8-t_9 减速退刀.

t_9-t_{10} 低速退刀, 防止换向时制动电流过大.

$t_{10}-t_{11}$ 反向制动到正向起动.

从以上速度图可以看出, 刨台工作虽然并不复杂, 但是对起动、制动特性要求较高, 由于换向频繁, 一会儿正向起动, 一会儿是正向制动, 一会儿是反向起动, 一会儿又是反向制动. 其中有很大一部分时间是工作在过渡过程中, 为了提高生产效率, 显然必须尽量缩短换向过渡时间. 但是换向的时间愈短, 起、制动电流就愈大, 通常是把起、制动电流限制在电机额定电流的两倍以内, 以免损坏电机, 同时也可避免刨床产生过大的机械冲击.

过去龙门刨床的电力传动, 一般有以下两种方式: 一种是用交流鼠笼电机拖动, 利用皮带、齿轮传动或用电磁离合器来改变进刀和退刀方向. 这种传动方式电气装置简单, 但机械结构较复杂并且调速困难, 皮带和离合器经常损坏, 这是比较古老的龙门刨床. 另一种较好的传动方式是采用交磁扩大机-发电机-电动机组成的直流调速系统, 简称 ZKK-F-D 系统. 利用这种直流机组传动克服了古老刨床机械结构复杂、难以调速的毛病, 但也带来了投资大、用料多、耗电量大等缺点. 例如, 上海直流电机厂专门为龙门刨配套生产的 60kW 直流机组共包括六台电机: 70kW 直流发电机、55kW 交流电动

机、60kW 直流电动机、3.5kW 直流励磁机、2.5kW 交磁扩大机及 4kW 交流原动机，其中只有 60kW 直流电动机起主传动作用，其他五台电机都是为它服务的。即使这样庞大的机组其低速性能及调速精度等指标仍不够理想。

如果采用可控硅供电的可逆调速系统来代替机组的可逆传动，不仅能有效地克服以上缺点，而且低速性能良好，高速也能满足要求，并有很高的调速精度。

目前国内试制的龙门刨可控硅供电可逆调速系统基本上分为“有环流可逆调速系统”和“无环流可逆调速系统”两种类型。

在有环流可逆调速系统中，必须对环流加以抑制，否则会造成对交流电网短路的严重事故。因此需要两只（对于三相零式整流电路）或四只（对于三相桥式整流电路）专门抑制环流的均衡电抗器，而对于大容量电机来说，四只均衡电抗器所用的铜料、硅钢片及耗电量也是很可观的，这就使可控硅供电的优越性大为减色。但是这种有环流可逆调速系统的控制线路比较简单，调试维修比较容易。我国在 70 年以前搞这种系统的较多。

70 年以后，随着我国大功率可控硅器件生产水平的迅速提高，对可控硅技术的掌握日趋成熟，在龙门刨技术改造中，采用无环流调速系统已逐渐增多。无环流调速系统的控制电路比较复杂一些，调试、维修中困难也多一些，但是由于它能省去笨重的均衡电抗器，使可控硅供电的优越性能更好的发挥，因此在目前的龙门刨可控硅供电系统中，无环流可逆调速已成为发展的主流。下面我们将着重对这种系统进行分析，而对有环流可逆调速系统只在有关地方作扼要的介绍。

第一章 龙门刨可控硅供电的可逆 调速系统主回路分析

龙门刨可控硅供电的可逆调速系统，基本上包括主回路和控制电路两大部分。主回路就是对主电机供电的回路，系统的其他部分都是为了控制主回路这样一个目的服务的，统称为控制电路。所谓“有环流”和“无环流”可逆调速系统，它们的区别主要在于控制电路不同，两种系统的主回路从工作原理到实际线路差不多是一样的。因此为了说明可控硅供电的可逆调速原理，我们首先来分析它的主回路。

第一节 可逆调速系统概述

我们知道，直流电动机和交流电动机相比，其调速性能（起、制动及反转性能）较好，而且调速方式比较简单，因此目前工业上的可逆调速系统基本上都是以直流电动机拖动。要对直流电动机进行可逆调速通常有以下两种方式。

（1）改变电枢电压的大小（以改变转速）和极性（以改变转向），称为调压调速。

（2）改变激磁电流的大小（以改变转速）和方向（以改变转向），称为调磁调速。

我们知道电枢绕组的反电势 E_D 和电机转速 n 之间有下列关系：

$$n = \frac{E_D}{C_e \Phi} \quad (1.1)$$

式中 C_e 是电机的电势常数, Φ 是电机的磁通。根据电枢回路的电势平衡关系式,

$$E_D = U_D - I_D R_D \quad (1.2)$$

将 (1.2) 式代入 (1.1) 式可得

$$n = \frac{U_D - I_D R_D}{C_e \Phi} \quad (1.3)$$

(1.3) 式清楚地表明了上述两种不同调速方式的内在根据。

调磁调速的快速性较差,调速范围较窄,因此龙门刨中很少采用。但是这种调速方式有一个突出的优点是:容量可以做到很大(激磁回路功率不到电枢回路的5%),因此在速度要求不高而容量又很大的可逆调速系统(例如大型轧钢机)中应用很广。由于龙门刨所用电机一般属于中小容量,调速范围要求很宽,对快速性也有较高要求,因此主要采用调压调速方式。图1.1就是这种调速方式的示意图。由图可见,在这种调速系统中电枢回路由两组反并联的可控整流装置供电(所谓反并联是指两组整流器的输出端以相反极性并联),适当控制两组可控硅的触发脉冲移相角就可以使电枢电压的大小和极性改变,从而实现可逆调速。

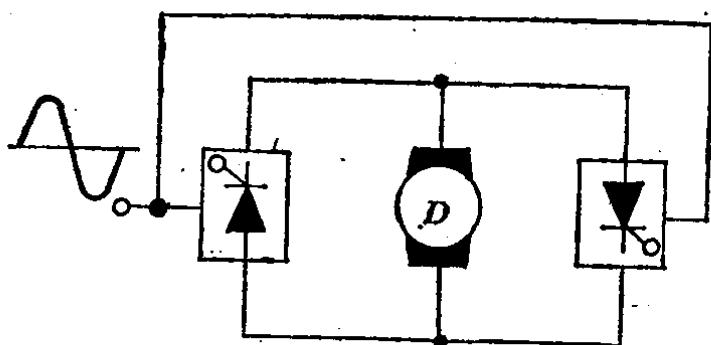


图 1.1

这里有两个问题需要说明一下。

(1)可逆调速系统,通常都是采用两套整流装置组成反并

联线路。这是因为如果采用一套可控硅整流装置供电,不能使直流电流换向,这时为了使电机能正、反转,势必要用接触器来改变电枢电压的极性。由于龙门刨工作台往返很频繁,并且在直流回路内触点断弧很困难,因而在这种情况下,接触器触点的寿命是不会长久的,而且直流侧回路经常开闭也容易引起过电压。由于这些原因,在可逆调速系统中采用两套整流装置组成反并联线路就可以对电枢电压的极性进行无触点的切换,实现快速、安全、可靠的可逆调速。

(2) 组成反并联线路的两套可控整流装置必须是全部采用可控硅的全控整流电路。我们知道,为了得到可控的直流电源供电镀、充电或直流电机的非可逆调速,那末只用半控整流电路(例如半控桥式电路)也就可以了。而在龙门刨可逆调速系统中,由于电机正反转很频繁,而由正过渡到反转或由反过渡到正转需要一定的时间,为了缩短这个过渡过程时间以提高生产效率,要求在电机正反转过程中能实现快速制动。我们知道电机不能快速制动是由于有惯性动能,如果能让惯性动能迅速消失,制动过程就能加快。由此可以想到,要做到快速制动最有效而又最经济的办法是把电动机的惯性动能迅速地转换成交流电能反馈给电网,也就是说在制动过程中,让直流电动机起发电机作用,把它从整流装置得到的直流电能迅速转换成交流电,这就是所谓再生发电制动,简称再生制动。众所周知,把交流电变成直流电的过程称为整流,而把直流电变成交流电的过程则称为逆变。再生制动既然要求电动机把从整流装置得到的直流电能重新变成交流电,并送回给电网,因此必然是一个逆变过程(有源逆变),而为了能够实现逆变,整流电路就必须采用全部由可控硅组成的全控电路(这个问题等我们分析了逆变原理后就会明白)。

通过以上分析可知,龙门刨可控硅供电的可逆调速系统

的主回路应当是由两套全控整流装置组成的反并联线路，由此反并联电路提供电枢电压，通过控制电枢电压的大小和极性来实现可逆调速。在此过程中，为了实现快速而经济的再生制动，还伴随着逆变过程。因此对可控硅可逆调速系统主回路的分析，应当包括这样三个基本问题：全控整流原理，逆变原理和主回路反并联连接问题。下面我们就分别对这三个问题进行讨论。

第二节 三相全控整流电路

龙门刨可逆调速系统中采用的全控整流电路，通常有两种：三相半波可控整流电路(又称三相零式可控整流电路)和三相桥式全控整流电路。

一、三相零式可控整流电路

三相零式可控整流电路如图 1.2 所示。

我们先看触发脉冲移相角 $\alpha = 0$ 的情况。这时可控硅完全导通，和二极管整流的情况完全相同。三相电源的电压波形如图 1.3(a) 所示。由图可见，在 $t_1 - t_2$ 时间内 a 相电压最高，电流从 a 相流经 SCR_1 、负载(即平波电抗器 L 和电枢)回到中线零点，由于可控硅导通时压降可忽略不计，故这时负载上得到的是 a 相电压。 $t_2 - t_3$

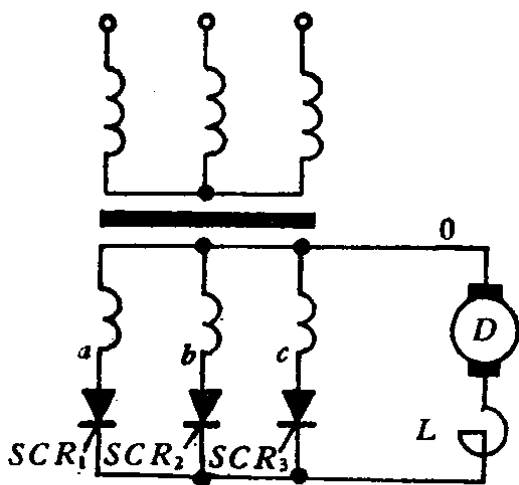


图 1.2

时间， b 相电压又变得最高(t_2 称为自然换相点)，这时电流从 b 相出发经 SCR_2 、负载回到中线零点，此时负载上得到的是

b 相电压. 同理在 t_3-t_4 时间内负载上得到的是 c 相电压 (t_3 、 t_4 也为自然换相点).

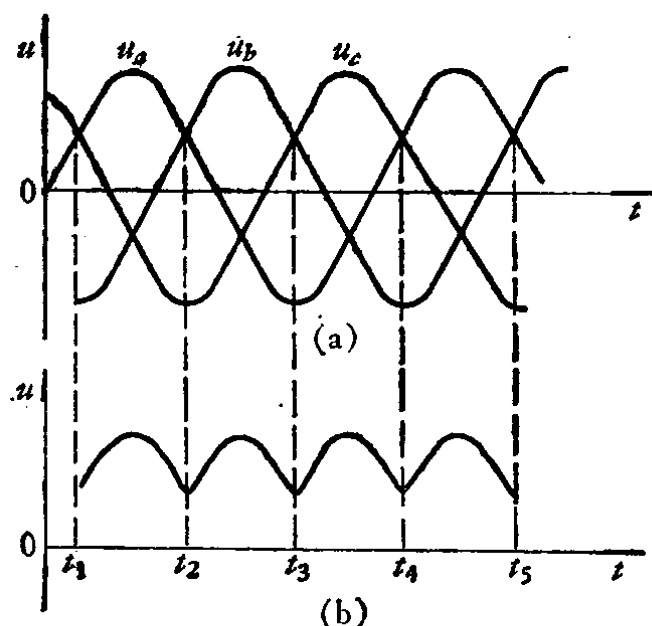


图 1.3

这样, 我们就得到如图 1.3(b) 所示的输出电压波形.

通过以上分析, 对三相零式可控整流 $\alpha = 0$ 时的情况可以得出下列结论:

(1) 每个可控硅元件轮流导通 120° .

(2) 在三相电源电压的每个周期中;

负载上得到的输出电压为三个脉动电压之和, 通过计算可以求出这个脉动电压的平均值(即直流分量)与相电压的关系为

$$U_{d0} = 1.17u_{\text{相}} \quad (1.4)$$

(3) 每只可控硅承受的正向最大电压为相电压的峰值即 $\sqrt{2} u_{\text{相}}$, 反向最大电压为线电压的峰值即 $\sqrt{3} \times \sqrt{2} u_{\text{相}}$.

我们再看触发脉冲 $\alpha \neq 0$ 的情况. 假定 $\alpha = 30^\circ$, 如图 1.4 所示. 首先在 t_1 时刻(相对自然换相点移相 30°) 触发

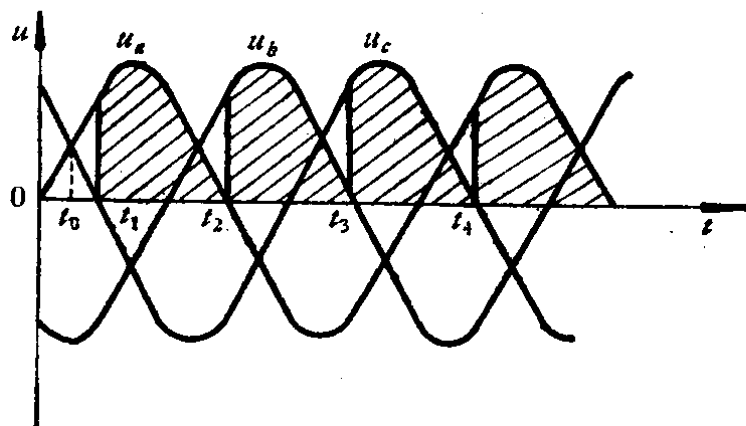


图 1.4

SCR_1 , 于是输出电压 u 按 a 相电压波形变化, 经过 120° 以后即 t_2 时刻触发 SCR_2 , 因这时 $u_b > u_a$, 即可控硅 SCR_2 的阳极电位高于阴极电位, 因而能触发导通。 SCR_2 一经触发, SCR_1 便因承受反向电压而关断, 这时输出电压按 u_b 变化, SCR_1 很快换流给 SCR_2 , 再经 120° 以后, 即 t_3 时刻, c 相脉冲触发 SCR_3 , 因这时 c 相电压最高, 于是 SCR_2 又换流给 SCR_3 . 由于三相触发脉冲保持 120° 相位差, 每周期内各相轮流导通 $1/3$ 周期。

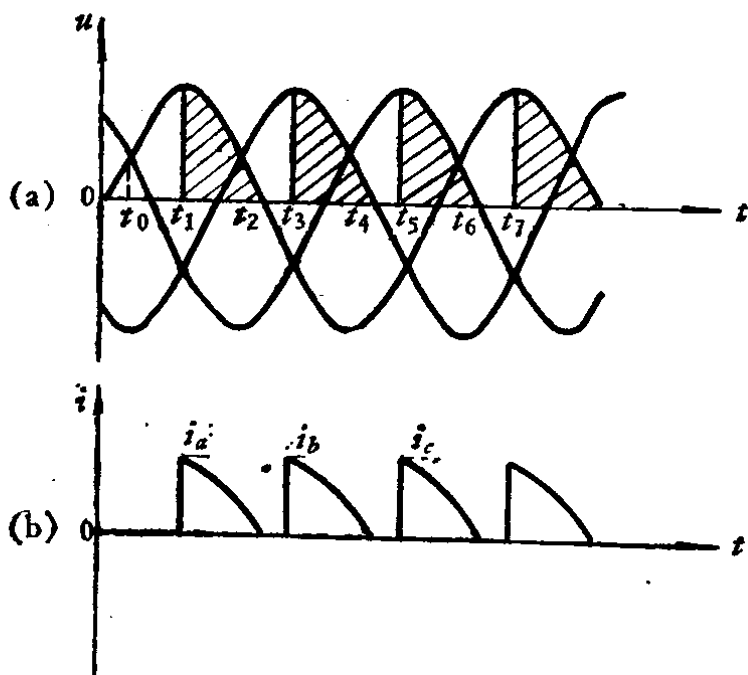


图 1.5

同理可作出 $\alpha \geq 60^\circ$ 时的输出电压波形, 例如 $\alpha = 60^\circ$ 时的输出电压波形将如图 1.5(a) 所示。 t_1 时刻 SCR_1 触发导通, t_2 时刻因阳极电压过零使 SCR_1 关断。 这时 b 相触发脉冲尚未出现, 所以虽然 $u_b > 0$, 而 SCR_2 仍未能导通。 直到经过 120° 后, 即到 t_3 时刻, b 相触发脉冲才使 SCR_2 触发导通, 因而在 t_2-t_3 这段时间三只可控硅全不导通, 输出电压波形将出现中断。 如果电枢回路未接平波电抗器并忽略电枢本身的电感, 即假定负载是纯电阻, 则这时电流波形也将出现中

断。同理 t_4-t_5 , t_6-t_7 , ... 等时间间隔内电流、电压波形也将中断。

总之,在电阻负载情况下,当 $\alpha > 30^\circ$ 以后,输出电压和电流波形将不连续。这对电机的稳定工作是不利的,而为了能够在较大的范围内实现无级调速,触发脉冲移相角 α 又不能限制在小于 30° 以内,这样就应设法使输出波形在 $\alpha > 30^\circ$ 时能够连续起来,而最简单有效的办法就是在电枢回路中串接一个足够大的电感,即平波电抗器 L 。由于通过电感的电流不能突变,当 t_2 时刻以后虽然 u_a 过零且变负,但 a 相电流不能立即减小到零,这时 L 产生的自感电势将维持 SCR_1 在负半周内继续导通。图 1.6 可以帮助我们更清楚地理解这一点。在 t_1-t_2 时间内 u_a 为正, SCR_1 导通供给负载电流 I ,在 t_2 以后 u_a 过零并变为负值时,由于电感 L 产生自感电势(极性如图 1.6 中所示),将使电流不能立即下降至零而要沿原来方向继续流通。由图可见,这时 a 相电压虽已变负但自感电势 e_L 的极性对 SCR_1 来说则是正向电压,因而只要 L 的电感量比较大,由它所产生的自感电势 e_L 就将大于 u_a 的绝对值,所以这时 u_a 虽为负,但对 SCR_1 来说,阳-阴极之间仍受正向电压作用,因而能在 u_a 的负半周继续导通一段时间,使输出电压和电流波形得以连续。

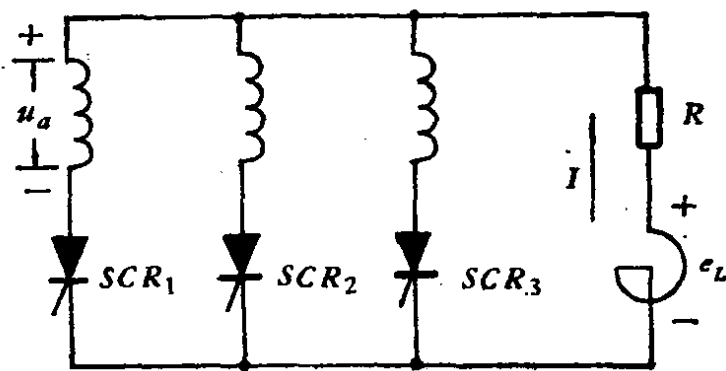


图 1.6

这样,在电枢回路中串接平波电抗器 L 以后(假定 L 的电感量足够大),当 $\alpha > 30^\circ$ 时,整流输出电压波形将如图 1.7 ($\alpha = 60^\circ$)和图 1.8($\alpha = 90^\circ$)所示.

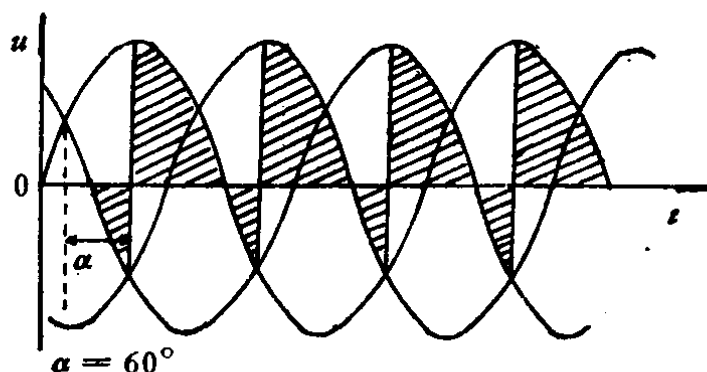


图 1.7

由图 1.8 可见,当 $\alpha = 90^\circ$ 时,每只可控硅元件在电源电压正半周时导通角为 60° ,这时电感 L 储存能量,在电源电压负半周时导通角也为 60° ,这时电感 L 释放能量,维持电流继续流通,输出电压在一个周期内的平均值为零.

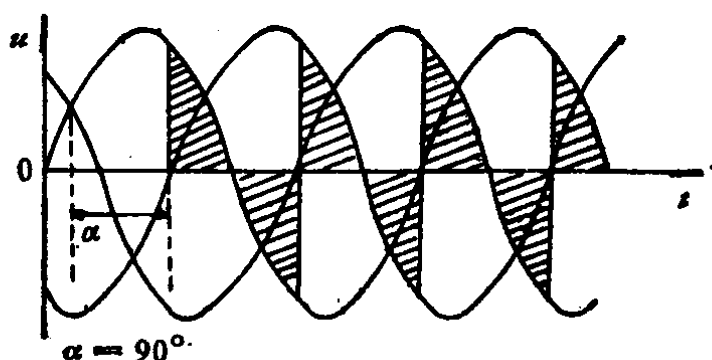


图 1.8

三相零式可控整流,当触发脉冲移相角 $\alpha \neq 0$,而是在 $0 \rightarrow 90^\circ$ 范围内变化时,输出电压平均值可通过下列积分运算求出:

$$U_d = \frac{1}{\frac{2}{3}\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5}{6}\pi + \alpha} \sqrt{2} u_{\text{相}} \sin \omega t d(\omega t)$$