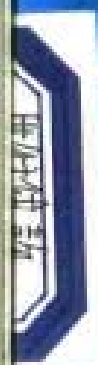


工程院校电工技术类专业辅助教材

电力电子技术题例 与电路设计指导

石 玉 栗书贤 王文郁 编

机械工业出版社



工程院校电工技术类专业辅助教材

电力电子技术题例与电路设计指导

石 玉 栗书贤 王文郁 编



机械工业出版社

本书内容包括:晶闸管、可控整流、开关电路、保护电路、交流调压、斩波、逆变等典型题例及练习题;功率晶闸管电路系统设计的基本知识、方法步骤;IGBT 电路的设计和应用;设计和制作晶闸管以及 IGBT 等装置的常用资料。该书系配合大中专院校电力电子技术课程教学,便于学生加深理解和灵活运用所学理论的一本教学参考书,可作为大中专院校、电大、函大、职大等各类职业学校电工技术类专业师生进行课程设计、实验、实习和课后练习的辅助教材,对于从事变流技术工作的工程技术人员也有较大的实用价值。

电力电子技术题例与电路设计指导

石 玉 栗书贤 王文郁 编

*

责任编辑:贡克勤 版式设计:冉晓华

封面设计:海之帆 责任校对:张 佳

责任印制:何全君

*

机械工业出版社出版(北京市百万庄大街 22 号)

邮政编码:100037

(北京市书刊出版业营业许可证出字第 117 号)

北京交通印务实业公司印刷

新华书店北京发行所发行·新华书店经售

*

开本 $787 \times 1092 \frac{1}{16}$ ·印张 18.75·字数 460 千字

1999 年 5 月第 1 版第 1 次印刷

印数:0 001—3 000·定价:24.00 元

*

ISBN 7-111-06642-1/TM·748 (课)

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

目 录

前 言		第十一章 主电路计算	143
第一章 电力半导体器件	1	第十二章 触发与驱动电路的参数选择 与校验	154
练习题	14	第十三章 直流调速控制系统的选择与 计算	168
第二章 基础练习	15	第十四章 继电器-接触器控制电路电 器的选择与接线图的绘制	183
练习题	20	第十五章 电气控制装置的结构 设计	189
第三章 整流电路	21	第十六章 设计举例	191
练习题	66	附录	223
第四章 触发电路	68	附录 A 变压器、电抗器、脉冲变压器 结构参数计算	223
练习题	80	附录 B 集成触发器应用举例	233
第五章 同步	82	附录 C 变压器、导线参数表	237
练习题	89	附录 D 直流电动机技术数据表	247
第六章 斩波电路	91	附录 E 常用低压电器技术数据	255
练习题	101	附录 F 常用小功率电力电子元器件技术 数据	268
第七章 交流调压	102	附录 G 介绍几种实验装置	288
练习题	115	参考文献	295
第八章 逆变电路	116		
练习题	130		
第九章 保护电路	131		
练习题	134		
第十章 小功率电力电子电路设计内容 及设计方案的确定	135		

第一章 电力半导体器件

一、普通晶闸管

反向阻断型晶闸管是四层 (PNPN)、三端 (A、G、K) 半导体器件, 外形有螺栓形和平板形两种, 如图 1-1 所示。小功率晶闸管外形有的类似晶体管, 其塑封形式多种, 如图 1-2 所示。

普通晶闸管等效电路和图形符号如图 1-3 所示。

加正向阳极电压和足够大的正向门极电压可使晶闸管导通, 晶闸管导通后, 门极就失去控制作用, 因此门极只需加足够大的脉冲电压即可。要使已导通的晶闸管关断, 可将阳极电流降至维持电流以下即可实现。

二、可关断晶闸管 (GTO)

可关断晶闸管也是一个四层三端半导体器件, 其结构与伏安特性均与普通晶闸管相同, 图形符号如图 1-4 所示, 型号用 KG 表示。

由于采用了特殊工艺, 使晶闸管工作时处于接近临界饱和状态。这样当门极加正触发脉冲时可使晶闸管导通, 当门极加上足够的负脉冲时又能使导通着的晶闸管关断。因此, 可关断晶闸管是一种较理想的无触点直流开关元件, 特别适用于各种高速直流开关电路与逆变电路。

三、双向晶闸管 (TRIAC)

双向晶闸管是一种五层 (NPNPN) 半导体器件, 它有两个主电极 T_1 、 T_2 和一个门极, 从特性上看, 可以等效为一对反并联的普通晶闸管, 其内部结构、等效电路和图形符号如图 1-5 所示, 型号用 KS 表示。

双向晶闸管加正负触发脉冲都能使其导通, 但用负脉冲触发灵敏度高, 故多采用 G 接负, T_1 接正的脉冲触发。双向晶闸管工作时, 由于

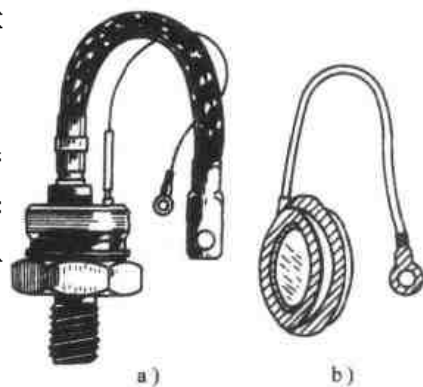


图 1-1 普通晶闸管外形

a) 螺栓式 b) 平板式

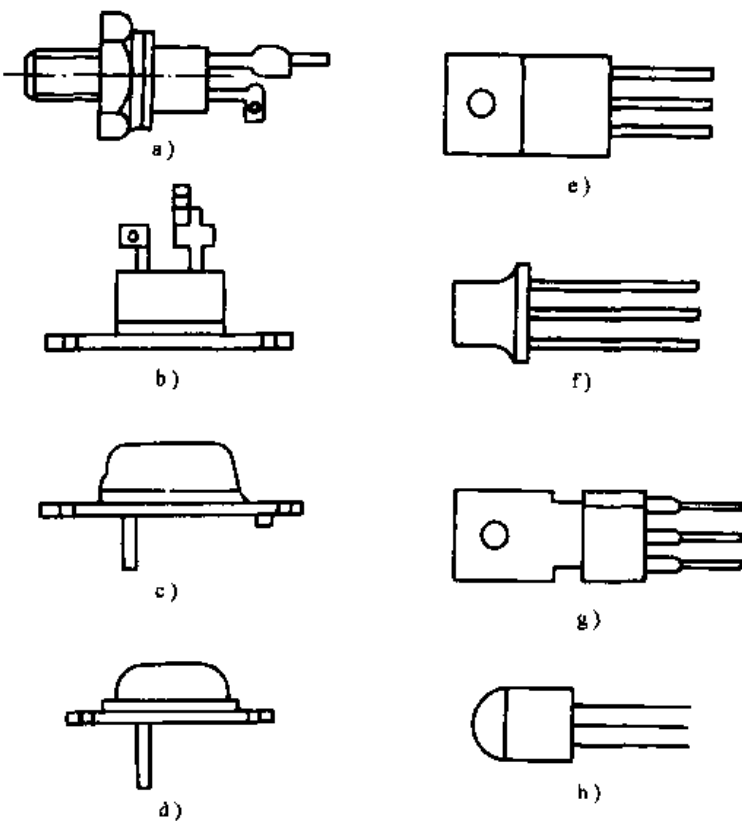


图 1-2 小功率晶闸管外形

a) 螺栓形 b) 扁平形 c) 晶体管形 d) TO-66CAN
e) 塑封形, TO-66 f) TO-5CAN g) 塑封形, TO-5 h) 塑封形, TO-92

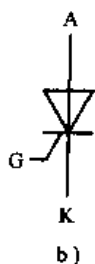
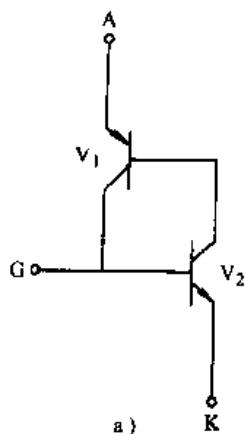


图 1-3 普通晶闸管的等效电路及图形符号
a) 等效电路 b) 图形符号

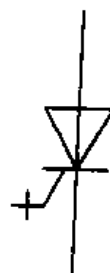


图 1-4 GTO 的图形符号

正反两个方向的灵敏度不同,可能会出现正负电流波形不对称,存在直流分量,解决的方法是采用强触发,通常触发电流的幅值(最大触发电流) $I_{Gm} > (2 \sim 4) I_G$ 。

用双向晶闸管来代替两只反并联的晶闸管可使主电路大大简化,触发电路设计也比较灵活,在交流电路中得到广泛的应用。

四、光控晶闸管

光控晶闸管也是一种 PNPN 四层半导体器件,利用光激发使之导通,其图形符号、内部结构及等效电路如图 1-6 所示。器件有两端的,

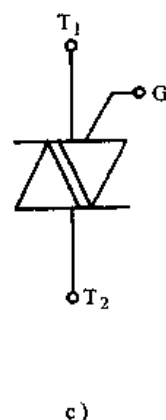
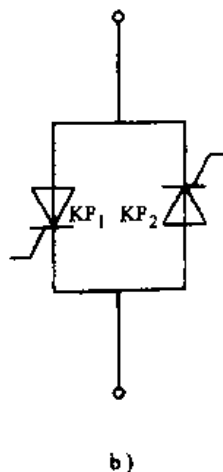
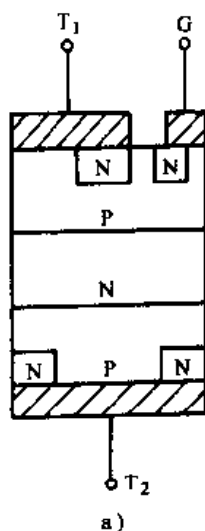


图 1-5 双向晶闸管的内部结构、等效电路及图形符号
a) 内部结构 b) 等效电路 c) 图形符号

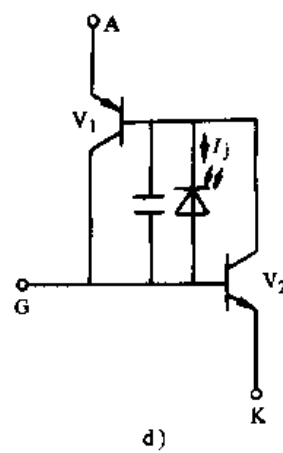
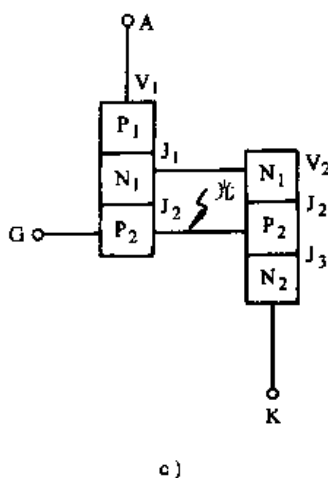
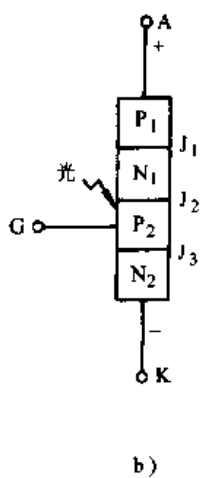
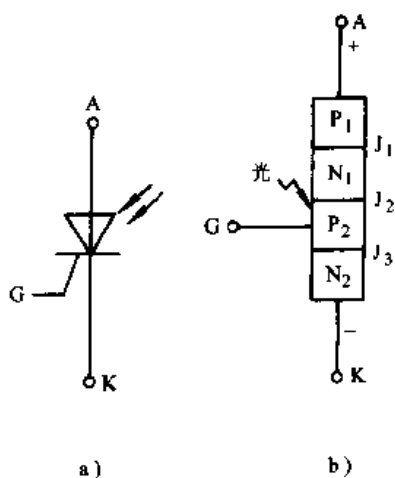


图 1-6 光控晶闸管

a) 光控晶闸管 b) 等效电路 c) 内部结构 d) 内部等效电路

也有三端的，三端器件也可用电流触发代替光激发，使得使用更加灵活，型号用 GK 表示。

使用时，通过负载加上正向阳极电压，由于 J_2 结反向偏置，阻止了电流流动。然而，射入光控晶闸管的光将在 J_2 结附近产生电子空穴对，随之有电流通过 J_2 结。如图 1-6d 所示，有光照时，等效光敏二极管电流 I_f 将增加，使等效的两晶体管 V_1 、 V_2 的基极电流增大，互联电路将产生很强的正反馈，从而使光控晶闸管导通。

光控晶闸管灵敏度与入射光的波长和阳极电压有关，一般来说，用红外线激发灵敏度较高。阳极电压高时，可使触发所需的辐照减小。

光控晶闸管的优点是响应速度快(一般约几微秒)，主电路与控制电路在电气上完全绝缘，这在高压直流输电线路中，使主电路与控制电路之间的绝缘问题变得简单。

五、逆导晶闸管 (RCT)

逆导晶闸管是由一个晶闸管和一个反并联的二极管集成在同一硅片内的电力半导体复合器件，因此，正向特性与普通晶闸管相同，反向特性如同一个二极管的正向特性，其内部结构、等效电路、伏安特性及图形符号如图 1-7 所示，型号用 KN 表示。与普通晶闸管相比，逆导晶闸管具有容量大、电压高、快速性好等优点，适用于反向不需要承受电压的场合。

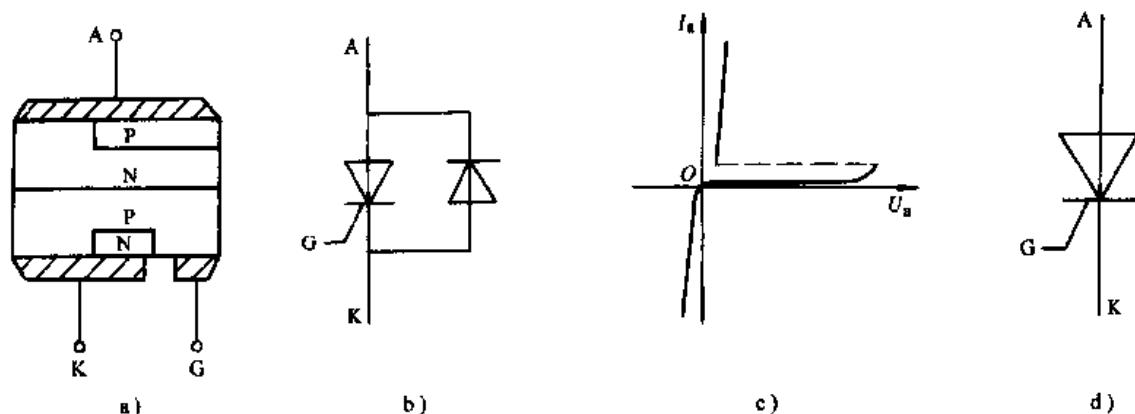


图 1-7 逆导晶闸管

a) 内部结构 b) 等效电路 c) 伏安特性 d) 图形符号

六、功率晶体管 (GTR)

通常将耗散功率(或输出功率)为 1W 以上的晶体管称为功率晶体管，其基本结构和图形符号均与普通晶体管相同，如图 1-8 所示。

随着电流和电压的增大，一些新的物理效应越来越显著，它影响着功率晶体管的电气特性及稳定性，为此设计制造出多种结构形式的功率晶体管。NPN 三重扩散台面型结构功率晶体管的典型结构，如图 1-9 所示。这里以该结构为例，介绍功率晶体管的结构特点。

① 它的管芯是由高掺杂的发射区 N^+ 层、中掺杂的基区 P 层、低掺杂的集电区 N^- 层及高掺杂的集电区 N^+ 层所组成。N 层为原始单晶材料，其它两个 N^+ 层和 P 层是由三次扩散分别形成的。

② 管芯表面有一层二氧化硅膜或钝化膜保护层，因此该结构的可靠性较高。

③ 管芯外形为台面结构，集电结是平坦的平面结，它消除了平面管集电结边缘局部弯曲的结面，因而避免了电场集中效应。台面的表面造型是适当角度的正斜角，使集电结空间电荷区的暴露部分的宽度 L 大于体内部分的宽度 δ 。这样，结的击穿电压将由体内击穿电压决

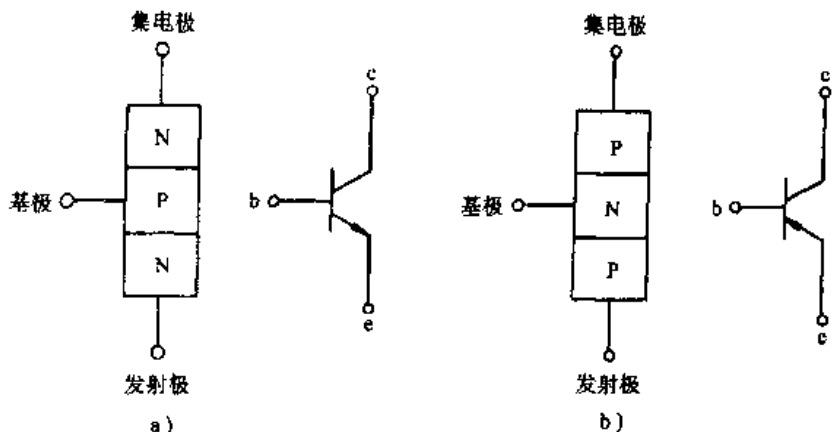


图 1-8 功率晶体管的结构和图形符号

a) NPN 管 b) PNP 管

定。

④ 集电结和发射结的面积都比较大, 电极图形常采用圆环形等图案, 故发射结电流分布较均匀, 有利于减弱大电流效应和改善二次击穿特性。

⑤ 高阻集电区 N^- 层为单晶材料, 掺杂均匀, 质量比外延材料好, 有利于保持电气性能一致, 提高抗二次击穿能力。另一方面, 只要适当控制 N^- 层厚度和它的掺杂浓度, 就能兼顾提高耐压和减小饱和压降的要求, 故可作成大电流和高电压的晶体管。

⑥ 集电区 N^+ 层和金属管座连成一体, 金属管座又和散热器连成一体, 这样既减小了晶体管的内部热阻, 又减小了它的外部热阻, 大大提高了晶体管的耗散功率 P_{CM} 。

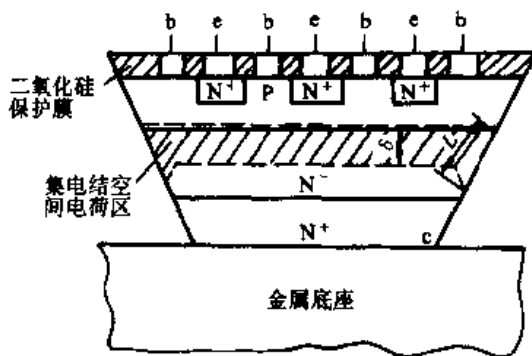


图 1-9 功率晶体管的典型结构

功率晶体管的一个缺点是它的饱和状态中比较低的电流增益, 在整个导通周期需要相当大的基极驱动电流。如集电极电流为 100A 的功率晶体管在饱和模式中需要 10A 的连续基极电流。然而, 两个单个晶体管可以互连以使输入晶体管驱动另一个晶体管的基极, 这样合成的达林顿结构可提高直流电流增益。图 1-10a 表示串级的达林顿连接, 这里对于输出晶体管中 100A 的集电极电流, 驱动晶体管的输入基极电流一般需要 300~500mA。在新单块功率达林顿管中两个晶体管被制造在单一硅片上, 可以附加漏电流稳定电阻, 如图 1-10b 所示, 合成的三端器件具有大电流、高增益晶体管特性。

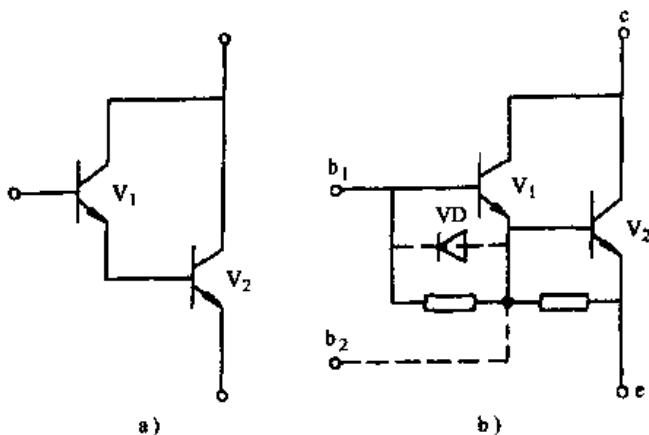


图 1-10 功率达林顿管

a) 基本达林顿连接 b) 单块达林顿晶体管的典型结构

达林顿连接的一个缺点是集电极至发射极饱和电压比起相同定额的单个晶体管稍高, 因而通态功率损耗较大, 但与其它电

力半导体器件相比也并不算高。

在基本的达林顿连接中,驱动晶体管必须在输出晶体管开始导通或关断之前导通或关断,这致使器件开关缓慢,为此引入加速二极管 VD,如图 1-10b 所示,它为 V_2 反向基极电流提供一条通路,因而加速了关断过程。在新型单块达林顿管中,输出晶体管的基极经常制成一个可以使用的外部端子,如图 1-10b 所示那样,以优化开关性能。

功率晶体管既可作开关器件用,也可作放大器件用,在与晶闸管竞争中,它更适用于开关领域。由于功率晶体管具有自关断能力和较高的工作频率,从而在斩波器、逆变器中得到了日益广泛的应用。

七、功率场效应晶体管 (MOSFET)

MOSFET 器件内部结构及图形符号如图 1-11 所示,它有漏极、源极和门极三个端子,分别相应于晶体管的集电极、发射极和基极。在没有门极偏置的情况下,由于两个背对背的 PN 结使源和漏极之间电流不能流动。但是,当绝缘的门极相对于源极为正时,电场吸引自由电子到 P 基片表面,形成 N 型沟道,使电子从源极流向漏极形成电流。图 1-11a 是 N 沟道增强型平面 MOSFET,是电压控制的电流器件,其导通完全是由于电子的移动。相反地, P 沟道 MOSFET,其导通完全是空穴的移动。

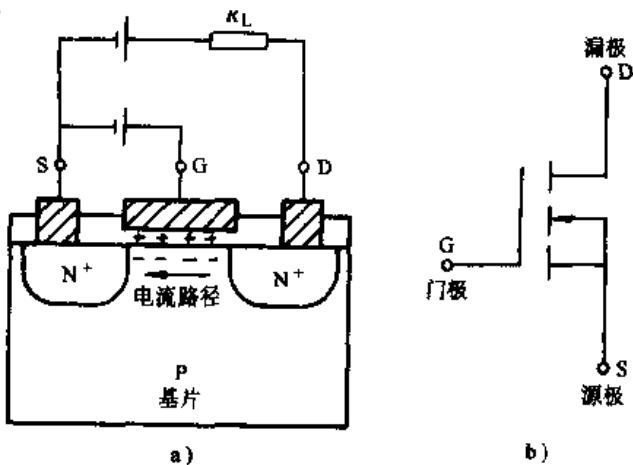


图 1-11 MOSFET 内部结构和图形符号

a) 内部结构 b) 图形符号

通常, MOSFET 导通只靠多数载流子,因此,消除了少数载流子的移动和延迟,故工作频率高。但图 1-11a 结构的特点是漏极和源极之间的导电通道距离长,通态电阻大,功率损耗大,一般仅用于 1W 以下。

新型功率 MOSFET 保留有平面 MOSFET 的高输入阻抗和高开关速度,但让电流从漏极垂直接流动,而后横向通过通道区,如图 1-12 所示。这种垂直式 DMOS (双扩散 MOS) 通道长度取决于扩散过程,并且可以准确地控制,获得短的长度和低的通态电阻。

功率 MOSFET 的开关特性很大程度上取决于由器件的输入电容和门极驱动电路的原阻抗组成的串联 RC 电路的时间常数。导通时,当输入电容充电到阈值电压有一个初始的延迟,并且在门极电压达到完全导通所需要的值之前有进一步延迟,为了减小导通时间,必须采用低阻抗驱动源增加电容的充电电流,要求几安培的充电电流峰值。

功率 MOSFET 是多数载流子晶体管,当除去门极电压时,它立刻开始关断,但是开关速度受输入电容通过驱动电路放电速率的限制,直到输入电容放

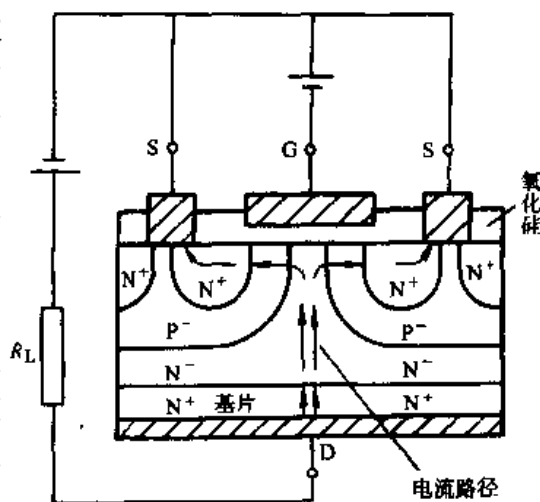


图 1-12 垂直通道 DMOS 功率 MOSFET 内部结构

电到门极阈值电压时关断才完成。

这种电容效应在大电流器件中 10ns 级开关时间的 MOSFET 是可能的, 并且门极需要的功率很小, 以致能直接从 CMOS 或 TTL 集成电路逻辑驱动功率 MOSFET。

与功率晶体管相比, MOSFET 通态压降大于功率晶体管通态压降, 因此, 通态损耗比功率晶体管大。功率 MOSFET 是一个电压控制的多数载流子器件, 驱动功率可以忽略不计, 而且驱动电路简单, 开关时间短, 在高频时具有较高的效率, 从而在低功率高频电路应用中, 已获得了牢固的立足点。

八、复合电力半导体器件

1. 绝缘门极晶体管 (IGBT)

功率 MOS 工艺中的新发展是绝缘门极晶体管 (IGBT) 或电导率可调整的场效应晶体管 (COMFET)。这种器件保留了 MOSFET 的高输入阻抗并且又有和功率晶体管相差不多的低的通态电压降。然而, IGBT 的关断时间却远大于功率 MOSFET。IGBT 的内部结构和图形符号如图 1-13 所示。当施加正的门极-发射极电压时器件导通, 减小这个电压到零时器件关断。

从目前情况看, 100V 以下的阻断电压, 功率 MOSFET 有较低的导通损耗, 优于 IGBT。在较高的阻断电压时, MOSFET 的通态电阻急剧增长, 详细计算表明, 对于运行电压在 200V 以上和开关频率在 50kHz 以下的电动机的驱动应用 IGBT 占优势。

IGBT 有功率 MOSFET 的高输入阻抗和电压控制特性, 但是在高集电极电流等级下门极关断能力降低。目前的发展状态是 IGBT 还不能达到 GTO 的电压阻断能力。

2. MOS 控制晶闸管 (MCT)

MOS 控制晶闸管的等效电路如图 1-14a 所示, 实际上这种器件是由 MOSFET 和晶闸管并联集成的。当门极电压超过阈值电压时, 在分路电阻中电流流通并且接通晶闸管。器件的内部结构如图 1-14b 所示。这种器件具有 MOSFET 的高输入阻抗, 而且又有晶闸管的低导通压降。

3. 功率模块

为了增加经济性、可靠性和用户使用方便, 1970 年后半导体器件开始朝模块装配发展。

在这些集成化的功率模块中, 两个或更多的半导体芯片被安装在一个公共的金属基板上。芯片与基片之间的电绝缘是用氧化铍实现的, 它在电气上是绝缘的, 但是导热的, 所以热量被有效地从芯片传到金属基板上。密封的或玻璃钝化的硅片被用来改善长期电压阻断稳定性。

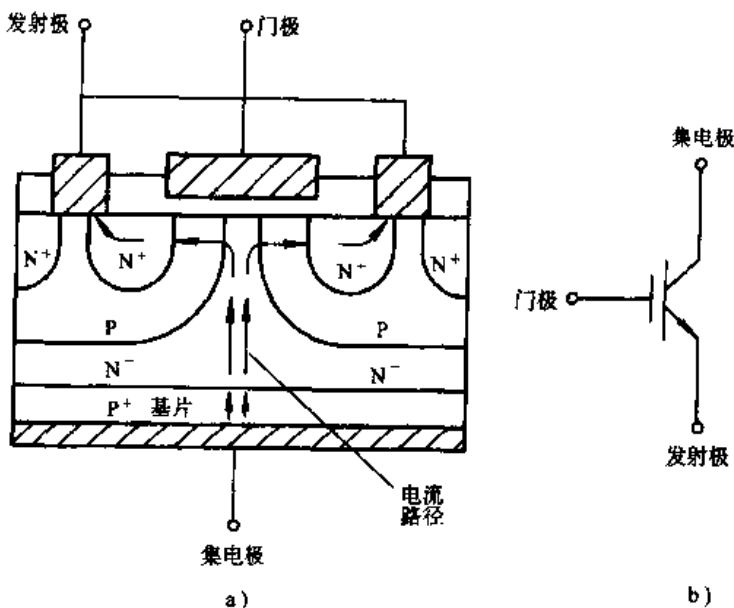


图 1-13 IGBT 的内部结构和图形符号

a) 内部结构 b) 图形符号

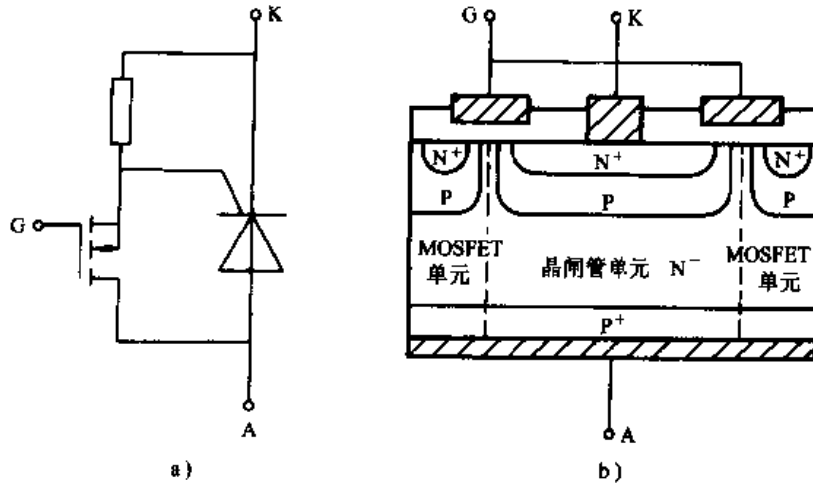


图 1-14 MOS 控制晶闸管的等效电路和内部结构

a) 等效电路 b) 内部结构

九、反向阻断四端晶闸管 (SCS)

反向阻断四端晶闸管又称硅可控开关，即 SCS。它是具有两个控制门极的 PNP 四层半导体器件，它的内部结构、等效电路和图形符号如图 1-15 所示。由图可知，它仅比一般晶闸管多了一个门极 G_A ，若在 G_A 上加一适当的偏压，可使门极 G_K 的灵敏度大为提高，也即可改变器件的动作特性。

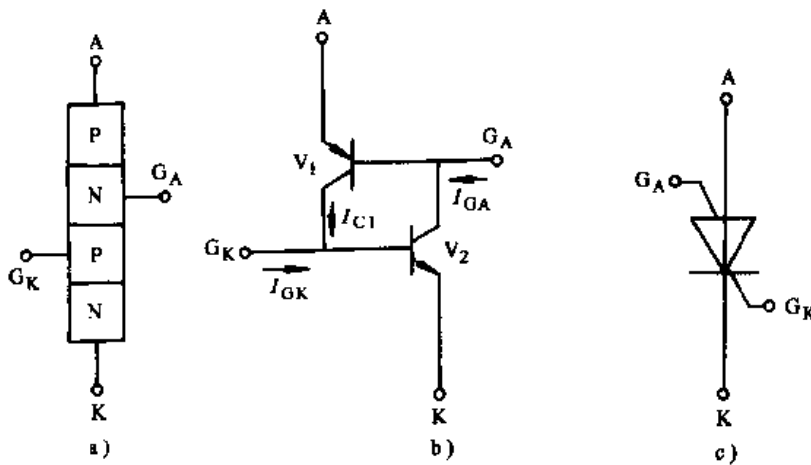


图 1-15 硅可控开关

a) 内部结构 b) 等效电路 c) 图形符号

门极 G_A 还可作为一个输出端子。由图 1-15b 可知， G_K 门极与一般晶闸管的门极功能相同。而门极 G_A 则有使 SCS 导通和关断两种功能，即给 G_A 施加负脉冲电压，可使 SCS 导通，反之，若施加正脉冲电压，又可使 SCS 关断。因此，在控制操作上，SCS 比一般晶闸管要简单、方便得多。

当在 SCS 的门极 G_A 上施加负脉冲电压时，晶体管 V_1 的基极与发射极间为正向偏压，所以 V_1 导通，产生 I_{C1} 作为 V_2 的基极电流，而使 V_2 导通。互联电路内将产生很强的正反馈， V_1 、 V_2 两管迅速达到饱和状态，从而使 SCS 导通。通常由门极 G_A 使 SCS 触发所需的门极电流比门极 G_K 触发时要大得多。

在 SCS 已经开通时，若在门极 G_A 施加正脉冲电压，使晶体管 V_1 的基极与发射极间为反

向偏压, 则可使 V_1 截止, 故 V_2 也截止, SCS 关断。

十、触发器件

常用的触发器件有单结晶体管 (UJT)、程控单结晶体管 (PUT)、双向触发二极管 (DIAC)、硅单向开关 (SUS) 以及集成触发器等。

1. 单结晶体管 (UJT)

单结晶体管的内部结构、等效电路及图形符号如图 1-16 所示。

工作时, 在 b_2b_1 间加上一定直流电压, 只要发射极电压 U_e (eb_1 间电压) 大于单结晶体管峰点电压 U_F , 则单结晶体管导通, 小于谷点电压 U_V , 单结晶体管关断, 利用这种特性可以组成各种电路。

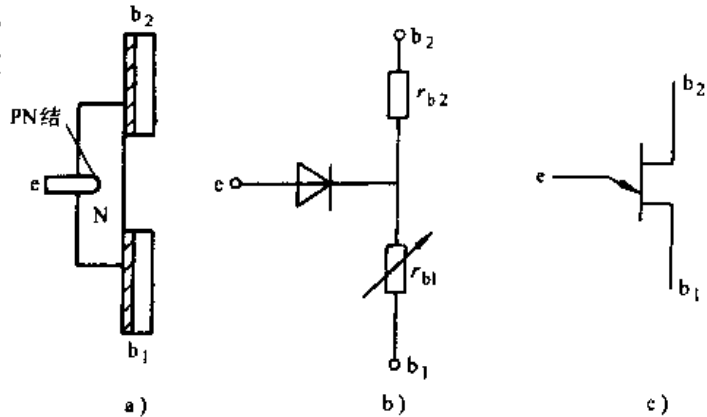


图 1-16 单结晶体管

a) 内部结构 b) 等效电路 c) 图形符号

2. 程控单结晶体管 (PUT)

程控单结晶体管与普通晶闸管的内部结构基本相同, 也是 PNP 四层半导体器件, 也有三个电极, 即阳极、阴极和门极。所不同的是, 程控单结晶体管的门极是从靠近阳极的 N 型半导体层引出的, 其内部结构、等效电路及图形符号如图 1-17 所示。

当阳极 A 的电压低于门极 G 的电压时, 等效晶闸管 V_1 、 V_2 截止, 即程控单结晶体管关断。如果升高阳极电压, 当它高于门极电压时, 等效晶体管 V_1 导通, 由于互联电路中产生很强的正反馈, 所以两只晶体管 (即程控单结晶体管) 迅速饱和导通。

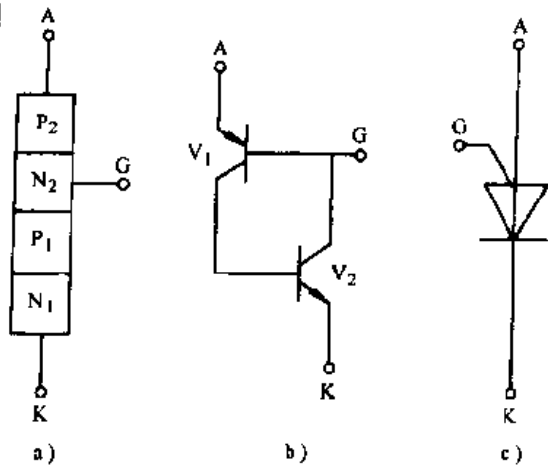


图 1-17 程控单结晶体管

a) 内部结构 b) 等效电路 c) 图形符号

程控单结晶体管 (PUT) 与单结晶体管 (UJT) 一样, 主要用于弛张振荡器, 如图 1-18 所示。E 经 R_1 和 R_2 给 PUT 加入适当的门极电压, 另一方面通过 R_3 对电容 C 充电, 当 C 两端的电压 (即 PUT 的阳极电压) 高于门极电压时, PUT 导通, 电容 C 通过 PUT 和 R_4 放电, R_4 两端的脉冲电压即可作为晶闸管的门极触发电压。当电容 C 的放电电流 (即 PUT 的阳极电流) 小于一定数值后, PUT 关断, 电容又开始充电, 重复上述过程。这样, R_4 两端即可得到具有一定频率的脉冲电压。改变 R_3 的数值, 便可改变电容 C 的充电速度, 因而可以改变振荡器的频率。当 PUT 的漏电流不足以触发晶闸管时, R_4 可以不用, PUT 的阴极可以直接接到晶闸管的门极。

改变 R_3 的数值, 便可改变电容 C 的充电速度, 因而可以改变振荡器的频率。当 PUT 的漏电流不足以触发晶闸管时, R_4 可以不用, PUT 的阴极可以直接接到晶闸管的门极。

3. 硅单向开关 (SUS)

它是由一个程控单结晶体管 (PUT) 和一个稳压管 (V) 组成, 其等效电路和图形符号如图 1-19 所示。图中 A 为阳极、G 为门极、K 为阴极, 稳压管跨接在门极和阴极之间。

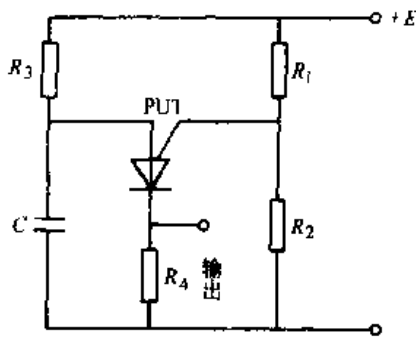


图 1-18 PUT 弛张振荡器

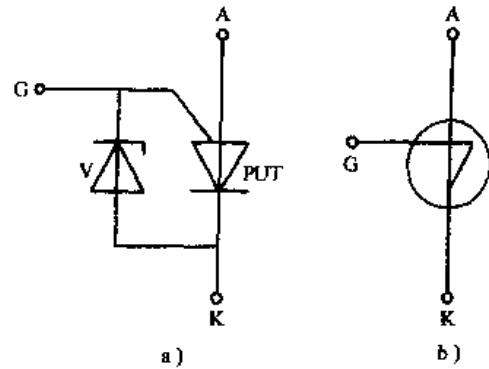


图 1-19 硅单向开关

a) 等效电路 b) 图形符号

硅单向开关的伏安特性曲线如图 1-20 所示。当正向阳极电压 U_{AK} 上升到稳压管的击穿电压 U_S (通常为 $6 \sim 15V$) 时,其内部的 PUT 的阳极-门极 P-N 结因正向偏置而导通,因此, SUS 迅速导通,使阳极与阴极间呈一低电阻值。SUS 的反向耐压值 U_R 比正向转折电压高。

4. 双向触发二极管 (DIAC)

它是 NPNPN 五层半导体器件,可看成由四层半导体器件反并联而成,其内部结构、等效电路及图形符号如图 1-21 所示。它不分阳极和阴极,因此,不管外加电压的极性如何,只要外加电压值大于双向触发二极管的触发电压,它均会因雪崩击穿而导通。

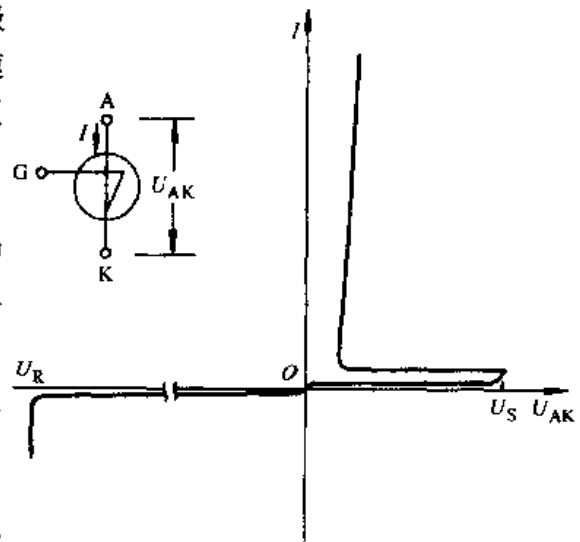


图 1-20 SUS 伏安特性曲线

5. 集成触发器

触发电路集成化,不但能简化电路,而且有移相性能好、输出电流大等优点,因此发展很快。目前常用的有 KC01、KC02、KC04~KC11 等多种。使用时应注意管脚的外围电路及电源的正负极性,并按要求把线路焊好,测试有关端子波形是否正确,脉冲是否能够移相,幅值、宽度是否满足要求,一切正常后,再与主电路接好。详细结构及原理可参见产品说明书及有关资料,这里不再叙述。

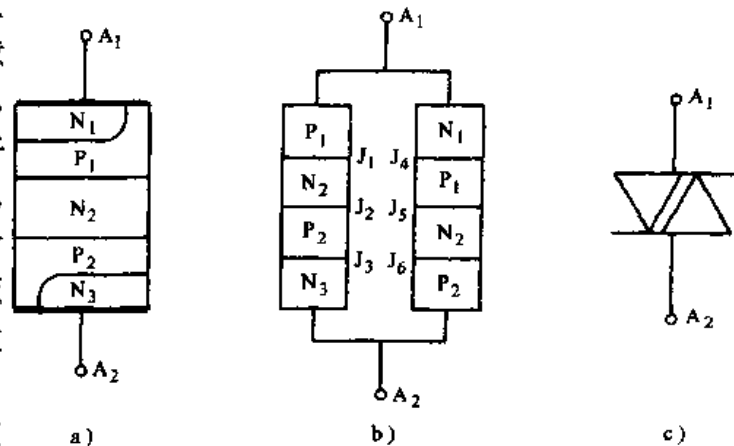


图 1-21 双向触发二极管

a) 内部结构 b) 等效电路 c) 图形符号

随着电力半导体器件的广泛应用,新的触发器件不断出现,使触发灵敏度、可靠性都有很大提高,从而

使触发电路的使用变得更加灵活和多样。

例 1-1 使晶闸管导通的条件是什么？

答 ① 加正向阳极电压。

② 同时加上足够的正向门极电压。

③ 并且要有足够的触发功率。

例 1-2 晶闸管导通后，移去门极电压，晶闸管是否还能继续导通？为什么？

答 能。这因为晶闸管可看作一个 PNP 型与 NPN 型晶体管互联的器件，如图 1-23 所示。晶闸管一旦导通后，即使除去门极电压，使 $I_g = 0$ ，但复合管中的 V_2 仍保持着远大于触发电路的基极电流，使晶闸管继续导通。

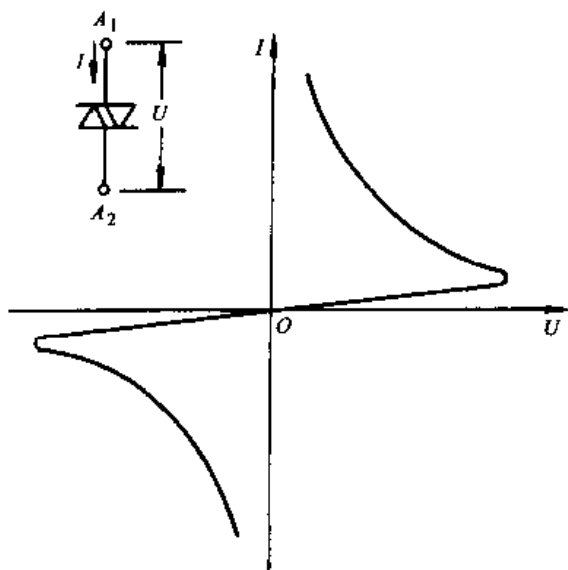


图 1-22 双向触发二极管伏安特性曲线

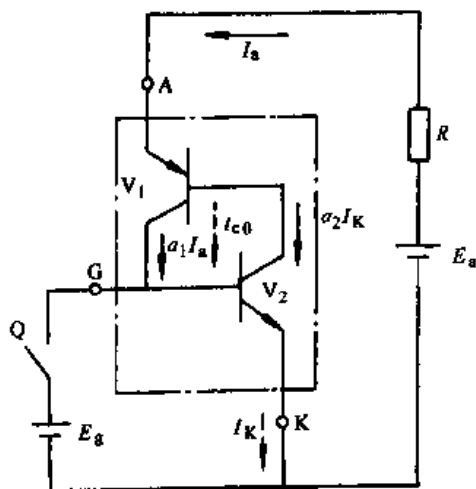


图 1-23 晶闸管等效电路

例 1-3 怎样才能使晶闸管由导通变为关断？

答 在实际电路中是采用阳极电压反向、减小阳极电压、或增大回路阻抗等方式，使阳极电流小于维持电流，晶闸管即关断。

例 1-4 在晶闸管的门极通入几十毫安的小电流可以控制阳极几十、几百安培的大电流的导通，它与晶体管用较小的基极电流控制较大的集电极电流有什么不同？晶闸管能不能像晶体管一样构成放大器？

答 晶体管在共发射极接法时，基极电流 I_b 可以控制较大的集电极电流 I_c 变化，起到了电流放大的作用；而晶闸管在电路中只能由门极控制信号控制其导通，在电路中只起到一个开关作用，要关断还需采取措施（如阳极加反向电压）。因此，不能构成放大器。

例 1-5 温度升高时，晶闸管的触发电流、正反向漏电电流、维持电流以及正向转折电压和反向击穿电压各如何变化？

答 当温度升高时，晶闸管的触发电流 I_g 下降；正反向漏电电流上升；维持电流 I_H 下降；正向转折电压与反向击穿电压都减小。

例 1-6 在夏天，工作正常的晶闸管装置到冬天变得不可靠了，可能是什么原因？冬天工作正常，夏天工作不正常又可能是什么原因？

答 夏天工作正常，冬天工作不正常的原因可能是电路提供的触发电流 I_g 偏小，夏天勉

强能触发，而冬天则不能满足对触发电流的要求了。冬天正常，夏天不正常的原因可能是晶闸管的维持电流小，冬天勉强能关断，到了夏天不容易关断；或者是，选用的晶闸管电压偏低，到了夏天，管子的转折电压与击穿电压值下降，造成“硬开通”或击穿。

例 1-7 图 1-24 为调试晶闸管电路，在断开 R_d 测量输出电压 U_d 是否正确可调时，发现电压表读数不正常，接上 R_d 后一切正常，为什么？

答 当 Q 未合上时，因电压表内阻很大，即使晶闸管门极加触发脉冲，此时流过晶闸管的阳极电流仍小于擎住电流，晶闸管没有导通，电压表上显示的读数只是管子漏电流形成的电阻与电压表内阻的分压值，所以这个读数是不正确的。当 Q 合上后， R_d 接入电路，晶闸管能正常导通，电压表的读数才能正确显示。

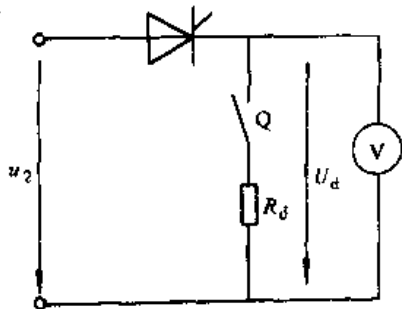


图 1-24 例 1-7 图

例 1-8 用万用表怎样区分晶闸管阳极 (A)、阴极 (K) 与门极 (G)？判断晶闸管的好坏有哪些简便实用的方法？

答 可用万用表测量晶闸管三个极间的电阻。管子阳、阴极间的正反向电阻接近无穷大，门极与阴极间电阻值约为几百欧，并且 G-K 间的阻值略小子 K-G 间的阻值。

判断晶闸管的好坏的方法有：

- ① 用万用表可以初步判断好坏，如上面讲的各极间的阻值状况。
- ② 用 6V 电源（干电池或直流稳压电源）作为阳极电源，接成如图 1-25 线路，如果按下开关 Q 后，灯亮，说明管子是好的。
- ③ 用晶体管图示仪测量管子正反向伏安特性。

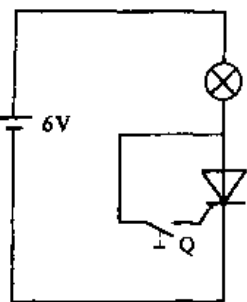


图 1-25 例 1-8 图

例 1-9 在环境温度较低时，或是加强通风冷却时，晶闸管与整流二极管是否可以超过额定电流运行？

答 按规定不可以超过额定电流运行，但实际上只要保证结温不超过允许值 100°C ，可以在一定范围内超额运行。

例 1-10 结温与管壳（底座）温度大概相差多少？50A 以上器件不用风冷时额定电流要打多少折扣？

答 结温与管壳温度的差别和环境温度、通过电流的大小、散热器大小、通风条件等有关。结温已达到 100°C 时，管壳温度因上述条件不同，可以相差 $20\sim 50^{\circ}\text{C}$ ，所以不能以管壳温度来计结温。在规定的散热器及冷却条件下，两者大约相差 $30\sim 40^{\circ}\text{C}$ 。规定用风冷的 50A 以上的器件，不用风冷时可按照 $30\%\sim 40\%$ 电流定额使用。

例 1-11 工作温度升高，晶闸管的正反向不重复峰值电压有多大变化？是一样吗？

答 因为晶闸管的正向与反向表现出阻断特性的 P-N 结不是同一个，所以在室温下及高温下，正反向不重复峰值电压变化不一样，变化幅度也不一定，与器件制造的工艺质量关系很大，一般正向不重复峰值电压下降更多一些，所以室温下测出的峰值电压不能作为高温下工作电压的依据，只能作为一个参考。

例 1-12 晶闸管在大电流时失控变成二极管是什么故障？晶闸管正向击穿后能否当二极管用？

答 这种故障说明器件的高温特性不好，即在大电流时器件失去正向阻断能力。晶闸管正向击穿往往集中在一个点上，如果当二极管用，通过较大电流，将引起器件结面局部发热

导致反向也击穿, 所以当二极管用只能通过较小的电流。

例 1-13 晶闸管的门极允许加多高电压? 通过多大电流? 不同规格的晶闸管一样吗?

答 按规定门极电压、电流瞬时值不能超过 10V、2A。在宽脉冲下, 控制门极所加的平均功率, 即电流电压乘积再乘以脉冲宽度的百分数, 不能超过 500mW, 但 100A 以上的器件门极的面积增大, 能够承受的外加控制信号的功率也可以增大, 对 100~200A 的器件可以允许平均损耗为 1W, 对 300~500A 器件为 2W。

例 1-14 有些器件的门极只加 2V 就可使晶闸管触发导通, 是否对于触发电路只输出 3V 就够了?

答 按规定门极触发电压在 3.5V (50A 器件) 或 4V (100A 以上器件) 以下者均为合格产品。但希望触发电压仍能在 5~6V 以上, 这是因为一方面希望触发电路的通用性好些, 另一方面, 一般合格证上所给的数据是在室温下测定的, 在低温下, 要求触发电压、电流均显著增大, 例如在 -25℃ 时触发电压、电流可能增大 1 倍左右。

例 1-15 为什么擎住电流比维持电流大几倍?

答 因为晶闸管刚导通时, 在硅片结面上只有靠近门极附近的区域导通, 触发脉冲结束后要使导通区域能继续扩展到整个结面所需要的电流比维持电流要大得多才行, 所以擎住电流大于维持电流。

例 1-16 用万用表测晶闸管门极时, 为什么正反向电阻不同? 是否阻值愈小愈好?

答 晶闸管的门极对阴极是一个 P-N 结, 所以正反向电阻不同。但是同一型号的门极伏安特性相差很大, 所以不能以门极电阻大小来确定特性好坏。当然, 如果测得电阻值为零或无穷大, 则表明门极与阴极已短路或开路, 不能使用。

例 1-17 晶闸管最大冲击电流允许多大? 超过了是否一定会坏?

答 据对 100A 元件冷态进行冲击试验, 通过正弦半波平均电流 3000A 达 28 次才损坏。但在热态下 (结温 100℃) 耐受冲击电流能力就要小得多。所以晶闸管在冷态下允许的冲击电流比热态时要大得多, 参看表 1-1。

表 1-1 电流过载倍数

元件系列	电 流 过 载 倍 数		
	一个周波	5s	5min
KP ₁	5	2	1.25
KP ₅	5	2	1.25
KP ₁₀	5	2	1.25
KP ₂₀	5	2	1.25
KP ₅₀	5	2	1.25

例 1-18 螺栓式与平板式晶闸管拧紧在散热器上, 是否拧得越紧越好?

答 元件固定在散热器上, 拧得愈紧, 散热效果愈好。但是, 螺栓式元件在螺栓的六角上加力旋紧时, 座底与硅片之间将产生应力, 扭力大时会引起硅片损坏, 所以拧紧时不可加力太大。

例 1-19 晶闸管在使用时突然损坏, 有哪些可能的原因?

答 引起元件损坏的原因有很多, 下面仅介绍一些常见的损坏元件的原因。

(1) 电流方面的原因

输出发生短路或过载, 而过电流保护不完善, 熔断器规格不对, 快速性能不合要求。

输出接电容滤波, 触发导通时, 电流上升率太大造成损坏。

(2) 电压方面的原因

没有适当的过电压保护, 外界因开关操作、雷击等有过电压侵入或整流电路本身因换相造成换相过电压, 或是输出回路突然断开而造成过电压均可损坏元件。

元件特性不稳定, 正向电压额定值下降, 造成连续的正向转折引起损坏, 反向电压额定值下降引起反向击穿。

(3) 门极方面的原因

门极所加最高电压、电流或平均功率超过允许值; 门极和阳极发生短路故障; 触发电路有故障, 加在门极上的电压太高, 门极所加反向电压太大 (超过允许值 10V 以上造成反向击穿)。

(4) 散热冷却方面的原因

散热器没拧紧, 温升超过允许值, 或风机、水冷却泵停转, 元件温升超过允许值。

例 1-20 可用什么样的信号作为晶闸管的门极控制信号?

答 可用尖脉冲、矩形脉冲、强触发脉冲。多相可控整流时要求宽脉冲。为了减少门极控制回路的电源个数和各元件与阴极的绝缘, 通常把宽脉冲变换为高频脉冲列, 经脉冲变压器供给门极。此外, 如果使用光耦合器则无需变换为脉冲列, 而且能保证绝缘强度高。对可关断晶闸管 (GTO) 需要输入连续的阶跃脉冲信号, 所以多采用光耦合器。

例 1-21 用正弦半波测试晶闸管时, 正反向漏电流的波形也是正弦半波形状吗? 晶闸管导通时流过正弦半波电流, 其正向压降的波形是怎样的?

答 由于晶闸管的阳极伏安特性不是一条直线, 因此, 外加正弦波电压其漏电流的波形并不是正弦波。同理, 通过正向半波电流时, 其正向压降也不是正弦波。

例 1-22 按有效值相同来决定晶闸管在小导电角时的允许平均电流值, 这是不是根据不同导电角下晶闸管的损耗相同的条件来规定的?

答 导电角不同而损耗相同只说明了平均温升相同, 而小导电角时电流峰值较大, 因而硅片的瞬时温升可能较大, 再考虑到硅片中因电流分布不均, 局部发热可能很大, 所以既不能按平均损耗相同来确定允许平均电流, 也不能按管壳温度不超过允许值来确定平均电流。按电流有效值相同来确定小导电角时的平均电流只是一种近似的实用方法, 有时需要修正。

例 1-23 在图 1-26 中, 要使晶闸管 VT 导通, 门极触发信号——电流脉冲的宽度最小应为多少微秒? 图中 $E=50\text{V}$, $R=0.5\Omega$, $L=0.5\text{H}$, 晶闸管擎住电流 $I_L=15\text{mA}$ 。

答 晶闸管 VT 导通后, 主回路电流 i 按下式上升:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = E$$

即

$$i = \frac{E}{R} (1 - e^{-Rt/L})$$

晶闸管要维持导通状态, i 需要达到擎住电流以上。在此之前门极触发信号电流必须继续流通。因此, 将数值代入上式 (大的单位为 s), 得

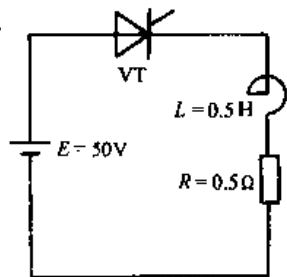


图 1-26 例 1-23 图

$$\frac{50}{0.5} (1 - e^{-t}) \text{ A} \geq 15 \times 10^{-3} \text{ A}$$

因为

$$e^{-t} \approx 1 - t$$

所以

$$t > 150 \times 10^{-6} \text{ s} = 150 \mu\text{s}$$

所以脉宽要大于 $150 \mu\text{s}$ 。

练 习 题

1-1 型号为 KP100-3、维持电流 $I_H = 4\text{mA}$ 晶闸管使用在图 1-27 中的电路是否合理？为什么（暂不考虑电压电流裕量）？

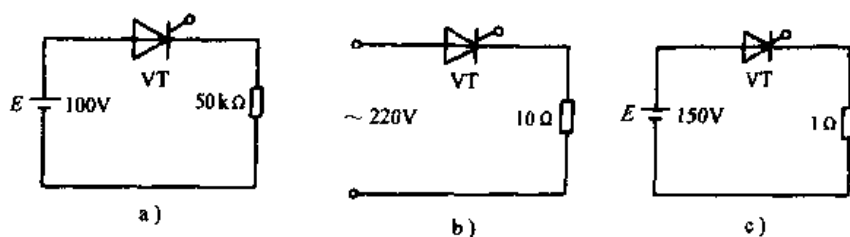


图 1-27 练习 1-1 图

- 1-2 有些晶闸管触发导通后，触发脉冲结束时它又关断是什么原因？
- 1-3 晶闸管阳极加较高电压或较低电压时，触发电压、触发电流是否一样？
- 1-4 晶闸管导通时，流过晶闸管的电流大小取决于什么？晶闸管阻断时，承受的电压大小取决于什么？
- 1-5 晶闸管当二极管使用时应如何联接？
- 1-6 画出晶闸管伏安特性，标出特殊点的名称，如何确定晶闸管的额定电压？
- 1-7 为什么要考虑断态电压上升率 dv/dt 和通态电流上升率 di/dt ？
- 1-8 普通晶闸管可以与两只三极管互补接法等效。第一只 $P_1N_1P_2$ 型的 α_1 要比第二只 $N_1P_2N_2$ 型的 α_2 小得多，为什么？

第二章 基础练习

在电力电子变流技术中,经常遇到电压或电流的平均值、有效值概念,经常遇到一个切去一部分的正弦波的平均值、有效值的计算,以及一些其它波形的平均值、有效值的计算,这些都可根据平均值、有效值的定义来求出。

设 $f(\theta)$ 为表示电压或电流的函数,则它在 α - β 期间的平均值和有效值用下式来定义:

$$\text{平均值为 } \frac{1}{\beta-\alpha} \int_{\alpha}^{\beta} f(\theta) d\theta$$

$$\text{有效值为 } \sqrt{\frac{1}{\beta-\alpha} \int_{\alpha}^{\beta} f^2(\theta) d\theta}$$

设函数 $f(\theta)$ 是周期函数,若 $f(\theta)$ 的周期是 2π ,那么函数 $f(\theta)$ 可以展开为三角级数:

$$f(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta)$$

式中 n ——高次谐波的次数;

$a_0/2$ ——直流分量。

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta$$

或者

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) d\theta$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta$$

当 $f(\theta)$ 为偶函数,即 $f(\theta) = f(-\theta)$ 时,则

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) \cos n\theta d\theta \quad b_n = 0$$

当 $f(\theta)$ 为奇数,即 $f(\theta) = -f(-\theta)$ 时,则

$$a_n = 0 \quad b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\theta) \sin n\theta d\theta$$

例 2-1 图 2-1 中打斜线部分表示流过晶闸管的电流波形,其最大值均为 I_m 。试计算各电流的平均值 $I_{d1}, \dots, I_{d6}$; 电流的有效值 $I_1, \dots, I_6$ 和它们的波形系数 $K_{t1}, \dots, K_{t6}$ 。

解 ①
$$I_{d1} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi} = \frac{I_m}{\pi}$$

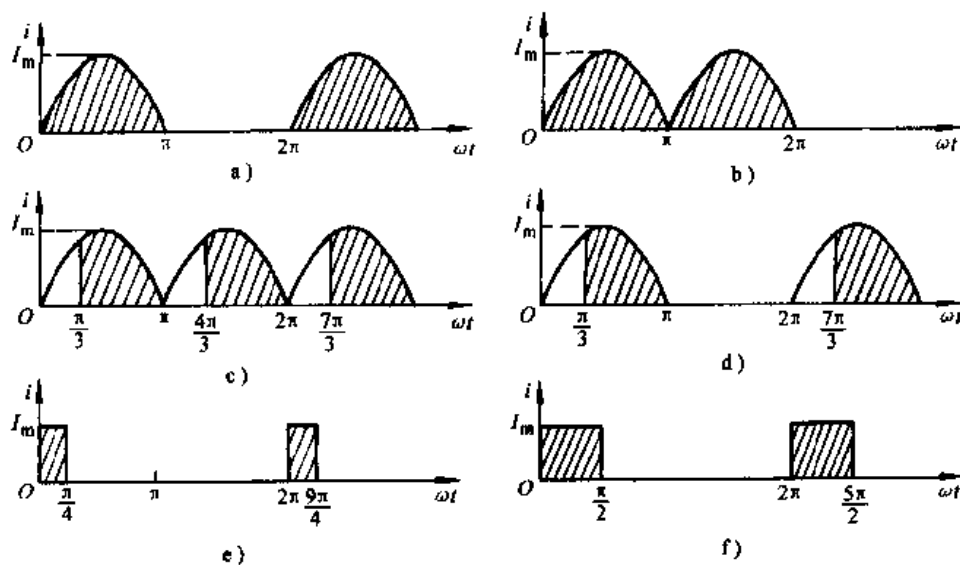


图 2-1 例 2-1 图

a) 半波整流 b) 全波整流 c) $\alpha = \frac{\pi}{3}$ 桥式整流 d) $\alpha = \frac{\pi}{3}$ 单相半波可控整流

e) 矩形波输入 $\theta = \frac{\pi}{4}$ f) 矩形波输入 $\theta = \frac{\pi}{2}$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \int_0^\pi \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} d(\omega t)} = \sqrt{\frac{I_m^2}{2\pi} \left[\int_0^\pi \frac{1}{2} d(\omega t) + \int_0^\pi -\frac{\cos 2\omega t}{2} d(\omega t) \right]}$$

$$\int_0^\pi -\frac{\cos 2\omega t}{2} d(\omega t) = 0$$

$$I_1 = \frac{I_m}{2}$$

$$K_{t1} = \frac{I_1}{I_{d1}} = \frac{I_1/2}{I_m/\pi} = \frac{\pi}{2}$$

$$\textcircled{2} \quad I_{d2} = \frac{2 \times 1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2I_m}{\pi}$$

$$I_2 = \sqrt{\frac{2 \times 1}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

$$K_{t2} = \frac{I_2}{I_{d2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

$$\textcircled{3} \quad I_{d3} = \frac{2 \times 1}{2\pi} \int_{\pi/3}^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} [-\cos \omega t]_{\pi/3}^\pi = \frac{I_m}{\pi} \left(1 + \frac{1}{2} \right) = \frac{3I_m}{2\pi}$$

$$I_3 = \sqrt{\frac{2 \times 1}{2\pi} \int_{\pi/3}^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{\sqrt{3}}{3} I_m$$

$$K_{t3} = \frac{I_3}{I_{d3}} = \frac{\sqrt{3} I_m/3}{3I_m/(2\pi)} = \frac{2\sqrt{3}\pi}{9}$$

$$\textcircled{4} \quad I_{d4} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/3}^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3}{4\pi} I_m$$

$$I_4 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/3}^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{1}{\sqrt{6}} I_m$$

$$\begin{aligned}
 K_{t1} &= \frac{I_m / \sqrt{6}}{3I_m / (4\pi)} = \frac{4\pi}{3\sqrt{6}} \\
 \textcircled{5} \quad I_{d5} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/4} I_m d(\omega t) = \frac{1}{8} I_m \\
 I_5 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/4} I_m^2 d(\omega t)} = \frac{1}{2\sqrt{2}} I_m \\
 K_{t5} &= \frac{I_m / (2\sqrt{2})}{I_m / 8} = 2\sqrt{2} \\
 \textcircled{6} \quad I_{d6} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} I_m d(\omega t) = \frac{1}{4} I_m \\
 I_6 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} I_m^2 d(\omega t)} = \frac{1}{2} I_m \\
 K_{t6} &= \frac{I_6}{I_{d6}} = \frac{I_m / 2}{I_m / 4} = 2
 \end{aligned}$$

例 2-2 试求图 2-2 中电压波形的平均值及有效值。

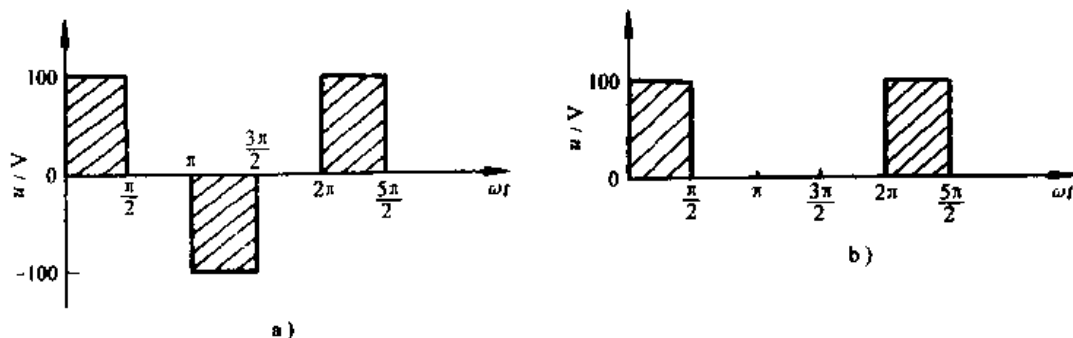


图 2-2 例 2-2 图

$$\begin{aligned}
 \text{解 } \textcircled{1} \quad U_d &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi/2} 100 d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi} (-100) d(\omega t) \right] = 0 \text{ V} \\
 U &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi/2} 100^2 d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi} (-100)^2 d(\omega t) \right]} \text{ V} = 70.7 \text{ V} \\
 \textcircled{2} \quad U_d &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} 100 d(\omega t) = 25 \text{ V} \\
 U &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} 100^2 d(\omega t)} = 50 \text{ V}
 \end{aligned}$$

例 2-3 试将图 2-3 中的方波按傅里叶级数展开。

解 ① 如图 2-3a 所示。因为 $u(\omega t) = -u(-\omega t)$ ，所以 $u(\omega t)$ 为奇函数，故 $a_n = 0$ 。

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2U_m}{n\pi} (1 - \cos n\pi) \\
 u &= \frac{4U_m}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)
 \end{aligned}$$

② 如图 2-3b 所示。因为 $u(\omega t) = u(-\omega t)$ ，所以 $u(\omega t)$ 为偶函数

$$\begin{aligned}
 \text{故} \quad a_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} U_m \cos(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi/2}^{\pi} (-U_m) \cos(n\omega t) d(\omega t) = \\
 &= \frac{4U_m}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \quad (n=0, 1, 2, 3, \dots)
 \end{aligned}$$

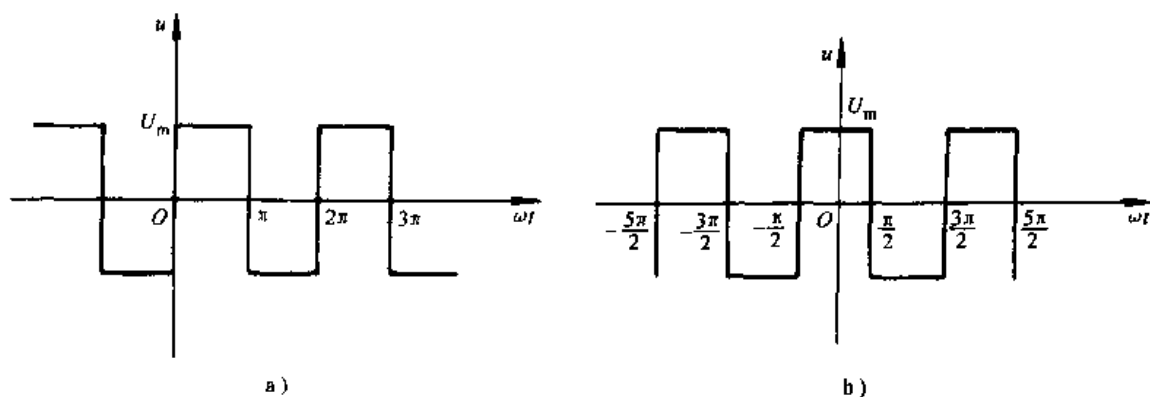


图 2-3 例 2-3 图

$$b_n = 0$$

$$U(\omega t) = \frac{4U_m}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right)$$

由图 2-3a 和图 b 的展开表达式来看,同一波形在不同坐标下表达式是不一样的,这一点在许多习题中都会遇到,有的学生常常忽略了这一点。

例 2-4 图 2-4a 中, U 为正弦交流电 u 的有效值, VD 为二极管,忽略 VD 的正向压降及反向电流的情况下,求电压表 V 和电流表 A 的读数。

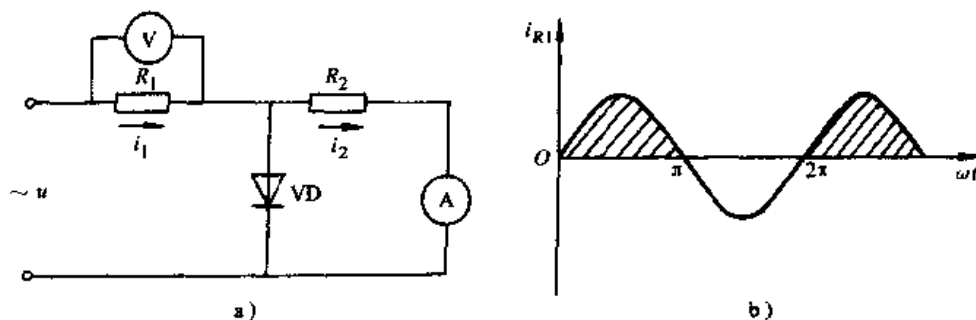


图 2-4 例 2-4 图

解 $u > 0$ 时, VD 正向导通, R_2 被短接。 R_1 上电压波形如图 2-4b 所示, 则流过 R_1 的电流 $i_1 = (\sqrt{2}U/R_1)\sin\omega t$, 流过 R_2 的电流 $i_2 = 0$ 。

$u < 0$ 时, VD 截止, R_1 和 R_2 构成串联电路,

$$i_1 = i_2 = \frac{\sqrt{2}U}{R_1 + R_2} \sin\omega t$$

因为直流电流表测量出的值是电流的平均值, 所以电流表 A 的指示为

$$i_2 \text{ 的平均值} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \frac{\sqrt{2}U}{R_1 + R_2} [-\sin\omega t] d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U}{(R_1 + R_2)\pi}$$

$$i_1 \text{ 的有效值} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U}{R_1} \sin\omega t \right)^2 d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U}{R_1 + R_2} \sin\omega t \right)^2 d(\omega t) \right]} = \sqrt{\frac{1}{2R_1^2} + \frac{1}{2(R_1 + R_2)^2}} U =$$

$$\sqrt{\frac{(R_1 + R_2)^2 + R_1^2}{2R_1^2(R_1 + R_2)^2}} U$$

$$V \text{ 的指示有效值} = i_1 \text{ 的有效值} \times R_1 = \frac{\sqrt{2(R_1 + R_2)^2 + 2R_1^2}}{2(R_1 + R_2)} U$$

例 2-5 将图 2-5 中的电流 i 展开为傅里叶级数。

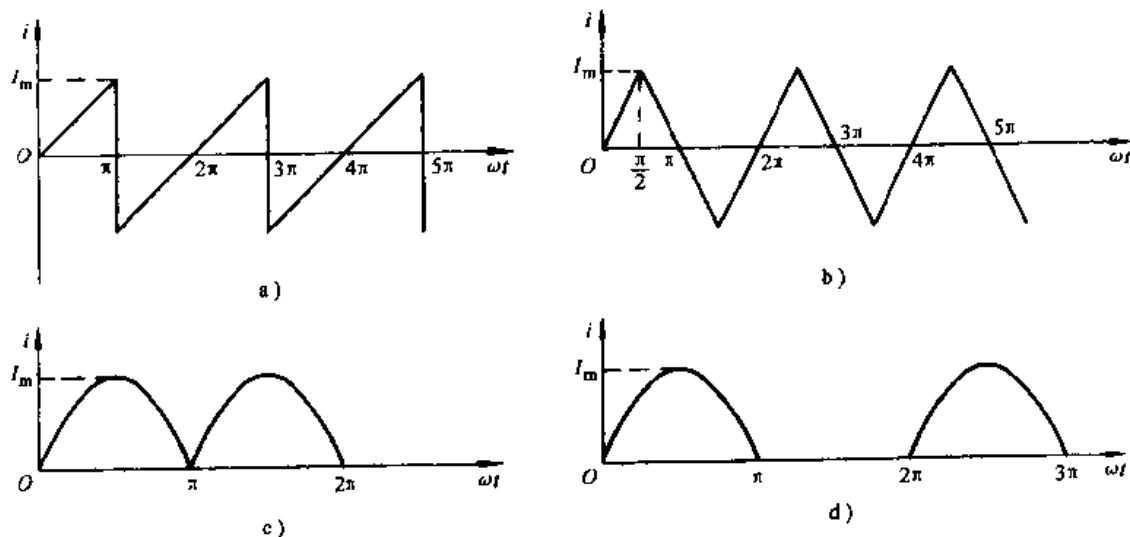


图 2-5 例 2-5 图

解 ① 图 a 中 $i = f(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \omega t$ 为奇函数

$$a_0 = 0 \quad a_n = 0$$

$$b_n = \frac{2I_m}{\pi^2} \int_0^\pi \omega t \sin(n\omega t) d(\omega t) = (-1)^{n+1} \frac{2I_m}{n\pi}$$

$$i = f(\omega t) = \frac{2I_m}{\pi} \sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t - \frac{1}{4} \sin 4\omega t$$

② 图 b 中

$$i = f(\omega t) = \begin{cases} \frac{2I_m}{\pi} \omega t & 0 \leq \omega t < \frac{\pi}{2} \\ -\frac{2I_m}{\pi} (\omega t - \pi) & \frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \pi \end{cases}$$

因为

$i = f(\omega t)$ 为奇函数

故

$$a_0 = 0 \quad a_n = 0$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\pi/2} \frac{2I_m}{\pi} \omega t \sin(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\pi/2}^\pi -\frac{2I_m}{\pi} (\omega t - \pi) \sin(n\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{8I_m(-1)^{n-1}}{\pi^2(2n-1)^2}$$

所以
$$i = f(\omega t) = \frac{8I_m}{\pi^2} (\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t - \dots)$$

③ 图 c 中, $f(\omega t)$ 是偶函数

$$b_n = 0$$

$$a_0 = \frac{2 \times 1}{\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2I_m}{\pi}$$

$$a_n = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi/2} I_m \sin \omega t \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \times \begin{cases} 0 & n=1, 3, 5, \dots \\ \frac{2}{n+1} - \frac{2}{n-1} & n=2, 4, 6, \dots \end{cases}$$

$$i = f(\omega t) = \frac{2I_m}{\pi} \left(1 - \frac{2}{1 \times 3} \cos 2\omega t - \frac{1}{3 \times 5} \cos 4\omega t - \frac{2}{5 \times 7} \cos 6\omega t - \dots \right)$$

④ 图 d 中若正弦整流的全波电流为 $f(\omega t)$, 正弦整流的半波电流为 $f_1(\omega t)$, 则有

$$f_1(\omega t) = \frac{f(\omega t) + I_m \sin \omega t}{2}$$

$$i = f_1(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \left\{ 1 + \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t - \dots \right\}$$

练 习 题

2-1 试绘出 $u(t) = 10 \sin \omega t + 2 \times 5 \sin(3\omega t - \pi/2)$ V 的波形图。

2-2 试绘出 $u(t) = 10 \sin \omega t + 2 \times 5 \sin(\omega t - \pi/2)$ V 的波形图。

2-3 作用于 RLC 串联电路的电压为 $u_e = [50 \cos \omega t + 25 \cos(3\omega t + \pi/3)]$ V, 且基波频率的输入阻抗 $Z(j\omega) = R + j(\omega L - 1/(\omega C)) = (8 + 6j) \Omega$, 求电流 $i(t) = ?$

2-4 加在 15Ω 电阻上的电压为 $u(t) = [100 + 22.4 \cos(\omega t - \pi/4) + 4.11 \cos(3\omega t - \pi/3)]$ V 求:

① 电压有效值为若干?

② 电阻上消耗的平均功率为若干?

2-5 施加于两端网络的电压 $u_{ab}(t) = [100 + 100 \cos \omega t + 3 \cos 3\omega t]$ V, 流入 a 端电流 $i(t) = [50 \cos(\omega t - \pi/4) + 10 \sin(3\omega t - \pi/3) + 20 \cos 5\omega t]$ A 求: ① u_{ab} 的有效值为若干? ② i_{ab} 的有效值为若干? ③ 平均功率为若干?

2-6 $u_1 = (220 \sqrt{2} \sin \omega t)$ V, $u_2 = [220 \sqrt{2} \sin(\omega t - \pi/3)]$ V, 绘出 $u = u_1 - u_2$ 的曲线 ($\omega = 2\pi f = 100\pi/s$)。

2-7 $u_1 = (220 \sqrt{2} \sin \omega t)$ V, $u_2 = [220 \sqrt{2} \sin(\omega t + \pi/3)]$ V, 绘出 $u = u_1 + u_2$ 的曲线 ($\omega = 2\pi f = 100\pi/s$)。

2-8 $u_1 = (220 \sqrt{2} \sin \omega t)$ V, $u_2 = 100$ V, 绘出 $u = u_1 + u_2$ 的曲线 ($\omega = 2\pi f = 100\pi/s$)。

2-9 绘出 $u = e^{-t} \sin \omega t$ 的曲线 ($\omega = 2\pi f = 100\pi/s$)。

第三章 整流电路

整流电路从相数上来区分,有单相、两相、三相、六相等;从控制方式上来区分,有半控、全控之别。从电路型式来区分,更是多种多样。分析与计算整流电路时一定要抓住整流电路的要点:晶闸管什么时刻导通,又在什么时刻关断,绘制出整流输出负载上的波形。根据输出波形,应用电工基础中平均值、有效值的概念,推导出输出波形随控制角 α 变化的函数表达式,然后代入数值即可达到要求。各种常见的整流电路的型式及计算公式如表 3-1 所示。

对于电路中晶闸管的选择必须遵守下列两条原则:第一,晶闸管的额定电压必须大于器件在电路中实际承受的最大电压。考虑到电源电压波动与抑制后的过电压,晶闸管的额定电压必须大于其实际承受最大电压的 2~3 倍;第二,晶闸管的额定电流必须使管子的额定电流有效值 $1.57I_{T(AV)} \geq I_T$ 。 I_T 为实际流过管子电流的最大有效值。根据不同电路、不同控制角、不同性质负载与已知的 I_d 可确定晶闸管的额定电流。

$$I_{T(AV)} \geq KI_d$$

式中 $K=I_T/(1.57I_d)$ 可由后面表 3-2 查得。

最后确定晶闸管的额定电流 $I_{T(AV)}$ 还要将查表计算值乘以 1.5~2。

例 3-1 在图 3-1 所示的单相半波整流电路中, $R=10\Omega$, $L=50\text{mH}$, $E=100\text{V}$, $R_f=1\Omega$, $u=(100\sqrt{2}\sin\omega t)\text{V}$, $f=50\text{Hz}$, 当纯电阻负载、纯电感与电阻串联负载以及反电动势负载三种情况下,试计算:

- ① 直流输出电压的平均值 U_d 。
- ② 直流输出电流的平均值 I_d 。
- ③ 加在二极管上的反向峰值电压。

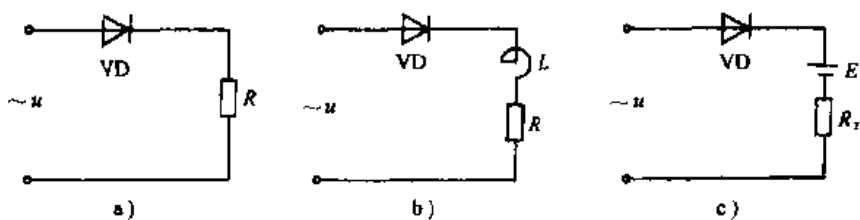


图 3-1 例 3-1 图

解 图 3-1a 电阻性负载时输出波形如图 3-2a 所示。

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi 100\sqrt{2}\sin\omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times 100\text{V} = 45\text{V}$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{45\text{A}}{10} = 4.5\text{A}$$

$$U_{RV} = \sqrt{2} \times 100\text{V} = 141.4\text{V}$$

图 3-1b 感性负载时输出波形如图 3-2b 所示。二极管一导通,下面电压方程式成立。

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

表 3-1a 整流变压器的计算系数(电感负载)

整流主电器	单相双半波	单相半控桥	单相全控桥	三相半波	三相半控桥	三相全控桥	带平衡电抗器的双反星形
序号	1	2	3	4	5	6	7
接线方式							
$A = \frac{U_{d0}}{U_2}$	0.90	0.90	0.90	1.17	2.34	2.34	1.17
$B = \frac{U_{d1}}{U_{d0}}$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$	$\cos\alpha (\alpha=0^\circ \sim 30^\circ)$ 0.577 $[1+\cos(\alpha+30^\circ)]$ ($\alpha=30^\circ \sim 150^\circ$)	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$	$\cos\alpha (\alpha=0^\circ \sim 60^\circ)$ $[1+\cos(\alpha+60^\circ)]$ ($\alpha=60^\circ \sim 120^\circ$)	$\cos\alpha (\alpha=0^\circ \sim 60^\circ)$ $[1+\cos(\alpha+60^\circ)]$ ($\alpha=60^\circ \sim 120^\circ$)
	$\cos\alpha$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$	$\cos\alpha$	$\cos\alpha$	$\frac{1+\cos\alpha}{2}$	$\cos\alpha$	$\cos\alpha$
C	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$	$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$	$\frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866$	$\frac{1}{2} = 0.5$	$\frac{1}{2} = 0.5$	$\frac{1}{2} = 0.5$
$K_{12} = \frac{I_2}{I_d}$	0.707	1	1	0.577	0.816	0.816	0.289
$K_{10} = \frac{K_{11}}{I_d}$	1	1	1	0.471	0.816	0.816	0.408
m_2	2	1	1	3	3	3	6
m_1	1	1	1	3	3	3	3
S_1/S_2	0.707	1	1	0.816	1	1	0.707
S_2/P_d	1.57	1.11	1.11	1.48	1.05	1.05	1.48
S_1/P_d	1.11	1.11	1.11	1.21	1.05	1.05	1.05
S/P_d	1.34	1.11	1.11	1.34	1.05	1.05	1.26

表 3-1b 整流变压器的计算系数(电阻负载)

整流主电路	单相双半波	单相半控桥	单相全控桥	三相半波	三相半控桥	三相全控桥	带平衡电抗器的双反星形
序号	1	2	3	4	5	6	7
$A = \frac{U_{d0}}{U_2}$	0.90	0.90	0.90	1.17	2.34	2.34	1.17
$B = \frac{U_{d0}}{U_{d0}}$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$	$\cos \alpha (\alpha = 0^\circ \sim 30^\circ)$ 0.577 $[1 + \cos(\alpha + 30^\circ)]$ ($\alpha = 30^\circ \sim 150^\circ$)	$\frac{1 + \cos \alpha}{2}$	$\cos \alpha (\alpha = 0^\circ \sim 60^\circ)$ $[1 + \cos(\alpha + 60^\circ)]$ ($\alpha = 60^\circ \sim 120^\circ$)	$\cos \alpha (\alpha = 0^\circ \sim 60^\circ)$ $[1 + \cos(\alpha + 60^\circ)]$ ($\alpha = 60^\circ \sim 120^\circ$)
$K_{12} = \frac{I_2}{I_d}$	0.785	1.11	1.11	0.587	0.816	0.816	0.294
$K_{11} = \frac{K_{11}}{I_d}$	1.11	1.11	1.11	0.480	0.816	0.816	0.415
m_2	2	1	1	3	3	3	6
m_1	1	1	1	3	3	3	3
S_1/S_2	0.707	1	1	0.816	1	1	0.707
S_2/P_4	1.75	1.23	1.23	1.51	1.05	1.05	1.51
S_2/P_4	1.23	1.23	1.23	1.23	1.05	1.05	1.05
S/P_4	1.49	1.23	1.23	1.37	1.05	1.05	1.28

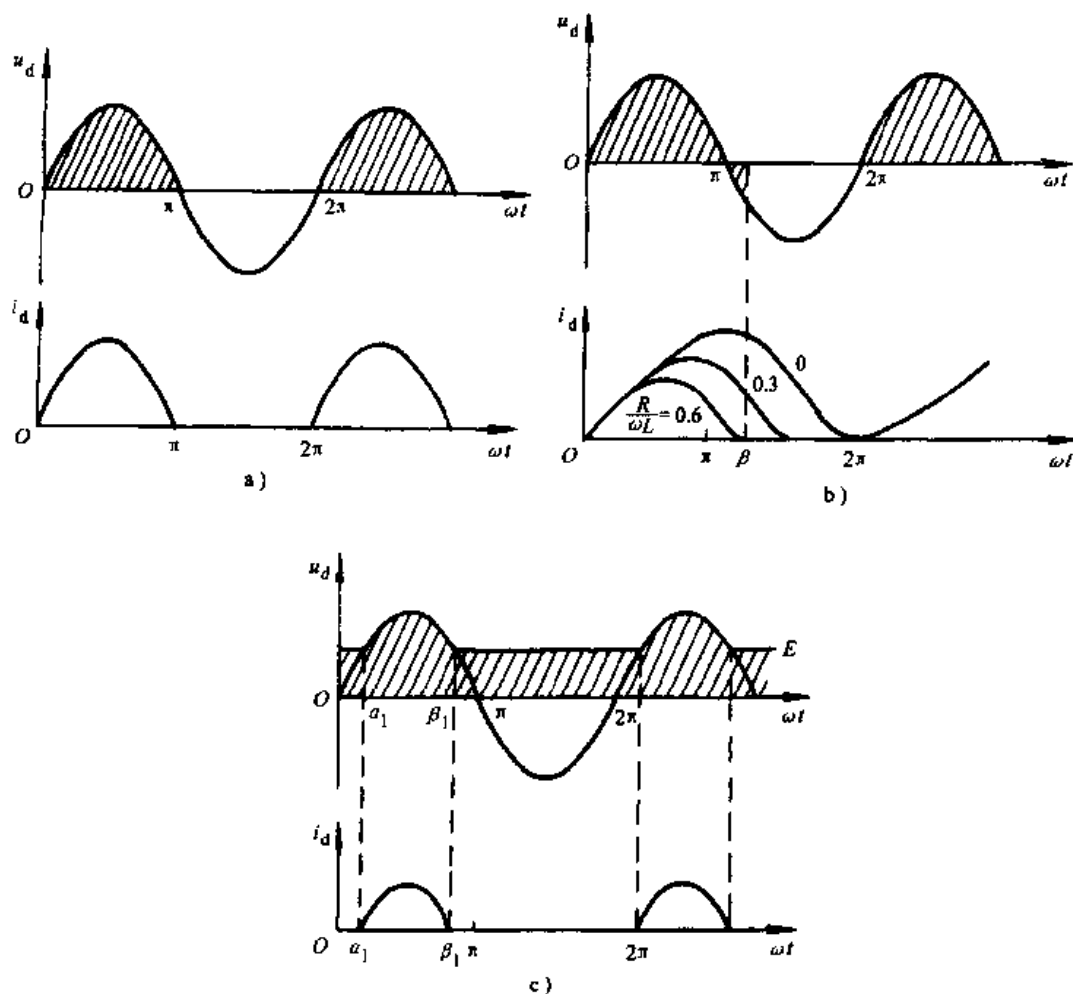


图 3-2 例 3-1 图

当 $\omega t=0$ 时, $i_d=0$

则

$$i_d = I_m \sin(\omega t - \phi) + I_m \sin \phi e^{-Rt/L}$$

其中

$$I_m = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad \phi = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

图 3-2b 中在三种时间常数时电流波形曲线 β 角随 $R/(\omega L)$ 的减小而增大。
负载为纯电感时,

$$\lim_{R \rightarrow 0} e^{-R\omega t/(\omega L)} = 1 \quad \lim_{R \rightarrow 0} \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right) = \frac{\pi}{2}$$

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} (1 - \cos \omega t)$$

β 变为 2π , 即 $\omega t=2\pi, 4\pi, \dots$ 时, $i_d=0$, 即二极管在此时刻才截止。

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} L \frac{di_d}{dt} d(\omega t) = 0$$

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} (1 - \cos \omega t) d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U}{\omega L} = 9A \quad U_{RV} = 0$$

图 3-1c 反电动势负载时输出波形如图 3-2c 所示。

设二极管导通时的角度为 α_1 , 截止时的角度为 β_1 , 则

$$\alpha_1 = \arcsin\left(\frac{E}{\sqrt{2}U}\right)$$

$$\beta_1 = \arcsin\left(\frac{E}{\sqrt{2}U}\right) = \pi - \alpha_1 \quad \frac{\pi}{2} \leq \beta_1 \leq \pi$$

$$U_d = E + \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} (\sqrt{2} \times 100 \sin \omega t - E) d(\omega t) =$$

$$\left(1 - \frac{\beta_1 - \alpha_1}{2\pi}\right) E - \frac{\sqrt{2} \times 100}{2\pi} (\cos \beta_1 - \cos \alpha_1) =$$

$$106.8 \text{ V}$$

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\beta_1} \frac{1}{R_i} (\sqrt{2} \times 100 \sin \omega t - E) d(\omega t) =$$

$$\frac{1}{R_i} (U_d - E) = 6.8 \text{ A}$$

$$U_{RV} = E + \sqrt{2}U = 241.4 \text{ V}$$

例 3-2 晶闸管单相半波可控整流，设交流电压有效值为 U ，频率为 f ，负载为电感性负载，延迟角为 α ，如图 3-3 所示。绘出输出电压 u_d 的波形以及输出电流 i_d 的波形，并求出 U_d 及 I_d 来。

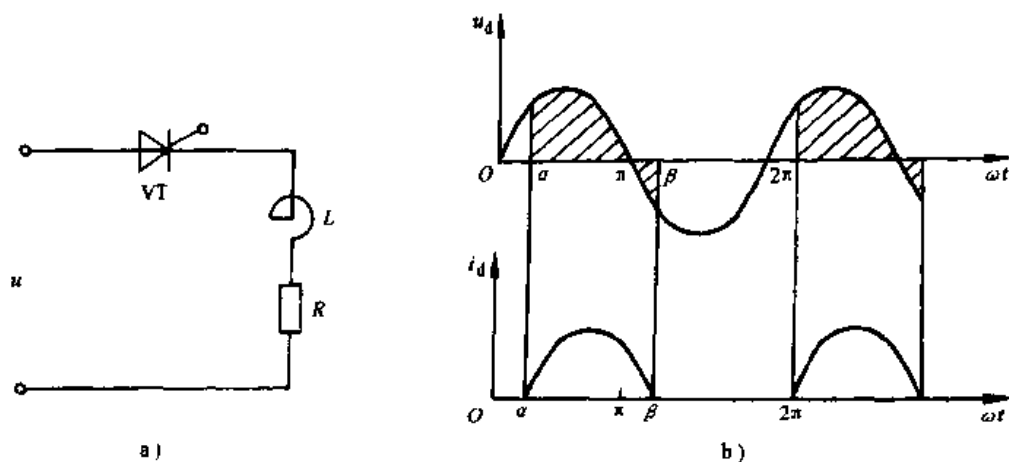


图 3-3 例 3-2 图

解 图 3-3a 中晶闸管在延迟角 α 处导通后下面电压方程式成立。

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

如果电流的初始相位为 α ，则

$$i_d = I_m \sin(\omega t - \phi) - I_m \sin(\alpha - \phi) e^{-R(\omega t - \alpha)/(\omega L)}$$

其中

$$I_m = \frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad \varphi = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

当 $\alpha = \varphi$ 时， i_d 成为正弦半波电流。

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sqrt{2} U \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U}{\sqrt{2} \pi} (\cos \alpha - \cos \beta)$$

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_d d(\omega t) \quad \text{或} \quad I_d = \frac{U_d}{R}$$

例 3-3 单相半波可控整流, 电感性负载接有续流二极管, 如图 3-4 所示。求此时直流电压平均值 U_d 及直流电流的平均值 I_d , 并绘出输出电压 u_d 及电流 i_d 的波形, 若 $\omega L \gg R$ 时, 波形又如何?

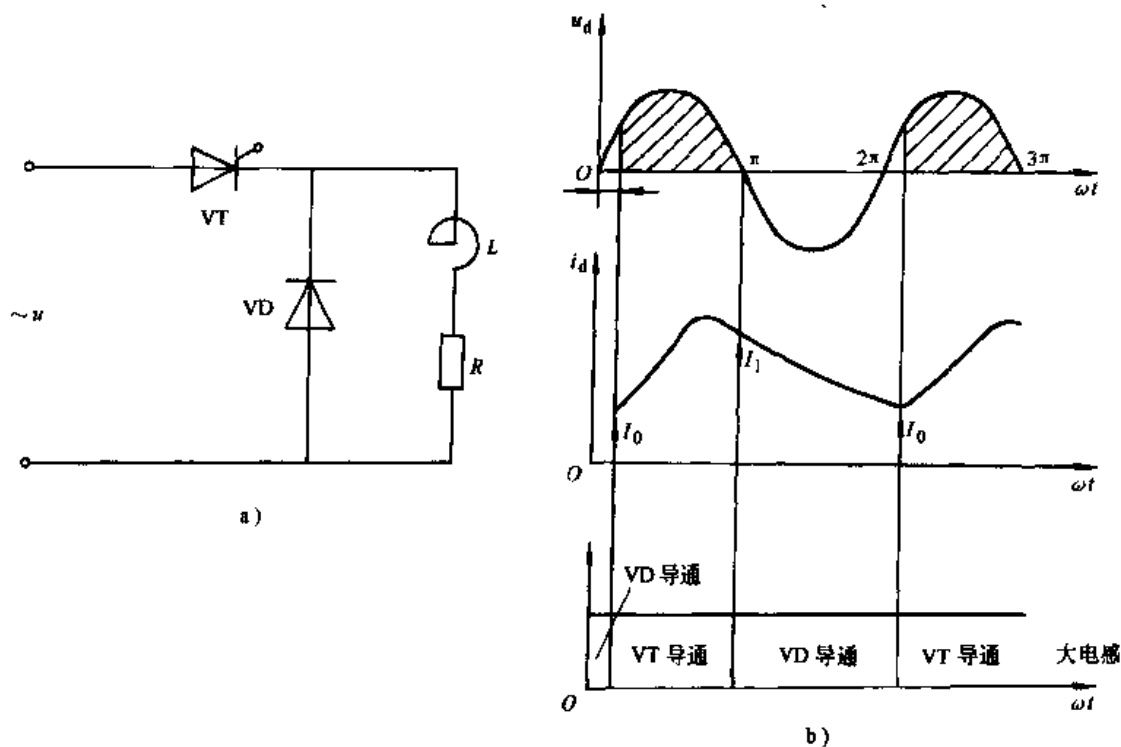


图 3-4 例 3-3 图

解 当晶闸管 VT 导通时

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

当二极管 VD 导通时

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

设 $\omega t = \alpha$ 时, 晶闸管的初始电流为 I_0 , 则

$$i_d = I_m \sin(\omega t - \varphi) - I_m \sin(\alpha - \varphi) e^{-R(\omega t - \alpha)/(\omega L)} + I_0 e^{-R(\alpha - \alpha)/(\omega L)} \quad 0 \leq \omega t \leq \pi$$

其中

$$I_m = \frac{\sqrt{2} U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad \varphi = \arctg\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

如果 $\omega t = \pi$ 时所求出的二极管电流的初始值为 I_1 , 则

$$I_1 = I_m \sin \varphi - I_m \sin(\alpha - \varphi) e^{-R(\pi - \alpha)/(\omega L)} + I_0 e^{-R(\pi - \alpha)/(\omega L)}$$

在 $\pi \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha$ 期间的 i_d 值如下式所示:

$$i_d = I_1 e^{-R(\omega t - \pi)/(\omega L)}$$

$\omega t = 2\pi + \alpha$ 可求出晶闸管电流的初始值, 即

$$I_0 = \frac{e^{-R(\pi + \alpha)/(\omega L)}}{1 - e^{-R(2\pi)/(\omega L)}} I_m [\sin \varphi - \sin(\alpha - \varphi) e^{-R(\pi - \alpha)/(\omega L)}]$$

u_d 和 i_d 的关系为 $u_d = L di_d/dt + Ri_d$

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_a^{2\pi+a} u_d d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_a^{2\pi+a} L \frac{di_d}{dt} d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_a^{2\pi+a} Ri_d d(\omega t)$$

当晶闸管导通时, $u_d = \sqrt{2} U \sin \omega t$, 当二极管导通时, $u_d = 0$ 。

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

因为
$$\frac{1}{2\pi} \int_a^{2\pi+a} L \frac{di_d}{dt} d(\omega t) = \frac{\omega L}{2\pi} \int_{i_d(\alpha)}^{i_d(2\pi+\alpha)} di_d =$$

$$\frac{\omega L}{2\pi} [i_d(2\pi+\alpha) - i_d(\alpha)] = \frac{\omega L}{2\pi} (I_0 - I_0) = 0$$

故
$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_a^{2\pi+a} Ri_d d(\omega t) = I_d R$$

输出电流的平均值与 L 无关系。可写作

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

$$\Delta i_d = I_1 - I_0 = I_1 [1 - e^{-R(\pi+\alpha)/(\omega L)}]$$

当 $\omega L \gg R$ 时, 则

$$e^{-R(\pi+\alpha)/(\omega L)} = 1$$

$$\Delta i_d \approx 0$$

这样, 我们就可以把电流看作一条直线来计算了。

例 3-4 某一电热负载, 要求直流电压 60V, 电流 30A, 采用单相半波可控整流电路, 直接由 220V 电网供电, 计算晶闸管的导通角及电流有效值。

解
$$U_d = 0.45 U_2 \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \quad U_d = 60V \quad U_2 = 220V$$

$$\cos \alpha = \frac{2 \times 60}{0.45 \times 220} - 1 = 0.21 \quad \alpha \approx 78^\circ$$

导通角
$$\theta = 180^\circ - 78^\circ = 102^\circ$$

电压有效值
$$U = U_2 \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}} = 123.4V$$

$$R = \frac{U_d}{I_d} = \frac{60}{30} \Omega = 2\Omega$$

$$I = \frac{U}{R} = \frac{123.4V}{2} = 61.7A$$

即电流有效值为 61.7A

例 3-5 某电阻负载要求 0~24V 直流电压, 最大负载电流 $I_d = 30A$, 如果用 220V 交流直接供电与用变压器降压到 60V 供电, 都采用单相半波可控整流电路, 是否都能满足要求? 试比较两种供电方案的晶闸管的导通角, 额定电压、电流值, 电源与变压器二次侧的功率因数, 以及对电源容量的要求。

解 采用 220V 电源直接供电 $\alpha = 0$ 时, $U_{d0} = 0.45 U_2 = 99V$

采用 60V 电源供电 $U_{d0} = 0.45 U_2 = 27V$

所以只要适当调节控制角 α , 均能满足最大整流电压为 24V 的要求。

下面我们分析一下两种情况的利弊。

先计算用 220V 交流电源直接供电的情况。

$$U_d = 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad U_2 = 220V \quad U_d = 24V$$

$$\cos \alpha = -0.515 \quad \alpha = 121^\circ$$

$$\theta = 180^\circ - 121^\circ = 59^\circ$$

查图 3-5 曲线, 波形系数 $K_t = I/I_d = 2.8$, 要求晶闸管额定有效值 $1.57 I_{T(VA)} \geq K_t I_d$

$$\text{即 } I_{T(VA)} \geq \frac{2.8 \times 30}{1.57} \text{ A} = 53.5 \text{ A}$$

$$U_{Tm} \geq \sqrt{2} U_2 = 311 \text{ V}$$

考虑安全裕量, 晶闸管至少应选 KP100-4

查图 3-5 曲线, $\cos \varphi = 0.302$

$$\text{要求电源视在功率 } S = U_2 I_2 = (220 \times 2.8 \times 30) = 18.48 \text{ kV} \cdot \text{A}$$

如采用降压到 60V 供电

$$U_d = 0.45 U_2 - \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad U_2 = 60 \text{ V} \quad U_d = 24 \text{ V}$$

$$\alpha = 39^\circ \quad \theta = 180^\circ - 39^\circ = 141^\circ$$

查图 3-5 曲线, 波形系数 $K_t = 1.77$

$$I_{T(VA)} \geq \frac{1.77 \times 30}{1.57} \text{ A} = 33.8 \text{ A}$$

$$U_{Tm} \geq \sqrt{2} U_2 = (\sqrt{2} \times 60) \text{ V} = 84.4 \text{ V}$$

所以选 KP50-2 型的晶闸管也就可以了。

$$S = U_2 I_2 = (60 \times 1.77 \times 30) \text{ VA} = 3.18 \text{ kV} \cdot \text{A}$$

这样, 增加了整流变压器后, 使延迟角减小了, 选择的晶闸管的额定电压、额定电流都减小了, 要求的电源容量也减小了。由此可以看出, 应当尽量使晶闸管电路工作在小延迟角状态。

例 3-6 有一转差离合器的励磁绕组, 其直流电阻为 45Ω , 希望在 $0 \sim 90 \text{ V}$ 范围内可调, 采用单相半波可控整流电路, 由电网直接供电, 电源电压为 220 V , 试选择晶闸管和二极管。

解 在大电感负载情况下, 必须接续流二极管, 如图 3-6 所示, 电路才能正常运行。

$$U_d = 90 \text{ V} \quad I_d = \frac{U_d}{R} = 2 \text{ A}$$

$$U_d = \left(0.45 \times 220 - \frac{1 + \cos \alpha}{2} \right) \text{ V}$$

$$\alpha = 35^\circ \quad \theta_T = 180^\circ - 35^\circ = 145^\circ$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\theta_T}{360^\circ}} I_d = \sqrt{\frac{145^\circ}{360^\circ}} \times 2 \text{ A} = 1.23 \text{ A}$$

$$I_{T(AV)} \geq \frac{I_T}{1.57} = 0.8 \text{ A}$$

若不考虑电压、电流裕量, 选 KP1-4 型晶闸管即可。

$$\text{流过二极管 VD 电流有效值 } I_D = \sqrt{\frac{360^\circ - \theta_T}{360^\circ}} I_d = 0.773 \times 2 \text{ A} = 1.55 \text{ A}$$

若不考虑电压、电流裕量, 选 ZP2-4 型整流二极管即可。

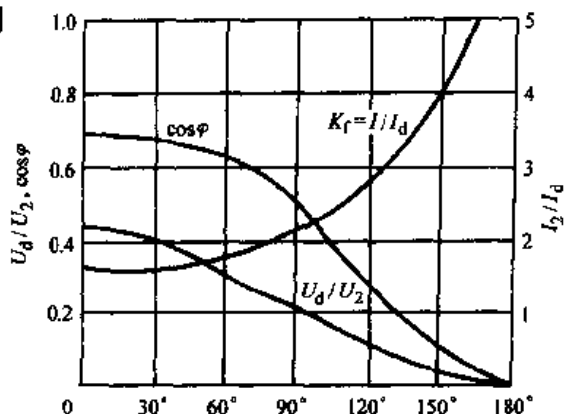


图 3-5 例 3-5 图

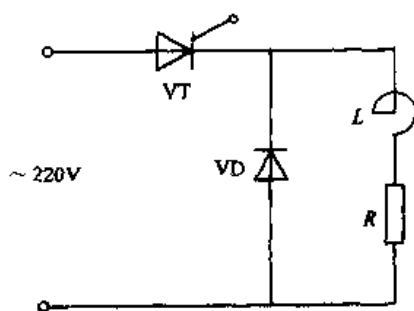


图 3-6 例 3-6、例 3-7 图

例 3-7 具有续流二极管的单相半波可控整流对大电感负载供电, 其阻值 $R=7.5\Omega$, 电源电压 220V, 试计算当延迟角为 30° 和 60° 时, 晶闸管和续流二极管的电流平均值和有效值。在什么情况下续流二极管中的电流平均值大于晶闸管中的电流平均值?

解 电路仍如图 3-6 所示。

当 $\alpha=30^\circ$ 时

$$U_d = 0.45U_1 \frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.45 \times 220V \times \frac{1+\cos 30^\circ}{2} = 92.4V$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{92.4}{7.5}A = 12.3A$$

流过晶闸管电流的平均值为

$$I_{dT} = \frac{\pi-\alpha}{2\pi} I_d = \frac{180^\circ-30^\circ}{360^\circ} \times 12.3A = 5.1A$$

流过晶闸管电流的有效值为

$$I_T = \sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} I_d = \sqrt{\frac{150^\circ}{360^\circ}} \times 12.3A = 7.9A$$

流过续流二极管 VD 的电流的平均值为

$$I_{dD} = \frac{\pi+\alpha}{2\pi} I_d = \frac{180^\circ+30^\circ}{360^\circ} \times 12.3A = 7.2A$$

流过续流二极管 VD 的电流的有效值为

$$I_D = \sqrt{\frac{\pi+\alpha}{2\pi}} I_d = \sqrt{\frac{180^\circ+30^\circ}{360^\circ}} \times 12.3A = 9.4A$$

当 $\alpha=60^\circ$ 时

$$U_d = 0.45U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.45 \times 220 \times \frac{1+\cos 60^\circ}{2} V = 74.3V$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{74.3}{7.5}A = 9.9A$$

$$I_{dT} = \frac{\pi-\alpha}{2\pi} I_d = \frac{180^\circ-60^\circ}{360^\circ} \times 9.9A = 3.3A$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\pi-\alpha}{2\pi}} I_d = \sqrt{\frac{180^\circ-60^\circ}{360^\circ}} \times 9.9A = 5.7A$$

$$I_{dD} = \frac{\pi+\alpha}{2\pi} I_d = \frac{180^\circ+60^\circ}{360^\circ} \times 9.9A = 6.6A$$

$$I_D = \sqrt{\frac{\pi+\alpha}{2\pi}} I_d = \sqrt{\frac{180^\circ+60^\circ}{360^\circ}} \times 9.9A = 8.1A$$

由前面计算可见, 流过续流二极管电流的平均值 I_{dD} 大于流过晶闸管电流的平均值 I_{dT} 的条件为 $(\pi+\alpha) I_d / (2\pi) > (\pi-\alpha) I_d / (2\pi)$ 。

即

$$\alpha > 0^\circ \text{ 时, } I_{dD} > I_{dT}$$

当

$$\alpha = 0^\circ \text{ 时, } I_{dD} = I_{dT}$$

例 3-8 图 3-7 为同步发电机单相半波自动电路, 原先运行正常, 突然发现电机电压很低, 经检查, 晶闸管触发电路以及熔断器 FU 均正常, 试问是何原因?

答 是续流二极管断开所致。因为发电机励磁线圈为大电感负载，所以晶闸管导通角为 $\theta = 2\pi - 2\alpha$ ， U_d 始终为零或电压很低。

例 3-9 单相半波可控整流电路，如门极不加触发脉冲；晶闸管内部短路；晶闸管内部电极断开，试分析上述三种情况晶闸管两端 (u_T) 和负载两端 (u_d) 波形。

解

① 晶闸管门极不加触发脉冲，即晶闸管呈阻断状态，可视作开路，所以 u_T 和 u_d 波形如图 3-8a 所示。

② 晶闸管内部短路，显然晶闸管两端电压为零，此时 u_T 和 u_d 波形如图 3-8b 所示。

③ 晶闸管内部断开， u_T 和 u_d 波形如图 3-8c 所示。

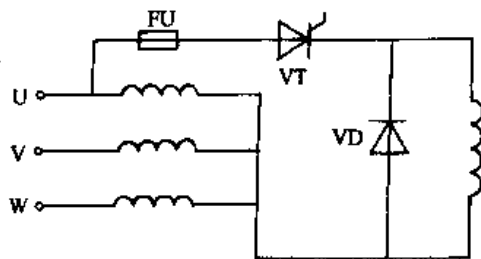


图 3-7 例 3-8 图

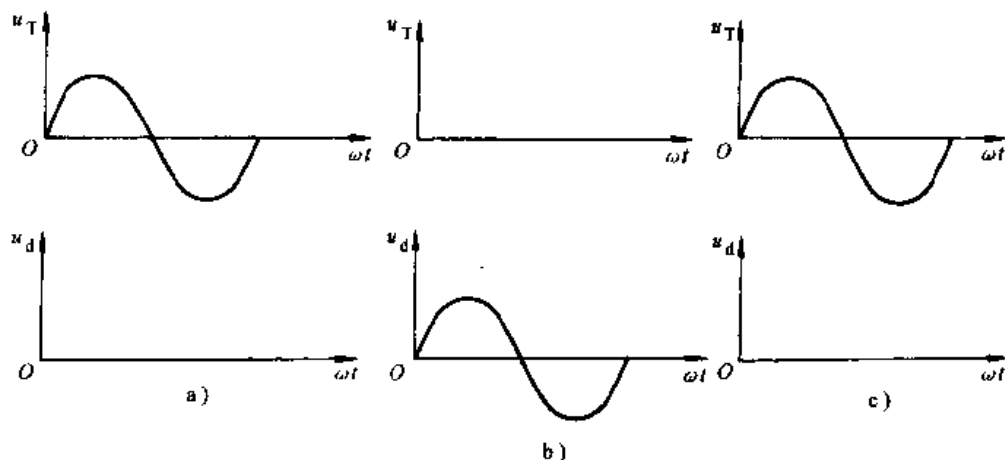


图 3-8 例 3-9 图

例 3-10 某单相可控整流电路给电阻性负载供电和给反电动势负载蓄电池充电，在流过负载电流平均值相同的条件下，哪一种负载的晶闸管额定电流应选大一点？为什么？

答 在流过负载电流平均值相同的条件下，反电动势负载时晶闸管额定电流应选得大一些。因为反电动势负载时，晶闸管导通的条件除了门极需要触发外，还必须瞬时阳极电压 u_a 大于反电动势 E 值，所以导通角 θ 比电阻负载时小。因此，在平均电流值相同时，反电动势负载的电流波形系数 K_f 比电阻负载时大，所以晶闸管的额定电流应选大一些。

例 3-11 某纯电阻负载的单相桥式半控整流电路，若其中一只晶闸管的阳、阴极之间被烧断，试画出整流二极管、晶闸管两端和负载电阻两端的电压波形。

解 由于在管子不导通状态下漏电流的影响，波形要出现畸变，故精确的波形较难分析，图 3-9 是一种较理想状态下绘出的波形图。

例 3-12 图 3-10 为一种简单的舞台调光线路，求：①根据 u_d 、 u_g 波形分析电路调光工作原理。②说明 RP、VD 及开关 Q 的作用。③本电路晶闸管最小导通角 $\theta_{\min} = ?$

解

① 根据晶闸管工作原理分析， u_d 及 u_g 波形如图 3-11 所示。波形 u_g 是正弦波，但负半波被 VD 截去，当它的瞬时值超过晶闸管门极触发电压 U_{GT} 时，晶闸管因承受正向阳极电压而导通，随着电位器阻值的变化， u_g 幅值变化，晶闸导通的时刻也在发生改变，达到调光的目的。

② 开关 Q 打开时, 可以调光; 开关 Q 闭合时晶闸管 VT 不导通, 灯不亮。用 RP 调节延迟角 α 亦即调节输出电压, 控制灯光亮暗。

③ 当 RP 阻值增大时, u_g 幅值减小, 控制角 α 增大, 当 RP 增大到某一值, 对应的 u_g 电压最大值等于门极触发电压 U_{GT} 时, α 最大, θ 最小, 由图分析, 可得出 $\theta_{\min} = \pi/2$ 。VD 的作用是保护门极。当 Q 闭合时, 也有极微弱的电流流过灯泡, 但灯不会亮, 原因是 RP 一般为几百千欧, 所以 Q 闭合, 可以认为灯不亮。

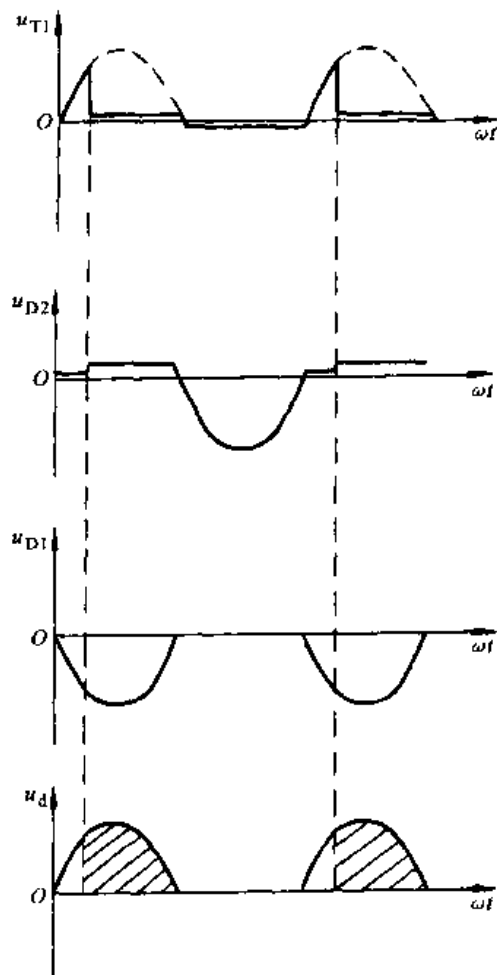


图 3-9 例 3-11 图

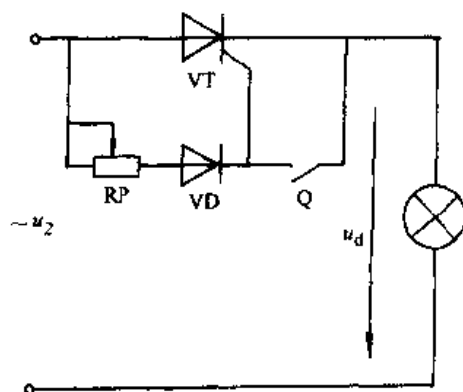


图 3-10 例 3-12 图

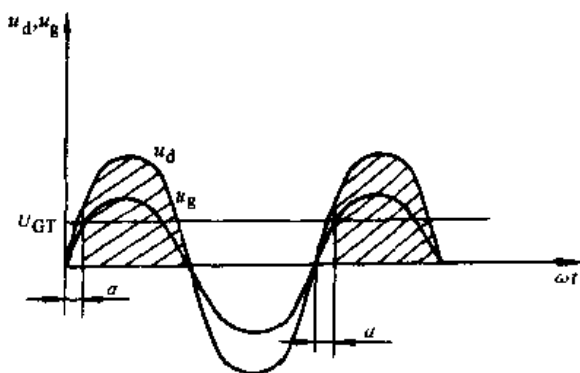


图 3-11 例 3-12 波形图

例 3-13 某电阻负载 $R=50\Omega$, 要求输出电压在 $0\sim 600\text{V}$ 可调, 试用单相半波与单相全波两种供电, 分别计算: ①晶闸管额定电压、电流值。②负载电阻上消耗的最大功率。

解

① 单相半波, 当 $\alpha=0^\circ$ 时

$$U_2 = \frac{U_d}{0.45} = \frac{600}{0.45} \text{V} = 1333\text{V}$$

$$I_d = \frac{600}{50} \text{A} = 12\text{A}$$

流过晶闸管电流有效值 $I_T = 1.57 \times I_d = 18.8\text{A}$

晶闸管承受的最大反向电压 $U_{RM} \geq 2\sqrt{2}U_2 = 1885\text{V}$

晶闸管的额定电压至少应大于 2000V

晶闸管的额定电流至少应使 $I_{T(VA)} \geq \frac{I_T}{1.57} = 12A$

电阻消耗功率 $P_R = I_d^2 R = 17.7kW$

② 单相全波, 当 $\alpha = 0^\circ$ 时

$$U_2 = \frac{U_d}{0.9} = 667V \quad I_d = \frac{600}{50} A = 12A$$

负载电流有效值 $I = 1.11 I_d = 13.3A$

晶闸管承受的最大反向电压 $U_{RM} \geq \sqrt{2} U_2 = 1885V$

晶闸管承受的额电流 $I_{T(AV)} \geq I_{dT} = \frac{1}{2} I_d = 6A$

所以, 晶闸管的额定电压至少应大于 2000V, 晶闸管的额定电流至少应大于 6A。

电阻消耗功率 $P_R = I^2 R = [(13.3)^2 \times 50] W = 8.9kW$

例 3-14 图 3-12 所示单相桥式全控整流电路, 接大电感负载, $U_2 = 220V$, $R_d = 4\Omega$, 试计算当 $\alpha = 60^\circ$ 时, 输出电压、电流的平均值。如果负载端并接续流二极管, 输出电压、电流平均值又为多少? 并求流过晶闸管和续流二极管中电流平均值、有效值以及画出两种情况下的电流、电压波形图。

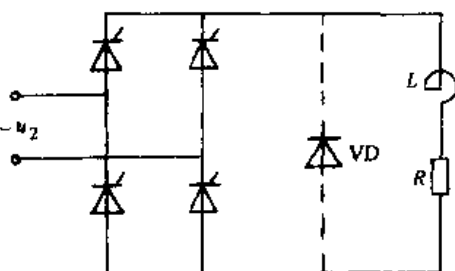


图 3-12 例 3-14 图

解

① 不接续流二极管时, 由于是大电感负载, 故

$$U_d = 0.9 U_2 \cos \alpha = 0.9 \times 220V \times \cos 60^\circ = 99V$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{99}{4} A = 24.8A$$

② 接续流二极管时

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

$$0.9 \times 220V \times \frac{1 + 0.5}{2} = 148.5V$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{148.5}{4} A = 37A$$

$$I_T = \sqrt{\frac{120^\circ}{360^\circ}} I_d = 0.577 \times 37A = 21.4A$$

$$I_{dT} = \frac{120^\circ}{360^\circ} I_d = 0.33 \times 37A = 0.33 \times 37A = 12.3A$$

$$I_D = \sqrt{\frac{120^\circ}{360^\circ}} I_d = 21.4A$$

$$I_{dD} = \frac{120^\circ}{360^\circ} I_d = 12.3A$$

不接续流二极管时波形如图 3-13a 所示; 接续流二极管时波形如图 3-13b 所示。

例 3-15 某一电阻性负载, 要求 0~75V 连续可调, 25V 以上时要求负载电流能达到 15A, 采用单相桥式半控整流电路, 如果由 220V 交流电直接供电, 试计算晶闸管导通角、电

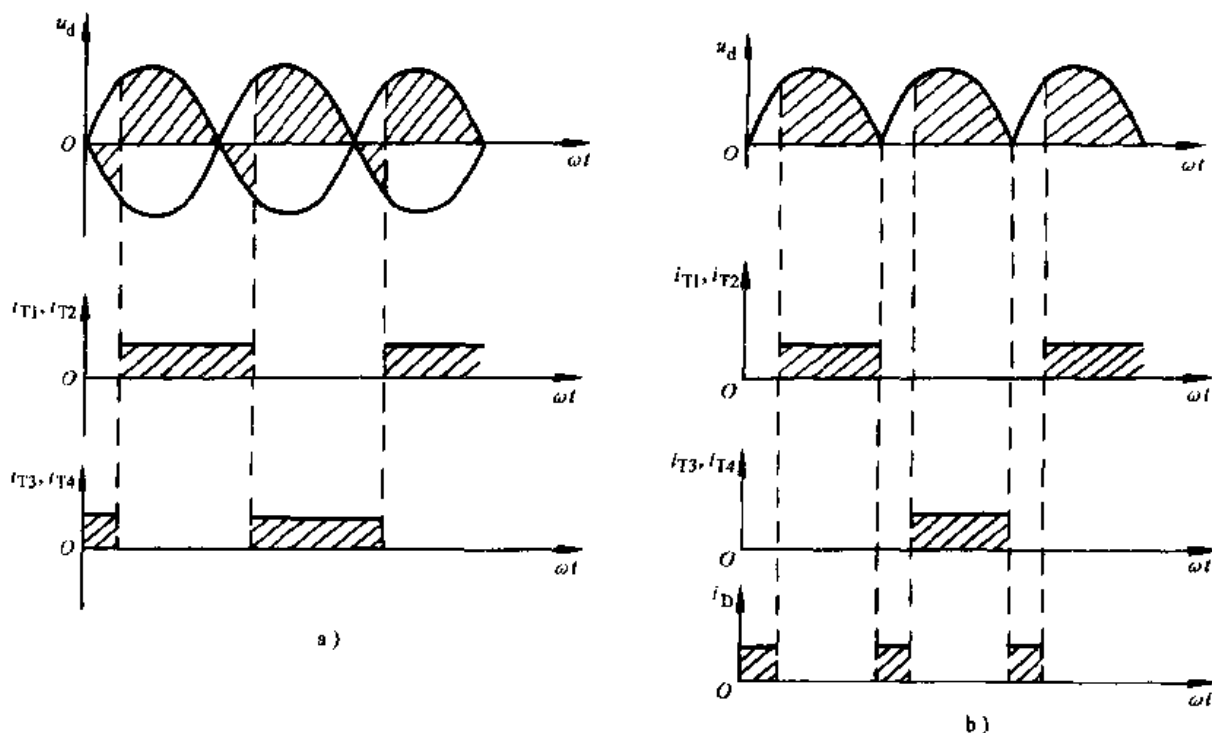


图 3-13 图 3-12 波形图

a) 不接续流二极管、大电感负载时 b) 接续流二极管、大电感负载时

流平均值和有效值，交流侧电流有效值和对电源容量的要求。如果经降压变压器供电，考虑最小延迟角 $\alpha_{\min} = 30^\circ$ ，计算变压器一次、二次电压；一次、二次电流有效值以及变压器容量，并说明如以 $\alpha = 0^\circ$ 时选用整流变压器，将产生什么后果。

解 $U_d = 75\text{V}$ 时

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

$$\cos\alpha = \frac{2U_d}{0.9U_2} - 1 = \frac{2 \times 75}{0.9 \times 220} - 1 = -0.2424$$

$$\alpha = 104^\circ \quad \theta = 180^\circ - \alpha = 76^\circ$$

$U_d = 25\text{V}$ 时

$$\cos\alpha = \frac{2U_d}{0.9U_2} - 1 = \frac{2 \times 25}{0.9 \times 220} - 1 = -0.7474$$

$$\alpha = 138^\circ \quad \theta = 180^\circ - \alpha = 42^\circ$$

$$I_{dI} = \frac{1}{2}I_d = \frac{1}{2} \times 15\text{A} = 7.5\text{A}$$

$$I_T = \frac{\sqrt{\pi \sin 2\alpha + 2\pi(\pi - \alpha)}}{\sqrt{2}(1 + \cos\alpha)} I_d = 3.35 \times 7.5\text{A} = 25.1\text{A}$$

$$I_2 = \sqrt{2} I_T = 35.5\text{A}$$

$$S_2 = I_2 U_2 = 7.8\text{kVA}$$

$U_d = 25\text{V}$ 时，且

$$U_2 = \frac{2U_d}{1 + \cos\alpha} = \frac{2 \times 75}{1 + \cos 30^\circ} \text{V} = 80\text{V}, \quad K = \frac{U_1}{U_2} = 2.7$$

$$\cos\alpha = \frac{2U_d}{0.9U_2} - 1 = -0.3040 \quad \alpha = 107^\circ$$

$$I_2 = \frac{\sqrt{\pi \sin 2\alpha + 2\pi(\pi - \alpha)}}{2(1 + \cos\alpha)} I_d = 1.76 \times 15\text{A} = 26.5\text{A}$$

$$S_2 = I_2 U_2 = 2.1\text{kVA}$$

按 $\alpha = 0^\circ$ 时计算, $I_2 = 1.11I_d = 16.65\text{A}$ 。这样该变压器容量偏低不能长期运行。

例 3-16 某一电感性负载要求直流电压范围是 $15 \sim 60\text{V}$, 电压最高时电流是 10A , 采用具有续流二极管的单相桥式半控电路, 从 220V 电源经变压器供电, 考虑最小控制角 $\alpha_{\min} = 25^\circ$, 计算晶闸管、整流管和续流二极管的电流有效值以及变压器一次、二次额定电流值。

解 当 $U_d = 60\text{V}$, $\alpha_{\min} = 25^\circ$ 时

$$U_2 = \frac{2U_d}{0.9(1 + \cos\alpha)} = \frac{2 \times 60}{0.9(1 + \cos 25^\circ)} \text{V} = 70\text{V}$$

$$I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d = 4.3\text{A}$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d = 6.6\text{A}$$

二极管的电流与晶闸管的电流相同。

当 $U_d = 15\text{V}$ 时

$$\cos\alpha = \frac{2U_d}{0.9U_2} - 1 = -0.5238 \quad \alpha = 121^\circ$$

$$I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d = \frac{180^\circ - 121^\circ}{360^\circ} \times \frac{15}{6} \text{A} = 0.4\text{A}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d = \sqrt{\frac{180^\circ - 121^\circ}{360^\circ}} \times 2.5\text{A} = 1\text{A}$$

流过续流二极管的电流 $I_{dD} = \frac{\alpha}{\pi} I_d = \frac{121^\circ}{180^\circ} \times \frac{15}{6} \text{A} = 1.7\text{A}$

$$I_D = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} I_d = 2\text{A}$$

变压器 $I_2 = \sqrt{2} I_T = 9.3\text{A} \quad U_1 = 220\text{V} \quad U_2 = 70\text{V}$

$$I_1 = \frac{U_2}{U_1} I_2 = 2.95\text{A}$$

例 3-17 单相桥式半控整流电路, 接有续流二极管, 对直流电动机电枢供电, 主回路平波电抗器的电感量足够大, 电源电压为 220V , 延迟角为 60° , 此时, 负载电流为 30A , 计算晶闸管、整流管和续流二极管的电流平均值和有效值, 交流电源的电流有效值、容量及功率因数。

解 当 $I_d = 30\text{A}$, $\alpha = 60^\circ$ 时

$$I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d = \frac{180^\circ - 60^\circ}{360^\circ} \times 30\text{A} = 10\text{A}$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d = 17.3\text{A}$$

整流管的电流与晶闸管的电流相同。

$$I_{dD} = \frac{\alpha}{\pi} I_d = \frac{60^\circ}{180^\circ} \times 30\text{A} = 10\text{A}$$

交流电源电流

交流电源容量

$$I_D = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} I_d = 17.3 \text{ A}$$

$$I_2 = \sqrt{2} I_T = 24.5 \text{ A}$$

$$S = I_2 U_2 = 5.4 \text{ kV} \cdot \text{A}$$

$$\cos \varphi = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} = 0.89$$

例 3-18 图 3-14a 所示, 晶闸管的延迟角为 60° , 试画出晶闸管两端承受的电压波形, 整流管和续流二极管每周各导电多少度? 并计算各器件定额, 已知电源电压是 220 V , 负载是电感性负载, 其中电阻是 5Ω 。

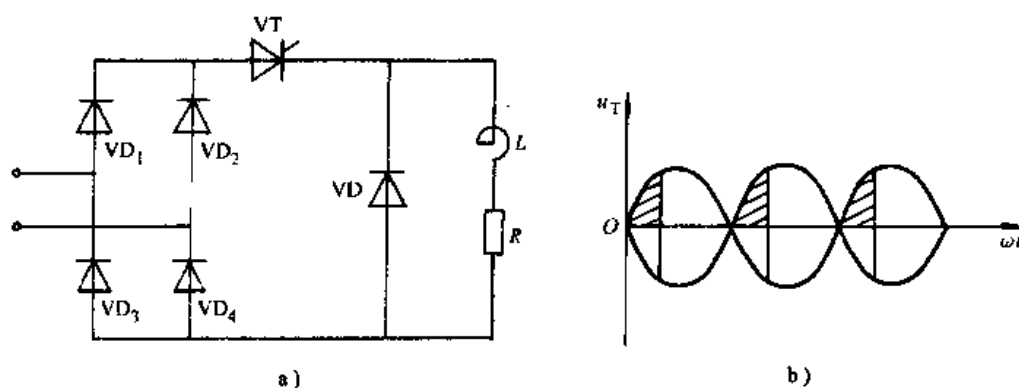


图 3-14 例 3-18 图

a) 电路原理图 b) $\alpha = 60^\circ$ 时晶闸管承受的电压波形解 当 $\alpha = 60^\circ$ 时

晶闸管导通角

$$\theta_T = 2(\pi - \alpha) = \frac{4}{3}\pi$$

整流二极管的导通角

$$\theta_{VD1} = \pi - \alpha = \frac{2}{3}\pi$$

续流二极管的导通角

$$\theta_{VD} = 2\alpha = \frac{2}{3}\pi$$

$$U_d = 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 148.5 \text{ V}$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{148.5}{5} \text{ A} = 29.7 \text{ A}$$

$$I_T = \sqrt{\frac{\theta_T}{2\pi}} I_d = 24.3 \text{ A}$$

$$I_{T(AV)} \geq \frac{I_T}{1.57} = 15.5 \text{ A}$$

$$I_{VD1} = \sqrt{\frac{\theta_{VD1}}{2\pi}} I_d = 17.1 \text{ A}$$

$$I_{VD1(AV)} \geq \frac{I_{VD1}}{1.57} = 10.9 \text{ A}$$

$$I_{VD} = \sqrt{\frac{\theta_{VD}}{2\pi}} I_d = 17.1 \text{ A}$$

$$I_{VD(AV)} \geq \frac{I_{VD}}{1.57} = 10.9 \text{ A}$$

$$U_{\max} = \sqrt{2} U_2 = 311 \text{ V}$$

若不考虑裕量, 可以选 KP20-4 晶闸管。晶闸管两端电压波形如图 3-14b 中斜线部分所示, 由图可知晶闸管不承受反向电压。

例 3-19 单相桥式全控整流电路, 对直流电动机供电, 主回路中平波电抗器的电感量足够大, 要求电动机在额定转速往下调速, 调速范围是 1:10, 系恒转矩调速。试问调速范围与晶闸管容量有关系吗? 调速范围与要求移相范围的关系又如何?

解 电动机的转矩正比于电枢电流, $T = C_T \Phi I_d$ 电动机转速正比于电枢电动势, $n = E / (C_e \Phi)$ 。当转速往下调时, E 就减小, 而 $U_d = E + I_d R_d$, 即 U_d 减小, α 增大。现恒转矩调速, $I_d = I_a$ 不变。当 α 增大时, I/I_a 增大, 晶闸管的容量要加大, 即选晶闸管时应从电动机最低速度来考虑。

当忽略电枢电阻时, $U_d \approx E$ 。

若接续流二极管时, 则转速与 α 关系如下:

$$n = \frac{1}{C_e \Phi} \times 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} = \frac{0.45 U_2 (1 + \cos \alpha)}{C_e \Phi}$$

若不接续流二极管时, 则转速与 α 关系如下:

$$n = \frac{0.9 U_2 \cos \alpha}{C_e \Phi}$$

例 3-20 对蓄电池充电, 如图 3-15 所示, u_2 的有效值为 36V, 整流输出 $U_d = 0.9 \times 36 \text{ V} = 32.4 \text{ V}$ 。接充电蓄电池 5 只 (30V), 熔体熔断, 增加到 7 只 (42V), 熔体还是熔断, 这是什么原因?

解 $U_m = \sqrt{2} U_2 = 1.414 \times 36 \text{ V} = 51 \text{ V}$

而 $I_m = (U_m - E) / R_s$, 虽然 $E = 42 \text{ V}$ (7 只), 但只要 $\sim u_2$ R_s 很小时, I_m 还是比较大, 足以烧断熔体。

例 3-21 单相半控桥式整流电路, 电阻负载 $R_d = 4 \Omega$, 要求 I_d 在 0~25A 之间变化。

求: ① 变压器电压比。

② 如果导线电流密度 $J = 5 \text{ A/mm}^2$, 计算连接负载的导线截面积。

③ 不考虑安全裕量, 计算晶闸管的电流、电压定额。

④ 忽略变压器励磁功率, 变压器应选多大容量。

⑤ 计算负载电阻 R_d 的功率。

⑥ 计算电路的功率因数。

解 ① $U_{\max} = I_{\max} \times R_d = (25 \times 4) \text{ V} = 100 \text{ V}$

$$U_2 = \frac{U_d}{0.9} = 111 \text{ V}$$

变压器电压比

$$K = \frac{220}{111} = 2$$

②

$$I = 1.11 I_d = 1.11 \times 25 \text{ A} = 27.8 \text{ A}$$

$$S = \frac{I}{J} = 6.9 \text{ mm}^2$$

③

$$I_{T(AV)} \geq \frac{I_T}{1.57} = \frac{I_d / \sqrt{2}}{1.57} = 12.5 \text{ A}$$

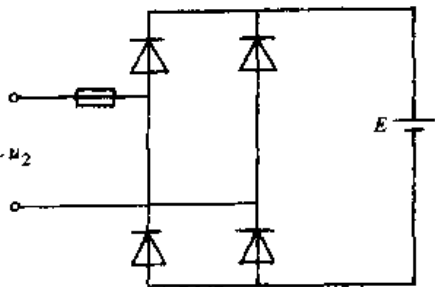


图 3-15 例 3-20 图

$$U_{\text{m}} = \sqrt{2} U_2 = 157 \text{ V}$$

若不考虑裕量, 可选 KP20-2 型晶闸管。

④ 变压器容量 $S = U_2 I_2 = 3.1 \text{ kV} \cdot \text{A}$

⑤ 电阻 R_d 功率 $P_{Rd} = I^2 R_d = 3.1 \text{ kW}$

⑥ $\cos \varphi = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} = 1 \quad (\alpha = 0^\circ)$

例 3-22 图 3-16a 为具有中点二极管的单相半控桥式整流电路, 求:

① 绘出 $\alpha = 45^\circ$ 时 u_d 的波形。

② 导出 $U_d = f(\alpha)$ 的关系式。

③ 求出 U_d 的最大值 U_{max} 和 U_d 的最小值 U_{min} 。

解 ① 设在 α 的期间, VT_1 、 VT_2 未触发导通, 电路在正半周时, 下面一组变压器二次电压 U_2 工作, VD_3 和 VD_2 导通; 负半周时, 上面一组变压器电压 U_2 工作, VD_3 和 VD_1 导通。当在某时刻触发 VT_1 、 VT_2 使之导通时, 电路恢复为单相桥式半控整流电路, U_d 的波形如图 3-16b 所示。

② $U_d = U_{d1} + U_{d2}$

其中, U_{d1} 是 VD_3 导通时平均电压, U_{d2} 是半控桥时平均电压。

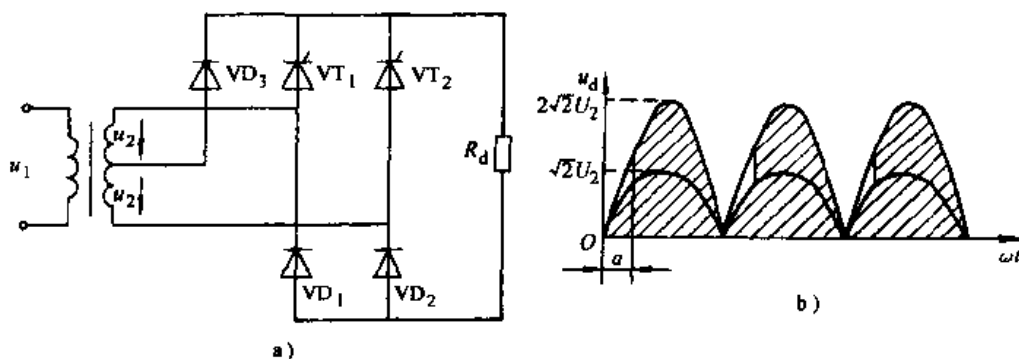


图 3-16 例 3-22 图

$$U_{d1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} (1 - \cos \alpha)$$

$$U_{d2} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2 \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} U_2 (1 - \cos \alpha)$$

$$U_d = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} U_2 (3 + \cos \alpha)$$

③ 当 $\alpha = 0^\circ$ 时

$$U_d = U_{\text{dmax}} = \frac{4 \sqrt{2}}{\pi} U_2$$

当 $\alpha = \pi$ 时

$$U_d = U_{\text{dmin}} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} U_2$$

例 3-23 图 3-17a 为单相全波整流电路, 由一只晶闸管与一只整流二极管组成, 已知 $U_2 = 220 \text{ V}$, $\alpha = 45^\circ$ 。

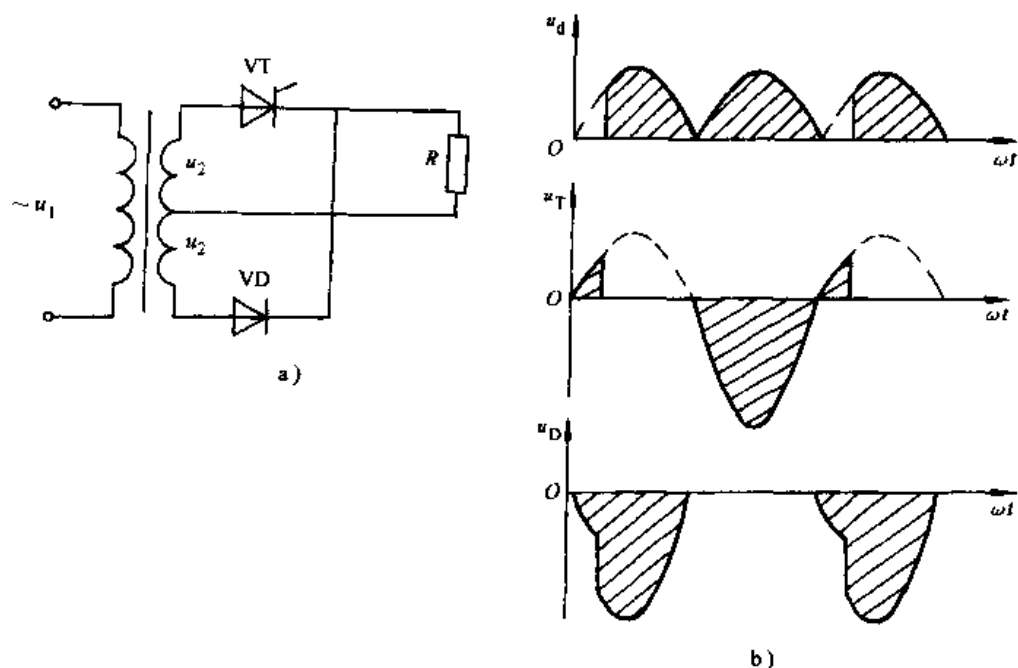


图 3-17 例 3-23 图

求：① 输出直流电压 U_d 。

② 画出 $\alpha=45^\circ$ 时 U_d 波形。

③ 画出晶闸管两端电压 U_T 与二极管两端电压 U_D 波形。

解 ①

$$U_d = U_{d1} + U_{d2}$$

其中 U_{d1} 为 VT 导通时平均电压值， U_{d2} 为 VD 导通时平均电压值。

$$U_d = U_{d1} + U_{d2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} U_2}{2\pi} (3 + \cos \alpha)$$

②和③波形如图 3-17b 所示。

例 3-24 为什么可控整流电路不应在直流侧直接接大电容滤波？

答 整流电路直接并联电容经滤波后再输出，晶闸管刚一触发导通就有很大的电容充电电流流过晶闸管，电流的大小由电源电压与电容电压之差及电源回路的阻抗大小决定。当电源阻抗较小时，冲击电流很大，可能超过晶闸管开通时允许的电流上升率，所以可控整流电路不应在直流侧直接接大电容滤波。

例 3-25 在可控整流的负载为纯电阻情况下，电阻上的平均电流与平均电压之乘积，是否等于负载功率？为什么？

答 负载功率不等于平均功率。因为负载功率 $P=UI$ ，现在负载上是非正弦量的电流、电压波形，除直流分量 I_d 、 U_d 外，还有一系列谐波 I_1 、 I_2 、 I_3 、 $\dots$ ； U_1 、 U_2 、 U_3 、 $\dots$ ，相同频率的谐波电压、电流的乘积组成谐波功率 P_1 、 P_2 、 P_3 、 $\dots$ ，而总的有功功率 $P = \sqrt{P_d^2 + P_1^2 + P_2^2 + \dots}$

所以，负载功率 P 大于平均功率 $P_d = U_d I_d$ 。

例 3-26 在可控整流的负载为大电感与电阻串联的情况下，如果忽略电感的电阻，这时

负载电阻上的电流平均值与电压平均值的乘积是否等于负载功率？为什么？

答 负载功率等于电流平均值与电压平均值的乘积， $P=P_d$ 。因为，虽然 U_d 的波形存在谐波分量，但 i_d 是恒定的直流，没有谐波分量，而功率是同次谐波电压、电流的乘积，所以，负载功率等于电流平均值与电压平均值的乘积，即 $P=P_d$ 。

例 3-27 充电机采用单相半波、全波或三相可控整流电路是否可以？若输出充电电流均为 15A，各应选用多大的熔体？

答 这三种电路作为充电机的主电路均可采用，但是，单相半波每周导电一次，在同样输出电流平均值为 15A 的情况下，电流峰值大，有效值也大，要选用 50A 的熔体；单相全波每周导电两次，电流峰值与有效值小，可选用 40A 的熔体；三相半波每周导电三次，电流峰值和有效值更小些，可选用 30A 的熔体。

例 3-28 两只晶闸管串联的单相半控桥式整流电路，脉冲变压器二次绕组 N_2 与 N'_2 之间承受最大电压为多少？

解 如图 3-18 所示。在 B 点为正时，且晶闸管 VT_1 、 VT_2 未被触发时，则这个正电位通过 VD_1 ，使脉冲变压器二次绕组 N_2 与 B 点等电位，而脉冲变压器二次绕组 N'_2 与 A 点等电位。所以，脉冲变压器两组二次绕组间承受的最大电压为 u_2 的峰值电压 $U_{2m}=\sqrt{2}U_2$ 。脉冲变压器作这种使用时，一定要注意两组二次绕组之间的绝缘，否则可能使绝缘击穿，导致损坏其它元器件。

例 3-29 试分析电容和电阻串联负载可控整流电路的工作情况，如图 3-19 所示。

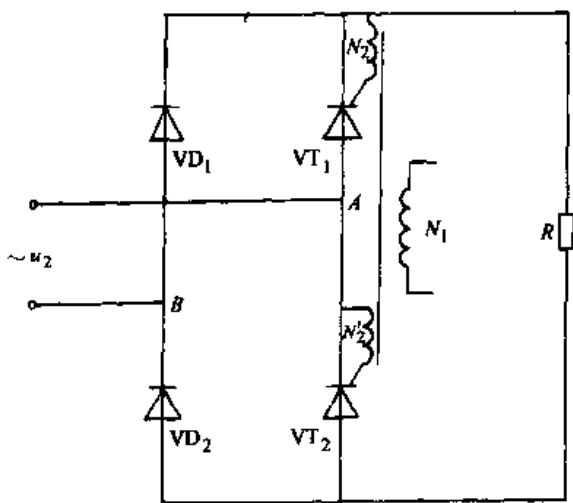


图 3-18 例 3-28 图

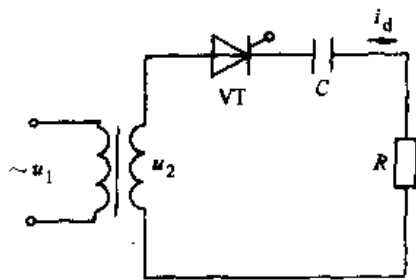


图 3-19 例 3-29 图

解 当晶闸管 VT 第一次导通时，电容器相当于短路，电流很大，对电容充电。随着充电次数的增加，电容电压越来越高，充电电流越来越小，最后 $u_C=U_{2m}$ ，晶闸管阻断。忽略管压降情况下，则 $u_2=u_C+u_R$ ，即

$$\frac{1}{C} \int_0^t i_d dt + u_C(0) + Ri_d = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$$

解微分方程得

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

若将 $\omega t = \alpha$ 时, 第一个周期 $u_c(0) = 0$ $i_d = \frac{\sqrt{2}U_2 \sin \alpha}{R}$ 代入, 得

$$i_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \left[\sin(\omega t + \varphi) + \left[\frac{Z}{R} \sin \alpha - \sin(\alpha + \varphi) \right] e^{\frac{1}{RC}(\frac{\pi}{\omega} - t)} \right]$$

在导电结束时, U_1 具有一个正值, 并且每一周期 $u_2 \geq u_c$ 时才能导通。因此, 触发脉冲必须具有一定宽度, 最后直到停止导通。

当 $\alpha < \pi/2$, 停止导电时, $u_c = \sqrt{2}U_2$

当 $\alpha > \pi/2$, 停止导电时, $u_c = \sqrt{2}U_2 \sin \alpha$

例 3-30 有一感性负载单相半控桥式整流电路, 当触发脉冲突然消失或 α 突然增大到 π , 电路会产生什么现象? 电路失控时, 可用什么方法判断哪一个晶闸管一直导通, 哪一个一直阻断?

答: 对于单相半控桥式整流电路, 当触发脉冲突然消失或 α 突然增大到 π 时, 电路会出现失控现象, 即一只晶闸管一直导通, 两只整流二极管轮流导通。出现这种现象时, 可用万用表或示波器测晶闸管两端电压波形来判断导通和关断情况。

例 3-31 在主电路没有整流变压器, 用示波器观察主电路各点波形时, 务必采取什么措施? 用双踪示波器同时观察电路两处波形时, 务必注意什么问题?

答 必须把示波器插头的接地端断开, 否则会引起短路。用双踪示波器同时观察时, 探头的负端必须连接在一起, 也可以选择两个电位相同的点或无直接电联系的点, 否则会引起短路。

例 3-32 单相半波可控整流电路接大电感负载, 为什么必须接上续流管, 电路才能正常工作?

答 电感足够大时, 在正半周导通期, 电感吸收能量, 并储存起来。当电源负半周时, 电感放出所吸收的能量, 使晶闸管的阳极电压为正压继续导通。这样在负载上就出现负电压波形。当负电压波形接近于正电压波形时, $U_d \approx 0$, $I_d = 0$, 晶闸管关断。因此, 不论延迟角 α 多大, 电感能量经续流管续流, 产生 0.7V 压降使晶闸管关断, 负载上不出现负电压波形, 则整流输出电压 $U_d = 0.45U_2 (1 + \cos \alpha) / 2$ 。

例 3-33 如图 3-20a 所示, 整流电路供反电动势负载, 电抗器 L 足够大, 电源电压为 220V, $\alpha = 90^\circ$, 负载电流 50A, 试计算晶闸管、续流二极管的电流平均值、有效值。若电枢回路电阻为 0.2Ω , 求电动机的反电动势, 并画出这时负载电流、电压及续流二极管中的电流波形。

解 反电动势负载接大电感, 可视作电感性负载来计算。

$$\alpha = 90^\circ$$

$$I_{dr} = \frac{90^\circ}{360^\circ} I_d = \frac{1}{4} \times 50A = 12.5A$$

$$I_T = \sqrt{\frac{90^\circ}{360^\circ}} I_d = \frac{1}{2} \times 50A = 25A$$

$$I_{dD} = \frac{2 \times 90^\circ}{360^\circ} I_d = \frac{1}{2} \times 50A = 25A$$

$$I_D = \sqrt{\frac{2 \times 90^\circ}{360^\circ}} I_d = 35.4A$$

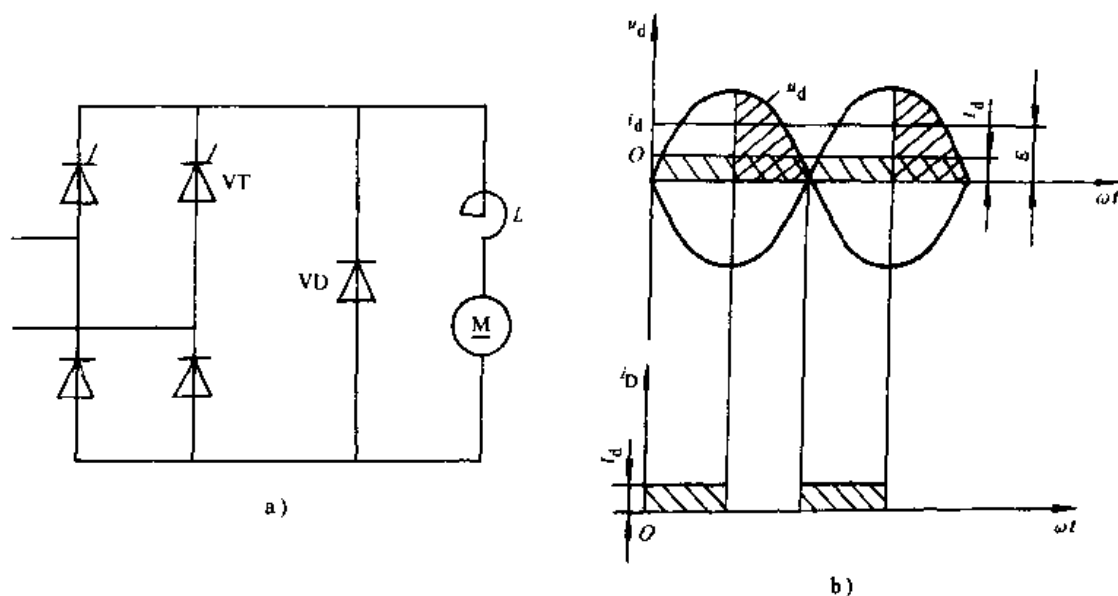


图 3-20 例 3-33 图

$$U_d = 0.9U_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2} = 99\text{V}$$

$$E = U_d - I_d R_d = (99 - 50 \times 0.2) \text{V} = 89\text{V}$$

波形如图 3-20b 所示。

例 3-34 单相半控桥式整流电路，接有续流二极管，对直流电动机电枢供电，主电路中平波电抗器的电感量足够大。电源电压为 220V，延迟角为 60° ，此时负载电流为 30A。计算晶闸管、整流管和续流二极管的电流平均值和有效值，交流电源的电流有效值、容量及功率因数。

解 由于电抗器的电感量足够大，可视为大电感负载。

当 $\alpha = 60^\circ$ 时，晶闸管和整流管的导通角都是

$$\theta = \pi - \alpha = 180^\circ - 60^\circ = 120^\circ$$

续流二极管每周导电两次，其导通角为

$$\theta_D = 2\alpha = 2 \times 60^\circ = 120^\circ$$

电源绕组中电流的导通角为

$$\theta = 2(\pi - \alpha) = 2 \times 120^\circ = 240^\circ$$

$$I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d = \frac{120^\circ}{360^\circ} \times 30\text{A} = 10\text{A}$$

流过整流二极管电流的平均值与流过晶闸管电流的平均值 $I_{dD} = 10\text{A}$

$$I_1 = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d = \sqrt{\frac{1}{3}} \times 30\text{A} = 17.3\text{A}$$

流过整流二极管电流的有效值与流过晶闸管电流的有效值相同，即 $I_D = 17.3\text{A}$

电路中续流二极管与整流二极管的导通角一样，所以流过续流二极管电流的平均值、有效值与整流二极管电流的平均值、有效值相同。

电源绕组中电流的导通角为 240° ，所以电流有效值

$$I_2 = \sqrt{\frac{240^\circ}{360^\circ}} I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \times 30\text{A} = 24.5\text{A}$$

输出直流平均电压

$$U_d = 0.9U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9 \times 220 \times \frac{1+\cos 60^\circ}{2} \text{ V} = 148.5 \text{ V}$$

电源容量

$$S = U_2 I_2 = (220 \times 24.5) \text{ VA} = 5.4 \text{ kV} \cdot \text{A}$$

输出的有功功率

$$P = U_d I_d = (148.5 \times 30) \text{ W} = 4.5 \text{ kW}$$

功率因数

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{4.5}{5.4} = 0.83$$

例 3-35 图 3-21 所示为具有变压器中心抽头的单相双半波可控整流电路。该变压器存在直流磁化吗？试说明并画出当负载为电阻性负载与电感性负载两种情况下， $\alpha = 90^\circ$ 时，输出电压 u_d 的波形，以及晶闸管两端的电压波形。

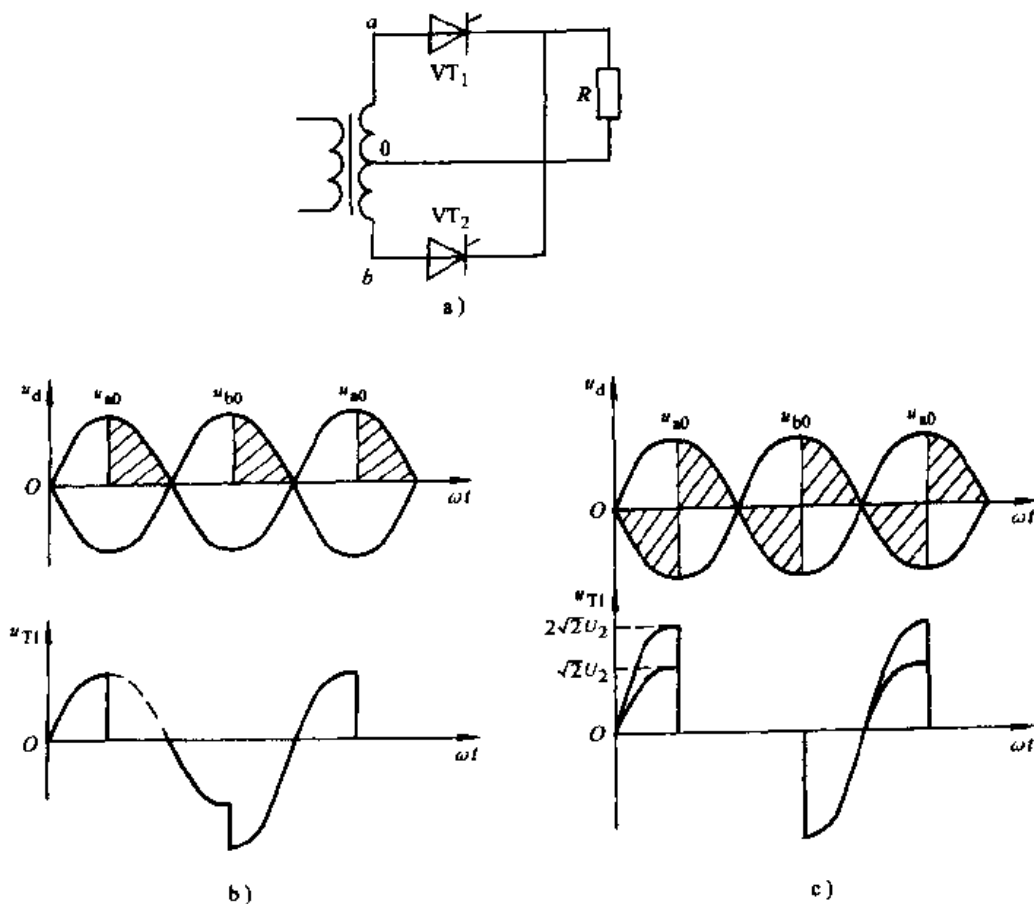


图 3-21 例 3-35 图

解 ① 具有变压器中心抽头的单相双半波可控整流电路，变压器不存在直流磁化问题，这是由于二次侧的两个绕组在一个周期内轮流有大小相等、方向相反的电流流过，其直流安匝相互抵消，所以不会产生直流磁化问题。

② 整流输出电压 u_d 的波形如图 3-21b 和 c 阴影部分所示。

晶闸管承受的电压，当负载为电阻性负载时，在电源的正半周， VT_1 未被触发时，则加在 VT_1 上的最大正向电压为 $\sqrt{2}U_2$ 。同样，在电源负半周，若 VT_2 未被触发，则加在 VT_2 上

的最大正向电压也为 $\sqrt{2}U_2$ 。只要某管一导通,加在另一管上的最大反向电压应为 $2\sqrt{2}U_2$,其电压波形如图 3-21b 所示。

晶闸管承受的电压,当负载为感性时,由于电感的储能作用,负载电流连续,每个晶闸管导通 180° 。电流波形不随延迟角 α 变化。例如 $\alpha=90^\circ$ 时触发 VT_1 一直导通到电源负半波的峰值,即触发 VT_2 时为止。此时 VT_2 承受的最大正向电压为 $2\sqrt{2}U_2$ 。同理, VT_1 承受的最大正向电压亦为 $2\sqrt{2}U_2$ 。至于承受的反电压,与电阻负载时的情况相同。任一管子导通时,加在另一管子上的反压为 $2\sqrt{2}U_2$ 。其电压波形如图 3-21c 所示。

例 3-36 单相桥式半控整流电路其主电路和触发电路工作都正常,当所带白炽灯泡灯丝被烧断后,用示波器观察晶闸管两端电压波形、二极管两端电压波形以及灯泡两端电压波形有何不同?

答 晶闸管和灯泡两端波形均为正弦波。二极管两端为半波形。

例 3-37 电阻性负载的单相桥式半控整流电路,其中一只晶闸管被烧断,如图 3-22a 所示。试画出输出电压波形以及未烧断的晶闸管两端电压波形,并求出整流输出电压 U_d 的表达式来。

解 一只晶闸管被烧断,整流输出 u_d 的波形及未烧断的晶闸管两端电压波形如图 3-22b 所示。

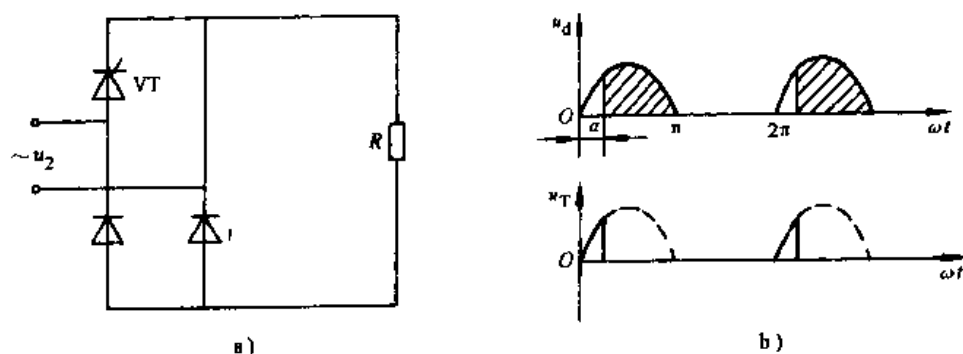


图 3-22 例 3-37 图

从波形图来看,晶闸管 VT 在正向电压作用下,在某时刻触发其门极,则 VT 导通,在过零时关断,电源在负半波时整个电路不通,等晶闸管再一次承受正向电压并被触发门极导通时,才有输出电压,由此可分析,波形为单相半波可控整流,其输出电压为

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

例 3-38 在电阻性负载三相半波可控整流电路中,如果窄脉冲出现过早,即在移到自然换相点之前,会出现什么现象?画出负载侧 u_d 波形。

解 如图 3-23,当触发脉冲 u_{g1} 触发 U 相晶闸管,则 U 相晶闸管导

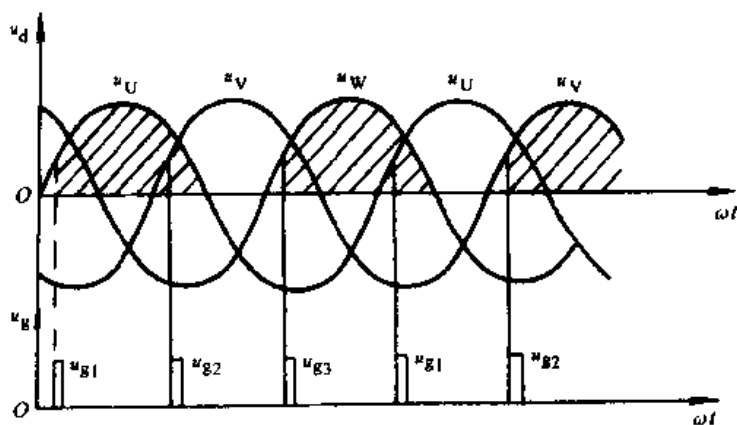
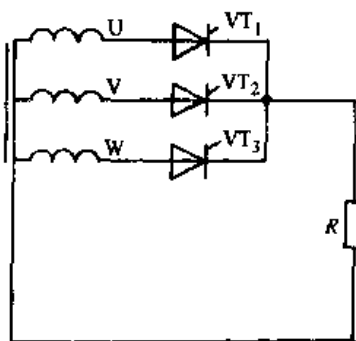


图 3-23 例 3-38 图

通。当 u_{g2} 触发 V 相晶闸管时, 这时 U 相电压高于 V 相电压, 所以 V 相晶闸管不导通, U 相晶闸管继续导通。过了自然换相点后, 尽管 V 相电压高于 U 相电压, 但 V 相晶闸管的触发脉冲 u_{g2} 已消失, 所以 V 相晶闸管仍不通。U 相晶闸管导通到过零点结束。这样下去, 接着导通的是 W 相晶闸管。由此可以看出, 由于晶闸管间隔导通而出现了输出波形相序混乱现象, 这是不允许的。

例 3-39 如果图 3-24a 所示电路, VT_1 管无触发脉冲, 试画出 $\alpha=15^\circ$ 、 $\alpha=60^\circ$ 两种情况下的 u_d 波形, 并画出 $\alpha=60^\circ$ 时晶闸管 VT_2 两端电压 u_{T2} 波形。



a)

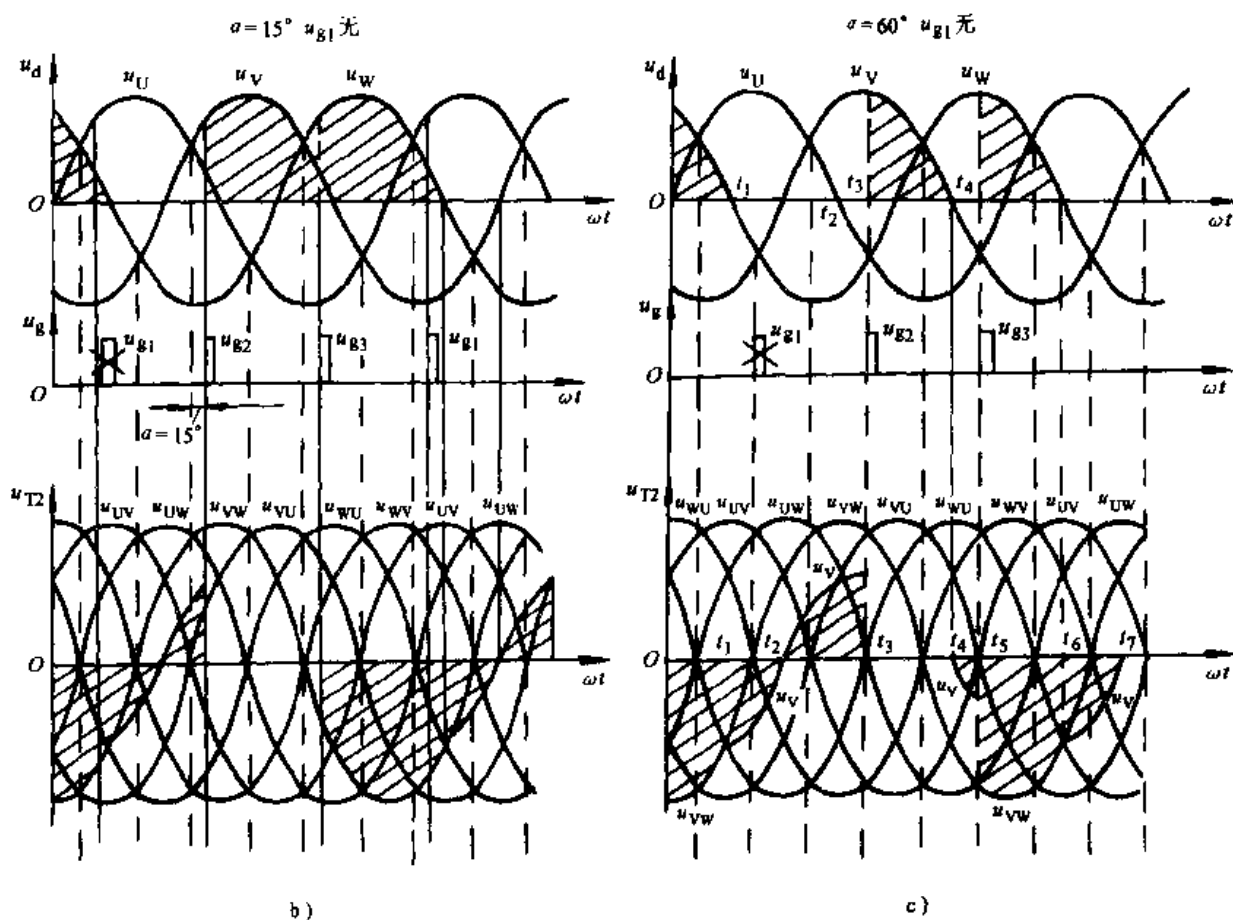


图 3-24 例 3-39 图

解 VT_1 管无触发脉冲, $\alpha=15^\circ$ 时波形如图 3-24b 所示, 其中上图打斜线部分为整流输出 u_d 的波形。

$\alpha=60^\circ$ 时, 整流输出波形如图 3-24c 上图打斜线部分所示。 VT_2 晶闸管两端电压波形如图 3-24c 下图打斜线部分所示。由图中可以看出, $0\sim t_1$ 区间 VT_3 导通, 所以 VT_2 管承受反压 u_{vw} , $t_1\sim t_2$ 区间, 无晶闸管导通, 所以 VT_2 管承受正压 u_v , $t_3\sim t_4$ 区间, 晶闸管 VT_2 导通, 两端电压为零。 $t_4\sim t_5$ 区间, 无晶闸管导通, VT_2 承受反压 u_v , $t_5\sim t_6$ 区间, 晶闸管 VT_3 导通, 承受反向电压 u_{vw} , $t_6\sim t_7$ 区间, 无晶闸管导通, 承受反压 u_v 。

例 3-40 电感性负载三相桥式半控整流电路, 如 VT_3 管无触发脉冲, 试画出 $\alpha=30^\circ$, $\alpha=90^\circ$ 时的 u_d 波形。

解 当 VT_3 管无触发脉冲时, 凡是 W 字头的线电压如 u_{wu} 、 u_{wv} 等均不导通。 $\alpha=30^\circ$ 时 u_d 的波形如图 3-25b 打斜线部分所示。 $\alpha=90^\circ$ 时 u_d 的波形如图 3-25c 打斜线部分所示。

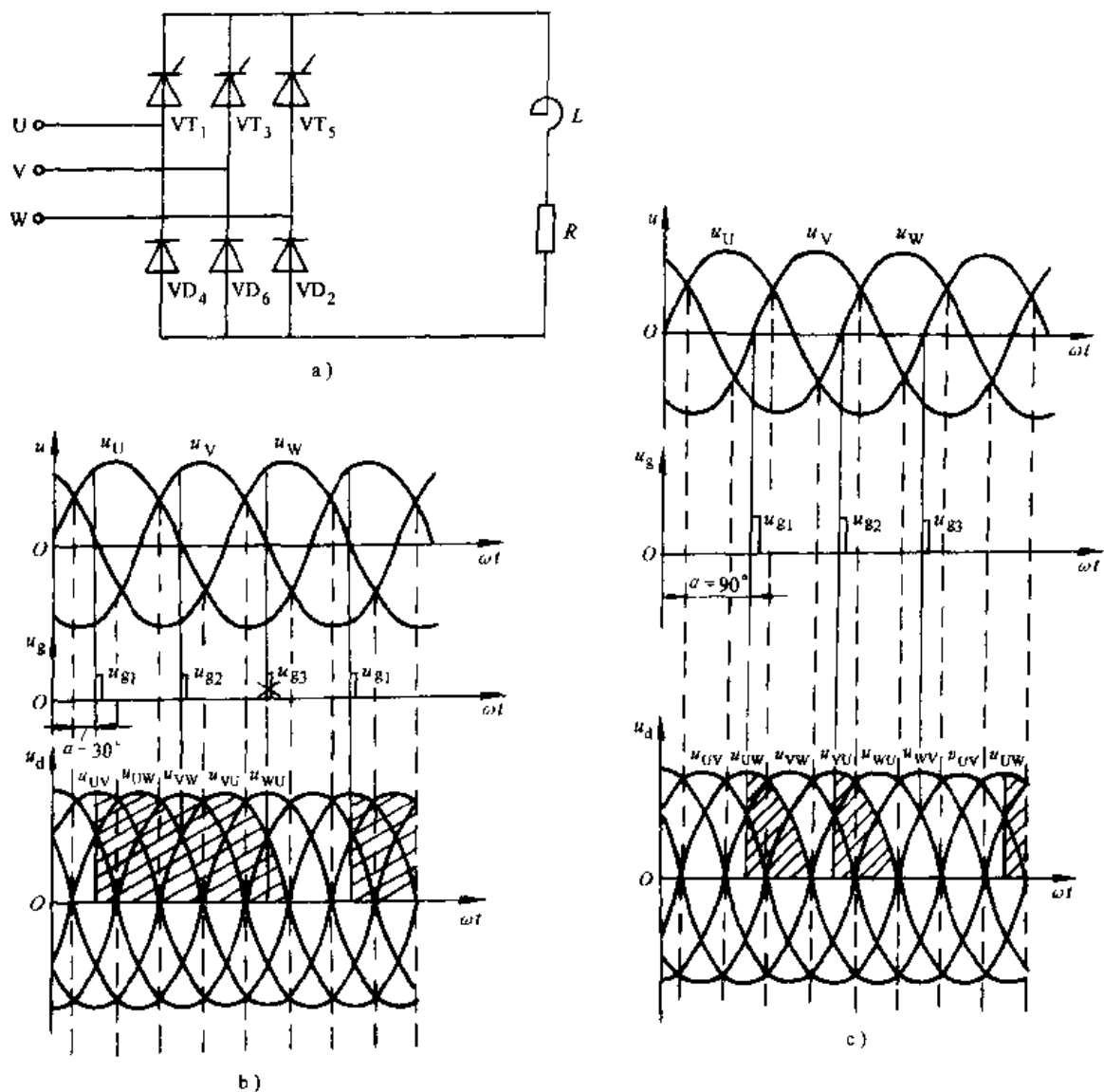


图 3-25 例 3-40 图

例 3-41 三相半波可控整流, 能否如图 3-26 所示只用一套触发器, 每隔 120° 送出触发脉冲, 使电路工作?

解 能工作。因为虽然三个晶闸管同时加触发脉冲, 只有阳极电压最高相所接的晶闸管导通, 其余两个晶闸管受反压时阻断。但是, 移相范围只有 120° , 达不到 150° 移相的要求。

例 3-42 现有单相半波、单相桥式、三相半波三种电路, 负载电流 I_d 都是 40A, 问串在晶闸管中的熔断器电流是否一样大? 为什么?

解 单相半波时, 流过熔断器电流为正弦半波 (考虑 $\alpha = 0^\circ$ 情况), 所以, $I_{dT} = I_d = 40\text{A}$, $I_T = 1.57I_{dT} = 62.8\text{A}$, 熔断器按有效值 62.8A 来选择。

单相桥式可控整流时, 流过熔断器电流为正弦半波 $I_{dT} = I_d/2 = 20\text{A}$, $I_T = 1.57I_{dT} = 31.4\text{A}$, 熔断器按有效值 31.4A 选择。

三相半波可控整流时, 流过熔断器的电流波形如图 3-27 所示, 该电流有效值为

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t}{R_d} \right)^2 d(\omega t)} = 0.686 \frac{U_2}{R_d}$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{1.17U_2}{R_d} = 40\text{A}$$

$$\frac{U_2}{R_d} = 34.18\text{A}, I_T = (34.18 \times 0.686) \text{A} = 23.5\text{A}$$

熔断器按 23.5A 来选择。

例 3-43 试分析如图 3-28a 所示三相全控桥式整流电路 $\alpha = 60^\circ$ 故障时的 u_d 波形。

- ① 熔断器 1FU 熔断。
- ② 熔断器 2FU 熔断。
- ③ 熔断器 2FU、3FU 熔断。

解 ① 熔断器 1FU 熔断时 u_d 的波形如图 3-28b 打斜线部分所示。凡与 U 相有关的线电压均不导通。

② 熔断器 2FU 熔断时 u_d 的波形如图 3-28c 打斜线部分所示。V 字头线电压不导通。

③ 熔断器 2FU、3FU 熔断时 u_d 的波形如图 3-28d 打斜线部分所示。凡 VW 字头线电压均不导通。

例 3-44 三相半波可控整流对直流电动机电枢供电, $\alpha = 60^\circ$ 时, 理想空载转速 $n_0 = 1000\text{r/min}$, 问 $\alpha = 120^\circ$ 时 n_0 为多少?

解 当直流并励电动机中磁通保持恒定时, $\alpha = 60^\circ$, 对应的理想空载转速为

$$n_0 = \frac{\sqrt{2}U_2}{C_e \Phi} = 1000\text{r/min}$$

$$\alpha = 120^\circ, n_0 = \frac{\sqrt{2}U_2}{C_e \Phi} \sin(150^\circ - 120^\circ) =$$

$$\frac{1}{2} \frac{\sqrt{2}U_2}{C_e \Phi} = \frac{1}{2} \times 1000\text{r/min} =$$

$$500\text{r/min}$$

例 3-45 三相半波可控整流电路, 三只晶闸管都不触发时, 晶闸管两端电压波形 u_T 是怎样的?

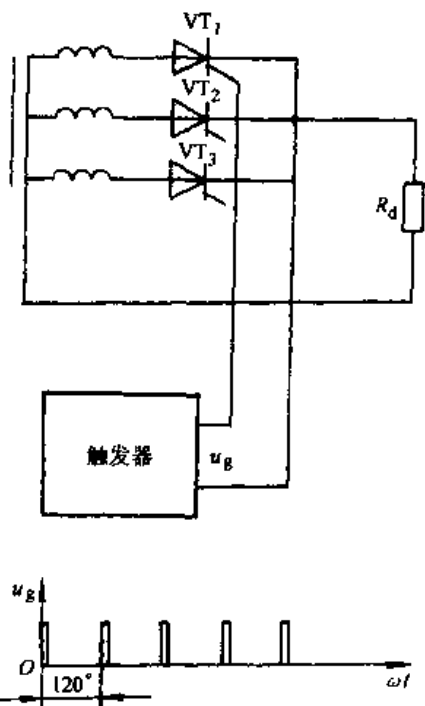


图 3-26 例 3-41 图

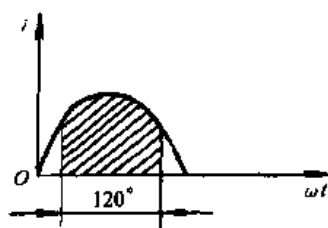


图 3-27 例 3-42 图

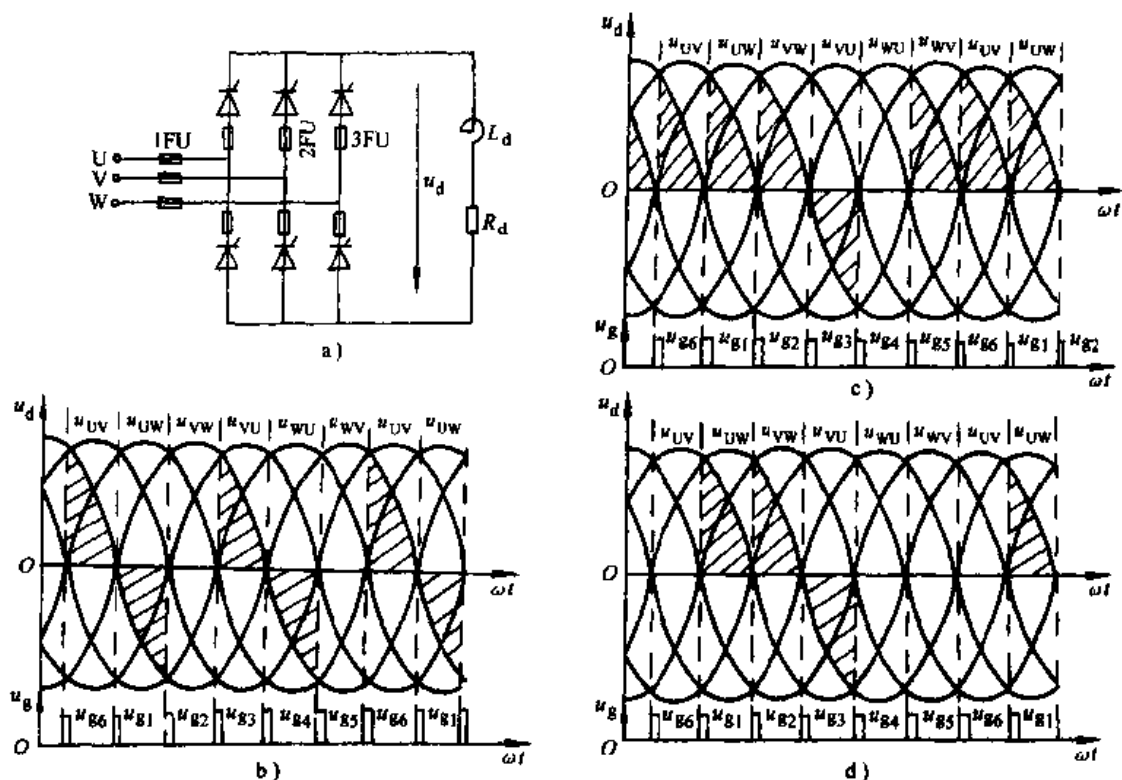


图 3-28 例 3-43 图

解 三相半波可控整流电路当三只晶闸管都不触发时, 无输出电流。晶闸管阴极与零线等电位, 所以晶闸管两端电压波形 u_T 为该相交流电压波形。

例 3-46 三相半波电路如图 3-29a 所示, 将变压器二次绕组分为两段, 接成曲折接法。每段绕组电压为 100V, 试求:

① 变压器铁心有没有直流磁化? 为什么?

② 晶闸管上承受的最大电压为若干?

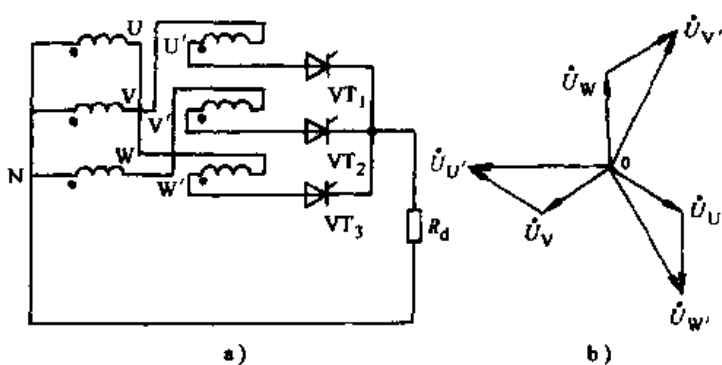


图 3-29 例 3-46 图

解 ① 采用两段曲折接法后, 相量图如图 3-29b 所示。因为 U 和 U' , V 和 V' , W 和 W' 分别绕在同一个铁心柱上, 在一个周期内, 流过两绕组的电流方向相反、大小相等, 直流磁动势互相抵消, 所以不存在直流磁化。

② 因每段绕组电压为 100V, 以 U 相为例, 总的交流电压为 $+U$ 与 $-W$ 相电压叠加, 两者相位差为 60° , 所以合成电压为 $\sqrt{3} \times 100V = 173V$ 。

例 3-47 图 3-30a 为两相零式可控整流电路, 直接由三相交流电源供电。

① 画出晶闸管延迟角 $\alpha=0^\circ$ 、 $\alpha=60^\circ$ 时 u_d 波形。

② 晶闸管的移相范围多大?

③ $U_{dmax}=?$ $U_{dmin}=?$

④ 导出 U_d 的计算公式。

解 ① 图 3-30b 打斜线部分为 $\alpha=0^\circ$ 时 u_d 波形。图 3-30c 打斜线部分为 $\alpha=60^\circ$ 时 u_d 的波形。

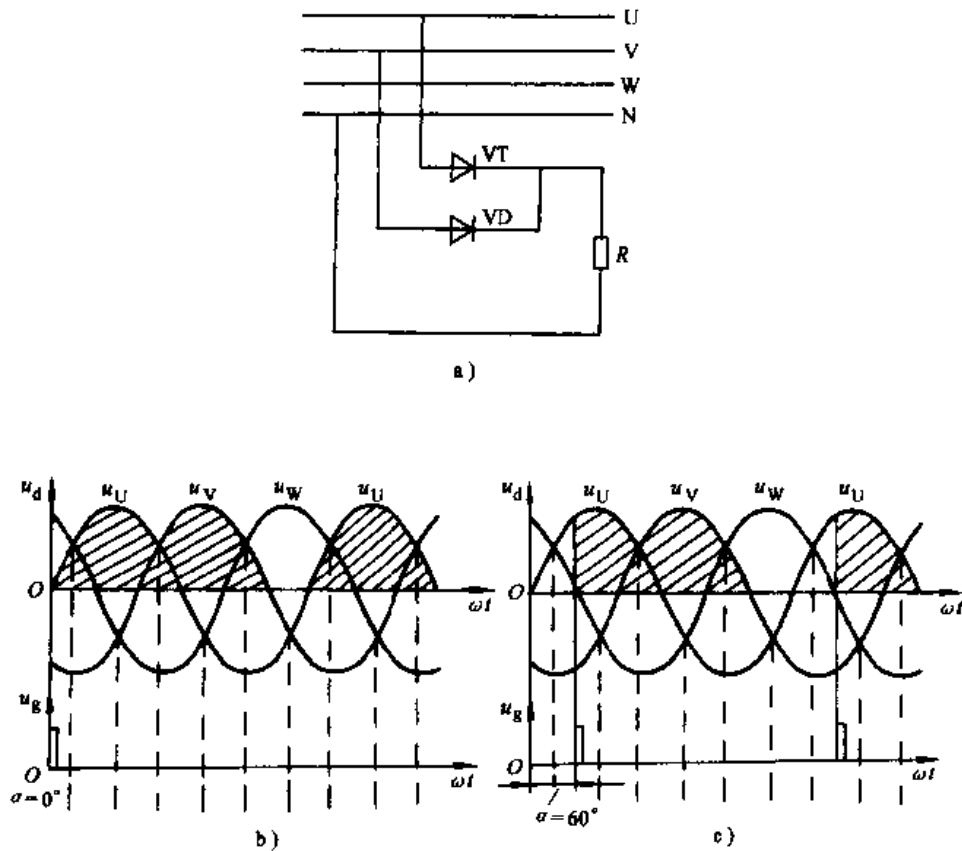


图 3-30 例 3-47 图

② 晶闸管 VT 移相范围为 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。

③ $\alpha=0^\circ$ 时

$$U_{d\max} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{5\pi/6} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} (2 + \sqrt{3}) U_2$$

$\alpha=150^\circ$ 时

$$U_{d\min} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2$$

④ $\alpha \leq 120^\circ$ 时

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

$120^\circ < \alpha \leq 150^\circ$ 时

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \left[\int_\alpha^{5\pi/6} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) + \int_0^{\alpha-120^\circ} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) + \int_0^{5\pi/6} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) \right] = \frac{\sqrt{2} U_2}{2\pi} [\sqrt{3} + 2 + \cos \alpha - \cos(\alpha - 120^\circ)]$$

例 3-48 三相全控桥式整流电路如图 3-31 所示, $I_d=0.2\text{H}$, $R_d=4\Omega$, 要求 U_d 从 $0 \sim 220\text{V}$

之间变化, 试求:

- ① 不考虑延迟角裕量, 整流变压器二次线电压是多少?
- ② 计算晶闸管电压、电流值, 如果电压、电流裕量取 2 倍, 选择晶闸管型号。
- ③ 变压器二次电流有效值 I_2 。
- ④ 计算整流变压器二次容量 S_2 。
- ⑤ $\alpha=0^\circ$ 时, 电路功率因数 $\cos\varphi$ 。
- ⑥ 当触发脉冲距对应二次侧相电压波形原点为何处时, U_d 为零?

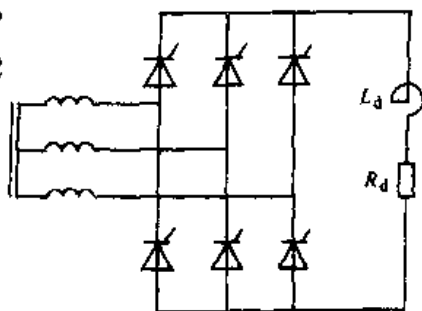


图 3-31 例 3-48 图

解 ① $\omega L_d = 314 \times 0.2\Omega = 62.8\Omega \gg 4\Omega$, 为大电感负载。

$$U_d = 2.34U_2 = 1.35U_{21}$$

$$U_2 = 94V \quad U_{21} = 163V$$

$$\text{②} \quad I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{220}{4} A = 55A$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = \sqrt{\frac{1}{3}} \times 55A = 31.7A$$

$$I_{T(AV)} \geq \frac{2I_T}{1.57} = \frac{2 \times 31.7}{1.57} A = 40.3A$$

$$\text{取} \quad I_{T(AV)} = 50A, \quad U_{Tm} = \sqrt{6} U_2 = \sqrt{6} \times 94V = 230V$$

取 500V, 晶闸管型号为 KP50-5。

$$\text{③} \quad I_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.8 \times 55A = 44.9A$$

$$\text{④} \quad S_2 = 3U_2 I_2 = 3 \times 94 \times 44.9A = 12.66kV \cdot A$$

⑤ 忽略整流桥路损耗时

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{P_d}{S} = \frac{220 \times 55}{12660} = 0.956$$

⑥ 大电感负载 $\alpha=90^\circ$ 时, $U_d=0$

距对应相电压原点是 120° 时, $U_d=0$ 。

例 3-49 三相全控桥串电感 L_d 接电动机负载, 已知变压器二次电压 $U_2=100V$, 变压器每相绕组漏感 (折合二次侧) L_B 为 $100\mu H$, 负载电流为 $150A$, 求由于漏抗引起的换相压降, 该压降所对应整流器的等效内阻及 $\alpha=0^\circ$ 时的重叠角。如果变压器每相电阻折合至二次侧为 0.02Ω , 电动机电枢电阻为 0.03Ω , 试写出该系统在电流连续时的机械特性方程式。

解 换相压降为

$$U_\gamma = \frac{m}{2\pi} X_B I_d = \frac{6}{2\pi} \times 314 \times 0.1 \times 10^{-3} \times 150V = 4.5V$$

换相压降等效电阻为

$$R_i = \frac{U_\gamma}{I_d} = \frac{4.5V}{150A} = 0.03\Omega$$

$\alpha=0^\circ$ 时, γ 最大

$$1 - \cos\gamma = \frac{2X_B I_d}{\sqrt{6} U_2} = \frac{2 \times 0.1 \times 10^{-3} \times 314 \times 150}{\sqrt{2} \times 100} = 0.0385$$

$$\cos\gamma = 0.96, \gamma = 16^\circ.$$

$$R_\Sigma = R_i + R_B + R_a = (0.03 + 2 \times 0.02 + 0.03) \Omega = 0.1 \Omega$$

$$U_{d0} = 234 \text{ V}$$

n 的数值公式 (I_d 单位为 A) 为

$$n = \frac{1}{C_e \Phi} (234 \cos\alpha - n' \Delta U - I_d R_\Sigma) =$$

$$\frac{1}{C_e \Phi} (234 \cos\alpha - 2 - 0.1 I_d)$$

其中, $\Delta U = 1 \text{ V}$, $n' = 2$.

例 3-50 已知 $U_2 = 100 \text{ V}$, 电动机额定电压 $U_N = 220 \text{ V}$, $I_N = 90 \text{ A}$, $R_a = 1 \Omega$, $n_N = 1500 \text{ r/min}$, $P_N = 17 \text{ kW}$, $R_\Sigma = 0.5 \Omega$, 延迟角 $\alpha = 30^\circ$, $L_d = 5 \text{ mH}$, 试绘制三相全控桥式晶闸管-直流电动机系统的机械特性曲线, 并计算出理想空载转速 n_0 .

解 电流连续时

$$C_e \Phi = \frac{U_N - I_N R_a}{n} = \frac{220 - 90 \times 0.1}{1500} \text{ V} \cdot \text{min/r} = \frac{211}{1500} \text{ V} \cdot \text{min/r} = 0.14 \text{ V} \cdot \text{min/r}$$

$$U_{d0} \cos\alpha = 2.34 U_2 \cos 30^\circ = (2.34 \times 100 \times 0.866) \text{ V} = 202.6 \text{ V}$$

n 的数值公式 (I_a 单位为 A) 为

$$n = \frac{1}{C_e \Phi} (U_{d0} \cos\alpha - n' \Delta U - I_a R_a) =$$

$$\frac{1}{0.14} (202.6 - 2 \times 1.5 - 0.5 I_a) =$$

$$(1426 - 3.57 I_a) \quad (\text{r/min})$$

当 $\alpha = 60^\circ$ 时, n 的数值公式 (I_a 单位为 A) 为

$$n = \frac{1}{0.14} \left(234 \times \frac{1}{2} - 2 \times 1.5 - 0.5 I_a \right) =$$

$$(814 - 3.57 I_a) \quad (\text{r/min})$$

机械特性如图 3-32 所示。

理想空载转速

$$n_0 = \frac{\sqrt{2} U_{21}}{C_e \Phi} = \frac{\sqrt{2} \times 173}{0.14} \text{ r/min} = 1749 \text{ r/min}$$

例 3-51 直流他励电动机 $U_N = 220 \text{ V}$, $I_N = 20 \text{ A}$, $n_N = 1000 \text{ r/min}$, 电枢回路电阻 $R_a = 1 \Omega$, 由三相半波电路供电, 串接大电感, $U_2 = 230 \text{ V}$, 整流变压器 $x_B = 5 \Omega$, 当电流连续时, 求 $\alpha = 30^\circ$ 和 $\alpha = 60^\circ$ 时的机械特性曲线方程, 并绘特性曲线图。

解

$$C_e \Phi = \frac{U_N - I_N R_a}{n} = \left(\frac{220 - 20 \times 1}{1000} \right) \text{ V/(r} \cdot \text{min}^{-1}) = 0.2 \text{ V/(r} \cdot \text{min}^{-1})$$

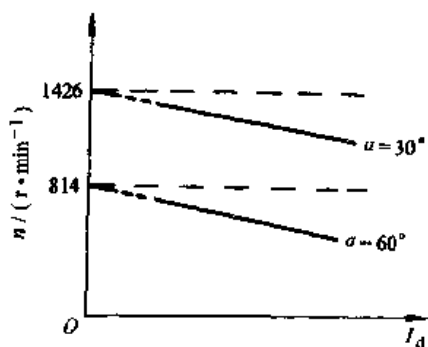


图 3-32 例 3-50 图

n 的数值运算结果为 (I_d 以 A 为单位)

$$n = \frac{1}{C_r \Phi} \left(U_{d0} \cos \alpha - \frac{3x_B}{2\pi} I_d - R_B I_d - R_a I_d - \Delta U_T \right) =$$

$$\frac{1}{0.2} \left[1.17 \times 220 \times \cos \alpha - \left(\frac{3 \times 5}{2\pi} + 1 \right) I_d - 1.5 \right] =$$

$$1345 \cos \alpha - 7.5 - 17 I_d$$

当 $\alpha = 30^\circ$ 时

$$n = 1164 - 7.5 - 17 I_d = (1157 - 17 I_d)$$

当 $\alpha = 60^\circ$ 时

n 的数值公式 (I_d 单位为 A) 为

$$n = (665 - 17 I_d) \quad (\text{r/min})$$

特性曲线如图 3-33 所示。

例 3-52 某车床刀架采用小惯量 GZ-100 直流电动机, 其额定功率为 5.5kW, 额定电压为 220V, 额定电流 28A, 采用三相半波整流或三相桥式整流供电, 其相电压为 220V。要求起动电流限制在 60A, 且当负载电流降至 3A 时电流仍连续, 试计算晶闸管额定电压、电流值, 电流、电压裕量取 2 时, 确定晶闸管型号并计算平波电抗器的电感量。

解 设用三相半波可控整流供电时

$$I_T = \sqrt{\frac{120^\circ}{360^\circ}} I_{d\max} = 0.577 \times 60 \text{ A} = 34.6 \text{ A}$$

其中, $I_{d\max}$ 为电动机起动电流。

$$I_{T(AV)} \geq \frac{2I_T}{1.57} = \frac{2 \times 34.6}{1.57} \text{ A} = 44 \text{ A}$$

取 $I_{T(AV)}$ 为 50A, $U_{RM} \geq 2U_{am} = 2\sqrt{6}U_2 = 1078 \text{ V}$

取 1200V, 选用晶闸管型号为 KP50-12。

平波电抗器

$$L = 1.46 \times 10^{-3} \frac{U_2}{I_{d\min}} = 1.46 \times 10^{-3} \frac{200}{3} \text{ H} = 107 \text{ mH}$$

设采用三相桥式供电时, 平波电抗器

$$L = 0.693 \times 10^{-3} \frac{U_2}{I_{d\min}} = 0.693 \times 10^{-3} \times \frac{220}{3} \text{ mH} = 50.8 \text{ mH}$$

由计算可见, 采用三相桥式供电, 其电抗器电感量是三相半波供电所用电抗器电感量的 1/2。

例 3-53 图 3-34 为两相零式与两相式可控整流电路, 直接由三相交流电源供电, 分别求两电路晶闸管的移相范围与直流输出电压值 U_d 随 α 变化的表达式。

解 图 3-34a 为两相零式可控整流, 其输出 u_d 波形如图 3-34c 打斜线部分所示。

$0 \leq \alpha \leq 150^\circ$ 时

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{150^\circ} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) + \int_{150^\circ}^{300^\circ} \sqrt{2} U_2 \sin(\omega t - 120^\circ) d(\omega t) \right] =$$

$$(2.732 + \cos \alpha) \times 0.225 U_2$$

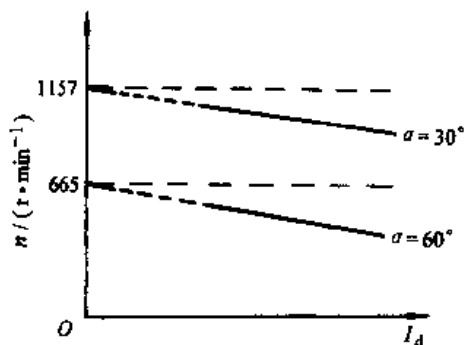


图 3-33 例 3-51 图

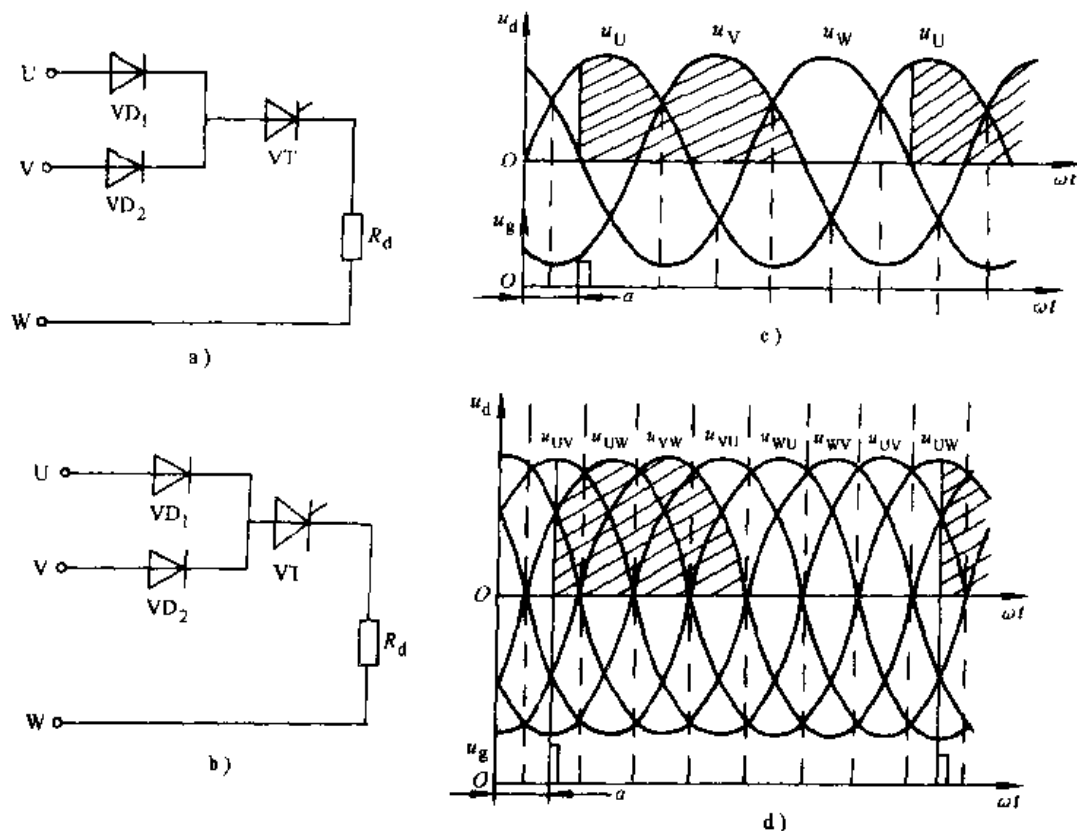


图 3-34 例 3-53 图

$\alpha = 0^\circ$ 时

$$U_d = 0.84 U_2$$

$150^\circ < \alpha < 300^\circ$ 时

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{300^\circ - \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 0.225 U_2 [1 - \cos(300^\circ - \alpha)]$$

两相零式移相范围为 $0^\circ \sim 300^\circ$ 。

图 3-34b 为两相式可控整流电路，其输出电压 u_d 波形如图 3-34d 打斜线部分所示。

$0 \leq \alpha \leq 120^\circ$ 时

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \left[\int_\alpha^{120^\circ} \sqrt{2} U_{21} \sin \omega t d(\omega t) + \int_0^{120^\circ} \sqrt{2} U_{21} \sin(\omega t - 120^\circ) d(\omega t) \right] =$$

$$(2 + \cos \alpha) \times 0.225 U_{21}$$

$\alpha = 0^\circ$ 时

$$U_{dmax} = 0.675 U_{21}$$

$120^\circ < \alpha < 240^\circ$ 时

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{240^\circ - \alpha} \sqrt{2} U_{21} \sin \omega t d(\omega t) =$$

$$0.225 U_{21} [1 - \cos(240^\circ - \alpha)]$$

例 3-54 图 3-35 所示三相半波可控整流电路， L_d 足够大， $U_2 = 100V$ ，问 $\alpha = 90^\circ$ 时， I_d 约等于多少？

解

$$I_d = \frac{U_d + E}{R_d} = \frac{1.17 U_2 \cos \alpha + E}{R_d} = \frac{E}{R_d} = 20A$$

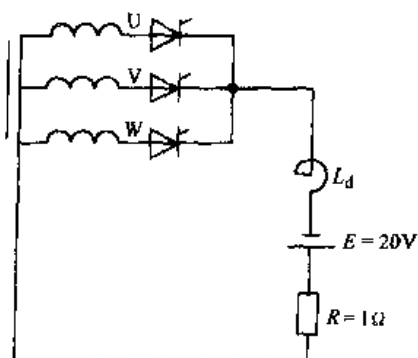


图 3-35 例 3-54 图

例 3-55 三相半波可控整流如图 3-36a 所示, 负载为大电感负载, 如果 U 相晶闸管脉冲丢失, 试画出 $\alpha=0^\circ$ 时 u_d 的波形。

解 $\alpha=0^\circ$ 时 u_d 的波形如图 3-36b 打斜线部分所示。

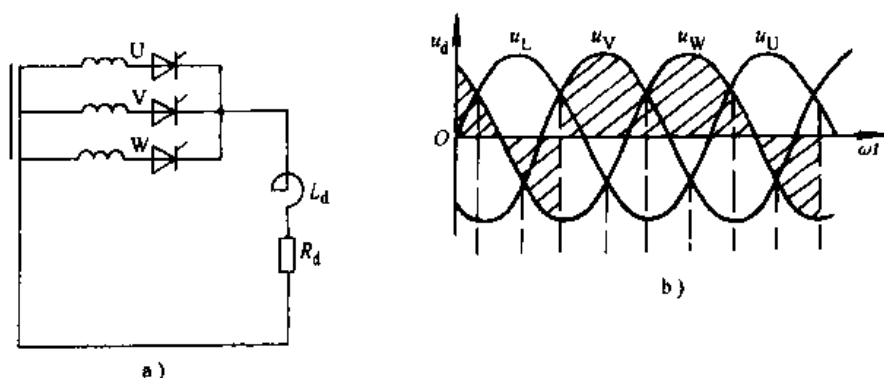


图 3-36 例 3-55 图

例 3-56 三相全控桥整流电路中, 变压器二次侧能否接成三角形?

答 能接成三角形。

例 3-57 三相可控整流, $\alpha=90^\circ$ 时, U 相晶闸管的触发脉冲在线电压 u_{UV} 的波形上是多少度?

答 因为 $\alpha=90^\circ$, 触发脉冲在相电压 u_U 波形上是 120° , 而线电压 u_{UV} 又超前 $u_U 30^\circ$, 所以, 触发脉冲在线电压 u_{UV} 位置是 150° 。

例 3-58 一般三相可控整流装置中, 如果电源三相进线相序接反, 会产生什么问题?

答 会出现缺相, 或乱相。所谓乱相是该导通的晶闸管不导通, 不该导通的晶闸管导通了。在单宽脉冲和双脉冲触发的三相桥式电路中, 原来调整好的移相范围会前移 60° , 使系统不能正常工作, 所以晶闸管装置的进线相序必须符合规定。

例 3-59 三相半波可控整流, 负载端电感 L_d 足够大, 画出 $\alpha=90^\circ$ 时, 晶闸管 VT_1 两端电压波形, 从波形上看晶闸管承受的最大正反向电压为多少?

解 图 3-37 为晶闸管 VT_1 所承受的电压波形。从波形上看, 晶闸管正反向最大电压为线电压峰值, 即 $\sqrt{6}U_2$ 。

例 3-60 三相半波可控整流电阻性负载, 画出 $\alpha=30^\circ$ 时, 晶闸管 VT_1 两端的电压波形, 从波形上看晶闸管承受最大正反向电压为多少?

解 图 3-38 为晶闸管 VT_1 所承受的电压波形。当 $\alpha=30^\circ$ 时, 晶闸管

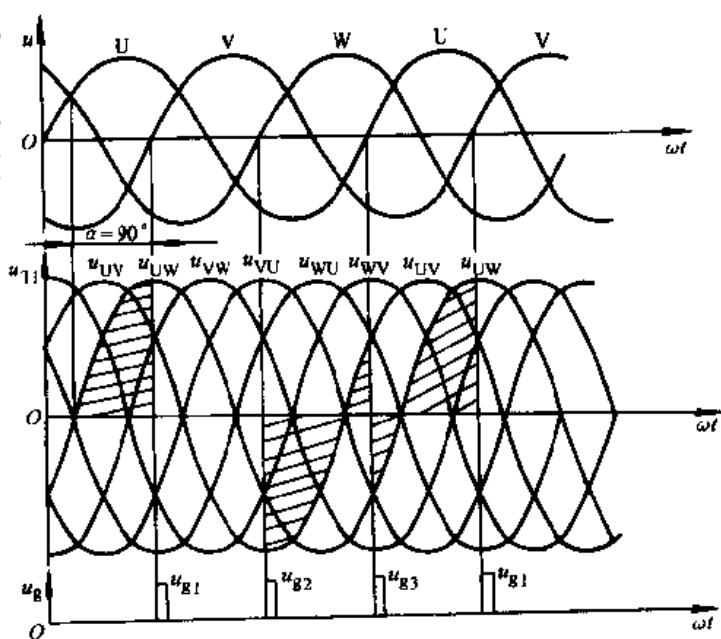


图 3-37 例 3-59 图

承受最大正向电压为 $\sqrt{6}U_2/2$ 承受反向最大电压为 $\sqrt{6}U_2$ 。

例 3-61 试比较六相半波整流电路与带平衡电抗器的双反星形整流电路工作情况有什么不同? 平衡电抗器在电路中起什么作用?

答

① 从导通角来看, 六相半波整流每个瞬间只有一个晶闸管导通, 每个晶闸管导通 60° ; 加平衡电抗器的双反星形整流每个瞬间有两只晶闸管同时导通, 导通角为 120° , 所以同样 I_d 时, 晶闸管变压器容量可以降低。

② 当 $\alpha=0^\circ$ 时, 六相半波整流输出 $U_d=1.35U_2$; 加平衡电抗器的双反星形整流输出 $U_d=1.17U_2$ 。

③ 当 $\alpha=0^\circ$ 时, 六相半波整流的脉冲位置在比该相电压峰值超前 30° , 即为与前相电压波形的交点; 加平衡电抗器的双反星形整流的脉冲位置比该相电压峰值超前 60° 。

④ 六相半波整流电路时流过晶闸管、变压器二次电流有效值 $I_2=I_1=\sqrt{1/6}I_d$; 加平衡电抗器双反星形整流时流过晶闸管、变压器二次电流有效值 $I_2=I_T=\sqrt{1/12}I_d$ 。以上均为大电感负载。

⑤ 六相半波整流可采用窄脉冲触发; 加平衡电抗器的双反星形整流在电流断续时, 必须采用宽脉冲或双脉冲触发。

平衡电抗器的作用: 接入平衡电抗器后, 由于存在感应电动势, 使得两组星形绕组能同时工作, 晶闸管导通角增大, 流过变压器二次绕组和器件的电流有效值变小, 可选用额定值较小的器件, 并提高了变压器的利用率。

例 3-62 若三相全控桥式整流电路, 当一只晶闸管短路时, 电路会发生什么情况?

答 在三相桥式电路中, 若一只晶闸管短路, 例如共阴极组中一只管子短路, 则其余共阴极组中任意一只管子触发导通, 都要引起电源线电压短路, 使管子连续烧坏, 所以要求每只晶闸管桥路中串接快速熔断器, 以保护晶闸管。

例 3-63 三相半波整流电路, 大电感负载时, 直流输出功率 $P_d=U_{d\max}I_d=100V \times 100A=10kV \cdot A$

求: ① 绘出整流变压器二次电流波形。

② 计算整流变压器二次侧容量 P_2 、一次侧容量 P_1 及容量 P_T 。

③ 分别写出该电路在无续流二极管及有续流二极管两种情况下, 晶闸管最大正向电压 U_{SM} ; 晶闸管最大反向电压 U_{RM} ; 整流输出 $U_d=f(\alpha)$; 脉冲最大移相范围; 晶闸管最大导通角。

解 ① 整流变压器二次电流波形如图 3-39 所示。

② $U_{d\max}=100V=1.17U_2\cos\alpha$

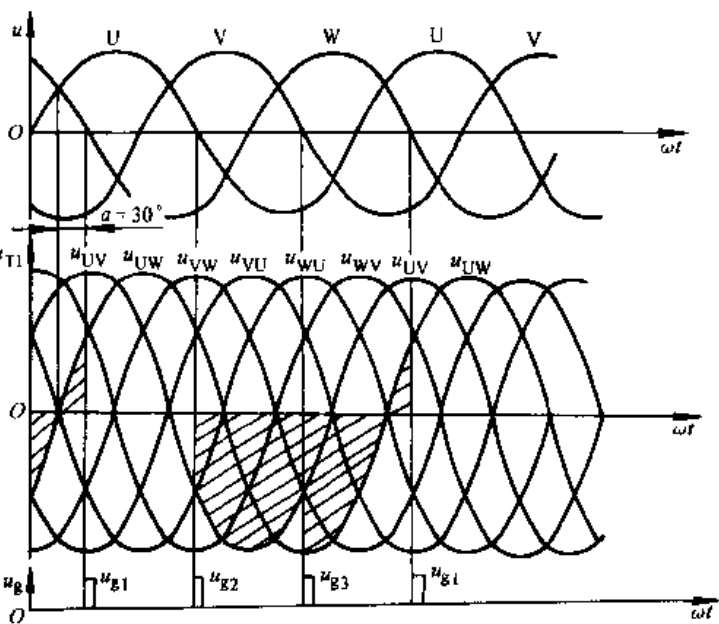


图 3-38 例 3-60 图

$$\alpha=0^\circ \text{时, 则 } U_2 = \frac{100}{1.17} \text{V} = 85.5 \text{V}$$

$$I_2 = I_T = \sqrt{\frac{1}{3}} I_d = 0.577 \times 100 \text{A} = 57.7 \text{A}$$

$$P_2 = 3U_2 I_2 = 3 \times 85.5 \times 57.7 \text{A} = 14.8 \text{kV} \cdot \text{A}$$

$$P_1 = 1.21 P_d = 12.1 \text{kV} \cdot \text{A}$$

$$P_T = \frac{1}{2} (P_1 + P_2) = 13.4 \text{kV} \cdot \text{A}$$

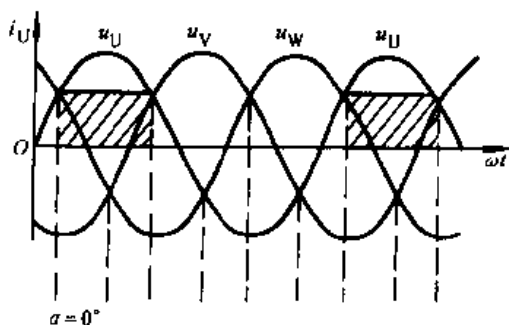


图 3-39 例 3-63 图

③ 无续流管时, 晶闸管所承受的最大正向电压 $U_{SM} = \sqrt{6} U_2$, 承受的最大反向电压 $U_{RM} = \sqrt{6} U_2$, 整流输出 $U_d = 1.17 U_2 \cos \alpha$; 脉冲最大移相范围 $0^\circ \sim 90^\circ$, 晶闸管最大导通角为 120° ; 接续流二极管时, 晶闸管最大正向电压 $U_{SM} = \sqrt{6} U_2$, 最大反向电压 $U_{RM} = \sqrt{6} U_2$, 整流输出 $U_d = 1.17 U_2 \cos \alpha$, $0 \leq \alpha \leq \pi/6$, $U_d = 0.675 U_2 [1 + \cos(\alpha + \pi/6)]$, $\pi/6 < \alpha < 5\pi/6$, 脉冲移相范围为 $0^\circ \sim 150^\circ$, 晶闸管最大导通角为 120° 。

例 3-64 如图 3-40a 的整流电路, $u_1 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$, $u_2 = \sqrt{2} U_2 \cos \omega t$, 求: ① 延迟角 $\alpha = 0^\circ$ 应在何处? ② 绘出 $\alpha = 0^\circ$ 时 u_d 的波形。③ $u_d = f(\alpha)$, 假设 VT₁、VT₂、VT₃、VT₄、VT₅、VT₆、VT₇、VT₈ 分别同时触发。

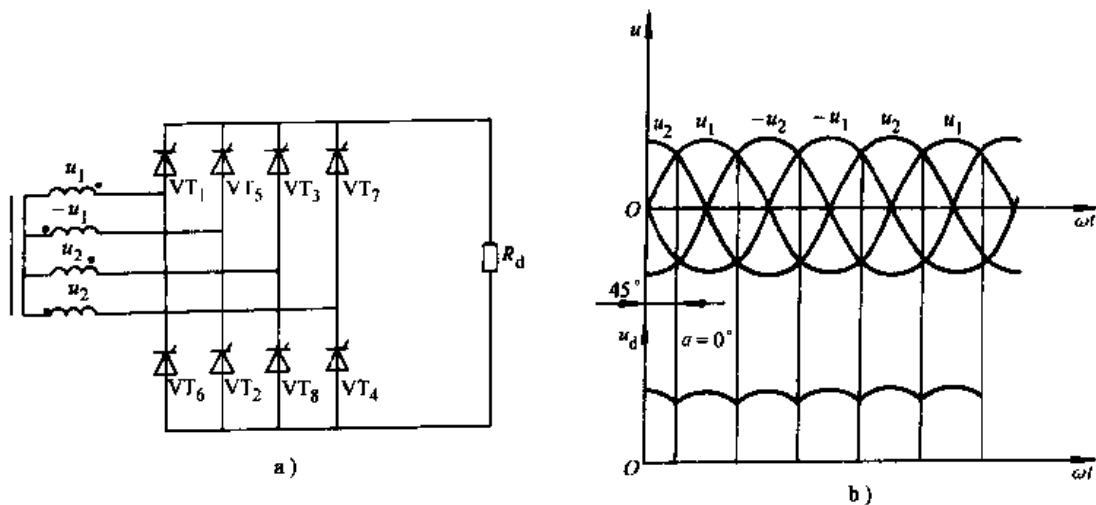


图 3-40 例 3-64 图

解 ① $\alpha = 0^\circ$ 定在离该相电压原点 45° 处。

② $\alpha = 0^\circ$ 时 u_d 的波形如图 3-40b 所示。

③ $0 \leq \alpha \leq \pi/4$ 时

$$U_d = \frac{4}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{4} + \alpha}^{\frac{3\pi}{4} + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 1.27 U_2 \cos \alpha$$

$\pi/4 < \alpha \leq 3\pi/4$ 时

$$U_d = \frac{4}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{4} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 1.77 U_2 \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi}{4} + \alpha\right)}{\sqrt{2}}$$

例 3-65 三相半波整流, 且电感性负载 $\alpha = 90^\circ$, $U_2 = 220 \text{V}$, 由于电感 L_d 不够大, 只能使

晶闸管阳极电压过零后,再维持导通 30° 。试:

- ① 画出 u_d 波形。
- ② 列出电压平均值 U_d 的计算公式。
- ③ 画出晶闸管 VT_1 两端电压波形。

解 ① 图 3-41a 打斜线部分为 u_d 波形。

$$\textcircled{2} \quad U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi - \frac{\pi}{6}} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 0.247 U_2$$

③ 晶闸管 VT_1 两端电压波形如图 3-41b 打斜线部分所示。 VT_1 、 VT_2 及 VT_3 均不导通时, VT_1 管承受 U 相电压; 当 VT_2 或 VT_3 导通时, VT_1 管承受线电压。

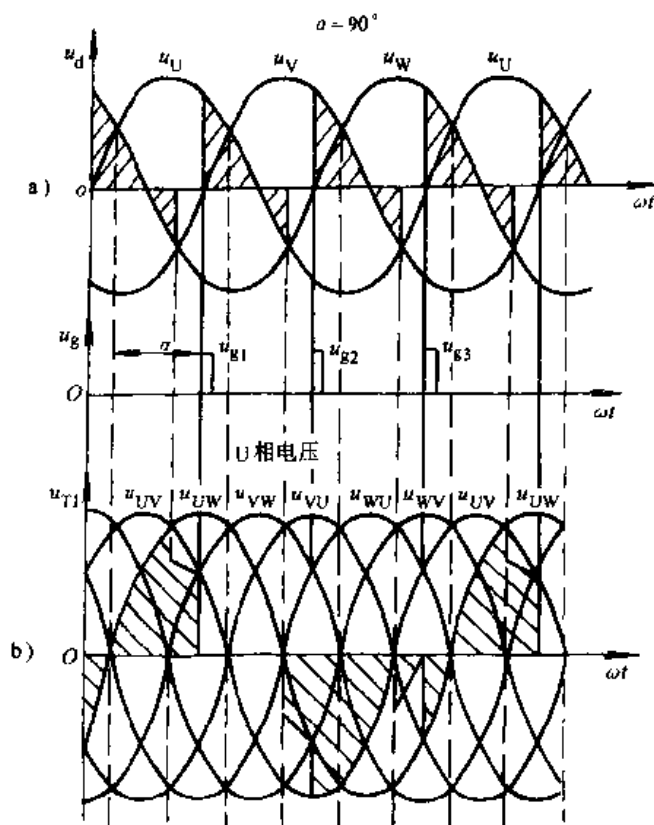


图 3-41 例 3-65 图

例 3-66 三相半波可控整流, 大电感负载, $I_d = 10\text{A}$ 不变, $U_2 = 100\text{V}/\sqrt{2}$, $\gamma = 10^\circ$ (换相重叠角), $\alpha = 60^\circ$ 。求:

- ① 整流输出电压 U_d ?
- ② 画出整流输出电压 u_d 的波形。
- ③ 画出晶闸管 VT_1 两端电压波形。

解①

$$U_d = 1.17 U_2 \cos \alpha - I_d \left(R_T + \frac{3X_T}{2\pi} \right)$$

$$I_d X_T = [\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)] \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{3} =$$

$$[\cos 60^\circ - \cos (60^\circ + 10^\circ)] \times 100\text{V} \times \sin 60^\circ =$$

$$13.7\text{V}$$

若 $R_T = 0$, 则

$$U_d = 1.17U_2 \cos \alpha - I_d X_T \times \frac{3}{2\pi} =$$

$$(41.4 - 6.54) \text{ V} = 34.8 \text{ V}$$

② 整流输出 u_d 的波形如图 3-42a 打斜线部分所示。

③ 晶闸管 VT_1 两端电压波形如图 3-42b 打斜线部分所示。

例 3-67 若在维修中观察输出电压波形如图 3-43b 所示, 试判断三相半控桥式电路中哪只器件有故障, 并指出此时 α 等于多少度?

解 由图 3-43 可知, 是 VT_3 管子触发脉冲消失, 或 VT_3 管子内部断路。此时, 延迟角 $\alpha = 30^\circ$ 。

例 3-68 某厂自制品闸管电镀电源, 调压范围 $2 \sim 15 \text{ V}$, 在 9 V 以上最大输出电流均可达 130 A , 主电路采用三相半波可控整流电路, 试计算:

- ① 整流变压器二次电压。
- ② 9 V 时的延迟角 α 。
- ③ 选择晶闸管。
- ④ 计算变压器容量。

解

①

$$U_{d\max} = 15 \text{ V}$$

$$U_d = 1.17U_2 \cos \alpha$$

$$U_2 = \frac{U_{d\max}}{1.17} = \frac{15}{1.17} \text{ V} = 12.8 \text{ V} \approx 13 \text{ V}$$

(不考虑控制角裕量)

② 当 $\alpha > \pi/6$ 时

$$U_d = 1.17U_2 \frac{1 + \cos(30^\circ + \alpha)}{\sqrt{3}}$$

因

$$U_d = 9 \text{ V}$$

故

$$\cos(\alpha + 30^\circ) = \frac{\sqrt{3}U_d}{1.17U_2} - 1 = \frac{\sqrt{3} \times 9}{1.17 \times 13} - 1 = 0.0255$$

$$\alpha = 58.5^\circ$$

③

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{30^\circ}^{180^\circ} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t}{R_d} \right)^2 d(\omega t) =}$$

$$\sqrt{\frac{U_2}{R_d} \times \frac{1}{2\pi} \left[\frac{91.5\pi}{180^\circ} + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos(2 \times 91.5) + \frac{1}{4} \sin(2 \times 91.5) \right]}$$

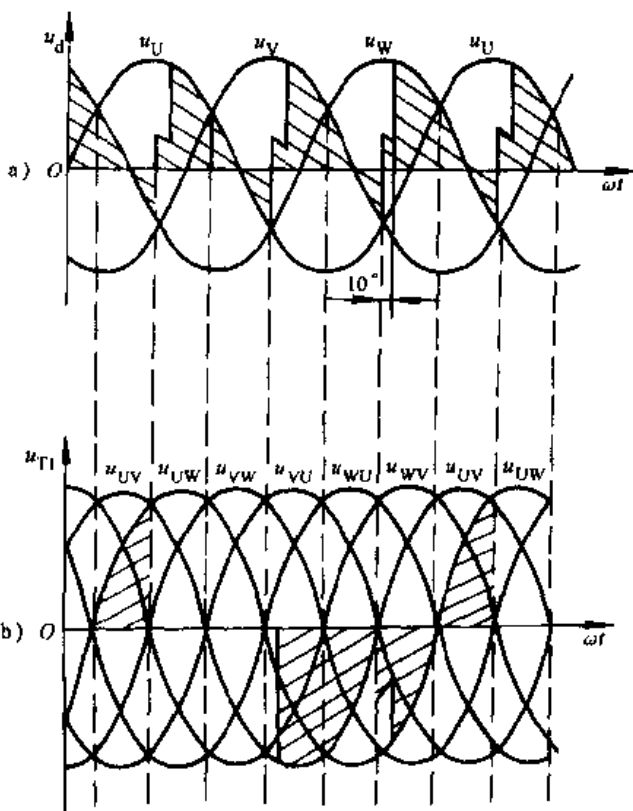


图 3-42 例 3-66 图

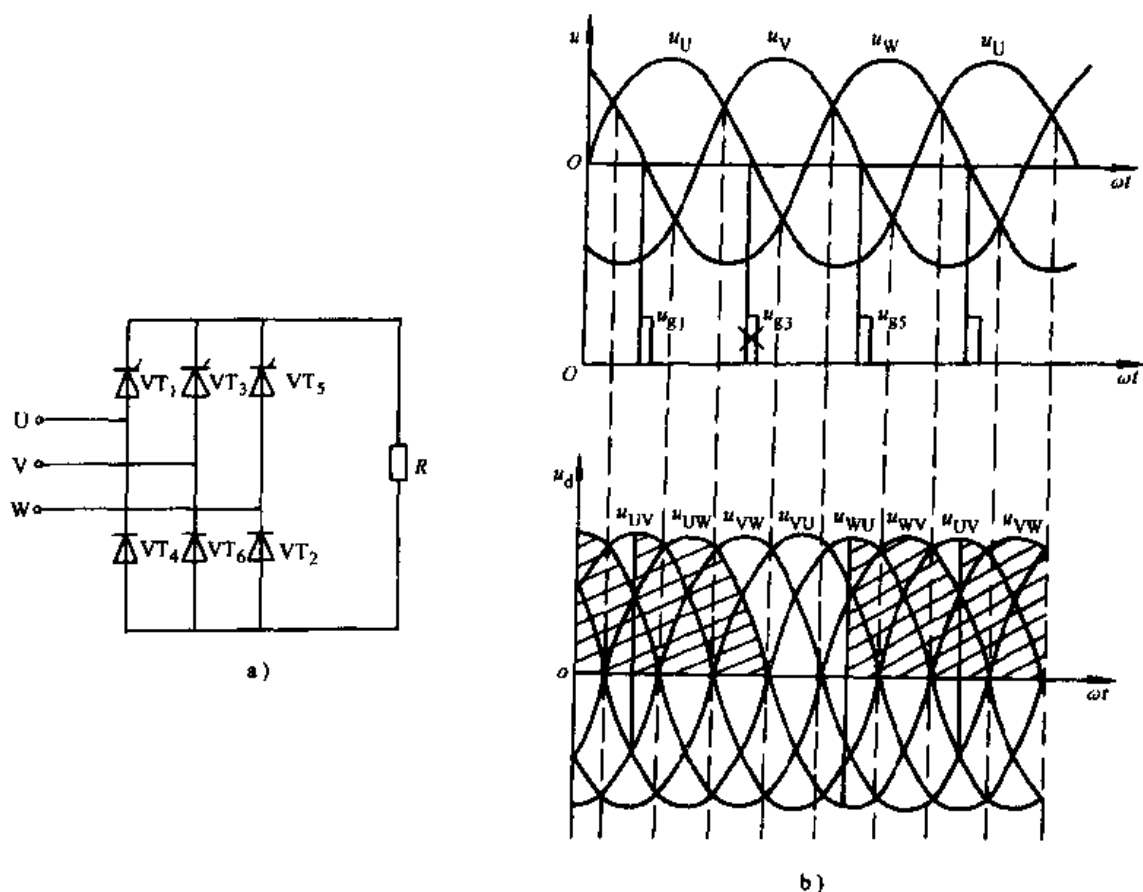


图 3-43 例 3-67 图

$$I_d = 0.577U_2 \frac{1 + \cos 88.5^\circ}{R_d} \quad I_d = 130\text{A}$$

$$I_T = 0.618I_d = 80.4\text{A}$$

$$I_{T(AV)} \geq \frac{I_T}{1.57} = 51.2\text{A}$$

$$U_{Tm} = \sqrt{6}U_2 = 31.8\text{V}$$

考虑电压、电流裕量，可选 KP100-1 晶闸管。

$$\textcircled{4} \quad S = 3I_d U_2 \quad I_2 = I_T$$

$$S = 3 \times 80.4\text{A} \times 13\text{V} = 3.14\text{kVA}$$

例 3-69 已知三相桥式全控整流的变压器二次相电压 $U_2 = 100\text{V}$ ，折算到变压器二次侧每相漏电感 $L_T = 200\mu\text{H}$ ，电阻 $R_T = 0.04\Omega$ ， $R_d = 2.9\Omega$ ， $\Delta U = 1.5\text{V}$ ，求：电路输出最高电压 U_{dmax} ，最大电流 I_{dmax} 。

$$\text{解} \quad U_{dmax} = 2.34U_2 - 2\Delta U - I_{dmax} \left(R_T + \frac{6X_T}{2\pi} \right) \quad \textcircled{1}$$

$$U_{dmax} = I_{dmax} R_d \quad \textcircled{2}$$

代入数值后，从式①和②中解得

$$U_{dmax} = 223.3\text{V}$$

$$I_{dmax} = 77\text{A}$$

例 3-70 图 3-44 所示的三相全控桥式整流电路，晶闸管 VT_1 、 VT_3 、 VT_5 以延迟角 α_1 触发；晶闸管 VT_4 、 VT_6 、 VT_2 以延迟角 α_2 分别触发，试就下列几种情况计算整流输出电压的

平均值 U_d :

$$\textcircled{1} \alpha_1 = \pi/3, \alpha_2 = \pi/3。$$

$$\textcircled{2} \alpha_1 = \pi/3, \alpha_2 = \pi/6。$$

$$\textcircled{3} \alpha_1 = \pi/3, \alpha_2 = 0。$$

解 设相电压有效值为 U_2 ; 线电压有效值为 U_{2l} , 则

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{2\pi/3+\alpha_1} \sqrt{2} U_2 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) + \\ &\quad \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha_2}^{2\pi/3+\alpha_2} \sqrt{2} U_2 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) = \\ &\quad \frac{3}{\sqrt{2}\pi} U_{2l} (\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2) \end{aligned}$$

当 $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/3$ 时

$$U_d = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} U_{2l} \times 2\cos\frac{\pi}{3} = 0.675V$$

当 $\alpha_1 = \pi/3, \alpha_2 = \pi/6$ 时

$$U_d = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} U_{2l} \left(\cos\frac{\pi}{3} + \cos\frac{\pi}{6} \right) = 0.922V$$

当 $\alpha_1 = \pi/3, \alpha_2 = 0$ 时

$$U_d = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} U_{2l} \left(\cos\frac{\pi}{3} + 1 \right) = 1.013V$$

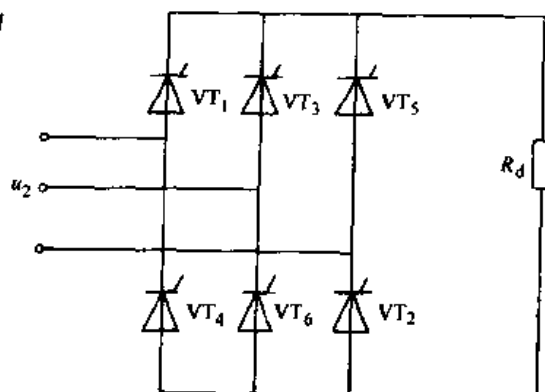


图 3-44 例 3-70 图

例 3-71 电镀整流装置, 要求直流电压为 18V, 电流为 3000A。采用带平衡电抗器的双反星形线路, 整流变压器一次线电压为 380V, 考虑 $\alpha_{min} = 30^\circ$, 求变压器的二次相电压、晶闸管电流的平均值, 并估算整流变压器的容量。如果要求当负载电流降至 300A 时, 仍能保证线路正常运行, 估算平衡电抗器的最小电感量。如果要求降至 60A 时, 其电感量应为多少? 当负载小于规定的负载电流, 整流装置的输出电压将如何变化?

解 $\frac{U_d}{I_d} = \frac{18\Omega}{3000} = 0.006\Omega$

主回路串电抗器, 当 $\omega L \geq 3R$ 时, 可视作大电感负载来处理, 则

$$U_d = 1.17 U_2 \cos\alpha$$

若整流变压器一次侧接成三角形, 二次侧接成双反星形, 则

$$U_2 = \frac{U_d}{1.17 \cos\alpha} = \frac{18V}{1.17 \cos 30^\circ} \approx 17.8V \quad (\text{取 } 18V)$$

$$I_{dT} = \frac{1}{6} I_d = \frac{1}{6} \times 3000A = 500A$$

$$I_2 = I_T = 0.289 I_d = 0.289 \times 3000A = 867A$$

$$S_2 = 6 U_2 I_2 = 6 \times 18V \times 867A = 93.6kV \cdot A$$

变压器的电压比

$$K = \frac{U_1}{U_2} = \frac{380}{18} = 21.1$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{2} I_2}{K} = \frac{\sqrt{2} \times 867}{21.1} \text{A} = 58.1 \text{A}$$

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 \times 380 \times 58.1 \text{VA} = 66.2 \text{kV} \cdot \text{A}$$

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = \frac{1}{2} (66.2 + 93.6) \text{kV} \cdot \text{A} = 79.9 \text{kV} \cdot \text{A}$$

若整流变压器的绕组是一次侧星形，二次侧双反星形联结法，则

$$U_1 = 220 \text{V}$$

变压器电压比

$$K = \frac{380/\sqrt{3}}{18} = 12.2$$

$$I_1 = \frac{\sqrt{2} I_2}{K} = \frac{\sqrt{2} \times 867}{12.2} \text{A} = 100.5 \text{A}$$

$$S_1 = 3U_1 I_1 = 3 \times 220 \times 100.5 \text{VA} = 66.2 \text{kV} \cdot \text{A}$$

S_1 和 S_2 的值与三角形接法相同，可以看出一次、二次绕组接法不同，但容量相同。

晶闸管额定值选择如下：

$$\text{因 } U_{T\max} \geq (2 \sim 3) \times \sqrt{6} \times 18 \text{V} = (2 \sim 3) \times 44.1 \text{V}$$

$$\text{而 } I_{T(AV)} \geq (1.5 \sim 2) \frac{I_T}{1.57} = (1.5 \sim 2) \times 552 \text{A}$$

可取 1000A 或两只 500A 管相并联也可。

综上所述可选 KP1000-1 的晶闸管，或选 KP500-1 两只晶闸管相并联使用。

所需平衡电抗器的最小电感量：

当 $I_{d\min} = 300 \text{A}$ 时

$$L_d = \frac{\sqrt{2} U_2}{2\omega I_{d\min}} = \frac{\sqrt{2} \times 18 \times 10^3}{3 \times 2\pi \times 50 \times 300} \text{mH} = 0.09 \text{mH}$$

当 $I_{d\min} = 60 \text{A}$ 时

$$L_d = \frac{\sqrt{2} \times 18 \times 10^3}{3 \times 2\pi \times 50 \times 60} \text{mH} = 0.45 \text{mH}$$

如果 $I_d < I_{d\min}$ ，则该电路将逐渐失去两组三相半波并联导电特性，向六相半波整流电路过渡，每一瞬间只有一只晶闸管导电，输出的理想空载电压由原来的 $1.17U_2$ 向 $1.35U_2$ 过渡，一般情况下应避免这种情况。

例 3-72 三相全控桥整流电路， $U_d = 230 \text{V}$ ，求：

① 确定变压器二次电压。

② 选择晶闸管电压等级。

解 ①

$$U_d = 2.34U_2, \alpha = 0^\circ$$

$$U_2 = \frac{230}{2.34} \text{V} = 98.3 \text{V}$$

②

$$\sqrt{2} U_{21} = \sqrt{6} \times 98.3 \text{V} = 241 \text{V}$$

$$U_{RM} \geq (2 \sim 3) \times 241 \text{V} = 482 \sim 723 \text{V}$$

应选额定电压 500V 的晶闸管。

现计算单相半波电阻性负载 $\alpha = 0^\circ$ 和 $\alpha = 90^\circ$ 时 $K_{IT} = I_T / I_{dT}$ 及 K 值。

当 $\alpha = 0^\circ$ 时

$$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi}$$
$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{1}{2} I_m$$
$$K_{fT} = \frac{I_T}{I_{dT}} = \frac{I_m/2}{I_m/\pi} = \frac{\pi}{2} = 1.57$$
$$\frac{I_{dT}}{I_d} = 1$$
$$K = \frac{K_{fT}}{1.57} \times \frac{I_{dT}}{I_d} = \frac{1.57}{1.57} \times 1 = 1$$

$\alpha=90^\circ$ 时

$$I_{dT} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2}^\pi I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{2\pi}$$
$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi/2}^\pi I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{1}{2\sqrt{2}} I_m$$
$$K_{fT} = \frac{I_T}{I_{dT}} = \frac{\frac{1}{2\sqrt{2}} I_m}{\frac{I_m}{2\pi}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} = 2.22$$
$$\frac{I_{dT}}{I_d} = 1$$
$$K = \frac{K_{fT}}{1.57} \times \frac{I_{dT}}{I_d} = \frac{2.22}{1.57} \times 1 = 1.41$$

例 3-73 已知单相半控桥式整流电路的负载电阻 $R_d=5\Omega$ ，工作电压要求 $25\sim100V$ 连续可调，计算变压器二次电压与选择晶闸管。

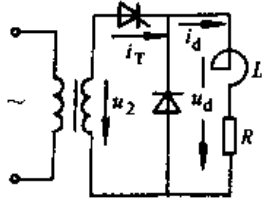
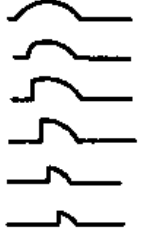
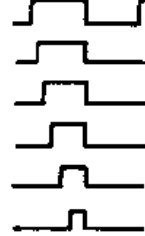
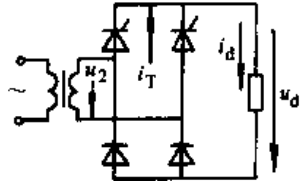
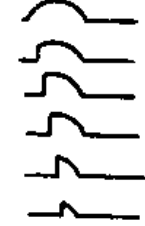
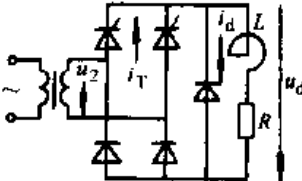
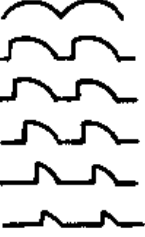
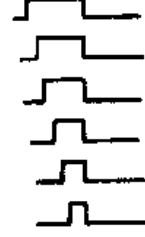
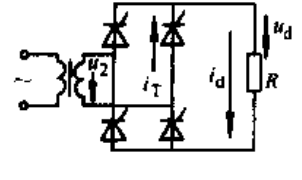
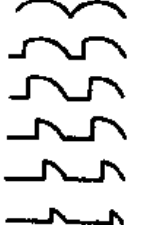
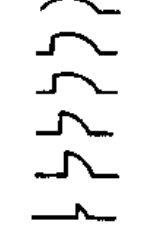
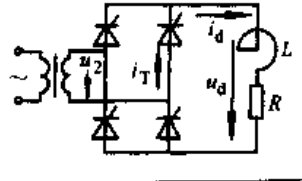
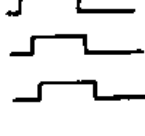
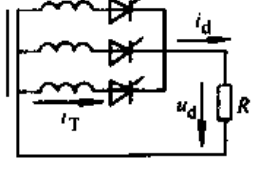
解 查表 3-2，当 $\alpha=0^\circ$ 时

$$\frac{U_d}{U_2} = 0.9$$
$$U_2 = \frac{U_d}{0.9} = \frac{100}{0.9} V = 112V$$

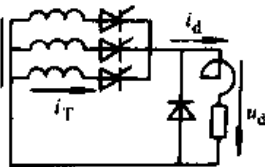
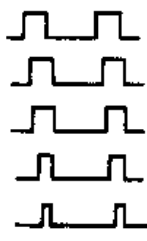
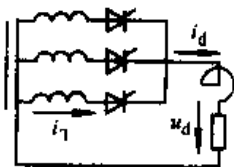
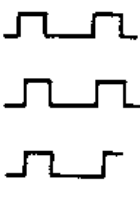
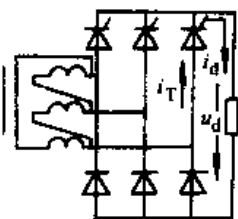
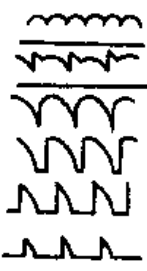
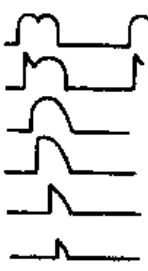
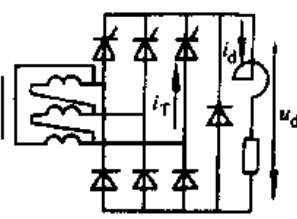
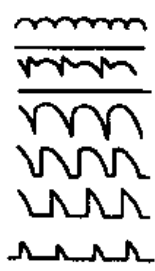
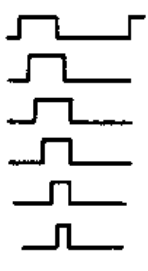
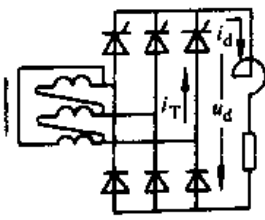
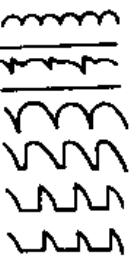
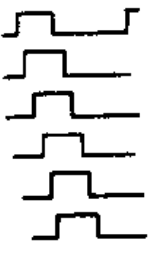
表 3-2 晶闸管额定电压、电流选择用表

线 路 图	器件承受峰值电压 U_{Tm}	整流器输出电压波形 u_d	流过晶闸管的电流波形	延迟角	$\frac{U_d}{U_2}$	K
	$\sqrt{2} U_2$			0°	0.450	1.00
				30°	0.420	1.06
				60°	0.338	1.20
				90°	0.225	1.41
				120°	0.113	1.77
				150°	0.030	2.54

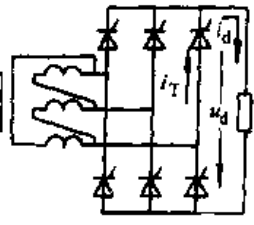
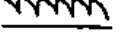
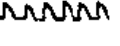
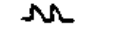
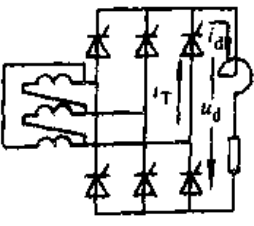
(续)

线 路 图	器件承受峰值电压 U_{Tm}	整流器输出电压波形 u_d	流过晶闸管的电流波形	延迟角	$\frac{U_d}{U_2}$	K
	$\sqrt{2} U_2$			0°	0.450	0.45
				30°	0.420	0.413
				60°	0.338	0.367
				90°	0.225	0.319
				120°	0.113	0.261
				150°	0.030	0.183
	$\sqrt{2} U_2$			0°	0.900	0.5
				30°	0.840	0.53
				60°	0.676	0.60
				90°	0.450	0.707
				120°	0.225	0.885
				150°	0.060	1.27
	$\sqrt{2} U_2$			0°	0.900	0.45
				30°	0.840	0.413
				60°	0.767	0.367
				90°	0.450	0.319
				120°	0.226	0.261
				150°	0.060	0.183
	$\sqrt{2} U_2$			0°	0.900	0.5
				30°	0.840	0.53
				60°	0.676	0.60
				90°	0.450	0.707
				120°	0.225	0.885
				150°	0.060	1.27
	$\sqrt{2} U_2$			0°	0.900	0.45
				30°	0.780	0.45
				60°	0.450	0.45
	$\sqrt{6} U_2$			0°	1.17	0.373
				30°	1.01	0.4
				60°	0.675	0.471
				90°	0.338	0.591
				120°	0.0905	0.546

(续)

线 路 图	器件承受峰值电压 U_{Tm}	整流器输出电压波形 u_d	流过晶闸管的电流波形	延迟角	$\frac{U_d}{U_2}$	K
	$\sqrt{6} U_2$			0°	1.17	0.367
				30°	1.01	0.367
				60°	0.675	0.318
				90°	0.338	0.259
				120°	0.0905	0.184
	$\sqrt{6} U_2$			0°	1.17	0.367
				30°	1.01	0.367
				60°	0.586	0.367
	$\sqrt{6} U_2$			0°	1.35	0.367
				30°	1.26	0.372
				60°	1.01	0.397
				90°	0.675	0.471
				120°	0.337	0.589
				150°	0.091	0.846
	$\sqrt{6} U_2$			0°	1.35	0.367
				30°	1.26	0.367
				60°	1.01	0.367
				90°	0.675	0.318
				120°	0.337	0.26
				150°	0.091	0.184
	$\sqrt{6} U_2$			0°	1.35	0.367
				30°	1.26	0.367
				60°	1.01	0.367
				90°	0.675	0.367
				120°	0.337	0.367
				150°	0.091	0.367

(续)

线 路 图	器件承受峰 值电压 U_{Tm}	整流器输出 电压波形 u_d	流过晶闸管 的电流波形	延迟角	$\frac{U_d}{U_2}$	K
	$\sqrt{6} U_2$	   	   	0° 30° 60° 90°	1.35 1.17 0.675 0.180	0.367 0.374 0.418 0.599
	$\sqrt{6}$	  	  	0° 30° 60°	1.35 1.17 0.675	0.367 0.367 0.367

当工作电压为 25V 时

$$\frac{U_d}{U_2} = \frac{25}{112} = 0.224 \quad \text{查表 3-2 } \alpha = 120^\circ$$

因为单相半控桥晶闸管承受的最大正向反向电压为 $\sqrt{2} U_2$, 所以

$$U_{RM} \geq 2 \times \sqrt{2} U_2 = 315V$$

当 $U_d = 100V$ 时,
$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{100}{5} A = 20A$$

查表 3-2, $\alpha = 0^\circ$ 时, $K = 0.5$

$$I_{T(AV)} \geq K I_d = 0.5 \times 20A = 10A$$

当 $U_d = 25V$ 时,
$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{25}{5} A = 5A$$

查表 3-2, $\alpha = 120^\circ$ 时, $K \approx 0.88$

$$I_{T(AV)} \geq 0.88 \times 5A = 4.4A$$

故应按 $\alpha = 0^\circ$ 时电流值来选晶闸管, 并且电流储备系数取 2, 晶闸管型号应选 KP20-4。

例 3-74 对采用单相半控桥式整流电路、工作电压为 25~100V、负载电流均为 20A 的电镀电源, 选择晶闸管型号。

解 $\alpha = 0^\circ$ 时, $\frac{U_d}{U_2} = 0.9$

$$U_2 = \frac{U_d}{0.9} = \frac{100V}{0.9} = 112V$$

当工作电压为 25V 时,
$$\frac{U_d}{U_2} = \frac{25}{112} = 0.224$$

查表 3-2, $\alpha = 120^\circ$ 。

晶闸管额定电压选择为 $U_{RM} \geq 2 \sqrt{2} U_2 = 315V$, 选额定电压为 400V 的晶闸管。

当 $U_d = 100V$ 、 $\alpha = 0^\circ$ 、 $I_d = 20A$ 时, 查表 3-2, $K = 0.5$, $I_{T(AV)} \geq 0.5 \times 20A = 10A$

当 $U_d=25\text{V}$ 、 $\alpha=120^\circ$ 、 $I_d=20\text{A}$ 时, 查表 3-2, $K=0.88$, $I_{T(AV)} \geq 0.88 \times 20\text{A} = 17.6\text{A}$ 故应按 $\alpha=120^\circ$ 来选器件, 若电流储备系数取 2, 则应选 KP40-4 型的晶闸管。

例 3-75 某单相桥式全控整流电路, 大电感负载, $U_2=220\text{V}$, $R_d=4\Omega$, 选择晶闸管元件。

解 $\alpha=60^\circ$ 时, $\frac{U_d}{U_2}=0.45$, 查表 3-2 得, $K=0.45$

故 $U_d=0.45 \times 220\text{V}=99\text{V}$, $I_d=\frac{U_d}{R_d}=\frac{99}{4}\text{A}=24.8\text{A}$

$$I_{T(AV)} \geq KI_d=0.45 \times 24.8\text{A}=11.2\text{A}$$

$$U_{RM} \geq \sqrt{2}U_2=311\text{V}$$

若电流储备系数取 2 倍, 则 $I_{T(AV)} \geq 22.4\text{A}$, 选 KP30-7 型晶闸管。

例 3-76 某一电阻性负载, 要求整流电压为 $0 \sim 75\text{V}$ 连续可调, 当电压在 13V 以上时, 要求负载能维持 15A 的电流, 如果采用单相半控桥整流电路, 并直接由 220V 电网供电, 试选择晶闸管型号。

解 因电路要求 13V 以上时, 电流维持在 15A , 在同样 15A 时, U_d 愈小, 延迟角 α 就愈大。故计算与选择晶闸管应以最大的 α , 即 $U_d=13\text{V}$ 来考虑。

因为 $\frac{U_d}{U_2}=\frac{13}{220}=0.06$, 查表 3-2, $\alpha=150^\circ$, $K=1.27$

故 $I_{T(AV)} \geq KI_d=1.27 \times 15\text{A}=19.1\text{A}$

$$U_{RM} \geq \sqrt{2}U_2=311\text{V}$$

若电流储备系数取 2 倍, 则 $I_{T(AV)} \geq 38.2\text{A}$

若电压储备系数取 2, 则 $U_{RM} \geq 622\text{V}$, 应选 KP50-7 型晶闸管。

例 3-77 某电阻性负载要求 $0 \sim 99\text{V}$ 的直流电压, 负载电阻 $R_d=10\Omega$, 采用单相半控桥式整流电路并直接由 220V 电网供电, 试选晶闸管。

解 由于 $U_d/U_2=99/220=0.45$, 查表 3-2, $\alpha=90^\circ$, $K=0.707$, 故

$$I_d=\frac{U_d}{R_d}=\frac{99}{10}\text{A}=9.9\text{A}$$

$$I_{T(AV)} \geq KI_d=0.707 \times 9.9\text{A}=7\text{A}$$

$$U_{RM} \geq \sqrt{2}U_2=311\text{V}$$

若不考虑裕量, 可选 KP10-4 型晶闸管。

若电流储备系数取 2, 则 $I_{T(AV)} \geq 14\text{A}$

若电压储备系数取 2 倍, 则 $U_{RM} \geq 622\text{V}$, 应选 KP20-7 型晶闸管。

例 3-78 上题中, 若电路接平波电抗器, 并接续流二极管, 试重新选晶闸管。

解 由于 $U_d/U_2=0.45$, 查表 3-2, $\alpha=90^\circ$, $K=0.319$, 故

$$I_{T(AV)} \geq KI_d=0.319 \times 9.9\text{A}=3.16\text{A}$$

$$U_{RM} \geq \sqrt{2}U_2=311\text{V}$$

若不考虑裕量, 可选 KP5-4 型晶闸管。

若电流储备系数取 2, 则 $I_{T(AV)} \geq 6.32\text{A}$

若电压储备系数取 2, 则 $U_{RM} \geq 622\text{V}$, 应选 KP10-7 型晶闸管。

练 习 题

3-1 某电阻负载要求获得 $U_d = 0 \sim 24\text{V}$ 的单相半波可控整流平均电压, 最大负载电流 $I_d = 30\text{A}$, 如由交流电网 220V 供电和经变压器降压供电是否都能满足要求? 并比较两种供电方案的晶闸管导通角, 选择晶闸管的电压电流额定值, 电源与整流变压器二次侧的功率因数及对电源容量的要求有何不同, 两种供电方案哪种合理?

3-2 画出单相半波可控整流电路, 在 $\alpha = 90^\circ$ 时, 如下五种情况的 $i_T = f(\omega t)$ 和 $u_T = f(\omega t)$ 的波形。

- ① 电阻性负载。
- ② 大电感负载不接续流二极管。
- ③ 大电感负载接续流二极管。
- ④ 反电动势负载不串入平波电抗器。
- ⑤ 反电动势负载串入平波电抗器, 又接续流二极管, 但负载电流仍然无法连续。

3-3 单相半控桥整流电路中续流二极管作用是什么? 何种情况下, 流过续流管的电流平均值大于流过晶闸管电流的平均值?

3-4 单相半控桥电路对恒温电路供电, 已知电炉的电阻为 34Ω , 直接由 220V 交流电网输入, 试选择晶闸管型号及求电炉功率为多少?

3-5 图 3-45 中, 当 $\alpha = 30^\circ$, 试画出 u_d 、 i_d 、 i_{VD} 与 u_T 波形, 如果 $U_2 = 220\text{V}$, $R_d = 5\Omega$, 试计算选择晶闸管与二极管的型号。

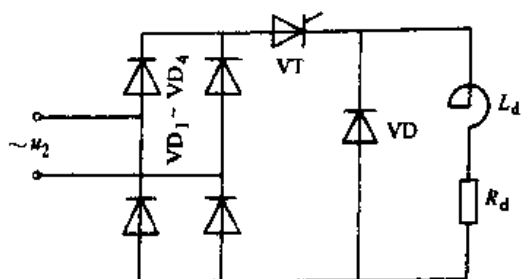


图 3-45 题 3-5 图

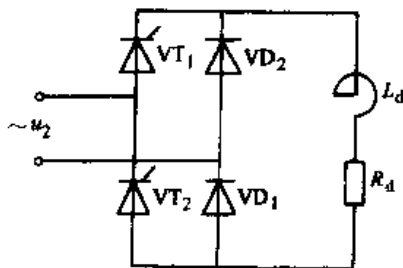


图 3-46 题 3-6 图

3-7 图 3-47 为具有中点二极管的单相半控桥整流电路, 试求:

- ① 画出 $\alpha = 90^\circ$ 时, u_d 、 u_{VT1} 波形。
- ② 推导出 $U_d = f(\alpha)$ 的计算式。
- ③ u_d 的最大值与最小值各为多少?

3-8 三相半波可控整流电路, 负载为电动机, 串入足够大的平波电抗器, 再与续流二极管并联, $U_2 = 220\text{V}$, 电动机负载为 40A , 电枢回路总电阻为 0.2Ω , 求: 当 $\alpha = 60^\circ$ 时, 流过晶闸管与续流管的电流平均值、有效值以及电动机反电动势各为多少? 并画出电压、电流波形。

3-9 如上题由于串入的平波电抗器电感量不够大, 在电动机轻载时出现电流断续, 在 $\alpha = 60^\circ$ 时, 续流管每次只续流 15° , 试画出 u_d 和 u_{VT1} 波形。

3-10 三相全控桥整流电路, 触发方式采用“单宽脉冲”或“双窄脉冲”触发, 这是为什么? “单宽脉冲”的宽度应为多少? 触发脉冲如何排列?

3-11 三相全控桥整流电路电阻负载, 如有一只晶闸管击穿断路, 画出输出电压 u_d 波形。反之, 如果这

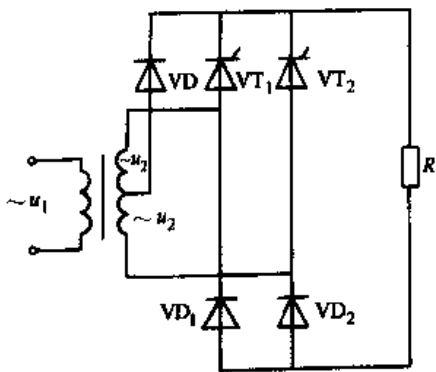


图 3-47 题 3-7 图

只晶闸管击穿短路, 其它晶闸管受什么影响?

3-12 三相全控桥整流电路大电感负载, $u_2=100\text{V}$, $R_d=10\Omega$, 求: $\alpha=45^\circ$ 时 U_d 、 I_d 、 I_{d1} 和 I_{VT} 值, 并画出电压电流波形。

3-13 三相半控桥整流电路电阻性负载, 由于触发电路输出的脉冲的相位差未调整好, 如果 $\alpha_1=30^\circ$ 、 $\alpha_3=60^\circ$ 、 $\alpha_5=90^\circ$, 试画出 u_d 和 u_{VT} 波形。

3-14 三相半控桥整流电路大电感负载, 为了防止失控, 并接了续流二极管, $U_2=100\text{V}$, $R_d=10\Omega$, 求: $\alpha=120^\circ$ 时输出电压、电流平均值, 流过晶闸管与续流管的电流平均值、有效值, 并画出电压电流波形。

3-15 电镀用的整流装置, 要求直流电压为 18V , 电流为 300A , 采用带平衡电抗器的双反星形电路, 整流变压器一次线电压为 380V , 考虑最小控制角为 30° , 求变压器的二次相电压, 以及晶闸管电流平均值, 并估算整流变压器容量。

3-16 三相半波可控整流电路对直流电动机电枢供电。 $\alpha=60^\circ$ 时, 理想空载转速 $n_0=1000\text{r/min}$, 问: $\alpha=30^\circ$ 与 $\alpha=120^\circ$ 时的理想空载转速为多少?

3-17 某车床刀架采用小惯量 GZ180 型直流电动机, 其额定功率为 5.5kW , 额定电压为 220V , 额定电流 28A , 电枢电阻为 0.03Ω , 由三相半波可控整流电路经过星形接线, 二次相电压为 220V 的变压器供电, 整流变压器每相绕组漏抗和电阻 (已折算) 分别为 $100\mu\text{H}$ 和 0.02Ω , 系统控制电机起动电流不超过 60A , 并当负载电流降至 3A 时, 电流仍要连续。试求:

- ① 整流变压器容量和晶闸管的型号。
- ② 平波电抗器的电感量 (不计变压器漏抗和电动机电感量)。
- ③ 写出 $\alpha=60^\circ$, 负载电流连续时的机械方程, 并绘出特性曲线。
- ④ $\alpha=60^\circ$ 时, 电动机理想空载转速为多少? 临界电流为多少? 并画出电流不连续时机械特性曲线 (近似的)。

3-18 晶闸管三相全控桥式整流供电的直流电动机调速系统, $U_2=100\text{V}$, 电动机的额定电压 220V , 电流 90A , 转速 1500r/min , 功率 17kW 。电枢回路总电阻为 0.5Ω , 平波电抗器电感量为 5mH , 试写出 $\alpha=60^\circ$ 时, 电流连续区的机械方程式并绘出特性曲线, 以及写出当 $\alpha=60^\circ$ 时, 电流断续区的理想空载转速与临界电流各为多少?

第四章 触发电路

目前触发电路应用较多的是阻容移相触发电路、单结晶体管触发电路、正弦波同步触发电路、锯齿波同步触发电路。近几年新器件不断产生,例如双向触发二极管、程控单结晶体管、以及集成触发电路等,下面分别进行介绍。

图 4-1 为阻容移相电路。

改变 R_P 的阻值,就可以改变电压 u_{AB} 和 u_{OD} 之间的相位, R_P 的阻值为 $0 \sim \infty$ 时, α 为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。

$$C \geq \frac{3I_{OD}}{U_{OD}}$$

$$R_{RP} \geq K \frac{U_{OD}}{I_{OD}}$$

I_{OD} , U_{OD} 为移相桥输出电流和电压,单位分别为 mA、V,相应 C 、 R_{RP} 单位为 μF 、 $k\Omega$ 。 K 为系数,查表。

单结晶体管触发电路如图 4-2 所示。

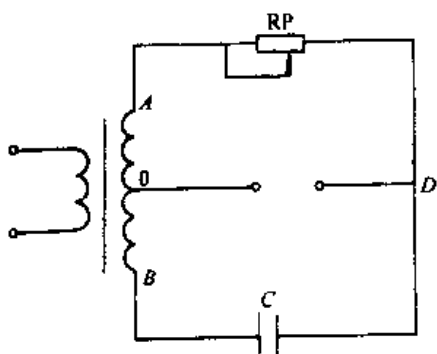


图 4-1 阻容移相触发电路

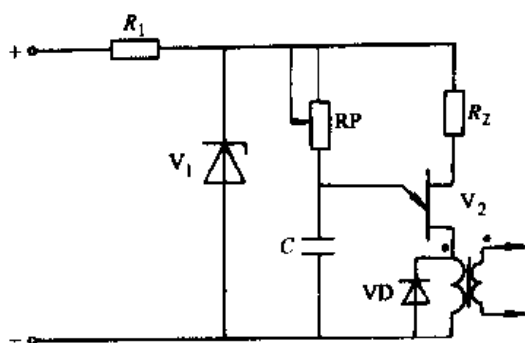


图 4-2 单结晶体管触发电路

振荡周期 $T = R_{RP} C \ln 1 / (1 - \eta)$

R_{RP} 单位为 Ω (R_P 的阻值在代入运算时用 R_{RP} 表示), C 单位为 F, η 为单结晶体管分压比。

图 4-3 为同步电压为正弦波的触发电路。

脉冲产生的时刻取决于同步电压 u_s 和偏置电压 u_b 以及控制电压 u_c 之和从负变正的时刻。改变 U_c 即可以改变三部分电压和从负变正的时刻,从而达到移相。

图 4-4 为同步电压为锯齿波的触发电路。

脉冲产生的时刻就是晶体管 V_4 从截止变成导通的进刻,而 V_4 的截止与导通由控制电压 u_c 、偏移电压 u_b 和锯齿波同步电压的合成电压来决定。

脉冲宽度取决于 $C_3 R_3$ 。

随着微电子技术的迅速发展,作为晶闸管电路重要基本单元的触发电路已实现了集成化。目前, KC 系列单片集成触发器已可分别适用于各种不同种类晶闸管电路的需要。

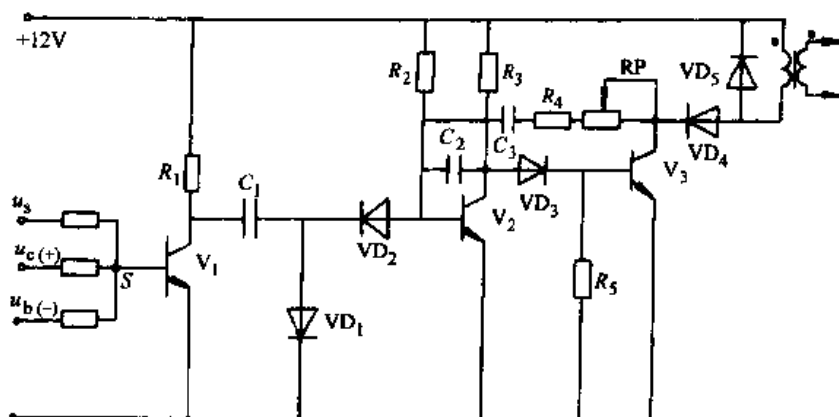


图 4-3 同步电压为正弦波的触发电路

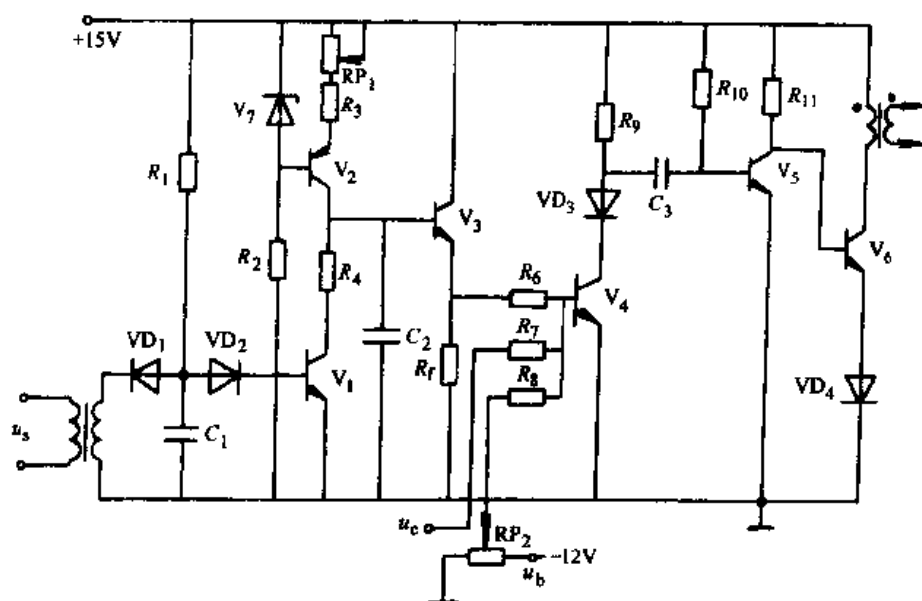


图 4-4 同步电压为锯齿波的触发电路

例如 KC01 移相触发器, 主要适用于各种晶闸管电路中做单路脉冲移相触发。其外部共有 18 根管脚, 内部电路如图 4-5 中心线框内所示。

同步电压自 5、6 脚加入, $V_1 \sim V_6$ 和外接电容 C_3 构成密勒积分电路而组成锯齿波形成环节。 $V_7 \sim V_9$ 构成的单边输出差动放大器作为信号综合比较环节。在 V_7 的基极, 即 KC01 的 15 脚输入有锯齿波电压、直流偏移电压和控制电压。 V_{14} 由 12 脚输出的脉冲经过外接脉冲功率放大可供给晶闸管的门极。

又如适用于双向晶闸管交流调压电路的 KC05 集成触发器, 其内部电路如图 4-6 所示。它包括了同步电压过零检测 ($VD_1 \sim VD_4$ 和 V_1)、锯齿波形成 (V_5 、 V_6 和外接电容)、差分比较 (V_8 、 V_9)、脉冲形成 (V_{10} 、 V_{11})、脉冲整形输出等环节。在交流电压正、负两半周, KC05 由 9 端产生相隔 180° 的脉冲。脉冲的移相由 6 端加入的 u_c 控制。用 KC05 做移相触发的双向晶闸管单相交流调压电路如图 4-7 所示。

例 4-1 用单结晶体管的触发电路, 当移相到晶闸管达到某一导通角时, 再继续调大导通角时, 忽然晶闸管变成全关断是何原因?

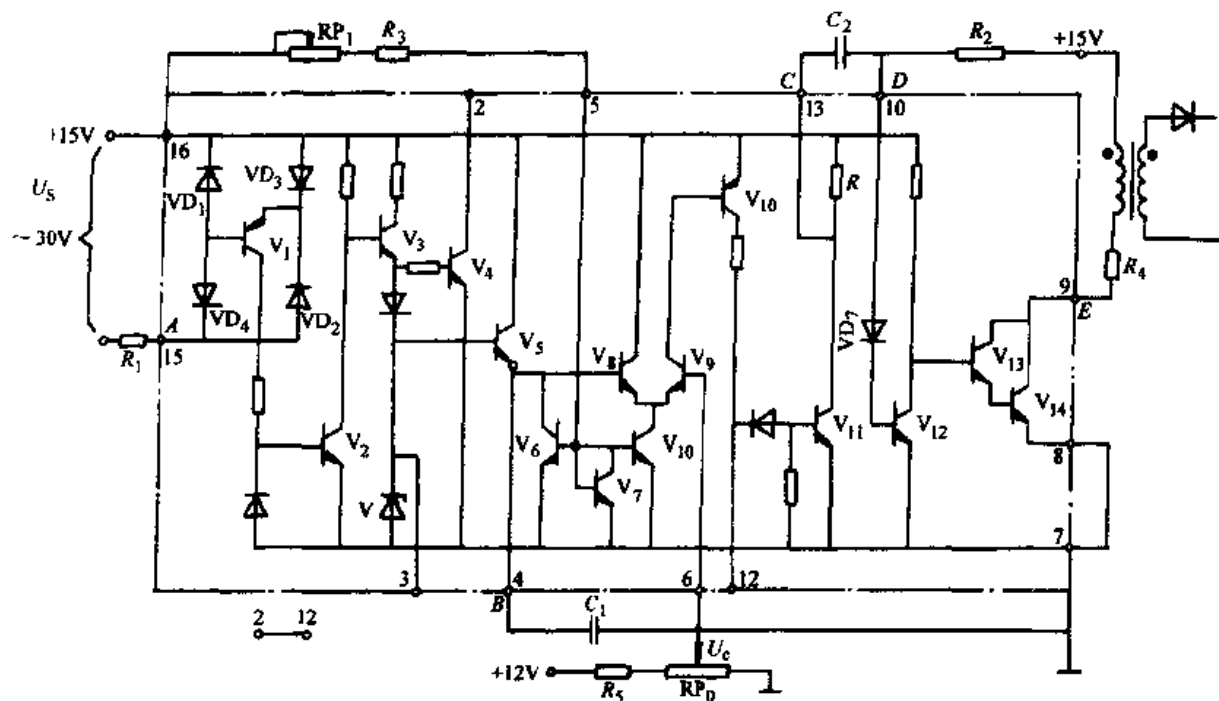


图 4-6 KC05 内部电路原理图

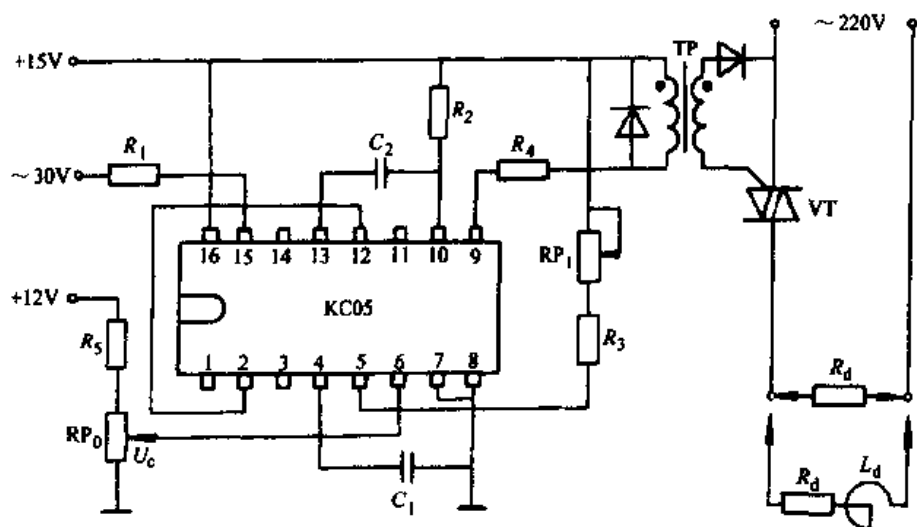


图 4-7 KC05 触发的双向晶闸管单相交流调压电路

答 单结晶体管导通后，如果由电源通过电位器加到发射极的电流超过谷点电流，单结晶体管就关不了。这时，单结晶体管只产生一个脉冲，尚能保持晶闸管工作，但是若进一步减小电位器电阻，加大发射极电流，那么在同步电源的梯形波上升前沿发射极就与基极直通，电容充不上电，不能发出触发脉冲，晶闸管就全关断了。

例 4-2 什么情况下晶闸管不能触发导通？什么情况下触发导通后又自己关断？什么情况下不触发自己就会导通？

答 触发不开的情况可能有如下情况：

- ① 晶闸管的门极断线或短路。
- ② 晶闸管要求的触发功率太大，触发回路输出功率不够，如稳压管稳压值太低，单结晶

体管分压比太低或电容太小。

③ 脉冲变压器二次极性接反。

④ 整流装置输出没有接负载。

晶闸管触发了自己又关断，可能情况有：

① 晶闸管擎住电流太大。

② 负载回路电感太大。

③ 负载回路电阻太大。

④ 触发回路的充电电容太小，触发脉冲太窄。

晶闸管不触发而自己导通的情况可能有：

① 触发电路中单结晶体管的两基极间电阻太小，第一基极所接电阻太大，漏电流造成第一基极电阻上压降较大。

② 晶闸管的触发电压电流太小。

③ 晶闸管两端没有阻容保护，加在晶闸管上的电压上升率太高，造成正向转折导通。

④ 因温度升高，晶闸管正向转折电压下降，或晶闸管正向阻断能力丧失变成二极管了。

⑤ 晶闸管门极引线受干扰引起误触发。

例 4-3 晶闸管导通角开不到最大、关不到最小是什么原因？如何解决？

答 触发电路移相范围不够，可能产生晶闸管导通角开不到最大、关不到最小的现象。

导通角开不到最大是因为触发脉冲移不到半波的最前沿，可采取以下措施：

① 同步电压太低，梯形波前沿不陡，应要求同步电源电压在 50V 以上。

② 减小充电回路固定电阻，一般应小于 $2k\Omega$ 。

③ 适当减小触发回路电容，一般应小于 $1\mu F$ 。

④ 三相整流装置尽量采用扩大移相角措施。

晶闸管关不到最小是因为触发脉冲移不到半波末尾，据不同原因可采取以下措施：

① 触发电路电容太小，应大于 $0.1\mu F$ 。

② 充电电位器阻值太小，应大于 $10k\Omega$ 。

③ 用晶体管代替电位器控制电容器充电时，如果晶体管漏电流太大，晶闸管就关不到最小，特别在温度升高时更严重。应选漏电流较小的晶体管或在发射极串联一个二极管。

例 4-4 晶闸管整流输出波形，一个半波导通角大，一个半波导通角小是什么原因？

答 一般是触发回路有问题，也可能与电源电压波形有关。

① 交流输入电压正、负半周波形不对称，造成同步电压整流输出的两个半波不对称。

② 触发电路与其它交流电路发生了联系。

③ 晶闸管门极特性若不相同，而采用了阻容移相桥触发电路，输出控制电压脉冲前沿不陡，造成晶闸管导电角不同。

④ 控制电路的放大级滤波不好，有干扰信号串入。

例 4-5 触发电路受干扰是怎么引起的？怎样避免？

答 如果接线正确，干扰信号可能从以下几个方面串入：

① 电源安排不当，变压器一、二次侧或几个二次线圈之间形成干扰。其它晶闸管触发时造成电压波形有缺口。

② 放大器的输入、输出及反馈引线太长，没有适当屏蔽。特别是晶体管的基极回路最易

受干扰。

- ③ 空间电场和磁场的干扰。
- ④ 布线不合理，主回路与控制回路平行走线。
- ⑤ 元件特性不稳定。

避免以上干扰的措施是：

① 同步变压器或脉冲变压器一、二次绕组之间加屏蔽接地，二次侧并一小电容（0.05~0.5 μ F）。

② 反馈电路第一级晶体管基极回路用屏蔽线，基极与发射极接100 μ F以上的电容或者在集电极和基极间接0.1 μ F以下的电容。

- ③ 输出脉冲回路用绞线，引线要短。
- ④ 触发电路用金属罩屏蔽起来，屏蔽罩要接地。
- ⑤ 元件进行老化处理，剔除不合格品。

例 4-6 如何根据单结晶体管的基本结构，利用一个万用表的电阻档来判断一个三端半导体器件是单结晶体管而不是普通的晶体管？

答 单结晶体管和普通的NPN型晶体管有相似之处，即单晶体管的发射极e对两个基极 b_1 、 b_2 均呈现PN结的正向特性，用万用表的黑笔接e极，红笔接 b_1 和 b_2 均呈小电阻，反过来电阻很大，这一点和NPN晶体管的特性是一样的。但是单晶体管的 b_1 和 b_2 之间没有PN的特性，它仅仅是硅片固有电阻，阻值约3~10k Ω ，用万用表量正反向阻值都一样。而NPN型晶体管的集电极到发射极之间是一个正向PN结和一个反向PN结的串联，用万用表量时阻值都很大，根据这一点就可以区别单结晶体管和普通晶体管。或者说，单结晶体管无放大作用，而晶体管有放大作用。

例 4-7 单结晶体管自激振荡电路的振荡频率是由什么决定的？为获得较高的频率，减小 R_c 与减小C效果是否一样？这两个参数的下限受什么条件限制？

答 自激振荡周期

$$T = R_c C \ln \frac{1}{1-\eta}$$

$$\text{频率} \quad f = \frac{1}{T} = \frac{1}{R_c C \ln \frac{1}{1-\eta}}$$

从上式可以看出，为获得较高的频率，可减小 R_c 或减小C。但减小 R_c 将增大充电电流，如果C不变，则在第一基极输出脉冲的宽度不变。 R_c 过分减小后，则在e- b_1 之间导通时仍能维持 I_e 大于谷点电流，使e- b_1 之间保持持续导通，电路就不能振荡了。为防止这种情况发生， R_c 最小值一般限制在1~2k Ω 。减小C以提高振荡频率，则在第一基极输出的脉冲宽度将随之变窄，如果用这脉冲直接去触发晶闸管，就有可能触发不开晶闸管，所以 R_c 和C都不能太小。

例 4-8 同步变压器二次电压的大小对于触发电路的移相范围有何影响？

答 同步梯形波的前后沿是与同步变压器二次电压有关，二次电压愈高，则梯形波的前后沿愈陡，平顶部分愈宽，因而移相范围较大。反之，二次电压低，则移相范围小。

例 4-9 单结晶体管触发电路的稳压管两端并接滤波电容能否工作？为什么？

答 不能工作。因为单结晶体管触发电路的同步是靠稳压管两端的梯形波电压过零实现的，使电容充电的开始时刻与主电路一一对应。如果接上滤波电容，电路就没有过零点，因

此电路不能正常工作。

例 4-10 用一个二极管和两个相当的电阻组成如图 4-8a 所示的电路, 能否代替双基极二极管, 为什么? 若做实验, 得到的 I_c-U_c 的特性曲线将是怎样?

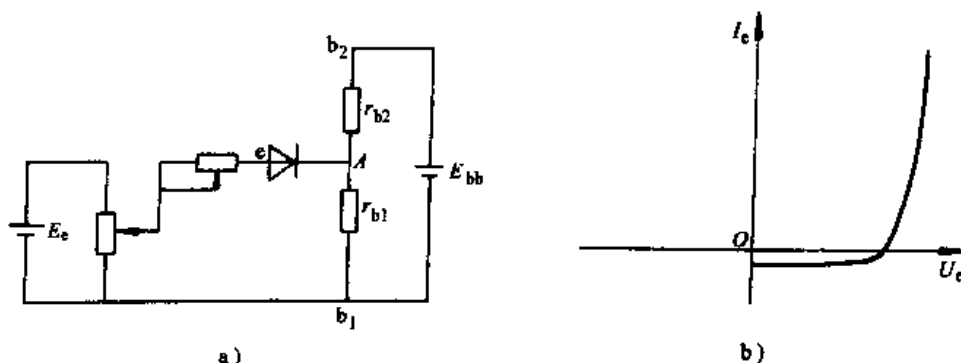


图 4-8 例 4-10 图

答 用一个二极管与两个电阻不能代替单结晶体管。因为单结晶体管的 r_{b1} 是可变的, 正是由于这个原因, 它的伏安特性有负阻区, 而这个电路没有负阻区, 特性如图 4-8b 所示。

例 4-11 三相电路中的晶闸管特性不一致, 触发功率有的大, 有的小, 对于工作有何影响?

答 只要触发电路选用的参数合理, 输出的脉冲幅度较高, 前沿较陡, 则三相晶闸管的触发特性不一致并不影响正常工作。在单相桥式可控整流电路中, 用一套触发电路触发并联的两只晶闸管时, 如果晶闸管特性相差太大, 则应在控制回路中串联不同的电阻, 以使脉冲能分配适当。

例 4-12 如何调整使之三相可控整流输出电压波形平衡对称?

答 首先相序及相位接线正确, 选用器件, 特别是稳压管的参数一致。单结晶体管分压比是否一样, 然后慢慢调整三相触发电路中的电位器就容易使三相调到平衡对称。稳压管的稳压值是否一样, 单结晶体管的分压比是否一样, 锯齿波的峰点高度是否一样, 三极管的漏电流是否一样, 如果采用正弦波移相触发或锯齿波移相触发, 则还须看同步电压和控制电压是否一样, 对锯齿波移相触发电路还要看锯齿波的斜率是否一致, 输出脉冲的相位是否符合要求等。

例 4-13 调整三相整流装置的给定信号时, 输出电压波形中三个波头的上升增大不一样快, 以致于晶闸管在小导通角时三相已调至对称, 大导通角时又不对称了, 是何原因?

答 主要原因是三个触发电路的元器件参数不一致, 应仔细来检查元器件参数的对称性, 特别是晶体三极管的漏电流不一致所造成的不对称性。

另一种可能性是三相电源不对称, 可以用电压表测量三相电压是否对称, 调整输入信号时, 如果有一相增长得比另两相快, 则可调换输入三相电压的相序, 看是否仍是原来那一相增长得快, 以此来确定不对称的原因是电源不对称造成的, 还是触发电路不对称造成的。

例 4-14 晶闸管导通角调到最大, 输出电压达到最高后, 再继续增大给定信号, 为什么会产生输出电压反而减小的现象呢?

答 因为触发电路中的梯形波电压宽度比晶闸管承受正向电压的宽度要宽些, 如果触发电路发出的第一个脉冲, 正好在晶闸管导通角最大, 输出电压最高, 此后如果再继续增大输

入信号, 就会造成第一个脉冲触发不了而要等第二个脉冲才能触发, 晶闸管导通角反而减小, 输出也就减小了。为避免这种现象可以采用钳位措施。另一种情况可能是输入信号增大得太大了, 触发电路中的单结晶体管发生直通现象, 不再振荡了, 三相晶闸管中就有一相触发不了, 造成输出电压下降, 为避免这种现象, 可以采用箝位措施, 也可以选择特性较好的单结晶体管。

例 4-15 调电位器后晶闸管不导通怎么办?

解 首先检查输出熔体、输出负载是否均接通, 再用示波器检查触发电路中的稳压管两端是否有梯形波, 且是否够高, 电容上是否有锯齿波, 是否可以前后移动, 再检查晶闸管的门极与阴极之间是否有可移动的脉冲波, 脉冲的极性是否是正的, 脉冲幅度是否够。如果一切正常, 晶闸管仍不能被触发, 则可能门极开路了, 可用万用表来测量。如果电容上有锯齿波而无脉冲输出, 则可能是门极短路。

例 4-16 安装晶闸管的控制回路应注意什么问题?

答 例如单相可控整流电路: ①在焊接前先用万用表来简单测量二极管、三极管、稳压管、单结晶体管等器件是否完好, 焊接时注意极性, 电解电容极性也要注意焊对。②二极管、三极管等半导体器件弯腿时不要靠近根部弯曲, 以免折断。③电路安排要紧凑、清楚, 相邻器件尽量挨在一起, 引线要短, 尽量避免交叉。④防止虚焊, 焊好后把焊油擦净, 以防腐蚀焊点。

例 4-17 如何确定控制电路和主电路相位是否一致? 触发电路输出脉冲与其所应控制的晶闸管怎样才能相一致?

答 例如是单结晶体管触发电路, 可以用示波器观察控制电路中稳压管两端的梯形波与被控制的晶闸管所承受的正向电压的时间是否一致, 也可以把各个晶闸管的门极全断开, 把触发电路输出脉冲逐个地加在各个晶闸管门极上, 看是否可以使该晶闸管的导通角从最小到最大变化, 如能够在全范围内调节就是相一致。

例 4-18 分压比是 0.6 的单结晶体管, 若 $U_{bb}=20V$, 峰点电压 U_P 值若干? 组成的振荡电路, 若管子 b_1 脚虚焊, 则电容两端电压为若干? 若管子 b_2 脚虚焊, 则电容两端电压为若干?

答 $U_P = \eta U_{bb} + U_D = (0.6 \times 20 + 0.7)V = 12.7V$

单结晶体管峰点电压 $U_P=12.7V$

若 b_1 脚虚焊, 则 $U_c \approx U_{bb}=20V$, 所以电容两端电压为 20V。

若 b_2 脚虚焊, 则 $U_c \approx U_D=0.7V$, 所以电容两端电压为 0.7V。

例 4-19 图 4-9 所示为单结晶体管分压比测量电路。当加 U_{bb} 电压后, 被测管与电阻 $10k\Omega$, 电容 C_2 组成振荡电路, 在管子发射极 e 得到锯齿波电压。二极管 VD, 电容 C_1 以及 RP 与电流表组成锯齿波峰值测量电路。在接通电源后, U_c 锯齿波电压即经过 VD 对 C_1 充电,

由于充得快放得慢 (只能经 RP 与微安表放电), 所以几个振荡周期后, U'_A 即充为锯齿波峰值电压, 即被测管峰点电压 U_P 与二极管 VD 正向电压之差, $U'_A = U_P - U_D = U_A$ (被测管内部 A 点电位)。测量时, 只需先将按钮 SB 撤合, 调节 RP, 使微安表读数为整数, 如 $100\mu A$

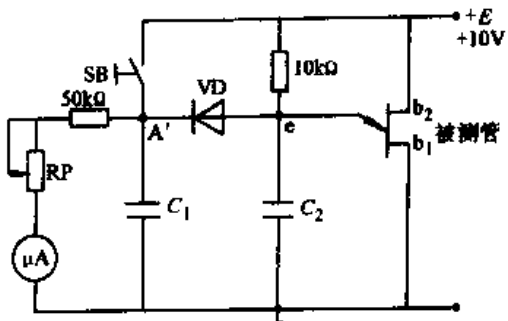


图 4-9 例 4-19 图

$=U_{bb}/(R_{RP}+50k\Omega)$, 然后断开按钮, 微安表读数为 $I=U_A/(R_{RP}+50k\Omega)$, 所以单结晶体管的分压比 $\eta=U_A/U_{bb}$, 试解释工作原理。

解 图 4-9 中

$$U_e = \frac{r_{b1}}{r_{b1} + r_{b2}} E + U_D \quad (4-1)$$

当 SB 未接通, 流过微安表电流读数为 A_1 , 则

$$U_e = A_1(R_{RP} + 50k\Omega) + U_D \quad (4-2)$$

当按下按钮 SB 时, 流过微安表读数为 A_2 , 则

$$\frac{E}{(R_P + 50k\Omega)} = A_2 \quad (4-3)$$

将式 (4-3) 代入式 (4-2), 则 $U_e = A_1 E / A_2 + U_D \quad (4-4)$

比较式 (4-1) 与式 (4-4), 得

$$\eta = \frac{r_{b1}}{r_{b1} + r_{b2}} = \frac{A_1}{A_2}$$

两次读数之比即为单结晶体管的分压比。

例 4-20 图 4-10 为灯光自动调节器, 能随自然光线的强弱自动调节灯光强弱。图中 V_2 为光敏二极管, 它的窗口安装在人眼经常看到的地方。试叙述自动调节过程。

答 在图 4-10 中, 负载灯泡 R_L 接在桥式整流交流电源侧, 直流侧接晶闸管。当改变晶闸管的导通角时, 负载 R_L 就得到正、负半波缺角的正弦波。如果光敏二极管不导通,

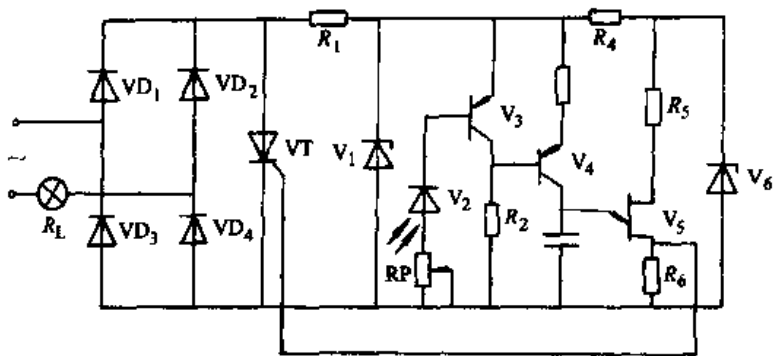


图 4-10 例 4-20 图

则晶体管就不导通, 由于 R_3 和 R_2 一定, 所以晶体管 V_4 的集电极电流以某一值对电容 C 充电, 单结晶体管 V_5 从 R_6 输出尖脉冲, 加在晶闸管 VT 上, 控制其导通角。

当有光照射在光敏二极管 V_2 上时, V_2 反向漏电流增大, V_3 集电极电流增大, 在 R_2 上形成的压降增大, 使 V_4 的集电极电流减小, 对电容充电减慢, 脉冲后移, 晶闸管导通角减小, 负载两端电压降低。随着光的增强, 灯泡两端的电压减小, 这样起到自动调节光的作用。

RP 是手动灯光强弱调节电位器。 V_1 和 R_1 是削波电路, 产生梯形波电压, 保证触发电路与主电路同步。

例 4-21 图 4-11 所示是一种节电器。对于单相交流电动机负载, 节电器能根据电动机轴上负载的变化, 自动调节供给电压, 达到节电和改善功率因数的目的。如对于 C06332 型单相电动机, 不带节电器空载输入功率为 94W, $\cos\varphi=0.247$, 带节电器后为 47W, $\cos\varphi=0.427$ 。试叙述节电器的工作原理。

答 电动机 M 接在整流桥交流侧, 通过改变接在直流侧晶闸管的导通角来改变加在电动机两端的交流电压。

当电动机 M 所带负载增大时, 流过电动机的电流增大, 经电流互感器 TA 及电位器 RP_2

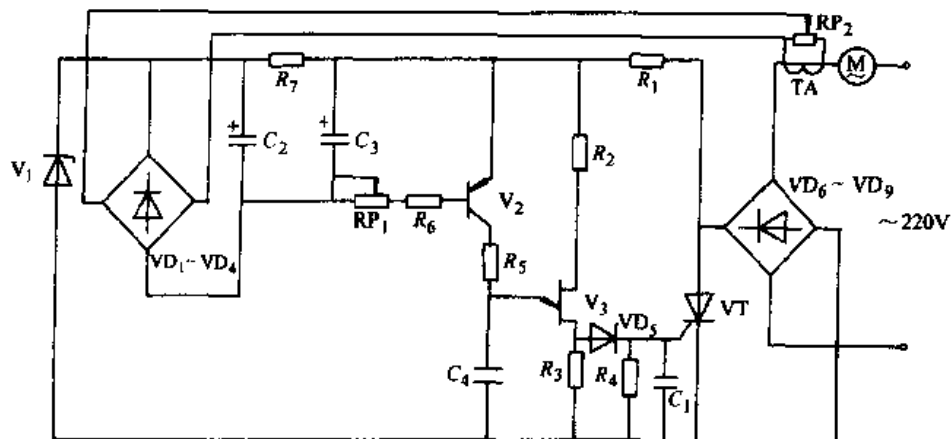


图 4-11 例 4-21 图

的电压升高, 再经 $VD_1 \sim VD_4$ 桥式整流后输出的直流电压也升高, 使 V_2 的基极偏流增大, 对 C_4 的充电电流增大, 脉冲前移, 加在电动机两端的交流电压增大, 这样随着负载加大, 端电压增加, 功率因数提高。

当负载减轻时, 流过电动机 M 的电流减小, 经电流互感器 TA 、电位器 RP_2 以及 $VD_1 \sim VD_4$ 整流桥输出直流电压降低, 晶体管 V_2 的基极偏流减小, 对 C_4 充电电流减小, 脉冲后移, 加在电动机两端电压降低, 提高了功率因数。

这样一来, 电动机两端电压能自动地随着负载增大而增大, 随着负载减小而减小, 达到节电的目的。

例 4-22 图 4-12 为电动机正反转定时控制电路, 调节 RP_1 能改变正转工作时间, 例如 20s 后自动反转, 该装置可使用在要求均匀搅拌等机械上。当单结晶体管分压比 $\eta=0.63$, 延迟时间可由公式 $t=10^{-6}RC$ (s) 求得, 其中 R 的单位为 Ω , C 的单位为 μF , 试叙述工作原理。

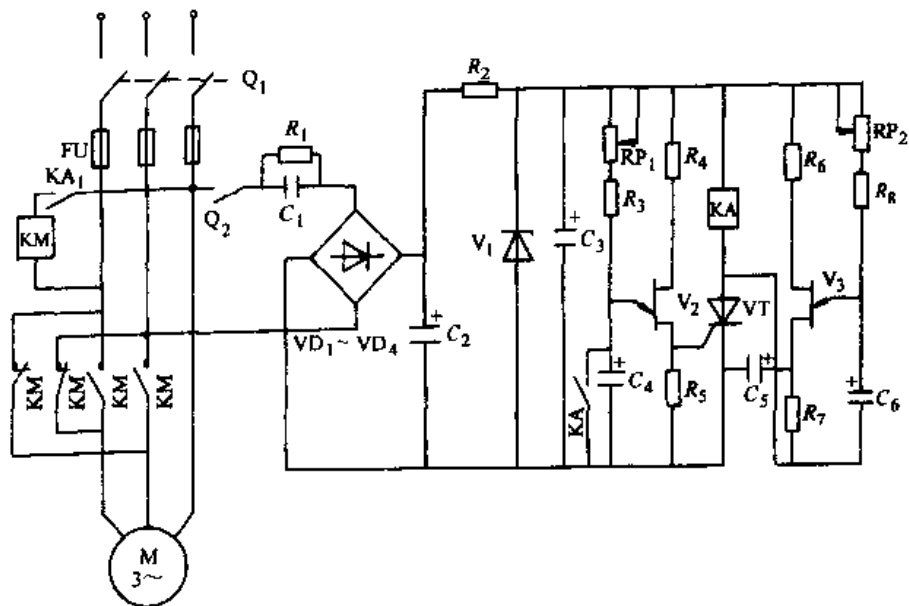


图 4-12 例 4-22 图

答 将开关 Q_1 闭合接通电源, 电动机 M 由接触器 KM 常开触头接到电源上, 若此时正

转。将开关 Q_2 闭合, 经 R_1C_1 降压再经 $VD_1 \sim VD_4$ 整流, R_2 、 V_1 、 C_3 稳压后, 开始经 RP_1 、 R_3 和 C_4 充电, 当 C_4 上电压超过 V_2 的峰点电压后, 单结晶体管导通, 在 R_5 上产生尖脉冲, 晶闸管 VT 导通, 继电器 KA 线圈得电, 闭合其常开触头 KA, 接通接触器线圈 KM, 接触器 KM 得电后, 断开其常闭触头, 闭合其常开触头, 电动机开始反转。与此同时, 电容器 C_6 经 RP_2 、 R_8 充电, 当 C_6 充电到单结晶体管 V_3 的峰点电压时, V_3 导通, 在电阻 R_7 上产生一个尖脉冲, 该脉冲经电容 C_5 加在晶闸管 VT 的阳、阴极之间, 迫使晶闸管 VT 关断, 继电器 KA 失电, 电动机又开始正转, 这样, 电动机不停地正转、反转, 实现了均匀搅拌的目的。

在电容器 C_4 上并接了继电器 KA 的常开触头的作用是: 当继电器 KA 线圈得电后, 该触头闭合, 放掉 C_4 上的电荷, 使电容 C_4 每次充电都从零值开始, 防止电动机不停地正转, 使电容 C_4 上累积电荷逐渐增多, 使延时不能准确, 严重时可能不能正、反转交替进行。

如果 $R_{RP1} + R_3 = 200k\Omega$, $C_4 = 100\mu F$, 则延时时间 $t = 10^{-6}RC = (10^{-6} \times 200 \times 10^3 \times 100) s = 20s$, 调节 RP_1 与 RP_2 便可以调节充电时间, 即改变电动机正、反转时间的比例。

例 4-23 图 4-13a 为一触发电路, 试分析其工作原理。假定加上某合适的 U_c 值, 画出 ①~⑥点以及脉冲 u_g 的波形, 如果要求脉冲移相范围接近 180° , 同步信号电压 u_s 与被触发晶闸管的阳极电压应有怎样的相位关系?

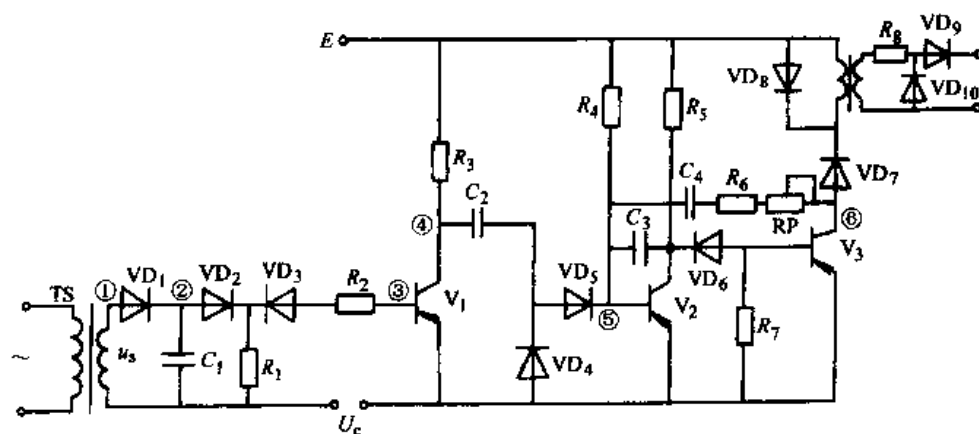
解 图 4-13 是锯齿波触发电路。同步变压器输入正弦波电压, 经 VD_1 半波整流后对 C_1 充电, 当过峰值后 VD_1 截止, C_1 经 VD_2 向 R_1 放电, 所以 ②点为负向锯齿波。这个负向锯齿波与控制电压 U_c 串联叠加后加在晶体管 V_1 的基射极之间, 射极电位低于基极电位, 晶体管 V_1 截止, ④点为低电平, 当射极电位高于基极电位, 晶体管 V_1 导通, ④输出接近零电平。当晶体管 V_1 截止时, 电容 C_2 通过 VD_4 、 R_3 充电, 极性为左负右正, 当晶体管 V_1 由截止变成导通时, 这一个正跳变, 通过 VD_5 加到晶体管 V_2 的基极上, 使 V_2 瞬时截止, 晶体管 V_3 导通, 有一电流流过脉冲变压器一次侧, 二次侧输出脉冲。随着 E 、 C_2 沿着 VD_5 和 R_4 以及 V_1 放电后反充电, 使得 V_2 的基极电位逐渐下降, 当 V_2 的基极电位低于其射极电位 $0.7V$ 时, V_2 又重新导通, V_3 截止, 脉冲结束。 C_4 、 R_6 和 RP 组成正反馈网络, 起到提高脉冲前沿和后沿的陡度。例如, 当 V_2 的基极电位瞬间变正时, V_2 的集电极瞬间变负, V_3 的基极瞬间变负, V_3 的集电极瞬间变正, 由于电容两端电压不能突变, 这个突变的正信号进一步使 V_2 基极电位变正, 加速了 V_2 的截止; 同样, V_2 的基极电位瞬间变负时, 通过 C_4 、 R_6 和 RP 正反馈作用加速基极电位变负, 由此可以看出, C_4 、 R_6 和 RP 这个正反馈网络可以提高输出脉冲前、后沿陡度。 VD_6 是保证在 V_2 导通时, V_3 可靠地截止。 R_7 是抗干扰电阻。 C_3 是交流电压负反馈电容, 起稳定作用。

①~⑥点波形如图 4-13b 所示。

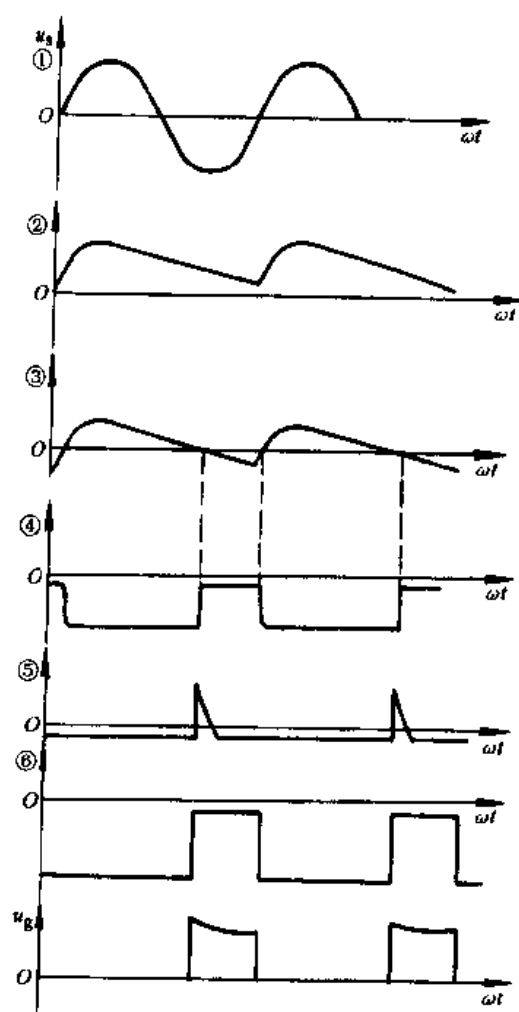
如果移相范围要求 $0^\circ \sim 180^\circ$ 时, 由图 4-13b 可以看出, 产生脉冲的时刻, 就是锯齿波与控制电压交点处, 那么同步电压与晶闸管相位相差 90° , 并且同步电压应超前晶闸管阳极电压 90° , 只有这样, 才能保证锯齿波的顶点和阳极电压零时刻相对应。

例 4-24 分析 KC05 集成触发器 (图 4-6) 工作原理, 并画出 u_s 和 3、4、12、13、10、9 各管脚的电压波形。

解 $VD_1 \sim VD_4$ 和 V_1 组成同步电压过零检测环节。同步电压 u_s 经外接电阻 R_1 加到 15、16 端。当 u_s 过零时 V_1 截止, V_2 也随之截止, V_3 导通, 使下面稳压管 V 击穿 (约 $3 \sim 8V$), V_4 随之导通, 并使外接电容 C_1 充电到近似稳压值。充电结束时, 因同步电压已有数值, 故 V_1 、



a)



b)

图 4-13 例 4-23 图

V_2 导通，于是 V_3 、 V_4 截止。

如图 4-6 所示，3 端电压 u_3 持续时间为 C_1 充电过程，即 V_3 导通和 V 被击穿过程。一旦 V_4 截止， C_1 经 V_6 恒流放电，形成锯齿波。改变 5 端外接电位器阻值可改变锯齿波斜率。

$V_6 \sim V_9$ 组成差分比较器。加于 V_9 基极的控制电压 U_c 与锯齿波电压比较。当 U_c 小于锯

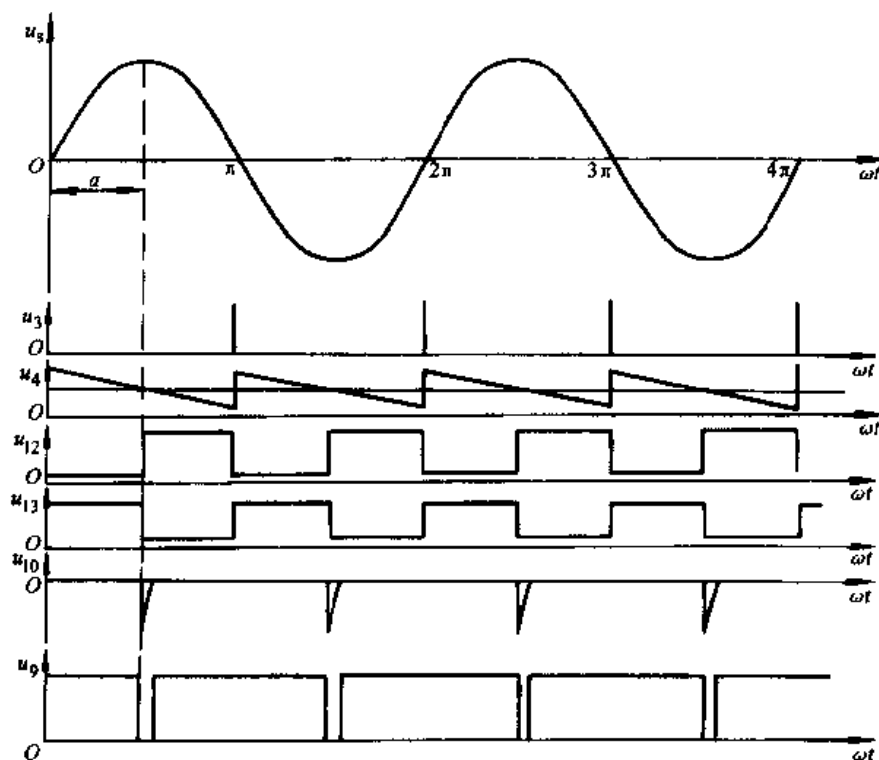


图 4-14 例 4-24 图

齿波电压时 V_9 、 V_{10} 、 V_{11} 截止，电源经 R 、 VD_7 、 V_{12} 基极向 C_2 充电到电源电压值。 V_{12} 导通， V_{13} 、 V_{14} 截止，无输出，9 端为高电位。当 U_c 大于锯齿波电压时， V_9 、 V_{10} 导通，12 端电压 u_{12} 出现正跳脉冲， V_{11} 导通。13 端电压 u_{13} 近似为零。于是 C_2 电压反向加到 V_{12} 基极，即 10 端电压 u_{10} 负跳变， V_{12} 截止， V_{13} 、 V_{14} 导通，开始输出脉冲。随后 C_2 经电源、 R_2 、 V_{11} 迅速放电，并反充电到 $+1.4V$ ， V_{12} 导通， V_{13} 、 V_{14} 截止，输出脉冲结束。在交流电压正、负半周，KC05 产生两个脉冲，彼此相隔 180° 。从电压零值开始，由 U_c 确定其相位角 α 。

同步电压 u_c 和 u_3 、 u_4 、 u_{12} 、 u_{13} 、 u_{10} 、 u_9 波形如图 4-14 所示。

练 习 题

4-1 一个移相触发电路，一般都由哪些基本环节组成？

4-2 正弦波移相触发电路，是怎样调整输出触发脉冲的宽度的？电网电压波动对触发电路有何影响？直流偏移电压 U_b 起什么作用？

4-3 锯齿波移相触发电路有何优点？锯齿波的底宽由什么元件参数决定？输出脉冲宽度是如何调整的？双窄脉冲比单窄脉冲有何优点？

4-4 集成移相触发电路有何优点？输出脉冲宽度由什么 $\sim u_2$ 决定？调整时应注意什么？

4-5 图 4-15 为单结晶体管触发单相半波可控整流电路，试求：①画出 $\alpha=90^\circ$ 时图中①~③点及 u_d 的波形。②加大 C 的电容量，对触发脉冲有何影响？

4-6 图 4-16 是采用变压器耦合的晶体管脉冲触发电路，试叙述其工作原理及各元器件作用，并画出①~⑤点波形。

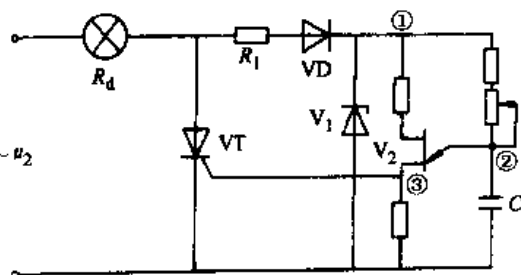


图 4-15 题 4-5 图

4-7 图 4-17 是带有正反馈的晶体管触发电路，试叙述其工作原理及各元器件作用，并画出图中①~⑥点波形。

4-8 KC05 集成触发电路的外接电位器 RP_1 (图 4-7) 起什么作用？在调试时若误将外接电阻 R_1 接地会出现什么问题？

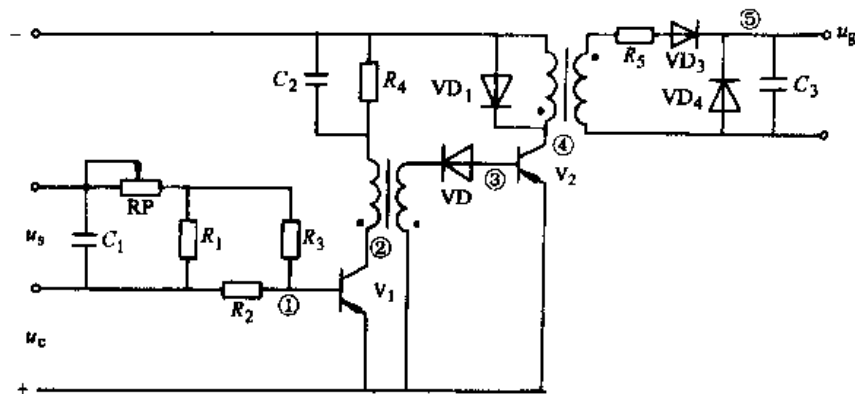


图 4-16 题 4-6 图

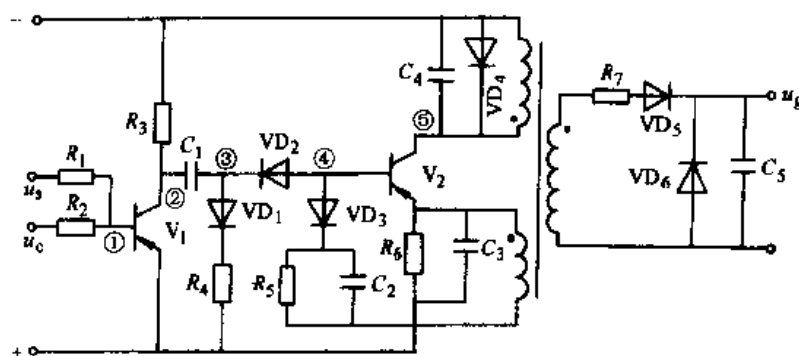


图 4-17 题 4-7 图

第五章 同 步

同步是指触发电路中的同步信号与主电路电源电压应保证有一个确定的相位关系。应正确选择同步信号电压相位,以满足由控制电压和偏移电压的大小来决定的移相。

实现触发电路与主电路同步的方法有很多。归纳起来,大约有如下几种方法:

- ① 触发电路的同步电压取自被触发晶闸管阳、阴极间的电压,并配以削波电路。
- ② 用阻容移相电路,将触发电路的同步信号移到满足主电路移相触发所需要的相位。这种电路同时具有滤除杂波干扰功能,以防触发电路误触发,导致晶闸管误导通,从而消除了控制电路中的不稳定因素和故障状态。
- ③ 利用变压器和变压器的联结组来保证触发电路的同步信号与晶闸管主电路有某一确定的相位关系,保证移相范围得以实现。
- ④ 将阻容移相与变压器不同的联结组别组合在一起,得到触发电路所需要的同步信号电压,保证移相范围得以实现。
- ⑤ 利用专门装置产生同步脉冲,保证触发电路的同步信号电压与主电路有一个确定的相位关系。
- ⑥ 大系统可以利用锁相技术使触发电路与主电路保持一个确定的相位关系。

例 5-1 如何确定变压器的极性?

答 大多数变压器可以从绕线方向的首末端来确定极性。一般一、二次绕线的方向都是一样的,所以首端与首端、末端与末端都是同极性的。看不清绕线方向时,可用一节干电池与一块万用表进行极性测定,如图 5-1 所示。把万用表拨到最小直流电压或电流档,当变压器的一次侧的一头接通电池正极时,表针向正方向摆一下,拿离电池正端时向反向摆一下,就说明接电池正端的与接电表正端的是同极性。

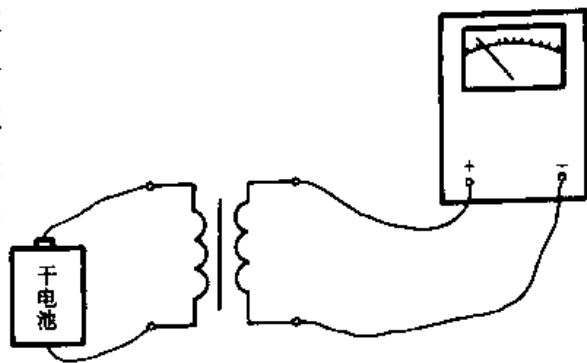


图 5-1 例 5-1 图

例 5-2 如何鉴别三相电源的相序?

答 ① 可以用示波器,根据三相交流电波形的相位关系来鉴别。如图 5-2 所示,把示波器的“整步选择”放在“电源”,输入某一线电压(例如线电压 U_{UV} ,使其一个周期在屏幕上横向宽度为 6 格,则每格代表 60° ,记下波形过零点的位置,再换接另一线电压看过零点的时刻是落后前者 120° 还是领先 120° ,即可确定相序。

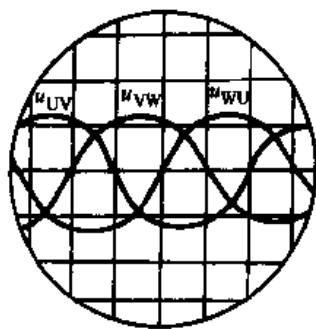


图 5-2 例 5-2 图

② 采用相序指示器或电容灯泡法来鉴别相序。如图 5-3 所示,把电容、灯泡联成星形线路,当我们把三个端点分别接到三相电源上时,一个灯泡较亮,另一个灯泡较暗。如果

以接电容的一相为 U 相, 那么接较亮灯泡的一相为 V 相, 接较暗灯泡的一相为 W 相。如果直接测量 380V 电源, 电容应选用较小的数值, 以防灯泡烧坏。

例 5-3 同步变压器二次侧极性接反了有何后果? 相序错了有何后果?

答 二次侧极性接反了, U 相触发电路触发不了 U 相晶闸管, 却可触发 V 相或 W 相晶闸管。如果极性是对的而相序错了, 那么扩大移相角的范围不是向后扩大而是向前扩大了, 结果造成可控整流输出电压不能从零逐渐升高, 而是从零突变为一定值。

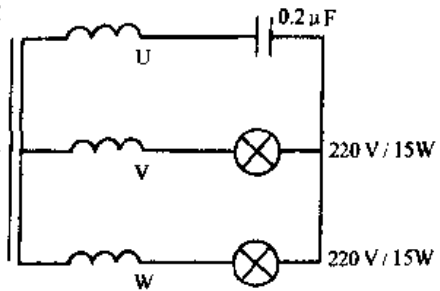


图 5-3 例 5-3 图

例 5-4 由单结晶体管组成的单相晶闸管触发电路用什么方法可使控制角 $\alpha=0$?

答 ① 利用阻容移相将同步电压超前于晶闸管的阳极电压某相位。

② 同步变压器的一次侧采用线电压, 例如 U 相所对应的晶闸管的同步触发电压可采用线电压 U_{UV} , 因线电压 U_{UV} 超前相电压 $U_U 30^\circ$ 的相位。

例 5-5 如图 5-4a 所示电路, 试分析触发电路与主电路的同步过程。

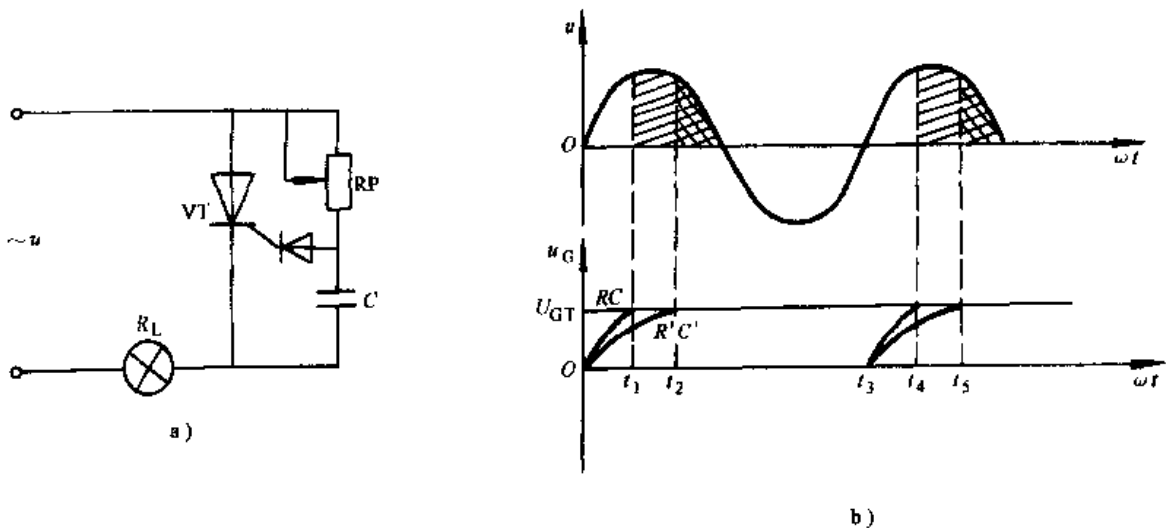


图 5-4 例 5-5 图

答 在 0 时刻晶闸管开始承受正向阳极电压, 电容 C 也从 0 时刻通过 RP 对电容 C 开始充电, 当电容上电压充到达到晶闸管的触发电压 U_{GT} 时, 晶闸管被触发导通, 负载电流过零时晶闸管截止。当晶闸管再一次开始从 t_3 承受正向电压, 电容 C 再一次从此时刻开始充电。这就保证了在 RC 一定时主电路与触发电路保持着一个确定的相位关系, 当 RC 变成 $R'C'$ 时, 这种相位关系仍然严格地保持着, 如图 5-4b 所示。

例 5-6 如图 5-5a 所示电路, 试分析主电路与触发电路的同步。

答 电灯 R_L 与晶闸管 VT 串联后接到电源 u 上, 晶闸管的门极与阴极间接上触发电压 u_{GD} , 当 RP 为某一值时, u_{GD} 与晶闸管阳极电压 u 有一个确定的相位关系, 如图 5-6b 所示, 负载上得到每个正半波都被切去相等的波形。

例 5-7 如图 5-6 所示, 整流变压器 TR 联成 Yy0 电路为三相半波零式整流, 触发电路采用 NPN 管正弦波移相触发电路, 电路要求工作在整流与逆变状态, 同步变压器应接成哪种联

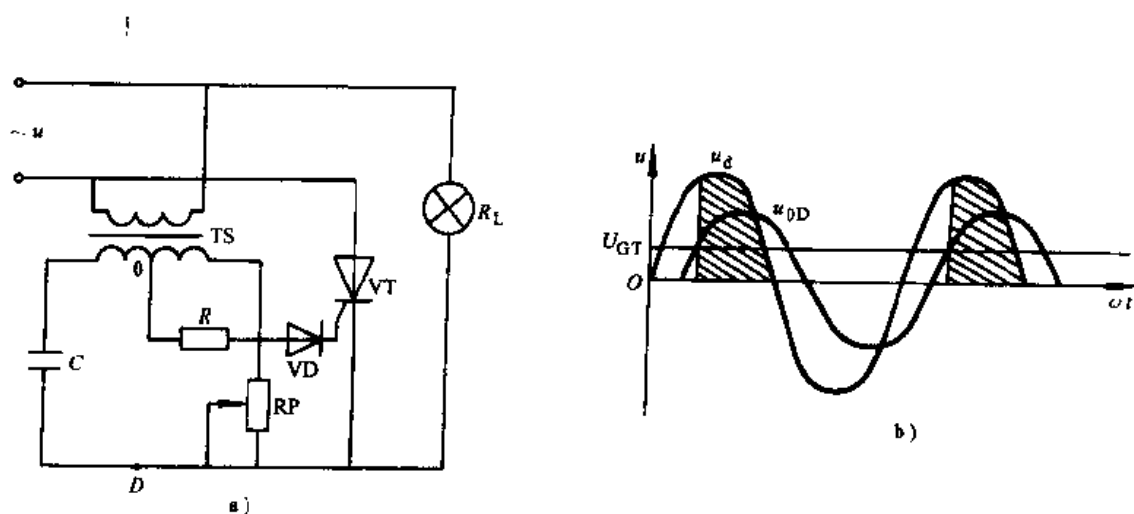


图 5-5 例 5-6 图

结组? 如果采用 PNP 管, 同时又要求同步电压超前晶闸管阳极电压 60° , 试求同步变压器应接成几点钟?

解 在图 5-6b 中, u_U 电压为晶闸管 VT_1 的阳极电压, 在分析三相可控整流时一定要注意控制角是从三相电压的自然换相点算起。同时, 在触发电路一章中谈到, 脉冲产生的时刻是直流控制电压与同步电压的相交点, 在 t_1 时刻是同步电压与控制电压的交点, 对应 $\alpha=0$ 。在 t_2 时刻, 控制电压为 0, $\alpha=90^\circ$ 。在 t_3 时刻, 又对应控制电压与同步电压的最大值相等, $\alpha=180^\circ$ 。这样就保证了电路可工作在整流状态 ($0 \leq \alpha \leq \pi/2$), 也可以工作在逆变状态 ($\pi/2 < \alpha < \pi$)。

由于 U 相需要一个同步电压 U_{SU} , 即落后 U 相电压 U_U 120° 的一个电压 U_{SU} 。在主电路, 由于整流变压器接成 Yy0, 所以 $\dot{U}_{U1V1}$ 和 $\dot{U}_{UV}$ 同相, $\dot{U}_U$ 是相电压落后 $\dot{U}_{UV}$ 30° 。而同步电压 $\dot{U}_{SU}$ 落后 $\dot{U}_U$ 120° , 而 $\dot{U}_{SUV}$ 超前 $\dot{U}_{SU}$ 30° , 所以同步变压器 U_{SUV} 和 $\dot{U}_{U1V1}$ 相位关系应是 4 点钟。而 4 点钟有 Dd4 及 Yy4 两种, 由于触发电路有公共地端, 故只能接成 Yy4。

若采用 PNP 管, 同时又要求同步电压超前晶闸管阳极电压 60° , 从图 5-6a 可以看出, $\dot{U}_{SU}$ 超前晶闸管 VT_1 的阳极电压 $\dot{U}_U$ 60° , 则 $\dot{U}_{SU}$ 的峰点正是自然换相点, 亦即控制电压与同步电压的交点, 即产生脉冲的起始时刻。因为 $\dot{U}_{U1V1}$ 和 $\dot{U}_{UV}$ 同相是 12 点钟, 相电压 $\dot{U}_U$ 落后 $\dot{U}_{UV}$ 30° , 而要求同步电压 $\dot{U}_{SU}$ 超前 $\dot{U}_U$ 相电压 60° , $\dot{U}_{SUV}$ 又超前 $\dot{U}_{SU}$ 30° , $\dot{U}_{SUV}$ 超前 $\dot{U}_{U1V1}$ 60° , 所以 $\dot{U}_{SUV}$ 与 $\dot{U}_{UV}$ 应接成 10 点钟, 即能满足相位要求, 即 Dd10 或 Yy10, 我们取 Yyn10。

例 5-8 三相全控桥, 整流变压器接成 Dy5 如图 5-7 所示。触发电路采用锯齿波 NPN 管触发电路, 并且电路要求工作在整流与逆变状态, 同步变压器 TS 经阻容移相并滤波后输出电压 U'_s , 而 U'_s 落后 $\dot{U}_s$ 30° , 再接到触发电路, 试求:

- ① 同步信号电压 $\dot{U}_{SU}$ 与对应晶闸管阳极电压 $\dot{U}_U$ 的相位。
- ② 确定同步变压器的钟点数。

解 ① 由于锯齿波触发电路要求同步电压 $\dot{U}_{SU}$ 比对应的晶闸管的阳极电压落后 180° , 滤波环节的引入 $\dot{U}_{SU}$ 为 $\dot{U}_s$ 后移 30° 获得, 因此, $\dot{U}_{SU}$ 比 $\dot{U}_U$ 落后 150° , 如图 5-7c 所示。

② 因为整流变压器接成 Dy5, 所以晶闸管 VT_1 阳极电压 $\dot{U}_U$ 与 $\dot{U}_{UV1}$ 反相。根据波形图滞后 $\dot{U}_U 150^\circ$ 即为 $\dot{U}_{SU}$ 。 $\dot{U}_{SUV}$ 超前 $\dot{U}_{SU}$ 30° 。所以共阴极组的同步变压器应接成 Yyn10, 而共阳极组同步变压器应联成 Yyn4, 如图 5-7a、d 所示。

如果锯齿波同步触发电路采用 PNP 管, 则 $\dot{U}_{SU}$ 应超前 $\dot{U}_U 30^\circ$, 经滤波网络, $\dot{U}_{SU}$ 和 $\dot{U}_U$ 同相。产生脉冲的时刻正好是在自然换相点开始。锯齿波底宽 240° , 前后去掉 30° , 则移相范围仍然是 180° 。因为整流变压器接成 Dy5, 所以 $\dot{U}_U$ 与 $\dot{U}_{UV1}$ 反相, $\dot{U}_{SU}$ 超前 $\dot{U}_U 30^\circ$, 即与 $\dot{U}_{UV}$ 同相, 而 $\dot{U}_{SUV}$ 又超前 $\dot{U}_{SU} 30^\circ$, 所以共阴极组同步变压器应接成 Yyn4, 而共阳极组同步变压器应接成 Yyn10。

从上面例子可以看出, 用 PNP 管构成的触发电路与用 NPN 管构成的触发电路, 去触发同一类晶闸管可控整流电路时, 同步变压器的接法在相位上正好相差 180° 。同时, 共阳极组和共阴极组要求的同步变压器的接法在相位上也正好相差 180° 。

例 5-9 三相全控桥整流电路如图 5-8a 所示, 整流变压器接法为 Dy7, 触发电路采用正弦波同步触发电路, 触发电路采用 PNP 管, 要求移相范围 180° , 同步变压器二次侧电压经滤波网络后再接到触发电路, 若滤波环节输出电压超前输入电压 30° , 试求:

- ① 同步电压 $\dot{U}_{SU}$ 与对应主电路电压 $\dot{U}_U$ 的相位关系, 用波形图说明。
- ② 确定同步变压器的钟点数, 并画出变压器联结图。
- ③ 如果触发电路是采用 NPN 管, 同步变压器联结的钟点数又如何?

解 ① 因为整流变压器接为 Dy7, 又因线电压 $\dot{U}_{UV}$ 超前相电压 $\dot{U}_U 30^\circ$, 所以相电压 $\dot{U}_U$ 滞

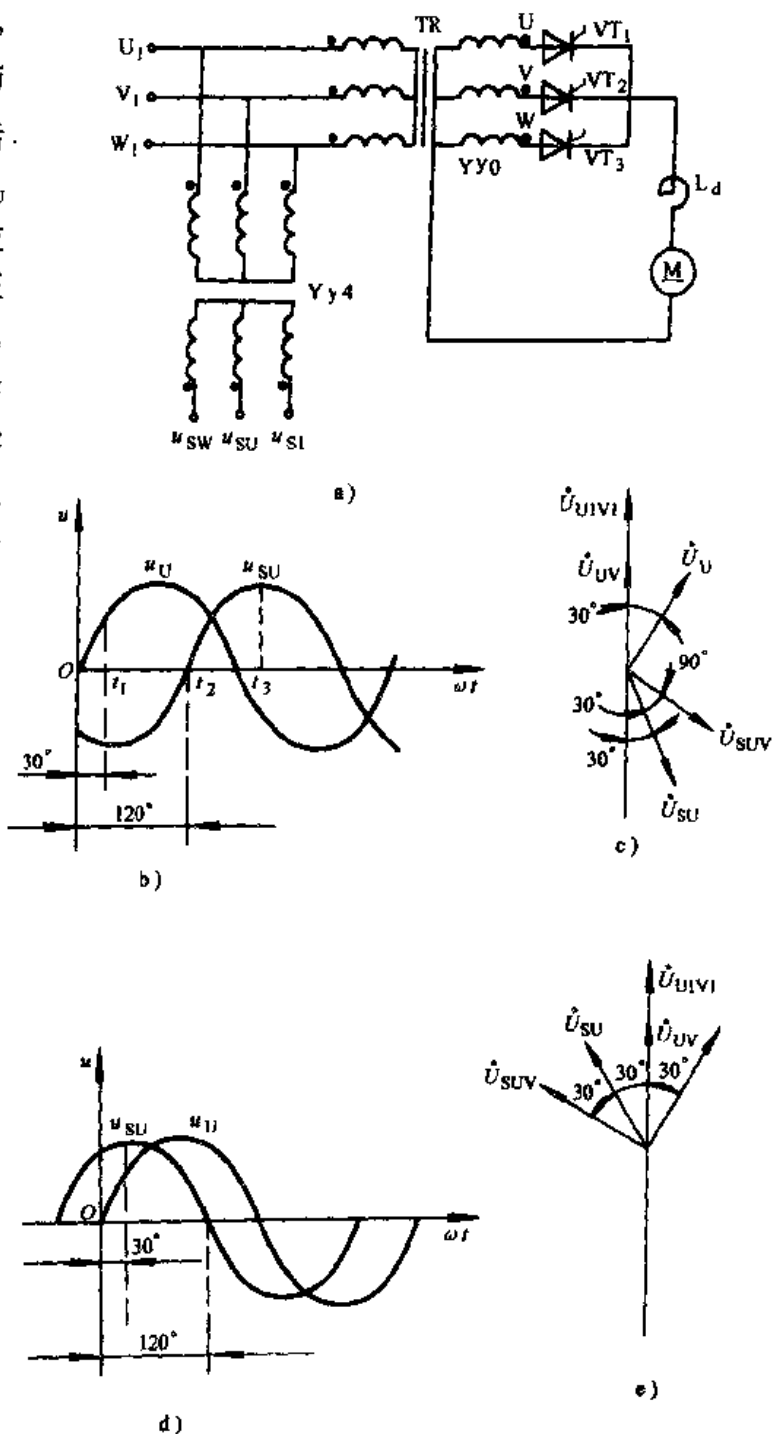


图 5-6 例 5-7 图

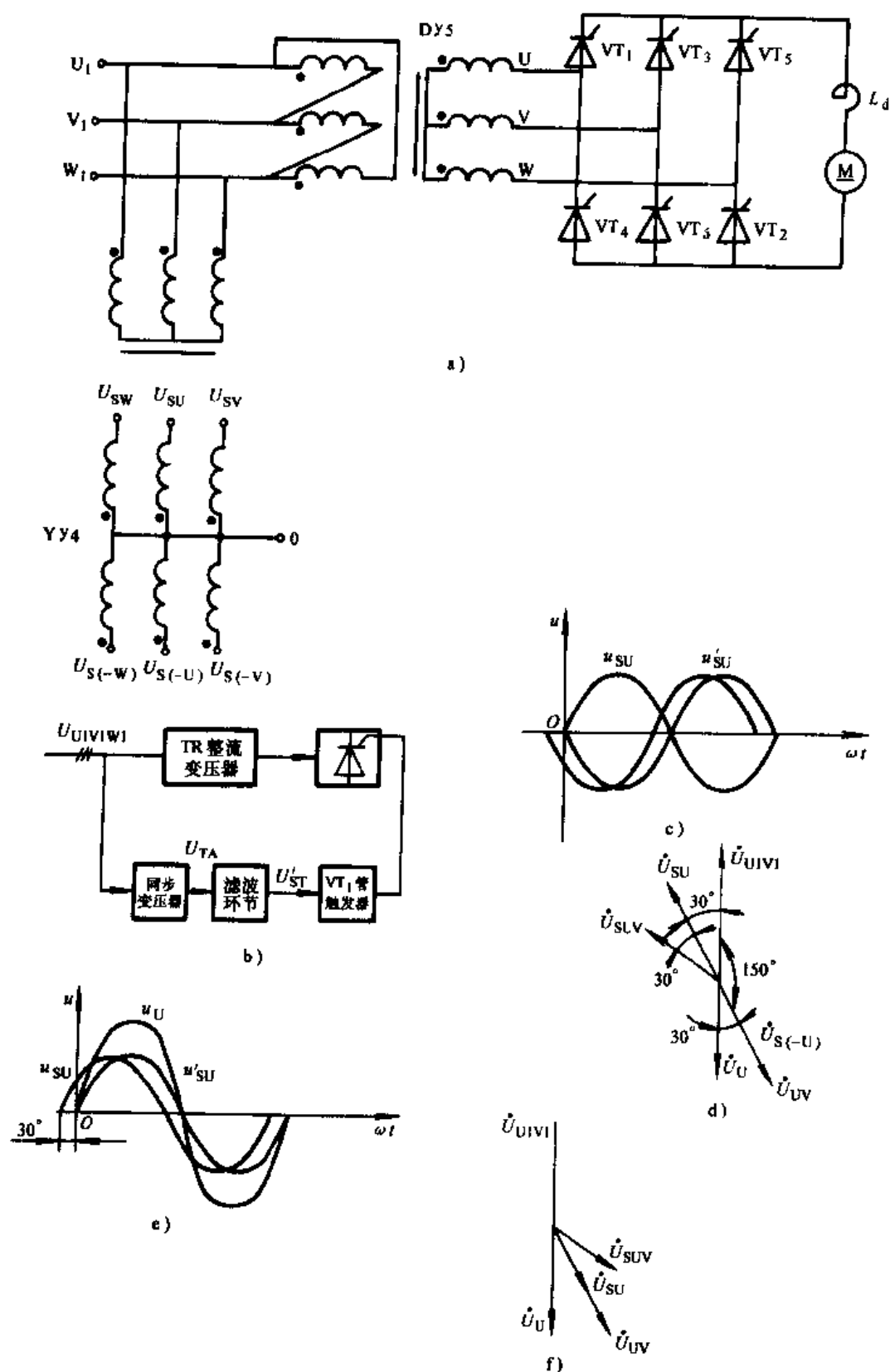


图 5-7 例 5-8 图

后线电压 $\dot{U}_{UIV1}$ 240°。由于采用 PNP 管的正弦波触发电路，又由于经过一个滤波网络，把同步

电压 $\dot{U}_{SU}$ 移相 30° ，并使 $\dot{U}'_{SU}$ 超前 $\dot{U}_{SU} 30^\circ$ ，所以要保证在自然换相点开始产生脉冲，那么 $\dot{U}_{SU}$ 的峰值应对 30° 处，这样， $\dot{U}'_{SU}$ 超前 $\dot{U}_U 60^\circ$ ， $\dot{U}_{SU}$ 超前 $\dot{U}_U 30^\circ$ ，如图 5-8c 所示。

② 由于整流变压接成 Dy7，所以 $\dot{U}_U$ 滞后 $\dot{U}_{U1V1} 240^\circ$ 。而 $\dot{U}_{SU}$ 又超前 $\dot{U}_U 60^\circ$ ， $\dot{U}_{SU}$ 超前 $\dot{U}_U 30^\circ$ ， $\dot{U}_{SUV}$ 超前 $\dot{U}_{SU} 30^\circ$ 。所以，应接成 Yy6，去触发共阴组，而 Yy12 去触发共阳组。相量图如 5-8d 所示。

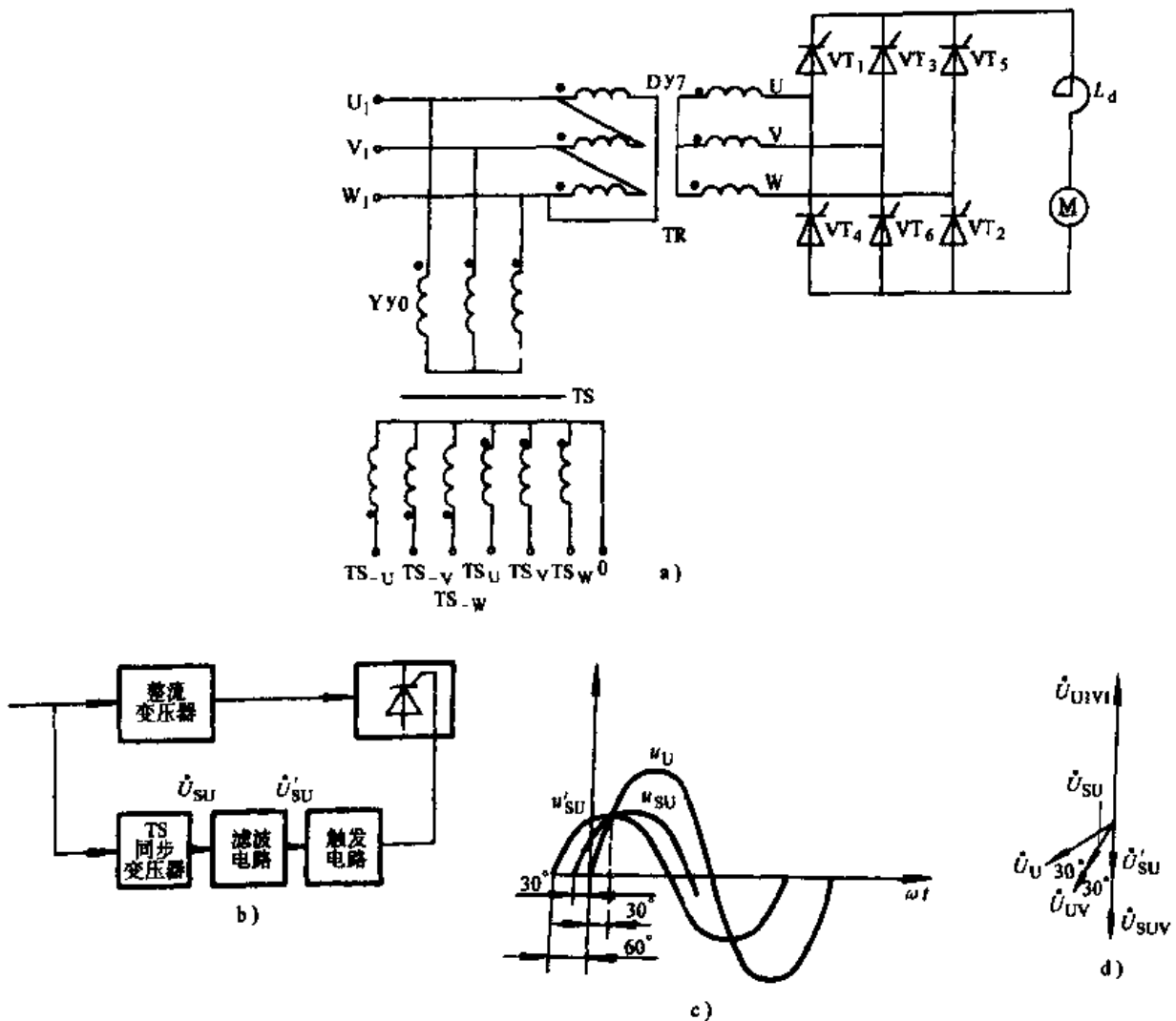


图 5-8 例 5-9 图

③ 如果采用 NPN 管，分析如上，只是 Yy0 触发共阴组，Yy6 触发共阳组。

例 5-10 三相半波（零式）可控整流，如图 5-9a 所示。电阻性负载，整流变压器 TR 已接成 Yy0，而同步变压器 TS 也已接成 Dy11，如果触发电路采用 NPN 晶体管组成的锯齿波同步触发电路，而同步电压又经阻容移相滞后 30° ，即 $\dot{U}_s$ 滞后 $\dot{U}'_s 30^\circ$ 。

求：① 画出晶闸管阳极电压与对应的同步电压的波形，确定同步电压与对应晶闸管阳极电压之间的相位关系。

② 画出相量图，求出各触发器的同步电压，应为何种联结，并填入下表：

器 件	VT ₁	VT ₂	VT ₃
电 压	$\dot{U}_U$	$\dot{U}_V$	$\dot{U}_W$
$\dot{U}_S$	$\dot{U}_{S-U}$	$\dot{U}_{S-V}$	$\dot{U}_{S-W}$

解 ① NPN 构成的锯齿波同步触发电路, 要求 $\dot{U}'_S$ 与对应的被触发的晶闸管的阳极电压相差 180° , 删除锯齿波的前半段和后半段线性较差的部分, 剩下 180° 足以满足移相要求, 同时也能满足触发脉冲的起始时刻是在自然换相点。由于 $\dot{U}'_S$ 是经过移相网络, 所以同步电压应超前 $\dot{U}'_S 30^\circ$, 而滞后对应阳极电压 150° , 波形图如图 5-9c 所示。

② 因为整流变压器 TR 接成 Yy0, 同步变压器 TS 已接为 Dy11, $\dot{U}_{UV}$ 、 $\dot{U}_U$ 、 $\dot{U}_V$ 、 $\dot{U}_W$ 以及 $\dot{U}_{SUV}$ 、 $\dot{U}_{SU}$ 、 $\dot{U}_{SV}$ 、 $\dot{U}_{SW}$ 如图 5-9d 所示。

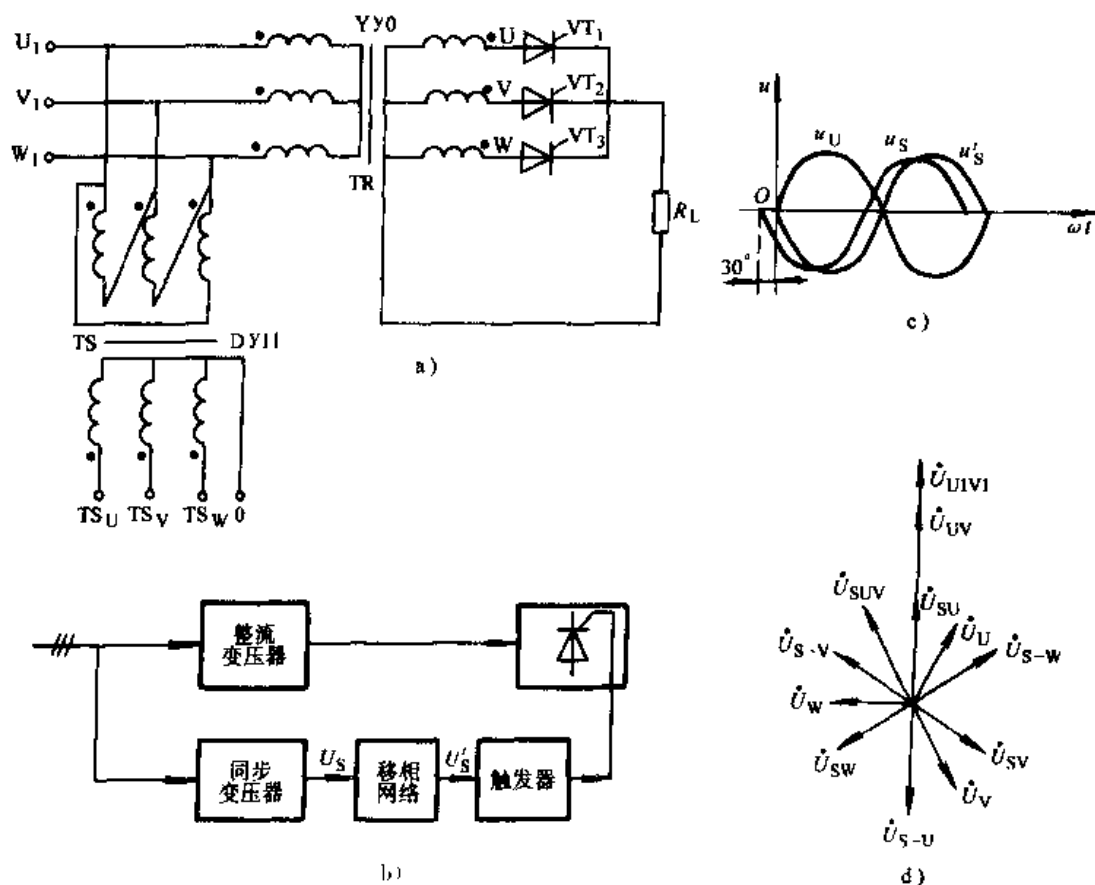


图 5-9 例 5-10 图

要求同步电压 $\dot{U}_S$ 滞后对应的阳极电压 150° , 从图 5-9d 可知, $\dot{U}_{S-U}$ 作 U 相 (VT₁ 管) 触发电路同步电压; $\dot{U}_{S-V}$ 作 V 相 (VT₂ 管) 触发电路同步电压; $\dot{U}_{S-W}$ 作 W 相 (VT₃ 管) 触发电路同步电压。

为满足上述要求可将同步变压器的 TS_U、TS_V 和 TS_W 连起来, 将原来的星形点拆开, 与对应的 TS_{-U} 接 U 相 (VT₁ 管) 的触发电路, TS_{-V} 接 V 相 (VT₂ 管) 的触发电路, TS_{-W} 接 W 相 (VT₃ 管) 的触发电路。

例 5-11 已知三相半波可控整流电路如图 5-10a 所示。整流变压器 TR 联成 Dy5，采用 PNP 管组成的正弦波同步触发电路，要求移相范围接近 180° 。

试：① 画出同步电压 $\dot{U}_{su}$ 与对应的主电路电压 $\dot{U}_u$ 的波形图，确定其相位关系。

② 画出相量图，确定同步变压器的钟点数并画出变压器的联结图，标出同名端。

解 因为移相要求接近 180° ，并且采用 PNP 管的正弦波同步触发电路，所以 U 相 (VT_1 管) 的同步电压应超前 U_u 60° ，这样能满足触发脉冲的起始时刻与自然换相点相对应。

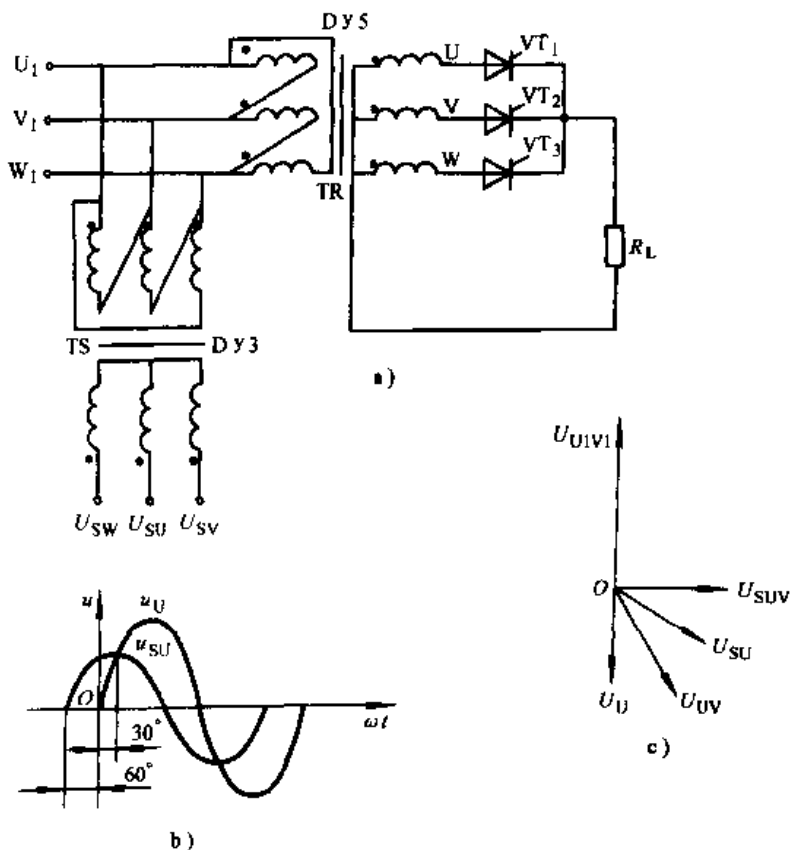


图 5-10 例 5-11 图

因为整流变压器 TR 已接成 Dy5，所以 $\dot{U}_u$ 与 $\dot{U}_{u|v1}$ 反相。 $\dot{U}_{su}$ 超前 $\dot{U}_u$ 60° ，而 $\dot{U}_{suv}$ 超前 $\dot{U}_{su}$ 30° ，所以同步变压器 TS 应接成 Dy3，变压器联结如图 5-10a 所示。

$\dot{U}_{su}$ 接至 U 相 (VT_1 管) 所对应的触发电路板上； $\dot{U}_{sv}$ 接至 V 相 (VT_2 管) 所对应的触发电路板上； $\dot{U}_{sw}$ 接至 W 相 (VT_3 管) 所对应的触发电路板上。

练 习 题

5-1 为什么三相全控桥整流装置不仅内部接线要正确，而且电网电源进线的相序也必须正确？请绘波形图说明。

5-2 图 5-11 为晶闸管、发光二极管 LED 等元件组成的测定三相电源相序的电子线路。当被测试点 1、2 和 3 所接的三相电源相序分别为 U、V、W 时，则发光二极管所发出光较暗，反之发光二极管较亮，为什么？试绘出波形图说明。

5-3 三相半控桥整流装置，采用单结晶体管触发电路，如图 5-12 所示。当主变压器接成 Dy5 时，根据移相同步要求，试确定同步变压器的联结组别？

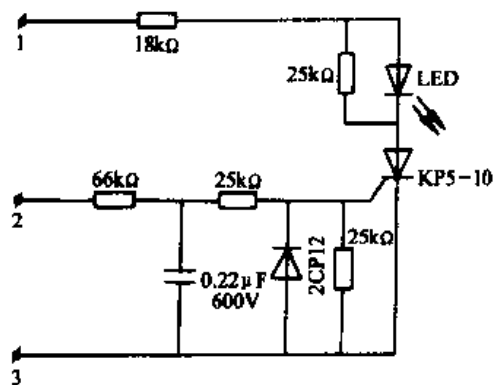


图 5-11 题 5-2 图

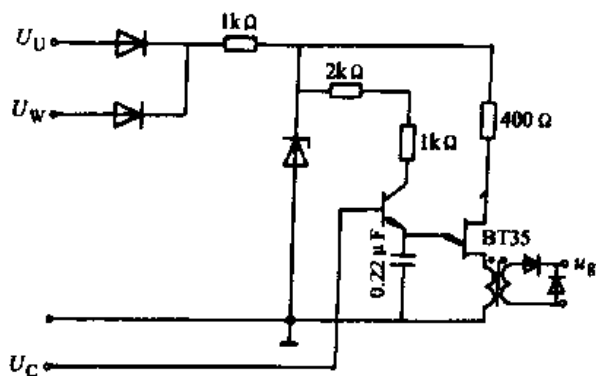


图 5-12 题 5-3 图

5-4 某三相全控桥整流电路，移相范围接近 180° ，主变压器采用 Dy11 联结组别，触发电路采用带有正反馈的正弦波移相触发电路，并用 NPN 管，如果已有一台同步变压器，其联结组别为 Dy5、Dy11，那么 $VT_1 \sim VT_6$ 晶闸管的触发电路，其同步电压如何取法？此时 RC 滤波移相环节的移相角应多大？

5-5 三相半波可控整流电路，负载是电动机并接有续流管。主变压器为 Dy7 联结组别，采用由 PNP 管组成的锯齿波触发电路，考虑锯齿波起始段的非线性，留出 60° 裕量，试用图解确定同步变压器的联结组别，并完成电路连线。

第六章 斩波电路

直流斩波器就是利用晶闸管作为直流开关,控制负载电路的接通与关断,使负载端得到大小可调的直流平均电压。

斩波器工作方式有两种:一种是定频调宽式——在某一开关频率下,调节晶闸管导通与关断的时间比例;另一种是定宽调频式——在一定导通宽度下,调节开关频率。

构成斩波器的晶闸管可以是普通阻断型的晶闸管并配以二极管,也可以用逆导晶闸管。除上述两种器件外,新出现一种具有自关断能力的 GTO 晶闸管。此外大功率、高反压的晶体管也被广泛应用于斩波电路中。

例 6-1 如图 6-1a 所示电路,使晶闸管 VT 导通、截止,以求达到稳定状态时的负载电流 i_d 及其平均值 I_d 。

解 图 6-1a 中:

当 VT 导通时, i_d 增大, VT 关断时, i_d 便经二极管 VD 续流。

这样, VT 导通时的电压方程式为

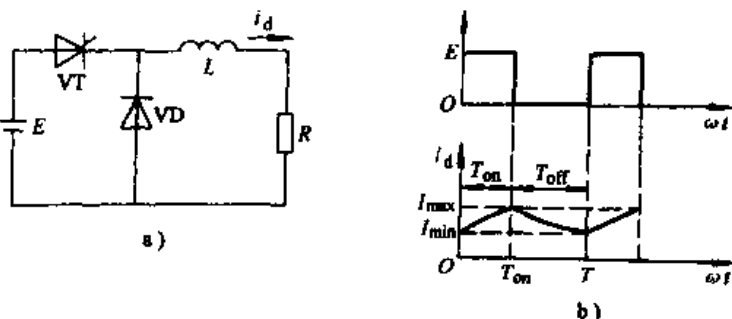


图 6-1 例 6-1 图

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

VT 截止时的电压方程为

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

假设 $t=0$, $i_d = I_{\min}$, $t=T_{\text{on}}$, $i_d = I_{\max}$, 则得 $0 \leq t \leq T_{\text{on}}$ 时

$$i_d = \frac{E}{R} + \left(I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-Rt/L}$$

将 $t=T_{\text{on}}$ 、 $i_d = I_{\max}$ 的关系代入式中得

$$I_{\max} = \frac{E}{R} + \left(I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-RT_{\text{on}}/L} \quad (6-1)$$

$T_{\text{on}} \leq t \leq T$ 时

$$i_d = I_{\max} e^{-R(t-T_{\text{on}})/L}$$

考虑 $t=T$ 时, $i_d = I_{\min}$, 得

$$I_{\min} = I_{\max} e^{-R(T-T_{\text{on}})/L} \quad (6-2)$$

将式 (6-1) 代入式 (6-2) 中, 并整理得

$$I_{\min} = \frac{E}{R} \frac{e^{-R(T-T_{\text{on}})/L} - e^{-RT/L}}{1 - e^{-RT/L}}$$

将式 (6-2) 代入式 (6-1) 中, 并整理得

$$I_{\max} = \frac{E}{R} \frac{(1 - e^{-RT_{\text{on}}/L})}{(1 - e^{-RT/L})}$$

负载电流的平均值 I_d 为

$$I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i_d dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T_{\text{on}}} i_d dt + \int_{T_{\text{on}}}^T i_d dt \right) =$$

$$\frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T_{\text{on}}} \left[\frac{E}{R} + \left(I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-Rt/L} \right] dt + \int_{T_{\text{on}}}^T I_{\max} e^{-R(t-T_{\text{on}})/L} dt \right\} = \frac{E}{R} \frac{T_{\text{on}}}{T}$$

由此可以看出, 负载电流的平均值 I_d 与 L 的值无关。

如果 L 很大, 或者斩波频率很高, 则可做如下近似:

$$e^{-RT/L} \approx 1 - \frac{RT}{L} \quad e^{-RT_{\text{on}}/L} \approx 1 - \frac{RT_{\text{on}}}{L}$$

故

$$I_{\min} \approx \frac{E}{R} \frac{1 - \frac{R}{L}(T - T_{\text{on}}) - \left(1 - \frac{R}{L}T \right)}{1 - \left(1 - \frac{R}{L}T \right)} = \frac{E}{R} \frac{T_{\text{on}}}{T}$$

$$I_{\max} \approx \frac{E}{R} \frac{1 - \left(1 - \frac{R}{L}T_{\text{on}} \right)}{1 - \left(1 - \frac{R}{L}T \right)} = \frac{E}{R} \frac{T_{\text{on}}}{T}$$

由此可知, 电流已经很平稳, 近似直流了。

例 6-2 如图 6-2 所示, 负载侧有反电动势 E_s , 晶闸管 VT 导通、截止时负载电流 i_d 不连续, 试证明此时 i_d 的平均值 $I_d = (E/R)(T_{\text{on}}/T) - (E_s/R)(T_0/T)$ 。

其中 T 为斩波器开关周期, T_{on} 为晶闸管 VT 的导通时间, T_0 为 i_d 的流通时间。

解 晶闸管 VT 导通时电压方程为

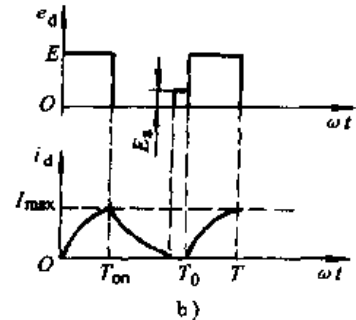
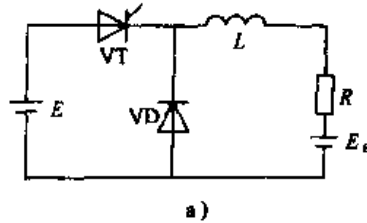


图 6-2 例 6-2 图

$$L \frac{di}{dt} + Ri_d + E_s = E$$

晶闸管 VT 截止时电压方程为

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

其中 $T_0 \leq t \leq T$ 时, $i_d = 0$

$0 \leq t \leq T_{\text{on}}$ 时, $i_d(0) = 0$, 则

$$i_d = \frac{E - E_s}{R} (1 - e^{-Rt/L})$$

$T_{\text{on}} \leq t \leq T_0$, 设初始值为 $I_{\max}$, 则

$$i_d = \left(\frac{E_s}{R} + I_{\max} \right) e^{-R(t-T_{\text{on}})/L} - \frac{E_s}{R}$$

其中

$$I_{\max} = \frac{E - E_s}{R} (1 - e^{-RT_{\text{on}}/L})$$

$$i_d(T_0) = 0 \quad T_0 \leq t \leq T \quad i_d = 0$$

$$I_d = \frac{1}{T} \int_0^T i_d dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{T_{on}} i_d dt + \int_{T_{on}}^T i_d dt \right) = \frac{E}{R} \frac{T_{on}}{T} - \frac{E_s}{R} \frac{T_0}{T}$$

由此可以看出,在电流不连续的情况下,反电动势 E_s 仅在 i_d 流通期间起作用,使平均电流减小 $E_s T_0 / (RT)$ 。同时,如果 T_0 增大,例如加大电感量,则电流变为连续,即 $I_d = ET_{on} / (RT) - E_s / R$ 。

例 6-3 如图 6-3 所示, VT 为主晶闸管, VT_s 为辅助晶闸管,它的作用是作为关断主晶闸管而设置的,其中 $R_s \geq E/i_s$, i_s 小于晶闸管 VT_s 的维持电流,并且时间常数 $R_s C$ 远小于晶闸管 VT 的开关周期。

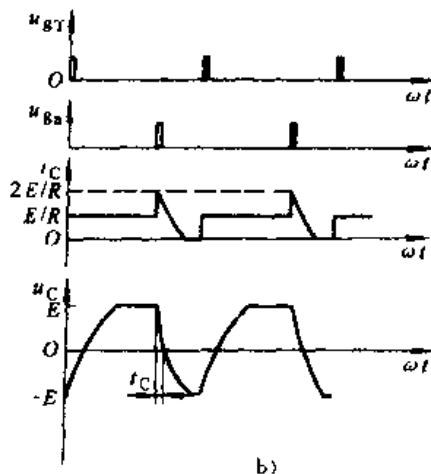
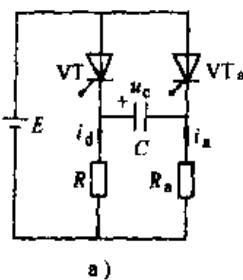


图 6-3 例 6-3 图

① 说明动作原理。

② 求稳定状态的负载电流 i_d 及电容电压 u_C , 并画图。

③ $R=5\Omega$, $C=20\mu F$ 时, 计算晶闸管 VT 的反压时间。

解 ① 当晶闸管 VT 被触发导通, 则有电流 $i_d = E/R$ 流过负载, 与此同时, 电容 C 被充电, 充电极性为左正右负。当辅助晶闸管 VT_s 被触发导通时, 电容 C 的电压加在晶闸管 VT 的阳阴极间, 迫使晶闸管 VT 关断, 随着电容 C 的放电和反充电, 流过辅助晶闸管 VT_s 的阳极电流小于其维持电流时, 辅助晶闸管 VT_s 自行关断, 以后一直这样重复下去。

② 晶闸管 VT 导通时

$$E = Ri_d + R_s i_s - \frac{1}{C} \int i_s dt = E$$

晶闸管 VT 导通后, 由于开关周期比时间常数 CR_s 大得多, 电容器充电电压可充到接近电源电压 E , 接着使 VT_s 导通, VT 被关断, 此时

$$E = R_s i_s \quad Ri_d + \frac{1}{C} \int i_d dt = E$$

假若 VT 导通时, 初始条件 $u_C(0) = -E$, 则

$$u_C = E - 2Ee^{-t/(RC)} \quad i_d = \frac{E}{R}$$

同理, VT_s 导通时, 由初始条件有 $U_C(0) = E$

$$u_C = 2Ee^{-t/(RC)} - E \quad i_d = \frac{2E}{R}e^{-t/(RC)}$$

其波形如图 6-3b 所示。

③ 在电容电压变为零之前晶闸管 VT 被反偏, 如果设此时间为 t_C , 则

$$u_C = 2Ee^{-t_C/(RC)} - E = 0$$

$$t_C = RC \ln 2 = 5 \times 20 \times 10^{-6} \times 0.693s = 69.3\mu s$$

晶闸管关断时间如果小于 $69.3\mu s$, 该电路就能工作。

例 6-4 图 6-4 为升压式斩波电路原理图, $E_b > E_d$, 试说明工作原理。

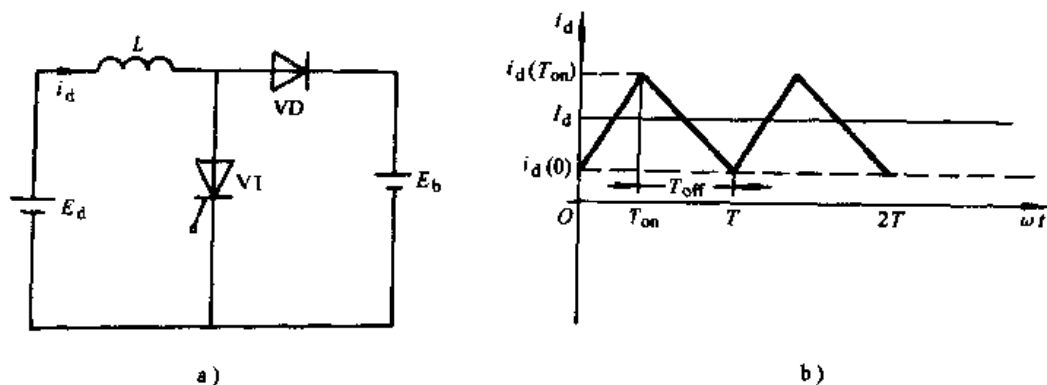


图 6-4 例 6-4 图

解 晶闸管 VT 导通, 则 E_d 、 L 、VT 形成回路, 此时电压方程为

$$L \frac{di_d}{dt} = E_d \quad (1)$$

所以 i_d 按下式增加

$$i_d = \frac{E_d}{L}t + i_d(0) \quad (2)$$

经过 T_{on} 时间后关断晶闸管 VT, i_d 减少, 因 L 产生感应电压, 使 i_d 继续流通, 并给二极管加上正偏压。此时, 电压方程式为

$$L \frac{di_d}{dt} + E_b = E_d \quad (3)$$

所以 i_d 一面按下式减少, 一面从 E_d 流向 E_b

$$i_d = -\frac{E_b - E_d}{L}(t - T_{on}) + i_d(T_{on}) \quad (4)$$

在晶闸管反复导通、截止的稳定状态有

$$i_d(0) = i_d(T) \quad (5)$$

由式②、④得

$$E_d T = E_b T_{off}$$

将式①两边乘以 i_d , 计算 $0 \sim T_{on}$ 期间的能量

$$\begin{aligned} \int_0^{T_{on}} L \frac{di_d}{dt} i_d dt &= \int_0^{T_{on}} E_d i_d dt \\ \frac{1}{2} L [i_d^2(T_{on}) - i_d^2(0)] &= E_b \int_0^{T_{on}} i_d dt \end{aligned}$$

由式③乘以 i_d , 则有

$$\begin{aligned} \int_{T_{on}}^T -L \frac{di_d}{dt} i_d dt &= \int_{T_{on}}^T (E_b - E_d) i_d dt \\ \frac{1}{2} L [i_d^2(T_{on}) - i_d^2(0)] &= (E_b - E_d) \int_{T_{on}}^T i_d dt \end{aligned}$$

从图 6-4b 可以看出

$$\frac{1}{T_{on}} \int_0^{T_{on}} i_d dt = \frac{1}{T_{off}} \int_{T_{on}}^T i_d dt = I_d$$

由上述可得出

$$E_d I_d T_{on} = (E_b - E_a) I_d T_{off}$$

这就说明, 在 T_{on} 期间, 一度存储在 L 中的能量, 在 T_{off} 期间作为 E_b 的充电能量而放出。

例 6-5 图 6-5 为晶闸管的串联谐振式关断电路。为了能使晶闸管关断, 该电路必须进入谐振状态, 为此, 负载电阻 R 应在多少以上? 设 $L=1\text{mH}$, $C=10\mu\text{F}$ 。

解 晶闸管 VT 导通, 并设电容 C 充至 E 以上, 则

$$i_L = i_R + i_C$$

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_R = E$$

$$L \frac{di_L}{dt} + \frac{1}{C} \int i_C dt = E$$

$$\text{谐振条件为 } L^2 - 4LR^2C < 0$$

所以

$$R > \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = 5\Omega$$

例 6-6 如图 6-6 所示, 电阻 R 与斩波器并联为恒流源负载, 现在想无级调节负载的等效电阻值, 设斩波器的导通比 $T_{on}/T = \lambda$, 求 λ 与等效电阻 r 的关系。

解 R 的端电压 e_R , 当 VT 导通时, $e_R = 0$, VT 关断时为 $e_R = RI$, 其平均值 E_R 为

$$E_R = \frac{RI(T - T_{on})}{T} = RI(1 - \lambda)$$

所以等效电阻 r 为

$$r = \frac{E_R}{I} = R(1 - \lambda)$$

使 λ 在 $0 \sim 1$ 间变化, r 就可以在 $0 \sim R$ 之间无级调节。

例 6-7 如图 6-7 所示, 晶闸管 VT 的开关周期 $T=1/300\text{s}$, $T_{on}=T/3$ 时, 求:

- ① 负载的平均电压 U_d 。
- ② 负载的平均电流 I_d 。
- ③ 流过晶闸管的平均电流 I_{dT} 。
- ④ 流过续流二极管 VD 的平均电流 I_{dV} 。
- ⑤ 输入功率 P_i 。
- ⑥ 负载消耗功率 P_R 。

设 $E=100\text{V}$, $L=50\text{mH}$, $R=10\Omega$ 。

解 ① 负载的平均电压 $U_d = \frac{ET_{on}}{T}$

$$E = 100\text{V}, T_{on} = T/3, U_d = \frac{100\text{V}}{3} \approx 33.3\text{V}$$

② 负载电流的平均值

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{33.3}{10}\text{A} = 3.3\text{A}$$

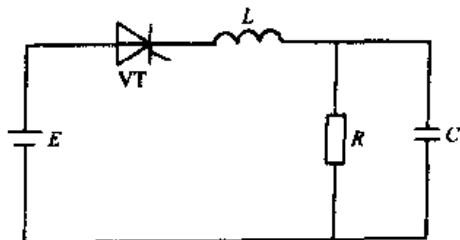


图 6-5 例 6-5 图

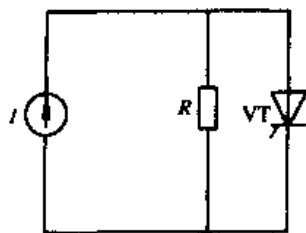


图 6-6 例 6-6 图

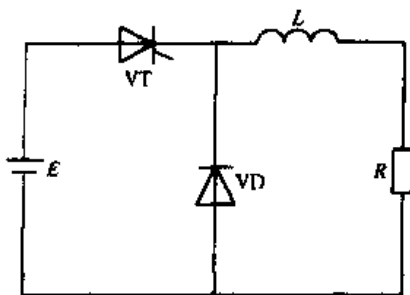


图 6-7 例 6-7 图

③ 流过晶闸管电流的平均值 I_{dT}

$$I_{dT} = \frac{1}{T} \int_0^{T/3} i_T dt = \frac{I_d}{3} = 1.1 \text{ A}$$

④ 流过续流二极管电流的平均值 I_{dD}

$$I_{dD} = \frac{1}{T} \int_0^{2T/3} i_D dt = \frac{2I_d}{3} = 2.2 \text{ A}$$

⑤ 输入功率

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{T/3} E i_T dt = \frac{E}{T} \int_0^{T/3} i_T dt = E I_{dT} = 111.1 \text{ W}$$

⑥ 电阻 R 上消耗的功率 P_R

$$P_R = 111.1 \text{ W}$$

例 6-8 如图 6-7 所示, 对于斩波回路, 电源将流过脉冲电流, 如果电感 L 很大, 试求电源电流的高次谐波分量。

解 当 L 足够大时, 可以认为负载电流是一常数。

$$\text{在 } T_{on} \text{ 期间} \quad i = \frac{ET_{on}}{RT}$$

$$\text{在 } T_{off} \text{ 期间} \quad i = 0$$

假设 $T_{on}/T = \lambda$, 取 T_{on} 的中点为时间轴的原点, 进行傅氏级数展开。周期 T 相当于角度 2π , $T_{on}/2$ 相当于 $\lambda\pi$, 所以开关频率 ($1/T$) 第 n 次谐波分量的幅值 I_{bn} ($b=1, 2, 3, \dots$) 为

$$I_{bn} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\lambda\pi} i \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\lambda\pi} \frac{\lambda E}{R} \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{\lambda E}{R} \frac{2}{n\pi} \sin(n\lambda\pi)$$

故

$$i(\text{高次谐波分量}) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{bn} \cos(n\omega t) = \frac{\lambda E}{R} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin(n\lambda\pi) \cos(n\omega t)$$

例 6-9 图 6-8a 和 b 为两种斩波电路, 设负载电流保持一定, 试比较说明它们的换流工作原理。

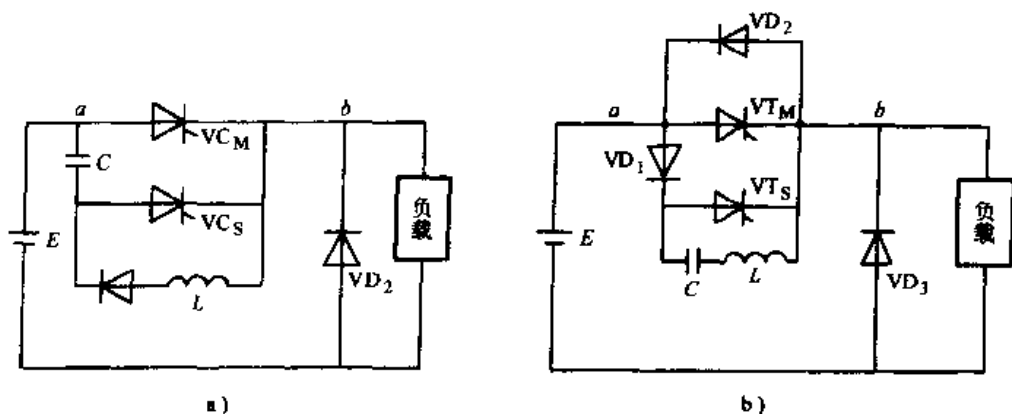


图 6-8 例 6-9 图

解 图 6-8a 的换流方式称为电压换流。首先使 VT_S 导通给电容 C 充电, VT_S 自然关断后, 使 VT_M 导通便开始给负载供电。与此同时, C 的电荷通过 VT_M-L-VD_1 谐振回路放电并反充电。要停止给负载供电时, 使 VT_S 导通即可。此时电容电压作为反压加在 VT_M 上, 使 VT_M 关断, 此后电容电压通过负载放电, 并反向充电至电源电压。而 b 点电位下降为零, 因

而 VD_2 导通流过负载电流。

图 6-8b 的换流方式称为电流换流。电源接通时, 先经过 VD_1-C-L —负载给 C 充电。 VT_M 导通, 开始给负载供电。要关断 VT_M , 可以使 VT_S 导通。此时, C 的电荷经 $C-VT_S-L$ 回路振荡翻转, 然后 VT_S 关断。振荡电流首先通过 VT_M 反向流通, 直到抵消负载电流为止。超过的电流通过 VD_2 流通。这期间, VT_M 被加了反偏压 (VD_2 正向压降) 而关断。

比较以上换流动作可知, VT_M 关断时图 a 是加很大的反向电压, 图 b 则仅仅加 VD_2 的电压降。其次, 图 a 电容的极性开始时被反转, VT_S 导通的同时, VT_M 开始关断, 在图 b 则是 VT_S 导通电容的极性开始反转, 然后再给 VT_M 加反偏压。

例 6-10 在图 6-9 所示的斩波回路中, $E=200V$, $R=10\Omega$, 求 L 、 C 值。其中设主晶闸管 VT_M 的关断时间 t_{off} 为 $80\mu s$, 允许峰值电流为 $40A$ 。

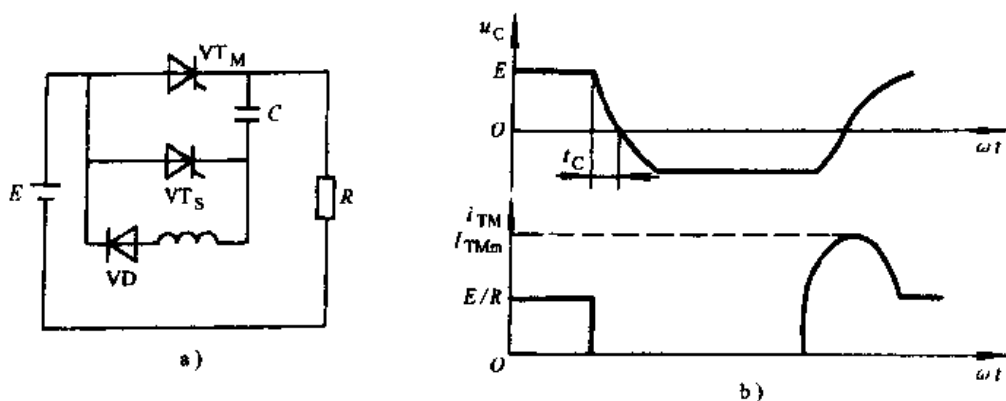


图 6-9 例 6-10 图

解 VT_M 关断时, C 已被 E 按图示极性充电。 VT_S 导通, 则构成 $E-VT_S-C-R$ 的闭合回路, 此时电压方程式为

$$Ri_d + \frac{1}{C} \int i_d dt = E$$

$$\text{又} \quad u_C = E(2e^{-t/RC} - 1)$$

u_C 在变为零之前给 VT_M 加反偏压, 设此反压时间为 t_c , 应有 $t_c \geq t_{off}$, 即 $CR \ln 2 \geq t_{off}$

$$C \geq \frac{t_{off}}{R \ln 2} = \frac{80 \times 10^{-6}}{10 \times 0.693} F = 11.54 \mu F$$

另外, 峰值电流是在 VT_M 导通时流过, 它等于负载电流 E/R 与 LC 谐振电流之和, 即

$$i_{TM} = \frac{E}{R} + E \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \frac{t}{\sqrt{LC}}$$

其最大值 I_{TMm} 为

$$I_{TMm} = \frac{E}{R} + E \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$L \geq \frac{C}{\left(\frac{I_{TMm}}{E} - \frac{1}{R}\right)^2} = \frac{11.54 \times 10^{-6}}{\left(\frac{40}{200} - \frac{1}{10}\right)^2} H = 1.154 \times 10^{-3} H = 1.154 mH$$

例 6-11 在图 6-10a 所示的斩波电路中 (负载换流式), 假设负载电流一定, 试回答以下问题:

① 说明动作原理，并画出波形图。

② 求负载电压的平均值 U_d 。

解 ① 在电容 C 两端电压 u_c 为 $-E$ 时触发晶闸管 VT_1 和 VT_2 。电容器中流过一定的负载电流 I_d ， u_c 按下式直线地被反向充电。

$$u_c = -E + \frac{1}{C} \int_0^t I_d dt = -E + \frac{I_d t}{C}$$

u_c 达到 E ，则 VD 得到正向偏压开始导通。同时 VT_1 、 VT_2 关断。以后触发 VT_3 、 VT_4 时， u_c 的极性改变，重复与触发 VT_1 、 VT_2 时相同的动作，波形如图 6-10b 所示。

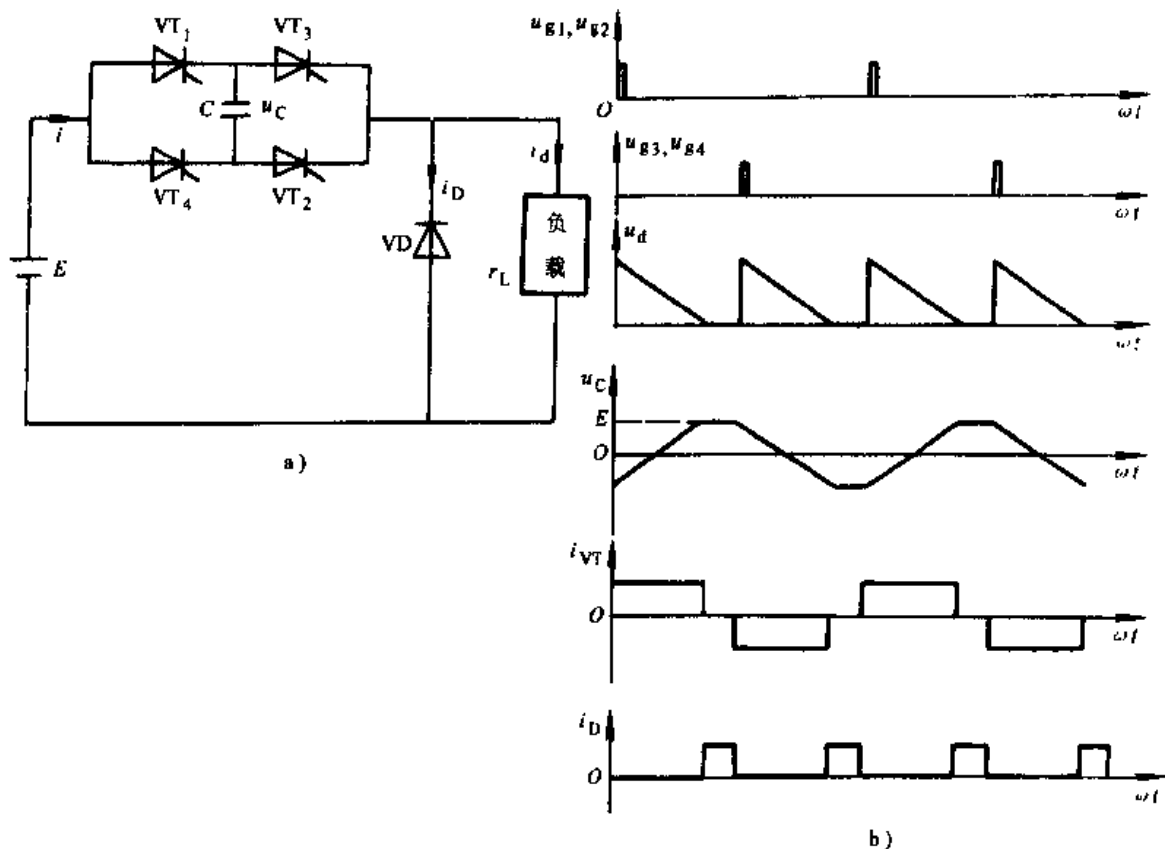


图 6-19 例 6-11 图

② 由图 6-10b 知

$$T_{on} = \frac{2CE}{I_d}$$

由此可见 T_{on} 由 E 、 I_d 、 C 决定。改变周期 T 可控制输出的功率，即以定宽调频式进行控制。此时设 $T=1/f$ 则

$$U_d = E \frac{T_{on}}{T} = ET_{on}f = \frac{2CE^2f}{I_d}$$

③ 由图 6-10b 知

$T_{on}=T$ 时为最大开关频率 f_m

$$f_m = \frac{I_d}{2CE}$$

例 6-12 图 6-11a 是目前作为车辆用斩波器的电路，它是采用逆导晶闸管，设负载电流 I_d

为一定值。

① 说明回路工作原理，并画出 e_{TM} 、 e_{TS} 、 i_{TM} 、 i_{TS} 的波形。

② 说明该电路的特点。

答 ① 逆导晶闸管 VT_M 、 VT_S 未加门极信号时，电容 C 通过 VT_S 被充电，极性如图 6-11a 所示左正右负。 VT_M 导通后再使 VT_S 导通，则 VT_M 中流过负载与电容放电的叠加电流。由于 LC 谐振回路使 i_{TM} 减小，再次变为零时，沿 $E-L-C$ 负载回路电容被充电，供下次换流使用，波形如图 6-11b 所示。

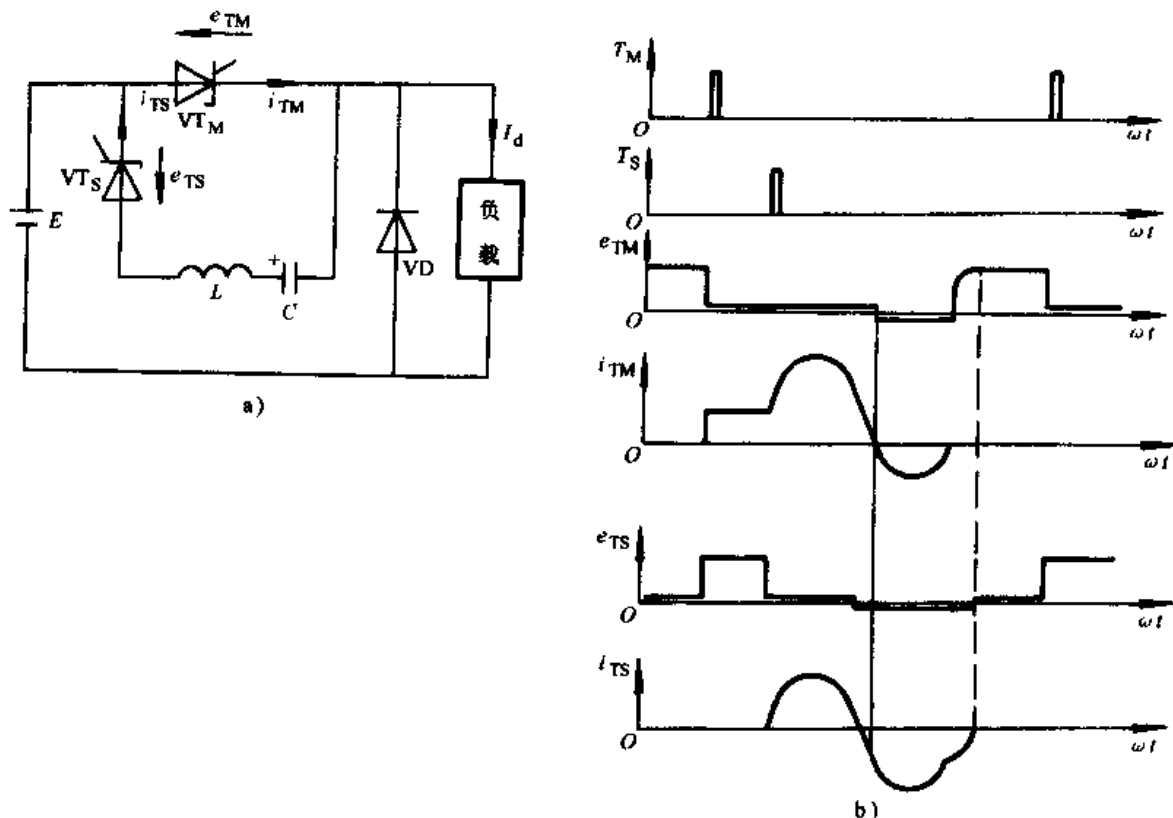


图 6-11 例 6-12 图

② 器件的高耐压化、大容量化容易实现，换流回路简单，可实现开关的高速化，可抑制换流电流的 di/dt ，换流电抗及换流电容可以小型化。

例 6-13 图 6-12 为 TGC-1 型城市电车直流斩波调速主电路。斩波器工作频率为 125Hz。 VT_1 为主晶闸管， VT_2 是辅助晶闸管。试解释电路工作原理。

答 当加上 600V 电压时，对换流电容 C_s 充电到 600V，充电路径为 $E(+)\rightarrow FU\rightarrow VD_1\rightarrow L_0\rightarrow C_s\rightarrow L_s\rightarrow VD_1\rightarrow L\rightarrow M\rightarrow L_d\rightarrow E(-)$ 。这样一个充电电流流经电动机 M ，因电流小，电动机不会旋转。当需要起动电动机时，对主晶闸管 VT_1 加触发脉冲， VT_1 经 L 、 M 形成通路被触发导通，电动机得以旋转。本电路采用定频调宽式。接着触发 VT_2 晶闸管，由于 C_s 已充电为上正下负， VT_2 管受正压导通。 VT_2 导通后，电容 C_s 经 VT_2 、 L_s 回路产生振荡，当 C_s 极性变为下正上负并达到最大时，谐振电流为零， VT_2 自行关断。此时经 VD_1 、 L 、 VD_2 回路继续振荡，使 VT_1 管承受反压而关断。电容 C_s 再次充电为上正下负。接着又触发 VT_1 ，如此循环工作。改变脉宽可对直流电动机进行调速。

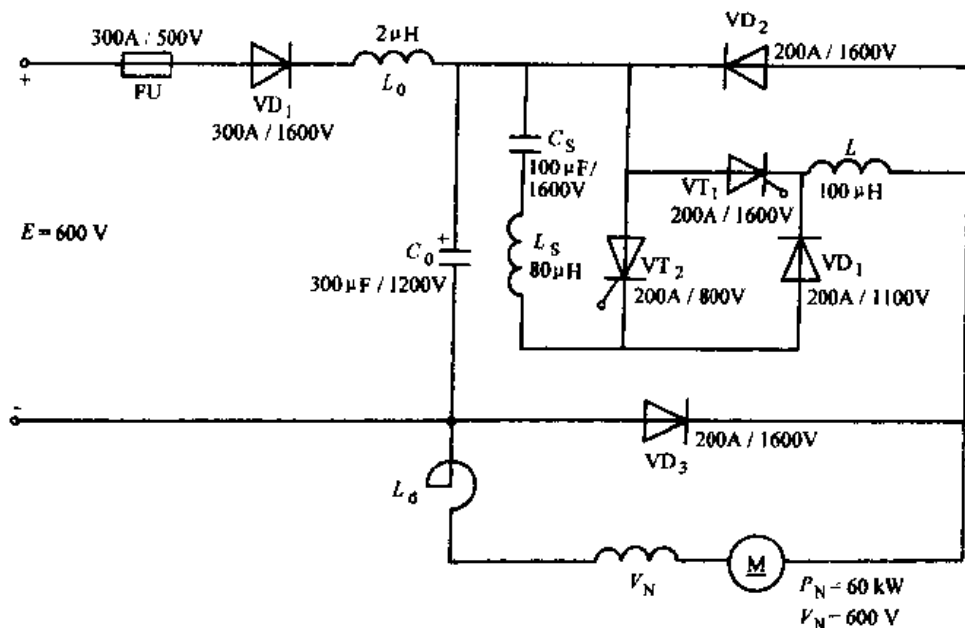


图 6-12 例 6-13 图

VD_3 管在电路中起续流作用。 L_d 为平波电抗器。

L_0C_0 为滤波网络。由于架空线具有一定数量的电感，故当晶闸管关断时， Ldi/dt 引起的过电压会击穿器件和设备。为此，在电源进线处接有吸收电容 C_0 ，以吸收瞬态过程中产生的过电压，并维持电源电压稳定，降低供电网络上的电流脉动分量，同时也为了减少对通信线路的干扰。但接 C_0 后，必须考虑电车行驶时随着离开供电网馈入点距离的不同，线路电感 L 也在变化。 L 与 C_0 组成振荡回路的自振频率为 $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ ，此值也随着 L 的变化而变化，若斩波器工作频率为 f ，则 $f_0 = f$ 时在 L 与 C_0 的振荡回路中会产生类似串联共振的危险现象。这种情况必须避免。其办法就是使 f_0 与 f 失调。为此在进线处再接入一大电感 L_0 。如果电网电感 $L \approx 0$ ， L_0 与 C_0 的振荡频率 f_0 也小于 f 。通常 L_0 和 C_0 振荡回路自振频率 f_0 数值选取大大低于斩波器工作频率 f_0 ，使它离开共振点足够远。

例 6-14 图 6-13a 是 KDSZ 型晶闸管脉冲调速铲车的主电路，图 6-13b 为脉冲图形，试叙述电路调速工作原理。

答 该电路为定宽调频式斩波电路， U_{g1} 、 U_{g3} 为主脉冲，触发 VT_1 、 VT_3 管，同时使单稳电路翻转，延时 $2400\mu s$ 输出一个副脉冲 U_{g2} ，触发晶闸管 VT_2 。当 VT_2 触发导通时，48V 电源经电动机 M 对电容 C 充电，其极性右正左负。接着发出脉冲 U_{g1} 、 U_{g3} 。由于 VT_1 被触发导通，电动机得电转动。由于 VT_3 被触发导通，电容上电压经 VT_3-L-VT_1 放电。半周期后，电容反向充电，出现右负左正，当 C 反向充电到最大值时， $i_{T3}=0$ ， VT_3 关断。当 VT_1 触发延时 $2400\mu s$ 后， U_{g2} 触发 VT_2 导通，此时电容电压反向加到 VT_1 ，迫使 VT_1 关断。所以每周期内， VT_1 固定导通 $2400\mu s$ 。当 U_{g1} 、 U_{g3} 频率低时也就是周期 T 很大时，电动机得电的时间比例很小，平均电压很低，转速也低；当 u_{g1} 、 u_{g3} 周期为 $T=3000\mu s$ 时，电动机转速达到额定转速的 80%。如再要升高转速，只须把 U_{g2} 切断， VT_2 无法导通，致使 VT_1 无法关断，电动机承受 48V 全部电压，转速达到最高值，此种电路在实际使用中，调速平稳，节省电能，工作可靠。

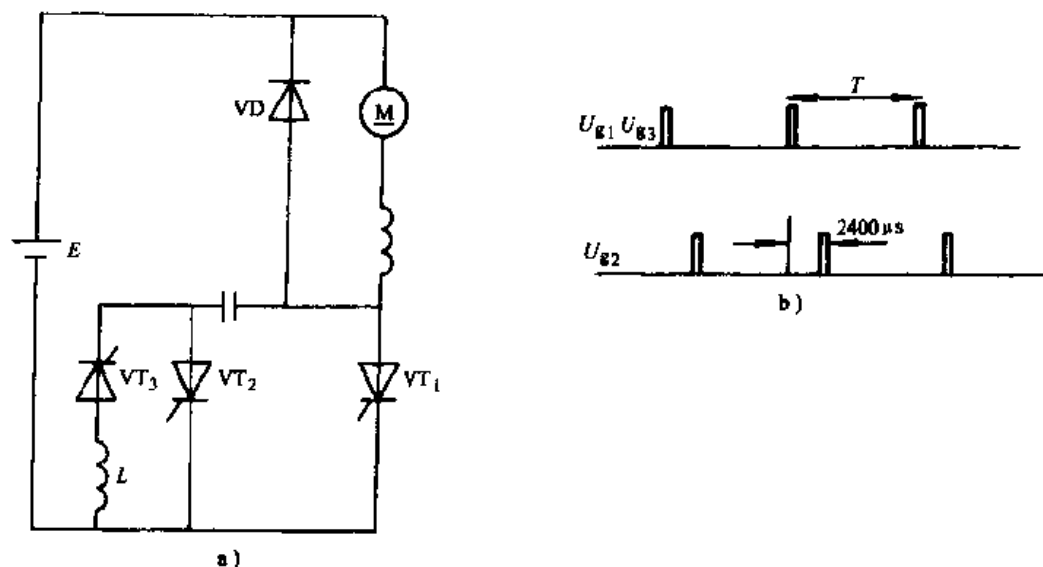


图 6-13 例 6-14 图

练习 题

6-1 直流斩波器有哪几种调制方式？画出不同调制方式的输出电压波形。

6-2 试简要说明逆导晶闸管的基本结构和特性，逆导型斩波器与逆阻型斩波器各有哪些主要优点？

6-3 图 6-14 为某电车斩波器电路，电动机功率为 60kW，电压为 600V，斩波频率为 125Hz，工作方式定为频调宽制，斩波器的最小导通比 $t_r/T=0.1$ ，斩波器不失控的最大负载电流 $I_m=300A$ ，晶闸管的最大关断时间 $t_G=80\mu s$ 。试计算斩波器换流电容 C 、电感 L_1 及反压电感 L_2 的数值，并验算换流电路最大冲击电流 i_{Cmax} 和反压持续时间 t_0 。

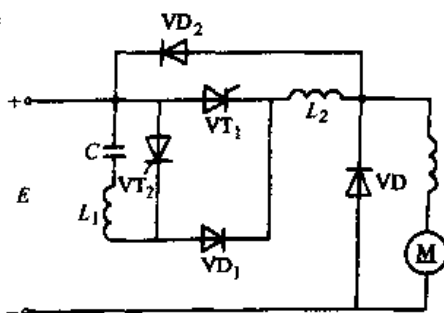


图 6-14 题 6-3 图

6-4 图 6-15 斩波电路，设负载侧滤波电感很大，电源 $E=200V$ ，主晶闸管 VT_1 的关断时间 $t_k=50\mu s$ ，负载电流的最大值 $I_m=50A$ ，试求电容 C 的数值。

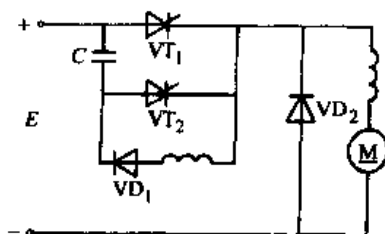


图 6-15 题 6-4 图

6-5 图 6-16 所示的斩波电路，对电阻、电感和反电动势负载供电，其中 $E_1=110V$ ， $R=0.25\Omega$ ， $L=0.2mH$ ， $E_2=40V$ ，斩波周期 $T=2500\mu s$ ，接通时间 $T_1=1250\mu s$ ，试求：输出平均电压和电流 (U_d 和 I_d)；瞬时输出电流的最大和最小值 (I_{dmax} 和 I_{dmin})；按比例画出 u_d 、 i_d 、 i_{T1} 、 i_{T2} 、 i_{D1} 、 i_{D2} 和 i_2 随时间变化的波形。

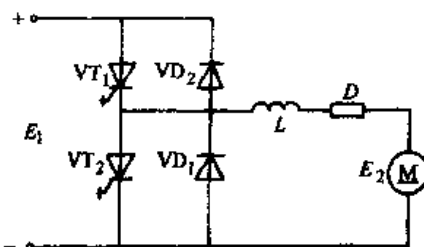


图 6-16 题 6-5 图

6-6 上题中，若 $E_1=110V$ ， $R=0.15\Omega$ ， $E_2=50V$ ， $T=4000\mu s$ ，而 L 足够大，使得 i_d 实际上可认为是一常值，试求：当 $i_d=I_d=100A$ 时，计算接通时间 T_1 ，按比例画出 u_d 和 i_2 随时间变化的波形，并验证输入功率和输出功率相等；当 $i_d=I_d=-100A$ 时，计算接通时间 T_1 ，按比例画出 u_d 和 i_2 随时间变化的波形。

第七章 交流调压

交流开关与交流调压是晶闸管的重要应用。

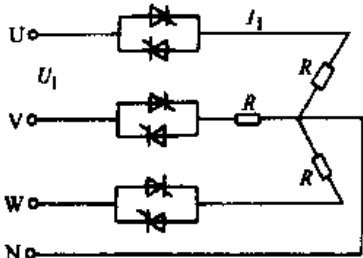
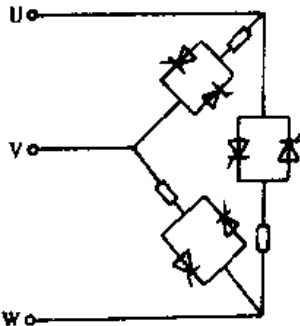
晶闸管交流开关的作用类似普通的接触器，用门极小电流控制阳极大电流的通断，实现了开关的无触点化。

晶闸管交流调压就是改变反并联晶闸管或双向晶闸管的延迟角，从而实现负载的交流调压。

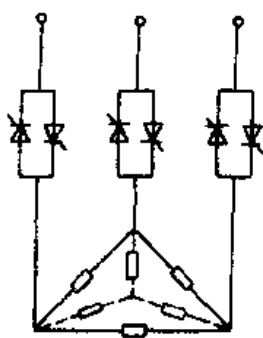
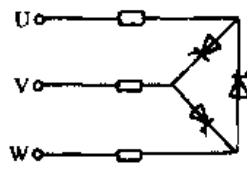
当晶闸管交流调压接电感性负载或通过变压器接电阻负载时，必须防止由于正负半周工作不对称造成输出交流电压中出现直流分量所引起的过电流而损坏设备。带电感负载进行交流调压时，控制角 α 调小到等于负载功率因数角 φ 时，晶闸管就工作于全导通，进一步减小 α 时，若触发脉冲为窄脉冲，就会造成晶闸管工作不对称，这是必须避免的，所以交流调压电路通常都采用宽脉冲触发。

功率较大时，采用三相交流调压。三相交流调压常用的有 4 种接线方式、电路的移相范围、电流计算以及电路特点如表 7-1 所示。

表 7-1 三相交流调压电路

电 路	晶闸管工作 电压峰值	晶闸管工作 电流平均值	控制角 移相范围	线路性能特点
	$\sqrt{\frac{2}{3}} U_1$	$0.45 I_1$	$0^\circ \sim 180^\circ$	因中性线电流大，大容量设备不采用
	$\sqrt{2} U_1$	$0.26 I_1$	$0^\circ \sim 150^\circ$	负载必须分得开，适用于大电流场合

(续)

电 路	晶闸管工作 电压峰值	晶闸管工作 电流平均值	控制角 移相范围	线路性能特点
	$\sqrt{2} U_1$	$0.45 I_1$	$0^\circ \sim 150^\circ$ 宽脉冲 双脉冲	负载可星形或三角形, 输出电压谐波分量与电流谐波分量小
	$\sqrt{2} U_1$	$0.68 I_1$	$0^\circ \sim 210^\circ$	线路简单, 成本低, 要求负载能分得开

交流调压还可以用过零触发来实现。过零触发就是在电压为零附近触发晶闸管导通。在设定的周期内改变晶闸管导通的频率数来实现交流调压或调功率。它的突出优点是克服了通常移相触发产生谐波干扰, 适用于电热负载。

例 7-1 试从电压波形、功率因数、电源容量、设备重量及控制方式等几方面分析比较采用晶闸管交流调压与采用自耦调压器的交流调压有何不同?

答 晶闸管交流调压电路输出电压的波形是正负半波都被切去一部分的正弦波, 不是完整的正弦波, 切去部分的大小与延迟角的大小有关。这种非正弦交流电中包含了高次谐波, 会造成干扰, 如果不采取措施就会影响其它用电设备的正常工作, 这点必须注意。另外, 随着延迟角的增大, 功率因数降低, 因此, 如果输出电流不变, 要求电源容量随之增大, 这是它的缺点。但是晶闸管交流调压设备重量轻, 控制灵敏, 易于实现远方控制和自动调节, 这是它的优点。与此相反, 采用自耦调压器的交流调压, 输出电压不论高低总是正弦波, 不会引起干扰和功率因数降低 (不计本身的励磁功率), 但它的调节方式是机械方式移动碳刷位置, 要实现远方操作和自动调节必须加伺服机构, 比较复杂。

例 7-2 图 7-1a 为单相交流调压电路, 如果负载为电阻性负载, $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$, 延迟角为 α , 试求: ① 负载电压有效值 U_L 。

② 负载功率 P_L 。

③ 电源功率因数。

④ 电源基波功率因数。

解 ① 负载电压 u_L 及负载电流 i_L 波形如图 7-1 所示。

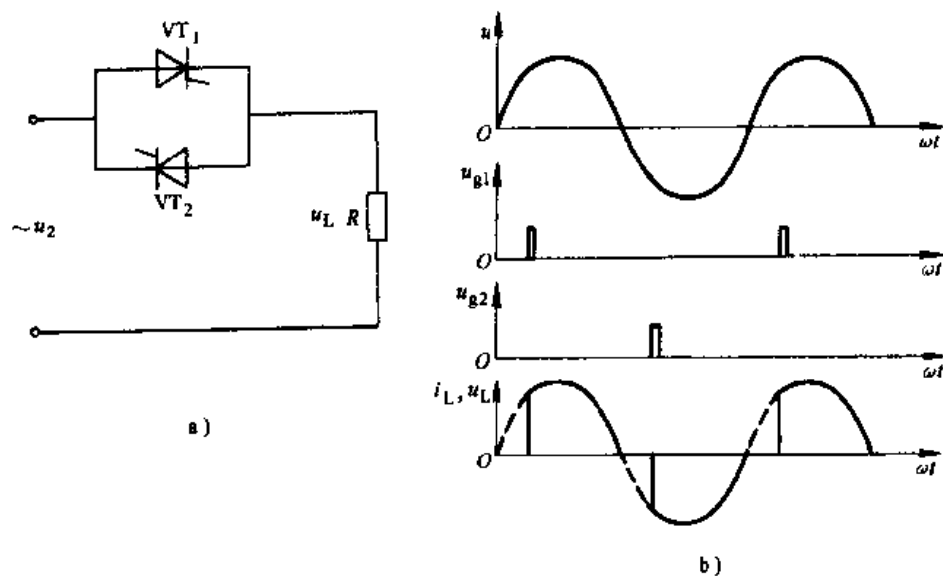


图 7-1 例 7-2 图

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_L^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_a^\pi (\sqrt{2} U_2 \sin \omega t)^2 d(\omega t)} =$$

$$U_2 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

$$\textcircled{2} P_L = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_L i_L d(\omega t) = \frac{U_L^2}{R} = \frac{U_2^2}{\pi R} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)$$

③ 设负载电流有效值为 I_L , 由于它同电源电流相等, 因而有

$$\text{功率因数 } \cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{U_L I_L}{U_2 I_L} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

④ 设负载电流不控时的有效值为 I , 如果只考虑基波成分, 则

$$i_1 = a_1 \cos \omega t + b_1 \sin \omega t \quad (\text{基波})$$

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_L \cos \omega t d(\omega t) =$$

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

$$\frac{\sqrt{2} I}{2\pi} (\cos 2\alpha - 1)$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_L \sin \omega t d(\omega t) =$$

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

$$\frac{\sqrt{2} I}{2\pi} [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha]$$

所以, 基波 i_1 可写成

$$i_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad \varphi_1 = \arctg\left(\frac{a_1}{b_1}\right)$$

$$\text{基波功率因数为 } \cos \varphi_1 = \cos\left(\arctg \frac{a_1}{b_1}\right) = \cos\left(\arctg \frac{\cos 2\alpha - 1}{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}\right)$$

例 7-3 图 7-2a 单相交流调压线路, 如果为感性负载, 试求:

- ① 负载电压波形, 负载电流波形, 晶闸管 VT 两端电压波形。设 $u_2 = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$ 。
- ② 负载电压的有效值。

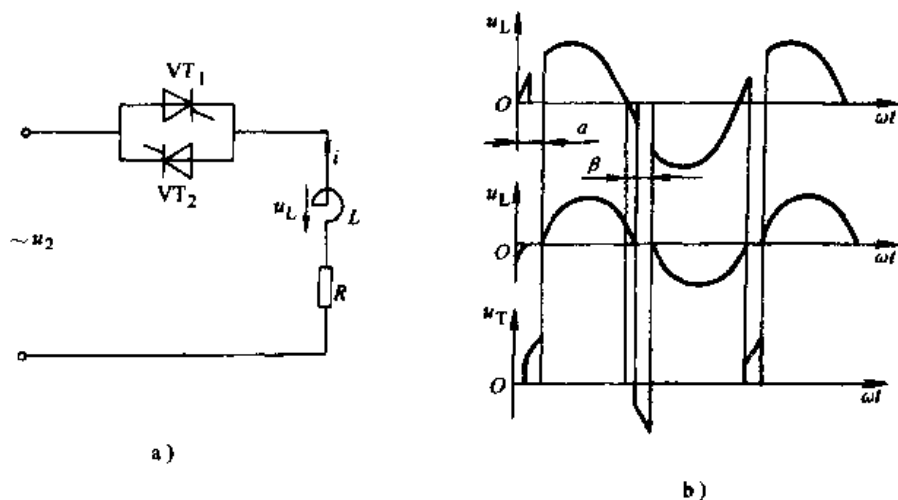


图 7-2 例 7-3 图

解 ① 电感性负载电流落后电压, 所以电压极性改变, 滞后的电流还要继续流通, 设继续流通 β 角, 如图 7-2b 所示。

设 $\omega t = \alpha$ 时, $i_L = 0$, 则 VT₁ 导通时的电压方程为

$$Ri_L + L \frac{di_L}{dt} = \sqrt{2} U_2 \sin \omega t$$

解微分方程并代入初始条件, 则有

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

$$\varphi = \arctg(\omega L/R)$$

VT₁ 和 VT₂ 以 T_1 为周期交替被触发, 所以 $\omega t \geq \pi + \alpha$ 时, $i_L \leq 0$, 即

$$\sin(\pi + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-R(\omega t - \alpha)/(\omega L)} \leq 0$$

$$\sin(\alpha - \varphi) \geq 0, \text{ 因而 } \alpha \geq \varphi$$

$$\omega t = \beta \text{ 时, } i_L = 0$$

$$\sin(\beta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-R(\beta - \alpha)/(\omega L)} = 0$$

由此可以求出关断角 β 。

$\alpha < \varphi$ 时, 晶闸管的导通时间大于 π , 所以用单脉冲控制将作为半波整流电路。如果用宽脉冲 (宽度为半周期) 可以防止这种现象。此时, 晶闸管总是处于导通状态, i_L 为正弦波

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

- ② 负载电压有效值

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_L^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^\beta u_L^2 d(\omega t)} =$$

$$\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} 2U_2^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = U_2 \sqrt{\frac{1}{\pi} [\beta - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\beta]}$$

例 7-4 对于热惯性大的负载,可以采用过零触发控制,若设定周期为 T ,导通时间为 T_{on} ,关断时间为 T_{off} ,试求负载电压有效值 U_L 及负载功率 R_L (见图 7-3)。

$$\begin{aligned} \text{解 } U_L &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} (\sqrt{2} U_2 \sin \omega t)^2 dt} = \\ &= U_2 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} (1 - \cos 2\omega t) dt} = \\ &= U_2 \sqrt{\frac{T_{on}}{T}} \\ P_L &= \frac{U_L^2}{R} = \frac{U_2^2 T_{on}}{R T} \end{aligned}$$

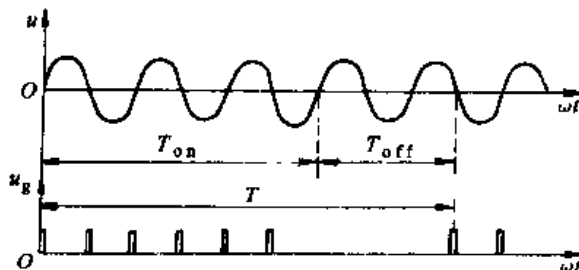


图 7-3 例 7-4 图

例 7-5 如图 7-4 所示单相交流调压电路,采用两只晶闸管相对连结,并增加两个二极管,试叙述其特点。

解 其特点是由于并接了二极管,所以晶闸管不承受反向电压。另外,晶闸管的阴极有公共点,可以简化控制回路,故也不易误触发。

例 7-6 如图 7-5 所示,1 个晶闸管和 4 个二极管组成单相交流调压线路,试分析其工作原理。

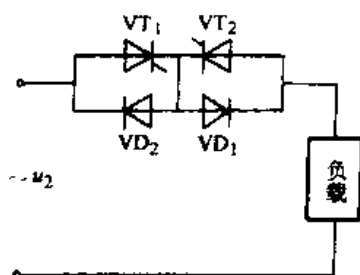


图 7-4 例 7-5 图

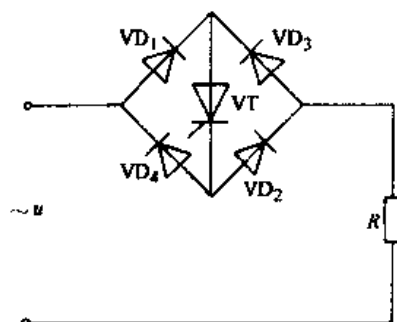


图 7-5 例 7-6 图

解 在图 7-5 中,设电源 u 上正下负,经 VD_1 、 VT (某时刻触发)、 VD_2 ,负载得到截去一部分的正半波电压;设电源 u 上负下正,则经 VD_3 、 VT (某时刻触发)、 VD_4 ,负载得到截去一部分的负半波电压,实现了交流调压。所以晶闸管每个周期工作两次,并且不承受反压。当负载是电感时,因电流波形滞后于电压,晶闸管每半周导电结束立刻加上一正电压,电压上升率较大,容易造成误导通,使电路失去控制,使用时应特别注意。

例 7-7 一台 220V、10kW 的电炉,现采用晶闸管单相交流调压使其工作于 5kW,试求出其延迟角、工作电流以及电源侧的功率因数。

解 电炉是电阻性负载。220V、10kW 的电炉其电流有效值应为 $I = 10000/220A = 45.5A$ 。

因为功率 $P = I^2 R$,若 R 不变,现要求输出功率减半,则应使 I^2 值减小 1/2,故电流数值应减为 $(45.5 \times 1/\sqrt{2}) A = 32.1A$ 。

又因为 $P = U^2/R$,也相当于要求 U^2 的值比 $\tilde{U}^2$ 减小 1/2, $U = 1/(\sqrt{2} \tilde{U})$,故 $\cos \varphi = U/\tilde{U}$

$$=1/\sqrt{2}=0.707。$$

$\alpha=90^\circ$ 时, 功率正好减半。

例 7-8 过零触发控制的单相交流调压, 若 1 个周期导通, 4 个周期关断, 已知电源电压 100V、50Hz 试求输出电压高次谐波。

解 因为电源频率为 50Hz, 所以输出电压的基本频率为 $50\text{Hz}/(1+4)=10\text{Hz}$ 。

如图 7-6 所示, 设 $\omega_0=2\pi\times 10$, 而电源 $u=-100\text{V}\sqrt{2}\sin 100\pi t=-100\text{V}\sqrt{2}\sin 5\omega_0 t$

所以输出为奇函数。

用傅氏级数展开时, $a_n=0$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi/10} -100\sqrt{2}\sin 5\omega_0 t \sin n\omega_0 t d(\omega_0 t) = \\ -\frac{100\sqrt{2}}{\pi} \frac{10}{5^2-n^2} \sin \frac{2n\pi}{10} \quad (n \neq 5)$$

$n=5$ 时用原式重新计算, 则

$$b_5 = -20\sqrt{2}$$

$n=1$ 的基波为 10Hz, 从电源来看为分谐波。

例 7-9 电容起动式单相异步电动机, 仅在起动时电容与辅助绕组连结, 加速后达到同步转速附近时, 利用开关将电容 C 切除。如果采用晶闸管使此开关无触点化, 试说明用一个晶闸管可以完成开关的工作原理, 如图 7-7 所示。

解 电动机起动时, 如果晶闸管门极回路中的开关 S 闭合, 辅助绕组 N_A 内就流过比电源电压超前 φ_A 相位的电流 i_A 。

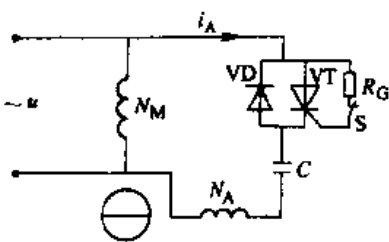


图 7-7 例 7-9 图

电动机的转速接近同步转速时, 晶闸管门极回路中的开关 S 就自动断开, 这样到下半周期二极管流过电流, 电容器被充电至最大值, 电路断开。

例 7-10 图 7-8a 为抽头切换式交流调压线路。当延迟角 α 将变压器二次侧抽头由 2 切换到 1 时。

① 说明电路工作原理和输出波形。

② 求负载 R_L 的有效值 U_L 。

答 变压器二次电压 $u_1 > u_2 > 0$, 在 u_2 过零时使 VT_3 导通, 然后以延迟角 α 触发 VT_1 , 则 VT_3 被加上反电压, 因而关断。这样, VT_1 触发后 $u_L = u_1$, 电阻负载 $\omega t = \pi$, 则 $i_L = 0$, VT_1 关断。此时触发 VT_4 , 负半周也作相同的变化。波形如图 7-8b 所示。

设 $u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t$ $u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$, 则

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^\pi u_2^2 d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} u_1^2 d(\omega t) \right]} = \\ \sqrt{\frac{U_2^2}{\pi} \left(\alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) + \frac{U_1^2}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}$$

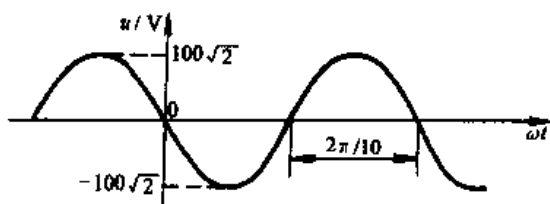


图 7-6 例 7-8 图

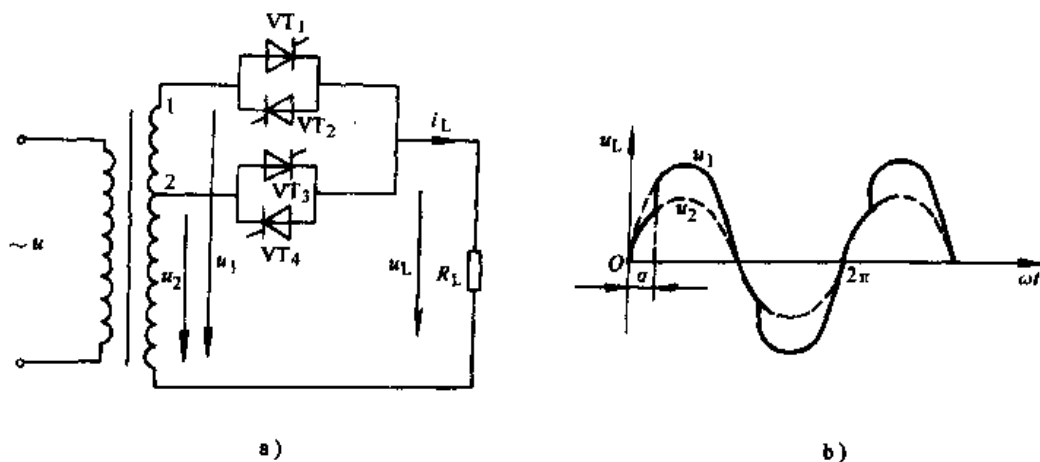


图 7-8 例 7-10 图

电压控制范围为 $U_2 - U_1$ 。这种电路如果增多抽头可进行电压的精密调节, 在改善电源功率因数和降低高次谐波方面都是有用的。

例 7-11 如图 7-9 所示, 单相交流调压, 如果采用具有强迫换流机能的晶闸管, 也会改善电源功率因数及减小高次谐波, 例如采用可关断晶闸管 GTO, 若门极在 $\omega t = \alpha$ 时, 加导通信号, 在 $\omega t = \pi - \alpha$ 时加关断信号, 回答下列问题:

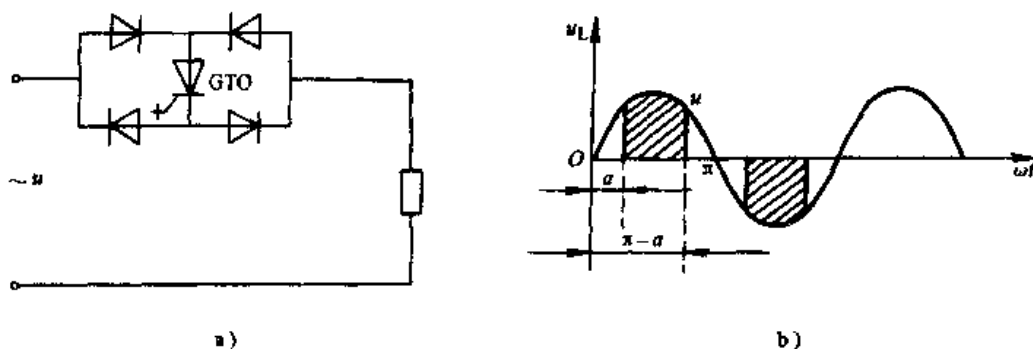


图 7-9 例 7-11 图

- ① 画出负载电压波形。
- ② 求出 u_L 的有效值 U_L 。
- ③ $\alpha = \pi/6$ 时, 求电源功率因数及基波功率因数。

解 ① 输出负载电压波形如图 7-9b 所示, 在 α 时 GTO 导通, $\pi - \alpha$ 时 GTO 关断, 故在负载上是正负半波的前后都被切去了相同的部分。

② 设 $u = \sqrt{2} U \sin \omega t$

$$U_L = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi u^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_\alpha^{\pi-\alpha} u^2 d(\omega t)} = U \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}$$

显然, α 从 $0 \sim \pi/2$ 变化时, 输出电压相应地从 U 到 0 之间变化。

③ 设负载电流有效值为 I_L , 它与电源电流相等, 故

$$\text{功率因数} = \sqrt{\frac{1}{\pi} (\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)}$$

将 $\alpha = \pi/6$ 代入上式, 则功率因数为 0.971。又因 i_L 的基波与 u 同相, 所以不管 α 为何值, 基波功率因数均为 1。

该电路对于感性负载, 因不能供给无功功率, 所以不能用于感性负载。

例 7-12 在例 7-3 中, 若 $U_2 = 220\text{V}$, $L = 5.516\text{mH}$, $R = 1\Omega$, 试求:

① 延迟角移相范围。

② 负载电流最大有效值。

③ 最大输出功率和功率因数。

解 ① 由例 7-3 中可知, 单相调压在电感负载下, 延迟角移相范围为

$$\varphi \leq \alpha \leq 180^\circ$$

$$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R} = \arctan \frac{2\pi \times 50 \times 5.516}{1} = 60^\circ$$

移相范围: $60^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$

② 因 $\alpha = \varphi$ 时, 电流为连续状态, 此时负载电流最大。

$$i = \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$I = \frac{U_2}{Z} = \frac{220\text{V}}{\sqrt{1 + (1.732)^2}\Omega} = 110\text{A}$$

③ 最大功率

$$P = U_2 I \cos \varphi = U_2 I \cos \alpha = (220 \times 110 \times \cos 60^\circ) \text{W} = 12.1\text{kW}$$

$$\cos \alpha = \cos \varphi = \cos 60^\circ = 0.5$$

例 7-13 某单相反并联调功电路, 采用过零触发。 $U_2 = 220\text{V}$, 负载电阻 $R = 1\Omega$, 控制的设定周期 T_c 内, 使晶闸管导通 0.3s, 断开 0.2s, 试计算送到电阻负载上的功率与假定晶闸管一直导通时所送出的功率。

解 负载在全导通时, 送出的功率为

$$P_L = \frac{U_2^2}{R} = \left(\frac{220^2}{1} \right) \text{W} = 48.4\text{kW}$$

负载在导通 0.3s 断开 0.2s 过零触发下, 由例 7-4 中得到的公式

$$\text{负载上的电压有效值 } U_L = U_2 \sqrt{T_{on}/T} = 220\text{V} \sqrt{\frac{0.3}{0.3+0.2}} = 170\text{V}$$

$$\text{负载上的功率 } P_L = \frac{U_L^2}{R} = \left(48.4 \times \frac{0.3}{0.3+0.2} \right) \text{kW} = 29\text{kW}$$

例 7-14 图 7-10 为双向晶闸管的零压开关, 试说明 VT_1 管触发信号随机断开时, 负载能在电源电压波形过零点附近接通电源; VT_1 管触发信号随机合上时, 负载能在电流过零点断开电源。

解 当交流电源为负半周 (下正上负)、 VT_1 晶闸管触发信号随机断开时, VT_1 管无触发信号, 过零时自行关断。在负半周开始, 电源经 $10\text{k}\Omega$ 电阻、二极管 VD_3 、 $1\text{k}\Omega$ 电阻构成通路, $1\text{k}\Omega$ 上的电压 U_{g2} , 触发晶闸管 VT_2 导通。 VT_2 导通后, 电源电压经过负载、双向晶闸管的 A_2 极、门极 G 、二极管 VD_2 和 VT_2 管构成通路, 以 II-方式触发 VT_3 导通。所以在电源负半周

开始能使负载接通电源,起到零电压接通的作用。双向晶闸管 VT_3 导通后, $1\mu\text{F}$ 电容经 $10\text{k}\Omega$ 电阻、二极管 VD_1 、双向晶闸管 VT_3 充电,极性为下正上负。当电源进入正半周, VT_2 阻断, $1\mu\text{F}$ 电容上的电压经 $10\text{k}\Omega$ 电阻、负载、 VT_3 的 A_2 极、门极 G 和二极管 VD_2 放电,以 I -方式触发双向晶闸管 VT_3 导通,负载上得到正半周电压,如此循环,负载上基本得到正弦波电压。

当 VT_1 管的触发信号随机加上时,电源负半周 VT_1 触发导通, VT_2 管触发回路被短接,双向晶闸管 VT_3 在负半周不能触发,电容也无法充电,能保证负载电流过零时双向晶闸管 VT_3 自行关断。

例 7-15 用一对反并联的晶闸管和使用一只双向晶闸管进行交流调压时,它们的主要差别是什么?

答 用一对反并联的晶闸管时,每只晶闸管均有整个半周期处于关断状态。用双向晶闸管时,只有负载电压过零的短暂瞬间才必须关断。双向晶闸管的关断时间是包括元件电流降低到维持电流直到重新加电压超过擎住电流所需电源电压为正的时间,对于电阻负载来说,要满足上述要求比较简单,对于电感性负载,双向晶闸管的换流变得较为困难。

例 7-16 图 7-11 为接成有中性线的星形 (YN) 三交流调压线路。问:① 画出中性线电流波形。② α 为多大时,中性线电流为最大?

解 由于是电阻性负载,中性线中的电流 i_N 为三个相位上互差 120° 的缺角的正弦波电流的叠加。 $\alpha=0^\circ$ 时,中性线电流 $i_N=0$; $\alpha=30^\circ$ 时,延时角不是从自然换相点起算,这一点与可控整流时不一样。在图 7-12a 中, $0\sim t_1$ 区间 U 相无电流,只有 W 相和 V 相有电流,且 V 相电流大于 W 相电流,所以,有差值电流 $(u_V-u_W)/R$ 流过中性线,电流峰值为 $\sqrt{2}U_2/(2R)$ 。 $t_1\sim t_2$ 区间, U 相、 V 相和 W 相均有电流,且三者之和为零,所以流过中性线

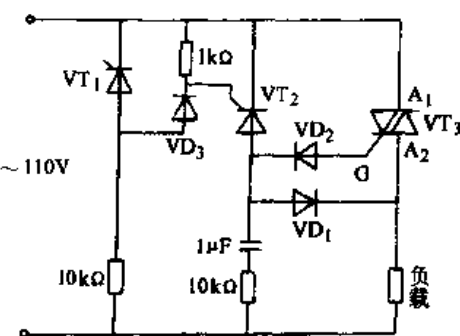


图 7-10 例 7-14 图

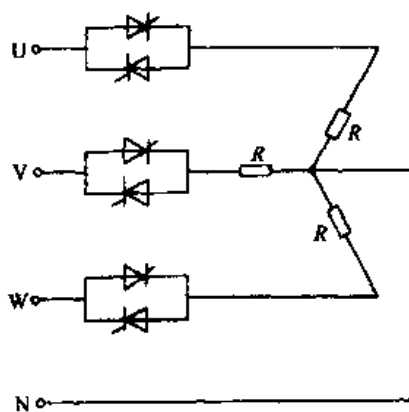


图 7-11 例 7-16 图

电流为零。 $t_2\sim t_3$ 区间, W 相无电流, U 相和 V 相有电流,有差值电流 $(u_U-u_V)/R$ 流过中性线,电流峰值为 $\sqrt{2}u_2/R$ 。 $t_3\sim t_4$ 区间, V 相、 U 相、 W 相电流之和为零,所以流过中性线电流为零。 $t_4\sim t_5$ 区间, V 相无电流, U 相和 W 相有电流,有差值电流 $(u_U-u_W)/R$ 流过中性线,这样,在中性线上,一个周期内有 6 个缺角对应的三角波电流流过。

根据上面的分析,当 $\alpha=60^\circ$ 时,6 个缺角对应的电流连续,并且,峰值可达 $\sqrt{2}V_2\sqrt{3}/2$,如图 7-12b 所示。

当 $\alpha=90^\circ$ 时,中性线电流为最大,如图 7-12c 所示。

当 $\alpha>90^\circ$ 时,由于谐波分量的大小对称于 $\alpha=90^\circ$ 的轴,所以 $\alpha=120^\circ$ 、 $\alpha=150^\circ$ 时的中性线电流与 $\alpha=60^\circ$ 、 $\alpha=30^\circ$ 时的中性线电流数值相等,波形相反。

通过上述分析可知,这种接法由于中性线有较大的谐波电流通过,对线路和电网都带来不利影响,所以在工业上应用较少。

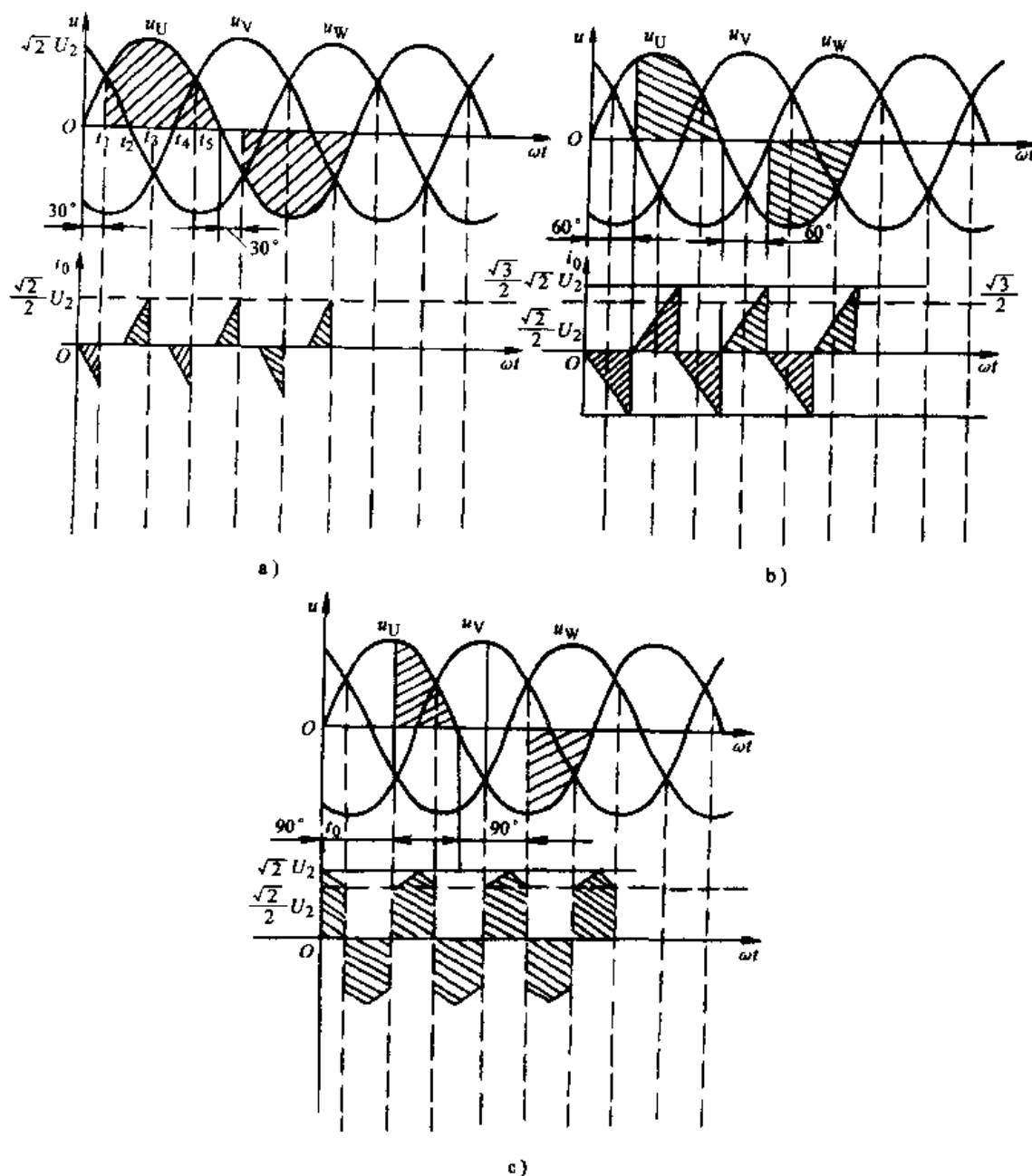


图 7-12 例 7-16 图

例 7-17 图 7-13 是反并联的晶闸管和负载接成内 U 三角形的三相交流调压电路，问：该电路有何优点？

答 该电路实际上也是三个单相交流调压电路。仅仅是把相电压换成线电压，波形是线电压正负半波缺角波。由于接成闭合三角形，所以线电流三次谐波分量为零，这是该电路突出的优点。

例 7-18 图 7-14a 为三相进线由三组反并联晶闸管控制的三相交流调压线路，试画出 $\alpha=60^\circ$ 、 $\alpha=120^\circ$ 时 U 相电流 i_0 的波形。该调压电路的移相范围是多少？

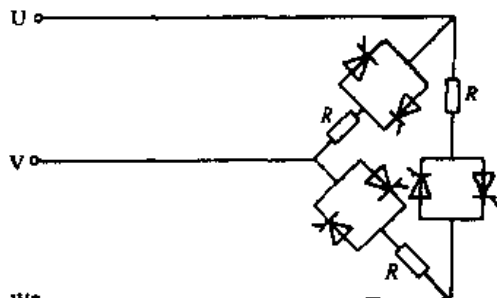


图 7-13 例 7-17 图

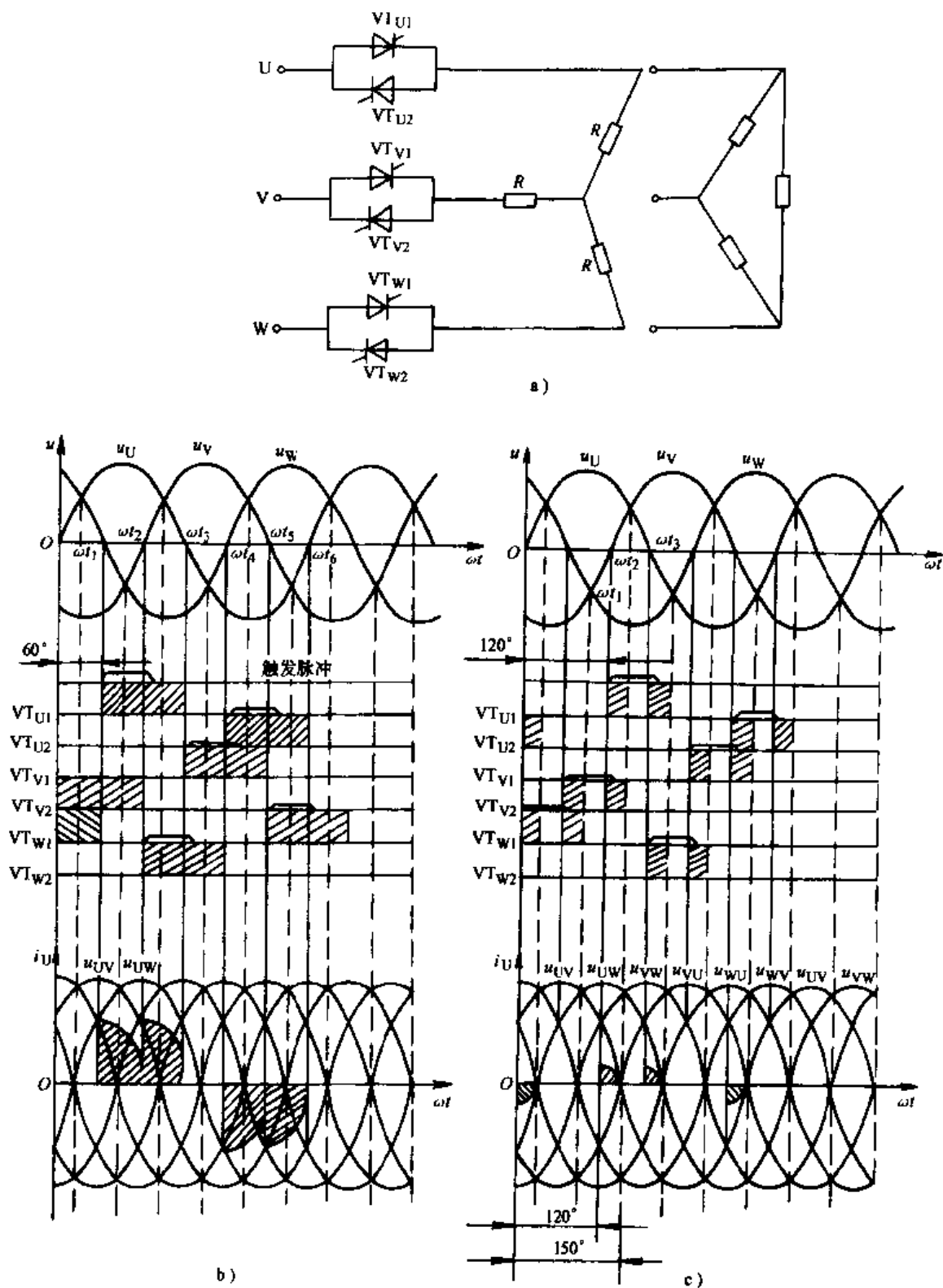


图 7-14 例 7-18 图

解 图 7-14b 是 $\alpha = 60^\circ$ 时 U 相电流波形。V 相和 W 相电流波形与 U 相电流波形一样，仅在相位上互差 120° 。

$0 \sim \omega t_1$ ，U 相两只晶闸管均未导通，所以 $i_U = 0$

$\omega t_1 \sim \omega t_2$ ，在 ωt_1 时刻，对晶闸管 VT_{U1} 加触发脉冲，但此时刻晶闸管 VT_{U2} 已导通了，所

以此时在 u_{UV} 电压作用下形成电流。即, $i_U = u_{UV} / (2R)$ 。

$\omega t_2 \sim \omega t_3$, 在 ωt_2 时刻, 晶闸管 VT_{V2} 已关断, 但此时晶闸管 VT_{W2} 正开始导通, VT_{U1} 的触发脉冲还未消失, 所以此时 VT_{U1} 和 VT_{W2} 导通, 此时在 u_{UW} 电压作用下形成电流, 即, $i_U = u_{UW} / (2R)$ 。

$\omega t_3 \sim \omega t_4$, 在 ωt_3 时刻开始触发 VT_{V1} , 迫使 VT_{U1} 关断, 原因是 $u_U + u_V + u_W = 0$, 三只晶闸管同时导通, 流过每个晶闸管都是相电流, 流过 VT_{U1} 的电流从 $u_{UW} / 2R$ 突变至 u_U / R , 此时 $u_U = 0$, 所以 VT_{U1} 关断。 VT_{U2} 也未导通, 所以 $i_U = 0$ 。

$\omega t_4 \sim \omega t_5$, VT_{U2} 和 VT_{V1} 导通, 此时在 u_{UV} 电压作用下 (u_{UV} 为负), 使 U 相电流反向, 其值为 $i_U = u_{UV} / (2R)$ 。

$\omega t_5 \sim \omega t_6$, VT_{U2} 和 VT_{W2} 导通, 此时在电压 u_{UW} 作用下, 形成反向电流 $i_U = u_{UW} / (2R)$ 。

$\alpha = 120^\circ$ 时波形如图 7-14c 所示, 分析情况与上述一样, 但注意在 ωt_2 时刻, $u_{UV} = 0$, 晶闸管 VT_{U1} 和 VT_{V2} 关断, 可是在 ωt_3 时刻, VT_{U1} 的触发脉冲还未消失, VT_{W2} 的门极开始加触发脉冲, 在电压 u_{UW} 作用下有电流 $u_{UW} / (2R)$ 流过 U 相, 由此可见 $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 区间无电流。

当 $\alpha = 150^\circ$ 时, 各只晶闸管均不能导通, 所以该调压电路移相范围为 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。

例 7-19 用三只晶闸管接于星形负载中点的三相交流调压线路, 如图 7-15 所示。试画出延迟角 $\alpha = 60^\circ$ 、 $\alpha = 120^\circ$ 时的波形, 移相范围为多少?

解 $\alpha = 60^\circ$ 时波形如图 7-15b 所示。

$0 \sim \omega t_1$, 晶闸管 VT_1 和 VT_3 导通, 故 U、V、W 相当于星形中点, 所以 $i_U = u_U / R$ 。

$\omega t_1 \sim \omega t_2$, 仅仅是晶闸管 VT_1 导通, 所以 $i_U = u_{UV} / (2R)$, 由于 ωt_1 时刻 u_W 为零, 所以 VT_3 关断。

$\omega t_2 \sim \omega t_3$, 晶闸管 VT_1 和 VT_2 导通, 所以 $i_U = u_U / R$ 。

$\omega t_3 \sim \omega t_4$, 由于 t_3 时刻 $u_U = 0$, 所以 VT_1 关断, 在 t_1 时刻 VT_3 已关断, 所以 $i_U = 0$ 。

$\omega t_4 \sim \omega t_5$, 晶闸管 VT_2 和 VT_3 导通, $i_U = u_U / R$ 。

$\omega t_5 \sim \omega t_6$, 由于 t_5 时刻 $u_V = 0$, 所以 VT_2 关断, 在此期间仅有 VT_3 导通, $i_U = u_{UW} / (2R)$ 。

$\alpha = 120^\circ$ 的波形如图 7-15c 所示。

以上分析了一相的电流波形, 整个调压输出波形是上述波形一样的互差 120° 的三相波。

电路的移相范围为 210° 。

例 7-20 试分析一下图 7-15a 所示用 3 只晶闸管接于星形负载中点的三相交流调压电路中晶闸管的导通和关断条件。

解 以晶闸管 VT_2 为例分析晶闸管的导通和关断条件。由图 7-15a 可知, VT_2 能导通的条件是 $u_{VW} > 0$ 。由图 7-15d 可知, $0 \sim \omega t$ $u_{UV} > 0$, 此时晶闸管 VT_1 在 u_{UV} 电压作用下导通, VT_1 导通后, u_{UV} 通过两相的负载电阻 R 在 b 点分压, 使 b 点电位为 $u_b = (u_U + u_V) / 2$ (忽略晶闸管的管压降), 由于 $u_U + u_V + u_W = 0$ 可知, 只有当 $u_W < 0$ 时, 才能使得 $(u_U + u_V) > 0$, 亦即 $u_b > 0$, 才能获得 $u_{VW} > 0$, 这时若有触发脉冲, 则 VT_2 被触发导通, 所以晶闸管 VT_2 能被触发导通的起始点为 $u_W < 0$ 处。

晶闸管 VT_2 关断的条件是 $u_{VW} \leq 0$, 当 VT_2 、 VT_3 导通时, 在忽略管压降的情况下, 可看成三相电源向三相平衡负载供电, c 点可以看成负载的中性点即 c 点电位为零, 所以只有当 $u_V \leq 0$ 时, 才有 $u_{VW} \leq 0$, 使 VT_2 处于反偏而关断, 所以 VT_2 的关断点在 u_V 从正下降至零的时刻。

同样分析可知 VT_1 的导通和关断由 u_{UV} 决定, 所以 VT_1 导通起始点为 $u_V < 0$ 处, 关断点

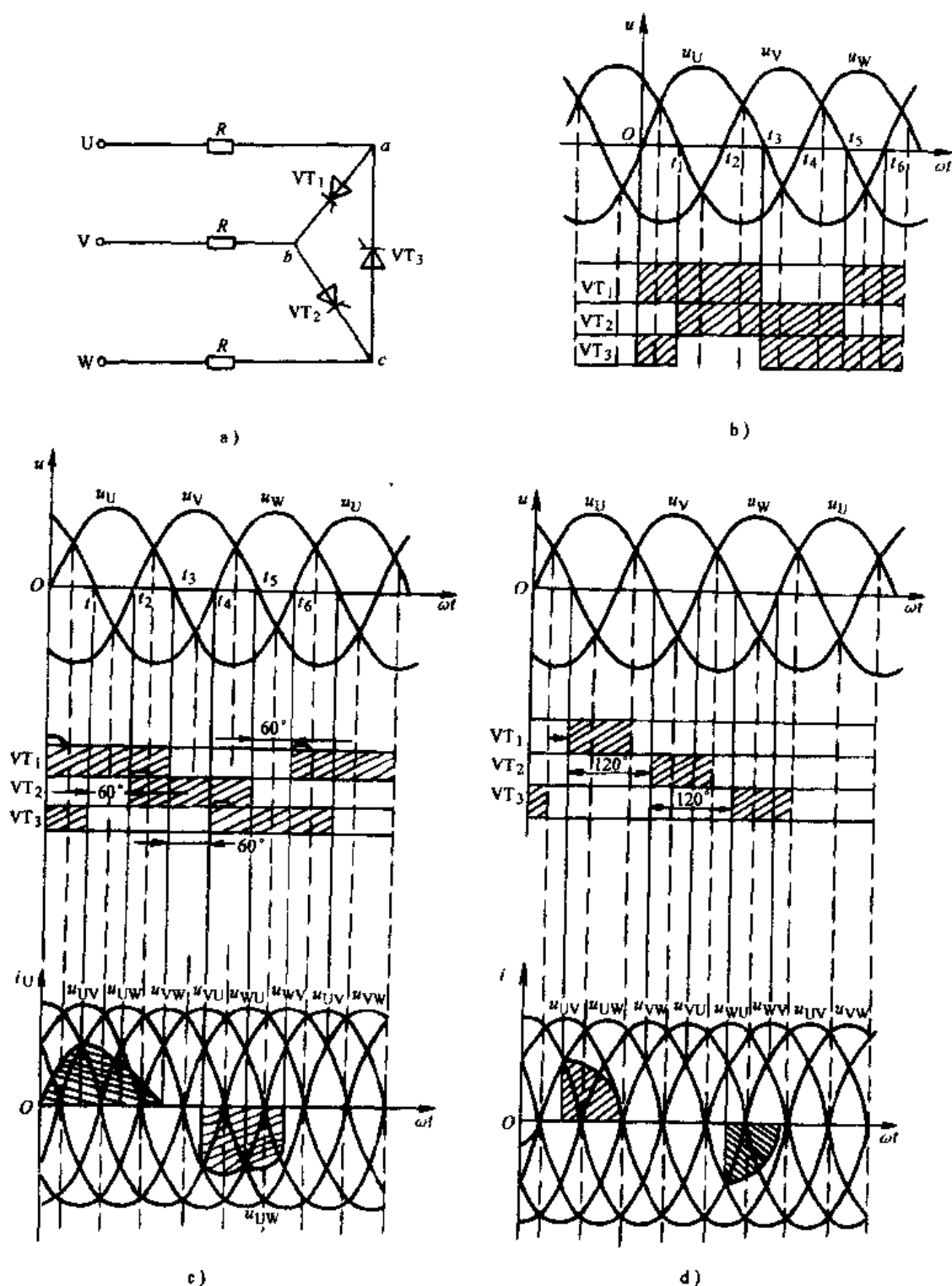


图 7-15 例 7-19 图

为 u_V 从正下降至零的时刻。VT₃ 的导通和关断由 u_{WU} 决定，所以 VT₃ 导通的起始点为 $u_U < 0$ 处，关断点为 u_W 从正下降至零的时刻。

例 7-21 在图 7-14 中，三相进线是由三组反并联晶闸管控制的三相交流调压。如果改用双向晶闸管，电源相电压为 220V，负载为 10kW，试计算所需要的双向晶闸管的额定有效电流值。当仍使用反并联晶闸管时，情况又如何？

解 根据题意, 线电流的有效值同所需要的双向晶闸管的额定有效电流相等, 所以双向晶闸管的额定电流为 $10 \times 10^3 / (\sqrt{3} \times 220) \text{A} = 26.2 \text{A}$ 。

使用两只反并联的晶闸管时, 流过一只晶闸管的电流仅仅是正弦电流的半周期, 所以晶闸管内的电流为 $\frac{26.2}{\sqrt{2}} \text{A} = 18.6 \text{A}$ 。

练 习 题

7-1 双向晶闸管额定电流的定义和普通晶闸管 (KP 型) 额定电流的定义有何不同? 额定电流 100A 的两只普通晶闸管反并联可以用额定电流为多少的双向晶闸管代换?

7-2 双向晶闸管有哪几种触发方式? 一般选用几种? 为何一般不选用 III 触发方式?

7-3 某单相反并联调功电路, 采用过零触发。 $U_2 = 220 \text{V}$, 负载电阻 $R = 1 \Omega$, 控制的设定周期 T_c 内, 使晶闸管导通 0.5s, 断开 0.3s, 试计算送到电阻负载上的功率与假定晶闸管一直导通时所送出的功率。

7-4 图 7-16 为 C650 车床主轴传动无触点可逆控制电气原理图, 试分析其工作原理。

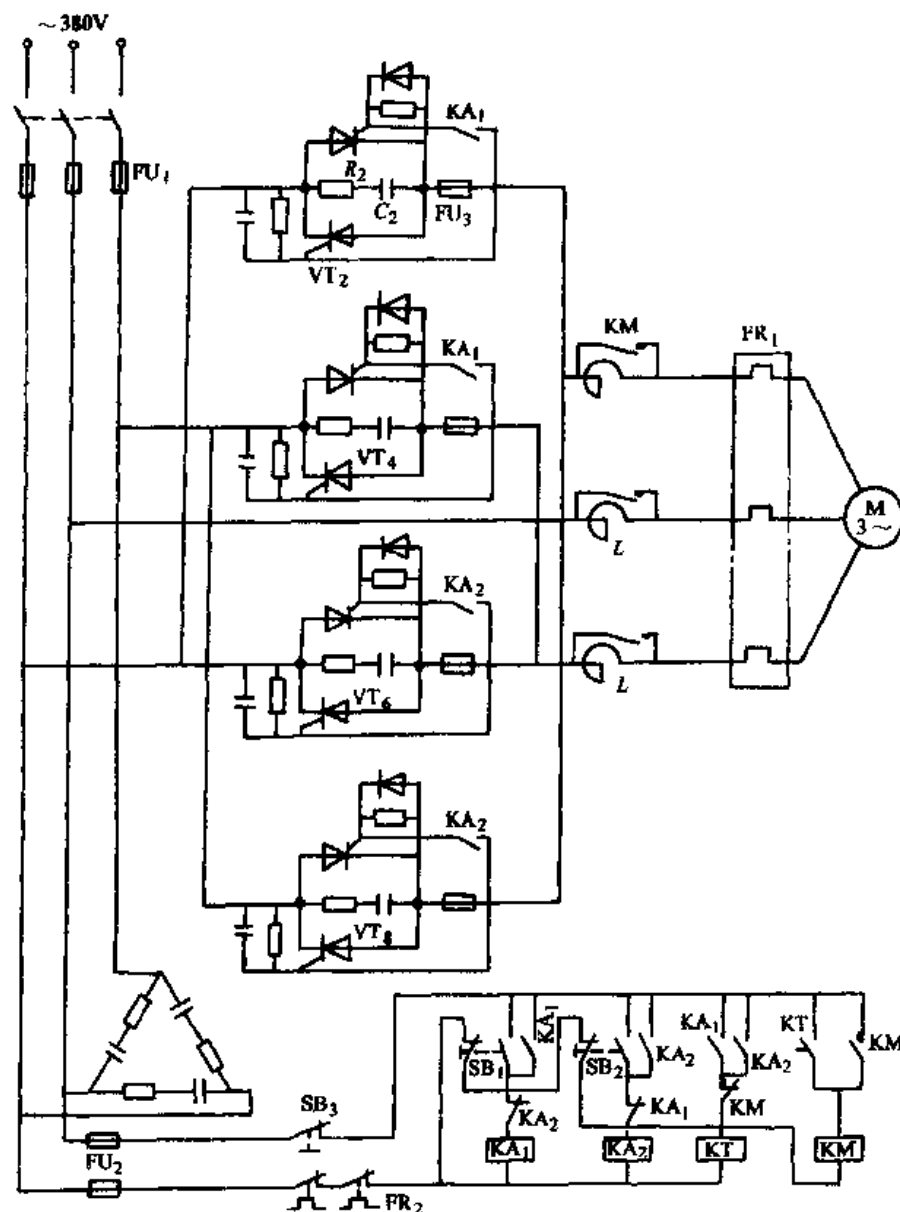


图 7-16 题 7-4 图

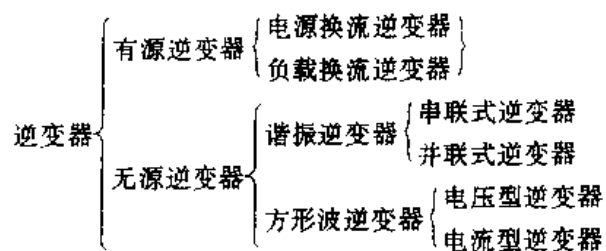
第八章 逆变电路

把直流电变成交流电的电路称为逆变电路。很多情况下,同一套晶闸管电路既可作整流,又能作逆变,这种装置通常称变流装置或变流器。

变流器工作在逆变状态时,如果把变流器的交流侧接到交流电源上,把直流电逆变为同频率的交流电反送到电网去,叫做有源逆变。如果变流器的交流侧不与电网连接,而直接接到负载,把直流电逆变为某一频率或可调频率的交流电供给负载,则叫做无源逆变。

逆变电路中,晶闸管在正向直流电压下工作,触发导通比较容易,而关断晶闸管却不像整流那样简单。交流电压有过零反向的时候,而在直流电压时必须采取另外关断措施。因此逆变器能否正常工作的关键是如何保证晶闸管可靠关断。在电路中通常利用电容的充放电或电容、电感的振荡作用,使得晶闸管两端出现短时间的反向电压,强迫晶闸管关断。因此,电路中的换向电容与换向电感是十分重要的。对于换向电容和换向电感参数的计算原则是使晶闸管承受反向电压的时间能保证晶闸管可靠关断,即反向电压维持的时间大于晶闸管的关断时间。

下面是逆变器的分类:



例 8-1 区别下列概念:

① 整流与待整流。② 逆变与待逆变。

答 ① 整流与待整流。延迟角 α 在整流工作区,即 $\alpha < \pi/2$,晶闸管桥路起可控整流作用,将交流能量转化为直流能量供给负载,这种状态称为整流。由于直流输出端存在反电动势,但其值大于直流输出电压,即 $|E_D| > U_d$,所以整流电流 $I_d = 0$,电路无法实现能量转换。一旦 $U_d > E_D$,桥路立即进入整流状态,所以称待整流状态。

② 逆变与待逆变状态。当延迟角 α 在逆变工作区,即 $\alpha > \pi/2$ 或 $\beta < \pi/2$ 时,负载端有供给直流能量的电源,且其值大于 $|U_d|$,则可控桥路将直流能量返送交流电网,桥路工作在逆变状态。上述状态下,当 $E_D < |U_d|$ 时, $I_d = 0$,桥路无法实现能量转换,此时桥路称为待逆变状态。

例 8-2 电压型逆变器与电流型逆变器各有何特点?

答 电压型逆变器为直流电源经大电容滤波吸取无功功率,因此直流电源可近似看作恒压源。输出电压为矩形波,输出电流近似正弦波,它抑制浪涌电压能力强,频率可向上向下调节,效率高,适用于负载比较稳定的运行方式。

电流型逆变器为直流电源经大电感滤波,可近似看作恒流源,输出电压为正弦波,电流

为矩形波,抑制过电流能力强,特别适用于频繁加减速的起动型负载,对笼型、绕线转子电动机的变频调速均适合,效率大于 0.9,成本较低。

例 8-3 下列各种变流装置中,能用于有源逆变电路的,在括号中画“√”,不能用的画“×”。

- ① 单相双半波可控整流电路。(√)
- ② 接续流二极管的单相双半波可控整流电路。(×)
- ③ 单相全控桥式整流电路。(√)
- ④ 单相半控桥式整流电路。(×)
- ⑤ 三相半波可控整流电路。(√)
- ⑥ 带续流二极管的三相半波可控整流电路。(×)
- ⑦ 三相桥式全控整流电路。(√)

例 8-4 在图 8-1 中标明 U_d 、 E_D 及 i_d 方向。并指出 E_D 与 U_d 的大小关系,当 α 和 β 最小值均为 30° 时, α 的取值范围为多少?

解 图 8-1a 是整流—电动机状态, U_d 、 E_D 及 i_d 的方向已标在图 8-1a 中,且 $U_d > |E_D|$; 图 8-1b 是逆变—发电机状态, U_d 、 E_D 及 i_d 的方向已标在图 8-1b 中,且 $|U_d| < E_D$ 。

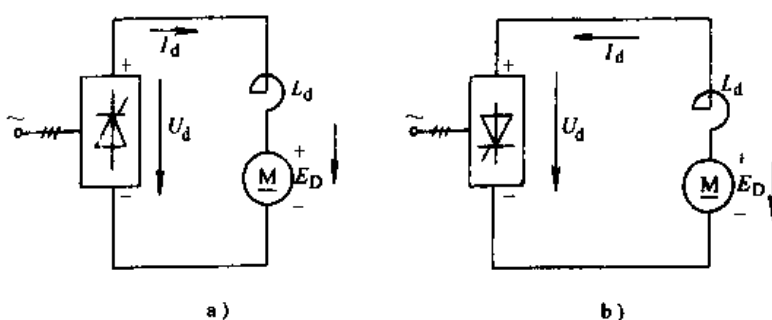


图 8-1 例 8-4 图

a) 整流—电动机状态 b) 逆变—发电机状态

当 $\alpha = 30^\circ$ 、 $\beta = 30^\circ$ 时,三相可控电路时,则 α 的取值范围是 $30^\circ \sim 150^\circ$,即移相范围要求 120° 。

例 8-5 试从图 8-2 电压波形来分析,例如 u_d, i_d 三相半波逆变电路,当电抗器 L_d 的电感量不够大时,则在 $\alpha = \pi/2$ 时,输出电压的平均值将大于零,电动机会爬行。

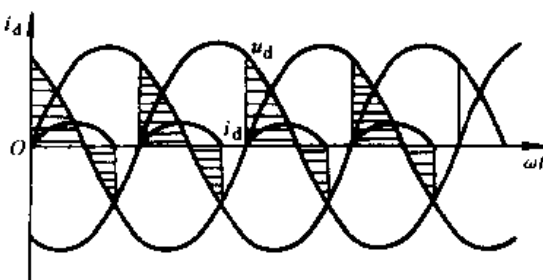


图 8-2 例 8-5 图

解 从波形图中可见,由于 L_d 不是足够大,在 u_a 为负压时,不能维持晶闸管导通到下一管子被触发而关断。因此 u_d 波形的正面积大于负面积,使 $U_d > 0$,所以产生 I_d ,流过电动机,产生力矩使电动机爬行。

例 8-6 图 8-3a 电路工作在逆变状态,某晶闸管两端电压波形如图 8-3b 所示,试指出这是第几只晶闸管两端的电压波形? α 、 β 为何值?

答 从图 8-3b 的波形可以看出, $\alpha = 150^\circ$ 、 $\beta = 30^\circ$,且图中波形为晶闸管 VT_2 两端的电压波形。

例 8-7 上题中,由于某种原因, VT_2 管的触发脉冲 u_{g2} 丢失,电路会出现什么情况?试画出负载端电压波形并进行分析。

解 t_2 时刻, u_{g2} 脉冲丢失,晶闸管 VT_2 无法导通, VT_1 也无法关断,所以 u_d 电压沿着 u_U

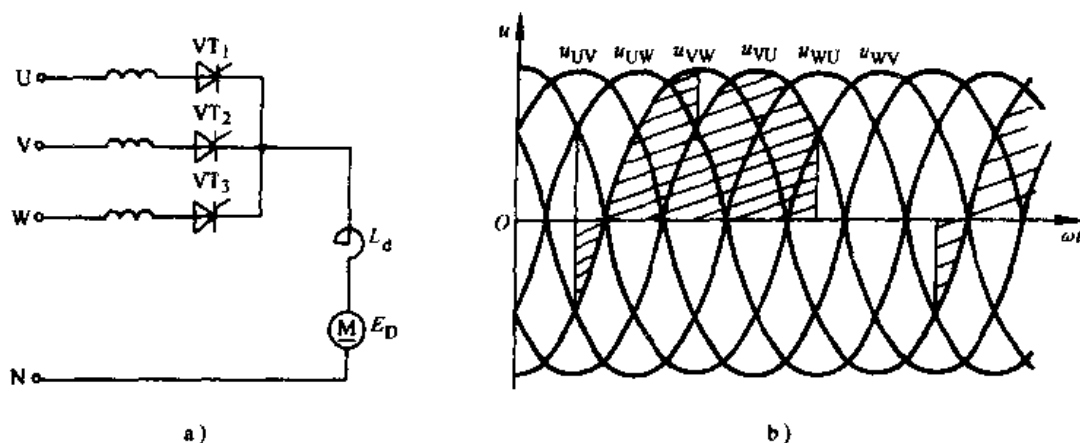


图 8-3 例 8-6 图

变化。 t_3 时刻, VT_3 管触发,但由于 t_3 时刻 $u_U > u_W$, VT_3 无法导通,仍为 VT_1 导通,所以是 u_d 沿着 u_U 变化。 t_4 时刻, u_{g1} 对已导通的 VT_1 管不起作用,直至 t_5 时刻才从U相换到V相,所以丢失一个脉冲 u_{g2} 的波形如图8-4所示。

从上面分析可知, u_d 电压由负变正,使 u_d 与 u_s 反电动势 E_L 顺极性串联,而且回路的总有效电阻又很小,容易引起晶闸管的过电流而烧坏管子,因此逆变状态下不允许丢失脉冲。

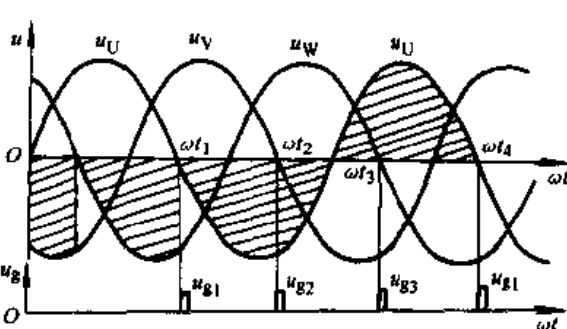


图 8-4 例 8-7 图

例 8-8 直接由三相交流电网供电的卷扬机负载调速电路,如图8-5a所示。在重物下降时, $E_D=140V$, $R_s=1\Omega$,当 $\beta=\pi/3$ 时能实现有源逆变,试求:

- ① 电动机处于什么工作状态? 晶闸管电路处于什么工作状态? 流过电枢电流是多少?
- ② 画出 u_d 与 i_d 波形,如果不计变压器漏抗,并假定电感 L_d 足够大,标出 i_{T1} 、 i_{T2} 和 i_{T3} 。
- ③ 若使电路逆变角 β 突然增大,电动机转速如何变化? 说明变化过程。

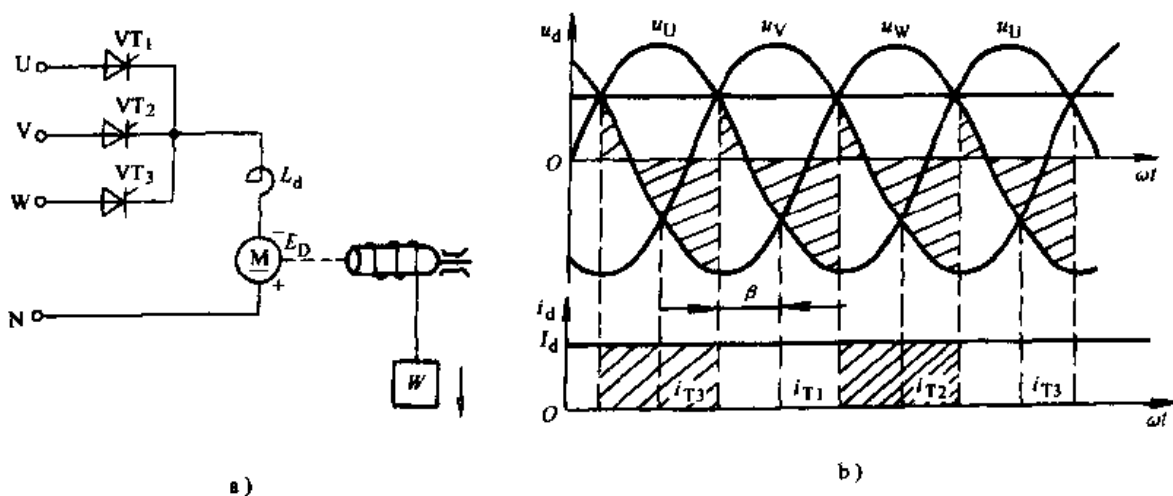


图 8-5 例 8-8 图

解 ① 电动机处于发电制动状态,晶闸管电路处于有源逆变工作状态,电枢电流 $I_d =$

$$(U_d - E_D) / R_s = (-1.17U_2 \cos \beta - E_D) / R_s = 11 \text{ A}.$$

② u_d 、 i_d 及 i_{T1} 、 i_{T2} 和 i_{T3} 波形如图 8-5b 所示。

③ 逆变角 β 突然增大时, $|U_d| = |-1.17U_2 \cos \beta|$ 也下降, 而电动机因机械惯性转速来不及改变, 所以反电动势 E_D 不变, 则流过电动机电流 I_d 增大, 电动机工作在发电制动状态的电磁转矩 $T = G_T \Phi I_d$ 增大, 所以引起电动机转速下降。当转速 n 下降到一定值时, 即反电动势 E_D 达到一定值时, 使 $I_d = (U_d - E_D) / R_s$ 恢复到原值, 重新使电动机轴上转矩平衡, 电动机以较低的转速使重物恒速下降。

例 8-9 对改进型桥式并联逆变器, 负载两端并联电容起什么作用?

答 ① 并联电容和负载振荡于逆变器的工频, 使输出电压为正弦波, 并能送出一定频率的交流功率。

② 用并联电容补偿电感性负载的无功功率。

③ 使逆变负载为容性, 输出电流 i_o 超前输出电压 U 一个 φ 角, 保证正常换流。

例 8-10 改进型桥式并联逆变电路, 为了保证可靠换流, 必须有足够长的触发引前时间 t_f , 为什么?

答 因为触发引前时间 t_f 必须大于晶闸管换流时间 t_r 、晶闸管关断时间 t_{re} 及留一定裕量, 所以必须有足够长的触发引前时间 t_f 。例如, 在 1000Hz 中频电源中, t_f 通常不小于 $100\mu\text{s}$ 。

例 8-11 如图 8-6 所示的有源逆变电路, 为了加快电动机的制动过程, 增大电枢电流, 应如何调节 β 角? 为什么? 电枢电流增大后, 换相重叠角是否会加大? 这是否会造成逆变失败?

解 因为 $I_d = (U_d - E_D) / R_s$, 在有源逆变条件下, $I_d = [-U_{d0} \cos \beta - (-E_D)] / R_s = (E_D - U_{d0} \cos \beta) / R_s$, 所以电动机工作在发电制动状态。

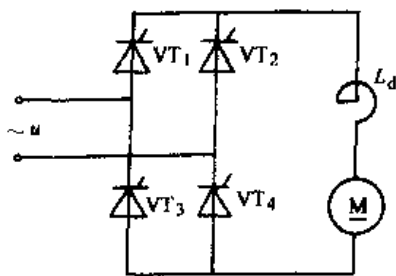


图 8-6 例 8-11 图

为了加快电动机制动过程, 增大 I_d , 必须使 β 增大。又知 $\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = I_d X_B / (\sqrt{2} U_2 \sin \pi / m)$, 所以当制动电流 I_d 增大时, 换向重叠角 γ 亦增加, 当 β 增大超过一定数值, 加上换向重叠角 γ 的增大, 可能会造成逆变的失败。

例 8-12 在图 8-6 单相全控桥式整流电路中, 当 $\alpha > 90^\circ$ 时, 若直流侧直流电动机取走, 而代之以一个电阻, 晶闸管的导通角还能达到 180° 吗? 晶闸管的输出平均电压还能出现负值吗?

答 不能。因为实现有源逆变不可缺少的条件是必须具有对晶闸管是正向的直流电源, 当用电阻取代电动机后, 在 $\alpha = 90^\circ$ 时 $U_d \approx 0$, 而 $\alpha > 90^\circ$, U_d 保持等于零, 电流出现断续, 不可能使直流平均电压出现负值。

例 8-13 在图 8-6 单相桥式全控整流电路, 若 $U_2 = 220\text{V}$, $E_D = 100\text{V}$, $R_s = 2\Omega$, 当 $\beta = 30^\circ$ 时, 能否实现有源逆变? 为什么? 画出这时的电流电压波形图。

$$\begin{aligned} \text{解} \quad U_d &= -0.9U_2 \cos \beta = -0.9 \times 220\text{V} \times \cos 30^\circ = -171.4\text{V} \\ E_D &= 100\text{V} < |U_d| \end{aligned}$$

所以无法实现有源逆变。波形如图 8-7 所示。

例 8-14 如图 8-6 所示电路, $U_2 = 220\text{V}$, $E = 120\text{V}$, $R_s = 1\Omega$, 当 $\beta = 60^\circ$ 时, 能否实现有源逆变? 求这时电动机的制动电流多大? 并画出这时的电压、电流波形。

$$\text{解} \quad U_d = -0.9U_2 \cos \beta = -0.9 \times 220\text{V} \times \cos 60^\circ = -99\text{V}$$

因为 $E_D = 120V > |U_d| = 99V$, 所以电路可以实现有源逆变。

$$\text{制动电流} \quad I_d = \frac{-99 - (-120)}{1} A = 21A$$

电压、电流波形图如图 8-8 所示。

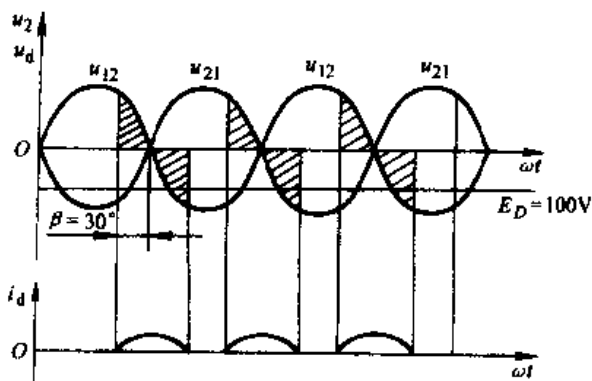


图 8-7 例 8-13 图

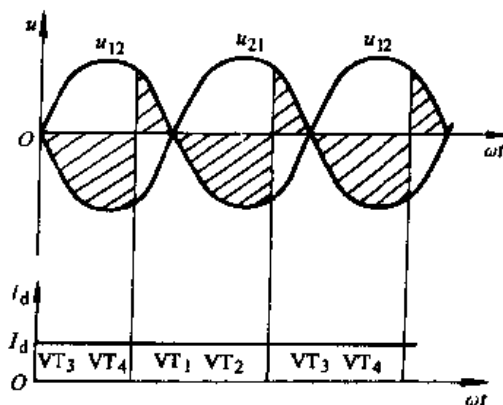


图 8-8 例 8-14 图

例 8-15 如图 8-9 所示电路, $U_2 = 100V$, $E_D = 30V$, $R_s = 1\Omega$, L_d 足够大, 能使电流连续, 试问, $\alpha = 90^\circ$ 时, I_d 为何值? 如若 $\beta = 60^\circ$, 问这时电流 I_d 多大? 为什么?

解 三相半波可控整流电路中 $U_d = -1.17U_2 \cos \beta = -1.17 \times 100V \times \cos 90^\circ = 0$

所以, $I_d = (U_d - E_D) / R_s = 0 - (-30) / 1A = 30A$

当 $\beta = 60^\circ$ 时

$$U_d = -1.17U_2 \cos 60^\circ = -58.5V$$

由于 $E_D = 30V < |U_d| = 58.5V$, 所以 $I_d = 0$, 电路不能工作在有源逆变状态, 而是一种待逆变状态。

例 8-16 图 8-10a 所示电路是单相桥式可控反并联可逆电路, 工作于 $\alpha_1 = \beta_1$ 工作制。若直流控制信号为零时, $\alpha_1 = \beta_1 = 90^\circ$, 求当 $\alpha = 45^\circ$ 时, 1 号晶闸管与 1' 号晶闸管的触发脉冲相位差是多少? 并画出这时两组晶闸管整流装置的电压波形。

解 从图 8-10b 的波形图可以看出, 1 号晶闸管和 1' 号晶闸管相位相差 90° 。

例 8-17 图 8-10a 所示的晶闸管反并联可逆电路, 如果已知 $\alpha_1 = \beta_1 = 40^\circ$, 试判断 I 组、II 组晶闸管各处于什么工作状态?

答 由 $\alpha_1 < 90^\circ$, 所以 I 组晶闸管处于整流状态, II 组晶闸管桥路处于待逆变状态。

例 8-18 某三相全控桥式晶闸管反并联可逆电路, 向 $10kW/220V/55A$ 、 $1350r/min$ 、极对数 $p=2$ 的直流电动机供电 (取 $K_D=8$)。已知整流变压器二次相电压为 $127V$ 。要求当流过电动机电流大于 $3A$ 时, 电流波形连续。求均衡电抗器及滤波和保证电流连续的电抗器的电感量。

解 设变压器的短路电压标么值为 $U_{sh}^* = 0.05$

$$\text{所以变压器的漏电感} \quad L_T = K_T \frac{U_{sh}^* U_2}{I_d} = 3.9 \frac{0.05 \times 127}{55} mH = 0.45mH$$

$$\text{取环流} \quad I_r = I_d 10\% = 10\% \times 55A = 5.5A$$

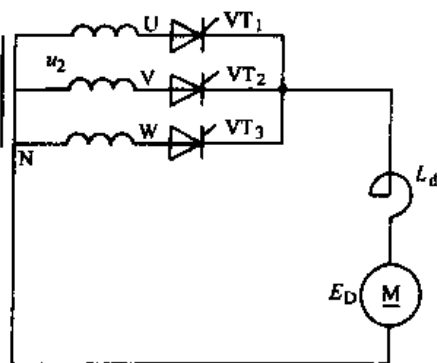


图 8-9 例 8-15 图

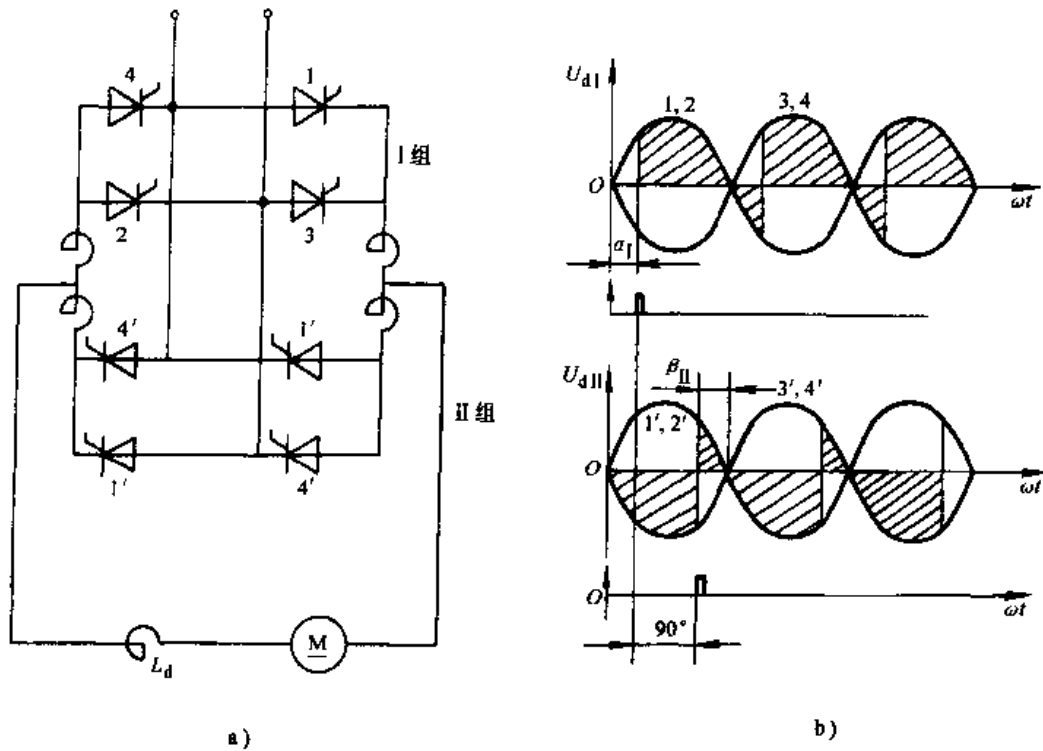


图 8-10 例 8-16 图

取 $K_r=2.8$ (因三相桥式反并联)

所以均衡电抗器的电感量 $L_{K3}=K_T \frac{U^2}{I_T} - 2L_T = \left(2.8 \times \frac{127}{5.5} - 2 \times 0.45 \right) \text{mH} = 63.8 \text{mH}$

电动机的电感 $L_D = K_D \frac{U_N \times 10^3}{2pn_N I_N}$

式中 U_N ——电动机额定电压 (V);

I_N ——电动机额定电流 (A);

n_N ——电动机额定转速 (r/min);

p ——电动机磁极对数。

K_D ——系数。一般无补偿电动机时 $K_D=8\sim 12$, 快速无补偿电动机时 $K_D=6\sim 8$, 有补偿电动机时 $K_D=5\sim 6$ 。

所以 $L_D = \frac{8 \times 220 \times 10^3}{2 \times 2 \times 1350 \times 55} \text{mH} = 5.9 \text{mH}$

保证电流连续时需求电路电感量 L_{d1} , 先求 L_1 :

$$L_1 \geq K_1 \frac{U_2}{I_{\text{dmin}}} \quad K_1 \text{ 取 } 0.708$$

$$L_1 \geq \frac{0.708 \times 127}{3} \text{mH} = 30 \text{mH}$$

$$L_{d1} = L_1 - L_D - 2 \times L_T = (30 - 5.9 - 0.9) \text{mH} = 23.2 \text{mH}$$

例 8-19 在三相桥式反并联可逆电路图 8-11a 中, 当直流控制信号为零时, $\alpha_{10}=\beta_{10}=120^\circ$, 试画出 $\alpha_1=90^\circ$ 、 $\beta_1=150^\circ$ 时两组整流电压波形, 并说明这时是否存在环流? 如存在环流, 试画出均衡电压波形。

解 $\alpha_1=90^\circ$, $\beta_1=150^\circ$, 两组整流电压波形如图 8-11b 所示。

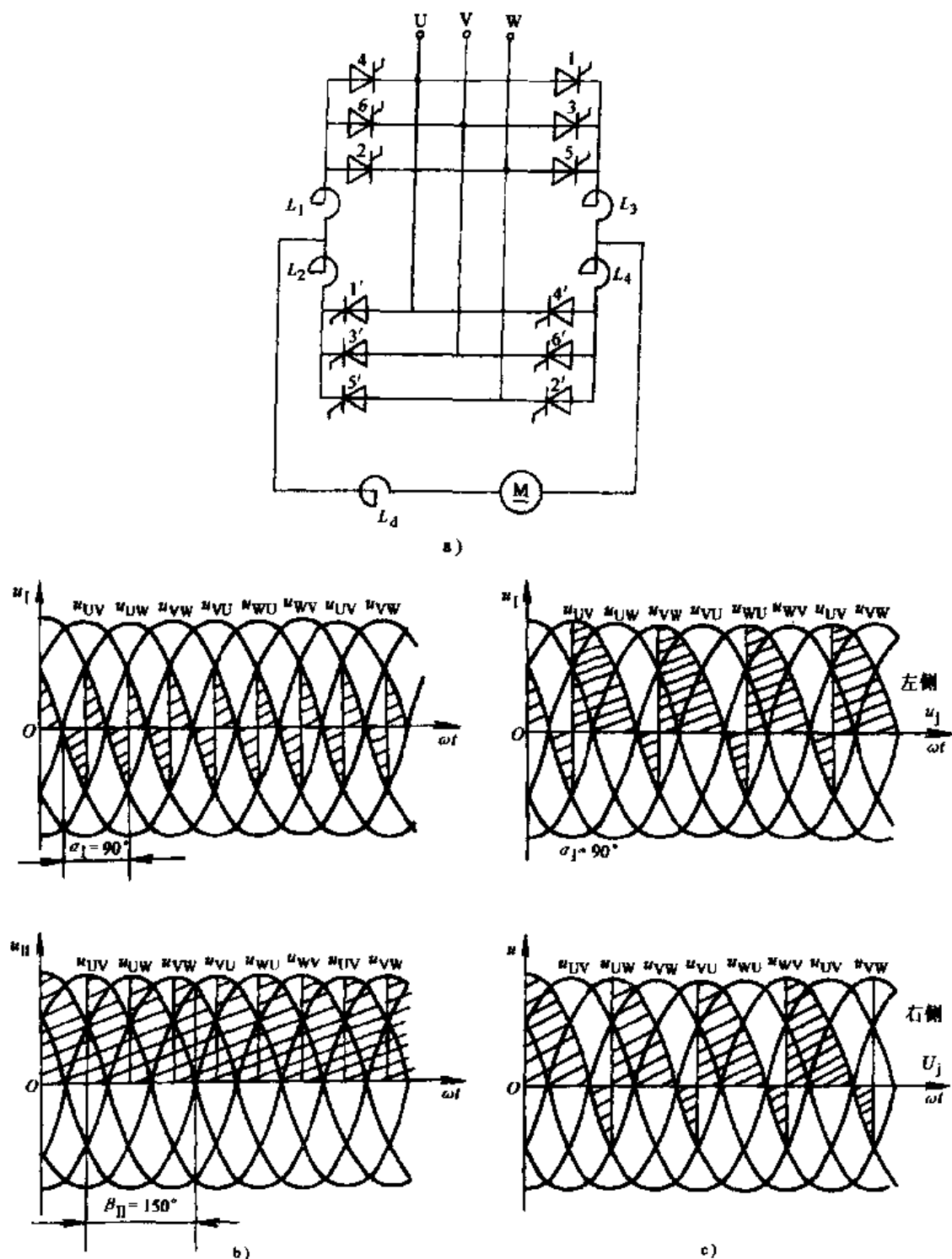


图 8-11 例 8-19 图

从波形图分析, 出现环流, 环流波形如图 8-11c 所示。 L_1 、 L_2 、 L_3 和 L_4 是限制环流而设置的。

例 8-20 有一个晶闸管直流调压系统, 如图 8-12 所示。已知, $U_2=U'_2=220\text{V}$, $\alpha_1=30^\circ$, $\beta_1=60^\circ$, 求 U_d 等于多少? 若 α_1 不变, $\beta_1=90^\circ$, U_d 等于多少? 若电阻 $R_d=10\Omega$, 求两种情况下电源所供给的有功功率和无功功率各为多少?

解 $\alpha_1 = 30^\circ, \beta_1 = 60^\circ$

则 $u_{d1} = 0.9u_2 \cos \alpha_1 = 0.9 \times 220\text{V} \times \cos 30^\circ = 171.5\text{V}$

$$u_{d1} = -0.9u_2 \cos \beta_1 = -0.9 \times 220\text{V} \times \cos 60^\circ = -99\text{V}$$

$$U_d = U_{d1} + U_{d1} = [171.5 + (-99)]\text{V} = 72.5\text{V}$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_d} = \frac{72.5}{10}\text{A} = 7.25\text{A}$$

$$P = U_d I_d = (72.5 \times 7.25)\text{W} = 525.6\text{W}$$

又 $\cos \varphi_1 = 0.9 \cos \alpha_1 = 0.9 \times \cos 30^\circ = 0.78$

$$\varphi_1 = 38.8^\circ$$

$$\cos \varphi_1 = 0.9 \cos \alpha_1 = 0.9 \cos 120^\circ = -0.45$$

$$\varphi_1 = 116.7^\circ$$

$$Q_1 = U_2 I_2 \sin \varphi_1 = (220 \times 7.25 \sin 38.8^\circ)\text{var} = 999.4\text{var}$$

$$Q_1 = U_2 I_2 \sin \varphi_1 = (220 \times 7.25 \sin 116.7^\circ)\text{var} = 1424.9\text{var}$$

$$Q = Q_1 + Q_1 = (999.4 + 1424.9)\text{var} = 2424.3\text{var}$$

当 $\alpha_1 = 30^\circ, \beta_1 = 90^\circ$

$$U_{d1} = 171.5\text{V}, U_{d1} = 0$$

$$U_d = U_{d1} + U_{d1} = 171.5\text{V}$$

$$I_d = U_d / R_d = 17.15\text{V}$$

$$P = U_d I_d = (171.5 \times 17.15)\text{W} = 2941.2\text{W}$$

$$\cos \varphi_1 = 0.9 \cos \alpha_1 = 0.78 \quad \varphi_1 = 38.8^\circ$$

$$\cos \varphi_1 = 0.9 \cos \alpha_1 = 0 \quad \varphi_1 = 90^\circ$$

$$Q_1 = U_2 I_2 \sin \varphi_1 = (220 \times 17.15 \times \sin 38.8^\circ)\text{var} = 2364.2\text{var}$$

$$Q_1 = U_2 I_2 \sin \varphi_1 = 3773\text{var}$$

$$Q = Q_1 + Q_1 = 6137.2\text{var}$$

例 8-21 如图 8-12 所示的调速电路, 已知 $U_2 = U_2$, 第 I 组晶闸管装置工作于 $\alpha_1 = 0^\circ$, 第 II 组晶闸管装置工作于 $\beta_1 = 20^\circ$, 如果电动机负载电流为 20A, 求这时电源供给的有功功率。如果不用两组晶闸管串供电而由 440V 交流电源直接向电动机供电, 求输出相同电压电流时电源供给的有功功率和无功功率?

解 第一种情况, 即 $\alpha_1 = 0^\circ, \beta_1 = 20^\circ$

$$U_{d1} = 0.9U_2 \cos \alpha_1 = (0.9 \times 220 \times 1)\text{V} = 198\text{V}$$

$$U_{d1} = 0.9U_2 \cos \alpha_1 = (0.9 \times 220 \times \cos 160^\circ)\text{V} = -186\text{V}$$

$$U_d = U_{d1} + U_{d1} = (198 - 186)\text{V} = 12\text{V}$$

$$P = U_d \times I_d = (12 \times 20)\text{W} = 240\text{W}$$

$$\cos \varphi_1 = 0.9 \cos \alpha_1 = 0.9, \varphi_1 = 25.8^\circ$$

$$\cos \varphi_1 = 0.9 \cos \alpha_1 = 0.9 \times (-0.939) = -0.845, \varphi_1 = 147.7^\circ$$

$$Q_1 = U_2 I_2 \sin \varphi_1 = (220 \times 20 \sin 25.8^\circ)\text{var} = 1915\text{var}$$

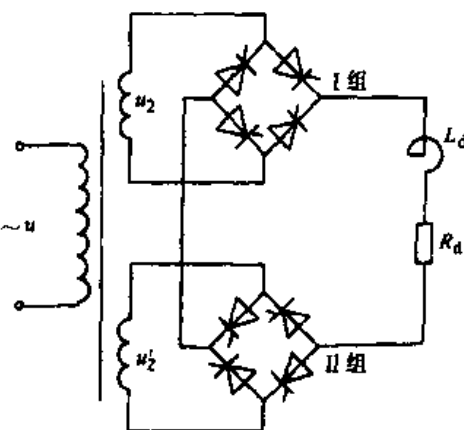


图 8-12 例 8-20 图

$$Q_1 = U_2 I_d \sin \varphi_2 = (220 \times 20 \sin 147.7^\circ) \text{ var} = 2351 \text{ var}$$

$$Q = Q_1 + Q_2 = (1915 + 2351) \text{ var} = 4266 \text{ var}$$

第二种情况, 即直接由 440V 交流电源供电

因为 $U_d = 12\text{V}$

$$\cos \alpha = \frac{U_d}{0.9 \times 220\text{V}} = 0.06$$

$$\cos \varphi = 0.9 \cos \alpha = 0.054 \quad \varphi = 86.9^\circ$$

$$Q = U_2 I_2 \sin \varphi = (440 \times 20 \times \sin 86.9^\circ) \text{ var} = 8787 \text{ var}$$

以上计算表明, 用两组桥路串联可提高装置功率因数, 降低对电源需要的无功功率。

例 8-22 图 8-13a 为串联式逆变器电路, 试叙述其工作原理, 并画出输出频率不同输出电流波形怎样变化?

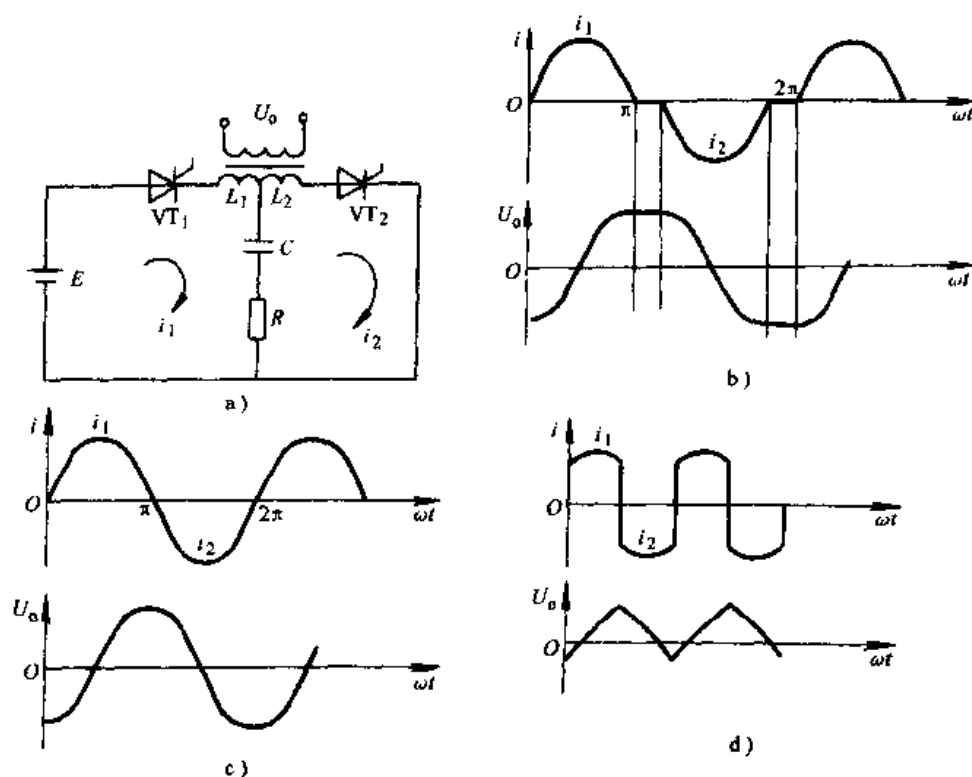


图 8-13 例 8-22 图

解 触发晶闸管 VT_1 , 在 $E- VT_1-L_1-C-R$ 回路便流过谐振电流 i_1 , 给电容 C 充电, 上端为正, 下端为负。接触发晶闸管 VT_2 , 在 $R-C-L_2-VT_2$ 回路流过放电电流。此时, C 的电压虽加在 L_2 和 R 上, 但在 L_1 也感应出 L_2 的电压, 因而 VT_1 被反偏而关断。这样, 周而复始工作下去。

如果负载为电阻性负载, 两种回路状态方程为

$$VT_1 \text{ 导通时} \quad L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 + \frac{1}{C} \int i_1 dt = E$$

$$VT_2 \text{ 导通时} \quad L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt = 0$$

所以, 回路的谐振频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}}$

当 VT_1 、 VT_2 的触发频率等于 f_0 时, 输出的电流波形大体上是一个正弦波, 如图 8-13c 所示。

当 VT_1 、 VT_2 的触发频率小于 f_0 时, 输出的电流波形如图 8-13b 所示。

当 VT_1 、 VT_2 的触发频率大于 f_0 时, 输出的电流波形如图 8-13d 所示。

例 8-23 图 8-14 为并联改进逆变器 (方形波逆变器), 试说明反馈二极管 VD_1 和 VD_2 在此回路中的作用。

解 设晶闸管 VT_1 导通时, 直流电压 E 加在变压器 $0a$ 上, 在二次绕组内流过负载电流。与此同时, 由于自耦变压器作用, $0b$ 也产生电压 E , 电容 C 被充电到 $2E$, 右正左负。

当晶闸管 VT_2 导通时, VT_1 由于 C 的反压而关断。 C 的电荷经 $E-0-a-C-VT_2-L$ 回路放电。 L 上的电压, 当电流增大时上端为正, 减少时变为下端为正。下端为正时, 由于 VD_2 导通, 因而 $L-VD_2-VT_2$ 回路产生环流, 把 L 的能量消耗掉。如果负载的能量没有释放完, 在负载回路滞后的电流继续流过, 在一次绕组将感生出 b 端为负的电压, 因而 VD_2 导通, 在 $VD_2-b-0-E$ 回路产生反馈电流, 将负载的能量反馈给电源。

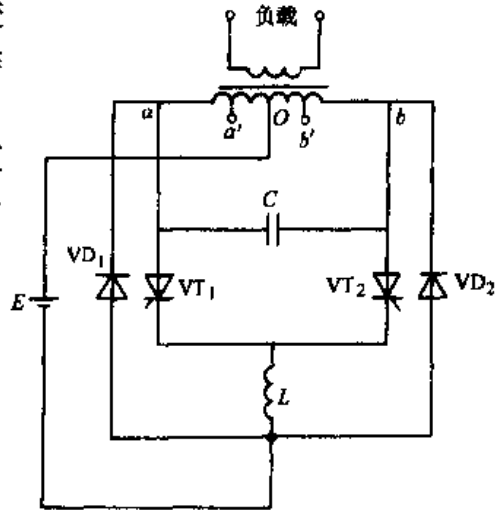


图 8-14 例 8-23 图

反馈二极管在此电路中作用：①无功功率的处理由反馈二极管进行, 所以 C 的容量可以减小。②如果 a 或 b 的电位降到零以下则 VD_1 或 VD_2 导通, 所以 $0a$ 或 $0b$ 的电压保持为 E , 即使负载变动电压也不变, 输出电压为方形波。③换流用 LC 能确保晶闸管的关断时间即可, 因此可以设计得比较小。④ L 所储存的能量, 在 $L-VD_2-VT_2$ 或 $L-VD_1-VT_1$ 回路中由 L 的电阻及 VD 、 VT 元件的正向电阻消耗掉, 带来了使元件温度升高的缺点。如果将 VD_1 、 VD_2 的连结点移到 a' 、 b' , 这样 L 的能量就能返还给电源。

例 8-24 图 8-15 的回路称为辅助脉冲换流回路在电压型逆变器中被广泛采用, 试叙述其换流动作的工作原理。

解 设主晶闸管 VT_1 流过负载电流 i_1 时, 换流电容 C 已被充为左正右负的电压。当辅助晶闸管 VT_{1a} 被触发, 换流电容器 C 的电荷就沿 $C-L-VT_1$ 和 VD_1-VT_{1a} 回路放电, 产生谐振电流 i_c , 此谐振电流为宽度 T

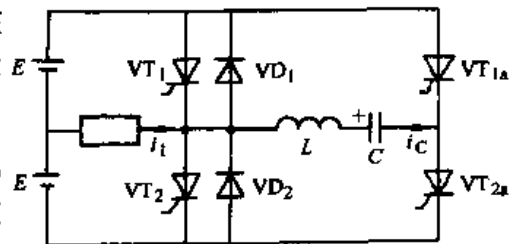


图 8-15 例 8-24 图

$=\pi\sqrt{LC}$ 的正弦半波电流。在 i_c 比 i_1 大的期间, 反并联二极管中流过电流为 i_c-i_1 , 与二极管 VD_1 正向压降相等的电压反向加在晶闸管 VT_1 上, 使 VT_1 关断。由于这个谐振电流及 $E-VT_{1a}-C-L$ 负载的回路, C 被再次充电, 极性为左负右正。当 i_c 比 i_1 小时 VD_2 导通, 因此, 负载的滞后电流沿 VD_2 -负载- E 的回路返回电源。在 L 的能量释放完了之前有 C 的充电电流, 电容 C 的充电电压可达 $2E$ 以上。

这种换流方式换流损耗小, 所以常常被大功率电压型晶闸管逆变器所采用。

例 8-25 图 8-16 为电压型三相逆变器, 图 8-17 为电流型三相逆变器的典型电路, 试比较两个电路的特点。

解 图 8-16 电路有 3 组桥臂, 换流是在每组桥臂的上下元件之间进行。对于电压型, 各元件导通 180° (其中包括流向二极管期间), 所以称为 180° 通电型。输出电压波形为

方波。接有反馈二极管, 直流电源并联大容量电容, 电动机四象限运转需要再生用变流器。如果负载短路时产生过电流, 开环控制电动机可以稳定运转。

图 8-17 电路称为串联二极管式, 换流是在不同桥臂的元件之间进行, 因此各元件导通 120° 称为 120° 通电型。输出电流波形为方波。无反馈二极管, 直流电源串联大电感, 电动机四象限运转容易。如果负载短路能抑制过电流, 电动机在开环控制时不稳定, 需要进行反馈控制。

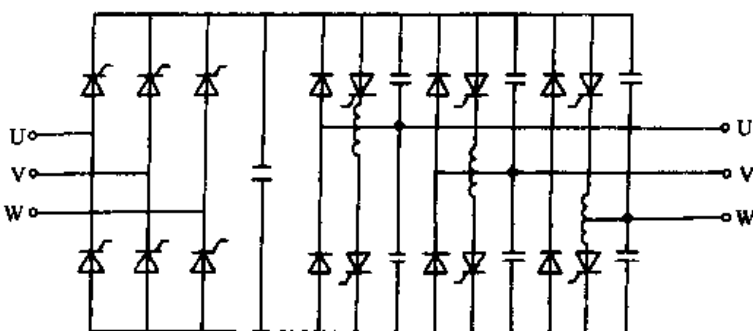


图 8-16 例 8-25 图

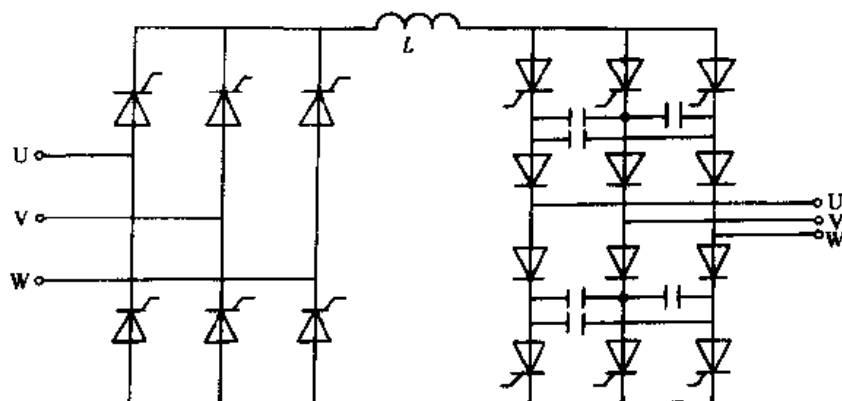


图 8-17 例 8-25 图

例 8-26 图 8-18a 三相桥式可控整流电路, 接有直流电源 E , 调节 E 的电压使直流电流 I_d 经常保持一定。设滤波电感 L 很大, 试问:

① 延迟角为 α 时求电压 E ?

② 延迟角为 α 时分别计算直流电源的输入功率 P_{DC} ; 交流电源的输出功率 P_{AC} ; 电阻 R 的损耗 P_R 。

③ 设交流电压 $U = 220V$, $R = 5\Omega$, $I_d = 10A$, 试判断何时电源处在整流状态, 何时处于逆变状态?

解 ① 由于大电感滤波如图 8-18b 所示, 所以, 整流回路的平均输出电压 $U_d = E + RI_d$,

$$\text{而 } U_d = \frac{6}{2\pi} \int_{-\pi/6-\alpha}^{\pi/6+\alpha} \sqrt{3} \times \sqrt{2} \cos \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha.$$

$$E = U_d - RI_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha - RI_d$$

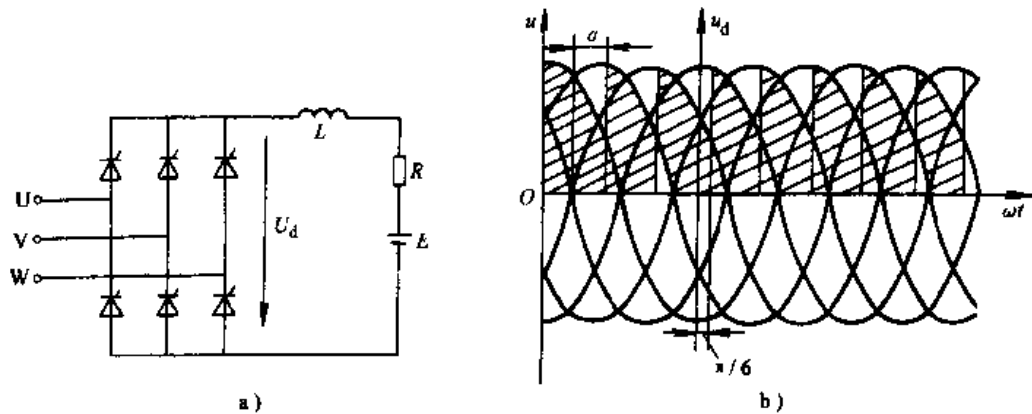


图 8-18 例 8-26 图

② 直流电源的输入功率

$$P_{DC} = EI_d = \frac{3\sqrt{6}U_2 I_d}{\pi} \cos\alpha - RI_d^2$$

$$\text{交流电源的输出功率 } P_{AC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c) d(\omega t) =$$

$$\frac{6}{2\pi} \int_{\alpha+\pi/6}^{\alpha+\pi/6+2\pi/3} \sqrt{3} \times \sqrt{2} U_2 I_d \sin\omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}U_2 I_d}{\pi} \cos\alpha$$

$$\text{电阻损耗功率 } P_R = RI_d^2$$

$$\text{③ } P_{AC} = (5.148 \cos\alpha) \text{ kW}$$

$$P_{DC} = P_{AC} - 0.5 \text{ kW}$$

$$P_R = 0.5 \text{ kW}$$

当 $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$ 时, $P_{AC} > 0$, 电路处于整流工作状态, $90^\circ < \alpha < 180^\circ$ 时, $P_{AC} < 0$, 电路处于逆变工作状态。

例 8-27 为了用图 8-19 所示的 180° 通电机型逆变器(省略换流回路)产生相序为 U、V、W 的三相平衡输出电压, 应按怎样的顺序触发晶闸管 $VT_1 \sim VT_6$? 若使相序反向, 触发顺序又如何?

解 要产生三相平衡输出电压, 可使各桥臂的上、下晶闸管的触发相位相差 180° , 以 120° 的相位差触发各桥臂相邻的晶闸管。如果要求输出相序为 U、V、W 时, 则晶闸管的触发顺序为 1-2-3-4-5-6; 如果要求输出相序为 U、W、V 时, 则晶闸管的触发顺序为 1-6-5-4-3-2-1。

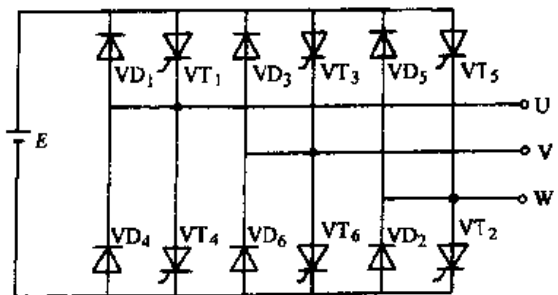


图 8-19 例 8-27 图

例 8-28 图 8-20 为中频装置中并联逆变器桥臂两个串联晶闸管的电压波形, 试分析什么原因造成的?

解 图 8-20a 是由于 VT_1 管的耐压太低, 出现硬开通, 原来由 VT_1 、 VT_2 共同承担的电压力现由 VT_2 一管负担, 所以 VT_2 承受高压。

图 8-20b 是由于 VT_1 、 VT_2 二管触发开通不一致, 当同时加上 u_{g1} 、 u_{g2} 时, VT_1 管先于 VT_2 管导通, 因此在触发的瞬间, VT_2 管在 VT_1 管导通后, 承受短时间的高压。所以串联使用时,

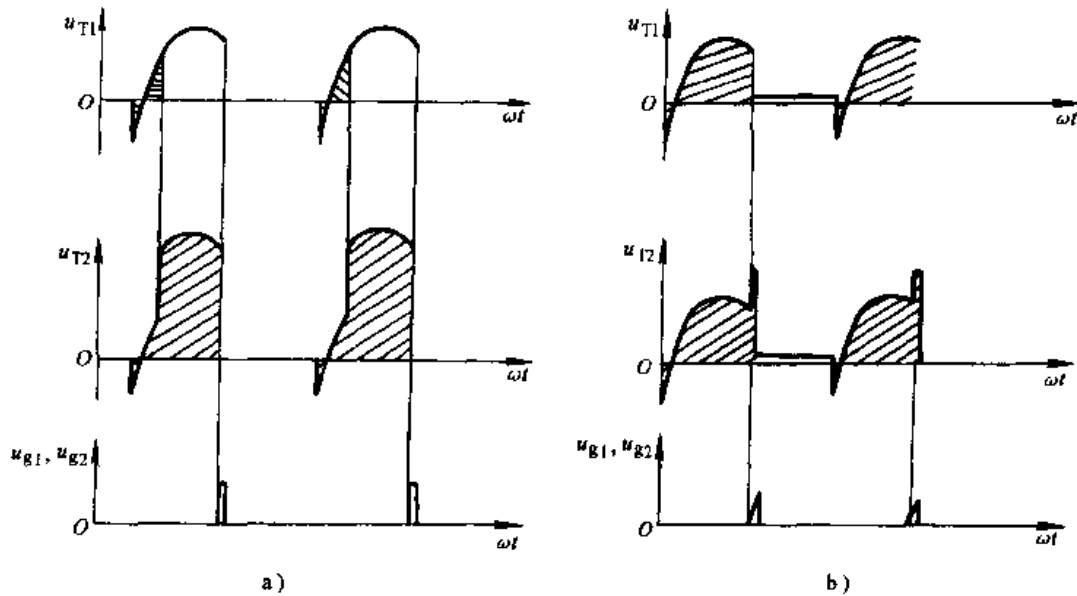


图 8-20 例 8-28 图

一定要选择导通、关断时间相近的管子，或采用均压措施。

例 8-29 图 8-21a 为中频装置中并联逆变器，晶闸管 VT_3 、 VT_4 按 400Hz 交替触发，试分析电路中晶闸管导通关断过程和触发电路的工作原理。

解 本装置是产生 400Hz 的中频电源设备，它的基本结构是将 50Hz 的交流电整流成直流电再将直流电通过改进型单相并联逆变器，逆变成 400Hz 的交流电，可以代替中频发电机组作为中频电源，是一种静止的变频装置。它具有体积小、重量轻、操作方便以及效率高等优点。

主要技术性能：输入电源是单相 220V，50Hz；额定输出容量为 $2\text{kV} \cdot \text{A}$ ；额定输出电压为 $115\text{V} \pm 3\text{V}$ ；最大输出电流为 18A；额定输出频率为 400Hz；输出电压波形近似正弦波，失真系数小于 10%；负载功率因数为 0.8。

本装置将 50Hz 交流电不经变压器送到单相半控桥式整流电路，经 LC 滤波电路，得到平滑的直流电压，在 $0 \sim 160\text{V}$ 之间可连续可调。最大输出电流为 20A，作为逆变电路的直流电源。逆变电路采用改进型单相并联逆变电路，通过变换，在输出变压器的二次侧只能得到 400Hz 的方波交流电，通过 L_1 、 C_1 、 C_2 、 C_3 组成谐振式低通滤波电路，在输出端得到近似正弦波的 400Hz 交流电压。

电容 C ($4\mu\text{F}$) 为换流电容器，如果当 VT_3 晶闸管触发导通时，电容充电，极性为右正左负，稳定充电电压为 $2E$ (E 为逆变电路直流供电电压)，接着触发 VT_4 时，通过导通的 VT_4 ， $2E$ 电压瞬间反向加到 VT_3 ，迫使 VT_3 关断。以一定频率轮流触发 VT_3 、 VT_4 ，使变压器二次侧输出一定频率的交流电。

为了保证晶闸管能可靠的关断，要求在换流时，换向电容不能放电太快，因此在换向电容电路中串联 $100\mu\text{H}$ 电感。电感 L 是限制换向过程中电源向电容的充电电流，使要关断的晶闸管能承受较长时间的反压，保证可靠的关断。

两个二极管为反馈二极管，当逆变负载为感性时，无功电流通过受正压导通的二极管，能量反送直流电源 E 。

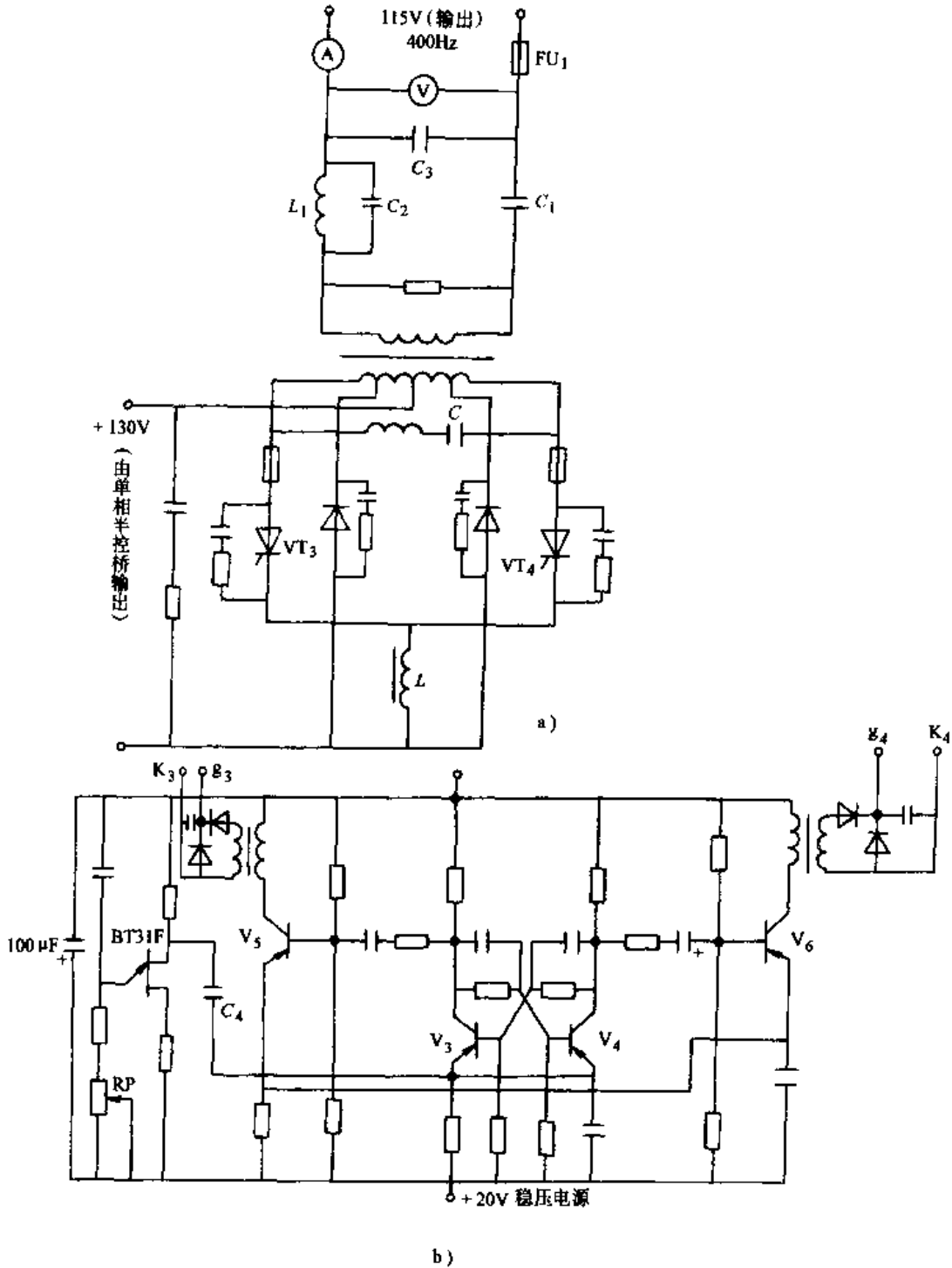


图 8-21 例 8-29 图

触发电路是由单结晶体管 BT 组成的振荡器，它产生 800Hz 的尖峰脉冲，经 C_4 送入晶体管 V_3 、 V_4 组成的双稳态触发器，经二分频后输出相位差 180° 的两组 400Hz 的方波电压信号。正脉冲送到 V_3 、 V_4 的发射极，利用集基耦合电容存储电荷的作用使原来截止的管子导通，原来导通的管子截止，轮换翻转，这种触发方式称为发射极触发。

发射极触发的特点是：电路触发灵敏度较低，但具有抗干扰能力强的优点。而逆变器必须考虑工作的可靠性，避免任何干扰引起的误触发。 V_3 、 V_4 输出再经晶体管 V_5 、 V_6 功放后，

使输出脉冲幅值约为 7V 左右, 放大后的脉冲再经脉冲变压输出, 分别触发晶闸管 VT_3 、 VT_4 。单结晶体管输出尖脉冲频率由电位器 RP 调整, 从而调整了输出电压的频率。此逆变器输出的电压的恒定是靠逆变器输入的直流电压恒定来保证的。

练 习 题

- 8-1 晶闸管逆变器与晶体三极管逆变器有何异同? 试比较其优缺点。
- 8-2 什么是有源逆变? 逆变时 α 角至少为多少度? 为什么?
- 8-3 为什么有源逆变工作时, 变流器直流侧会出现负的直流电压, 而电阻负载或大电感串电阻负载侧不能 (电感负载指在正常工作时)?
- 8-4 只有电阻和电感的整流电路里, 能否使变流装置稳定运行于逆变状态? 为什么? 那么对于有 R 、 L 的整流电路在运行过程中是否有运行于逆变状态的时刻? 如果有试说明这种逆变是怎样产生的?
- 8-5 可逆电路为什么要限制最小逆变角? 试绘图说明?
- 8-6 如果只有一组晶闸管供电给一台直流电动机, 电动机拖动位能负载, 说明什么时候产生发电制动? 什么时候产生反接制动?
- 8-7 试画出三相半波共阳极接法时, $\beta=60^\circ$ 时的 U_d 及元件 VT_3 两端电压 u_{T3} 波形。
- 8-8 什么是环流? 环流是怎样产生的? 在不同的 α 和 β 的情况下 ($\alpha=\beta$) 环流是否相同? 为什么 (以单相为例)?
- 8-9 在反并联有环流可逆系统中, 如果最小逆变角 β_{min} 和最小整流角 α_{min} 不相等, 试分析 $\beta_{min} > \alpha_{min}$ 、 $\beta_{min} < \alpha_{min}$ 两种情况时, 电路会出现什么现象?
- 8-10 如果在环流回路里没有限制环流电抗器和其它电感存在, 环流会不会连续? 环流怎样变化? 限制环流电抗器足够大时环流怎样变化?
- 8-11 桥式反并联可逆电路为何用 4 只限制环流电抗器?
- 8-12 在 $\alpha=\beta$ 工作制的有环流可逆系统中, 如果环流回路中除电感外还有电阻, 此时环流能否连续? 为什么 (环流电压达反向最大值时电流 i 降到零即认为连续)?
- 8-13 三相半波晶闸管电路工作在有源逆变状态, 试画出 $\beta=30^\circ$ 时, VT_2 管的脉冲丢失时, 输出电压 u_d 的波形。
- 8-14 某晶闸管可逆供电装置为三相半波接线, 变压器二次侧相电压有效值 230V, $R_0=0.3\Omega$ 电动机从 220V, 20A 稳定的电动状态下进行发电制动。要求制动初始强度为 40A, 试求初始逆变角 β 应多大 (换相压降与管压降不计)?

第九章 保护电路

设计晶闸管电路除了正确地选择晶闸管的额定电压、额定电流等参数外,还必须采取必要的过电压、过电流保护措施。正确的保护是晶闸管装置能否可靠地正常运行的关键之一。

最常用的过电压保护是阻容吸收电路。此外还有硒堆吸收电路、压敏电阻、以及整流式阻容吸收电路等。

最常用的过电流保护是快速熔断器。此外还有快速开关等。

关于保护电路元件的选择计算以及估算常常与实际值相差很多。因此可以用列表的方法进行实测,或者从经验值中选择保护元件。

例 9-1 晶闸管二端并接阻容吸收电路可起哪些保护作用?

答 ① 吸收尖峰过电压。

② 限制加在晶闸管上的 du/dt 值。

③ 晶闸管串联应用时起动态均压作用。

例 9-2 指出图 9-1 中①~⑦各保护元件及 VD、 L_d 的名称及作用。

答 ①为硒堆交流侧过电压吸收。也可用压敏电阻。用于吸收持续时间较长,能量较大的尖峰过电压;②此为交流侧阻容过电压吸收。可接成三角形或星形。用于吸收持续时间短,能量小的尖峰过电压;③为桥臂快速熔断器。主要在过流时保护元件;④为元件的阻容吸收。用于吸收晶闸管二端出现的尖峰过电压,以防止元件过压击穿;⑤为桥臂电抗。一般用空芯电抗,限制桥臂出现过大的 di/dt 值;防止门极附近电流密度过大而烧坏元件。桥臂电抗对限制短路电流亦有好处。桥臂电抗还可以抑制晶闸管的电压上升率 du/dt 值,防止

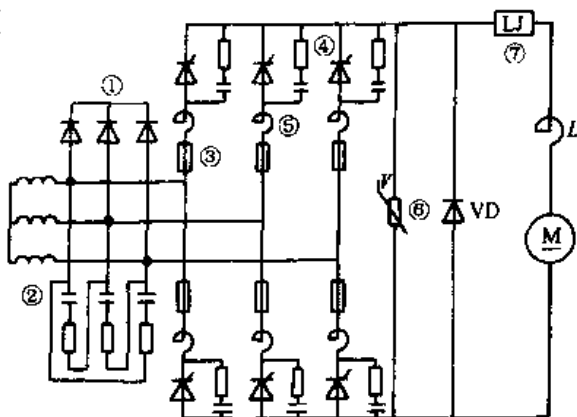


图 9-1 例 9-2 图

误导通;⑥用作直流侧过电压保护。通常用压敏电阻或硒堆做成;⑦为直流过电流继电器。当直流电流超过设定值时,继电器动作,使电流减小或切断电源。

例 9-3 不用过电压、过电流保护,选用较高电压等级与较大电流等级的晶闸管行不行?

答 不可以。因为电路短路时,短路电流一般很大,并且大电流的晶闸管价格昂贵,所以电路中一定要设置过电流保护环节。晶闸管电路在工作时,由于操作过电压、换相过电压以及电网来的浪涌电压,其尖峰值可达到电源电压幅值的好几倍,另外,高电压的晶闸管价格昂贵,所以不能用较高电压等级的管子,必须设置过电压保护环节。

例 9-4 一个三相电路,相电压为 220V。此电路交流侧用硒堆保护,求每组硒片片数。

解 根据 $n = k \sqrt{3} U / u_m$, 其中 $K = 1.5$ $u_m = 20V$

$$n = \frac{1.5 \times \sqrt{3} \times 220}{20} = 28.57 = 29$$

硒堆每组片数 29 片。

例 9-5 在三相桥式电路中, 变压器二次侧用阻容保护, 接成三角形。已知变压器二次侧空载电流有效值 $I_{02}=4.1\text{A}$, 变压器二次绕组空载电压有效值 $U_2=208\text{V}$ 。求在工频条件下工作, 保护电阻、电容值?

解 列表如下:

整流电路形式	K_{C1}	K_{C2}	K_{R1}	K_{R2}	K_P
单相桥式	2900	29000	0.3	0.3	0.25
三相桥式	10000	10000	0.3	0.3	0.25
三相半波	10000	800	0.3	0.36	0.25
六相双反星形	10000	7000	0.3	0.42	0.25

由表查得: $K_{C2}=10000$ $K_{R2}=0.3$ $K_P=0.25$

$$C_2 = K_{C2} \frac{I_{02}}{fU_2} = 10000 \times \frac{4.1}{50 \times 208} \mu\text{F} \approx 4\mu\text{F}$$

电容的耐压取 1.5 倍, 即

$$1.5 \times \sqrt{2} \times 208\text{V} = 441\text{V}, \text{ 实际取 } 450\text{V}$$

$$R_2 = K_{R2} \frac{U_2}{I_{02}} = 0.3 \times \frac{208}{4.1} \Omega = 15\Omega$$

$$P_R = 3 \times (K_P I_{02})^2 \times R_2 = 3 \times (0.25 \times 4.1)^2 \times 15\text{W} \approx 45\text{W}$$

实际可取 50W 电阻。

例 9-6 一电动机的功率为 11kW, 它的额定电压为 220V, 额定电流为 53.4A, 交流电源为工频, 求电动机两端的阻容吸收元件数值。

解 吸收电容
$$C = \frac{2}{1.91 \times (k^2 - 1)} \times \frac{M}{\omega} \times \frac{I_d}{U_d} \times 10^6$$

M 为整流变压器漏抗百分比率, 一般取 4%~10%, U_d 为直流负载额定电压, I_d 为直流负载额定电流, K 的数值通常取 1.5~3。

电容的耐压一般取直流输出端电压的 2 倍。

吸收电阻
$$R = \frac{U_d}{I_d} \sqrt{2(K^2 - 1)}$$

功率 $P_R = \frac{P_d}{800}$, 其中 P_d 为直流电动机功率

$$C = \frac{2}{1.91 \times (1.5^2 - 1)} \times \frac{0.1}{2\pi \times 50} \times \frac{53.4 \times 10^3}{220} \mu\text{F} = 65\mu\text{F}$$

电容耐压 $U_c = 220 \times 2\text{V} = 440\text{V}$

实际取 500V

$$R = \frac{220}{53.4} \times \sqrt{2(1.5^2 - 1)} \Omega = 6.5\Omega$$

电阻 R 值实际可取 10Ω。

电阻功率
$$P_R = \frac{11 \times 10^3}{800} \text{W} = 13.8\text{W}$$

实际使用时电阻功率要比计算值大 2~3 倍, 故选用 50W 的电阻。

例 9-7 充电机用单相桥式半控整流, 如图 9-2 所示。

若输出直流电流 $I_d = 15\text{A}$, 导电角约为 60° 有效值与平均值之比约为 2:1, 所以有效值电流均为 30A 一次电压 220V, 二次电压 90V, 试选熔断器 FU_1 和 FU_2 。

解 因为有效值电流为 30A, 考虑一定余量, FU_2 可以选有 40A 的熔断器。变压器的电压比是 220:90, 所以变压器一次电流为 $30\text{A} \times 90/220 = 12.2\text{A}$, FU_1 可选用 15A 的熔断器。

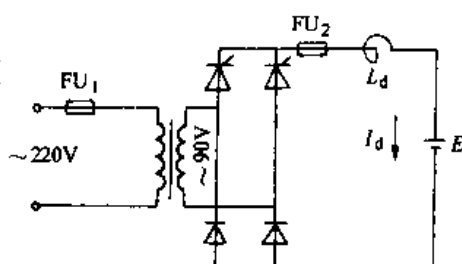


图 9-2 例 9-7 图

例 9-8 图 9-3a 为单相半波可控整流

电路, 已知负载电流 $I_d = 10\text{A}$, 试选熔断器 FU ; 图 9-3b 为单相半控桥整流电路, 已知负载电流 $I_d = 10\text{A}$, 试选熔断器 FU_1 和 FU_2 。

解 根据图 9-3a 可知, 负载电流的有效值为 $10\text{A} \times 1.57 = 15.7\text{A}$, 所以熔断器 FU 应选 20A。根据图 9-3b 可知, $I = I_2 = 1.11I_d = 1.11\text{A}$, 因此 FU_1 和 FU_2 均选 15A 的熔断器就可以了。

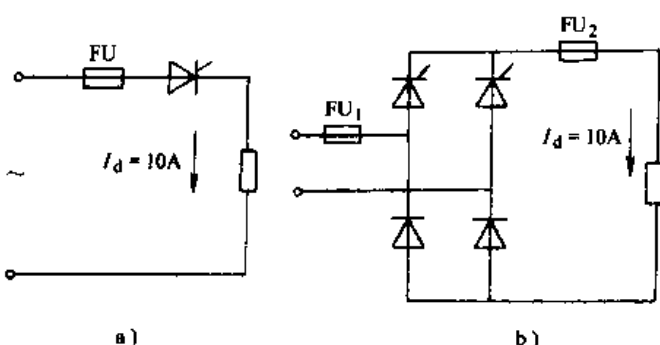


图 9-3 例 9-8 图

例 9-9 如图 9-4 所示励磁机用三相半控整流桥供电, 输出直流 130A, 晶闸管导通角为 90° , 试选熔断器 FU 及整定过电流继电器。

解 通过计算或查表, 输入回路的电流有效值为 $1.03 \times 130\text{A} = 134\text{A}$, 所以 FU 选 150A 熔断器。输出电流有效值为 $1.25 \times 130\text{A} = 163\text{A}$, 过电流继电器应按 $1.2 \times 163\text{A} = 196\text{A}$ 整定, 其中 1.2 为整定裕度。

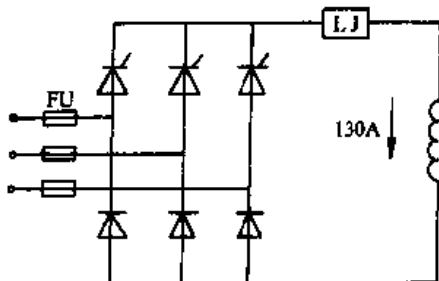


图 9-4 例 9-9 图

例 9-10 试计算三相桥式可控整流电路交流侧的阻容吸收参数。已知, 三相整流变压器容量为 $50\text{kV} \cdot \text{A}$, 二次侧为 Y 法联结, 相电压 $U_2 = 200\text{V}$, 同时已知变压器短路电压百分比 $U^* = 0.05$, $I^* = 0.08$, 阻容电路采用 D 法联结。

解 变压器每相伏安数:

$$S = \frac{50}{3} \times 10^3 \text{V} \cdot \text{A} \approx 16.7 \times 10^3 \text{V} \cdot \text{A}$$

$$C_Y = \frac{6I^* \times 100S}{U_2^2} =$$

$$\frac{6 \times 0.08 \times 100 \times 16.7 \times 10^3}{200^2} \mu\text{F} = 20 \mu\text{F}$$

$$C_D \geq \frac{1}{3} C_Y = 6.67 \mu\text{F}$$

$$C_D \text{ 取 } 8 \mu\text{F}, \text{ 电容耐压 } \geq 1.5U_m = 1.5 \times \sqrt{6} U_2 = 735\text{V}$$

$$R_Y \geq \frac{2.3U_2^2}{S} \times \sqrt{\frac{U^*}{I^*}} =$$

$$\frac{2.3 \times 200^2}{16.7 \times 10^3} \sqrt{\frac{0.05}{0.08}} \Omega = 4.35 \Omega$$

$$R_D = 3R_Y = 13.1 \Omega$$

所以 R_D 取 12Ω 。

阻容电流 $I_C = 2\pi fCU_C 10^{-6} = 314 \times 8 \times \sqrt{3} \times 200 \times 10^{-6} \text{A} = 0.87 \text{A}$

所以电阻功率 $P_R \geq (3 \sim 4) I_C^2 R = (3 \sim 4) \times 0.87^2 \times 12 \text{W} = 27 \sim 36 \text{W}$

所以阻容吸收采用 D 法联结时, 每相应选耐压 800V 以上 $8\mu\text{F}$ 的电容, 电阻应选 12Ω , 功率为 30W 的电阻。

例 9-11 三相桥式可控整流电路, 直接由 380V 交流电网供电, 若每一桥臂用两只晶闸管串联, 求均压电阻 R_j 。如果考虑晶闸管电压为最大承受电压的 1.2 倍, 设晶闸管最大漏电流 $I_{RS} = 5\text{mA}$, 允许电压差系数为 0.1 。

解 在允许的电压差系数 $m = 0.1$ 时, 晶闸管承受的最大电压可以经如下公式算出, 即

$$U_{T1} + U_{T2} = 380\text{V} \times \sqrt{2} = U_{T2} \left(1 + \frac{U_{T1}}{U_{T2}} \right) = U_{T2} [1 + (1 - m)]$$

$$U_{T2} = \frac{380 \times \sqrt{2}}{2 - m} \text{V} = 280\text{V}$$

晶闸管的额定电压应为 $2 \times 280\text{V} = 560\text{V}$

采用两只 600V 的晶闸管相串联。

$$\text{均压电阻 } R_j = m \times \frac{U_{T2}}{I_{RS}} = 0.1 \times \frac{280}{5 \times 10^{-3}} \Omega = 5.6 \text{k}\Omega$$

$$R_j \text{ 的功率 } P_{Rj} \geq \frac{1.5 \times 0.4 \times (220)^2}{2^2 \times 5.6 \times 10^3} \text{W} = 1.3 \text{W}$$

所以可选 $5.6\text{k}\Omega$, 功率为 3W 的电阻作为均压电阻。

练 习 题

9-1 晶闸管装置发生过电流的原因有哪些? 可以采用哪些过电流保护措施? 它们所起保护作用的先后次序是怎样的?

9-2 晶闸管装置发生过电压的原因有哪些? 可以采用哪些过电压保护措施? 它们所起的保护作用的先后次序是怎样的?

9-3 晶闸管装置产生 du/dt 、 di/dt 大的原因有哪些? 相应的保护措施有哪些?

第十章 小功率电力电子电路设计内容及设计方案的确定

一、小功率电力电子电路设计内容

电力电子电路设计是在学完电力电子技术课程之后的一个实践教学环节,可使学生在理论联系实际、综合分析、理论计算、归纳整理和实验研究等方面得到综合训练和提高,从而培养学生具有独立解决实际问题和从事科学研究的初步能力。通过一个指定课题的设计过程,使学生初步建立正确的设计思想,熟悉工程设计的一般顺序、规范和方法,提高正确使用技术资料、标准、手册等工具书的独立工作能力。通过设计工作还可培养学生严肃认真、一丝不苟和实事求是的工作作风,树立正确的生产观点、经济观点和全局观点,为学生向工程技术人员过渡打下基础。

本章以小功率(着重晶闸管)直流调速系统为例,概要介绍设计原则、要求和方法,最后举几个典型实例,以供参考。因该书为变流技术的配套教材,故对系统的动态指标的设计计算不予介绍,只要求通过调试使系统稳定即可。

有关电路设计的内容,通常有以下几个方面。

- ① 根据设计要求确定电气系统方案。
- ② 绘制系统框图和电气原理草图。
- * ③ 测定控制对象参数。
- ④ 主电路参数计算和元器件选择。
- ⑤ 触发电路的选择与校验。
- ⑥ 反馈环节的设计计算。
- * ⑦ 安装、调试、修改电路参数。
- ⑧ 控制电路的精度计算。
- * ⑨ 绘制电气原理总图,列出元器件明细表。
- * ⑩ 结构设计(绘制设备安装总图、单元图、印制板元器件布置图等)。
- * ⑪ 写出使用说明书。
- ⑫ 对设计进行全面总结。

二、设计方案的确定

设计一台电力电子变流装置,必需满足用户要求,首先要考虑技术性能指标;第二是经济指标;第三是先进性、合理性和可行性。因此,为使一个控制系统设计确保技术指标先进、合理,经济指标良好,又为今后的发展和进一步技术改造留有余地,就必须对设备的使用条件、被控制设备的工艺要求进行调研,搜集与设计有关的图样和技术资料,选择参考样机,了解国内外同类产品的技术水平和发展趋势,然后对系统设计的总体方案进行必要的比较和论证,使之变成一个可以付诸实施的技术方案。

(一) 对电气控制系统的技术要求

注:上面打“*”号的项目,可视具体情况,由指导教师确定。

- ① 输出一定的直流电压和电流。
- ② 输出电压的脉动指标在允许范围内。
- ③ 具有自动稳压功能和一定的稳压精度。
- ④ 对调速系统应有静态技术指标和动态技术指标的要求。

静态技术指标是指系统的调速范围 D 和静差率 s 。不同的生产机械要求也不同, 表 10-1 给出了几种常见生产机械的静态调速指标。

表 10-1 几种常见生产机械的静态调整指标

生产机械类型	调速范围 D	静差率 s
热连轧机	3~10	$<0.01 \sim 0.005$
冷连轧机	>15	<0.02
机床主传动	2~4	0.05~0.1
造纸机	3~20	0.01~0.301
龙门刨床	20~40	≤ 0.05

$$\text{调速范围} \quad D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}} \quad (10-1)$$

式中 $n_{\max}$ ——额定负载时电动机最高转速, 即额定转速 n_N (r/min);

$n_{\min}$ ——额定负载时电动机最低转速 (r/min)。

$$\text{额定负载下最低速时的静差率} \quad s = \frac{\Delta n_N}{n_{\min}} \times 100\%$$

式中 $\Delta n_N = \frac{I_N R_\Sigma}{C_e \Phi}$ ——电动机额定负载下的静态转速降 (r/min);

R_Σ ——电枢回路总电阻 (Ω);

$C_e \Phi$ ——电动机电势常数;

$n_{\min}$ ——电动机理想空载最低转速 (r/min)。

D 、 s 、 Δn_N 是相互关联的, 它们之间满足下列关系式

$$D = \frac{s n_N}{\Delta n_N (1-s)} \quad (10-2)$$

在 $s \ll 1$ 时, $(1-s) \rightarrow 1$, 则 $D \approx s n_N / \Delta n_N$ 。

调速系统在不同负载、不同转速下的静差率可以从图 10-1 的机械特性曲线中计算出来。图中的 α_1 、 α_2 表示晶闸管整流装置的延迟角。

调速系统的动态指标是指系统在稳定的前提下, 对阶跃给定信号的跟随性能指标和在扰动信号作用下的抗扰动性能指标, 如超调量、过渡过程时间、动态转速降及振荡次数等。

此外, 在设计一个实际系统时, 还要考虑系统的可靠性、使用寿命、工作环境以及尽力做到体积小、重量轻、外形美观、使用维护方便等。

(二) 直流电动机的选择

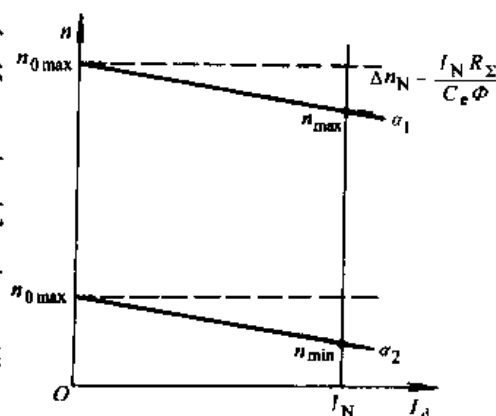


图 10-1 电动机的机械特性曲线

设计一个电力拖动系统时，需要根据被控对象的特点和技术要求，合理选择电动机。

1. 电动机类型的选择

要根据负载性质来选定。对起动、制动及调速有较高要求的生产机械，宜选用直流他励电动机；而需要较大起动转矩和恒功率调速的机械（如电车、蓄电池车、牵引机械等）常用直流串励电动机或直流复励电动机。

2. 电动机容量的选择

要根据生产机械的负载功率、电力拖动系统的运行情况（连续、断续、短时）、电动机发热是否超过允许的温升限度、电动机的过载能力和起动转矩是否满足要求进行选择。常用的有两种方法，一种是分析计算法，即按照生产机械的功率、工作情况，预选一台电动机，然后按照电动机的实际负载情况作出负载图，根据负载图进行发热校验以及过载能力校验，从而确定预选电动机是否合格，直至合格为止（此种方法已在有关书籍中作过详细介绍，这里不再论述）。另一种是调查统计类比法。它是在调查研究了经过长期运行的同类生产机械的电动机容量后，然后通过对比主要参量、工作条件类比的方法来确定电动机容量。

3. 电动机转速的选择

直流电动机的最高转速应与生产机械的最高转速相适应，同时还应考虑调速方式，即减压调速还是调磁调速，以便充分利用电动机功率。

4. 电动机结构型式的选择

在正常环境条件下，可采用防护式电动机；在空气中有较多粉尘的场所，宜用封闭式电动机；在湿热带地区或比较潮湿的场所，应选用湿热带型电动机；在露天场所，宜用户外电动机；在高温车间，应选用绝缘等级与周围环境相适应的电动机；在有爆炸危险的场所，应选用防爆型电动机；在有腐蚀性气体或游离物的场所，应选用防腐式电动机。

除上述四点外，还应考虑直流电动机的额定电压（如 110V、220V、440V 等），是单端出轴还是两端出轴，是立式安装还是卧式安装，电动机转速较高时还应考虑机械减速装置等，这些都必须在设计时根据具体条件，经过经济核算，合理地选择电动机。

（三）主电路的选择

一般说来，对于晶闸管整流装置在整流器功率很小时（4kW 以下），用单相整流电路，功率较大时用三相整流电路。在单相整流电路中，全波电路比半波电路脉动成分小，滤波容易。所以，全波电路比半波电路用得更多，但对脉动要求不高的场合（如小型充电机）也可采用半波整流电路。在全波电路里，单相桥式电路比双半波电路具有变压器利用率高、加在器件上的反向电压低等优点，因此多采用单相桥式整流电路。在需要有源逆变的场合应采用单相全控桥式整流电路。双半波整流电路由于使用的整流器件少，在电压不高的小功率电路中也被采用。

在三相整流电路中，三相零式电路突出的优点是电路简单，用的晶闸管少，触发器也少，对需要 220V 电压的用电设备直接用 380V 电网供电，而不需要另设整流变压器。但缺点是要求晶闸管耐压高，整流输出电压脉动大，需要平波电抗器容量大，电源变压器二次电流中有直流分量，增加了发热和损耗。因零线流过负载电流，在零线截面小时压降大，往往需从车间变压器单独敷设零线。而三相桥式整流电路，在输出整流电压相同时，电源相电压可较三相零式整流电路小一半，因此显著减轻了变压器和晶闸管的耐压要求。变压器二次绕组电流中没有直流分量，利用率高。输出整流电压脉动小，所以平波电抗器容量就可小一些。三

相桥式整流电路的缺点是整流器件用得太多,全控桥需要六个触发电路,需要 220V 电压的设备也不能用 380V 电网直接供电,而要用整流变压器。三相半控桥式整流电路,虽然只用三只晶闸管、三个触发电路,但整流输出电压脉动大,且不能用于需要有源逆变的场合。故在要求较高的场合还应选择三相全控桥式整流电路。

在需要低电压大电流供电的场合(如电解、电镀),可采用带平衡电抗器的双反星形晶闸管整流电路。对于特大功率的整流装置(数千千瓦),为了减轻对电网的干扰,特别是减轻整流装置对电网的影响,可采用 12 相及 12 相以上的多相整流电路。

对于电动机可逆运行系统,根据容量不同可选择不同的可逆运行方案。4kW 以下的小容量直流电动机,可采用接触器实现反转的电枢可逆系统。容量较大的电动机,可采用两套反并联或交叉联结的晶闸管整流装置来实现电枢反接的可逆系统。在可逆系统中多采用容量对称两套晶闸管装置实现。只有在电动机正反向负载电流相差十分悬殊的场合,需要根据正反两个方向实际负载电流大小分别选择两套整流装置的容量,这对大系统来说可以达到节省投资的目的。对于磁场可逆方案,其优点就是磁场回路可用两套小容量晶闸管整流装置供电,可节省投资。其缺点是控制电路复杂,过渡过程时间长,电动机换向条件恶化,因此只适用于大容量系统、对快速性要求不高的场合。

(四) 触发与驱动电路的选择

1. 晶闸管触发电路的选择

门极电压又叫触发电压,产生触发信号的电路叫触发电路。触发电路性能的好坏,不但影响系统的调速范围和调速精度,而且对系统的可靠性有很大的影响。因此触发电路必须保证迅速、准确、可靠地送出脉冲。为达到这个目的,正确选用或设计触发电路是很重要的,一个触发电路性能的优劣常用下列几条来衡量:

(1) 触发脉冲必须保持与主电路的交流电源同步,以保证每个周期都在相同的延迟角 α 处触发导通晶闸管。

(2) 触发脉冲应能在一定的范围内移相。对于不同的主电路要求的移相范围也不同。例如对于三相半波电路、电阻负载,要求的移相范围为 $0^\circ \sim 150^\circ$;大电感负载(电流连续),只要求整流,则移相范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$;如既要求整流又要逆变,则为 $30^\circ \sim 150^\circ$;三相全控桥式电路,电阻负载时为 $0^\circ \sim 120^\circ$,既要整流又要逆变时,其移相范围为 $30^\circ \sim 150^\circ$,为保证逆变可靠,对最小逆变角 $\beta_{\min}$ 应加以限制;三相半控桥式电路,移相范围为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。

(3) 触发信号应有足够的功率(电压与电流)。为使所有合格的器件在各种可能的工作条件下都能可靠触发,触发电路送出的触发电压和电流,必须大于器件门极规定的触发电压 U_{GT} 与触发电流 I_{GT} 。例如 KP50 就要求触发电压不小于 3.5V,电流不小于 100mA;KP200 则要求触发电压不小于 4V,电流不小于 200mA。故触发电压在 4V 以上、10V 以下为宜,这样就能保证任何一个合格的器件换上去都能正常工作。在触发信号为脉冲形式时,只要触发功率不超过规定值,触发电压、电流的幅值在短时间内可大大超过额定值。

(4) 不该触发时,触发电路的漏电压应小于 0.15~0.2V,以防误触发。

(5) 触发脉冲的上升前沿要陡。否则,因温度、电源电压等因素变化时将造成晶闸管的触发时间不准确。设脉冲的幅值为 U_m ,脉冲前沿是指由 $0.1U_m$ 上升到 $0.9U_m$ 所需要的时间,一般要在 $10\mu s$ 以内为宜。

(6) 触发脉冲应有一定的宽度。一般晶闸管的开通时间为 $6\mu s$ 左右,故触发脉冲的宽度至

少应在 $6\mu\text{s}$ 以上, 最好应有 $20\sim 50\mu\text{s}$ 。对于电感负载, 触发脉冲的宽度应加大, 否则在脉冲终止时主电路电流还上升不到晶闸管的擎住电流, 则晶闸管又重新关断。因此脉冲宽度不应小于 $100\mu\text{s}$, 最好达到 1ms , 相当于 50Hz 正弦波的 18° 。对于三相桥式全控整流电路, 若采用宽脉冲触发, 则脉冲宽度应大于 60° , 一般设计成 90° (5ms)。对于较宽的触发信号也可用脉冲列的形式代替。图 10-2 表示三种常用的触发脉冲波形。

在功率较大的系统中, 或者主回路有电容放电以及晶闸管串、并联使用的场合, 均可能造成通过晶闸管的电流上升率 di/dt 过高, 若导通面积的扩展速度不够快时, 将引起局部结温过高而损坏器件。提高门极电流的电平和前沿陡度, 能够有效地提高导通面积的扩展速度, 提高器件承受 di/dt 的能力。因此在晶闸管电流上升率 di/dt 较大的场合, 必须采用强触发。图 10-3 为强触发脉冲波形。强触发脉冲的幅值 I_{gm} 可取最大触发电流 I_G 的 5 倍, 前沿宽度 t_1 在几微秒以内, 强触发脉冲宽度 t_2 应大于 $50\mu\text{s}$ (但也不能太大, 以防超过门极允许功率), 脉冲持续时间 t_3 应大于 $550\mu\text{s}$ 。

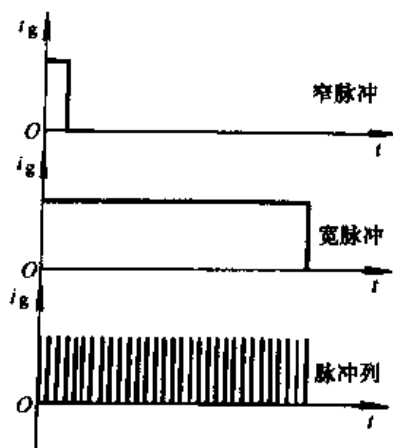


图 10-2 三种常用触发脉冲波形

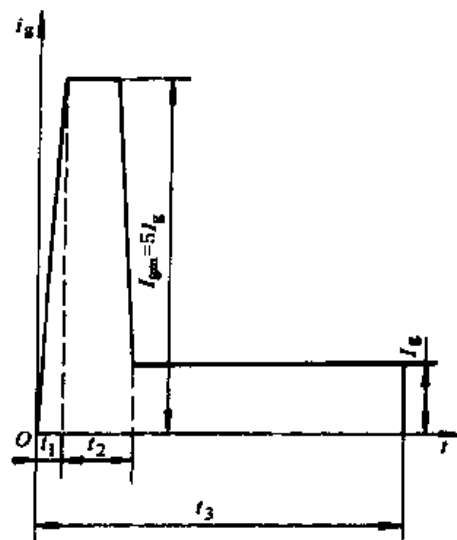


图 10-3 强触发脉冲波形

晶闸管的触发电路种类很多, 表 10-2 中列出了几种常用的触发电路类型、优缺点和适用范围, 以便选用。

表 10-2 常用触发电路比较表

触发电路名称	优点	缺点	适用范围
阻容移相桥触发电路	结构简单、成本低、工作可靠、调节方便	触发电压为正弦波, 上升前沿不陡, 受电网波动影响大, 触发准确性与可靠性差。由于不是脉冲触发, 门极电流大, 增加了晶闸管损耗, 而且调节范围也受到限制	仅适用于小功率晶闸管整流装置, 且控制精度要求低的场合
单结晶体管触发电路	电路简单、成本低、触发脉冲前沿陡, 工作可靠、抗干扰能力强, 易于调试	脉冲宽度窄, 输出功率小、控制线性度差, 移相范围一般小于 180° 。电路参数差异大, 在多相电路中使用不易一致	不附加放大环节, 可触发 50A 以下的晶闸管, 常用于要求不高的小功率单相或三相半波电路中, 但在大电感负载中不易采用

(续)

触发电路名称	优 点	缺 点	适 用 范 围
用小晶闸管放大脉冲功率的触发电路	电路简单、可靠、触发功率大,可获得宽脉冲	需要单结晶体管电路触发小晶闸管、用的器件相应增多	用于触发大功率晶闸管或多只晶闸管串并联的场合
正弦波同步触发路	触发电路简单,易于调整,能输出宽脉冲,直流输出电压 U_d 与控制电压 U_c 为线性关系、能部分补偿电网电压波动对输出电压 U_d 的影响。在引入正反馈时,脉冲前沿陡度可提高	由于同步信号为正弦波,故受电网电压的波动及干扰影响大,实际移相范围只有 150° 左右	不适用于电网电压波动较大的场合,可用于功率较大的晶闸管装置中
锯齿波同步触发电路	它不受电网电压波动与波形畸变的直接影响,抗干扰能力强,移相范围宽。具有强触发、双脉冲和脉冲封锁等环节,可触发 200A 的晶闸管	整流输出电压 U_d 与控制电压 U_c 间不是线性关系,电路比较复杂	在大中容量晶闸管装置中得到广泛的应用
集成触发电路	体积小、功耗低、调试方便、性能稳定可靠	移相范围小于 180° ,为保证触发脉冲对称度,要求交流电网波形畸变率小于 5%	广泛应用于各种晶闸管装置中
数字式触发电路	触发准确、精度高	线路复杂、成本高	用于要求较高的场合

2. GTR 和 IGBT 驱动电路的选择

可选用有关书籍和产品样本中介绍的驱动电路,然后根据元件的开通与关断所需要的功率进行核算。

(五) 反馈方式的选择

调速系统中,常用的反馈方式有转速负反馈、电压负反馈、电流正反馈、电流截止负反馈及电压微分负反馈等。但是一个自动调速系统到底采用什么反馈形式要由对调速系统所提出的静态和动态指标来决定。在调速范围 $D > 20$ 的场合,一般采用转速负反馈;如果对调速范围要求不高,可以采用电压负反馈或电压负反馈再加电流正反馈,为了限制系统的起动电流和堵转电流可以引入电流截止负反馈。

为提高调速系统的精度,在调速系统中往往需要引入放大器。另一方面,很多生产机械不但对系统的静特性提出较高的要求,而且还提出既要加快起制动过渡过程又要保证安全,使电流不超过电动机允许值的要求,基于这样的控制要求,常采用转速负反馈加电流截止负反馈,并应用运算放大器组成具有调节器的晶闸管调速系统。总之,我们应当根据具体情况来选择合理的线路结构以满足生产机械工艺过程对调速系统静态和动态指标的要求。

(六) 保护电路的设置

1. 晶闸管保护电路的设置

晶闸管有许多优点,但是它承受过电压和过电流的能力很差,短时间过压过流就会使器件损坏。晶闸管能承受电压和电流上升率是有一定限制的,当电流上升率过大时,会使器件局部烧穿而损坏。当电压上升率太大时,又会导致晶闸管误导通,使运行不正常。为了使器

件可靠地长期运行,除了合理选择晶闸管外,还必须针对过电压和过电流采取恰当的保护措施。

所谓过电压,就是指超过整流电路正常工作时的最大峰值电压,分操作和浪涌过电压两种。操作过电压是指晶闸管装置拉闸、合闸和晶闸管关断等电磁过程引起的过电压。浪涌过电压是由于雷击等原因从电网侵入的偶然性过电压。

阻容吸收装置可将操作过电压抑制在规定范围之内,但对浪涌过电压不能有效的抑制。还需设置非线性电阻元件来吸收浪涌过电压。目前常用的非线性电阻元件有硒堆和压敏电阻两种。

压敏电阻是一种新型的过电压保护元件,是由氧化锌、氧化铋等烧结制成。压敏电阻具有很陡的正反向对称的稳压管特性,平时漏电流很小(微安级),而放电时可通过高达数千安的冲击电流,抑制过电压的能力很强。对浪涌过电压反应快,而且本身体积小,是一种较好的过电压保护元件,目前已基本取代硒堆。

晶闸管装置在运行时,有可能产生过电流。其原因可能是生产机械过载、输出端短路、某一器件击穿短路、器件误触发或逆变失败等。如不采取措施就会烧毁晶闸管。常用的过电流保护措施有如图 10-4 所示的几种,现叙述如下:

(1) 在交流侧串入电抗器(图 10-4 中的 A)或采用漏抗较大的变压器可以有效地限制短路电流,从而限制了晶闸管中的电流。但在负载电流较大时会产生较大的电压降。

(2) 在控制电路中设置电流调节器或电流截止反馈环节,把过电流限制在一定的数值之内。或用拉入逆变的方法,使整流器转为逆变状态工作,把整流电路中的能量回送到电网,使故障电流迅速下降。

(3) 采用过电流继电器和断路器的方法。可在交流侧经过电流互感器接入过电流继电器(图 10-4 中的 B)或者在直流侧接入过电流继电器(图 10-4 中的 F)。当发生过电流故障时,过电流继电器动作,引起交流输入端的断路器跳闸。由于过电流继电器和断路器的动作时间需几百毫秒,故只保护过载电流。

(4) 用直流快速断路器作过电流保护(图 10-4 中的 G)。直流快速断路器的动作时间仅有 2ms,全部断弧时间不超过 25~30ms,是目前较好的直流侧过电流保护装置,多用于大容量系统中。

(5) 采用快速熔断器作过电流保护(图 10-4 中的 C、D、E)。快速熔断器有较好的快速熔断特性,其熔断时间一般都小于 10ms,一旦发生过电流可及时熔断,保护晶闸管。

在设计晶闸管装置过电流保护环节时,可根据需要选择其中一种或几种进行过电流保护。

2. 自关断器件保护电路的设置

由于电路中电感的存在,器件关断时易产生过电压和大的 du/dt ,给器件安全运行带来威胁。另外在器件开通时又可能产生过大的 di/dt 而烧毁器件。为此,设置缓冲保护电路是必要的。但因自关断器件的工作频率比晶闸管高得多,故缓冲电路与晶闸管也不尽相同,经常采用的缓冲电路如图 10-5 所示。串联电感用来限制 di/dt ,并联电容则用来抑制过电压和 du/dt 。

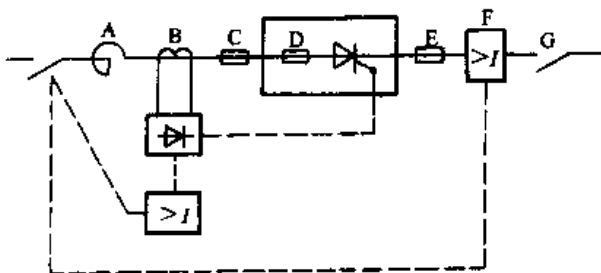


图 10-4 过流保护措施

该保护电路也适于 GTO、MOSFET 及 IGBT。

GTR 承受浪涌电流的能力较弱, 故过流、短路不能用快速熔断器, 常采用监测 U_{ce} 、 U_{be} 的方法来进行过流与短路保护。这因为过流时 U_{ce} 上升, 当 U_{ce} 上升到一定值时让 GTR 关断。当 I_b 一定时, U_{be} 也随 I_c 上升而增大, 短路时监测 U_{be} 比 U_{ce} 更有效, 但过流不严重时 U_{be} 变化不如 U_{ce} 灵敏, 这就是过流用 U_{ce} 监测, 短路用 U_{be} 监测的原因。用霍尔元件检测过流, 使驱动电路关断自关断器件, 也是一种常用的过流保护方法。

(七) 稳压电源的选择

给定电压的稳定与否直接影响系统给定转速的稳定程度, 对调速系统精度影响甚大。为此在调速系统中, 给定电压一般由稳压电源供给。根据对系统调速精度的要求不同, 可以采用不同型式的稳压电源。用硅稳压管组成并联式稳压电源的电压稳定系数不高, 仅适用于对稳压精度要求不高的场合。而对那些要求较高的调速系统, 则应采用电压稳定系数高的串联式稳压电源。

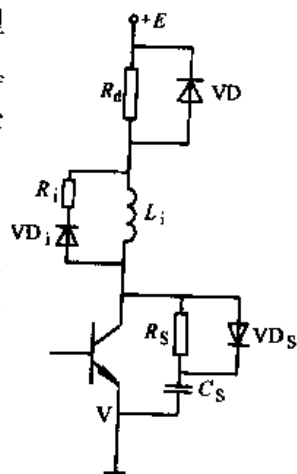


图 10-5 常用缓冲电路

目前集成稳压器得到了广泛的应用, 有三端、五端之分, 且以三端集成稳压器应用居多。三端集成稳压器又有固定和可调输出两种。输出电压又有正电压和负电压之别。三端固定稳压器, 在 5~24V 间有 7 种不同的输出电压规格。可调输出集成稳压器的输出电压能在 1.2~37V 范围内连续可调。集成稳压器内部设有过电流、过热保护和调整管安全区工作保护电路, 所以使用安全可靠。由于用集成稳压器组成的稳压电路简单, 稳压精度高, 故广泛应用在调速系统及其他电子设备中。

(八) 继电器接触器控制电路的选择

要接通、断开晶闸管整流装置的交流电源, 且考虑调试方便, 希望在调试好触发电路后再接通主电路; 还要考虑过载、短路、欠电压、弱磁等保护环节, 需要用刀开关 (或断路器)、接触器控制电路来实现。因此还需要对继电器接触器控制电路进行设计。对于一般调压电路及小功率调速系统, 这部分电路并不复杂, 故采用经验法进行设计即可。

总之, 根据用户要求及设计构想即可画出如图 10-6 所示的系统框图。

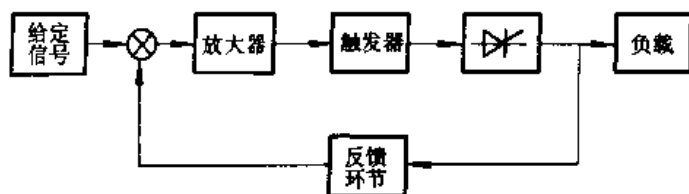


图 10-6 控制系统框图

第十一章 主电路计算

一、晶闸管整流主电路计算

主电路计算所包含的具体内容是：

- ① 整流变压器额定参数计算。
- ② 整流元件的计算与选择。
- ③ 晶闸管保护电路的计算。
- ④ 电抗器的参数计算。

(一) 整流变压器额定参数的计算

一般情况下，整流装置所要求的交流供电电压与电网电压不一致，因此需要使用整流变压器。此外，整流变压器还可减小电网和整流装置的相互干扰。

已知条件：①一次电压；②整流电路接线方式和负载性质；③整流输出电压和电流。

计算参数：①二次相电压 U_2 和相电流 I_2 ；②一次相电流 I_1 ；③一次侧容量 S_1 、二次侧容量 S_2 和平均容量 S 。

1. U_2 的计算

U_2 是一个重要参数，选择过低，无法保证输出额定电压。选择过高，又会造成延迟角 α 加大，功率因数变坏，整流元件的耐压升高，增加了装置的成本。一般可按式计算，即

$$U_2 = \frac{U_{d\max} + nU_T}{A\epsilon \left(\cos\alpha_{\min} - CU_{sh} \frac{I_2}{I_{2N}} \right)} \quad (11-1)$$

式中 $U_{d\max}$ ——整流电路输出电压最大值；

nU_T ——主电路电流回路 n 个晶闸管正向压降；

C ——线路接线方式系数，见表 3-1；

U_{sh} ——变压器的短路比，对 10~100kV·A 变压器， $U_{sh}=0.05\sim0.1$ ；

I_2/I_{2N} ——变压器二次实际工作电流与额定电流之比，应取最大值。

在要求不高的场合或近似估算时，用下式计算则更加方便，即

$$U_2 = (1 \sim 1.2) \frac{U_d}{A\epsilon B} \quad (11-2)$$

式中 A ——理想情况下， $\alpha=0^\circ$ 时整流电压 U_{d0} 与二次电压 U_2 之比，即 $A=U_{d0}/U_2$ ，见表 3-1；

B ——延迟角为 α 时，输出电压 U_d 与 U_{d0} 之比，即 $B=U_d/U_{d0}$ ，见表 3-1；

ϵ ——电网波动系数，通常取 $\epsilon=0.9$ ；

$1\sim1.2$ ——考虑各种因素的安全系数。

2. 二次相电流 I_2 和一次相电流 I_1

$$I_1 = K_{I1} I_d / K \quad (11-3)$$

$$I_2 = K_{I2} I_d \quad (11-4)$$

式中 K_{I1} 、 K_{I2} ——由表 3-1 选取；

$K = N_1 / N_2$ ——变压器一次与二次匝数比。

考虑变压器的励磁电流时， I_1 应乘以 1.05 左右的系数。

3. 变压器的容量计算

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 \quad (11-5)$$

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 \quad (11-6)$$

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) \quad (11-7)$$

式中 m_1 、 m_2 ——一次侧、二次侧绕组的相数，对不同接线方式可由表 3-1 查得。

在已知整流功率 $P_d = U_d I_d$ 的情况下，也可应用表 3-1 中的容量比值对变压器进行计算。

(二) 整流元件的选择

晶闸管和整流管的选择主要指合理地选择器件的额定电压和电流。

1. 晶闸管的额定电压

在已知 U_2 的条件下，由表 3-2 查得晶闸管实际承受的最大峰值电压 U_{Tm} ，乘以 (2~3) 倍的安全裕量，参照标准电压等级，即可确定晶闸管的额定电压 U_{TN} 。即

$$U_{TN} = (2 \sim 3) U_{Tm} \quad (11-8)$$

2. 晶闸管的额定电流

选择晶闸管额定电流的原则是必须使管子允许通过的额定电流有效值 I_{TN} 大于实际流过管子电流最大有效值 I_T ，即

$$I_{TN} = 1.57 I_{T(AV)} > I_T$$

或

$$I_{T(AV)} > \frac{I_T}{1.57} = \frac{I_T}{1.57} \frac{I_d}{I_d} = K I_d$$

考虑 (1.5~2) 倍的裕量

$$I_{T(A)} = (1.5 \sim 2) K I_d \quad (11-9)$$

式中 $K = I_T / (1.57 I_d)$ ——电流计算系数，可由表 3-2 查得。

由表 3-2 选择 K 值时应注意负载的性质，除恒流负载应按 α_{max} 来选择外；其它均以 α_{min} 来选择。

整流二极管的选择与计算和晶闸管相同，故可参照晶闸管的选择与计算方法进行，这里不再重述。

此外，还需注意以下几点：

- ① 当周围环境温度超过 +40℃ 时，应降低元件的额定电流值。
- ② 当元件的冷却条件低于标准要求时，也应降低元件的额定电流值。

③ 关键、重大设备，电流裕量可适当选大些。

目前由于晶闸管元件制造工艺水平不断改进，元件的耐压和电流容量都有较大提高，对于中、小功率晶闸管整流装置来说，采用晶闸管串且并联情况已逐步减少，故这里不再介绍串、并联问题。如果设计者采用串、并联方式，就一定要注意晶闸管元件串联时的均压问题和并联时的均流问题。

(三) 晶闸管保护环节的设计与计算

1. 过电压保护

设计要求：①把操作过电压抑制在元件额定电压 U_{TN} 以下；②把浪涌过电压抑制在元件的断态和反向不重复峰值电压 U_{DSM} 和 U_{RSM} 以下。

以过电压保护部位来分，有交流侧过电压保护、直流侧过电压保护和器件两端的过电压保护三种。

(1) 交流侧过电压保护措施

1) 阻容保护 即在变压器二次并联电阻 R 和电容 C 进行保护，各种接线方式如图 11-1 所示。

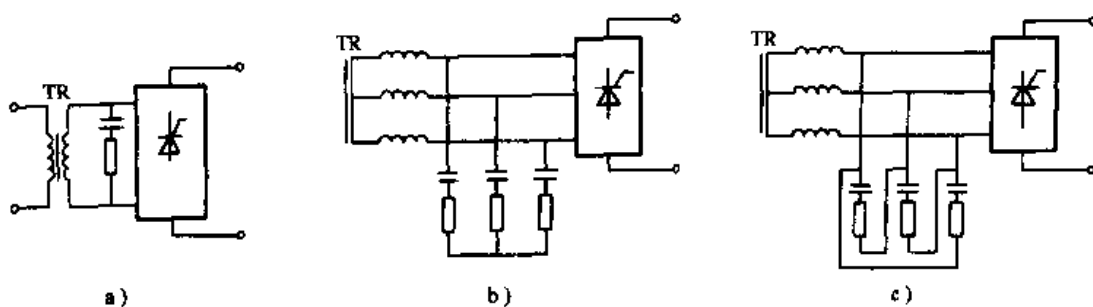


图 11-1 阻容保护的接法

a) 单相 b) 三相变压器二次侧 Y 联结，阻容保护 Y 联结 c) 三相变压器二次侧 Y 联结，阻容保护 Δ 联结

对于单相电路

$$C \geq 6 I_{cm} \frac{S}{U_2^2} \quad (11-10)$$

电容 C 的耐压 $\geq 1.5 U_m$

$$R \geq 2.3 \frac{U_2^2}{S} \sqrt{\frac{U_{sh}}{I_{cm}}} \quad (11-11)$$

电阻功率

$$P_R \geq (3 \sim 4) I_R^2 R \quad (11-12)$$

$$I_C = 2\pi f C U_c \times 10^{-6}$$

式中 S ——变压器容量 (VA)；

U_2 ——变压器二次相电压有效值 (V)；

I_R ——通过电阻的电流 (A)；

I_{cm} ——变压器励磁电流百分数，10~100kV·A 的变压器，对应的 $I_{cm}=10\sim4$ ；

U_{sh} ——变压器的短路比，10~1000kV·A 的变压器，对应的 $U_{sh}=5\sim10$ ；

U_m ——阻容两端正常工作时交流电压峰值 (V)。

对于三相电路，如图 11-1b、c 中， R 和 C 的数值可按表 11-1 进行换算。

表 11-1 变压器和阻容装置不同接法时电阻和电容的数值

变压器接法	单相	三相、二次 Y 联结		三相、二次 D 联结	
阻容装置接法	与变压器二次侧并联	Y 联结	D 联结	Y 联结	D 联结
电容	C	C	$\frac{1}{3}C$	$3C$	C
电阻	R	R	$3R$	$\frac{1}{3}R$	R

对于大容量的晶闸管装置，三相阻容保护装置比较庞大，这时，可以采用图 11-2 所示的整流式接法。虽然多了一个三相整流桥，但只用了一个电解电容，从而可以减小保护装置的体积。

电容 C 的计算公式同式 (11-10)，耐压应大于 1.5 倍交流线电压的峰值。

R_C 、 R 的数值可按下式计算，单位为 Ω 。

$$R_C = 5 \frac{U_{2l}}{I_{2l}} \quad (11-13)$$

$$P_{RC} \geq (2 \sim 3) \frac{(\sqrt{2} U_{2l})^2}{R_C} \quad (11-14)$$

$$R = 5 \frac{U_d}{I_d} \quad (11-15)$$

式中 U_{2l} 、 I_{2l} ——变压器二次侧的线电压和线电流；

U_d 、 I_d ——整流输出电压和电流；

P_{RC} ——电阻 R_C 的功率。

在电阻 R 中，平时几乎没有电流，只在过电压时流过瞬时电流，所以电阻 R 的功率可以不必专门考虑，一般可取 4~10W。

2) 非线性电阻保护 这里主要介绍压敏电阻的选择，而硒堆只介绍在电路中的接法。

① 用压敏电阻保护时的接法如图 11-3 所示。

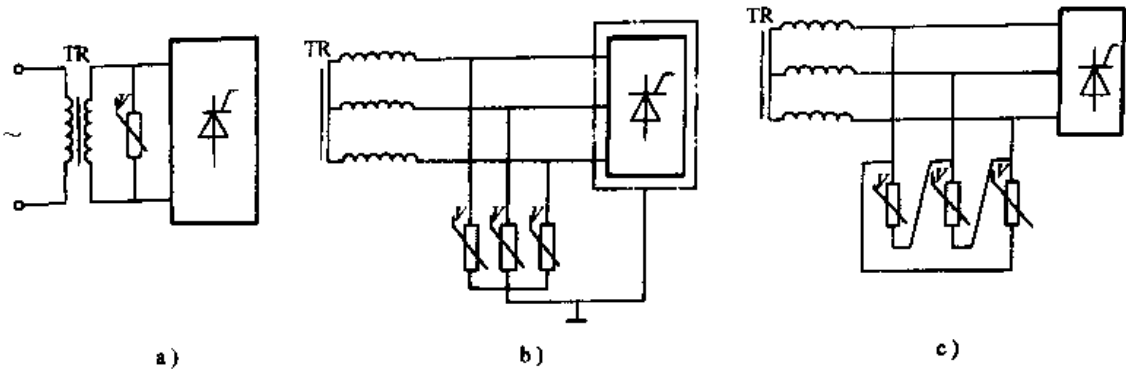


图 11-3 压敏电阻保护的接法

a) 单相 b) 三相 Y 联结 c) 三相 D 联结

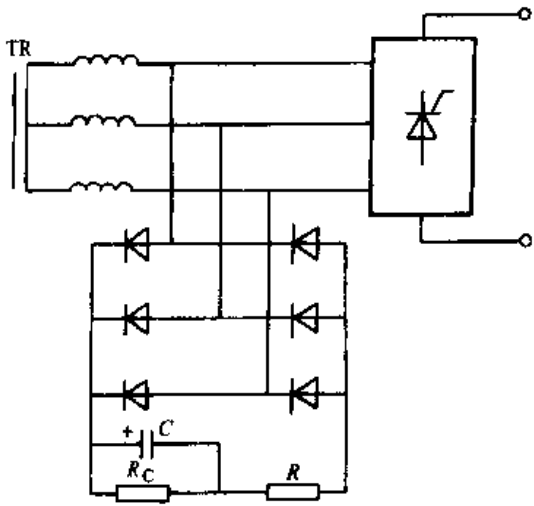


图 11-2 三相整流式阻容保护的接法

压敏电阻的主要参数为

- a. 标称电压 U_{1mA} : 指漏电流为 1mA 时压敏电阻上的电压;
- b. 通流量: 在规定冲击电流波形 (前沿 $8\mu s$, 波形宽 $20\mu s$) 下, 允许通过的浪涌峰值电流;
- c. 残压: 压敏电阻通过浪涌电流时在其两端的电压降。

压敏电阻的选择为

- a) 标称电压 U_{1mA}

$$U_{1mA} = 1.3 \sqrt{2} U \quad (11-16)$$

式中 U ——压敏电阻两端正常工作电压有效值 (V)。

- b) 通流量。应大于实际可能产生的浪涌电流值, 一般取 5kA 以上。

c) 残压。由被保护元件的耐压决定, 对于晶闸管, 应使得在通过浪涌电流时, 残压抑制在晶闸管额定电压以下, 并留有一定裕量。

② 硒片。硒片即硒整流片, 具有类似稳压管的正反向特性。一般硒片的反向击穿电压较低, 实际使用时, 为提高该电压, 可将多片硒片串联使用, 称为硒堆。

由于硒堆正向为二极管特性, 故在用作过电压保护时将两组硒堆反向对接, 以使正反向均具有稳压管特性。图 11-4 为硒堆保护实际联结法。

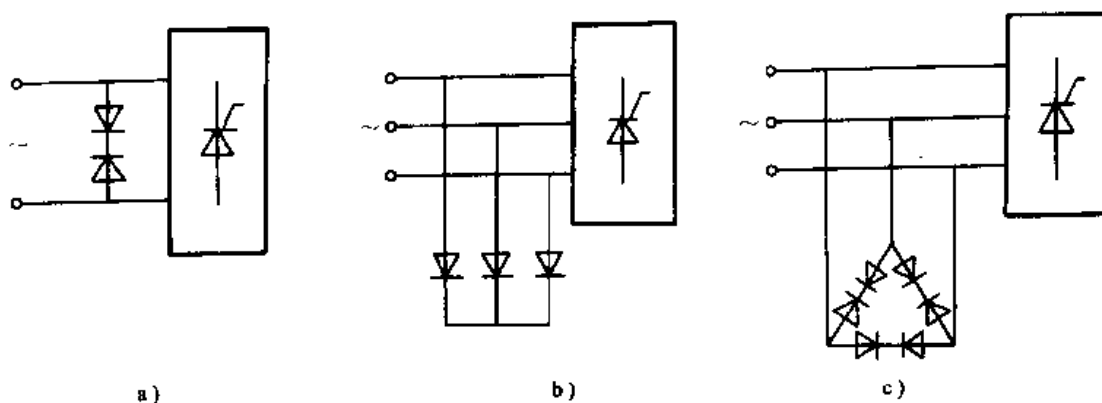


图 11-4 硒堆保护的联结法

a) 单相 b) 三相 Y 联结 c) 三相 D 联结

3) 直流侧过电压保护措施 直流侧保护可采用与交流侧保护相同的方法, 可采用阻容保护和压敏电阻保护。但采用阻容保护易影响系统的快速性, 并且会造成 di/dt 加大。因此, 一般不采用阻容保护, 而只用压敏电阻作过电压保护, 如图 11-5 所示。

压敏电阻的标称电压 U_{1mA} , 一般用下面公式计算, 即

$$U_{1mA} \geq (1.8 \sim 2) U_{DC} \quad (11-17)$$

式中 U_{DC} ——正常工作时加在压敏电阻两端的直流电压 (V)。

通流量和残压的选择同交流侧。

4) 晶闸管两端的过电压保护措施 抑制晶闸管的关断过电压一般采用在晶闸管两端并联阻容保护电路的方法, 如图 11-6 所示。

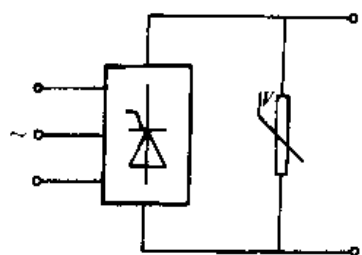


图 11-5 直流侧压敏电阻保护电路的接法

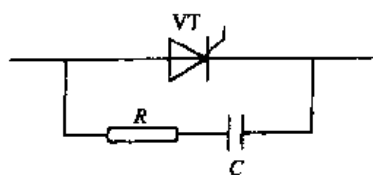


图 11-6 晶闸管两端阻容保护电路接法

阻容保护的数值一般根据经验选定，见表 11-2。

表 11-2 与晶闸管并联的阻容经验数据

晶闸管额定电流/A	10	20	50	100	200	500	1000
电容/ μF	0.1	0.15	0.2	0.25	0.5	1	2
电阻/ Ω	100	8	40	20	10	5	2

电容耐压可选加在晶闸管两端工作电压峰值 U_m 的 1.1~1.5 倍。

电阻功率 P_R 为

$$P_R = (fCU_m^2 \times 10^{-6}) \text{ W} \quad (11-18)$$

式中 f ——电源频率 (Hz)；

C ——与电阻串联电容值 (μF)；

U_m ——晶闸管工作电压峰值 (V)。

目前阻容保护参数计算还没有一个较理想的公式，因此在选用阻容保护元件时，在根据上述介绍公式计算出数据后，还要参照以往用得较好且相近的装置中的阻容保护元件参数进行确定。

2. 过电流保护

过电流保护措施很多，其中限流保护措施将在反馈控制电路中介绍。过电流继电器、断路器等的选择将在继电器接触器电路选择中叙述，这里只介绍快速熔断器的选择方法。

快速熔断器的断流时间短，保护性能较好，是目前应用最普遍的保护措施。快速熔断器可以安装在直流侧、交流侧和直接与晶闸管串联，如图 11-7 所示。其中以图 b 接法时保护晶闸管最为有效；图 c 只能在直流侧过载、短路时起作用；图 a 对交流、直流侧过流均起作用，但正常运行时通过快熔的有效值电流往往大于流过晶闸管中的有效值电流，故在产生过电流时对晶闸管的保护作用就差了，使用时可根据实际情况选用其中一、二种甚至三种全用上。

目前常用的快速熔断器有 RLS 系列和 RS3 系列，它们的特性见表 11-3a 和 b。快速熔断器的选择主要考虑下述两个方面。

① 快速熔断器的额定电压应大于线路正常工作电压的有效值。

② 快速熔断器熔体的额定电流（有效值） I_{FU} 应小于 $1.57I_{T(AV)}$ ($I_{T(AV)}$ 为被保护晶闸管的通态平均电流)。同时又应大于正常运行时晶闸管（或线路）通过的电流有效值 I_T ，即

$$1.57I_{T(AV)} \geq I_{FU} \geq I_T \text{ (或 } I_2, I) \quad (11-19)$$

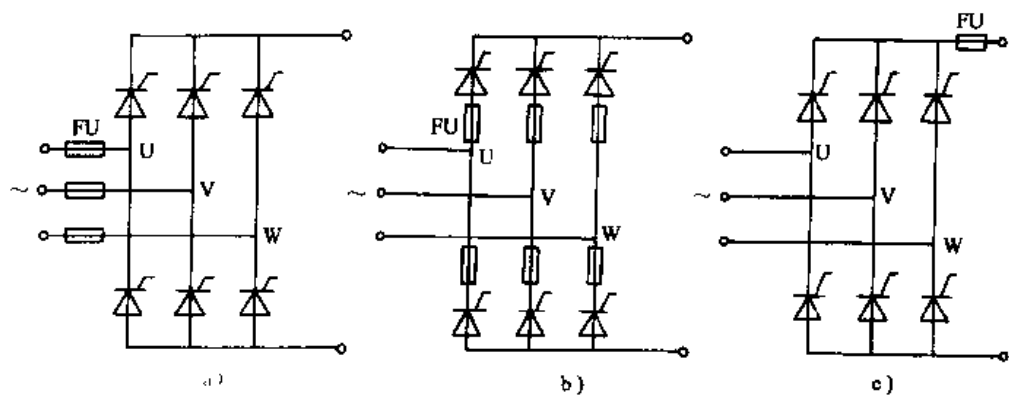


图 11-7 快速熔断器的接法

a) 交流侧快熔 b) 元件串联快熔 c) 直流侧快熔

表 11-3a RLS 系列快速熔断器

型号	额定电压/V	额定电流/A	熔体额定电流 /A	极限分断电流 /kA	保护特性	
					电流	熔断时间
RLS-10	500	10	3、5、10	40	$1.1I_N$	5h 内不断
RLS-50		50	15、20、25 30、40、50		$3I_N$	0.3s 内断
RLS-100		100	60、80、100		$3.5I_N$	0.12s 内断
					$4I_N$	0.06s 内断
					$5I_N$	0.02s 内断

表 11-3b RS3 系列快速熔断器

额定电压/V	熔体额定电流/A	极限分断电流/kA	保证特性		制造厂
			电流	熔断时间/s	
500	10、15、30、50	25 (100A 以下)	$3.5I_e$	<0.06	北京电器元件厂
	80、100、150	50 (100A 以上)	$4I_e$	<0.02	
	200、250、300				
250	10、15、20、25 30、40、50、80	25	$3.5I_N$ $4.5I_N$	<0.06	上海电瓷厂 上海电器陶瓷厂
500	100、150、200 250、300	50	(100A 以下) $4I_N$	<0.02	
			(100A 以上)	<0.02	
750	200				

3. 电压和电流上升率的限制

1) 电压上升率 du/dt 正向电压上升率 du/dt 较大时, 会使晶闸管误导通。因此作用于晶闸管的正向电压上升率应有一定的限制。

造成电压上升率 du/dt 过大的原因一般有两点:

① 由电网侵入的过电压。

② 由于晶闸管换相时相当于线电压短路, 换相结束后线电压又升高, 每一次换相都可能造成 du/dt 过大。

限制 du/dt 过大可在电源输入端串联电感和在晶闸管每个桥臂上串联电感, 利用电感的滤波特性, 使 du/dt 降低。串联电感后的电路如图 11-8、11-9 所示。

2) 电流上升率 di/dt 导通时
流上升率 di/dt 太大, 则可能引起门极附近过热, 造成晶闸管损坏。因此对晶闸管的电流上升率 di/dt 必须有所限制。

产生 di/dt 过大的原因, 一般有:

① 晶闸管导通时, 与晶闸管并联的阻容保护中的电容突然向晶闸管放电。

② 交流电源通过晶闸管向直流侧保护电容充电。

③ 直流侧负载突然短路等等。

限制 di/dt , 除在阻容保护中选择合适的电阻外, 也可采用与限制 du/dt 相同的措施, 即在每个桥臂上串联一个电感。

限制 du/dt 和 di/dt 的电感, 可采用空心电抗器, 要求 $L \geq (20 \sim 30) \mu\text{H}$; 也可采用铁心电抗器, L 值可偏大些。在容量较小系统中, 也可把接晶闸管的导线绕上一定圈数, 或在导线上套上一个或几个磁环来代替桥臂电抗器。

(四) 电抗器参数计算

为了使直流负载得到平滑的直流电流, 通常在整流输出电路中串入带有气隙的铁心电抗器 L_d , 称平波电抗器。其主要参数有流过电抗器的电流一般是已知的, 因此电抗器参数计算主要是电感量的计算。

1. 使输出电流连续的临界电感量 L_1

对于电动机负载的晶闸管可控整流电路, 当负载电流小到一定程度, 会出现输出电流断续的现象, 这将使直流电动机的机械特性变软。为了使输出电流在最小负载电流 $I_{d\min}$ 时仍能连续, 所需的临界电感量 L_1 可用下式计算, 单位为 mH。

$$L_1 = K_1 \frac{U_2}{I_{d\min}} \quad (11-20)$$

式中 K_1 ——与整流电路形式有关的系数, 可由表 11-4 中查得;

$I_{d\min}$ ——最小负载电流, 常取电动机额定电流的 5%~10% 计算。

2. 限制输出电流脉动的电感量 L_2

由于晶闸管整流装置的输出电压是脉动的, 因此输出电流波形也是脉动的。该脉动电流可以看成是一个恒定直流分量和一个交流分量组成。通常负载需要的只是直流分量, 对电动机负载来说, 过大的交流分量会使电动机换向恶化和铁耗增加, 引起过热。因此, 应在直流侧串入平波电抗器, 用来限制输出电流的脉动量。平波电抗器的临界电感量 L_2 (单位为 mH) 可用下式计算

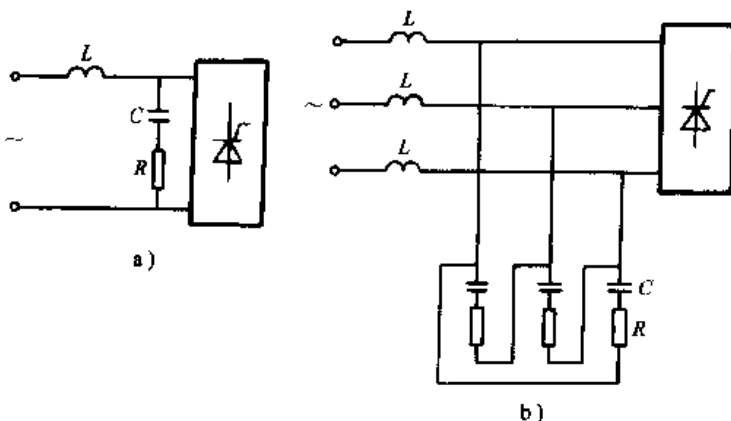


图 11-8 串联进线电感直接接入电网

a) 单相电路 b) 三相电路

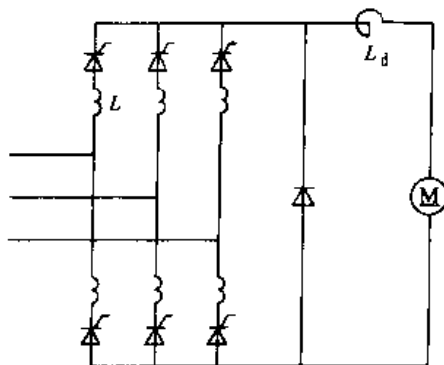


图 11-9 晶闸管串接桥臂电抗器

$$L_2 = K_2 \frac{U_2}{S_1 I_d} \quad (11-21)$$

式中 K_2 ——系数，与整流电路形式有关，可查表 11-4；

S_1 ——电流最大允许脉动系数，通常单相电路 $S_1 \leq 20\%$ ，三相电路 $S_1 \leq (5 \sim 10)\%$ 。

表 11-4 平波电抗器系数表

输出端形式	系数	整流电路形式									
		单相半波	单相全波	单相半控桥	带一个晶闸管的单相桥	单相全控桥	三相半波	三相半控桥	三相全控桥	六相半波	带平衡电抗器的双反星形
输出端有续流二极管	K_1	2.7	1.67	1.67	1.67	1.67	1.03	1.78	0.655	0.378	0.325
	K_2	5.05	2.8	2.8	2.8	2.8	1.66	2.88	0.925	0.56	0.338
	K_T	6.37	6.37	3.18	3.18	3.18	6.75	3.9	3.9	5.51	7.8
输出端没有续流二极管	K_1	—	—	1.67	—	2.86	1.48	1.78	0.695	0.401	0.348
	K_2	—	—	2.8	—	4.5	2.25	2.88	1.045	0.605	0.523
	K_T	—	—	3.18	—	3.18	6.75	3.9	3.9	5.51	7.8

3. 电动机电感量 L_D 和变压器漏电感量 L_T

电动机电感量 L_D (单位为 mH) 可按式计算

$$L_D = K_D \frac{U_D}{2pnI_D} 10^3 \quad (11-22)$$

式中 U_D 、 I_D 、 n ——直流电动机电压、电流和转速，常用额定值代入；

p ——电动机的磁极对数；

K_D ——计算系数。一般无补偿电动机取 8~12，快速无补偿电动机取 6~8，有补偿电动机取 5~6。

变压器漏电感量 L_T (单位为 mH) 可按式计算

$$L_T = K_T \frac{U_{sh} U_2}{100 I_D} \quad (11-23)$$

式中 K_T ——计算系数，由表 11-4 查出；

U_{sh} ——变压器的短路比，一般取 5~10。

4. 实际串入电抗器的电感量

考虑输出电流连续时的实际电感量

$$L_{d1} = L_1 - (L_D + NL_T) \quad (11-24)$$

N 在三相桥式电路中取 2，其余电路可取 1。

考虑限制电流脉动时的实际电感量

$$L_{d2} = L_2 - (L_D + NL_T) \quad (11-25)$$

如上述条件均需满足时，应取 L_{d1} 和 L_{d2} 中较大者作为串入平波电抗器的电感值。

可逆系统中限制环流电抗器 (又称均衡电抗器)，电感量 L_r (单位为 mH) 的计算公式为

$$L_r = K_r \frac{U_2}{I_r} \quad (11-26)$$

式中 K_r ——计算系数, 一般取 $K_r = K_1$;

I_r ——要求的环流值, 通常取 $I_r = (3\% \sim 10\%) I_D$ (I_D 为直流电动机电枢电流)。

实际所需的均衡电感量为 L_{ra}

$$L_{ra} = L_r - L_T$$

如果均衡电流经过变压器两相绕组, 计算 L_{ra} 时, 应代入 $2L_T$ 。

一般说来, 均衡电抗器 L_{ra} 和平波电抗器 L_d 分设的方案比较经济, 故采用较为普遍, 如图 11-10 所示。

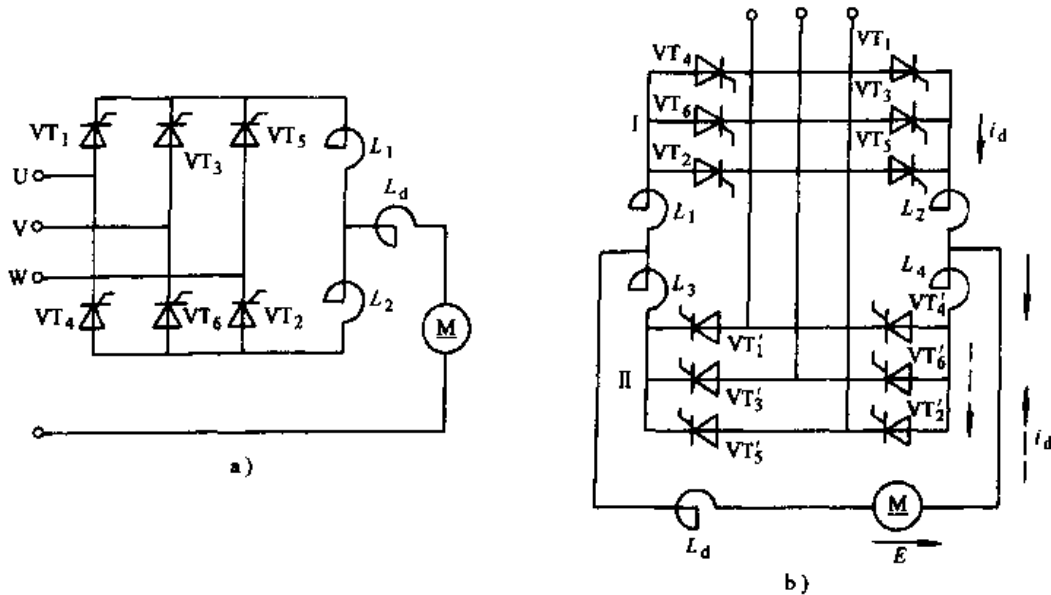


图 11-10 L_d 和 L_{ra} 分设的主电路图

a) 三相半波反并联 b) 三相桥式反并联

二、电力电子器件选用原则

电力电子器件应用广泛, 为达到应用电路功能良好、经济、维护方便, 恰当地选用电力电子器件是十分重要的。

(一) 品种选择

目前普通晶闸管输出功率最大, 但工作频率最低, 在几十到几百赫内工作最为理想。GTO 输出功率稍低一些, 但工作频率要高一些, 它是快速晶闸管最有力的竞争者, 而且逐渐显示出优势, 它的最佳工作频率为几百至 1.2kHz 。GTR 的容量和 IGBT 大体相当, 输出功率都低于 GTO, 最佳工作频率约为 $1 \sim 10\text{kHz}$, IGBT 为 $20 \sim 50\text{kHz}$ 。IGBT 输入功率远比 GTR 低, 控制更加方便, 但它是电压控制器件, 抗干扰能力稍差。MOSFET 的电流和电压容量都比 IGBT 低, 但工作频率高, 可达 $50 \sim 100\text{kHz}$ 。因此, 除了从电路是否简单考虑外, 还应按照输出功率和频率选用电力电子器件。

(二) 器件电压选择

一般电力电子器件均应设置缓冲及 $R-C$ 或浪涌吸收元件电路。对于有保护的电路, 器件的重复峰值电压 (额定电压) 应不低于工作电压峰值的 $(2 \sim 3)$ 倍。

(三) 电流等级的选择

电路设计人员, 必须弄清电路在各种工作状态下通过器件的稳态电流和浪涌电流。一般

要根据可能出现的最大浪涌电流选择器件和电流等级,再根据稳态电流和高频时的开关损耗,计算出总功耗进而选用散热器。

不同器件额定电流的表达方式不同,要特别注意。如普通整流二极管、普通晶闸管是工频正弦半波平均电流,其电流定额 $I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) I_T / 1.57$ (I_T 为工作时通过晶闸管的电流有效值)。快速晶闸管也是工频正弦半波平均电流,但高频应用时,要计算开关损耗。双向晶闸管用有效值表示, GTR、MOSFET、IGBT 和 GTO 等用峰值电流表示。

第十二章 触发与驱动电路的参数选择与校验

在确定触发电路后，就需要对电路中某些参数进行计算，并对脉冲输出级进行校验，以使触发电路满足整流电路的需要。

一、阻容移相桥触发电路

电路如图 12-1 所示。一般根据下列原则选择移相桥各参数：

- ① 变压器二次侧每半边绕组上的电压应大于晶闸管控制极的最大触发电压。
- ② 流过移相桥电阻、电容上的电流，应大于晶闸管控制极的最大触发电流。
- ③ 电容 C 与电阻 R 的大小可参照下式求得

$$C \geq \frac{3I_{OD}}{U_{OD}} \quad (12-1)$$

$$R \geq K_R \frac{U_{OD}}{I_{OD}} \quad (12-2)$$

式中 I_{OD} 、 U_{OD} ——移相桥输出电流和电压，单位分别为 mA 和 V；

K_R ——电阻系数，与要求的移相范围有关，可由表 12-1 查得。

表 12-1 电阻系数 K_R 的经验数据

整流输出电压调节倍数	2	2~10	10~50	>50
要求移相范围	90°	90°~144°	144°~164°	>164°
电阻系数 K_R	1	2	3~7	>7

图 12-1 中 RP 为门极限流电位器，防止触发电流过大将门极烧坏，一般取几十欧姆的电位器即可。

VD_1 、 VD_2 的作用是使晶闸管门极只能加上正向触发电压，防止反向电压加到门极而击穿。

在实用电路中，为实现自动控制，可利用三极管加整流桥代替可变电阻 R ，如图 12-2 所示。

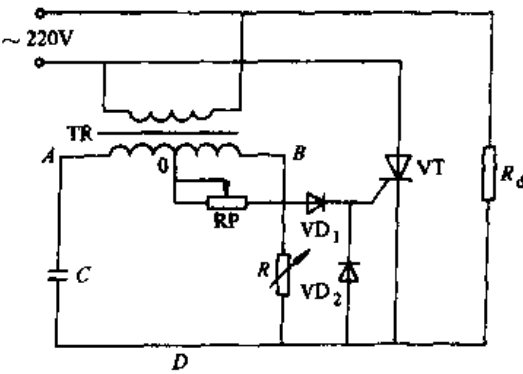


图 12-1 单相半波阻容移相桥电路

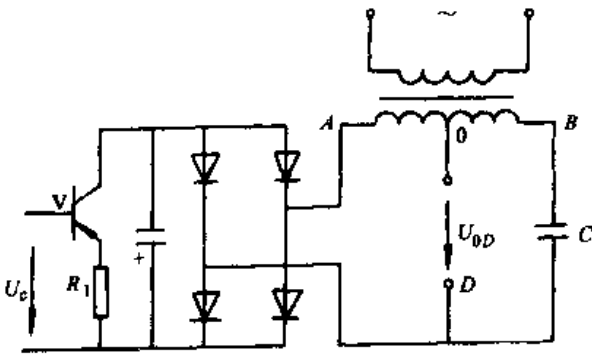


图 12-2 用三极管加整流桥代替可变电阻的移相桥电路

当控制信号 U_c 发生变化时, 三极管的集电极电流将发生变化, 从而使整流桥电流发生变化, 相当于可变电阻 R 的阻值发生变化, 达到移相目的。

二、单结晶体管触发电路

1. 单结晶体管触发电路之一

如图 12-3 所示, 该电路简单, 工作可靠。但只能用手动调节 RP 实现移相, 无法加入其它控制信号。

电路各参数选择计算一般遵循下述几条原则:

① 同步电压 u_s , 其值影响移相范围, 一般取 $40 \sim 80V$, 取得高些移相范围可大些, 但要加大 R_V 的阻值和功率, 常取 $60V$ 。

② 稳压管 V_1 的稳压值 U_{V1} , 它直接影响输出脉冲的幅值和单结晶体管的正常工作。太低会造成脉冲幅值小, 使晶闸管不能被触发, 太高又受单结晶体管耐压的限制, 一般取 $12 \sim 24V$, 大多取 $20V$ 。

③ R ($R = R_3 + R_4$) 的选择: 为保证电路振荡, R 必须选择适当的值。 R 过大, 电容电压充不到单结晶体管峰点电压值而不能产生脉冲; R 过小, 一旦单结管导通, R 提供的电流大于谷点电流, 使电路停振。因此要维持电路振荡, R 值必须满足下述不等式, 即

$$\frac{U_{V1} - U_P}{I_P} > R > \frac{U_{V1} - U_V}{I_V} \quad (12-3)$$

式中 U_{V1} ——稳压管稳定电压值;

U_P 、 I_P ——单结管峰点电压、电流;

U_V 、 I_V ——单结管谷点电压、电流。

U_P 、 I_P 、 U_V 、 I_V 各值均可在产品样本中查出。

一般 RP 取几十千欧至几百千欧电位器即可。

④ 电容 C 的大小与脉冲宽窄及 R 值有关, 常用

$$C = \frac{T}{R \ln \frac{1}{1-\eta}} \quad (12-4)$$

计算 (T 为振荡周期) 在一般工频电路中, 也可直取 $C = 0.047 \sim 0.5 \mu F$ 。

⑤ 单结晶体管的选择: 单结晶体管的分压比 η 直接影响输出脉冲的幅值和触发时间的准确性, 一般 $\eta = 0.4 \sim 0.8$, 常取 $\eta = 0.6$ 。

此外单结晶体管两个基极间的阻值 r_{bb} 选大一些好, 这样在未发脉冲时漏电流小, R_1 上压降小, 防止由于 R_1 上漏压降大造成晶闸管误触发。

⑥ R_1 的作用与选择: 脉冲电压由 R_1 输出。 R_1 大小, 将影响脉冲的幅值与宽度。其值太小不易使晶闸管导通。太大, 又会因漏电流产生的压降, 造成晶闸管误导通。因此 R_1 值一般取 $50 \sim 100 \Omega$ 。

⑦ R_2 的选择: R_2 为温度补偿电阻, 一般取 $200 \sim 600 \Omega$ 。

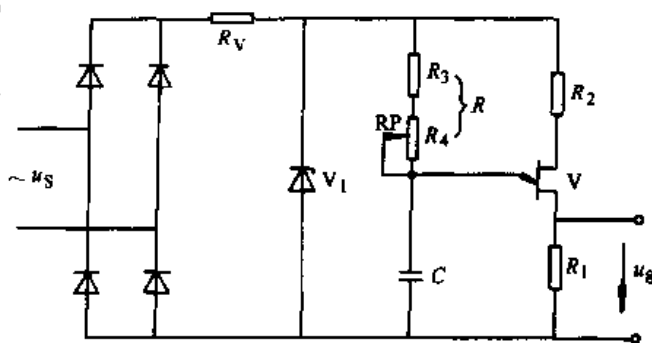


图 12-3 单结晶体管触发电路之一

变截止的瞬间,也就是 b_1 点电位由正变负过零的瞬间,实际上也就是取决于同步电压与控制电压的交点。自行设计时可按类似思路组成线路。这个线路的设计和元件选择、参数计算以及附加一些元件,均应保证晶闸管对触发脉冲波形(幅度、宽度、前沿等)的要求。

由上述分析可知,只要适当选择 C 、 R_1 数值,即可得到要求的脉冲宽度。

根据电源电压和脉冲变压器的一次电流 I 选择 V_2 的耐压和工作电流,再由晶体管饱和压降 U_{cs} (一般取 $2\sim 3V$)、脉冲宽度 τ 、脉冲周期 T ,按下式计算晶体管所消耗的功率 P_C ,即

$$P_C = \frac{\tau}{T} U_{cs} I \quad (12-5)$$

最后根据 P_C 并留有足够裕量即可选择晶体管。

有关脉冲变压器的选择计算可参附录A进行。

同步环节,以同步信号为正弦波和锯齿波的触发电路来分析,如图12-7、12-8所示。首先就要正确选择触发电路的同步电压,对于不同的触发电路所用的同步电压信号是不同的。如正弦波同步的触发电路所用的同步电压信号为正弦波,移相使用的范围是正弦波的上升沿(即由负最大值到正的最大值之一段),而锯齿波同步的触发电路所用的同步信号为锯齿波,移相使用的范围是锯齿波上升沿。这个上升沿又是在同步电压的负半周形成的。定相时,只需把同步信号移相对准主电路阳极电压移相范围。然后比较主电路阳极电压与同步电压的相位关系。根据这个相位关系将同步变压器进行适当联接,就可找出该触发电路所需要的同步电压。实际上只要确定了本晶闸管触发电路的同步电压,其余触发电路的同步电压只要按相位上相差 120° 或 60° 原则就可确定下来。

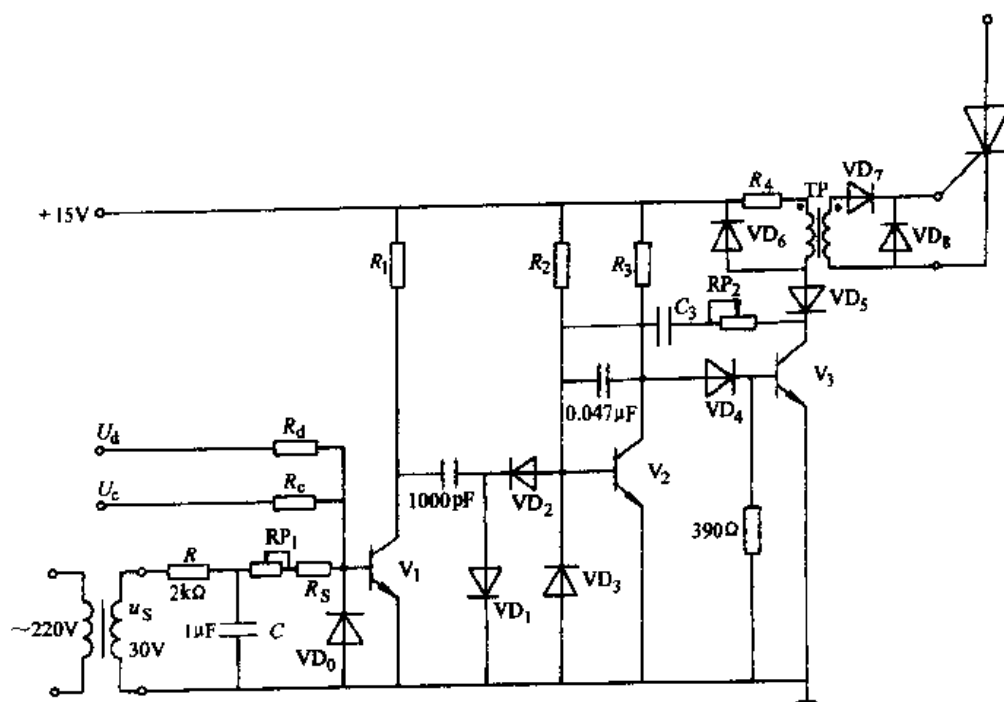


图 12-7 同步信号为正弦波的触发电路

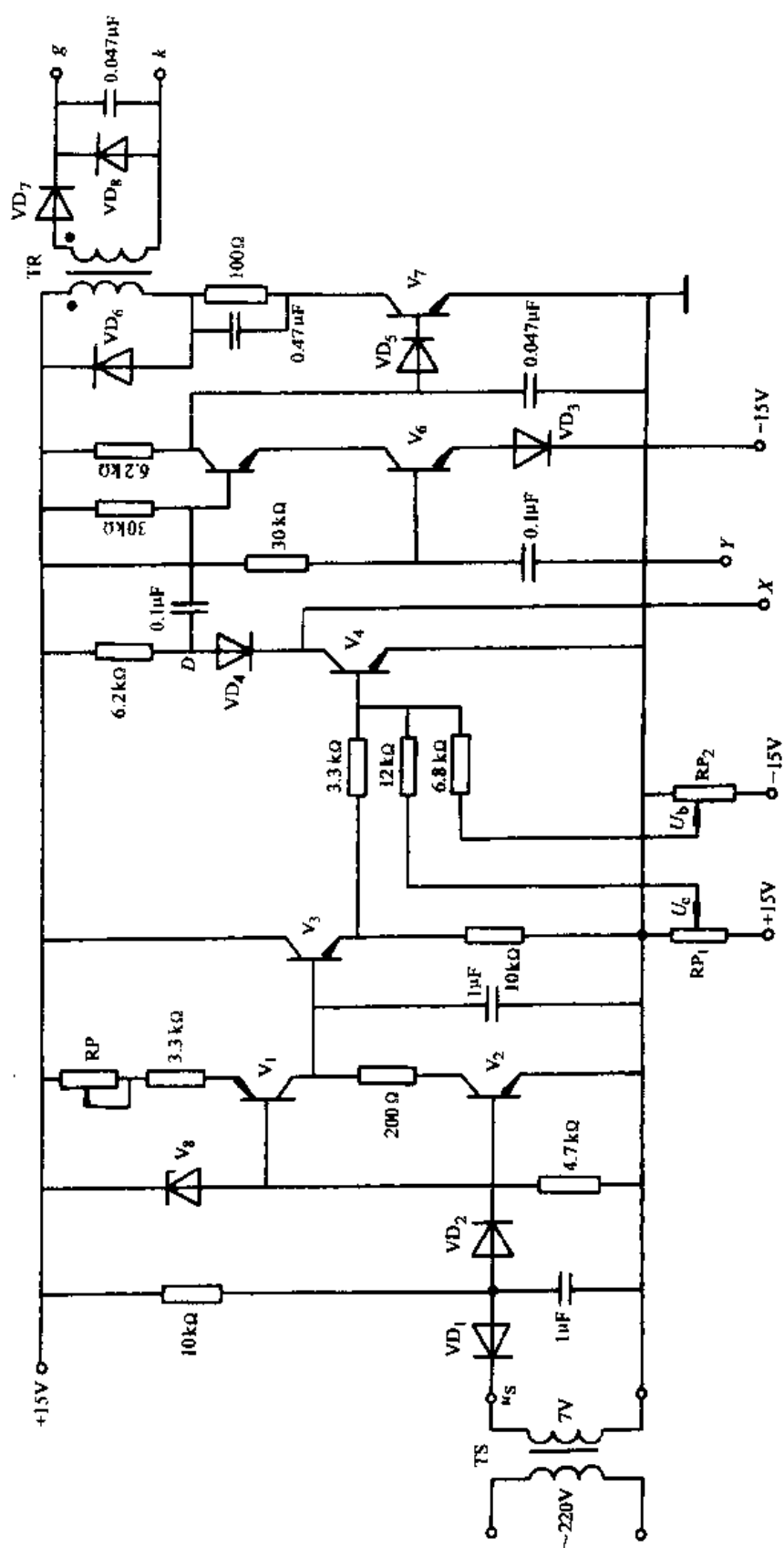


图 12-8 同步信号为齿波的触发电路

移相环节：一般触发电路均通过同步电压、控制电压、偏置电压三个信号迭加来实现对脉冲的控制。通过改变电压 U_c 实现移相。 $U_c=0$ 时，调节偏置电压 U_b 使 $U_d=0$ 。在电压数值改变时，只要适当调整 R_a ($3.3k\Omega$)、 R_c ($12k\Omega$)、 R_b ($6.8k\Omega$) 的数值，即可满足移相范围的要求。

五、集成触发电路

目前用的最多的是 KC (或 KJ) 系列触发电路，元件参数均可参照典型线路进行选择，一般不用重新设计计算，必要时可对输出级进行校验。

KC04 (KJ004) 集成触发器在有关书中已有介绍，这里仅就 TC787 相位控制电路进行介绍。

TC787 是采用先进的 IC 工艺设计制作的单片集成电路，主要用于三相晶闸管移相触发电路。与目前市场上流行的 KC 系列电路相比，具有功耗小、功能强、输入阻抗高、抗干扰性能好、移相范围宽、外接元件少等优点；而且装调简便，使用可靠，只需要一块 TC787 就可完成五块 KC 系列器件组合 (三块 KC04，一块 KC041，一块 KC042) 才能具有的三相相移功能。因此广泛用于三相全控、三相半控、三相过零等电力电子线路中。

1. 电路原理

电路原理框图如图 12-9 所示。电路由三路相同的过零和极性检测，锯齿波形成、锯齿波比较组成。经过抗干扰锁定电路、脉冲形成电路形成三相触发调制脉冲，由脉冲分配电路实现全控、半控的工作方式，再由驱动电路完成输出驱动。

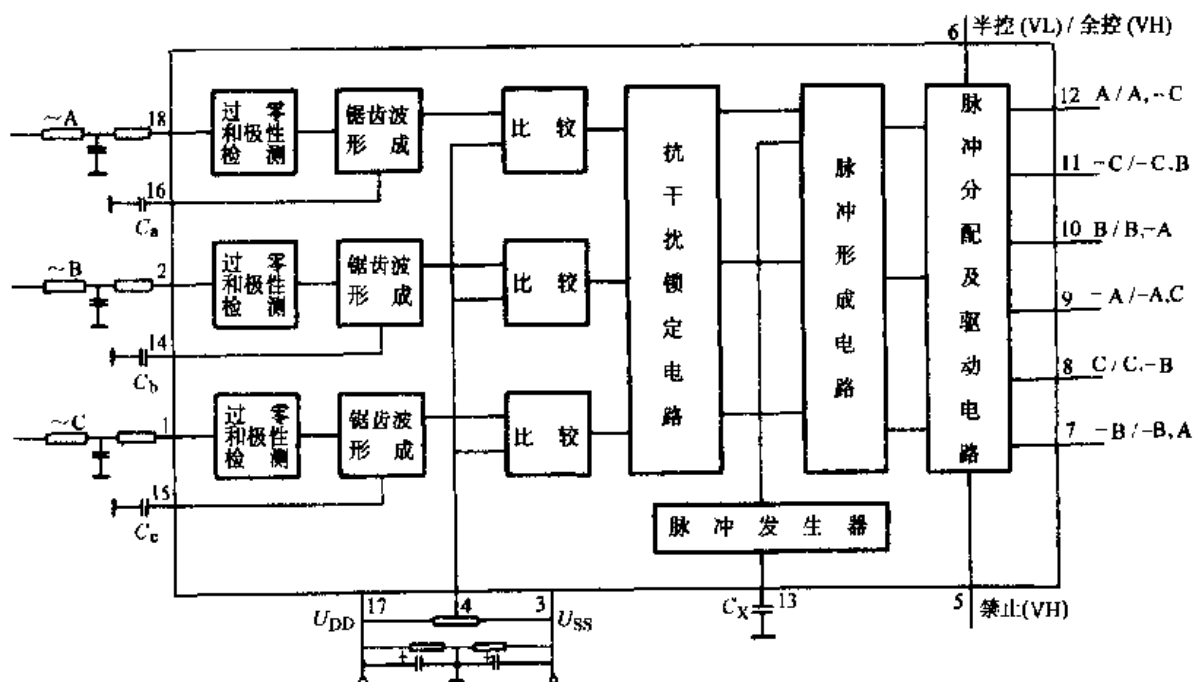


图 12-9 TC787 电路原理框图

三相同步电压经 T 形网络进入电路，同步电压的零点设计为 $1/2$ 电源电压 (电路输入端同步电压峰峰值不宜大于电源电压)，通过过零和极性检测检测出零点和极性后，在 C_a 、 C_b 、 C_c 三个电容上积分形成锯齿波。由于采用集中式恒流源，故相对误差极小，锯齿波有良好的线性。锯齿波在比较器中与移相电压比较取得交相点，移相电压由第 4 脚通过电位器或外电路调节器取得。抗干扰电路具有锁定功能，保证交相唯一并且稳定。

脉冲形成电路是由脉冲发生器给出调制脉冲，调制脉冲的宽度可通过改变 C_x 值来确定，需要宽则增大 C_x ，需要窄则减小 C_x 。1000pF 电容约产生 100 μ s 的脉冲宽度。被调制脉冲频率 = 8/调制脉冲宽度。

脉冲分配及驱动电路是由第 6 脚控制脉冲分配的输出方式。第 6 脚接低电平 VL，输出为半控方式，12、11、10、9、8、7 分别输出 A、-C、B、-A、C、-B 的单触发脉冲。第 6 脚接高电平 VH，输出为全控方式，分别输出 A、-C；-C、B；B、-A；-A、C；C、-B；-B、A 的双触发脉冲。第 5 脚为保护端，当系统出现过流过压时，将 5 脚置高电平，输出脉冲即被禁止。第 5 脚还可用作过零触发系统的控制端，输出端可驱动功率管，经脉冲变压器触发晶闸管。

管脚图及管脚功能表如图 12-10 所示。



图 12-10 TC787 管脚图及功能表
a) 管脚图 b) 功能表

2. 极限值和推荐工作条件

最大绝对额定值		推荐工作条件	
电源电压	-0.5~18V	电源电压	8~18V
输入电压	-0.5V~ U_{DD}	同步输入电压	U_{DD}
工作温度	Ⅱ类 -55~125℃	控制端输入电压	0~ U_{DD}
	Ⅰ类 -40~85℃		
最大功耗	300mW	同步信号频率	10~1000Hz
存储温度	-65~150℃	最佳工作温度	-25~85℃

3. 电路参数及说明

参数名称	测 试 条 件				参 数 规 范		
	U_i/V	U_o/V	I_{oH}/mA	U_{DD}/V	最 小	典 型	最 大
静态电流 I_{DD}	0/10			10		1.5mA	4mA
	0/15			15		2mA	6mA
输出低电平电压 U_{OL}	0/10			10			0.05V
	0/15			15			0.05V
输出高电平电压 U_{OH}	0/10			10	9V		
	0/15			15	14V		
控制端输入低电平电压 U_{IL}		1/9		10			2V
		1.5/13.5		15			3V
控制端输入高电平电压 U_{IH}		9/1		10	8V		
		13.5/1.5		15	12V		
输出驱动电压 U_{OH}			0	10	9.1V	9.6V	
			10		9V	9.2V	
			20		8.6V	9.1V	
			25		8.3V	9.0V	
			0	15	14.1V	14.6V	
			10		14.0V	14.2V	
			20		13.7V	14.1V	
			25		13.5V	14.0V	
输出驱动电流 I_{OL} (低态)	0/10	0.5		10	1.3mA	2.8mA	
	0/15	1.5		15	3.4mA	10.0mA	
恒流源输出电流 I_{OC}				10		120 μ A	
				15		180 μ A	
恒流源相对误差 ΔI_{OC}				10			$\pm 3\mu$ A
				15			$\pm 5\mu$ A
A 型同步过零窗口电压 U_{A1N}				10		5V $\pm$ 0.12V	
				15		7.5V $\pm$ 0.18V	
B 型同步过零窗口电压 U_{B1N}				10		5V $\pm$ 0.24V	
				15		7.5V $\pm$ 0.36V	
输入电流 I_{IN}				15			$\pm 0.3\mu$ A

在同步信号为 50Hz 时、电容 C_a 、 C_b 、 C_c 建议采用 0.15 μ F 电容，相对误差小于 5%，以锯齿波线性好、幅度大、不平顶为宜。幅度小可减小电容值，产生平顶则增大电容值。

电容 C_x 决定调制脉冲的宽度，用 0.01 μ F 的电容时，脉冲宽度约为 1ms。

在同步信号为 50Hz 的情况下，如希望输出调制脉冲在 0°~180°范围满幅可调，则 C_x 值应大于 0.1 μ F。

还有 TC788 也是相位控制电路,其框图和原理均与 TC787 相同,不同的只是脉冲发生器给出的是方波,主要用于三相电力晶体管脉宽调制电路。

六、数字式移相触发电路

如需要用数字式移相触发电路,可根据电路要求,参照有关书籍进行设计计算,这里不作介绍。

七、GTR 驱动电路

GTR 基极驱动电路可分为直接驱动和隔离驱动两种方式。直接驱动方式是指驱动控制电路与主电路直接联接,而隔离驱动方式则是指驱动控制电路与主电路间没有电的联系,驱动信号是通过隔离元件间接传送的。

直接驱动方式的三种基本电路如图 12-11 所示。

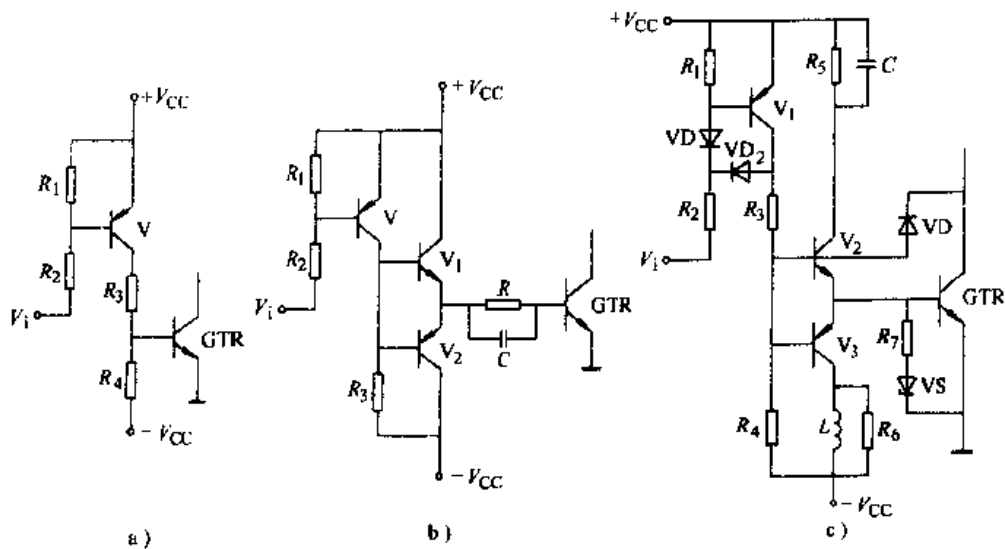


图 12-11 基极直接驱动电路

a) 简单基极驱动电路 b) 双极性推拉式基极驱动电路 c) 抗饱和式双极性推拉式基极驱动电路

图 12-11a 所示的电路为简单基极驱动电路,驱动管 V 为 PNP 型晶体管,为加速关断过程,基极驱动电路采用了正负双电源供电方式。这种电路因 R_3 和 R_4 阻值较大,故驱动电路功率损耗大。

图 12-11b 所示的为双极性推拉式基极驱动电路,驱动管 V 后面增加了一级推拉式射极输出电路,并且增加了加速环节 RC 网络。开通瞬间,通过 C 向 GTR 提供较大的驱动电流, C 充电结束后, GTR 的基极稳态驱动电流由电阻 R 确定。GTR 关断时,电容上的充电电压与负电源叠加在一起,通过 V_2 将 GTR 基区中的载流子抽走,从而加速了关断过程。由于采用了推拉式射极输出方式,故降低了驱动电路的功率损耗。

图 12-11c 为抗饱和式双极性推拉式基极驱动电路,与图 12-11b 不同的是电路中增加了钳位二极管 VD,使 GTR 不致于饱和过深。

由于正反向驱动电路中设置了不同参数,故使导通关断过程更为理想。当信号电压 U_i 为低电平使 GTR 导通时, $+U_{cc}$ 经加速环节 R_5 、C 和三极管 V_2 向 GTR 提供正向基极驱动电流, GTR 导通。当信号电压 U_i 高电平使 GTR 关断时,电源 $-U_{cc}$ 经三极管 V_3 和电感 L、电阻 R_6 形成快速关断电流回路。其中电感 L 的作用是控制反向驱动电流上升率,由于这种电路工作速度快,多用于开关频率在 1kHz 以上的电路中。

在很多场合主电路和控制电路间必须进行电的隔离,因此必须采用基极隔离驱动电路。常用的隔离方式有电磁隔离和光电隔离两种。

图 12-12a 为用脉冲变压器作电磁隔离的简单电路。 V 导通、GTR 开通。 V 关断,脉冲变压器使 GTR 流过反向基极电流,从而使 GTR 很快关断。工作中应注意防止脉冲变压器出现的饱和现象,以免影响正常工作。

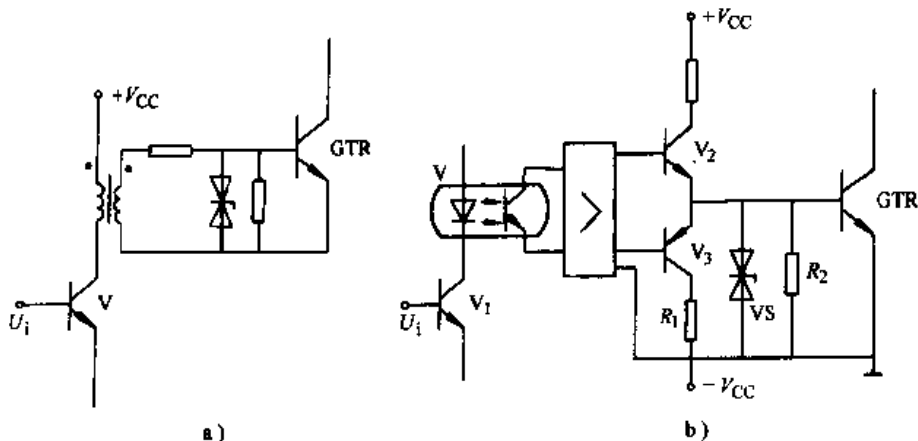


图 12-12 基极隔离驱动电路

a) 脉冲变压器隔离的简单电路 b) 光电隔离的驱动电路

图 12-12b 为采用光耦合器的光电隔离基极驱动电路。当 U_i 为高电平时, V_{1a} 导通, 并使光耦合器 V 导通, 形成驱动控制信号使 V_2 导通, 向 GTR 提供正向基极电流, 使 GTR 导通。当 U_i 为低电平时, V_1 关断, 并使光耦合器 V 关断, 进而使 V_2 关断, V_3 导通, 此时向 GTR 提供反向基极电流, 加速了 GTR 关断过程。光电耦合器的原边、副边隔离电压高, 电磁干扰小, 因而是一种常用电路。

八、GTR 基极驱动电路模块

上述驱动电路都存在着元件多、电路复杂、稳定性欠佳和使用不便的缺点, 大规模集成化基极驱动电路的出现, 使这些问题迎刃而解。UAA4002 驱动保护电路芯片具有代表性, 下而对该电路进行介绍。

1. 模块原理框图

UAA4002 模块原理框图如图 12-13 所示。它的主要设计特点为

① 接收以逻辑信号的形式输入的导通指令, 并将它变成 GTR 的基极电流。这个基极电流是自我调节的, 使之 GTR 处于临界饱和状态。UAA4002 的最大输出电流为 0.5A, 如需要还可外接晶体管进行电流扩展。该模块能给 GTR 提供一个高达 3A 负基极电流, 以确保有效地关断。

② UAA4002 使用内部高速逻辑处理器保护 GTR。这个逻辑处理器监控集电极-发射极饱和压降和集电极电流, 并监控该集成电路的正负电源电压和芯片温度; 还可由用户确定最小和最大导通时间; 最后, 它还能存储并保持任何故障信息直到导通结束, 避免反复开关现象。

③ 使用灵活方便, 根据需要, 还可以去掉一些功能。

2. UAA4002 各管脚的功能

14 V_{CC} : 接正电源 (推荐值 +10V)。

2 V_- : 接负电源 (推荐值 -5V)。

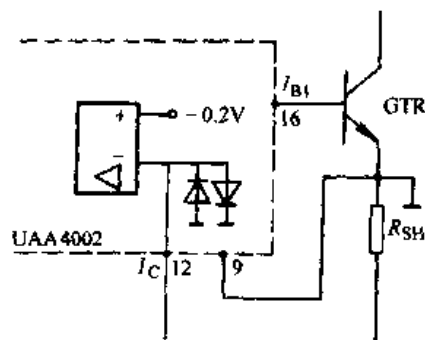


图 12-14 UAA4002 过流保护功能

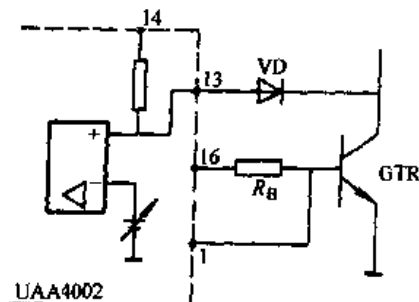


图 12-15 UAA4002 退饱和电路

电压 U_{RSD} 的可调节范围是 $1 \sim 5.5V$ ，如不外接电阻 R_{SD} ，则 R_{SD} 脚上的电压则由集成电路内部限制到 $5.5V$ 。

如退饱和保护，[11]脚直接接负电源 V_- 。

[6] R_- ：通过 R_- 接负电源。 R_- 与 R_T 一起决定负电源欠电压保护的门限 $|V_-|_{min}$ 。

$$R_- = \frac{R_T}{2} \left(1 + \frac{|V_-|_{min}}{5} \right) \quad (12-7)$$

如果不使用对负电源监控，[6]脚可直接接地或接负电源。

如果正电源电压低于 $7V$ ，一个内部比较器将封锁输出信号， $7V$ 门限电压是不可调节的。

[3] I_{NH} ：封锁端，高电平时完全封锁输出信号，零电位解除封锁。

热保护：该模块具有热保护功能，如果芯片的温度超过 $150^\circ C$ ，它能自动中断输出脉冲，待温度下降到限制温度以下时，输出脉冲将立即恢复。

[16] I_{B1} ：通过一个小电阻 R_B 接 GTR 基极，输出正向基极驱动电流 I_{B1} 。

[1] I_{B2} ：输出反向基极关断电流 I_{B2} 。

[15] V_+ ：通过电阻 R 接正电源，其阻值决定了正向基极驱动电流可达到的值。

九、MOSFET 驱动电路

1. 驱动电路类型

按驱动电路与栅极的连接方式分，有直接驱动和隔离驱动。

(1) 直接驱动

栅极直接驱动电路是最简单的一种形式。图 12-16a 为基本电路，这种电路简单，但在电感负载下漏极电流与漏源极间电压的相位差会影响上升时间，因而动态损耗大。图 12-16b 为改进的快速开通驱动电路，由于增加了驱动晶体管，从而减轻了信号源的负担。当 V_i 为低电平时，电力 MOSFET 的输入电容通过二极管 VD 接地，保证处于关断状态。当 V_i 为高电平时 MOSFET 栅极经驱动管 V 向输入电容充电，由于 V 的放大作用，充电能力提高，因而开关速度加快。图 12-16c 为推拉式驱动电路，采用这种电路不但可提高开通速度，同时也提高了关断速度，在这种电路中，由于三极管 V_1 和 V_2 是作为射极输出器工作的，所以它们不会出现饱和状态，因而信号传输无延时。

(2) 隔离驱动电路

图 12-17a 所示为由脉冲变压器作为隔离元件的栅极驱动电路。VD 用来限制驱动三极管

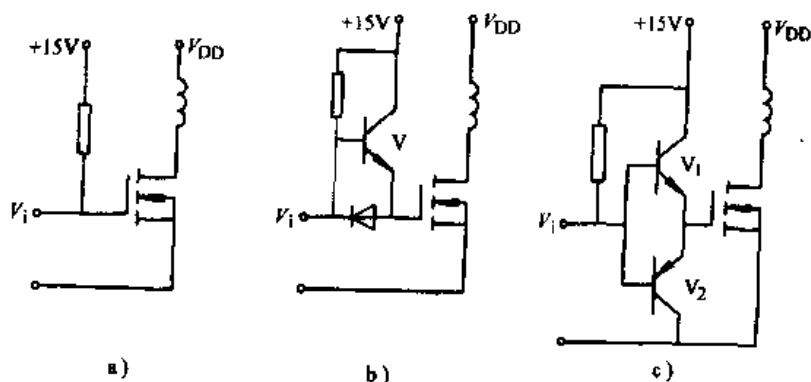


图 12-16 栅极直接驱动电路

a) 基本电路 b) 快速开通驱动电路 c) 推拉式驱动电路

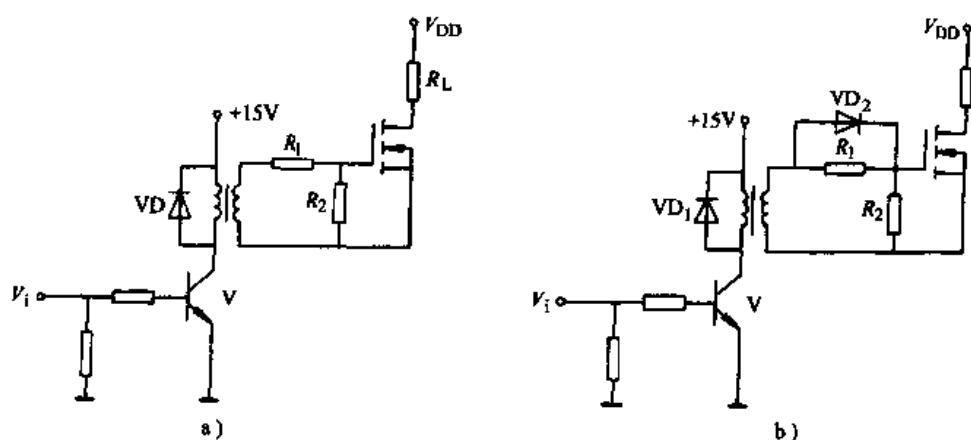


图 12-17 隔离栅极驱动电路

a) 脉冲变压器隔离驱动电路 b) 并联加速二极管电路 c) 光耦隔离驱动电路

V 可能出现的过电压, 电阻 R_1 用来限制充电电流, 电阻 R_2 防止栅极开路。图 12-17b 是在图 12-18a 电路基础上, 在 R_1 两端并联了加速二极管 VD_2 , 使得充电电流增加, 并提高开通速度。图 12-17c 为采用光耦合器进行隔离的栅极驱动电路。通过光耦合器将逻辑控制信号与驱动电路隔离。该电路将光耦合器输出接成射极跟随器的形式。当光耦合器导通时, 使 V_1 、 V_2 导通, V_3 截止, MOSFET 的栅极经 100Ω 电阻充电, 使它导通。光耦合器截止, V_1 、 V_2 截止。电源

V_{cc} 经 $1k\Omega$ 电阻, 二极管电容加速网络向 V_3 提供基极电流, 使 V_3 导通, 并由此将 MOSFET 的栅极接地, 迫使 MOSFET 关断。由于该电路采取了光电器件射极输出、 V_2 贝克钳位和 V_3 加速网络三项措施, 因而开关速度提高。

2. 实用的推拉式驱动电路

图 12-18 是一种推拉式驱动电路。驱动过程分正向驱动和反向驱动两种, 正向驱动由具有加速网络的 V_1 管和接成贝克钳位电路的 V_3 组成, 反向驱动电路由 V_2 、 V_4 组成。

当 V_i 为高电平时, V_1 、 V_3 导通, 使 MOSFET 开通。当 V_i 为低电平时, 使 V_2 由 $+15V$ 电源经 R_1 、 C_1 得到基极电流而导通, 从而使 V_4 导通, 于是将 MOSFET 栅极接地, 使 MOSFET 关断。关断时间长短可由 R_1 、 C_1 参数确定。该电路优点是可以提供较大的驱动电流, 同时具有较快的开关速度。

十、IGBT 驱动电路

因 IGBT 的输入特性几乎和 MOSFET 相同, 所以用于 MOSFET 的驱动电路也适用于 IGBT。图 12-19 所示的 IGBT 门极驱动电路采用了光耦合器使信号电路与门极驱动电路相隔离。当光耦合器导通时, V 截止, V_1 导通 IGBT 导通。光耦合器截止, V 导通, V_2 导通, IGBT 截止。

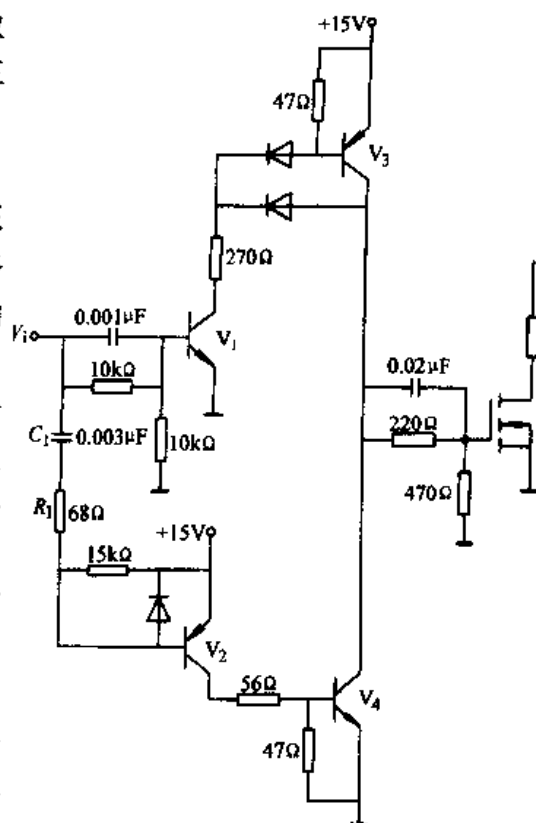


图 12-18 实用推拉式驱动电路

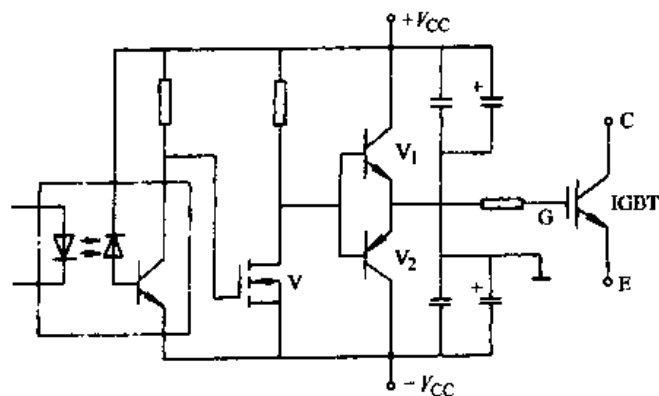


图 12-19 IGBT 门极驱动电路

第十三章 直流调速控制系统的选择与计算

在自动控制系统中经常采用各种反馈环节来实现转速稳定、扩大调速范围，下面以几种典型晶闸管直流系统进行介绍。对其它系统（如调压、调温等），也可参照进行设计计算。

一、转速负反馈调速系统

系统框图如图 13-1 所示。

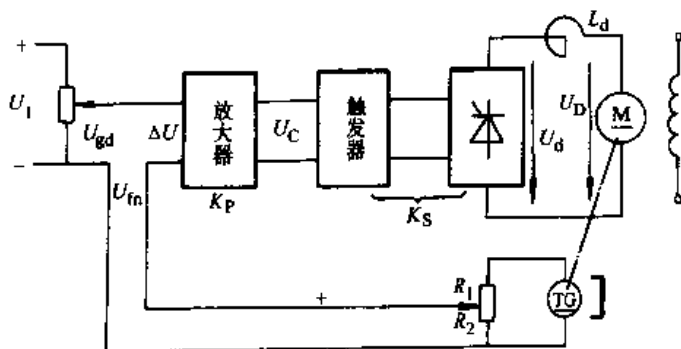


图 13-1 转速负反馈直流调速系统框图

图中 K_P ——放大器放大倍数， $K_P = U_C / \Delta U$ ；

K_S ——晶闸管整流装置的放大倍数， $K_S = U_d / U_C$ 。

1. 开环机械特性

$$n = \frac{U_d - R_z I_d}{C_e \Phi} = \frac{U_d}{C_e \Phi} - \frac{R_z}{C_e \Phi} I_d = n_0 - \Delta n \quad (13-1)$$

式中 R_z ——电枢回路总等效电阻， $R_z = \frac{m}{2\pi} x_T + R_T + R_a = R_l + R_a$ ；

R_l ——整流变压器等效内阻；

R_a ——电枢电阻；

$C_e \Phi$ ——电动机电动势系数。

晶闸管-直流电动机系统的开环机械特性较软，其原因是当控制角 α 不变时， U_d 则固定不变，负载增加， $I_d R_z$ 增大，使转速 n 下降。因此，要使转速稳定，必须采用闭环调速系统。

2. 闭环直流调速系统的机械特性

为分析方便，常将 U_d 与控制电压 U_C 的关系近似的看成线性关系，即

$$U_d = K_S U_C \quad (13-2)$$

放大器的输出电压

$$U_C = K_P \Delta U = K_P (U_{gd} - U_{fn}) \quad (13-3)$$

转速反馈电压

$$U_{fn} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_{TG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} C_{eTG} \Phi_{TG} n = \alpha n \quad (13-4)$$

式中 $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} C_{eTG} \Phi_{TG} = \alpha_{TG} C_{eTG} \Phi_{TG}$ ——称转速反馈系数；

$C_{eTG}\Phi_{TG}$ ——测速发电机电势常数 (Φ_{TG} 恒定);

$\alpha_{TG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ ——分压系数。

直流电动机电压平衡方程式为

$$U_d = C_e \Phi n + I_d R_\Sigma$$

将上述关系代入并整理得

$$n = \frac{K_P K_S U_{gd} - I_d R_\Sigma}{C_e \Phi (1 + \frac{K_P K_S \alpha}{C_e \Phi})} = \frac{K_P K_S U_{gd}}{C_e \Phi (1 + K)} - \frac{R_\Sigma}{C_e \Phi (1 + K)} I_d = n'_0 - \Delta n'$$

式中 n'_0 、 $\Delta n'$ ——具有转速负反馈系统的理想空载转速和转速降落;

$K = \frac{\alpha K_P K_S}{C_e \Phi}$ ——系统的总放大倍数。

如果将开环和闭环理想空载转速调整得一样 (只要把 U_{gd} 提高 $(1+K)$ 倍, 即可使 $n'_0 = n_0$), 则闭环系统的静特性也可写成

$$n = n_0 - \frac{R_\Sigma}{C_e \Phi (1 + K)} I_d = n_0 - \Delta n' \quad (13-5)$$

比较式 (13-1) 与式 (13-5) 两式得

$$\Delta n' = \frac{R_\Sigma}{C_e \Phi (1 + K)} I_d = \frac{\Delta n}{1 + K} \quad (13-6)$$

这就是说, 系统加入转速负反馈后, 在同样负载转速降落为原来开环时的 $1/(1+K)$ 。

根据式 (10-2), 有转速负反馈的闭环系统的调速范围 D' 为

$$D' = \frac{n_N S}{\Delta n'_N (1 - S)} = \frac{n_N S}{\frac{\Delta n_N}{1 + K} (1 - S)} = (1 + K) \frac{n_N S}{\Delta n_N (1 - S)} = (1 + K) D$$

上式表明有转速负反馈的闭环系统, 其调速范围 D' 比开环系统大 $(1+K)$ 倍。放大倍数 K 愈大, 静态转速降愈小, 调速范围就愈大。在系统最低转速相同的条件下, 具有转速负反馈系统的静差率 $S' = \frac{1}{1+K} S$ (开环)。

因此, 只要适当选择放大器的放大倍数及转速反馈系数 α , 即可满足系统精度及调速范围的要求。不过放大倍数也不宜过大, 以防系统不稳定。

3. 测速发电机的选择

① 按电流分, 有交流和直流两种。交流测速发电机具有结构简单、无电刷接触、工作可靠、维护方便等优点。但用在直流控制系统中还要经过整流变换, 故使反馈信号的准确度受到影响。因此, 在多数情况下, 还是选用直流测速发电机。

② 按磁场分, 有永磁式和他励式两种。永磁式磁极是用铁镍钴合金制成, 磁性能较稳定。但体积稍大一些, 同时在工作过程中, 如果机械振动较大, 磁场会受影响; 他励式测速发电机体积小, 但需要有励磁电源供电, 要保持励磁电流不变, 最好用恒流源。此外, 还应注意测速发电机的负载电流不能过大, 否则电枢反应会影响测量精度。

使用直流测速发电机在转速很低时, 电刷压降及输出电压中因换向器造成的脉动也不能忽视。

③ 测速发电机的转速，一般希望与主电动机转速相适应，否则还要经过齿轮变速，齿轮间隙会在系统调节过程中引入新矛盾。所以一般测速发电机的额定电压只要能满足反馈信号的要求就行。

测速发电机在安装时，对同轴度要求比较高，否则，每转一转输出信号会有一个周期变化，这对系统是一个干扰信号，影响系统稳定运行。

④ 光电编码器，在采用数字或微机控制的系统中，应该用光电编码器来代替测速发电机。光电编码器是一种高精度的将转轴的旋转角变为编码电信号的仪器。即将输入机械量——转角，转换成相应的数字量。因此，在数字控制的系统中，用光电编码器可以简化电路，而且具有精度高、结构紧凑、可靠性好等优点，目前应用日趋广泛。

4. 转速负反馈调速系统的参数选择

一般应根据生产机械工艺提出的静差率和调速范围的要求，来确定系统应具有的开环总放大倍数。再根据放大倍数来确定系统的结构、选择元件和确定元件参数。

系统的开环放大倍数 $K = \alpha K_P K_S / (C_e \Phi)$ 。在一般情况下，当触发器和可控整流电路确定以后，放大倍数 K_S 也就确定了。在电动机选定后， $C_e \Phi$ 也是已知的，余下的就是综合选定放大器的放大倍数 K_P 和反馈系数 α 。

反馈系数 $\alpha = R_2 / (R_1 + R_2) C_{eTG} \Phi_{TG}$ ，其中 $C_{eTG} \Phi_{TG}$ 由测速发电机型式确定。分压比 $R_2 / (R_1 + R_2)$ 是可变的，增大这个比值可增大 α 。但分压比增大后反馈电压就增加了，这就要相应提高给定电压，而给定电压通常由系统的公共稳压电源供电，一般为 15V 左右，因此过大的增加反馈电压也不一定合理。

测速发电机的分压电位器的阻值 $R_1 + R_2$ 不宜选得过大，过大时测速发电机电枢电流过小，炭刷压降影响大。但也不宜过小，过小会引起过强的电枢反应，从而影响测量精度，并增加损耗。所以在选择此电阻时，一般按测速发电机在最高电压时，输出电流为额定电流的 10%~20% 来确定。在实践中，应根据具体情况来确定。如果开环放大倍数与要求相差不多，那就可以用增加反馈强度的方法重新选择一下反馈分压比。如果开环放大倍数与要求相差很多，就应该设法增加放大器的放大倍数 K_P 来提高系统的开环放大倍数，以满足生产机械工艺所提出的要求。

二、带有电流截止负反馈的转速负反馈调速系统

1. 小容量低电压调速系统

系统框图如图 13-2 所示。

当 $I_d R < U_\infty$ 时，电流截止负反馈不起作用，这里 U_∞ 称为比较电压。

$$n = \frac{K_P K_S U_{gd}}{C_e \Phi (1+K)} - \frac{R_z}{C_e \Phi (1+K)} I_d$$

当 $I_d R > U_\infty$ 时，电流截止反馈起作用，此时电压平衡方程式为

$$\begin{aligned} E &= K_P K_S (U_{gd} - U_{in} - U_{io}) - I_d R_z = \\ &= K_P K_S [U_{gd} - \alpha n - (I_d R - U_\infty)] - I_d R_z = \\ &= C_e \Phi n \end{aligned}$$

式中 E ——电动机的电动势；

U_{io} ——电流截止反馈电压。

整理得

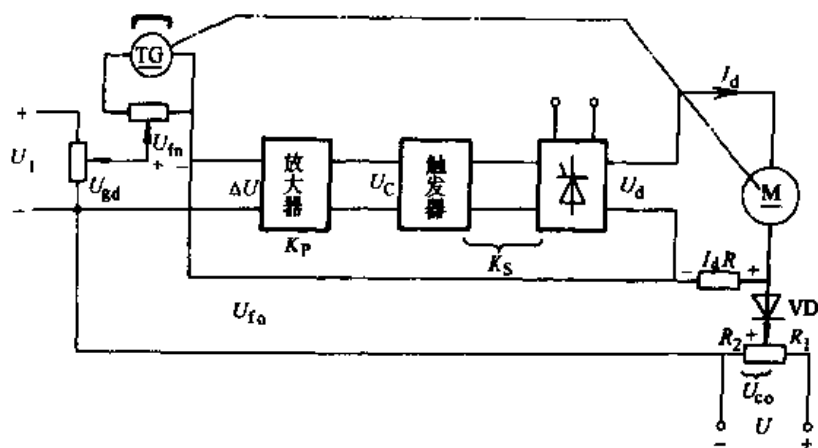


图 13-2 带有电流截止负反馈的转速负反馈调速系统框图

$$n = \frac{K_P K_S U_{fd}}{C_e \Phi (1 + K)} - \frac{K_P K_S (I_d R - U_{co})}{C_e \Phi (1 + K)} - \frac{R_z}{C_e \Phi (1 + K)} I_d = \frac{K_P K_S (U_{fd} + U_{co})}{C_e \Phi (1 + K)} - \frac{R_z + K_P K_S R}{C_e \Phi (1 + K)} I_d \quad (13-7)$$

图 13-3 为带电流截止环节的转速负反馈调速系统的机械特性。

图中： n_0 -A 段，电流负反馈被截止，特性较硬；AB 段，电流负反馈起作用时的机械特性它有两个特点：

① 电流负反馈的作用相当于在主电路中串入一个大电阻 $K_P K_S R$ ，因而静态速降极大，获得下垂特性。

② 比较电压与给定电压的作用是一致的，好像是把理想空载转速提高为

$$n'_0 = \frac{K_P K_S (U_{fd} + U_{co})}{C_e \Phi (1 + K)}$$

图 13-3 中用虚线画出的 n'_0 -A 段实际上是不存在的。

在设计电路时，应使堵转电流 $I_{dB} \leq (1.5 \sim 2) I_N$ ，即令 $n=0$ ，则有

$$I_{dB} = \frac{K_P K_S (U_{fd} + U_{co})}{R_z + K_P K_S R}$$

一般 $K_P K_S R \gg R_z$ ，因此

$$I_{dB} \approx \frac{U_{fd} + U_{co}}{R} \leq (1.5 \sim 2) I_N \quad (13-8)$$

为获得足够宽的运行范围，截止电流 I_{do} 应大于电动机的额定电流，一般取 $I_{do} \geq 1.2 I_N$ ，则

$$I_{do} = \frac{U_{co}}{R} \geq 1.2 I_N \quad (13-9)$$

将式 (13-9) 代入式 (13-8) 得

$$\frac{U_{fd}}{R} \leq (0.3 \sim 0.8) I_N \quad (13-10)$$

根据式 (13-9) 和式 (13-10) 就可初步确定 R 及 U_{co} 的值。一般 R 值不宜选得过大， R 大

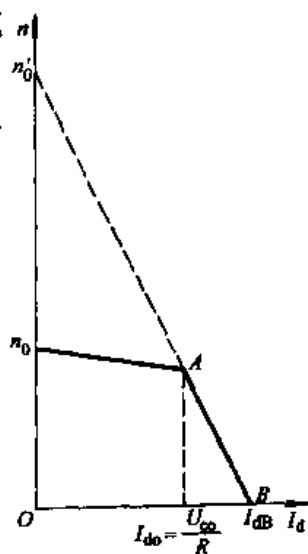


图 13-3 带电流截止环节的转速负反馈调速系统的机械特性

会增加主电路压降,影响运行段的硬度,同时增加了损耗,一般要求在 R 上消耗的功率不得超过负载功率的3%。

实际应用电路常在 R 两端并联阻值远大于 R 的电位器,通过调节电位器获得要求的电流截止反馈电压。

为得到电流截止负反馈,也可不用比较电压,而仅在反馈回路中接一个稳压管 V 来实现,如图13-4所示。当反馈信号 $I_d R < U_{VC}$ (稳压管的稳压值)时,电流负反馈被截止;当 $I_d R > U_{VC}$ 时,得到下垂机械特性。在这里稳压管和比较电压 U_{∞} 的作用完全一样,线路却更加简单了。

这种系统具有一定的调速范围和稳速精度又能限制起动电流,允许突加给定电压起动、线路简单、调节方便,在小容量调速系统中得到了广泛的应用。

2. 电流检测装置

对于功率较大的调速系统,为使控制电路与主电路在电气上隔离,减小取样电阻造成的附加电压降和损耗,常用交、直流互感器或霍尔元件检测电流,其输出电压信号 U_o 均与主回路电流成正比,下面分别进行介绍。

(1) 交流电流互感器

交流电流检测采用交流电流互感器。在可控直流调速系统中,交流侧电流有效值 I_2 与直流侧电流 I_d 具有 $I_2 = K_{I_2} I_d$ 的关系(见表3-1)。因此,检测交流侧电流 I_2 就可以反映整流电流 I_d 的大小。

采用交流电流互感器检测三相桥式可控整流电流的电路如图13-5a所示,三相分别用三个电流互感器,再经过整流和滤波后输出直流电压 U_R 。当三相电流平衡时,用两个互感器按V形接法联接,也可获得同样的效果,如图13-5b所示。

定型生产的仪用交流互感器,其二次额定电流均为5A,而控制系统一般要求 U_R 为10V左右,这样整流元件和负载电阻容量都较大,功耗和发热也较多。为了解决这个问题,可以专门制造二次侧为0.1A的电流互感器,或者在标准互感器后面再加一级5A/0.1A的变流器,如图13-6所示。

对于三相零式整流电路,由于在交流侧含有很大的直流分量,将引起互感器的直流磁化,使它无法正常工作。解决的办法是在互感器一次侧采用曲折接法,如图13-7所示。

负载电阻常取 100Ω ,考虑到插件板上不允许有太高的温度,电阻瓦数应选计算值的4倍以上为宜。互感器一次侧电流应根据可控整流装置输出最大电流 I_{dmax} 来选择。

上述电路虽然比较简单、方便,但并不是对所有的整流电路都能适用。如带续流二极管的整流电路或半控桥式电路都不能使用交流检测,这是因为续流成分在交流侧得不到反映,而续流成分最大可达 I_d 的40%。

此外,必须指出,为保证测量准确,电流互感器的铁心正常工作时应处于不饱和状态,并且在使用中二次侧不允许开路。

(2) 直流电流互感器

直流电流互感器能把直流电流直接转换成与之成正比的电压信号,又能把控制电路与主电路隔离开来,在装置上也比交流互感器更简单,因为检测直流仅需一个互感器,而检测交

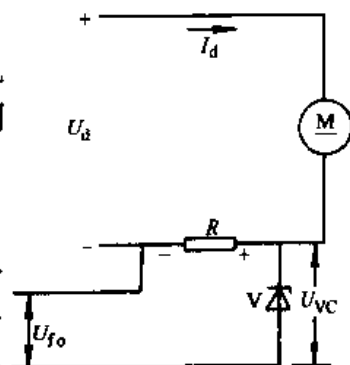


图 13-4 利用稳压管的电流截止反馈环节

流则需要两个或三个。现在国内已有 BLZ 系列直流互感器定型产品可供选用，因此，应用较为广泛。

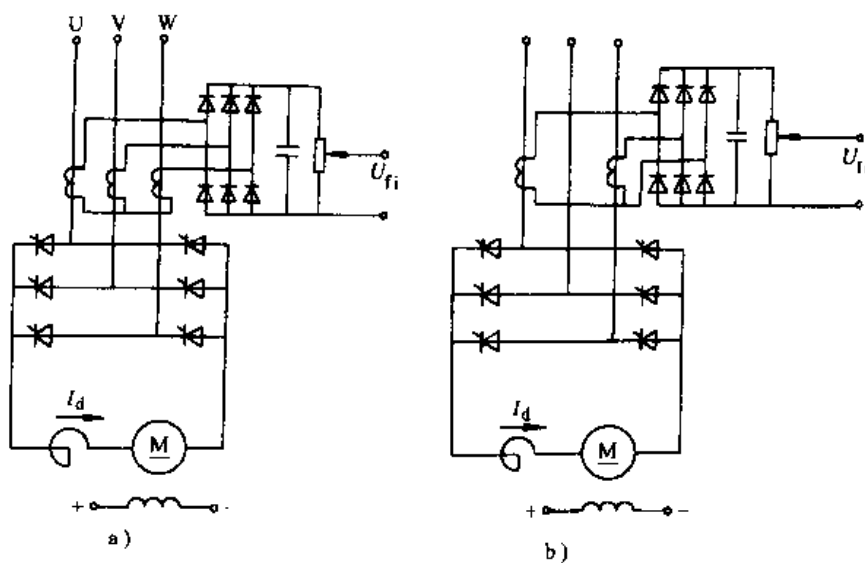


图 13-5 用交流互感器检测三相桥式整流电流的电路图
a) 用三个电流互感器电路 b) 用两个电流互感器电路

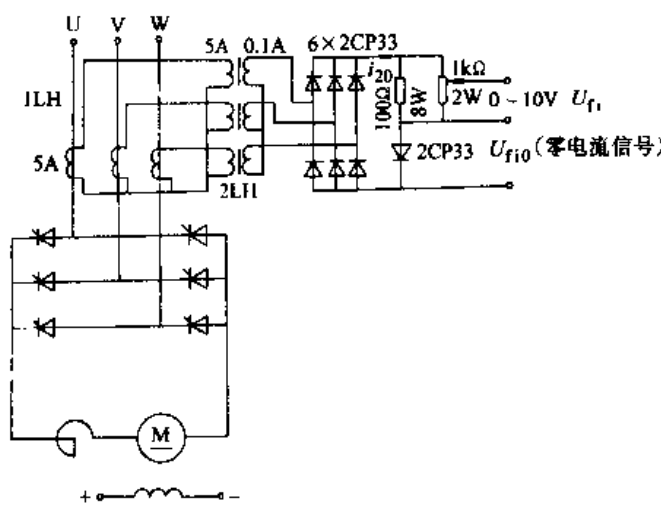


图 13-6 采用两级交流电流互感器的电路

直流电流互感器的基本电路有串联式(图 13-8)和并联式(图 13-9)两种。负载电阻 R_L 和交流辅助电源电压的选择，可根据不同型号由产品目录中查得。对于并联接法中的 R_0 ，一般选 $R_0=10R_L$ 以上。这是因为并联式接法的铁心已在主电流作用下处于饱和状态，助磁电流大了没有用，徒然增加电能损耗，故用大电阻来抑制它，这是并联电路优于串联电路之处。

(3) 霍尔效应电流变换器

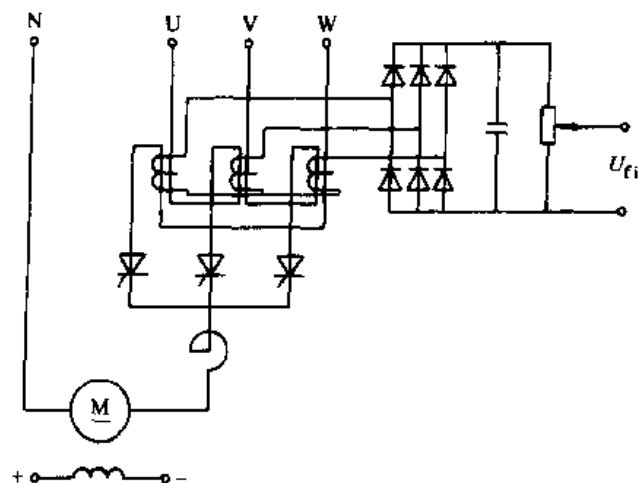


图 13-7 三相零式可控整流电路中
交流电流互感器的接法

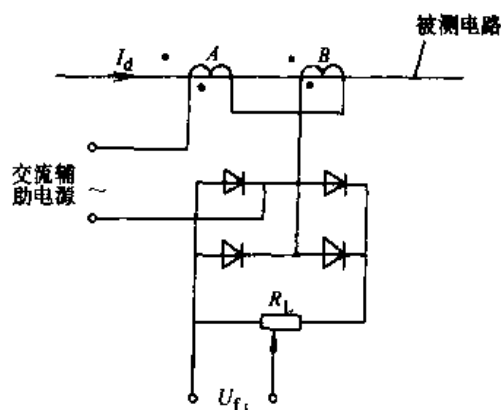


图 13-8 直流电流互感器串联电路

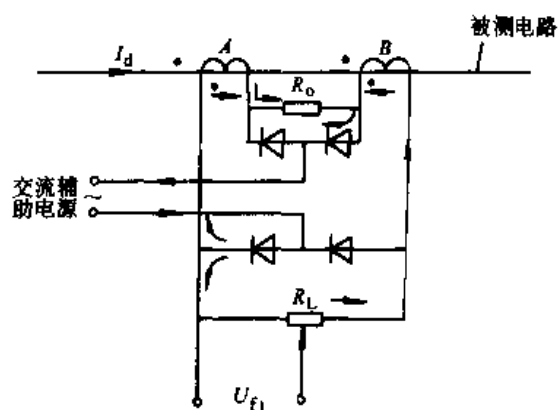


图 13-9 直流电互感器并联电路

霍尔效应电流变换器是由霍尔元件构成的直流电流转换器。霍尔元件是由一种迁移率特别高的半导体材料制成，图 13-10 是它的示意图。

霍尔元件本身是厚度为 d 的半导体基片，如果沿纵长方向通过引线 1 和 2 引入电流 I_c ，并且在垂直于基片的空间存在着磁感应强度 B 的磁场，则在基片的两个长边之间便产生电压，这就是霍尔效应。电流引线 1 和 2 叫做电流极，输出电压引线 3 和 4 叫做霍尔输出极，霍尔电压的大小为

$$U_H = K_H B I_c \quad (13-11)$$

其中， K_H 是与半导体材料和基片尺寸有关的霍尔常数。当 I_c 的方向是由 1 到 2 时，霍尔电压 U_H 的极性是：4 为 +，3 为一。如果 I_c 或磁场反向，则 U_H 也反向。

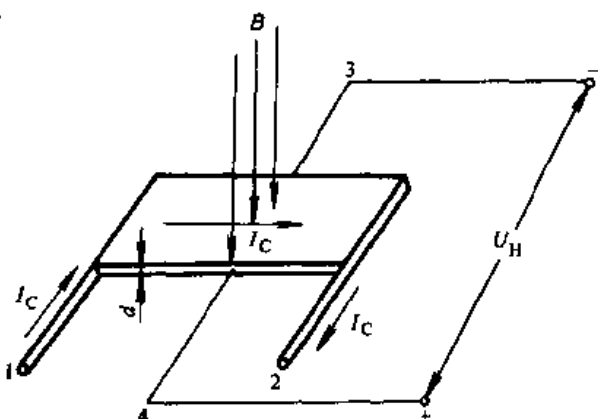


图 13-10 霍尔元件示意图

由于霍尔电压和磁感应度 B 及电流 I_c 都成正比,故无论把被测的物理量变换成磁通或电流,都可以用霍尔元件检测出来,而且还可当作乘法器,检测两个物理量的乘积。又由于霍尔变换器的线性度较好、无惯性、装置也很简单,因此广泛地被用来测量电压、电流、磁通、功率、转矩、角位移等。

霍尔效应电流转换器是由一次侧电路、聚磁环、位于空隙中的霍尔元件的磁路、二次线圈及放大电路等组成,如图 13-11 所示。

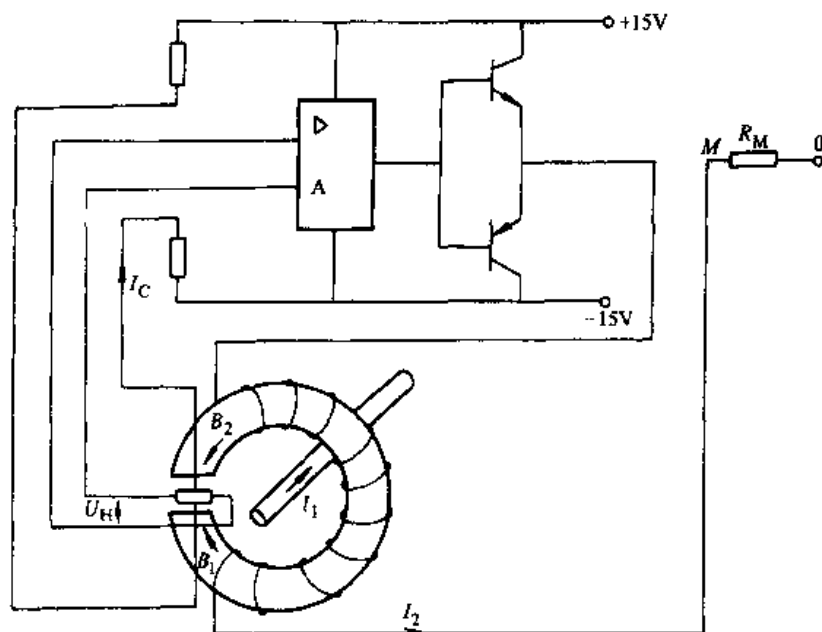


图 13-11 霍尔效应电流转换器

转换器的工作原理是磁场平衡式的,即主电流回路所产生的磁场,通过一个二次线圈的电流所产生的磁场进行补偿,使霍尔元件始终处于检测零磁通的工作状态,具体工作过程为:当主回路有一大电流 I_1 流过时,在导线周围产生一个强磁场,这一磁场被聚磁环聚集,并感应霍尔元件,使其有一个信号 U_H 输出,这一信号经放大器 A 放大,输入到功率放大器中,这时相应的功率管导通,从而获得一个补偿电流 I_2 。由于这一电流要通过很多匝绕组,多匝导线所产生的磁场与主电流所产生的磁场方向相反,因而补偿了原来的磁场,使霍尔元件的输出逐渐减小,最后当 I_2 与匝数相乘所产生的磁场与 I_1 所产生的磁场相等时, I_2 不再增加,这时霍尔元件就达到零磁通检测作用。

上述过程是在非常短的时间内产生的,这一平衡所建立的时间在 $1\mu s$ 之内,是一个动态平衡过程。即主电路电流 I_1 的任何变化都会破坏这一平衡磁场,一旦磁场失去平衡,霍尔元件就有信号输出,经放大器放大后,立即有相应的电流流过二次线圈进行补偿,因此从宏观上看二次侧补偿电流的安匝数在任何时间都与主电流的安匝数一样,即

$$N_1 I_1 + N_2 I_2 = 0 \quad (13-12)$$

$$\text{或} \quad |N_1 I_1| = |N_2 I_2|$$

其中 N_1 ——一次侧匝数;

I_1 ——一次电流;

N_2 ——二次侧匝数;

I_2 ——二次电流。

所以,若已知 N_1 、 N_2 ,测得 I_2 ,即可得到 I_1 的大小。

霍尔电流转换器的额定电流、参数及测量电阻 R_M 的阻值,可参见有关产品样本及产品介绍。

三、电压负反馈调速系统

转速反馈调速系统必须安装一台检测转速的测速发电机,这不仅增加了设备成本、增添了维护上的困难,还会由于附带产生的交流干扰等问题给调试和运行带来麻烦。因此,对于调速指标要求不高的系统来说,可以采用电压负反馈,如图 13-12 所示。在这里,作为反馈检测元件的只是一个起分压作用的分压器。如果忽略了电枢电阻压降,则电枢两端的电压近似与转速成正比,所以电压负反馈基本上能起转速负反馈的作用。

由电动机电压平衡方程式得

$$E = U_D - I_d R_a = C_e \Phi n \quad (13-13)$$

而 $U_D = U_d - I_d R_i$

$$\text{反馈电压 } U_{fu} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_D = \gamma U_D$$

式中的 $\gamma = R_2 / (R_1 + R_2)$ 称为电压反馈系数。

由框图得

$$U_d = K_P K_S (U_{gd} - U_{fu})$$

故

$$\begin{aligned} U_D &= K_P K_S (U_{gd} - \gamma U_D) - I_d R_i = \\ &= K_P K_S U_{gd} - \gamma K_P K_S U_D - I_d R_i = \\ &= K_P K_S U_{gd} - K U_D - I_d R_i \end{aligned}$$

式中的 $K = \gamma K_P K_S$ 称为系统开环放大倍数。

因此

$$U_D = \frac{K_P K_S U_{gd}}{1+K} - \frac{R_i}{1+K} I_d \quad (13-14)$$

将式 (13-14) 代入式 (13-13) 得

$$n = \frac{K_P K_S U_{gd}}{C_e \Phi (1+K)} - \frac{R_i}{C_e \Phi (1+K)} I_d - \frac{R_a}{C_e \Phi} I_d \quad (13-15)$$

由此看出,电压负反馈只把由整流装置内阻引起的静态速降减小到 $1/(1+K)$,因此,电压负反馈系统实际上只是一个自动调压系统。它对电枢内阻引起的转速降落及电动机励磁电流的波动引起转速的变化均无法克服。故这种系统仅适用于调速范围 $D \leq 10$ 、静差率 $S \geq 15\%$ 的场合。

在实际线路中,为了尽可能地减少转速降落,电压负反馈电阻的引线应尽量靠近电动机电枢两端,即引自电抗器的后面。又因晶闸管整流装置的输出电压中含有交流分量,因此,电压反馈信号必须经过滤波。

取样电阻 ($R_1 + R_2$) 的选择原则为,应使通过它的电流 $I_{fu} < (2 \sim 3)\% I_N$,常取 $R_1 + R_2$ 大于或等于几千欧。

该系统通过电阻取样,设备和接线都较简单。缺点是把主电路和控制电路串在一起,没有隔离,容易发生事故。因此,在主电路电压较高、电动机容量较大的系统中,常采用直流

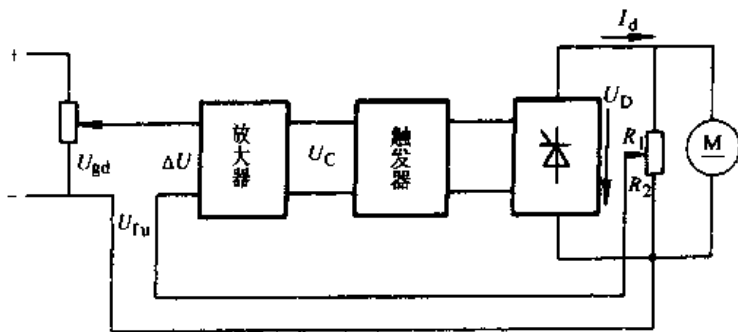


图 13-12 电压负反馈调速系统框图

电压隔离转换器来引出电压负反馈。直流电压转换器是一种将输出为较高的直流电压转换成一个输出与输入电压大小成比例但电路上相互隔离的较低的直流电压(0~10V),用作电压反馈信号。图 13-13 为一个实用的直流电压转换器电路图。

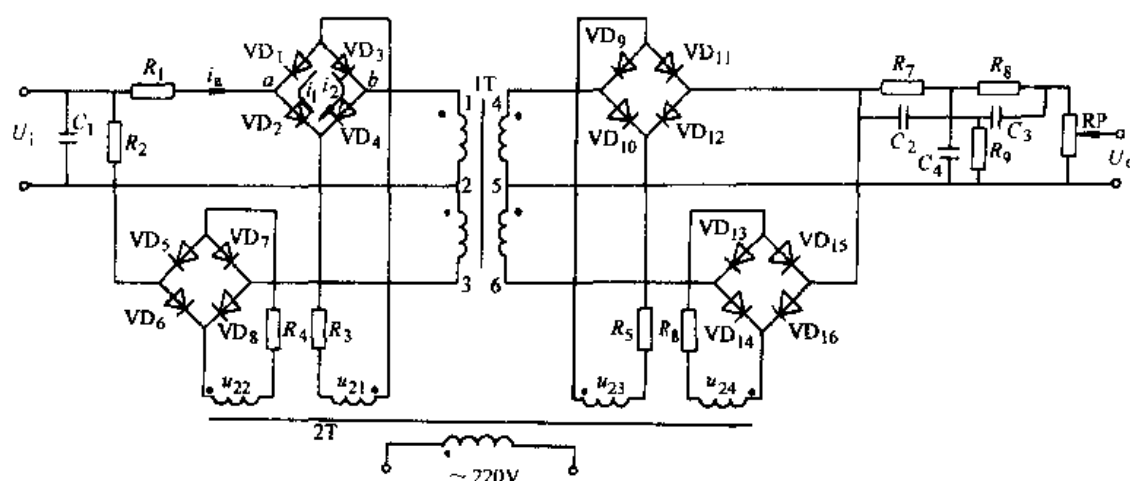


图 13-13 直流电压转换器电路图

四、电压负反馈加电流正反馈调速系统

1. 机械特性

电压负反馈系统比转速负反馈系统的转速降落大,这是因为电动机电枢电阻压降引起的转速降落未得到补偿。为此,可在电压负反馈的基础上增加一个电流正反馈环节,如图 13-14 所示,这样就构成了电压负反馈加电流正反馈调速系统。

该系统电动机电压平衡方程式为

$$E = U_D - I_d (R_a + R) = C_e \Phi n \quad (13-16)$$

式中 U_D ——电动机电枢端电压。

适当选择 R_1 、 R_2 、 R ,使之符合

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_a}{R} \quad \text{或} \quad R = \frac{R_2}{R_1} R_a$$

则反馈电压

$$\begin{aligned} U_{fe} &= U_{R_2} - I_d R = \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_D - \frac{R}{R + R_a} (R + R_a) I_d = \\ &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} [U_D - (R + R_a) I_d] = \\ &= \gamma E \end{aligned}$$

由此看出反馈电压与电动势成正比,故称电动势反馈。在磁场恒定的条件下,可构成转速反馈调速系统。

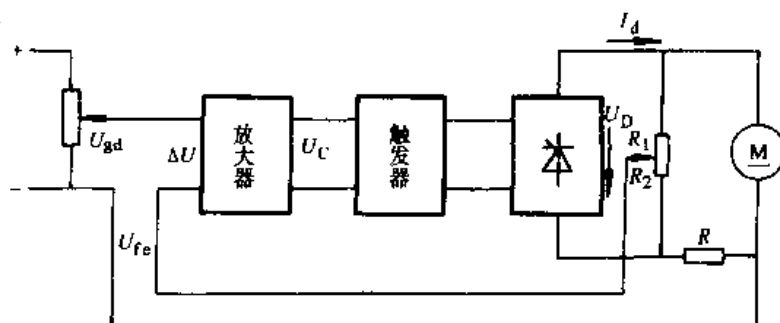


图 13-14 电压负反馈加电流正反馈调速系统框图

根据框图导出电枢两端电压

$$U_D = K_P K_S (U_{gd} - U_{te}) - I_d R_i = \\ K_P K_S (U_{gd} - \gamma U_D + I_d R) - I_d R_i$$

整理得

$$U_D = \frac{K_P K_S U_{gd}}{1+K} + \frac{R K_P K_S}{1+K} I_d - \frac{R_i}{1+K} I_d$$

式中

$$K = \gamma K_P K_S$$

将 U_D 代入式 (13-15) 并整理得

$$n = \frac{K_P K_S U_{gd}}{C_e \Phi (1+K)} + \frac{R K_P K_S}{C_e \Phi (1+K)} I_d - \frac{R_i}{C_e \Phi (1+K)} I_d - \frac{R_a + R}{C_e \Phi} I_d \quad (13-17)$$

由式 (13-17) 可见, 只要参数配合得当, 使得表示电流正反馈作用的一项 $\frac{R K_P K_S}{C_e \Phi (1+K)} I_d$ 正好补偿另两项, 使转速降落为零, 从而获得较硬的机械特性。但实际上, 在系统运行过程中, R_1 、 R_2 、 R 、 R_a 会因发热而变化, 因此, 要求系统在整个运行过程中, 都维持转速不随负载变化是难以办到的。而且, 若电流正反馈作用过强, 会使机械特性上翘, 造成运行不稳定。因此, 一般要把电流正反馈调得弱一些, 使系统能稳定工作。

在实际电路中, 为了使电流反馈能得到调节, 通常在电流取样电阻 R 两端并联电位器, 如图 13-15 所示。使电流正反馈电压 $U_{fi} = \beta I_d R$ (并联电位器阻值一般远大于 R), 取 $\beta = U_{fi} / (I_d R)$, 称为电流反馈系数。此时式 (13-17) 应写成

$$n = \frac{K_P K_S U_{gd}}{C_e \Phi (1+K)} + \frac{R \beta K_P K_S}{C_e \Phi (1+K)} I_d - \frac{R_i}{C_e \Phi (1+K)} I_d - \frac{R_a + R}{C_e \Phi} I_d \quad (13-18)$$

这种调速系统的指标低于转速负反馈调速系统, 适用于调速范围不大于 20, 静差率大于 10% 的拖动系统中。尽管如此, 由于电路简单, 比转速负反馈系统省掉了一个测速发电机, 因此, 在小容量、负载变化较小的系统中仍得到广泛的应用。各种不同反馈方式调速系统机械特性的比较绘于图 13-16 中, 供设计时参考。

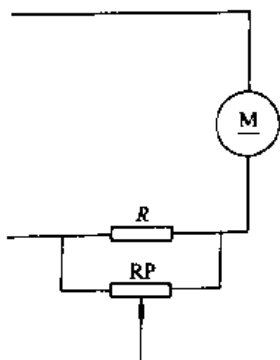


图 13-15 电流反馈调节

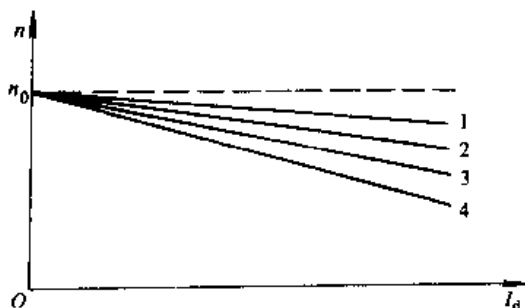


图 13-16 不同调速系统机械特性的比较

1—转速负反馈系统 2—电压负反馈加电流正反馈系统
3—电压反馈系统 4—无反馈系统

2. 调速系统机械特性分析及参数选择

由式 (13-18) 看出, K 的大小对机械特性影响很大, 为此需要对 K 值的计算加以分析。

(1) 晶闸管触发与整流装置的放大倍数 K_S

在前面进行框图运算时, 把 K_S 看成常数。实际上 U_d 与 U_c 间不是一个线性关系。为此, 最好用实验的方法测出这个环节的输入-输出特性 (图 13-17), K_S 可由工作范围内的特性斜率

决定。

$$K_s = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_C}$$

在设计中, 如果不能实测特性, 则可用两个量的设计最大值初步估算。即

$$K_s = \frac{U_{dmax}}{U_{Cmax}} \quad (13-19)$$

(2) 放大器的放大倍数 K_P

在采用晶体管放大器时, 其本身的电压放大倍数也只有在一一定的范围内才是常数, 因此, 也只有通过实验测定或用输入与输出两个量的设计最大值进行估算。

(3) 电压反馈系统 γ

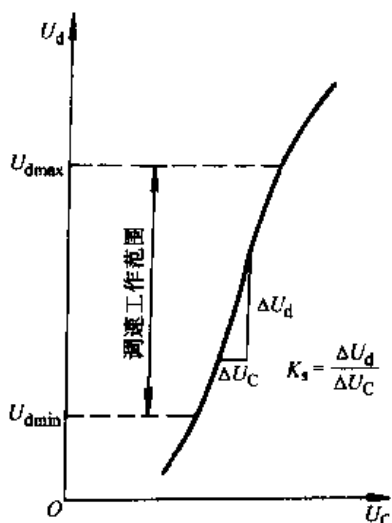


图 13-17 晶闸管装置的输入-输出特性和 K_s 的测定

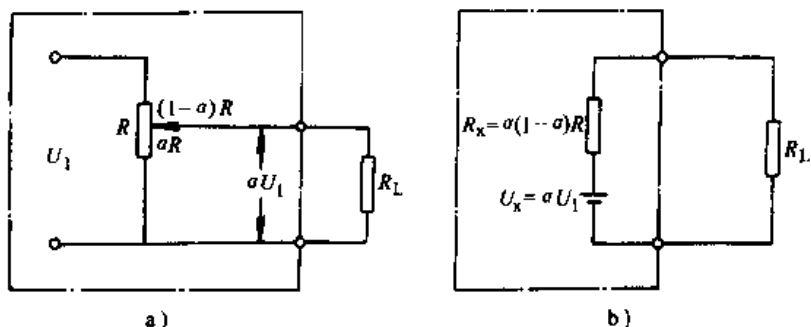


图 13-18 电位器分压电路及其等效电路

a) 实际电路 b) 等效电路

从反馈作用上看, 似乎 γ 越大越好。实际上提高 γ 的可能性是有限的, 考虑到 $U_{fu} \approx U_{gd}$, 而且它们均加在放大器的入口, 电压不能太高, 最多为 (10~20V), 可是电动机的额定电压 U_N , 一般均在 100V 以上, 必须经过衰减才能当作反馈信号。因此, γ 可参照下式选择。

$$\gamma = \frac{U_{fu}}{U_d} \approx \frac{U_{gdmax}}{U_N} \quad (13-20)$$

(4) 给定与反馈电位器的等效电阻

图 13-18a 是电位器的分压电路, 分压比 $\alpha < 1$, 滑动端把电位器电阻 R 分成 αR 与 $(1-\alpha)R$ 两部分。如果把点划线框内电路当作一个有源二端网络, 根据等效电源定理, 可得图 13-18b 的等效电路。其中等效电源电压为

$$U_x = \alpha U_1 \quad (13-21)$$

等效电源内阻为

$$R_x = \frac{\alpha R (1-\alpha) R}{\alpha R + (1-\alpha) R} = \alpha (1-\alpha) R \quad (13-22)$$

式 (13-22) 表明, 当滑动点处在最高和最低两个位置时, 即 $\alpha=1$ 和 $\alpha=0$ 两个极端状况, 都使 $R_x=0$; 在中间位置 $\alpha=0.5$, 等效内阻最大, 其值为 $R_{xmax}=0.25R$ 。这就是说, 每用一个电位器, 除了分压作用外, 还必需考虑其内阻, 内阻大小在 $0 \sim 0.25R$ 之间, 因滑动端的位置

而异。

(5) 电位器的等效电阻对放大倍数的影响

实际放大器的输入回路及等效电路如图 13-19 所示。RP₂ 是为了调节电流反馈强度而接

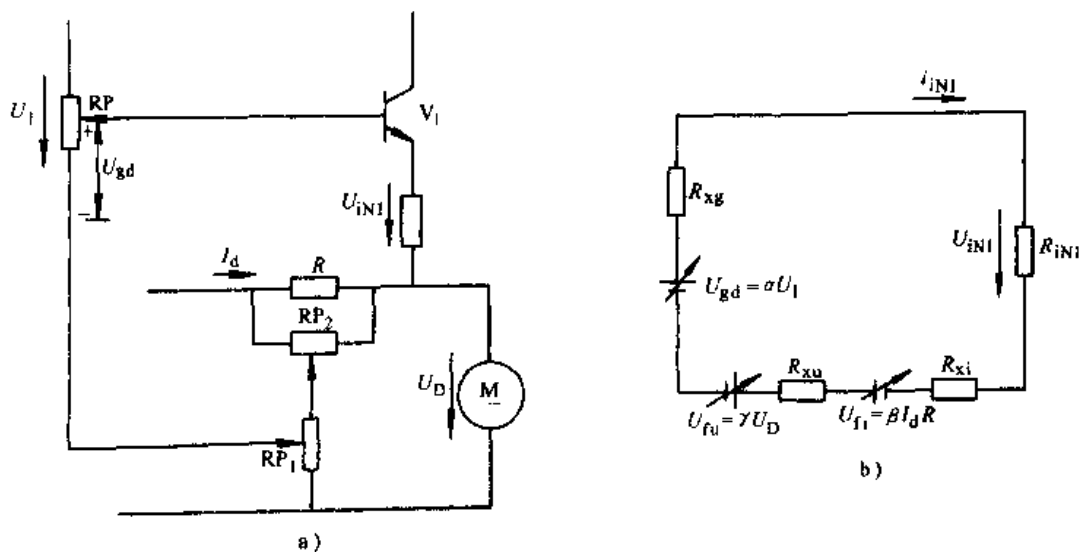


图 13-19 放大器的输入回路及等效电路

a) 实际放大器输入回路 b) 等效电路

的电位器。等效电路中的 R_{xg} 、 R_{xu} 、 R_{xi} 分别为给定、电压负反馈和电流正反馈电位器的等效内阻，都可用式 (13-22) 计算。 R_{iN1} 是放大管 V_1 的输入电阻， U_{iN1} 和 i_{iN1} 分别表示 V_1 的输入电压和电流。由图可知

$$U_{iN1} = i_{iN1} R_{iN1} = \frac{U_{gd} - \gamma U_D + \beta I_d R}{R_{xg} + R_{xu} + R_{xi} + R_{iN1}} R_{iN1} =$$

$$\Delta U \frac{R_{iN1}}{R_{xg} + R_{xu} + R_{xi} + R_{iN1}}$$

令 $K'_p = U_C / U_{iN1}$ 等于 V_1 本身的电压放大倍数，则放大器的实际放大倍数 K_p 为

$$K_p = \frac{U_C}{\Delta U} = K'_p \frac{R_{iN1}}{R_{xg} + R_{xu} + R_{xi} + R_{iN1}} \quad (13-23)$$

式 (13-23) 表明，电位器的内阻降低了放大器的放大倍数。因此，在选择电位器时，相对于其负载 R_{iN1} 来说，电位器的阻值不能选得太大。但从另一方面看，受到消耗功率的限制，电位器的阻值又不能选得太小。这样电位器参数就得在这两方面的限制间折衷选择。

(6) 确定整流装置的内阻 R_i

装置内阻 R_i 应由实验测定，即系统开环时测出可控整流装置的外特性 $U_d = f(I_d)$ ，然后找出工作部分特性较差的段计算装置内阻，如图 13-20 所示。

$$R_i = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d}$$

在设计中，如果无法用实验实测外特性时，可用下式进行估算，即

$$KU_{d0} - U_N = I_N R_i \quad (13-24)$$

或

$$R_i = \frac{KU_{d0} - U_N}{I_N}$$

式中 U_{d0} —— $\alpha=0$ 时整流电压；

K ——考虑负载小时特性变软的经验系数，常取 $K=1.2$ 。

(7) 电流正反馈电阻 R 的选择

按式 (13-18)

$$n = \frac{K_p K_S U_{gd}}{C_e \Phi (1+K)} + \frac{R \beta K_p K_S}{C_e \Phi (1+K)} I_d - \frac{R_i}{C_e \Phi (1+K)} I_d - \frac{R_a + R}{C_e \Phi} I_d$$

则转速降为：

$$\Delta n = \frac{R_i}{C_e \Phi (1+K)} I_d + \frac{R_a + R}{C_e \Phi} I_d - \frac{R \beta K_p K_S}{C_e \Phi (1+K)} I_d$$

$$\text{或 } \Delta n = \frac{R_i}{C_e \Phi (1+K)} I_d + \frac{R_a + R}{C_e \Phi} I_d - \frac{R \beta K}{C_e \Phi \gamma (1+K)} I_d$$

(13-25)

为使 Δn 满足调速指标的要求，则前两项要靠第三项来补

偿。当 K 值较大时， $K/(1+K) \rightarrow 1$ ， $\frac{R_i}{C_e \Phi (1+K)}$ 很小，可以忽略。从提高调速精度看，希望 $\Delta n \rightarrow 0$ ，在初步估算时可取 $\Delta n = 0$ 。此时，由式 (13-25) 得

$$R_a + R - \frac{\beta R}{\gamma} = 0$$

$$R = \frac{\gamma}{\beta - \gamma} R_a \quad (13-26)$$

设计时，可先取 $\beta=1$ ，然后根据式 (13-20) 确定出 γ 最大值，即可计算出 R 值。以后再减小 γ ，求出一系列 R 值。将 β 、 γ 、 R 的不同取值代入式 (13-25) 中，根据调速精度对转速降的要求 ($\Delta n = \Delta n_N$)，即可计算出所要求的 K 值，并进一步确定 $K_p K_S$ 值。然后根据设计值，调整放大器和触发电路的参数。最后还需实测，检验是否满足系统要求。

五、给定电源的选择

根据电路要求可选用稳压管、晶体管、集成稳压器等组成的稳压电源。其中集成稳压器又分固定输出和可调输出两种，其典型电路如图 13-21 所示。

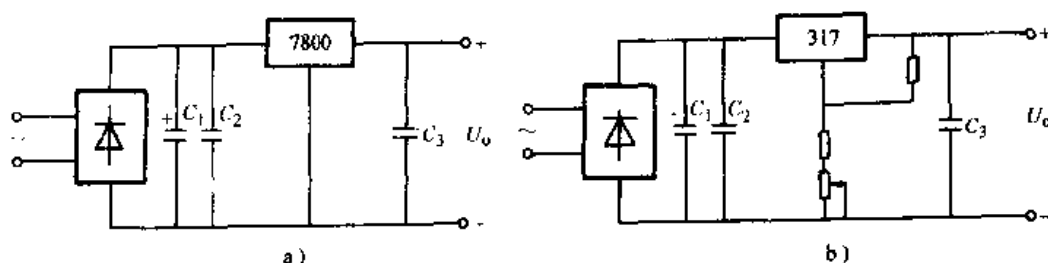


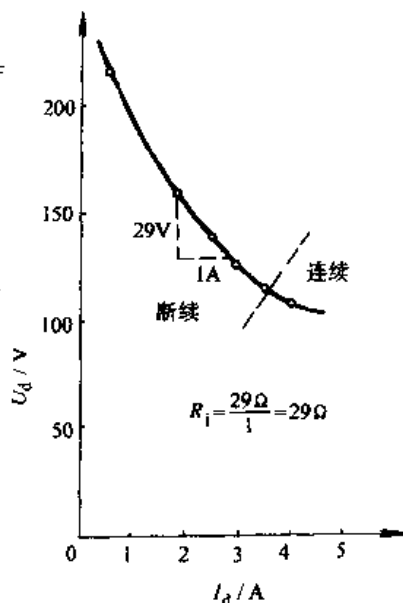
图 13-21 由集成稳压器组成的稳压电路

a) 固定输出 b) 可调输出

$C_1 = 470 \mu F$ $C_2 = 0.33 \mu F$ $C_3 = 0.1 \mu F$

1. 固定输出稳压器参数计算

输入电压 U_i 的数值可参见产品手册。输入交流电压 U_{AC} 与稳压器输入电压 U_i 的关系可参照下式计算，即



$$U_i = (1.2 \sim 1.4) U_{AC} \quad (13-27)$$

负载小时，系数取大值。

2. 可调输出稳压器参数计算

通常取 $U_i - U_o = 5V$ ，输入交流电压 U_{AC} 可参照式 (13-27) 选取。

R_2 的数值可按下式计算，即

$$U_o = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{ADJ} R_2 \quad (13-28)$$

式中 I_{ADJ} ——调整端电流，典型值 $I_{ADJ} = 50\mu A$ 。选用的电位器只要大于计算出的 R_2 即可。

给定电源确定后，作为给定电位器的阻值一般按几百欧至几千欧选取。在给定电源允许情况下，可适当取小值。

第十四章 继电器-接触器

控制电路电器的选择与接线图的绘制

晶闸管可控整流电路接通电源、直流电动机接通励磁回路、实行弱磁、欠电压保护以及制动等有时还需继电器-接触器控制电路来实现。但由于这部分电路均比较简单,故电路设计常采用经验分析设计法,即根据工作过程,将现有的典型环节聚集起来,加以补充修改,综合成所需要的控制电路。有时在找不到现成的典型环节时,则根据电路要求,采用边分析边画图的方法,在此过程中需要随时增加电器元件和触点,以满足给定条件的要求。

一、常用控制电器的选择

(一) 按钮、刀开关、组合开关、限位开关的选用

1. 按钮

按钮通常是用来短时接通或断开小电流的开关。有旋钮式、指示灯式、紧急式(装有蘑菇形钮帽,以示紧急操作)几种,主要根据所需要的触点数、使用场合及颜色来选择。

2. 刀开关

刀开关主要用于接通或断开电源。一般刀开关的额定电压不超过 500V。额定电流可分 10A、60A、100A、200A 等多种等级,有些刀开关还附有熔断器,常根据电源种类、电压等级、所需极数及使用场合来选用。

3. 组合开关

组合开关主要用作电源引入开关,它也可直接起动 5kW 以下的异步电动机(指感应电动机)。

组合开关主要根据电源种类、电压等级、所需要的触点数及电动机容量进行选用。常用的组合开关有 HZ-10 系列,额定电流分为 1A、25A、60A 和 100A 四种,适用于交流 380V 以下,直流 220V 以下的电气设备中。

4. 限位开关

限位开关的种类很多、常用的有 LX2 型、LX19 型、JLXK1 型及 LXW-11、JLXK1-11 型等。

LX19 型及 JLXK1 型限位开关都备有一动合,一动断两对触点,并有自动复位和不能自动复位两种类型。

LXW-11 及 JLXK1-11 型是微动开关,体积小,动作灵敏,使用较多。JW2 型组合行程开关,最多可具有五个动合和五个动断触点。设计时主要根据机械位置对开关型式的要求以及对触点数目的要求选择。

(二) 交流接触器的技术数据及选择

接触器分交流和直流两种,其主要技术数据有:

- ① 电源种类:交流或直流。
- ② 主触点额定电压、额定电流。
- ③ 辅助触点的种类、数量及触点的额定电流。
- ④ 电磁线圈电源种类、频率和额定电压。

⑤ 额定操作频率（单位为次/h），即允许的每小时接通次数。

CJ10 系列接触器为交流接触器，主要技术数据列入表 14-1 中。

交流接触器的使用 and 选择，主要考虑主触点的额定电流、辅助触点的数量与种类、吸引线圈的电压等级、操作频率等。

表 14-1 CJ10 交流接触器的技术数据

型 号	触点额定 电压/V	主触点额 定电流 /A	辅助触点额 定电流/A	额定操作频 率/（次·h ⁻¹ ）	可控制的电动机功率/kW	
					220V	380V
CJ10-10	500	10	5	600	2.5	4
CJ10-20	500	20	5	600	5.5	10
CJ10-40	500	40	5	600	11	20
CJ10-60	500	60	5	600	17	30
CJ10-100	500	100	5	600	30	50
CJ10-150	500	150	5	600	43	75

注：线圈电压一般有 127V、220V 及 380V。

（三）热继电器的技术数据及选择

常用的热继电器有 JR0 系列及 JR10 系列，表 14-2 列出了 JR0-40 热继电器技术数据。表 14-3 表示热继电器在周围介质温度为 -30~40℃ 是的保护特性。

表 14-2 JR0-40 热继电器的技术数据

型 号	额定电流/A	热元件等级	
		额定电流/A	电流调节范围/A
JR0-40	40	0.64	0.4~0.64
		1	0.64~1
		1.6	1~1.6
		2.5	1.6~2.5
		4	2.5~4
		6.4	4~6.4
		10	6.4~10
		16	10~16
		25	16~25
		40	25~40

表 14-3 热继电器保护特性

整定电流倍数	动作时间	备 注
1	长期不动作	
1.2	<20min	从热态开始
1.5	<2min	从热态开始
6	>5s	从冷态开始

根据电动机额定电流来确定热继电器的型号及热元件的电流等级。例如若电动机额定电

流为 14.6A, 额定电压为 380V, 就可选用 JR0-40 型热继电器, 热元件电流等级为 16A, 从表 14-1 可知, 电流调节范围为 10~16A, 可将其电流整定在 14.6A。

如果遇到电动机负载惯性转矩非常大, 起动时间长或电动机所带的设备处于不允许任意停电的场合, 则热继电器热元件的整定电流选得要比电动机额定电流高一些, 以便进行保护。

(四) 时间继电器的选用

时间继电器种类很多, 按其工作原理分有:

1. 电磁式时间继电器

它的特点是结构简单、寿命长、允许操作频率高, 但延时时间短。多应用在直流控制回路中。

2. 空气阻尼式时间继电器

它的特点是工作可靠、延时范围较宽, 可达 0.4~180s。

3. 电子式时间继电器

它的特点是体积小, 延时范围可达 0.1s~15min, 甚至更长。

4. 电动式时间继电器

它的特点是结构复杂、体积较大, 但延时时间长、可调范围宽、可自几秒钟到数十分钟, 最长可达数十小时。

时间继电器的选择, 主要考虑控制回路所需要的延时触点的延时方式及瞬时触点的数目, 同时也要注意线圈的电压等级能否满足控制电路的要求。

二、绘制电气控制装置的接线图

(一) 电力装备总体布置

根据系统要求和电气原理图, 确定需要的电气控制装置。然后根据安装地点大小、环境要求初步确定装置的外形尺寸, 并注意优先选用标准结构。

(二) 绘制电气控制装置的电器布置图

根据选择或设计的电气控制装置、电气原理图及电气元件明细表, 绘制该电气控制装置的电器布置图。

1. 电器元件在控制板(或柜)上的布置原则

- ① 体积大和较重的电器应安装在控制板(柜)的下面。
- ② 发热元件应安装在控制板(柜)的上面, 并注意使感温元件与发热元件隔开。
- ③ 弱电部分应加屏蔽和隔离, 防止强电部分及其它外界干扰。
- ④ 需要经常维修、操作调整的电器, 安装位置不宜过高或过低。
- ⑤ 应尽量把外形、结构尺寸相同的电气元件安装在一排, 以利于安装和补充加工, 而且易于布置、整齐美观。
- ⑥ 考虑到电器维修, 电器元件的布置和安装不宜过密, 应留有一定的空间位置, 以利于操作。
- ⑦ 电器布置应尽量考虑对称, 可以从整个板(柜)考虑对称, 也可以从某一部分布置考虑, 视具体情况而定。

2. 电器元件间的相互距离

- ① 电器之间的距离应便于操作和维修。
- ② 控制板(柜)内所装电器元件和部件导电体之间的漏电距离(沿绝缘板表面)不得小

于 12mm；空气间隙不得小于 8mm；控制板和生产机械之间要有良好的绝缘。

③ 应考虑有些电器的飞弧距离。若由于控制板（柜）结构较小不能保证时，则相应的接地或导电部分要用耐弧绝缘材料加以保护。

3. 对于大容量接触器，为了缓和动作的冲击，应加装橡皮减压垫；陶瓷外壳的电器也应在底部装上 0.8~1mm 的电工纸板或橡皮衬垫。

总之，在自制晶闸管控制箱时，有条件情况下可参照相近控制箱进行布置。强弱电电器元件或部件最好分开安装，移动各个电器元件求出一个最好的排列方案，然后确定控制板（柜）的尺寸。有时控制板位置受空间的限制，此时电器布置可根据允许空间求出最适当的排列方案。

（三）绘制电气控制装置的接线图

根据电气原理图和各电气控制装置的电器布置图，绘制该电气控制装置的接线图。

① 电气接线图中电器元件图形应按实物，依照左右对称、上下对称的原则绘制。

② 电气接线图所有电器元件，应标注出与电气原理图一致的文字符号；接线端子应标注出与电气原理图一致的接线号。

③ 应清楚地表示出接线关系和接线方向。

目前接线图接线关系的画法有两种：

第一种，直接接线法：直接画出两个元件之间的连线。此法多用于电路简单、元件少、接线不复杂的电气系统。

第二种，间接标注接线法：接线关系采用符号标注，不直接画出两元件之间的连线。此法多用于电路复杂、元件较多的电气系统。

④ 按规定清楚地标注出配线用的不同导线的型号、规格、截面积和颜色。

⑤ 电气接线图上各电器元件的位置，应按装配图位置绘制，偏差不要太大。

⑥ 接线板的线号排列要清楚，便于查找。

第十五章 电气控制装置的结构设计

电气控制装置的结构型式,要根据电气原理总图、电气设备与电器元件明细表,以及装置的使用场合等条件来确定。下面简单介绍一下设计原则。

一、结构型式的选择

对于与生产机械配套的电气控制装置,应根据生产机械要求的安装位置选择结构。如需要安装在生产机械壁龛中较简单的电气设备,则应采用控制板结构,即把电气元件安装在一块底板上,通过端子板(或插座)引入和引出电源。

与生产机械分开放置的小容量电气控制设备,可采用电气箱结构,面板可安装电压表、电流表、指示灯、按钮、开关及调节旋钮等,其它电器元件则安装在箱内底盘上。一般应将主电路和控制电路分开放置,对抗干扰要求高的部件,还应加装屏蔽罩。

对于复杂、容量较大的系统,因电气设备和电器元件多、体积大,则应采用电气柜型。电气设备和电器元件分层放置,一般较重、体积大的设备放在下层,主电路和控制电路分放两层中,为便于拆卸和维修,各层间的引线以及与箱外的连线均应通过端子板(或接插件)连接。电表、指示灯、开关、调节旋钮等均可安装在电气柜的上方。

除上述要求外,在确定电气装置的结构型式时,还应考虑装置外形美观、结构尺寸合理、布局得当、不相互干扰、便于安装和维修。在满足用户要求的前提下,还应尽量节省开支。

二、绘制控制单元电器元件布置图和接线图

首先把一个控制单元的电器进行实物排列,摆放时应符合上下左右对称,留够距离、便于安装维修,整齐美观的原则。位置确定后就可按实物绘制电器元件接线图,接线图中所有的电器元件文字符号以及接线端子的接线号均应与电气原理图一致,同时要清楚地表示出接线关系和接线去向。

三、印制电路板图的绘制

在绘制印制电路板图之前,首先应画出印制板单元电气原理图和电器元件明细表,如图15-1所示。根据原理图和明细表进行实物排列,画出元件布置图和印制电路板图,同时还应画出插头和插座的引脚图(或列连线表)。

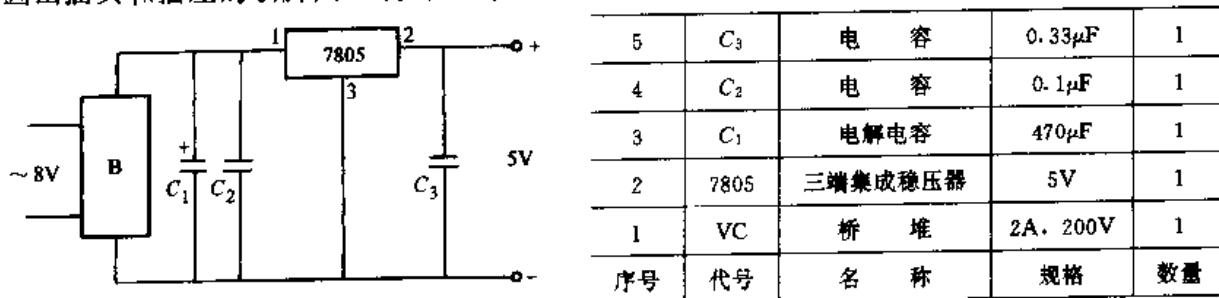


图 15-1 电气原理图和元件明细表

绘制印制电路板图有计算机绘图和人工绘图两种方法。这里仅对人工绘制印制电路板图

的原则, 以及印制电路板的手工制做方法进行概要介绍:

1. 绘制印制电路板的原则

① 排列元件, 一般体积大、较重的元件放在下面(靠近插脚端)。原理图中连在一起的元件应尽量靠近摆放, 以缩短引线距离。元件布置要整齐、美观。元件应尽量按大小、种类、形状分排放置。

② 因电源线、地线连接元件较多, 为便于元件摆放, 电源线一般放在中间上下贯通, 地线沿印制板周围构成一条环线。

③ 印制电路板各线条不能交叉。对电路中有引脚较多的大规模集成电路的印制板, 应采用双面敷铜板, 两面需要连接的线条应打孔串裸导线焊牢(或采用金属化孔)。

④ 引脚线条必须与插座配合好, 严格按选用的插座配画, 不得错位。

⑤ 元件位置确定后即可画出元件布置图和印制电路板图。在印制电路板图应尽量标出与原理图一致的图形和文字符号, 对于晶体三极管还应标出管脚名称(e、b、c), 集成块应标出插座的起始号码, 脉冲变压器还要标出一次侧、二次侧, 引脚应标上引出信号, 集成稳压块应标管脚的号码等, 如图 15-2 所示。

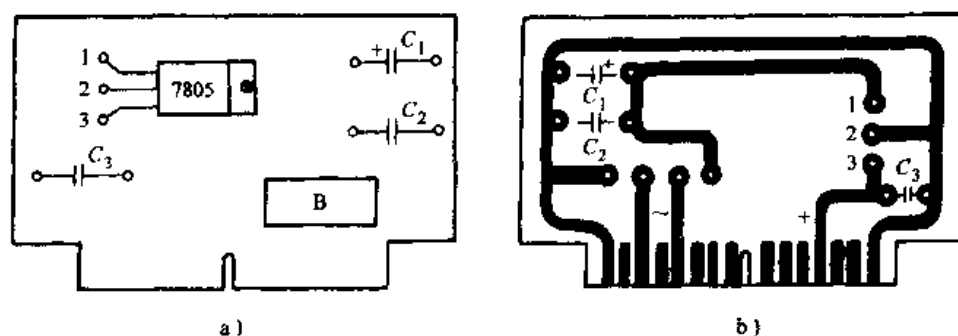


图 15-2 元件布置图和印制电路板图

a) 元件布置图 b) 印制电路板图

在采用矩形插座印制电路板插件时, 元件布置图应连同插件框架一起画出, 如图 15-3 所示。

2. 印制电路板的制作

① 把设计好的印制电路画在一张垫有复写纸的白纸上。

② 将敷铜板的铜箔面用酒精或细砂纸擦干净。

③ 先在铜箔面上放上一张复写纸, 再把画有印制线路的白纸反放在上面(即背面朝上), 注意放正、对齐, 然后按复印痕记拓在铜箔面上。

图画好后, 即可开始制作印制电路板。业余制作印制电路板常用的方法有以下三种:

第一种, 刀刻法。在制作不太复杂的电路板时, 可用锋利的小刀刻去不需要的铜箔。用刀刻线路时, 动作要稳, 不要把应保留的线路刻断。用这种方法, 在设计电路时应注意采用直线条, 而且保留的部分应尽量多, 刻去的部分应尽量少, 这样在刻的时候比较方便。刻好后用小钻头在要插接元件的地方钻上孔即成。刀刻法电路形状如图 15-4 所示。

第二种, 漆画腐蚀法。漆画腐蚀法就是用毛笔蘸上调合漆(磁漆、喷漆均可)把拓好的线路在应保留的线条上均描上漆, 待漆干后, 用锋利的小刀和尺子把画得不光滑的线条刮平直, 也就是进行一次修板。然后把画好的敷铜板放在三氯化铁溶液中(浓度为 40%), 溶液刚

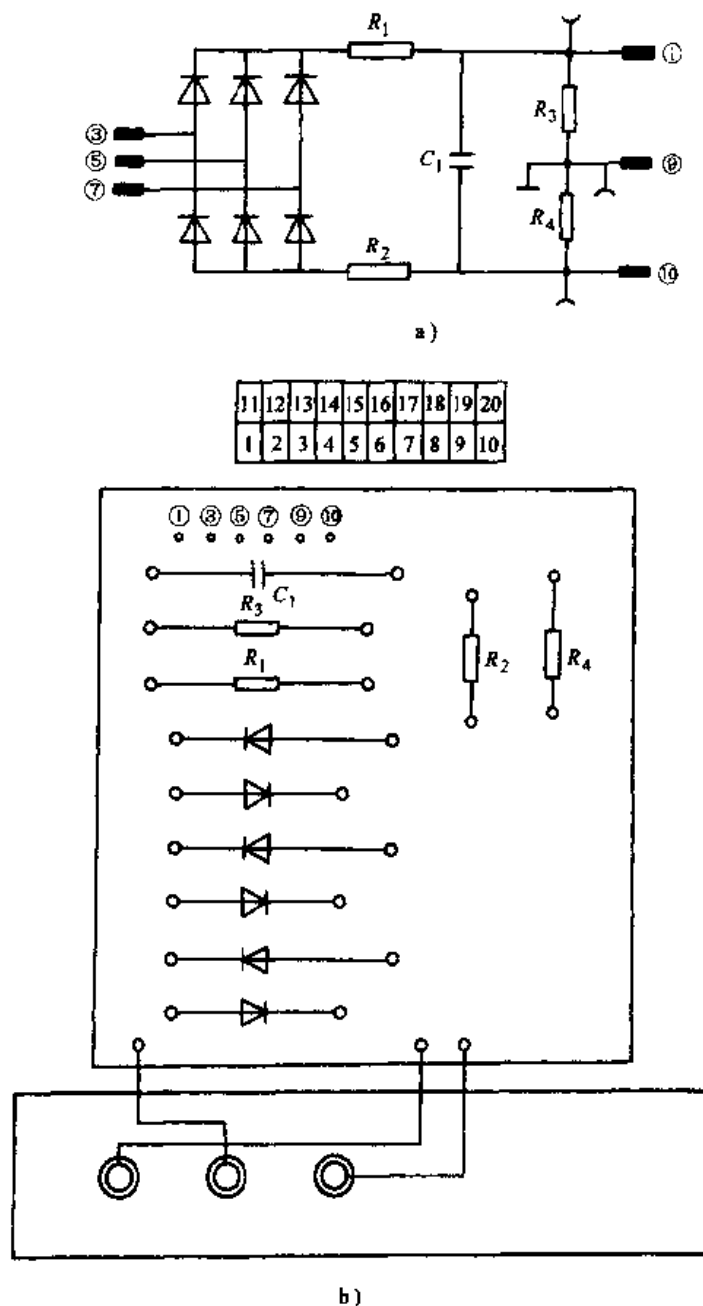


图 15-3 采用插件的印制板元件布置图

a) 原理图 b) 元件布置图

刚没过敷铜板即可。经过几十分钟时间，未画漆的地方的铜箔就被腐蚀掉，留下涂有漆的铜箔。如想加快腐蚀速度，可以将三氯化铁溶液加热（放在水盆里间接加热，或用温火在下面加热）。腐蚀好的印制板，应用清水多冲几遍，把残留的三氯化铁洗净，再刮去漆迹，把留下的线条打亮。然后在放元件的地方打好孔，涂上一层松香酒精液，印制电路板就制作好了。

第三种，贴胶带腐蚀法（介绍两种方法）：

第一种，用胶带把整个敷铜板贴满、贴紧压实，不留气泡。用小刀刻出所需的线路，然后把腐蚀之处的胶带撕去。再检查一下胶带接缝处是否衔接紧密，如果不紧密可在缝隙处涂上少许清漆或万能胶，凉干后即可放入三氯化铁溶液中腐蚀。

第二种，把胶带贴在玻璃板上用小刀刻成条（每条宽 2~3mm 即可，长度视电路板上线

条长短而定), 揭下刻好的胶布条在电烙铁上烤一下, 再贴到敷铜板复写的线路上, 贴紧压实, 就可以放到三氯化铁溶液中进行腐蚀了。

贴胶带法制作印制电路板只适合制作比较简单的线路。它的优点是贴上胶带就可放到三氯化铁溶液中腐蚀, 不像漆画腐蚀法那样, 还要等漆干后才能腐蚀。

在制作印制电路板时还应注意以下几点: ①在往敷铜板上拓线路前, 应先将敷铜板的铜箔擦干净, 这样, 漆不易脱落, 胶带易贴牢; ②印制电路的线条应尽可能宽些, 以使线条牢固, 在用漆画腐蚀法时, 还可节省三氯化铁溶液; ③印制电路各线条之间的距离不应小于 1mm, 以防焊接元件时造成短路。

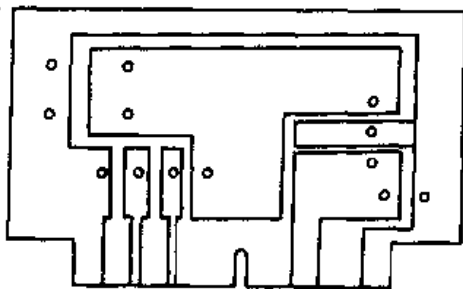


图 15-4 刀刻法的印制电路板

四、绘制总装图

根据各单元实际摆放位置画出总装图, 总装图主要把整体结构画清楚, 把各单元与主体的连接画出来, 在表示清楚结构的情况下, 各单元部件可示意画出, 但应按实物比例投影画出。一般应画出正视图、侧视图、俯视图。复杂装置还应画出背视图 (即前后、左右视图均应画出)。总之, 以看清结构为原则。注意画时应把箱体剖开画, 外形图应单画。

各单元连线应列出接线表。

第十六章 设计举例

一、4kW 以下直流电动机不可逆调速系统

技术数据和要求

直流电动机:

额定功率 $P_N=1.1\text{kW}$, 额定电压 $U_N=110\text{V}$

额定电流 $I_N=13\text{A}$, 转速 $n_N=1500\text{r/min}$

电枢电阻 $R_a=1\Omega$, 极数 $2p=2$

励磁电压 $U_{\alpha}=110\text{V}$, 电流 $I_{\alpha}=0.8\text{A}$

要求: 调速范围 $D=10$, 静差率 $s\leq 10\%$, 制动迅速平稳。

设计内容: ① 确定调速系统方案。

② 主电路选择与计算。

③ 控制电路选择与计算。

④ 调速系统静态精度计算。

⑤ 绘制电气系统原理图。

⑥ 绘制部件图 (包括原理图及安装图) 及印制线路板图。

* ⑦ 绘制电气控制装置接线图。

* ⑧ 安装、调试、修改电路参数。

* ⑨ 编写使用说明书。

(一) 调速系统的方案选择

1. 直流电动机的选择

由于电动机的额定数据已给出, 且工作条件无特殊要求, 故选用 Z₃-33 他励直流电动机。

2. 电动机供电方案的选择

与变流机组相比, 晶闸管可控整流装置无噪声、无磨损、响应快、体积小、重量轻、投资省; 而且工作可靠、功耗小、效率高, 因此采用晶闸管可控整流装置供电。

由于电动机功率小 (仅 1.1kW), 故选用单相整流电路。又因是不可逆系统, 所以可选用单相桥式半控整流电路供电。为省去续流二极管, 可采用晶闸管在一侧的方案。

电动机的额定电压为 110V , 若用电网直接供电, 会造成导通角小, 电流脉动大, 并且功率因数低, 因此, 还是选用整流变压器供电方式为宜。

又因对输出电流的脉动没有提出要求, 故不加电抗器。

对于小功率直流调速系统一般均采用减压调速方案, 磁通不变, 因此励磁绕组可采用单相不控整流电路供电。为保证先加励磁电源, 后加电枢电压的原则, 以及防止运行过程中因励磁消失而造成转速过高的现象, 在励磁回路中应有弱磁保护环节。

3. 触发电路的选择

注: 没有条件的、带 * 的内容也可从略。

因电动机容量小,晶闸管不会超过50A,故可选用电路简单,成本低的单结晶体管触发电路。为实现自动控制,且要同时触发两只阴极不接在一起的晶闸管,可采用由晶体管代替可变电阻的单结晶体管触发电路,用具有两个二次绕组的脉冲变压器输出的脉冲。

4. 反馈方式的选择

反馈方式选择原则应是在满足调速指标要求的前提下,选择最简单的反馈方案。本例中调速指标要求, $D=10$, $s=10\%$, 由式(10-2)得

$$\Delta n_N = \frac{n_N s}{D(1-s)} \leq \frac{1500 \times 0.1}{10 \times 0.9} \text{ r/min} = 16.7 \text{ r/min}$$

采用电压反馈方案时,由式(13-15)可得

$$\Delta n_N = \frac{R_i}{C_e \Phi (1+K)} I_d + \frac{R_s}{C_e \Phi} I_d$$

式中 $C_e \Phi$ 为电动系数,由给出数据可以算出:

$$C_e \Phi = \frac{U_N - I_N R_s}{n_N} = \frac{110 - 13 \times 1}{1500} \approx 0.065$$

$$\frac{R_s}{C_e \Phi} I_d = \frac{1}{0.06} \times 13 \text{ r/min} = 200 \text{ r/min}$$

已远远大于调速指标要求的 16.7 r/min , 因此,必须再加上电流正反馈来补偿它,故最后确定采用电压负反馈及电流正反馈的调速方案。为了能够实现高速起动,还必须加上电流截止环节。

5. 直流调速系统框图

系统框图如图 16-1 所示。

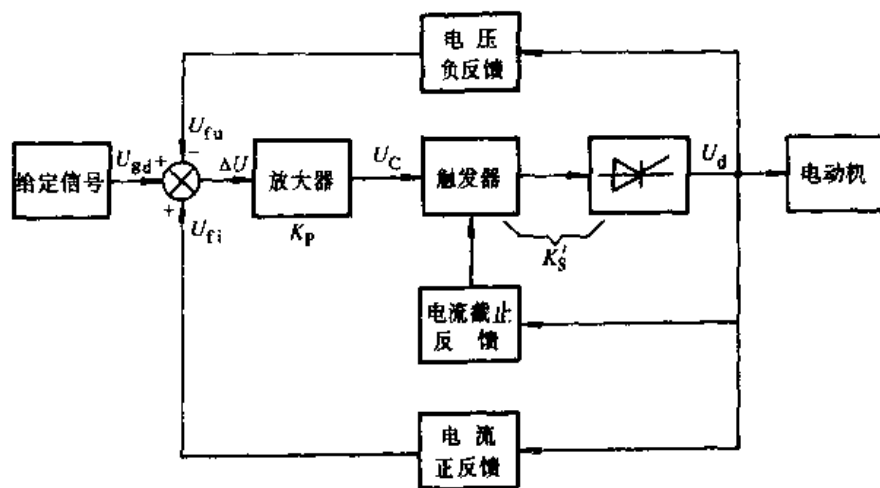


图 16-1 直流调速系统框图

(二) 主电路计算

晶闸管整流电路如图 16-2 所示。

1. 整流变压器计算

① U_2 的计算。由式(11-2)得

$$U_2 = (1 \sim 1.2) \frac{U_d}{A \epsilon B}$$

由表 3-1b 查得

$$A=0.9 \quad B=1 \quad \text{取 } \epsilon=0.9 \quad \text{则}$$

$$U_2 = (1 \sim 1.2) \frac{110V}{0.9 \times 0.9 \times 1} = 149.2 \sim 162V$$

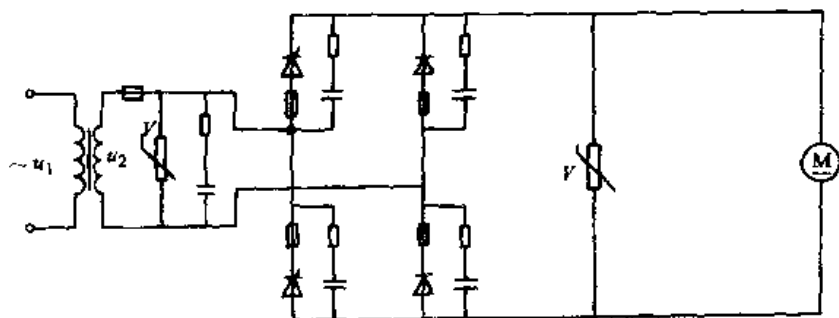


图 16-2 晶闸管整流电路

取

$$U_2 = 155V$$

电压比

$$K = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{155} = 1.42$$

② 一次电流 I_1 和二次电流 I_2 的计算

由表 3-1b 查得

$$K_{I1} = 1.11 \quad K_{I2} = 1.11$$

根据式 (11-3)、式 (11-4) 得

$$I_1 = 1.05 K_{I1} I_d / K = 1.05 \times 1.11 \times 13A / 1.42 = 10.7A$$

$$I_2 = K_{I2} I_d = 1.11 \times 13A = 14.4A$$

③ 变压器的容量计算

由式 (11-5)、式 (11-6)、式 (11-7) 得

$$S_1 = U_1 I_1 = (220 \times 10.7) \text{ VA} = 2354 \text{ VA}$$

$$S_2 = U_2 I_2 = (155 \times 14.4) \text{ VA} = 2232 \text{ VA}$$

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = \frac{1}{2} (2354 + 2232) \text{ kVA} = 2.3 \text{ kVA}$$

2. 晶闸管元件的选择

(1) 晶闸管的额定电压

由式 (11-8) 得

$$U_{TN} = (2 \sim 3) U_m = (2 \sim 3) \sqrt{2} U_2 = (2 \sim 3) \sqrt{2} \times 155V = 438 \sim 658V$$

取 $U_{TN} = 600V$ 。

(2) 晶闸管的额定电流

未接电抗器的电动机负载, 负载性质介于电阻与电感负载之间, 为了晶闸管工作可靠, 按电阻负载选择系数 K , 查表 3-2 得 $K = 0.5$, 按最大负载电流 $I_{dB} = 1.2 I_d$ 计算, 根据 (11-9)

$$I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) K I_{dB} = (1.5 \sim 2) \times 0.5 \times 1.2 \times 13A = 11.7 \sim 15.6A$$

取 $I_{T(AV)} = 20A$ 。

故选 KP20-6 晶闸管元件。

虽然整流二极管导电时间较长, 但考虑到晶闸管电流裕量大, 因此整流二极管也选 20A, 即选用 ZP20-6。

3. 晶闸管保护环节的计算

(1) 交流侧过电压保护

1) 阻容保护 由式 (11-10)、式 (11-11)、式 (11-12) 得

$$C \geq 6I_m \frac{S}{U_i^2} = 6 \times 12 \times \frac{2300}{155^2} \mu\text{F} = 6.9 \mu\text{F}$$

$$\text{耐压} \geq 1.5U_m = 1.5 \times \sqrt{2} 155\text{V} = 328\text{V}$$

选 $6.8 \mu\text{F}$ 、耐压 400V 、CJ31 金属化纸介电容器。

$$R \geq 2.3 \frac{U_2^2}{S} \sqrt{\frac{U_{\text{th}}}{I_m}} = 2.3 \frac{155^2}{2300} \sqrt{\frac{4}{12}} \Omega = 13.9 \Omega$$

取 $R = 15 \Omega$ 。

$$I_C = 2\pi f C U_C \times 10^{-6} = 2\pi \times 50 \times 6.8 \times 155 \times 10^{-6} \text{A} = 0.33 \text{A}$$

$$P_R \geq (3 \sim 4) I_C^2 R = (3 \sim 4) \times 0.33^2 \times 15 \text{W} = 4.9 \sim 6.5 \text{W}$$

可选 15Ω 、 5W 金属膜电阻2) 压敏电阻 R_{V1} 的选择 由式 (11-16) 得

$$U_{1mA} = 1.3 \sqrt{2} U = 1.3 \times \sqrt{2} \times 155\text{V} = 285\text{V}, \text{取 } 330\text{V}。 \text{通流量可取 } 5\text{kA}, \text{故选用 MY31-}$$

330/5 的压敏电阻作交流侧浪涌过电压保护。

(2) 直流侧过电压保护

由式 (11-17) 得

$$U_{1mA} \geq (1.8 \sim 2) U_{DC} = (1.8 \sim 2) \times 110\text{V} = 198 \sim 220\text{V}$$

选 MY31-220/3 的压敏电阻作直流侧过电压保护。

(3) 晶闸管及整流二极管两端的过电压保护

由表 2-2-2 得 $C = 0.15 \mu\text{F}$, $R = 80 \Omega$ 故选 C 为 $0.15 \mu\text{F}$ 、 630V 、CJ 金属化纸介电容器。

$$P_R = f C U_m^2 \times 10^{-6} = 50 \times 0.15 \times (\sqrt{2} \times 155)^2 \times 10^{-6} \text{W} = 0.24 \text{W}, \text{取 } R = 82 \Omega, \frac{1}{2} \text{W}。$$

(4) 过电流保护

1) 交流侧快速熔断器的选择 由于 $I_2 = 14.4\text{A}$, 再根据式 (11-19) 及表 11-3a, 可选 RLS-50 的熔断器, 熔体电流为 15A 。2) 与元件串联的快速熔断器的选择 由于 $I = I_2 = 14.4\text{A}$, $I_T = I / \sqrt{2} = 14.4\text{A} / \sqrt{2} = 10.2\text{A}$, 故也选 RLS-50 的熔断器, 熔体电流为 15A 。

4. 励磁电路的元件选择

励磁电路如图 16-3 所示。

由于该系统采用减压调速, 励磁不变, 故励磁绕组采用单相桥式不控整流电路供电, 与主电路共用同一电源, 因励磁功率较小 (仅 88W), 一般只需适当考虑主变压器留一定裕量, 不用重新计算。

整流二极管的选择, 可参照晶闸管 $\alpha = 0^\circ$ 的选择。耐压与主电路元件相同, 取 600V 。可由表 3-2 查得 $K = 0.45$, 再求额定电流:

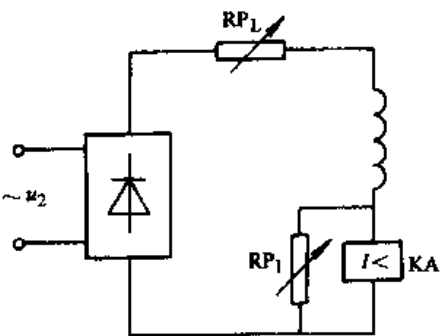


图 16-3 励磁电路

$$I_{D(AV)} = (1.5 \sim 2) K I_L = (1.5 \sim 2) \times 0.45 \times 0.8 A = 0.54 \sim 0.72 A$$

取 1A, 故选用 ZP1-6 整流二极管即可。

图 16-3 中, RP_L 为与电动机配套的磁场变阻器, 用来调节励磁电流。

为实现弱磁保护, 在励磁回路中串入了欠电流继电器 KA, 通过 RP_L 调整动作电流。根据额定励磁电流 $I_L = 0.8 A$, 可选用吸引线圈电流为 1A 的 JL14-11ZQ 型直流欠电流继电器。

(三) 触发电路元件参数的选择

目前单结晶体管触发电路应用较多, 元件参数可参照有关电路进行选用, 一般不用重新计算。最后只需要根据主电路选用的晶闸管对脉冲输出级进行校验, 只要输出脉冲功率能满足要求即可。选用的单结晶体管触发电路如图 16-4 所示。

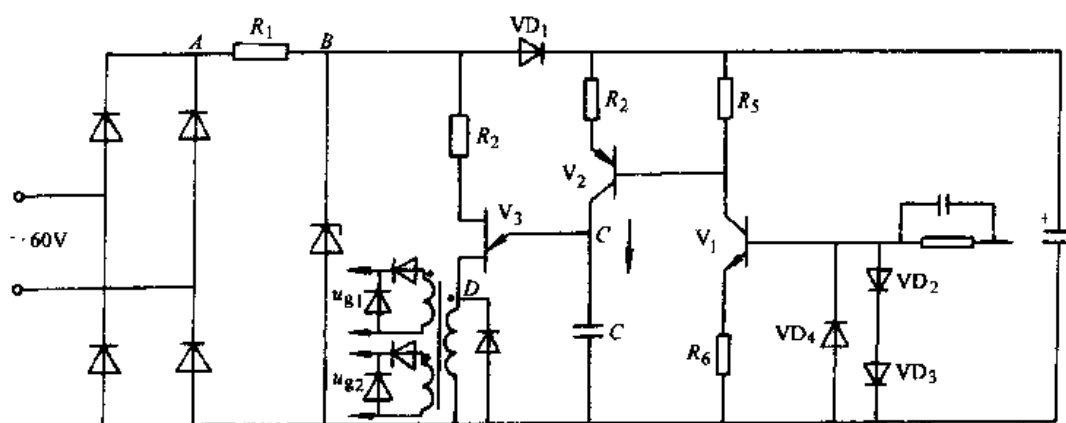


图 16-4 单结晶体管触发电路

该系统选用的晶闸管元件为 20A, 因此, 单结晶体管触发电路需要同时触发两只 20A 的晶闸管元件。由产品目录查得 KP20 晶闸管的最大触发电压小于 3.5V, 最大触发电流小于 100mA。故每个二次绕组输出脉冲电压只要大于 3.5V, 电流大于 100mA 即可满足要求。若削波电压选 20V, 单结晶体管的分压比 $\eta = 0.6$, 则脉冲变压器一次电压约为 11V。如选用匝数比为 2:1 的脉冲变压器, 则二次电压约为 5.5V, 一次电流只要大于 100mA 即可。单结晶体管选用 BT35D, 它的最大瞬时发射极电流为 2A。因此, 采用单结晶体管直接输出即可同时触发两只晶闸管。脉冲变压器也不用重新设计, 只要在市场上买一只触发相当 50A 晶闸管的容量, 二次侧具有两组输出的脉冲变压器就行了。

又因单结晶体管触发电路, 在削波电源下降沿会出现触发不可靠, 有时会造成单相半控桥式电路失控现象。为此应在 RP 的下边串一只固定电阻, 使脉冲不会超过移相范围, 保证触发电路工作可靠, 但缺点就是转速可能调不到零。在严格要求转速必须由零到额定转速连续可调的场合, 则应选用桥式全控电路或移相范围宽的触发电路。

同步变压器的选择也不用详细计算, 因触发电路最大取用电流不会超过 50mA, 而同步变压器同步电压可选 60V, 这样只要同步变压器的容量大于 $(60 \times 0.05) VA = 3VA$ 即可。再考虑两只 XD0-6.3 (6.3V, 1W) 指示灯和给定电源 (取 2VA), 故选一台容量为 8VA, 电压为 220V/60V、17.7V、6.3V、6.3V 即可满足要求。选用的同步变压器如图 16-5 所示。

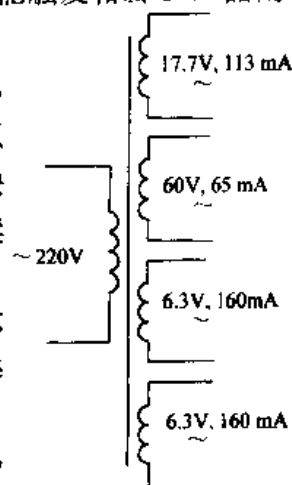


图 16-5 同步变压器

(四) 反馈电路参数的选择与计算

电压与电流反馈环节如图 16-6 所示。

1. 电流反馈电阻的选择

由于放大器输入电压最多为 10~20V, 因此可取给定电源电压为 15V, 即 $U_{g\text{dmax}} = 15\text{V}$ 。按式 (13-20) 初选

$$\gamma = \frac{U_{g\text{dmax}}}{U_N} = \frac{15}{110} = 0.136$$

取 $\beta = 1$, 按式 (13-26)

$$R = \frac{\gamma}{\beta - \gamma} R_s = \frac{0.136 \times 1}{1 - 0.136} \Omega = 0.157 \Omega$$

取 $R = 0.15 \Omega$ 。

初步确定整流装置的内阻 R_i , 由式 (13-24) 得

$$R_i = \frac{1.2 U_{d0} - U_N}{I_N} = \frac{1.2 \times 0.9 \times 155 - 110}{13} \Omega = 4.4 \Omega$$

将各已知参数代入式 (13-25) 中, 并整理得

$$16.7 \geq \frac{880}{1+K} + 200 - 200R - \frac{200R\beta K}{\gamma(1+K)}$$

取不同 β 、 γ 、 R 的值, 可计算出所需的 K 值, 并进一步确定 $K_P K_S$ 值, 列表如下:

选 择			计 算	
β	γ	$R/\Omega^{\text{①}}$	$K \geq$	$K_P K_S \geq$
1.0	0.136	0.15	149.7	1100
	0.12	0.13	147.2	1226
	0.11	0.125	57.3	521
	0.1	0.11	73.8	738

① R 值可由式 (13-26) 算出。

由上表可知, $R = 0.125 \Omega$ 时, 所需 $K_P K_S$ 值较小, 比较容易实现。

反馈电阻 R 上所消耗的功率 $P_R = I_R^2 R = (13^2 \times 0.125) \text{W} = 21 \text{W}$ 小于 $3\% P_N = 33 \text{W}$, 故能满足要求。

最后确定系统参数如下:

电流反馈系数: $\beta = 1$

电压反馈系统: $\gamma = 0.11$

电流反馈信号电阻: $R = 0.125 \Omega$, 取 0.5Ω 、 10W 四只电阻并联使用。

放大器与晶闸管装置的放大倍数: $K_P K_S = 521$;

电压反馈闭环系统的开环放大倍数: $K = 57.3$ 。与 R 并联的电流正反馈信号电位器, 在阻值远大于 R 的前提下, 尽量取较小值。这里取 100Ω 、 1W 电位器即可满足要求。

2. 电流截止反馈环节的参数选择

电流截止负反馈电路如图 16-7 所示。电流截止反馈信号通过与 R 并联的电流截止反馈电位器 (100Ω 、 1W) 取出, 比较电压 U_{∞} 可按式 (16-9) 计算。即

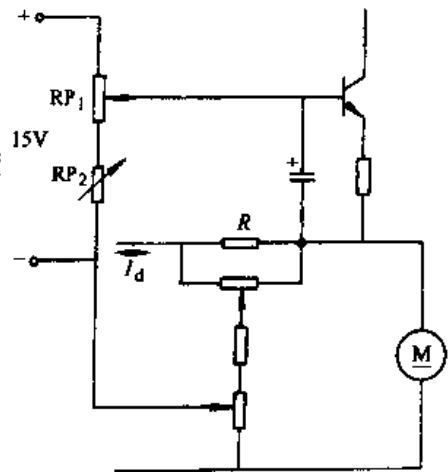


图 16-6 电压负反馈与电流正反馈电路

$$U_{co} \geq 1.2 I_N R = (1.2 \times 13 \times 0.125) \text{ V} = 1.95 \text{ V}$$

故可用一只 $\leq 1.25 \text{ V}$ 的稳压管来代替比较电压。电流截止负反馈信号可通过电位器 RP_3 进行调整。

当主电路电流 I_d 超过截止电流时, V_4 导通 C_1 旁路, 脉冲后移, 电流截止环节起作用。主电路电流小于截止电流时, V_4 截止, 系统又自动恢复正常工作。

由于主电路电流脉动, 使电流截止反馈工作不正常。为此, 对电流截止反馈信号必须滤波, 电容 C_2 就是起这个作用的。 C_2 一般取几十~几百微法, 这里取 $C_2 = 470 \mu\text{F}$, 10 V 。

3. 电压负反馈电阻的选择

考虑反馈电阻分流作用不应大于负载电流 3%, 一般取几千欧到几十千欧。现取一只 $1 \text{ k}\Omega$ 、 1 W 与一个 $10 \text{ k}\Omega$ 、 2 W 的电位器串联。固定电阻是为防止输出电压过高而设置的。

4. 给定环节的计算

给定环节电路如图 16-8 所示。 R 值是由式 (16-26) 算出。

给定电压取 15 V , 故可选用 CW7815 集成稳压器, 由附录 F 查得 $\sim 17.7 \text{ V}$
 $U_i = 23 \text{ V}$ 。按式 (16-27)

$$U_i = (1.2 \sim 1.4) U$$

又因负载不大, 可取

$$U = \frac{U_i}{1.3} = \frac{23 \text{ V}}{1.3} = 17.7 \text{ V}$$

给定电位器 RP_1 取 $5.6 \text{ k}\Omega$ 、 1 W

与 RP_2 取 $1.5 \text{ k}\Omega$ 、 1 W 串联, 这里 RP_2 是用来整定最低给定电压, 以防止失控。

5. 放大器的输入电路 (见图 16-4)

为防止过强的输入信号损坏晶体管 V_1 , 常采用双向限幅保护, 使正向输入电压不超过 1.4 V , 反向电压不超过 0.7 V , 故正向用两个二极管串联, 反向仅用一个二极管并接在放大器的输入端。

由于整流输出电压脉动很大, 使反馈信号中含有脉动分量, 造成放大器不能正常工作, 为此在放大器输入端需加滤波, C_3 就是起滤波作用的。一般取几十~几百微法, 这里取 $470 \mu\text{F}$ 、 10 V 。

(五) 继电器-接触器控制电路设计

1. 设计思路

由于晶闸管直流调速系统的继电器-接触器的控制电路简单, 故可用经验分析法进行设计。

因负载功率较小, 放总电源由单相刀开关引入, 并设有总电源及工作指示灯。考虑调试

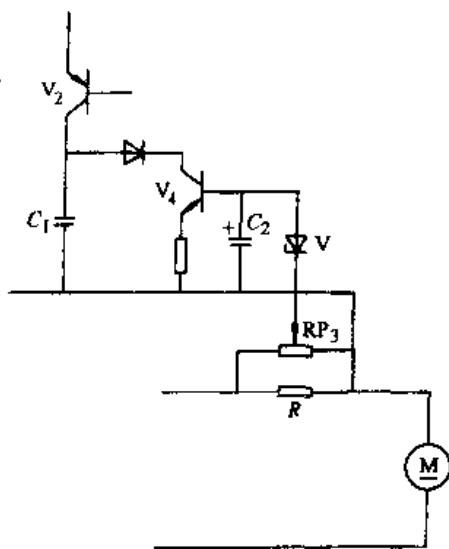


图 16-7 电流截止负反馈环

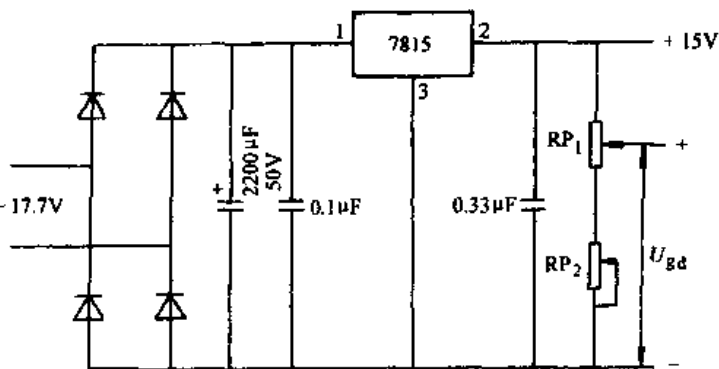


图 16-8 给定环节

方便,应先接通励磁及触发电路,然后再接通主电路。为实现迅速而平稳的停车,应采用能耗制动。

2. 控制电路图

控制线路设计完毕后,往往有不合理的地方,还必须对图 16-9 进行仔细校核,看能否进一步简化。特别应反复校核设计电路是否满足调速系统的要求。

3. 能耗制动电阻的计算

一般取制动开始瞬间的电流等于 $2I_N$, 此时电动机电动势 $E \approx U_N$, 则制动电阻 R_d 可按式计算, 即

$$R_d = \frac{U_N}{2I_N} - R_a = \left(\frac{110}{2 \times 13} - 1 \right) \Omega =$$

$$3.2 \Omega$$

取 3.3Ω 。因制动时间很短,通过制动电阻的电流可按额定电流的 20% 估算。制动电阻所消耗功率

$$P_d = (0.2I_N)^2 R_d = (0.2 \times 13)^2 \times 3.3 W = 22.3 W$$

取 25W

4. 控制电器的选择

(1) 刀开关

根据主变压器一次电流为 10.7A, 电压为 220V, 故可选用 15A、250V 两极胶盖刀闸, 熔丝为 15A。

(2) 接触器

由于直流调速系统一般均为减压起动, 对接触器而言属于轻任务工作, 再考虑主变压器二次电流为 14.4A, 故选用 CJ10-20, 线圈电压为 220V 的交流接触器。

(3) 按钮

由于按钮装在面板上, 选用开启式 LA20 按钮, 起动按钮用绿色, 停止按钮用红色, 起动按钮内部装有 6.3V 工作指示灯。

(4) 选用 XD0-6.3 型信号指示灯。

(六) 1.1kW 直流调速系统电气原理总图 (图 16-10)

(七) 结构设计

由于小功率调速系统整流元件体积小, 控制电路简单, 故采用箱式结构。为减轻重量, 使控制箱摆放方便, 可把主变压器放在箱体外面。需要经常操作的开关、按钮、给定电位器旋钮以及指示灯、电压表、电流表均放在面板上, 如图 16-11 所示。对于不需要经常调节的电位器应放在箱内或放在印制电路板上, 一般用实芯锁紧电位器, 调好后锁紧, 如电压、电流、电流截止反馈电位器及弱磁保护调节电位器均属这种情况。

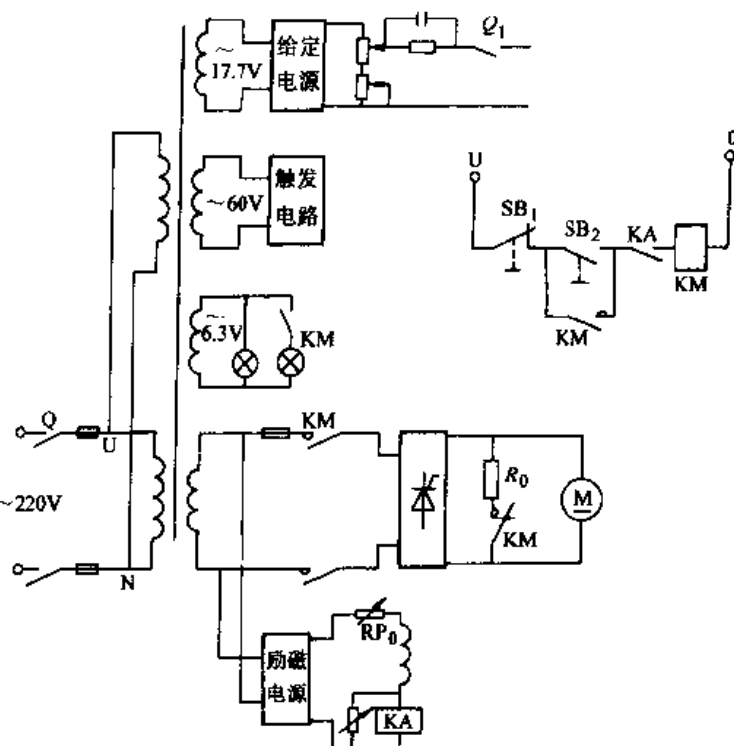


图 16-9 继电器-接触器控制电路

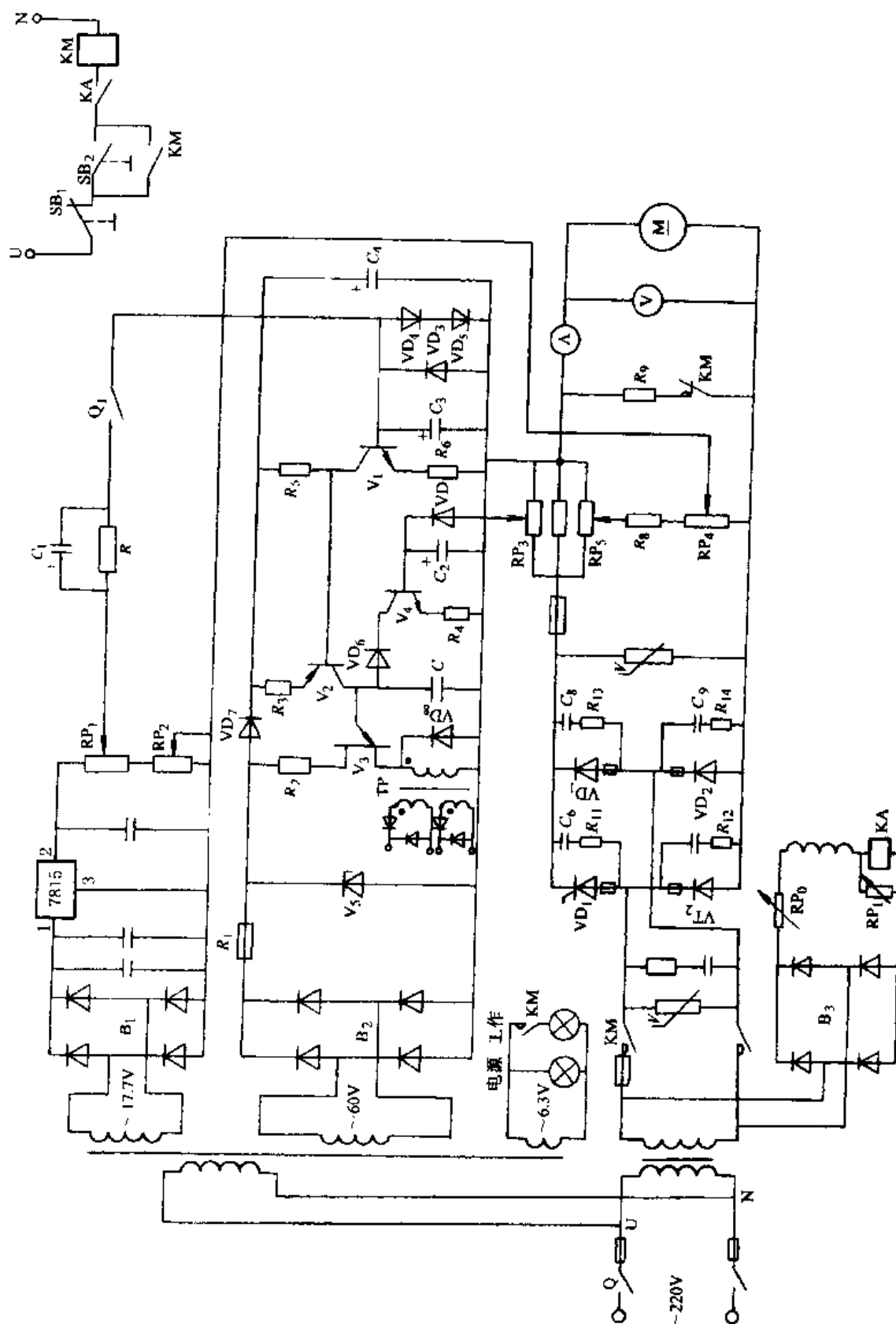


图 16-10 电气原理总图

除面板上电器元件外,其余的部件及元器件均应安装在底板上,如图 16-12 所示。

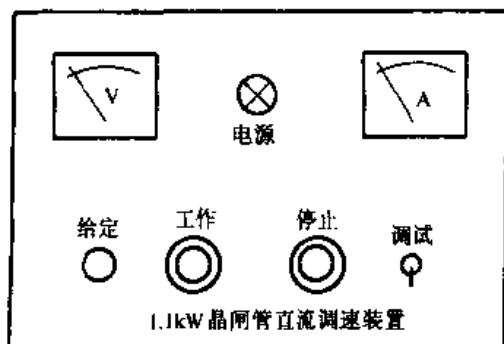


图 16-11 面板布置图

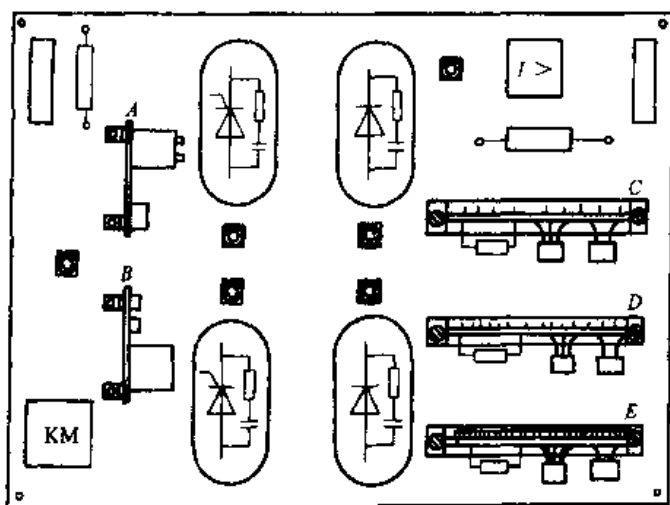


图 16-12 底板元、部件布置图

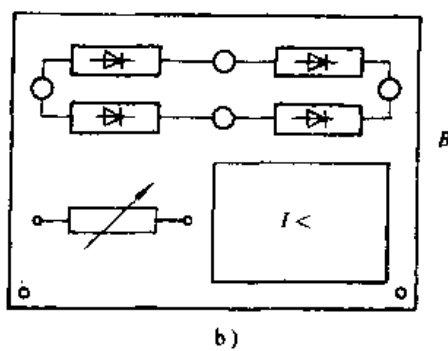
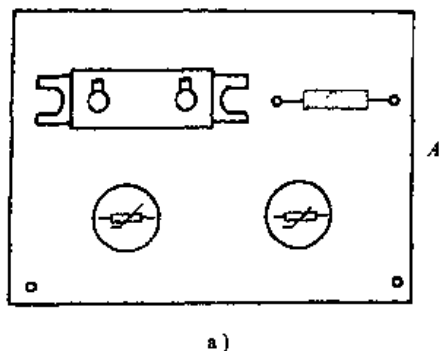


图 16-13 A、B板元件布置图

图 16-12 中 A、B 的布置如图 16-13 所示。

图 16-12 中的 C、D、E 为给定电源、反馈环节、触发电路三块印制电路板,其元件布置、元件明细表和印制电路分别如图 16-14、图 16-15、图 16-16 所示。

由于电路简单,仅一块底板,故不用再画总装图。

(八) 调试、修改电路参数

购齐元件、做好箱体、面板、底板等,即可对装置进行施工,装配完毕后,还需进行调试,对电路参数进行修改,使之满足设计要求。

1. 调试步骤

(1) 调试准备

- ① 首先检查电路接线是否正确,布线是否合理,熔丝是否正常。
- ② 逐点检查焊接质量,看是否有虚焊、漏焊、错焊的地方。
- ③ 细致检查印制电路板,观察各线条间是否短路或有焊锡粒等,线条有无划伤及断开的地方,检查引脚处应该裁掉的铜皮是否裁干净等。
- ④ 查看晶体管管脚、二极管及电解电容极性、元件规格、脉冲变压器引线等是否有弄错的地方。
- ⑤ 用兆欧表测量同步变压器、脉冲变压器的绝缘是否完好,用万用表检查一次侧、二次

侧阻值是否正确。

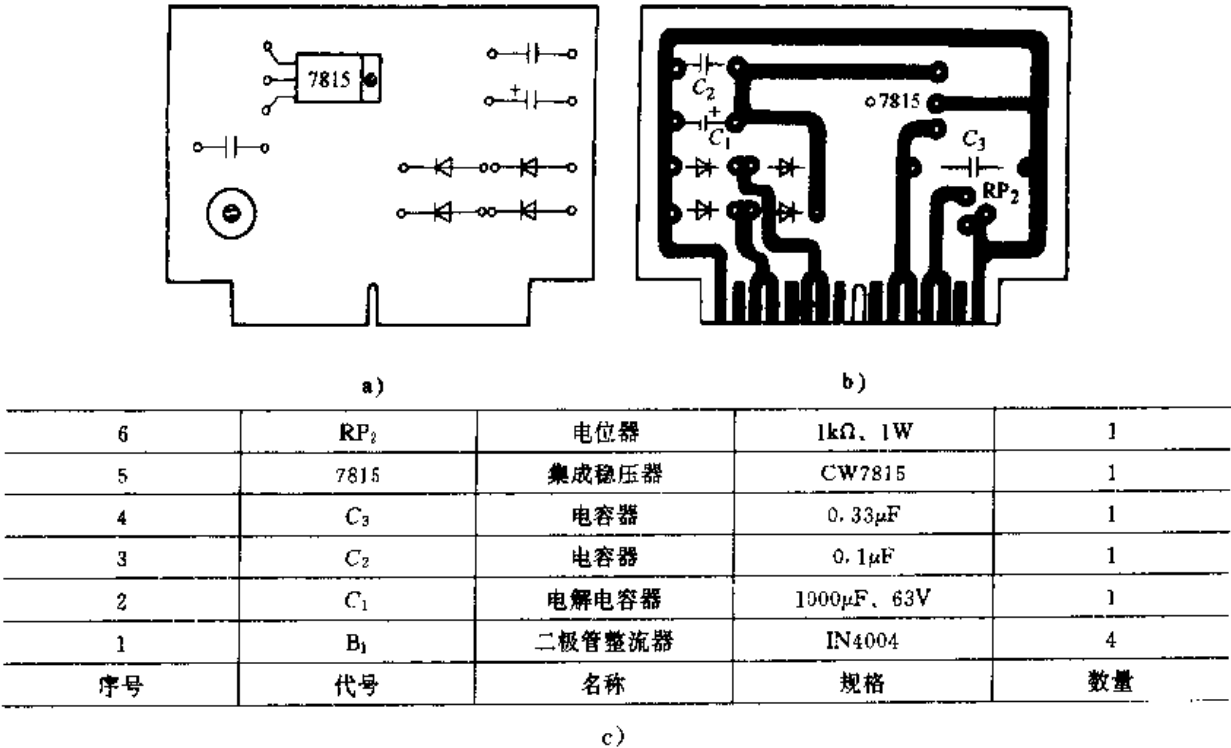


图 16-14 给定电源元件布置和印制板电路图

a) 元件布置图 b) 印制板电路图 c) 元件明细表

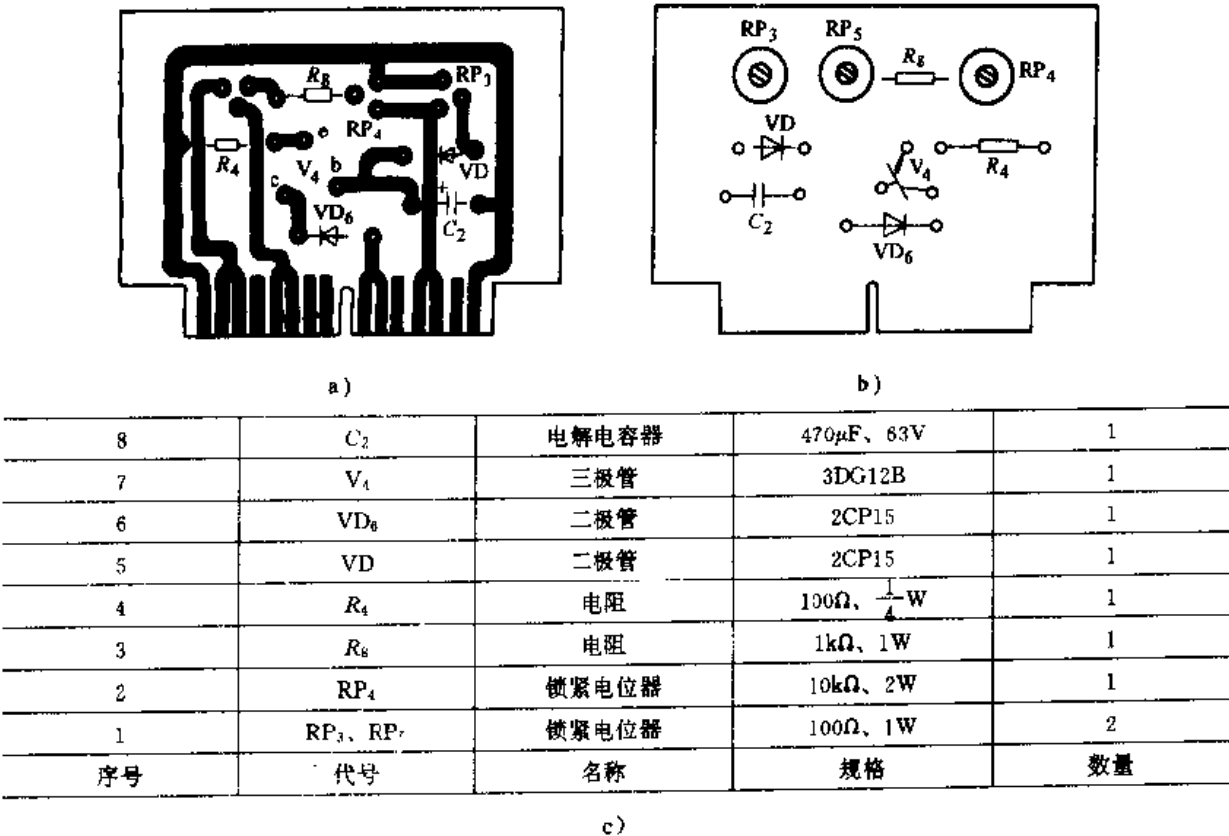
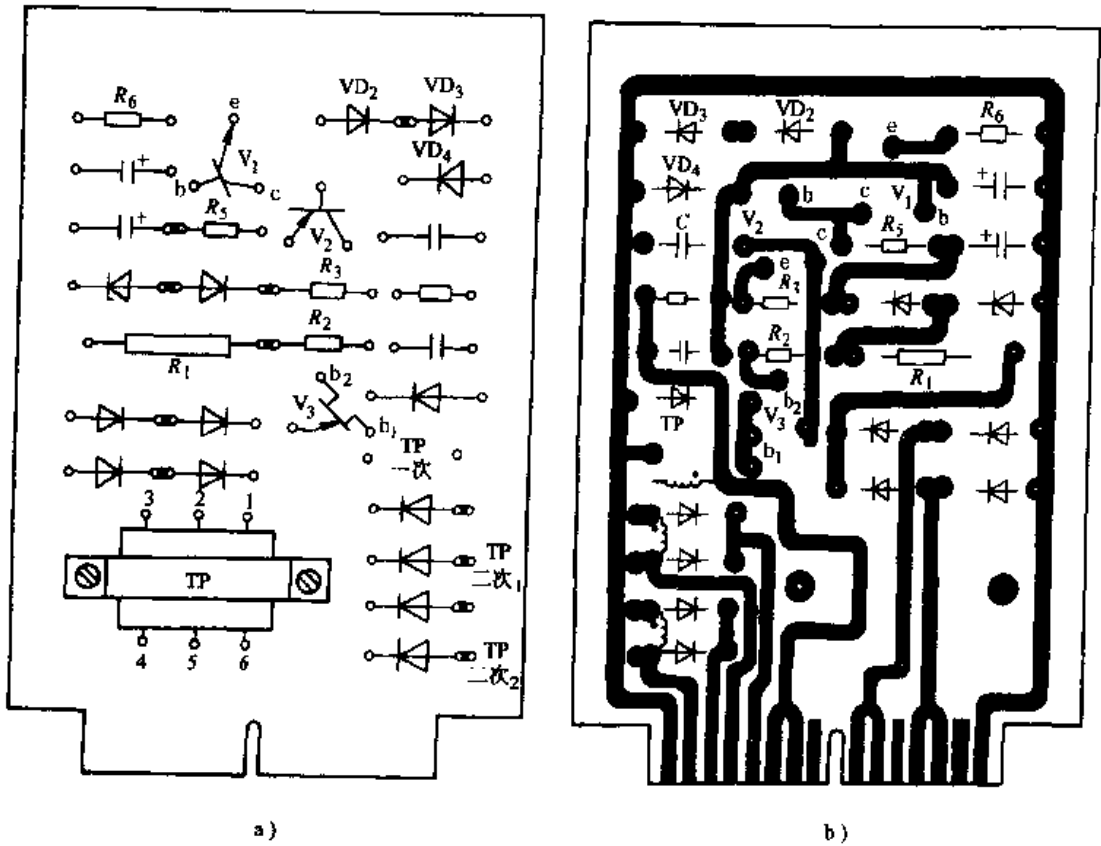


图 16-15 反馈环节元件布置和印制板电路图

a) 元件布置图 b) 印制板电路图 c) 元件明细表



8	V_3	单结晶体管	BT33F	1					
7	V_2	三极管	3AX31C	1	15	TP	脉冲变压器		1
6	V_1	三极管	3DG6C	1	14	R_7	电阻	$6.8k\Omega, \frac{1}{4}W$	1
5	$VD_3 \sim VD_{12}$	二极管	2CP14	10	13	R_6	电阻	$630\Omega, \frac{1}{4}W$	1
4	R_2	电阻	$240\Omega, \frac{1}{4}W$	1	12	R_3, R_5	电阻	$2k\Omega, \frac{1}{4}W$	2
3	V_5	稳压管	2CW21K	1	11	C_1	电解电容器	$47\mu F, 63V$	1
2	R	电阻	$520\Omega, 8W$	1	10	C_3, C_4	电解电容器	$470\mu F, 63V$	2
1	B_2	二极管整流器	2CP15	14	9	C	电容器	$0.22\mu F$	1
序号	代号	名称	规格	数量	序号	代号	名称	规格	数量

图 16-16 触发电路元件布置和印制板电路图
a) 元件布置图 b) 印制板电路图 c) 元件明细表

⑥ 大致整定电流继电器的动作电流值。

(2) 触发电路及励磁回路的调试

① 闭合刀开关 Q ，给定电路、触发电路、励磁电路接通电源，电源指示灯亮，弱磁保护继电器动作。用万用表测量给定直流电压应为 $15V$ ，同步电压为 $60V$ ，励磁绕组电压应为 $110V$ 。

② 闭合扳把开关 Q_1 ，接通触发电路的给定电源。用示波器观察 A、B、C、D 各点及输出脉冲 u_g 的波形。调节给定电位器，观察脉冲移相及移相范围。

如发现不正常,应取下印制板进行检查或更换元件,若发现与稳压管串联的电阻 R 过热,可换用功率大一些的电阻。

(3) 主电路及反馈电路调试

① 主电路输出端接上灯泡负载,暂时断开反馈电路,给定电位器调到最小,按起动按钮,接通主电路,对主电路进行调试。

把示波器接在灯泡两端,慢慢旋动给定电位器,观察输出电压波形的变化,同时查看输出电压、电流是否正常。

接入电压负反馈,慢慢旋动给定电位器,重复上述过程。与不接电压负反馈比较,在输出电压相同时,注意给定电位器是否旋动较多。

② 按停止按钮,断开主电路,换接上电动机电枢负载,同时接上电流正反馈和电流截止负反馈电路。先不带负载,调节给定电位器,使给定电压自零开始逐渐上升,电动机应缓慢升速起动。如正常,再将给定电位器置于一定位置,让电动机在突加给定电压的情况下起动。重复试验,并逐次增加给定电压值,整定电流截止环节或积分环节。以得到满意的起动过程。

若需重载起动时,则要在重载条件下重复观察起动过程。

最后,作出电动机的机械特性。改变给定电压值,观察在需要的调速范围内特性硬度是否达到要求,即是否达到了要求的静差率。若不能满足则应对反馈环节及放大器参数进行调整。

调试中若出现振荡,则还需调节积分电容及反馈量加以排除。

2. 调试过程中常遇到故障分析

① 单结晶体管两基极接反,弛张振荡器不能正常工作。

② 振荡器充电电阻 R 过小,造成单结晶体管直通。

③ 振荡器电容 C 过大,移相范围小,输出电压低。

④ 脉冲变压器极性接反,晶闸管不触发。

⑤ 电流正反馈过强,引起系统振荡。

⑥ 主电路未接电抗器或电抗器电感量不够,轻载时电流不连续,电动机供电电压及转速上升较多;空载时还会出现电动机供电电压与转速时高时低的振荡。若正常负载时仍出现此种现象,则必须主电路中串入适当电抗器。

⑦ 晶闸管不能触发,可能有以下几个原因:

- a. 接线有错; b. 单结晶体管损坏; c. 单结晶体管参数不当(如分压比小,峰点电压高);
- d. 削波电压选得过低; e. 振荡电容用得过小; f. 脉冲变压器不合适; g. 晶闸管触发电压过高;
- h. 晶闸管损坏等。

二、10kW 直流电动机不可逆调速系统

技术数据和要求:

直流电动机:

型号: Z₃-71; 额定功率 $P_N=10\text{kW}$;

额定电压 $U_N=220\text{V}$; 额定电流 $I_N=55\text{A}$;

转速 $n_N=1000\text{r/min}$; 极数 $2p=4$;

电枢电阻 $R_a=0.5\Omega$; 电枢电感 $L_D=7\text{mH}$;

励磁电压 $U_L=220\text{V}$; 励磁电流 $I_L=1.6\text{A}$ 。

要求: 调速范围 $D=10$, 静差率 $s \leq 5\%$, 电流脉动系统 $S_i \leq 10\%$ 。

设计内容与例 4 相同, 这里不再重述。

(一) 调速系统方案的选择

由于电机的容量较大, 又要求电流的脉动小, 故选用三相全控桥式整流电路供电方案。

电动机额定电压为 220V, 为保证供电质量, 应采用三相减压变压器将电源电压降低。为避免三次谐波电动势的不良影响, 三次谐波电流对电源的干扰, 主变压器采用 D/Y 联结。

因调速精度要求较高, 故选用转速负反馈调速系统。采用电流截止负反馈进行限流保护, 出现故障电流时由过流继电器切断主电路电源。

为使线路简单, 工作可靠, 装置体积小, 宜选用 KJ004 组成的六脉冲集成触发电路。

该系统采用减压调速方案, 故励磁应保持恒定。励磁绕组采用三相不控桥式整流电路供电, 电源可从主变压器二次侧引入。为保证先加励磁后加电枢电压, 主接触器主触点应在励磁绕组通电后方可闭合, 同时设有弱磁保护环节。

直流调速系统框图如图 16-17 所示。

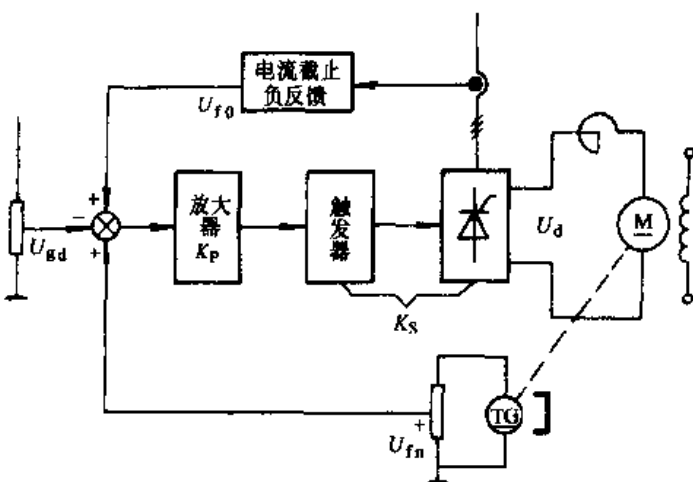


图 16-17 直流调速系统框图

(二) 主电路计算

晶闸管整流电路如图 16-18 所示。

1. 整流变压器计算

(1) U_2 的计算

由式 (11-2) 得

$$U_2 = (1 \sim 1.2) \frac{U_d}{A \epsilon B}$$

由表 3-1 查得 $A=2.34$, 取 $\epsilon=0.9$ 。

α 角考虑 10° 裕量 $B=\cos\alpha=0.985$ 。

$$U_2 = (1 \sim 1.2) \frac{220V}{2.34 \times 0.9 \times 0.985} = 106 \sim 127V$$

取

$$U_2 = 110V$$

电压比

$$K = \frac{U_1}{U_2} = \frac{380}{110} = 3.45$$

(2) 一次和二次相电流 I_1 和 I_2 的计算

由表 3-1 查得

$$K_{I1}=0.816 \quad K_{I2}=0.816$$

根据式 (11-3)、式 (11-4) 得

$$I_1 = 1.05 K_{I1} I_d / K = (1.05 \times 0.816 \times 55 / 3.45) A = 13.7A$$

$$I_2 = K_{I2} I_d = 0.816 \times 55A = 45A$$

(3) 变压器的容量计算

由式 (11-5)、式 (11-6)、式 (11-7) 得

$$S_1 = 3U_1 I_1 = (3 \times 380 \times 13.7) kVA = 15.6kVA$$

$$S_2 = 3U_2 I_2 = (3 \times 110 \times 45) \text{ kVA} = 14.85 \text{ kVA}$$

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = \frac{1}{2} (15.6 + 14.85) \text{ kVA} = 15.3 \text{ kVA}$$

考虑励磁功率 $P_L = (220 \times 1.6) \text{ W} = 0.352 \text{ kW}$, 取 $S_1 = 16 \text{ kVA}$, $S_2 = 15.2 \text{ kVA}$, $S = 15.6 \text{ kVA}$, $I_1 = 14 \text{ A}$, $I_2 = 46 \text{ A}$ 。

2. 晶闸管元件的选择

(1) 晶闸管的额定电压

由式 (11-8) 得

$$U_{TN} = (2 \sim 3) U_m = (2 \sim 3) \sqrt{6} U_2 = (2 \sim 3) \sqrt{6} \times 110 \text{ V} = 539 \sim 808 \text{ V}$$

取

$$U_{TN} = 700 \text{ V}$$

(2) 晶闸管的额定电流

由查表 3-2 查得, $K = 0.367$, 根据式 (11-9)

$$I_{T(AV)} = (1.5 \sim 2) K I_{dB} = (1.5 \sim 2) \times 0.367 \times 1.2 \times 55 \text{ A} = 36.3 \sim 48.4 \text{ A}, \text{ 取 } I_{T(AV)} = 50 \text{ A},$$

故选 KP50-7 晶闸管元件。

3. 晶闸管保护环节的计算

(1) 交流侧过电压保护

1) 阻容保护 由式 (11-10)、式 (11-11)、式 (11-12) 得

$$C_1 \geq 6 I_m \frac{S}{U_2^2} = 6 \times 10 \times \frac{5200}{110^2} \mu\text{F} = 25 \mu\text{F}$$

$$\text{耐压} \geq 1.5 U_m = 1.5 \times \sqrt{2} \times 110 \text{ V} = 233 \text{ V}$$

由公式计算出电容量一般偏大, 实际选用时还可参照过去已使用装置情况来确定保护电容的电容量, 这里选 CZJD-2 型金属化纸介电容器, 电容量 $20 \mu\text{F}$, 耐压 250 V 。

$$R_1 \geq 2.3 \frac{U_2^2}{S} \sqrt{\frac{U_{sh}}{I_m}} = 2.3 \times \frac{110^2}{5200} \times \sqrt{\frac{5}{10}} \Omega = 2.2 \Omega$$

取 2.2Ω 。

$$I_C = 2\pi f C U_C \times 10^{-6} = 2\pi \times 50 \times 20 \times 110 \times 10^{-6} \text{ A} = 0.69 \text{ A}$$

$$P_R \geq (3 \sim 4) I_C^2 R_1 = (3 \sim 4) \times 0.69^2 \times 2.2 \text{ W} = 3.1 \sim 4.2 \text{ W}$$

可选 2.2Ω 、 5 W 金属膜电阻。

2) 压敏电阻 RV_1 的选择 由式 (11-16) 得

$$U_{1mA} = 1.3 \sqrt{2} U = 1.3 \times \sqrt{2} \times 110 \text{ V} = 202 \text{ V}$$

取 220 V , 电流量取 5 kA , 故选用 MY-220/5 的压敏电阻作交流侧浪涌过电压保护。

(2) 直流侧过电压保护

由式 (11-17) 得

$$U_{1mA} \geq (1.8 \sim 2) U_{DC} = (1.8 \sim 2) \times 220 \text{ V} = 396 \sim 440 \text{ V}$$

选 MY-430/3 作直流侧过电压保护。

(3) 晶闸管两端的过电压保护

由表 11-2 查表

$$C_2 = 0.2 \mu\text{F} \quad R_2 = 40 \Omega$$

电容耐压 $\geq 1.5U_m = 1.5 \times \sqrt{6} \times U_2 = 1.5 \times \sqrt{6} \times 110V = 566V$

选 CZJD-2 型金属化纸介电容器, 电容量 $0.22\mu F$, 耐压 $400V$ 。

$$P_{R2} = fC U_c^2 \times 10^{-6} = 50 \times 0.22 \times (\sqrt{3} \times 110)^2 \times 10^{-6} W = 0.8W$$

取 $R_2 = 43\Omega$, $1W$ 金属膜电阻。

(4) 过电流保护

本系统采用电流截止反馈环节作限流保护外, 还设有与元件串联的快速熔断器作过载与短路保护, 用过电流继电器切断故障电流。

1) 快速熔断器的选择 接有电抗器的三相全控桥电路, 通过晶闸管电流有效值 $I_T = I_d / \sqrt{3} = 55A / \sqrt{3} = 32A$, 故选用 RLS-50 的熔断器, 熔体电流为 $50A$ 。

2) 过电流继电器的选择 根据负载电流为 $55A$, 可选用吸引线圈电流为 $100A$ 的 JL14-11ZS 型手动复位直流过电流继电器, 整定电流可取 $1.25 \times 55A \approx 70A$ 。

4. 电抗器的参数计算

(1) 使电流连续的临界电感量 L_1

按式 (11-20) 并由表 11-4 查得 $K_1 = 0.695$, 取 $I_{dmin} = 0.05I_d = 0.05 \times 55A = 2.75A$, 则

$$L_1 = K_1 \frac{U_2}{I_{dmin}} = 0.695 \times \frac{110}{2.75} mH = 27.8mH$$

(2) 限制电流脉动的电感量 L_2

按式 (11-21), 并由表 11-6 查得 $K_2 = 1.045$, 取 $S_1 = 0.1$, 则

$$L_2 = K_2 \frac{U_2}{S_1 I_d} = 1.045 \frac{110}{0.1 \times 55} mH = 21mH$$

(3) 变压器漏电感量 L_T

按式 (11-23) 并由表 11-4 查得 $K_T = 3.9$, 取 $U_{ab} = 5$, 则

$$L_T = K_T \frac{U_{ab}}{100} \times \frac{U_2}{I_d} = 3.9 \times \frac{5}{100} \times \frac{110}{55} mH = 0.39mH$$

(4) 实际串入电抗器电感量 L_d

已知电动机电感量 $L_D = 7mH$, 则

$$L_d = L_1 - (L_D + 2L_T) = 27.7 - (7 + 0.78) mH \approx 20mH$$

5. 励磁电路元件的选择

整流二极管耐压与主电路晶闸管相同, 故取 $700V$ 。额定电流可由表 3-2 (取 $\alpha = 0$) 查得 $K = 0.367$, 则

$$I_{DAV} = (1.5 \sim 2) K I_L = (1.5 \sim 2) \times 0.367 \times 1.6A = 0.88 \sim 1.2A$$

可选用 ZP 型 $3A$ 、 $700V$ 的二极管。

RP_{α} 为与电动机配套的磁场变阻器, 用来调节励磁电流。

为实现弱磁保护, 在磁场回路中串入了欠电流继电器 KA_2 , 动作电流通过 RP_i 调整。根据额定励磁电流 $I_{\alpha} = 1.6A$, 可选用吸引线圈电流为 $2.5A$ 的 JL14-11ZQ 直流欠电流继电器。

(三) 触发电路的选择与校验

这里选用集成六脉冲触发器实用电路, 如图 16-19 所示。

由产品目录中查得 KP50 晶闸管的触发电流为 $8 \sim 150mA$, 触发电压 $U_G \leq 3.5V$ 。在触发电路直流电源电压为 $15V$ 时, 脉冲变压器匝数比为 $2:1$, u_g 可获得约 $6V$ 左右的电压, 脉冲

变压器一次电流只要大于 75mA, 即可满足晶闸管要求。这里选用 3DG12B 作为脉冲功率放大管, 其极限参数 $BV_{CEO}=45V$, $I_{CM}=300mA$, 完全能满足要求。

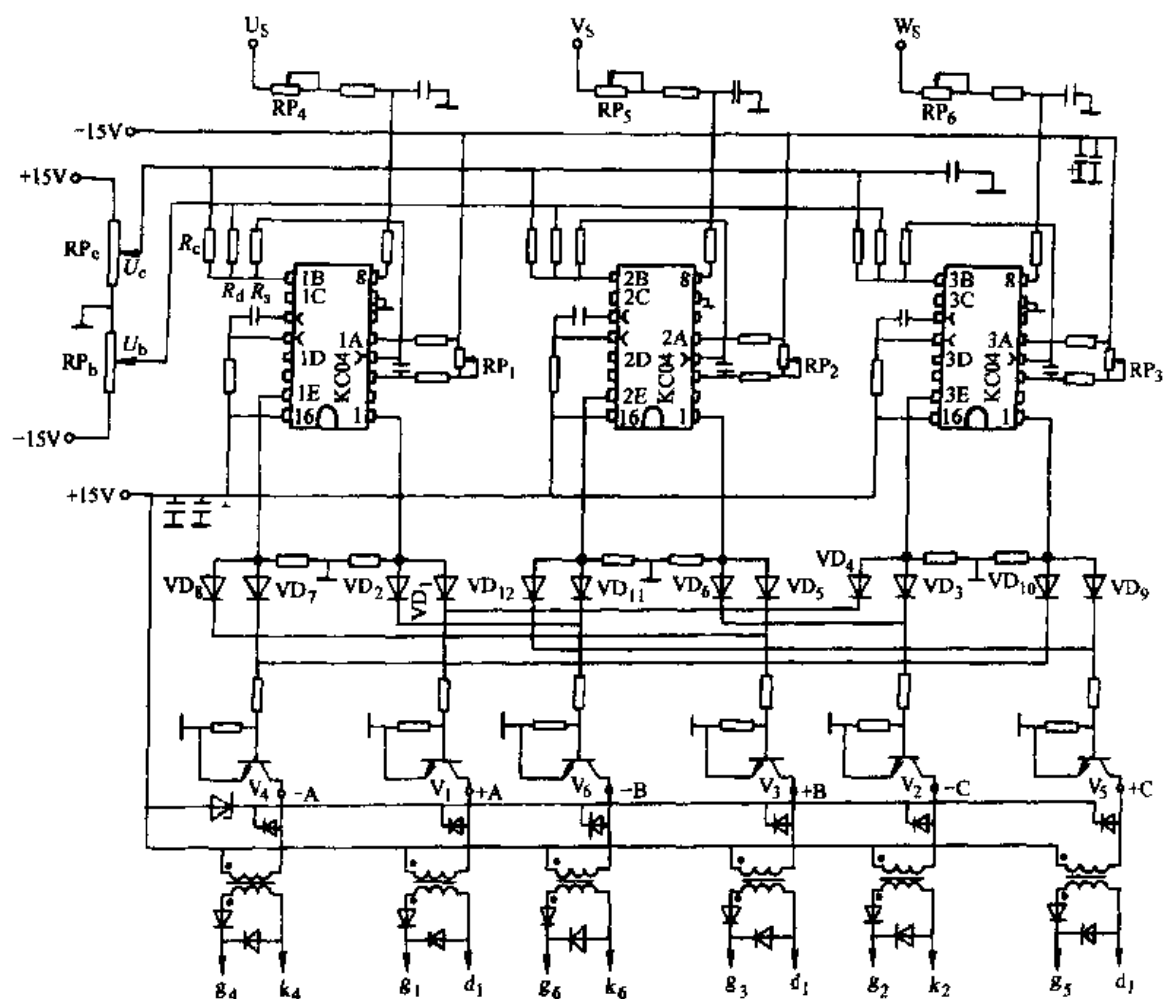


图 16-19 集成六脉冲触发器实用电路

脉冲变压器实际上不用计算, 只要在市场上买一只触发 50A 晶闸管的脉冲变压器即可。

该电路需要三个互差 120° , 且与主电路三个相电压 u_U 、 u_V 、 u_W 同相的三个同步电压, 因此需要设计一个三相同步变压器。但考虑到同步变压器功率很小, 一般每相不超过 1W, 这样小的三相变压器很难买到, 故可用三个单相变压器接成三相变压器组来代替, 并联成 DY_0 , 即可获得与主电路二次侧相电压同相的三个电压 u_u 、 u_v 、 u_w 。按电路要求, 同步电压取 30V, 因一次侧直接与电网相接, 每相绕组电压为 380V, 考虑制造方便, 功率的裕量留大一些, 最后确定单相变压器参数为: 容量为 3VA, 电压为 380V/30V, 数量为 3 只。同步变压器的联结如图 16-20 所示。

(四) 反馈电路参数的选择与计算

转速与电流截止负反馈环节如图 16-21 所示。

1. 测速发电机的选择

由电机产品样本查得, 选用 55CY61 型永磁直流测速发电机。额定参数为: $E_{TG}=110V$, $n_{TG}=2000r/min$, 负载电阻 R_{TG} 是

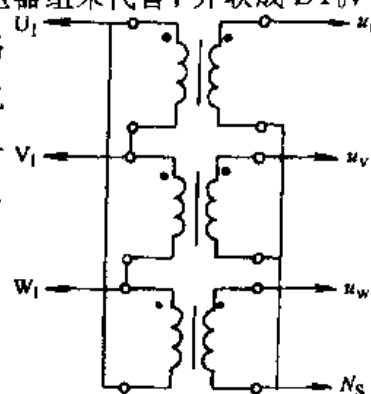


图 16-20 同步变压器的联结

2K Ω 、2W 的电位器，测速发电机与主电动机同轴联接。由于主电动机的额定转速 $n_N=1000\text{r/min}$ ，因此，测速发电机发出最高电压为 55V。若给定电源取 15V，则只要适当取反馈系数 α ，即可满足系统要求。

2. 电流截止反馈环节的选择

选用 LEM 模块 LA100-NP 电流传感器作为电流检测元件，其参数为：额定电流为 100A，匝数比为 1/1000，额定输出电流为 100mA，测量电阻 $R_M=30\sim 50\Omega$ ，取 R_M 为 47 Ω 、1W 的绕线电位器。

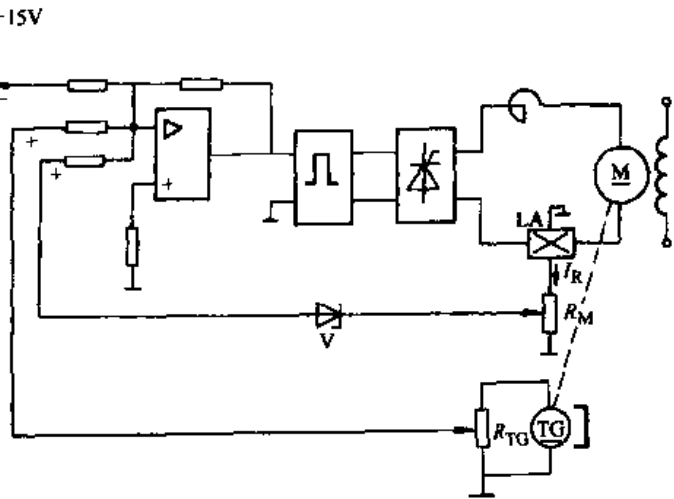


图 16-21 转速与电流截止反馈环节

负载电流为 $1.2I_N$ 时，让电流截止反馈环节起作用，此时 LA 的输出电流为 $1.2I_N/1000=(1.2\times 55/1000)\text{mA}=66\text{mA}$ ，输出电压为 3.1V，考虑一定调节裕量，可选 2CW9 稳压管作为比较电压， $U_{VC}=2\text{V}$ 。

3. 调速静态精度的计算

(1) 电动机和测速发电机电动势常数计算

电动机电动势常数

$$C_e\Phi = \frac{U_N - I_N R_s}{n_N} = \frac{220 - 55 \times 0.5}{1000} = 0.193$$

测速发电机电动势常数

$$C_{eTG}\Phi_{TG} = \frac{E_{TG}}{n_{NTG}} = \frac{40}{2000} = 0.02$$

(2) 整流装置的内阻 R_i

按式 (2-4-24)， K 取 1.2，则

$$R_i = \frac{KU_{d0} - U_N}{I_N} = \frac{1.2 \times 2.34 \times U_z - 220}{55} = \frac{1.2 \times 2.34 \times 110 - 220}{55} \Omega = 1.6\Omega$$

(3) 要求调速系统的静态速降

按式 (10-2)

$$\Delta n_N = \frac{n_N s}{D(1-s)} = \frac{1000 \times 0.05}{10(1-0.05)} \text{r/min} = 5.26 \text{r/min}$$

(4) 求闭环系统的开环放大倍数 K

根据式 (2-4-6) 得

$$K = \frac{I_N R_s}{C_e\Phi \Delta n_N} - 1 = \frac{55 \times (1.6 + 0.5)}{0.193 \times 5.26} - 1 = 113$$

(5) 触发器与整流装置的放大倍数的估算

在触发器选用 $\pm 15\text{V}$ 电源情况下，锯齿波同步电压最大值应小于 15V，这里仍按最大移相控制电压为 15V 计算，按式 (13-19) 则有

$$K_S = \frac{U_{dmax}}{U_{Cmax}} = \frac{220}{15} \approx 15$$

(6) 计算转速反馈系数

$$\alpha = \alpha_{TG} C_{sTG} \Phi_{TG}$$

由于 U_{gd} 取 15V, U_{in} 约 12V 左右, 而 $E_{TG} = 20V$, 故 $\alpha_{TG} = 0.6$ 。

$$\alpha = 0.6 \times 0.02 = 0.012$$

(7) 计算放大器的放大倍数

由于

$$K = \frac{\alpha K_P K_S}{C_s \Phi}$$

故

$$K_P = \frac{K C_s \Phi}{\alpha K_S} = \frac{113 \times 0.193}{0.012 \times 15} = 121$$

因 K_P 较大, 故选用放大倍数可调的放大器, 如图 16-22 所示。由于 Σ 点是虚地

$$\frac{U_{gd}}{R_0} = \frac{\rho U_c}{R_1}$$

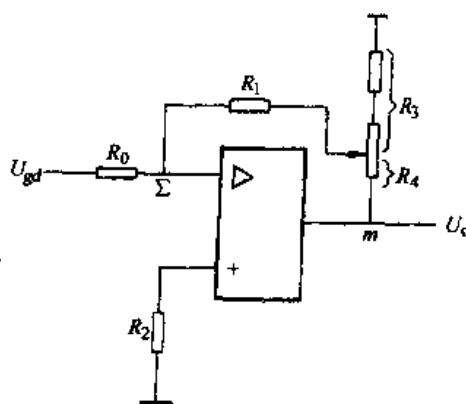
式中 $\rho = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$ ——分压电路的分压系数。

故

$$K_P = \frac{U_c}{U_{gd}} = \frac{R_1}{\rho R_0}$$

为避免放大器开环, ρ 不能调到零, 可在电位器接地端串一个不可调的小电阻。若该电路电位器取 $4.7k\Omega$ 、 $1W$, 固定小电阻取 470Ω 、 $1/4W$, 则 $\rho_{min} = 0.47 / (4.7 + 0.47) = 1/11$, 故最多能把放大倍数从 R_1/R_0 提高 11 倍。

采用 F007 运算放大器, 其输入电阻 $r_i > 0.5M\Omega$, 为了不影响 r_i , 应使 $R_0 < r_i/10$ 。故取 $R_0 = 20k\Omega$, $R_1 = \rho K_P R_0$, 取 $\rho = 0.136$, $R_1 = (0.136 \times 121 \times 20 \times 10^3) \Omega = 329k\Omega$, 实取 $330k\Omega$ 。 R_0 、 R_1 均取 $1/4W$ 。

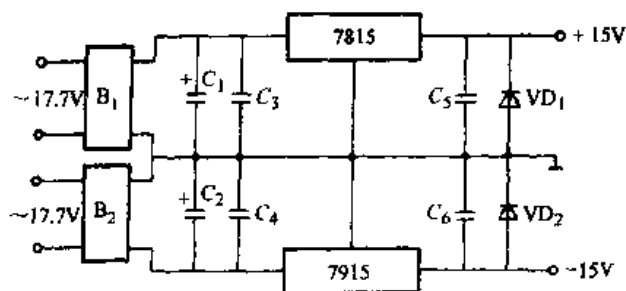


4. 给定环节的选择

由于放大器输入电压和输出电压极性相反, 而触发器的移相控制电压 U_c 又为正电压, 故给定电压 U_{gd} 就得取负电压, 而一切反馈均取正电压, 可参看图 16-21 中电压的极性。为此给定电压与触发器共用一个 $-15V$ 电源, 用一个 $2.2k\Omega$ 、 $1W$ 电位器引出给定电压。

5. 控制电路的直流电源

这里选用 CM7815 和 CM7915 三端集成稳压器作为控制电路电源, 如图 16-23 所示。



7	VD ₁ , VD ₂	二极管	2CP12	2
6	C ₅ , C ₆	电容	0.33μF	2
5	7915	三端集成稳压器	-15V, 1.5A	1
4	7815	三端集成稳压器	+15V, 1.5A	1
3	C ₃ , C ₄	电容	0.1μF	2
2	C ₁ , C ₂	电解电容	2200μF, 63V	2
1	B ₁ , B ₂	桥堆	2A, 200V	2
序号	代号	名称	规格	数量

图 16-23 $\pm 15V$ 直流稳压电源原理图

(五) 继电器-接触器控制电路设计

为使电路工作更可靠,总电源由自动开关引入,由于变压器一次电流 $I_1=14\text{A}$,故选 DZ5-50 型三极自动断路器,脱扣器的额定电流为 30A 的三极自动断路器即可满足要求。

用交流接触器控制主电路通断,由于 $I_2=46\text{A}$,故选 CJ10-60、线圈电压为 220V 的交流接触器。

可选用吸引线圈电流为 60A 的 JL14-11ZS 型直流过电流继电器作为过电流保护,吸引电流可在 7/10 至 3 倍范围内调节。

在励磁回路中,串联吸引线圈电流为 2.5A 的 JL14-11ZQ 直流欠电流继电器,吸引电流可在 3/10 至 65/100 范围内调节,释放电流在 1/10 至 2/10 范围内调节。

选用 AL18-22Y 型按钮,起动按钮用绿色,并带有工作指示灯,停止按钮用红色。

设有电源指示灯,选用 XDX2 型红色指示灯。

整流装置应有电流和转速指示,因输出额定电流为 55A,并考虑快速起动,故选 100A、59C5-A 型直流电流表。转速可通过测量测速发电机输出电压获得,根据电动机在额定转速时,测速发电机输出电压为 20V,故选 30V、59C5-V 型直流电压表改装成的转速表,满量程为 1500r/min。

继电器-接触器电气原理图如图 16-24 所示。

(六) 10kW 直流调速系统电气原理总图

(七) 结构设计

由于电动机容量大,所用元器件体积较大,故可考虑采用柜式结构。主变压器、电抗器应放在下层,磁场变阻器应放在安全、且易调节的部位。主电路放在中间,控制电路放在上层。电流表、转速表、电源指示、起动、停止按钮、给定电位器均应放在柜子上方,以便于观察,操作方便。柜子底脚应根据现场需要,设计成走轮式(便于移动)、固定底脚式或用螺栓直接固定式,电气柜的外形图如图 16-25 所示。

内部各单元布局,应根据电器元部件的大小以及方便维修、调试确定。其元件布置图、印制板图的绘制及印制板的制作方法均与例 4 相同,这里不再重复。

(八) 调试、修改电路参数

1. 首先检查接线是否正确,布线是否合理

逐点检查焊点质量,看是否有漏焊、错焊、虚焊的地方;查看晶体管管脚、二极管和电解电容等元件的规格,脉冲变压器引线等有无弄错;集成块有无插反;插板、插接件是否插接牢固,熔丝是否完好。

2. 相序检查

对于三相系统,相位关系要求是很严格的。因此,在调试之前,必须对电源的相序进行检查,下面介绍两种方法:

(1) 双踪示波器法

首先指定一根电源线为 U 相,用 Y_U 探头测量其波形,再用 Y_V 探头测量另两相,比 U 相落后 120° 者为 V 相,越前 120° 者 W 相。

(2) 相序器法

相序器如图 16-26 所示,U、V、W 分别接电源的三相,假设电容所接的一相为 U 相,则灯泡亮的一相为 V 相,暗的一相为 W 相。

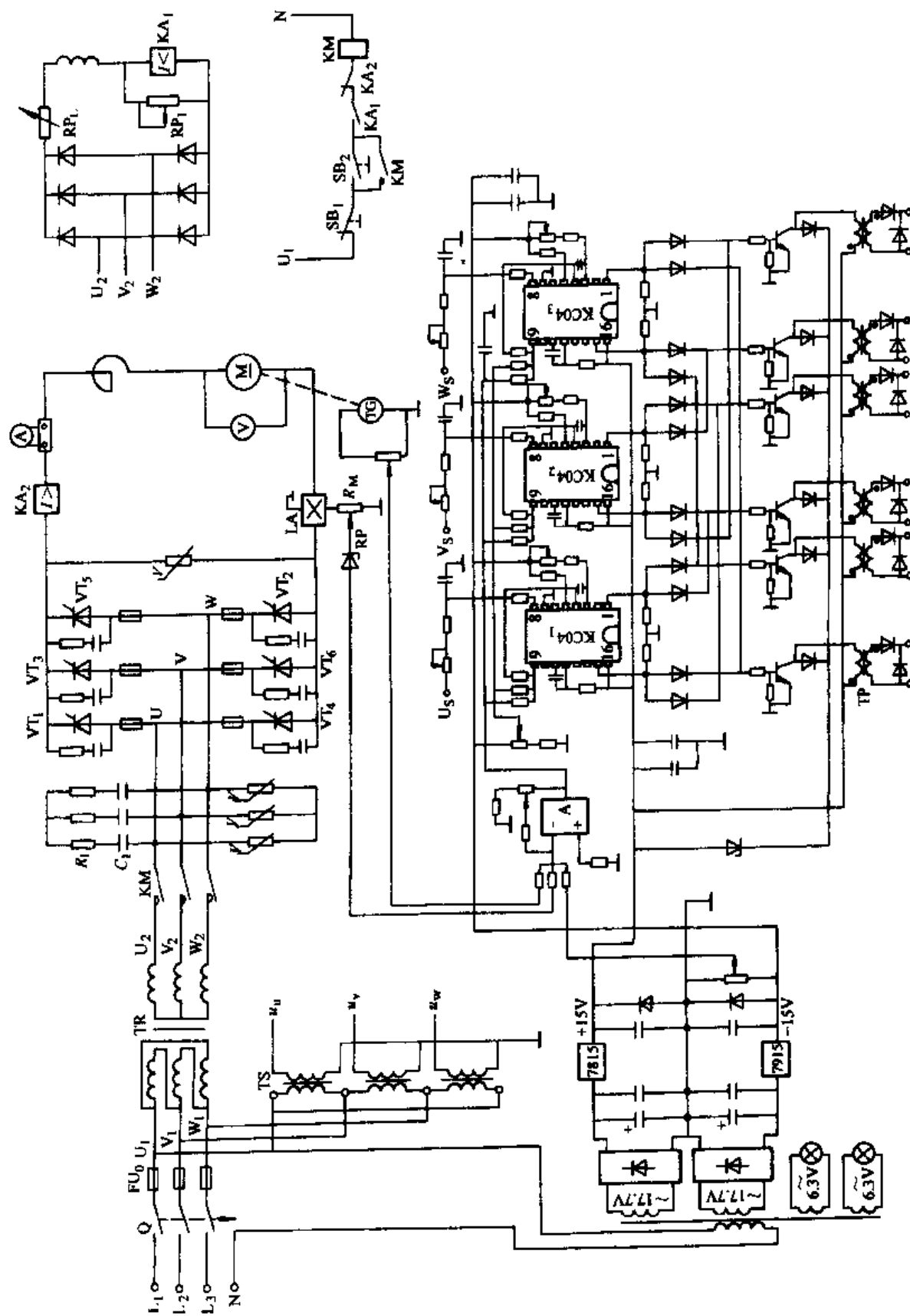


图 16-24 电气原理总图

3. 检查同步电压与主电路电压的相位关系

根据 KJ004 工作原理可知, 在同步电压的正负半周都能形成锯齿波。对于电感负载, 脉冲移相范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$, 而三相桥 α 角计算起点为相电压交点, 以 1[#] 晶闸管为例, 即 U 相电压过零点后移 30° , 故 1[#] 晶闸管移相范围对应 U 相电压 $30^\circ \sim 120^\circ$ 。因此, 只要同步电压与 U 相电压 u_U 同相, 就可满足 1[#] 晶闸管移相范围的要求。即用同步电压 u_u 与触发电路 U_s 端相接, u_v 与 V_s , u_w 与 W_s 相接即可。

理论分析, 主变压器和同步变压器接法相同时 (即同为 D、Y 联结), u_u 与 u_U 、 u_v 与 u_V 、 u_w 与 u_W 同相位。为此, 可用双踪示波器检查主变压器与同步变压器电压之间的相位关系。首先把主变压器与同步变压器二次侧中性点用导线联接起来, 接示波器地端。然后闭合 Q, 主变压器与同步变压器接通电源, 此时, 可用探头 Y_U 接主变压器二次侧 U 端, 而用示波器另一个探头 Y_V 接同步变压器二次侧 u 端, 若 u_U 与 u_u 同相位说明接线正确, 否则应停电, 检查接线。同理可测量 u_v 与 u_v 、 u_w 与 u_w 的相位关系。

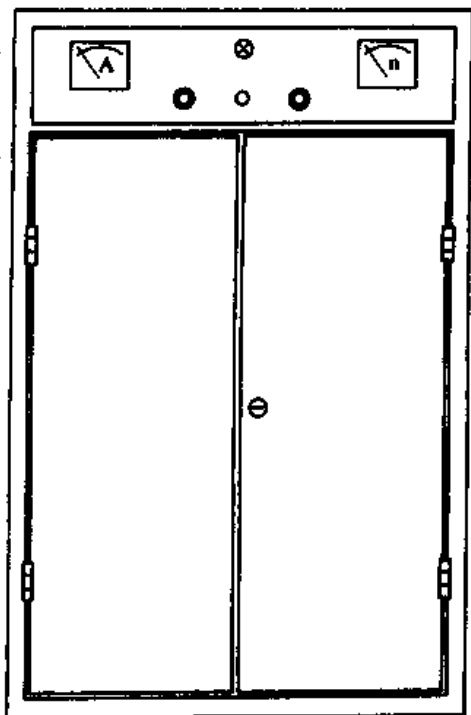


图 16-25 电气柜外形图

4. 放大器的检查

(1) 调零检查

首先把给定电压 U_{gd} 调到零, 暂时把反馈环节断开, 调放大倍数电位器尽可能旋到工作位置, 接通放大器电源, 测量放大器输出电压是否为零, 若不为零, 应调“调零电位器”使其为零。

(2) 放大倍数的调整

首先把调放大倍数电位器滑动端调到 m 点 (即 $\rho=1$), 加一定 U_{gd} , 测输出电压 U_o 是否等于 $\frac{R_1}{R_0} U_{gd}$, 若比例关系正常, 再调电位器

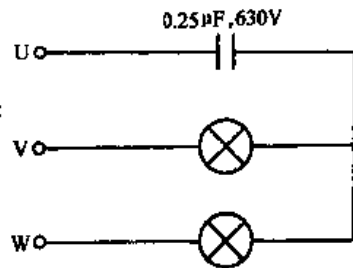


图 16-26 相序检查器

使 ρ 减小, 看放大倍数是否上升, 若能增大, 再调电位器, 看放大倍数能否达到设计值, 如果能达到, 说明放大器正常。否则应检查线路或更换元件, 直至正常为止。

5. 触发电路的调整

暂不接反馈环节, 闭合 Q, 触发电路接通电源, 用示波器观察各点波形, 如有锯齿波, 但后边无波形或无削波波形, 可调偏置电位器和给定电位器, 使波形正常, 调斜率电位器, 使锯齿波斜率一致, 脉冲间隔为 60° 。若波形不正常, 应检查线路或更换有关元件, 直至正常为止。

6. 电阻性负载调试

触发电路正常后, 就可进行带负载试验了。但为了可靠起见, 可先不用电动机负载, 而用一个灯泡来代替。接好后, 再检查一下线路, 确实无误后, 把给定电位器调到零, 偏置电位器调到最大 (即负的最大值)。准备工作完成后, 即可接通电源, 按起动按钮, 使主电路接通电源, 此时灯泡应不亮, 示波器上无输出电压波形。然后缓慢移动偏置电位器, 使 U_b 减小 (绝对值), 直至有输出电压波形, 再调偏置电位器使输出电压 U_d 为零, 然后调给定电位器, 使输出电压

缓慢增加,灯泡由暗变亮,示波器上出现的波形若与理论值一致,说明电路工作正常。

在调试过程中,如发现缺相波形,则说明有些晶闸管没有开通。可先检查晶闸管的控制极有无脉冲。若有,再看主电路有无交流电压,如果有交流电压,还要看熔断器是否熔断,或是否没有插好或拧紧。如果主电路接线及其它均正常,而晶闸管不开放,则说明晶闸管要求的触发功率太大,或晶闸管损坏。此时应更换晶闸管元件。

在调试过程中,如发现晶闸管不能正常开通,比如没有整流电压波形或三相严重不对称,输出电压忽高忽低(或为零),这些都说明是同步电压相位不对引起的,应重新检查接线,直到输出电压波形正常为止。

7. 电动机负载调试

电阻负载正常后,即可接上电动机进行调试。先不接反馈环节,给定电位器调到零位。然后接通电源,给定电压由零慢慢上升,则电动机转速由零逐渐上升,并且有一定调速范围。这里应该提醒注意的是,加给定电压一定要缓慢移动电位器,避免主回路过大的冲击电流而损坏晶闸管和电动机。为防止万一,可在电动机回路中串入起动电阻。

接入转速负反馈作闭环系统调试。在调试时要特别注意反馈极性不能接错。为可靠起见,可先把转速反馈电位器滑到零,相当于没有加转速反馈的情况。然后缓慢地加一点给定电压,使电动机转动起来。然后增加一点反馈电压,这时如果电动机的转速降下来,就说明是负反馈,反馈极性接对了。如果电动机的转速上升,就说明是正反馈,必须把它改接过来,否则转速将迅速上升,可能产生严重事故。

反馈极性接好后,即可调整反馈强度。可以这样来调整:先转动转速反馈电位器,调定在一个位置,即有一定反馈强度;然后增加给定电压,将电动机转动起来,测量电动机转速。如果给定电压还未调到最大值 U_{gdmax} ,而电动机已达到最高转速了,这说明转速反馈强度弱了,这时应增加反馈量来增加反馈强度。反之,若给定电压已加到 U_{gdmax} ,而电动机转速还未达到最高转速,则说明反馈强了,则应减小反馈量来减小反馈强度。最终使给定电压为 U_{gdmax} 时,电动机转速达到要求的最高转速,则调试完毕。

系统闭环以后,由于惯性的存在,在放大器的放大倍数太大时会出现不稳定现象,为此,可先把放大器的放大倍数调得小一些,在保证系统稳定的情况下再测系统的静特性。静特性可这样求取,即先给定一个 U_{gd} ,并保持不变,然后从小到大改变电动机的负载,记录负载电流值和相应的转速,就可得到一条静特性。改变 U_{gd} ,重复上述实验,即可得到另一条机械特性。一般只要做出高、中、低速三条静特性即可。将各次测得数据填入表内并给出机械特性曲线,然后检查转速降落是否满足静差率和调速范围的要求,若不满足,则应对系统参数作进一步调整,直到满足要求为止。

三、IGBT 组成的直流斩波调速系统

技术要求: $U_d=110V$, $I_d=8A$, 电压连续可调,稳压精度小于 1%,有限流保护。

(一) 调速系统方案确定

由于可调直流电源容量不大,故可采用单相交流电源供电、单相整流变压器降压、二极管桥式整流、电容滤波获得斩波输入直流电源,经 IGBT 斩波,即可得到要求的可调直流电源。

IGBT 为场控输入器件,输入功率小。CW494 集成脉宽控制器不但可方便获得所要求的斩波频率和脉冲宽度,由于它输出最大电流为 250mA,因此,不用驱动放大电路即可满足控制要求,从而简化电路。CW494 内部电路框图如图 16-27 所示。

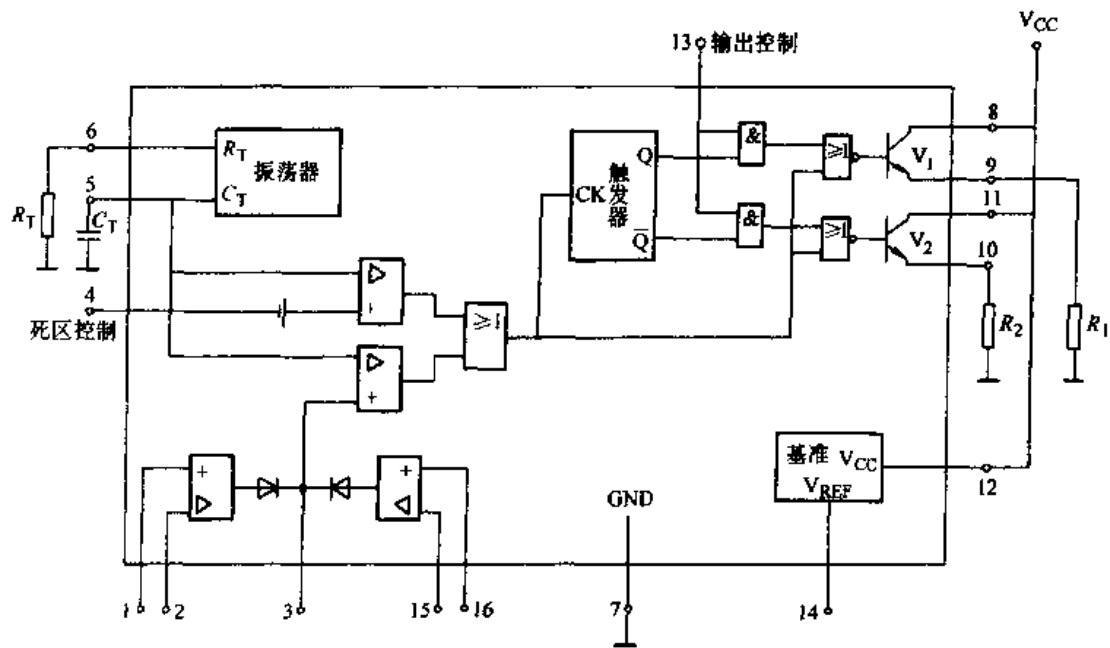


图 16-27 CW494 内部电路框图

CW494 内部有两个放大器,很容易实现电压反馈。若采用比例积分调节,且反馈电阻、电容参数选择得当,电压静态精度可不用计算,动态精度计算也可从略。

为实现限流保护,可采用电流截止反馈。因负载功率小,可用电阻采样,还可加入继电器,过电流严重时可切断主电路电源。

系统框图如图 16-28 所示。

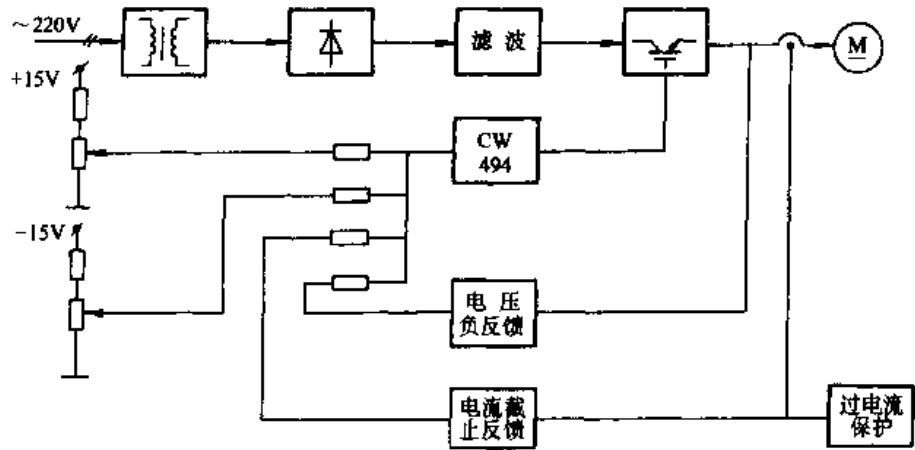


图 16-28 系统框图

(二) 主电路计算

斩波调压主电路如图 16-29 所示。

1. 整流变压器计算

① U_2 的计算

$$U_d=110V$$

考虑占空比为 90%

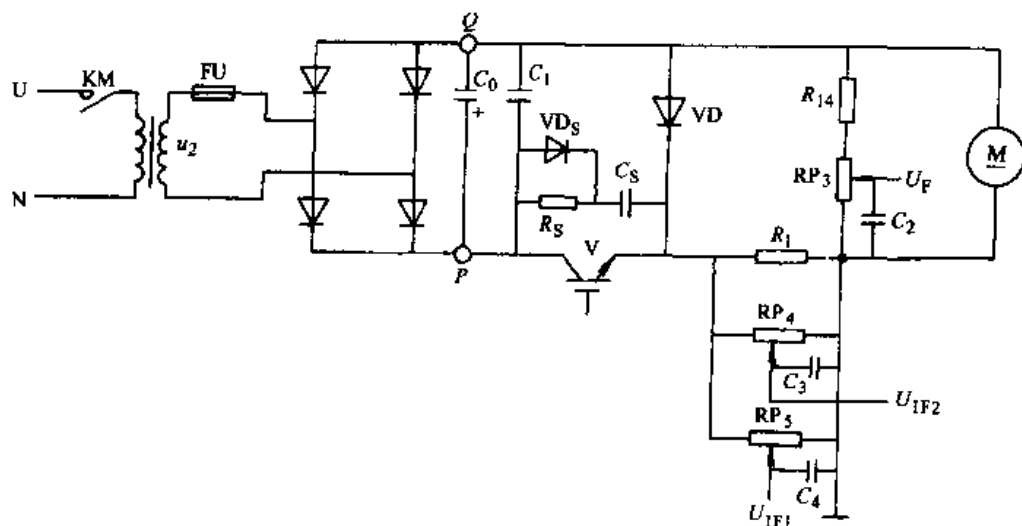


图 16-29 主电路图

则

$$U_o = \frac{U_d}{0.9} = \frac{110}{0.9} \text{V} = 123 \text{V}$$

取

$$U_o = 1.2 U_2$$

则

$$U_2 = \frac{U_o}{1.2} = \frac{123}{1.2} \text{V} = 102 \text{V}$$

考虑 10% 裕量

取

$$U_2 = 1.1 \times 102 \text{V} = 113 \text{V}$$

② 一、二次电流计算

取

$$I_2 = I_d = 8 \text{A}$$

变比

$$K = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{113} = 1.95$$

$$I_1 = \frac{I_2}{K} = \frac{8 \text{A}}{1.95} = 4.1 \text{A}$$

考虑空载电流 取 $I_1 = 1.05 \times 4.1 \text{A} = 4.3 \text{A}$

③ 变压器容量计算

$$S_1 = U_1 I_1 = 220 \text{V} \times 4.3 \text{A} = 948 \text{VA}$$

$$S_2 = U_2 I_2 = 113 \text{V} \times 8 \text{A} = 904 \text{VA}$$

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{1}{2} (948 + 904) \text{VA} = 926 \text{VA}$$

2. 整流元件选择

二极管承受最大反向电压 $U_{DM} = \sqrt{2} U_2 = \sqrt{2} \times 113 \text{V} = 160 \text{V}$, 考虑 3 倍裕量, 则

$$U_{TN} = 3 \times 160 \text{V} = 480 \text{V}, \text{取 } 500 \text{V}$$

该电路整流输出接有大电容, 而且负载也不是纯电感负载, 但为了简化计算, 仍按电感负载进行计算, 只是电流裕量可适当取大些即可。

$$I_{d0} = \frac{1}{2} I_d = \frac{1}{2} \times 8 \text{A} = 4 \text{A}$$

$$I_D = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d = 5.7 \text{A}$$

$$I_{D(AV)} = (1.5 \sim 2) \frac{I_D}{1.57} = 2 \times \frac{5.7}{1.57} A = 7.3 A$$

取 10A。

故选 ZP10-5 整流二极管 4 只, 并配 10A 散热器。

3. 滤波电容选择

C_u 一般根据放电时间常数计算, 负载越大, 要求纹波系数越小, 电容量也越大。一般不作严格计算, 多取 $2000\mu F$ 以上。因该系统负载不大, 故

取 $C_c = 2200\mu F$

耐压按 $1.5U_{DM} = 1.5 \times 160V = 240V$, 取 250V。

即选用 $2200\mu F$ 、250V 电容器。

为滤除高频信号, 取 $C_1 = 1\mu F$, 耐压 250V。

4. IGBT 选择

因 $U_o = 123V$, 取 3 倍裕量, 选耐压为 400V 以上的 IGBT。由于 IGBT 是以最大值标注, 且稳定电流与峰值电流间大致为 4 倍关系, 故应选用大于 4 倍额定负载电流的 IGBT 为宜。为此选用 60A 的 IGBT, 并配以相应散热器即可。

5. 保护元件的选用设

(1) 变压器二次侧熔断器选择

由于变压器最大二次电流 $I_2 = 8A$, 故选用 10A 熔芯即可满足要求。应选用 15A、250V 熔断器, 熔断器的结构形式可根据设备结构而定。

(2) IGBT 保护电路选择

1) 电容 C_s 的选择 一般按布线电感磁场能量全部转化为电场能量估算。即

$$\frac{1}{2} L_b I_o^2 = \frac{1}{2} C_s (U_{cep} - U_o)^2$$

得

$$C_s \geq \frac{L_b I_o^2}{(U_{cep} - U_o)^2}$$

式中 L_b ——主回路布线电感 μH ;

I_o ——IGBT 关断时集电极电流 A;

U_{cep} ——缓冲电容器电压稳定值, 由 IGBT 安全工作区确定 V;

U_o ——直流电源电压 V。

L_b 可由实测确定。这里可按 $L_b = 5 \sim 20\mu H$ 估算。 U_{cep} 为保证保护可靠, 可取稍低于 IGBT 耐压值为宜, 这里取 $U_{cep} = 300V$ 进行计算。取 $I_o = I_d$ 、 $U_o = 123V$, 得

$$C_s = \frac{L_b I_o^2}{(U_{cep} - U_o)^2} = 0.0204\mu F$$

取 $C_s = 0.022\mu F$ 、耐压 400V (略大于 U_{cep})。

2) 缓冲电阻 R_s 计算 要求 IGBT 关断信号到来之前, 将缓冲电容器所积蓄的电荷放完, 以关断信号之前放电 90% 为条件, 其计算公式如下:

$$R_s \leq 1 / (6fC_s)$$

R_s 不能太小, 过小会使 IGBT 开通时的集电极初始电流增大, 因此, 在满足上式条件下, 希望尽可能选取大的电阻值。

f 为开关频率、IGBT 最大开关频率为 30kHz, 实际使用在 10kHz 以内, 这里取 $f = 2kHz$ 。

和输出,而影响另一放大器工作。可取 $R_{10}=R_{11}=20\text{k}\Omega$ 、 $W/4$,并使输入端短接接地,反馈电阻 R_0 取 $1\text{k}\Omega$ 、 $W/4$ 。

3. 放大器的参数选择

取 $R_8=R_3=R_4=R_5=R_7=20\text{k}\Omega$ 、 $W/4$ 。为防止开环,可在 2、3 脚间再接一个 $3\text{M}\Omega$ 、 $W/4$ 电阻。

取 $R_5=5.1\text{k}\Omega$ 、 $W/4$; $C_5=10\mu\text{F}$ 、 25V 并在调试中最后确定。

取 $R_9=10\text{k}\Omega$ 。

4. R_{12} 及 R_{13} 选择

R_{12} 一般取 $5\sim 50\Omega$,IGBT 电流定额越大, R_{12} 值越小。IGBT 选 60A ,取 $R_{12}=33\Omega$ 、 $W/4$ 。一般 R_{13} 取值与 R_{12} 相等即可。

5. 继电器接触器电路的选择与计算

继电器接触器电路见 IGBT 组成的直流斩波调速系统电气原理总图 16-31。

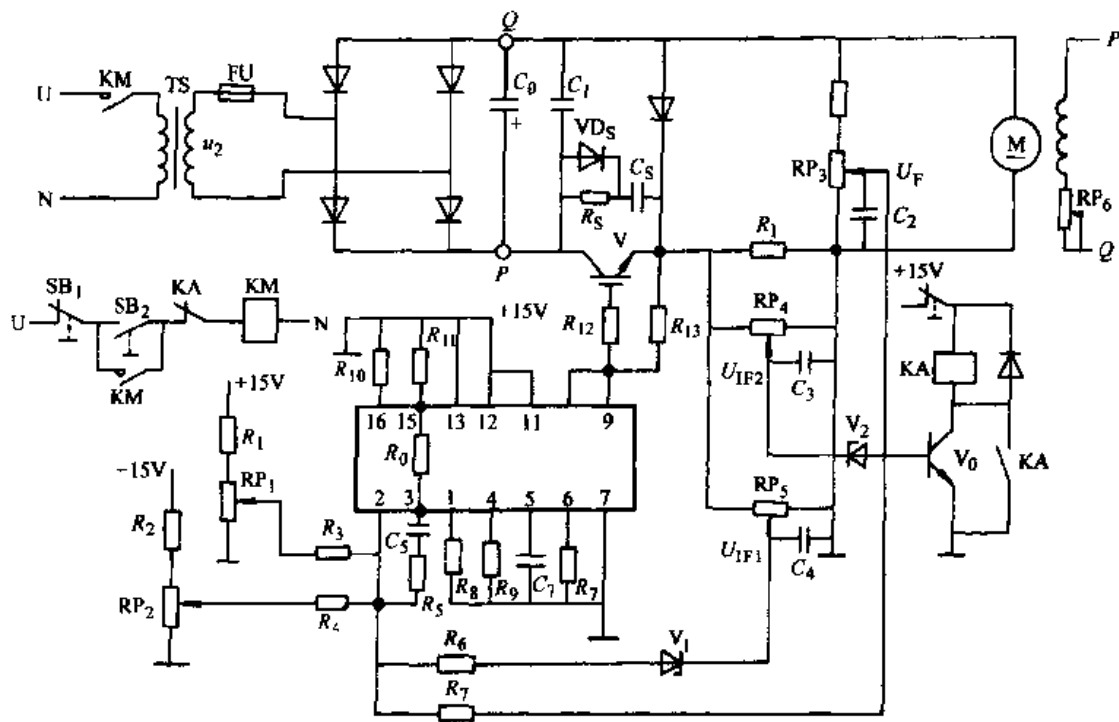


图 16-31 系统原理总图

RP_1 $3\text{k}\Omega$ R_3 、 R_6 、 R_{13} $15\text{k}\Omega$ R_9 、 R_{12} $20\text{k}\Omega$ C_5 $1\mu\text{F}$ 25V (三路相同)

C_x $0.01\mu\text{F}$ $R_{16}\sim R_{23}$ $1\text{k}\Omega$ $V_1\sim V_6$ 3DG12B VD 均为 IN4002

由主电路取样,过电流保护环节取稍大于电流截止反馈电流动作。如电路电流等于 $I_N=8\text{A}$ 时电流截止反馈起作用,则可调主电路电流 $I_d=1.1I_N=8.8\text{A}$, (取样电压最大值 $U_{\text{IM}}=8.8\text{A}\times 0.25\Omega=2.2\text{V}$) 时,让过电流继电器动作,接触器 kM 失电,切断主电路电源。稳压管 V_1 、 V_2 均取 1.25V ,当 $U_{\text{IF}2}=1.95\text{V}$ 时使三极管 V_0 饱和导通,三极管电流定额可根据继电器电流选择。若选用 JRX-13F,线圈电压为 12V ,电阻 300Ω ,当加 15V 电压时,电流为 50mA 。故选耐压为 45V ,集电极电流为 300mA 的 3DG12B 三极管即可满足要求。因变压器一次电流为 4.1A ,选 220V 、 10A 的接触器即可。

这里需要说明的是,图 16-28 中的 KC04 组成的集成触发电路,也可用前面介绍过的 TC787 相位控制电路代替,如图 16-32 所示。

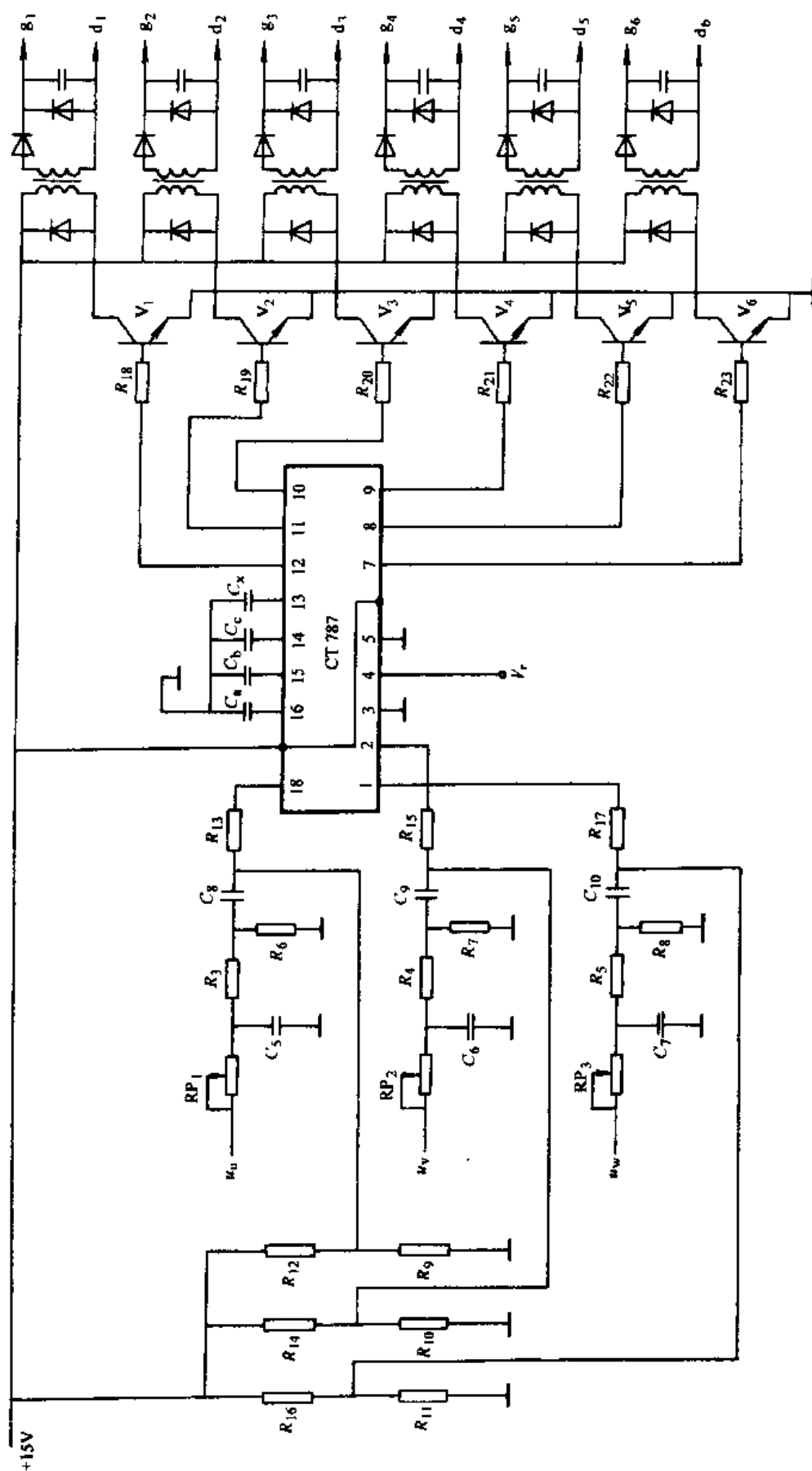


图 16-32 TC787 相位控制电路

RP_1 、 RP_2 、 RP_3 3k Ω ； R_3 、 R_4 、 R_5 15k Ω ； R_6 、 R_7 、 R_8 、 R_9 、 R_{13} 、 R_{15} 、 R_{17} 51k Ω ； R_{10} ~ R_{12} 、 R_{14} 、 R_{16} 20k Ω ； R_{18} ~ R_{23} 1k Ω ； C_5 ~ C_7 1 μ F； C_9 ~ C_{10} 47 μ F； C_a 、 C_b 、 C_c 0.15 μ F； C_x 0.01 μ F；二极管 IN4002；三极管 BV406 脉冲变压器 KCB-02A1 IC TC787AP

四、KJ785 应用电路

KJ785 晶闸管移相触发电路输出两路相差 180°的触发脉冲,可在 0°~180°范围移相,可用于控制单向、双向晶闸管和晶体管。

1. 管脚功能

管脚功能如图 16-33 所示。



图 16-33 KJ785 管脚功能图

a) 管脚图 b) 功能表

2. 工作原理

KJ785 框图如图 16-34 所示。该电路由同步检测寄存电路、基准电源、锯齿波形成电路，

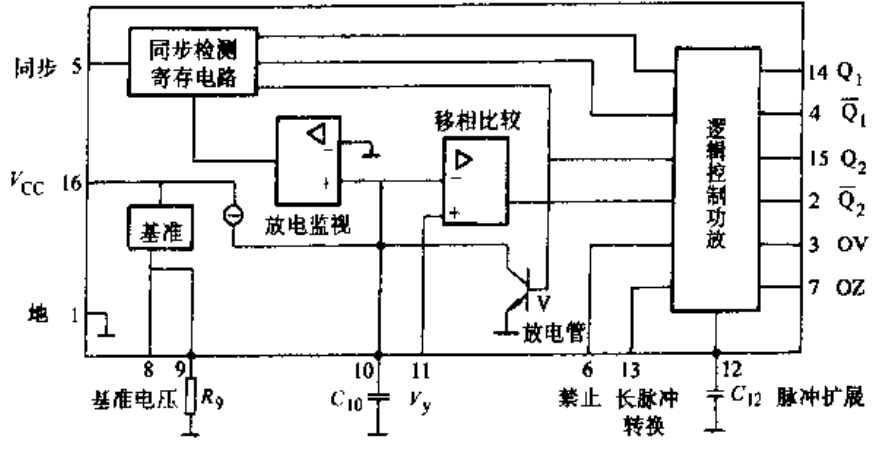


图 16-34 KJ785 框图

移相电压和锯齿波综合比较电路与逻辑控制功率放大等部分组成。锯齿波斜率决定于 9 脚外接电阻和 10 脚外接电容。脉冲宽度由 12 脚外接电容决定、不接该电容时，脉冲宽度由内接电容决定，约为 30μs，外接电容后脉冲宽度参照下表。用于电感性负载，只需把 12 脚与 1 脚相连，即可得到 180°-α 的宽脉冲。

C/pF	0	100	220	330	680	1000
t _p /μs	30	80	130	220	370	550

KJ785 只需单电源工作，触发电路为负极性型、即移相电压增加、导通角减小。

同步电压从 5 脚输入，可直接取自电网电压，降压限流电阻取电网电压×10³Ω，也可采用同步变压器隔离输入。7、6 脚可提供脉冲列和脉冲封锁的控制端、各点波形如图 16-35 所示。三相应用时，8 脚基准电压应连在一起。

3. 应用实例

KJ785 应用电路如图 16-36 所示。

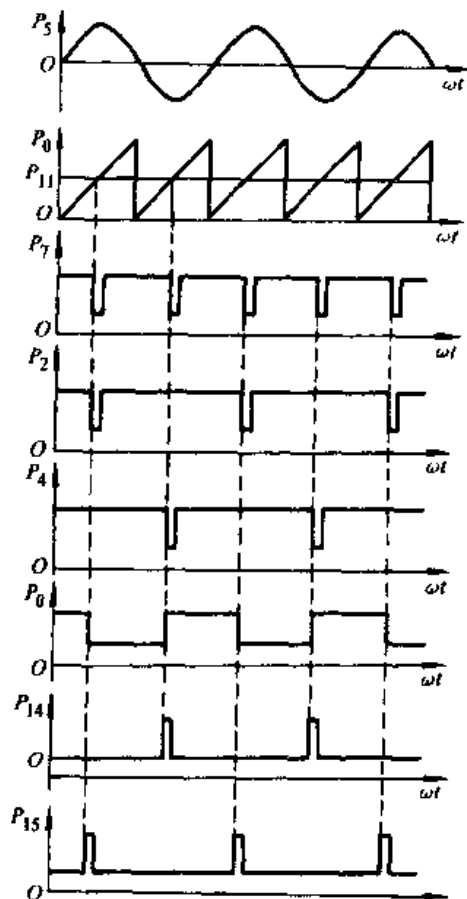


图 16-35 波形图

五、GTR 应用电路

现在购买器件时，厂家常提一些典型应用电路供用户选用，因此，可不用全面设计。

图 16-37 所示为采用 UAA4002 驱动模块组成的应用电路实例，其容量为 8A/400V，此电路采用电平控制方式，最小导通时间为 $2.8\mu\text{s}$ 。

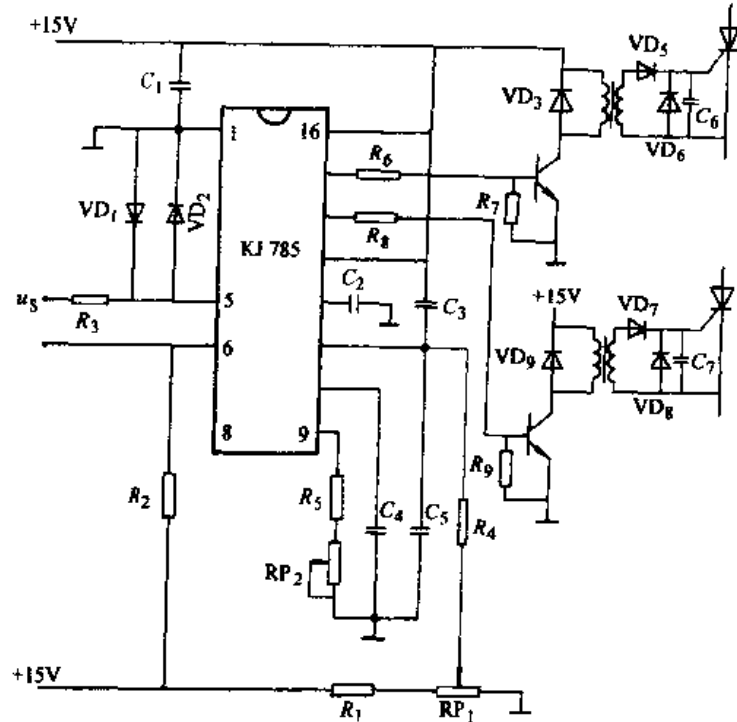


图 16-36 KJ785 应用电路

R_1 4.7k Ω RP_1 10k Ω , 1W R_2 10k Ω R_4 2.2k Ω R_5 22k Ω
 RP_2 100k Ω , 1W R_6, R_8 1k Ω R_7, R_9 22k Ω C_1 0.47 μF $C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7$ 1 μF $VD_1 \sim VD_8$ 1N4002 V_1, V_2 3DG12B

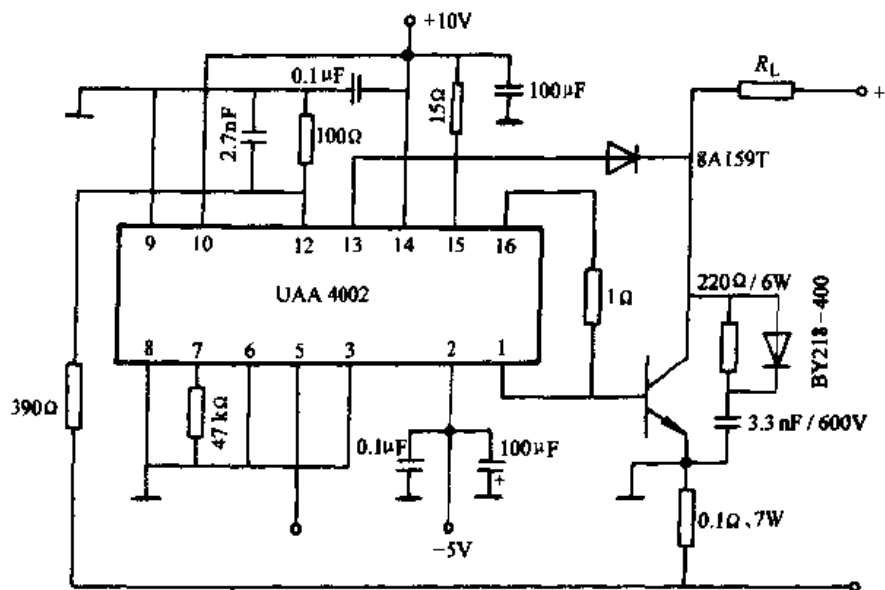


图 16-37 UAA4002 应用电路

附 录

附录 A 变压器、电抗器、脉冲变压器结构参数计算

一、变压器结构参数计算

设计一个整流电路，常用到一些 1000VA 以下的小容量变压器，而这些变压器规格，参数又往往是多种多样的。因此，在市场上很难买到，到工厂定做一般时间较长。特别在实验阶段，有时还要修改参数。在这种情况下，自己绕制就显得特别必要。为此，下面介绍几种小容量变压器参数的简易计算方法。

(一) 用查表法计算变压器结构参数

附录 C 二~六为变压器计算参数表。只要事先知道变压器二次侧各绕组的电压、电流，一次侧电源电压、频率等数据，就可以方便地选择比较合理的铁心尺寸、绕组匝数及导线直径等参数，基本上就可以绕制成所需要的变压器。

查表法基本步骤如下：

1. 计算变压器二次侧总功率

$$P_2^{\odot} = U_2 I_2 + U_3 I_3 + \cdots + U_n I_n$$

2. 选择铁心型号

用二次侧总功率 P_2 值在“变压器计算参数表”中查出对应的铁心号。该型号所给出的铁心尺寸综合考虑了铁心截面积与窗口面积，并给出了相应的效率 η 、磁通密度 B_m ，电流密度 j ，电压调整率 ΔU ，一、二次侧每伏匝数 N_{01} 、 N_{02} 及铜重 G_m 、铁重 G_c 等参数，详见附录 C。

3. 计算一次功率及电流

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta}$$

$$I_1 = K_1 \frac{P_1}{U_1}$$

式中 K_1 ——由空载电流决定的经验系数，一般 $K_1 = 1.1 \sim 1.2$ ， P_1 愈小， K_1 愈大。

4. 确定各绕组的匝数

当 $U_1 = 220V$ 时，一次侧匝数 N_1 可由附录 C 二~六中查出，如果 U_1 不是 220V，可用下式算出

$$N_1 = N_{01} U_1$$

各二次绕组的匝数

$$N_2 = N_{02} U_2$$

$$N_3 = N_{02} U_3$$

⊙ 为与计算参数表一致，以后变压器功率符号改用“P”表示。

表中的 $N_{02} = (1 + \Delta U\%) N_{01}$

5. 选择导线直径

由表中查出电流密度 j , 则一、二次绕组导线的截面积为

$$A_1 = \frac{I_1}{j}$$

$$A_2 = \frac{I_2}{j}$$

$$A_3 = \frac{I_3}{j}$$

利用附录 C、八漆包线规格表, 找到表格内相等或稍大的“铜心截面积”, 再查出相应的“铜心标称直径”值。或按下式计算出线径

$$d = 1.13 \sqrt{\frac{I}{j}}$$

6. 窗口尺寸检验

这里采用估算法, 即把各绕组导线的截面积 A_i 乘以各绕组匝数 N_i 之和, 就是线包导线所占的面积 A'_0 , 它与铁心窗口面积 A_0 之比 K_0 , 如果在 0.3~0.5 之间较为合适, 即

$$K_0 = \frac{A'_0}{A_0} = \frac{\sum N_i A_i}{100 A_0} = \frac{N_1 A_1 + N_2 A_2 + \dots}{100 A_0}$$

式中 100 是 A_0 (单位为 cm^2) 与 A (单位为 mm^2) 单位换算系数。

这种算法简便, 但误差可能大一些, 仅适用于小容量变压器。

下面举一个例题说明“变压器结构参数表”的使用方法。

例 设计一台电源变压器, 已知电源频率 $f=50\text{Hz}$, 一次侧电源电压 $U_1=220\text{V}$, 二次侧有两个绕组, 其电压、电流分别为 $28\text{V}, 1\text{A}; 5\text{V}, 2\text{A}$ 。选择 C 形铁心, 计算结构参数。

1. 二次侧总功率

$$P_2 = U_2 I_2 + U_3 I_3 = (28 \times 1 + 5 \times 2) \text{VA} = 38 \text{VA}$$

2. 选择铁心型号

因容量较小, 选用 XCD 型铁心, 较为经济。查附录 C、四可知, 须取 $P_2=41.6\text{VA}$ 相应的铁心, XCD16×32×50, 该种铁心构成的变压器 $\eta=0.863$, $B_m=1.52\text{T}$, $\Delta u\%=10\%$, $j=3.08\text{A/mm}^2$, $N_1=1315$, $N_{01}=5.98$, $N_{02}=6.64$, 窗口宽度 $c=16\text{mm}$, 铜线重量 $G_m=0.211\text{kg}$, 铁心截面积 $A_k=4.71\text{cm}^2$, 铁心重量 $G_c=0.647\text{kg}$ 。

3. 一次侧功率和电流 (取 $K_1=1.1$)

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{38}{0.863} \text{VA} = 44 \text{VA}$$

$$I_1 = K_1 \frac{P_1}{U_1} = \frac{1.1 \times 44}{220} \text{A} = 0.22 \text{A}$$

4. 各绕组匝数

已知 $N_1=1315$ 匝

$$N_2 = N_{02} U_2 = 6.64 \times 28 = 186 \text{匝}$$

$$N_3 = N_{02} U_3 = 6.64 \times 5 = 33 \text{匝}$$

5. 导线直径

导线截面积

$$A_1 = \frac{I_1}{j} = \frac{0.22}{3.08} \text{mm}^2 = 0.072 \text{mm}^2$$

$$A_2 = \frac{I_2}{j} = \frac{1}{3.08} \text{mm}^2 = 0.325 \text{mm}^2$$

$$A_3 = \frac{I_3}{j} = \frac{2}{3.08} \text{mm}^2 = 0.65 \text{mm}^2$$

查附录 C、八得知

$$d_1 = 0.31 \text{mm} \quad A_1 = 0.07548 \text{mm}^2$$

$$d_2 = 0.67 \text{mm} \quad A_2 = 0.3526 \text{mm}^2$$

$$d_3 = 0.93 \text{mm} \quad A_3 = 0.6793 \text{mm}^2$$

6. 核对窗口尺寸

$$\begin{aligned} A'_0 &= \sum N_i A_i = N_1 A_1 + N_2 A_2 + N_3 A_3 = \\ &= (1315 \times 0.07548 + 186 \times 0.3526 + 33 \times 0.6793) \text{mm}^2 = \\ &= 187.3 \text{mm}^2 \end{aligned}$$

$$A_0 = ch = (16 \times 50) \text{mm}^2 = 800 \text{mm}^2$$

$$K_0 = \frac{A'_0}{A_0} = \frac{187.3}{800} = 0.24$$

可见 K_0 较小, 线包放得下。由于线包须分成两部分, 分别套在两个铁心柱上, 绝缘材料占据空间要大一些, 故检验系数 K_0 偏小是合适的。

(二) 图算法

图算法是常用的简化方法, 它可以代替复杂的计算, 用法简单。对于 50Hz, 1000VA 以下的小型变压器比较适用。具体方法如下:

在图 A-1 中, P_2 表示变压器容量 (VA); A 表示铁心截面积 (cm^2); N/U 表示每伏要绕的匝数 (匝/V); B_m 表示磁通密度 (T)。这四根标尺中, P_2 与 A 在同一根直线上。如果已知变压器的输出容量 P_2 , 则在 A 标尺上即能得出所需的铁心净截面积为多少 cm^2 ; 根据所选择的硅钢片质量高低, 确定磁通密度 B_m 的数值, 将所确定的铁心截面积和磁通密度的值连成一条直线, 与 N/U 标尺的交点, 即为该变压器每伏要绕的匝数 N/U 。

图 A-1 中右侧的另外三根标尺表示在确定的电流下, 取不同电流密度 j 时所需的导线直径的大小。使用在精密仪表和仪器设备装置中, 取 $j = 2 \text{A/mm}^2$; 使用在一般仪器设备中, 取 $j = 2.5 \text{A/mm}^2$; 在其它设备中, 取 $j = 3 \text{A/mm}^2$ 。

例 若已知变压器容量 $P_2 = 40 \text{VA}$, 磁通密度 $B_m = 1 \text{T}$, $U_1 = 220 \text{V}$, $U_2 = 36 \text{V}$, $I_1 = 0.182 \text{A}$, $I_2 = 1.11 \text{A}$ 。试用图算法设计此变压器。

解 如果取 $j = 2.5 \text{A/mm}^2$, 则从图 A-1 中可得

$$A = 7.8 \text{cm}^2; \quad N/U = 5.9 \text{匝/V}$$

$$d_1 = 0.3 \text{mm}; \quad d_2 = 0.75 \text{mm}$$

$$N_1 = 1298 \text{匝}; \quad N_2 = 213 \text{匝}$$

使用时应注意:

① 变压器容量是由二次绕组的电压与电流的乘积来决定的。当有一个以上的二次绕组

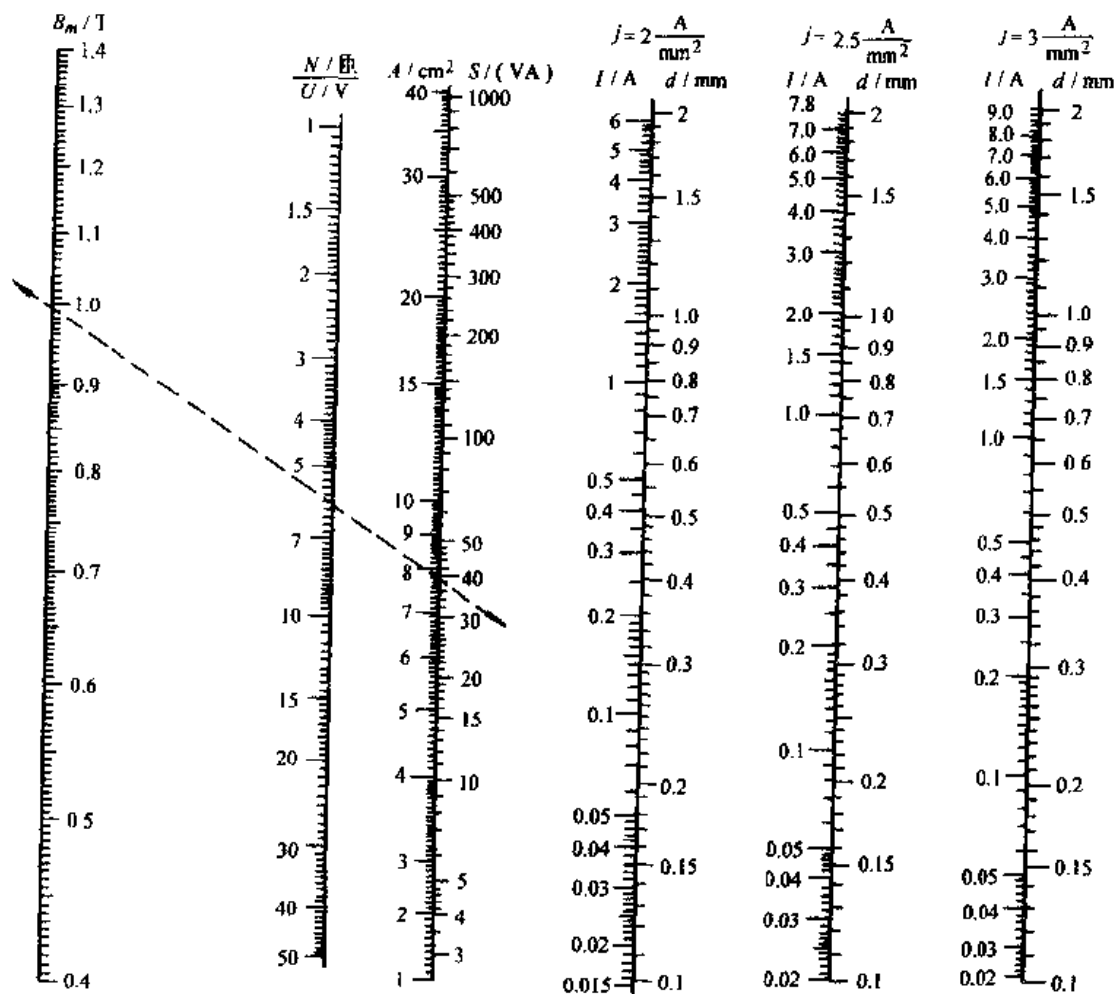


图 A-1 1kVA 以下小型变压器图算法

时, 它的输出总容量是全部二次绕组输出容量之和。

② 考虑变压器内阻压降, 二次绕组的匝数应增加 5%~10%。

(三) 小功率三相变压器的结构参数计算

设计小功率三相变压器时, 须事先确定变压器的一、二次绕组的连接方式, 线(相)电压、电流及变压器总的额定容量。

用三台单相变压器组成的三相变压器组时, 每台变压器的容量是总容量的 1/3, 再分别按单相变压器进行计算。

三柱式三相变压器的结构计算, 关键是选择铁心, 图 A-2a 是 E 形铁心结构, 三个铁心柱的截面积相同。图 A-2b 是 C 形铁心结构, 它是由两个单相变压器铁心连接在一起, 外边再卷绕数层硅钢带, 使三个铁心柱截面积相同, 这种铁心称 SD 型, 计算参数见附录 C 六。

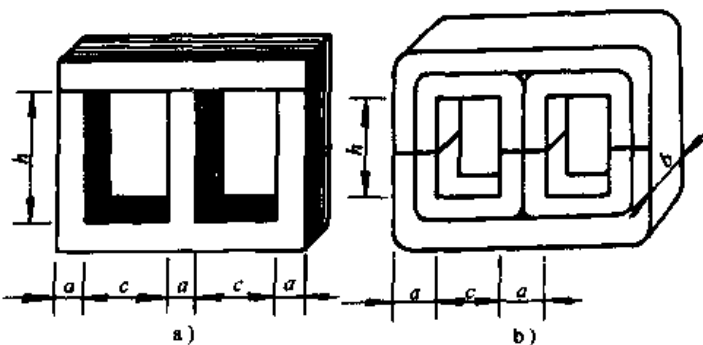


图 A-2 三柱式三相变压器铁心结构

a) E 形铁心 b) C 形铁心

在选择铁心截面参数时, 对于图 A-2 中三柱式铁心可按式进行估算

$$A_c = 0.6 \sqrt{P_T}$$

式中 A_c ——铁心截面积 (cm^2);

P_T ——变压器总容量。

二次绕组的匝数

$$N_2 = \frac{U_2 \times 10^4}{4.44 f B_m K_c A_c}$$

式中 U_2 ——二次相电压 (V);

K_c ——叠片系数, 一般取 $K_c = 0.9 \sim 0.95$ 。

一般热轧硅钢片, $B_m = 1.2\text{T}$; 冷轧硅钢片, $B_m = 1.5\text{T}$ 。

一次绕组匝数

$$N_1 = \frac{U_1}{U_2} N_2$$

式中 U_1 ——一次相电压 (V)。

一次或二次绕组接成三角形时, U_1 和 U_2 应该用线电压代入公式计算。

导线截面积

$$A = \frac{I_1}{j}$$

式中 I_1 ——一次侧、二次侧各绕组电流有效值;

j ——电流密度, 一般取 $(2 \sim 3) \text{ A/mm}^2$ 。

检验铁心窗口尺寸时, 应注意每相绕组 (含一次、二次绕组) 所占窗口面积应小于铁心实际窗口的一半 (因每个窗口要容纳两相绕组), 窗口填充系数 K_0 可取 $0.3 \sim 0.45$, 若不能满足要求时, 应适当加大铁心截面积。

下面举例说明计算步骤。

例 设计一台三相变压器, 采用 SD 铁心。一次相电压 $U_1 = 380\text{V}$, 相电流 $I_1 = 0.8\text{A}$, 频率 $f = 50\text{Hz}$, D 接法; 二次相电压 $U_2 = 270\text{V}$, 相电流 $I_2 = 1\text{A}$, Y 接法, 如图 A-3 所示。

1. 计算 P_2 , 选择铁心

$$P_2 = 3U_2 I_2 = (3 \times 270 \times 1) \text{ VA} = 810\text{VA}$$

查附录 C、六选择 SD32×50×80 铁心。

由该表查得 $N_{01} = 1.75$, $N_{02} = 1.84$, $j = 2.69\text{A/mm}^2$, $C = 40\text{mm}$ 。

2. 计算一、二次绕组匝数 (数值公式)

$$N_1 = U_1 N_{01} = 380 \times 1.75 = 665 \text{ 匝}$$

$$N_2 = U_2 N_{02} = 270 \times 1.84 = 496 \text{ 匝}$$

3. 一、二次导线截面积

$$A_1 = \frac{I_1}{j} = \frac{0.8}{2.69} \text{ mm}^2 = 0.3 \text{ mm}^2$$

$$A_2 = \frac{I_2}{j} = \frac{1}{2.69} \text{ mm}^2 = 0.37 \text{ mm}^2$$

4. 校验窗口面积

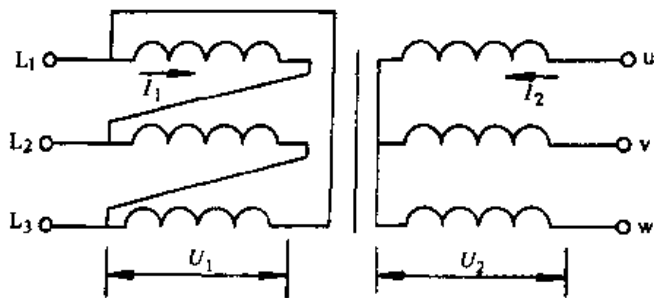


图 A-3 三相变压器的联结

$$A'_0 = \Sigma N_i S_i = (665 \times 0.3 + 496 \times 0.37) \text{ mm}^2 = 383 \text{ mm}^2$$

$$A_0 = ch = (40 \times 80) \text{ mm}^2 = 3200 \text{ mm}^2$$

$$\frac{A_0}{2} = \frac{3200}{2} \text{ mm}^2 = 1600 \text{ mm}^2$$

因一个柱上的绕组只能占窗口的一半，所以填充系数的计算值

$$K_0 = \frac{A'_0}{A_0/2} = \frac{383}{1600} = 0.24$$

可见符合要求，线包放得下。

二、电抗器的结构计算

1. 电抗器绕组的匝数 N 可按下列经验公式计算

$$N = 1000 \sqrt{L_d} \quad (\text{匝})$$

式中 L_d —— 电抗器的电感量 (H)。

2. 导线截面积 A

$$A = \frac{I_d}{j}$$

因通常电抗器发热不严重，所以电流密度可以选高些，如取 3 A/mm^2 。导线截面算出后，就可由附录 C、八选择标准导线。

3. 铁心截面积 A_c

$$A_c = 12 \times \sqrt{L_d I_d^2}$$

电抗器铁心可选用口形、E 形或 C 形铁心，口形铁心结构如图 A-4 所示，绕组可分别绕在两个铁心柱上，填充系数 K_0 取 $0.3 \sim 0.5$ 为宜，从而可确定窗口尺寸和铁心尺寸。

在选用 E 形和 C 形铁心时，可由附录 C 的附表中选择标准铁心。

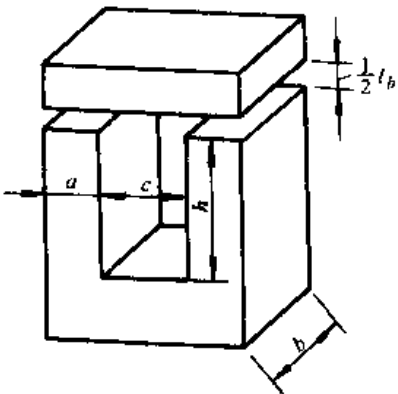


图 A-4 口形电抗器铁心的结构

4. 气隙长度 l_b 可按下面经验公式计算

$$l_b = 1.8 I_d N \times 10^{-4}$$

在要求比较精确时，需要对 N 、 l_b 进行修正，因此还可能需反复凑算。修正前应先计算出辅助值 M

$$M = \frac{L_d I_d^2}{A_c l_c}$$

式中 l_c —— 磁路平均长度 (cm)。

然后用表 A-5 查出计及气隙的常用硅钢片的磁导率 μ 和气隙长度的百分值 $l_b\%$ 于是按下式算出修正值：

$$N = 10^4 \sqrt{\frac{L_d l_c}{1.24 \mu A_c}} \quad (\text{匝})$$

$$l_b = l_b\% \times l_c$$

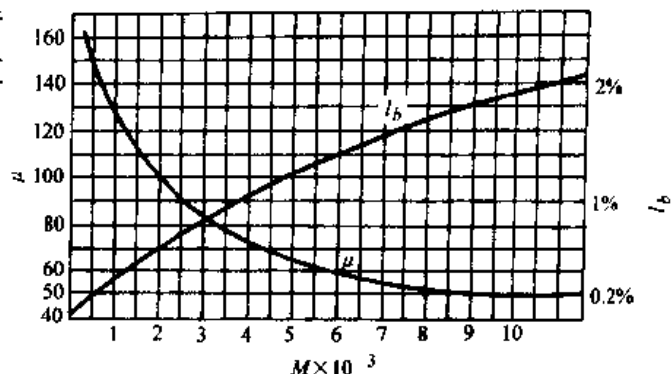


图 A-5 对 N 、 l_b 进行修正的曲线

例 按设计举例五, $I_d=55\text{A}$, $L_d=0.0203\text{H}$, 计算电抗器的结构参数。

1. 计算电抗器匝数 (经验公式)

$$N=1000\sqrt{L_d}=1000\times\sqrt{0.0203}=143\text{ (匝)}$$

2. 导线截面积

$$A=\frac{I_d}{j}=\frac{55}{3}\text{mm}^2=18.3\text{mm}^2$$

采用 2×4.75 两根玻璃丝包扁铜线并绕, 取 144 匝, 分绕在两个铁心柱上, 每柱 72 匝, 分 4 层, 每层 18 匝。

3. 计算铁心截面积

$$A_c=12\times\sqrt{L_d I_d^2}=12\times\sqrt{0.0203\times 55^2}\text{cm}^2=94\text{cm}^2$$

$$\text{取 } a=8\text{cm}, \text{ 则 } b=\frac{A_c}{0.95\times a}=\frac{94}{0.95\times 8}\text{cm}=12.36\text{cm} \quad \text{取 } 12.5\text{cm}$$

4. 计算窗口尺寸

(1) 窗口高度

每层导线高度为 $4.75\text{mm}\times(18+1)=90.25\text{mm}$, 式中匝数加 1 是给导线出线留有余地。再考虑绝缘厚度, 还要增加 10%, 即 $1.1\times 90.25\text{mm}=99.3\text{mm}$, 取窗口高度 $h=100\text{mm}$ 。

(2) 窗口宽度

绕组厚 $=1.1\times(2+2)\times 4\text{mm}=17.6\text{mm}$, 两个绕组占 35.2mm , 考虑绕组间隙, 取 $c=45\text{mm}$ 。

5. 确定空气隙长度 (经验公式)

$$l_b=1.8I_d N\times 10^{-4}=(1.8\times 55\times 144\times 10^{-4})\text{cm}=1.43\text{cm}$$

每边气隙为 0.715cm 。

6. 对 N 、 l_b 进行修正

计算磁路平均长度 l_c , 由图 A-6 得 $l_c=57\text{cm}$ 。

$$M=\frac{L_d I_d^2}{A_c l_c}=\frac{0.0203\times 55^2}{94\times 57}=0.011$$

由图 A-5 查得 $\mu=50$, $l_b\%=2\%$ 则

$$N=10^4\sqrt{\frac{L_d l_c}{1.24\mu A_c}}=10^4\sqrt{\frac{0.0203\times 57}{1.24\times 50\times 94}}\text{匝}=141\text{ 匝}$$

$$l_b=l_b\%\times l_c=2\%\times 57\text{cm}=1.14\text{cm}$$

每边气隙为 0.57cm 。

三、脉冲变压器的设计

脉冲变压器用来传递脉冲功率, 升高或降低脉冲电压, 使触发电路与主电路隔离。结构上和普通变压器一样, 无非是一个较小的铁芯和几组相互绝缘的线圈而已。

设计前, 必须已知下列条件:

- ① 脉冲变压器初级供电电压 U_1 (V);
- ② 脉冲宽度 τ (ms) 和周期 T (ms);
- ③ 要求脉冲变压器二次侧输出电压 U_2 (V);

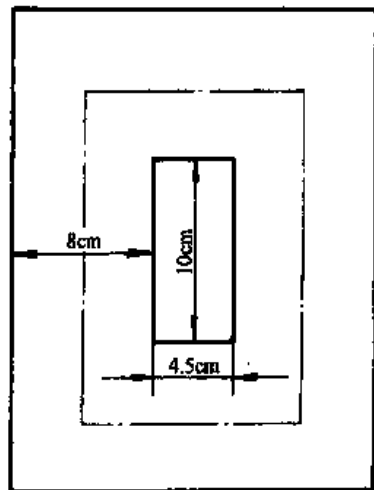


图 A-6 磁路尺寸图

④ 最小负载电阻 R_L (Ω)。

具体计算过程可归纳为下面五个步骤：

(一) 确定一、二次绕组的电流 I_1 、 I_2 及电压比 K

$$K = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2}$$

$$I_2 = \frac{U_2}{R_L}$$

$$I_1 = \frac{I_2}{K}$$

式中 N_1 、 N_2 ——一、二次绕组的匝数。

(二) 选择铁心材料

通常根据输入脉冲频率 $f=1/T$ 的大小来选择铁心材料，若 $f \leq 100\text{Hz}$ 可用热轧硅钢片； $f \leq 1000\text{Hz}$ 可采用冷轧硅钢片； $f \geq 1000\text{Hz}$ 应采用坡莫合金或铁氧体磁性材料。一般情况下用坡莫合金并不十分必要。因为如果脉冲变压器有直流磁化电流，用坡莫合金反易造成饱和而使传递脉冲电压的能力下降，不如用硅钢片好，目前以采用冷轧硅钢片和铁氧体磁环居多。

常用铁心的磁性能参数见表 A-1。

表 A-1 常用铁心材料参数表

材料及规格	B_s/T	$H_s/(\text{cm}^{-1})$	B_r/T	$H_c/(\text{A} \cdot \text{cm}^{-1})$
冷轧硅钢片 0.35mm	1.2	1.56	0.476	0.43
热轧硅钢片 0.35mm	0.212	4.05	0.14	0.23
坡莫合金 No79 0.05mm	0.6	—	0.54	1.2
坡莫合金 No50 0.05mm	1.55	—	1.25	0.432
铁氧体磁环	0.206	1.52	0.11	0.5

注： B_s 为饱和磁感应强度； B_r 为剩磁磁感应强度； H_s 为产生 B_s 时的磁场强度； H_c 为矫顽磁场强度。

图 A-7 中磁化曲线表示出 B_s 、 B_r 及最大磁感强度 B_m 的关系。

表 A-2、A-3、A-4 分别列出了三种不同铁心的尺寸。

(三) 选择一、二次绕组的匝数 N_1 和 N_2

脉冲变压器一次绕组匝数 N_1 ，通常根据激磁电流 I_0 和磁动势方程确定，即

$$N_1 = \frac{H_m l_c}{I_0}$$

在铁心材料确定以后，由表 A-1 查得 B_s 的大小，而最大磁感应强度 B_m 应小于饱和磁感应强度 B_s ，以防止励磁电流过大，通常取 $B_m = (0.8 \sim 0.85) B_s$ 。再由 $H_m = B_m / \mu$ 的关系求出 H_m 。

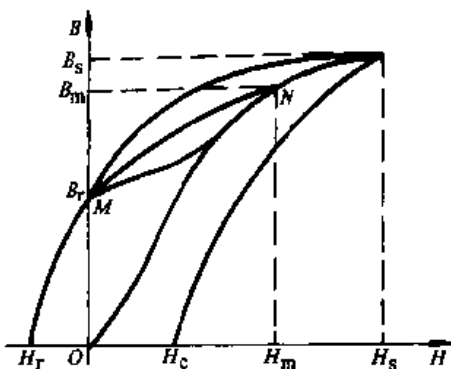


图 A-7 磁化曲线

l_c 为平均磁路长度，常取 5~8cm 左右，可由表 A-2 查得。

一般按 $I_0 = (0.15 \sim 0.5) I_1$ 求得励磁电流，在 I_1 很小时也可按 $I_0 = (0.6 \sim 1) I_1$ 计算。

一般不用详细计算，脉冲变压器一次侧匝数 N_1 ，可根据不同铁心材料按以下范围选择：

表 A-2 E 形铁心尺寸表

(mm)

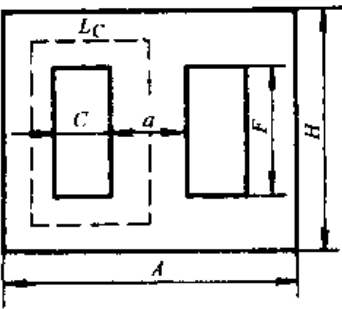
	<i>a</i>	<i>c</i>	<i>F</i>	<i>A</i>	<i>H</i>	<i>L_c</i>
	5	4.5	12	19.5	17.5	50
	10	6.5	18	36	31	72
	12	8.0	22	44	38	92
	13	7.5	22	40	34	83
	15	10	28	56	48	110
	16	9	24	50	40	100
	19	12	33.5	67	57.5	125
	22	11	33	66	55	130
	28	14	42	84	70	170
	32	16	48	96	80	180
	38	19	57	114	95	220
	44	22	66	132	110	260
	48	25.5	75	150	126	280
	50	25	75	150	125	300
	56	28	84	168	140	320
	64	32	96	192	160	370

表 A-3 环形铁心尺寸

(mm)

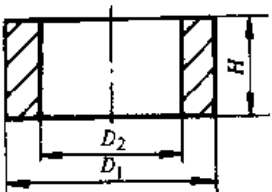
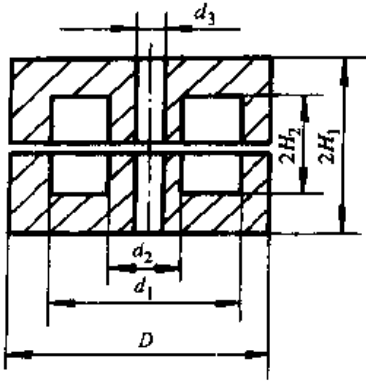
尺寸		型 号							
		K-1	K-2	K-3	K-4	K-5	K-6	K-7	K-8
	D_1	22	18	10	10	10	20	20	7
	D_2	14	11	7	7	6	12	8	4
	H	5	8	5	5	5	4	6	3

表 A-4 MXO-2000 罐形磁心尺寸表

(mm)

	型 号	尺 寸					
		<i>D</i>	<i>d₁</i>	<i>d₂</i>	<i>d₃</i>	<i>H₁</i>	<i>H₂</i>
	GU-9×5	9.5	7.5	3.9	2	2.6	1.8
	GU-11×7	11.0	9.9	4.7	2	3.2	2.2
	GU-14×8	14.5	11.4	6.1	2.8	3.9	2.8
	GU-18×11	18.6	14.6	7.7	2.8	5.1	3.6
	GU-22×13	22.2	17.6	9.45	4.2	6.5	4.6
	GU-26×16	26.2	21.0	11.65	5.2	7.8	5.5
	GU-30×19	30.7	24.6	13.65	5.2	9.2	6.5
	GU-36×22	36.5	29.4	16.25	5.2	10.6	7.3
	GU-42×26	43.4	35.3	17.25	5.2	13	8.7
	GU-48×30	48.3	39.7	20.0	5.2	14.1	10.15

热轧硅钢片取 250~350 匝

冷轧硅钢片取 200~300 匝

铁氧体磁环取 50~60 匝

变压器二次侧匝数 N_2 为

$$N_2 = \frac{N_1}{K}$$

(四) 确定铁心尺寸

铁心截面积 A_c 可按下式计算

$$A_c = \frac{U_1 \tau}{N_1 (B_m - B_r) \times 10^{-8}}$$

式中 τ ——脉冲电压宽度, 对于不同脉冲电压波形, 脉冲宽度如图 A-8 所示。

铁心厚度 b 为

$$b = \frac{A_c}{a}$$

式中 a ——铁心宽度 (mm)。

一般 $b/a = (1.25 \sim 2)$, 若不能满足, 则表示选择的铁心尺寸太小, 应选大一号铁心重新计算。

若用冷轧硅钢片绕成的环形铁心, 一般选内径为 1.8~2.0cm, 外径为 3.0cm, 高 1.0cm 左右的即可。

(五) 确定 N_1 、 N_2 导线直径

在窗口允许的前提下, N_1 和 N_2 的导线尽量选得粗些, 以减小内阻压降。一般一、二次绕组导线直径可根据下列二式预选。

$$I_{x1} = \sqrt{\frac{\tau}{T}} I_1 + \frac{1}{3} I_c$$

$$I_{x2} = \sqrt{\frac{\tau}{T}} I_2$$

式中 I_{x1} 、 I_{x2} ——分别为一、二次绕组中电流有效值。

一般取电流密度为 2.5 A/mm^2 , 这样就可以确定出导线的面积和直径。

脉冲变压器一般只通过几十至一、二百毫安的电流, 发热很小, 故选择各线圈导线截面主要考虑导线电阻压降及绕线时的机械强度。一般选 0.25~0.5mm 的高强度漆包线, 宽脉冲要选用稍粗的导线。绕制时要注意一、二次线圈以及各二次线圈之间要有足够的绝缘。

四、防止误触发措施

晶闸管装置在调试和使用过程中, 常会遇到各种电磁干扰, 使晶闸管误触发, 电路不能正常工作。管子误触发大都是由于干扰信号进入门极电路而引起的, 为此在触发器的输出电路常采取如下措施:

① 门极回路导线采用屏蔽线, 并将金属屏蔽层可靠接地。此外, 与大电流的导线以及易产生干扰的引线 (如接触器、继电器的操作线路) 之间应保持足够的距离。

② 单独敷线, 走线径直, 避免电感元件靠近门极回路。

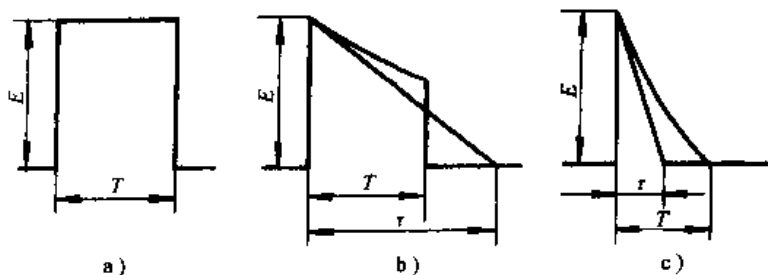


图 A-8 脉冲波形

a) 矩形波 b) 梯形波 c) 尖波

③ 触发器的电源采用有静电屏蔽的变压器供电；取自电网的同步信号也采用有静电屏蔽的同步变压器隔离，必要时可再加设滤波器。脉冲变压器一、二次绕组间必要时也应加设静电屏蔽。

④ 在多相和大功率晶闸管装置中，选用触发电流较大的元件。例如选 $I_{GT} > 50\text{mA}$ 的元件。

⑤ 在靠近晶闸管的阴极和门极间连接电容 C 和电阻 R ，见图 A-9a，以降低阴极和门极间的阻抗提高抗干扰能力。一般 C 取 $0.01 \sim 0.1\mu\text{F}$ ， $R=100\Omega$ 左右。但 C 会影响脉冲前沿，因此不易选择较大的电容量。

⑥ 在门极与阴极间加反向偏置电压，一般为 3V 左右。也可如图 A-9b 所示，由串联二极管 VD_3 、 VD_4 、 VD_5 的正向压降产生反压。当然也可用稳压管代替串联的二极管，其稳压值取 $2 \sim 4\text{V}$ 为宜。

图 A-9 加阻容元件和二二极管的抗干扰措施

图中， R_1 起限流作用，使触发电流和功率不超过允许值。

如干扰信号来自触发电路本身，就必须在触发电路内找到原因并加以解决。

附录 B 集成触发器应用举例

一、KCZ2 集成化二脉冲触发组件

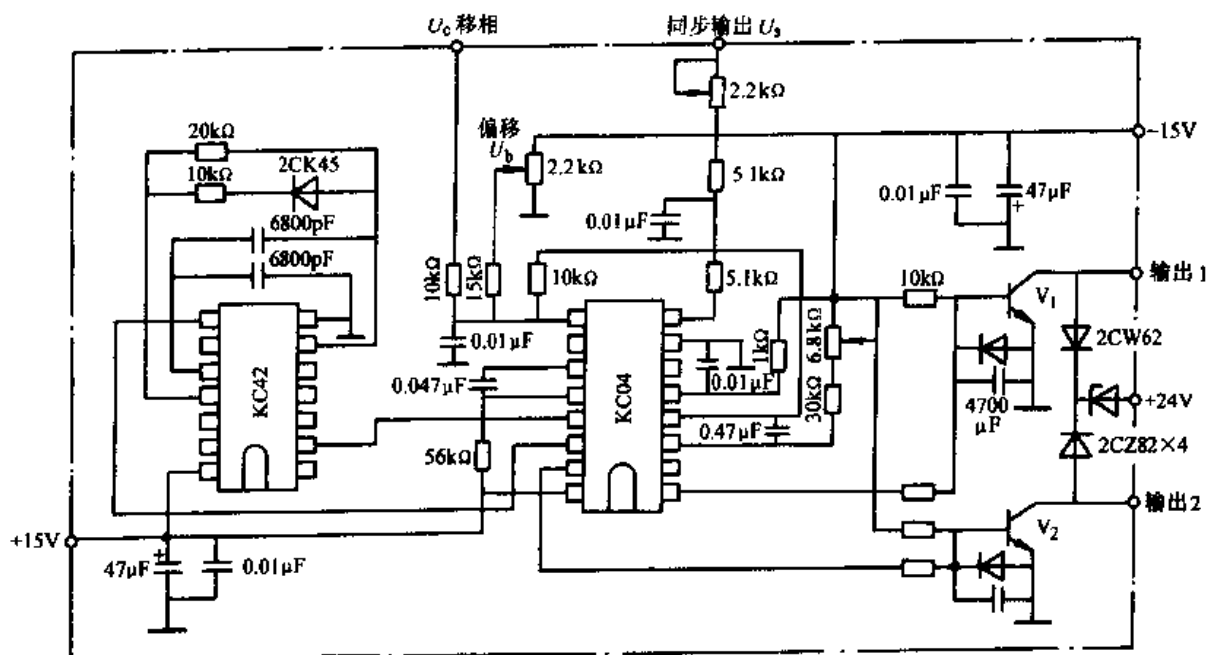


图 B-1 KCZ2 集成化二脉冲触发组件

功能与特点

主要适用于单相桥式全控变流器的触发。组件每相输出脉冲能可靠驱动一只大功率晶闸管，具有脉冲列调制，能适应各种移相控制电压，同步方式简单。也适用于半控或反并联晶闸管调压电路。

技术参数

- ① 交流同步电压：30V
- ② 移相控制电压：0~+8V
- ③ 移相范围： $\geq 170^\circ$
- ④ 触发脉冲形式： a ： $\leq 30^\circ$ 脉冲列调制式
 b ： $180^\circ \sim 0^\circ$ 长脉冲列调制式
- ⑤ 输出级允许负载电流：300mA，800mA
- ⑥ 脉冲前沿： $\leq 1\mu\text{s}$
- ⑦ 脉冲列频率：5~10kHz
- ⑧ 各相脉冲不平衡： $\leq 3^\circ$ ， $\leq 5^\circ$
- ⑨ 电源电压：+15V，-15V ($\pm 5\%$)
- ⑩ 消耗电流：+25mA，-10mA
- ⑪ 允许使用环境温度： $-10 \sim +70^\circ\text{C}$

二、KCZ3 集成化三脉冲触发组件

功能与特点：

主要适用于三相桥式半控变流器的触发。每相输出能可靠驱动一只大功率晶闸管，具有能够应用各种移相控制电压，同步方式简单等特点。

- ① 交流同步电压：10V
- ② 移相控制电压：0~+8V
- ③ 移相范围： $\geq 170^\circ$
- ④ 输出级允许负载电流：300mA
- ⑤ 脉冲前沿： $\leq 1\mu\text{s}$
- ⑥ 电源电压：+15V，-15V ($\pm 5\%$)
- ⑦ 消耗电流：+50mA，-10mA
- ⑧ 允许使用环境温度： $-10 \sim +70^\circ\text{C}$

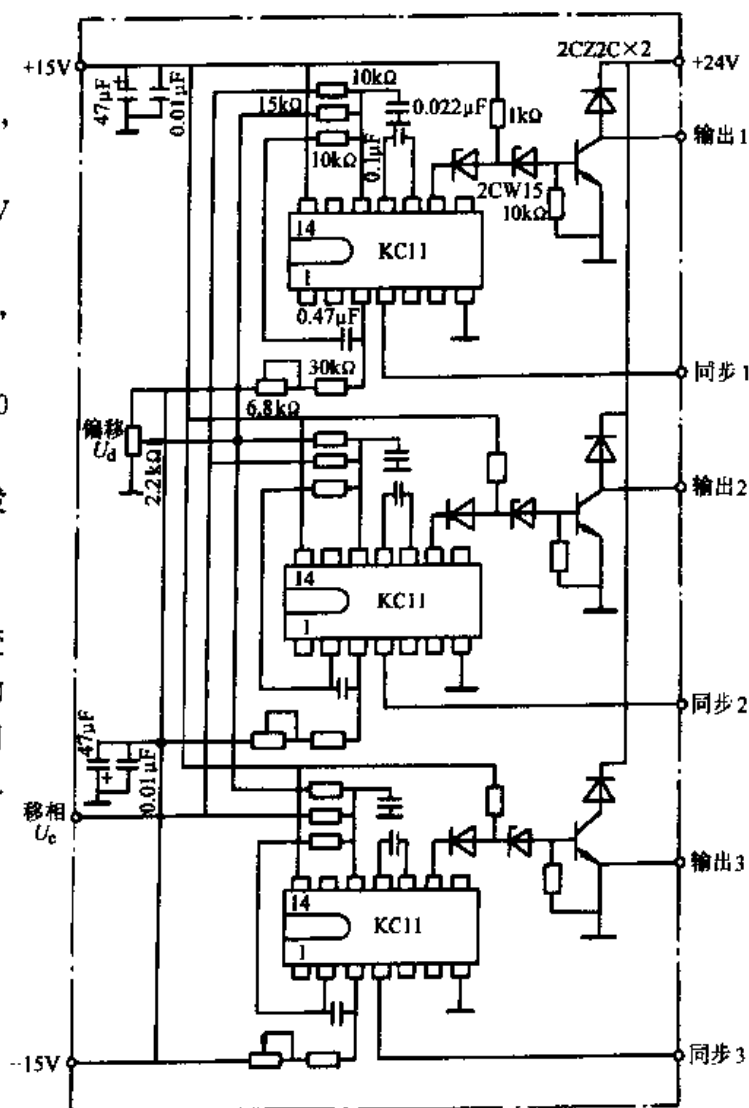


图 B-2 KCZ3 集成化三脉冲组件

三、KCZ6 集成化六脉冲触发组件

功能与特点：

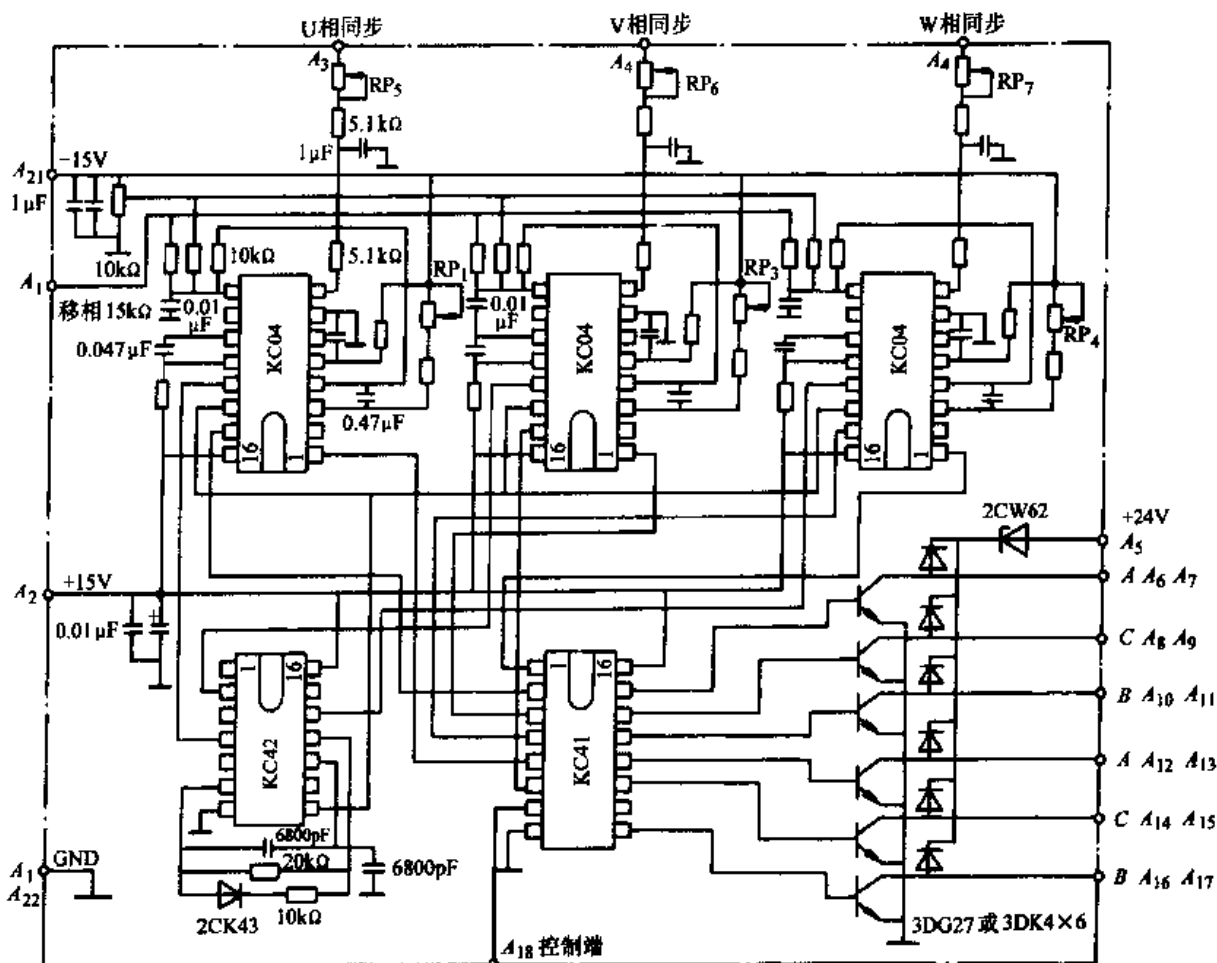


图 B-3 KCZ6 集成化六脉冲触发组件

用于三相桥式全控变流器的触发。它可将控制电压幅度转换为相应导通角的功率足够大的触发脉冲使主电路可靠工作，每相输出脉冲能可靠触发一只大功率晶闸管，其同步滤波网络不受电源中波形畸变和换流缺口的影响，适应较宽的同步电压范围并只需三相同步电压。各相脉冲间不均匀度很小。能很方便地与调节系统匹配，并只需调节输入信号的上、下限就可调整整流和逆变角。组件输出脉冲列式的双脉冲。脉冲变压器体积小，可使用统一规格的脉冲变压器。有一个脉冲输出控制端用以控制脉冲的输出和在正反组可逆系统中作逻辑切换控制。该组件体积小，调整维修方便，线路稍加修改可用于双向晶闸管或反并联晶闸管的三相交流调压电路。

技术参数

- ① 交流同步电压：三相 $30V \pm 5V$
- ② 同步端工作电流：2~3mA
- ③ 同步接法：380V/30V
- ④ 移相控制电压（相应于 120° 移相范围）

分为：a：-8~+8V，b：-4~+4V，c：0~+8V，d：-8~0V，四种

- ⑤ 移相输入阻抗： $\geq 3k\Omega$

- ⑥ 移相范围: 170°
- ⑦ 触发脉冲形式: 脉冲列调制式双脉冲
- ⑧ 脉冲列频率: $5 \sim 10\text{kHz}$
- ⑨ 输出级允许负载电流: $a: \leq 300\text{mA}$
 $b: \leq 800\text{mA}$
- ⑩ 脉冲前沿: $\leq 1\mu\text{s}$
- ⑪ 各相脉冲不平衡度: $\leq \pm 3^\circ, \leq \pm 5^\circ$
- ⑫ 电源电压: $\pm 15\text{V} (\pm 5\%)$
- ⑬ 消耗电流: $\leq 70\text{mA}$ (正电源), $\leq 20\text{mA}$ (负电源)
- ⑭ 允许使用环境温度: $-10 \sim +70^\circ\text{C}$

四、KCZ1 小功率直流电动机控制组件

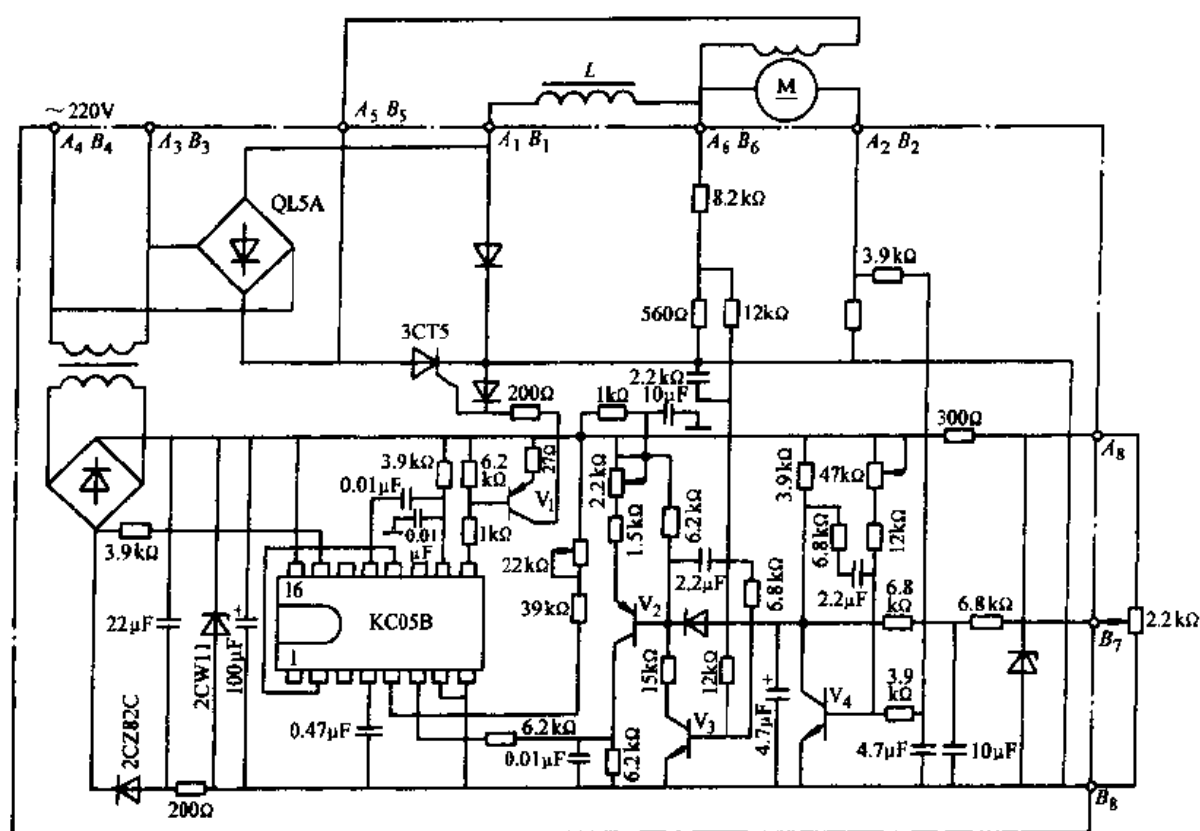


图 B-4 KCZ1 小功率直流电动机控制组件

功能与特点

适用于额定电压为 200V 的小功率直流电动机的调速。具有电压负反馈, 电流截止反馈, 励磁输出等功能。组件体积小, 调速性能好, 调速平稳。

技术参数:

- ① 电网电压: $220\text{V} (\pm 10\%)$
- ② 输出额定电压: 直流 200V
- ③ 输出额定电流: 5A
- ④ 输出励磁电压: 直流 200V

- ⑤ 输出励磁电流: 0.5A
- ⑥ 电流截止: 1~5A 可调
- ⑦ 外接调速电位器: 2.2k Ω 多圈电位器
- ⑧ 调速比: 可达 20:1
- ⑨ 允许使用环境温度: -10~+50℃

附录 C 变压器、导线参数表

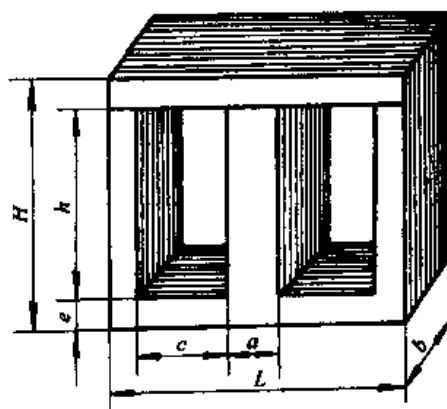


图 C-1 E 形变压器铁心尺寸

一、E 形变压器铁心尺寸

型 式	a/mm	c/mm	h/mm	e/mm	H/mm	L/mm	l_c/cm	A_0/cm^2	标准化叠厚 b/mm
GE10	10	6.5	18	6.5	31	36	5.76	1.17	12.5 15 17.5 20
GE12	12	8	22	8	38	44	6.94	1.76	15 18 21 24
GE14	14	9	25	9	43	50	8.01	2.25	18 21 24 28
GE16	16	10	28	10	48	56	9.15	2.8	20 24 28 32
GEB19	19	12	33.5	12	57.5	67	10.9	4.02	21 28 32 38
GEB22	22	14	39	14	67	78	12.6	5.46	28 33 38 44
GEB26	26	17	47	17	81	94	15	7.99	33 39 45 52
GEB30	30	19	53	19	91	106	17.2	10.07	38 45 56 60
GEB35	35	22	61.5	22	105.5	123	20	13.53	44 52 60 70
GEB40	40	26	72	26	124	144	23	18.72	50 60 70 80
XE4	4	5	10	5	19	18	3.63	0.5	4 5 6.3 8
XE5	5	6	12.5	6	23.2	22	4.49	0.75	5 6.3 8 10
XE6	6	7	15	7	28	26	5.34	1.05	6.3 8 10 12.5
XE8	8	8	20	8	37	34	7.06	1.6	8 10 12.5 16
KEI10	10	10	25	5	35	40	—	2.5	8 10 12 16 20 25
KEI12	12	12	30	6	42	48		3.6	10 12 16 20 25 32
KEI16	16	16	40	8	56	64		6.4	12 16 20 25 32 40
KEI20	20	20	50	10	70	80		10	16 20 25 32 40 50
KEI25	25	25	62.5	12.5	87.5	100		15.62	20 25 32 40 50 63
KEI32	32	32	80	16	112	128		25.6	25 32 40 50 63 80
KEI40	40	40	100	20	140	160		40	32 40 50 63 80 100

二、CD型铁心变压器计算参数表(D310~D340-0.35-I级品铁心)

铁心 型号	一次 功率 P_1 W	效率 η (%)	磁通 密度 B_m T	电 流 密 度		电压调 整率 Δu (%)	铁心 损耗 P_c W	空 电 流 I_0 A	一次 匝数 N_1	每 匝		窗口 宽度 C mm	铜线 质量 G_m kg	磁路 长度 L_c cm	铁心 质量 G_c kg	铁心 截面 A_c cm ²
				j_1 A/mm ²	j_2 A/mm ²					N_{01}	N_{02}					
CD12.5×16×25	4.98	0.82	1.57	2.11	1.81	10	0.542	22×10^{-3}	3246	14.8	16.3	16	0.0794	11.8	0.170	1.85
	32	0.833		2.04			0.605	24.8×10^{-3}					0.1045	13.3	0.190	
	40	0.84		1.98			0.679	27.6×10^{-3}					0.137	14.8	0.213	
	50	0.85		1.95			0.768	31.6×10^{-3}					0.1765	17.0	0.241	
CD12.5×25×30	15.8	0.851	1.615	2.37	2.22	10	1.03	42.6×10^{-3}	2024	9.2	10.1	20	0.1575	13.6	0.306	2.88
	40	0.858		2.3			1.19	49×10^{-3}					0.226	15.6	0.350	
	50	0.865		2.28			1.32	55.4×10^{-3}					0.293	17.6	0.394	
	60	0.867		2.23			1.48	61.4×10^{-3}					0.35	19.6	0.438	
CD16×32×40	63.5	0.873	1.615	2.93	2.87	10	2.2	90.6×10^{-3}	1238	5.63	6.19	25	0.368	17.7	0.650	4.71
	50	0.878		2.91			2.44	0.101					0.484	19.7	0.721	
	65	0.882		2.9			2.8	0.116					0.665	22.7	0.829	
	80	0.884		2.89			3.16	0.132					0.822	25.7	0.934	
CD20×40×50	180	0.883	1.62	3.35	3.15	8	4.3	0.177	792	3.6	3.96	32	0.713	22.4	1.28	7.36
	60	0.89		3.15			4.69	0.193					0.88	24.4	1.39	
	80	0.9		2.85			5.43	0.224					1.273	28.4	1.61	
	100	0.905		2.7			6.20	0.256					1.64	32.4	1.84	
CD25×50×65	409	0.916	1.64	2.8	2.6	5.8	8.6	0.352	503	2.30	2.44	40	1.49	28.5	2.54	11.5
	80	0.923		2.6			9.44	0.388					1.91	31.5	2.80	
	100	0.925		2.42			10.6	0.438					2.48	35.5	3.15	
	120	0.93		2.32			11.8	0.49					3.06	39.5	3.50	
CD32×64×80	919	0.94	1.66	2.25	2.1	4.1	17.5	0.725	310	1.405	1.46	50	3.13	35.7	5.18	18.84
	100	0.945		2.1			19.5	0.801					4.05	39.7	5.75	
	130	0.95		1.95			22.4	0.925					5.42	45.7	6.61	
	160	0.953		1.84			23.3	1.05					6.96	51.7	7.47	
CD40×80×100	1952	0.958	1.68	1.83	1.72	2.67	34.5	1.43	198	0.9	0.93	64	6.47	45.0	10.20	29.5
	120	0.96		1.72			37.6	1.57					8.03	49.1	11.12	
	160	0.964		1.59			44	1.81					11	57.1	13.00	
	200	0.965		1.5			49.6	2.05					14.1	65	14.70	

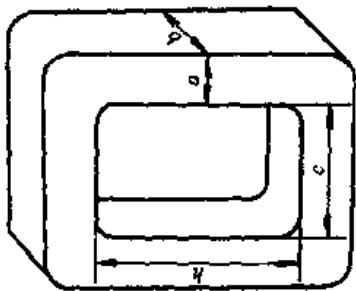


图 C-2 CD 型铁心

注: B 为负载情况下的磁通密度; j_1 为一次绕组电流密度; j_2 为二次绕组电流密度; N_1 为一次侧匝数(220V 时); N_{01} 为一次绕组每伏匝数;
 N_{02} 为二次绕组每伏匝数; L_c 为铁心平均磁路长度; A_c 为铁心净截面积。

三、ED型铁心变压器计算参数表(D310~D340-0.35-I级品铁心)

铁心 型号	二次 功率 P_2 W	效率 η (%)	磁通 密度 B_m T	电 流 密 度		电压调 整率 Δu (%)	铁心 损耗 P_c W	空 载 电 流 I_0 A	一次 匝 数 N_1	每 匝 伏 数		窗口 宽度 C mm	铜线 质量 G_m kg	磁路 长度 l_c cm	铁心 质量 G_c kg	铁心 截面 A_c cm ²
				j_1	j_2											
ED12×12.5	2.32	0.781	1.57	1.65	1.3	10	0.343	14×10^{-3}	4352	19.8	21.8	12	0.0755	10.1	0.109	1.38
	3.67	0.812		1.85	1.55		0.442	17.9×10^{-3}	3393	15.4	17		0.081		0.139	1.77
	5.4	0.822		2.07	1.8		0.554	22.4×10^{-3}	2713	12.3	13.6		0.0874		0.174	2.21
	7.74	0.832		2.46	2.05		0.691	23×10^{-3}	2176	9.9	10.9		0.095		0.217	2.76
ED16×16	11.8	0.845	1.615	1.82	1.69	10	0.835	34.6×10^{-3}	2470	11.2	12.3	16	0.201	13.5	0.247	2.36
	17.3	0.854		2.11	1.99		1.05	43.2×10^{-3}	1976	9	9.9		0.214		0.309	2.95
	25.5	0.86		2.42	2.32		1.3	54×10^{-3}	1584	7.2	7.92		0.23		0.386	3.68
	38.1	0.866		2.79	2.7		1.67	71×10^{-3}	1238	5.6	6.16		0.252		0.494	4.71
ED20×20	36.8	0.865	1.615	2.2	2.13	10	1.63	67.6×10^{-3}	1584	7.2	7.92	20	0.39	16.9	0.482	3.68
	54.4	0.87		2.56	2.5		2.04	84.5×10^{-3}	1267	5.77	6.35		0.416		0.604	4.60
	82.3	0.874		3	2.95		2.60	0.108	990	4.5	4.95		0.452		0.771	5.89
	119	0.879		3.42	3.38		3.26	0.1352	792	3.6	3.96		0.493		0.964	7.36
ED25×25	114	0.878	1.615	2.7	2.66	10	3.18	0.132	1014	4.62	5.08	25	0.764	21.1	0.942	5.75
	165	0.883		2.99	2.96		4.08	0.171	792	3.6	3.96		0.819		1.21	7.36
	201	0.894		2.93			5.1	0.211	634	2.88	3.13		0.884		1.51	9.20
	253	0.908		2.9			6.37	0.264	507	2.31	2.48		0.96		1.884	11.5
ED32×32	303	0.908	1.635	2.44		10	6.69	0.278	619	2.82	3.04	32	1.69	27.1	1.98	9.42
	376	0.918		2.4			8.35	0.348	494	2.25	2.4		1.805		2.47	11.8
	468	0.927		2.36			10.4	0.433	397	1.82	1.9		1.94		3.08	14.7
	582	0.935		2.28			13.3	0.554	310	1.41	1.47		2.14		3.95	18.8
ED40×40	658	0.933	1.662	2		10	13.05	0.545	397	1.81	1.89	40	3.46	34	3.86	14.7
	804	0.94		1.93			16.4	0.682	317	1.44	1.5		3.69		4.83	18.4
	1006	0.948		1.89			20.9	0.874	247	1.12	1.16		4		6.18	23.6
	1191	0.951		1.8			26.1	1.09	198	0.91	0.96		4.47		7.72	29.4

注:带*的型号不推荐采用,铁心尺寸见图C-2。

四、XCD 型铁心变压器计算参数表(I 级品)

铁心 型号	二次 功率 P_2 W	效率 η (%)	磁通 密度 B_m T	电 流 密 度 j A/mm ²	电压调 整率 Δu (%)	铁心 损耗 P_c W	空 电 流 I_0 A	一次侧 匝 数 N_1	每 匝 数 N_{01}	伏 数 N_{02}	窗口 宽度 C mm	铜线 质量 G_m kg	磁路 长度 L_c cm	铁心 质量 G_{Fe} kg	铁心 截面 A_c cm ²
XCD10×20×20	1.54	0.751	1.43	1.64	10	0.339	10.3×10^{-3}	3712	16.9	18.7	12.5	0.0319	9.07	0.129	1.78
	2.23	0.781				0.375	11.3×10^{-3}					0.0443	10.5	0.143	
	3.31	0.807				0.425	12.9×10^{-3}					0.0639	11.9	0.162	
	4.39	0.819				0.483	14.6×10^{-3}					0.0834	13.5	0.183	
XCD12.5×25×25	8.75	0.833	1.52	2.26	10	0.783	28.1×10^{-3}	2154	9.79	10.9	16	0.0858	11.9	0.261	2.88
	12.6	0.847				0.874	31.4×10^{-3}					0.122	13.3	0.292	
	16.6	0.854				0.979	35.2×10^{-3}					0.158	14.9	0.327	
	22.2	0.861				1.11	40.0×10^{-3}					0.210	16.9	0.371	
XCD16×32×32	21.2	0.844	1.52	3.08	10	1.55	55.8×10^{-3}	1315	5.98	6.64	16	0.110	14.4	0.518	4.71
	30.3	0.856				1.72	62.0×10^{-3}					0.155	16.0	0.575	
	41.6	0.863				1.94	69.7×10^{-3}					0.211	18.0	0.647	
	56.5	0.868				2.24	80.6×10^{-3}					0.285	20.8	0.748	
XUD20×40×40	93.1	0.873	1.57	4.03	10	3.23	0.127	816	3.71	4.14	20	0.273	18.0	1.01	7.36
	119	0.876				3.59	0.141					0.349	20.0	1.13	
	163	0.880				4.09	0.160					0.474	22.8	1.28	
	206	0.888				4.95	0.207					0.639	26.0	1.47	
XCD25×50×50	247	0.900	1.63	3.81	7.73	6.72	0.280	507	2.30	2.50	25	0.581	22.6	1.99	11.5
	303	0.908				7.55	0.315					0.766	25.4	2.23	
	374	0.915				8.51	0.355					1.02	28.6	2.52	
	455	0.920				9.70	0.405					1.32	32.6	2.87	
XCD32×64×64	596	0.934	1.66	2.81	4.46	14.1	0.590	309	1.41	1.47	32	1.43	29.0	4.18	18.8
	697	0.937				15.1	0.655					1.74	32.2	4.64	
	864	0.943				17.6	0.736					2.36	36.2	5.22	
	1061	0.949				20.1	0.838					3.11	41.2	5.94	
XCD40×80×80	1351	0.953	1.67	2.27	3.59	26.0	1.02	204	0.93	0.96	40	3.20	36.2	8.16	29.4
	1662	0.957				28.9	1.13					4.32	40.2	9.06	
	2026	0.960				32.4	1.27					5.68	45.2	10.2	
	2540	0.963				37.5	14.7					7.70	52.2	11.8	

注:铁心尺寸见图 C-2。

五、XED 型铁心变压器计算参数表(Ⅱ级品)

铁心 型号	二次 功率 P_2 W	效率 η (%)	磁通 密度 B_m T	电 流 密 度 j A/mm ²	电压调 整率 $\frac{\Delta u}{u}$ (%)	铁心 损耗 P_c W	空 电 流 I_0 A	匝 数 N_1	每 匝 数 N_m	伏 数 N_{32}	窗口 宽度 C mm	铜线 质量 G_m kg	磁路 长度 L_c cm	铁心 质量 G_c kg	铁心 截面 A_c cm ²
XED12×25×20	3.43	0.792	1.57	2.17	10	0.519	20.3×10 ⁻³	2176	9.89	11.0	10	0.0382	7.71	0.163	2.76
	5.05	0.815				0.586	23.0×10 ⁻³					0.0547	8.71	0.184	
	7.17	0.829				0.680	26.6×10 ⁻³					0.0762	10.1	0.214	
	10.2	0.841				0.788	30.9×10 ⁻³					0.107	11.7	0.248	
XED16×32×25	18.5	0.850	1.62	2.96	10	1.20	50.0×10 ⁻³	1238	5.63	6.25	12.5	0.104	9.84	0.355	4.71
	26.1	0.859				1.37	57.1×10 ⁻³					0.145	11.2	0.405	
	34.1	0.864				1.56	65.3×10 ⁻³					0.188	12.8	0.463	
	43.6	0.868				1.81	75.4×10 ⁻³					0.239	14.8	0.535	
XED20×40×32	56.0	0.867	1.62	3.69	10	2.38	99.1×10 ⁻³	792	3.60	4.00	16	0.198	12.5	0.703	7.36
	73.7	0.871				2.68	0.112					0.259	14.1	0.793	
	105	0.877				3.06	0.128					0.366	16.1	0.905	
	134	0.879				3.59	0.150					0.490	18.9	1.06	
XED25×50×40	161	0.891	1.63	3.72	8.50	4.66	0.194	507	2.30	2.52	20	0.441	15.7	1.36	11.5
	198	0.901				5.26	0.219					0.594	17.7	1.55	
	248	0.910				6.09	0.254					0.820	20.5	1.80	
	295	0.914				7.04	0.294					1.02	23.7	2.08	
XED32×64×50	380	0.926	1.66	2.94	5.18	9.63	0.402	309	1.41	1.48	25	0.977	19.8	2.85	18.8
	474	0.933				11.0	0.459					1.36	22.6	3.25	
	569	0.938				12.6	0.524					1.76	25.8	3.71	
	671	0.940				14.5	0.605					2.18	29.8	4.29	
XED40×80×64	818	0.946	1.62	2.32	3.39	18.1	0.709	204	0.927	0.960	32	2.16	25.2	5.68	29.4
	991	0.950				20.4	0.799					2.88	28.4	6.40	
	1284	0.957				23.3	0.912					4.38	32.4	7.30	
	1566	0.960				26.8	1.50					5.75	37.4	8.43	

注:铁心尺寸见图 C-2。

六、SD 型铁心三相电源变压器计算参数表

铁 心 型 号	二次 功率 $\frac{P_2}{W}$	效 率 η (%)	磁 通 密 度 $\frac{B_m}{T}$	电 流 密 度 $\frac{J}{A/mm^2}$	电 压 调 整 率 Δu (%)	铁 心 损 耗 $\frac{P_C}{W}$	每 伏 数		窗 口 宽 度 $\frac{c}{mm}$	铁 心 截 面 $\frac{A_c}{cm^2}$	磁 路 长 度 $\frac{l_c}{cm}$	铁 心 质 量 G_c kg
							N_{01}	N_{02}				
SD16×32×32	47.2	84.9	1.66	3.24	10	3.16	5.46	6.07	20	8.37	0.904	0.991
	67.7	86.0				3.46				4.71	9.17	
	93.4	86.7				3.87					10.2	
	127	87.3				4.37					11.6	
SD20×32×40	143	87.3	1.66	3.62	10	4.95	4.37	4.86	25	5.89	10.5	1.42
	184	87.7		3.62	10	5.42		4.86			11.5	1.55
	225	88.1		3.24	9.42	6.08		4.83			12.9	1.74
	281	89.4		2.96	8.59	6.84		4.78			14.5	1.96
SD25×40×50	302	88.8	1.68	3.83	8.55	9.73	2.80	3.06	32	9.2	13.2	2.79
	370	89.7		3.51	7.85	10.8		3.04			14.6	3.08
	457	90.6		3.21	7.17	11.9		3.01			16.2	3.42
	556	91.2		3.01	6.74	13.4		3.00			18.2	3.84
SD32×50×64	720	92.5	1.7	2.84	4.97	19.8	1.75	1.84	40	14.7	16.8	5.68
	839	93.0		2.59	4.72	21.7		1.84			18.4	6.22
	1038	93.5		2.45	4.31	24.1		1.83			20.4	6.90
	1275	94.2		2.27	3.98	27.0		1.82			22.9	7.74
SD40×64×80	1600	94.7	1.68	2.19	3.11	37.5	1.13	1.16	50	23.6	21.1	11.4
	1963	95.3		1.98	2.81	41.1		1.16			23.1	12.5
	2396	95.6		1.83	2.60	45.5		1.16			25.6	13.8
	3006	96.0		1.69	2.39	51.8		1.15			29.1	15.7

七、BK 系列单相控制变压器的技术数据

名 称 总容量 VA	规 格	电 压 V	总 匝 数	导 线 直 径 mm
25	380/220 127-110 -36-24-12-6.3	380	2265	0.18
		220	1368	0.21
		127	799	0.27
		110	688	0.29
		36	224	0.51
		24	150	0.62
		12	75	0.90
		6.3	39	1.20
50	380/36 6.3	380	1410	0.29
		36-6.3	147	0.90
	380/24	380	1410	0.29
		24	98	1.26
	380/12	380	1410	0.29
		12	49	1.00×2
100	380/36-6.3	380	1010	0.40
		36-6.3	103	1.20
	380/24	380	1010	0.41
		24	69	1.62
	380/220-36	380	1010	0.41
		220	615	0.35
		36	103	0.90

(续)

总容量/VA	名 称	规 格	电 压 V	总 匝 数	导 线 直 径 mm
100		380/36-12	380 36-12	1010 103	0.41 1.20
		380/12	380 12	1010 35	0.41 1.62×2
		380/36-36	380 36 36	1010 100 103	0.41 0.80 0.80
		380/36-12	380 36 12	1010 103 35	0.41 0.90 1.40
		380/12-6.3	380 12-6.3	1010 35	0.41 1.62×2
		380/127-6.3-36	380 127 36	1010 344 103	0.41 0.47 0.90
150		380/36	380 36	802 80	0.51 1.2×2
		380/220-110	380 220-110	802 240	0.51 0.62
		380/127-6.3	380 127-6.3	802 274	0.51 0.80
		380/127-6.3-36	380 127-6.3 36	802 274 80	0.51 0.62 0.90
		380/220-36	380 220 36	802 480 80	0.51 0.51 0.90
		380/12	380 12	802 27	0.51 1.81×2
		380-220/36-6.3	380-220 36-6.3	802 80	0.72 1.20×2
		380/127-6.3-12	380 127/6.3 12	802 274 27	0.51 0.62 1.40
300		380/127-36	380 127 36	760 258 78	0.72 1.00 0.90
		380/36-6.3	380 36-6.3	760 78	0.72 1.62×2
		380/12	380 12	760 26	0.72 1.81×4
		380/24	380 24	760 50	0.72 1.81×2

(续)

总容量/VA	名 称	规 格	电 压 V	总 匝 数	导 线 直 径 mm
400	380/127-6.3-36		380	524	0.80
			127-6.3	177	1.20
			36	54	0.90
	380/127		380	524	0.80
			127	177	1.40
	380/36-6.3		380	524	0.80
			36-6.3	54	1.81×2
	380/220-6.3-36		380	524	0.80
			220-6.3	313	1.00
			36	54	0.90
500	380/36-6.3		380	432	0.90
			36-6.3	43	1.40×4
	380/127-36		380	432	0.90
			127	146	1.40
			36	43	0.90
	380/110		380	432	0.90
			110	130	1.62
	380/127-6.3-36		380	432	0.90
			127-6.3	146	1.40
			36	43	0.90
	380/12		380	432	0.90
			12	15	1.0×2
	380-220/36		380-220	432	1.20
			36	43	2.02×2

八、国产漆包线规格表

铜心标称 直 径 mm	漆 包 线 最大外径 mm	铜 心 截面积 mm ²	载 流 量		
			3A/mm ²	2.5A/mm ²	2A/mm ²
0.06	0.075	0.002327	0.00848	0.00707	0.00565
0.07	0.085	0.003848	0.0115	0.00962	0.00770
0.08	0.095	0.005027	0.0151	0.0126	0.0101
0.09	0.105	0.006362	0.0191	0.0159	0.0127
0.10	0.120	0.007854	0.0236	0.0196	0.0157
0.11	0.130	0.009498	0.0285	0.0237	0.0190
0.12	0.140	0.01131	0.0398	0.0283	0.0226
0.13	0.150	0.01327	0.0462	0.0332	0.0265
0.14	0.160	0.01539	0.0530	0.0385	0.0308
0.15	0.170	0.01767		0.0442	0.0353
0.16	0.180	0.02011	0.0603	0.0503	0.0402
0.17	0.190	0.02270	0.0681	0.0568	0.0454
0.18	0.200	0.02545	0.0764	0.0636	0.0509
0.19	0.210	0.02835	0.0851	0.0709	0.0567
0.20	0.225	0.03142	0.0943	0.0786	0.0628

(续)

铜心标称 直径 mm	漆包线 最大外径 mm	铜心 截面积 mm ²	载流量		
			3A/mm ²	2.5A/mm ²	2A/mm ²
0.21	0.235	0.03464	0.104	0.0866	0.0693
0.23	0.255	0.04155	0.125	0.104	0.0831
0.25	0.275	0.04909	0.147	0.123	0.0982
0.27	0.31	0.05726	0.172	0.143	0.115
0.29	0.33	0.06605	0.198	0.165	0.132
0.31	0.35	0.07548	0.226	0.189	0.151
0.33	0.37	0.08553	0.257	0.214	0.171
0.35	0.39	0.09621	0.289	0.241	0.192
0.38	0.42	0.1134	0.340	0.284	0.227
0.41	0.45	0.1320	0.396	0.330	0.264
0.44	0.49	0.1521	0.456	0.380	0.304
0.47	0.52	0.1735	0.521	0.434	0.347
0.49	0.54	0.1886	0.566	0.472	0.377
0.51	0.56	0.2043	0.613	0.511	0.409
0.53	0.58	0.2206	0.662	0.552	0.441
0.55	0.60	0.2376	0.713	0.594	0.475
0.57	0.62	0.2552	0.766	0.638	0.510
0.59	0.64	0.2734	0.820	0.684	0.547
0.62	0.67	0.3019	0.906	0.755	0.604
0.64	0.69	0.3217	0.965	0.804	0.643
0.67	0.72	0.3526	1.06	0.882	0.705
0.69	0.74	0.3739	1.12	0.935	0.748
0.72	0.78	0.4072	1.22	1.02	0.814
0.74	0.80	0.4301	1.29	1.08	0.860
0.77	0.83	0.4657	1.40	1.16	0.931
0.80	0.86	0.5027	1.51	1.26	1.01
0.83	0.89	0.5411	1.62	1.35	1.08
0.86	0.92	0.5809	1.74	1.45	1.16
0.90	0.96	0.6362	1.91	1.59	1.27
0.93	0.99	0.6793	2.04	1.70	1.36
0.96	1.02	0.7238	2.17	1.81	1.45
1.00	1.07	0.7854	2.36	1.96	1.57
1.04	1.12	0.8495	2.55	2.12	1.70
1.08	1.16	0.9161	2.75	2.29	1.83
1.12	1.20	0.9852	2.96	2.46	1.97

九、常用铝、铜扁线的标称尺寸及计算截面(按JB652—68)

$\frac{a}{b}$	0.90	1.00	1.08	1.16	1.25	1.35	1.45	1.56	1.68	1.81	1.95	2.10	2.26	2.44	2.63	2.83	3.05	3.28	3.53	3.8	4.1	4.4	4.7	5.1	5.5	宽
b	1.71	1.89	2.06	2.23	2.42	2.63	2.84	3.07	3.32	3.59	3.83	3.92	4.63	5.37	6.44	7.53	8.72	10.30	11.10	12.00	13.00	14.00	15.00	16.00	17.00	18.00
2.10	1.71	1.89	2.06	2.23	2.42	2.63	2.84	3.07	3.32	3.59	3.83	3.92	4.63	5.37	6.44	7.53	8.72	10.30	11.10	12.00	13.00	14.00	15.00	16.00	17.00	18.00
2.26	1.86	2.05	2.23	2.41	2.62	2.84	3.07	3.32	3.59	3.83	4.08	4.33	4.58	4.83	5.08	5.33	5.58	5.83	6.08	6.33	6.58	6.83	7.08	7.33	7.58	7.83
2.44	2.03	2.23	2.43	2.62	2.84	3.08	3.33	3.60	3.89	4.21	4.55	4.92	5.30	5.68	6.06	6.44	6.82	7.20	7.58	7.96	8.34	8.72	9.10	9.48	9.86	10.24
2.63	2.20	2.42	2.63	2.84	3.08	3.34	3.60	3.80	4.21	4.55	4.92	5.30	5.68	6.06	6.44	6.82	7.20	7.58	7.96	8.34	8.72	9.10	9.48	9.86	10.24	10.62
2.83	2.38	2.62	2.85	3.07	3.33	3.61	3.89	4.20	4.54	4.91	5.31	5.46	5.92	6.43	6.94	7.45	7.96	8.47	8.98	9.49	10.00	10.51	11.02	11.53	12.04	12.55
3.05	2.84	3.08	3.33	3.60	3.91	4.21	4.55	4.91	5.31	5.74	6.20	6.35	6.81	7.32	7.83	8.34	8.85	9.36	9.87	10.38	10.89	11.40	11.91	12.42	12.93	13.44
3.28	3.07	3.33	3.60	3.89	4.20	4.56	4.91	5.30	5.72	6.17	6.67	6.82	7.28	7.79	8.30	8.81	9.32	9.83	10.34	10.85	11.36	11.87	12.38	12.89	13.40	13.91
3.53	3.32	3.60	3.89	4.20	4.54	4.92	5.30	5.72	6.17	6.67	7.20	7.35	7.81	8.32	8.83	9.34	9.85	10.36	10.87	11.38	11.89	12.40	12.91	13.42	13.93	14.44
3.8	3.59	3.89	4.20	4.54	4.92	5.33	5.74	6.17	6.67	7.21	7.75	7.90	8.36	8.87	9.38	9.89	10.40	10.91	11.42	11.93	12.44	12.95	13.46	13.97	14.48	14.99
4.1	3.89	4.22	4.55	4.89	5.29	5.73	6.17	6.65	7.18	7.75	8.30	8.45	8.91	9.42	9.93	10.44	10.95	11.46	11.97	12.48	12.99	13.50	14.01	14.52	15.03	15.54
4.4	4.19	4.54	4.89	5.24	5.67	6.14	6.61	7.12	7.79	8.36	8.96	9.11	9.57	10.08	10.59	11.10	11.61	12.12	12.63	13.14	13.65	14.16	14.67	15.18	15.69	16.20
4.7	4.49	4.87	5.24	5.67	6.14	6.61	7.12	7.79	8.36	8.96	9.56	9.71	10.17	10.68	11.19	11.70	12.21	12.72	13.23	13.74	14.25	14.76	15.27	15.78	16.29	16.80
5.1	4.89	5.30	5.71	6.17	6.68	7.22	7.77	8.37	8.99	9.70	10.50	10.65	11.11	11.62	12.13	12.64	13.15	13.66	14.17	14.68	15.19	15.70	16.21	16.72	17.23	17.74
5.5	5.29	5.73	6.17	6.67	7.22	7.76	8.35	8.99	9.70	10.50	11.30	11.45	11.91	12.42	12.93	13.44	13.95	14.46	14.97	15.48	15.99	16.50	17.01	17.52	18.03	18.54
5.9	5.69	6.16	6.63	7.17	7.76	8.35	8.99	9.70	10.50	11.30	12.10	12.25	12.71	13.22	13.73	14.24	14.75	15.26	15.77	16.28	16.79	17.30	17.81	18.32	18.83	19.34
6.4	6.09	6.70	7.21	7.79	8.43	9.07	9.77	10.60	11.40	12.30	13.10	13.25	13.71	14.22	14.73	15.24	15.75	16.26	16.77	17.28	17.79	18.30	18.81	19.32	19.83	20.34
6.9	6.49	7.24	7.79	8.42	9.11	9.77	10.60	11.40	12.30	13.10	14.00	14.15	14.61	15.12	15.63	16.14	16.65	17.16	17.67	18.18	18.69	19.20	19.71	20.22	20.73	21.24
7.4	7.19	7.78	8.37	9.04	9.78	10.50	11.30	12.10	13.00	13.80	14.70	14.85	15.31	15.82	16.33	16.84	17.35	17.86	18.37	18.88	19.39	19.90	20.41	20.92	21.43	21.94
8.0	7.79	8.43	9.07	9.79	10.60	11.40	12.30	13.10	14.00	14.80	15.70	15.85	16.31	16.82	17.33	17.84	18.35	18.86	19.37	19.88	20.39	20.90	21.41	21.92	22.43	22.94
8.6	8.39	9.08	9.77	10.60	11.40	12.30	13.10	14.00	14.80	15.70	16.60	16.75	17.21	17.72	18.23	18.74	19.25	19.76	20.27	20.78	21.29	21.80	22.31	22.82	23.33	23.84
9.3	8.99	9.70	10.41	11.24	12.07	12.97	13.87	14.77	15.67	16.57	17.47	17.62	18.08	18.59	19.10	19.61	20.12	20.63	21.14	21.65	22.16	22.67	23.18	23.69	24.20	24.71
10.0	9.59	10.32	11.05	11.89	12.72	13.55	14.38	15.21	16.04	16.87	17.70	17.85	18.31	18.82	19.33	19.84	20.35	20.86	21.37	21.88	22.39	22.90	23.41	23.92	24.43	24.94
10.8	10.19	10.94	11.69	12.54	13.39	14.24	15.09	15.94	16.79	17.64	18.49	18.64	19.10	19.61	20.12	20.63	21.14	21.65	22.16	22.67	23.18	23.69	24.20	24.71	25.22	25.73
11.6	10.79	11.56	12.33	13.19	14.05	14.91	15.77	16.63	17.49	18.35	19.21	19.36	19.82	20.33	20.84	21.35	21.86	22.37	22.88	23.39	23.90	24.41	24.92	25.43	25.94	26.45
12.5	11.39	12.18	12.97	13.84	14.71	15.58	16.45	17.32	18.19	19.06	19.93	20.08	20.54	21.05	21.56	22.07	22.58	23.09	23.60	24.11	24.62	25.13	25.64	26.15	26.66	27.17
13.5	12.39	13.20	14.01	14.89	15.77	16.65	17.53	18.41	19.29	20.17	21.05	21.20	21.66	22.17	22.68	23.19	23.70	24.21	24.72	25.23	25.74	26.25	26.76	27.27	27.78	28.29
14.5	13.39	14.22	15.05	15.94	16.83	17.72	18.61	19.50	20.39	21.28	22.17	22.32	22.78	23.29	23.80	24.31	24.82	25.33	25.84	26.35	26.86	27.37	27.88	28.39	28.90	29.41

注:1.表中a代表厚度,b代表宽度,单位以毫米计算。

2.表中数值系计算截面值(cm^2),所列数值已考虑了圆角。3.表中粗线以下亦为铝扁线规格,其最小截面为 $1.0 \times 2.44\text{mm} = 2.44\text{cm}^2$ 。

附录 D 直流电动机技术数据表

一、Z2 系列直流电动机的主要技术数据

电动机型号	额定功率 kW	额定电压 V	额定转速 $r \cdot \min^{-1}$	额定电流 A	最高转速 $r \cdot \min^{-1}$	飞轮力矩 $N \cdot m^2$	质 量 kg
220V 3000r/min							
Z2-11	0.8	220	3000	5.00	3000	0.118	30
Z2-12	1.1	220	3000	6.52	3000	0.147	35
Z2-21	1.5	220	3000	8.85	3000	0.441	50
Z2-22	2.2	220	3000	12.20	3000	0.539	55
Z2-31	3.0	220	3000	16.60	3000	0.834	67
Z2-32	4.0	220	3000	22.40	3000	1.03	79
Z2-41	5.5	220	3000	31.00	3000	1.471	82
Z2-42	7.5	220	3000	41.50	3000	1.765	96
Z2-51	10.0	220	3000	54.50	3000	3.432	144
Z2-52	13	220	3000	68.7	3000	3.923	148
Z2-61	17	220	3000	88.9	3000	5.492	175
Z2-62	22	220	3000	113.7	3000	6.374	196
220V 1500r/min							
Z2-11	0.4	220	1500	2.64	3000	0.118	30
Z2-12	0.6	220	1500	3.77	3000	0.147	35
Z2-21	0.8	220	1500	4.92	3000	0.441	50
Z2-22	1.1	220	1500	6.50	3000	0.539	55
Z2-31	1.5	220	1500	8.74	3000	0.834	67
Z2-32	2.2	220	1500	12.50	3000	1.03	79
Z2-41	3.0	220	1500	17.20	3000	1.471	82
Z2-42	4.0	220	1500	22.70	3000	1.765	96
Z2-51	5.5	220	1500	30.90	2400	3.432	144
Z2-52	7.5	220	1500	41.30	2400	3.923	156
Z2-61	10.0	220	1500	53.50	2400	5.492	180
Z2-62	13.0	220	1500	69.50	2400	6.374	200
220V 1000r/min							
Z2-21	0.4	220	1000	2.64	2000	0.441	50
Z2-22	0.6	220	1000	3.70	2000	0.539	55
Z2-31	0.8	220	1000	4.98	2000	0.834	67
Z2-32	1.1	220	1000	6.60	2000	1.03	79
Z2-41	1.5	220	1000	8.87	2000	1.471	82
Z2-42	2.2	220	1000	12.67	2000	1.765	96
Z2-51	3.0	220	1000	17.10	2000	3.432	144
Z2-52	4.0	220	1000	22.40	2000	3.923	156
Z2-61	5.5	220	1000	30.40	2000	5.492	180
Z2-62	7.5	220	1000	41.10	2000	6.374	200

(续)

电动机型号	额定功率 kW	额定电压 V	额定转速 r·min ⁻¹	额定电流 A	最高转速 r·min ⁻¹	飞轮力矩 N·m ²	质 量 kg
220V 750r/min							
Z2-31	0.6	220	750	3.95	1500	0.834	67
Z2-32	0.8	220	750	5.1	1500	1.03	79
Z2-41	1.1	220	750	7.1	1500	1.471	82
Z2-42	1.5	220	750	9.2	1500	1.765	95
Z2-51	2.2	220	750	13.2	1500	3.432	144
Z2-52	3	220	750	17.7	1500	3.923	156
Z2-61	4	220	750	22.8	1500	5.492	180
Z2-62	5.5	220	750	30.5	1500	6.374	200
110V 3000r/min							
Z2-11	0.8	110	3000	9.96	3000	0.118	30
Z2-12	1.1	110	3000	12.9	3000	0.147	35
Z2-21	1.5	110	3000	17.5	3000	0.441	50
Z2-22	2.2	110	3000	24.7	3000	0.539	55
Z2-31	3	110	3000	33.2	3000	0.834	67
Z2-32	4	110	3000	43.8	3000	1.03	79
Z2-41	5.5	110	3000	60.6	3000	1.471	82
Z2-42	7.5	110	3000	83	3000	1.765	96
Z2-51	10.0	110	3000	107.5	3000	3.432	144
110V 1500r/min							
Z2-11	0.4	110	1500	5.35	3000	0.118	30
Z2-12	0.6	110	1500	7.68	3000	0.147	35
Z2-21	0.8	110	1500	9.84	3000	0.441	50
Z2-22	1.1	110	1500	13	3000	0.539	55
Z2-31	1.5	110	1500	17.6	3000	0.834	67
Z2-32	2.2	110	1500	25	3000	1.03	79
Z2-41	3	110	1500	34	3000	1.471	82
Z2-42	4	110	1500	44.6	3000	1.765	96
Z2-51	5.5	110	1500	60.5	3000	3.432	144
Z2-52	7.5	110	1500	81.7	3000	3.923	156
Z2-61	10	110	1500	107.5	3000	5.492	180
Z2-62	13	110	1500	134.4	3000	6.374	200
110V 1000r/min							
Z2-21	0.4	110	1000	5.51	2000	0.441	50
Z2-22	0.6	110	1000	7.68	2000	0.539	55
Z2-31	0.8	110	1000	10	2000	0.834	67
Z2-32	1.1	110	1000	13.33	2000	1.03	79
Z2-41	1.5	110	1000	17.8	2000	1.471	82
Z2-42	2.2	110	1000	25.32	2000	1.765	96
Z2-51	3	110	1000	34.3	2000	3.432	144
Z2-52	4	110	1000	45.2	2000	3.923	156
Z2-61	5.5	110	1000	60.6	2000	5.492	180
Z2-62	7.5	110	1000	82.2	2000	6.374	200

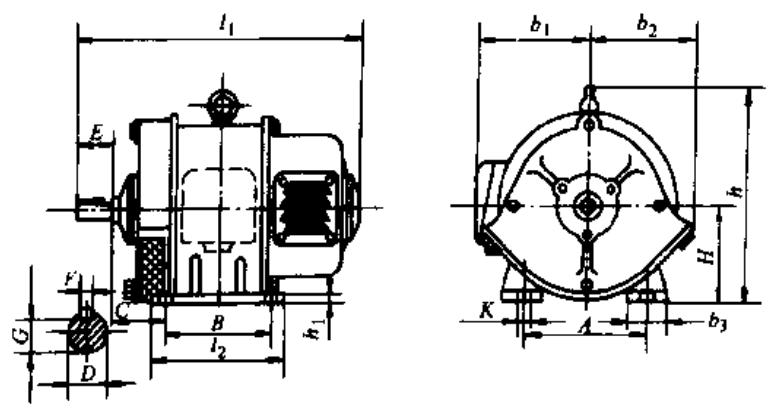
(续)

电动机型号	额定功率 kW	额定电压 V	额定转速 r/min	额定电流 A	最高转速 r/min	飞轮力矩 N·m	质量 kg
110V 750r/min							
Z2-31	0.6	110	750	7.91	1500	0.834	67
Z2-32	0.8	110	750	10	1500	1.03	79
Z2-41	1.1	110	750	13.8	1500	1.471	82
Z2-42	1.5	110	750	18.5	1500	1.765	96
Z2-51	2.2	110	750	26.3	1500	3.432	144
Z2-52	3	110	750	35	1500	3.923	156
Z2-61	4	110	750	46.4	1500	5.492	180
Z2-62	5.5	110	750	62.2	1500	6.374	200

Z2-180V 并励系列直流电动机的主要技术数据

型 号	额定功率 kW	额定电压 V	额定电流 A	额定转速 r/min	励磁方式	励磁电压 V
Z2-12	0.6	180	4.6	1500	并励	
Z2-21	0.8	180	6.3	1500	并励	
Z2-12	1.1	180	8	3000	并励	
Z2-21	1.5	180	10.8	3000	并励	
Z2-31	1.5	180	10.9	1500	并励	
Z2-22	2.2	180	15	3000	并励	
Z2-32	2.2	180	15.4	1500	并励	
Z2-32	2.2	180	14.8	1500	他励	220
Z2-42	2.2	180	15.6	1000	并励	220
Z2-42	2.2	180	15.3	1000	他励	
Z2-31	3	180	20.3	3000	并励	
Z2-41	3	180	21.5	1500	并励	
Z2-51	3	180	21	1000	并励	
Z2-32	4	180	27.4	3000	并励	
Z2-42	4	180	27/28	1500/3000	并励	
Z2-42	4	180	26.5	1500	他励	220/110
Z2-52	4	180	28	1000	并励	
Z2-41	5.5	180	38	3000	并励	
Z2-51	5.5	180	37.5/40	1500/2400	并励	
Z2-52	7.5	180	51	1500	并励	
Z2-52	7.5	180	51	1500	他励	180
Z2-62	7.5	180	51	1000	并励	
Z2-62	13	180	84	1500	并励	

Z2 系列直流电动机的安装及外形尺寸如图 D-1 所示。



机座号	安 装 尺 寸									外 形 尺 寸						
	A	B	C	D	E	H	K	F	G	b_1	b_2	b_3	h	h_1	l_1	l_2
11	145	155	80	16	40	112	12	5	12.8	165	117	35	249	15	395.5	200
12	145	175	80	16	40	112	12	5	12.8	165	117	35	249	15	415.5	220
21	200	180	73	18	40	140	15	5	14.8	194	158	50	314.5	15	412	220
22	200	205	73	18	40	140	15	5	14.8	194	158	50	314.5	15	437	245
31	225	225	74	22	50	150	15	6	18.2	206.5	173	50	337.5	15	480	265
32	225	260	74	22	50	150	15	6	18.2	206.5	173	50	337.5	15	515	300
41	240	195	103	28	60	160	15	8	23.5	239.5	170	60	359.5	15	519	235
42	240	225	103	28	60	160	15	8	23.5	239.5	170	60	359.5	15	549	265
51	264	225	115	32	80	180	19	10	26.8	261	197	80	410	17	600.5	300
52	264	265	115	32	80	180	19	10	26.8	261	197	80	410	17	640.5	340
61	300	265	106	38	80	225	19	12	32.8	288.5	225	85	483	17	631.5	325
62	300	300	106	38	80	225	19	12	32.8	288.5	225	85	483	17	666	360

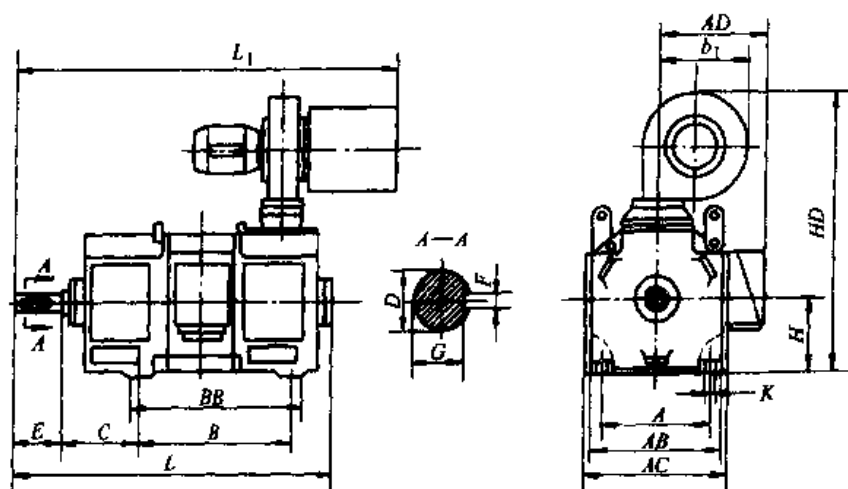
图 D-1 Z2 系列直流电动机的安装及外形尺寸

二、Z4 系列直流电动机的主要技术数据

Z4 系列直流电动机具有转动惯量小、动态性能好、体积小、重量轻、换向良好、能承受大变量负载等特点，可广泛用于直流电源供电和静态整流电源供电的机械转动，如冶金、机床、造纸、印染、纺织、水泥、印刷、塑料等行业中要求平滑宽调速、高效、自动稳速和反应灵敏的拖动系统。

型 号	额定 功率 kW	额定 电压 V	额定 电流 A	额定 转速 $r \cdot \min^{-1}$	最高 转速 $r \cdot \min^{-1}$	励磁 功率 W	电枢回路 电阻 (20°C) Ω	电枢 电感 mH	磁场 电感 H	外接 电感 mH	效率 η (%)	飞轮力矩 GD ² N · m ²	质量 — kg
Z4-100-1	2.2	160	17.9	1490	3000	215	1.19	11.2	22	10	67.8	0.044	60
	1.5	160	13.4	955	2000	315	2.2	21.4	13	13	58.5		
	4	440	10.7	2960	4000	250	2.85	26	18		80.1		
	2.2	440	6.5	1480	3000	250	9.23	86	18		70.6		
	1.5	440	4.8	990	2000	250	16.8	163	18		63.2		
Z4-112/2-1	3	160	24	1540	3000	335	0.79	7.1	13	9	69.1	0.072	78
	2.2	160	19.6	975	2000	335	1.5	14.1	13	20	62.1		
	5.5	440	14.7	2940	4000	280	2.02	17.9	18		81.1		
	3	440	8.7	1500	3000	280	6.26	59	17		72.8		
	2.2	440	7.1	960	2000	335	11.7	110	13		63.5		
Z4-112/2-2	4	160	31.4	1450	3000	375	0.575	6.2	14	9	72.6	0.088	86
	3	160	24.8	1070	2000	375	0.934	10.3	14	9	66.8		
	7.5	440	19.6	2980	4000	305	1.29	14	19		83.5		
	4	440	11.3	1500	3000	260	4.45	48.5	24		76		
	3	440	9.3	1010	2000	375	7.94	83	14		67.3		
Z4-112/4-1	5.5	160	42.7	1520	3000	375	0.382	3.85	6.8	6	73	0.128	84
	4	160	33.7	990	2000	375	0.741	7.7	6.7	4	64.9		
	11	440	28.9	2950	3500	450	0.939	9	6.8		83.3		
	5.5	440	15.6	1480	1800	365	3.28	32	9.3		75.7		
	4	440	12.3	980	1100	365	5.95	63	9.1		68.7		
Z4-112/4-2	5.5	160	43.6	1090	2000	590	0.445	5.1	5.8	3	69.5	0.156	94
	15	440	38.6	3035	3600	590	0.565	6.4	5.8		85.4		
	7.5	440	20.6	1460	1800	480	2.2	24.1	7.8		78.4		
	5.5	440	16.1	1025	1200	590	4	42.5	5.8		71.9		
Z4-132-1	18.5	440	47.4	2850	4000	625	0.409	5.3	6.5		85.9	0.32	123
	11	440	29.6	1480	2200	505	1.31	18.9	9		80.9		
	7.5	440	21.4	975	1600	625	2.56	37.5	6.4		74.5		
Z4-132-2	22	440	55.3	3090	3600	535	0.223	3.65	10		88.3	0.4	142
	15	440	39.3	1510	2500	635	0.806	13.5	7.9		83.4		
	11	440	30.7	995	1400	635	1.62	27.5	7.8		77.7		
Z4-132-3	30	440	75	3000	3600	780	0.168	2.75	7.2		88.6	0.48	162
	18.5	440	48	1540	2200	780	0.558	9.8	7.1		84.7		
	15	440	41	1050	1600	780	1.02	19.4	7		80.5		
Z4-160-11	37	440	93.4	3000	3500	620	0.183	3.15	10		88.5	0.64	202
	22	440	58.8	1500	3000	740	0.62	10.4	7.7		82.6		
Z4-160-21 22	18.5	440	51.1	1000	2000	810	0.915	17.7	7.9		79.4	0.76	224
	45	440	113	3000	3500	670	0.143	2.7	10		89.1		
Z4-160-31 31 32	30	440	77.8	1500	3000	725	0.376	8.3	10		85.7	0.88	250
	22	440	59.2	1000	2000	870	0.675	15.2	8.2		81.7		
	55	440	137	3010	3500	725	0.0967	2.07	11		90.2		

Z4 系列直流电动机的安装及外形尺寸如图 D-2 所示。



机座号	安装尺寸/mm										外形尺寸/mm							
	A	B	C	D	E	F	G	GD	H	K	AB	AC	AD	BB	b ₁	HD	L	L ₁
100-1	160	318	63	24	50	8	20	7	100	12	210	245	190	380	165	420	510	590
112/2-1	190	337.5	70	28	60	8	24	7	112	12	235	265	210	410	180	475	555	615
112/2-2		367.5												440			585	645
112/4-1	190	347.5	70	32	80	10	27	8	112	12	235	265	210	420			585	645
112/4-2		387.5												460	220	510	625	685
132-1	216	355	89	38	80	10	33	8	132	12	270	305	245	435	220	550	630	825
132-2		405												485			690	875
132-3		465												545			740	935
160-11	254	411	108	48	110	14	42.5	9	160	15	330	360	295	495	240	640	755	965
160-21		451												535			795	1005
160-22		516												600			860	1040
160-31		501												585			845	1055
160-32		566												650			910	1090
180-11	279	436	121	55	110	16	49	10	180	15	370	400	300	530	310	750	805	1035
180-21		476												570			845	1075
180-22		541												635			910	1140
180-31		526												620			895	1125
180-41		586												680			955	1185
180-42		651												745			1020	1250
200-11	318	566	133	65	140	18	58	11	200	19	410	440	365	660	310	790	990	1170
200-12		614												705			1035	1220
200-21		606												700			1030	1210
200-31		686												780			1110	1290
200-32		734												825			1155	1340

图 D-2 Z4 系列直流电动机的安装及外形尺寸

型号含义

Z 4 — 200 — 2 1

前端盖序号※

铁心长度序号

中心高(mm)

4系列

直流电动机

※1为短端盖,2为长端盖。无此序号时,则无长短之分。

三、ZYN 系列小型钕铁硼永磁直流电动机的主要技术数据

ZYN 系列钕铁硼永磁直流电动机是把高磁能积、高剩磁的钕铁硼永磁材料应用在直流电动机中,从而省去了励磁回路,使电动机正反转控制方便,运行也更加可靠。

型 号	额定 功率 kW	额定 电压 V	额定 转速 $r \cdot \min^{-1}$	额定 电流 A	效率 η (%)	电枢回路 电 阻 (20℃) Ω	电枢回路 电 感 mH	飞轮力矩 $N \cdot m^2$	质 量 kg
160V 3000r/min									
ZYN-90-1	1.1	160	3000	8.38	82.0	1.108	8.41	0.0249	27
ZYN-90-2	1.5	160	3000	11.1	84.7	0.673	5.76	0.0356	35
ZYN-100-1	2.2	160	3000	16.4	84.0	0.487	6.25	0.0758	38
ZYN-100-2	3	160	3000	21.7	86.4	0.318	4.5	0.104	47
ZYN-100-3	4	160	3000	28.3	88.3	0.205	3.32	0.132	66
440V 3000r/min									
ZYN-90-1	1.1	440	3000	3.03	82.5	8.782	61	0.0249	27
ZYN-90-2	1.5	440	3000	4.00	85.3	5.135	44.43	0.0356	35
ZYN-100-1	2.2	440	3000	5.91	84.6	4.116	46.7	0.0758	38
ZYN-100-2	3	440	3000	7.83	87.1	2.541	35.6	0.104	47
ZYN-100-3	4	440	3000	10.2	89.0	1.638	27.43	0.132	66
ZYN-112-1	5.5	440	3000	14.8	84.3	1.212	9.76	0.187	70
ZYN-112-2	7.5	440	3000	19.9	85.8	0.763	5.53	0.249	79
ZYN-112-3	11	440	3000	28.9	86.4	0.654	5.76	0.312	85
440V 1500r/min									
ZYN-90-1	0.55	440	1500	1.59	78.7	29.71	217	0.0249	27
ZYN-90-2	0.75	440	1500	2.08	82.0	19.08	157	0.0356	35
ZYN-100-1	1.1	440	1500	3.09	80.8	15.07	164.7	0.0758	38
ZYN-100-2	1.5	440	1500	4.16	82.0	9.353	128.9	0.104	47
ZYN-100-3	2.2	440	1500	5.99	83.5	5.991	95.9	0.132	66
ZYN-112-1	3	440	1500	8.10	84.2	4.053	36.7	0.187	70
ZYN-112-2	4	440	1500	10.7	85.0	2.818	20.8	0.249	79
ZYN-112-3	5.5	440	1500	14.6	85.5	2.278	21.35	0.312	85

(续)

型 号	额定 功率 kW	额定 电压 V	额定 转速 $r \cdot \min^{-1}$	额定 电流 A	效率 η (%)	电枢回路 电 阻 (20°C) Ω	电枢回路 电 感 mH	飞轮力矩 $N \cdot m^2$	质 量 kg
440V 1000r/min									
ZYN-100-1	0.75	440	1000	2.18	78.2	29.56	330	0.0758	38
ZYN-100-2	1.1	440	1000	3.15	79.5	18.57	255.1	0.104	47
ZYN-100-3	1.5	440	1000	4.25	80.2	12.16	193	0.132	66
ZYN-112-1	2.2	440	1000	6.21	80.5	7.926	73.4	0.187	70
ZYN-112-2	3	440	1000	8.37	81.5	5.062	41.6	0.249	79
ZYN-112-3	4	440	1000	11.0	82.5	4.428	35.9	0.312	85
160V 1500r/min									
ZYN-90-1	0.55	160	1500	4.41	78.0	3.966	28.7	0.0249	27
ZYN-90-2	0.75	160	1500	5.75	81.5	2.439	20.54	0.0356	35
ZYN-100-1	1.1	160	1500	8.57	80.2	1.857	21.8	0.0758	38
ZYN-100-2	1.5	160	1500	11.6	81.0	1.218	16.33	0.104	47
ZYN-100-3	2.2	160	1500	16.6	83.0	0.788	13.3	0.132	66
ZYN-112-1	3	160	1500	22.3	84.0	0.575	4.85	0.187	70
ZYN-112-2	4	160	1500	29.6	84.5	0.369	3.7	0.249	79
ZYN-112-3	5.5	160	1500	40.4	85.0	0.253	2.5	0.312	85
160V 1000r/min									
ZYN-100-1	0.75	160	1000	6.09	77.0	3.408	42.24	0.0758	38
ZYN-100-2	1.1	160	1000	8.70	79.0	2.414	33.33	0.104	47
ZYN-100-3	1.5	160	1000	11.7	80.0	1.452	25.1	0.132	66
ZYN-112-1	2.2	160	1000	17.1	80.3	1.089	9.7	0.187	70
ZYN-112-2	3	160	1000	23.2	81.0	0.763	7.4	0.249	79
ZYN-112-3	4	160	1000	30.5	82.0	0.519	5	0.312	85

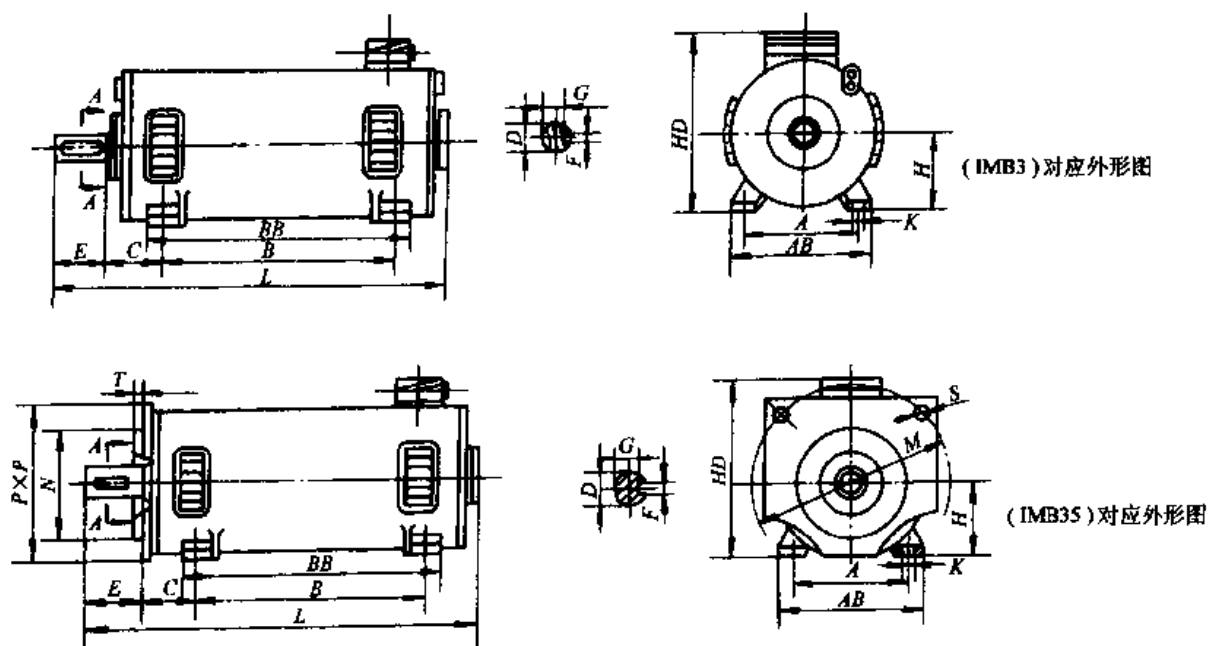


图 D-3 ZYN 系列直流电动机的安装及外形图

附录 E 常用低压电器技术数据

一、HK1 和 HK2 系列开启式负荷开关的技术数据

型 号	额定电流 A	极 数	额定电压 V	可控制电动机容量 kW	配用熔丝线径 Ω
HK1	15	2	220	1.5	1.45~1.59
	30	2	220	3.0	2.30~2.52
	60	2	220	4.5	3.36~4.00
	15	3	380	2.2	1.45~1.59
	30	3	380	4.0	2.3~2.52
	60	3	380	5.5	3.36~4.00
HK2	10	2	250	1.1	0.25
	15	2	250	1.5	0.41
	30	2	250	3.0	0.56
	10	3	380	2.2	0.45
	15	3	380	4.0	0.71
	30	3	380	5.5	1.12

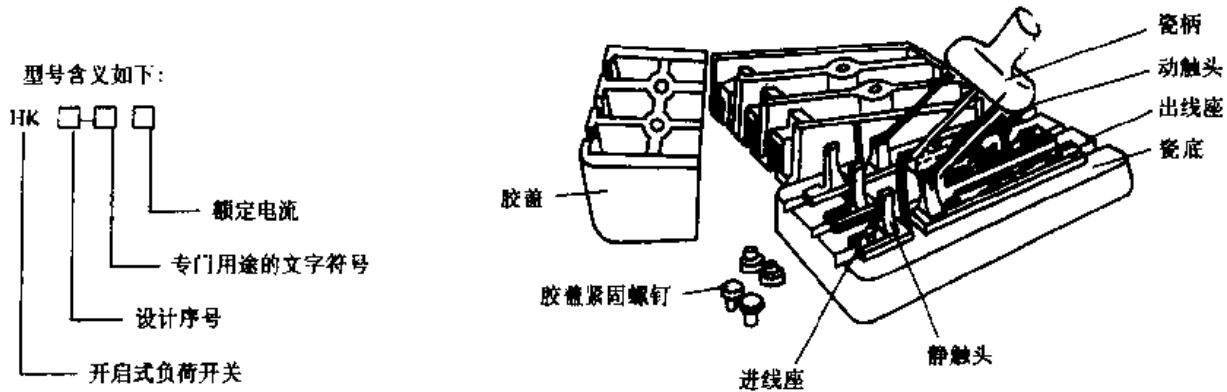


图 E-1 HK 系列开启式负荷开关的型号含义和外观结构

二、DZ-20 系列小型断路器（自动开关）技术数据

型 号	额定电压 V	额定电流 A	极 数	脱扣器 类 别	热脱扣器额定电流 括号内为整定电流调节范围 A	电磁脱扣器瞬时动作整定值 A
DZ5-20/200	交流 380 直流 220	20	2	无脱扣器		为热脱扣器额定电流 的 8~12 倍(出厂时整定 为 10 倍)
DZ5-20/300			3			
DZ5-20/210			2	热脱扣	0.15 (0.10~0.15) 0.20 (0.15~0.20) 0.30 (0.20~0.30) 0.45 (0.30~0.45) 0.65 (0.45~0.65)	
DZ5-20/310			3			
DZ5-20/220			2	电磁脱扣	1 (0.65~1) 1.5 (1~1.5) 2 (1.5~2) 3 (2~3) 4.5 (3~4.5) 6.5 (4.5~6.5) 10 (6.5~10) 15 (10~15) 20 (15~20)	
DZ5-20/320			3			
DZ5-20/230			2	复式脱扣		
DZ5 20/330			3			

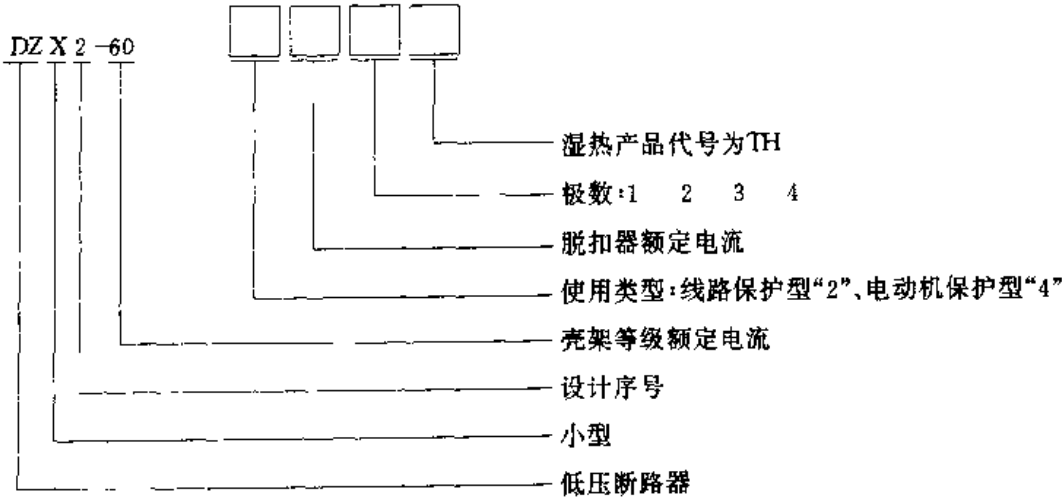
三、DZ10-100 系列小型断路器（自动开关）技术数据

型 号	额定电压 V	额定电流 A	极 数	脱扣器 类 别	复式脱扣器		电磁脱扣器	
					额定电流 A	瞬时动作整定电流 A	额定电流 A	瞬时动作整定电流 A
DZ10-100/200	交流 380	100	2	无脱扣器	15	脱扣器额定电 流的 10 倍	15	脱扣器额定电 流的 10 倍
DZ10-100/300			3		20		20	
DZ10-100/210			2		25		25	
DZ10-100/310	直流 220		3	热脱扣	30		30	50
DZ10-100/310			40		40			
DZ10-100/230	直流 220		2	复式脱扣	50		100	脱扣器额定电 流的 6~10 倍
DZ10-100/230			60		80			
DZ10-100/330		3		100				

四、DZX2 系列小型断路器技术数据

型 号	DZX2-602 (C45N-2)	DZX2-604 (C45N-4)
额定电压/V	220/380—240/415	
脱扣器额定电流/A	1 3 5 10 15 20 25 32 40	1 3 5 10 15 20 25 32 40
热/电磁脱扣特性	见图 1	见图 2
电 寿 命 次	6000	
机械寿命 次	20000	
额定短路分断能力/A	6000	4000
湿热试验	2 类（相对湿度 95%，55℃时）	
极 数	1 2 3 4	
重 量/g	127 250 385 495	

型号含义



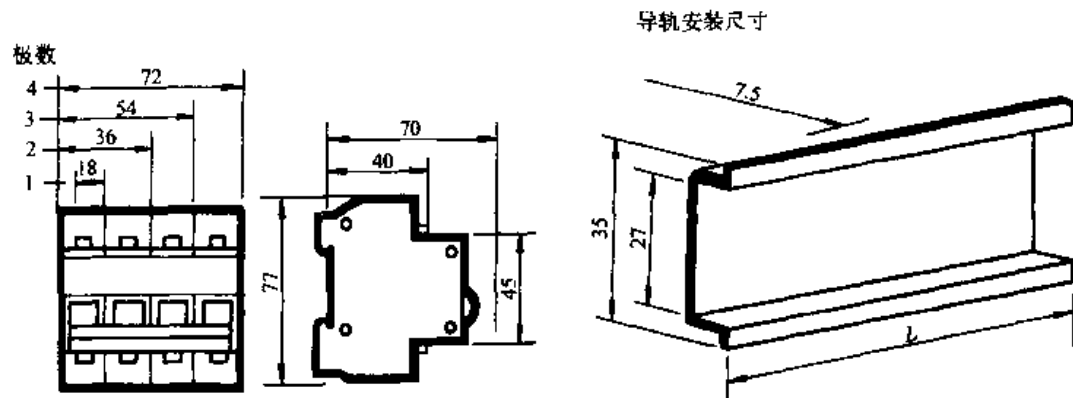


图 E 2 DZX2 系列小型断路器导轨安装尺寸

五、3VE 系列断路器（自动开关）技术数据

型 号		3VE1	3VE3	3VE4
极 数		3	3	3
额定电流/A		20	32	63
额定电压/V		660	660	660
额定绝缘电压/V		660	750	750
脱扣器电流整定范围/A		0.1~0.16 0.16~0.25 0.25~0.4 0.4~0.63 0.63~1 1~1.6 1.6~2.5 2~3.2 2.5~4 3.2~5 4~6.3 5~8 6.3~10 8~12.5 10~16 14~20	1~1.6 1.6~2.5 2.5~4 4~6.3 6.3~10 8~12.5 10~16 12.5~20 16~25 22~32	6.3~10 10~16 16~25 22~32 28~40 36~50 45~63
通断能力（有效值）/A KA/cosφO—CO—CO	220V	1.5/0.95	10/0.5	22/0.3
	380V	1.5/0.95	10/0.5	22/0.3
	660V	1.0/0.95	3/0.9	7.5/0.7
控制电动机功率/kW	220V	5.5	9	18
	380V	10	16	32
	660V	13	26	58
机械寿命/万次		10	10	3
保护特性	1.05I _N	≥2h 不动作	≥2h 不动作	≥2h 不动作
	1.2I _N	<2h 动作	<2h 动作	<2h 动作
	12I _N	瞬动	瞬动	瞬动
重量/kg		0.285	0.52	1.2
符合标准		IEC157—1 292—1 VDE0660, 101, 104	IEC157—1 292—1 VDE0660, 101, 104	IEC157—1 292—1 VDE0660, 101, 104

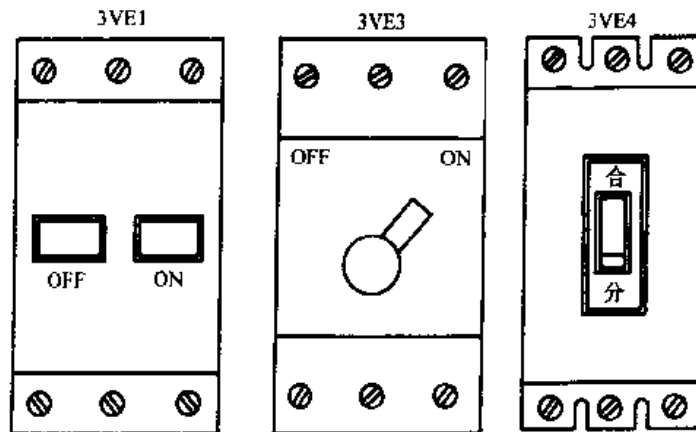


图 E-3 3VE 系列断路器 (自动开关) 外观图

六、常用熔断器技术数据

名 称	型 号	熔管额定电压 V	熔管额定电流 A	熔体额定电流等级 A	最大分断能力 (500V) A
瓷 插 入 式 熔 断 器	RC1A-5	交流 三相 380 或 单相 220	5	2、5	250
	RC1A-10		10	2、4、6、10	500
	RC1A-15		15	6、10、15	
	RC1A-30		30	20、25、30	1500
	RC1A-60		60	40、50、60	3000
	RC1A-100		100	80、100	
	RC1A-200		200	120、150、200	
螺 旋 式 熔 断 器	RL1-15	交流 500 380 220	15	2、4、6、10、15	2000
	RL1-60		60	20、25、30、35、40、50、60	3500
	RL1-100		100	60、80、100	20000
	RL1-200		200	100、125、150、200	50000
	RL2-25		25	2、4、6、10、15、20	1000
	RL2-60		60	25、35、50、60	2000
	RL2-100		100	80、100	
无 填 料 封 闭 管 式 熔 断 器	RM7-15	交流 380 220 直流 440 220	15	6、10、15	2000
	RM7-60		60	15、20、25、30、40、50、60	5000
	RM7-100		100	60、80、100	20000
	RM7-200		200	100、125、160、200	
	RM7-400		400	200、240、260、300、350、400	
	RM7-600		600	400、450、500、560、600	
	RM10-15	交流 500 380 220 直流 440 220	15	6、10、15	1200
	RM10-60		60	15、20、25、30、40、50、60	3500
	RM10-100		100	60、80、100	10000
	RM10-200		200	100、125、160、200	
	RM10-350		350	200、240、260、300、350	
	RM10-600		600	350、430、500、600	
	RM10-1000		1000	600、700、850、1000	12000

(续)

名 称	型 号	熔管额定电压 V	熔管额定电流 A	熔体额定电流等级 A	最大分断能力 (500V) A
有填料封闭管式熔断器	RT0-50	交流 380 直流 440	50	5、10、15、20、30、40、50	5000
	RT0-100		100	30、40、50、60、80、100	
	RT0-200		200	120、150、200	
	RT0-400		400	200、250、350、400	
	RT0-600		600	450、500、550、600	
	RT0-1000		1000	700、800、900、1000	
断相自动显示报警式熔断器	RT18-32X	交流 380	32	2、4、6、10、16、20、25、32	
	RT18-63X	交流 380	63	10、16、25、32、40、50、63	

常用熔断器的外形和结构如图 E-4 所示。

一种新型的断相自动显示报警式熔断器的外形如图 E-5 所示。

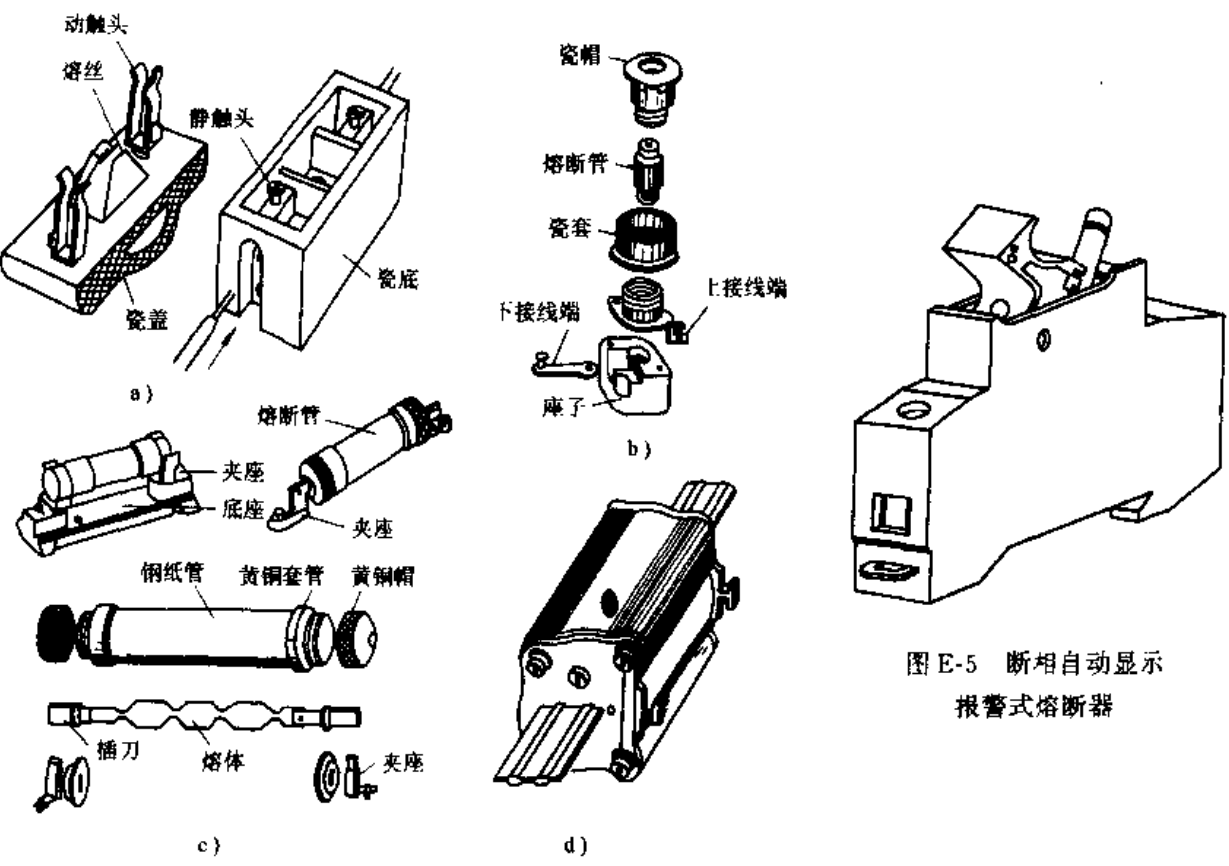


图 E-5 断相自动显示报警式熔断器

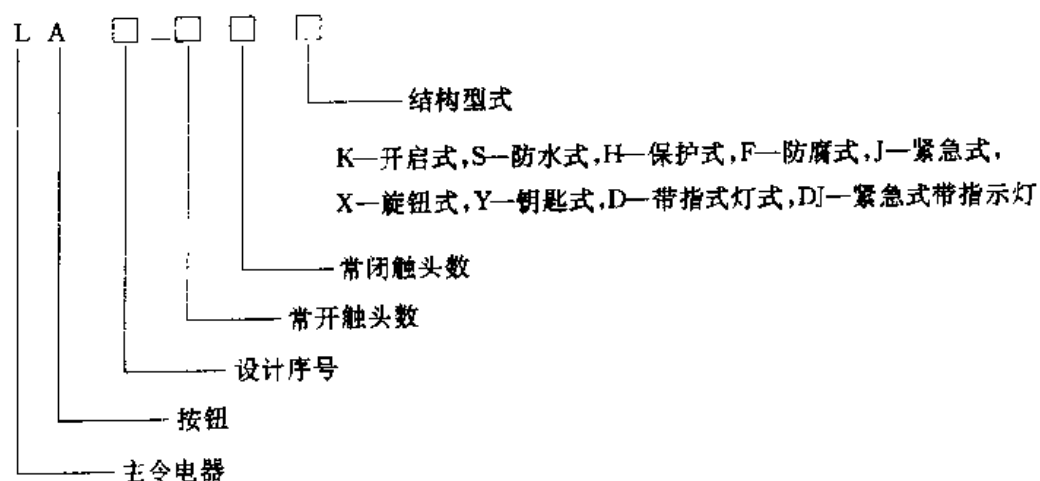
图 E-4 常用熔断器的外形与结构

a) 瓷插入式 b) 螺旋式 c) 无填料封闭管式 d) 有填料封闭管式

七、LA 系列按钮技术数据

型 号	规格	结构型式	触点对数		按 钮	
			常开	常闭	个数	颜 色
LA2	500V 5A	元 件	1	1	1	黑或绿或红
LA10-1		元 件	1	1	1	黑或绿或红
LA10-1K		开启式	1	1	1	黑或绿或红
LA10-2K		开启式	2	2	2	黑或绿红
LA10-3K		开启式	3	3	3	黑、绿、红
LA10-1H		保护式	1	1	1	黑或绿或红
LA10-2H		保护式	2	2	2	黑红或绿红
LA10-3H		保护式	3	3	3	黑、绿、红
LA10-1S		防水式	1	1	1	黑或绿或红
LA10-2S		防水式	2	2	2	黑红或绿红
LA10-3S		防水式	3	3	3	黑、绿、红
LA10-2F		防腐式	2	2	2	黑红或绿红
LA18-22		元 件	2	2	1	红或绿或黑或白
LA18-44		元 件	4	4	1	红或绿或黑或白
LA18-66		元 件	6	6	1	红或绿或黑或白
LA18-22J		元件 (紧急式)	2	2	1	红
LA18-44J		元件 (紧急式)	4	4	1	红
LA18-66J		元件 (紧急式)	6	6	1	红
LA18-22Y		元件 (钥匙式)	2	2	1	黑
LA18-44Y		元件 (钥匙式)	4	4	1	黑
LA18-22X		元件 (旋钮式)	2	2	1	黑
LA18-44X		元件 (旋钮式)	4	4	1	黑
LA18-66X		元件 (旋钮式)	6	6	1	黑
LA19-11		元 件	1	1	1	红或绿或黄或蓝或白
LA19-11J		元件 (紧急式)	1	1	1	红
LA19-11D		元件 (带指示灯)	1	1	1	红或绿或黄或蓝或白
LA19-11DJ		元件 (紧急式带指示灯)	1	1	1	红

型号含义如下:



八、常用交流接触器的技术数据

1. CJ 系列交流接触器的主要技术数据

型 号	主触头额定电流 A	辅助触头额定电流 A	可控制电动机的最大功率 kW		吸引线圈电压 V	额定操作频率 次·h ⁻¹
			220V	380V		
CJ0-10	10	5	2.5	4	36、110、 127、220、 380、440	1200
CJ0-20	20		5.5	10		
CJ0-40	40		11	20		
CJ0-75	75		22	40		
CJ10-10	10		2.2	4	36、110、 220、380	600
CJ10-20	20		5.5	10		
CJ10-40	40		11	20		
CJ10-60	60		17	30		
CJ10-100	100		30	50		
CJ12 CJ12B-100	100	10		50	36、127、 220、380	600
CJ12 CJ12B-150	150			75		
CJ12 CJ12B-250	250			125		
CJ12 CJ12B-400	400			200		
CJ12 CJ12B-600	600			300		300

2. CJX2 系列交流接触器主要技术数据

型 号		CJX2-09	CJX2-12	CJX2-16	CJX2-25	CJX2-32	CJX2-40	CJX2-50	CJX2-63	CJX2-80
额定工作电压/V		660	660	660	660	660	660	660	660	660
额定工作电流/A	AC1	25	25	32	40	50	60	80	80	125
	AC3	9	12	16	25	32	40	50	63	80
	AC4	4	5	6.5	9	10				
可控三相 笼型电动机 功率/kW	380V 660V	AC3 4 5.5	5.5 7.5	7.5 7.5	11 15	15 18.5	18.5	22	30	37
	380V 660V	AC4 1.5 2.2	2.2 3	3 4	4 5.5	5.5 7.5	30	33	37	45
约定发热电流/A		X	25	25	32	40	50	60	80	125
操作频率/ (次·h ⁻¹)	AC3	1200	1200	600	600	600	600	600	600	500
	AC4	300	300	150	150	150	150	150	150	150
机械寿命/10 ⁶ 次			10	10	10	10	8	8	8	5
电寿命	10 ⁶ 次	AC3	1.0	1.0	1	0.8	0.7	0.6	0.6	0.5
	10 ⁴ 次	AC4	5.5	4	3.5	2.5	2	2	1.5	1.5
接线能力/mm ²			≤4	≤4	≤6	≤10	≤10	≤10	≤25	≤25
短路保护用熔断器			NT00-16	NT00-16	NT00-20	NT00-30	NT00-40	NT00-50	NT00-63	NT00-80
与国内外型号对照	国内	CJX4-09	CJX4-12	CJX4-16	CJX4-25	CJX4-32	CJX4-40	CJX4-50	CJX4-63	CJX4-80
	国外	LC1-D09	LC1-D12	LC1-D17	LC1-D25	LC1-D32	LC1-D40	LC1-D50	LC1-D63	LC1-D80
产品重量/kg			0.32	0.32	0.35	0.49	0.51	1.2	1.2	1.4

接触器接线端子标志及接线如图 E-6 所示。

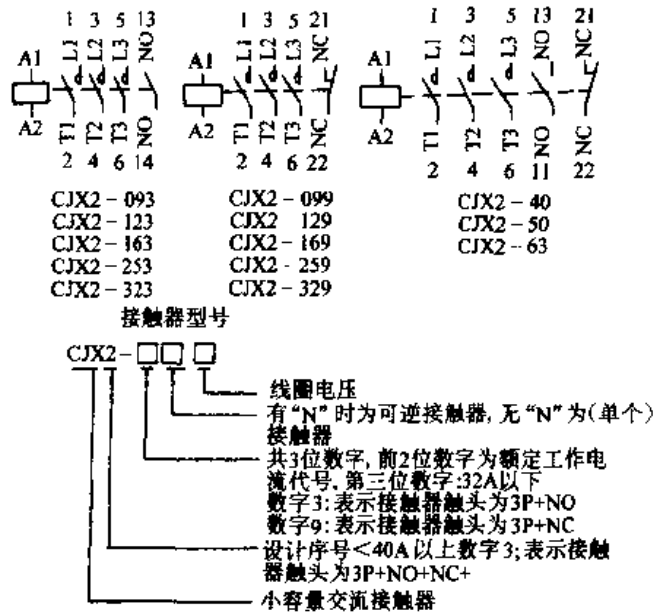


图 E-6 接触器接线端子标志及接线图

3. B 系列交流接触器主要技术数据

序 号	交流操作 带叠片式铁心的直流操作 带磁块式铁心的直流操作	B9	B12	B16	B25	B30	B37	B45	B65	B85	B105	B170	B250	B370	B460	K40-31-22 KC40-31-22
1	主极数	3 或 4				3									4	
2	额定绝缘电压/V	750	750	750	750	750	750	750	750	750	750	750	750	750	750	660
3	最高工作电压/V	660	660	660	600	660	660	660	660	600	660	660	660	660	600	660
4	额定发热电流/A	16	20	25	40	45	45	60	80	100	140	230	300	410	600	10
5	380V 时 AC-3、AC-4 额定工作电流/A	8.5	11.5	15.5	22	30	37	45	65	85	105	170	250	370	475	AC-11 6
6	660V 时 AC-3、AC-4 额定工作电流/A	3.5	4.9	6.7	13	17.5	21	25	44	53	82	118	170	268	337	—
7	380V 时 AC-3、AC-4 控制功率/kW	4	5.5	7.5	11	15	18.5	22	33	45	55	90	132	200	250	—
8	660V 时 AC-3、AC-4 控制功率/kW	3	4	5.5	11	15	18.5	22	40	50	75	110	160	250	315	—
9	线圈额定 B(VA/W)	9/2.2	9/2.2	9/2.2	10/3	10/3	22/5	22/5	30/8	30/8	32/9	60/15	66/16	100/27	—	9/2.2
	BE(W)	—	—	—	—	—	12	12	17	17	6	9	12	14	—	—
	吸持功率 BC(W)	—	—	—	—	—	19	19	—	—	—	—	—	—	—	7.6

注：1. 接触器的辅助触头基本形式为 2 常开 2 常闭，也可组成 3 或 4 常开、3 或 4 常闭。需主极数为 4 个时，减少一个辅助触头。

2. K40、KC40 亦称为中间继电器。

B 系列交流接触器的结构尺寸见图 E-7。

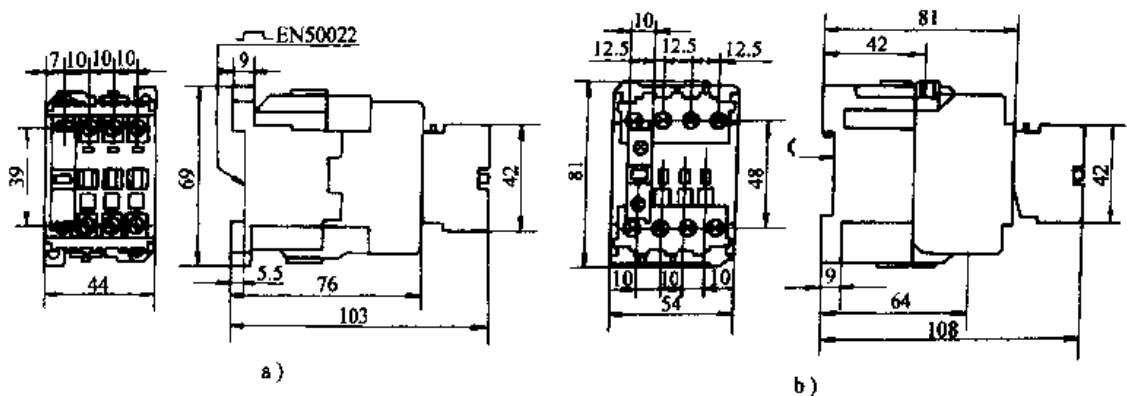


图 E-7 B 系列交流接触器的结构尺寸
a) B9、B12 和 B16 接触器 b) B25 接触器

九、信号灯技术数据

1. XD 系列信号灯

XD0、XD1 型信号灯一般用于交直流电压 6.3V 或 12V 的线路中,作指示信号之用。XD0、XD1 型信号灯采用塑料外壳, E10 螺口灯泡和塑料绝缘灯座,特点是体积小、质量轻、外形美观、安装方便。

XD2 型信号灯一般用在电压 220V 以下交直流低压配电屏上作指示信号。XD2 型信号灯采用 E14 螺口灯泡和胶木灯座,装于金属外壳内,头套金属外罩,具有发光效果好的特点。

XD5、XD6 型信号灯一般用在电压 220V 及以下交直流回路中作各种指示信号之用。XD5、XD6 型信号灯采用塑料外壳,内装 E10 螺口灯泡,后装管形珐琅电阻,具有体积小、重量轻、发光效果好、外形美观等特点。

XD7、XD8 型信号灯,一般用于交流电压 380V 以下的线路中作指示信号之用。XD7、XD8 型信号灯采用 E10 螺口灯泡,后装变压器,具有体积小、重量轻、发光效果好,外形美观、安装方便等特点。

XD9、XD10 型信号灯一般用在电压 220V 及以下线路中,作各种电气设备的指示信号之用。XD9、XD10 型信号灯呈矩形,采用 E14 螺口灯泡,灯罩外框为金属,具有体积小、重量轻、外形美观等特点。

XD11、XD12 型信号灯一般用于电压 6.3V 或 12V 的线路中作指示信号之用。XD11、XD12 型信号灯采用塑料外壳,内装 E10 螺口灯泡,具有体积小、重量轻、发光效果好、外形美观等特点。

XD0~XD12 型信号灯均有红、黄、蓝、绿、乳白、无色等 6 种颜色。

XD13、XD14 型信号灯一般适用于电压 380V 及以下线路中,作各种电气设备的指示信号用。XD13、XD14 信号灯采用 E10 螺口氖气辉光灯泡,并在基体内串联限流电阻。具有体积小、重量轻、外形美观、安装方便等特点,同时还具有耗电少、发光柔和、电压波动范围宽等优点。

XD 系列信号灯技术数据如下表所示。

型 号	白 炽 灯			管形珐琅电阻 Ω	变压器功率 W
	额定电压 V	功率 W	灯 头 型 号		
XD0-6.3、XD1-6.3	6.3	1	E10/13	—	—
XD0-12、XD1-12	12	1.2	E10/13	—	—
XD2-24	24	8	E14/25-2	—	—
XD2-48	48	8	E14/25-2	—	—
XD2-110	110	8	E14/25-2	—	—
XD2-127	127	8	E14/25-2	—	—
XD2-220	220	15	E14/25-2	—	—
XD5-24、XD6-24	12	1.2	E10/13	150	—
XD5-48、XD6-48	12	1.2	E10/13	400	—
XD5-110、XD6-110	12	1.2	E10/13	1000	—
XD5-220、XD6-220	12	1.2	E10/13	2200	—
XD5-380、XD6-380	24	1.5	E10/13	6000	—
XD7-24、XD8-24	12	1.2	E10/13	—	24/10V 1.5VA
XD7-36、XD8-36	12	1.2	E10/13	—	36/10V 1.5VA
XD7-48、XD8-48	12	1.2	E10/13	—	48/10V 1.5VA
XD7-110、XD8-110	12	1.2	E10/13	—	110/10V 1.5VA
XD7-127、XD8-127	12	1.2	E10/13	—	127/10V 1.5VA
XD7-220、XD8-220	12	1.2	E10/13	—	220/10V 1.5VA
XD7-380、XD8-380	12	1.2	E10/13	—	380/10V 1.5VA
XD9-24、XD10-24	24	8	E14/25-2	—	—
XD9-48、XD10-48	48	8	E14/25-2	—	—
XD9-110、XD10-110	110	8	E14/25-2	—	—
XD9-220、XD10-220	220	15	E14/25-2	—	—
XD11-6.3、XD12-6.3	6.3	1	E10/13	—	—
XD11-12、XD12-12	12	1.2	E10/13	—	—

XD13、XD14 系列信号灯技术数据如下表所示。

型 号	氛 气 灯 泡			限 流 电 阻			信号灯色别	配用氛灯颜色
	工作电流 mA	起辉电压 V	灯头型号	型号	阻值 k Ω	功率 W		
XD13-110、XD14-110	3	60	E10/13	RJ	20	0.5	红、黄、乳白	红
XD13-220、XD14-220	3	150	E10/13	RJ	30	0.5	红、黄、乳白	红
	2.8	130		RJ			绿	绿
XD13-380、XD14-380	3	150	E10/13	RJ	80	0.5~1	红、黄、乳白	红
	2.8	130	E10/13	RJ	80	0.5~1	绿	绿

2. DH、DS 系列信号灯

DH6W 型信号灯适用于 6.3V，DH6-2~6 型信号灯适用于电压 6.3~24V，可供电子仪器、设备信号指示用。该型信号灯具有体积小、结构新颖、更换灯泡方便、灯罩的色式多样的特点。

DH10-1~4 型信号灯适用于电压 6.3~24V，DH10-5 型信号灯装氛灯时电压为 220V 或 380V，可供电子仪器、设备作信号指示用。该系列信号灯结构独特，DH10-1~4 型灯具内装 E5/8 小型螺口白炽灯泡，其中 DH10-3~5 型灯具内可装白炽灯泡或氛灯。DH10-3 系列信号灯灯罩装配形式为插入式，更换灯泡方便。

DH10-1~4、DH16-1A 型信号灯适用于电压 6.3~24V，可供电子仪器、设备作信号指示用。DH16-1A 型信号灯灯座有 C9 型（其内装插口式灯泡）及 E10 型（其内装螺口式灯泡）两种。其中 DH16-2 型还可装白炽灯或氛灯泡，灯罩装配方式为插入式。

DS8 型信号灯适用于电压 6.3~24V, 供电子仪器、设备作信号指示用。该型信号灯采用外接直角灯座, 结构简单, 散热性好。

DS22-1、DS22-2 型信号灯适用于电压 6.3~24V, 供电子仪器、设备中作指示用。DS22-1 型信号灯为铜质材料制成, DS22-2 型信号灯外壳用塑料制成, 内装 E10 螺口白炽灯泡, 灯罩采用钻石花形, 发光后, 光线柔和, 色彩艳丽。

灯罩颜色有红、黄、绿、蓝、白, 以及无色透明的, 供氖灯用。

3. NXD 系列信号灯

NXD1 型信号灯一般用于交流 220V、380V 的线路中, 作为指示信号用。该信号灯采用胶木灯座, E14 螺口氖灯 (限流电阻装于灯头内), 用户可根据需要设计配制各种灯罩。

NXD3 型信号灯一般适用于交流 110V、220V 的仪表设备、各种元器件和家用电器上作为电源指示、工作状态转换显示用。该信号灯采用塑料底座和外壳组成。该灯具具有体积小、重量轻、功耗小、寿命长、安装方便等特点。

NXD2、NXD4 型信号灯一般用于交流 220V、380V 的各种电气线路中及家用电器上, 作为电源指示、工作状态转换显示用。该信号灯采用塑料灯具, 内装 2C15 型插口氖灯 (限流电阻接于灯头内)。

NXD5、NXD6 型信号灯一般用于交流 110V、220V 的各种电气线路、无线电仪表及家用电器上, 作信号指示、稳压、数字自动显示、计数用。该灯采用有色塑料外壳, 灯具具有与 NXD3 型相同的特点。

NXD7、NXD8 型信号灯一般用于直流 220V 的各种电气线路中和专用控制设备上, 作光电转换、计数或光信号指示用。该灯采用塑料灯具, 内装 1C15 型插口灯头 (限流电阻装于灯头内)。

NXD 系列信号灯技术数据如下表所示。

型 号	额定电压 V		工作电流 mA	灯头型号	色 别	配用氖泡 颜 色
	直流	交流				
NXD1-3/220	—	220	3	E14	桔红、绿	红配桔红罩, 绿配 绿罩
NXD1-2/380	—	380	2	E14		
NXD2-2.5/110	—	110	2.5	2C15	红、黄、绿、乳白	红配红、黄、乳白 罩, 绿配绿罩
NXD2-3/220	—	220	3	2C15		
NXD2-2.5/380	—	380	2.5	2C15	红、黄、透明	红配红、黄、透明、 乳白罩, 绿配绿罩
NXD3-0.5/110	—	110	0.5	—		
NXD3-0.5/220	—	220	0.5	—	红、黄、绿、乳白	
NXD4-2.5/110	—	110	2.5	2C15		
NXD4-3/220	—	220	3	2C15	红、黄、绿、乳白	
NXD4-2.5/380	—	380	2.5	2C15		
NXD5-0.5/110	—	110	0.5	—	红、黄、透明	灯泡、灯具整套更 换
NXD5-0.5/220	—	220	0.5	—		
NXD6-0.5/110	—	110	0.5	—		
NXD6-0.5/220	—	220	0.5	—	红、黄、绿、乳白	
NXD7-3/110	110	—	3	1C15		
NXD7-3/220	220	—	3	1C15		
NXD8-3/110	110	—	3	1C15		
NXD8-3/220	220	—	3	1C15		

十、JSS13、JS11S 时间继电器技术数据

JSS13、JS11S 系列时间继电器,适用于交流 50Hz、电压 380V/220V 或直流 24V 及其以下的控制电路中,可按预定的时间和工作程序接通和分断电路,它广泛地应用于电力拖动、自动顺序控制以及各种生产过程的自动控制系统,特别适用于需要高可靠性、高精度、多功能、及延时调节范围宽、超长延时和需要反复整定延时时间的场合。

使用条件:

① 周围空气温度不超过 $+40^{\circ}\text{C}$ 及不低于 -5°C , 周围空气温度 24h 的平均值不超过 $+35^{\circ}\text{C}$ 。

② 海拔不超过 2000m。

③ 空气相对湿度在周围空气温度为 $+40^{\circ}\text{C}$ 时不超过 50%。

④ 无显著摇动和冲击振动的地方。

⑤ 在无爆炸危险的介质中,且介质中无足以腐蚀金属和破坏绝缘的气体与尘埃(包括导电尘埃)。

⑥ 在没有雨雪侵袭的地方。

技术数据:

① 控制电源电压

交流 50Hz: 12V、24V、36V、42V、110V、127V、220V、380V

直流: 12V、24V

正常使用的控制电源电压范围为额定值的 85%~110%

② 执行继电器: 两组转换触头

JS11S: 继电器输出触头额定电流 0.5A 电压 500V

JSS13: 继电器输出触头额定电流 5A 电压 220V

③ 延时精度:

重复误差: $\leq 0.5\%$

④ 机械寿命: 1×10^7 次

电气寿命: 5×10^5 次

⑤ 消耗功率: $\leq 2\text{W}$

产品规格

JS11S 数字式时间继电器 (可替代原电动式)					
规格	延时范围	备 注	规格	延时范围	备 注
02	0.1~99.9s	指示灯显示	11	1~999s	指示灯显示
03	1~9 分 59s	数字显示	12	1~99min	指示灯显示
04	1~59s	数字显示	13	1~999min	指示灯显示
05	1~59min	数字显示	14	10~9990min	指示灯显示
06	1min~11h59min	数字显示	15	0.1~9.9s	指示灯显示
07	1min~23h59min	数字显示	20	0.1~9.9s	重复循环型可分别 设定通断延时时间指 示灯显示
08	1min~9h59min	数字显示	21	1~99s	
09	1min~19h59min	数字显示	22	1~99min	
10	1~99s	指示灯显示	23	10~990min	

JSS13 电子式时间继电器					
规格	延时范围	备 注	规格	延时范围	备 注
00	4种时基可转换 0.01~99.99s 0.1~999.9h 1s~99min59s 1min~99h59min	六功能 数字显示	31A	0.1~9.9s	通电延时型 指示灯显示
01		八功能 数字显示	32A	1~99s	
			33A	1~99min	
			34A	10~990min	
			35A	0.1~99.9s	
21A	0.1~9.9s	重复循环型可分 别设定通断延时时 间指示灯显示	36A	1~999s	
22A	1~99s		37A	1~999min	
23A	1~99min		38A	10~9990min	
24A	10~990min				

JS11S 和 JSS13 时间继电器外形、安装尺寸和接线图如图 E-8 所示。

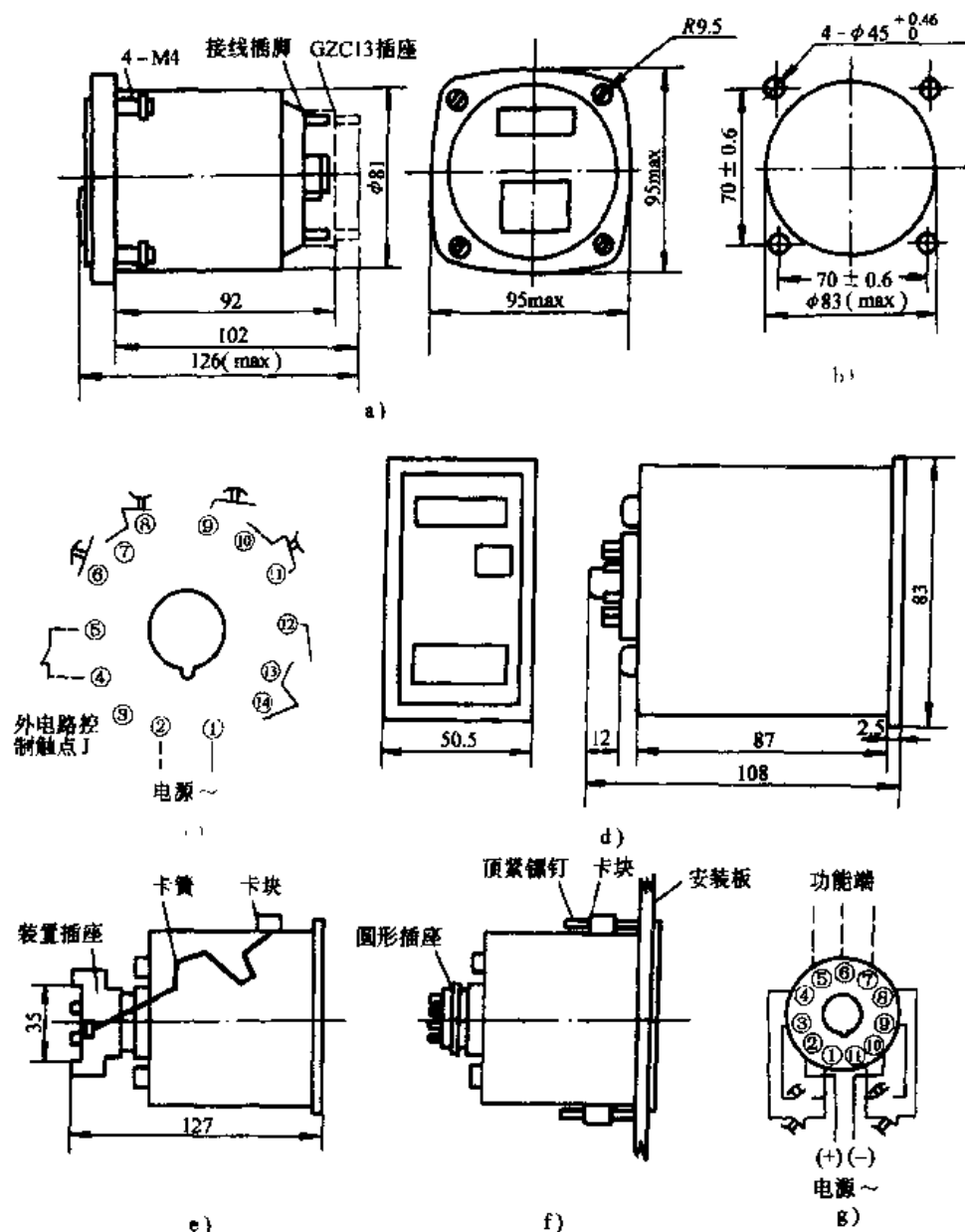


图 E-8 JS11S 和 JSS13 时间继电器外形、安装尺寸和接线

a) JS11S 外形尺寸 b) JS11S 面板式安装开孔尺寸 c) JS11S 接线图

d) JSS13 外形尺寸 e) JSS13 装置式安装图 f) JSS13 面板式安装图 g) JSS13 接线图

附录 F 常用小功率电力电子器件技术数据

一、2CZ11-14 系列硅二极管主要参数

型 号	最大整流电流 A	最高反向工作电压 V	最大整流电流时正向压降 V	铝散热片尺寸 mm×mm×mm
2CZ11K	1	50	≤ 1	60×60×1.5
2CZ11A	1	100	≤ 1	
2CZ11B	1	200	≤ 1	
2CZ11C	1	300	≤ 1	
2CZ11D	1	400	≤ 1	
2CZ11E	1	500	≤ 1	
2CZ11F	1	600	≤ 1	
2CZ11G	1	700	≤ 1	
2CZ11H	1	800	≤ 1	
2CZ11I	1	900	≤ 1	
2CZ11J	1	1000	≤ 1	
2CZ12A	3	50	≤ 0.8	80×80×1.5
2CZ12B	3	100	≤ 0.8	
2CZ12C	3	200	≤ 0.8	
2CZ12D	3	300	≤ 0.8	
2CZ12E	3	400	≤ 0.8	
2CZ12F	3	500	≤ 0.8	
2CZ12G	3	600	≤ 0.8	
2CZ13A	5	50	≤ 0.8	80×80×1.5
2CZ13B	5	100	≤ 0.8	
2CZ13C	5	200	≤ 0.8	
2CZ13D	5	300	≤ 0.8	
2CZ13E	5	400	≤ 0.8	
2CZ13F	5	500	≤ 0.8	
2CZ13G	5	600	≤ 0.8	
2CZ14	10	50	≤ 0.8	160×160×1.5
2CZ14A	10	100	≤ 0.8	
2CZ14B	10	200	≤ 0.8	
2CZ14C	10	300	≤ 0.8	
2CZ14D	10	400	≤ 0.8	
2CZ14E	10	500	≤ 0.8	
2CZ14F	10	600	≤ 0.8	

二、快速恢复二极管和肖特基二极管主要参数

快速恢复二极管参数

型 号	U_{RRM}/V	$I_{F(AV)}/A$	I_{FS}/kA	f/kHz
DSF4012ST	600~1200	285	3.0	20
DSF5018ST	600~1800	285	4.0	20
DSF5512	600~1200	380	4.5	20
DSF5525	600~2500	370	4.0	20
DSF8025SE	600~2500	570	7.5	20
DSF11036SG	600~3600	730	7.0	20
DSF20045SF	600~4500	1050	9.5	20

超快速恢复二极管参数

型 号	额定正向平均电流 I_F/A	反向重复峰值电压 U_{RR}/V	反向恢复时间 T_{RR}/ns	封装形式
MUR1100E	1	1000	<75	单管
MUR850	8	500	<50	单管 TO20AC
MUR8100E	8	1000	<75	
MUR1550	15	500	<60	
MUR3020PT	30	200	<35	双管 TO218
NR3040PT	30	400	<60	
MUR3060PT	30	600	<60	
MUR3010CE	30	1000	<100	单管 TO218
MUR6020	60	200	<100	
MUR6040	60	400	<100	
MUR10020CT	100	200	<50	双管模块式组件
MUR20020CT	200	200	<50	
MUR20030CT	200	300	<75	
MUR20040CT	200	400	<75	

肖特基二极管参数

型 号	额定正向平均电流 I_F/A	反向重复峰值电压 U_{RR}/V	正向平均压降 U_F/V	封装形式
MBR20035CT	200	35	<0.08	双管模块式组件
MBR20060CT	200	60	<0.80	
MBR30060CT	300	60	<0.88	

三、发光二极管主要参数

主要用途：适用于电力电子控制设备、电子计算机、电子显示屏、电子仪器仪表、家用电器等作指示器或信息显示。

型 号	单元数	颜色	最大耗散功率 P_{DM}/mW	最大正向电流 I_{FM}/mA	反向电压 U_R/V	发光强度 I_v/mcd	峰值波长 λ_p/nm	正向电压 U_F/V
2EF104Y	1	Y	100	50	5	3	585	2.5
2EF105G	5	G	100	50	5	3	565	2.5
2EF118R	5	R	100	50	5	0.5	700	2.5
2EF411	1	R	60	30	5	0.5	660	2
2EF501	1	G	150	70	5	0.2	560	2
2EF511	1	G	60	30	5	0.4	565	2.5
2EF520	1	G	500	60	15	7	565	6.5
2EF530	1	G	1000	50	50	5	565	50
2EF581D	2	G	75	25	6	0.5	565	2.5
2EF601	1	R	100	50	5	1	700	2.5
BT-228N	1	R	80	30	6	4	700	2.5
BT301	1	R	90	120	5	2	650	2
BT302	1	R	90	120	5	2	700	2.5
BT303	1	G	90	40	5	2	565	2.5
BT304	1	Y	100	50	5	0.8	585	2.2
BT305	1	G	90	40	5	1	565	3
BT306	1	Y	100	50	5	0.6	585	2.2

五、部分进口塑封普通晶闸管的主要参数

国外型号	极 限 值						性 能 参 数					生产 厂商
	$\frac{U_{RRM}(U_{DRM})}{V}$	$\frac{I_{T(AV)}}{A}$	$\frac{I_{TSM}}{A}$	$\frac{P_{GM}}{W}$	$\frac{U_{FGM}}{V}$	$\frac{I_{FGM}}{A}$	$\frac{I_{RRM}(I_{DRM})}{mA}$	$\frac{U_{TM}}{V}$	$\frac{U_{GT}}{V}$	$\frac{I_{GT}}{mA}$	$\frac{I_H}{mA}$	
SFOR1	100~400	0.1	4	0.1	5	0.125	0.1	2.5	0.8	0.2	3	东芝
CW12	100~200	0.2	8	0.1	6	0.1	0.01	1.4	0.8	1	5	日立
M21C	200~400	0.2	8	0.1		0.1	0.05	1.6	0.8	1	3	松下
SFOR3	100~600	0.3	9	0.1	5	0.125	0.1	2	0.8	0.2	4	东芝
CR02AM	50~500	0.3	10	0.1	6	0.1	0.1	1.6	0.8	0.1	3	
CR03AM	50~600	0.3	20	0.5	6	0.3	0.1	1.8	0.8	0.1	3	三菱
2N6554	300	0.5	6	1	6	1	0.1	1.7	0.8	0.2	5	UNI
2N6555	400											
MCR100	100~600	0.5	10	0.1	5	1	0.1	1.7	0.8	0.2	5	莫托洛拉
CR2AM	50~600	2	20	0.5	6	0.3	0.1	1.8	0.8	0.1		三菱
M23C	200~400	2	20	0.5		0.2	0.1	2.2	0.8	1	2	松下
SF2	100~600	2	20	0.1	5	0.1	0.2	2	0.8	0/2	3	东芝
CSM2B	200~400	2	20	0.5	6	2	0.01	1.8	0.8	1	1.5	日立
SF3	100~600	3	60	5	5	3	0.5	1.6	1.5	40	60	东芝
CSM3B	200~400	3	60	0.5	6	0.2	0.02	2	0.8	1	1.5	日立
CR2CM	50~600	3	90	0.5	6	0.3	1	1.6	0.2	0.2		三菱
CR3EM	50~600	3	70	2	6	1	2	1.6	1.5	30	45	
SF5	100~600	5	80	5	5	2	2	1.6	1.5	40	60	东芝
CSM5B	200~400	5	85	5	6	2	0.1	1.3	1.5	30	25	日立

六、逆导晶闸管 (RCT) 的主要参数

参 数	正向 平均 电流	反向 平均 电流	正向断 态峰值 电 压	正向平 均通态 电 压	正向 浪涌 电流	反向 浪涌 电流	临界正 向电流 上升率	临界断 态电压 上升率	门极 触发 电流	门极 触发 电压	额定 结温
符号与单位	$\frac{I_{T(AV)}}{A}$	$\frac{I_{R(AV)}}{A}$	$\frac{U_{DRM}}{V}$	$\frac{U_{T(AV)}}{V}$	$\frac{I_{TSM}}{A}$	$\frac{I_{RSM}}{A}$	$\frac{di/dt}{A \cdot \mu s^{-1}}$	$\frac{du/dt}{V \cdot \mu s^{-1}}$	$\frac{I_{GT}}{A}$	$\frac{U_{GT}}{V}$	$\frac{T_J}{C}$
序 号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
KN-200/70	200	70		≤ 1.00	3500	1225	≥ 100	≥ 700	≤ 300	≤ 4	115
KN-300/100	300	100	1000	≤ 1.10	5250	1750	≥ 150	≥ 700	≤ 350	≤ 4	115
KN-400/150	400	150	~2500	≤ 1.20	7000	2625	≥ 150	≥ 700	≤ 450	≤ 4	115
KN-560/200	600	200		≤ 1.20	10500	3500	≥ 200	≥ 700	≤ 450	≤ 4	115

逆导晶闸管的额定电流分别以晶闸管电流和整流管电流表示，一般前者列于分子，后者列于分母，例如 300A/100A，400A/150A 等。

七、KK 系列快速晶闸管的主要参数

参 数	通态平均电流	断态(反向)重复峰值电压	断态(反向)不重复平均电流	断态(反向)重复平均电流	控制极触发电流	控制极触发电压	浪涌电流	通态平均电压	维持电流	断态电压临界上升率	通态电流临界上升率	控制极控制开通时间	电路换向关断时间			
	$\frac{I_T(AV)}{A}$	$\frac{U_{DRM}}{(U_{RRM})}V$	$\frac{I_{DS(AV)}}{(I_{RS(AV)})}mA$	$\frac{I_{DR(AV)}}{(I_{RR(AV)})}mA$	$\frac{I_{GT}}{mA}$	$\frac{U_{GT}}{V}$	$\frac{I_{TSM}}{A}$	$\frac{U_T(AV)}{A}$	$\frac{I_H}{V}$	$\frac{du/dt}{V \cdot \mu s^{-1}}$	$\frac{di/dt}{A \cdot \mu s^{-1}}$	$\frac{t_{ge}}{\mu s}$	$\frac{t_r}{\mu s}$			
序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13			
系 列	KK1	1	100~ 2000	≤ 1	< 1	3~30	< 2.5	20	实 测 值	≥ 100	≥ 50	≤ 3	≤ 5			
	KK5	6		≤ 2	< 2	5~70	≤ 3.5	90				≤ 4	≤ 10			
	KK10	10				5~100		190					≤ 20			
	KK20	20						380								
	KK50	50		≤ 3	< 3	8~150	≤ 4	940			≥ 100	≤ 5	≤ 30			
	KK100	100		≤ 5	< 5	10~250		1900				≤ 6	≤ 40			
	KK200	200				20~300		3800						≤ 8	≤ 60	
	KK300	300		≤ 8	< 8			5600								
	KK400	400		≤ 10	< 10			6300								
	KK500	500						7900								

注:1. 额定结温 T_{JM} ; 风冷元件 115℃; 水冷元件 100℃。额定温升 ΔT_{KM} ; 风冷元件 75℃; 水冷元件 60℃。

2. 平板形元件限用 200A 和 200A 以上各系列。

3. 快速晶闸管外形和尺寸与普通晶闸管相同。

八、KS 系列双向晶闸管的主要参数

参 数		通态平均电流	断态重复峰值电压	断态重复峰值电流	控制极触发电流	控制极触发电压	通态电压	维持电流	断态电压临界上升率	换向电流临界下降率	浪涌电流	额定结温			
		I_T A	U_{DRM} V	I_{DRM} mA	I_{GT} mA	U_{GT} V	U_T V	I_H mA	$\frac{du}{dt}$ $V \cdot \mu s^{-1}$	$\frac{di}{dt}$ $A \cdot \mu s^{-1}$	I_{TSM} A	T_{JM} ℃			
序 号		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11			
系 列	KS1	1	100~ 2000	<1	3~100	≤ 2	上限值 各厂定, 取 U_{T1} 和 U_{T2} 绝对值 之差不 大于 0.5V 为合格	实 测 值	≥ 20	$\geq 0.2\% I_T$	8.4	115			
	KS10	10		<10	5~100	≤ 3					84				
	KS20	20			5~200						170				
	KS50	50		<15	8~200	≤ 4					420				
	KS100	100		<20	10~300						840				
	KS200	200			10~400						1700				
	KS400	400		<25	20~400						3400				
	KS500	500									4002				

注:1. U_{T1} 、 U_{T2} 分别为两个方向的平均电压,取其差的绝对值 $|U_{T1} - U_{T2}| \leq 0.5V$ 为合格。

2. 平板型元件限用 200A 及 200A 以上各系列。

九、部分进口塑封双向晶闸管的主要参数

国外型号	极限值性能									性能参数											生产 厂商
	$\frac{U_{DRM}}{V}$	$\frac{I_T(RMS)}{A}$	$\frac{I_{TSM}}{A}$	$\frac{I^2T}{A^2S}$	$\frac{P_{GM}}{W}$	$\frac{U_{GM}}{V}$	$\frac{I_{GM}}{mA}$	$\frac{I_{DRM}}{mA}$	$\frac{U_{TM}}{V}$	$\frac{U_{GT}}{V}$				$\frac{I_{GT}}{mA}$				$\frac{I_H}{mA}$			
										I	II	III	IV	I	II	III	IV				
SMOR5	100~500	0.5	6	0.18	6	6	0.5	0.1	2	2.3	2.3	2.3	2.3	15	30	15	15	25	东芝		
BCR1AM	200~600	1	10	0.4	6	6	1	1	1.6	2	2	2	2	5	10	5	5		三菱		
AC05	200~600	3	30		3		0.5	1	1.8	1.5	2	1.5	1.5	15	45	15	15	10	日电		
SM3	100~600	3	30	0.6	3	10	2	1	1.5	2		2	2	30		30	60	25	东芝		
FSM3B	200~400	3	30	0.6	1	6	1	0.01	1.85	2		2	2	30		30	40	20	日立		
BCR3AM	200~600	3	30	0.7	3	6	0.5	1	1.5	1.5		1.5	1.5	30		30	30		三菱		
BCR6AM	200~600	6	60	15	5	10	2	2	1.7	1.5		1.5	1.5	30		30	30		日立		
FSM6B	200~400	6	74	12	5	10	2	0.1	1.7	1.5		1.5	1.5	30		30	30	20	汤姆逊		
BTA06	200~700	6	85	36				0.5	1.5					25	25	25	50	25	东芝		
BTA08	200~700	8	85	36				0.5	1.6					25	25	25	50	25			
SM8	200~600	8	70	24	5	10	2	2		3		3	3	50		50	50	50	日电		
AC08	200~600	8	80	28	5		3	2	1.6	1.5		1.5	1.5	30	80	30	30	30	日电		
AC10	200~600	10	80	28	5		3	2	1.4	2.5	2	1.5	1.5	30	80	30	30	30	日立		
FSM10	400	10	95	23	5	10	2	0.1	1.7	1.5	2	1.5	1.5	30		30	30	20	汤姆逊		
BTA10	200~700	10	115	66				0.5	1.45					25	25	25	50	25			
BTA12	200~700	12	115	66				0.5	1.5					25	25	25	50	25	三菱		
BCR12AM	200~700	12	150	93.7	5	10	2	2	1.7	1.5		1.5	1.5	30	30	30	30				

十、GK 系列光控晶闸管的主要参数

型 号	最大耗散 功率 P_{DM} mW	最高工作 电压 U_{OF} V	额定通态 电流 I_T mA	通态平均 电压 U_T V	断态漏 电流 I_R mA	导通光照度 E lx		峰值波长 λ_P nm	光谱响应 范围 λ nm
						min	max		
GK-20A	50	20	20	2.5	1	50	10^3	850	400~1100
GK-20B	50	30	20	2.5	1	50	10^3	850	400~1100
GK-20C	50	50	20	2.5	1	50	10^3	850	400~1100
GK-50A	200	20	50	2.5	1	50	10^3	850	400~1100
GK-50B	200	30	50	2.5	1	50	10^3	850	400~1100
GK-50C	200	50	50	2.5	1	50	10^4	850	400~1100
GK-100A	300	20	100	2.5	1	50	10^3	850	400~1100
GK-100B	300	30	100	2.5	1	50	10^3	850	400~1100
GK-100C	300	50	100	2.5	1	50	10^3	850	400~1100

十一、可关断晶闸管(GTO)的主要参数

型 号	断态重复最大电压 $\frac{U_{DRM}}{V}$	可关断阳极电流 $\frac{I_{TSM}}{A}$	通态电压 $\frac{U_{TM}}{V}$	浪涌电流 $\frac{I_{TSM}}{A}$	门极反向峰值电压 $\frac{U_{RGM}}{V}$
DGT304SE	600-1300	600	2.2	4000	16
DG386L	600-2500	1000	2.8	7000	16
DG606SH	600-2500	2000	2.8	14000	16
DG758SH	600-4500	2500	3.4	16000	16

十二、日本部分 GTO 的主要参数

型 号	制造厂	断态电压 $\frac{U_{DRM}}{V}$	可关断峰 值 电 流 $\frac{I_{TGQM}}{A}$	有效通态电流 $\frac{I_{T(RMS)}}{A}$	不同通态电流 时的通态电压 U_{TM}	外壳结构(ϕ 为管芯 或外壳电极直径)
SG1400EX21	东 芝	2500	1400	700	2.62V/1400A	平板形 $\phi 60mm$
SG800EX21	东 芝	2500	800	400	2.8V/600A	平板形 $\phi 40mm$
SG600EX21	东 芝	2500	600	400	2.8V/600A	平板形 $\phi 40mm$
SG800R21	东 芝	1300	800	400	2.0V/600A	平板形 $\phi 40mm$
SG600R21	东 芝	1300	600	400	2.0V/600A	平板形 $\phi 40mm$
SG600J21	东 芝	600	600	400	2.0V/600A	平板形 $\phi 40mm$
S6083Q	东 芝	1200	5	5	500V/5A	TO-66
S603PGA-120	日本国际电气	1200	600	250	2.85V/250A	平板形 $\phi 30mm$
53PGA-120	日本国际电气	1200	600	50(平均值)	4.25V/150A	平板形 $\phi 30mm$
GFP450A8	日 立	800	450	200	2.0V/200A	平板形 $\phi 30mm$
GFT200B12	日 立	1200	200	70	3.8V/200A	大型 TO-3 形平底型
GFT90B12	日 立	1200	90	30	2.8V/90A	TO-3 形平底型
SG6563	索 尼	1000	160	40(DC)	4.0V/100A	TO-3 形平底型
SG6546A	索 尼	1000	75	15(平均值)	4.5V/25A	TO-3 型
TAG5002M	RCA	600	15	8.5(平均值)	2.75V/5A	TO-3 型
G4003D	RCA	400	15	10(DC)	1.3V/10A	TO-220AB
FG1800AH	三 菱	2500	1800	860	3.0V/1800A	平板形
FG1000AH	三 菱	2500	1000	450	2.5V/1000A	平板形
FG1000AL	三 菱	1600	1000	450	2.2V/1000A	平板形
FG600AH	三 菱	2500	600	270	2.5V/600A	—
FG600AL	三 菱	1600	600	270	2.2V/600A	—
FG450AL	三 菱	1600	4450	200	2.5V/450A	—

十三、各种功率晶体管(GTR)的主要参数

国产 GTR 元件的主要参数

型 号	集电极电流 I_{TGM}/A	集电极击穿电压 U_{CEX}/V	电流增益 β_{min}	饱和压降 U_{CES}/V
TCD30/U	20	100	35	2.0
TC1	20	800	8	0.5
TC15	30	100	10	1.0
DT34	150	1050	8	0.6
DT46	200	1200	9	0.4
DT63	450	500	11	1.25
DT100	300	1200	5	1.0
DT500	800	1000	7	1.5
DT800	1200	400	7	1.0
MD150S 1000	150	1000	60	2
MD300S 1000	300	1000	60	2

十四、San Rex GTR 的主要参数

型 号	极 限 参 数					结 构 形 式
	U_{CE0}/V	I_C/A	U_{EB0}/V	I_B/A	P_T/W	
QF15AA40/60	400/600	15	10	1	100×6	6 单元绝缘式 c-e 带反向二极管
QF20AA40/60	400/600	20	10	1	160×6	
QF30AA40/60	400/600	30	10	2	250×6	
Q50FAA40/60	400/600	50	10	3	300×6	
QCA30B40/60	400/600	30	10	2	250×2	2 单元(串联)绝缘式 c-e 带反向二极管
QCA50B40/60	400/600	50	10	3	300×2	
QCA50AA100	1000	50	7	3	400×2	
QCA50AA120	1200	50	10	3	400×2	
QCA75A0/60	400/600	75	10	4.5	350×2	
QCA75AA100	1000	75	7	4	500×2	
QCA75AA120	1200	75	10	4	500×2	
QCA100AA100	1000	100	7	5	800×2	2 单元(串联)绝缘式 c-e 带反向二极管
QCA100AA120	1200	100	10	5	800×2	
QCA150A40/60	400/600	150	10	9	690×2	
QCA150AA100	1000	150	7	8	1000×2	
QCA150AA120	1200	150	10	8	1000×2	
QCA200A40/60	400/600	200	10	12	1250×2	
QBB150A40/60	400/600	150	10	9	690×2	2 单元(分立)绝缘式 c-e 带反向二极管
SQD200A40/60	400/600	200	10	12	1250	1 单元绝缘式 c-e 带反向二极管
SQD300A40/60	400/600	300	10	18	1380	
SQD300AA100	1000	300	7	16	2000	
SQD300AA120	1200	300	10	16	2000	
SQD35JA140/160	1400/1600	35	10	5	300	1 单元非绝缘式 c-e 带反向二极管
SQD50AB100	1000	50	11	5	350	
SQD65BB75	750	65	9.5	5	280	
SQD70BB90	900	70	10	7	350	

国产双极型功率晶体管(GTR)的额定值及技术条件

600V 级高 h_{FE} 功率晶体管模块

型 号	$\frac{U_{CEO}}{V}$	$\frac{U_{CEO}}{V}$	$\frac{U_{CEO}}{(SUS)} \frac{V}{V}$	I_C $\frac{cont}{A}$	$\frac{P_C}{W}$	当 $T_J = 125^\circ C$ 时			开关时间(max)		
						h_{FE} (min)	$\frac{I_C}{A}$	$\frac{U_{CE}}{V}$	t_{on} μs	t_{sig} μs	t_f μs
2DI30M-050	600	600	450	30	250	750	30	2.5	3.0	8.0	3.0
2DI50M-050	600	600	450	50	310	750	50	2.5	3.0	8.0	3.0
2DI75M-050	600	600	450	75	350	750	75	2.5	3.0	8.0	3.0
2DI100M-050	600	600	450	100	620	1000	100	2.5	3.0	8.0	3.0
2DI150M-050	600	600	450	150	690	1500	150	2.5	3.0	8.0	3.0
2DI200M-050	600	600	450	200	800	2000	200	2.5	3.0	8.0	2.0
2DI300M-050	600	600	450	300	1380	3000	300	2.5	5.5	8.0	2.0
2DI400M-050	600	600	450	400	1500	2000	400	2.5	8.5	8.0	2.0

600V 级 6 组件高 h_{FE} 功率晶体管模块

6DI30M-050	600	600	450	30	200	750	30	2.5	3.0	8.0	3.0
6DI30MA-050	600	600	450	30	150	750	30	2.5	3.0	8.0	3.0
6DI50M-050	600	600	450	50	310	750	50	2.5	3.0	8.0	3.0
6DI50MA-050	600	600	450	50	230	750	50	2.5	3.0	8.0	3.0
6DI75M-050	600	600	450	75	350	750	75	2.5	3.0	8.0	3.0
6DI75MA-050	600	600	450	75	350	750	75	2.5	3.0	8.0	3.0
6DI100M-050	600	600	450	100	400	1000	100	2.5	4.0	8.0	3.0

1200V 级高 h_{FE} 功率晶体管模块

2DI50M-120	1200	1200	1200	50	310	500	50	4	3.5	15	3
2DI75M-120	1200	1200	1200	75	500	750	50	4	3.5	15	3
2DI100M-120	1200	1200	1200	100	800	1000	100	4	7	15	3
2DI150M-120	1200	1200	1200	150	1000	1500	150	4	7	15	3
2DI200M-120	1200	1200	1200	200	1400	1000	200	4	7	15	3
2DI300M-120	1200	1200	1200	300	2000	1500	300	4	7	15	3

1200V 级 6 组件高 h_{FE} 功率晶体管模块

6DI15M-120	1200	1200	1200	15	150	150	15	3	3.5	15	3
6DI30M-120	1200	1200	1200	30	300	300	30	4	3.5	15	3
6DI50M-120	1200	1200	1200	50	310	500	50	4	3.5	15	3

(续)

高速开关 1000V 级功率晶体管模块

型 号	$\frac{U_{CBO}}{V}$	$\frac{U_{CEO}}{V}$	$\frac{U_{CEO}}{(SUS)} \frac{V}{V}$	$\frac{I_C}{cont} \frac{A}{A}$	$\frac{P_C}{W}$	当 $T_J=125^\circ\text{C}$ 时			开关时间(max)		
						$\frac{h_{FE}}{(min)}$	$\frac{I_C}{A}$	$\frac{U_{CE}}{V}$	$\frac{t_{on}}{\mu s}$	$\frac{t_{sig}}{\mu s}$	$\frac{t_f}{\mu s}$
2DI30Z-100	1000	1000	1000	30	300	100	30	5	2.5	12	2
2DI50Z-100	1000	1000	1000	50	400	100	50	5	2.5	12	2
2DI75Z-100	1000	1000	1000	75	500	100	75	5	2.5	12	2
2DI100Z-100	1000	1000	1000	100	800	100	100	5	2.5	12	2
2DI150Z-100	1000	1000	1000	150	1000	100	150	5	2.5	12	2
2DI200Z-100	1000	1000	1000	200	1400	100	200	5	2.5	12	2
2DI300Z-100	1000	1000	1000	300	2000	100	300	5	2.5	12	2

高速开关 1200V 级功率晶体管模块

2DI30Z-120	1200	1200	1200	30	300	100	30	5	3	15	2
2DI50Z-120	1200	1200	1200	50	400	100	50	5	3	15	2
2DI75Z-120	1200	1200	1200	75	500	100	75	5	3	15	2
2DI100Z-120	1200	1200	1200	100	800	100	100	5	3	15	2
2DI150Z-120	1200	1200	1200	150	1000	100	150	5	3	15	2
2DI200Z-120	1200	1200	1200	200	1400	100	200	5	3	15	2
2DI300Z-120	1200	1200	1200	300	2000	100	300	5	3	15	2

高速开关 1200V 级 6 组件功率晶体管模块

2DI30Z-120	1200	1200	1200	30	230	75	30	2.8	3	15	2
2DI50Z-120	1200	1200	1200	50	300	75	50	2.8	3	15	2

高速开关 1400V 级功率晶体管模块

2DI50Z-140	1400	1400	1200	50	400	75	50	2.8	3	15	2
2DI75Z-140	1400	1400	1200	75	500	75	75	2.8	3	15	2
2DI100Z-140	1400	1400	1200	100	800	75	100	2.8	3	15	2
2DI150Z-140	1400	1400	1200	150	1000	75	150	2.8	3	15	2
2DI200Z-140	1400	1400	1200	200	1400	75	200	2.8	3	15	2
2DI300Z-140	1400	1400	1200	300	2000	75	300	2.8	3	15	2

十五、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)主要参数

IGBT 模块的额定值和技术条件

IGBT 模块类型									
型 号	$\frac{U_{CES}}{V}$	$\frac{U_{GES}}{V}$	$\frac{I_C}{cont}$ A	$\frac{P_C}{W}$	$\frac{U_{CE(sat)}}{(max)}$ V	当 $U_{GE}=15V$ 时 $\frac{I_C}{A}$	开关时间(max)		
							$\frac{t_{on}}{\mu s}$	$\frac{t_{off}}{\mu s}$	$\frac{t_f}{\mu s}$
1MBH50-090	900	± 20	50	200	3.6	50	—	—	0.85
1MBH60-100	1000	± 20	60	260	3.6	60	—	—	0.85

最适合于高频电源,例如微波炉。

当使用这些 IGBT 时,要求使用富士快速恢复二极管 ERD60-100。

用于 IGBT 的快速恢复二极管

ERD60-100	1000	15	40	100	2.5	3.0	3.1
-----------	------	----	----	-----	-----	-----	-----

600V 级 IGBT 模块/高速开关系列(L 系列)

2MBI50L-060	600	± 20	50	250	3.5	50	0.8	1.0	0.35
2MBI75L-060	600	± 20	75	325	3.5	75	0.8	1.0	0.35
2MBI100L-060	600	± 20	100	400	3.5	100	0.8	1.0	0.35
2MBI150L-060	600	± 20	150	600	3.5	150	0.8	1.0	0.35
2MBI200L-060	600	± 20	200	800	3.5	200	0.8	1.0	0.35
2MBI300L-060	600	± 20	300	1200	3.5	300	0.8	1.0	0.35
1MBI300L-060	600	± 20	300	1200	3.5	300	0.8	1.0	0.35
1MBI400L-060	600	± 20	400	1600	3.5	400	0.8	1.0	0.35

600V 级 6 组件 IGBT 模块/高速开关系列(L 系列)

6MBI10L-060	600	± 20	10	40	3.5	10	0.8	1.0	0.35
6MBI15L-060	600	± 20	15	60	3.5	15	0.8	1.0	0.35
6MBI20L-060	600	± 20	20	80	3.5	20	0.8	1.0	0.35
6MBI30L-060	600	± 20	30	120	3.5	30	0.8	1.0	0.35
6MBI50L-060	600	± 20	50	250	3.5	50	0.8	1.0	0.35
6MBI75L-060	600	± 20	75	325	3.5	75	0.8	1.0	0.35
6MBI100L-060	600	± 20	100	400	3.5	100	0.8	1.0	0.35

1200V 级 2 组件 IGBT 模块/高速开关系列(L 系列)

2MBI25L-120	1200	± 20	25	250	3.5	25	0.8	1.5	0.5
2MBI50L-120	1200	± 20	50	400	3.5	50	0.8	1.5	0.5
2MBI75L-120	1200	± 20	75	600	3.5	75	0.8	1.5	0.5
2MBI100L-120	1200	± 20	100	800	3.5	100	0.8	1.5	0.5
2MBI150L-120	1200	± 20	150	1200	3.5	150	0.8	1.5	0.5
1MBI200L-120	1200	± 20	200	1600	3.5	200	0.8	1.5	0.5
1MBI300L-120	1200	± 20	300	2000	3.5	300	0.8	1.5	0.5

(续)

型 号	$\frac{U_{CES}}{V}$	$\frac{U_{GES}}{V}$	$\frac{I_c}{A}$	$\frac{P_C}{W}$	$\frac{U_{CE(sat)}}{(max)} \frac{V}{V}$	当 $(U_{CE}=15V)$ 时 $\frac{I_C}{A}$	开关时间(max)		
							$\frac{t_{on}}{\mu s}$	$\frac{t_{off}}{\mu s}$	$\frac{t_f}{\mu s}$

1200V 级 6 组件 IGBT 模块/高速开关系列(L 系列)

6MBI8L-120	1200	± 20	8	60	3.5	8	0.8	1.5	0.5
6MBI15L-120	1200	± 20	15	210	3.5	15	0.8	1.5	0.5
6MBI25L-120	1200	± 20	25	250	3.5	25	0.8	1.5	0.5
6MBI50L-120	1200	± 20	50	400	3.5	50	0.8	1.5	0.5

600V 级 IGBT 模块/低通态压降系列(F 系列)

2MBI50F-060	600	± 20	50	220	2.5	50	0.8	1.5	0.35
2MBI75F-060	600	± 20	75	290	2.5	75	0.8	1.5	1.0
2MBI100F-060	600	± 20	100	360	2.5	100	0.8	1.5	1.0
2MBI150F-060	600	± 20	150	540	2.5	150	0.8	1.5	1.0
2MBI200F-060	600	± 20	200	720	2.5	200	0.8	1.5	1.0
2MBI300F-060	600	± 20	300	1080	2.5	300	0.8	1.5	1.0
1MBI300F-060	600	± 20	300	1080	2.5	300	0.8	1.5	1.0
1MBI400F-060	600	± 20	400	1440	2.5	400	0.8	1.5	1.0

600V 级 6 组件 IGBT 模块/低通态压降系列(F 系列)

6MBI10F-060	600	± 20	10	40	2.5	10	0.8	1.5	1.0
6MBI15F-060	600	± 20	15	60	2.5	15	0.8	1.5	1.0
6MBI20F-060	600	± 20	20	80	2.5	20	0.8	1.5	1.0
6MBI30F-060	600	± 20	30	120	2.5	30	0.8	1.5	1.0
6MBI30FA-060	600	± 20	30	120	2.5	30	1.5	1.5	1.0
6MBI50F-060	600	± 20	50	220	2.5	50	0.8	1.5	1.0
6MBI50FA-060	600	± 20	50	220	2.5	50	1.5	1.5	1.0
6MBI75F-060	600	± 20	75	290	2.5	75	0.8	1.5	1.0
6MBI75FA-060	600	± 20	75	290	2.5	75	1.5	1.5	1.0
6MBI100F-060	600	± 20	100	360	2.5	100	0.8	1.5	1.0
6MBI100FA-060	600	± 20	100	360	2.5	100	1.5	1.5	1.0
6MBI150FB-060	600	± 20	150	400	2.5	150	1.5	1.5	1.0
6MBI200FB-060	600	± 20	200	500	2.5	200	1.5	1.5	1.0

1200V 级 2 组件 IGBT 模块/低通态压降系列(F 系列)

2MBI25F-120	1200	± 20	25	220	2.5	25	0.8	1.5	1.0
-------------	------	----------	----	-----	-----	----	-----	-----	-----

十六、IRGBC20F(高速 IGBT)的电气参数

符 号	参 数	最 大 值	单 位
$I_C T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时	连续集电极电流	16	A
$I_C T_C=100\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时	连续集电极电流	9.0	A
I_{CM}	脉冲集电极电流	64	A
U_{CE}	C-E 间击穿电压	600	V
U_{GE}	G-E 间击穿电压	± 20	V
I_{LM}	感性负载钳位电流	64	A
E_{ARV}	反向电压雪崩能量	5.0	mJ
$P_D T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时	最大功耗	60	W
$P_D T_C=100\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时	最大功耗	24	W
$T_J T_{STG}$	工作结温和贮存温度	$+55\sim +150$	$^{\circ}\text{C}$
T_H	焊接温度(10s)	300	$^{\circ}\text{C}$

热 阻

符号	参数	最小	典型	最大	单位
R_{QJC}	结-壳			2.1	kW
R_{QCS}	壳-散热器		0.5		kW
R_{QJA}	结-环境			80	kW

电气参数($T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

符 号	参 数	最小	典型	最大	单 位	测 试 条 件
BU_{CES}	C-E 击穿电压	600			V	$U_{GE}=0\text{V } I_C=250\mu\text{A}$
BU_{ECS}	E-C 击穿电压	28			V	$U_{GE}=0\text{V } I_C=1.0\text{A}$
$\Delta BU_{CES}/\Delta T_J$	击穿电压温度系数		0.72		V/ $^{\circ}\text{C}$	$U_{GE}=0\text{V } I_C=1.0\text{mA}$
$U_{CE(on)}$	C-E 饱和电压			2.8	V	$U_{GE}=15\text{V } I_C=9.0\text{A}$
	C-E 饱和电压		2.6		V	$U_{GE}=15\text{V } I_C=16\text{A}$
	C-E 饱和电压		2.3		V	$U_{GE}=15\text{V } I_C=9.0\text{A}$
$U_{GE(th)}$	栅极阈值电压	3.0		5.5	V	$U_{CE}=U_{GE} I_C=250\mu\text{A}$
$\Delta BU_{GE}/\Delta T_J$	击穿电压温度系数		-11		mV/ $^{\circ}\text{C}$	$U_{CE}=U_{GE} I_C=250\mu\text{A}$
g_{fe}	正向跨导	2.9		7.2	S	$U_{CE}=100\text{V } I_C=9.0\text{A}$
I_{CES}	零栅压集电极电流			250	μA	$U_{CE}=600\text{V } T_J=25\text{ }^{\circ}\text{C}$
	零栅压集电极电流			1000	μA	$U_{CE}=600\text{V } T_J=150\text{ }^{\circ}\text{C}$
I_{GES}	G-E 漏电流			± 500	nA	$U_{GE}=\pm 20\text{V}$

十七、东芝 MG25N2SI 的电气特性($T_C=25\text{ }^{\circ}\text{C}$)

项 目	符 号	单 位	测 试 条 件	最 小	标 准	最 大
门极漏电流	I_{GSS}	nA	$U_{GS}=\pm 20\text{V}, U_{DS}=0$	—	—	± 500
漏极漏电流	I_{DSS}	mA	$U_{DS}=1000\text{V}, U_{GS}=0$	—	—	1
漏-源电压	U_{DSS}	V	$I_D=10\text{mA}, U_{GS}=0$	1000	—	—
门极-源极电压	$U_{GS(off)}$	V	$U_{DS}=5\text{V}, I_D=25\text{mA}$	3		6
漏源饱和压降	U'_{DSS}	V	$I_D=25\text{A}, U_{GS}=15\text{V}$	—	3	5

(续)

项 目	符 号	单 位	测 试 条 件	最 小	标 准	最 大
输入电容	C_i	pF	$U_{DS}=10V, U_{GS}=0V, f=1MHz$	—	3000	—
开 关 时 间	上升时间	t_r	$U_{GS}=\pm 15V$	—	0.3	1
	开通时间	t_{on}	$R_G=51\Omega$	—	0.4	1
	下降时间	t_f	$U_{OD}=600V$	—	0.6	1
	关断时间	t_{off}	负载电阻 24Ω	—	1	2
反向恢复时间	t_{RR}	μs	$I_F=25A, U_{GS}=-10V$ $di/dt=100A/\mu s$	—	0.2	0.5

十八、东芝 MG25N2SI 的最大额定值 ($T_c=25^\circ C$)

项 目		符 号	单 位	额 定 值
漏极-源极电压		U_{DSS}	V	1000
门极-源极电压		U_{GSS}	V	±20
漏极电流	DC	I_D	A	25
	1ms	I_{DP}	A	50
漏极损耗		P_D	W	200
结 温		T_j	℃	125
储存温度		T_{stg}	℃	-40~125
绝缘耐压		U_{ISOL}	V	2500(AC, 1min)

十九、IGBT 专用驱动模块的电气特性

项 目	HR065	EXB841	EXB840
电源电压/V	25	20	20
输入电压/V	$-0.5\sim 5.5$		
正向偏置输出电流/A	2.5	4.0	1.5
反向偏置输出电流/A	-2.5	-4.0	-1.5
最大报警输出电流/mA	100		
最大工作频率/kHz	20	40	40
最大输出绝缘电压/kV	2.5	2.5	2.5
输入高电平/V	4		
输入低电平/V	0.5		
输入正向电流/mA	10	10	10
输出高电平电压/V	16	14.5	14.5
输出低电平电压/V	-8	-4.5	-4.5
开通延迟时间/ μs	$0.4\sim 0.8$	1.5	1.5
开通上升时间/ μs	0.06	1.5	1.5
关断延迟时间/ μs	$0.07\sim 0.4$	1.5	1.5
关断下降时间/ μs	0.01	1.5	1.5
过流保护时间/ μs	5.8	10	10
过流保护输出电压/V	4.0		
报警信号延迟时间/ μs	1.4	1.0	1.0
报警信号保持时间/ μs	4.5		
过流检测电压/V	10		7.5
报警信号上升时间/ μs	1.9	1.0	1.0

二十一、晶闸管型光耦合器主要参数

类 型	器件型号	输出结构	峰值阻断 电压(最小) V	LED 最大触发 电流 I_{FT}/mA ($U_{AK}=50V$)单或 ($U_{IM}=3V$)双	过零禁止电压 (最大) (在额定 I_{FT})	最小冲击 隔离电压 V	$\frac{du}{dt}/(V \cdot \mu s^{-1})$	应 用
单向 晶闸 管型	4N39	单向晶闸管	200	30	—	7500	500(最小)	低 功 率 IC 到 AC 线的隔离, 完成继电 器功能,隔 离 DC 电 路、工业控 制逻辑等
	MCS2	单向晶闸管	200	14($U_{AK}=100V$)	—	7500	—	
	MOC3002	单向晶闸管	250	30	—	7500	500	
	MOC3003		250	20				
	MOC3007		200	40				
MCS6200	单向晶闸管	400	20	—	3550	—		
双向 晶闸 管型	MOC3009	双向晶闸管	250	30	—	7500	12	触 发 双 向晶闸管。 用于电动 机 控 制、 AC 电源控 制、电源极 性控制等
	MOC3010			15	—			
	MOC3011			10	—			
	MOC3012			5	—			
	MOC3020	双向晶闸管	400	30	—	7500	12	
	MOC3021			15	—			
	MOC3022			10	—			
	MOC3023			5	—			
过零双向 晶闸管 驱动型	MOC3030	双向晶闸管	250	30	25V	7500	100	将逻辑 电 路 直 接 与双向晶 闸管接口。 用于工业 控制、电动 机 控 制、 AC 电源控 制等
	MOC3031			15				
	MOC3032			10				
	MOC3040	双向晶闸管	400	30	40V	7500	100	
	MOC3041			15				

二十二、压敏电阻部分规格

型号规格	标称电压 $\frac{U_{1mA}}{V}$	允许偏差 (%)	通流容量 (8/20 μs 时) kA	残压比		漏电流 ($\frac{1}{2} U_{1mA}$ 时) μA
				$\frac{U_{100A}}{U_{1mA}}$	$\frac{U_{3kA}}{U_{1mA}}$	
MY31-10/0.05 -10/0.1	10	+25	0.05 0.1	≤ 3	—	≤ 150
MY31-40/0.1 -40/0.5	40	+20	0.1 0.5	≤ 3	—	≤ 150
MY31-80/0.5 -80/1	80	+15	0.5 1.0	≤ 2.5	—	≤ 100
MY31-100/0.5 -100/1 -100/2 -100/3	100	+15	0.5 1 2 3	≤ 2	≤ 5	≤ 100
MY31-160/0.5 -160/1 -160/2 -160/3	160	+15	0.5 1 2 3	≤ 2	≤ 5	≤ 100

(续)

型号规格	标称电压 $\frac{U_{1mA}}{V}$	允许偏差 (%)	通流容量 (8/20 μ s) 时 kA	残压比		漏电流 $\left(\frac{1}{2}U_{1mA}\text{时}\right)$ μA
				$\frac{U_{100A}}{U_{1mA}}$	$\frac{U_{3kA}}{U_{1mA}}$	
MY31-220/0.5 -220/1 -220/2 -220/3 -220/5	220	+10	0.5 1 2 3 5	≤ 1.8	≤ 4	≤ 100
MY31-330/0.5 -330/1 -330/2 -330/3 -330/5	330	+10	0.5 1 2 3 5	≤ 1.8	≤ 4	≤ 100
MY31-440/0.5 -440/1 -440/3 -440/5	440	+10	0.5 1 3 5	≤ 1.8	≤ 3	≤ 100
MY31-660/0.5 -660/1 -660/3 -660/5	660	+10	0.5 1 3 5	≤ 1.8	≤ 3	≤ 100
MY31-1000/1 -1000/3 -1000/5	1000	+10	1 3 5	≤ 1.8	≤ 3	≤ 100
MY31-2000/1 -2000/3 2000/5	2000	+10	1 3 5	≤ 1.8	≤ 3	≤ 100
MY31-3000/1 -3000/3 -3000/5	3000	+10	1 3 5	≤ 1.8	≤ 3	≤ 100

二十三、负温度系数热敏电阻的主要技术参数

型号	标称电阻 Ω	材料常数 K	温度系数 $\% \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$	额定功率 mW	测量功率 mW	耗散系数 $\text{mW} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$	时间常数 s	最高工作 温度/ $^\circ\text{C}$	用途
MF11	$10 \sim 15 \times 10^3$	1980~3630	$-(2.23 \sim 4.00)$	250	100	>5	<30	+125	温度补偿
MF12	$1 \times 10^3 \sim 1 \times 10^6$	3900~5600		250	40	3~4	<15	+120	温度补偿
MF12	$100 \sim 1.2 \times 10^6$	3900~5600		500	70	5~6	<35	+120	温度补偿
MF12	$56 \sim 5.6 \times 10^3$	3900~5600		1000	200	12~14	<80	+120	温度补偿
MF13	$820 \sim 300 \times 10^3$	2430~3630	$-(2.73 \sim 4.09)$	250	100	>5	<30	+125	测量与控制
MF14	$820 \sim 300 \times 10^3$	2430~3630	$-(2.73 \sim 4.09)$	500	200	>8	<60	+125	测量与控制
MF15	$10 \times 10^3 \sim 1 \times 10^6$	3510~5170	$-(4.75 \sim 5.83)$	500	60	>5	<30	+125	温度补偿
MF16	$10 \times 10^3 \sim 1 \times 10^6$	3510~5170	$-(3.95 \sim 5.83)$	500	100	>8	<60	+125	温度补偿
MF17	$6.8 \times 10^3 \sim 1 \times 10^6$		$-(4.2 \sim 6.0)$	250	2000	7~7.5	<20	+155	测量与控制

二十四、LEM 霍尔器件电压及电流传感器主要技术参数

参 数	符号与单位	LA25-NP	LA50 LT50	LV100~ LV6400
额定电流	I_N (A)	25	50	10 (mA)
测量范围	I_P (A)	0~±36	0~±70	0~±20 (mA)
测量电阻	R_M (Ω)	100~190	70	0~150
精 度	τ (%)	±0.6 I_N	±0.5 I_N	±0.5 I_N
匝 数 比		1-2-3-4-5/1000	1/1000	10000/2000
绝缘电压	U_i (kV)	2.5 (有效值)	2.0	6.0
失调电流	I_c (mA)	±0.13	±0.35	±0.3
温 漂	dI_c (mA)	±0.30	±0.35	$\leq 10^{-4} I_N / ^\circ\text{C}$
线 性 度	λ (%)	±0.2 I_N	$\leq 0.1\% I_N$	$\leq 0.1\% I_N$
反应时间	T_i (μs)	≤ 1	1	20~100
频率范围	f (kHz)	0~150	0~150	0~150
工作温度	$^\circ\text{C}$	0~70	0~70	0~70
重 量	G (g)	18	25	460

二十五、三端固定正集成稳压器的技术数据

型号	输入电压 V	输出电压 V	输出电流 A	电压调整 率或范围	电流调整 率或范围	工作温度范围 $^\circ\text{C}$
CM140	—	5, 12, 15	1.5	0.02%	0.5%	-55~125
CM340	—	5, 12, 15	1.5	0.02%	0.5%	0~70
CM7805	10	5	1	3mV	15mV	0~70 -55~125
CM7806	11	6	1	5mV	14mV	0~70 -55~125
CM7812	19	12	1	10mV	12mV	0~70 -55~125
CM7815	23	15	1	11mV	12mV	0~70 -55~125
CM7824	33	24	1	18mV	12mV	0~70 -55~125
CM78M 05	10	5	0.5	3mV	20mV	0~70 -55~125
CM78M 06	11	6	0.5	5mV	20mV	0~70 -55~125
CM78M 12	19	12	0.5	8mV	25mV	0~70 -55~125
CM78M 15	23	15	0.5	10mV	25mV	0~70 -55~125
CM78M 24	33	24	0.5	10mV	30mV	0~70 -55~125
CM78L 05	10	5	0.1	55mV	11mV	0~70
CM78L 12	19	12	0.1	120mV	20mV	0~70
CM78L 15	23	15	0.1	130mV	25mV	0~70

三端固定正集成稳压器如图 F-1 所示。

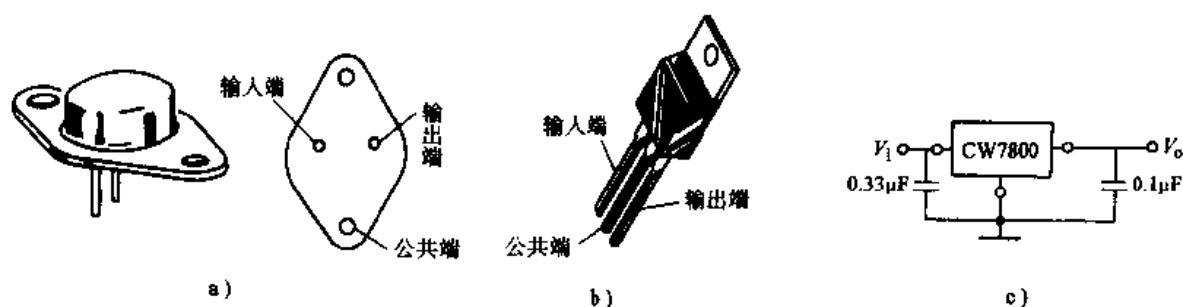


图 F-1 三端固定正集成稳压器

a) F-2 型外形 b) F-7 型外形 c) 基本应用电路

二十六、三端固定负集成稳压器的技术数据

型号	输入电压 V	输出电压 V	输出电流 A	电压调整 率或范围	电流调整 率或范围	工作温度范围 ℃
CM120	—	-5, -12, -15	1.5 0.5	0.02	0.3%	-55~125
CM320	—	-5, -12, -15	1.5 0.5	0.02	0.3%	0~70
CM145	—	-5, -5.2	3	0.008	0.6%	-55~125
CM345	—	-5, -5.2	3	0.008	0.6%	0~70
CM7905	-10	-5	1	3mV	15mV	0~70 -55~125
CM7912	-19	-12	1	10mV	12mV	0~70 -55~125
CM7915	-23	-15	1	11mV	12mV	0~70 -55~125
CM79M05	-10	-5	0.5	7mV	75mV	0~70 -55~125
CM79M12	-19	-12	0.5	9mV	65mV	0~70 -55~125
CM79M15	-23	-15	0.5	9mV	65mV	0~70 -55~125

三端固定负集成稳压如图 F-2 所示。

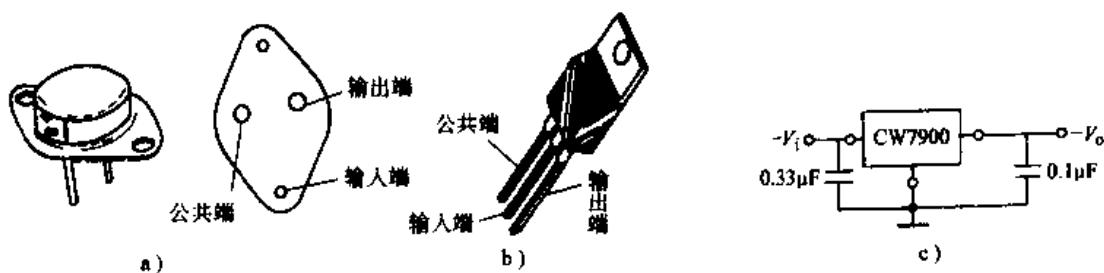


图 F-2 三端固定负集成稳压器

a) F-1 型 b) F-7 型 c) 基本应用电路

二十七、三端可调正集成稳压器的技术数据

型号	输入电压 V	输出电压 V	输出电流 A	电压调整 率 (%)	电流调整 率 (%)	工作温度范围 ℃
CM117	40	1.2~37	1.5 0.5	0.01	0.1	-55~125
CM217	40	1.2~37	1.5 0.5	0.01	0.1	-25~85
CM317	40	1.2~37	1.5 0.5	0.01	0.1	0~70
CM138	35	1.2~32	5	0.005	0.1	-55~125
CM238	35	1.2~32	5	0.005	0.1	-25~85
CM338	35	1.2~32	5	0.005	0.1	0~70
CM150	35	1.2~32	3	0.005	0.1	-55~150
CM250	35	1.2~32	3	0.005	0.1	-25~150
CM350	35	1.2~32	3	0.005	0.1	-55~125
CM196	20	1.25~15	10	0.005	0.1	-55~150
CM396	20	1.25~15	10	0.005	0.1	0~125
CM317L	40	1.2~37	10	0.01	0.1	-25~125

三端可调正集成稳压器如图 F-3 所示。

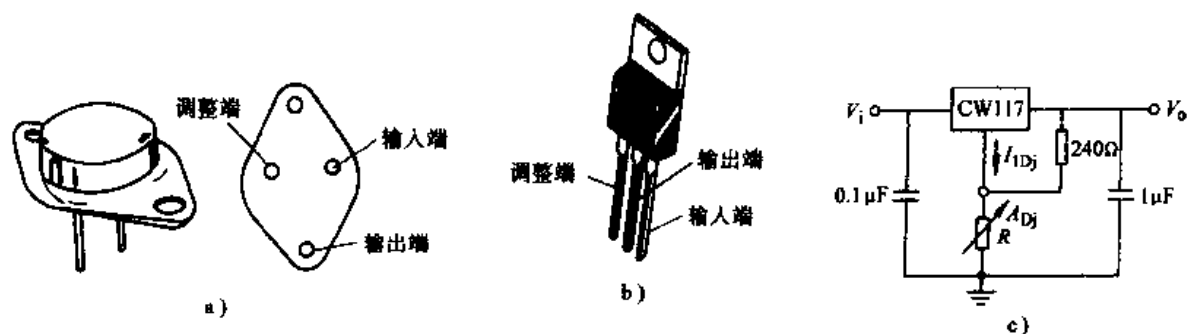


图 F-3 三端可调正集成稳压器

a) F-2 型 b) S-7 型 c) 典型应用电路

二十八、三端可调负集成稳压器的技术数据

型号	输入电压 V	输出电压 V	输出电流 A	电压调整 率 (%)	电流调整 率 (%)	工作温度范围 ℃
CM137	-40	-1.2~-37	1.5 (S1 型) 0.5 (S2 型)	0.01	0.3	-55~125
CM237	-40	-1.2~-37	1.5 (S1 型) 0.5 (S2 型)	0.01	0.3	-25~85
CM337	-40	-1.2~-37	1.5 (S1 型) 0.5 (S2 型)	0.01	0.3	0~70
CM337L	-40	-1.2~-37	100mA	0.01	0.1	0~70

三端可调负集成稳压器如图 F-4 所示。

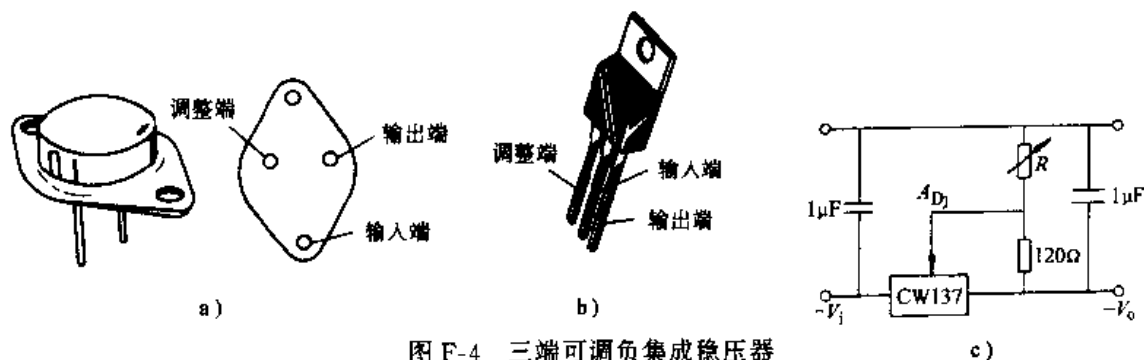


图 F-4 三端可调负集成稳压器
a) F-2 型 b) S-7 型 c) 基本应用电路

附录 G 介绍几种实验装置

一、JZB-1A 型电力电子变流技术实验装置

(一) 概述

JZB-1A 型电力电子变流技术实验装置是根据电力电子变流技术实验的要求由北京机械工业学院电子厂研制的实验设备, 是 JZB-1 型的改进型。该装置功能齐全, 结构可靠, 面板布局直观, 采用自锁紧插座接线调试方便, 最高输出直流电压为 230V, 电流为 20A。除供电力电子变流技术实验外, 还可进行直流调速系统实验, 也可供学生课程设计、毕业设计和有关科研使用。

本装置可以完成以下实验:

1. 单结晶体管触发电路实验。
2. 同步信号为正弦波触发电路实验。
3. 同步信号为锯齿波触发电路实验。
4. 集成触发电路实验。
5. 单相、三相可控整流电路实验。
6. 晶闸管有源逆变电路实验。
7. 绕线转子异步电动机串级调速实验。
8. 单相交流调压实验。
9. GTR 单相并联逆变器实验。
10. 晶闸管直流调速系统参数测定。
11. 用运算放大器组成的调节器特性研究。
12. 单闭环、双闭环直流调速系统实验。

(二) 总体结构

本装置采用抽屉式结构, 装在一个控制柜中, 分上屉、下屉、中上屉、中下屉四层。主要插件采用矩形插座, 异形螺钉紧固, 插接牢固可靠, 而且拆装方便。各单元线路的输入、输出端子都接到面板接线柱上, 可调电位器 (集成化六脉冲触发电路除外) 全部安装在面板上, 便于接线调试。面板上画有各个独立环节的原理电路图, 测试孔位置清晰, 接线柱、电位器全部安装在电路的相应位置上, 实验接线全部在面板上进行, 直观方便。装置下面装有走轮, 整体移动灵活, 实验装置的面板布置如图 G-1 所示。

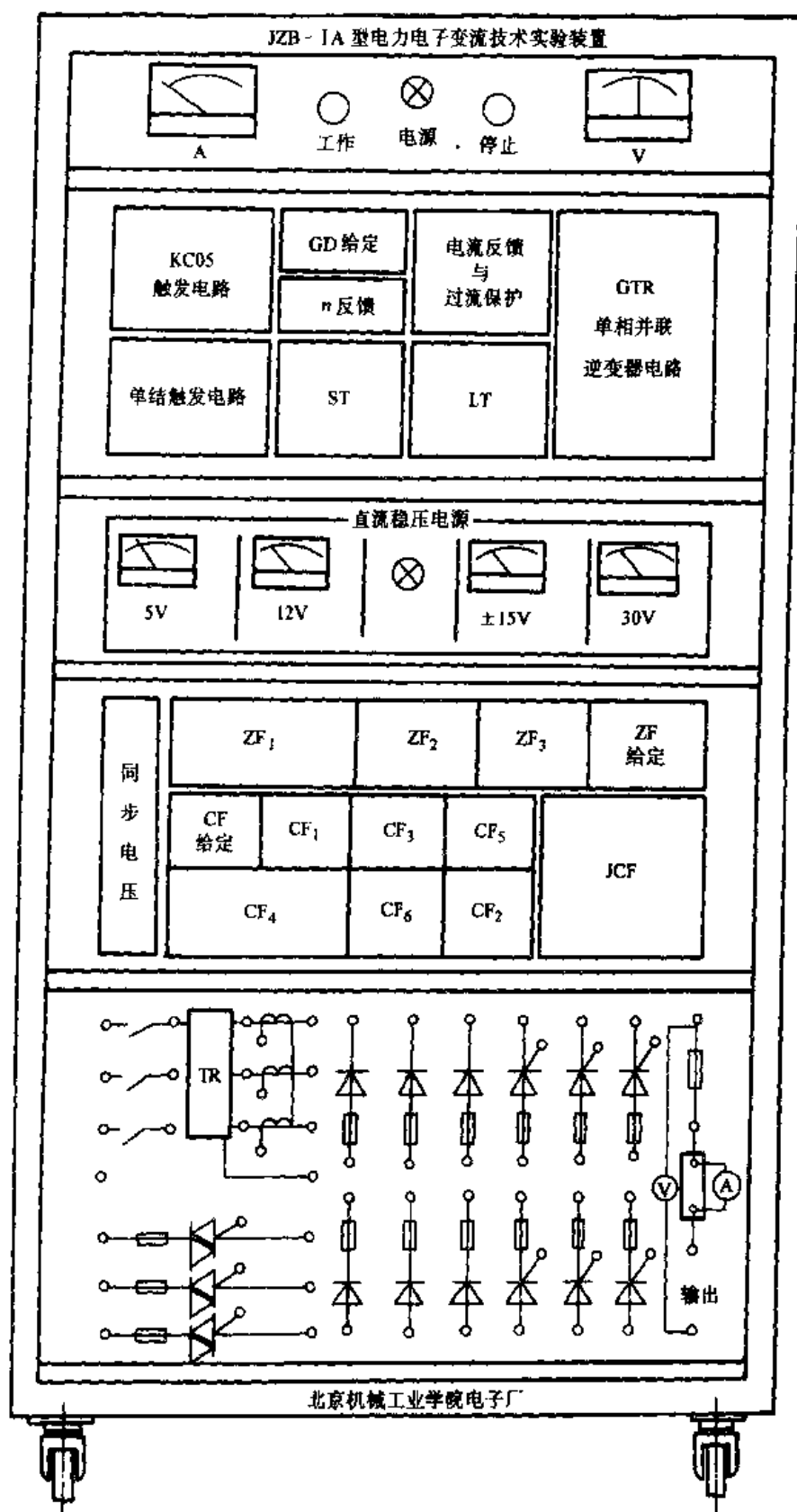


图 G-1 JZB-1A 型电力电子变流技术实验装置面板布置图

二、JZB-Ⅱ型电力电子变流技术实验装置

(一) 概述

JZB-Ⅱ型电力电子变流技术实验装置是北京机械工业学院电子厂专为电力电子变流技术课程研制的实验装置。是在JZB-ⅠA型的基础上,去掉了调节器、电流反馈与保护及GD给定单元,而增了KC08过零触发电路及IGBT斩波电路。因此,该装置不能做单、双闭环直流调速系统实验,然而却更好地满足了电力电子变流技术发展的需要。

(二) 总体结构

与JZB-ⅠA基本相同,只是上屉变动较大,下屉去掉了三个电流互感器,中下屉去掉了变流与调速给定电压相互切换的开关。JZB-Ⅱ面板布置如图G-2所示。

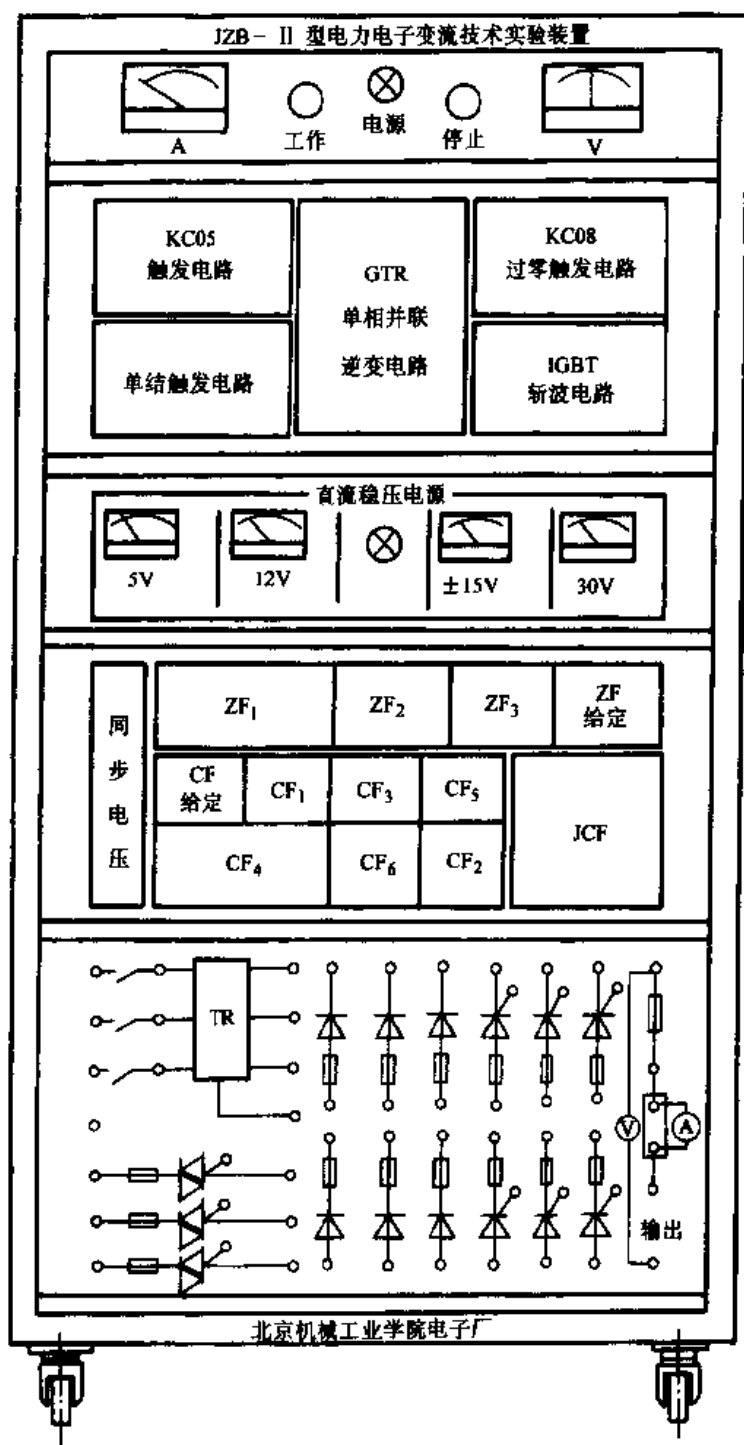


图 G-2 JZB-Ⅱ型电力电子变流技术实验装置面板布置图

三、BT- I 型变流直流调速实验装置

(一) 概述

BT- I 型是电力电子变流技术和直流调速系统两门课程的综合实验装置。它可完成 JZB- I 型和 DSC- I 型（直流调速系统实验装置）两套实验装置能完成的全部实验。该装置采用插板台式结构，外形美观，更换实验方便。实验台安装示意图如图 G-3 所示。

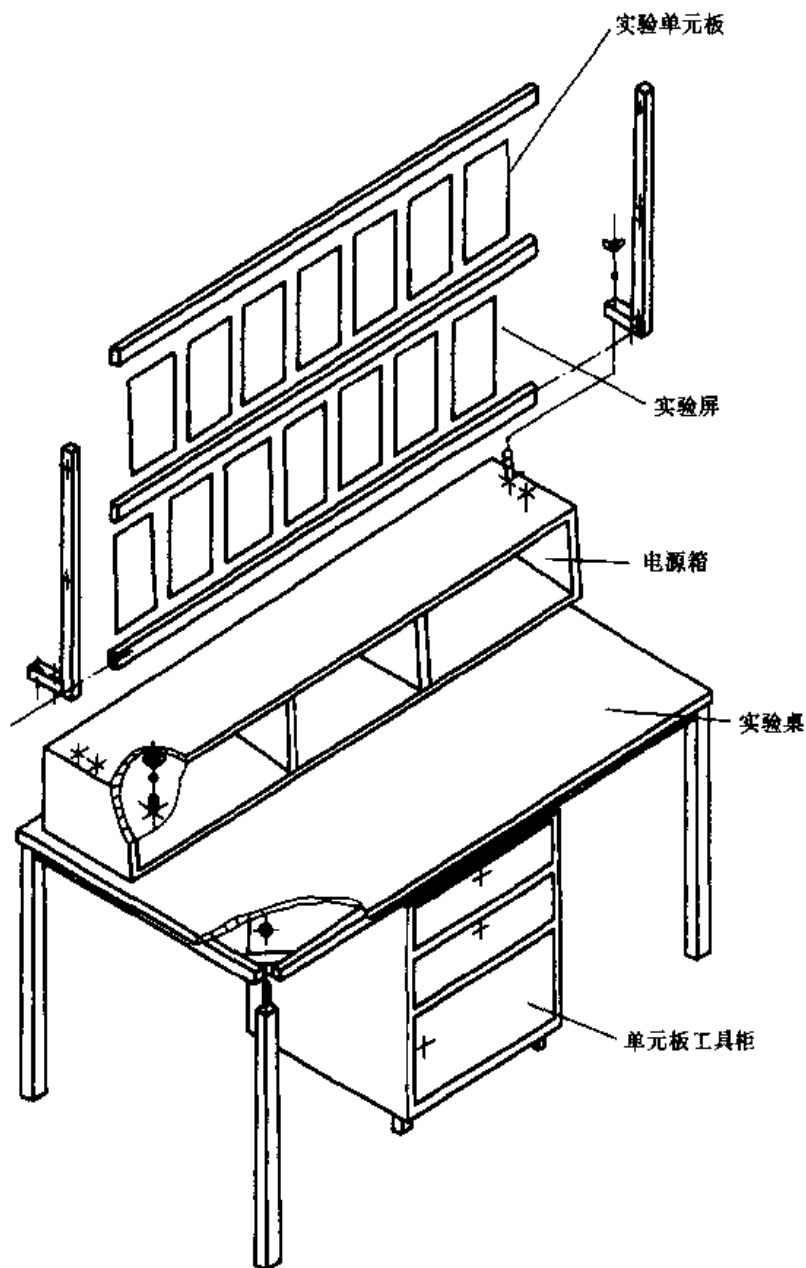


图 G-3 实验台安装示意图

(二) 电源盒

电源盒是实验所需交流电源、直流电源、同步电压、电源插座、励磁电源、逆变变压器，斩波电源变压器等的总汇，电源盒面板布置如图 G-4 所示。

四、DSC- I 型直流调速系统实验装置

该装置结构与 BT- I 型相同，见图 G-3。

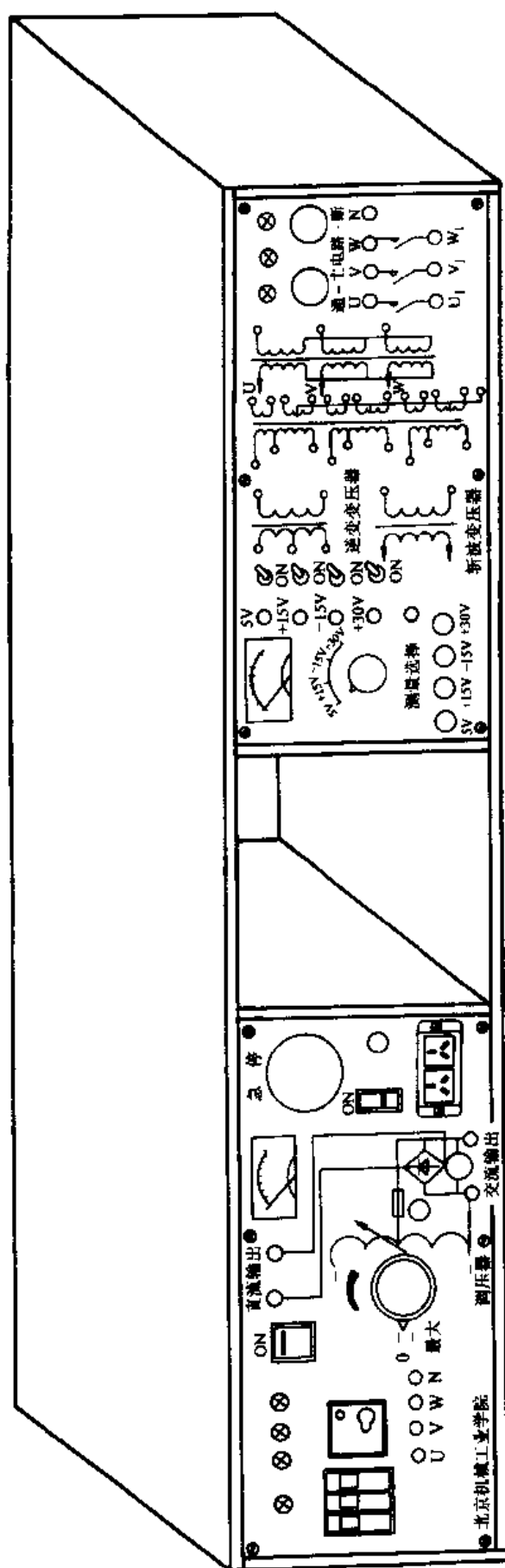


图 G-4 BT-1 型电源盒面板图

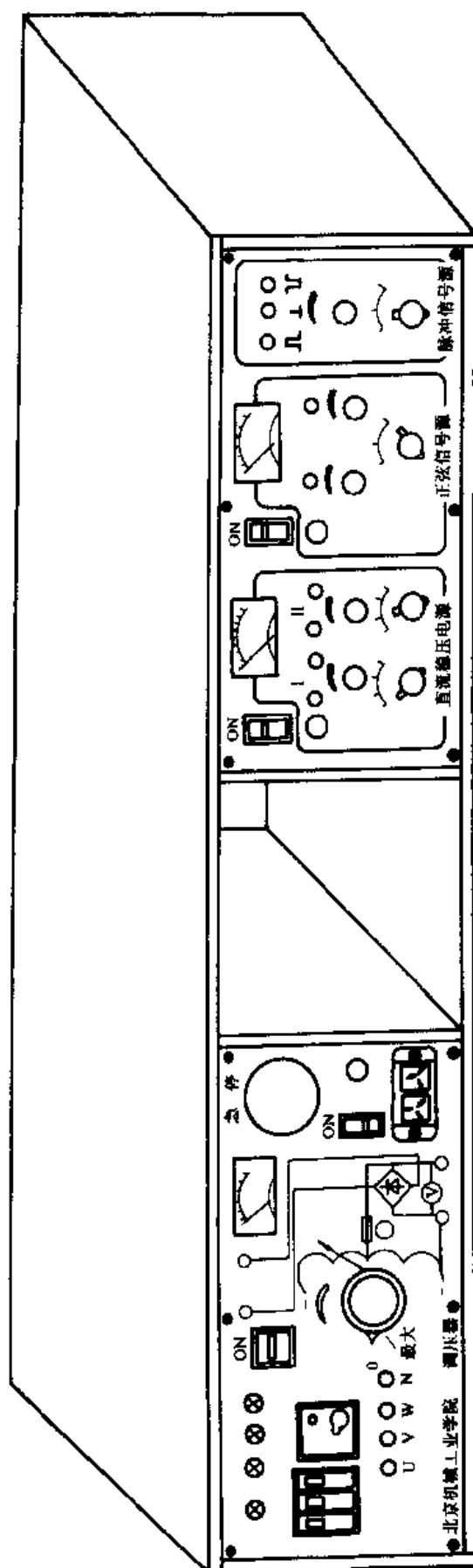


图 G-5 DG-1 型电源盒面板布置图

本装置能完成下面实验：

1. 单相、三相可控整流电路。
2. P、PI、PID 调节器的特性测定。
3. 不可逆单闭环有静差调速系统。
4. 不可逆双闭环无静差调速系统。
5. 不可逆弱磁调速系统（调压调磁系统）。
6. 可控环流可逆调速系统。
7. 逻辑选触无环流可逆调速系统。
8. 错位选触无环流可逆调速系统。
9. 单片微机控制的不可逆调速系统。
10. 逻辑无环流可逆弱磁调速系统。

五、DG-Ⅱ型电工实验装置

结构与 BT-Ⅰ型相同，其电源盒面板布置如图 G-5 所示。

本装置能完成下面实验：

1. 常用电工仪表的使用。
2. 线性和非线性元件的伏安特性。
3. 直流电路电压和电位的研究。
4. 基尔霍夫电流和电压定律验证。
5. 叠加定理和互易定理的验证。
6. 戴维南定理和诺顿定理的验证。
7. 电压源和电流源的等效互换。
8. 四种受控源的研究。
9. 一阶电路响应的实验。
10. 二阶电路响应的实验。
11. L 、 C 元件在交、直流电路的特性研究。
12. 交流电路参数的测量。
13. RLC 元件在交流电路中的特性研究。
14. RC 和 LC 串联交流电路实验。
15. RLC 串联谐振电路。
16. 功率因数的提高。
17. 互感的测量。
18. 三相交流电路及其功率测量。
19. RC 选频网络实验。
20. 双端口网络的研究。
21. 三相异步电动机的使用与起动。
22. 三相异步电动机的正、反转实验。
23. 三相异步电动机的 $Y-\Delta$ 起动。
24. 三相异步电动机的顺序控制。
25. 三相异步电动机的能耗制动。

