


# 电力电子变流装置 典型应用实例

冯玉生 李宏 主编



 **机械工业出版社**  
CHINA MACHINE PRESS

- ISBN 978-7-111-23011-3
- 策划编辑：于苏华 / 封面设计：王奕文

编辑热线：(010)88379728

上架指导：工业技术 / 电气工程

地址：北京市百万庄大街22号 邮政编码：100037  
联系电话：(010)68326294 网址：<http://www.cmpbook.com> (机工门户网)  
(010)68993821 E-mail: [cmp@cmpbook.com](mailto:cmp@cmpbook.com)  
购书热线：(010)88379639 (010)88379641 (010)88379643

定价：28.00元



TM46/8

2008

# 电力电子变流装置典型应用实例

主编 冯玉生 李 宏

参编 王永林 肖俊明 张 颖 冯翔宇 李伟锋

机械工业出版社

本书介绍了电力电子技术方面的基本知识,选材基本覆盖了电力电子技术常规应用领域。内容包括稳压电源、相控电源、电解电源、电镀电源、脉冲电源、充电电源、高频开关电源、高压开关电源、变频电源、正弦波逆变电源、节能灯电子镇流器、装饰照明、粉尘治理、高压脱硫、空气净化、火灾探测与报警、变频空调、微波炉具、手机充电器、防盗报警器、电子灭鼠器及杀虫机等电力电子变流装置的典型电路及应用实例。本书取材新颖,内容以通俗性和实用性为主,重点突出,通俗易懂,实用性较强。可供从事电力电子设备设计、制造企业的设计人员、技术工人及现场调试人员、电力电子设备使用单位从事设备运行管理、维护人员、操作及装配人员以及高等院校、中等专业学校和各种职业培训学校相近专业的师生作为参考,也可供电力电子技术爱好者及中学生作为科普读物阅读。

### 图书在版编目 (CIP) 数据

电力电子变流装置典型应用实例/冯玉生,李宏主编. —北京:机械工业出版社,2008.3

ISBN 978-7-111-23011-3

I. 电… II. ①冯…②李… III. 变流器 IV. TM46

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2007) 第 193492 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

责任编辑:子苏华 版式设计:霍永明 责任校对:李秋荣

封面设计:王奕文 责任印制:杨 曦

北京机工印刷厂印刷 (兴文装订厂装订)

2008 年 4 月第 1 版第 1 次印刷

184mm × 260mm · 17 印张 · 417 千字

标准书号: ISBN 978-7-111-23011-3

定价: 28.00 元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

销售服务热线电话: (010) 68326294

购书热线电话: (010) 88379639 88379641 88379643

编辑热线电话: (010) 88379727

封面无防伪标均为盗版

# 前 言

电力电子技术是电工技术的重要分支，是当代世界各发达国家竞争的一个高技术领域。采用电力电子技术可以实现广泛的节能，保护资源、减少资源的浪费，实现生存环境及电网的绿色化，所以电力电子技术将变得越来越重要，越来越受到人们和各国政府的重视，越来越与人们的日常生活密不可分。电力电子技术的组成可分为三大部分，即电力半导体器件，对电能的三大要素（频率、电压、电流）进行量值与类型的变换，以及对交流电相数进行变换的电力电子变流技术（Power Conversion）及控制技术。这三者中电力半导体器件是基础，控制技术是手段，而实现电力电子变换（又称功率变换）是目的。

虽然电力电子技术的专业术语对于许多非电力电子专业的人来说有点陌生，但电力电子变换在人类的日常生活中可以说无处不在，无时不用。从1955年人类第一只电力整流二极管由美国通用电气公司（General Electric Company）发明，标志着电力电子技术的诞生至今，经过几十年的发展，人类已经拥有40多种电力半导体器件可以选用，各种电力电子变换技术的应用已经深入到工业、农业、交通运输、国防和社会生活的各个方面，其典型的应用领域包括电化学、直流牵引、直流传动、交流传动、电机励磁、电火花加工、电镀、电冶、电磁合闸、充电、中频及高频感应加热、交流及直流不间断电源、开关电源、稳压电源、电子开关、高压静电除尘、直流输电、无功补偿、环境保护、家用电器、储能电站、感应电能传输、空间探测、遥测遥感、航空器控制、交通运输、火灾预防、医疗卫生、防盗报警、污水处理等诸多方面。

利用电力电子技术可以提高用电效率和功率因数，实现最佳用电，应用电力电子技术，可以解决潮汐发电、风力发电、太阳能发电、储能电站、空间电站中的关键技术，应用电力电子技术可以实现机车、汽车的电动化。应用电力电子技术生产的高压静电除尘、污水处理、高压脱硫、空气净化类电力电子设备及装置的批量应用，将极大地改善我国城乡环境质量。还应看到，应用电力电子技术可以进行火灾预防，易燃气体的预警和检测，对防止火灾及爆炸的发生都具有极为重要的作用和意义。因此可以说，电力电子技术已当之无愧地成为国民经济的重要支撑技术之一。

为了多方位展现电力电子技术日新月异的应用领域，更为了让人们关注身边的电力电子技术的应用情况，熟悉常用电力电子变流装置的工作原理与基本性能，鉴于国内还没有一本较全面和详实的这类书籍，我们编写了本书，以期对科研单位、工矿企业、交通运输行业中从事电力电子技术应用研究、设计或使用及维护的技术人员，生产管理人员，大、中专院校的师生以及电力电子技术爱好者有所裨益。

## IV

本书由中原工学院冯玉生副教授与西安石油大学李宏教授共同主编，中原工学院肖俊明副教授编写第1章，王永林讲师编写第2章，李伟锋副教授编写第3章，河南工业大学张颖讲师编写第4章，河南轻工业学校冯翔宇讲师编写第6章，冯玉生副教授编写第5章。裴素萍、赵宇峰等参与了本书的有关工作，冯翔宇还参与了书中大量的文稿整理和绘图工作。并由李宏教授定稿。

由于电力电子技术发展很快，应用领域众多，新的应用技术不断涌现，而编写收集的资料相对有限，限于学识与选题重心也许偏颇，加之编写时间甚为仓促，书中难免有不少错误与纰漏之处，恳请本书的读者及电力电子技术行业的专家斧正，并提出宝贵的意见。希望阅读本书的专家、学者及同仁们不吝赐教。

本书在编写过程中，参考和直接引用了参考文献中所列作者的研究和试验成果及资料，这些典型实例丰富多彩，展示了电力电子技术的广泛应用与发展前景。没有这些重要的资料和文献，本书将难以完成，参考文献的作者对本书的出版做出了重要的贡献。本书在出版过程中得到中原工学院自动化系及西安石油大学自动化系的大力支持和帮助，在此一并致谢！

编 者

# 目 录

## 前言

## 第 1 章 基于工频的交流-直流变换器

器	1
1.1 概述	1
1.1.1 交流-直流变换技术	1
1.1.2 电源半导体器件的动向	2
1.2 稳压电源	3
1.2.1 带放大器的串联反馈式稳压电路	3
1.2.2 0~30V/1A 稳压稳流型直流电源电路	3
1.2.3 金星牌彩色电视机的直流稳压电路	3
1.2.4 集成稳压器	4
1.2.5 集成稳压器构成的实用电路	5
1.2.6 相控稳压电源实例	7
1.3 电解电源	13
1.3.1 交直流叠加在金电解中的应用	13
1.3.2 精密脉冲电解磨削的电源	15
1.4 电镀电源	17
1.4.1 电镀电源的发展简况	17
1.4.2 脉冲电镀电源应用实例	17
1.4.3 电加工用脉冲电源	23
1.4.4 电火花线切割机用脉冲电源	24
1.4.5 超声波电火花同步复合加工用脉冲电源	25
1.4.6 电火花加工用高频脉冲电源	26
1.5 冶金用直流电源	28
1.5.1 大功率直流电源的数字控制	28
1.5.2 晶闸管中频感应加热电源中整流电路的数字控制	31
1.6 充电电源	32
1.6.1 大功率浮充电用直流屏电源简介	32
1.6.2 大功率快速充电控制电路	37
1.6.3 全自动步升型快速恒流充电	

电源	38
----	----

1.7 直流脉宽调速电源	41
--------------	----

参考文献	44
------	----

## 第 2 章 基于高频逆变的直流电源

2.1 开关电源技术概况	45
2.1.1 开关电源的技术特点	45
2.1.2 开关电源的若干技术问题	47
2.2 直流开关电源	49
2.2.1 直流-直流变换器电路的常见结构	49
2.2.2 开关电源的基本电路	51
2.2.3 开关电源的应用举例	61
2.3 PWM 调速电源	66
2.3.1 三相大功率 SPWM 整流电源	66
2.3.2 IGBT 在电动机 PWM 控制系统中的应用	69
2.3.3 IBM-PC 微型计算机开关电源的实用电路	71
2.4 高频开关电源	74
2.4.1 新型实用的高频开关电源	74
2.4.2 电力系统用高频开关电源	76
2.4.3 以 IPM 为开关器件的 110V 高频开关电源在电力机车上的应用	78
2.4.4 WKC 高频开关电源直流充电机	80
2.5 高压开关电源	82
2.5.1 全桥大功率高压开关电源	82
2.5.2 全数字化高频高压充电电源	85
参考文献	87
第 3 章 变频电源	88
3.1 概述	88
3.1.1 逆变技术的发展	88
3.1.2 简单实用的 12~230V 逆变电源	89
3.1.3 采用 MOSFET 开关管的稳压逆变电源	90

## VI

3.1.4	可给蓄电池充电的 100 ~ 200W 逆变电源 .....	92	4.3.1	应用 IR2130 和 IGBT 制作的 1kW 高压汞灯镇流器 .....	144
3.1.5	用 PWM 放大器实现 400Hz 电源 .....	93	4.3.2	主开关器件为 IGBT 的电子镇流器 .....	145
3.1.6	加热封口机用高频开关电源 .....	95	4.3.3	高可靠节能灯电子镇流器电路 .....	146
3.2	交流调速电源 .....	97	4.3.4	可调光双管荧光灯电子镇流器电路 .....	147
3.2.1	变频调速技术简介 .....	97	4.3.5	40W 电子节能镇流器电路 .....	148
3.2.2	变频调速的应用领域 .....	100	4.3.6	IR2155 集成电路在电子镇流器中的应用 .....	150
3.2.3	基于 DSP 的全数字化变频调速系统 .....	100	4.4	装饰照明 .....	151
3.2.4	大功率交流变频调速技术发展的现状与趋势 .....	102	4.4.1	彩灯控制器电路 .....	151
3.2.5	龙门铣床的交流变频调速驱动 .....	104	4.4.2	霓虹灯与节日彩灯控制器电路 .....	153
3.2.6	变频调速在船舶电力推进系统中的应用 .....	106	4.4.3	梦幻彩灯控制器电路 .....	157
3.2.7	交-直-交变频调速在鞍钢重轨矫直机上的应用 .....	108	4.4.4	循环闪光彩灯控制器电路 .....	158
3.2.8	交流调速在宝钢大型板坯连铸生产线上的应用 .....	110	4.4.5	可编程彩灯控制器电路 .....	160
3.3	正弦波逆变电源 .....	111	4.4.6	多功能灯光控制器电路 .....	162
3.3.1	通用型 IGBT 变频电源 .....	111	4.4.7	具有 16 种功能集成电路控制的彩灯实用电路 .....	163
3.3.2	新型正弦波逆变电源 .....	113	4.4.8	用 BH9201 控制的彩灯电路 .....	164
3.3.3	实用小功率中频电源 .....	114	4.4.9	变色吊灯控制电路 .....	164
3.4	不间断电源 UPS .....	117	4.4.10	追逐式循环彩灯控制器电路 .....	165
3.4.1	UPS 使用目的与类型 .....	117	4.4.11	巧用 LM386 制作双色彩灯控制器电路 .....	166
3.4.2	UPS 系统设计 .....	118	4.4.12	新型转动广告灯箱电路 .....	166
3.4.3	UPS 应用技术 .....	120	4.4.13	应用 MS51C61 和晶闸管制作的彩灯控制电路 .....	168
3.4.4	UPS 的应用实例 .....	123	4.4.14	用 SE9518 制作的装饰彩灯控制电路 .....	168
3.5	高频电源 .....	124	4.4.15	舞台频闪灯控制器电路 .....	169
3.5.1	IGBT 在石油感应加热电源中的应用 .....	124	4.4.16	霓虹灯循环发光控制器电路 .....	170
3.5.2	新型超声波电源 .....	125	4.4.17	一款实用的灯光控制器电路 .....	171
3.5.3	高频逆变技术在高压真空电源中的应用 .....	128	4.4.18	一种新型的霓虹灯电源电路 .....	172
参考文献	.....	129	参考文献	.....	174
第 4 章	照明电源电路 .....	131	第 5 章	环境保护中的电力电子变流装置 .....	175
4.1	概述 .....	131	5.1	概述 .....	175
4.2	照明与节能 .....	131	5.2	粉尘治理 .....	175
4.2.1	自动灯控制电路 .....	131	5.2.1	一种新型静电除尘器及其控制系统 .....	175
4.2.2	微波传感自动灯控制电路 .....	139	5.2.2	直接耦合式脉冲静电除尘电源 .....	178
4.2.3	节电节能控制器电路 .....	141	5.2.3	用于静电除尘的新型高压直流	
4.3	电子镇流器 .....	144			

## VII

电源 .....	181	6.4.1 柯利 KIXC-E1 型消毒柜 .....	232
5.2.4 用于排烟除尘的多功能高压静电电源 .....	183	6.4.2 应用单片机 AT89C2051 控制的消毒柜 .....	233
5.2.5 高频逆变型高压静电除尘电源 .....	185	6.5 热水器 .....	235
5.2.6 用于静电除尘器的斩波型交流调压电源 .....	188	6.5.1 银河牌燃气热水器电路 .....	235
5.2.7 IGBT 脉冲电源系统 .....	191	6.5.2 吉宝 DPL-35FA 型电热水瓶电路 .....	236
5.3 高压脱硫—脉冲电晕脱硫脱硝 .....	194	6.5.3 名钻牌电热水器电路 .....	237
5.4 空气净化器及臭氧发生器 .....	196	6.5.4 乐能 DPL700 型电泵式电热水水器电路 .....	238
5.4.1 智能空气净化器的控制电路 .....	196	6.6 充电器 .....	238
5.4.2 臭氧发生器 .....	200	6.6.1 采用晶闸管作为主开关元件制作的多功能蓄电池充电器 .....	238
5.4.3 负氧离子发生器 .....	201	6.6.2 非同步式大容量蓄电池充电器 .....	239
5.5 火灾探测与报警 .....	202	6.6.3 充电电流可自动调整的小容量蓄电池充电器 .....	240
5.5.1 火灾探测技术的发展及其应用 .....	202	6.6.4 手机充电器 .....	241
5.5.2 火灾报警器 .....	203	6.7 防盗、防火报警器 .....	243
5.5.3 火灾报警装置用开关电源 .....	208	6.7.1 防盗报警器 .....	243
5.5.4 玻璃破碎报警器 .....	210	6.7.2 汽车报警器 .....	246
5.5.5 光控闪烁式路障指示灯 .....	210	6.7.3 家用报警器 .....	248
5.6 绿色电源技术 .....	211	6.8 杀虫机 .....	250
参考文献 .....	212	6.8.1 电子防虫与驱虫电路 .....	250
<b>第 6 章 家用电力电子变流装置 .....</b>	<b>214</b>	6.8.2 蚊蝇克星——电子纱门电路 .....	252
6.1 概述 .....	214	6.8.3 电子灭蟑器 .....	254
6.2 变频空调器 .....	214	6.8.4 电子灭鼠器 .....	255
6.2.1 变频空调器简介 .....	214	6.9 其他家用电力电子变流装置电路 .....	258
6.2.2 变频空调器的技术特点和优点 .....	215	6.9.1 电子看门狗电路 .....	258
6.2.3 交流变频空调器电路组成 .....	215	6.9.2 家用恒温控制器 .....	259
6.2.4 变频压缩机 .....	216	6.9.3 快乐牌 VW-100G 型吸尘器 .....	260
6.2.5 变频空调器控制电路实例 .....	217	6.9.4 半导体制冷器件在饮水机中的应用电路 .....	261
6.3 微波炉具 .....	227	参考文献 .....	262
6.3.1 松下 NN-K653 型微波炉 .....	227		
6.3.2 飞跃 WP-600 型微波炉 .....	228		
6.3.3 上菱 WP-650A 型微波炉 .....	231		
6.4 消毒柜 .....	232		

# 第 1 章 基于工频的交流-直流变换器

## 1.1 概述

### 1.1.1 交流-直流变换技术

将交流电变换成直流电通常采用具有单向导电性的二极管、晶闸管等电力半导体器件，构成整流电路，再经过滤波，稳压等环节，为电子设备提供高质量的直流电源，从电路结构上分类，整流电路有单相整流、三相整流、多相整流电路，可控整流与不可控整流；半波整流、全波整流电路和桥式整流电路等几种分类方法。

整流电路输出的是脉动直流电压，既包含直流成分，同时又有交流成分，其中的脉动程度一般用纹波系数来衡量，即纹波系数等于输出电压的交流部分有效值与输出电压直流成分的比值。对于直流电源来说纹波越小越好，为了得到较平滑的直流电压就必须进行滤波。

在整流输出端接入滤波电容来减少电压的脉动效果较好，但电容大到一定程度时滤波效果就不太明显，也不经济。比较经济实用的办法是 RC 滤波电路如图 1-1 所示。它是在滤波电容  $C_1$  和负载电阻  $R_L$  之间串联电阻  $R$  再并联电容  $C_2$ ，提高滤波效果。经计算可知，接入  $R$  与  $C_2$  之后，将能够使输出端的纹波系数比  $C_1$  端的减少了  $\omega C_2 R'$  倍。其中， $\omega$  为整流输出脉动电压的基波角频率， $R'$  为电阻  $R$  与  $R_L$  的并联值。

电容滤波电路的输出内阻较大，当  $R_L$  变化时，端电压也会随之变化；另外，接通电源时，整流二极管开始导通时冲击电流较大，对寿命会有影响。为此，可以利用电感线圈对直流的电阻小、对交流的阻抗大的特点来实现电感滤波。图 1-2 给出几种常用的电感滤波电路的原理图，单个电感滤波电路效果不是很好，通常采用

LC 滤波电路，它由电感  $L$  及电容  $C$  组成，电感的作用

是限制交流电流成分，电容的作用是减小电压的脉动，尤其是在电流变化较大的情况下，滤波效果较好，因此，在大功率电子设备中多采用这种滤波电路。当输出电流给定时，为保证电感有好的滤波特性，所选用的电感  $L$  应大于  $R_L / (3\omega)$ ，对交流电源为 50Hz 的全波整流电路

$$L \geq R_L / 942 \quad (1-1)$$

滤波电路滤除直流中的脉动成分，仍不能满足电子设备对直流电源的要求，在负载有较大的变化时，整流滤波输出的电压将随之发生变化。当电源的交流电压变化时，输出的直流电压也要跟着变化，这对电子设备的工作造成不良影响。电源设备供电质量的好坏是保证电子设备运行良好的重要条件，直流稳压技术可以提高电压稳定度，不论在哪种情况下都能保证输出稳定的直流电压。

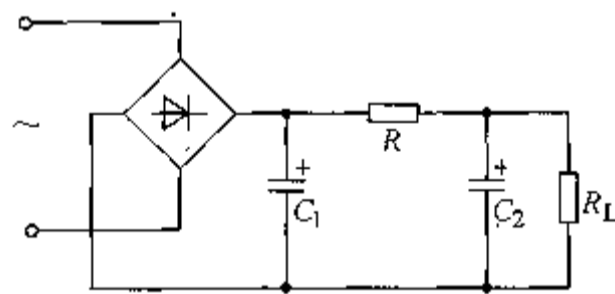


图 1-1 RC 滤波电路

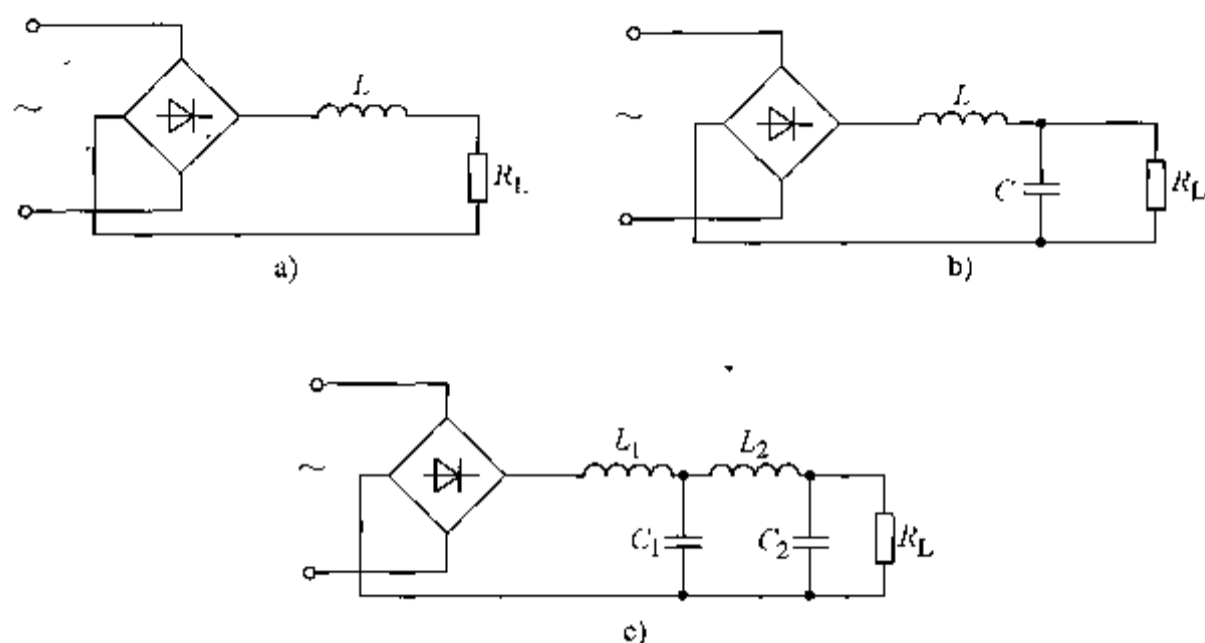


图 1-2 电感滤波电路

- a) 单电感滤波电路    b) 电感与电容构成  $\Gamma$  型滤波电路  
c) 电感与电容构成两级  $\Gamma$  型滤波电路

### 1.1.2 电源半导体器件的动向

很多电子设备的电源电路使用了半导体器件。笔记本电脑、移动电话、数码相机、便携视听等的电池驱动产品日益增加，相对于各种电池的电源半导体器件也正积极开发，频频出现亮点。其中，电源电路半导体的增长率至今依然高于电源、电动机控制、电源控制等整类半导体的增长率。

电源用分立器件包括双极型晶体管开关、FET（场效应晶体管）、整流二极管等。双极型晶体管从开关型晶体管到绝缘栅双极晶体管都正向高速度、低损耗发展。FET 从结型 FET 到电力 MOSFET、STT（静电感应晶体管）则正努力走向高速化和高性能化。开关电源和 DC/DC 变换器多使用 N 沟道的电力 MOSFET，若将几万个这样的 FET 并列组合使用，即可耐高压，目前正开发 6000V 级的耐高压产品。

当前，便携电子产品用低压电力 MOSFET 很受注目，它们采用 SOP（小外型封装）或 TSOP（薄型小外型封装）。最近，比 TSOP 封装体积更小一半的新型封装，如 VSON、MCPH 和 CMEPAK 等也纷纷登场。

开关电源用整流二极管将交流变为直流，有 FRD（快速恢复二极管）和 SBD（肖特基势垒二极管）两种类型。随着电子设备的低压化，低导通压降、低阻抗的电力 MOSFET 使用增多，正逐步取代整流二极管。

电源 IC（集成模块）包括电源控制器、DC/DC 变换器、稳压器、电池后备电源、运算放大器、锂离子电池保护器等。

稳压器是在电源电压变化时，使电子设备各模块仍能保持稳定的电压。由于笔记本电脑向低压发展而需要大电流电源，为减小输出/输入电压差，低压降稳压器需求随之增加。

电池后备电源 IC 在电源瞬间切断时，保护和监视系统内数据，电流读出放大器监视电池的充电和放电，复原 IC 用于监视电源，防止系统过度动作，运算放大器用于增幅。

迄今为止，电源用半导体器件常用双极型产品，但随着电子设备的小型化、扁平化、低电压化，尤其是节省电能的特点，使 CMOS 工艺器件应用日益增多。

## 1.2 稳压电源

直流稳压电源主要由电源变压器、整流电路、滤波电路和稳压电路组成。晶体管稳压电路根据调整管与负载的连接方式分为串联型和并联型，应用较多的是串联型电路。

### 1.2.1 带放大器的串联反馈式稳压电路

图 1-3 是带辅助电源供电的稳压电源电路，采用桥式整流，电容滤波，由  $VT_3$ 、 $VT_4$  和  $VT_5$  组成复合调整管。根据稳定性和工作温度的要求，加入了带辅助电源供电的差动放大电路。

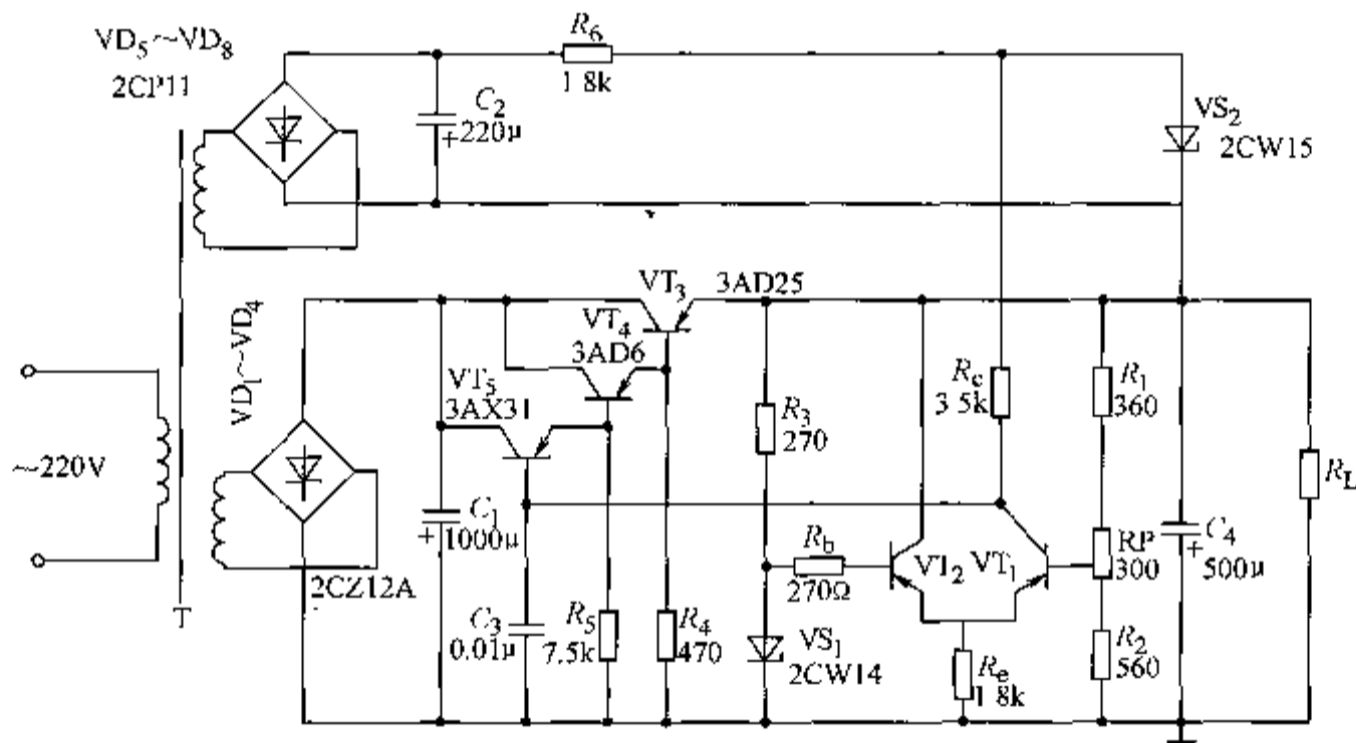


图 1-3 带辅助电源供电的稳压电源电路

### 1.2.2 0 ~ 30V/1A 稳压稳流型直流电源电路

图 1-4 是 0 ~ 30V/1A 稳压稳流型直流电源，调节电位器  $RP_1$  可使输出电压在 0 ~ 30V 之间连续调节。为了减少大功率晶体管  $VT_1$  与  $VT_2$  的损耗，用继电器 K 对输入电压进行自动切换，当输出电压低于 15V 时，交流输入电压切换到 18V；输出电压高于 15V 时，交流输入电压切换到 32V。 $RP_2$  为稳流调节电位器，可使输出电流在 0.1 ~ 1A 范围连续可调。 $VL_1$ （绿色发光二极管）为稳压电源输出指示灯， $VL_2$ （红色发光二极管）为过电流指示灯。 $S_2$  为表头的电压与电流指示开关，图中位置为指示电压值。

### 1.2.3 金星牌彩色电视机的直流稳压电路

图 1-5 是金星牌彩色电视机的直流稳压电路， $VT_1$  和  $VT_2$  组成 PNP 型复合调整管。作为复合管，这里的接法有特殊之处，不影响复合管的管型， $VT_2$  的发射极不是直接接到  $VT_1$  的集电极，而是接到一个辅助电源上，这主要是为了解决  $VT_1$  的耐压问题。因一般 PNP 型管的  $BU_{ceo}$ （晶体管基极 b 开路时，集电极 c 和发射极 e 之间的击穿电压）值较低。用两只（ $VS_1$ 、 $VS_2$ ）2DW7C 稳压管串接得到 12V 基准电压（每个稳压管的稳定电压为 6V）。放大

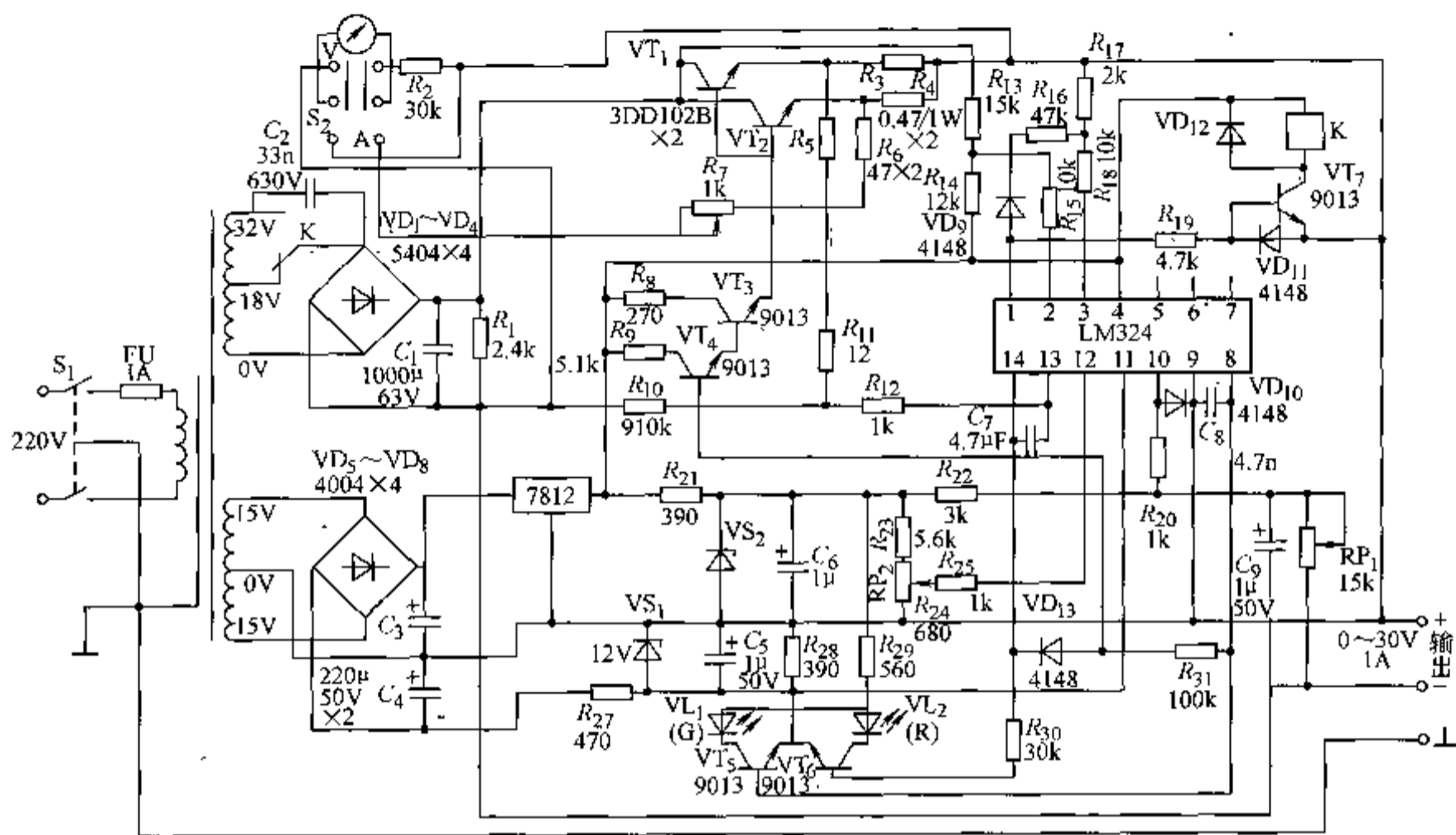


图 1-4 0~30V/1A 稳压稳流型直流电源电路

管  $VT_3$  的发射极和基极间并联一只二极管  $VD_6$  是为了防止发射极承受反向击穿电压。并联在  $VT_2$  集射结之间的电阻  $R_1$  为启动电阻。

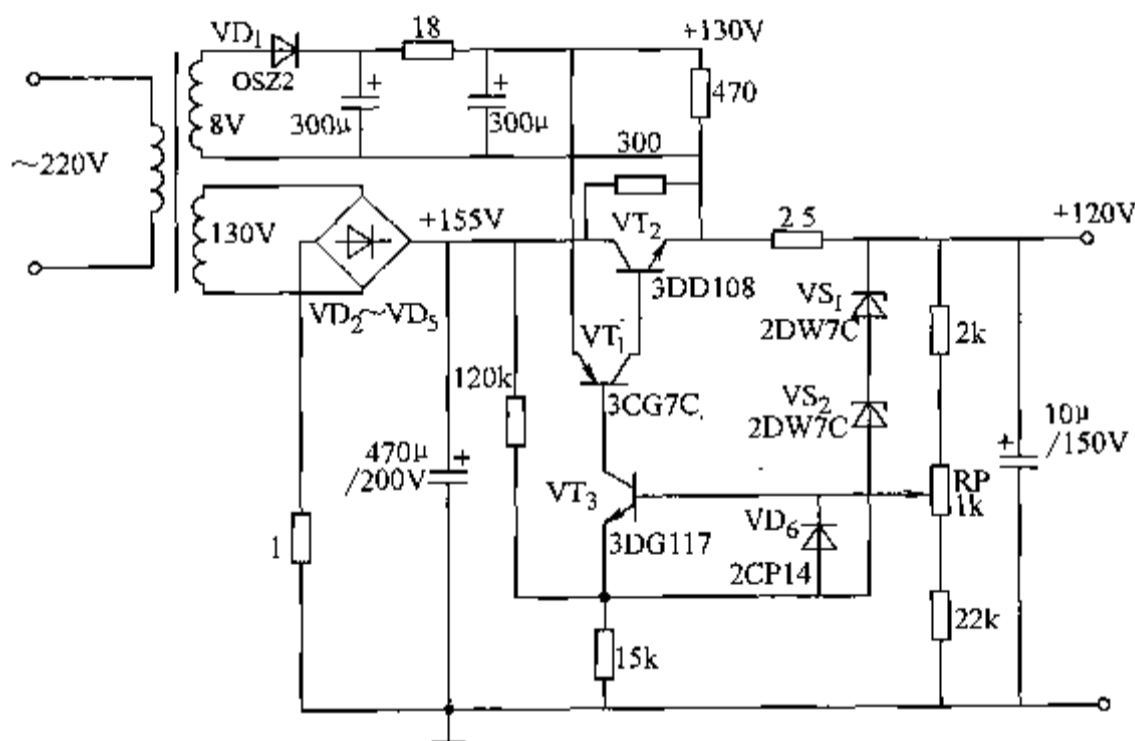


图 1-5 金星牌彩色电视机的直流稳压电路

#### 1.2.4 集成稳压器

以前电子设备中的稳压器电源大都由分立元件构成，增加了电子设备的体积、重量和成本。现已研制开发了各种集成稳压器，使电源电路的设计变得很容易，特别对于小功率电源更是简单方便。

集成稳压器具有很多特征，总体来说可以分为两大类，线性稳压器和开关稳压器。大部

分集成稳压器都具有输出电压稳定的功能，集成稳压器本身不能产生功率，只是将输入功率传送给负载，通过控制该功率的大小使输出电压保持不变。

线性稳压器，它是连续控制由输入传递给负载的功率；开关稳压器，它采用断续的开关方式。一般来说，线性稳压器的功耗较大，变换效率只有 40% 左右，不适合于大功率电源。极小功率电源采用线性稳压电源较好。对于线性稳压器，原理上是降低输入电压而控制功率。所以，也叫降压式集成稳压器。集成稳压器的输入必是直流，既可以是交流电经过整流、平滑滤波后的直流，也可以是电池供电的直流。

开关稳压器的工作频率一般为 20 ~ 50kHz，对电压进行开关控制，不仅工作于降压方式，有时还可以工作于升压方式及反转方式。输入、输出之间用变压器隔离，因为工作频率高，所以变压器体积很小，这是开关稳压器的一大优点。由于不需要大功率工频变压器，可构成轻、薄型稳压电源，机内的模块电源大都是这种类型。此外，输入、输出之间无高频变压器隔离的开关稳压器应用斩波工作方式。

线性集成稳压器有三种形式：一般式、低压降式、CMOS 式。一般式的线性集成稳压器有三端固定式集成稳压器，如 78XX/79XX 系列；三端可调式集成稳压器有 LM317/LM337 系列；多端集成稳压器有  $\mu$ A723 以及 W723、FG723、LM723、MC1723、CA723 等。低压降式的线性集成稳压器有 LM2950 系列、MAX667 系列、MIC29750 系列、S812/802 系列、XC62AP 系列等。

### 1.2.5 集成稳压器构成的实用电路

#### 1. 低功耗可调稳压电路

图 1-6 是 30V/5A 低功耗可调稳压电路。电路的关键是采用运算放大器做电压检测，实时根据输出电压  $U_o$  的数值变化，由继电器  $K_1 \sim K_3$  切换到变压器二次侧相应抽头电压。

图中 LM338K 为三端可调集成稳压器，通过改变电位器  $RP_{21} \sim RP_{41}$  的阻值调节输出电压  $U_o$  的大小。继电器  $K_1 \sim K_3$  受运放  $A_2 \sim A_4$  的控制，根据  $U_o$  的变化进行工作。现以  $A_2$  为例说明其工作过程：继电器  $K_1$  的  $K_{1-1}$  两个活动触点分别接变压器的二次侧，固定触点接整流电路输入端，通过电阻  $R_{23}$  为运放的反相输入端提供参考电压  $u_r$ ，电阻  $R_{21}$  和  $RP_{21}$  为运放的同相输入端提供取样电压  $u_i$ 。设输出电压为  $U_{o1}$  时继电器  $K_1$  动作，切换到输入电压的高挡位。若  $U_o > U_{o1}$ ，则  $u_i < u_r$ ， $A_2$  输出高电平，晶体管  $VT_{21}$  饱和导通，继电器  $K_1$  动作，稳压器输入电压一直保持在此挡位；当  $U_o < U_{o1}$ ，则  $u_i < u_r$ ， $A_2$  输出低电平， $VT_{21}$  截止，继电器  $K_1$  复位，使输入电压切换到低挡位，实现了稳压器输入电压的自动转换，降低了稳压器输入输出间的压差。运放选用 LM324，电源模块 7805 为运放和继电器提供工作电压。

#### 2. 功放用伺服电源电路

图 1-7 为功放用伺服电源电路。电路中，输入端电容  $C_1$ 、 $C_2$  和  $L_1$  组成交流滤波器，用于净化输入的交流电源。整流二极管  $VD_1 \sim VD_4$  上并联的  $C_3 \sim C_6$  无感电容，用于提升整流管的开关速度，同时又可有效地降低整流二极管的开关噪声。功率晶体管  $VT_1$  和  $VT_2$  用于扩展输出电流。 $C_{27}$ 、 $R_5$  和  $C_{28}$ 、 $R_6$  为两个微分电路。 $R_7$ 、 $R_8$  和  $R_9$ 、 $R_{10}$  组成取样电路，取出的误差信号经过微分运算后再反馈回去。而微分调节电路对系统误差具有超前校正的特性，能够补偿系统在截止频率附近的相位滞后，提高系统的动态性能。因此，加入微分调节电路的系统具有较好的频率特性和动态性能。当微分电路工作不稳定时，使电源电路工作不



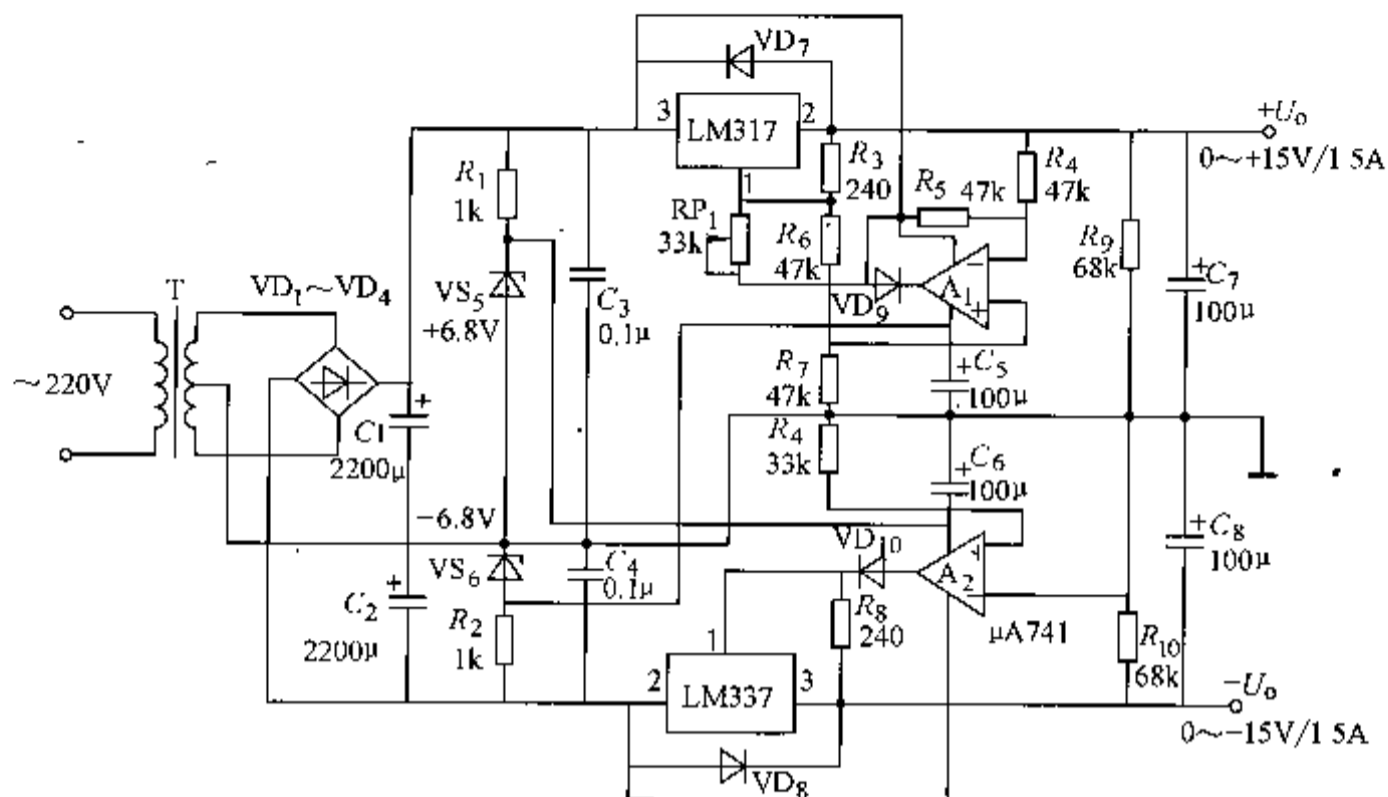


图 1-8 采用 LM317 和 LM337 构成跟踪式稳压电源电路

正输出电压由 LM317 及相关电路等组成，电位器 RP 用于调整输出电压，RP 的原接地端现接在运放  $A_1$  的输出端，这样使输出电压从零可调。负输出电压由 LM337 及相关电路等组成，LM337 的调节端接在运放  $A_2$  的输出端，使负输出电压跟踪正输出电压。VD<sub>7</sub> 和 VD<sub>8</sub> 用于防止外接负载加大有电容放电，致使 LM317 和 LM337 输出端损坏，因 LM317 和 LM337 的调节端均不允许流入反相电流，VD<sub>9</sub> 和 VD<sub>10</sub> 用于防止因某种原因使得  $A_1$  输出正饱和及  $A_2$  输出负饱和而将 LM317 和 LM337 调节端击穿。

### 1.2.6 相控稳压电源实例

#### 1. 晶闸管稳压电源电路

图 1-9 是简单的晶闸管稳压电源电路。电路中，晶闸管 VT 为主控元件， $L_1$  是使用矩磁特性的可饱和电感，VT 与  $C_1$  构成摩根电路。稳压管 VS<sub>2</sub> 提供基准电压，晶体管 VT<sub>1</sub> 和 VT<sub>2</sub> 构成误差放大器。晶体管 VT<sub>3</sub> 由发射极电阻 RP<sub>1</sub> 的负反馈作用构成恒流源，对电容  $C_4$  进行

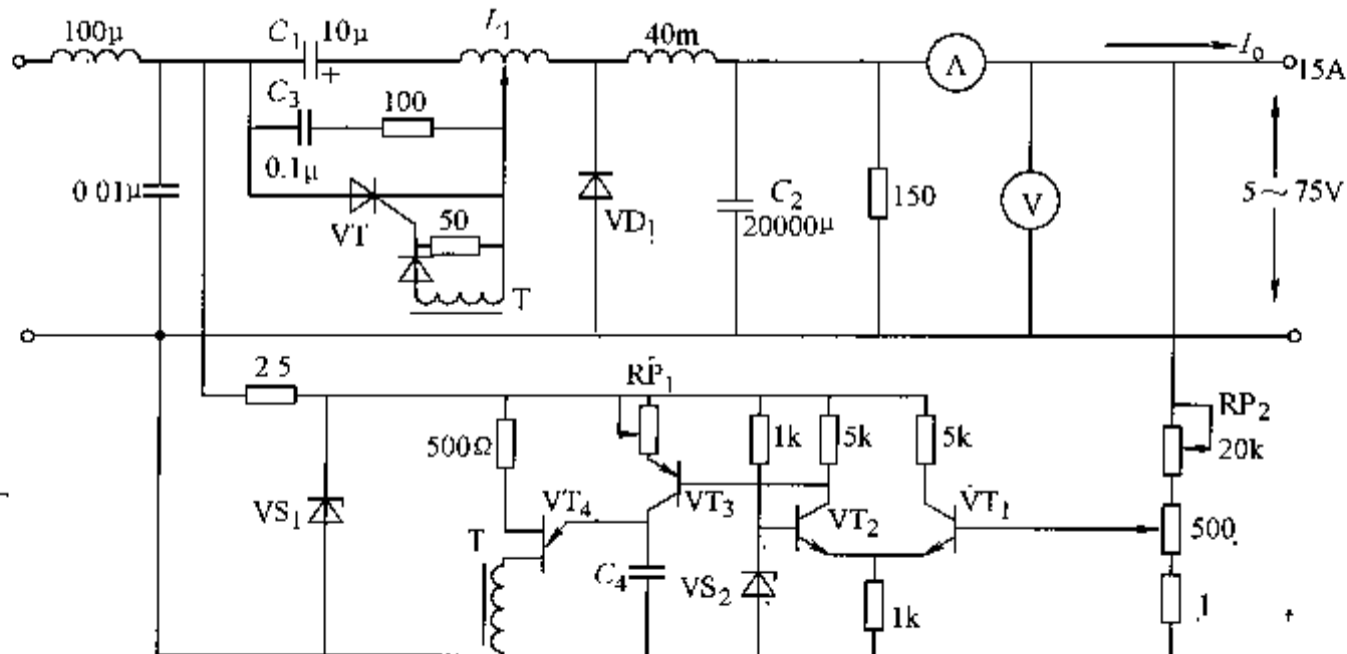


图 1-9 简单的晶闸管稳压电源电路

恒流充电。

当  $VT_3$  的集电极电位，即电容  $C_4$  两端电压达到单结晶体管  $VT_4$  的峰点电压时， $VT_4$  导通，这时，变压器  $T$  产生触发晶闸管  $VT$  的脉冲。 $VT$  被触发导通，由于励磁电流使  $L_1$  的铁心的磁通逐渐增加，电容  $C_1$  按图示极性充电。一旦  $L_1$  的铁心饱和，由于电容  $C_1$  的充电电压使晶闸管  $VT$  反偏，从而关断晶闸管。此后， $C_1$  继续通过  $L_1$  及负载以图示相反的极性充电。这样，在摩根电路中，晶闸管的导通时间是由  $L_1$  的铁心的磁特性及负载决定，而触发的定时，即频率随误差放大器的输出而变化，使输出电压保持稳定。

## 2. 12 ~ 30V/20A 的稳压电源

图 1-10 是采用晶闸管构成的输出 12 ~ 30V/20A 可调的稳压电源。这是一个自动调压系统，它由晶闸管整流电路、触发电路及反馈控制电路等组成。主回路采用单相桥式半控整流电路，晶闸管  $VT_1$  和  $VT_2$  及二极管  $VD_1$  和  $VD_2$  分别构成单相桥式半控整流电路中的一个整流臂， $VT_1$  和  $VT_2$  的阴极不接在一起。这种接法的优点是整流二极管  $VD_1$  和  $VD_2$  串联，兼有续流作用，即可为滤波电感及负载中的感性成分构成通路，以释放电磁能量，避免产生过高反电压。

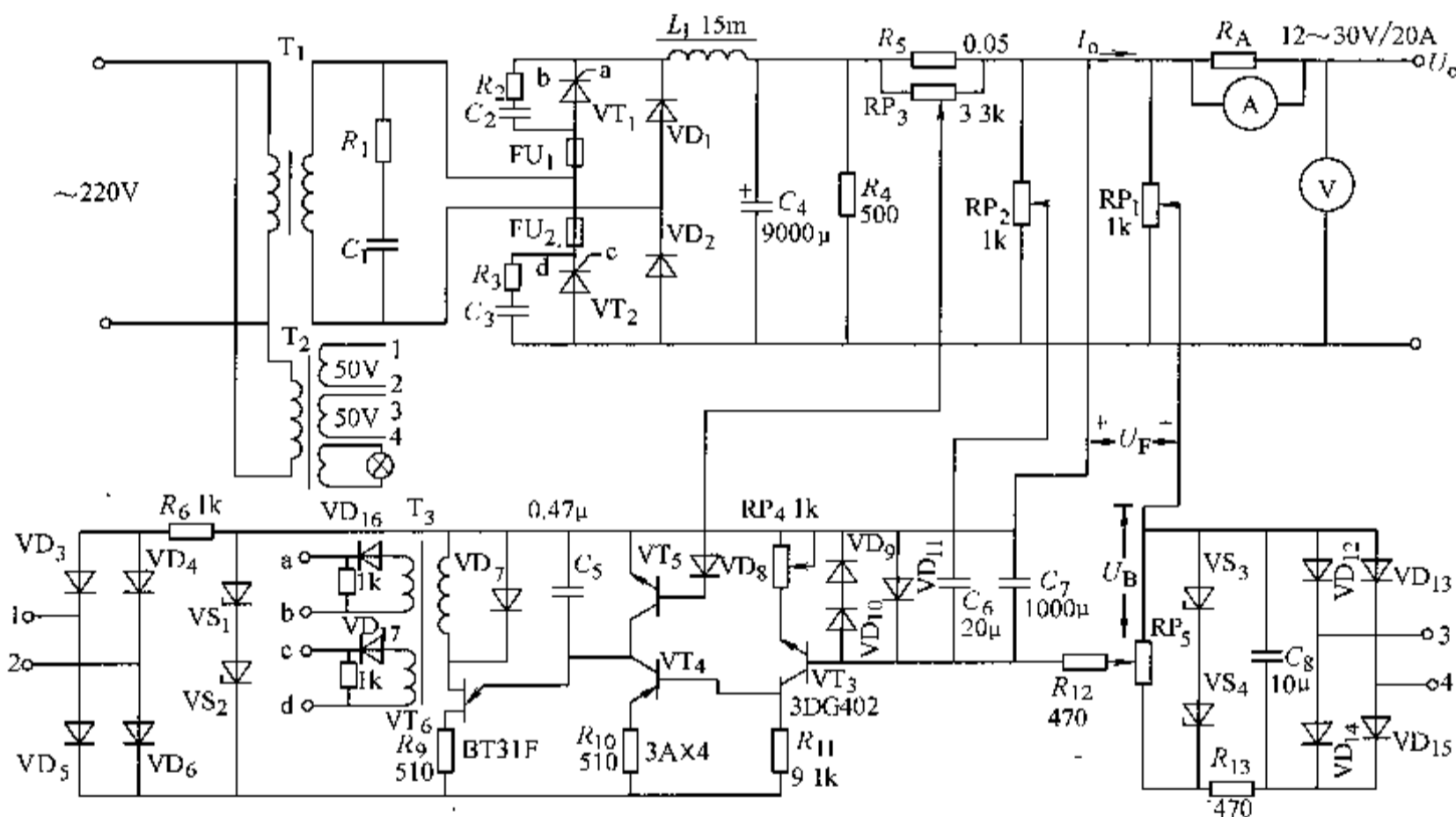


图 1-10 采用晶闸管构成输出 12 ~ 30V/20A 的稳压电源

$R_1$  和  $C_1$ 、 $R_2$  和  $C_2$ 、 $R_3$  和  $C_3$  是过电压吸收保护电路； $FU_1$ 、 $FU_2$  是串联在晶闸管支路中的快速熔断器，作为晶闸管的过电流保护环节； $T_1$  是整流变压器； $L_1$  和  $C_4$  组成滤波器；电阻  $R_4$  为固定假负载，当输出空载时由其导通一定的电流，其数值大于晶闸管的维持电流，使其处于工作状态。

触发电路是由单结晶体管  $VT_6$ 、晶体管  $VT_4$ 、 $VT_5$  组成的具有放大环节的触发电路。二极管  $VD_9$ 、 $VD_{10}$  作为晶体管  $VT_3$  基极回路正向保护， $VD_{11}$  为反向保护，这样就使晶体管的输入信号限制在  $+1.4 \sim -0.7V$  之间，以保护放大管。脉冲变压器  $T_3$  二次侧所接二极管  $VD_{16}$  和  $VD_{17}$ （使输出至晶闸管门极的触发信号为正脉冲，以确保被加到触发晶闸管阴极的触发脉冲为正脉冲）。

变压器  $T_2$ 、整流桥  $VD_3 \sim VD_6$ 、电阻  $R_6$ 、稳压管  $VS_1$ 、 $VS_2$  构成同步电路, 提供梯形同步电压。整流桥  $VD_{12} \sim VD_{15}$ 、滤波电容  $C_8$ 、稳压电路  $R_{13}$ 、 $VS_3$ 、 $VS_4$ 、电位器  $RP_5$  提供给定电压  $U_g$ , 由  $RP_5$  调节整流输出电压  $U_o$  的大小。 $R_{12}$  与  $C_7$  组成积分电路, 保证在开机时输出电压稳定, 并兼有滤除干扰信号的作用。

电压  $U_f$  与  $U_g$  以相反极性串联接到  $VT_3$  的基射电路, 作为其输入电压。它是电压串联负反馈, 即当  $I_o$  增加使  $U_o$  降低时, 能通过  $VT_3$ 、 $VT_4$ 、 $VT_6$  将加到  $VT_1$ 、 $VT_2$  门极的触发脉冲前移, 使导通角增大,  $U_o$  回升,  $RP_2$  与  $C_6$  组成微分负反馈, 抑制振荡, 使系统有较好的动态特性。 $RP_3$ 、 $R_5$ 、 $VT_5$  组成过电流保护电路。

### 3. 晶闸管预调稳压电源

图 1-11 是采用晶闸管作为预调电源的稳压电路。其中图 1-11a 是电路原理框图, 通过改变晶闸管  $V_1$  和  $V_2$  的导通角, 控制晶体管  $VT_1$ 、 $VT_2$  的管压降等于稳压二极管  $VS$  的稳定电压  $U_z$ , 这样, 输出电压在较大范围内调节时可减小  $VT_1$ 、 $VT_2$  的功耗。实际电路如图 1-11b 所示, 图 1-11c 是其线性稳压电路。 $A_1$  等组成稳压电路, 调节  $RP_2$  使输出电压在  $0 \sim 27V$  之间可调;  $A_2$  组成稳流电路, 调节  $RP_3$  使输出电流在  $0 \sim 2.7A$  之间可调。NE555 等组成晶闸管的触发电路。

### 4. 三相半控桥稳压电源

三相半控桥稳压电源广泛应用于通信局站的直流供电系统中, 主要由主电路、控制电路组成。控制电路则由移相脉冲发生器、自动调整电路、手动调整电路及开机延时等部分组成。主电路采用三相半控桥整流电路, 它是传送电能的途径, 其中电力变压器将三相 380V 交流电降低至整流器所需的交流电压值。由可控整流电路将交流变为脉动直流, 经滤波器平滑滤波, 使电压脉动减小至规定值以下。

当整流器工作于自动稳压或自动稳流方式时, 移相脉冲发生器的触发脉冲的相位受自动调整电路的控制, 自动调整电路随时检测整流器的输出电压 (在自动稳压时) 或输出电流 (在自动稳流时) 与标准源作比较, 将其偏差送到误差放大器进行放大后去控制移相脉冲发生器, 从而改变触发脉冲的相位, 将输出电压或电流调整到稳定值。

图 1-12 是主电路采用三相半控桥整流电路的晶闸管稳压实用电路, 这里主要介绍触发电路、稳压稳流电路以及保护电路。

(1) 晶闸管触发电路的工作原理 以 A 相晶闸管触发电路为例进行分析。B、C 相晶闸管的触发电路与之相同 (图中用虚线框表示)。同步变压器  $T_1$  从被触发的晶闸管所在相取得一次电压, 其二次电压  $U_a$  的峰值为 12V。由  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_1$  构成的移相电路将同步电压  $U_a$  移相  $30^\circ$  后形成  $U_b$  加到过零比较器  $A_1$  的反相输入端,  $A_1$  输出与  $U_b$  反相的方波  $U_c$ , 其限幅电平为  $\pm 12V$ 。 $U_c$  经反相积分器积分后形成线性度良好的三角波  $U_d$ , 其峰值约为  $\pm 5V$ 。 $U_d$  加在电子检测器  $A_3$  的反相输入端,  $A_3$  的同相输入端加的是输入控制电压  $U_k$ 。利用电位器  $RP_1$  调节  $U_k$  的大小, 即可改变  $A_3$  输出负脉冲  $U_e$  下降沿的相位, 也即改变触发脉冲的相位, 从而改变整流器的输出电压。 $U_c$  经  $R_8$  和  $VD_1$  构成的限幅电路限幅, 输出振幅为  $0 \sim \pm 12V$  的脉冲电压  $U_f$ 。 $U_f$  由微分电路  $C_5$  和  $R_9$  微分, 形成正负相间的微分脉冲  $U_h$ 。二极管  $VD_2$  只允许 (正电源下跳到零的脉冲) 负脉冲加到 NE555 的 2 端。NE555 及外围电路构成单稳态触发器, 在负脉冲的作用下, 3 端输出一定宽度的脉冲电压  $U_i$ ,  $U_i$  的脉冲宽度由  $R_{10}$  和  $C_6$  的时间常数决定。 $U_i$  经晶体管  $VT_1$  和脉冲变压器  $T_2$  构成的脉冲放大器放大后, 在  $T_2$  二次侧输



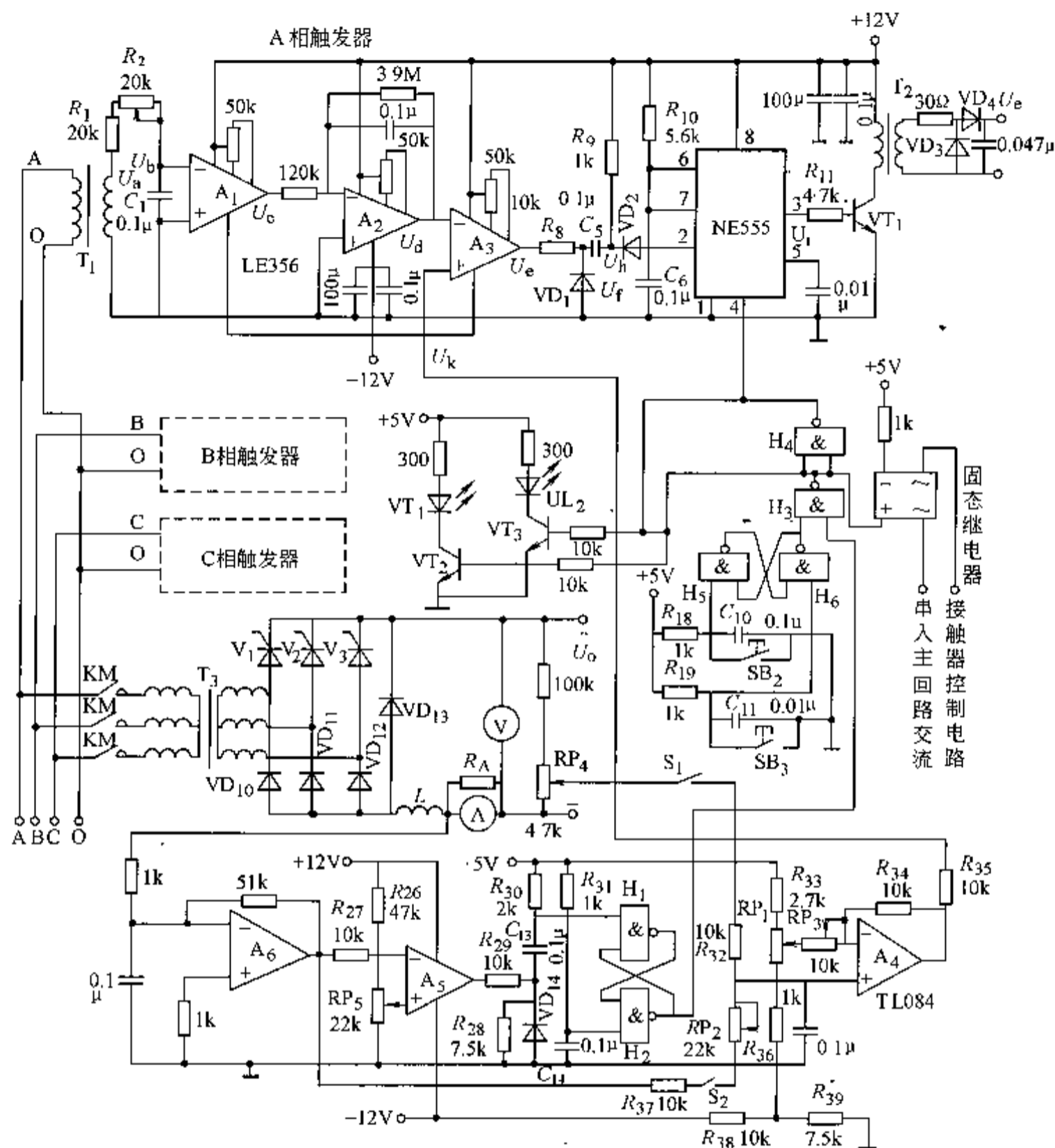


图 1-12 主电路为三相半控桥整流电路的晶闸管稳压实用电路

约  $+5\text{V}$  变为  $-5\text{V}$ ，并作为控制电压  $U_k$  加到  $A_3$  的同相输入端。晶闸管的导通角从  $0$  平滑地变至  $180^\circ$ （见图 1-13），整流电路的输出电压  $U_o$  也相应地从  $0$  变至额定值。 $U_o$  经  $R_{20}$  和  $RP_4$  分压，从  $RP_4$  取出反馈电压通过  $R_{32}$  加到  $A_4$  的同相输入端，构成闭环电压负反馈回路，实现自动稳压的功能。稳压过程是：当电网电压上升或负载电流减小使输出电压  $U_o$  上升时，加到  $A_4$  同相输入端的负反馈电压也上升， $A_4$  输出的移相控制电压  $U_k$  增大，晶闸管的导通角变小，从而使  $U_o$  下降，抵消了因上述原因而引起的电压增量，使输出电压  $U_o$  稳定在原来的数值；反之亦然。

自动稳流工作原理与上述自动稳压原理基本相同。不同的只是反馈信号从电流表的分流器电阻  $R_A$  取得。当负载电流流经  $R_A$  时，在  $R_A$  上形成与负载电流成正比的压降，其压降通过反相比例放大器  $A_6$  放大， $A_6$  放大的信号通过  $R_{37}$  和  $RP_2$  加到  $A_4$  的同相输入端。其后的工作原理与稳压相同，从而起到了稳流的作用。稳压运行还是稳流运行由开关  $S_1$  与  $S_2$  进行切

换。

(3) 保护电路的工作原理 参见图 1-12 来进行分析。 $H_1$  和  $H_2$  构成 R-S 触发器, 接通电源后,  $H_2$  的输入端接  $R_{31}$  和  $C_{14}$  延时电路, 由于接通电源后  $C_{14}$  电压延时上升至  $H_2$  的开门电平, 相当于作用一个负脉冲, 使  $H_2$  输出高电平, 加到  $H_3$  的一个输入端。同理,  $H_5$  和  $H_6$  构成另一个 R-S 触发器, 由于  $R_{18}C_{10}$  的时间常数比  $R_{19}C_{11}$  的时间常数大,  $H_5$  的输入端上升至开门电平的时间比  $H_6$  输入端对应的时间长, 故  $H_5$  输出高电平,  $H_6$  输出低电平并封锁  $H_3$ 。 $H_3$  输出高电平,  $H_4$  输出低电平并加到 NE555 的复位端 4, 使 NE555 复位, 触发电路无触发脉冲输出。此时, 若按下触发脉冲起动按钮  $SB_3$ ,  $H_6$  才输出高电平, 这时的  $H_4$  输出高电平使 NE555 置位, 触发电路开始输出触发脉冲, 整流电路开始工作。反之, 断开电源时, 先按下  $SB_2$ , 使  $H_6$  输出低电平封锁  $H_3$ ,  $H_4$  输出低电平使 NE555 复位, 触发电路停止输出触发脉冲, 待晶闸管阳、阴极间电压自然过零而关断后, 再分断交流接触器 KM, KM 触头间便不会有电弧产生。

过电流自动保护功能是由  $A_5$  构成的比较器实现的,  $R_{26}$  和  $RP_5$  构成分压器,  $A_5$  同相输入端接过电流保护电流门槛整定电位器  $RP_5$  的滑动端, 反相输入端接  $A_6$  的输出端。正常工作时, 应使  $A_5$  同相输入端的电平调整在等于或略大于整流器额定输出电流时  $A_6$  输出端对应的输出值。当过流时,  $A_6$  的输出电压也上升且超过  $A_5$  的同相输入端电压,  $A_5$  的输出形成负跳变电压。 $R_{30}$  和  $C_{13}$  组成的微分电路将负跳变转换为负微分脉冲, 作用在 R-S 触发器置 0 端, 使  $H_2$  输出低电平将 NE555 复位, 触发电路停止输出触发脉冲, 使晶闸管关断。同时, 由于  $H_3$  输出电平变高, 固态继电器输入控制端由原先的导通状态变为截止状态, 输出也随之关断, 进而使主回路交流接触器关断, 有效地保护晶闸管不致因过流而损坏, 待故障排除后, 方可重新开机。

### 5. 基于 PWM 变换的电压源/电流源

在高电压测量系统中, 因受某些条件限制, 位于高压侧的测量装置往往不能用导线直接从低压侧获得工作电源, 这时可采用母线电流供电方式, 即利用母线电流作为能量来源, 经电磁式电流互感器 CT 和相关电路将变化的电流源变换成具有一定功率输出能力的稳定电压源, 为测量装置供电。如: 在电力系统颇具应用前景的光纤电流互感器, 目前主要采取这种方式供电。由于现场高压母线电流的变化范围很大, 而且供电电源与测量装置是在被绝缘材料包围、散热条件很差的环境下工作, 所以在这种情况下, 如何设计低热耗的电流源/电压

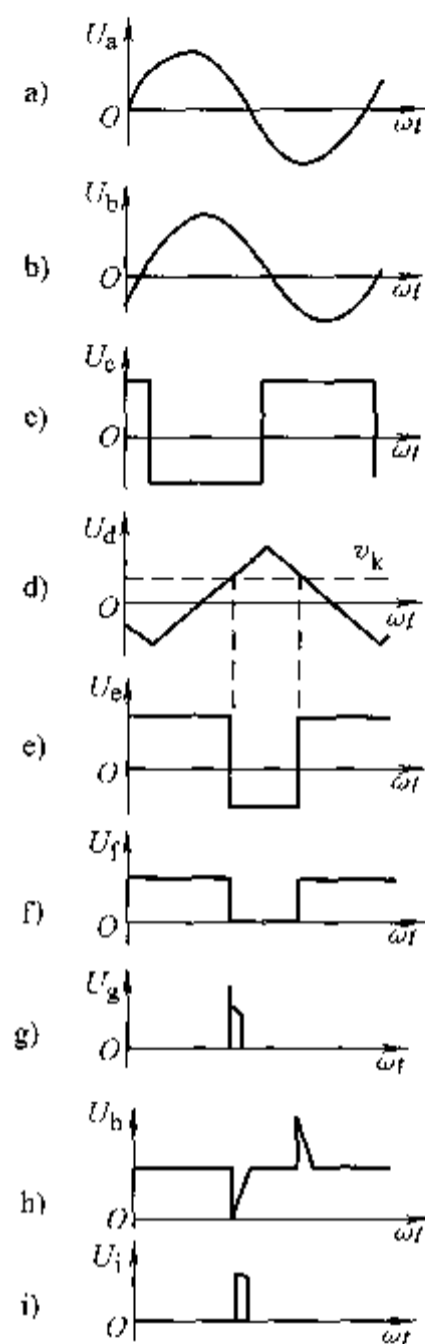


图 1-13 触发电路的波形

- a)  $U_a$  波形 b)  $U_b$  波形 c)  $U_c$  波形  
d)  $U_d$  波形 e)  $U_e$  波形 f)  $U_f$  波形  
g)  $U_g$  波形 h)  $U_h$  波形 i)  $U_i$  波形

源（以下简称“电源”），使其稳定工作，已成为要解决的技术难题。基于 PWM 变换设计的电源，解决了上述问题。

(1) 电源电路 电源电路如图 1-14 所示，图中 CT 为电磁式电流互感器， $GT_{1-1}$  和  $GT_{1-2}$  分别为固态继电器  $GT_1$  的输入端和输出端，IC 为低压差三端集成稳压器，VS 为稳压管， $VD_V$  为瞬间电压抑制二极管， $R_1$ 、 $C_1$  组成尖峰过电压吸收电路， $R_L$  为负载（即测量装置）。如果负载需要几种电压供电，则可在 IC 输出端接入相应规格的 DC/DC 模块。

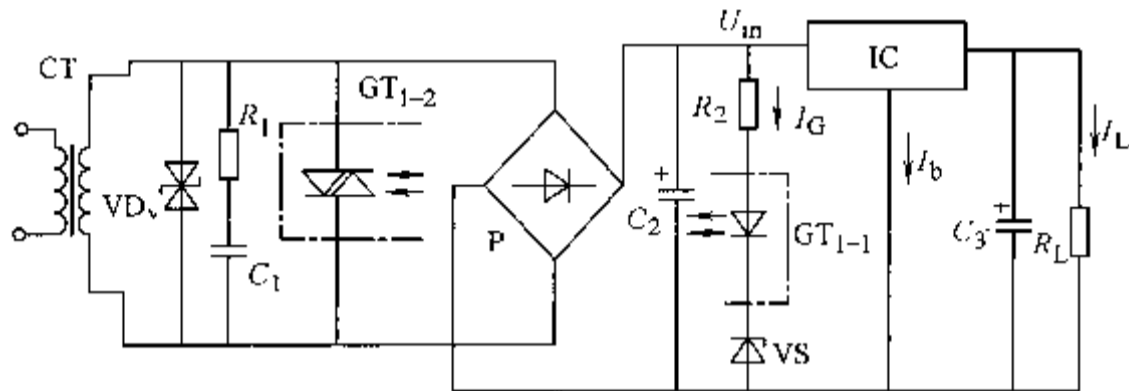


图 1-14 电源电路

(2) 工作原理 在图 1-14 中，根据  $GT_1$  的工作特性设  $GT_1$  从断态向通态过渡时的  $GT_{1-1}$  触发电流为  $I_G$ ，维持  $GT_1$  工作的  $GT_{1-1}$  维持电流为  $I_{GH}$ ，以及  $GT_1$  从通态向断态过渡时的  $GT_{1-1}$  截止电流为  $I_{G2}$ ，则三者之间有关系  $I_{G2} < I_{GH} < I_{G1}$ ，考虑到稳压二极管 VS 存在一定数值的动态电阻  $r$  ( $r = \Delta U / \Delta I \neq 0$ ) 的特性；由于 VS 支路和  $GT_{1-2}$  间形成的负反馈作用，使  $GT_{1-2}$  的通断时间能够随  $GT$  次级电流的变化而变化并保持适当比例，从而保证了 IC 的输入电压  $U_{in}$  在较小的范围内波动、输入/输出压差合适，输出电压稳定。

为了便于分析，设  $U_{in}$  在  $U_1 \sim U_2$  间波动， $U_{in}$  由  $U_1$  上升至  $U_2$  的时间为  $t_1$ ，由  $U_2$  下降至  $U_1$  的时间为  $t_2$ ； $GT_{1-1}$  支路的电流为  $I_G$ ；将 IC 的偏流  $I_b$  归并到负载电流  $I_L$  中，并忽略  $I_b$  的变化 ( $I_b$  实际变化很小)，由这些假设可以得到下述几点结果。

1) 当  $U_{in} > U_2$  时，VS 导通， $I_G > I_{G1}$ ，使  $GT_1$  的输出端  $GT_{1-2}$  从截止状态变为导通状态。此时由于  $GT_{1-2}$  通态压降 (1V 左右) 小于  $U_{in}$ ，故 CT 二次电流被  $GT_{1-2}$  短路，电容  $C_2$  开始单独为  $GT_{1-2}$  支路和负载供电， $U_{in}$  逐渐下降，经过时间  $t_2$  后， $U_{in} = U_1$ 。

2) 当  $U_{in} < U_1$  时，VS 截止， $I_G < I_{G2}$ ，使  $GT_1$  的输出端  $GT_{1-1}$  从导通状态变为截止状态。此时 CT 二次电流  $I$  (平均电流) 在向  $C_2$  充电的同时又向负载提供能量， $U_{in}$  逐渐上升，经过时间  $t_1$  后， $U_{in} = U_2$ ， $U_{in}$  始终在  $U_1 \sim U_2$  间变化，使三端稳压器 IC 始终保持合适的输入/输出压差，保证输出电压稳定，为负载提供稳定的工作电源。

## 1.3 电解电源

### 1.3.1 交直流叠加在金电解中的应用

在用电解法进行金的精炼过程中，大都以粗金板为阳极、纯金片为阴极，以金的氯化合物水溶液及游离盐酸为电解液。但因为在阳极板中的杂质都比金的电位低，均会电化溶解进入溶液。其中的银与盐酸作用易生成  $AgCl$  薄膜附着于阳极表面，使阳极钝化，严重时可能造成金电解中断。同时，阳极板析出的  $Cl_2$  极易导致生产车间环境的恶化。但如果在直流电源

中输入一定幅值的交流电,使阴、阳极板的极性发生瞬间变化,不但可抑制  $\text{AgCl}$  的生成,而且非对称性的脉动电流也会使  $\text{AgCl}$  薄膜疏松而脱落。由此可见,在直流电源装置中叠加交流电是解决阳极钝化的有效手段之一。

如果直流电源与交流电源直接串联,当交流电压逐渐升高至直流电压时,整流元件会因承受反向电压而截止,使整个电路开路,电流为零,这样并不能达到使电解槽两电解极的极性改变的目的。

如果直流电源与交流电源直接并联,虽然可以实现脉动电流的反向,但直流电直接通过交流电源造成电能损耗太大,易烧毁交流变压器的二次绕组。同时,当交流电压逐渐升高至直流电压时,整流元件也会因承受反向电压而截止,使直流电输出中断而延长电解周期。

由分析可知,交、直流电源的串联电路与并联电路都不能较好地解决交、直流叠加的问题。这里介绍江西铜业设计的一种串、并联混合电路,能较好地适应工艺要求,其电气原理如图 1-15 所示。

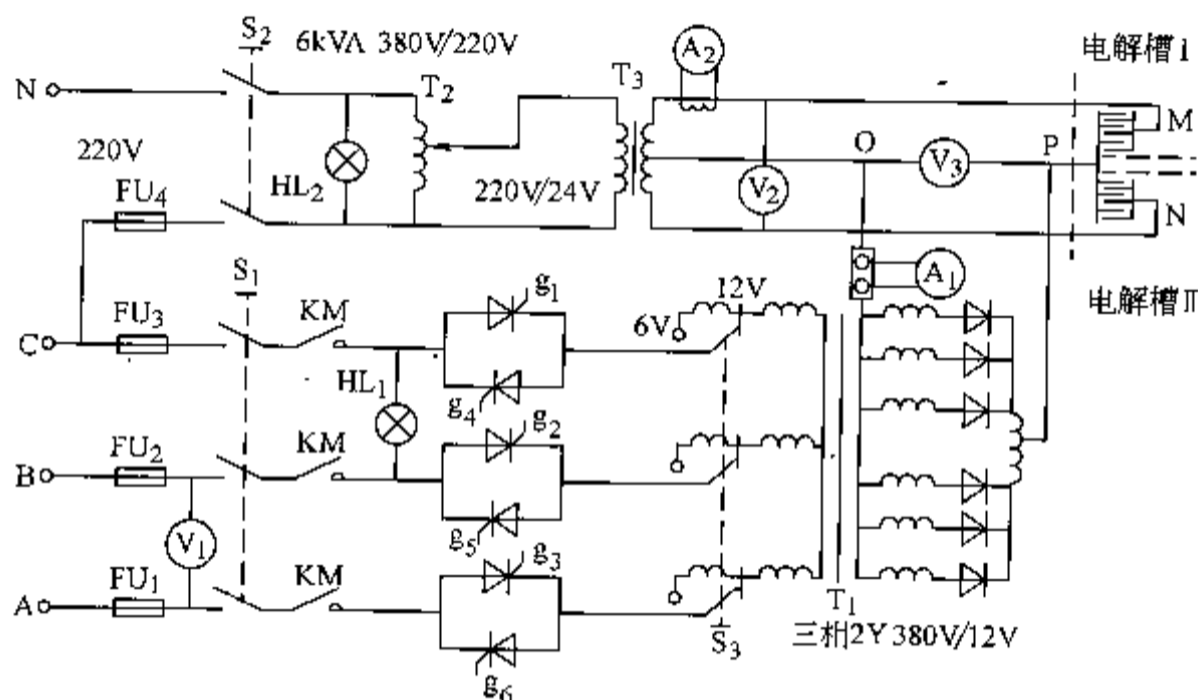


图 1-15 串、并联混合电路原理图

由图 1-15 可知,交流回路为  $T_2 \rightarrow M \rightarrow P \rightarrow N \rightarrow T_2$ 。电解槽 I 的直流回路为  $T_1 \rightarrow P \rightarrow M \rightarrow T_1 \rightarrow O \rightarrow T_1$ 。电解槽 II 的直流回路为  $T_1 \rightarrow P \rightarrow N \rightarrow T_2 \rightarrow O \rightarrow T_1$ ,即直流回路是三相交流电经三相全控交流调压,再经三相五柱变压器 ( $T_1$ ) 隔离,双反星形二极管不控整流后正极直接接入金电解槽,负极连接到  $T_2$  二次线圈的中性点,在额定值范围内,通过调节可控模块脉冲的相位,即可方便地调节直流电压的大小。 $T_1$  一次侧的 12V 抽头是为满足制造电解液而设的。交流回路是单相交流电经调压器调压、 $T_2$  降压后,中性点与直流电的负极相连,另两极连接到金电解槽,交流电压的大小是根据直流电压的大小而调节的。当  $U_{\text{反}} = 0$  或直流开路时, O 点的电位与 P 点的电位相同。因此,整流元件不会因承受反向电压而截止。同时为了能更稳定、可靠地工作,电源装置还应有稳流、稳压的闭环控制,过流、过热、缺相保护等,以及各环节仪表指示。两列电解槽的电压波形分析如下。

电解槽 I 的  $U_{\text{脉(I)}}$  波形与电解槽 II 的  $U_{\text{脉(II)}}$  波形分别如图 1-16a、b 所示。参阅图 1-16 中,电解槽 I 在  $t_1 \sim t_2$  时间段, M 点电位比 P 点电位高,极性发生变化,即 M 点为正极性, P 点为负极性。同理,电解槽 II 在  $t_3 \sim t_4$  时间段中也一样。这种串、并混合电源既克服了直流电直接通过交流电压而造成的电能损耗问题,也克服了整流元件因承受反向电压而截止所

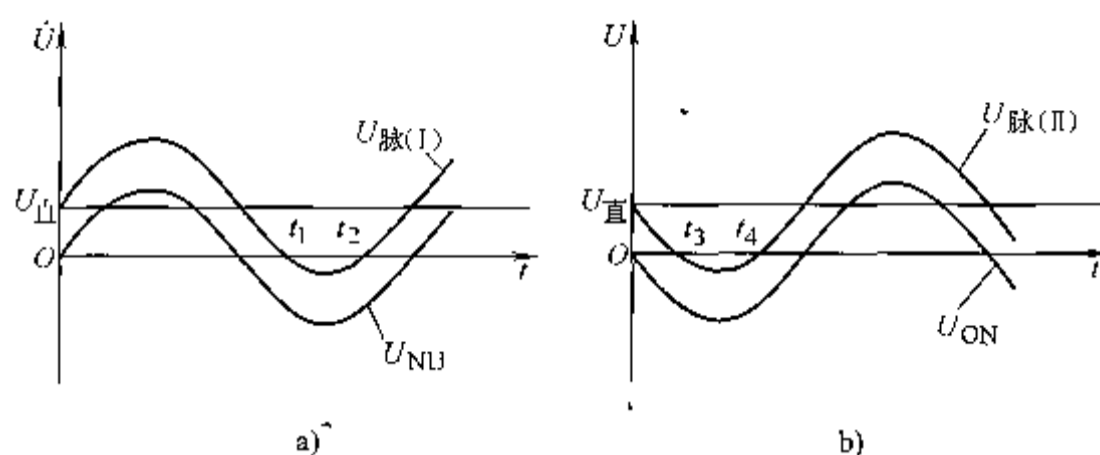


图 1-16 电压波形

a)  $U_{脉(I)}$  波形 b)  $U_{脉(II)}$  波形

造成的电解周期延长的问题，完全能满足工艺生产的要求。

新型整流装置在金电解的生产过程中能完全克服  $AgCl$  的危害，消除了阳极钝化和环境污染等问题。交流电的输入不但提高了电解液的温度，提高了电金纯度，使电金更致密，同时也保证了阳极板的导电截面积，间接降低了电流密度，减少了金粉的形成，使阳极泥中金的含量减少，提高了金电解效率。

### 1.3.2 精密脉冲电解磨削的电源

电解磨削最早应用于磨削硬质合金，由于设备投资大，机床维护复杂，因而其发展速度比较缓慢。但由于该方法具有较好的整平能力，磨削力和磨削热又很小，表面无烧伤和裂纹，因此用在某些领域还是有很大的优势。为此，国内外一直致力于提高它的加工质量。近年来，较新的方法是采用脉冲电源进行电解磨削，更有效地改善了加工效果。哈尔滨工业大学研制了一种使用效果较好的电解磨削电源。

#### 1. 改善电解磨削加工质量的措施

(1) 减小机械进给 为了精密调节电解和机械作用的匹配，需要在电解和机械两方面入手。机械作用的调节主要是要能实现微量进给，每次进给量很小，这样机械作用能够实现精密调节。

(2) 采用脉冲电源 电解作用的调节，以往是通过调节电压来实现的，但极间电压不能太小，因为从金属的阳极极化曲线（图 1-17 中曲线 2）看到，阳极电位必须达到一定值才能发生阳极电解溶解，各种金属在特定的电解液中存在一个最低溶解电压，极间电压只有大于此值，金属才能溶解。而在精密电解加工时需要电解作用较小，这就产生了矛盾。在这种情况下，可以采用脉冲电源，通过减小脉冲电源的占空比来缩短电解作用时间，以实现电解作用的微量调节。另外，脉冲电解磨削对电解液产生扰动作用，使得电解产物易于排除，电解液更新加快，电解液流场更均匀，从而改善了加工效果。

(3) 采用电流调节 电解和电解磨削过去所用的电源一直用电压调节电流，但从电解磨削加工过程来看，直接采用电流调节更合理。因为，根据法拉第定律

$$M = \eta KIt \quad (1-2)$$

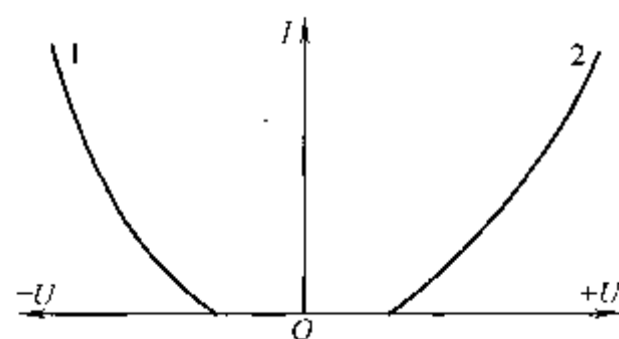


图 1-17 电极极化曲线

式中,  $M$  为电极上溶解或析出物质的重量;  $K$  为被电解物质的重量电化学当量;  $I$  为电解时的加工电流;  $\eta$  为电流效率;  $t$  为电解时间。

可以看出, 电解作用去除量的大小直接和电流  $I$  成比例, 与电压无直接关系, 而在加工体系中, 极间电压  $U$  和加工电流  $I$  具有如下间接关系:

$$U = U_1 + IR + U_2 \quad (1-3)$$

式中,  $U_1$ 、 $U_2$  分别为阴极和阳极的极化电位。若采用电压调节, 尽管可使极间电压  $U$  恒定, 但电解加工期间, 由于气泡和电解产物产生、排除以及极间间隙的变化, 使极间电阻  $R$  的波动不可避免, 因而电流会相应变化, 这使得电解作用量不能精确控制。采用电流调节则不存在这个问题, 尽管极间电压会波动, 但不影响电解作用去除量, 只要保证所用电压高于工件金属的阳极溶解电压即可。

## 2. 恒流源对工件表面整平机理的解释

电解磨削的整平机理是, 工件在电解作用下, 表面被氧化生成阳极钝化膜, 该膜的电阻较大, 阻碍着电解的进行。高点处的钝化膜不断被砂轮刮掉, 露出新的金属继续被电解, 因而高点处的金属溶解较快, 低点由于钝化膜的保护溶解较慢。工件在微观高低点去除速度差的存在使工件不断被整平。采用可调的恒流电源时, 控制的是外电路电流恒定, 而不是加工区各处的电流密度恒定。相反, 砂轮刮除高点钝化膜的本质没有改变, 因而微观高低点依然存在去除速度差, 工件能够不断被整平。

## 3. 可调的恒流脉冲电源的研制

(1) 总体设计 加工对象为  $\phi 2\text{mm}$  的孔, 所用工具为  $\phi 1.8\text{mm} \times 2\text{mm}$  的电解磨头。由于加工区相对的面积很小, 所需电流不大, 为此, 电源总体组成如图 1-18 所示, 其中  $R_L$  为负载电阻。整个电源可通过拨档开关  $S$  选择直流和脉冲两种输出方式。

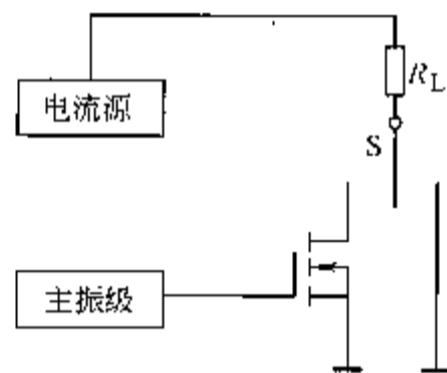


图 1-18 电源组成原理图

(2) 电流源的设计 电流源将全波整流的电压  $U_i$  转换成直流电流  $I_o$  输出给负载  $R_L$ , 电路采用 CW317 芯片实现, 原理如图 1-19 所示。由于电流源两端不能开路, 在负载两端接一旁路电阻  $R$ , 电流通过可调电阻  $RP$  进行调节。该电源最大输出电流可超过 1A, 能够满足小孔电解磨削的需要。

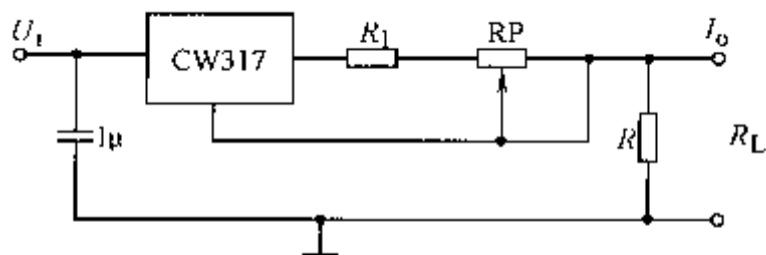


图 1-19 可调恒流电源原理图

(3) 主振级的设计 脉冲电源主振级由 555 集成电路实现, 原理电路如图 1-20 所示。在该电路中通过调节电位器  $RP_1$  和  $RP_2$  可实现脉宽、脉冲间隔的连续调节; 改变电容  $C_1$  的

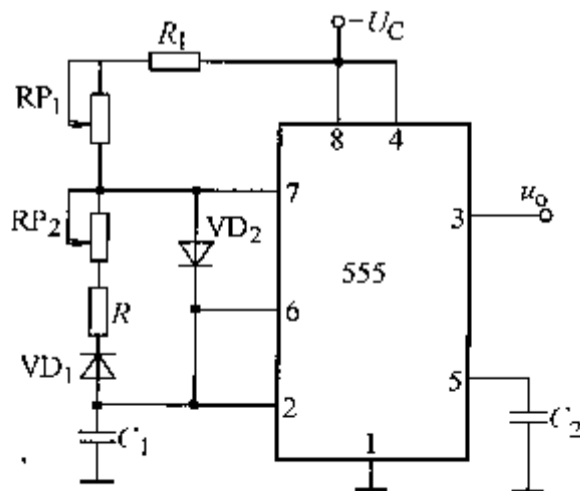


图 1-20 脉冲电源主振级原理图

取值可改变脉冲宽度、脉冲间隔的调节范围,该电路的脉宽和脉冲间隔可在  $70\mu\text{s} \sim 3.36\text{ms}$  之间调节,脉冲周期可在  $140\mu\text{s} \sim 6.72\text{ms}$  之间调节。

脉冲电解磨削要比直流电解磨削的加工质量高,而且脉冲电解磨削时占空比增大,表面质量也相应提高。这是因为在脉冲间隔期加工区的析热、析气以及电解产物得以充分排除,电解液有较多的时间更新,使电解液的流场和温度场更均匀所致。

电解磨削要获得较高的加工质量,关键在于电解和机械作用的合理匹配,采用可调恒流脉冲电源进行电解磨削比直流电解磨削加工质量更好。

## 1.4 电镀电源

### 1.4.1 电镀电源的发展简况

随着电力电子技术的发展,电镀电源在近半个世纪有了长足的进步,在完善直流电源的基础上,又开发了各种调制电镀电源,并发展了体积小、重量轻、波形平稳的高频开关电源,为电镀工艺研究提供了良好条件。

电镀工艺如何消除人为因素的影响,对电源的智能化提出了新的要求,对质量的稳定性要求又促进了电镀电源的自动化。随着电镀技术的不断发展,应迅速开发适应不同工艺过程的专用智能化电源设备。智能化脉冲电镀电源的诞生是电镀工艺发展与电源开发相互促进的典型例子。脉冲电镀本身就是电力电子技术发展后产生的一种新工艺,在贵金属电镀领域得到了广泛应用。近几年在原有脉冲电镀基础上,研究了脉冲换向电镀与直流叠加脉冲电镀等工艺。此外还可以实现计时和定时、温度控制、电量计量和定量等功能。

### 1.4.2 脉冲电镀电源应用实例

#### 1. 脉冲电镀控制器

电镀工艺问世以来,一直用直流电作为主要电源。随着电力电子技术的不断发展,各种用途不同、波形各异的脉冲电源相继问世。脉冲电镀电源由于在降低孔隙率、改善结合力、降低镀层内应力等方面具有奇异的功效,从而使其在电镀工业中得到了越来越广泛的应用。

由电网取得交流电经整流后送入自适应双闭环系统,控制信号对双闭环系统内的  $20\text{kHz}$  信号进行调制,得到的调制信号控制大功率开关管产生开关信号,经脉冲变压器耦合产生  $500\text{A}/12\text{V}$  的输出给镀槽,实现脉冲电镀。华中理工大学研制的脉冲电镀电源控制器,采用集成运放组成,其优点是结构简单,易于控制。

整个控制器的振荡源为一文氏电桥振荡器。文氏电桥也可称  $RC$  振荡器,主要振荡元件为一组  $R$ 、 $C$  的串并联组合体,用于小于  $1\text{MHz}$  的频段,其结构简单,易于起振,调节方便,且振荡产生的正弦波失真小,线性度好。因为振荡器的关键元件为  $R$ 、 $C$ ,因而要求选用温度稳定性好、数值误差小的阻容器件,一般选钽电容和金属膜电阻。同时要求桥臂上的阻容器件应保证严格的一致性和对称性,这样振荡器产生的正弦波才能保证其对称性和线性度。文氏电桥的简化电路如图 1-21 所示。

两桥臂上的  $R$  采用双联可调电位器以保证调频时阻值严格同步。集成运放可选 LM358 或 LM324。当连续改变  $R$  的阻值时,即可获得连续变化的频率。

矩形波的产生及其占空比的调节由一个运放完成,其简化电路如图 1-22 所示。

图 1-22 中运放接成开环形式,作为比较器,当直流给定电压  $U_1$  小于正弦波幅值时, A 输出为正,反之输出为负。当  $U_1 = 0$  时, A 输出方波。由于 A 开环,输出几乎为电源电压,所以加稳压管予以限幅。7400 用于输出整形,同时使输出为单向信号,调节  $U_1$  即可调节占空比。系统电路图如图 1-23 所示。

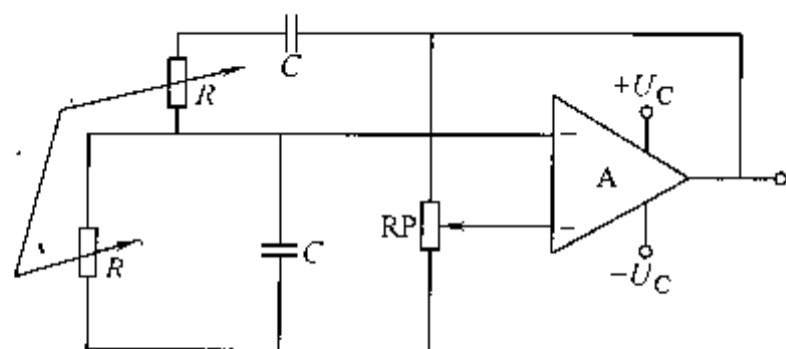


图 1-21 文式电桥的简化电路

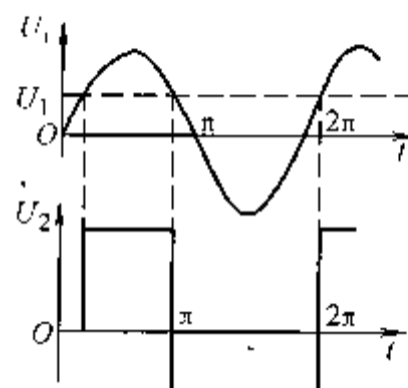
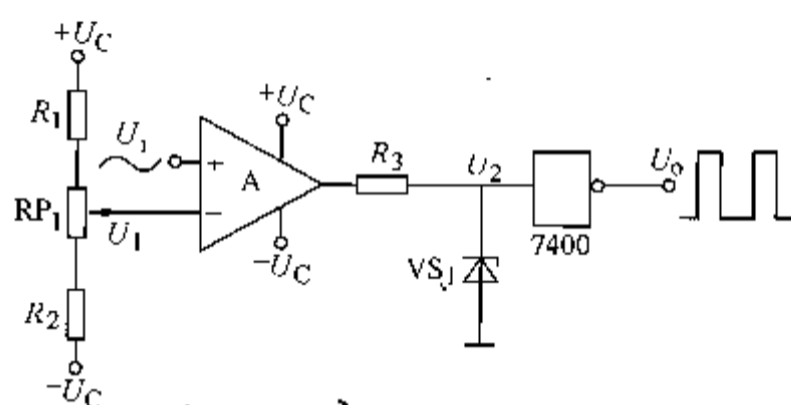


图 1-22 矩形波产生及其占空比调节电路

图 1-23 中,  $S_{1-1}$ 、 $S_{1-2}$  为双刀双掷开关或按键式开关。占空比显示电路中晶体管为驱动管。当占空比大时, C 上的电压就高, 则驱动的级数多, 被点亮的发光管也多, 在面板上显示的光条长。频率计数部分采用 TTL 芯片组成。74161 接成十进制计数器, 7448 将 4 位 BCD 码译成 0 ~ 9 共计 10 个数码供 VL 发光二极管 (LED) 显示。7400 起闸门作用, 闸门时间由控制器给定。计数时间为 1s, 显示时间 4s, 清零时间为 1s, 循环工作。系统需要提供  $\pm 15V$ 、 $+5V$  直流电压。

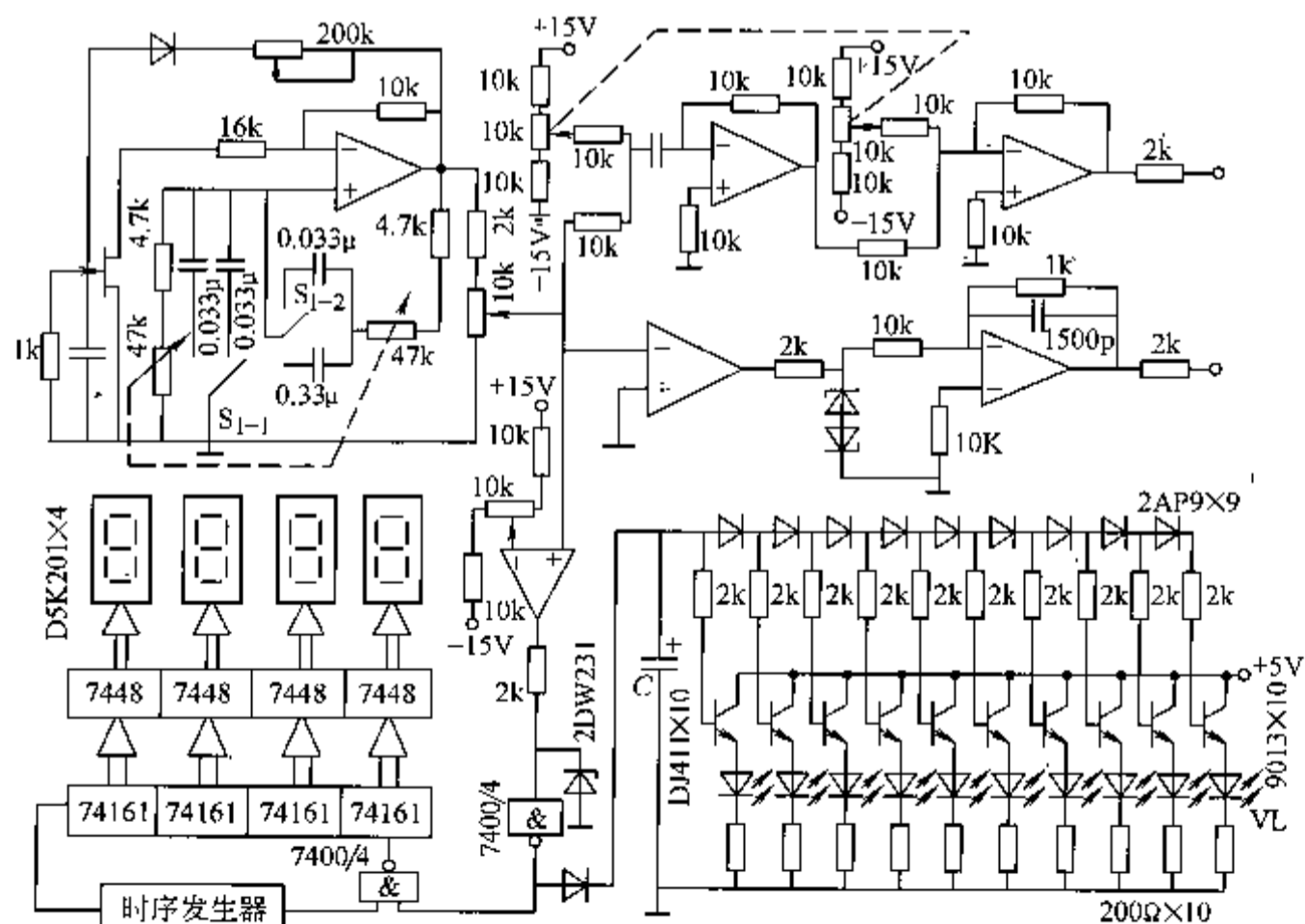


图 1-23 系统原理图

## 2. 500A 高速换向脉冲电镀电源

脉冲换向电镀是在脉冲电镀和周期换向电镀的基础上发展起来的又一种电镀新技术。脉冲换向电镀，以极性极化代替浓差极化，可以克服脉冲电镀所存在的问题。研究表明，脉冲换向电镀与脉冲电镀比较，抑制了双电层的影响，改进了镀层的物理和化学性能：结晶更细、更光亮，内应力和孔隙率减小，耐磨性和抗腐蚀性提高，结合力和延展性好，接触电阻更小等；提高了镀层的均匀性及沉积速率，降低了添加剂的浓度。可见，脉冲换向电镀是一种很有前途的电镀新方法。这里介绍华北电力大学研制的脉冲换向电镀电源。

(1) 主要技术要求 输出电流波形为矩形波换向型，主要技术参数：①供电电源：三相，50Hz，380V；②输出峰值电流：5~500A，连续可调；③输出峰值电压：3~30V，连续可调；④换向频率：0~100Hz 可调；⑤换向比：0~100% 可调；⑥脉冲频率：0~1kHz 可调；⑦脉冲占空比：0~100% 可调；⑧输出电流波形为脉冲换向型或直流，波形由键盘输入通过微机控制，各预置参数可记忆或固化，且于开机后打印；⑨输出特性为恒峰值电流及恒峰值槽压两种方式，正反向电流（或槽压）分别连续可调；⑩可用上级计算机控制电源设备的开启和停止，电源测量装置接到上级计算机申请后，可传送当前电流及电压数据。

(2) 设计方案 为了进一步简化设计，实现可靠又便宜的电镀电源，采用复合功率转换电路的形式，即由前级向后级供电，由后级控制电流的设计方案。其电路结构框图如图 1-24 所示。电源部分由主电路和控制电路组成，主电路包括整流电路、滤波电路、晶体管斩波电路、晶体管换向电路。

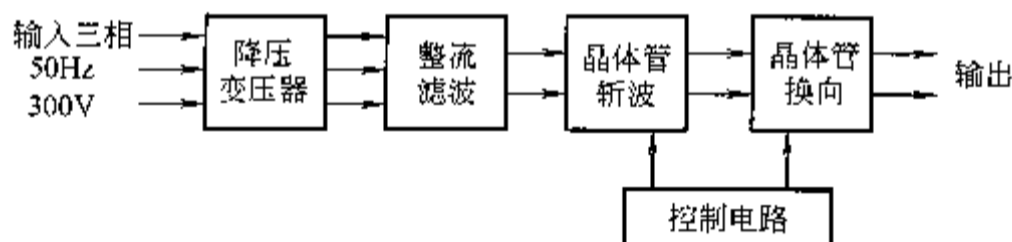


图 1-24 电源部分电路结构框图

晶体管斩波电路和换向电路密切结合，斩波电路实现直流调压，其输出端与换向电路的直流输入端相连，后者电压幅值跟随斩波电路的脉宽占空比而变化；所需的电流波形由变换电路变换，直接供给电解槽负载；在变换电路直流端串联大电感，电压的无功分量由此电感支撑。由于电感的存在，直流侧电流趋于平滑，近似于电流源，所以变换电路不仅不怕桥臂内同时导通，而且这种导通有时还是生产工艺上的需要。

因脉冲电镀所需的输出电压较低（3~30V），故选择降压型斩波电路为恒流源，且以脉冲调制方式获得稳定直流，以大功率晶体管作为斩波开关元件。

采用全桥式功率转换电路来产生高速换向脉冲波形。在脉冲换向电镀中，金属原子的沉积和剥离是交替进行的，被镀零件在正向脉冲进行沉积，在反向脉冲进行剥离。沉积时间大于剥离时间才能确保在固体表面获得金属（或合金）沉积层。这样，低频交流方波就要采用不对称形式输出，脉冲占空比为 0~100% 连续可调，以满足不同工件的要求。要获得这样的输出电流；只要合理地控制全控型开关电路中对角线上的开关元件的导通宽度即可。

在实现了低频交流方波电流之后，加上一组高频开关，对上述交流电流进行高频斩波即可实现高频换向脉冲波形。

(3) 电源主电路 高速换向脉冲电镀电源主电路原理如图 1-25 所示，包括以下部分。

1) 整流滤波电路。三相电网电压 (380V, 50Hz) 经主变压器 T 降压后, 由双反星形整流电路  $VD_1 \sim VD_6$  整流, 并由电容  $C_1$  滤波输出, 得到较平滑的直流电压。

2) 斩波电路。斩波电路由大功率晶体管模块  $VT_0$ 、快恢复二极管  $VD_7$  以及滤波电感  $L_1$  组成, 为降压型电路。通过控制  $VT_0$  在一个斩波周期内导通时间的长短来控制输出电流的大小。同时, 若以闭环 PWM 控制取样电流反馈信号, 则可按指令值实时地恒定输出电流; 若以相同的方法控制取样电压反馈信号, 则亦可按指令值实时地恒定输出电压。恒压是通过改变电流大小来实现的。通过合理选择斩波频率和滤波电感  $L_1$  的参数值, 可以保证电感中电流的纹波小到所允许的程度。

3) 逆变电路。图 1-25 中, 大功率晶体管模块 ( $VT_1 \sim VT_4$ ) 组成了本系统的逆变电路。它的输入直接与斩波电路的输出端 (直流) 相接, 经逆变电路变换成所需的电流波形后, 直接给电解槽负载供电。逆变电路的几种工作状态是: 当  $VT_1$ 、 $VT_3$  导通,  $VT_2$ 、 $VT_4$  截止时, 其输出电流由 A 流向 B; 反之, 输出电流换向由 B 流向 A。当需要使电解槽中电流为零时, 令  $VT_1$ 、 $VT_4$  导通,  $VT_2$ 、 $VT_3$  截止即可。由此可见, 控制  $VT_1 \sim VT_4$  的通断, 就可以获得所需要的脉冲电流波形及相关的脉冲参数, 以满足电镀反应的最佳需要。

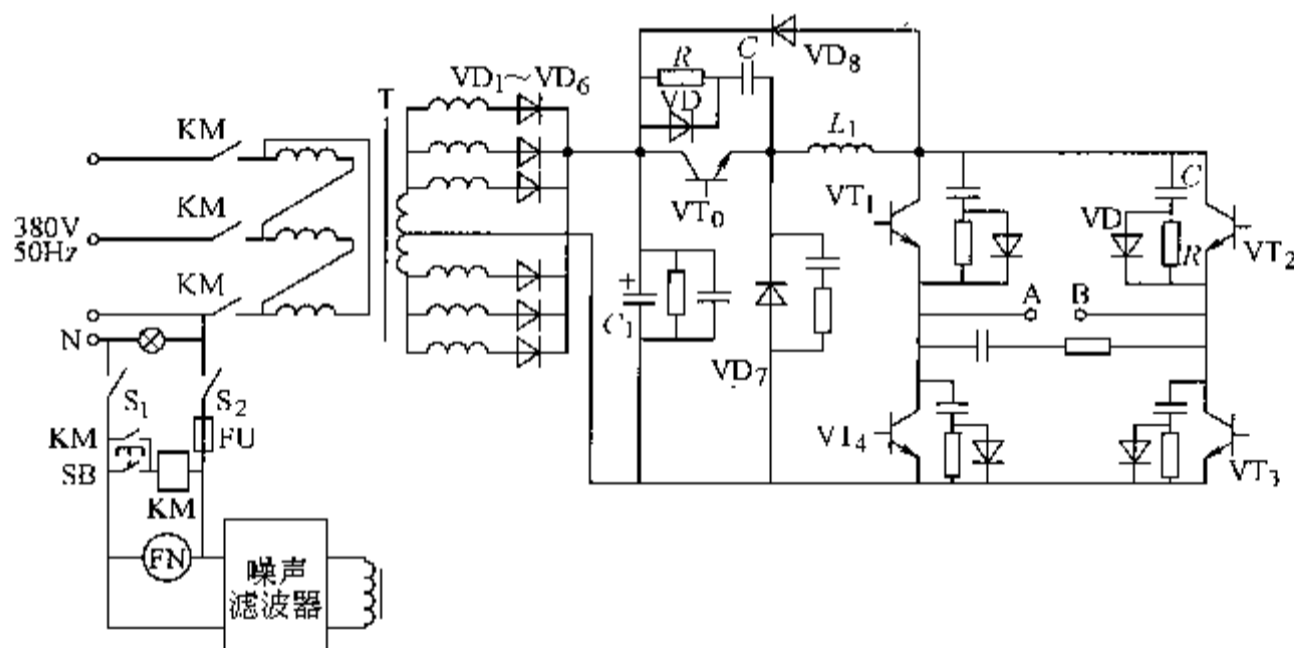


图 1-25 电源主电路原理图

4) 大功率晶体管的吸收电路。大功率晶体管 GTR 以其众多的优点被广泛应用在变频器中。但它的过载能力低, 易于发生二次击穿。因此, 除了驱动和保护电路外, 还需增设缓冲电路, 在晶体管 c-e 结间加上  $R-VD-C$  吸收网络也是行之有效的措施之一。

(4) 控制系统 系统的任务是完成图 1-25 中  $VT_0$  及  $VT_1 \sim VT_4$  五只大功率晶体管模块通断状态控制, 以获得所需的脉冲电流峰值和脉冲电流波形。

1) 恒流恒压控制的实现。通过对晶体管  $VT_0$  通断状态的控制, 就可以获得所需要的脉冲电流峰值和脉冲电压峰值。实际电镀过程的电源控制系统框图如图 1-26 所示。

控制系统采用了双闭环调节, 内环是恒流控制, 外环是恒压控制。两个控制环之间加控制开关 S, 根据需要, 在恒流和恒压档之间转换。其调节过程为:  $U_0 \uparrow \rightarrow U_f \uparrow \rightarrow I_g \downarrow$  (此时  $I_g = I_n$  暂时不变)  $\rightarrow I_n \downarrow \rightarrow U_n \downarrow$ 。可见恒压是通过改变电流大小来实现的, 电压信号经放大、处理, 转换成电流给定信号, 由恒流控制系统来处理, 去控制斩波电路中的晶体管  $VT_0$ 。

之所以采用双闭环调节系统, 是为了满足一机多功能的需求。在生产过程中, 电镀工艺通常要求电源具有恒流调节能力, 而阳极氧化工艺则要求电源具有恒压调节能力。两个闭环

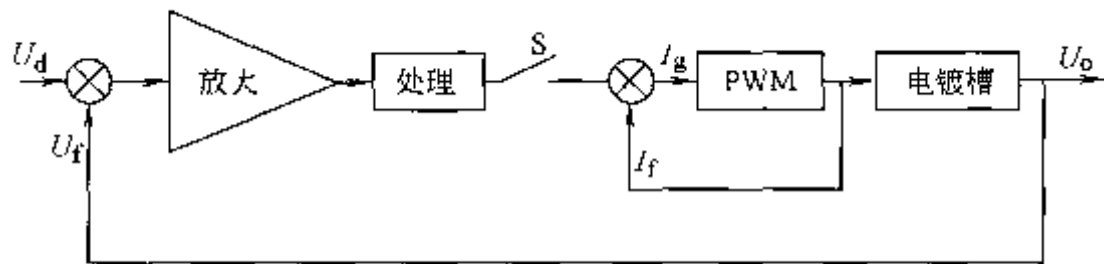


图 1-26 实际电镀过程的电源控制系统框图

共用同一个 PWM 处理单元，使系统简单、安全可靠。核心部件是脉宽调制器，负责把模拟信号转换成与之相对应的脉宽信号。系统中，脉宽调制器、放大器及误差比较器共用一块集成电路 TL494 来完成。

2) 波形变换控制。用键盘直接将所需要的电流波形信号送入计算机，计算机根据所送入的数据发出控制信号，控制  $VT_1 \sim VT_4$  的通断，并控制正、负电流脉冲的转换。

整个电路以单片机 8098 为核心部件，计算机根据所送入的数据，计算各晶体管的导通情况，然后由 8098 输出。该输出信号经光电隔离后，送给相应的晶体管控制单元。阳极氧化过程的起/停亦由单片机控制。电源输出电压、电流稳定，调节灵活，波形参数输入、修改简单易行，其特点为：

① 该电源可实现高速换向，多种脉冲波形结构的组合。

② 电源输出特性为恒峰值电流和恒峰值槽压两种方式，既可用于电镀工艺，又可用于阳极氧化工艺。

### 3. 精密电镀电源

电镀生产中，镀件质量受到诸多电镀参数的影响，在实现对其他参数自动控制的前提下，电镀电流是影响镀件质量的重要参数。这里所说的电镀电流，包括正常电镀电流和冲击电镀电流，前者指按镀件电流密度所限定的电流值；后者是指对表面凹凸复杂工件放入镀槽开始电镀时，为迫使金属离子均匀附着在工件表面而采用的电流脉冲，工件不同，脉冲幅值与脉宽也随之改变，这是保证复杂镀件质量的一种新工艺。显然，精密电镀要求对电镀电流的精确调节，而减小电流检测、变换误差是进行精确调节的前提。湖北省某基金项目“电镀生产通用控制系统”研究对影响电镀质量的主要参数如电流、温度、光亮剂、pH 值、时间以及电镀生产流程进行微机综合控制，弥补了以往因对部分参数自动控制所造成的质量影响。实现系统硬件、软件模块化的方法，系统可以通过硬件与软件的方便组合形成不同的工艺流程，以满足不同电镀工艺的生产要求，具有很强的通用性。

(1) 系统结构与工作原理 电镀电流微机控制系统的结构如图 1-27 所示。电流给定值  $I_g$  输入微机内存，选择不同的工艺流程时，程序即自动选定对应的  $I_g$ 。由电流互感器测得的电流值经电流/电压 ( $I/U$ ) 变换及交/直流 (AC/DC) 变换和模/数 (A/D) 转换后，作为电流负反馈信号  $I_f$  与  $I_g$  进行比较，其差值由微机进行 PID 运算，并将运算结果经数/模 (D/A) 转换后送至功率放大器，功率放大器驱动执行电动机以改变调压器的输出电压，经整流器供给电镀负载，从而调节电镀电流值。

系统中，电流检测部分包括电流互感器， $I/U$ 、AC/DC 变换，A/D 转换等硬件环节和负载电流有效值、平均值、反馈值及给定值之间的换算程序等软件环节。

(2)  $I/U$  变换与 AC/DC 变换 电镀电源大都采用三相调压器调压、硅整流器将交流变成直流的低压大电流电源装置，电流信号的采样采用从交流侧获取信号的方法。图 1-28 为

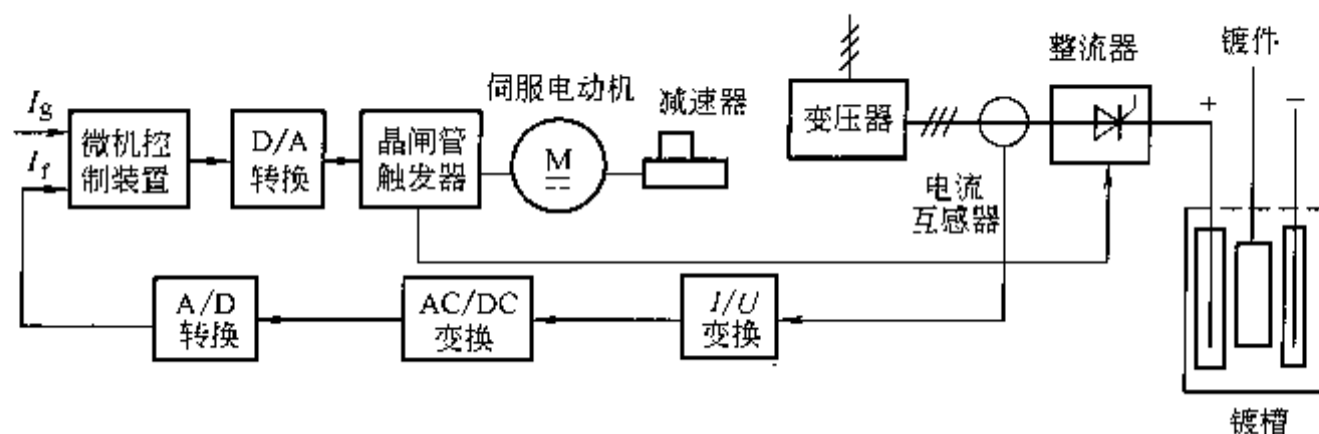


图 1-27 微机控制系统的结构图

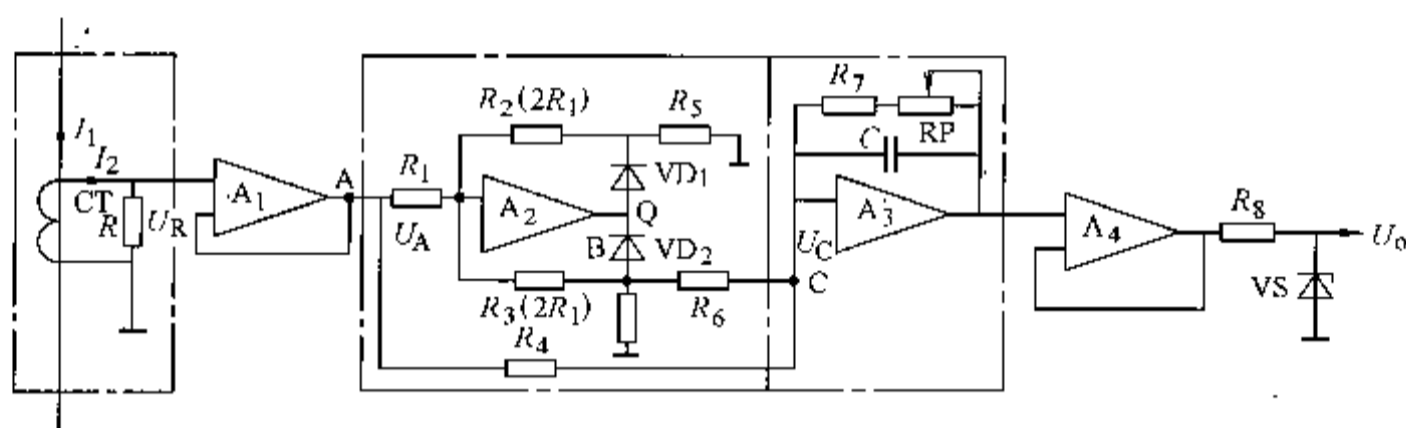


图 1-28 交流侧取样变换电路

交流电流侧取样变换电路，主要由采样电路、精密 AC/DC 变换电路及有源滤波电路组成。

1) 取样电路。取样电路包括电流互感器 CT 和取样电阻  $R$ 。由于 CT 一、二次侧只存在磁的联系，因而有效地实现了强、弱电之间的隔离。 $R$  作为 CT 的负载而将其二次电流  $I_2$  变换成交流电压信号  $U_R$  作为精密整流电路的输入。

$R$  值与 CT 二次电流额定值  $I_{2e}$  以及 AC/DC 变换电路中运放的放大倍数  $A_{vf}$  有关，为使 AC/DC 变换及有源滤波后的输出电压  $U_0$  与 A/D 转换电压兼容，其最大值  $U_{0max} \leq 5V$ 。电镀电源采用三相桥式整流电路，则  $R = 0.555\Omega$ 。

2) 精密 AC/DC 变换电路。精密 AC/DC 变换电路由精密整流电路及有源滤波电路组成，如图 1-28 所示。取样电压  $U_R$  经电压跟随器  $A_1$  输出电压  $U_A$  作为 AC/DC 变换电路的输入信号， $R_2$ 、 $R_3$  分别为  $U_A$  正、负半波时的反馈电阻，取  $R_2 = R_3 = 2R_1$  时， $A_2$  的放大倍数  $A_{vf} = -R_2/R_1 = -2$ 。 $U_A$  为负时，运放  $A_2$  输出端 Q 点的电压被二极管  $VD_2$  封锁，B 点电压  $U_B = 0$ 。只有当  $U_A$  为正时，Q 点电压为负， $VD_1$  截止， $VD_2$  导通， $U_B = 2U_A$ ，通过  $R_6$  加到运放  $A_3$  的输入端 C，而  $U_A$  又直接通过  $R_4$  加到  $A_3$  的 C 点，完成  $U_A$  与  $U_B$  的加运算，得到直流电压  $U_C$  输入到  $A_3$ 。由于运放电路构成的深度负反馈补偿了整流二极管因门坎电压而造成的非线性影响，保证了输出电压与输入电压间的线性关系。

3) 有源滤波电路。输出电压  $U_0$  中所含谐波分量的最低次频率  $f_n$  为电源频率  $f_1$  的 4 倍，为使直流以外其他频率的电压分量经低通有源滤波器得到迅速衰减、保证测量精度，应合理确定电路中的  $R_7$ 、 $C$  值。

4) 系统检测误差分析。对三相桥式整流电源，认为  $I \approx I_d$ ，其误差 0.87% 可略去不计；对于三相半波整流电源（有时需抑制纹波系数），可以消除的误差。

$$\sigma = \frac{I - I_d}{I_d} \times 100\% = \frac{1.0156I_d - I_d}{I_d} \times 100\% = 1.56\% \quad (1-4)$$

系统的检测误差主要来自取样电路、AC/DC 变换以及 A/D 转换等环节。取样电路误差与 CT 的精度、 $R$  值的大小及精确度等直接相关, 这里  $R$  取值较小且用温度系数小的材料制作, 可以不考虑其影响。此环节的误差主要取决于电流互感器 CT 的精度, 本系统选用 0.5 级的电流互感器。

由于采用精密 AC/DC 变换电路, 较好地补偿了因放大器噪声、漂移、整流非线性等因素造成的影响, 加之测控程序中采用了软件滤波措施, 使这一环节的误差变得很小。

A/D 转换误差与其转换的位数有关, 对于 8 位 A/D 转换器, 转换误差为

$$\sigma_0 = \frac{1}{2^8 - 1} \times 100\% = 0.39\% \quad (1-5)$$

根据分析, 系统的检测误差不大于 1%, 实测误差也在范围内, 完全满足工艺要求。

### 1.4.3 电加工用脉冲电源

电加工虽已得到广泛应用, 但传统的电加工技术发展空间已经有限。研究表明, 高频、窄脉冲电流可从根本上改善电加工过程的理化特性, 从而可提高电加工的精度、表面质量和效率。近年在多种电加工领域进行了高频、窄脉冲电流加工的试验研究, 均获得了良好效果。MOSFET、IGBT 等现代电力半导体器件的问世, 使实现大电流、高频、窄脉冲电源成为可能, 这项新技术有望实现工程应用, 也为电力电子技术开辟了新的应用领域。电加工脉冲电源主要用于以下几个方面。

(1) 电解加工 高频、窄脉冲电流电解加工基础工艺研究取得突破性进展, 此项新技术可以提高集中蚀除能力, 并可实现 0.05mm 以下的微小间隙加工, 从而可以较大幅度地提高加工精度和表面质量, 型腔最高重复精度可达 0.05mm, 最低粗糙度可达  $Ra = 0.40\mu\text{m}$ , 有望将电解加工质量提高到精密加工的水平, 而且可使加工过程稳定并简化工艺, 有利于电解加工的扩大应用。

(2) 电火花加工 高频、窄脉冲电流电火花加工由于火花能量微弱, 可控性加强, 可以获得镜面光洁度并实现微细精密加工。近年来, 以 MOSFET 及 IGBT 作为主功率器件的斩波式电火花脉冲电源, 同一台电源可同时提供尺寸加工用的几十安、频率高于 20kHz 的脉冲电流和光整加工用的几安、200kHz 以上频率的脉冲电流。

(3) 电化学抛光 传统的直流电解抛光及电化学机械抛光对抛光前原始表面的粗糙度要求较高, 抛光效率较低。试验研究表明, 用脉冲电流后, 由于阳极溶解的集中蚀除能力提高, 去极化能力加强, 使抛光过程中表面粗糙度降低得更快, 抛光效率明显提高。脉冲电化学机械加工可以直接抛光  $Ra$  为 3.2 ~ 6.4 $\mu\text{m}$  的原始表面, 加工后表面粗糙度  $Ra$  可达 0.05 $\mu\text{m}$  以下。

(4) 电镀和电铸 在电镀/电铸中采用脉冲电流可以增加散蚀能力, 从而提高匀镀能力, 使成形精度提高。脉冲电铸可以改善电场、流场的分布, 减少浓差极化, 提高电流密度, 抑制阴极氢的沉积, 从而可降低表面粗糙度、提高致密性、降低内应力。当频率从 100Hz 提高到 20kHz 时, 内应力可从 46MPa 降低到 14MPa。

电加工脉冲电源的主要特点是大电流、较高的脉冲频率、窄的脉宽。在电火花、电镀等领域, 目前最大加工电流可达数百安, 电解加工则从数百安至数万安。频率应能达千周等级, 脉宽应达微秒等级。这类电源尚处在发展阶段。国内外研制的以 MOSFET 作为主功率

器件的电解加工脉冲电源大致均在千安、千周、微秒级。适合中小型腔、型面的精密电解加工的需要。其高频特性, 开通时陡削的微秒级前沿和关断时的短时反向电流均有利于改善电解加工间隙过程的电化学、流场和电场特性, 因而有利于加工精度、表面质量和稳定性的提高。其微秒级的快速保护和快速限流均有利于防止电解加工中的短路烧伤, 从而不损耗昂贵的工具电极。MOSFET 只需采用风冷, 因而电源结构简单、造价低。综上所述, MOSFET 斩波的脉冲电源是中小零件精密电解加工及其他电加工的较佳电源。IGBT 的采用将使电源的扩容量进一步加大, 适合频率要求更高的中大工件的电加工。

现代电力电子技术使实现中、高频、窄脉冲、大电流电源成为可能, 从而为高频、窄脉冲电流电加工的工程应用提供了关键的设备条件, 为电加工的进一步发展开辟了新的前景。

#### 1.4.4 电火花线切割机用脉冲电源

IGBT——绝缘栅控双极型晶体管, 既具有场效应管电压激励的特性, 又具有晶体管低通态电阻的优点, 还具有高速、高可靠、低开关损耗、低脉冲拖尾电流、对温度不敏感等 VMOS 管所具有的一切优点, 适于在高压、大电流、脉冲的条件下工作, 因此非常适于在电火花线切割机脉冲电源中作功率放大用。

(1) IGBT 的主要电特性 IGBT 的种类较多, 下面仅以富士 1MBH60—100 型 IGBT 为例来说明 IGBT 的基本电气特性。

富士 1MBH60—100 型 IGBT 的主要电参数如表 1-1 所示。它是一种三脚塑封 N 型电力半导体器件, 其耐压为 1000V, 输出最大连续电流可达 60A, 在脉冲 ( $t_{on} < 50\mu s$ ) 工作的情况下更允许高达 180A 的脉冲工作电流, 这对线切割机脉冲电源来说, 将意味着单只 IGBT 可以提供约 20A 以上的平均加工电流。

表 1-1 富士 1MBH60—100 型 IGBT 的电气特性

参 数	符 号	额定值	备注 (测试条件)
集-射击穿电压/V	$U_{CES}$	1000	
集电极电流/A	$I_C$	60	
	$I_{CPULS}$	180	
最大集电极耗损/W	$P_C$	260	25℃ 时
栅极极限电压/V	$U_{GES}$	$\pm 20$	
栅极门限电压/V	$U_{GE}$	6 (MAX)	$I_C = 10mA$
集射饱和压降/V	$U_{CE}$	3.2	$I_C = 65A$
关断延迟时间/ $\mu s$	$t_f$	0.85	$I_C = 60A$

富士 1MBH60—100IGBT 的主要特点:

1) 高速开关; 2) 低饱和压降; 3) 高输入阻抗 (压控); 4) 塑封, 小型化, 大功率

从表 1-1 可以看出, 富士 1MBH60—100 型 IGBT 有很低的栅极激励门限电压, 当栅极激励电压  $U_{GE} = 7V$ , 且在集电极电压很低的情况下, 其电流可达 60A。且由于 IGBT 低饱和管压降的特性, 在  $U_{GE} = 15V$ 、 $I_C = 65A$  时, 其饱和管压降仅为 3.2V, 而在线切割机脉冲电源中应用时, 其饱和管压降则不超过 3V, 从而使器件在工作时温升很低, 只需配用很小的散



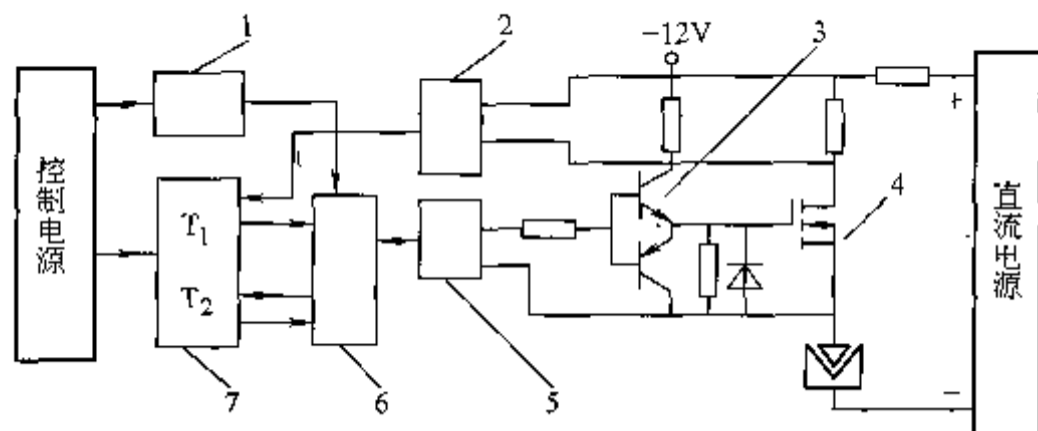


图 1-30 新型同步脉冲电源实现原理结构示意图

1—状态设置电路 2—电流监测功能块 3—推挽驱动器

4—VMOS 开关管 5—光电隔离器 6—功能控制芯片 7—可编程定时器芯片

电时间即脉冲宽度 ( $t_1$ ) 计时, 另一路定时器  $T_2$  对 VMOS 开关管 4 关断时间 ( $t_2$ ) 计时, 定时器的输出与部分输入连接功能控制芯片 6; 用于检测放电电流的电流监测功能块 2 的输出作为可编程定时器芯片 7 中脉宽定时器  $T_1$  的工作控制输入; 状态设置电路 1 对脉冲电源工作控制信号实行预处理后, 连接功能控制芯片 6 的工作设置端; 功能控制芯片 6 对定时器以及工作控制的输入进行综合, 然后由光电隔离器 5、推挽驱动器 3 对 VMOS 开关管 4 进行控制。

具体工作过程为: 若系统初态为 VMOS 开关管 4 开通、间隙较大且没有击穿, 当变幅杆伸长、间隙变小时, 直流电源电压击穿间隙而放电, 电流监测功能块 2 启动定时器  $T_1$ , 使其开始计时; 当放电时间达到脉宽时间  $t_1$  时, 定时器  $T_1$  的输出通过功能控制芯片 5 关断 VMOS 开关管 4, 同时启动定时器  $T_2$ ; 当 VMOS 开关管 4 关断时间长度达到  $t_2$  时, 定时器  $T_2$  的输出使 VMOS 开关管 4 开通, 然后等待间隙变小、再击穿放电, ……形成连续放电脉冲。

## 2. 实现同步加工的时间控制条件

所谓同步, 指的是达到击穿间隙时, 脉冲电源能够自然放电; 而达到放电时间长度时, 放电截止, 直至下次击穿间隙到来, 再产生自然放电。实现超声电火花同步复合加工的条件是:

$$t_1 + t_2 < T \quad (1-6)$$

式中  $t_1$ ——定时器  $T_1$  定时时间, 即脉冲放电时间 (脉宽);

$t_2$ ——定时器  $T_2$  定时时间, 即 VMOS 开关管关断时间;

$T$ ——超声波加工周期。

同步脉冲电源具有脉冲产生可靠、同步严格及可实现参数在线调整等优点, 为实现超声电火花同步复合加工提供了一种有效方法。

## 1.4.6 电火花加工用高频脉冲电源

电火花加工的表面粗糙度主要由单脉冲放电能量的大小决定, 因此为了获得较低的加工表面粗糙度, 希望脉冲电源能够提供较小的单脉冲能量。在超精确度、镜面及微细电火花加工中, 通常用非独立式的 RC 电源, 因为它能获得很窄的脉宽 ( $< 0.1 \mu s$ ) 和很小的单脉冲能量, 但有工作电极损耗大、加工效率低、工艺参数不稳定等缺点。而独立式脉冲电源因受开关元件的结构限制, 较难做到很窄的脉宽, 目前独立式脉冲电源的最小脉宽见诸报道的,

国内为 200ns, 国外为 100ns。

由于电力 MOSFET 开关速度快、安全工作区 (SOA) 大及具有自均流作用等优点, 广泛应用于中小功率的高速开关场合。采用高速电力 MOSFET 作开关元件, 研制纳秒级电源是一个很好的方向。

### 1. 影响获得窄脉宽输出的因素

为了获得窄脉宽输出, 在设计电源时, 首先需要选用开关速度快的电力 MOSFET 管, 像 IRF840、IRFP450 等都可满足设计需要; 其次是栅极驱动电路要有足够高的驱动速度, 这两个因素是获得窄脉冲的极重要的参数。

另一个重要的参数是电力 MOSFET 的输出负载性质, 这主要是 MOSFET 在关断时间里的容性造成的影响。

### 2. 纳秒级脉冲电源的研制

(1) 电源的总体构成 充分考虑了功放管输出负载的影响, 图 1-31 是纳秒级脉冲电源的总体构成框图, 该电源主要由高频脉冲发生器、隔离电路、驱动电路、功率放大电路、间隙脉冲关断加速电路、阻振电路及间隙异常放电检测电路等组成。

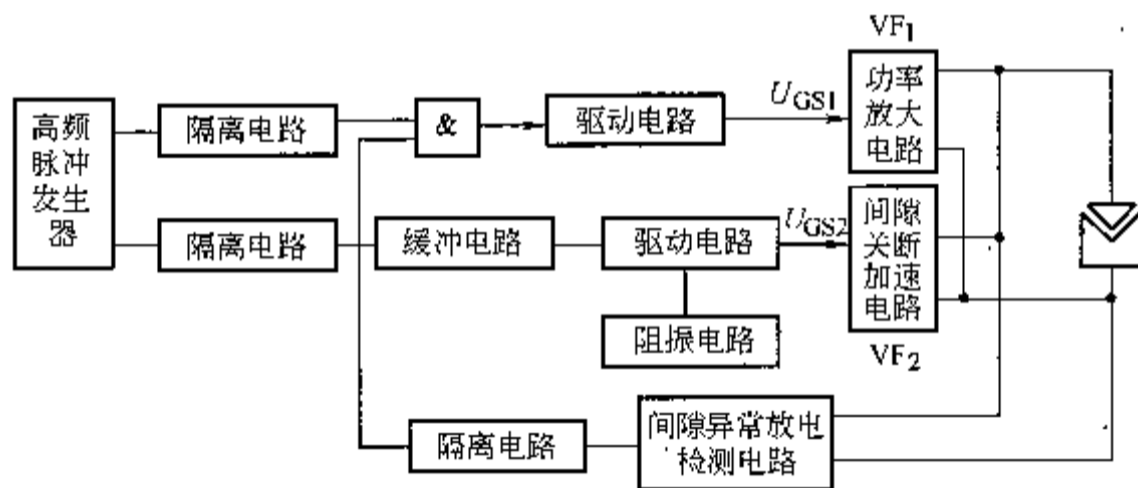


图 1-31 纳秒级脉冲电源的总体构成框图

(2) 主要组成电路 高频脉冲发生器采用 RC 环形振荡电路, 其原理电路如图 1-32 所示。反相器  $A_1 \sim A_3$  选用高速 CMOS 集成电路 74HC04, 由  $A_1 \sim A_3$  及电位器  $RP_1$ 、 $RP_2$  和  $C$  产生自激振荡, 通过选用高质量元件, 可保证振荡电路输出频率有比较稳定的高频矩形波脉冲信号。该电路具有较强的抗干扰能力, 输出的最小脉宽、脉冲间隔可达 80ns。

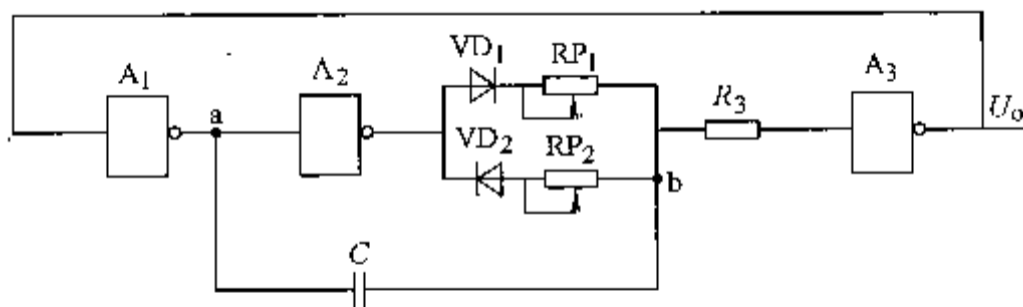


图 1-32 RC 环形振荡电路原理图

功率放大电路采用图 1-31 的设计, 关断加速电路如图 1-33 所示。这个电路的作用是减小功放级漏极端负载  $R_1$  和  $R_2$  对关断时间的影响。当开关管  $VF_1$  关断时 ( $VF_1$  示意可参阅图 1-31),  $VF_2$  迅速导通, 将极间电压迅速拉低, 开关管  $VF_1$  和  $VF_2$  的栅极信号  $U_{GS1}$ 、 $U_{GS2}$  的时序关系如图 1-34 所示。

由于开关管  $VF_2$  是直接并联在极间的, 因此在  $VF_2$  导通瞬间, 其漏极电流的变化率  $di/dt$

$dt$  非常大, 这样会因为“密勒”效应引起栅极驱动信号的强烈振荡, 导致电路无法正常工作, 为此在关断加速电路的开关管  $VF_2$  的栅极驱动电路上进行了阻振处理。本电源的驱动电路均采用专用 MOSFET 驱动模块 TP2812, 它能提供 2A 的瞬间电流, 其上升和下降时间均为 20ns, 可满足设计要求。

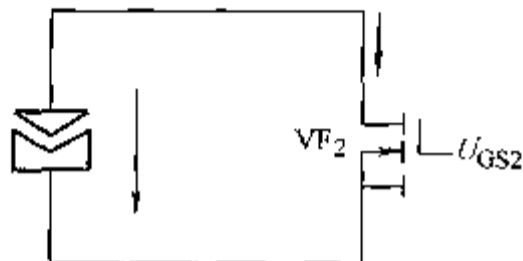
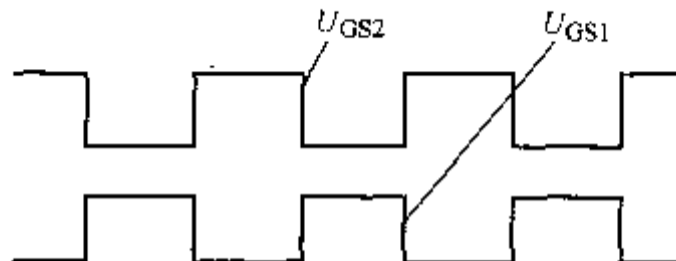


图 1-33 关断加速电路

图 1-34 栅极信号  $U_{GS1}$  与  $U_{GS2}$  的时序关系图

(3) 电源安装和调试 由于脉冲电源将在很高的频率下工作, 此时部分集成电路和开关元件接近极限工作状态, 因此电源各部分的布局和布线要充分考虑电磁干扰和分布参数的影响。在电源的制作过程中, 建议考虑以下原则: 将电源变压器与电源的其他部分隔离开, 以减小磁场的影响; 在电源变压器的一次电压入口处进行滤波, 避免电网中的高频和低频信号串扰进来, 也防止脉冲电源产生的高频干扰信号反串到电网; 脉冲电源的弱电部分与强电部分尽量保持远的距离; 无法避免的较远距离弱电信号的传输采用高频屏蔽导线; 各信号“地”要尽可能地采用集中散射型连接, 并确保接触可靠, 否则会在电路各部分中引起剧烈振荡, 印制电路板上的“地”线截面要相对较粗; 限流电阻散热要充分, 要避免印制电路板上较长段的平行走线, 并多用抗干扰的去耦环节; 脉冲电源的馈线最好采用同轴电缆、扁平电缆, 至少也应用较大截面积的优质导线。应用上述方案制作的纳秒级脉冲电源的脉宽在 90.81ns ~ 100μs 之间连续可调, 脉冲间隔在 250ns ~ 90μs 之间连续可调, 最小峰值电流为 0.4A, 最大峰值电流为 6.8A。

## 1.5 冶金用直流电源

### 1.5.1 大功率直流电源的数字控制

大功率直流电源广泛应用于冶金、化工及科研领域, 大多采用二极管或晶闸管整流。而采用数字控制能大大提高电源可靠性、一致性、精确性。因此, 数字控制技术也就脱颖而出, 成为大功率直流电源的最佳选择。国内已研制了直接数字控制 (DDC) 系统, 该系统采用 4 台单片机完全取代模拟电路, 实现全数字化控制。

#### 1. 系统构成

由于这种电源的输出电流通常在几万安培甚至几十万安培, 所以通常采用多相整流 (12 相、24 相、36 相甚至 48 相、72 相), 而且每个整流臂由多只大功率品闸管并联组成, 这就要求桥臂上晶闸管的开通-关断特性一致性要好, 而且要考虑桥臂上并联工作的多只晶闸管中每只晶闸管的均流, 在元件选择及触发电路和整流柜结构、元件布局设计时应予以充分重视。现介绍一套正在运行的晶闸管直流电源, 其系统构成如图 1-35 所示。

该电源的性能指标为: ①直流输出电流 15kA, 稳流精度 0.5%; ②额定输出直流电压 85V; ③具有短路保护, 操作过电压及换相过电压保护, 晶闸管故障保护; 冷却系统故障保

护, 直流过电流保护, 缺相保护。上述所有保护信号均发出声光报警, 并将晶闸管触发脉冲封锁。

## 2. 控制系统

控制系统应用直接数字控制 (DDC) 系统, 实现全数字化控制。系统采用多机方式控制, 将其功能分散由多台计算机来完成, 触发器由 89C51 实现; 16 位单片机 80C196KC 进行闭环运算控制, 单片机之间采用并行方式通讯。多机并行同时运算, 提高了系统的快速性和可靠性, 而且设计灵活, 可扩充性好, 性价比更高。

控制系统主要功能: ①自动稳流, 稳流精度  $\leq \pm 0.5\%$ ; ②输出电流具有良好的跟随性。系统输入为上位机提供的  $4 \sim 20\text{mA}$  电流源信号, 输出电流跟随输入信号的滞后时间  $\leq 0.02\text{s}$ ; ③软起动功能, 防止开机时的大电流冲击; ④过压、欠压、限流及缺相等保护功能。系统稳态运行时, 接到停机信号能在  $0.05\text{s}$  内将功率完全切除。

(1) 数字触发器 数字触发器框图如图 1-36 所示。以三相全控桥为例, 简要地阐述数字触发器原理

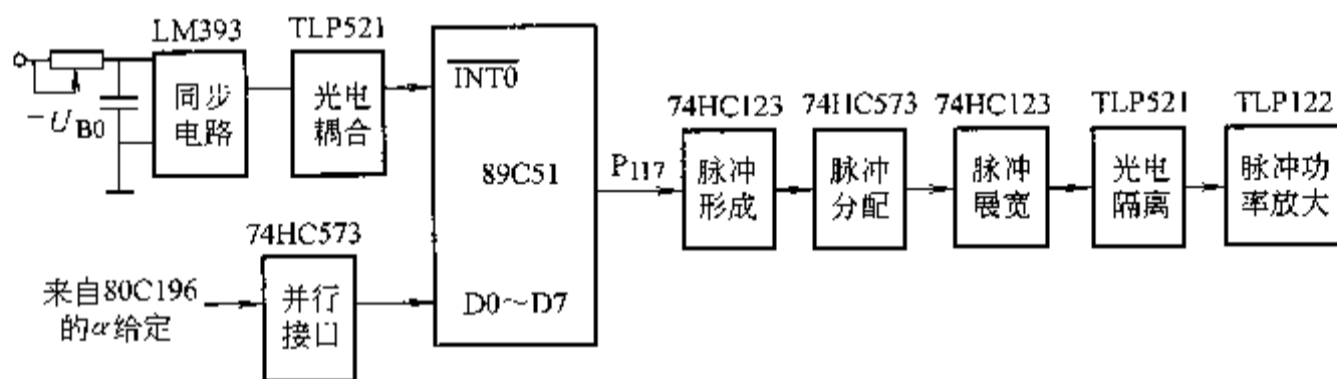


图 1-36 数字触发器原理框图

对于三相全控桥式整流电路, 在电源一个周期内通常需要 6 个对应于各自然换相点的同步脉冲, 以构成计算控制角  $\alpha$  的起点, 并以此形成 6 个数字锯齿波及触发脉冲。本触发器采用单相同步方式, 即由单相同步变压器取出一相电压为同步信号, 其余同步脉冲则由定时器产生, 并由锁相程序不断对其值进行修正。显然, 这样输出的同步脉冲信号相间齐整度好, 且不受电网频率波动的影响。

为了简化结构, 电路中只采用一个定时/计数器来产生数字锯齿波。显然, 在采用 6 个基准点时, 定时器最多只能定时  $60^\circ$ , 但实际上相位控制角  $\alpha$  所需的移相范围为  $0^\circ \sim 180^\circ$ 。为此, 需要对给定的  $\alpha$  角进行分段处理, 并根据实时的电源状态, 由单片机完成对触发脉冲的分配。

在三相全控桥式整流电路中, 将一个电源周期划分成 6 个宽度各为  $60^\circ$  的区间, 且令各个区间的起点位置均对应于各自然换相点, 这些区间称为电源状态 (记作 S 状态), 如图 1-37 所示。同步电路应能够向微机提供便于识别 S 状态的逻辑变量。如果三相全控桥  $\alpha$  角的变化范围为  $0^\circ \sim 180^\circ$ , 那么任何  $\alpha$  给定值, 任何 S 状态时, 都能确定一对晶闸管导通。

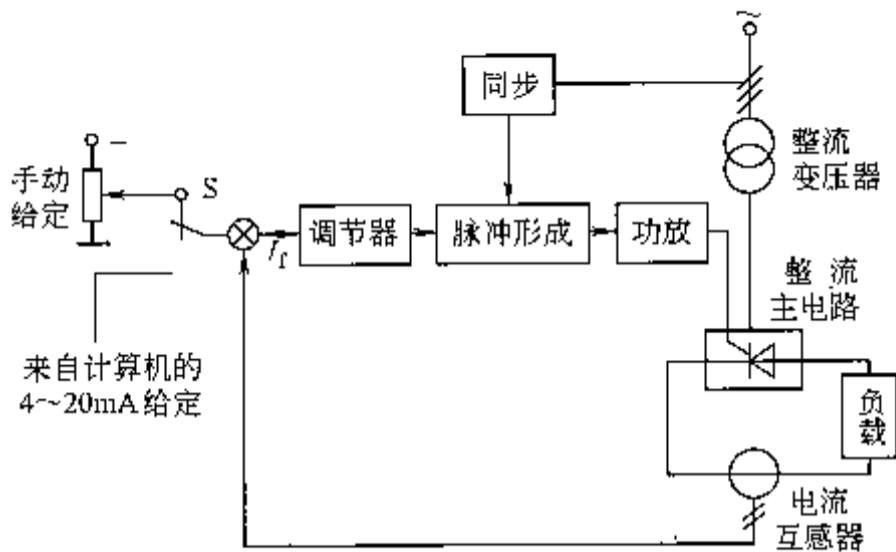
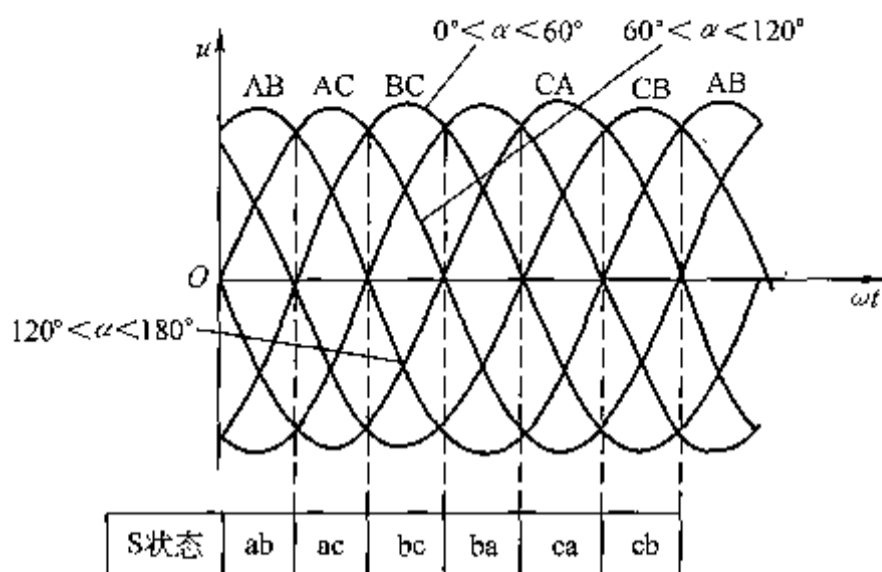


图 1-35 晶闸管直流电源系统框图

例如：在  $S = bc$  状态时，若  $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$ ，则应触发晶闸管 2、3；若  $60^\circ \leq \alpha < 120^\circ$ ，则应触发晶闸管 1、2；若  $120^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ ，则应触发晶闸管 1、6。这样，电路中只需一个定时/计数器，形成宽度为  $60^\circ$  的数字锯齿波，配合单片机对  $S$  状态和  $\alpha$  角的识别，即可完成对 6 只晶闸管的触发脉冲分配。图 1-38 给出了触发器工作过程，该过程可分析如下：

图 1-37 三相全控桥式整流电路电源状态  $S$  的划分

1) 单片机的 89C51 采用中断方式收集来自同步电路的同步信息，即在  $S = ab$  区间内的时刻 2，确定同步电路  $S$  状态初值，并预测下一个  $S$  状态（用于在下一个  $S$  状态触发脉冲）。

2) 在时刻 2，同时起动定时器  $T0$ ，定时时间由  $\alpha'$  来确定（ $\alpha'$  值已在上一个  $S$  状态中被计算出）。

3) 通过 8 位并行接口读取来自 80C196KC 的相位控制角  $\alpha$  数字量（即 PI 运算结果）。根据公式  $\alpha' = \alpha - \alpha_{\text{状态}} \times 60^\circ$  确定下一个  $S$  状态产生触发脉冲的定时时间，其中： $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$ ， $\alpha_{\text{状态}} = 0$ ； $60^\circ \leq \alpha < 120^\circ$ ， $\alpha_{\text{状态}} = 1$ ； $120^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ ， $\alpha_{\text{状态}} = 2$ 。

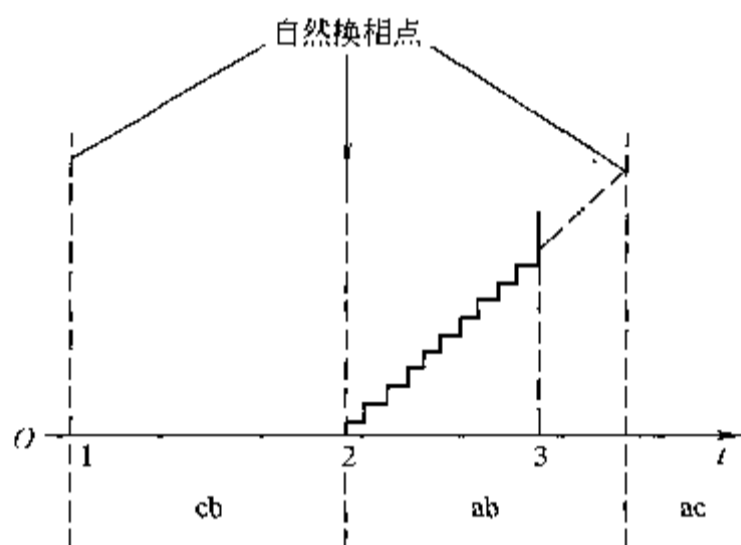


图 1-38 触发器工作过程

4) 根据  $\alpha$  状态及下一个  $S$  状态，确定将要触发的晶闸管对（亦称触发字），并在适当的时刻，将触发字锁存进脉冲分配电路。

5) 当  $\alpha'$  定时到（即时刻 3），由  $P1.0$  输出触发信号，再经脉冲形成、分配电路发出触发脉冲。数字触发器软件中，还设立了“触发器—晶闸管”线性化表格，用以提高系统的动态性能。

(2) 控制单元结构框图 图 1-39 给出控制单元结构原理框图，图中电流反馈量取自主电路中的分流器，经过 WS151 隔离器隔离放大后，再进入 A/D 转换电路。电流反馈量的获取，采用同步方式，即每次采样都在检测主电路波形的同一位置进行，以滤去输入信号中的低频分量，图 1-39 中同步信号来自触发电路。

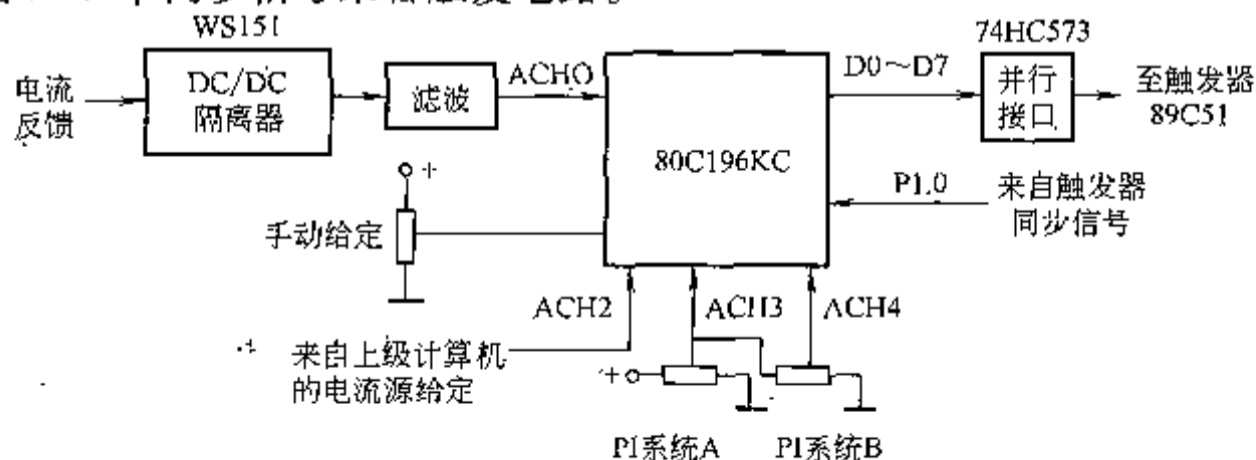


图 1-39 控制单元框图

(3) 软件程序 控制软件程序中, 对稳流过程的调节, 主要采用 PI 运算。为消除量化误差对稳流精度的影响, 还辅以微量积分运算。

### 3. 性能评价

该大功率直流电源采用以单片机为核心的数字控制, 具有以下显著优点:

1) 控制系统实现数字化。数字控制器不易受温度、电源电压及时间变化等因素影响, 使系统具有稳定的静特性, 并大大简化了产品的调试过程。

2) 系统中由软件取代硬件来实现反馈信号的检测和调节, 晶闸管的触发控制, 故障诊断等功能, 减少了元器件的数目, 使硬件结构得以简化, 提高了系统的可靠性。

3) 系统通用性好、灵活性强, 功能易于扩展和修改, 只要改变计算机软件内容, 就能有效地实现各种控制, 如 PID 控制、模糊控制、自适应控制等, 且对系统的控制准确性高。

4) 在晶闸管变流装置中, 可由微处理器构成以锁相环为基础的数字触发器, 它能确保触发脉冲相位间的高度对称, 从而减少整流装置直流侧的谐波分量。除此之外, 还可以对触发器—晶闸管环节实现线性化处理, 有效地改善系统的动态性能。

5) 微型机控制系统具有较强的对故障进行识别和自诊断能力, 并在事故发生时, 能自动储存运行数据, 有助于故障的分析和处理。

6) 可以与上级计算机系统实行通信, 实现多台装置的集中控制。

## 1.5.2 晶闸管中频感应加热电源中整流电路的数字控制

现代加热工业的不断发展, 中频感应加热所占的比重逐渐增大。感应加热装置在国内外应用已相当广泛, 工业发达国家已可批量生产, 单机最大功率达  $8 \sim 10\text{MW}$ , 频率在  $0.2 \sim 10\text{kHz}$ , 适用于各类感应加热的晶闸管中频感应加热电源, 且控制技术上采用集成电路、数字显示、微机控制。由西安交通大学研制的, 采用微机控制的中频感应加热电源实现了数字化。

(1) 中频加热电源整流电路对数字触发器的要求 整流电路是中频电源的重要组成部分。中频感应加热电源要求整流电路不仅提供直流电能, 而且要求整流输出功率随着工件加热温度和电流的大小连续可调, 同时及时反映过电流、过电压等电路故障, 作出可靠保护。实现中频电源的微机控制, 其对数字触发器的要求为:

1) 由 8031、74LS373 和 EPROM2764 芯片构成最小微机控制系统, 由软件实现单相同步或三相同步, 省去了同步信号形成电路, 提高了系统控制可靠性。

2) 由软件命令直接发出可调制的双窄触发脉冲, 省去双窄脉冲形成电路。

3) 由 CPU 最高中断优先级实现对系统的过电流、过电压保护。

(2) 数字触发器的硬件电路 数字触发器硬件电路原理框图如图 1-40 所示。由具有较强抗干扰能力的高集成度微处理器 8031 构成单片微机控制系统, 能在满足精确性的前提下, 实时、准确地完成控制任务。利用软件实现移相控制, 可大大改善触发脉冲的对称度, 提高整流电路的整流精度。

(3) 触发电路的同步实现 三相晶闸管触发电路中, 触发脉冲必须在晶闸管阳极承受正向电压时施加, 方能触发导通该晶闸管。因此同步电路必须根据被触发晶闸管阳极电压的相位, 正确提供各触发电路特定相位的同步电压信号, 才能使触发电路分别在各晶闸管需要触

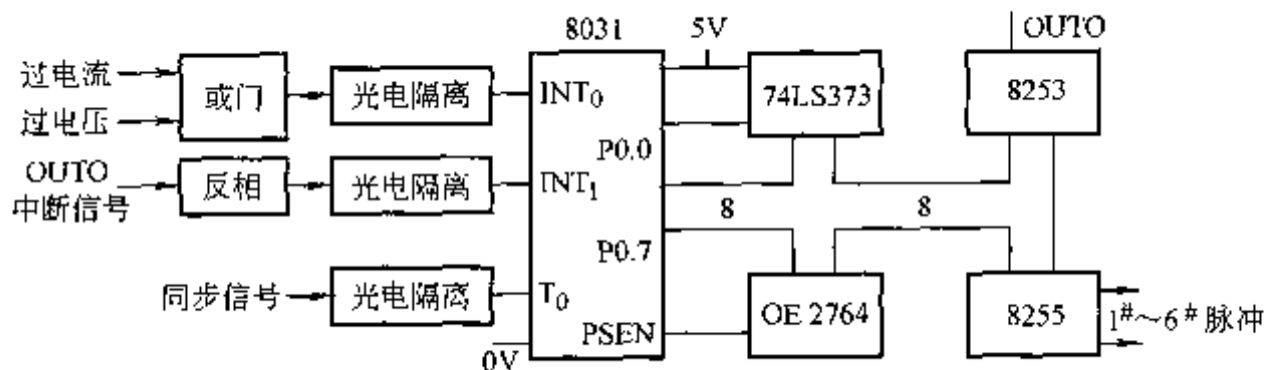


图 1-40 数字触发器硬件电路原理框图

发脉冲的时刻输出触发脉冲。国内目前数字触发器多采用单相同步，同步信号的产生叙述如下。

把一相交流电二次电压经同步变压器降压及电压比较器变为相应的方波信号作为同步电压信号，该方波信号经光耦隔离加在 8031 芯片  $T_0$  计数器端，起初设  $T_0$  为计数方式，计数初值为 FFFFH，在三相工频交流电的自然换相点，计数器  $T_0$  检测到一个方波信号的负跳沿便申请  $T_0$  计数中断，CPU 响应中断后将  $T_0$  由计数方式改为定时方式，把移相控制角  $\alpha$  对应的时间常数装入  $T_0$  定时器。当  $T_0$  定时到申请定时中断，CPU 响应定时中断发出 1# 同步触发脉冲。随即 5 个触发脉冲以该同步脉冲为基准，由 8253 定时  $60^\circ$  申请外部中断 INT1，CPU 响应 INT1 中断发出 5 个脉冲，直到下个周期重新起动  $T_0$  计数。重复上述过程，只是  $T_0$  定时时间常数已为相应控制角  $\alpha$  的对应值，该系统实现单相同步信号及触发脉冲示意图如图 1-41 所示。

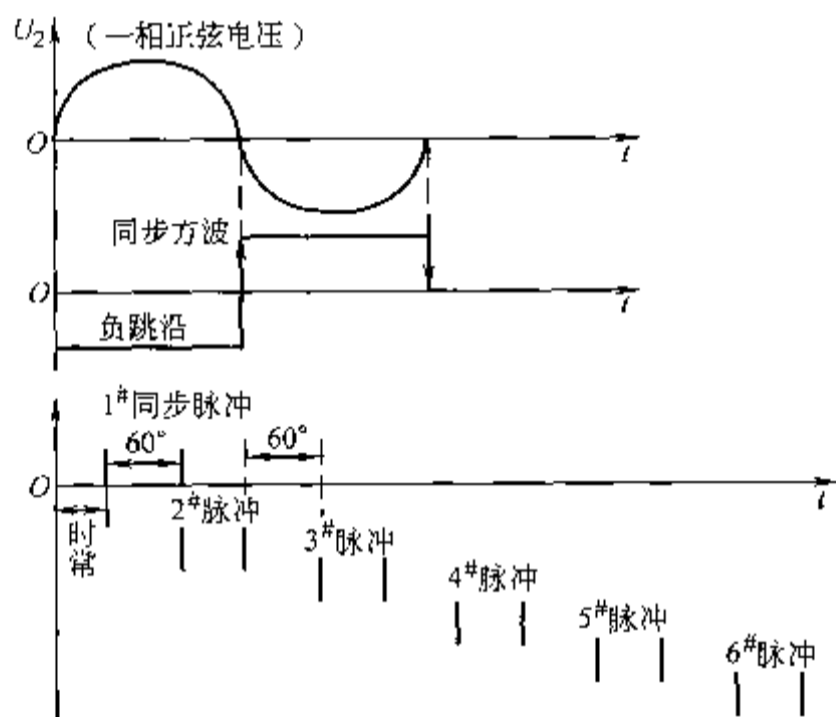


图 1-41 同步信号及触发脉冲示意图

## 1.6 充电电源

### 1.6.1 大功率浮充电用直流屏电源简介

直流屏电源广泛用于发电厂、变电所（站）及工矿企业配电部门，为控制自动化保护装置、介合闸机构等提供可靠不间断直流电源。随着微机的普及与应用，应用微机技术实现实时监控的新型微机免维护直流屏电源柜已经在不少部门得到应用。这里介绍淮阳师范学院应用移相控制软开关技术设计的 8kW 浮充电电源。

#### 1. 系统的结构及组成

系统原理框图如图 1-42 所示，主要由主电路、控制电路及驱动电路组成。主电路包括三相交流滤波电路、三相桥式整流电路、直流滤波电路、单相全桥软开关（零电压开关）PWM 逆变器、高频变压器、输出高频整流电路、输出滤波电路。控制电路包括移相控制电

路、保护电路、过流检测电路、输出电压与电流检测电路、驱动电路、辅助电源等。系统工作原理为来自电网的 380V/50Hz 三相交流电经滤波电路、三相桥式整流电路、直流滤波电路得到直流电压约 510V，通过单相全桥软开关逆变器转变为高频交流电压，经高频变压器降压，再经输出整流和滤波电路得到可供蓄电池组充电的电源。移相电路不断地调整单相全桥软开关逆变器功率开关管的导通脉冲宽度，实现对输出电压和电流的调节。在逆变桥输入直流侧串联一霍尔电流传感器，检测直流回路的母线电流，当流过功率器件的电流超过允许值时，保护电路动作，封锁电力半导体器件的驱动脉冲，实现快速保护。

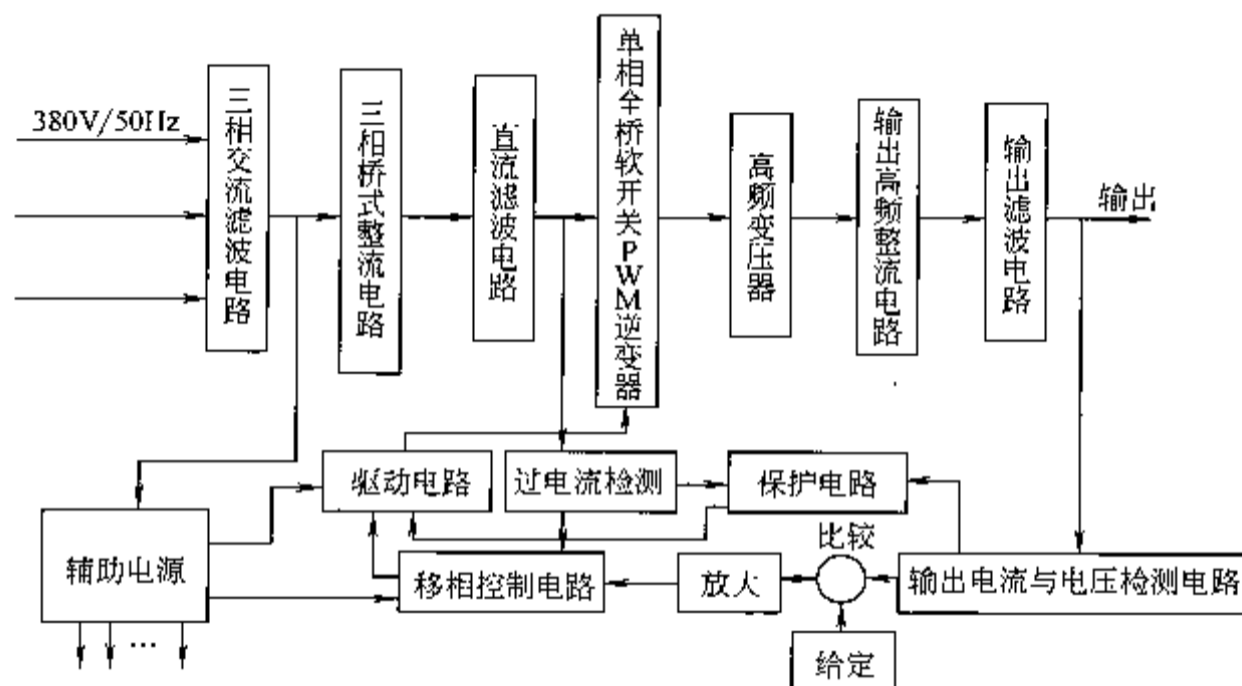


图 1-42 大功率充电电源系统原理框图

## 2. 移相全桥型零电压 PWM 软开关电路的工作原理

### (1) 基本结构和工作过程

移相全桥型零电压 PWM 软开关电路原理图如图 1-43a 所示。同普通的全桥型电路相比，电路中增加了一个谐振电感  $L_r$ ；在四个功率开关管上各并联一个电容  $C_i$  ( $i=1, 2, 3, 4$ )， $C_i$  含开关器件的寄生结电容。电路中四个开关管的控制波形如图 1-43b 所示。除死区时间外，电路中同时总有两个开关同时导通，共有四种组合：2 与 3、3 与 1、1 与 4、4 与 2，开关周而复始地工作。其中 2 与 3、1 与 4 组合为全桥逆变电路输出能量，而 3 与 1、4 与 2 组合为全桥逆变电路不输出能量。调节这两类组合的时间比例，即移相角，就可以实现输出信号的调节。电路的谐振过程发生在四种组合相互转换的死区时间内，每一开关周期有四次。由于谐振过程两两对称，可分为两类：

1) 输出能量状态即由功率开关器件 (2 与 3、1 与 4) 向续流状态 (3 与 1、4 与 2) 转换的谐振过程。

2) 由续流状态向输出能量转换的谐振过程。

(2) 输出能量状态向续流状态的谐振过程 以 2 与 3 工作状态向 3 与 1 工作状态谐振为例，考虑谐振电感  $L_r$ 、输出滤波电感  $L_o$  和谐振电容  $C_1$ 、 $C_2$  的存在，这时的等效电路如图 1-44a 所示。其中  $L = L_r + K^2 L_o$ 。由于很大的输出滤波电感参与谐振，所以谐振电流  $i_{Lr}$  几乎不衰减， $u_{c1}$  很快减至零， $VD_1$  导通，谐振过程结束，为  $VD_1$  对应的开关  $S_1$  准备了零电压开通的条件，所以相位超前的桥臂开关 ( $S_1$ 、 $S_2$ ) 容易实现零电压导通。相似的谐振过程发生在 1 与 4 工作状态向 4 与 2 状态过渡的死区时间内，为开关  $S_2$  准备了零电压开通的条件。

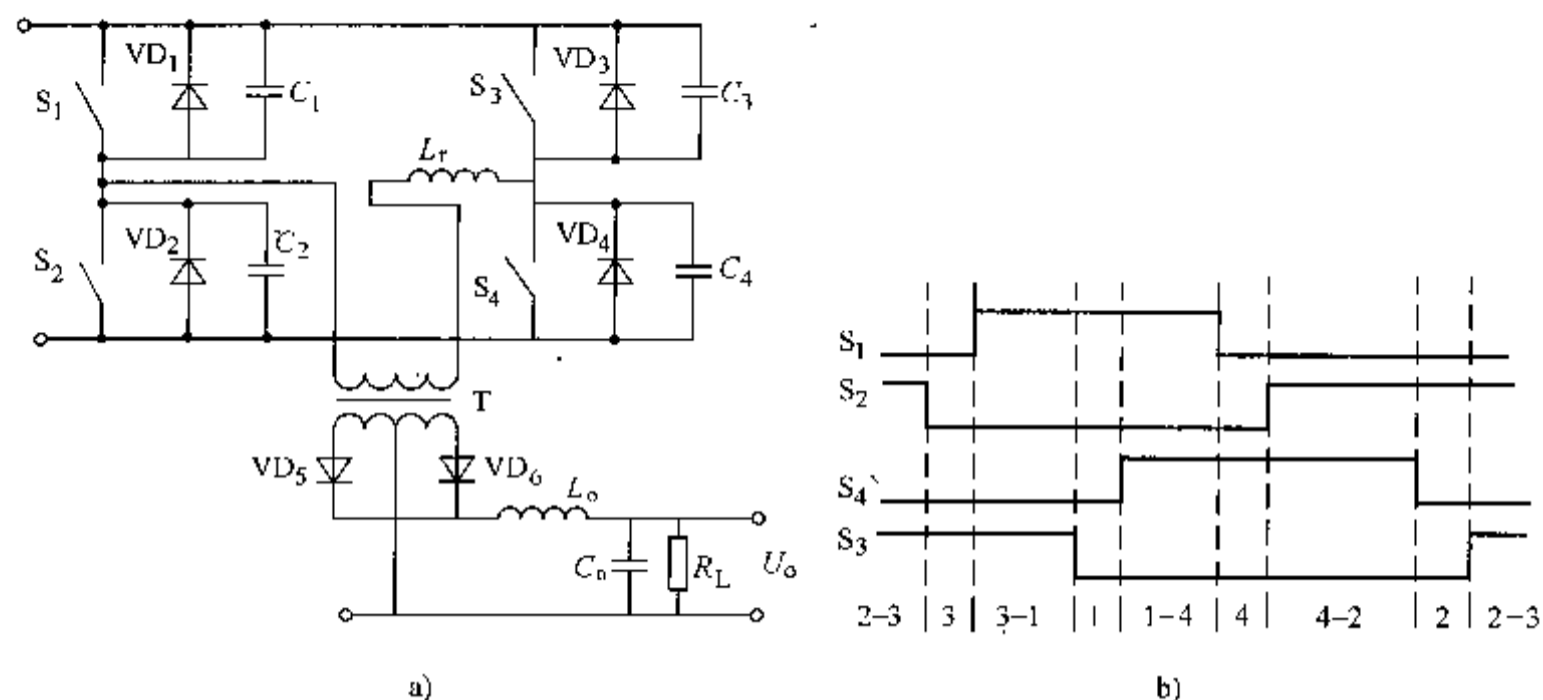


图 1-43 移相全桥型零电压 PWM 软开关电路原理及控制波形图

a) 电路原理图 b) 控制波形图

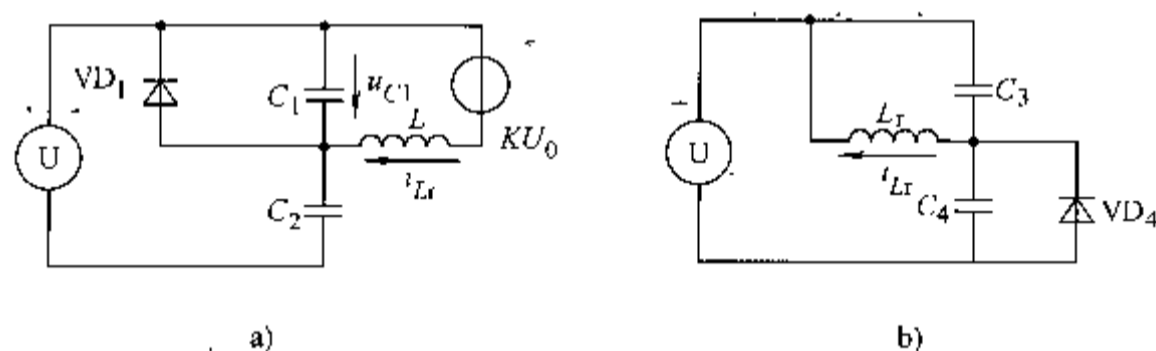


图 1-44 能量转换等效电路

a) 开关  $S_2$ 、 $S_3$  工作状态向  $S_3$ 、 $S_1$  续流状态转换的等效电路b) 开关  $S_1$ 、 $S_3$  工作状态向  $S_1$ 、 $S_4$  续流状态转换的等效电路

(3) 续流状态至输出能量状态的谐振过程 以状态 3 与 1 工作状态向 1 与 4 续流状态转换为例, 考虑到谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_3$ 、 $C_4$  的存在, 这时等效的谐振电路如图 1-44b 所示。由于只有  $L_r$  参与谐振, 如果谐振开始时  $L_r$  电流  $i_{Lr}$  较小,  $L_r$  储能不足, 电容  $C$  ( $C_3 + C_4$ ) 上的谐振电压的峰值就有可能大于直流电压  $U$ , 二极管  $VD_4$  不能导通, 其对应的开关就不能实现零电压开通。所以相位滞后的桥臂开关  $S_3$ 、 $S_4$  不太容易实现零电压开通。为了使电容的谐振电压峰值能够大于直流电压  $U$ , 电感的储能必须足够, 在谐振开始时电感  $L_r$  的电流  $i_{Lr0}$  必须满足:

$$\frac{1}{2}L_r i_{Lr0}^2 \geq \frac{1}{2}CU^2 \quad (1-7)$$

这一不等式是设计谐振电感  $L_r$  的依据。

### 3. 全桥主电路的设计

选用电力半导体器件 IGBT 为功率开关器件, 设计移相全桥型零电压 PWM 软开关主电路, 如图 1-45 所示。

电路中, 开关频率取 30kHz, 要求电源输出 30A, 250V。开关元件选择日本富士电机公司生产的 2MBI100L-120 快速型 IGBT 模块。高频变压器磁心采用超微晶合金铁心 (环型), 其规格为  $\phi 67\text{mm}/142\text{mm} \times 35\text{mm}$ ,  $D = 10.45\text{cm}$ , 有效截面  $S_e = 8.53\text{cm}^2$ ,  $\mu_i > 5000\text{H/m}$ ,  $H_c \leq 0.015\text{Oe}$ ,  $B_s = 13500\text{Gs}$ ,  $T_c = 570^\circ\text{C}$ 。输出整流管采用 DSEI60-12A, 输出滤波电容选用

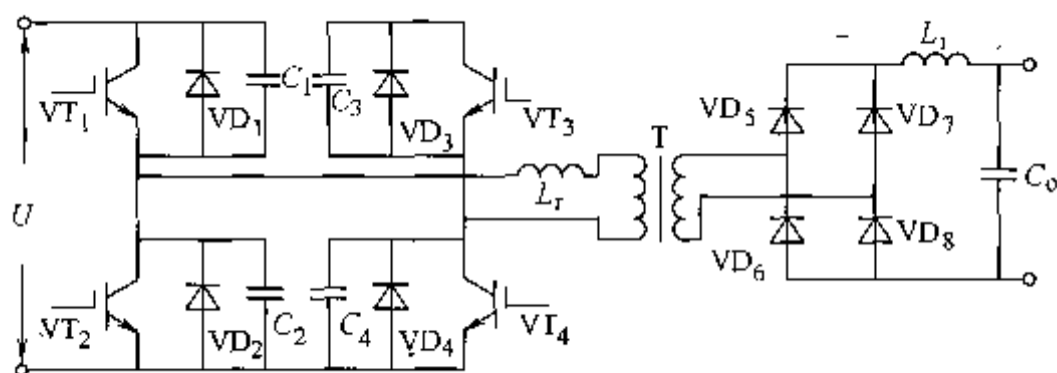


图 1-45 PWM 软开关主电路原理图

高频无感型电解电容，取值  $3300\mu\text{F}$ ，耐压  $400\text{V}$ 。并联在开关管上的谐振电容  $C_1 \sim C_4$  选择无感卷绕的高频聚苯乙烯电容，取值  $10\text{nF}$ 。输出滤波电感  $L_2$  取  $130\mu\text{H}$ ，磁心是 E 型铁氧体。当通过大的直流时，为防止饱和，需在磁心上开气隙。谐振电感  $L_r$  为  $65\mu\text{H}$  带铁氧体的磁心。

#### 4. 移相控制电路的设计

在该电源系统中，移相控制电路采用美国 Unitrode 公司生产的专用集成芯片 UC3875，它不仅能产生四路移相控制的 PWM 信号，而且还有稳压、稳流及过流保护等功能。

(1) 移相控制电路 根据系统的要求，用 UC3875 芯片设计的移相控制电路如图 1-46 所示。图中 HLV、HLI 分别为霍尔电压、电流传感器。由 UC3875 组成的移相控制电路输出四路 PWM 信号 A、B、C、D，A、B 控制一个桥臂，C、D 控制另一个桥臂，AB 之间的死区时间由  $R_8$  决定，CD 之间的死区时间由  $R_7$  决定，AD 之间及 CB 之间的移相角受误差电压比较器控制，移相角可在  $0 \sim 180^\circ$  之间变化，移相角为零时，输出最大，移相角为  $180^\circ$ ，输出为零。

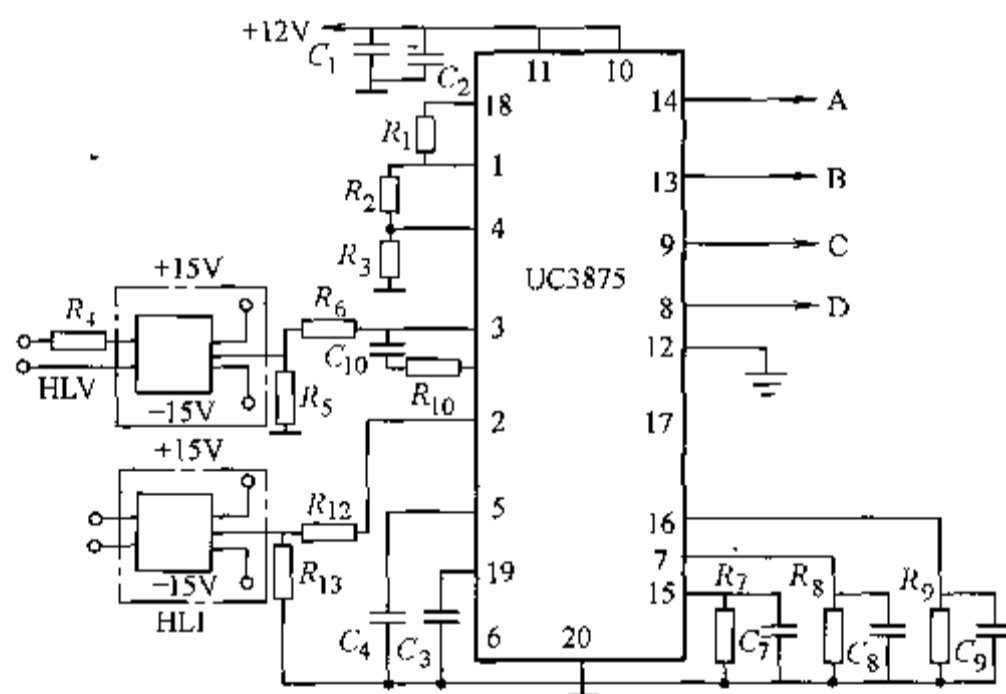


图 1-46 用 UC3875 设计的移相控制电路

(2) 移相控制电路主要参数的确定  $R_9$ 、 $C_9$  决定开关频率，取  $C_9 = 4700\text{pF}$ （聚苯乙烯电容）， $R_9 = 25\text{k}\Omega$ 。 $R_7$ 、 $R_8$  确定 A 与 B、C 与 D 之间的延迟时间，因为该移相电路控制 IGBT 单相全桥逆变电路，所以死区延时时间一般设置为  $2 \sim 3\mu\text{s}$ ，取  $R_7$ 、 $R_8$  为  $100\text{k}\Omega$  可满足要求。其他参数如下： $C_1 = 1\mu\text{F}$ ， $C_2 = 47\mu\text{F}/25\text{V}$ ， $C_3 = 270\mu\text{F}/16\text{V}$ ， $C_4 = 1\mu\text{F}$ ， $C_7$ 、 $C_8 = 0.01\mu\text{F}$ ， $C_{10} = 0.1\mu\text{F}$ ， $R_1 = 200\text{k}\Omega$ ， $R_2 = 2\text{k}\Omega$ ， $R_3 = 3\text{k}\Omega$ ， $R_{10} = 150\text{k}\Omega$ 。

## 5. IGBT 的驱动与保护电路设计

(1) IGBT 驱动电路的设计 驱动电路选用陕西高科电力电子有限公司生产的 IGBT 驱动芯片 HL402B, 其最大运行频率为 40kHz, 所设计的驱动电路如图 1-47 所示。

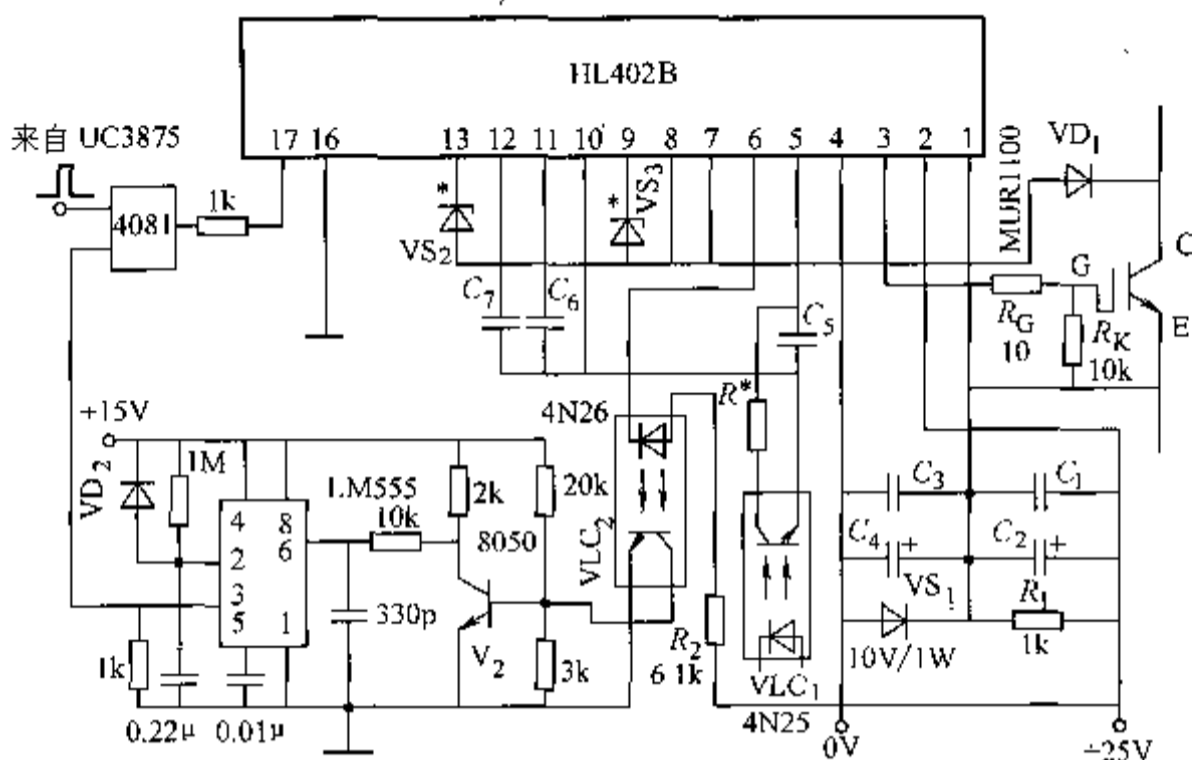


图 1-47 应用 HL402B 构成的 IGBT 驱动电路图

HL402B 所用电源为 +25V, 在模块外部将 25V 电压变换为 +15V 和 -10V 两种电压供 IGBT 开通时所需的正偏压和关断时所需的负电压。UC3875 移相控制电路输出信号送到 HL402B 的输入端 (驱动电流要求 10mA), HL402B 驱动模块从 3 脚和 1 脚输出正、负驱动脉冲至 IGBT 的门-射极之间, 开通和关断 IGBT。外接 MUR1100 快恢复二极管  $VD_1$ , 检测 IGBT 集电极电位变化来识别是否过流, 如过流, 则慢速关断 IGBT。同时 HL402B 的 6 脚把过流信号经光耦送到输入信号封锁电路 LM555 及 4081, 封锁移相控制脉冲的输出, 达到保护 IGBT 的目的。

(2) 过流保护电路的设计 保护电路的输出保护信号通过或门加到 UC3875 的过流保护脚。因桥臂直通或其他情况短路, 瞬时增大的电流会在逆变桥输入直流侧表现出来, 所以可在直流侧用霍尔电流传感器 HLI 检测, 如图 1-48 所示。当发生短路故障时, 霍尔传感器输出信号 (通过外接电阻转换成电压信号) 加到 UC3875 的过流保护脚 (5 脚), 与基准电压 2.5V 比较, 若 5 脚电压超过 2.5V, 输出脉冲被封锁。

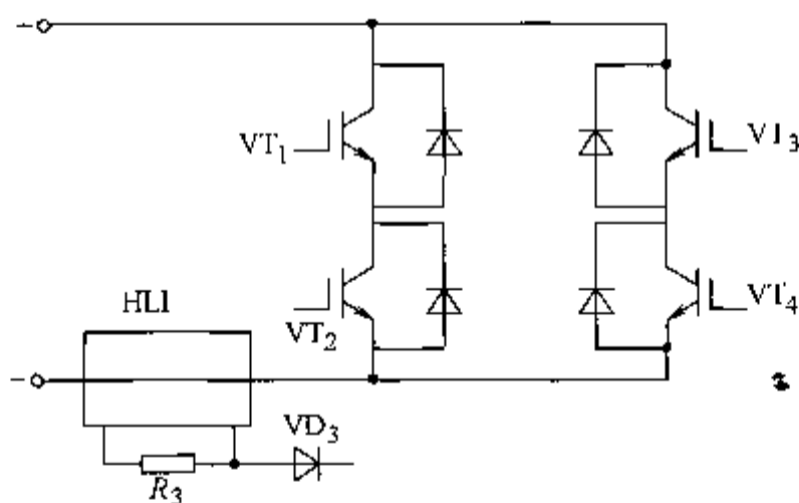


图 1-48 应用霍尔电流传感器检测主电路中电流示意图

## 6. 检测电路的设计

检测电路是对电流和电压信号进行检测, 以实现稳压、稳流及过流保护等功能。在电力电子变流系统中, 常应用霍尔电流、电压传感器进行系统运行电压或电流的检测。霍尔电流电压传感器是一种有源电子互感器, 可进行直流、交流及脉动电流 (电压) 的测量。

该大功率充电电源已用于微机免维护电源柜中, 通过微机的检测与设定, 实现对蓄电池组进行恒压/恒流或恒流/恒压两个阶段充电, 其电源效率为 90%, 纹波  $\leq 1\%$ 。

### 1.6.2 大功率快速充电控制电路

由于蓄电池快速充电电源具有对蓄电池充电时间短、充电效率高等显著优点，正日益受到重视。KM-94-2 电路是专为大功率快速充电控制设计的，具有快充、放电、时序控制、稳压/稳流、稳压限流、自动电压检测、过压保护、过流保护、定时关机等功能。

KM-94-2 的内部构成原理框图如图 1-49 所示。该电路由时序电路（由充放电时序、充放电延时等构成）、保护电路（由过流保护、过压保护、故障综合、定时关断电路等构成）以及调节器电路等三部分组成。充放电时序控制波形如图 1-50 所示。图中  $T_1$  为充电时间， $T_2$  为停充时间， $T_3$  为放电时间， $T_4$  为停止放电时间。一个充放电周期  $T_s = T_1 + T_2 + T_3 + T_4$ 。在充电期间，KM-94-2 的 9、12 端均无输出脉冲，故放电晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_2$  均关断不工作；在放电期间，KM-94-2 的 12 端输出触发脉冲，晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_2$  工作，使蓄电池放电；在停止放电时间  $T_4$  期间，KM-94-2 的 9 端输出触发脉冲触发晶闸管  $VT_3$ ，从而使放电晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_2$  关断。

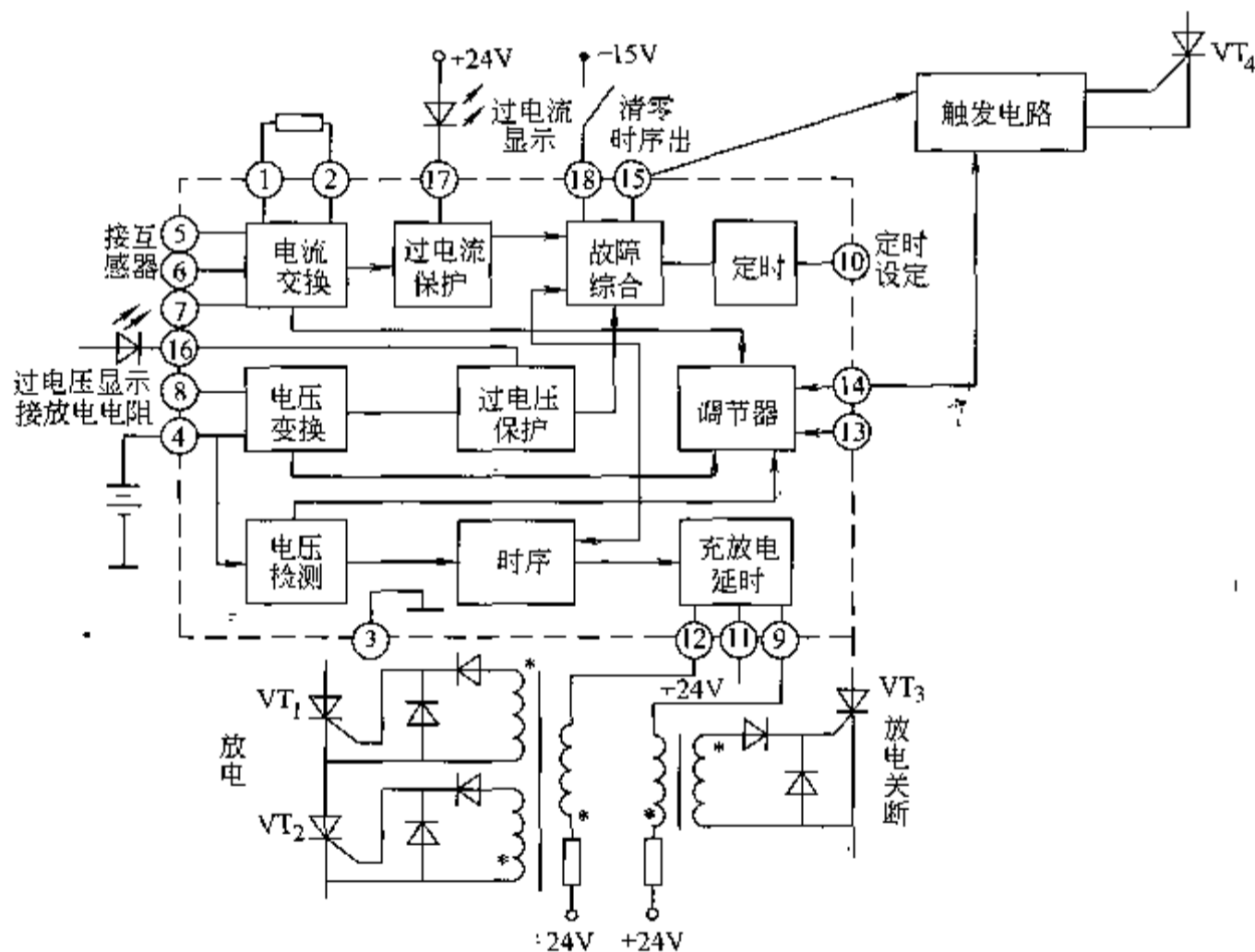


图 1-49 KM-94-2 的内部构成原理框图

保护电路的工作原理是：由电流互感器来的电流取样信号，经整流后送往比较器，与一基准电压比较，产生过流信号。另一方面，从电池组两端取出的电压信号送往另一级比较器，与一基准电压比较，产生过压信号。过流、过压、定时、时序信号送往故障综合单元。当未发生过流、过压且定时电路无输出时，只有时序信号通过 15 端加到外部晶闸管  $VT_4$  触发电路控制端，充电器按时序工作。当发生过流、过压或定时电路有输出信号时，晶闸管触发电路关断，过压或过流显示器发光。若过压、过流显示器不亮但充电器关断，则是由于定时时间已到，蓄电池已充足电。

该调节器与常规的调节器原理相同。电压信号、电流信号、给定信号都加到调节器输入端,可实现稳压/稳流、稳压限流等调节功能。

检测电压从蓄电池组两端取出,当蓄电池充电到要求电压时,检测单元输出状态变化,使时序电路关断,给定电压降低,充电电流减小。此时充电机进入常规充电状态,以确保蓄电池充足。到达定时时间后,晶闸管触发控制电路输出关断,充电机停止充电。

KM-94-2 和晶闸管触发控制电路等配合可构成实用的快速充电机电路。图 1-51 是以 KM-94-2 为快充控制和以专用厚膜电路 KM-66 为晶闸管触发控制器构成的一种多功能大功率快速充电控制系统的原理框图。

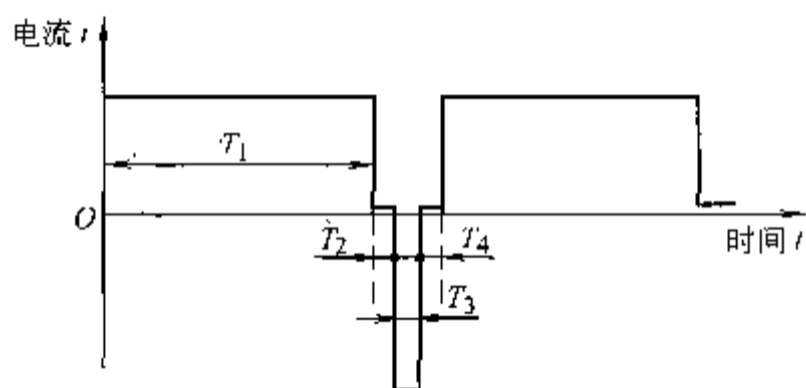


图 1-50 时序控制波形图

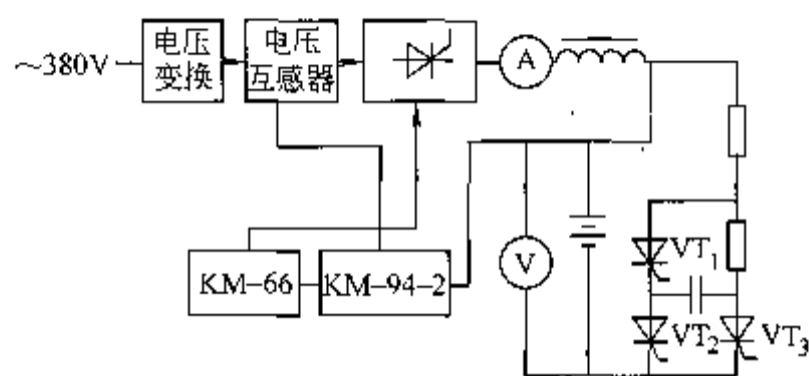


图 1-51 实用的快速充电控制系统框图

该电路中,电网电压首先经过电压变换,然后进入可控整流电路。可控整流电路的触发控制电路 KM-66 的移相控制电压来自快充控制电路 KM-94-2 的 14 脚。KM-94-2 同时控制放电晶闸管,使整个电路按充电→放电去极化→充电的循环程序工作。由于 KM-66 的输出触发电流可达 1.5A,因而可触发额定电流不超过 1500A 的晶闸管,所以,该电路的最大充电电流基本上由可控整流电路中晶闸管的容量决定,快速充电时间也由蓄电池容量和充电电流决定,电路的充电时间可由 KM-94-2 中的定时电路设定。

### 1.6.3 全自动步升型快速恒流充电电源

随着便携式设备的广泛使用,需要对不同电压或不同容量的电池快速充电。但常见的各类充电器却不具备以上功能,它们大多只能对某一固定电压或固定单元的镍隔电池充电,设备不具备通用性。目前各类充电器全部采用较高电源电压对电池充电,一旦主电路出现故障,则有较高的电源电压加在电池两端,造成昂贵的电池(如手机电池)过充损坏或发生爆炸的危险。普通充电器充电是否结束大多由人工按容量估计,充电误差较大,对电池容易造成过充电或欠充电。高级充电器性能虽好,但需采用单片机技术,涉及软、硬件电路及数字存储电路,结构复杂、成本较高且不利于维护。安徽师范大学制作了一种低成本多用途的自动快速充电器,它利用较低电源电压,由 MAX608 步升型直流-直流变换器构成恒流源,采用标准充电特性曲线对镍镉电池进行充电控制;运算放大器构成其电流检测及电池电压负斜率检测电路,充电电流可由使用者自行设定。

#### 1. 系统结构

这种充电器的系统结构原理框图如图 1-52 所示。电路由升压芯片 MAX608 输出 EXT 信号,激励场效应晶体管,使其工作在电源电压与地之间。升压形成恒流对电池充电。 $R_{cs1}$  为功率场效应管电流检测采样电阻, $R_{cs2}$  为电池充电电流检测采样电阻。 $R_{cs2}$  上的电位与

MAX608 的 5 脚参考电压 ( $U_{REF}$ ) 分压后送来的信号经充电电流检测环节比较, 送出信号至 MAX608 的 8 脚, 进行电流控制。

电压负斜率检测电路对电池端压进行检测。当电池充满后, 电池端电压进入负斜率状态。该电路输出并锁定高电平, 送 MAX608 的暂停控制端引脚 4, MAX608 停止升压, 进入暂停状态。发光二极管  $VL_2$  指示电已充满。MAX608 的 3 脚 (FB) 电压反馈端用来检测电池端压, 从而改变输出电压波形。当电池端压较低时, 电路工作在 PFM 方式, 具有较强的带负载能力, 图中 FB 端子的电位还使电路最大输出电压限制在 15V。

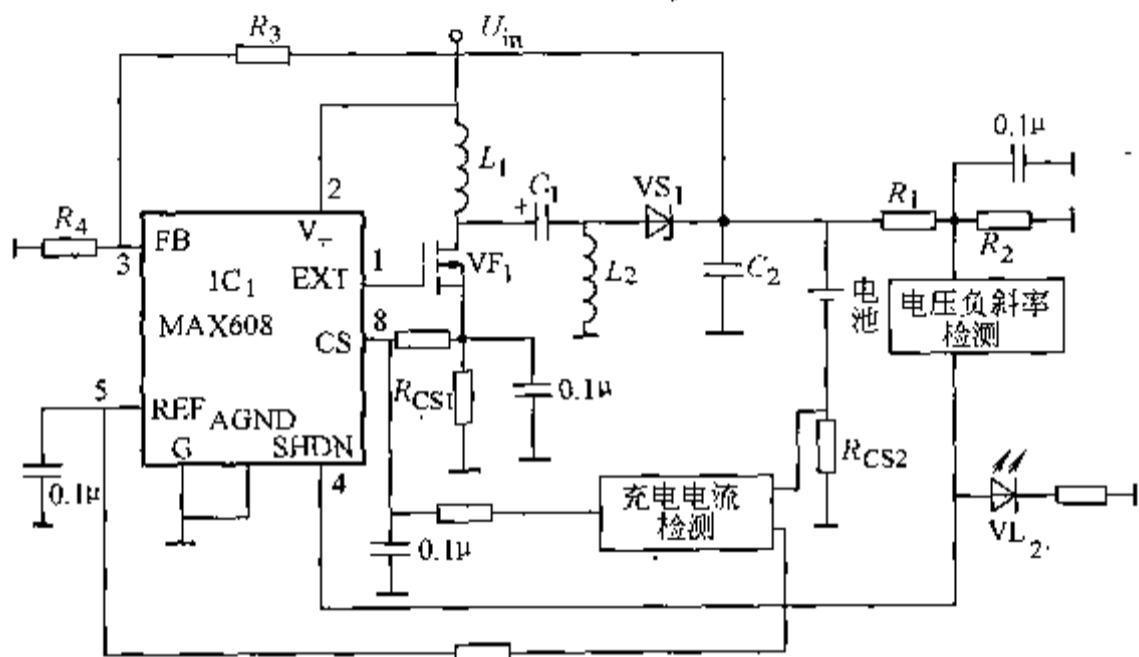


图 1-52 由 MAX608 控制的步升快速充电器原理框图

## 2. 升压芯片 MAX608 的工作原理

图 1-53 为 MAX608 的内部结构原理框图, 表 1-2 为其引脚及功能表。该芯片为典型升压模块, 且内部具有完善的保护功能。

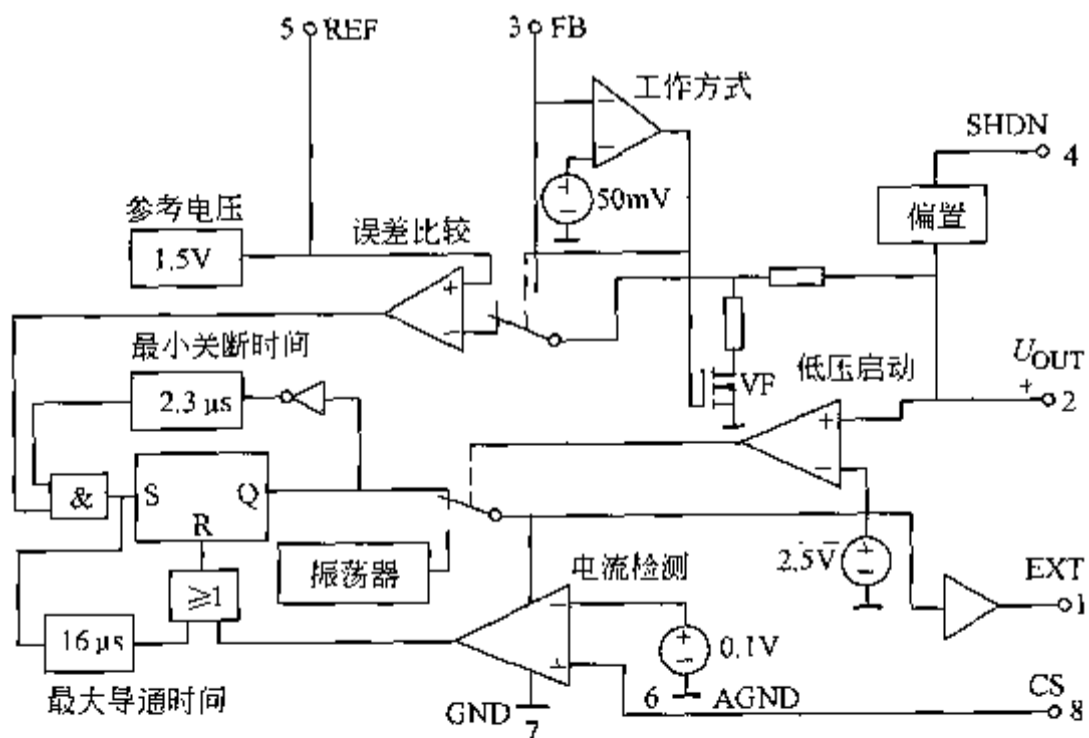


图 1-53 MAX608 内部结构原理框图

表 1-2 MAX608 引脚及功能表

引脚	符 号	功 能
1	EXT	为功率场效应管提供栅极驱动电压
2	OUT	电源连接端
3	FB	输出电压反馈输入端
4	SHDN	逻辑关断输入端
5	REF	1.5V 参考电压输出端
6	AGDN	模拟地端
7	GND	大电流地端
8	CS	电流检测端

MAX608 与传统 PFM 转换器不同, 它由峰值电流限制、最大导通时间 ( $16\mu\text{s}$ ) 及最小关断时间 ( $2.3\mu\text{s}$ ) 共同控制输出。电路一旦关断, 则最小关断时间将保持关断  $2.3\mu\text{s}$ , 超过该最小关断时间, 若输出电压符合要求, 则继续关断, 否则转为导通。控制电路工作在连续导通状态, 可在重载时获得高的效率。当开关导通后, 除非最长导通时间已超过  $16\mu\text{s}$  使之关断; 或电路电流达到采样电阻所确定的峰值而自动关断, 否则将保持在导通状态。MAX608 具有优化的电流限制控制方式, 从而在很宽的负载范围中均具有很高的效率。MAX608 设有“SHDN”暂停功能。当 SHDN 为高电平“1”时, 则 MAX608 进入关断方式, 在该方式下内部偏置电路关断, 电源电流小于  $5\mu\text{A}$ 。若 SHDN 接高电平, 则为正常升压方式。

### 3. 附属电路

(1) 电压负斜率检测电路 图 1-54 为快充时镍镉电池的充电特性曲线。充电开始时电池电压迅速升高, 不久上升变缓, 接近充满时又迅速升高, 并过峰值, 充满后电池电压下降。这是因为电池电压有  $-4\text{mV}/^\circ\text{C}$  的负温度系数。电池充满后, 电池温度急剧上升, 由充电引起的电压上升量小于温度引起的下降量, 其峰值为过充电的 20% 附近。

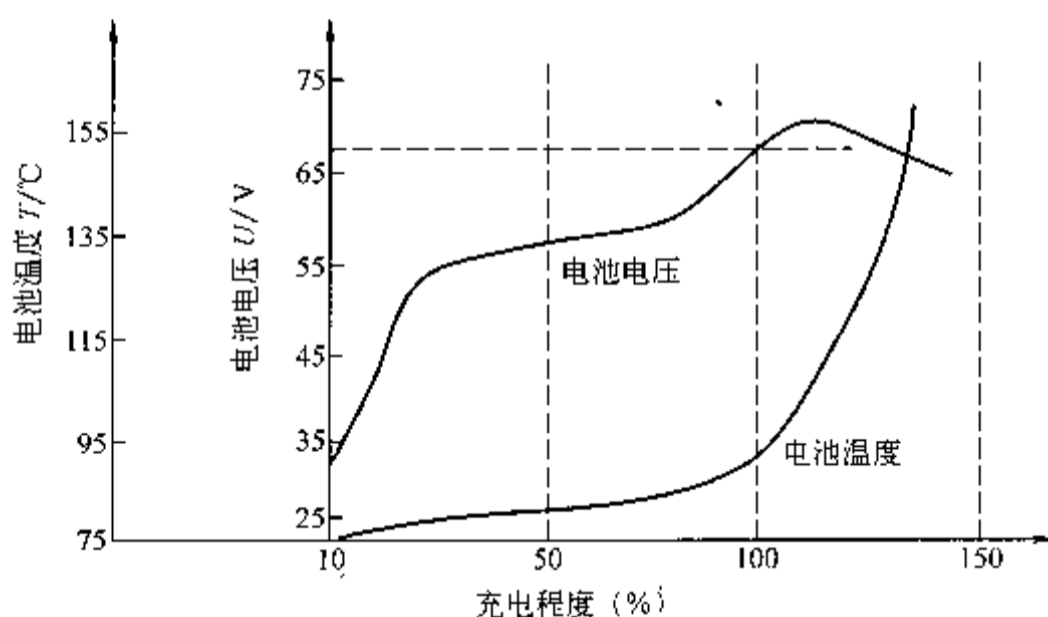


图 1-54 镍镉电池充电特性曲线

资料显示, 由于镍镉电池制造工艺的改进, 过充电 20% 并无害处, 反而有利于增大容量, 弥补镍镉电池自放电大的缺陷, 故为一致推荐采用的充电方式。在电池负斜率检测电路

中, 为降低电路成本, 可不采用数字存储电路, 而采用图 1-55 所示电池电压峰值保持及比较锁定电路。

图 1-55 由运放 IC<sub>2a</sub> 构成峰值保持电路。当电容  $C$  上电压低于由  $R_1$ 、 $R_2$  分压后的电池端压，则 IC<sub>2a</sub> 输出高电平对电容  $C$  充电， $C$  上电压跟随  $R_1$ 、 $R_2$  分压后的电池端压（即 A 点电位）变化。一旦电池端压进入负斜率状态，则由于二极管 VD<sub>1</sub> 的阻断， $C$  上电压维持电池电压峰值。同时 IC<sub>2b</sub> 构成比较器，输出高电平至 IC<sub>1</sub>-MAX608 的 SHDN 端子，升压电路停止工作，充电结束。电路中的 SB 为起动按钮。充电开始时，按动一下，用于释放  $C$  上电荷，IC<sub>2b</sub> 输出低电平，使电路进入升压工作状态。实践证明，若电路中电容采用钽电容，则当 A 点电位下降 10mV 时，比较器 IC<sub>2b</sub> 输出高电平，结束充电。

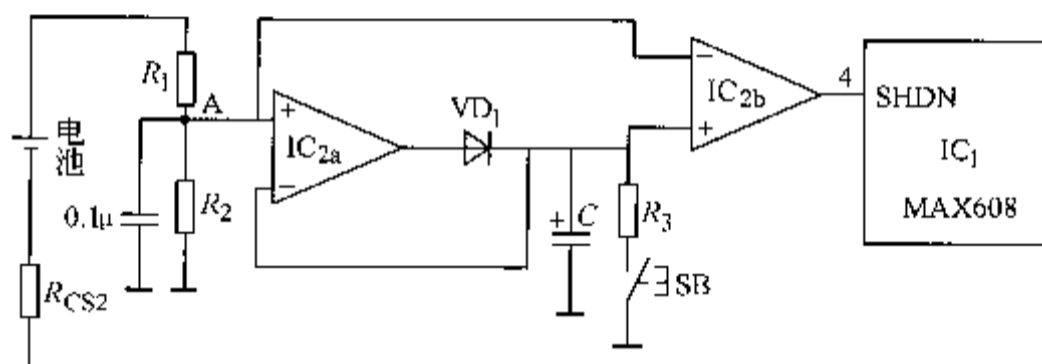


图 1-55 电池电压峰值保持及比较锁定电路

(2) 充电电流控制电路 该快速升压型充电器应用的具体电路如图 1-56 所示。该电路利用 MAX608 的 5 脚输出的 1.5V 参考电压, 经电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$  分压后送至 IC<sub>2c</sub> 的反相端, 与电流采样电阻  $R_{0.02}$  检测的电流信号电压进行比较, 输出电位反馈至 MAX608 的电流检测端, 从而改变电路电流, 实现恒流充电。

由于采用了升压恒流充电, 克服了目前使用的各类充电器的缺点, 还可避免或减小电池充电时的存储效应, 并对一些因使用不当而退化的电池产生激活作用。整个电路结构简单, 保护功能

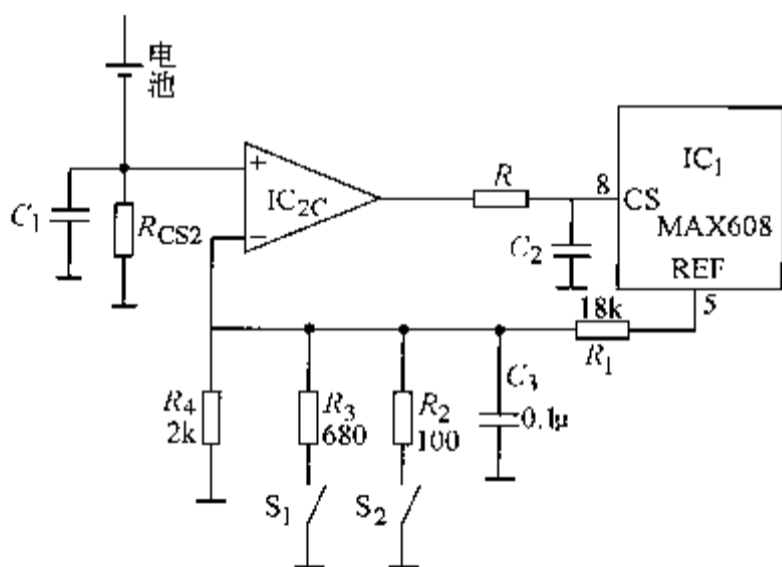


图 1-56 充电电流控制电路

完善，具备通用性且成本较低。需要注意：即使是快充型镍镉电池，若没有全部放完电，不宜进行大电流充电；为延长电池寿命，应在每 5 次快速充电后，设定小电流作一次 14h 的常规充电。

### 1.7 直流脉宽调速电源

本节主要介绍双闭环可逆直流脉宽调速系统。

在中小容量的直传动系统中,采用全控型自关断器件的脉宽调速系统比相控系统具有更多的优越性,因而得到广泛应用。这类调速系统中的脉宽调制器芯片当中常规的 PWM 控制芯片种类很多,SG3525 便是其中的一个,该芯片是美国硅通用公司生产的第二代产品,是性能优良、功能齐全、通用性强的双列直插式单片集成 PWM 控制器。由于它简单、可靠

及使用方便灵活,大大简化了脉宽调制器的设计及调试。

### 1. 系统构成

直流脉宽调速系统的一个实例如图 1-57 所示,它由主电路、控制及保护电路、信号检测电路三大部分组成,各部分原理可分析如下。

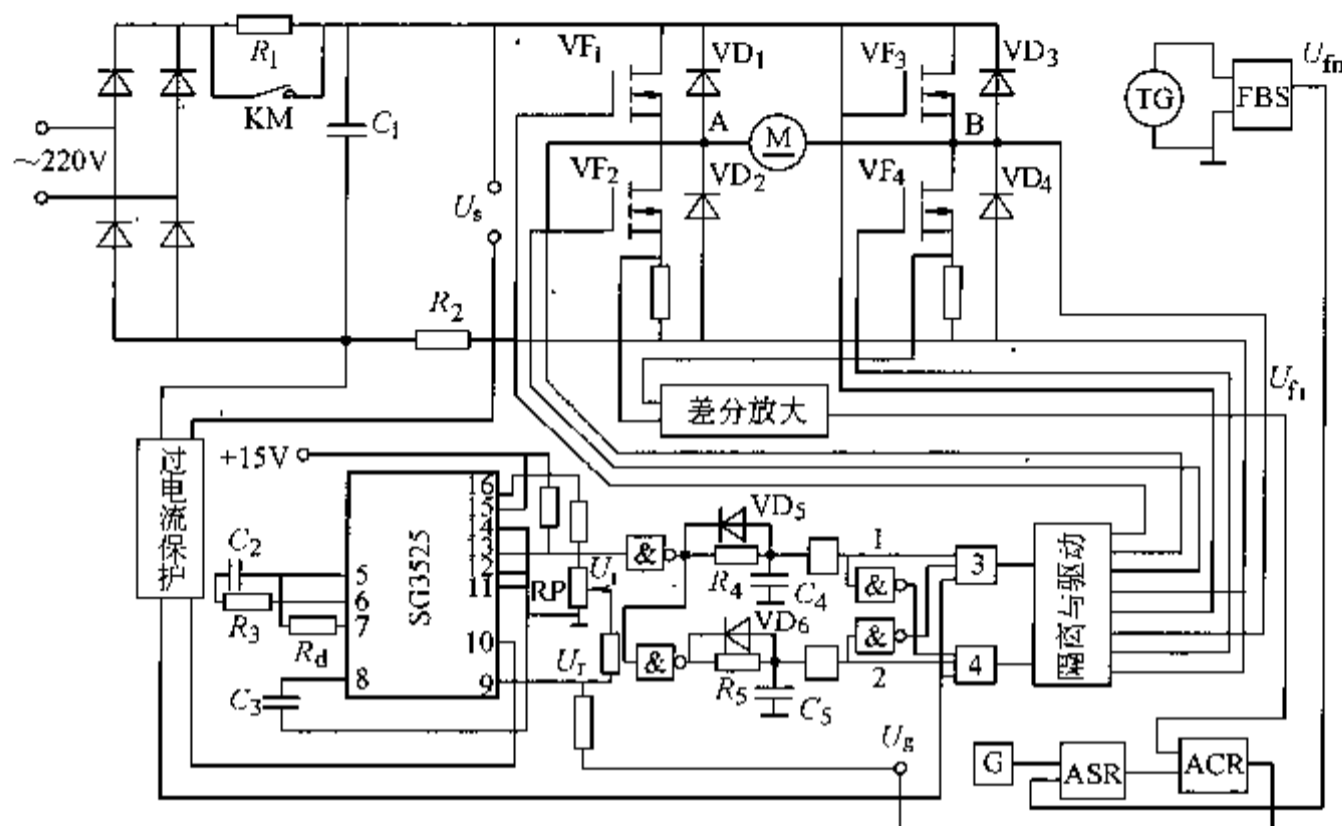


图 1-57 直流脉宽调速系统的电路原理图

(1) 主电路 由二极管整流桥把输入的交流电整流成为直流电,图中的电阻  $R_1$  为起动限流电阻,  $C_1$  为滤波电容。可逆 PWM 变换器主电路系采用 MOSFET 所构成的 H 型结构形式,它是由四个电力 MOSFET 管 ( $VF_1$ 、 $VF_2$ 、 $VF_3$ 、 $VF_4$ ) 和四个续流二极管 ( $VD_1$ 、 $VD_2$ 、 $VD_3$ 、 $VD_4$ ) 组成的双极式 PWM 可逆变换器,根据脉冲占空比的不同,在直流电动机 M 上可得到正或负的直流电压。

(2) 控制及保护电路 SG3525 为脉宽调制器。由  $R_4$ 、 $C_4$ 、 $VD_5$ 、 $R_5$ 、 $C_5$ 、 $VD_6$  构成逻辑延时环节。由非门 1、2 及与门电路 3、4 构成保护环节。此外,还有隔离及驱动电路。图中的 G 为电压给定器,ASR 为转速调节器,ACR 为电流调节器。

(3) 检测回路 在  $VF_2$  和  $VF_4$  的源极回路中,串接两个取样电阻,其上的电压分别反映流过  $VF_2$ 、 $VF_4$  的电流,经过差分放大输出一反映电流大小的电压  $U_{fi}$  可作为双闭环系统的电流反馈信号。速度由与电动机同轴连接的永磁测速发电机 TG 测量,再经过速度变换器 FBS 变换为转速反馈信号  $U_{fn}$ 。主回路中的电阻  $R_2$  有两个作用:可以用来观察电流波形,  $R_2$  的阻值取  $1\Omega$ ,其上的电压波形反映了主回路的电流波形;又可以作为过流保护用。当  $R_2$  的电压超过整定值后,过流保护电路动作,关闭脉冲,从而保护功率 MOSFET 管。

### 2. 脉宽调制器 SG3525 的应用特点及控制功能分析

(1) 器件内部结构 SG3525 的内部结构如图 1-58 所示,它主要由基准电压调整器 (5V 基准  $V_{ref}$ )、振荡器、误差放大器、比较器、锁存器、欠压锁定电路、关闭控制电路、软起动电路、输出电路构成。

(2) 欠电压锁定功能 基准电压调整器受 15 脚的外加直流电压  $U_c$  的影响,当  $U_c$  低于 7V 时,基准电压调整器的精度得不到保证。由于设置了欠电压锁定电路,当出现欠电压时,

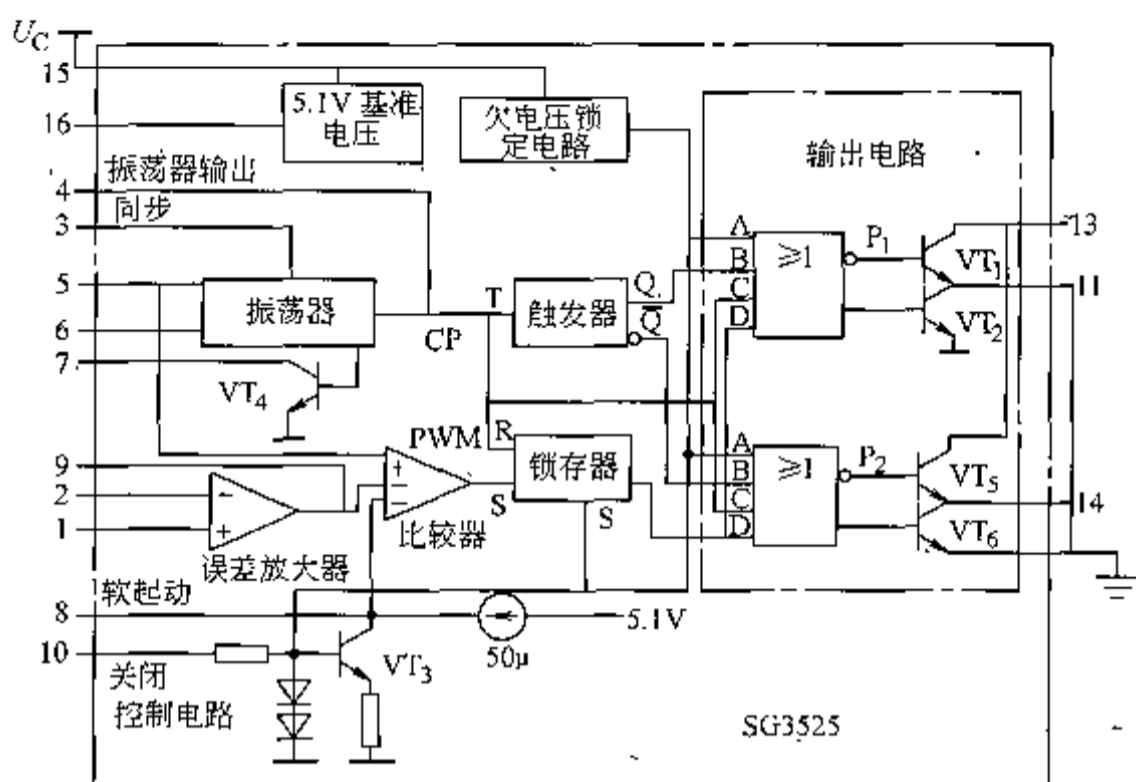


图 1-58 SG3525 的内部结构图

欠电压锁定功能使 A 端由低电压上升为逻辑高电平经过或非门输出转化为  $P_1 = P_2 = A + B + C + D = 0$ , SG3525 的 13 脚输出为低电平, 功率驱动电路输出至功率场效应管的控制脉冲消失, 逆变器无电压输出。

(3) 系统的故障关闭功能 集成控制器内部  $VT_3$  晶体管基极经一电阻连接至引脚 10。过电流保护环节检测到的故障信号使脚 10 为高电平, 由于  $VT_3$  基极与 A 端线相连, 故障信号产生的关闭过程与欠电压锁定过程类似。在电路中, 过电流保护环节还输出一个信号到与门的输入端, 当出现过流信号时, 检测环节输出一低电平信号到与门的输入端, 使脉冲消失, 与 SG3525 的故障关闭功能一起构成双重保护。

(4) 软起动功能 软起动功能的实现主要由晶体管  $VT_3$ 、外接电容  $C_3$  及锁存器来实现。当出现欠电压或者有过流故障时, A 端线高电平传到  $VT_3$  基极,  $VT_3$  导通为引脚 8 外接电容  $C_3$  提供放电的途径,  $C_3$  经  $VT_3$  放电到零电压后, 限制了比较器的 PWM 脉冲电压输出, 该电压上升为恒定的逻辑高电平, PWM' 高电平经 PWM 锁存器输出至 D 端线仍为恒定的逻辑高电平,  $C_3$  电容重新充电之前, D 端线的高电平不会发生变化, 封锁输出。当故障消除后, A 端线恢复为低电压正常值,  $VT_3$  截止,  $C_3$  电容由  $50\mu A$  电流源缓慢充电,  $C_3$  充电对 PWM' 和 D 端线脉冲宽度产生影响, 同时对  $P_1$  和  $P_2$  输出脉冲产生影响, 其结果是使  $P_1$  和  $P_2$  脉冲由窄缓慢变宽。只有  $C_3$  充电结束后,  $P_1$  和  $P_2$  的脉冲宽度才不受  $C_3$  充电的影响。这种软起动方式, 可使系统主回路电动机及功率场效应管避免承受过大的浪涌电流冲击。

(5) 延时回路 在可逆变换器中, 跨接在电源  $U_s$  两端的上、下两个场效应管经常交替工作, 场效应管的关断要经过一定的时间。如果在此期间另一个功率场效应管已经导通, 则将造成上、下两管直通, 从而使电源正负极短路。为了避免发生这种情况。设置了由 R、C 电路构成的逻辑延时环节 (见图 1-57)。保证在对一个管子发出关闭脉冲后, 延时  $2\mu s$  左右的时间后再发出对另一个管子的开通脉冲。

### 3. 直流电动机转速控制及正反控制的实现

四个功率场效应管的栅极驱动电路分为两组。 $VF_1$  和  $VF_4$  同时导通和关断, 经隔离与驱动电路后的驱动电压  $U_{b1} = U_{b4}$  波形相同;  $VF_2$  和  $VF_3$  同时动作, 经隔离与驱动电路后的驱动

电压  $U_{b2} = U_{b3}$  波形相同。

调节正负脉冲的电压宽度可实现可逆运行, 当正脉冲较宽,  $t_{on} > T/2$  时, 电枢两端的平均电压为正, 电动机正转。如果正负脉冲的宽度相等, 平均电压为零, 则电动机停转。当正脉冲较窄,  $t_{on} < T/2$  时, 平均电压为负, 电动机反转。只要改变脉宽调制波的占空比就可很方便地改变平均电压的大小和极性。如图 1-57 所示, 由电流调节器和电流测量环节构成电流内环, 由转速调节器和转速测量环节构成转速外环。两个调节器都是比例、积分调节器, 因此, 系统能够实现无静差调节。电动机的转速能自动维持在给定的转速下运行。电流环的接入可使闭环系统突加给定起动, 此外, 电流环还有抑制由电网电压的波动而产生的干扰作用。要实现可逆运行, 只需要改变给定电压的极性即可, 不会产生短路现象。

#### 4. 主电路元件参数的选择

场效应管的型号为 IRF840, 工作开关频率设置为 30kHz, 主电路二极管采用 ZP6, 反向峰值电压为 800V, 电阻  $R_1$  为 RX21.8W、47Ω,  $R_2$  的阻值为 1Ω, 功率为 2W, 滤波电容  $C_1$  为 330μF/450V。VD<sub>1</sub> ~ VD<sub>4</sub> 采用反向恢复时间较快的功率二极管 50WF40F, 两个取样电阻的阻值为 0.5Ω。双闭环系统正向运行时实验测得的电流的上升时间约 25ms, 从突加给定到稳定运行的时间约 380ms, 波形稳定平滑, 超调量约为 0.8%。在突加额定负载时, 动态速降约为 15r/min, 静差率为零。系统的起动性能, 抗干扰性能都优于传统的双闭环晶闸管直流调速系统。

### 参考文献

- [1] 徐德鸿. DC/DC 模拟电源发展动态 [J]. 电子产品世界, 2004 (16).
- [2] 何希才, 姜余祥. 新型稳压电源及其应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2002.
- [3] 戚栋, 王守会. 基于 PWM 的电流源/电压源的设计与分析 [J]. 电视技术, 1994 (4).
- [4] 徐玉春, 赵万生, 赵家齐, 等. 精密脉冲电解磨削的电源和试验研究 [J]. 航空精密制造技术, 1999 (3).
- [5] 赵忱. 交直流叠加在金电解中的应用 [J]. 设备管理与维修, 2003 (3).
- [6] 向荣. 21 世纪我国电镀设备面临的挑战与对策 [J]. 电镀与精饰, 1998 (7).
- [7] 邓德恩, 祁琦, 邓威文. 一种使用脉冲电镀电源控制器的研制 [J]. 电测与仪表, 1998 (7).
- [8] 文亚凤, 魏富真, 向延棣. 500A 高速换向脉冲电镀 [J]. 电力电子技术, 1998 (7).
- [9] 王建业, 罗干英. 功率电力电子技术与电加工 [J]. 电加工, 1998 (6).
- [10] 霍孟友, 艾兴, 张道华. 新型同步脉冲电源设计 [J]. 电加工, 1999 (2).
- [11] 郑宏, 赵秦宇, 梁汉滨. 大功率直流电源的数字控制 [J]. 电工技术杂志, 1999 (2).
- [12] 俞阿龙. 一种大功率充电电源的设计 [J]. 电测与仪表, 1998 (9).
- [13] 胡大友, 李新. 大功率快充控制电路 KM-94-2 的应用 [J]. 电工技术杂志, 2000 (12).
- [14] 张持健. 全自动步升型快速恒流充电器 [J]. 电子与自动化, 1996 (6).
- [15] 刘星平, 戴瑜兴. 新型双闭环可逆直流脉宽调速系统的设计与应用 [J]. 电气自动化, 2003 (4).
- [16] 常炳国, 王华民. 晶闸管中频加热电源的微机控制 [J]. 工业加热, 1999 (1).
- [17] 杨国清. 精密电镀电流的检测与数值计算 [J]. 电工技术学报, 1999 (4).

## 第2章 基于高频逆变的直流电源

### 2.1 开关电源技术概况

直流电源及电力电子变流装置在国民经济各部门中应用广泛,任何一种电力电子变流装置控制电路只有提供稳定可靠的直流电源才能正常工作。目前,获得直流稳压电源的方法有两种,即以线性变换和开关变换来获得直流输出,因而决定了直流电源分线性电源和开关电源两类。线性电源因其电压调整管的功率损耗很大,功率不能做得很大,况且由于必须使用工频变压器与市电网隔离和实现电压匹配,该变压器不仅体积大,而且笨重,致使这类电源无法实现轻型化、小型化和高效化。开关电源只用体积很小的高频变压器来实现输出与高压部分的隔离及电压等级匹配,而且其内部关键元器件工作在开关状态,因此功耗很低,电源效率可高达80%~90%,比以调整管稳压的线性电源提高了近一倍;此外,开关电源工作在高频,采用的滤波元件和散热器的体积也很小,所有这些都决定了开关电源是一种高效率、高可靠性、小型化、轻型化的稳压电源。因此,开关电源成为当今需要直流电的电子设备的主流供电电源,其单机功率容量可以做得很大。

#### 2.1.1 开关电源的技术特点

##### 1. 开关电源电路的基本构成和工作原理

(1) 基本构成 图2-1是开关电源电路的典型结构。它主要由整流与滤波电路、DC-DC变换器、开关占空比控制电路及取样比较电路等单元构成。

(2) 开关电源的基本工作原理 输入的交流电(市电)首先经整流与滤波电路变换成直流电压 $U_s$ ,该直流电压 $U_s$ 再经通/断状态由图2-2a所示波形 $U_c$ 控制的电子开关电路后,变换成脉冲状交流电压 $U'_0$ (见图2-2b),再经高频变压器隔离与电压匹配、高频整流二极管、电感、电容等储能元件构成的高频整流与滤波电路平滑后,输出直流电压 $U_o$ (见图2-2c)。显然,输出直流电压 $U_o$ 的大小与脉冲状交流电压 $U'_0$ 的有效值大小成正比,而 $U'_0$ 的有效值又与开关的导通占空比

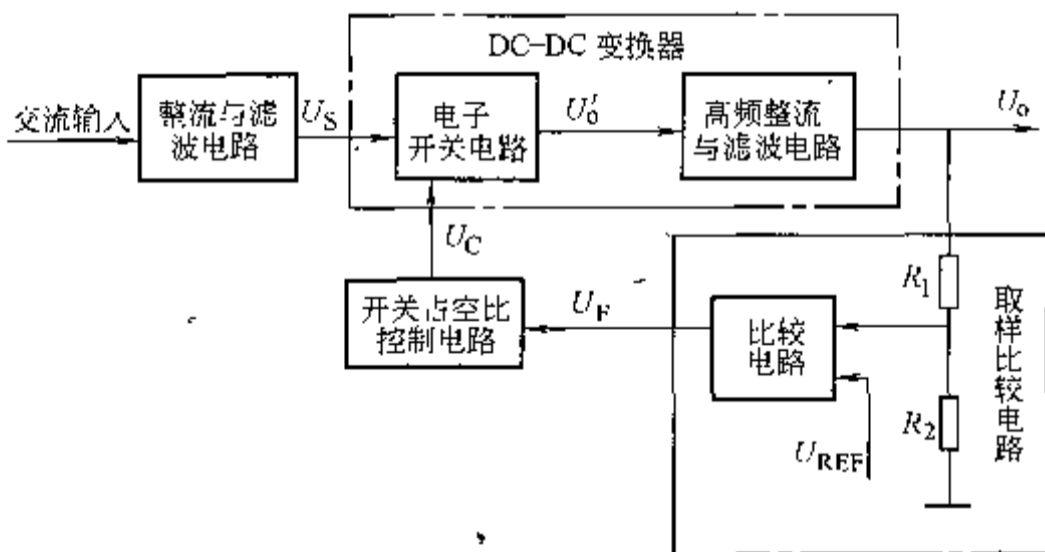


图 2-1 开关电源的典型结构

成正比。式中  $T = T_{ON} + T_{OFF}$ 。

此外,通过取样比较电路中的取样电阻 $R_1$ 、 $R_2$ 对输出电压 $U_o$ 取样,并使之与基准电压

$U_{REF}$  进行比较, 若取样电压高于  $U_{REF}$ , 则比较电路输出  $-U_F$ , 去控制占空比控制电路, 使  $T_{ON}/T$  减小, 从而  $U_o$  减小; 若取样电压低于  $U_{REF}$ , 则输出  $+U_F$ , 使  $T_{ON}/T$  增加, 从而使  $U_o$  增加, 这样就可使开关电源的输出电压  $U_o$  稳定在一个恒定值上。

## 2. 开关电源的优点

(1) 功耗小、效率高、工作可靠稳定 在图 2-1 所示的开关电源电路中, 电子开关在控制信号  $U_c$  的控制下, 交替地工作在导通-截止和截止-导通的开关状态, 转换速度很快, 频率一般为几十到几百千赫兹, 甚至高达兆赫兹级。这使得开关器件的功耗很小, 电源效率可大幅度提高, 通常可达 80% 以上。而功耗小使得电子设备内温升也低, 周围元器件工作环境温度改善, 有利于提高整个电子设备的可靠性和稳定性。

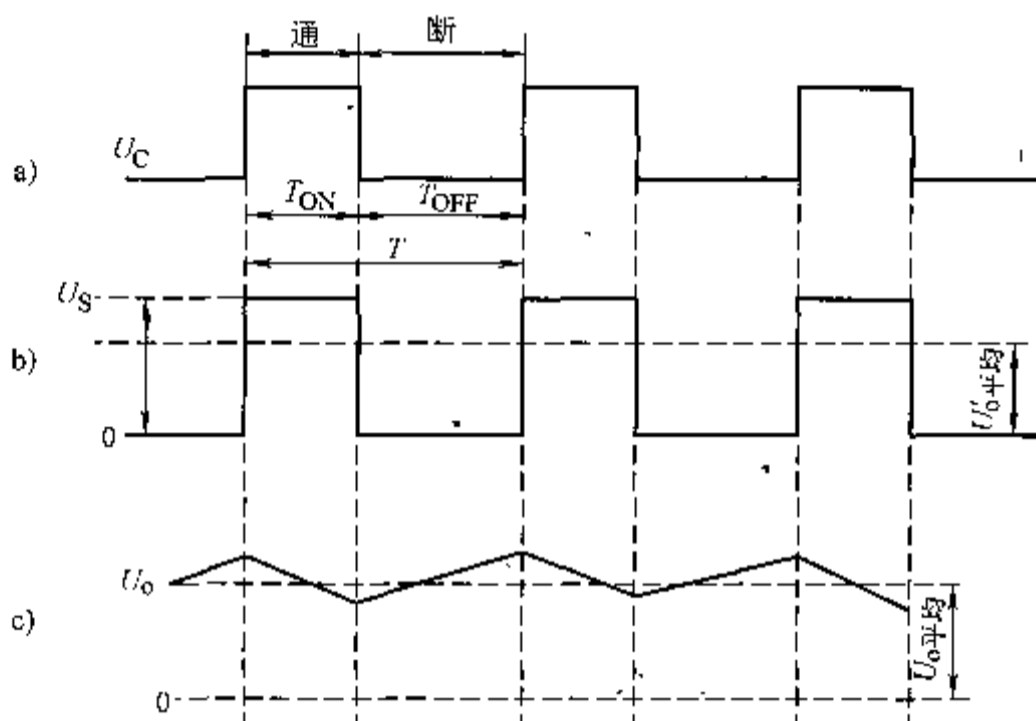


图 2-2 开关电源的工作波形图

a)  $U_c$  波形 b)  $U_s$  波形 c)  $U_o$  波形

(2) 体积小、重量轻 开关电源由于没有采用笨重的工频变压器, 加之开关器件的功耗大幅度降低, 开关电源的滤波效率大为提高, 使滤波电容的容量和体积大为减小, 所有这些因素都使得开关电源的占地空间和重量大幅度下降。

(3) 稳压范围宽、适用范围广 开关电源的输出电压是由开关控制信号的占空比来调节的, 输入信号电压的变化可通过调频或调宽进行补偿, 因此, 在工频电网电压变化较大时, 它仍然能保证有较稳定的输出电压。一般情况下, 当输入交流电压在 150 ~ 250V 范围内变化时, 开关电源都能达到良好的稳压效果, 输出电压变化在 2% 以内。

(4) 安全可靠 开关电源一般都设有自动保护电路, 当稳压电路、高压电路、负载等出现故障甚至短路时, 这些自动保护电路能自动切断电源, 其保护功能灵敏、可靠。

(5) 电路形式灵活多样、设计简便 开关电源的电路形式多种多样, 这就使得使用者可根据应用需要和各种开关电源电路的特点, 灵活选择。

## 3. 开关电源的技术性能指标

(1) 特性指标 特性指标是衡量开关电源适用范围的指标。包括: 额定输出电压 ( $U_o$ ), 输出电压 (调节) 范围 ( $U_{o\max} \sim U_{o\min}$ ), 额定输出电流 ( $I_o$ ), 最大输出电流 ( $I_{o\max}$ ) 等。

(2) 质量指标 质量指标是反映开关电源性能优劣的指标。包括以下方面:

1) 输出电压调整率  $S_D$ : 用于衡量电源在负载电流和环境温度不变时维持输出电压不变的能力。通常用单位输出电压变化量  $\Delta U_o$  与输入电压变化量  $\Delta U_i$  之比来表示。

2) 稳压系数 ( $S$ ): 衡量电源维持输出电压不变的能力, 用  $(\Delta U_o/U_o)$  或  $(\Delta U_i/U_i)$  表示。

3) 输出电阻 ( $R_o$ )。

4) 交流输出阻抗 ( $Z_o$ ): 用于衡量电源在输入电压和环境温度不变时, 带负载的能力。用  $\Delta U_o / \Delta I_L$  表示。

5) 纹波抑制比 ( $S_{rip}$ ): 用于衡量电源对输入电压中交流纹波电压分量的抑制能力。通常用叠加在未经稳压的直流输入电压上的纹波电压在输出端被衰减的分贝 (dB) 数表示。

6) 输出电压的时间漂移: 又称长期稳定性, 用于衡量电源输出电压随时间的变化。通常用在规定的环境温度范围内, 在额定的输入直流电压和负载电流下, 1000h 内输出电压的最大变化量表示。

7) 输出电压的温度漂移: 用于衡量电源输出电压随环境温度变化而变化的情况。通常用在电源的工作温度范围内, 当输入直流电压和负载电流不变时, 单位温度变化所引起的输出电压的相对变化量表示。

8) 输出噪声电压 ( $U_n$ )。

## 2.1.2 开关电源的若干技术问题

### 1. 开关电源电路的隔离技术

开关电源由功率主电路、控制电路两部分组成。离线变换器功率主电路进线往往与市电网连接, 电压高, 但输出电路和控制电路多由低压电子元器件所组成。为了人身和低压电子元器件的安全, 功率主电路与输出电路应该电气隔离, 即两者不共地。图 2-3a 通过  $T_1$ 、 $T_2$  两个变压器实现隔离, 图 2-3b 用一个变压器  $T$  和光耦合器实现隔离。

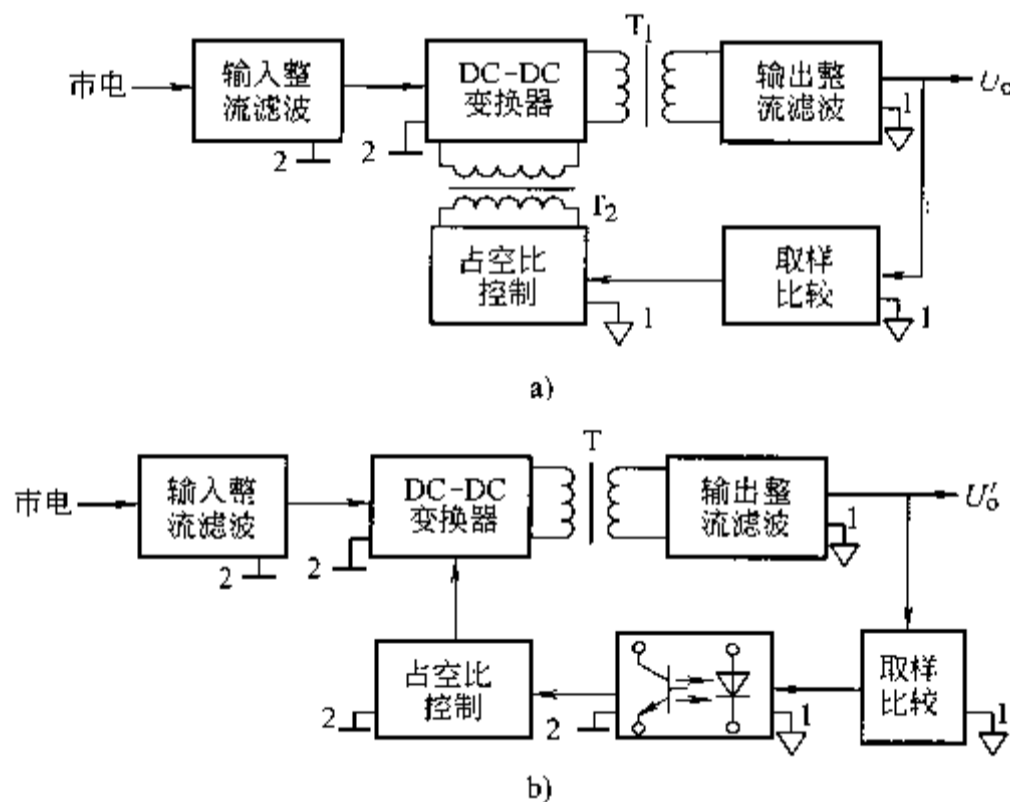


图 2-3 开关电源器件两种常见的电气隔离方案

a) 用变压器实现隔离 b) 用变压器与光耦合器结合实现隔离

### 2. 开关电源电路的轻、薄、小型化技术

缩小设备尺寸, 就要设法降低损耗, 或减小工作电流和电压, 以减小各个环节上的功率。但为提供负载功率, 又不能减小电源电路的电压和电流, 因此就得设法降低电路内的损耗。虽然开关电源以半导体开关的通/断为基本原理, 从理论上说是低损耗的, 但是, 半导体开关毕竟存在开关损耗与通态损耗, 前者与开关频率成正比, 而后者与电力半导体器件导

通后的通态压降密切相关。

虽然开关电源里的变压器、电抗器等磁性元件和平滑波形的电容器等都可通过提高开关频率使其小型化,但这些元器件的损耗也会因此增大,又会导致可靠性下降。开关元器件开关频率提高后,会受到电路中分布电感和电容或二极管中存储电荷的影响而产生浪涌或噪声。这样,不仅会影响供电电路,而且还会大大降低电源电路本身的可靠性。目前,开关电源的小型化主要通过高频化和高密度化来实现。在高频化技术解决了一系列附带问题的同时,也降低了变压器、滤波磁性元件及电容器等元件的尺寸;在提高开关电源的高效率方面,已通过对开关晶体管、二极管等主开关元器件和铁氧体磁心、电解电容器等元件特性的改善及电路的改进,降低了因高频化而增大的损耗;其次,通过混合集成电路等高密度安装技术,减少了元器件数,并缩小了安装空间。

### 3. 开关电源电路的噪声及其控制技术

开关电源是一个很大的噪声源,开发开关电源的目的旨在实现小型化,而越是小型化,就越要使开关频率高频化。目前通过对开关元器件的改进,使用的频率已高达兆赫数量级。过去只有开关脉冲的高次谐波对射频区有影响,而今一经这种高频化,其基波本身也构成了一种干扰源,发出一种更强的传导干扰波。此外,通过改进元器件达到高频化的同时,也会因辐射干扰波而导致一种超标准值的杂散信号。

电力电子变流装置噪声是一种电磁干扰(EMI),被干扰对象是无线电通信,为使无线电波不受EMI的影响,就要限定这种EMI的大小。一般来说除特殊情况外,都要采取法定措施加以限制。EMI一般有两种传播途径,即传导和辐射。以波长长的频带向电源线传播,给发射区以干扰的途径,一般在30MHz以下。这种波长长的频率在附属干电子设备的电源线的长度范围内还不满1个波长,其辐射到空间的量也很小,由此可掌握发生于电源线上的电压,进而可充分评价干扰的大小,这种噪声叫作传导噪声。当频率达到30MHz以上,波长也会随之变短。这时如果只对发生于电源线的噪声电压进行评价,就会与实际干扰不符。因此,采用通过直接测定传播到空间的干扰波评价噪声大小的方法,该噪声叫作辐射噪声。

开关电源EMI控制技术的基本方法如下:

EMI 控制技术	{	滤波技术
		屏蔽技术
		密封技术
		引线技术

其中主要是滤波技术,滤波器从简单的电阻到电感、电容和放电器等都有。近来,作为一种噪声抑制元件多采用应用非晶磁性矩形比的扼流圈。

在传导噪声和辐射噪声的两种传播途径中,应用电子元器件最多的是传导噪声控制。传导噪声的频率范围最宽,为10kHz~30MHz,使用一个元件很难使这种频带衰减,尤其像开关电源,在其基波的高频化达到额定对象的频带时,是不容易处理的。

噪声控制的根本问题是解决噪声源本身的问题,要在全力控制噪声的发生上想办法。采用屏蔽技术和滤波技术难以阻止已经发生的噪声。像开关电源,即使我们知道脉冲本身或上升部分发生的杂散现象是噪声源,但从电源效率的观点来看,要通过控制其上升时间降低噪声也未必是好办法,这也是EMI噪声控制问题上的一个难点。总之,EMI噪声控制要在各种制约条件下进行。

## 2.2 直流开关电源

目前,空间技术、计算机、通信、家用电器中的线性稳压电源逐渐被开关电源所取代,开关电源中的电力半导体器件工作在开关状态下,功率损耗小、效率高(可达80%~90%);稳压器的体积小、重量轻,而且开关频率在几十千赫,滤波电感与电容可用较小数值的元件,允许的环境温度也可大大提高。

### 2.2.1 直流-直流变换器电路的常见结构

直流-直流变流器是开关电源的核心部分,有谐振式与非谐振式、隔离式与非隔离式以及自激式和他激式等方式。谐振式是利用谐振方式降低工作时电压与电流重叠部分损耗的一种方式,即为软开关方式,目前采用的大都为准谐振式开关电源,也有采用如电视机等负载变化比较小的部分谐振的谐振式开关电源。隔离式采用隔离变压器使一次电压(例如交流220V)与二次电压(例如直流5V等)之间能够隔离,保证电路的安全。这样的变流器也称为隔离变流器。与此相反,一次与二次之间没有采取隔离措施的变流器称为非隔离变流器。他激式指的是主开关元器件由集成控制器等外部电路进行激励的工作方式,而自激式是由晶体管等主开关元器件、变压器构成的振荡电路的方式,众所周知的RCC(Ringing Choke Converter)开关电源就是自激式开关电源的一种。

图2-4所示为DC-DC变流器电路的常用结构形式,这些变流器各有其优缺点。其中,图a~图i为非谐振式变流器,图j、图k为谐振式变流器。图a~图c输入与输出电压均不隔离,图a输出电压比输入电压低,与串联线性稳压电源相比,效率高、体积小、重量轻;图b输出电压比输入电压高,用作有源滤波器;图c输出电压控制范围较宽,输出电压可比输入电压低,也可比输入电压高,并能改变电压极性,即得到与输入电压极性不同的输出电压;图d电路简单,使用元器件少,用于200W以下的小功率电源中;图e控制稳定,用于几十瓦到1.5kW电源中,变压器的利用率比回扫变流器(图d)高;图f变压器有直流磁化的问题,当开关电源功率较大(大于几十瓦时),便不太使用;图g变压器有中间抽头,利用率较高,无直流磁化带来的问题,可使用耐压较低的晶体管;图h变压器和晶体管上施加的电压等于电源电压,变压器的利用率高,多用于较大功率开关电源;图i电路构成简单,用的元器件少,可以进行部分谐振工作,适用于150W以下的小功率开关电源中。图j、图k噪声小,效率高,但较难进行最佳控制,而且电流的尖峰较大。这些DC-DC变流器常用主电路结构中,除了图i的RCC电源为自激式以外,其余为他激式。

改变开关电源的通/断时间比率的控制方式主要有PWM(脉宽调制)和PFM(脉频调制)方式,PWM方式是使开关频率( $1/T$ )固定不变,改变功率管开关的导通时间( $T_{ON}$ )的控制方式;PFM方式是开关功率管的导通时间( $T_{ON}$ )固定不变,改变开关频率( $1/T$ )的控制方式,目前较多采用PWM控制方式。

图2-5示出开关电源中主开关器件通/断情况及其波形,图中,开关S代表实际开关电源中的电力半导体器件,通过控制开关S的通/断时间比率,即占空比 $D$ ,从而可以改变直流输出电压 $U_o$ 与供给负载 $R_L$ 的功率。占空比

$$D = T_{ON} / (T_{ON} + T_{OFF}) = T_{ON} / T \quad (2-2)$$

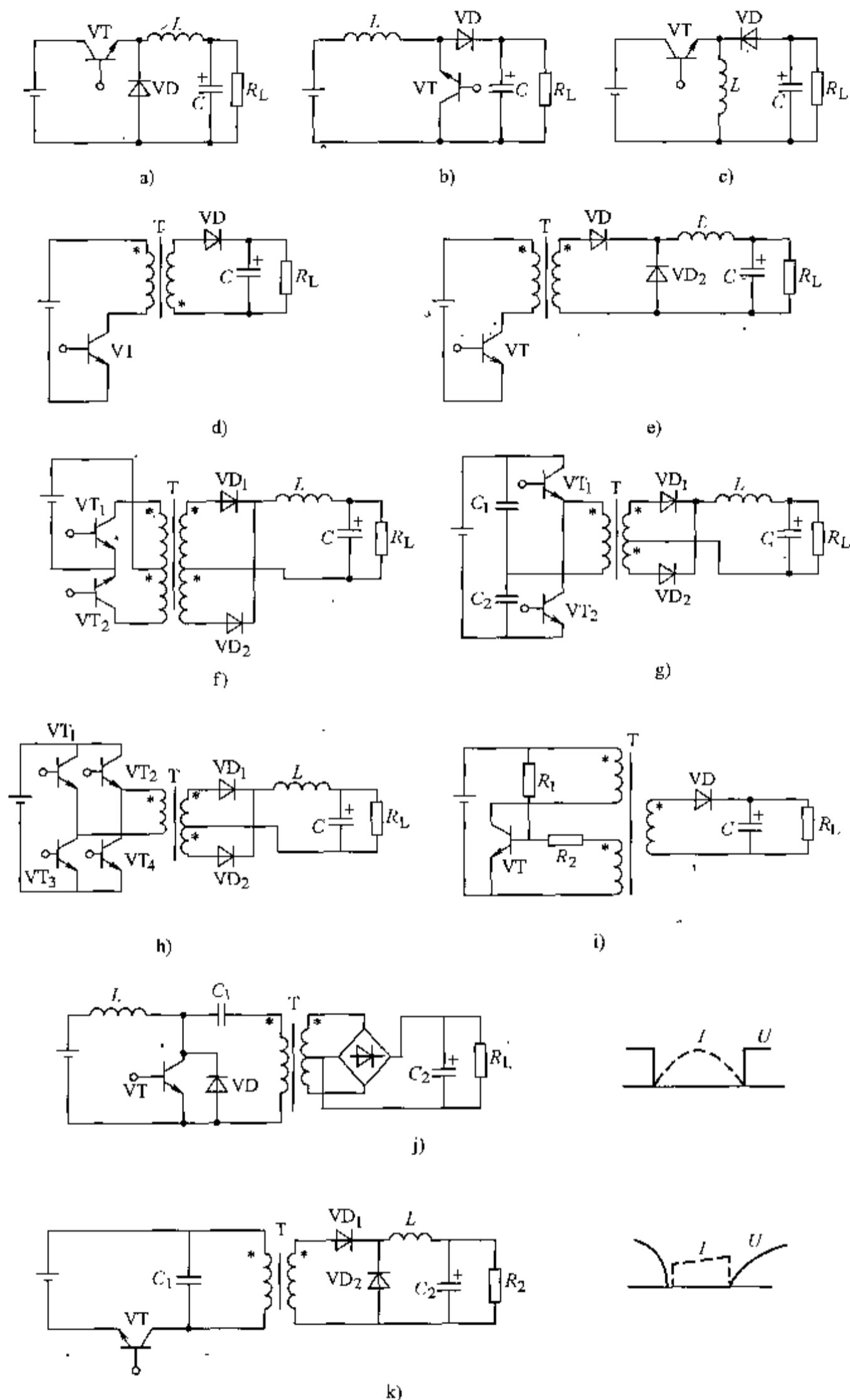


图 2-4 DC-DC 变流器电路的常用结构形式

- a) 斩波非隔离式降压型变流器   b) 斩波非隔离式升压型变流器   c) 斩波非隔离式升降压型变流器  
 d) 隔离式回扫变流器   e) 隔离式正向激励变流器   f) 隔离式推挽变流器   g) 隔离式半桥变流器  
 h) 隔离式全桥变流器   i) 隔离式 RCC 变流器   j) 隔离式电流谐振变流器   k) 隔离式电压谐振变流器

式中,  $T_{\text{OFF}}$  为功率管的截止时间;  $T$  为开关周期。当开关  $S$  断开时, 输出电压  $U_o = 0$ , 如图 2-5b 所示; 当开关  $S$  接通时, 输出电压  $U_o$  等于输入电压  $U_i$ , 即  $U_o = U_i$ , 如图 2-5f 所示。图 2-5c ~ e 示出不同占空比时, 输出电压  $U_o$  变化的情况, 由此可见, 改变占空比就能使输出电压改变。

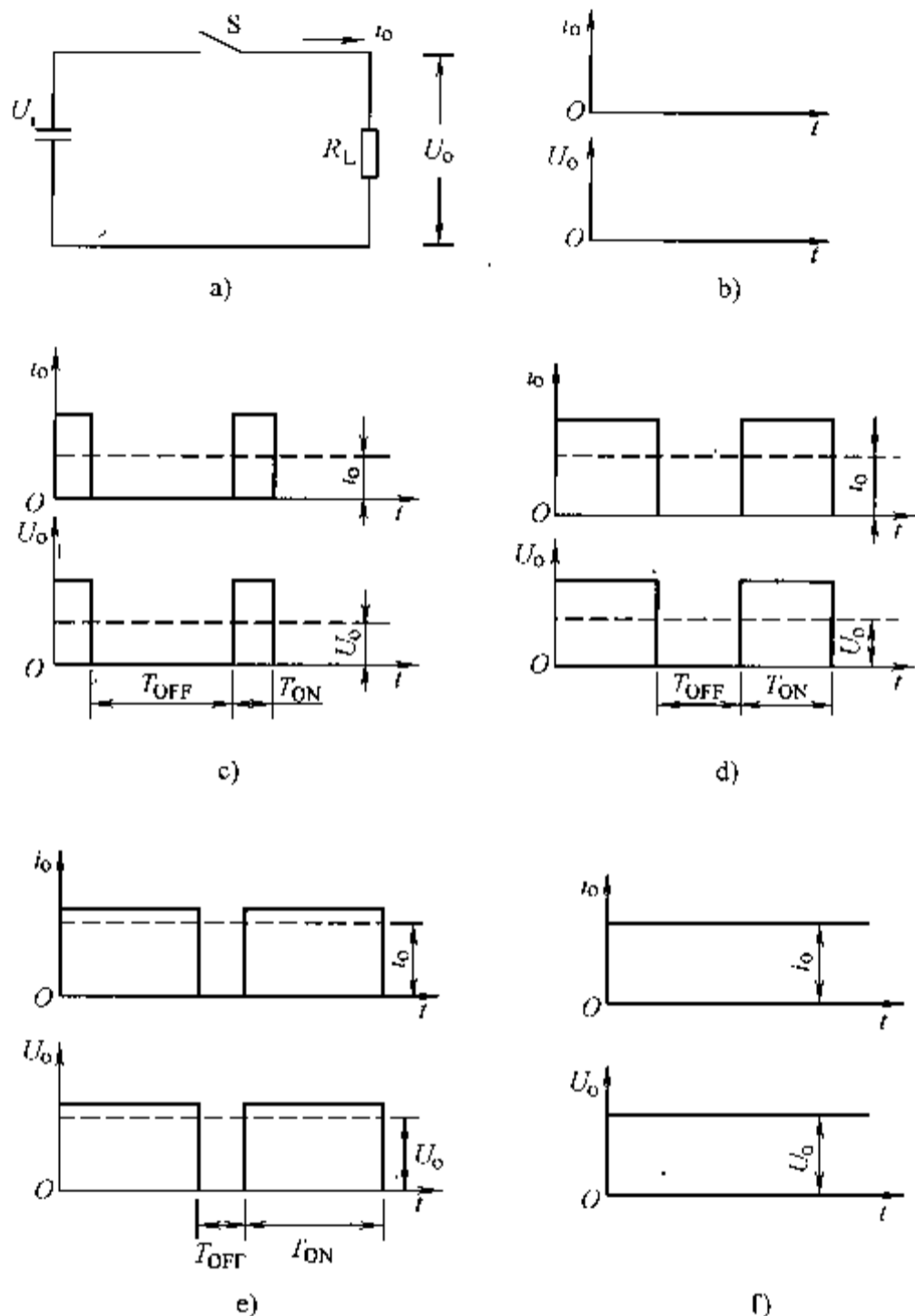


图 2-5 开关电源中主开关器件通/断情况及其波形

a) 等效电路 b) 开关长期断开 c) 占空比  $D = 0.2$   
d) 占空比  $D = 0.5$  e) 占空比  $D = 0.8$  f) 开关接通,  $D = 1$

由图 2-5 可知, 开关电源中输出电压都是脉冲波形, 因此, 要采用滤波电路使其变为平滑的直流电压, 图 2-6 所示为输出滤波电路, 实际上为低通滤波器。电感  $L$  使直流容易通过, 但对交流有阻碍作用; 滤波电容  $C$  可通过交流, 而难以通过直流, 这样, 可滤除交流成分, 而且  $LC$  乘积越大, 交流成分滤除的效果越好。

## 2.2.2 开关电源的基本电路

### 1. 自激式开关电源

(1) 自激式串联型开关电源 自激式开关电源有串联型和并联型之分。在电视机、显示器中采用的开关电源大都为自激式。图 2-7 给出一种自激式串联型开关电源的原理电路, 该

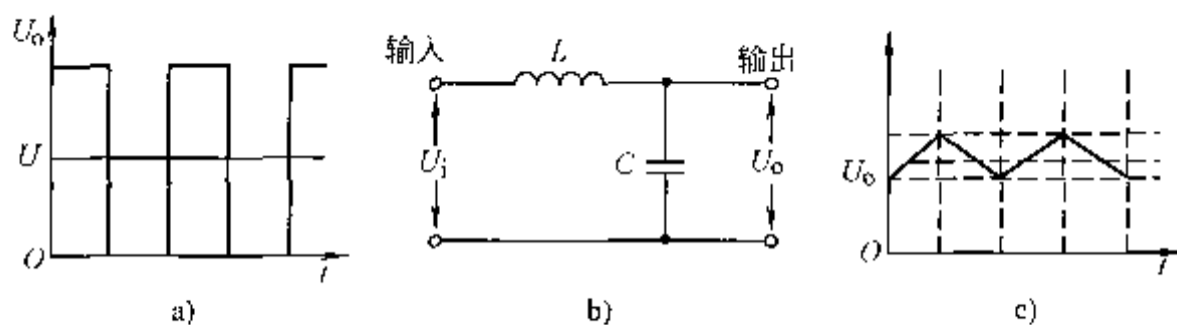


图 2-6 输出滤波电路及其工作波形

a) 输入电源 b) 滤波电路 c) 输出电源

电源由整流滤波电路、起动电路、自激振荡电路、稳压电路等组成。其工作原理可简介如下：经整流滤波输出的非稳定直流电压  $U_1$  一路加到开关管  $VT_1$  的集电极，另一路经启动电阻  $R_1$ 、电容  $C_1$  加到  $VT_1$  的基极。电源接通的瞬间，电容  $C_1$  两端电压为零，电压  $U_1$  经  $R_1$  提供  $VT_1$  的基极电流，使  $VT_1$  导通。

自激振荡电路由  $VT_1$ 、 $N_3$ 、 $C_2$ 、 $VD_3$ 、 $R_6$  等组成，当  $VT_1$  导通后，集电极电流上升，在变压器  $T_1$  一次绕组  $N_1$  上产生左正右负的电压，经变压器耦合至  $N_3$  上产生左负右正的感应电压，此电压经  $C_2$ 、 $R_6$  后加到  $VT_1$  的基极，使  $VT_1$  的基极电位上升，集电极电流进一步增大， $N_1$  两端电压升高， $N_3$  两端的电压也升高， $VT_1$  基极电压进一步升高，正反馈的作用使  $VT_1$  饱和导通。电容  $C_4$  充电向负载供电。电源接通后，电容  $C_1$  上逐渐充上电压，启动电路对  $VT_1$  不再起作用。

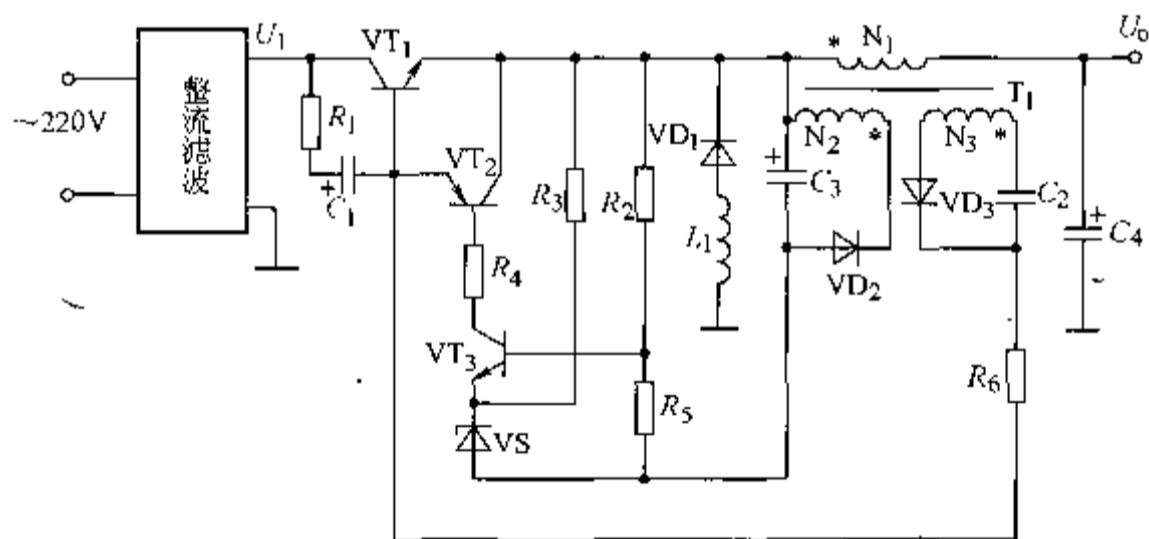


图 2-7 串联型开关电源原理图

$VT_1$  饱和导通期间， $N_3$  上的感应电压经  $C_2$ 、 $R_6$  继续向  $VT_1$  提供基极电流，此电流向  $C_2$  充电，极性为上正下负， $C_2$  负端的负电压经  $R_6$  加到  $VT_1$  基极，使  $VT_1$  的基极电流下降，导致  $VT_1$  集电极电流下降， $VT_1$  从饱和导通状态转入放大状态，基极电流和集电极电流进一步减小，最后正反馈的结果使  $VT_1$  截止。 $VT_1$  导通时， $N_1$  上的电压是左正右负， $VD_1$  因负电压而截止。 $VT_1$  截止时， $N_1$  中的电流不能跃变，继续维持原方向流通，所以在  $N_1$  上产生左负右正的电压，使  $VD_1$  导通，储存在  $N_1$  中的能量经  $VD_1$  向负载供电。 $VT_1$  截止后，由于  $N_1$  的分布电感  $L_1$  抵抗电流的减小在  $N_1$  中感生电动势， $N_1$  上的感应电动势为左负右正，使得  $N_3$  上的感应电压为左正右负， $VD_3$  导通， $C_2$  上的充电电压得以释放，并且由  $N_3$ 、 $VD_3$  反向充电，极性为下正上负， $C_2$  上反向充电电压经  $R_6$  加到  $VT_1$  基极，使  $VT_1$  因正反馈而饱和导通。电路周而复始地处于自激振荡状态。此电路的振荡频率取决于  $C_2$  的充放电时间常数，

一般为几十千赫。

稳压电路由取样绕组  $N_2$ 、整流二极管  $VD_2$ 、滤波电容  $C_3$ 、取样电阻  $R_2$  和  $R_5$ 、基准稳压二极管  $VS$ 、比较管  $VT_3$  和放大管  $VT_2$  组成。 $N_2$  上感应电压经  $VD_2$  整流、 $C_3$  滤波后在  $C_3$  两端建立电压，此电压经  $R_2$ 、 $R_5$  分压后加到  $VT_3$  基极、 $R_5$  和  $VS$ ，组成基准稳压电路，使  $VT_3$  的发射极电压稳定不变， $VT_3$  将取样电压和基准电压比较的误差电压放大，并送到  $VT_2$  基极控制  $VT_1$  的基极电流，使输出电压稳定。

稳压过程是：若输出电压  $U_o \uparrow \rightarrow N_2$  上感应电压  $\uparrow \rightarrow R_5$  上的取样电压  $\uparrow \rightarrow VT_3$  集电极电位  $\downarrow \rightarrow VT_2$  发射极电流  $\uparrow \rightarrow VT_1$  基极电流被分流而  $\downarrow \rightarrow VT_1$  集电极电流  $\downarrow \rightarrow$  输出电压  $U_o \downarrow$ ，从而使输出电压  $U_o$  稳定。改变  $R_2$  或  $R_5$  阻值调整输出电压  $U_o$ ，同理可以分析输出电压下降的稳压过程。此电路具有效率高、稳压范围宽、电路简单等特点。

(2) 自激式并联型开关电源 图 2-8 是自激式并联型开关电源的电路原理图，它是串联型开关电源的改进电路。该电路由开关振荡电路、稳压电路等组成。图中， $R_1$ 、 $R_2$  为启动电阻，输入电压  $U_1$  经  $R_1$  和  $R_2$  分压后从  $R_2$  上取出启动电压送到开关管  $VT_1$  基极，使其导通，产生的集电极电流流经变压器  $T$  的绕组  $N_1$ ，从而在  $N_2$  绕组中感应出同名端（“\*”端）为正的感应电压，此电压通过  $C_1$  和  $R_3$  加到  $VT_1$  的基极，使基极电流增加，集电极电流增加， $N_1$  和  $N_2$  上的感应电压升高， $VT_1$  的基极电流进一步增加， $VT_1$  由于正反馈而迅速饱和导通。在  $VT_1$  饱和导通期间， $N_4$  同名端（“\*”端）感应为正的电压， $VD_3$  截止，负载电路中无电流流通。随着  $VT_1$  基极电流的增加， $C_1$  慢慢地被充电，极性为左负右正。当充电电压上升到一定值时， $C_1$  左端的负电压使  $VT_1$  基极电位下降，基极电流减小，集电极电流减小， $VT_1$  退出饱和进入放大状态，由于正反馈使  $VT_1$  迅速截止。 $VT_1$  截止时， $N_1$  中的电流方向仍维持原方向，因此  $N_1$  同名端的电压极性为负， $N_4$  上的感应电压为上正下负，储存在变压器  $T$  中磁能转为电能，以脉冲电压的形式经  $VD_3$  整流、 $C_3$  滤波向负载供电。由于变压器  $T$  的绕组  $N_1$  中的电压改变了极性，各绕组的电压极性也相应改变， $N_2$  中的感应电压为上负下正， $VD_2$  导通， $C_1$  上左负右正的电压通过  $N_2$  和  $VD_2$  放电完毕， $VT_1$  的基极不再有负电压分流。同时， $N_2$  上的感应电压经  $VD_2$  向  $VT_1$  基极提供正向偏置。另外，启动电阻  $R_2$  上又有启动电压加到  $VT_1$  的基极，使得  $VT_1$  导通，电路进入新一轮的自激振荡过程。在振荡电路中， $C_1$  的容量和充放电时间常数决定振荡频率。

电路中， $N_3$  是取样绕组，稳压部分工作原理与串联型开关电源类似，不再赘述。

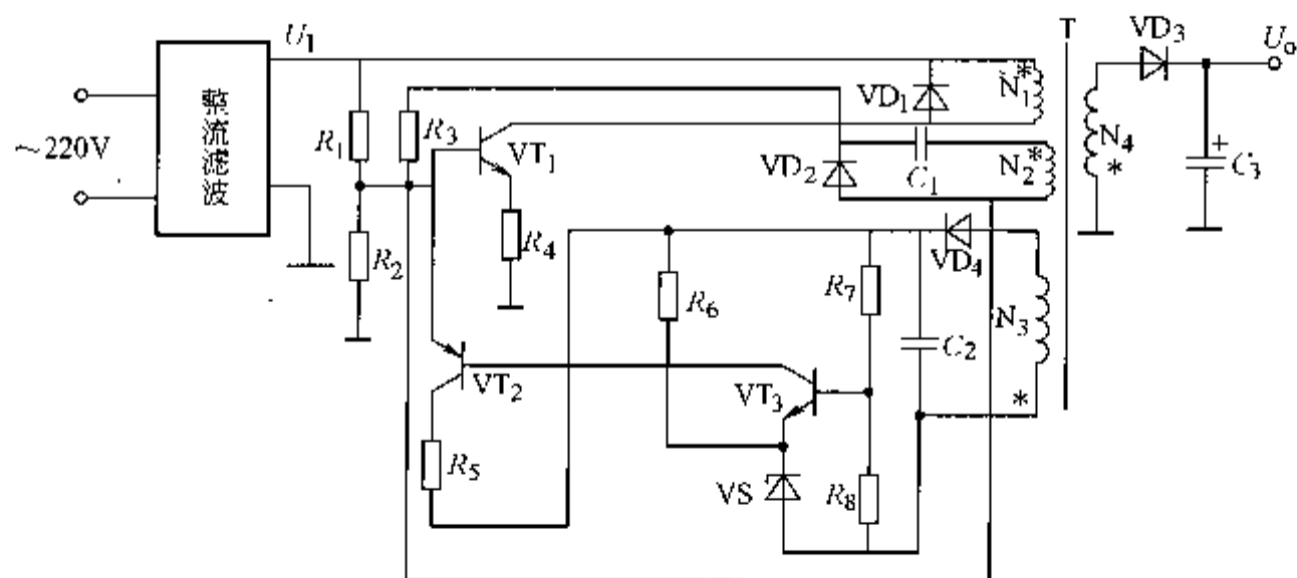


图 2-8 自激式并联型开关电源电路原理图

## 2. 他激式开关电源

他激式开关电源的控制电路大都采用开关电源专用集成控制器，集成控制器有很多类型，常用的多为脉宽调制型（PWM），另一种脉频调制型（PFM）较少使用。当然现在有些国外厂家生产的谐振型开关电源集成控制器也有一些应用。传统的开关电源中最常用的是 PWM 电压型控制器和电流型控制器。这里介绍以 PWM 电压型控制器（SG3524、TL494 等）和 PWM 电流型控制器（UC3842 等）为控制核心制作的开关电源。

（1）以 SG3524 为控制核心的开关电源 SG3524 具有完整的 PWM 功率控制功能，它的工作频率大于 100kHz，集电极和发射极均为开路输出级，最大输出电流为 100mA，负载调整率典型值为 0.2%，内部基准电压变化最大为 1%，工作电压范围为 8~40V，工作温度为 -10~+85℃。

图 2-9 为 SG3524 的管脚排列与内部等效电路结构框图，由图可知，该芯片主要由基准电压源、振荡器、误差放大器、限流放大器、比较器、输出级等组成。内部稳压器为所有片内电路提供输出电压为 5V、输出电流为 50mA 具有高度稳定性的工作电源，该电路由其内

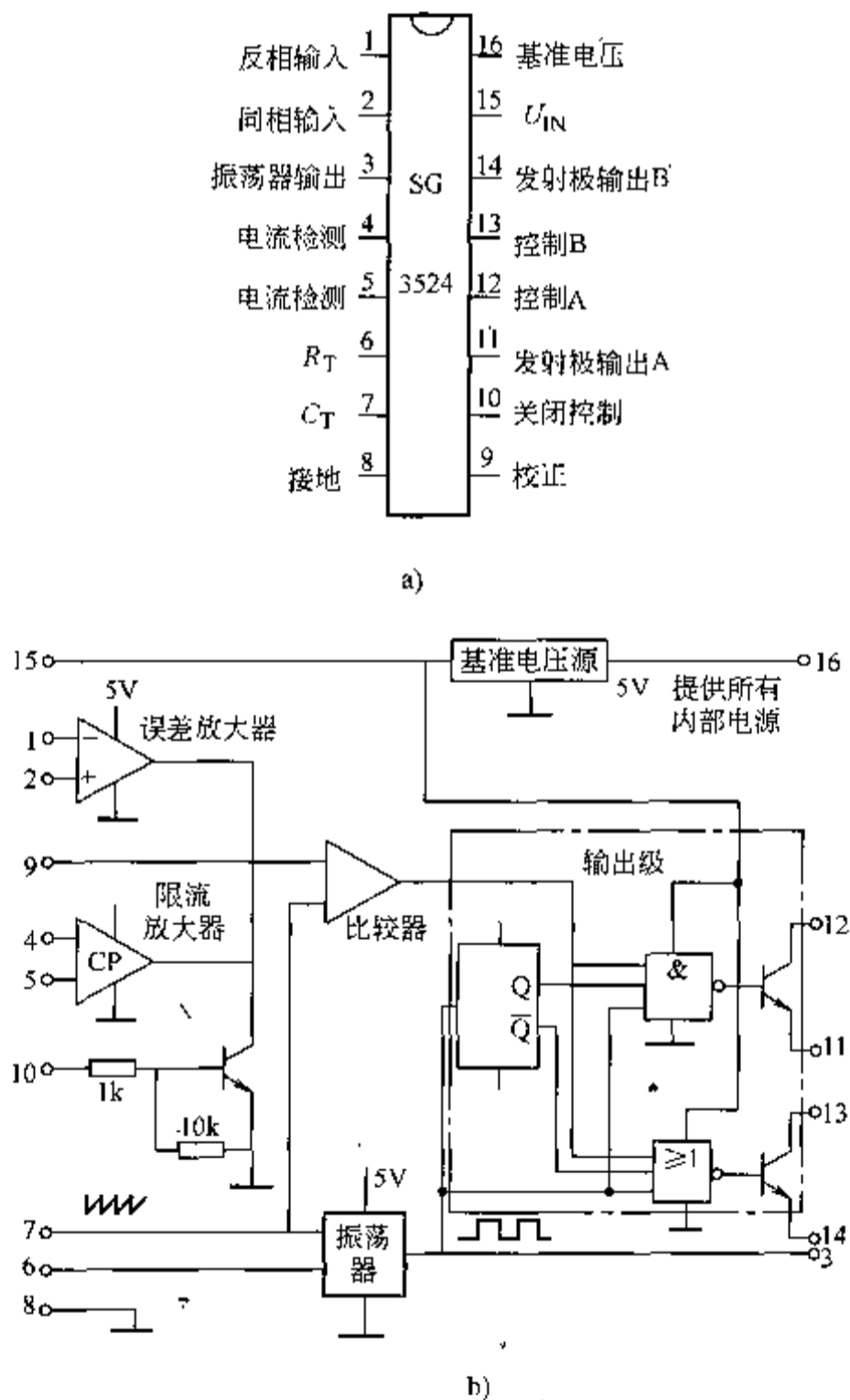


图 2-9 SG3524 引脚排列与内部等效电路框图

a) SG3524 引脚排列 b) 内部等效电路框图

部电路结构决定,还具有短路保护功能,该电源允许用作外部电压基准。对于小于 8V 的输入电压,可将 5V 稳压器短路并使之失效,即引脚 15 与 16 短路,但此种应用时输入电压禁止超过 6V,或用低压差 5V 稳压器供电。

振荡器内部有一输出端为引脚 3,他激工作时可通过该引脚输入振荡脉冲而实现同步,其振荡频率由外电路外接电阻  $R_T$  和电容  $C_T$  的值决定;自激工作时,该振荡器外接定时电阻  $R_T$  和定时电容  $C_T$ ,推荐值为  $R_T = 1.8 \sim 10\text{k}\Omega$ ,  $C_T = 0.001 \sim 0.1\mu\text{F}$ 。振荡器的输出可为同一系统中另一个需与该片 3524 同步工作的电路提供同步脉冲信号,并传导 PWM 信息,同时还提供消隐信号,以保证转换期间将两个输出级断开。输出级为两个独立的 NPN 型晶体管,其基极驱动信号在相位上互差  $180^\circ$ 。

图 2-10 给出了以 SG3524 为核心控制芯片构成的输出 0.5A/15V 双端并联升压式开关稳压电源的应用电路,由于电感  $L_1$  上的感应电压高于输入电压,加上二极管  $\text{VD}_3$  的隔离作用,使得电容  $C_5$  上的输出电压高于数倍的输入电压。因输入电压为 5V,故 SG3524 的引脚 16 与引脚 15 短接,16 脚同时连接  $R_4$ ,并由  $R_3$  和  $R_4$  分压作为给定电压,加到误差放大器的同相输入端(2 脚)。 $R_2$  和  $R_1$  组成反馈电路,将输出电压的变化反馈至误差放大器的反相输入端(1 脚),并与参考电压进行比较。其输出电压为

$$U_o = 2.5\text{V} \times (1 + R_2/R_1) \quad (2-3)$$

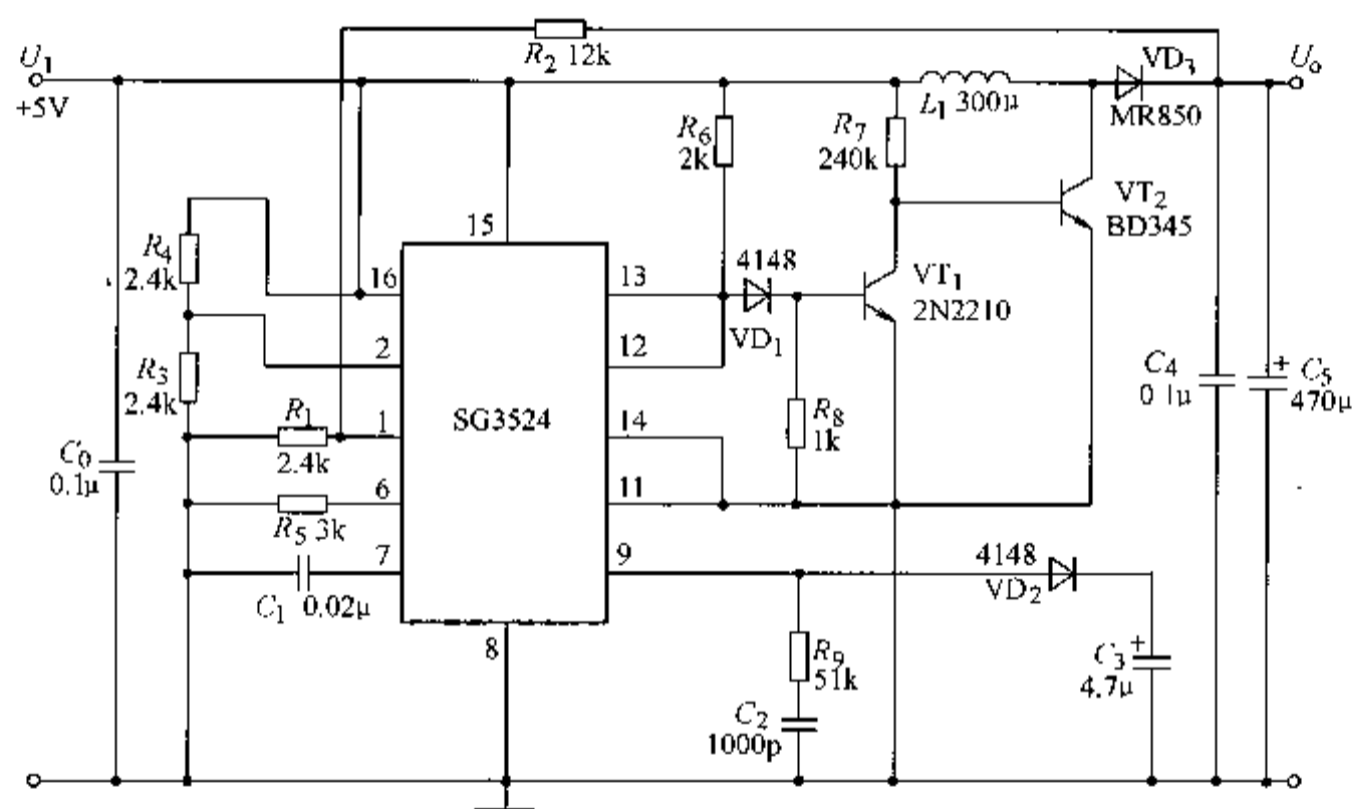


图 2-10 以 SG3524 为核心控制芯片构成的输出 0.5A/15V 双端并联升压式开关稳压电源原理图

这里,二极管  $\text{VD}_2$ 、电容  $C_3$  等组成一个软启动电路,可使误差放大器起始输入电压就较低,从而使占空比降至最小,因电感  $L_1$  提供高峰值电流,使输出电容  $C_5$  由 0 充电,若无软启动电路,则  $L_1$  会在接通时饱和。

图 2-11 是以 SG3524 为核心控制芯片构成的输出 5A/5V 双端变压器降压式开关稳压电源原理图,该电源适用于大电流的场合。由于功率管  $\text{VT}_1$  和  $\text{VT}_2$  推挽连接工作时为两管轮流导通,并在输出端连接的高频变压器 T 上产生高频电压,同时二次绕组也得到感应电压,故输出电压升高或降低比较方便,由实际需要决定二次绕组匝数即可,稳压反馈电路与图 2-10 的电路相同,由  $R_3$  与  $R_4$  对  $U_{\text{REF}} = 5\text{V}$  进行分压为 2.5V 作为给定电压,加到误差放大器

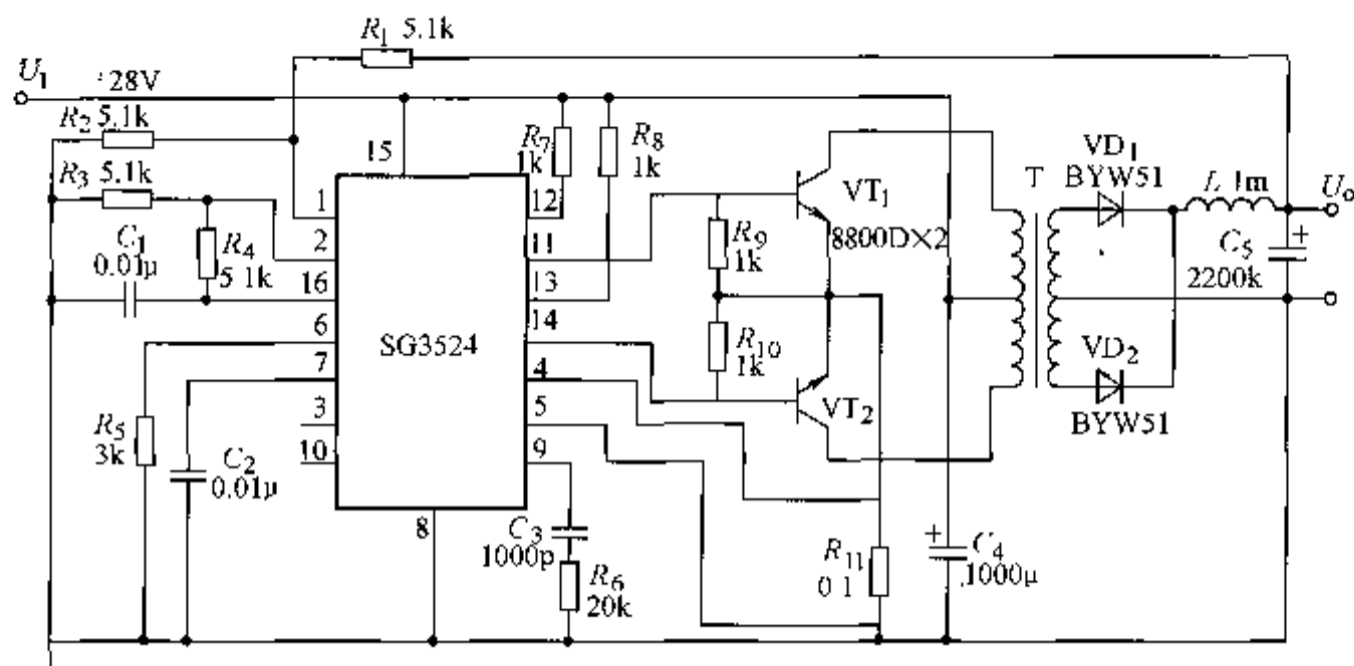


图 2-11 以 SG3524 为核心控制芯片构成的输出 5A/5V 双端变压器  
降压式开关稳压电源原理图

的同相输入端 (SG3524 的脚 2)。其输出电压

$$U_o = 2.5V(1 + R_1/R_2) \quad (2-4)$$

电路中,  $C_3$  和  $R_6$  为频率补偿网络,  $R_{11}$  为电流检测取样电阻。

(2) 以 TL494 为核心控制芯片构成的开关电源 TL494 是一种脉宽调制型开关电源集成控制器, 它具有如下主要特点: 推挽/单端输出, 最高工作频率为 300kHz, 内含基准电压源 5V, 输入供电电压 15 ~ 41V, 工作温度范围: TL494I 为 -40 ~ 85℃, TL494C 为 -20 ~ 85℃。TL494 的引脚排列与内部等效电路框图如图 2-12 所示, 各部分功能简介如下:

1) 基准电压 5V 由 14 脚输出, 除误差放大器外所有片内电路均由它供电; 此外还用于确定限流值、控制死区范围、软启动回路的电源。该稳压电源具有极高的温度稳定性, 当温度在 0 ~ 70℃ 范围内变化时, 参考电源电压总变化率小于 1%。

2) 引脚 6 和 5 对地分别接入电阻  $R_T$  和电容  $C_T$ , 便可产生锯齿波自激振荡。 $C_T$  充电到 3V 时即开始放电, 放电到零即完成一个周期, 振荡频率

$$f = 1/(R_T C_T) \quad (2-5)$$

$C_T$  取值范围为 470pF ~ 10μF,  $R_T$  可选 1.8 ~ 500kΩ, 频率可调范围为几百赫兹至 300kHz。

3) 由于误差放大器采用单电源运算放大器工作方式, 并由  $U_{cc}$  直接供电, 故共模输入电压范围可在 -0.3 ~ -2V 之间任意选择。两个性能相同的误差放大器, 一个作电压控制, 另一个作电流控制。放大器输出高电平时, 输出脉冲方波变窄, 反之输出脉冲方波变宽。

过电流保护取样可直接在电源的输出正引线或负引线上串联电阻获得。图 2-13 所示是将取样电阻接入负引线上的一种过电流保护方法。 $R_s$  的大小为

$$R_s = U_{R2}/I_o \quad (2-6)$$

式中,  $U_{R2}$  一般取 50 ~ 100mV;  $I_o$  为负载电流。

4) 为防止输入电压尚未完全建立或电压瞬时跌落时引起 TL494 误动作, 在 TL494 片内设置了防止低输入电压误动作电路, 其原理电路如图 2-14 所示。由该图可见, 一旦  $U_{cc}$  加入, 则  $U_{RBF}$  立即建立, 晶体管 VT<sub>1</sub> 导通, VT<sub>2</sub> 截止, 电路输出高电平, 输出晶体管截止, 无脉冲输出; 当  $U_{cc}$  上升到使  $U_i$  达到 0.6V 时, VT<sub>2</sub> 导通, 电路输出低电平, 防止误动作回路退出工作状态, 输出晶体管进入正常工作状态。

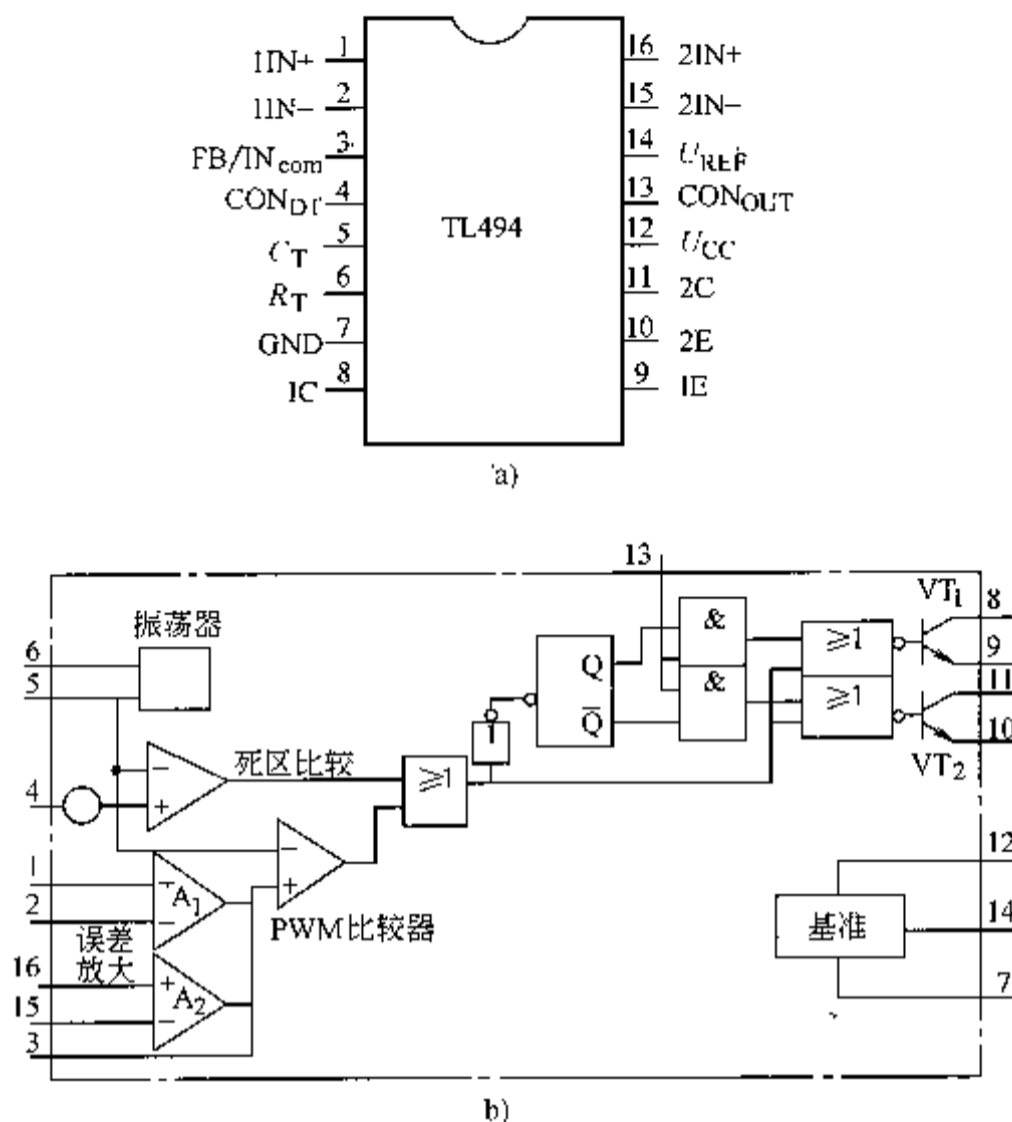


图 2-12 TL494 的引脚排列与内部等效电路框图

a) TL494 的引脚排列 b) 内部等效电路框图

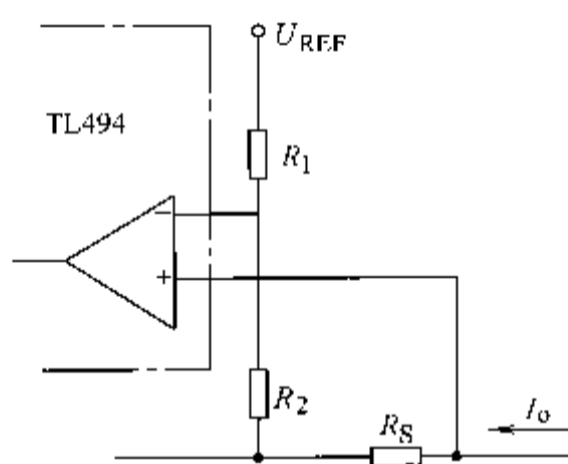


图 2-13 限流取样电阻的一种接法

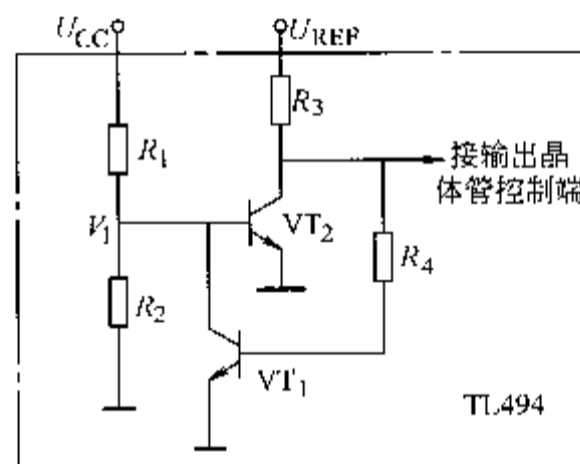


图 2-14 防误动作电路

5) 13 脚为输出状态控制端，当 13 脚接地时，两路输出晶体管同时导通或截止，形成单端工作状态，增加了输出电流；当 13 脚接  $U_{REF}$  时，形成双端工作状态，两路输出晶体管交替导通。

6) 4 脚为死区时间控制端，该端可用来确定死区宽度和软启动，死区时间控制可通过在 4 脚加入  $0 \sim 3V$  的电压来实现，此电压可从  $U_{REF}$  分压得到，亦可通过其他方式接入。锯齿波电压与 4 脚电压相比较，当锯齿波电压比 4 脚电压低，输出晶体管截止，限制了输出方波宽度的增大；当 4 脚对地电位为零时，输出脉冲的死区时间的占空比固定为 3%。

图 2-15 给出的软启动电路是在基准电压  $U_{REF}$  与死区控制端之间接入电容  $C_s$ ，在电源接通瞬间， $U_{REF}$  通过  $C_s$  加到 4 脚，使输出晶体管截止。当电容  $C_s$  逐渐充电时，4 脚电位不断

降低,使输出晶体管的导通时间缓慢增加,输出电压  $U_o$  逐渐上升完成软启动。当然软启动亦可通过其他方法实现。图 2-15 实现软启动的方法中,软启动的时间常数可按式计算:

$$T_s = C_s R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \quad (2-7)$$

7) TL494 有两组输出晶体管,其发射极和集电极均直接引出,可用作射极跟随器或集电极输出工作,每组输出晶体管最大工作电流可达 200mA, TL494 的典型应用实例——推挽调宽型开关稳压电源的原理如图 2-16 所示。

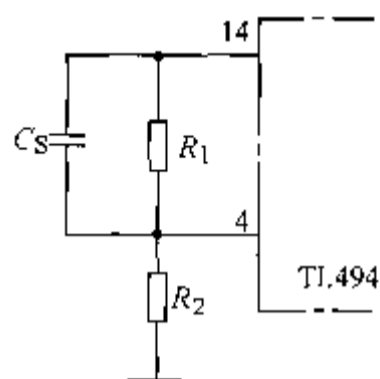


图 2-15 软启动电路

电路中,片内误差放大器  $A_1$  的同相输入端(1脚)接到由并联在输出端的两个电阻  $R_1$  和  $R_2$  组成的分压器上,反相输入端(2脚)通过电阻  $R_3$  与 TL494 内部基准电源的输出端(14脚)相连接,以 TL494 输出的 +5V 基准电压为该开关电源输出的给定,15脚和3脚之间电容  $C_1$  用于加大片内误差放大器  $A_2$  的高频负反馈,降低其高频增益及抑制高频寄生振荡。死区时间控制端(4脚)不是直接接地,而是通过电阻  $R_4$  接地,并通过电容  $C_2$  和14脚相连接。电阻  $R_4$  和电容  $C_2$  组成软启动电路,输入电源刚接通时,由于电容  $C_2$  上两端电压不能突变,故14脚输出的基准电压 5V 全部加在4脚上,使死区时间控制端(4脚)处于高电平,死区时间比较器的输出也为高电平,故  $VT_A$  和  $VT_B$  处于截止状态,开关电源无输出,以后随着电容  $C_2$  充电,电容两端电压逐渐升高,电阻  $R_4$  两端电压逐渐降低,  $VT_A$  和  $VT_B$  逐渐开启。正常工作时,  $R_4$  两端电压近似为零。

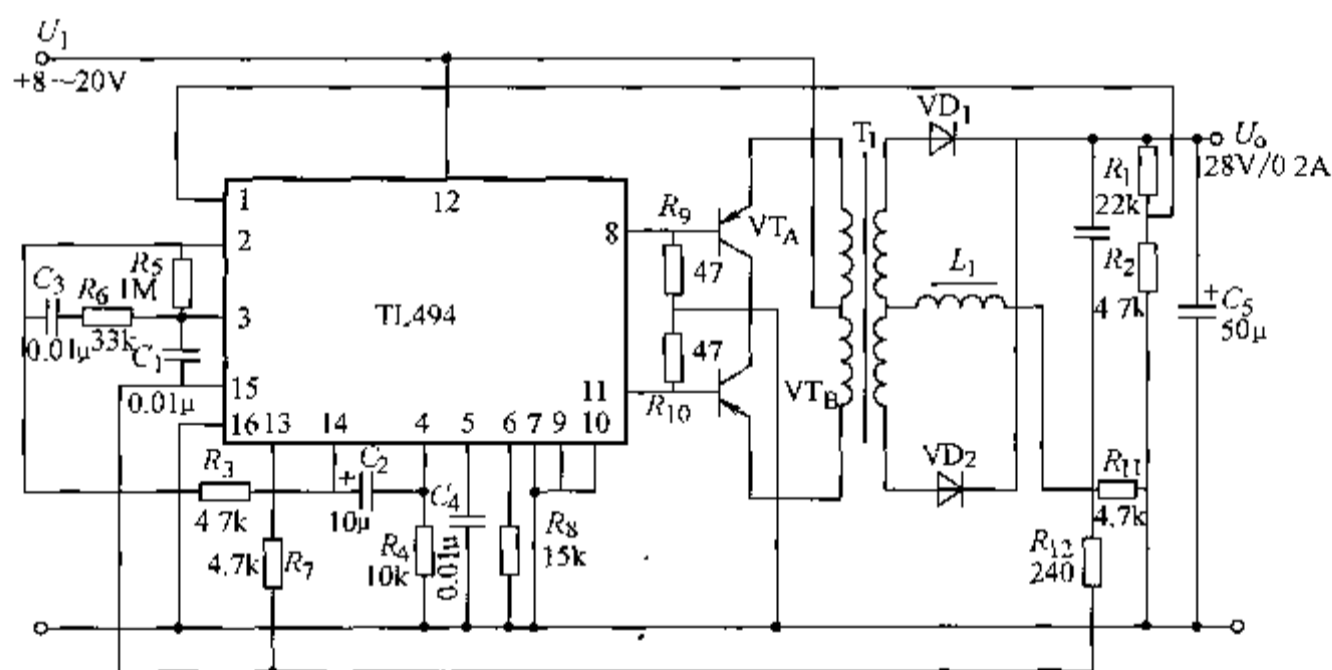


图 2-16 采用 TL494 作为核心控制芯片构成的脉宽调制型推挽开关电源的原理图

采用 TL494 构成的脉宽调制降压稳压电源电路如图 2-17 所示。图中,5脚上接的电容  $C_T$  和6脚上接的电阻  $R_T$  决定开关电源主电路中开关器件的工作频率。片内误差放大器  $A_1$  的同相输入端(1脚)通过电阻  $R_1$  与输出端相连接,反相输入端(2脚)通过电阻  $R_2$  与片内基准电源的输出端(14脚)相连接,所以电路的输出电压  $U_o = U_{REF} = 5V$ 。由于采用了外接 PNP 功率晶体管  $VT_A$  (TIP32A),所以输出电流可达 1A。当输出电压  $U_o$  高于基准电压  $U_{REF} = 5V$  时,片内误差放大器  $A_1$  输出正电压上升,这样就将导致外接晶体管和 TL494 内部的  $VT_1$  和  $VT_2$  导通时间变短,使输出电压  $U_o$  下降到与  $U_{REF}$  基本相等,从而维持输出电压稳定;反之亦然。

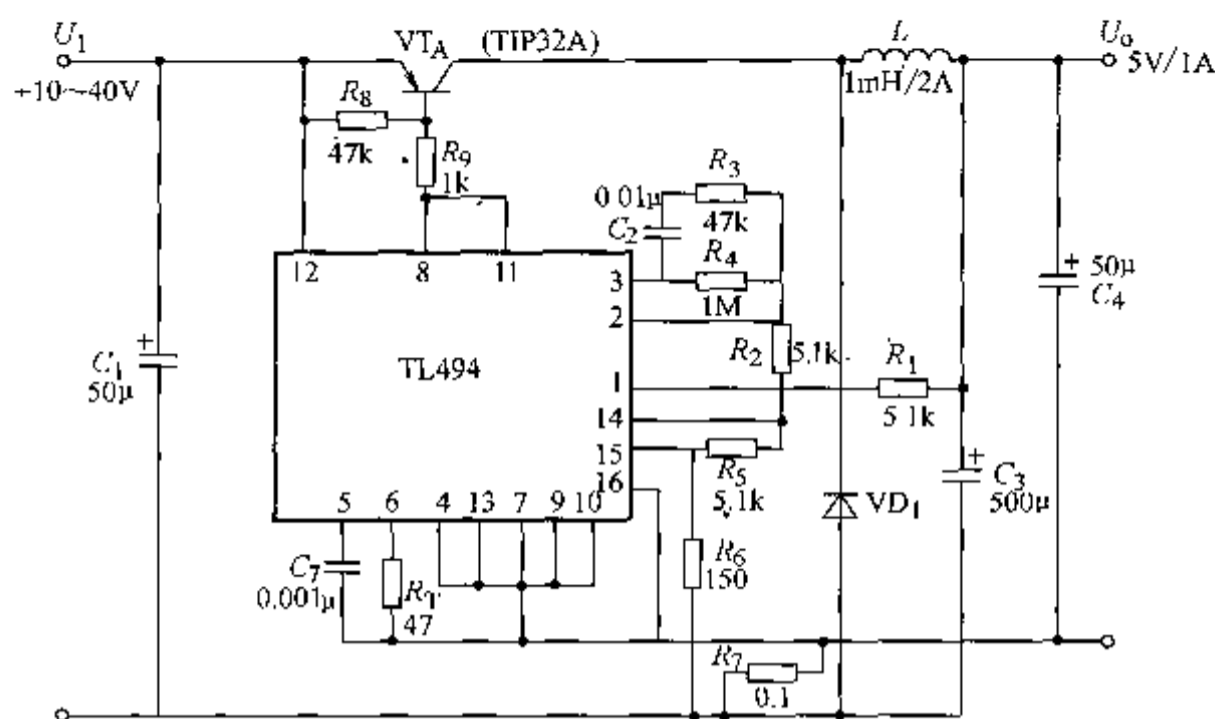


图 2-17 采用 TL494 作为核心控制芯片构成的脉宽调制型  
降压稳压电源的电路原理图

(3) 应用 UC3842 作为核心控制芯片构成的开关电源，UC3842 是一种高性能的固定频率电流型集成控制器。图 2-18 是 UC3842 的引脚排列和内部等效电路框图，它由温度补偿精密基准、供精密占空比调节用的可调振荡器 (OSC)、高增益误差放大器、电流传感比较器

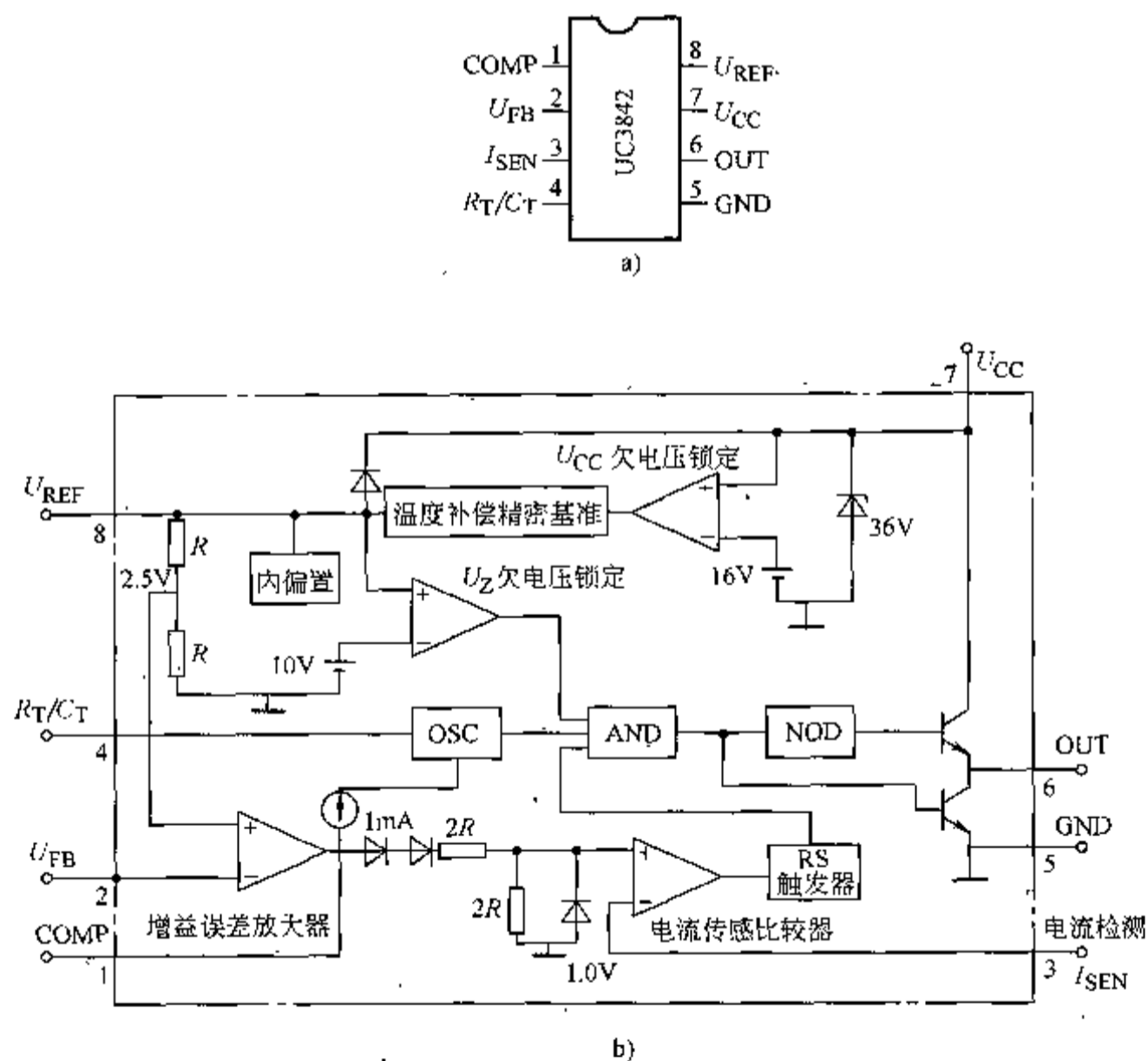


图 2-18 UC3842 的引脚排列和内部等效电路框图  
a) UC3842 的引脚排列 b) 内部等效电路框图

和作功率 MOSFET 驱动用的大电流推挽输出级以及单周期回滞式限流欠电压锁定、死区可调、单脉冲计数闭锁 (AND) 等保护电路组成。

UC3842 片内振荡器通过选择外部定时电容  $C_T$  和外部定时电阻  $R_T$  来调节工作频率。 $C_T$  由片内电压基准充电至 2.8V, 经片内电流放电到 1.2V, 充放电的峰-峰值  $U_{p-p}$  为 1.2V。 $C_T$  放电期间, 电路向后级或门输出脉冲, 与片内触发器组合可给出 50% ~ 70% 的死区调节。 $C_T$  和  $R_T$  的不同组合可给出相同的频率, 但有不同的死区时间。UC3842 内集成有高精度的 5V 电压基准, 为  $C_T$  充电。基准的电压调整率为 0.12% ~ 0.14% (供电电压  $U_{CC} = 12 \sim 25V$  时), 负载调整率为 0.12% ~ 0.5% (自身工作电流  $I_C = 1 \sim 20mA$ ), 可输出 30 ~ 180mA 电流, 典型电流为 85mA。电压基准具有良好的保护功能, 还可供外电路用。

UC3842 片内误差放大器同相输入端内部已偏置在 2.5V, 反相输入端引出外接控制信号, 适用于降升压和反激式变流电路外的任何电流型电路。将反向输入直接接至输出构成全补偿误差放大器, 可给出典型直流电压增益 90dB, 单位增益带宽 1MHz 和 57° 相位幅度特性。误差放大器最小的反馈电阻由放大器的 0.5mA 电流源限定, 此时要求输出电压能使电流传感器的反相端达到 1V 的钳位电压。

UC3842 作为电流型控制器工作, 是靠输出开关管振荡器激发导通及当峰值电感电流达到由误差放大器输出补偿所建立起来的阈值电平时终止而完成的。正常情况下, 电感的峰值电流由 1 脚的电压控制。此外, 由于变压器内绕组的电容和输出整流器的恢复时间等引起电流波形前沿存在尖峰, 在输出轻载时可能会导致电源不稳定, 此时只要在传感输入端加入时间常数近似等于电流尖峰持续时间的 RC 滤波网络, 一般能将不稳定消除。

为了确保电路功能的充分发挥, UC3842 片内已有两只欠电压锁定比较器, 分别监控输入电源和基准输出  $U_{REF}$ 。欠电压锁定比较器具有内建回滞特性, 以防止它们各自的阈值交接时所产生的不稳定输出。比较器的高、低阈值电平分别为 16V 和 10V, 器件的最小工作电压为 11V, 电流小于 1mA, 这为偏置设计提供了极大的方便。片内的 36V 稳压管从  $U_{CC}$  接地构成并联调整器, 能有效地保护器件不至于遭受系统启动期间可能发生的过电压。UC3842 包含单个推挽输出级, 能直接驱动功率 MOSFET, 有  $\pm 0.1A$  峰值的驱动电流, 当接入 1.0nF 负载电容时, 典型的上升与下降时间均为 50ns。为保持欠电压锁定时输出均处于灌电流状态, 输出级还包括了一些附加的电路系统, 从而消除了对外接下拉电阻的需要。

图 2-19 是采用 UC3842 作为核心控制单元构成的开关电源的典型电路。220V 交流输入电压经桥式整流电路整流、 $C_0$  滤波后产生 300V 左右的直流电压。该电压一路通过变压器  $T_1$  绕组 1、3 加到  $VF_1$  的漏极; 另一路经启动电阻  $R_0$  加到 UC3842 供电输入端 7 脚, 使其输出端 6 脚产生约 15V 的正脉冲, 通过  $VD_7$ 、 $R_{10}$  去驱动  $VF_1$  栅极, 使  $VF_1$  导通。在  $VF_1$  导通的同时,  $T_1$  的反馈绕组 5、6 感应出上正下负的感应电压, 通过  $VD_3$ 、 $VD_4$ 、 $R_7$ 、 $C_9$  和  $C_{12}$  整流滤波, 产生约 18V 的正电压, 加到 UC3842 的 7 脚, 使 UC3842 和  $VF_1$  工作在正常的开关状态。 $VF_1$  导通时,  $T_1$  储能;  $VF_1$  截止时,  $T_1$  释放能量, 这时,  $T_1$  二次绕组感应出上正下负的感应电压, 经二次绕组的二极管整流和电容滤波后, 分别得到 90 ~ 100V、20V、12V 电压。电路中,  $VD_1$ 、 $C_7$  和  $R_2$  组成开关管  $VF_1$  的续流保护电路,  $C_8$ 、 $R_3$  和  $VD_2$  构成尖峰吸收电路, 用于保护  $VF_1$  管。

UC3842 的 3 脚是电流检测端, 用于检测开关变压器  $T_1$ 、开关管  $VF_1$  回路中的电流。如电网电压升高,  $T_1$  的一次电流就要上升, 流过取样电阻  $R_4$  上的电流也会增加, 这样,

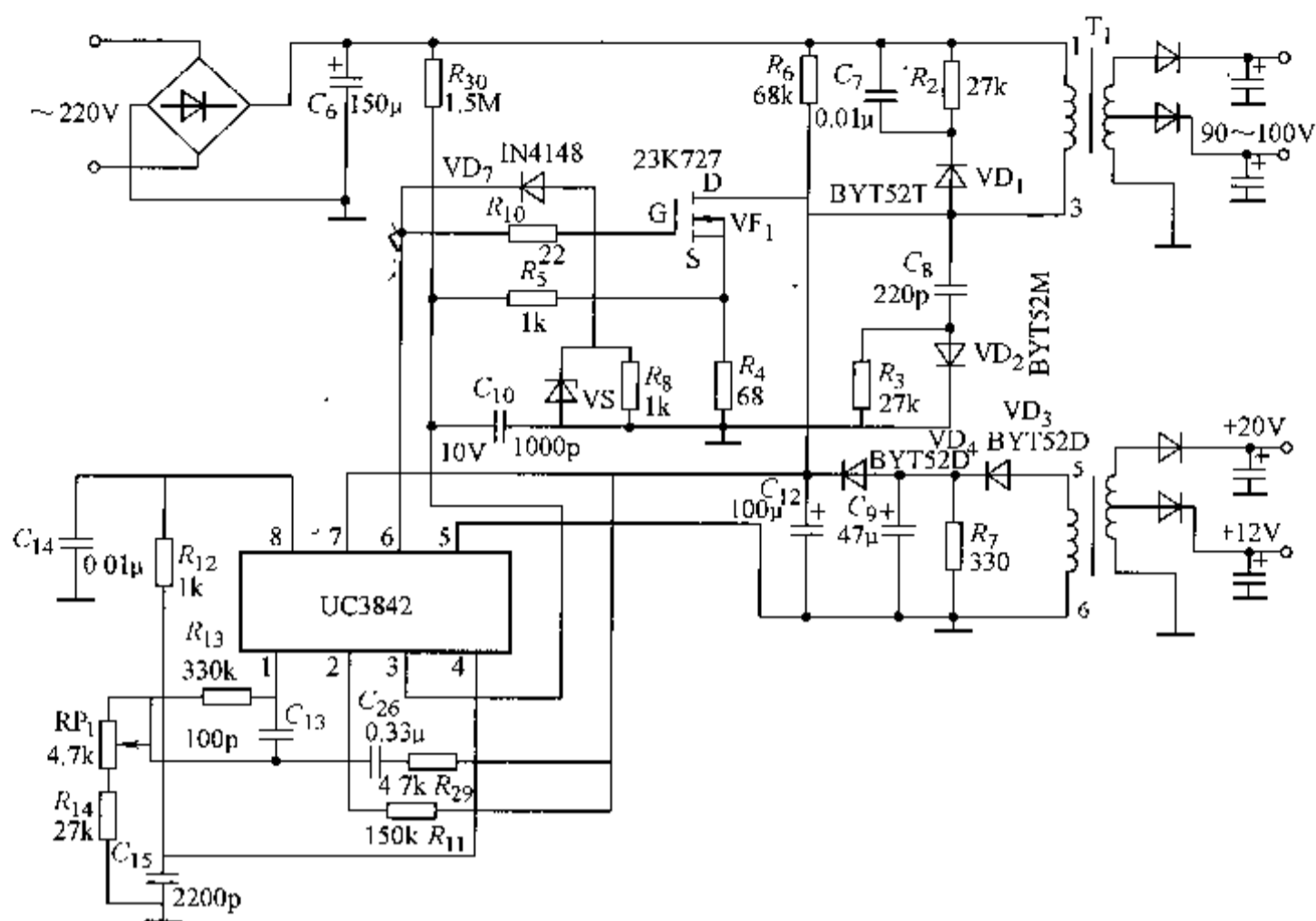


图 2-19 采用 UC3842 作为核心控制单元构成的开关电源典型电路原理图

UC3842 的 3 脚电位将会升高, 通过片内的调节, 使其输出端 6 脚控制脉冲的宽度变窄,  $VF_1$  的导通时间缩短, 流过  $T_1$  的一次电流将会下降, 达到稳压的目的; 反之亦然。UC3842 的 2 脚是反馈电压输入端。 $T_1$  反馈绕组 5、6 和  $VD_3$  及  $VD_4$ , 反馈电阻  $R_{11}$  用于控制因负载变化而引起的输出电压的变化, 2 脚电压与片内 2.5V 基准电压进行比较而输出控制电压, 控制脉冲宽度来达到稳压的目的。当  $VF_1$  的电流增大, 取样电阻  $R_4$  上的电压超过 1V 时, UC3842 的 3 脚内部 RS 触发器翻转, 其 6 脚停止输出驱动脉冲, 使  $VF_1$  截止而达到保护的目。开关电源的工作频率主要由 UC3842 的 4 脚和 8 脚外接的定时电阻  $R_{12}$  和  $C_{14}$  决定, 输出电压由  $RP_1$  进行调节。

### 2.2.3 开关电源的应用举例

#### 1. 卫星接收机开关电源

图 2-20 是采用 UC3842A 作为核心控制芯片构成的卫星接收机开关电源电路原理图。图中, 低通滤波器  $L_{600}$  及  $C_{600}$ 、 $C_{601}$  可防止电网的高频脉冲干扰和开关电源的谐波对电网的干扰。市电通过  $R_{601}$  加至整流桥  $UR_{600}$ , 在滤波电容  $C_{609}$  上产生约 300V 直流电压。 $R_{601}$  的作用是减小初始通电时对整流桥的电冲击。300V 直流电压一路经  $R_{604}$  和变压器  $T_{600}$  一次绕组加至开关晶体管  $VT_{600}$  集电极。另一路经启动电阻  $R_{602}$ 、 $R_{603}$  降压,  $C_{612}$  滤波, 加至 UC3842A 的 7 脚, 为其提供初始工作电压。UC3842A 振荡以后, 由储能变压器反馈绕组经  $VD_{602}$  整流后加至 7 脚, 为 UC3842A 提供工作电压。UC3842 的 6 脚为控制输出端, 经  $C_{611}$ 、 $R_{607}$  加至开关功率管  $VT_{600}$  基极, 控制开关管的导通和截止。UC3842 的 3 脚是电流检测端, 检测变压器  $T_{600}$  一次电流, 这样输入电压的变化不经反馈环路就可直接改变脉冲宽度。当电源异常, 开关管发射极电流增大时, 取样电阻 (由  $R_{609}$  与  $R_{610}$  并联组成) 上的电压超过 1V 时, UC3842

停止振荡, 开关管截止, 有效地保护了开关管的过电流损坏。

控制输出电压的稳定, 是从变压器二次绕组对应的 +5V 输出的那一路中取样, 加到 VS (TL431) 的参考级进行比较, 控制信号经 VLC 601 加至 UC3842A 的 2 脚控制端, 控制脉冲宽度, 使输出电压稳定。

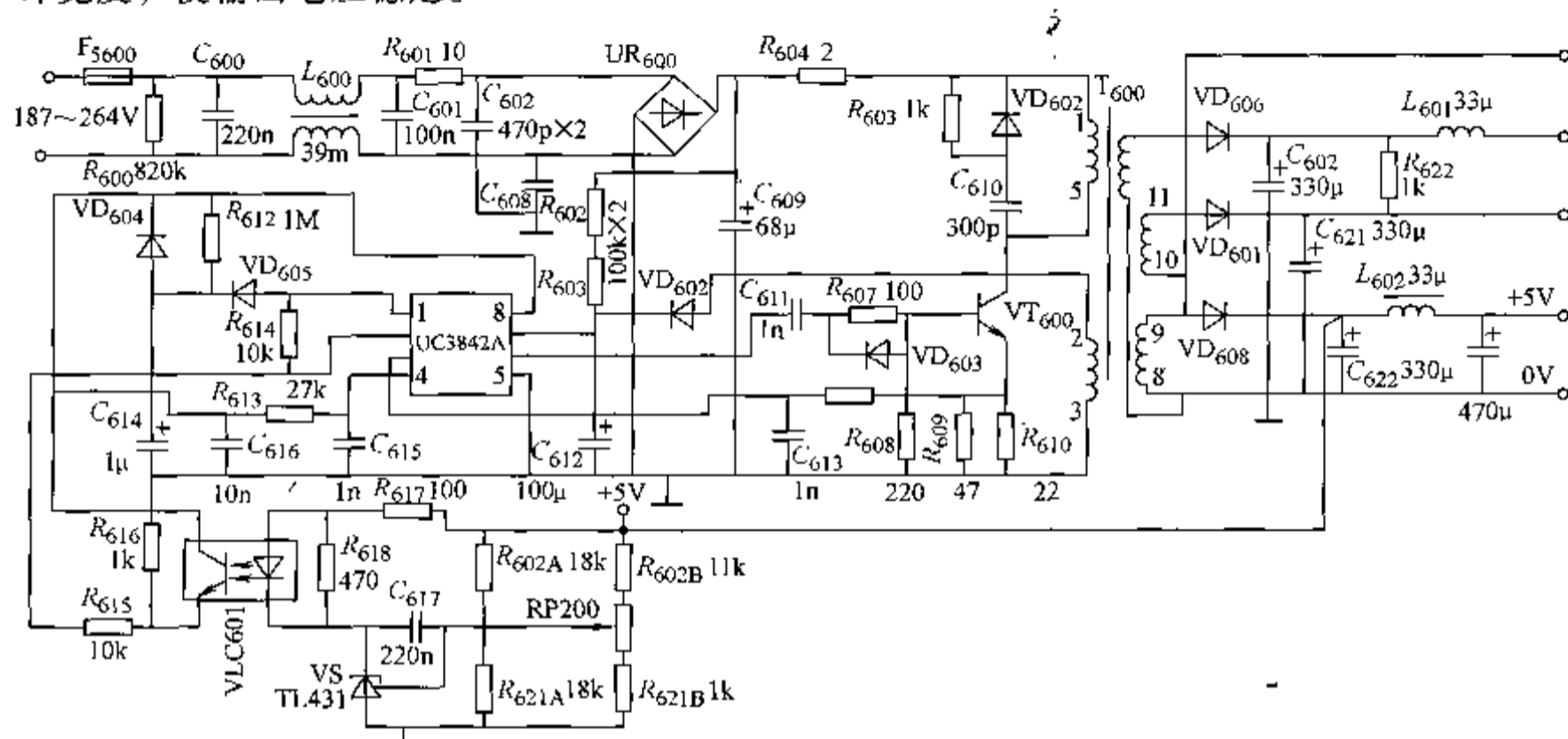


图 2-20 采用 UC3842A 作为核心控制芯片构成的卫星接收机开关电源电路原理图

## 2. Casper 显示器开关电源电路

图 2-21 为 Casper 彩色显示器实际使用的开关电源电路原理图。它是一种自激式脉宽调制并联型开关电源。 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  构成电源滤波电路, 用于抑制电网中的各种干扰信号以及开关稳压电源工作时对电网的脉冲干扰。滤除干扰信号后的市电经  $UR_1$  整流,  $C_5$ 、 $C_6$  平滑滤波, 输出 300V 不稳定的直流电压。该电压一路经变压器  $T_2$  的  $N_2$  绕组加至开关管  $VT_2$  的集电极; 另一路经启动电阻  $R_4$ 、 $R_5$  给  $VT_2$  的基极提供启动电流, 使  $VT_2$  变为导通状态。 $VT_2$  开始出现的集电极电流经变压器  $T_2$  的  $N_2$  绕组时, 在正反馈绕组  $N_1$  上产生感应电压。该感应电压经  $R_{10}$ 、 $C_7$  反馈至  $VT_2$  的基极, 使  $VT_2$  的基极电流进一步增大,  $VT_2$  迅速饱和导通。在这个过程中,  $C_7$  充电, 右正左负。待  $VT_2$  饱和后,  $C_7$  上的电压使  $VT_2$  的基极反向偏置而截止,  $N_2$  上无感应电压。绕组中的分布电感感应出反向电压经  $VD_1$ 、 $R_{11}$  续流, 最终释放完能量后使得  $N_2$  上无电压,  $C_7$  经  $R_6$  放电,  $VT_2$  的基极电压由负值逐渐上升, 最终导致重新启动导通, 如此产生循环振荡。

显示器开关电源采用从行逆程变压器中取出与行频对应的逆程脉冲, 经  $VD_4$  和  $R_7$  加至  $VT_2$  的基极, 使  $VT_2$  提前导通, 从而实现开关稳压电源的工作频率与行频同步。 $VD_1$ 、 $R_{11}$ 、 $C_8$  构成吸收回路, 用于吸收开关管  $VT_2$  截止时, 一次绕组的电流不能突变引起不正常振荡产生的高频瞬间尖峰浪涌脉冲, 保护开关管  $VT_2$ 。 $VT_4$  及其附属电路构成脉冲宽度调制电路。 $R_{20}$ 、 $RP_1$ 、 $R_{17}$  与  $R_{15}$  构成取样电路, 用于对行供电高压取样, 并与 +15V 电压进行误差比较。当因某种原因 (如输入电压升高、负载电流的变化) 引起输出电压升高时, 如 +15V 电压升高, 使光耦合器  $U_1$  中的发光二极管电流变大, 光敏晶体管电流上升,  $VT_4$  的基极电位上升,  $VT_4$  提前饱和导通。此时行供电电压的升高, 使  $VT_2$  的基极偏压为零,  $VT_2$  提前截

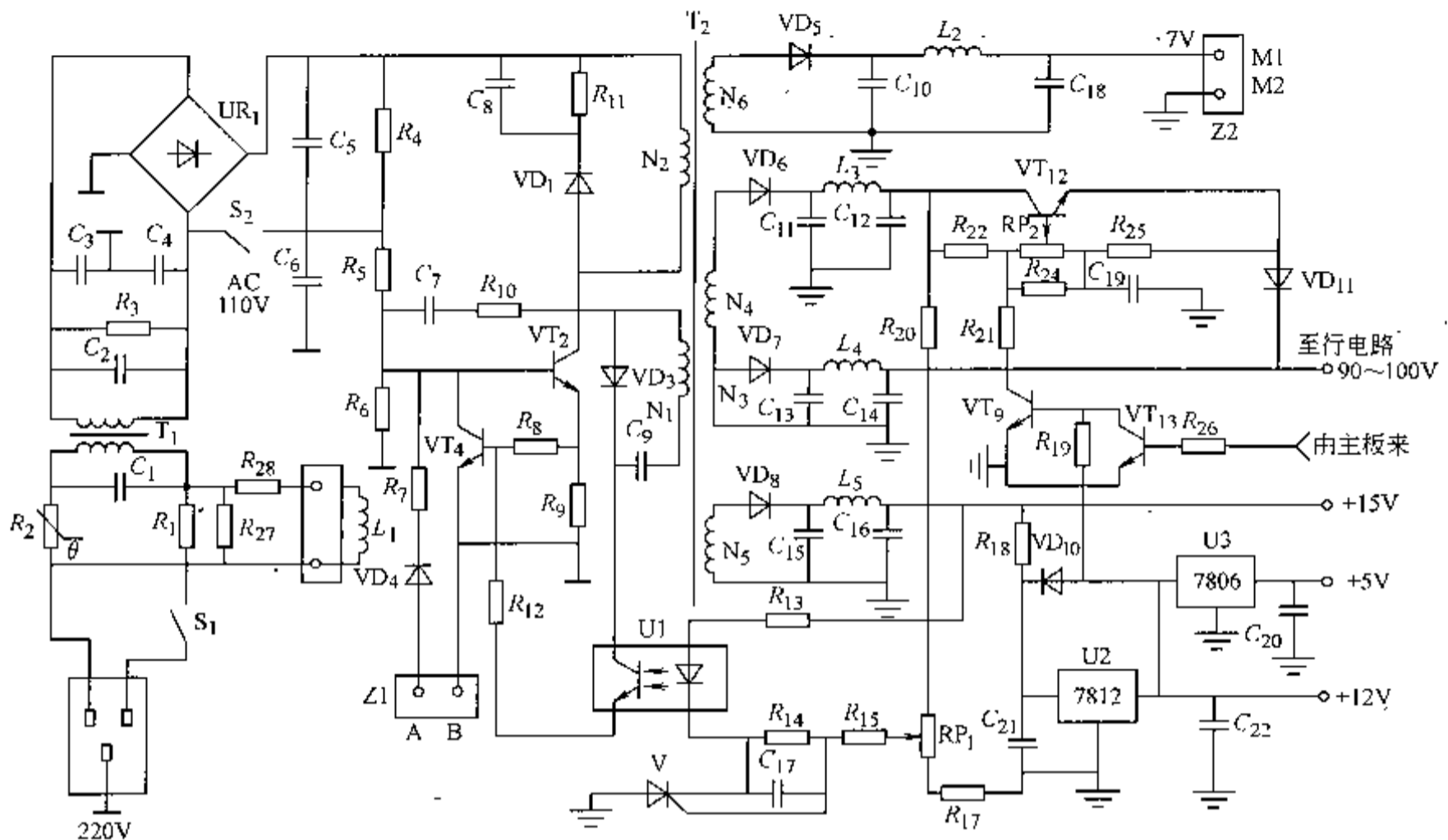


图 2-21 Casper 彩色显示器实际使用的开关电源电路原理图

止，减少了  $VT_2$  的导通时间，降低了输出电压，达到稳压的目的。

当某种原因引起过电流时， $VT_2$  的集电极电流  $I_c$  增大， $R_9$  上的压降也随之增大， $VT_4$  导通， $VT_2$  的基极电流  $I_b$  被分流，使  $VT_2$  截止，起到过电流保护作用。当某种原因引起过电压时，+15V 通过  $R_{13}$  使  $U_1$  中发光二极管的光照增强，其二次侧晶体管导通， $VT_4$  的基极电位上升， $VT_4$  导通，使  $VT_2$  截止，达到保护开关管的目的。

### 3. 单片开关电源的应用

目前生产的小功率开关电源，仍普遍采用脉冲宽度调制器或脉冲频率调制器专用集成电路。它们是利用体积很小的高频变压器来实现电压变换及电网隔离，因此省掉了体积笨重且损耗较大的工频变压器。这类开关电源的主要缺点是集成度低、外围电路复杂、稳定性较差、输出纹波较大。而单片开关电源的问世使这些问题迎刃而解。

(1) TOPSWITCH-2 单片开关电源的封装形式 TOPSWITCH-2 是美国动力公司研制的三端隔离式脉宽调制单片开关电源集成电路，由于其优良的特性，被誉为“顶级开关电源”。它有三种封装形式：TO-220、DIP-8 和 SMD-8，其外形如图 2-22 所示。TOPSWITCH-2 的三个引脚分别为控制端 C (CONTROL)、源极 S (SOURCE) 及漏极 D (DRAIN)。

(2) TOPSWITCH-2 系列单片开关电源的特点 TOPSWITCH-2 系列单片集成开关电源将开关模式控制系统的所有功能集成在一只三端单片集成电路中；电路包括电力 MOSFET、振荡器、脉宽调制比较器、自动重新启动和限流过热保护电路等，其内部原理框图如图 2-23 所示。

由于该电路集成的功能很多，所以用它设计的开关电源，外围元器件数目很少、电源的体积小、产品的可靠性高、开发周期短，因而在诸多领域占据优势。该开关电源的特点如下：

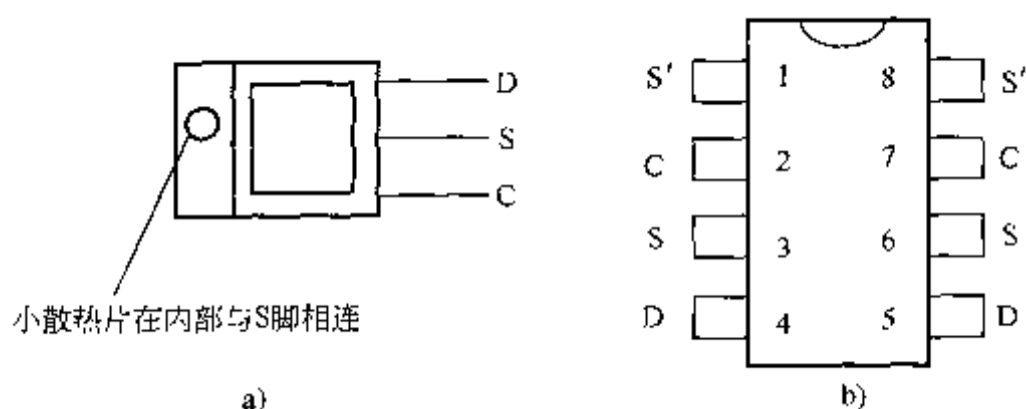


图 2-22 TOPSWITCH-2 封装形式

a) TO-220 封装 b) DIP-8 封装和 SMD-8 封装

1) 它将一个开关电源的全部功能集成到三端芯片上, 内含脉宽调制器、电力开关场效应晶体管、自动偏置电路、保护环节、高压启动电路和环路补偿电路。通过高频变压器使输出端与电网完全隔离, 真正实现了无工频变压器、隔离式开关电源的单片集成化, 使用安全可靠。由于使用 CMOS 电路, 使器件的功耗显著降低。TOPSWITCH-2 不需外接大功率过流检测电阻, 外部也不必提供启动时的偏置电路。

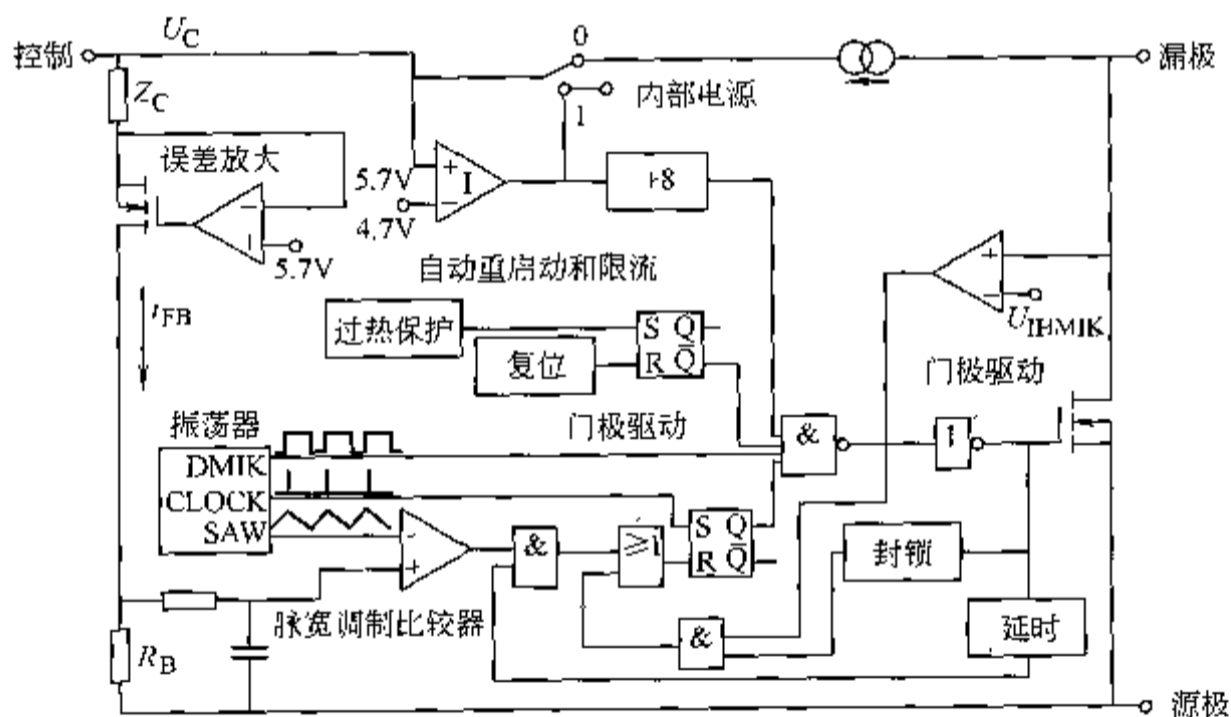


图 2-23 TOPSWITCH-2 内部结构原理框图

2) 它属于漏极开路输出并且利用电流来线性调节占空比的 AC/DC 电源变换器, 即电流调制型开关电源。

3) 输入交流电压范围极宽, 为 85 ~ 265V。

4) 具有三个引出端, 可以同三端线性集成稳压电源相媲美, 能以最简单的方式构成无工频变压器的反激式开关电源。为完成各种控制、偏置及保护功能, 其控制端和漏极均属多功能引出端, 实现了一脚多用。

5) 开关频率典型值为 100kHz, 占空比为 1.7% ~ 67%。

6) 外围电路简单, 成本低廉。

7) 电源效率高, 可达 80% 左右。被誉为“绿色电源”。

(3) 用 TOPSWITCH-2 系列中 TOP225-Y 设计的 50W 单端反激开关电源 用 TOP225-Y 设计的 50W 单端反激开关电源电路如图 2-24 所示, 其主要技术参数为:

额定输出电压  $U_o = +5V$ , 额定输出电流  $I_o = 10A$ , 纹波含量:  $\leq 1\%$ , 输出功率  $P_o =$

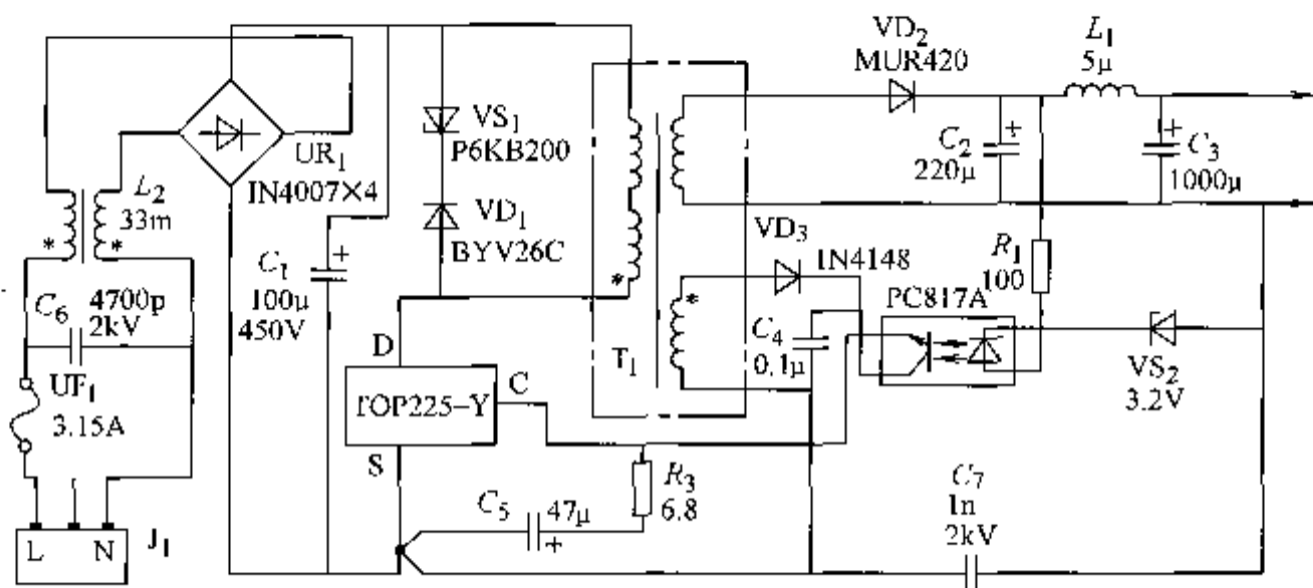


图 2-24 应用 TOP225-Y 设计的 50W 单端反激开关电源原理图

50W，一次直流电压  $U_s = 110V$ 。开关电源的辅助电源输出为 12V， $I_o = 10A$  时电压调整率为 2.8%，电流调整率 = 4%，它能在负载电流变化大、调整电压宽、长期连续工作下得到稳定可靠的性能。

#### 4. 大功率开关电源

双机理复合器件——绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 集双极型功率晶体管和 MOSFET 的优点于一体，很适合做大功率开关电源变换器中的电力开关器件，应用其制作的开关电源，效率高达 90% 以上。

该系统基本电路如图 2-25 所示，采用了二次 DC 变换方案，由三相桥式二极管整流器将交流电变为直流电，经单相半桥式逆变电路将直流电变为频率较高的交流方波，高频交流方波经高频变压器耦合到变压器二次通过高频二极管整流后输出所需直流电压。另外系统还有锁相环 (PLL) 电路和 IGBT 驱动保护电路。为保证电路正常工作， $VT_1$  与  $VT_2$  不能同时导通，否则将出现直流侧短路的问题。改变  $VT_1$  与  $VT_2$  激励信号的频率，则输出电压的频率也随之改变。

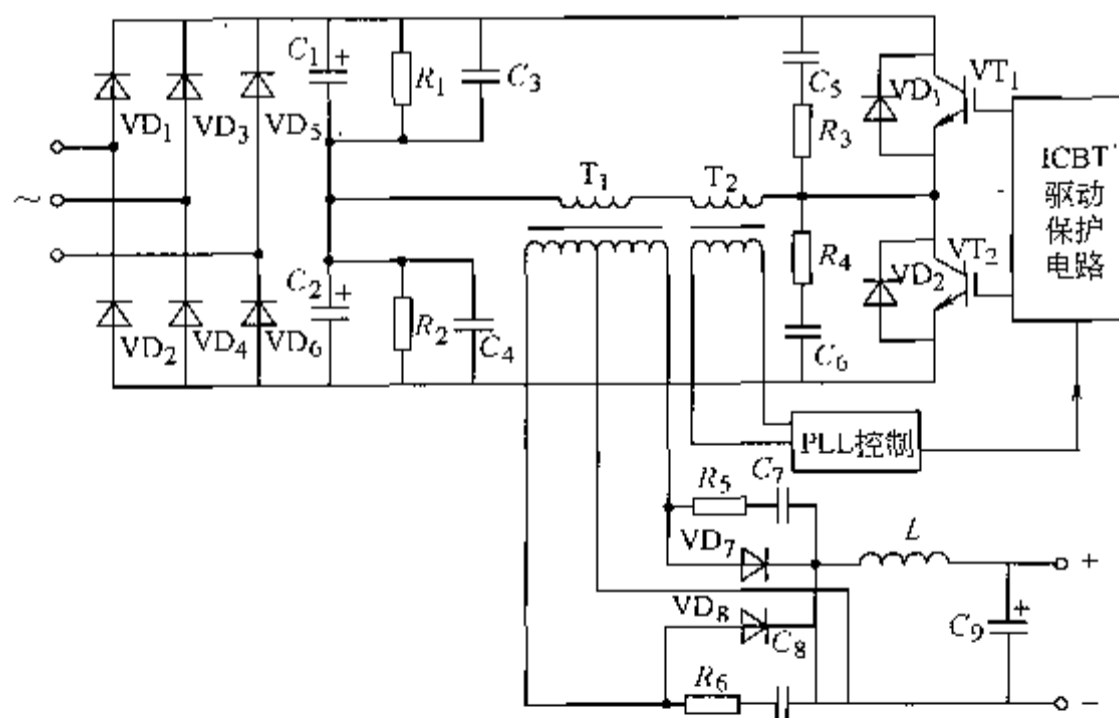


图 2-25 大功率开关电源系统基本电路图

当负载为纯电感时,若  $VT_1$  在  $T_0/2$  时关断(激励信号消失),由于电感中的电流不能突然改变方向,此时即使  $VT_2$  加上激励信号,负载电流  $I_a$  也必须通过  $VD_2$  流通,直到  $I_a = 0$  时,  $VT_2$  才导通,负载电流开始反向。同理不难看出,  $VT_2$  关断时负载电流先要通过  $VD_1$  流通,直到  $I_a = 0$  时  $VT_1$  才导通。对纯电感负载,  $VT_1$  与  $VT_2$  的导通时间均为  $T_0/4$ 。对于感性负载随着负载的功率因数从 0 变到 1,  $VT_1$  与  $VT_2$  的导通时间从  $T_0/4$  变到  $T_0/2$ 。

由于开关器件 IGBT 不是理想的开关,在导通期间其饱和压降不为零,截止期间存在漏电流,这是系统产生通态损耗的主要原因。通过实验分析,影响效率的因素主要为开关损耗、导通损耗与截止损耗(由于开关器件的非线性,当频率高于某值后开关器件的损耗迅速上升,效率急剧下降)。另外,当 IGBT 的工作温度升高后,其损耗明显增加。

由于绕制变压器的扼流圈的铜线电阻不为零及其趋肤效应,使二者在工作期间发热,效率降低,这是系统产生损耗的第二个主要原因。另外在开关器件截止期间,续流二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  为储能电感提供放电回路,其正向压降与通过的电流也将产生损耗。

系统的主要损耗是开关器件 IGBT、变压器、扼流圈和续流二极管的损耗,为此可采取相应的对策和措施。

(1) 合理确定工作频率 在电源主回路元器件确定的情况下,改变电力半导体的工作频率,电源的效率也随之改变。在保证有足够高效率的前提下,尽量选择较高的工作频率,这样可使扼流圈和滤波电容体积减小,并可消除音频噪声。开关电源实际工作频率为 25kHz。

(2) 精选电路元器件 为提高电源效率,选用了日本东芝公司的 MG150 Q2YS40 型 IGBT 模块;逆变器输出用高频脉冲变压器的铁心材料应当选择适合高频工作的高磁密、高磁导率及低损耗材料,一般均采用铁氧体材料,对其特性的要求是:饱和磁通密度高,高频下磁通大幅度变化时磁滞损耗小,居里点高,温度系数小。变压器的铁心形状的选择及绕组结构的布置都应尽量使漏抗降到最低程度,同时应增大铁心的横截面积,降低绕组匝数,以利于减少漏抗。扼流圈:由于扼流圈中存在直流分量  $I_a$ ,扼流圈的直流损耗功率

$$P_L = I_a^2 r_L \quad (2-8)$$

$P_L$  与扼流圈直流电阻  $r_L$  大小关系极大,减小  $r_L$  可以减小直流损耗功率  $P_L$ ,这受到扼流圈体积的限制。扼流圈的交流损耗功率为  $P_{Lp}$ ,与品质因数  $Q$  关系甚密,提高  $Q$  值可以降低  $P_{Lp}$ 。

适当增大输入滤波电容  $C$ ,在电源的一次整流后适当加入滤波电容,接入点越接近逆变器越好,连线愈粗、愈短愈好。实验表明,这一措施可使效率提高 1% ~ 2%。

## 2.3 PWM 调速电源

### 2.3.1 三相大功率 SPWM 整流电源

随着计算机应用的日益普及和全球信息网络化的发展,50kVA 以上大容量不间断电源(Uninterruptible Power System,简称 UPS)的需求量日益增多。目前,大功率 UPS 的输入整流电路一般采用相控式整流电路。相控式整流电路结构简单,控制技术成熟,但交流输入功率因数低,并向电网注入大量的谐波电流。为了克服晶闸管相控整流电路的缺点,提高大功率 UPS 的输入功率因数,湖南工程学院采用高频 SPWM 整流技术和模块并联扩容技术,

研制出 100kW 大容量 SPWM 整流电源。SPWM 整流电源具有输入功率因数接近 1、流入电网的电流基本接近正弦波、对电网谐波污染小等优点,可取代相控式整流电路,用作大功率不间断电源的输入整流电路。

(1) SPWM 整流电路的工作原理 三相高频 SPWM 整流电源主电路结构如图 2-26 所示,开关器件为 IGBT。

与 SPWM 逆变电路控制输出电压相类似,可在整流电路的交流输入端 A、B、C 之间产生一个正弦波调制的三相 SPWM 电压  $U_{sA}$ 、 $U_{sB}$ 、 $U_{sC}$ ,它们除了含有与电源同频率的基波分量外,还含有与开关频率有关的高次谐波。由于每一相电感  $L_s$  的滤波作用,这些高次谐波电压只会使交流电流  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  产生很小的脉动。如果忽略这种脉动,  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  为与电源频率相同的三相正弦波电流。在交流电源电压  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  一定时,  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  的幅值和相位由  $U_{sA}$ 、 $U_{sB}$ 、 $U_{sC}$  中基波分量的幅值及其交流电源电压的相位差决定。改变  $U_{sA}$ 、 $U_{sB}$ 、 $U_{sC}$  基波分量的幅值和相位,就可以使  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  分别与  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  同相位,电路工作在整流状态,且输入功率因数为 1。这就是 SPWM 整流电路的基本工作原理。

(2) 系统构成 由于 IGBT 器件的电流容量有限,采用了双模块并联的方法来实现大功率 SPWM 整流电路。图 2-27 给出了 100kW 三相 SPWM 整流电路的系统结构简图。其主电路由两个模块并联组成,每个模块即为一个三相 SPWM 整流电路。模块并联时,不论是在静态还是在动态,都必须使两个模块均分负荷,否则,将会导致模块烧坏。控制时,两个模块共用一个控制电路,并且相对应桥臂的 IGBT 器件的通断控制也完全相同。这样,由于两个模块的交流输入、直流输出、控制等均相同,只要输入滤波电感的参数相同,就可以使两个 SPWM 整流电路均分负荷。另外,输入滤波电感在工作时还起到动态均流的作用。

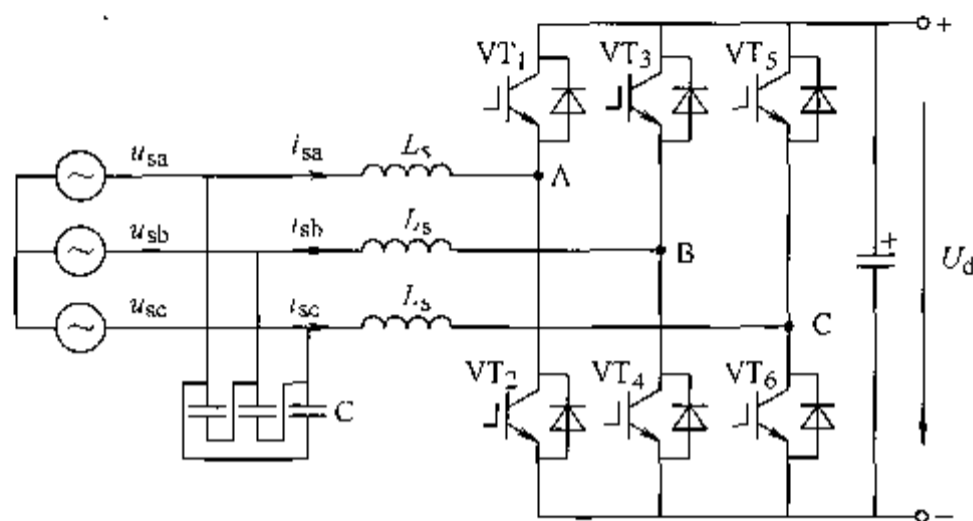


图 2-26 三相 SPWM 整流电路的主电路结构原理图

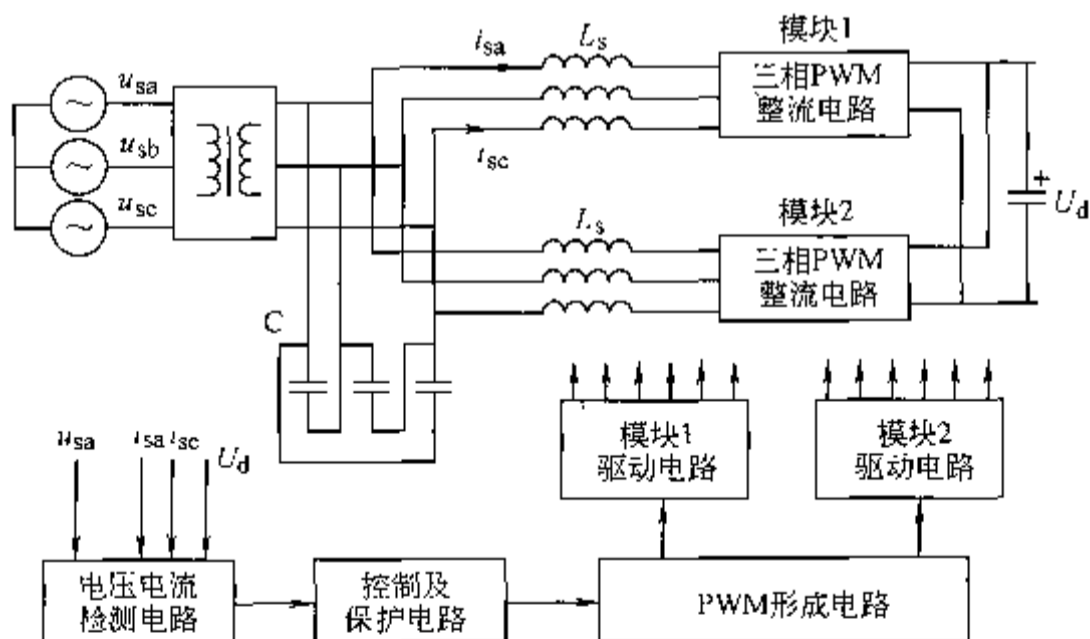


图 2-27 系统结构简图

要使三相 SPWM 整流电路正常工作,其直流侧电压必须大于交流输入线电压的峰值。

为了使 SPWM 整流电源能用作 UPS 的输入整流电路, 必须使其直流输出电压在 288 ~ 414V 范围内可调, 对应最高输入交流电压范围为 306V/270V。对于三相输入线电压为 380V 的 UPS, 其线电压峰值大于 306V, 不满足三相 SPWM 整流电路正常工作的条件。采用自耦变压器  $T_r$  将三相输入电压降低以后再输入 SPWM 整流电路,  $T_r$  的电压比为 380V/190V, 这样, 当输入电压在允许的范围变化时, 均能满足 SPWM 整流电路的电压变换条件。

(3) 控制电路 系统控制原理框图如图 2-28 所示。采用双环控制, 其外环为直流电压控制环, 内环为交流电流控制环。直流输出电压给定信号  $U_d^*$  和实际输出的直流电压反馈信号  $U_d$  比较后的误差信号送入 PI 调节器, PI 调节器的输出即为整流器交流输入电流的幅值, 它与标准正弦波相乘后形成交流输入电流的给定信号  $i_{sa}^*$  ( $i_{sb}^*$ 、 $i_{sc}^*$ ), 与实际的交流输入电流取样信号  $i_{sa}$  ( $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$ ) 进行比较, 电流误差信号经比例调节器放大后送入比较器, 再与三角载波信号比较形成 SPWM 信号。该 SPWM 信号经驱动电路后去驱动主电路中的电力半导体开关器件, 便可使实际的交流输入电流跟踪指令值, 同时达到控制输出电压的目的。由于输入电流指令为标准正弦波, 从而使装置流入电网的电流为正弦波。

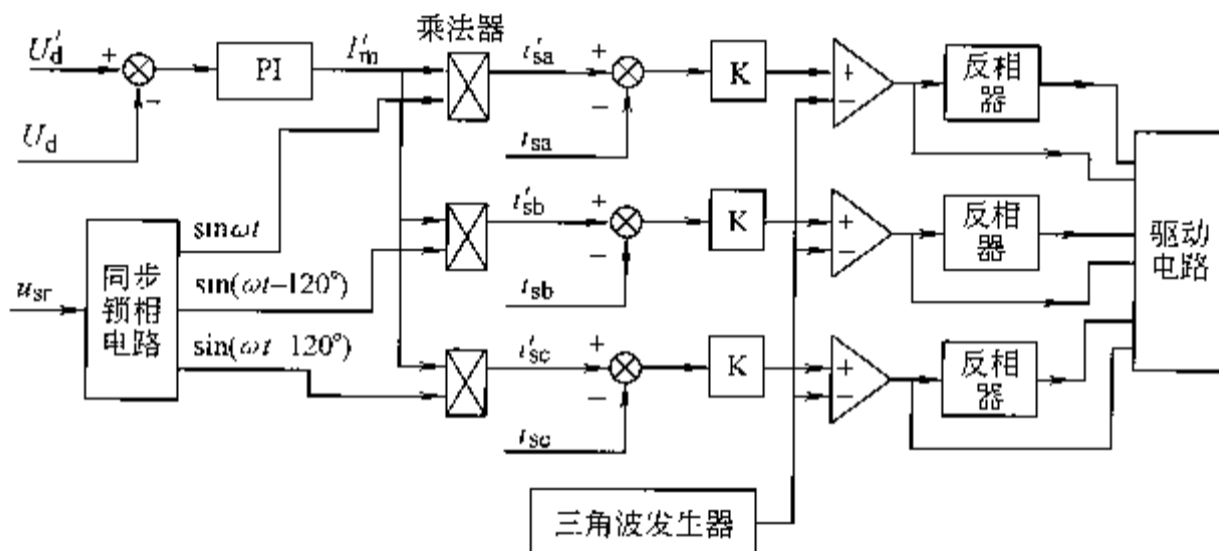


图 2-28 系统控制原理框图

在进行交流输入电流控制时, 如果将交流输入总电流引入反馈控制, 则电压环的输出即为交流输入总电流的幅值。如果将其中一个模块的输入电流引入反馈控制, 则电压环的输出即为单个模块交流输入电流的幅值。该系统采用后一种电流反馈控制方式。由于两模块的电路结构、参数与控制等完全相同, 控制其中一个模块的电流, 便可以使另一模块的电流与之相同, 从而达到控制总电流的目的。由于输入滤波电感具有均流作用, 即使电路参数稍微存在差别, 也能使两模块电流基本相同。采用锁相电路和计数寻址查表方式产生与电源电压同步的标准正弦波信号, 电路构成原理如图 2-29 所示, 其中 EPROM 用于存放正弦曲线在不同角度时的参数。

(4) IGBT 的驱动与保护电路 驱动电路采用三菱公司生产的专用 IGBT 驱动模块 M57962L。该驱动模块为混合集成电路, 将 IGBT 的驱动和过流保护集于一体, 能驱动电压为 600V 或 1200V 系列电流容量不大于 400A 的 IGBT。驱动电路的接线图如图 2-30 所示。当  $U_{in}$  为高电平时 IGBT 导通, 为低电平时 IGBT 关断。IGBT 集电极通态饱和压降与集电极电流成正比, 集电极电流越大, 则通态饱和压降也越大, 因此, 根据通态饱和电压的大小可以确定流过 IGBT 电流的大小。驱动模块一旦检测到射极电压大于规定值, 则认为过流故障发生, 立即就地关断 IGBT, 同时给出过流故障信号。

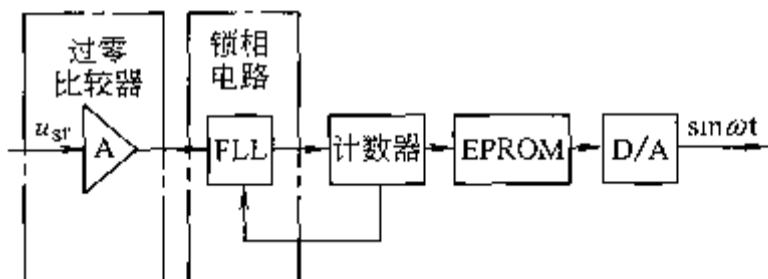


图 2-29 获得标准正弦波信号的电路原理框图

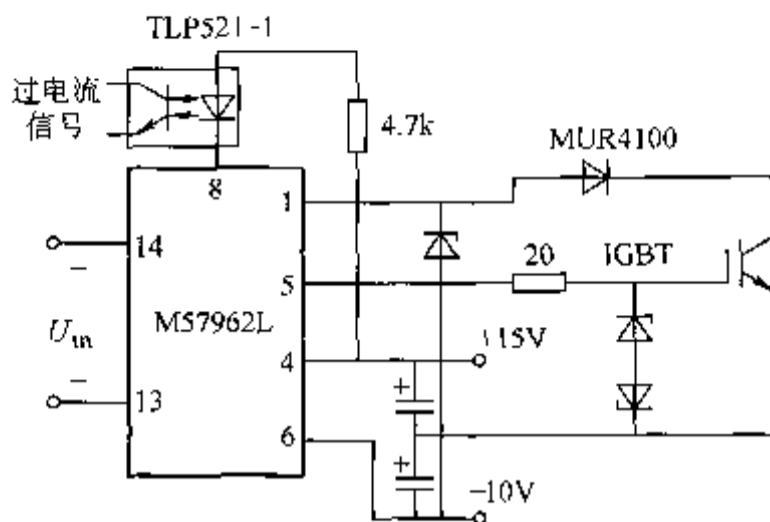


图 2-30 IGBT 的驱动电路

IGBT 在关断时，由于线路存在分布电感，因此会产生开关浪涌电压。另外，在开关过程中，如果电压变化过大，则会产生擎住现象，使 IGBT 失控，引起同桥臂中上下两只 IGBT 同时导通而发生直通现象。因此，必须采取措施抑制过电压和电压变化率  $du/dt$ 。通常采用缓冲电路来抑制过电压和  $du/dt$ 。

采用前面所介绍的电路结构和控制方法，西安交通大学研制出一台 100kW 大功率 SPWM 整流电源实验样机，并进行了相应的实验研究。IGBT 采用三菱公司生产的 400A/600V 模块，输入滤波电感  $L_f$  为  $130\mu\text{H}/50\text{A}$ ，滤波电容为  $30\mu\text{F}$ 。为了降低开关损耗，SPWM 整流电路的开关频率选为 8kHz。谐波电流总畸变率 THD 为 2.1%，非常接近理想正弦波，而且与电压同相。

### 2.3.2 IGBT 在电动机 PWM 控制系统中的应用

IGBT 属于全控型电力半导体开关元件，其高频开关特性是 PWM 控制技术的关键。在内燃机车中，由于柴油发动机转速在 400 ~ 1000r/min 内变化，牵引发电机输出电压变化范围较大，约为 100 ~ 700V，因此，必须对直流电机进行限压、限流调速控制。武汉理工大学研制成功 PWM 控制系统用于内燃机车。

#### 1. 系统组成和工作原理

(1) 主电路 本例机车牵引系统中某台直流电动机的额定电压为 220V，额定电流为 100A。设计的可对直流电动机进行限压、限流调速控制系统主电路原理图如图 2-31 所示。

机车电源为主发电机输出经整流后的直流电源， $R_1$  和  $R_2$  表示一个并联支路的负载电阻，IGBT 电力半导体开关元件  $VT_1$  用于切换电动机工作电压，在电源电压较低时，短路  $R_1$ ，电动机获得较高的电压；当电源电压较高时，串入  $R_1$ ，电动机获得较低电压。霍尔电流传感器 HLI 用来检测电动机工作电流，并反馈到 PWM 控制电路中，由  $VT_2$  对电动机进行直流斩波限流控制。 $R$ 、 $C$ 、 $VD$  组成了 IGBT 的缓冲电路，实现对尖峰过电压及过高  $du/dt$  的抑制，进而对 IGBT 进行保护。

(2) 直流 PWM 控制电路 直流电动机的 PWM 控制是一种利用脉冲占空比调节电动机平均工作电压的控制方式。它利用直流电压参考信号  $U_R$  和锯齿波电压载波信号  $U_i$  进行比较，从而调节脉冲信号的占空比，如图 2-32 所示。参考电压在小于载波信号电压的最大值范围变化时，可得到周期  $T$  一定、宽度  $T_{on}$  变化的 PWM 方波信号，该信号经放大后控制

IGBT 的导通和关断。

图 2-32 中 PWM 控制信号的产生, 选用专用 PWM 发生器集成电路 SG3525 来完成。SG3525 是频率固定式专用集成 PWM 控制器, 它由基准电压  $U_{REF}$ 、振荡器 G、误差放大器  $A_E$ 、比较器  $A_C$  及 PWM 锁存器等组成 (见图 2-33), 具有软启动和欠压、过压保护等功能。电动机的工作电流通过霍尔电流传感器转变成电压信号输入到误差放大器  $A_E$  的反相输入端, 经过调整设定的给定电压输入到其同相输入端。误差放大器构成 PI 调节器, 可以根据检测到的电流信号进行快速调节; 另外, 在稳态时由于放大器开环放大倍数非常大, 基本上构成了无静差调节系统; 同时, 还有利于控制系统的稳定。 $R_2$  与  $C_2$  构成的 PI 调节器的时间常数应大于电动机拖动系统的时间常数, 否则会造成电动机调速系统振荡。该系统中应用的 PWM 负反馈控制电路原理如图 2-33 所示。

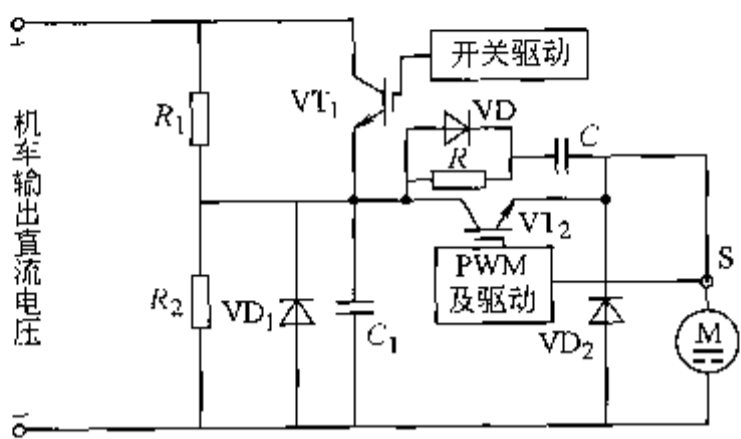


图 2-31 机车电传动系统中某电动机的直流限压和限流调速系统主电路原理图

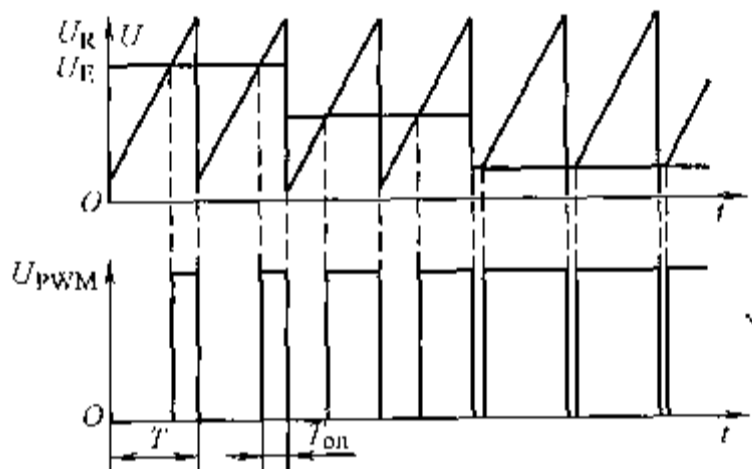


图 2-32 PWM 信号调节原理图

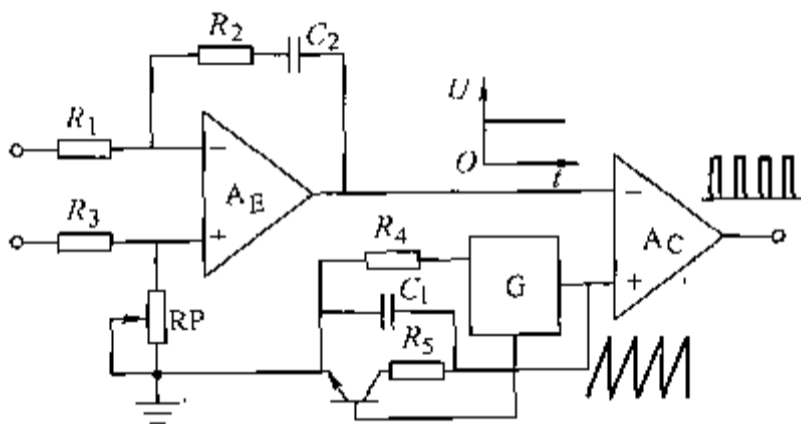


图 2-33 应用 SG3525 构成的 PWM 负反馈控制电路原理图

SG3525 内部的振荡器由一个双门限比较器、恒流电源和电容充放电电路构成。工作中电容  $C_1$  恒流充电, 产生一锯齿波电压, 锯齿波的峰点电压为 3.3V, 谷点电压为 0.9V。锯齿波的频率决定了 PWM 脉冲的频率, 也就决定了由集成电路 SG3525 控制的主电路中 IGBT  $VT_2$  斩波工作的开关频率。考虑到谐波分量不会对机车电源造成影响, 同时, 为降低 IGBT 的开关损耗, 该系统中  $VT_2$  选择 2kHz 的开关频率。

(3) IGBT 及其驱动电路 按照系统主电路的设计, 选择国产西安爱帕克公司生产的高端开关型单管 IGBT 模块 CA200HD120U, 其额定电流为 200A, 耐压为 1200V。该 IGBT 的射极自带一个超快恢复二极管, 专门用于主开关 IGBT 在关断时的续流。由于该 IGBT 的输入电容  $C$  比较大, 为 37.3nF, 为缩短其开关时间, 控制极输入电阻  $R$  必须小, 实际选择控制极输入电阻为 2Ω。

为了可靠驱动 IGBT, 选择了集成混合型厚膜驱动电路 M57962L, 它采用光电隔离、互补控制和正、负电源等驱动技术对 IGBT 进行开关控制。导通控制电压为 +15V, 关断电压为 -9V。另外, 该驱动电路内部还集成了过电流短路保护电路, 可通过一个超快恢复二极管测量 IGBT 的饱和电压  $U_{CEsat}$ 。当电流过大时,  $U_{CEsat}$  明显增大, 保护电路迅速封锁 IGBT 的

开关信号，关断并保护 IGBT。

## 2. IGBT 的保护

(1) IGBT 的过电压保护 由于大功率 IGBT 耐受过电压的能力比较差，因此，IGBT 的过电压保护电路设计十分关键。实际电路中的引线存在杂散电感  $L_p$ ，当 IGBT 关断时，主电路电流急剧变化，从而在 IGBT 的集电极将产生较大的浪涌电压  $L_p di/dt$ 。IGBT 过电压抑制一般采用由  $R$ 、 $C$ 、VD 构成的缓冲电路，如图 2-31 所示。根据经验选择电容容量为  $2\mu\text{F}$ 。一般情况下，电容容量越大，对浪涌尖峰电压抑制效果越好，但这也受到电容放电时间的限制；同时过大的电容在 IGBT 导通瞬间造成尖峰电流流过 IGBT，反而增加开关损耗并缩短了 IGBT 的安全工作区。该电容应选择高频无感圈绕聚乙烯、聚丙烯或陶瓷电容。

保护电路中的电阻主要构成 IGBT 开通时电容的放电回路。放电时间要明显小于主电路开关的周期，所以电容太大，会降低电阻阻值，加大电阻的耗散功率，甚至引起抑制电路电流的振荡。为防止缓冲电路中分布电感的影响，电阻应选用绝对无感电阻如氧化膜电阻。而采用刻槽工艺的金属膜电阻或绕线无感电阻都因为存在分布电感，故均不适合该场合应用。

缓冲电路中二极管应选用正向导通压降低、反向恢复时间短和反向恢复特性软的超快恢复二极管。

(2) IGBT 的过热保护 IGBT 属于电力半导体器件，其耗散功率主要为导通损耗和开关损耗。前者为 IGBT 控制的平均电流和其通态压降的乘积；后者随开关频率的提高而增加，且当开关频率较高时，为耗散功率的主要部分。IGBT 工作时结温不能超过  $125^\circ\text{C}$ ，且不宜长期工作在较高温度状态下，因此，必须设计合理的散热形式。

简单的散热方式有普通散热器和热管散热器，并可进行强迫风冷。实际中采用了普通散热器和强迫风冷方式进行设计，并在散热器上安装了温控开关，当散热器温度超过  $75^\circ\text{C}$  时，即通过 SG3525 的关闭信号停止 PWM 控制信号的发送，通过 M57962L 封锁 IGBT 的开关输出，从而关断并保护 IGBT。

### 2.3.3 IBM-PC 微型计算机开关电源的实用电路

图 2-34 是 IBM/PC 微机实际应用的开关电源电路原理图。它是一种设计全面、普及率较高的他激式脉宽调制开关电源。脉宽调制控制采用集成控制器 TL494，应用 5V 输出端的电压作为反馈控制，实现了闭环控制，具有交流输入电压欠压保护、5V 过压和过流保护，在外围电路的控制下，TL494 向半桥式直流变流器驱动电路送出两路相位相差  $180^\circ$  的脉宽调制控制脉冲。该控制信号被功率放大后，经高频变压器耦合给 4 个独立的变压器二次绕组中的整流滤波电路，形成  $\pm 5\text{V}$  和  $\pm 12\text{V}$  直流电源。其中， $-5\text{V}$  和  $-12\text{V}$  直流电源分别经具有固定输出的 3 端集成稳压电路 78M05 和 7812，向负载送出  $-5\text{V}$  和  $-12\text{V}$  直流电压。 $+12\text{V}$  直流稳压电源具有过流保护功能。对于  $-5\text{V}$ 、 $-12\text{V}$  和  $+12\text{V}$  直流电源而言，其输出端电压的稳定度都受控于  $+5\text{V}$  自动稳压负反馈控制系统。

开关电源的主变换器是由半桥式驱动电路组成的。该电路由滤波电容  $C_9$  和  $C_{10}$ 、电力开关晶体管  $\text{VT}_3$  和  $\text{VT}_4$  以及高频变压器  $T_4$  组成。这种驱动电路要同时完成高效率地传递功率和调节脉冲宽度实现稳定电压输出的双重功能。半桥式变流器的工作过程是：当晶体管  $\text{VT}_3$  和  $\text{VT}_4$  的基极回路中没有脉宽调制控制方波输入时， $\text{VT}_3$  和  $\text{VT}_4$  处于截止状态。此时， $300\text{V}$  直流电压将平均分配在电容  $C_9$  和  $C_{10}$  上（因与  $C_9$  和  $C_{10}$  并联的均压电阻  $R_4$  与  $R_5$  的电

阻值相等), 即等于 150V 左右。当控制方波送到晶体管  $VT_3$  的基极时,  $VT_3$  导通, 输入电压将通过  $VT_3$  及变压器  $T_4$  的  $N_1$  绕组给电容  $C_{10}$  充电。由于电容  $C_{10}$  上的电压不能突变, 如果忽略  $VT_3$  的饱和压降, 那么在  $T_4$  的一次绕组上, 将感应出  $U_1/2$  ( $U_1$  被定义为输入电压) 的电压 (由 0 上升到  $U_1/2$ )。这种变化的结果将导致晶体管  $VT_4$  的集电极与发射极之间的电压由  $U_1/2$  上升到  $U_1$ 。在上述过程中, 电容  $C_9$  放电,  $C_{10}$  充电。

在图 2-34 所示的电路中,  $C_1$ 、 $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C_2$ 、 $L_3$ 、 $C_6$ 、 $C_8$  和  $C_7$ , 构成组合式低通滤波器, 用于限制来自电网的高频干扰对稳压电路的影响, 并抑制脉宽调制开关电路自身所产生的高频干扰对市电电网的影响。双向晶闸管  $V_1$  及外围电路组成交流市电输入电压软启动电路, 当接通市电时,  $VT_1$  处于关断状态。这时市电通过启动限流电阻  $R_1$  向单相桥式整流器  $UR_1$  供电。 $R_1$  的接入, 可有效地抑制在市电刚接通瞬间, 整流器对滤波电容所产生的瞬时启动充电浪涌电流。当脉宽调制电路工作正常时, 来自高频变压器  $T_4$  二次绕组  $N_2$  中的感应触发信号, 使  $VT_1$  处于导通状态。此后  $R_1$  被短路, 单相桥式整流器  $UR_1$  将承受全部交流电压, 至此电路进入正常工作状态。整流后的脉动电压经  $C_9$ 、 $R_4$  和  $C_{10}$ 、 $R_5$  滤波分压电路后, 在  $C_9$  和  $C_{10}$  上各得  $U_1/2$  的直流电压。

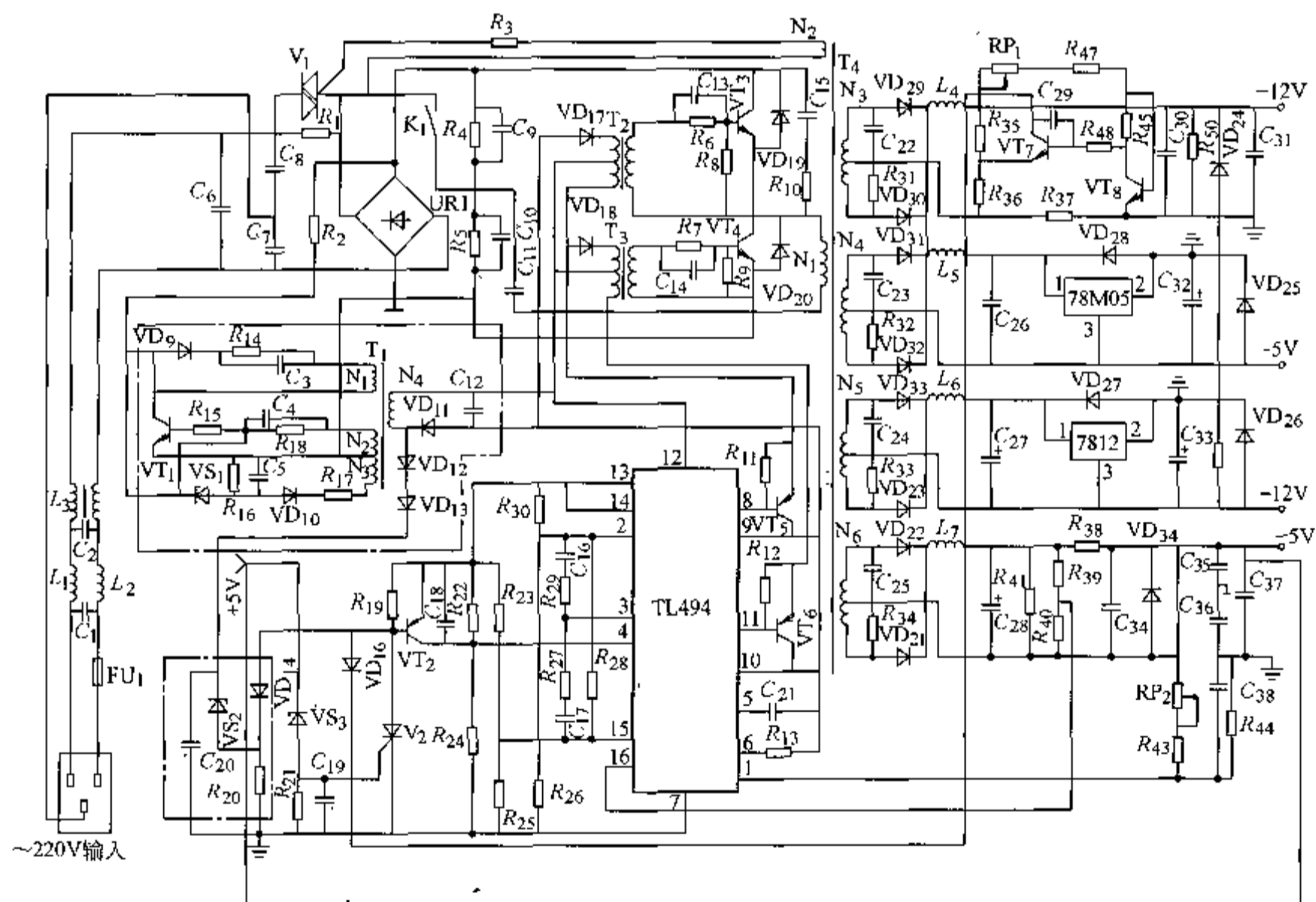


图 2-34 IBM/PC 微机实际应用的开关电源电路原理图

整流滤波后产生的 300V 直流电压, 分两路送到下一级, 一路送到开关晶体管  $VT_3$  和  $VT_4$  及其相关元件组成的半桥式变流电路, 另一路送到由晶体管  $VT_2$  及其相关元件组成的自激式直流辅助电源电路, 其中稳压二极管  $VS_1$  和电阻  $R_{16}$  组成晶体管  $VT_1$  的基极保护回路, 而变压器  $T_1$  的二次绕组  $N_3$ 、电阻  $R_{17}$  和  $R_{16}$ 、电容  $C_5$  及二极管  $VD_{10}$  构成晶体管  $VT_1$  的反偏截止电路。

当  $VT_1$  趋向截止时, 原来储存在  $T_1$  中的能量, 将在  $N_3$  绕组中形成反激电压, 该反激电压就是加速  $VT_1$  截止的反向偏置电压。从  $T_1$  的二次绕组  $N_4$  中感应的脉冲电压经  $VD_{11}$ 、 $C_{12}$  整流滤波后, 产生的直流电压被送到 TL494 的 12 脚作为该芯片的直流辅助电源。与此同时, 来自二次绕组  $N_4$  的感应电压经  $VD_{12}$  和  $VD_{13}$  送到欠电压输入保护电路, 作为交流市电欠电压输入采样信号。

当 TL494 内部锯齿波发生器的 5、6 脚分别接上定时电容  $C_{21}$  和定时电阻  $R_{13}$  时, TL494 内部的自激式锯齿波振荡器开始工作。另外, 当 TL494 的 12 脚输入直流辅助电压时, 基准电源经由  $R_{30}$ 、 $R_{26}$ 、 $R_{25}$ 、 $R_{23}$ 、 $R_{22}$  和  $R_{24}$  组成的电阻分压器, 分别为它的采样误差放大器反相输入端 2 脚、控制放大器的反相输入端 15 脚和死区电平控制端 4 脚建立起它们各自的基准参考电平。为了防止半桥式变流器驱动电路中所用的一对高反压功率开关晶体管  $VT_3$  和  $VT_4$  发生共同导通而损坏, 要求在 TL494 的死区电平控制输入端 4 脚送入一个死区控制电压。

+5V 直流输出电压电路的闭环控制过程是: 来自该 +5V 输出端的采样电压, 经电位器  $RP_2$ 、电阻  $R_{43}$ 、 $R_{44}$  和电容  $C_{38}$ 、 $C_{36}$  组成的电阻分压器分压后, 向 TL494 的采样放大器的同相输入端 1 脚馈送一个合适的电压反馈控制信号。当外界市电电网输入电压升高或 +5V 直流电源的负载减轻, 而引起 +5V 电压输出端的实际输出电压有所增高时, 送到采样放大器同相端的电压必然升高, 这样将会造成从 TL494 的末级输出晶体管输出的调制脉冲的宽度减小, 而内部晶体管与外部晶体管  $VT_5$  和  $VT_6$  分别构成一对功率放大复合驱动管, 从  $VT_5$  和  $VT_6$  送出的一对相位差  $180^\circ$  的脉宽调制驱动脉冲, 分别经变压器  $T_3$  和  $T_2$  送到直流变流器中高反压开关晶体管  $VT_3$  和  $VT_4$  的基极回路。由于晶体管  $VT_3$  和  $VT_4$  分别与  $C_9$ 、 $C_{10}$  和  $C_{11}$ 、 $T_4$  的一次绕组  $N_1$  以及  $VT_3$ 、 $VD_{19}$ 、 $VT_4$  和  $VD_{20}$  构成一个典型的半桥式变流器功率驱动电路, 显然, 当输出的 +5V 电压升高时, 反馈作用在 TL494 输出驱动脉冲的控制下, 使加到从  $T_4$  的一次绕组  $N_1$  上的脉冲宽度变窄, 因而经  $T_4$  耦合到 4 个二次绕组的脉宽调制电压的脉冲宽度也将变窄。这种脉宽变窄的电压脉冲经整流二极管  $VD_{22}$ 、 $VD_{21}$  及电感  $L_7$ 、电容  $C_{28}$  组成的整流滤波电路后, 它的直流电压的幅值必然有所下降。只要适当地控制负反馈量就可使 +5V 直流输出电压自动稳定。 $VD_{19}$  和  $VD_{20}$  分别为  $VT_3$  和  $VT_4$  的集电极-发射极反压控制保护二极管, 也起续流管的作用。

+5V 直流输出电压的过电流保护工作原理简述如下: 它是利用 TL494 内部的控制放大器进行闭环负反馈控制。控制放大器反相输入端 15 脚的参考电平是由 TL494 内部产生的 5V 基准电源与 +5V 直流电压输出端的电压, 经电阻  $R_{23}$  和  $R_{25}$  分压得到的。分压电平的高低, 实际上反映了 +5V 直流输出电压与标准 5V 基准电压的差值。当 +5V 输出端的电压正好等于 5V 时, 该电平即是所谓的平衡电平。控制放大器同相输入端 16 脚的输入信号, 取自 +5V 直流输出回路中由  $R_{39}$  和  $R_{40}$  组成的电阻分压器。当 +5V 直流输出端过流时, 取样电阻  $R_{40}$  上的压降必然因  $R_{38}$  上压降增加引出  $R_{39}$  与  $R_{40}$  两端电压增加而增大, 这将使控制放大器同相端电平比反相端电平上升得更高。由上可知, 送到控制放大器两输入端, 这种变化的输入信号, 将导致 TL494 所输出的控制驱动脉冲的宽度变窄。严重时, 甚至会使得它所输出的驱动脉冲的宽度变为零, 其结果使 +5V 输出端电压下降或者变成零, 从而实现自动保护的自的。

+5V 直流输出电压的过电压保护电路是由稳压二极管  $VS_3$ 、电阻  $R_{21}$ 、电容  $C_{19}$ 、晶闸管  $V_2$  及晶体管  $VT_2$  组成的。当 +5V 直流输出端的电压超过规定值时, 稳压二极管  $VS_3$  击穿

而处于导通状态。此时,在 $R_{21}$ 及 $C_{19}$ 两端的压降等于5V直流输出端的实际输出电压与 $V_{S3}$ 的稳压值之差, $V_2$ 的门极在此电压触发下,使其由原来的阻断状态变为导通状态。一旦导通,与之相连的 $VT_2$ 基极电位将下降为零, $VT_2$ 饱和导通。因而,TL494的死区电平控制端4脚的电平将上升为5V左右,于是从TL494的8脚和11脚输出的调制脉冲宽度为零, $VT_3$ 和 $VT_4$ 处于截止状态,所有的直流输出为零,从而达到过压自动保护的目的。

欠电压保护电路是由 $VD_{12}$ 、 $VD_{13}$ 、 $C_{20}$ 、 $R_{20}$ 、 $VD_{14}$ 及 $VT_2$ 组成。当市电供电正常时,在 $T_1$ 的二次绕组 $N_4$ 上,所感应的控制信号幅度较大,足以使 $V_{S2}$ 处于导通状态。此时, $VD_{14}$ 处于反向偏置状态,欠电压保护电路对微机直流稳压电源的工作状态无影响;反之,当市电低于规定值时,来自 $N_4$ , $VD_{12}$ 和 $VD_{13}$ 的欠电压保护控制信号幅度已小到不足以使 $V_{S2}$ 处于导通状态。一旦 $V_{S2}$ 截止, $VD_{14}$ 的负端电平将下降为零,结果导致 $VT_2$ 导通,TL494的死区电平控制端4脚的电平上升到5V左右,TL494输出的驱动脉冲的宽度为零,半桥式变换器中 $VT_3$ 和 $VT_4$ 晶体管截止,从而使所有输出为零,这样就实现了欠电压保护的目。+12V输出电源的过流保护电路是由 $VT_8$ 和 $VT_7$ 等电路组成的,+12V直流输出电压经电位器 $RP_1$ 及电阻 $R_{47}$ 向 $VT_8$ 的基极注入电流。 $R_{47}$ 选择的原则是保证 $VT_8$ 集电极的输出电压的幅度恰好使得后级控制晶体管 $VT_7$ 的基极-发射极处于临界导通状态。当+12V电源不发生过电流时, $VT_7$ 处于截止状态;反之,当+12V电源过电流时,在过电流取样电阻 $R_{37}$ 上的压降将上升到使得它与 $VT_8$ 集电极电压降之和足以使 $VT_7$ 进入饱和导通状态。一旦 $VT_7$ 饱和导通,来自TL494的14脚的5V基准电源经 $R_{19}$ 、 $VD_{16}$ 、 $VT_7$ 的集电极-发射极以及 $R_{36}$ 形成电流通路。 $VD_{16}$ 将变成正向导通并使 $VT_2$ 的基极电位下降, $VT_2$ 从截止变为饱和导通状态,这样,TL494的死区电平控制端4脚的电平将上升到5V,导致TL494输出的调制脉冲的宽度为零,其结果使 $VT_3$ 和 $VT_4$ 截止,所有输出都为零,从而达到过电流保护的目。

## 2.4 高频开关电源

### 2.4.1 新型实用的高频开关电源

目前,交流输入电压220V/110V的开关电源大多采用专用集成电路SG3524、TL494等PWM芯片作为核心控制单元。这类开关电源的工作原理是将交流输入电压220V整流、滤波,得到310V左右的直流电压,由PWM芯片产生控制脉冲,经末级驱动电路隔离驱动开关管、再由脉冲变压器进行电压匹配输出高频交流电压通过对变压器的二次电压进行整流、滤波、闭环调整稳压后得到 $\pm 5V$ 、 $\pm 15V$ 等直流电压。广东工业大学设计出交流输入电压为220V,直流输出为+5V/5A、-5V/0.5A、 $\pm 15V/0.5A$ 的无工频变压器开关电源。由于这种开关电源的电路较复杂,为了进一步简化电路,提高可靠性,广东工业大学将这种电源与线性电源的降压变压器结合在一起,设计出图2-35所示的既新颖又实用的开关电源。该电源的电路板上只有28V低压交流电压和35V左右的低压直流电压,具有效率高、应用元器件少、性能好、体积小等特点。

#### 1. 电路原理及其分析

图2-35所示的新颖实用的开关电源电路中PWM控制芯片使用国产的W296,它是一个输出为5V/4A单片集成开关稳压电源。图2-36示出W296的内部电路原理及典型应用对外

引线图, 它的内部包括 5.1V 基准电压  $U_{REF}$ 、误差放大器 A、由锯齿波振荡器和比较器组成的脉宽调制器、功率驱动电路以及过电压、过电流、过热保护电路、软起动电路、脉冲禁止输入电路及重置电路等。这些集成在 W296 内的单元电路可按具体需要连接合适的外接元件, 实现所要求的电路功能。

图 2-36 中的输出电压  $U_o$  经  $RP_1$ 、 $R_2$  分压取样后送给放大器

A 的反相输入端, A 将此取样电压与  $U_{REF}$  比较运算后。将差值放大送给 PWM 比较器  $A_2$  的同相输入端, 锯齿波振荡器输出的锯齿波信号 (同步输入) 送给  $A_2$  的负输入端。差值信号与锯齿波信号比较后, 由  $A_2$  输出给与门, 控制 PWM 信号的占空比, 即控制输出开关管的导通与截止时间; 功率输出端 (引脚 2) 输出的  $U_o$  经 LC 滤波后得到稳定的直流电压。PWM 信号的开关频率由锯齿波振荡器的振荡频率决定, 即由脚 7 的外接电阻  $R_3$  和电容  $C_3$  决定; 引脚 11 输出的锯齿波信号直接送给同步输入引脚 7。值得一提的是, 脚 7 的引出是为了能使几个 W296 同步; 引脚 6 的禁止输入功能可用来设计遥控遥测电源或可节电运行的间歇电源; 引脚 8 为公共地端。W296 输入直流电压  $U_m$  的范围一般为 9 ~ 45V。

## 2. 电路参数设计

在图 2-36 电路中,  $RP_1$ 、 $R_2$  决定输出电压  $U_o$  的值, 一般  $R_2$  推荐使用 4.7k $\Omega$ , 当  $RP_1$  选为可调电阻时, 则  $U_o$  从 5.1 ~ 40V 连续可调。该高频开关电源有四路不共地输出, 其输出功率较大。在实际电路中一定要使信号地与功率地分开, 否则达不到应有的要求。W296 的开关频率在 10 ~ 200kHz 范围内, 由  $C_3$ 、 $R_3$  的乘积决定。通常  $C_3$  取 1 ~ 3.3 $\mu$ F,  $R_3$  取 1 ~ 100k $\Omega$ 。图 2-35 中 PWM 开

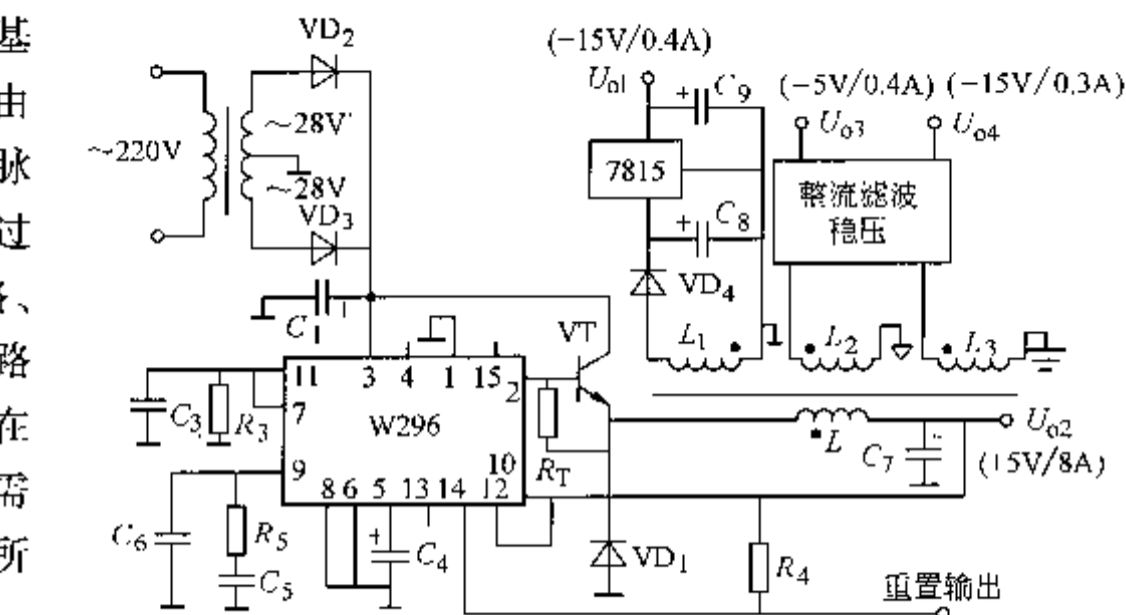


图 2-35 新颖实用的开关电源具体电路原理图

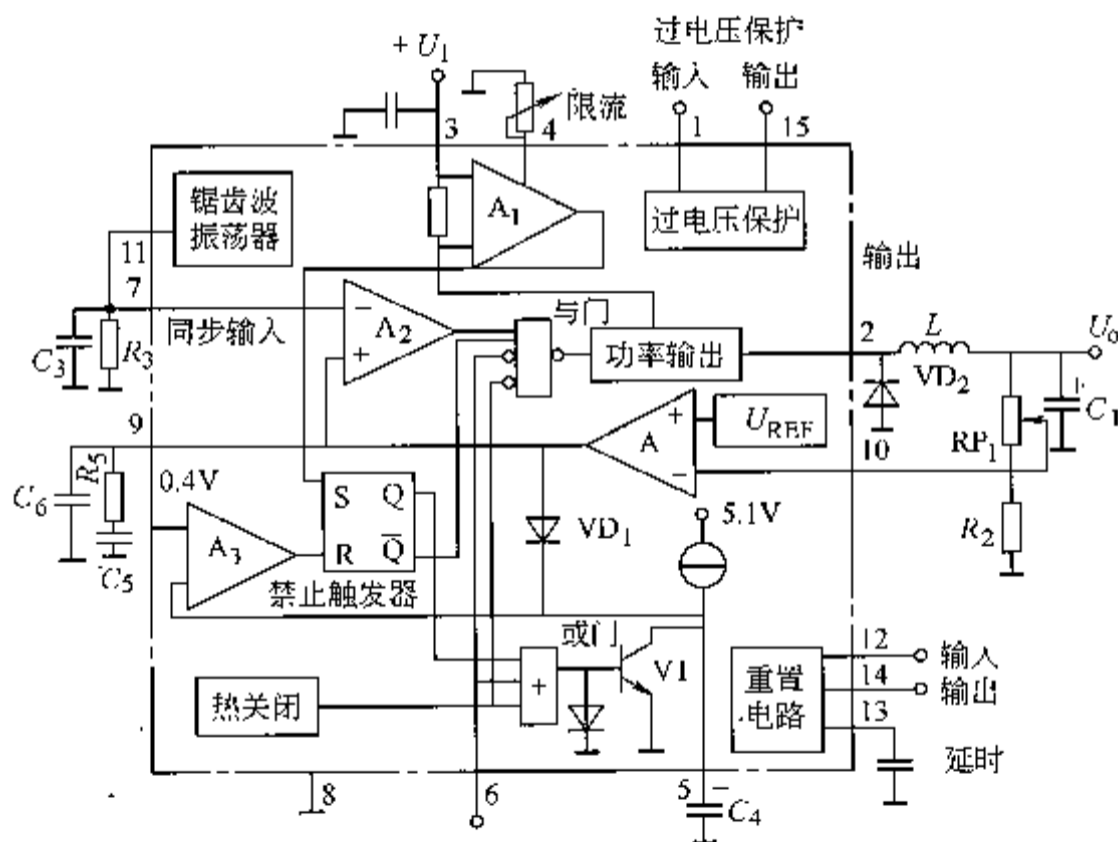


图 2-36 W296 的内部结构和工作原理

关频率  $f = 45\text{kHz}$ 。引脚 5 的  $C_4$  为软起动电容, 它同时也确定短路电流,  $C_4 = 1 \sim 4.7\mu\text{F}$ , 通常选取 2.2 $\mu\text{F}$ , 此时电压上升时间为 100ms。引脚 9 的  $R_5$  与  $C_5$  构成补偿环节,  $C_5$  为频率补偿电容;  $C_6$  为高频补偿电容, 在 5.1V 输出时,  $C_6$  可以不用。VD<sub>2</sub> 为续流二极管, 它采用 10A 的快速肖特基二极管。脚 15 可外接一只晶闸管的门极, 以作为输出端的过压保护,



整流滤波, 输出一个 374V 左右的稳定直流电压, 为低压高频变流器提供电源。该电路除有一个为保证恒定输出所需要的电压负反馈外, 还设置一个电流负反馈, 起到限流的作用。

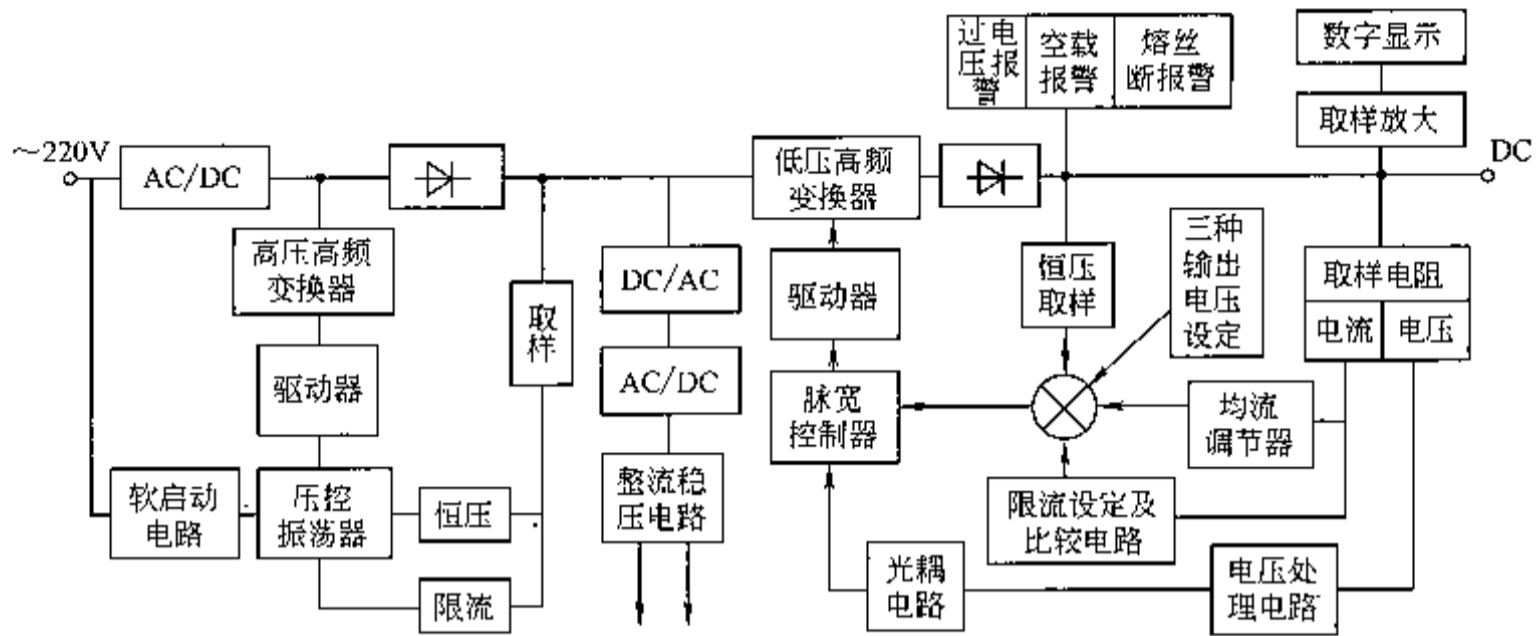


图 2-38 电力系统用高频开关电源每个变流器模块的构成原理框图

通过面板上的开关可选定三种电压中的某一种, 其设定值通过比较放大, 使脉宽控制器输出一个频率几十千赫、具有某一占空比的方波信号, 经过驱动器使低压高频变换器产生相同频率的方波。该方波通过变压器降压、整流、滤波后形成一个恒定的直流电压输出。不同的运行设定值, 脉宽控制器输出的方波占空比不同, 整流滤波后的电压值也不相同。为了保证输出电压的稳定, 特设置了电压负反馈。该电路的基准电压采用温度系数为  $10 \times 10^{-6}$  的可调基准稳压管, 其偏差信号经两级运放、光耦电路改变了脉宽控制器的输出占空比, 使输出电压有相当高的稳压精度。为了保证主回路的主要元器件不因过电流而损坏, 又设置了限流保护, 其值可通过面板上的电位器整定。当外接负载电流大于整定值时, 通过电流取样与限流设定值比较后, 给出一个直流信号, 并通过脉宽控制器改变脉冲的占空比, 使输出直流电压下降, 保证了输出电流为整定值。这样, 不仅保护了本机的元器件, 而且也保护了外接负载。

若因某种原因使输出直流电压超过整定值, 一方面通过比较放大电路使之产生过电压灯光报警, 另一方面通过逻辑处理和光耦电路迫使脉宽控制器停止振荡, 使低压高频变换器停止工作, 并使该模块自动退出运行。故障排除后只要按复位开关, 模块即可重新投入工作。此外, 还设置了空载报警电路, 熔丝断报警电路以及电流、电压数字显示电路等。

## 2. 高频变流器

由开关管和高频变压器组成的高频变流器是实现变压、变频并完成输出电压调整的执行部件, 也是该开关电源的主要组成部分。

1) 变压器工作频率的选择。要使整流器有一个比较高的功率密度, 必须使变压器小型化, 而提高回路工作频率是使变压器及电容器小型化的唯一途径。选定高频变压器的工作频率为 80kHz, 磁性材料为 TDK。在这个频率下磁性材料损耗少, 饱和磁感应强度高, 温度稳定性好。

2) 主回路直流负载电流高达 16A, 变压器又工作在高频状态, 为了克服高频集肤效应, 选用铜箔带作为一、二次绕组的绕制用线。

3) 变压器传递的是高频脉冲方波电压, 在瞬间变化过程中漏感和分布电容会引起浪涌

电流、尖峰电压；且造成脉冲顶部振荡损耗的增加，严重时还可能导致开关功率管的损坏。为了防止此类事故的发生，在绕制变压器时采用特殊的分层法来降低漏感。

### 3. 功率因数校正器

对交流市电整流后，如用大容量电容器进行滤波，则在电容器充电期间势必将形成脉冲电流，且其峰值很高。当电容充满电时，则输入电流又为零，由于电流波形畸变，导致功率因数下降，并产生高次谐波电流，是一个噪声源，对电网会造成干扰。为了保证电流不产生大的畸变，使其接近正弦波，以提高功率因数，并降低高次谐波电流对电网的污染，在开关电源的输入整流部分加入了功率因数校正器，其电路原理如图 2-39 所示。

功率因数校正器的作用就是使输入电流波形逼近输入电压波形，使之成为与输入电压同相位的正弦电流。由于采用了这一装置，使功率因数大于 95%。

### 4. 均流电路

电力系统用高频开关电源工作时，由多个高频变流模块并联而成，由于每个模块的外负载特性不完全一致，所以负载电流各有差异，严重时甚至还会影响运行的可靠性。为此，设置了负载自动分配电路以达到均流目的，均流电路的原理见图 2-40。在并联的电源系统中，每个模块按外特性和各模块的电压参数值均分总负载电流。 $R_s$  为一个模块的电流检测电阻， $U_r$  为参考电压， $U_o$  为偏差电压。当某个模块的输出电流  $I_o$  增大时，输出电压增大，通过反馈控制，使该模块输出电压下降，从而实现均流。

### 5. 用 MOS 功率管作电源开关管

主回路均采用高频开关电路，又都选用功耗低的 MOS 功率管作功率开关管。

由于这种管子没有少子存储效应，管子饱和压降和截止时间均远小于双极型晶体管，因此，大大降低了功耗和温升，提高了电源的转换效率，所以选用 MOS 管作电源开关管能提高转换效率。

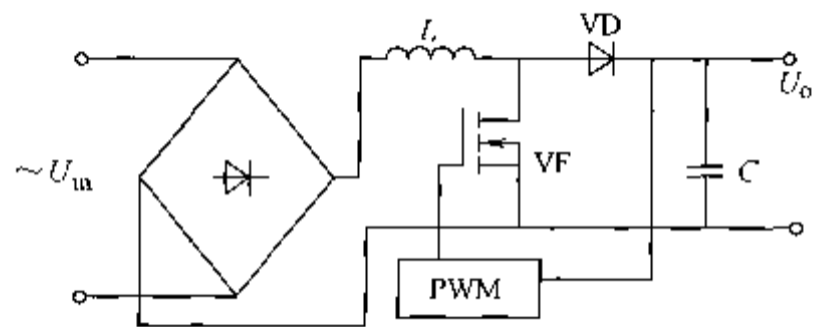


图 2-39 功率因数校正器电路原理图

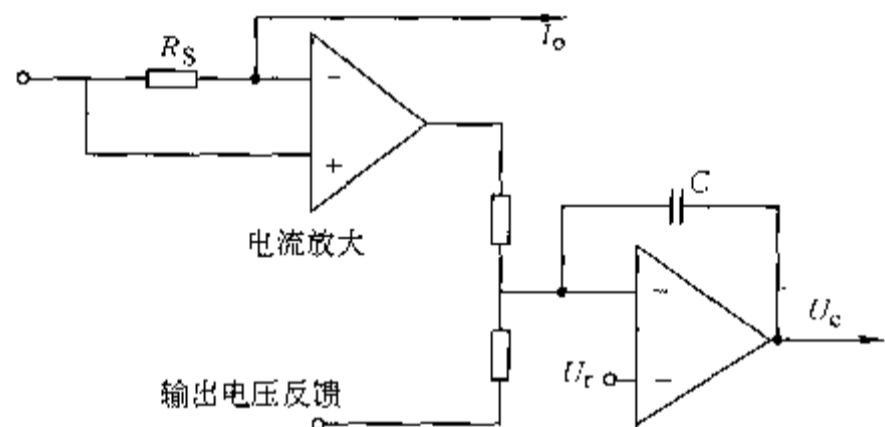


图 2-40 均流电路原理图

## 2.4.3 以 IPM 为开关器件的 110V 高频开关电源在电力机车上的应用

目前，我国电力机车多采用相控式 110V 晶闸管直流稳压电源，它给机车蓄电池并联充电，为机车控制电路提供 110V 的稳定电压。由于 110V 直流输出与 396V 交流输入须在电位上隔离，所以系统使用时必须先将 396V 交流电压输入 12kVA 的工频整流变压器，再通过半控桥整流并经过输出稳定的 10mH、60A 的直流滤波电抗器滤波，最终提供给负载。由此造成工频整流变压器及直流滤波电抗器非常笨重，使得整个电源柜的体积庞大，重量达 400kg 以上。这对减小电力机车的质量和缩小有限的设备安装空间都极为不利。同时这种系统还存在着响应慢、稳压精度低和效率较低的缺点，因此用大功率高频开关电源来替代传统的相控电源已成为一种发展趋势。株洲电力机车研究所研制出以 IPM 为开关器件的 110V 高频开关

电源, 该电源主电路采用智能模块 IPM 半桥式变换电路, 工作频率为 20kHz, 大大缩小了体积, 减小了重量 (其重量只有 50kg 左右), 约为原电源重量的十分之一。并且在主电路的输入及输出端均加装了合适的 EMI 电源滤波器, 较好地解决了电磁兼容问题。

### 1. 主电路

主电路原理如图 2-41 所示, 采用了 AC—DC—AC—DC 的变换形式, 输入为单相交流 396V, 输出为直流 110V, 0~80A。在输入回路中加入了充电限流电阻  $R_1$ , 抑制了上电瞬间对电容及输入电路的冲击。DC-AC 高频逆变采用半桥式电路, 在输出功率相同的情况下与全桥电路相比, 单个开关元件容量要大一些。虽然单个元件较贵, 但数量却减少了一半, 因此总的来说成本要低些。结果表明, 这个容量等级使用半桥式电路较为合适。另外, 为了避开音频噪声, 选择 IPM 的工作频率为 20kHz, 高频整流部分采用快速二极管进行桥式整流以减少整流管反向恢复过程的损耗。

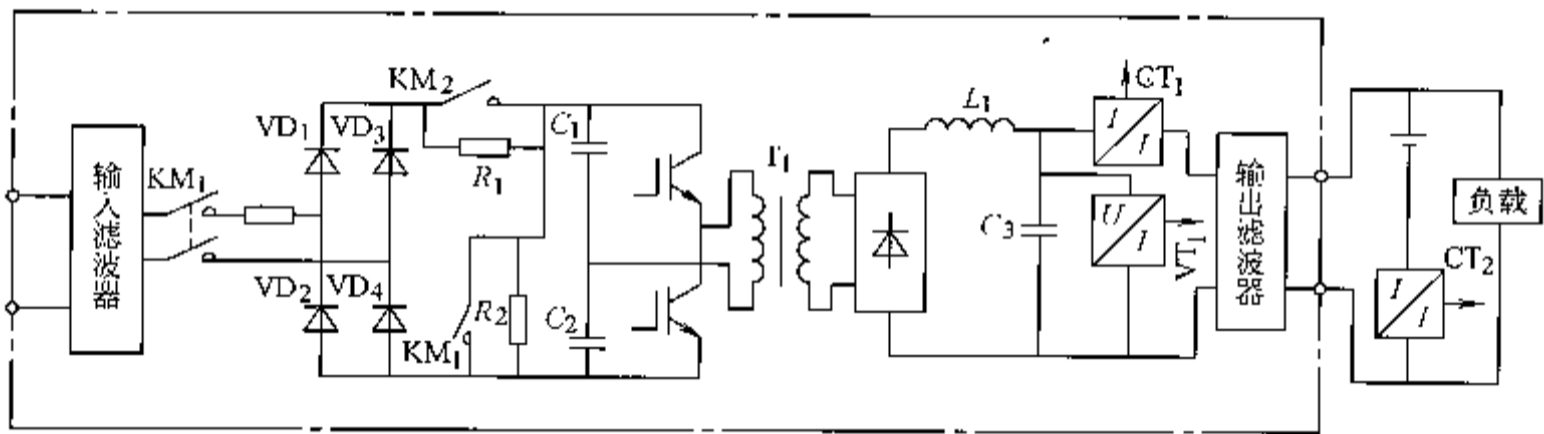


图 2-41 110V 高频开关电源的主电路原理图

### 2. 智能型功率模块 IPM

本开关电源使用的智能型功率模块 IPM 是先进的混合集成功率器件, 由高速、低功耗的 IGBT 芯片和优化的门极驱动和保护电路构成。它采用了能连续监测功率器件实际工作电流的有电流传感器的 IGBT 芯片, 实现了高效的过电流保护和短路保护; 其内部集成了过热和欠电压锁定保护电路, 使系统的可靠性得到进一步提高; 而且 IPM 通态损耗和开关损耗都比较低, 缩小了散热器体积。

所有 IPM 均采用标准的逻辑电平与控制电路相连的栅控接口, 在产品系列扩充时无需另行设计驱动电路; 特别是 IPM 在故障情况下的自保护能力, 使设备得以可靠运行, 其单个的原理构成框图如图 2-42 所示。

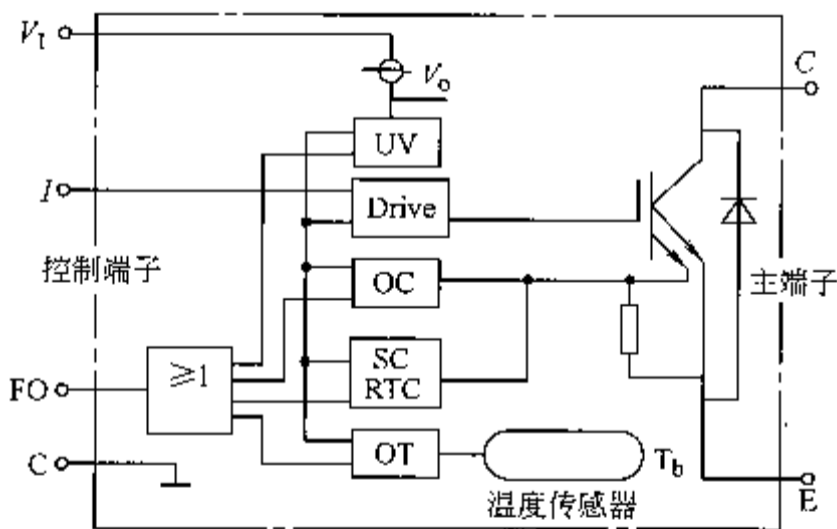


图 2-42 单个 IPM 的原理构成框图

大功率 IPM 器件的选用要特别注意主电路的布线形式以及控制电路的抗干扰处理。如设计合适, 则 IPM 器件无需缓冲电路。

### 3. EMI (电磁干扰) 电源滤波器及其应用

随着器件集成化的发展及开关电源日益高频化, 电磁兼容的问题更加突出。作为一个大功率开关电源, 它既可受到外界的电磁干扰, 同样也可作为一个干扰源对外界设备进行电磁干扰。一个优良的电源产品, 应该是既不受外界干扰, 也不干扰外界。EMI 滤波器是抑制传

导干扰的有效手段,应用非常广泛。在该开关电源的交流输入端及直流输出端都加装了合适的 EMI 电源滤波器,效果非常明显。从实际情况看,输入输出部分的高频过电压毛刺最高仅为 1V 左右;在不加滤波器时,可测得几十伏甚至几百伏的高频开关过电压,加在直流输出的负载端上,严重干扰其他设备及器件的正常工作。

直流电源滤波器电路分为两种电路形式:一种为输入输出对地对称(悬浮)电路,与交流电源滤波器电路没有多少区别,仅参数不同,在这个电源中使用的就是这种电路;另一种直流滤波器电路为输入输出对地不对称电路,即传统的 T 型滤波电路。

#### 4. 控制电路

控制电路由以 PWM 专用集成电路 SG1525 为核心的模拟电路构成,其原理框图如图 2-43 所示。恒压、限流调节器采用并联结构控制,充电电流限制调节器限制蓄电池充电电流,保证蓄电池在亏空时,以允许的电流恒流充电至 110V,防止大电流冲击损害蓄电池;总电流限制调节器限制电源的总输出电流,防止功率过大损害电源;保护逻辑设有 FO、输入电压过、欠电压保护,其中 FO 信号为 IPM 自身保护动作后送出的信号,包括 UV(驱动电源欠电压)、SC(短路)、OC(过流)、OT(过热)等多种保护功能。当保护逻辑动作后,封锁各调节器及 SG1525 的输出脉冲,并断开交流接触器;IPM 内部 IGBT 的驱动单元装在 IPM 器件上,并设有上、下管脉冲互锁电路,防止由于控制电路故障或线路传输干扰引起的 IPM 上下管同时导通的短路情况发生。

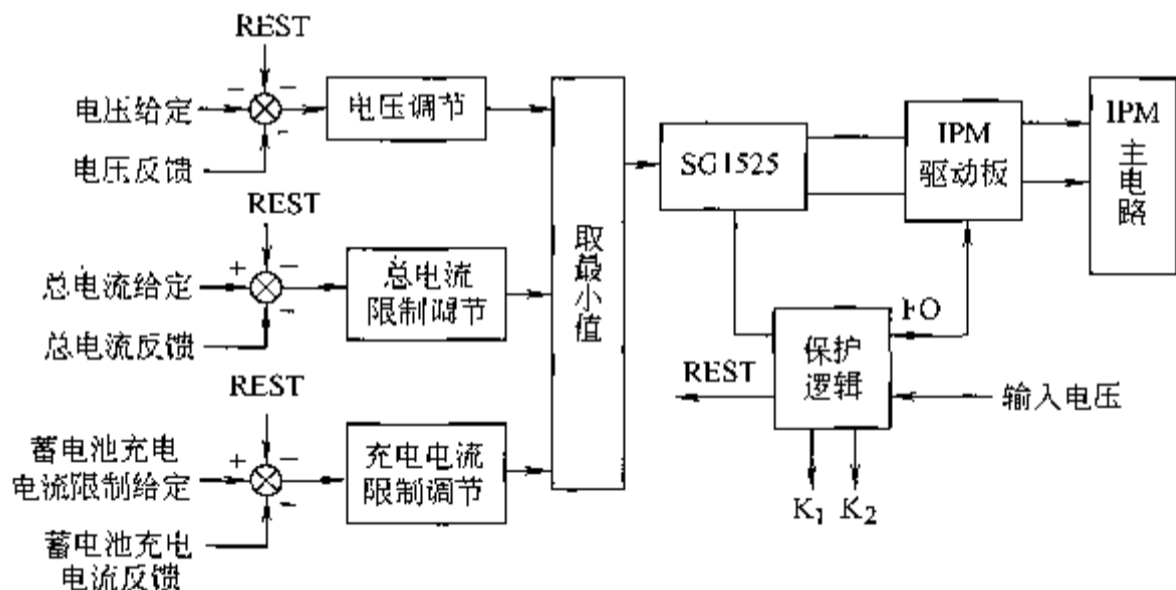


图 2-43 控制电路原理框图

#### 2.4.4 WKC 高频开关电源直流充电机

发电厂、变电站的直流电源系统担负着信号指示、操作控制及事故照明等重要任务。直流系统主要由充电机、蓄电池和馈电系统组成。随着计算机技术和电力电子技术的发展,发电厂、变电站的控制以及保护设备对直流系统的供电可靠性、电能质量、无污染等方面提出了越来越高的要求。

华北电力大学以 IGBT 作为主开关执行元件,选用可靠性很高的单端双正激调制方案,采用独特的控制设计和工艺技术,研制出了体积小、无噪声、重量轻、输出纹波小、动态特性好、转换效率高的高频开关电源充电机,满足了微机控制无人值守变电站对直流电源的要求。

##### 1. 工作原理及构成

该装置以 IGBT 作为主要开关执行元件, 由输入滤波器、三相桥式整流、直流滤波、脉冲宽度调制、功率驱动、高频变压器隔离、高频整流、输出滤波、辅助电源、功能保护系统共十大部分组成, 其电路原理如图 2-44 所示。三相 380V 交流电源经交流滤波器滤波和桥式整流后, 输出 513V 直流, 该直流电压经电容滤波后为 IGBT  $VT_1$  与  $VT_2$  组成的斩波器的输入供电; IGBT 斩波器在 PWM 脉冲信号的驱动下, 将稳定的直流变换成高频脉冲, 然后由高频变压器降压隔离后, 经整流、滤波输出。调节高频 PWM 脉冲的占空比即可调节输出直流电压、电流的大小。由于 IGBT 的工作频率很高, 设计中取其工作频率大于 20kHz, 这样充电机既无噪声污染, 调节速度又快。又由于整个装置工作在高频段, 能量转换速率高, 高频变压器的体积可设计得很小, 并且直流滤波的电容电抗器的体积也非常小, 整个装置具有体积小、重量轻、无噪声、纹波小的特点。

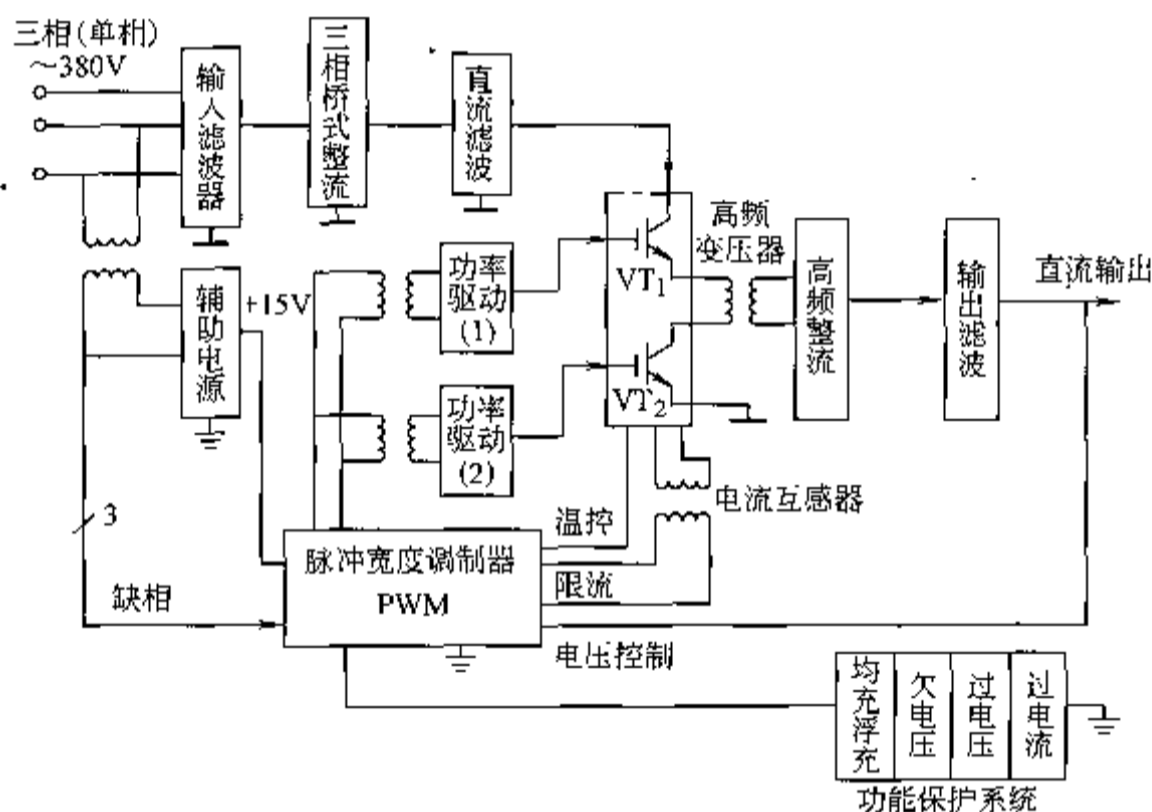


图 2-44 高频开关电源直流充电机原理框图

(1) 工频整流滤波部分 IGBT 工作在开关状态, 或者完全导通, 或者完全截止, 充电机输出直流电压、电流的变化主要靠调节 IGBT 输出脉冲的宽度来实现。装置的设计首先要考虑 IGBT 的输出脉冲具有变频等幅的特性, 研制的充电机才会有良好的线性输出, 整机性能才能提高。所以, 在工频整流滤波前加一级交流滤波, 首先滤掉交流回路中的高次谐波, 再经三相桥式整流、滤波, 得到纹波极小的 513V 直流电压, 对主回路开关执行元件  $VT_1$  和  $VT_2$  供电, 如图 2-45 所示。

(2) 脉宽调制部分 脉宽调制部分是衡量直流充电机性能优劣的关键部分, 该部分主要由脉冲发生器、脉冲调制器组成。脉冲调制器采用单端正激、电流控制双端输出方式。在设计中考虑了主开关执行元

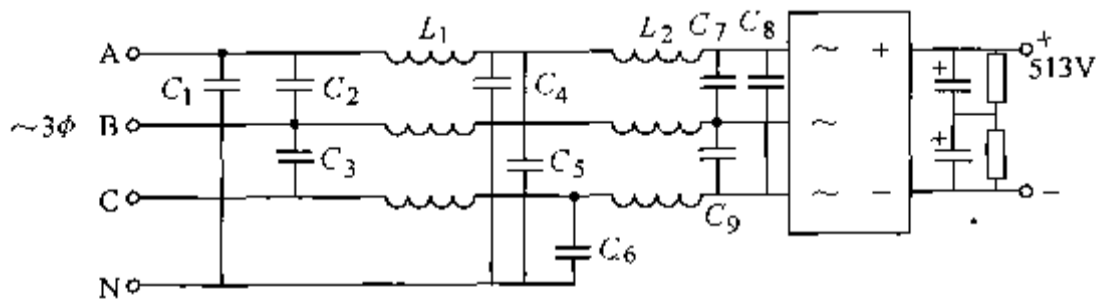


图 2-45 工频整流滤波部分原理图

件过热, 外部突然短路的过电流, 合闸时的电压冲击, 负荷波动的自动调节, 因此该高频开关电源直流充电机要求对多个信号能进行综合计算和分析整定, 以控制调制器。该部分如图

2-46 所示。

(3) 功率驱动部分 为了提高可靠性,增大电流输出,在使用时要严格筛选性能一致的 IGBT 并联运行,因而斩波器环节由 4 只主回路执行元件 IGBT 和 2 块功放板组成,对功放板的要求是无相位移、频带宽具有足够的驱动功率,该系统中选用 VMOS 管作为 IGBT 的前级输出功率推动管。

#### (4) 斩波及高频整流输出部分

斩波及高频整流输出部分如图 2-46 所示,当  $VT_1$  和  $VT_2$  同时导通时,直流正电源经  $VT_1$  与脉冲变压器一次绕组及  $VT_2$  到直流负电源构成回路;当  $VT_1$  和  $VT_2$  同时截止时,脉冲变压器一次绕组无电流流过,这样就会在脉冲变压器二次侧感应出幅值相同、频率随  $VT_1$  和  $VT_2$  通断变化的一系列脉冲,其频率高于 20kHz;再经高频整流,电感电容滤波输出可调节的直流电压、电流,为蓄电池进行主充或浮充。对高频脉冲变压器的设计需要从以下两个方面考虑:一是要有较好的频率特性,铁心一般选用软磁体;二是因变电站直流系统中不允许一点接地,要起到电隔离作用。

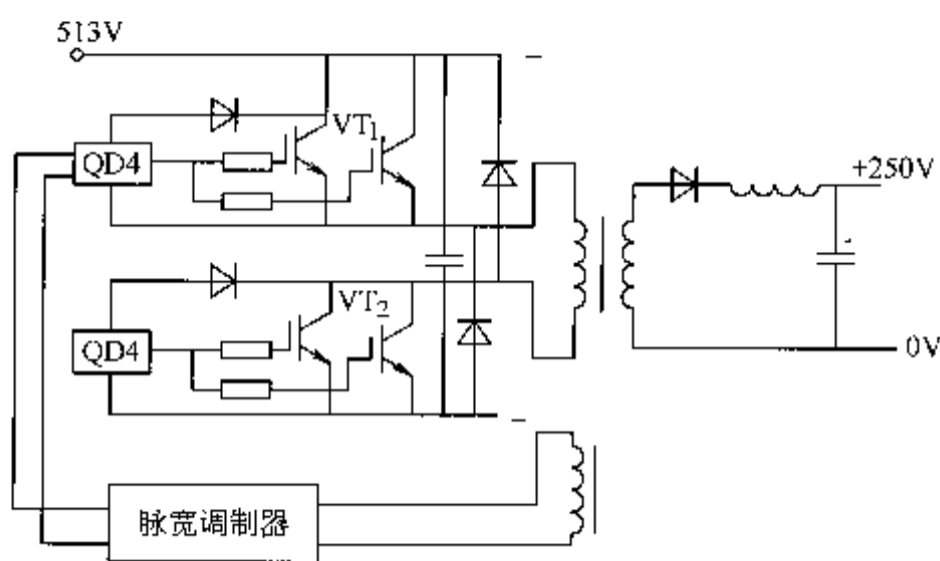


图 2-46 斩波及高频整流输出部分

### 2. 高额开关电源的保护和整定

WKC 高频开关电源直流充电机不仅适合各种蓄电池的特性,还考虑了在具有综合自动化且无人值守的变电站的使用需要。设计时也考虑了直流充电机的远动功能,该充电机配备有输出过电压、欠电压、过电流保护的远动接口和本身的光电报警。其接点容量考虑了接通中央信号的声光报警,并根据远动要求需光电隔离,否则会造成直流系统一点接地。

充电机主执行元件由 IGBT 构成,其工作频率高于 20kHz,所以运行无噪声。由于高频段能量转换速率高,脉冲变压器可设计得非常小,滤波电抗器也非常小;又由于高频调节速度快,输出电压、电流无冲击。

采用 IGBT 构成的高频开关电源直流充电机的结构和采用的有关技术,完全适应新型蓄电池的充电特性,有自动、手动调节功能,并配有方便现场修改整定值的外置电位器,可单独作为直流稳压电源使用。使用该装置接线简单,不分相序,不用调试,方便了用户的使用。

## 2.5 高压开关电源

### 2.5.1 全桥大功率高压开关电源

为给用于金属镀膜的气体放电片状电子束提供足够的能量,东南大学设计了全桥型大功率高压开关电源。该电源具有效率高、体积小、重量轻、噪声低的特点。

高压开关电源系统总体框图如图 2-47 所示,整机电路可分为变换主回路和控制电路两大部分。交流 220V 电压经输入交流滤波器、单相桥式整流滤波电路得到 300V 左右的直流

电压, 供给高频脉宽逆变器, 由于输出功率约为 1kW, 该高压电源选择全桥变换器电路, 它由 4 只大功率晶体管 (GTR)、高频变压器及高频整流滤波电路组成。

该高压开关电源的工作原理可简述为: 由控制电路提供脉冲交替控制 GTR 的通断, 将直流电压变换成交变的 20kHz 脉冲电压, 经高频变压器隔离变换成所需的电压, 再经开关二极管全波整流, 变成 40kHz 的单向矩形脉冲电压, 最后由输出滤波电路平滑成低纹波的 5000V 输出直流电压。

控制电路由 PWM 控制电路及保护电路、驱动电路、电压取样电路、电流检测、过流过压检测及辅助电源等组成。PWM 控制电路输出两路彼此绝缘、相位差 180°, 并有一定死区的 PWM 脉冲, 经驱动电路放大, 控制主回路大功率管通断。为了得到稳定的输出电压, 对输出电压进行采样、反馈, 与基准电压比较、放大, 控制 PWM 电路的脉冲宽度, 调整开关晶体管的占空比来实现稳压, 同时通过软启动、过电流过电压保护电路对电源本身及负载实施保护措施。

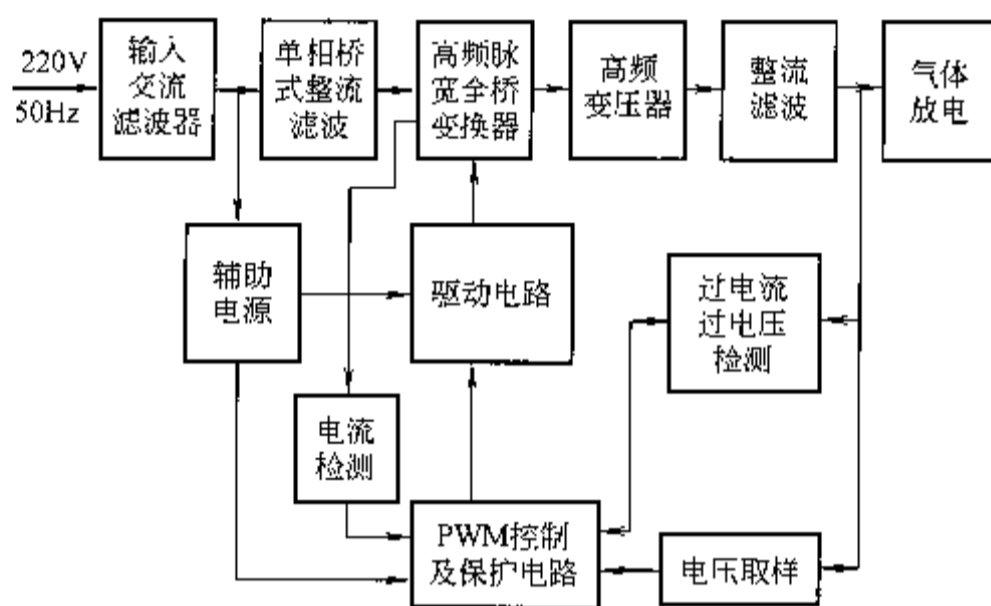


图 2-47 高压开关电源系统总体框图

图 2-48 给出上述放电电子束高压开关电源的实际电路原理图。由图可知, 全桥变换主

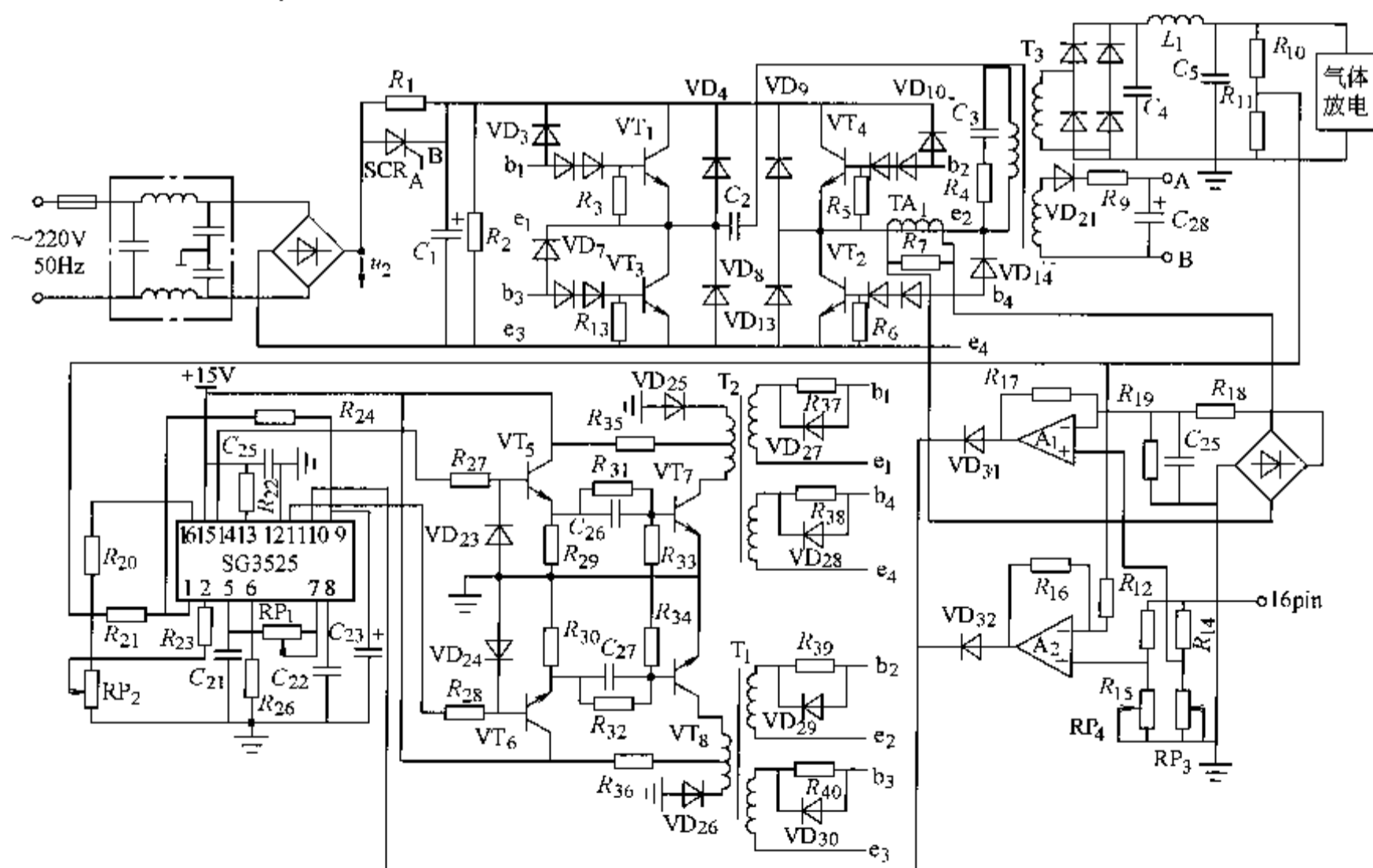


图 2-48 放电电子束开关电源电路实际原理图

回路和输入整流滤波电路的负端共地，控制电路和输出电路是另一种共地。输入输出间的隔离通过高频变压器  $T_3$  实现。而驱动电路中的变压器  $T_1$ 、 $T_2$  亦起到控制电路与主回路的隔离作用。电源整机的设计集中于以下几个关键功能模块。

(1) 变换主回路 变换回路方式的选择，应考虑输入电压、输出容量以及成本是否合适，该电源中基于如下考虑选用全桥变换电路：

1) 桥式开关电源比推挽开关电源变压器利用率高，符合技术指标中输出功率、转换效率高的要求。

2) 在推挽式变换器中，要求晶体管的电压额定值必须至少是两倍的直流输入电压  $2U_i$ ，而桥式开关电路晶体管集-射极承受的电压仅为  $U_i$ ，因而选择晶体管的余地大。

3) 与半桥变换器比较，虽然全桥变流器电路复杂，但适合于大功率输出，而且晶体管比大电容体积小。

GTR 的集电极电压、电流两个主要参数选择应满足输入承受电压、输出功率的要求。因该开关电源输出电压高，则对元件耐压提出了较高的要求。在开关管关断瞬间会有较大的反向过冲尖峰，电路中应加入缓冲回路措施。如在晶体管的集-射极之间反接快恢复二极管，当高频变压器一次侧的反电动势使功率管的  $U_{ce}$  为负时，快恢复二极管迅速导通，将反电压钳位于二极管的正向压降；在变压器的一次、二次侧并接  $RC$  吸收电路。

为增加电路的抗不平衡能力，在变压器一次电路中串联电阻小、无极性的薄膜电容器  $C_2$  作为隔直电容。其极性可正、可负，起调节作用，使因 GTR 等的特性不完全一致而引起的变压器一、二次侧上的不对称正、负方波趋于对称。此外，装机前应检测 GTR 的参数，如电流放大倍数  $\beta$ 、开关时间  $t_i$  等，使用于全桥电路的 4 只电力晶体管的参数选取性能一致的同批次器件。

(2) PWM 控制电路 PWM 控制电路由脉宽调制专用集成芯片 SG3525 构成。引脚 6 和 5 对地分别接有电阻  $R_{26}$  和电容  $C_{21}$ ，由此决定了开关频率  $f = 20\text{kHz}$ ，调节 5 脚和 7 脚之间的电位器  $RP_1$  以决定死区时间，来自负载侧  $R_{11}$  上的取样电压由引脚 1 输入，经过与内部基准电压比较、放大，控制输出端 11、14 脚的脉宽，实现调压。

(3) 驱动电路 驱动电路的原理如图 2-49 所示，集成块 SG3525 的一路信号输出经电阻  $R_{27}$  接至  $VT_5$  基极，输出为射极跟随器，以增大输出端的负载能力，晶体管  $VT_7$  与变压器  $T_2$  等组成单极性脉冲变压器电路，是为了增大功率管的基极驱动电流，并利用关断时刻在脉冲变压器上产生的反峰能量作为反偏来

加速开关管的关断过程。该电路能有效防止 GTR 在导通期间产生深度饱和而造成关断存储下降时间的增大，可使关断时间减小 30%。

(4) 保护电路 保护电路的原理图可参考图 2-48 的右下角部分，保护方式采用二重取样截止式保护。一路通过与高频变压器  $T_3$  串联的电流互感器  $TA_1$  取样，经整流输入比较器

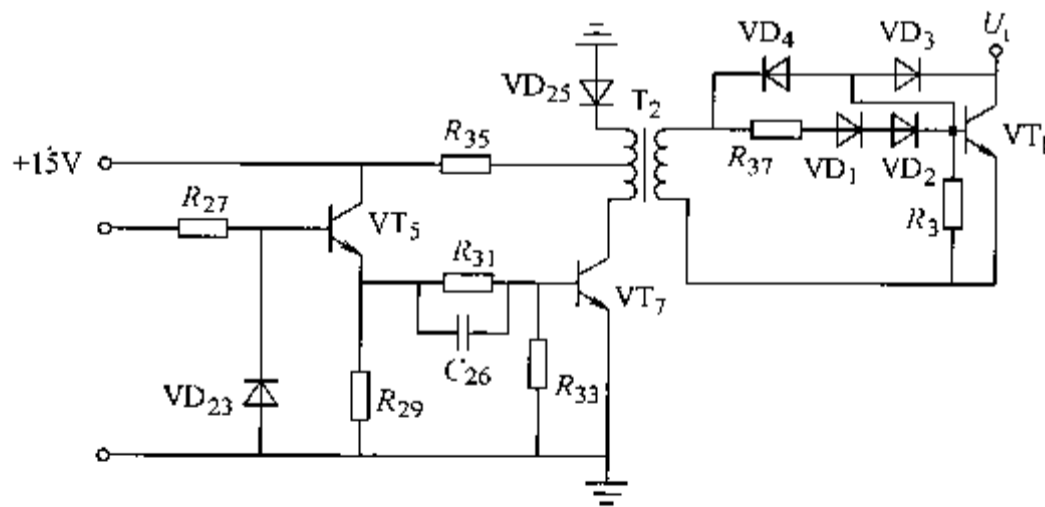


图 2-49 驱动电路原理图

$A_1$  反相端, 另一路通过  $R_{11}$  与  $R_{10}$  对输出电压进行分压取样经  $R_{12}$  送  $A_2$  反相输入端, 电位器  $RP_3$ 、 $RP_4$  用来调节过电流过电压保护门槛。当电流或输出电压中任何一路产生超限的故障情况, 均会产生一个信号至 SG3525 的封锁端引脚 10, 关断脉冲输出。

为了避免通电瞬间出现很大的浪涌电流, 损坏晶体管、变压器等元件, 该开关电源中增加了软启动电路, 使变流器的输入直流电压缓慢上升。这部分电路的原理如图 2-50 所示。当电源接通时, 晶闸管 VT 关断, 三相交流输入整流后的直流电压通过  $R_1$  向电容  $C_1$  充电, 最大充电电流为

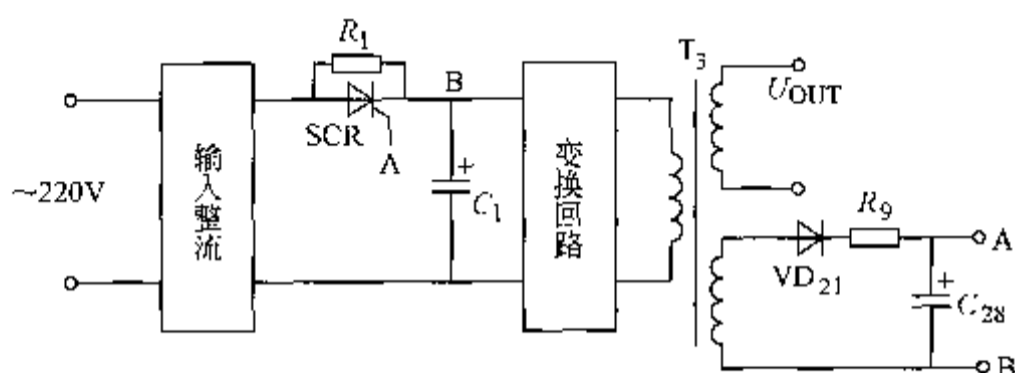


图 2-50 软启动电路

$$I_{\max} = U_1 / R_1 \quad (2-9)$$

$I_{\max}$  随  $C_1$  上电压上升而减小, 同时, 变压器  $T_3$  辅助绕组 A、B 间的电压也逐渐上升, 达到某一值后, 触发晶闸管导通, 将  $R_1$  短接, 导通时间由  $R_9$ 、 $C_{28}$  积分来控制 (图 2-48)。此外, 控制器 SG3525 的 8 脚串接一个较大的电容  $C_{23}$  使控制器输出脉冲在电源接通后, 延迟一段时间出现, 且脉冲宽度由小到大, 同样避免了开机瞬间电流的浪涌冲击。

## 2.5.2 全数字化高频高压充电电源

高性能专用 DSP 芯片 TMS320F240 强大的数字信号处理能力和丰富的片内集成单元, 为电力电子变流装置实现全数字化控制提供了条件。华中科技大学研制的全数字化高频高压充电电源系统已成功运行于工业现场, 使用效果证明了控制系统的可靠性。

### 1. 系统结构和工作原理

该高频高压充电电源系统结构如图 2-51 所示。设备利用霍尔元件检测输出电流, 输出电压利用精密电阻网络进行采样。模拟反馈信号经由 DSP 内部集成 A/D 模块转换为数字信号处理后生成 PWM 驱动信号, 同时显示反馈值。设备设置有硬、软件两套保护系统, 确保出现故障时能有效保护, 系统还具有微机遥控功能, 光纤和 RS232 两种通讯接口, 可方便实现远程遥控操作。

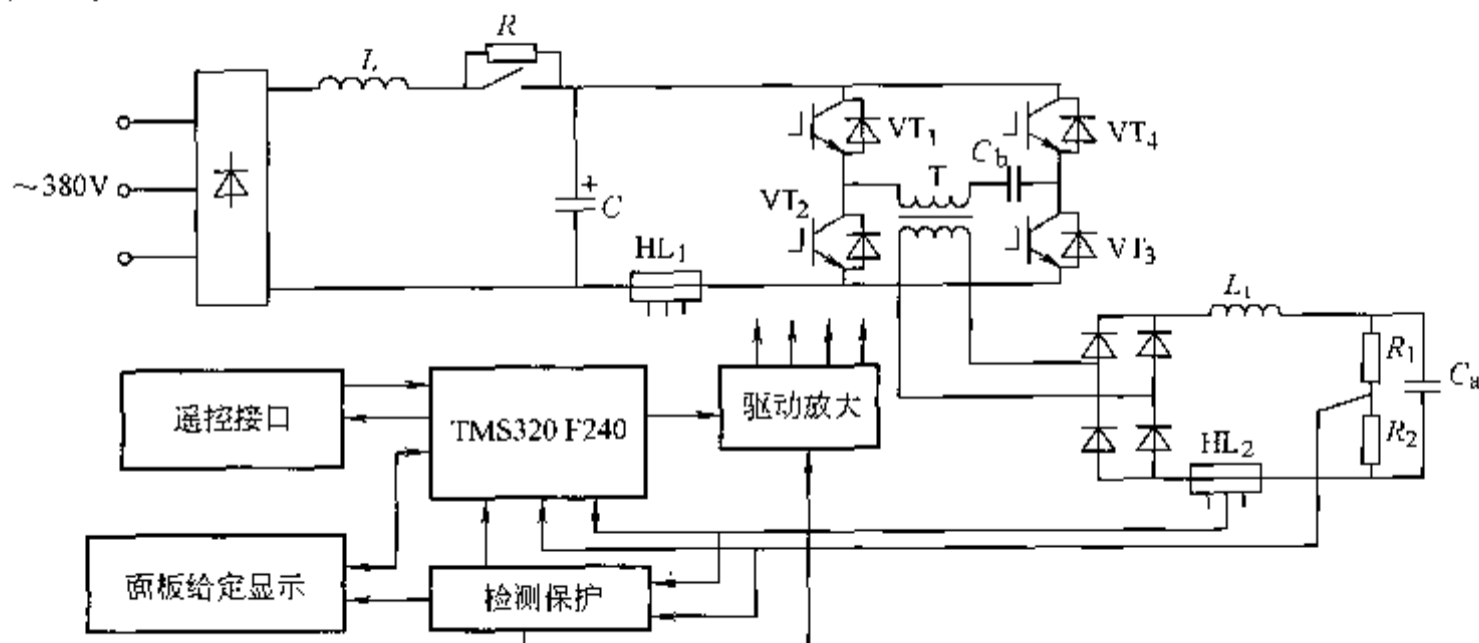


图 2-51 高频高压充电电源系统结构框图

## 2. 控制系统原理

(1) 二阶段充电 高压电力电容器的充电时间是影响其寿命的主要因素, 充电时间有一个最大值限制。对充电电源, 为避免过大电流冲击损坏设备和储能元件, 一般采用恒流工作方式, 这样既可保证充电速度, 又能保护设备和储能元件。该设备要在 1min 内充电到设定值  $U_{\text{set}}$ ,  $U_{\text{set}}$  在 10 ~ 24.5kV 连续可调, 误差  $< 5\%$ 。为此, 该全数字化高频高压充电电源采用二阶段充电工作方式, 开始时进行软启动, 将电流给定值  $I_g$  从 0 开始逐渐上升到最大恒流值, 以最大电流恒流充电, 此时电容电压线性上升, 当电压达到接近  $U_{\text{set}}$  的某一值  $U_g$  时,  $I_g$  开始以某一函数关系下降, 电压上升速度变慢, 渐渐达到设定值, 然后系统自动转入恒压浮充。这样既避免在电压接近设定值时大电流充电产生电压过充, 保证电压达到要求的精度, 又能实现从恒流到恒压工作模式的平滑过渡。如果在工作模式切换时, 充电电流还很大, 则切换前后  $I_g$  的跳变产生很大的电流误差, 调节器会深度饱和, 可能引起系统振荡, 威胁系统安全。高压电容器的理论充电电压和电流波形见图 2-52。

如果在恒压阶段检测到电压突然下降, 调节器便自动退出恒压模式, 先进入软启动状态,  $I_g$  从当前值开始逐渐上升, 以实现两种工作模式之间的平稳过渡。

(2) 带死区和补偿的电流 PI 调节器 该全数字化高频高压充电电源使用了一种补偿积分项的方法, 即当调节器输出发生饱和时, 用控制量  $\Delta U(K)$  与计算量  $\Delta U(K)'$  的差作为反馈值补偿积分环节, 使其快速退出饱和。

该全数字化高频高压充电电源在恒流工作时要求电流精度不高, 但过程应尽量平稳。为此给 PI 调节器设置了一个不灵敏区  $B$ , 即带死区的 PI 调节器。这样可避免控制动作过于频繁, 消除由此引起的振荡。当偏差在死区内时,  $\Delta U(K)$  为 0, 只有当偏差超出死区范围时, 才按 PI 算法计算控制量。

该系统使用的带死区和积分补偿的电流 PI 调节器的结构如图 2-53 所示。其中,  $I_g$  为电流给定值,  $I_t$  为电流采样值,  $K_b$  为取得补偿值的放大系数。

(3) 工作条件 该全数字化高频高压充电电源的工作条件为: 交流输入电压为

380V; 工作开关频率为 20kHz; 负载电容最大值  $C_o = 2200\mu\text{F}$ ; 额定输出电流  $i_o = 1\text{A}$ ; 输出电压  $U_o$  为 10 ~ 24.5kV 连续可调; 允许最长充电时间  $\leq 1\text{min}$ ; 输出电压精度  $\leq 5\%$ 。

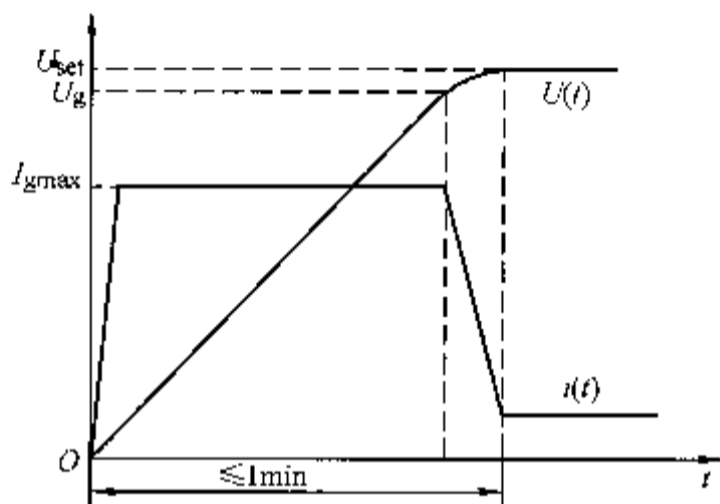


图 2-52 高压电容器的理论  
充电电压和电流波形

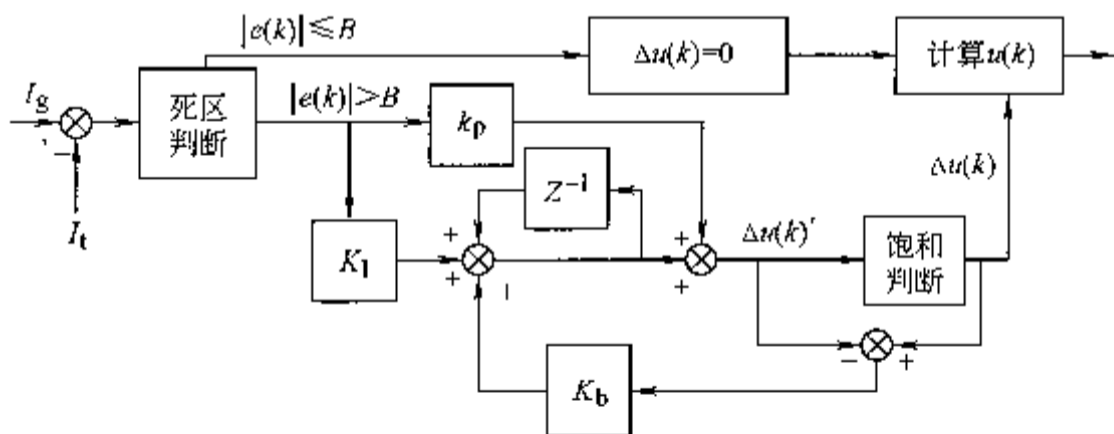


图 2-53 电流 PI 调节器死区补偿原理框图

## 参考文献

- [1] 何希才, 姜余祥. 新型稳压电源及其应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2002.
- [2] 张淑霞. 单片开关电源的应用. 半导体情报 [J], 2001 (1).
- [3] 孟亚峰, 黄考利, 王全民, 等. 一种大功率开关电源的设计及效能分析 [J]. 军械工程学院学报, 2000 (1).
- [4] 姚为正, 王兆安. 三相大功率 PWM 整流电路的研究 [J]. 湖南工程学院学报, 2001 (1).
- [5] 谢永刚, 徐至新, 钟和清. 全数字化高频高压充电电源 [J]. 高电压技术, 2001 (5).
- [6] 李健鸣, 贺文. 110V IPM 高频开关电源的研制 [J]. 机车电传动, 1999 (6).
- [7] 蔡惠. 高频开关电源装置的研制. 福建电力与电工 [J], 1998 (3).
- [8] 高惠芳, 魏违伟, 周彩云. 新型实用高频开关电源的设计 [J]. 电力电子技术, 1998 (2).
- [9] 刘孝义, 刘兰香. WKC 高频开关电源直流充电机的研制 [J]. 电力情报, 1998 (4).
- [10] 曹乃森, 黄家成, 杨志平, 等. 实用小功率中频电源设计 [J]. 电光与控制, 2004 (1).
- [11] 肖俊, 汤春球, 等. IGBT 在电机 PWM 控制系统的应用研究 [J]. 电气自动化, 2003 (4).
- [12] 李乃英. 一种新型单片开关电源的设计 [J]. 电力电子技术, 1999 (3).
- [13] 陈健人. 放电电子束开关电源的设计 [J]. 电力电子技术, 1999 (1).

## 第3章 变频电源

### 3.1 概述

近年来,我国工业大规模发展,用电需求聚增,电力供应缺口较大,停电频繁,久违了近20年的“停电宝”重受青睐。当然,家用汽车的普及,也使“停电宝”成为新的需求。“停电宝”实为DC/AC逆变器,属特殊的变换器,被称为逆变电源,或不停电电源。不同的是,与上世纪风行的停电宝相比,现在的逆变器要求有所升级。除照明外,人们关心的是电视机、电冰箱是否能正常工作。因此,关于逆变器的知识受到越来越多的人的关注。逆变电源可以提供不同频率的交流电,就称其为变频电源,AC/AC变换器输出频率可调的交流电也是变频电源。

#### 3.1.1 逆变技术的发展

最初的逆变电源为自激推挽饱和式变换器,两只推挽开关管靠变压器的磁饱和或开关管的相对饱和进行换向。此类原始的饱和式变换器电路效率低、损耗大,而且可靠性差。其后,有些工厂生产中采用分立元件组装,由多谐振荡器驱动的他激式逆变电源。他激式变换器开关管靠驱动脉冲控制换向,“饱和”形成的损耗有所降低,但共态导通现象仍未得到有效抑制,击穿开关管仍难以避免。上述两类逆变电源均利用DC/AC变换器的基本电路,产生波形接近矩形波의交变电压输出。

目前的逆变器其电路结构无一例外地采用开关电源专用双端驱动IC组成他激式逆变电路,此类驱动集成电路都具有几乎相同的功能框图,只是具体组成电路单元有些差别。由于设计用于大功率开关电源驱动器,IC内部除设有两路时序不同的驱动输出外,还有死区时间设定电路、PWM稳压电路和开关电流控制电路,由其组成逆变电源,不仅效率、可靠性大为提高,功能也更为完善。

大功率变换器(包括逆变器)的电路结构采用推挽、半桥或桥式主电路结构中的一种,用于中、小功率DC/AC逆变电源中,其直流供电多为蓄电池,显然,采用串联供电的半桥式或桥式主电路是不适宜的。一般采用饱和压降较小的锗大功率管作推挽开关(例如常见UPS电源中应用的开关晶体管MJ11033),将12~24V直流供电逆变成220V交变电压,获得较高的效率。如果说自激式变换器属于第一代产品,第二代产品应属他激驱动的双极型开关管变换器(原有UPS大多为这种电路);第三代开关变换器基于MOSFET管的电压控制特性进行工作,理论上说这种增强型绝缘栅场效应管无需驱动功率,因此,不需要驱动电流,驱动IC只要使MOS绝缘栅充电过程中输出一定的脉冲幅度,即可使开关管MOSFET导通,然而其栅极并不消耗功率,而且MOSFET开关管还有电流自动分配功能,可以并联使用而不需要均流电阻,从而提高了变换器的效率,扩大了输出容量。

显然,MOSFET管对驱动电路的要求与双极型电力晶体管不同,因此,原有的双端驱动器SG1524/3524、TL494等都不能驱动场效应开关管MOSFET。于是SGS公司开发了一系列开关

电源双端输出驱动集成电路, 其中常见的 SG1524、SG2524、SG3524 被各种大功率开关电源、DC/DC 变换器、DC/AC 变换器以至各种 UPS 电源所广泛采用。SG3524 系列属双端集电极、发射极开路输出, 适合驱动双极型晶体开关管。而 SG3525A、SG3527A、SG3526N 则为对称输出, 具有灌电流通路, 用以驱动 MOSFET 开关管。其中 SG3525A、SG3527A 与国内生产的 CW3525A、CM3527A 完全相同, 该驱动集成电路专门用于 MOSFET 开关管的驱动。

### 3.1.2 简单实用的 12 ~ 230V 逆变电源

在野外游玩及汽车中途故障修理, 或下乡野餐等娱乐活动中, 尤其是拉闸限电, 在没有市电时, 人们会感到十分不便。有时, 也可能拉长电缆线把市电引向远方, 但存在危险。在这些场合需要一只电源逆变器, 能将 12V 汽车电池转变为 230V 的交流电。

便携式市电的简单想法最早由美国 Aixcom 公司提出, 它包括高效率的功率逆变器和特殊的大电流电源。起初制作了 1kW 增强型电源逆变器用于模型飞机俱乐部。这种逆变电源要求简化电路结构、降低元件成本和确保使用中的可靠性, 具有交流输出短路和低压保护, 在电池电压降低到不再启动汽车的电平之前切断逆变器。

电源逆变器的基本工作原理如图 3-1 所示, 其控制电路的核心是 SG3526 集成 PWM 控制器芯片, SG3526 交替地转换通过电源变压器 12V 绕组的电流方向, 两绕组中心端子连在一起接向电池正极 (+12V)。在每次开关动作下, 改变一次电流方向, 从而改变变压器铁心的磁场方向。结果就在变压器 230V 边 (二次侧) 产生波形为近似方波的交流电压。

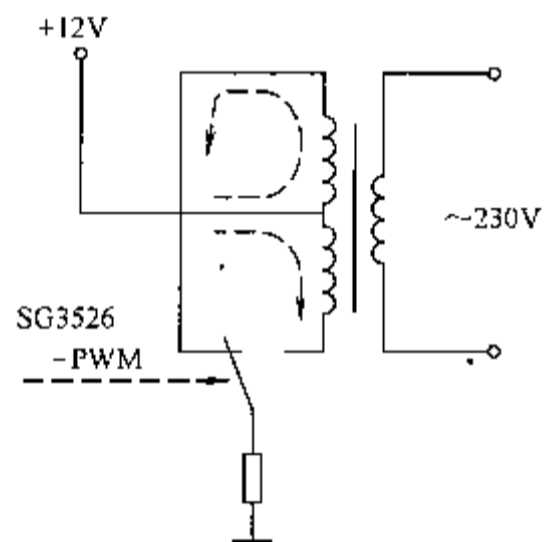


图 3-2 中示出 SG3526 的内部结构, 输入电压  $+U_{in}$  可在 7 ~ 35V 之间,  $+U_{in}$  经内部电压调节器后可得到 5V 的参考电压  $U_{REF}$ 。在输入电压  $+U_{in}$  低于 7V 时, 电压保护即切断输出级驱动器。输出级驱动器通过  $+U_c$  连线分别供电。由外接于引脚 9 的电阻  $R_T$  和外接于引脚 10 的电容  $C_T$  (见图 3-2) 决定输出 PWM 的频率, 在图示情况下, PWM 频率为 50Hz。引脚 9 所外接的电阻在驱动器输出 A 和输出 B 之间引起一个固定的死区时间, 这样做是为了

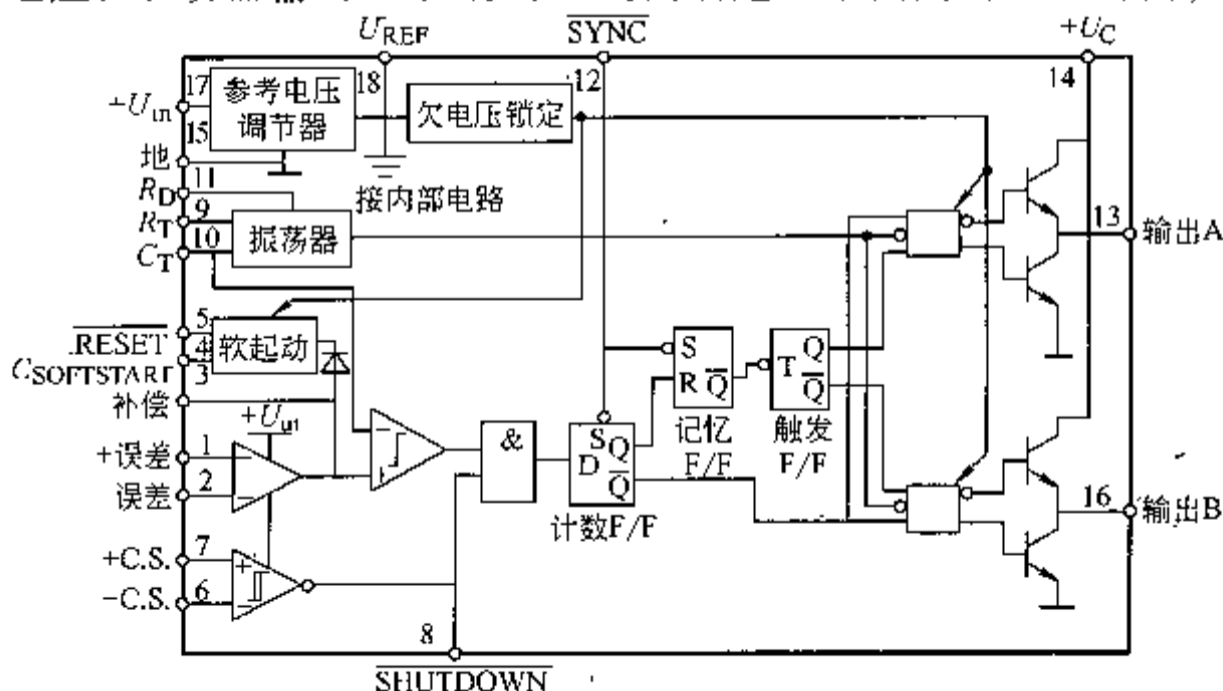


图 3-2 SG3526 的内部结构图

消除驱动两只功率 MOSFET 同时导通的危险。

$C_{\text{SOFTSTART}}$  脚 (引脚 4) 外接的电容在电源电压开关接通或复位之后容许输出的脉冲占空比 (on/off) 缓慢上升至 48%。

当 +C.S 和 -C.S 引脚之间电压超过 100mV, 外接取样电阻  $R_8$  构成的限流器就触发了断路程序。在过载或外部断开后, 用软启动再次启动调制器。

实际电路中的开关是用两只 MOSFET 开关管互补推挽电路构成的。MOSFET 管的源极通过很小电阻接地, 具体电路如图 3-3 所示。

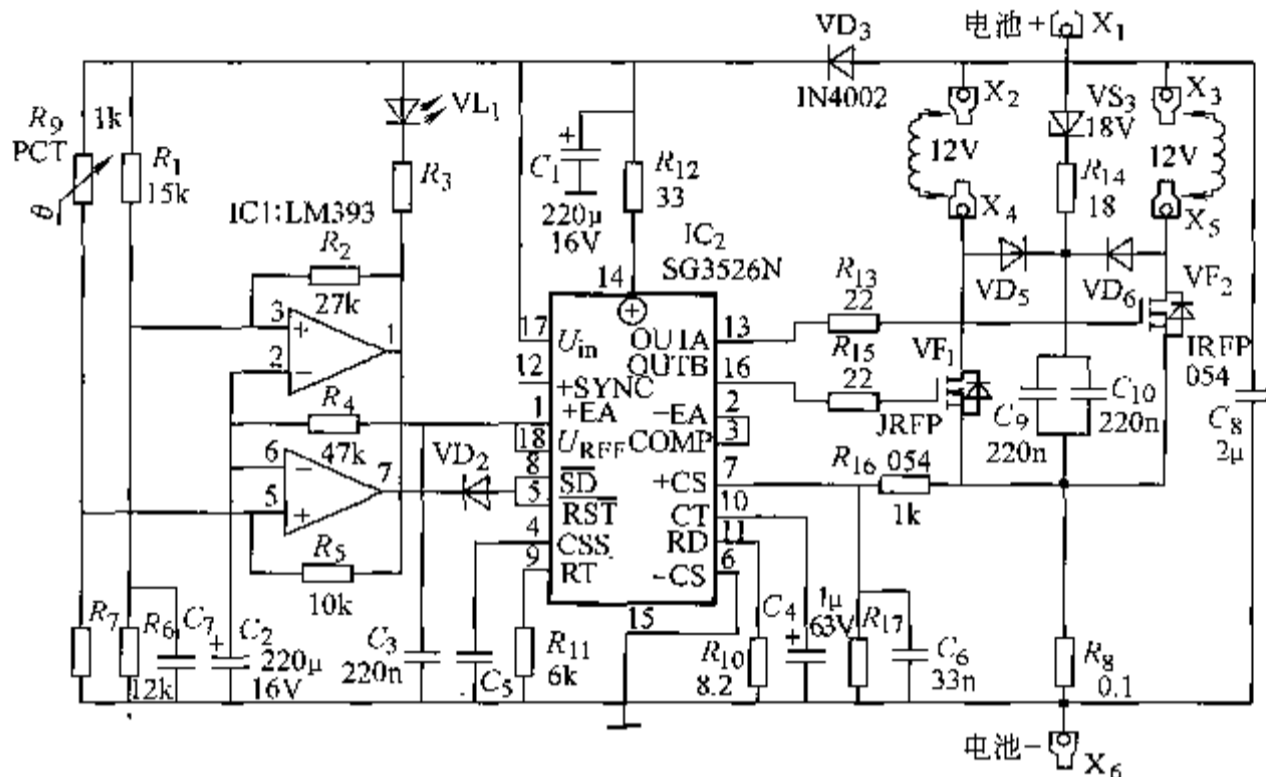


图 3-3 应用两只 MOSFET 管构成的互补推挽逆变电路

变压器铁心是环形的, 功率为 200W, 它有一个 230V 的一次绕组、两个 12V 的二次绕组。把两个 12V 绕组端子串联起来, 一次侧加上 230V AC, 二次侧的电压是 24V。

在电路中选用的 MOSFET 是参数  $U_{\text{DSS}}$  为 55V、 $I_{\text{DS}}$  为 72A 的 IRFP054, 它的通态电阻  $R_{\text{D-S(ON)}}$  为 12mΩ。如果想要逆变器输出功率大于 200W, 那么可用并联结构。功率 MOSFET 也可以并联, 但要保证每一管有它自己的栅极电阻。在此情况中, 可适配一个限流器, 用小的分流电阻, 或修改  $R_{16} \sim R_{17}$  分压器数值就可以了。

比较器 IC1 监测电池电压和环境温度, 将测量结果与从 3526 来的 5V 参考电压相比较。在温度过高 (压敏电阻  $R_9$  阻值增大) 或电池电压过低时, 两个比较器中有一个或两个同时输出低电平, 而使 SG3526 的⑧脚为低电平封锁输出脉冲。图中用正温度系数 (PTC) 的压敏电阻  $R_9$  测量电池温度。若采用足够大的散热器, 用简单的线连接即可, 此时可不用 PTC 电阻。

汽车电池能供给危险的大电流。要防止逆变器着火燃烧, 必须用 25 ~ 35A 的汽车熔断丝加以保护。样机测得 230V AC 输出电压, 最大效率为 94%。

### 3.1.3 采用 MOSFET 开关管的稳压逆变电源

(1) 逆变电源中采用开关晶体管的不足 采用双极型开关晶体管的逆变器, 基极驱动电流基本上为开关电流的  $1/\beta$ , 因此大电流开关电路必须采用多级放大, 不仅使电路复杂化, 可靠性也变差, 而且随着输出功率的增大, 开关管驱动电流需大于集电极电流  $1/\beta$  的基极电

流,致使普通驱动 IC 无法直接驱动。而且开关管的导通/截止损耗也较大,目前解决大功率逆变电源及 UPS 的驱动方案,大多采用 MOSFET 管作为功率开关器件。

(2) MOSFET 管的应用 近年来,金属氧化物绝缘栅场效应管的制造工艺有所发展,使之漏源极耐压 ( $U_{DS}$ ) 达千伏以上,漏源极电流 ( $I_{DS}$ ) 达 50A,可广泛用于高频功率放大和开关电路中。

一般中功率开关电源逆变器常用 MOSFET 管的并联推挽电路。MOSFET 管漏-源极间导通电阻具有电阻的均流特性,并联应用时不必外加均流电阻,漏源极直接并联应用即可。而栅源极并联应用,则每只 MOSFET 管必须采用单独的栅极隔离电阻,避免各开关管栅极电容并联造成总电容增大,导致充电电流增大,使驱动电压的建立过程被延缓,开关过程时间延长,使开关管导通损耗增大,开关频率降低。

(3) MOSFET 的驱动 随着 MOSFET 生产工艺的改进,各种开关电源、变换器广泛采用 MOSFET 管作为高频高压开关电路,MOSFET 管对驱动的要求是,低输出阻抗,内设灌电流驱动电路。所以,普通用于双极型开关管的驱动 IC 不能直接用于驱动场效应管。目前,可直接驱动 MOSFET 管的 IC 品种越来越多,单端驱动器常用的是 UC3842 系列,而用于推挽电路双端驱动器有 SG3525A (驱动 N 沟道场效应管)、SG3527A (驱动 P 沟道场效应管) 和 SG3526N (驱动 N 沟道场效应管)。解决 MOSFET 管的驱动无非包括两个内容:一是降低驱动 IC 的输出阻抗;二是增设 MOSFET 管的灌电流通路。

(4) TL494 的应用 目前所有的双端输出驱动 IC 中,可以说美国德克萨斯仪器公司开发的 TL494 功能完善、驱动能力强,其两路输出脉冲的总电流为 SG3525 的两倍,达到 400mA。虽然 TL494 设计用于驱动双极型晶体管,然而目前绝大部分采用 MOSFET 功率管的设备,利用外设作为输出驱动的 IC 电路,也广泛采用了 TL494。其内部框图可参考图 2-12,其参数与设计特点可参见第 2 章。

图 3-4 为利用 TL494 作为核心控制的 400W 稳压逆变电源的电路。他激式变换控制脉冲形成部分采用 TL494,  $VT_1$ 、 $VT_2$ 、 $VD_1$ 、 $VD_2$  构成灌电流驱动电路,各驱动两只 60V/30A 并联组成的 MOSFET 开关管。如需提高输出功率,每路可采用 3~4 只 MOSFET 功率开关管并联应用,电路不需改变。TL494 在该逆变电源中的具体应用方法如下。

第 1、2 脚构成稳压取样、误差放大系统,同相输入端 1 脚输入逆变器二次侧取样绕组整流输出的 15V 直流电压,经  $R_1$ 、 $R_2$  分压,使第 1 脚在逆变器正常工作时近 4.7~5.6V 的取样电压。反相输入端 2 脚输入 5V 基准电压 (由 14 脚输出)。当输出电压降低时,1 脚电压降低,误差放大器输出低电平,通过 PWM 电路使输出电压升高。正常时 1 脚电压值为 5.4V,2 脚电压值为 5V,3 脚电压值为 0.06V。此时输出交流电压为 235V (方波电压)。第 4 脚外接  $R_6$ 、 $R_4$ 、 $C_2$  设定死区时间,正常电压值为 0.01V。第 5、6 脚外接  $C_3$ 、 $R_5$  设定振荡器三角波频率为 100Hz,正常时 5 脚电压值为 1.75V,6 脚电压值为 3.73V。第 7 脚为芯片参考地。第 8、11 脚为内部驱动输出晶体管集电极。第 12 脚为 TL494 前级供电端,此三端通过开关 SB 控制 TL494 的启动和停止,作为逆变器的控制开关。当 SB 断开时,TL494 无输出脉冲,因此开关管  $VF_1 \sim VF_4$  无任何电流。SB 接通时,此三脚电压为 +12V 的蓄电池电压。第 9、10 脚为内部驱动级晶体管发射极,输出两路时序不同的正脉冲,正常时电压值为 1.8V。第 13、14、15 脚接在一起,其中第 14 脚输出 5V 基准电压,使 13 脚有 5V 高电平,控制 TL494 内部的门电路,触发器输出两路驱动脉冲,用于推挽开关电路。第 15 脚外接 5V

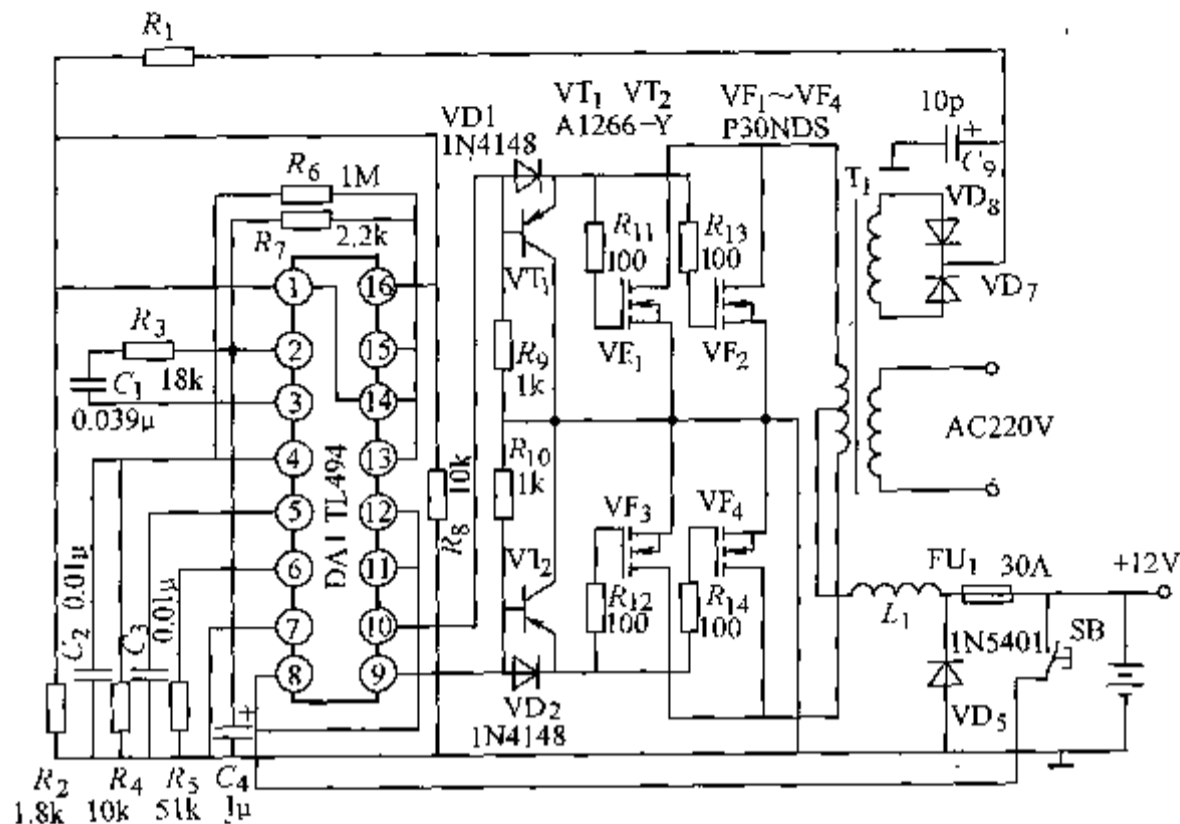


图 3-4 利用 TL494 组成的 400W 稳压逆变电源电路

电压，构成误差放大器反相输入基准电压，以使同相输入端 16 脚构成高电平保护输入端。此接法中，当第 16 脚输入大于 5V 的高电平时，可通过稳压作用降低输出电压或关断驱动脉冲，从而实现保护。在他激逆变器中输出过压的可能性几乎没有，故该电路中第 16 脚未用，由电阻  $R_8$  接地。

该逆变电源采用容量为 400VA 的工频变压器，开关管  $VF_1 \sim VF_4$  可用 60V/30A 任何型号的 N 沟道 MOSFET 管代替。 $VD_7$ 、 $VD_8$  可用 1N400X 系列普通二极管。当  $C_9$  正极端电压为 12V 时， $R_1$  可在 3.6 ~ 4.7k $\Omega$  之间选择，或用 10k $\Omega$  电位器调整，使输出电压为额定值。如将此逆变器输出功率增大为近 600W，为了避免一次电流过大，增大电阻的损耗，宜将蓄电池改用 24V，开关管可选用  $U_{DS}$  为 100V 的大电流 MOSFET 管。

### 3.1.4 可给蓄电池充电的 100 ~ 200W 逆变电源

蓄电池虽然可以用来点亮灯泡和电珠，但因非交流电供出而无法驱动电风扇和影视设备；在无交流市电供电的偏远山区或在经常停电的市区，想看电视、听音乐只有望机兴叹；电脑也会因停电而丢掉某些存储数据。因而逆变电源逐渐成为家庭的“备用电源”。现介绍一种由电子元件制作且不复杂的逆变电源。如需增大为 300 ~ 500W，只要增加功率管数量即可（或选用更大电流容量的电力晶体管或场效应管）正常使用。

(1) 工作原理 图 3-5 给出了这种逆变电源的原理图，图中  $VT_1$ 、 $VT_2$ 、 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  组成多谐振荡器电路，频率为 50Hz，输出波形经  $C_3$ 、 $C_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$ 、 $VD_1$ 、 $VD_2$  形成上下对称的方波信号，由  $VT_3$ 、 $VT_4$  晶体管放大， $VT_5$ 、 $VT_6$  驱动放大，推动上、下两组功放晶体管工作，由变压器 T 输出 200 ~ 250V 电压，供负载工作。充电时，由二次侧输入 220V 交流电源，经一次侧  $L_1$ 、 $L_2$  输出至  $VD_4$ 、 $VD_3$ ，全波整流后给蓄电池充电，充电时，开关  $S_1$  搬至充电位置，因多谐振荡器无供电电源，所以前面的晶体管  $VT_1 \sim VT_4$  都不工作。

(2) 制作逆变电源  $VT_1$ 、 $VT_2$  选用配对管， $C_1$ 、 $C_2$  用 CBB 电容， $R_2$ 、 $R_3$  用金属膜精密电阻。如无 0.33 $\mu$ F 电容，可改用 0.47 $\mu$ F 的电容， $R_2$ 、 $R_3$  也同时换上 15k $\Omega$  左右的电阻，

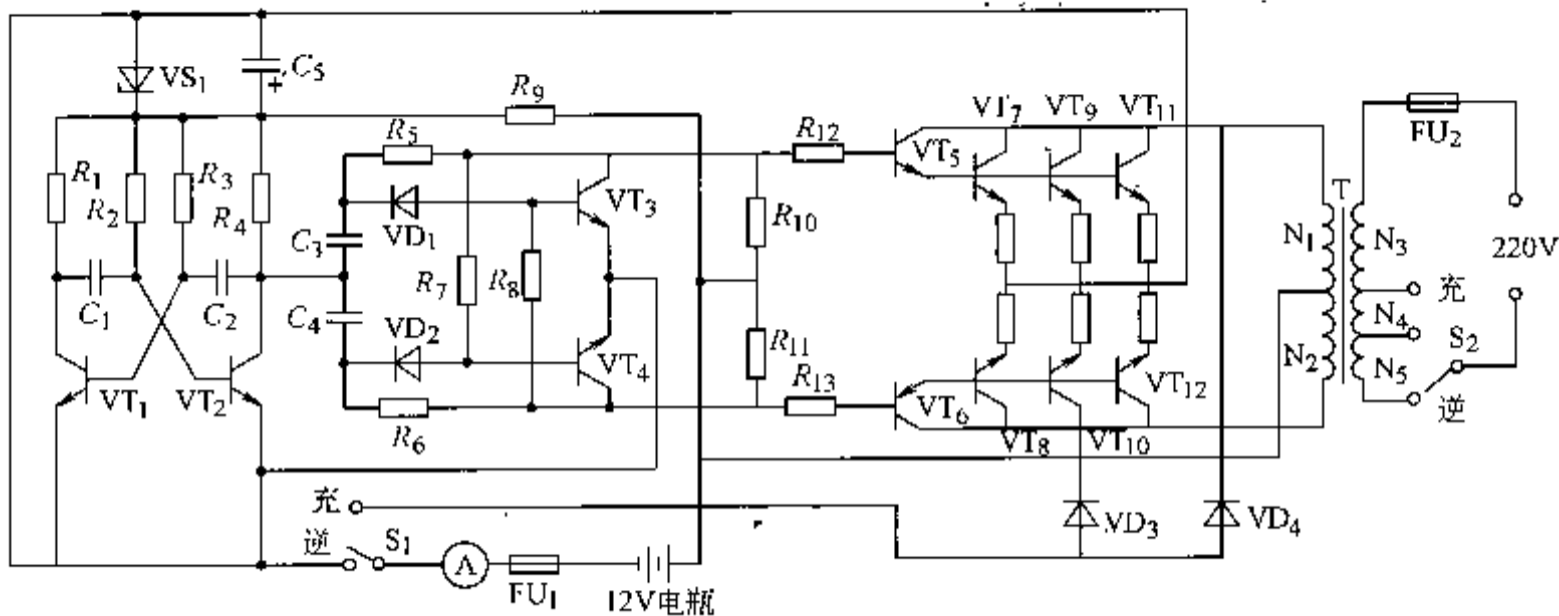


图 3-5 蓄电池供电的 100 ~ 200W 逆变电源电路原理

以确保频率在 50Hz 左右。

为了降低制作成本， $VT_5$ 、 $VT_6$  以后的功率管可用多只晶体管 3DD15D 并联使用，若输出功率 200W 时，需 8 只，应选用参数特性一致的晶体管。由于多只晶体管并联，管子有离散性，电压特性较差的晶体管易击穿，可在各功放管发射极上串接  $0.2\Omega/5W$  的电阻（用 3DD15 时）。最好是选用总功率满足要求的单只大功率电力晶体管或场效应管，便于安装且可不用发射极电阻，散热片可用铝排，安装处涂上硅脂，以利散热。

(3) 充电电流 充电电流一般选电池容量的  $1/10$ ，如 60AH 电瓶，可选定 6A 左右，选用较小电流充电，有利于延长电池使用寿命，只是充满电的时间要增加，选用整流管的额定电流要大于充电电流。

### 3.1.5 用 PWM 放大器实现 400Hz 电源

由于 PWM 脉宽调制放大器的效率为 70% ~ 97%，因而有效降低了放大器的内部功耗，减小了散热器及整个系统的尺寸，同时，采用混合电路放大器也提高了整个系统的可靠性和易操作性。

#### 1. PWM 脉宽调制放大器的工作原理

图 3-6 显示了一个基本的 PWM 放大器模型， $U_{in}$  是一个模拟直流输入，Aout 端输出占空比可调的 PWM 脉冲串，Bout 端输出同 Aout 反相的 PWM 脉冲串，PWM 振荡器决定着脉冲串的频率。当输入信号从小到大变化时，Aout 的占空比将从 0 到 100% 变化，Bout 则从

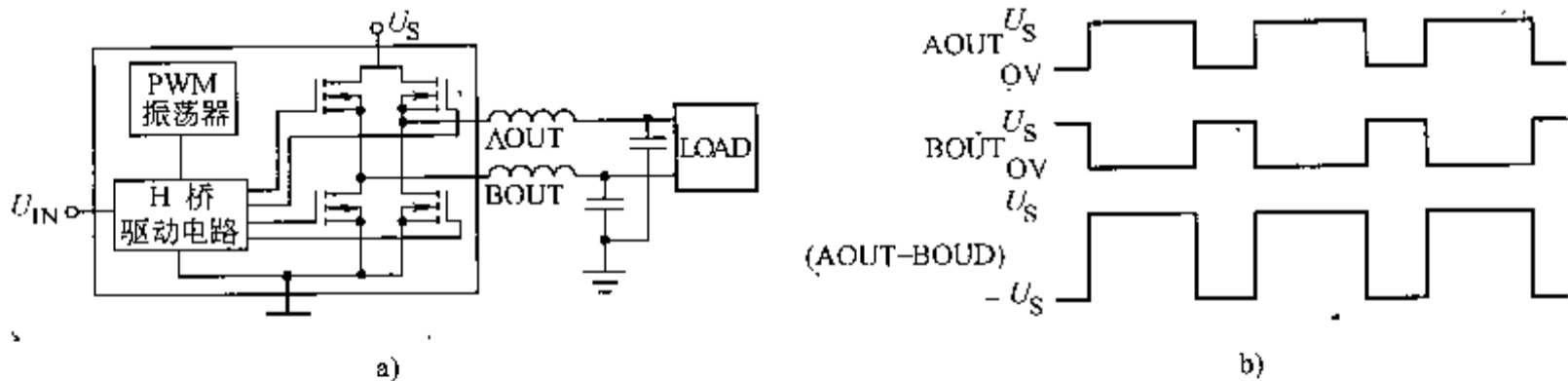


图 3-6 PWM 放大器的原理图

a) 电路原理图 b) 工作波形图

100% 到 0 变化, Aout-Bout 是与 Aout 相位相同的脉冲串, 但幅度是  $U_{SP.P}$  的 2 倍。

如果在 Aout 和 Bout 之间接一个直流电机, 那么, 就可以通过输入信号控制电机的转速。若将输入信号设置为输入电压范围的中间电压, 则在 Aout 和 Bout 之间便会产生 50% 占空比的脉冲串, 此时电机将静止不动。当  $U_{in}$  达到最大值时, 电机将以最高转速旋转, 当  $U_{in}$  达到最小值时, 电机将按反方向以最高转速旋转。工作时, 可以直接将电机绕组两端连到 Aout 和 Bout 上, 这样, 它的幅度便可用来控制电机的转速, 并用极性控制电机的旋转方向。

## 2. PWM 放大器举例

PWM 放大器有很多类型, 美国 Apex 公司生产的 SA08 为其中的一种。

(1) SA08 放大器的引脚功能 图 3-7 是 SA08 的管脚排列图, 它向外引出 12 个引脚, 图 3-8 为 SA08 的内部结构原理框图。

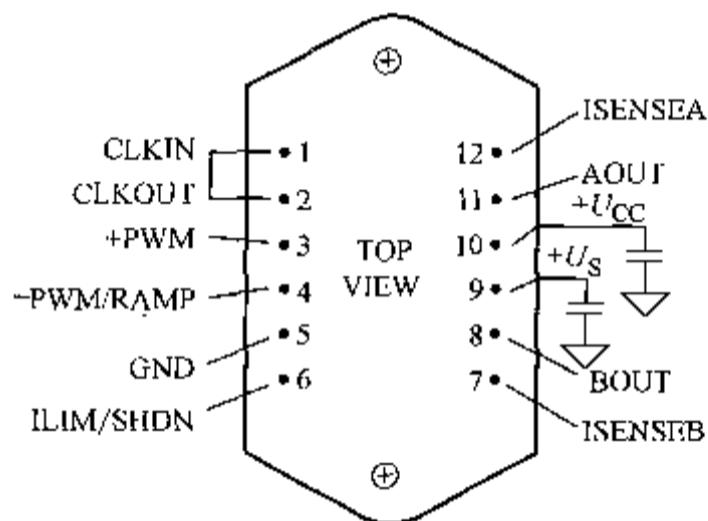


图 3-7 SA08 的管脚排列图 (引脚朝上)

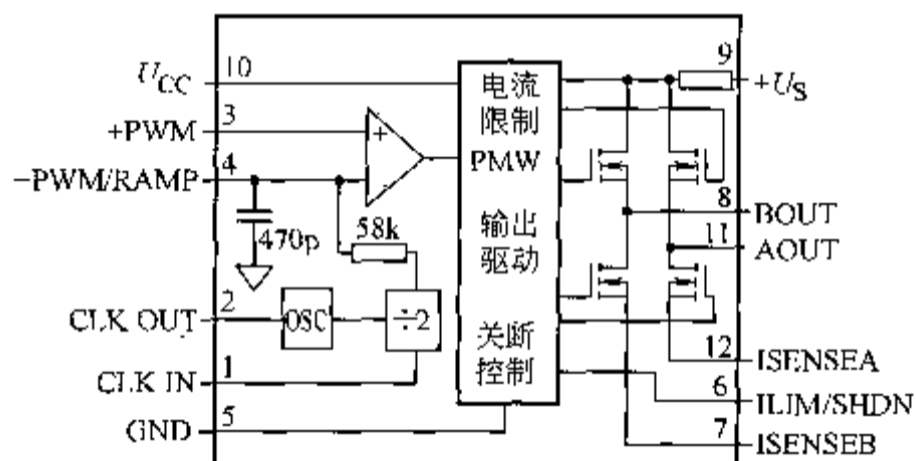


图 3-8 SA08 的内部结构和工作原理框图

(2) SA08 的设计特点 SA08 脉宽调制放大器的工作电源电压最高可达 500V, 连续工作电流最大为 20A, 峰值电流为 28A。42kHz 的内部振荡器频率二分频后可作为内部电力 MOSFET 管的开关频率。在每个半桥下面都有一个电流采样管脚, 可以采样电流的大小和方向, 以便实现四象限控制。器件在 SHDN 引脚上输入一个高电平信号可以关断 H 桥的四个输出级电力 MOSFET 管。同时, SA08 内部还具有过流和过热保护功能。由于 SA08 采用 12 引脚 3 平方英寸的 MO-127 密封金属壳封装, 且管壳同内部电路电隔离, 因此可以方便地直接安装在散热器上。

## 3. 基于 SA08 的 400Hz/115V 电源电路

图 3-9 是用 SA08 实现的 400Hz/115V 电源电路。对 220V 交流电进行全桥整流和滤波便可为 SA08 提供电源。在 SA08 的输出直接取电压反馈, 然后通过有源滤波差分放大器滤除 SA08 的开关频率, 再把 400Hz 输入信号源  $U_{in}$  (从 -PWM/RAMP 端输入) 同滤波后的反馈电压进行比较, 便可调节系统误差。最后, 把 SA08 的输出通过 LC 低通滤波器对开关频率进行衰减, 电路便可以提取 400Hz 信号并输出到负载。

在图 3-9 电路中,  $A_0$  是全桥整流器, 在相同的滤波电容下, 采用全桥整流比采用半桥整流更能充分地降低输出电压纹波。而选择 SA08 是因为它的电源电压和电流可以分别达到 500V 和 20A。由于 SA08 的输出为 PWM 信号, 所以输出必须采用低通滤波器以解调 400Hz 信号。

电路中的  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  组成一个两阶的巴特沃夫低通滤波器。对于一个  $20\Omega$  的负载, 该滤波器具有最大的通频带平坦度, 其截止频率为 2kHz, 几乎为 SA08 开关频率的 1/10。

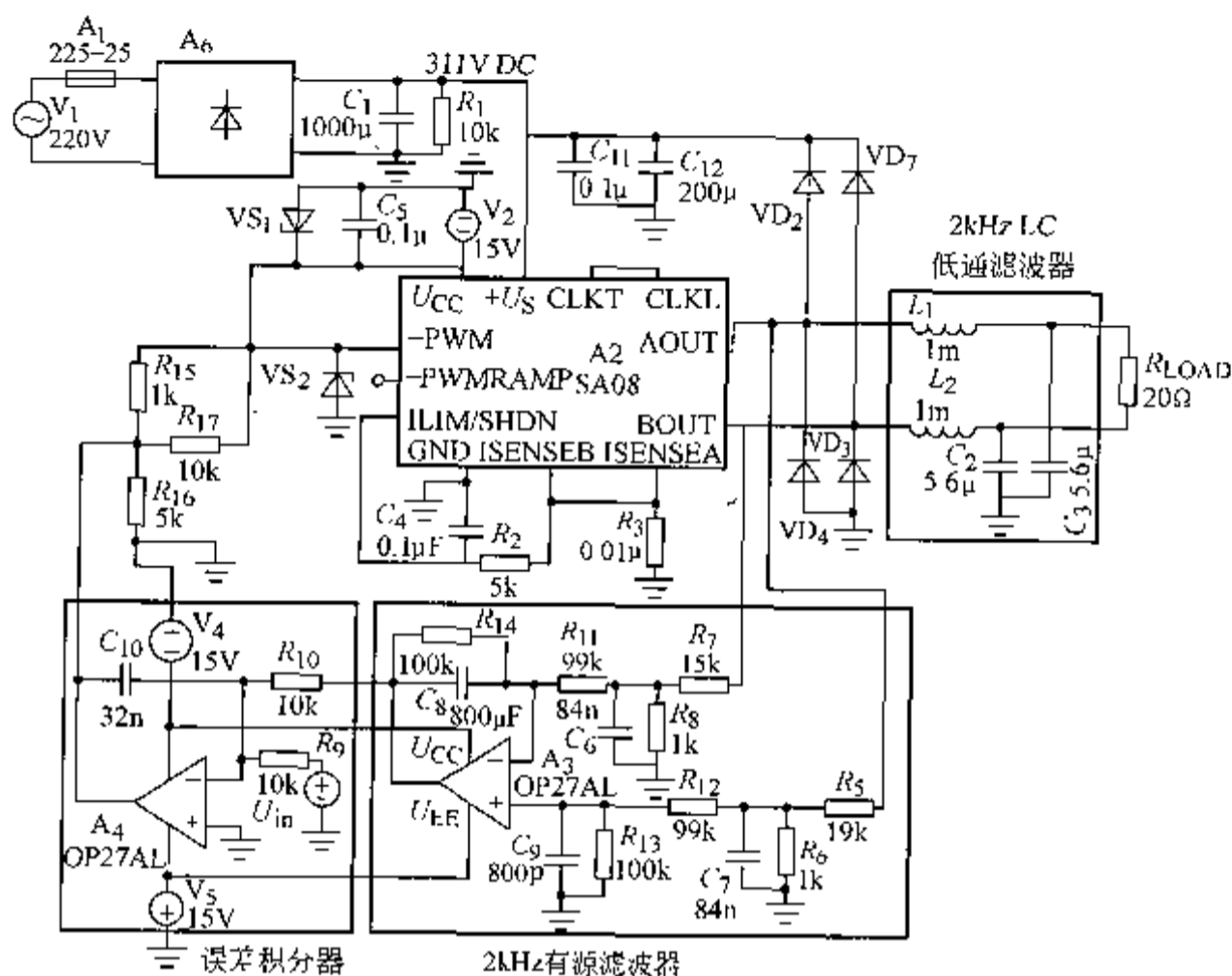


图 3-9 115V/400Hz 电压源电路

当负载变化时,该截止频率不会发生变化,但会影响品质因数  $Q$  的值。为了获得更小的输出纹波电压及噪声,也可以降低  $LC$  滤波器的截止频率。图中的  $LC$  滤波器可用于 PWM 脉冲的滤波,以确保在负载上获得一个较为平滑的模拟信号。

2kHz 有源滤波器同  $A_4$  可组成电压反馈通道,因为该通道传输的仅仅是电压反馈小信号,而不是功率信号,所以,采用有源滤波器设计时同样要选择其截止频率为 2kHz。

输出快恢复二极管  $VD_2$ 、 $VD_3$ 、 $VD_4$ 、 $VD_7$  的作用是保证 SA08 在驱动感性负载时,不会被负载的反馈能量所损坏。通常要求恢复时间小于 100ns,它的反向耐压必须大于电源电压。 $R_{15}$ 、 $R_{16}$ 、 $R_{17}$  主要用于防止加电瞬间 SA08 进入非正常工作状态。 $R_{16}$ 、 $R_{17}$  在加电瞬间可将 SA08 的 PWM 输入端偏置到 5V,以便 SA08 立刻输出 50% 占空比的脉冲信号。 $R_{15}$  则可用于防止 PWM 输入端过流。

### 3.1.6 加热封口机用高频开关电源

在药品、食品、化妆品等瓶装物品的分装作业中,需要对装有物品的瓶子进行封口。目前广泛采用的是接触加热粘合技术,这种技术封口操作复杂,封口效果和一致性较差,大批量生产很难控制。国外的封口机设备已采用了电磁感应非接触加热技术,国内因这种封口机电源的电路复杂,至今还没有产品。为满足生产需要,西安交通大学研制出了一种采用电力场效应管 (VMOS)、开关频率高达 200kHz、输出功率为 1kW 的封口机电源。

#### 1. 封口系统的结构及原理

高频电磁感应加热封口原理及工艺是:先将物品分装在瓶子里,然后在瓶口盖上一片表面擦有热敏胶的金属导电箔圆片,该圆片上的热敏胶在常温下没有粘性,而在被加热时有粘性,再加一片圆形纸垫,然后盖好瓶盖。

将装有物品、盖好瓶盖的瓶子放在传送带上,由传送带将瓶子移向加热线圈,当瓶子接

近加热线圈时, 瓶盖下的金属导电箔圆片在加热线圈发出电磁波的感应下发热, 使其上所涂的热敏胶具有粘性, 粘封住瓶口, 瓶子再随传送带移走, 封口完毕, 再封口下一个瓶。因加热线圈为空心线圈, 这就要求线圈中具有较大的电流和较高的频率, 为此选用了 4 只 30A、800V 的 VMOS 管组成全桥逆变电路, 工作频率定为 200kHz。

## 2. 封口机电源的结构及驱动

图 3-10 示出系统主电路, 图中 220V 交流电经二极管全波整流, 再经电容滤波后形成直流电。全桥逆变电路将该直流电变换成 200kHz 的高频交流电, 再经过高频变压器 T 变压, 使负载与加热线圈匹配。由于电路的工作频率高, 为了减小导线在高频下的集肤效应, 避免加热线圈温度升高, 同时也保证加热的均匀性, 加热线圈选用多股漆包线绕制的圆形空心线圈。

在 T 的一次侧串联一个高频电流互感器 TA, 对电流信号进行采样, 将电流信号输送到驱动保护电路, 以防止将加热线圈误放在金属导电块上引起过流而烧坏电源。全桥电路中对角  $VF_1$ 、 $VF_4$  或  $VF_2$ 、 $VF_3$  关断时, 另一对角  $VF_2$ 、 $VF_3$  或  $VF_1$ 、 $VF_4$  内的反并联二极管将流过较大的电流, 这一电流有可能将 VMOS 管内的反并联二极管烧坏, 从而导致 VMOS 管损坏, 为了保护 VMOS 管, 在每只 VMOS 管的漏源极间各反并联一个快恢复二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$ 、 $VD_3$ 、 $VD_4$ , 以进行钳位和续流。

由图 3-11 中电流互感器 TA 检测到的电流信号经过图 3-11 中的快恢复二极管  $VD_9 \sim VD_{12}$  全桥整流、电容滤波、电阻分压, 再通过二极管  $VD_{13}$  接到 SG3525 的引脚 10 上, 起电流保护作用, 电流信号再经过电容滤波、电位器、电阻分压接到 SG3525 内的误差放大器反相端引脚 1 上。调节电位器 RP, 便可调节输出功率, 控制加热速度。

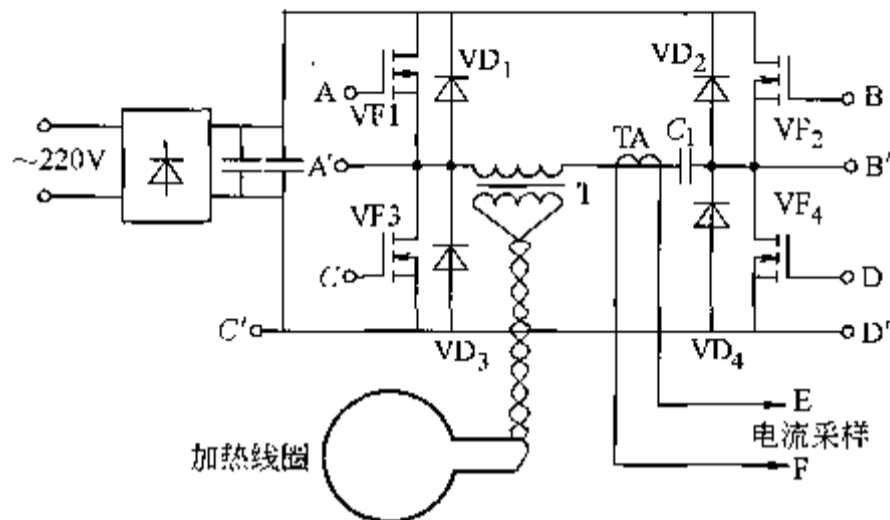


图 3-10 封口机电源系统的主电路

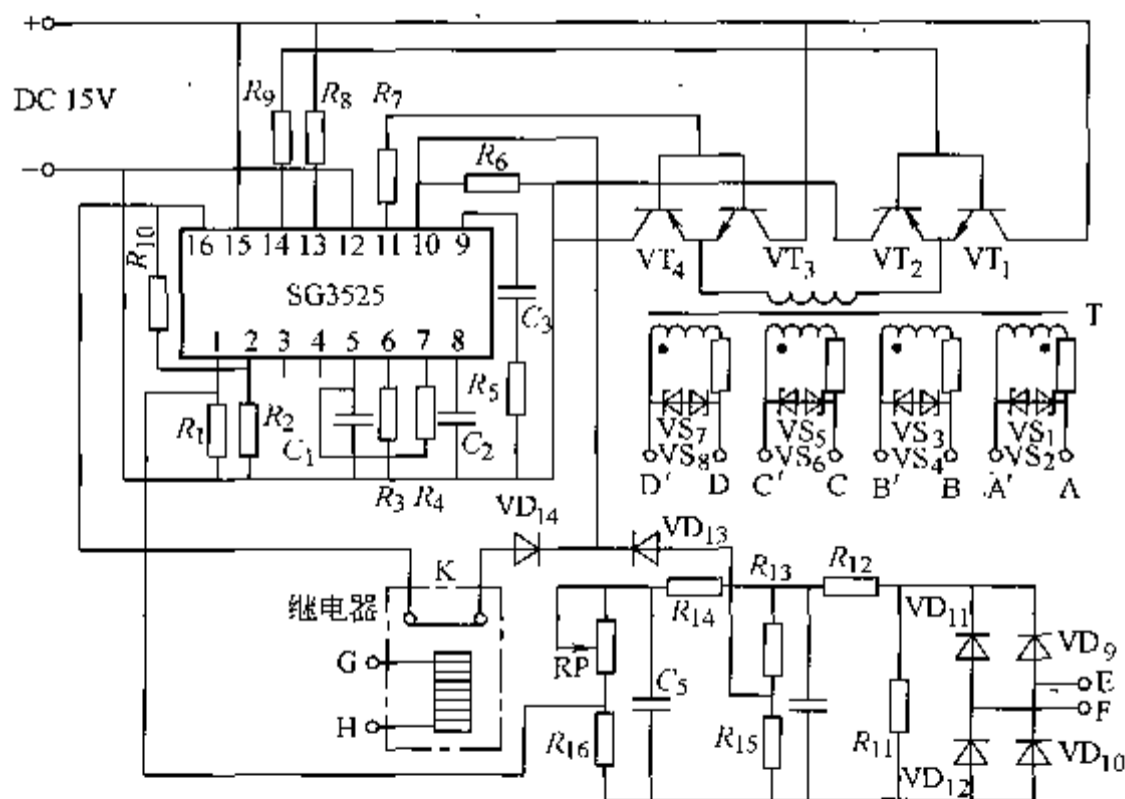


图 3-11 驱动及保护电路

系统的驱动信号由 SG3525 产生, SG3525 的输出级为推挽结构, 最大电流达 500mA, 随着外接电阻与电容的取值不同, 其输出 PWM 脉冲的频率可从 100Hz 到 500kHz 进行调节, 并具有软启动功能, 通过调节引脚 8 电容  $C_2$  的大小, 可方便地设置软启动时间。使用时, 关断信号输入引脚 10, 可进行故障情况下的有效保护。SG3525 的引脚 11 与引脚 14 输出互补驱动方波脉冲, 如图 3-12a) 所示, 该互补 PWM 脉冲经由两对晶体管 ( $VT_1 \sim VT_4$ ) 组成的推挽电路进行功率放大, 放大后的 PWM 电压波形加到高频脉冲变压器 T 的一次侧, 由 T 耦合和进行电压等级匹配后从二次侧输出 4 路信号, 经各自稳压管限幅后驱动 4 只 VMOS 管, 4 只 VMOS 管的驱动波形见图 3-12b)。

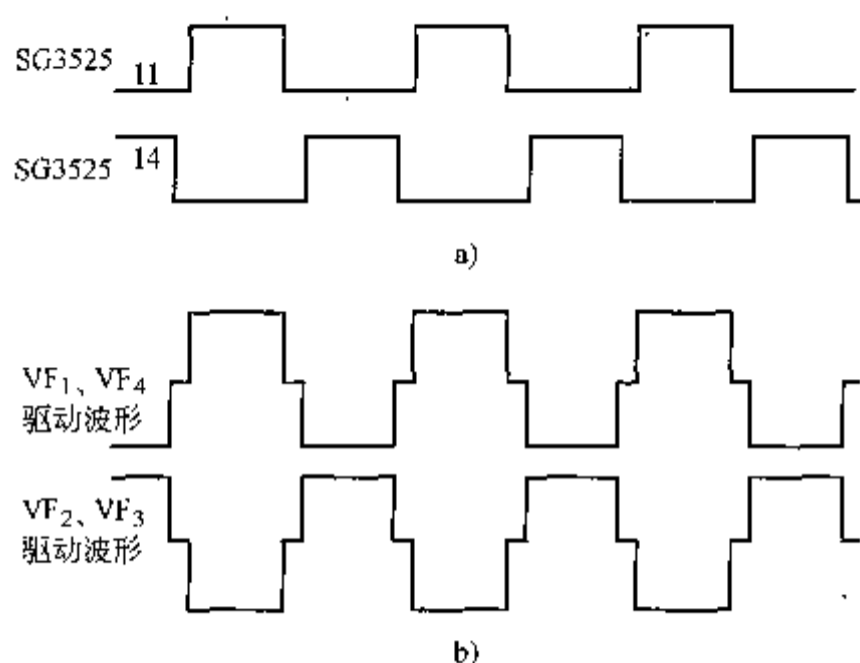


图 3-12 由 SG3525 输出的波形及 MOSFET 的驱动波形

a) SG3525 的输出波形 b) MOSFET 的驱动波形

驱动 4 只 VMOS 管, 4 只 VMOS 管的驱动波形见图 3-12b)。

整机采用自然冷却, 为了降低空载功率损耗, 可在封口系统中加一个检测电路, 当有瓶子从加热线圈下通过时, 继电器 K 的常闭触点打开, 去掉 SG3525 引脚 10 的 5V 电压, 从而 SG3525 发出驱动脉冲, 加热封口系统开始工作; 在无瓶子从加热线圈下通过时, K 释放, SG3525 脚 16 的 5V 电压加在 SG3525 的脚 10 上, 电路处于热准备状态, 功耗很低。

## 3.2 交流调速电源

### 3.2.1 变频调速技术简介

变频调速是交流调速技术中的一种, 目前在笼型异步电动机上应用得较为普遍。变频调速的原理, 早在半个世纪之前就已受到很大关注, 但因缺少理想的变频装置, 限制了它的推广应用。直到 20 世纪 60~70 年代以后, 随着微电子技术、电力电子技术、微机控制技术的发展, 全控型电力半导体器件问世, 各种静止变频装置诞生并不断发展, 特别是矢量控制技术的出现才促使变频调速技术得到大力推广并迅速发展。

异步电动机的转速, 从本质上讲是由电动机气隙中旋转磁场转速所决定, 而该转速和定子供电电源的频率  $f_1$  有一定的关系。正常运行时, 电动机接在频率固定的电源上, 要改变电动机的转速, 可用降压、变极等办法, 但调速效果不理想。异步电动机的转速和电源频率的具体关系是

$$n = (1 - s)n_1 = (1 - s)60f_1/p \quad (3-1)$$

式中,  $n_1$  为供电频率决定的同步转速, r/min;  $n$  为异步电动机的转速, r/min;  $p$  为电动机的极对数;  $s$  为电动机的转差率。

采用变频调速就是要将频率固定的定子供电电源变为频率连续可调的可变频电源供给异步电动机, 以改变电动机的转速。

由式 (3-1) 可见, 若改变给异步电动机定子供电的电源频率  $f_1$ , 不但可以改变电动机

的转速  $n$ ，而且由于频率  $f_1$  可以连续调节，还可以获得平滑性很好的调速性能。在采用矢量控制或其他高性能控制策略的条件下，可以获得和直流电动机改变电枢电压调速相媲美的调速特性。改变定子供电源的频率  $f_1$ ，目前是靠静止式变频器来实现的。变频器的类型很多，从大的方面来看有两大类：一是交-交直接变频的变频器，它是把频率固定的交流电源直接变换成频率可调的交流电源；二是交-直-交间接变频的变频器。

交流异步电动机的变频调速方式如图 3-13 所示。

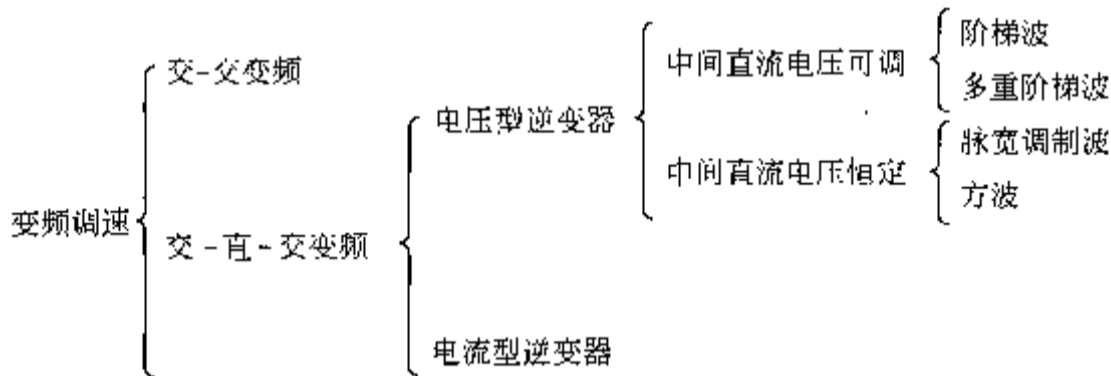


图 3-13 变频调速方式

电压型脉宽调制（PWM）变频调速比其他变频调速具有主回路和控制回路简单、动态响应好、输出波形好、输入功率因数高等优点。另外，它的体积小、造价低，而且多个逆变器可以接在一个公共直流母线上，便于实现多台电动机拖动，因此被广泛应用。

这种变频调速器由二极管整流桥和逆变器组成，交流电源经二极管整流桥整流给逆变器输入一恒定直流电压，通过控制电路按一定的规律控制逆变器中的电力半导体器件的通断时间比，就在逆变器的输出端获得一组等幅等宽（PWM）或等幅而不等宽（SPWM）的矩形脉冲波形，近似等效于正弦电压波（开关元件在一个周期内反复通断多次，使多个矩形波电压下的面积接近于正弦波电压下的面积，这样脉冲宽度基本上成正弦分布），如图 3-14、图 3-15 所示。

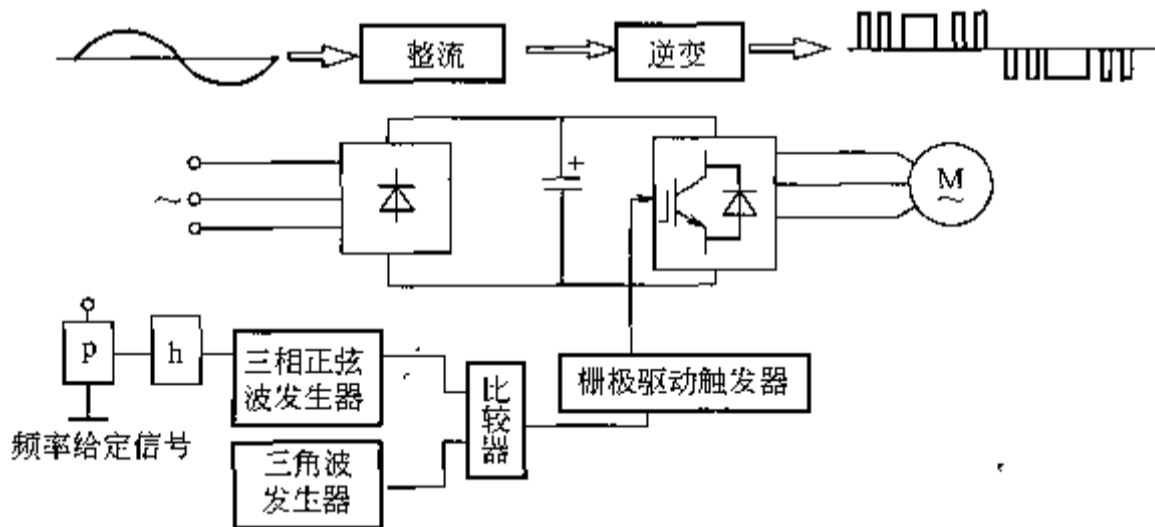


图 3-14 正弦脉宽调制（SPWM）式变频调速原理图

根据傅立叶级数分析可知，逆变器的输出很接近基波电压，高次谐波含量将大为降低。那么产生何种基波驱动信号，才能使逆变器的输出脉冲电压成正弦分布呢？基极驱动信号在控制电路中，常采用载频信号  $U_c$  与参考信号  $U_r$  相比较的方法，这里  $U_c$  采用等腰三角波，而  $U_r$  为正弦波，在  $U_c$  与  $U_r$  波形的交点处发出调制信号，如图 3-15 所示。这种脉宽调制方式叫正弦脉宽调制（SPWM），产生的调制波是等幅、等距而不等宽的脉冲列，SPWM 调制的脉冲宽度基本上成正弦分布，它比一般 PWM 调制波形更接近于正弦波，谐波分量大为减小。

逆变器输出电压的基波频率等于正弦参考波  $U_r$  的频率, 因而调节  $U_r$  的频率就可以改变逆变器输出电压的基波频率。逆变器输出电压的大小是由正弦参考信号与三角载频信号的幅度比 ( $A_r/A_\Delta$  为调幅比) 决定的。当逆变器输出电压需升高时, 只要增大调幅比, 就可使逆变器输出电压的脉冲宽度相应增大, 从而达到调压的目的。输出电压的大小和频率均由基准信号  $U_r$  来控制, 即调压、调频一次性完成。对于三相脉宽调制, 必须有一个可变频变幅的三相正弦信号发生器与公用的载频三角波分别比较, 产生三相脉冲驱动信号。

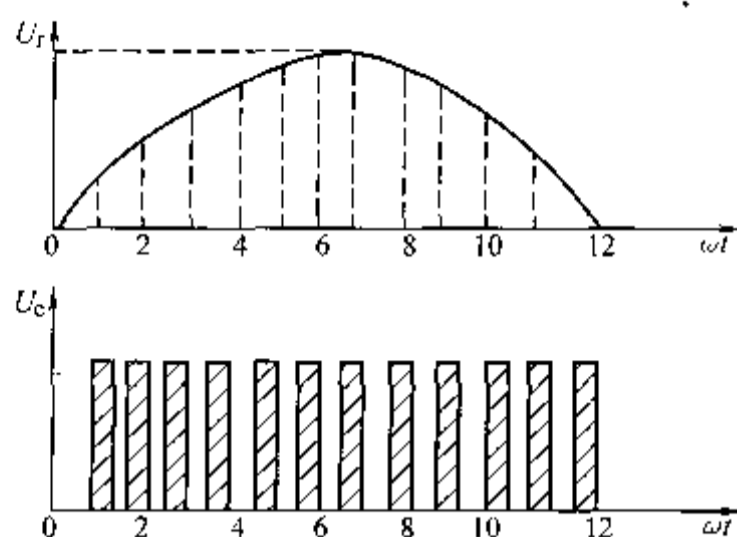


图 3-15 PWM 的调制波形

现以交-直-交间接变频的变频器为例说明变频的基本原理。

此种变频器的基本构成如图 3-16 所示。它由主电路和控制电路两部分组成。主电路是由整流器、储能元件、逆变器三个单元组成的交-直和直-交两大电路。交-直部分是把频率固定的交流电变为直流电, 直-交部分又把直流电变为频率可变的交流电。控制电路提供信号, 并有规则地控制逆变器导通与截止, 使之向异步电动机提供频率、电压都可调的交流电源, 以驱动电动机的运行。

从功能上讲, 主电路是给电动机提供调频调压电源的电力变换器。电压型的变频器由整流器、滤波器、逆变器组成。整流器是将交流全波整流为直流, 滤波器滤平整流后的电压波纹, 并在负载变化时保持直流电压平直; 逆变器是把整流后的直流电再“逆变”为频率可调的交流电。逆变的原理是由逆变器中的电力半导体器件构成一定结构的电路, 由控制电路按照一定的规律来控制逆变器中电力半导体器件的导通与截止。可见逆变器中的电力半导体器件是变频器实现变频的基础, 目前普遍采用 BJT、IGBT、GTO、GTR 以及 MOSFET 等电力半导体器件。

控制电路的功能是向变频器主电路提供各种控制信号, 它是由决定  $U/f_1$  特性的频率电压“运算电路”、主电路的“ $U/I$  检测电路”、电动机“转速检测电路”、“PWM 波生成与驱动电路”以及变频器、电动机的各种保护电路等组成。

应进一步指出, 一般  $U/f_1$  控制方式的变频器其动态性能不高, 因为其控制思想是建立在异步电动机的静态数学模型上的。对于动态性能要求较高的轧钢、造纸等设备, 应采用矢

量控制的变频器。这种变频器的控制思想是根据异步电动机的动态数学模型建立的, 利用坐标变换将异步电动机定子电流分解为磁场分量和转矩分量, 模仿直流电动机的控制方式分别对它们进行控制, 因此可以获得和直流电动机相媲美的动态调速性能。

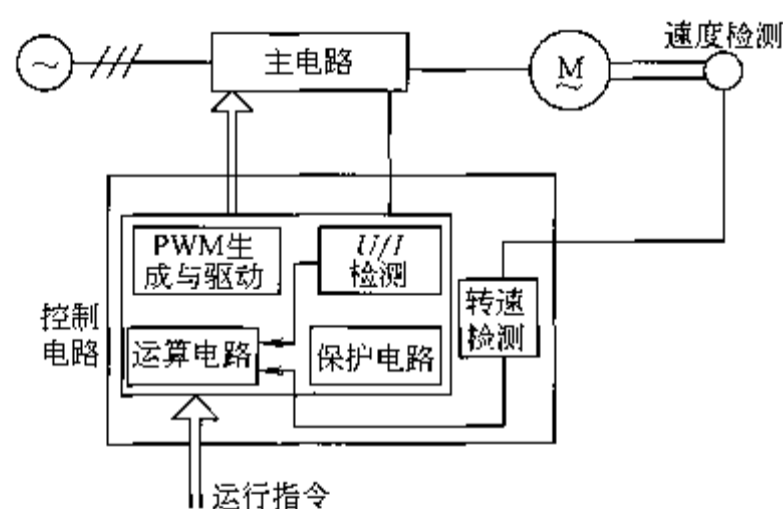


图 3-16 交-直-交变频器基本构成框图

### 3.2.2 变频调速的应用领域

变频调速是一种高性能的交流调速方法,它不但可以直接使用结构简单、成本低廉、工作可靠、效率较高的异步电动机,而且在节能、减少维修、提高产量、保证质量等方面都有明显的经济效益,如今变频调速已在钢铁、冶金、化工、石油、纺织、印染、医疗、造纸、交通、机械以及家用电器等方面得到广泛的应用,而且应用领域不断扩大。如从使用目的来看,以节能为目的的典型应用就是风机和泵类机械。这是由于风机、水泵的负载转矩通常与转速的平方成正比,轴功率与转速的立方成正比。由于使用中风量、水量经常变化(如电厂的鼓风机等),把原先电动机定速运

转而用调节挡板、阀门调节风量、水量的方法改为根据所需的风量、水量调节水泵拖动电动机的转速,这样就可以把消耗在挡板、阀门上的能量节省下来,泵类负载的节能率高达70%。图3-17画出两种调节风量、水量方法的负载特性,从中可见明显的节能效果。

采用变频调速技术,可以保证加工工艺的最佳转速,适应负载不同的工况,做到高精度准确停车。这样可以缩短运行时间,提高产品质量。另外,由于变频调速具有平滑的加速、减速特性,可做到软启动、软停车。在传送带上使用时,可以根据所载重物的不同,适当控制加减速的规律,满足被传送重物的要求(如瓶装饮料生产线上的应用等);另外变频调速在机床控制、升降吊车控制、电梯的传动控制等方面都有较为广泛的应用。随着工业的发展和人民生活水平的提高,变频调速定会得到广泛的应用。

### 3.2.3 基于 DSP 的全数字化变频调速系统

在现代交流调速系统中,越来越多地采用变频调速,变频调速的基础是电力半导体器件按一定电路拓扑构成的主电路,而其驱动和控制电路则是变频调速器的核心,在控制电路中 PWM 波或 SPWM 脉冲的产生是极为关键和重要的。

随着 TI 公司面向电动机控制推出新一代的 DSP-TMS320F240,利用微处理器进行 PWM 信号实时调制成为可能。华中科技大学电气与电子工程学院采用 TMS320F240 实现了全数字化的变频调速系统。实验结果表明,系统有较好的控制效果,且性价比较高,有广泛的应用前景。

该变频调速系统由蓄电池提供 350 ~ 640V 直流电压。主要技术指标:输出电压为三相 AC220V,额定频率为 63Hz,输出频率可调节范围为 5 ~ 75Hz,输出容量为 12kVA,功率因数为 0.87(滞后),效率不低于 92%。

#### 1. 电压空间矢量法(SVPWM)

在自然采样 SPWM 逆变器中,输出线电压峰值与直流母线电压的比值在满调制时也只有 0.866,直流母线电压利用率较低。当蓄电池提供的直流电压为 350V 时,若采用自然采样 SPWM 调制,即使不考虑线路压降,输出电压也完全达不到所要求的技术指标。如果在逆变桥前加一级 boost 斩波升压电路,则系统将变得更为复杂,同时增加了成本;若采用

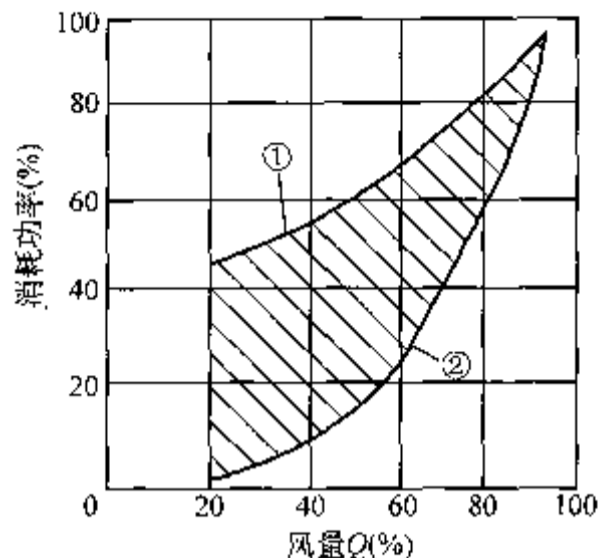


图 3-17 变频调速与挡板、阀门

调节风量节能效果对比

1—挡板或阀门调节 2—变频调速调节

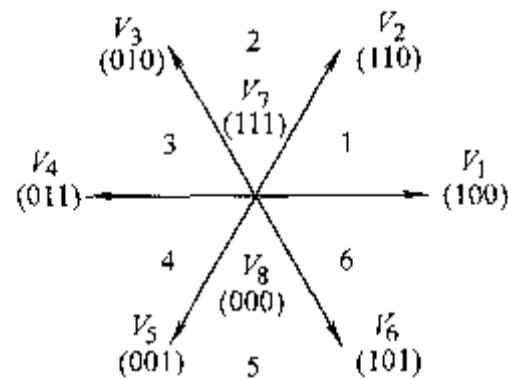


图 3-18 逆变器输出电压合成矢量

三次谐波注入 PWM (HIPWM) 法进行控制, 在实现数字化时, 需要编制三个正弦表, 不仅麻烦, 又浪费了系统资源。为了提高直流母线电压利用率, 采用电压空间矢量法 (SVPWM), 其物理概念清晰, 算法简单, 便于数字实现。

三相桥式逆变器输出电压瞬时值存在 8 种组合, 分别对应 8 个合成矢量。如图 3-18 所示, 分别为  $V_1(100)$ 、 $V_2(110)$ 、 $V_3(010)$ 、 $V_4(011)$ 、 $V_5(001)$ 、 $V_6(101)$ 、 $V_7(111)$ 、 $V_8(000)$  (“1”代表上管导通, “0”代表下管导通)。  $V_2 \sim V_6$  的幅值均为直流电压, 而  $V_7$ 、 $V_8$  的幅值均为 0, 称为零矢量。

三相正弦电压的合成矢量为等幅旋转矢量, 要使三相逆变器输出电压为理想三相正弦电压, 其合成矢量也应为等幅旋转矢量。因此, 只能用这 8 个矢量的线性组合去近似等幅旋转矢量。具体实现方法如下:

1) 将一个周期划分为  $6N$  个小区间。每个小区间中, 适当选择几个电压矢量使他们的线性组合恰好等于参考矢量在此区间中点的值。

2) 电压矢量的选择原则是要使逆变器各桥臂在一个小区间中只经历一个开关周期。

由于每个参考电压矢量只会落在 6 个小区中的一个区内, 可以用从  $V_8(000)$  开始, 经过最近的两个有效矢量, 到  $V_7(111)$  结束的 4 个矢量合成得到。这种选择方法满足 2) 的要求。无论电压矢量在哪个区间, 只要按照上面的原则选定了逆变器输出电压矢量之后, 便可根据 1) 中的原则确定各矢量的作用时间。

当两个零矢量作用时间相等时, 得到的 PWM 波形中线电压基波幅值最大为直流母线电压值, 因此这种零矢量的处理方法不仅计算方便, 而且直流母线电压利用率可以大大提高, 是一种较好的处理方法。

## 2. 系统实现

主程序主要完成起停和显示两大功能。A/D 转换利用 TMS320F240 事件管理器立即启动和下溢中断启动。下溢中断子程序完成输出电压、输出电流、直流电压和频率微调的采样, 数字滤波、过载保护、欠电压保护、降频限流、过热保护, 以及输出电压幅值调节, 输出频率调节, 刷新比较寄存器值等功能。软件实现 SVPWM, 其主要过程如下:

1) 首先判断参考电压矢量落在哪个区间中, 并计算参考电压矢量与起始矢量间的夹角。

2) 制正弦表, 由于对称关系, 只需计算各电压矢量作用的一半时间。

3) 得到参考电压矢量的区间号, 并选择对应的电压矢量及其作用顺序后, 给比较寄存器 CMPR1 ~ 3 赋值。注意, 输出 PWM 极性为 “1” 或为 “0” 时, CMPR 值是不同的。

4) 刷新  $60^\circ$  正弦表指针, 恢复断点, 程序返回。

系统主电路采用 IGBT 为主开关器件的三相全桥变频电路。驱动电路采用 HL402A, 它由单电源供电, 不仅使电路简化, 同时内部电路可将 +25V 的单路电压转换为 +15V 的正向开通驱动电压和 -10V 的反向关断驱动电压, 使电路在实际使用中更加安全可靠。+25V 的供电电压等级比较特殊, 一般采用交流电压输入, 经隔离降压后整流, 再经滤波后获得。本系统由蓄电池提供 350 ~ 640V 宽范围直流电压。首先采用单端反激电路, 将输入直流电压变换成 +24V, 作为控制电路的基准电压; 之后, 利用 SG3525 解决了 HL402A 的 +25V 供电电压等级比较特殊的难题。SG3525 通常是作为电压型 PWM 集成控制器来使用。在使用过程中发现它的输出级为推挽输出, 而实际上就是一个小型的全桥变换器, 并具有 +500mA 的负载能力, 可以工作在 0 ~ 70℃ 范围内, 如图 3-19 所示。该电路虽然是开环结构, 但能得到较准的 +25V 供

电电压,并实现了 +24V 电源与驱动电路之间的隔离。

本系统的硬件电路方面,在直流母线上增加了 EMI 滤波器以及一级共模、两级差模滤波器,减小了逆变器产生的电磁干扰,对抑制直流母线电压的瞬态冲击也有一定作用。在输出端增加了 LC 滤波器,滤除了输出电压中的绝大部分谐波,有效地降低了电动机的发热。在软件方面,采用前面所述的 SVPWM 法,使得逆变器各桥臂开关管在一个小区间中只经历一个开关周期,这种做法极大地降低了开关损耗,提高了系统效率。对于两个零矢量作用时间相等的处理,得到的

PWM 波形中线电压基波幅值最大为直流母线的电压值,这种处理方法,不仅计算方便,而且直流母线电压利用率可以大大提高,系统实测效率不低于 94%。为了提高直流母线电压利用率,采用的电压空间矢量 SVPWM 法,其物理概念清晰,算法简单,适合于数字实现。

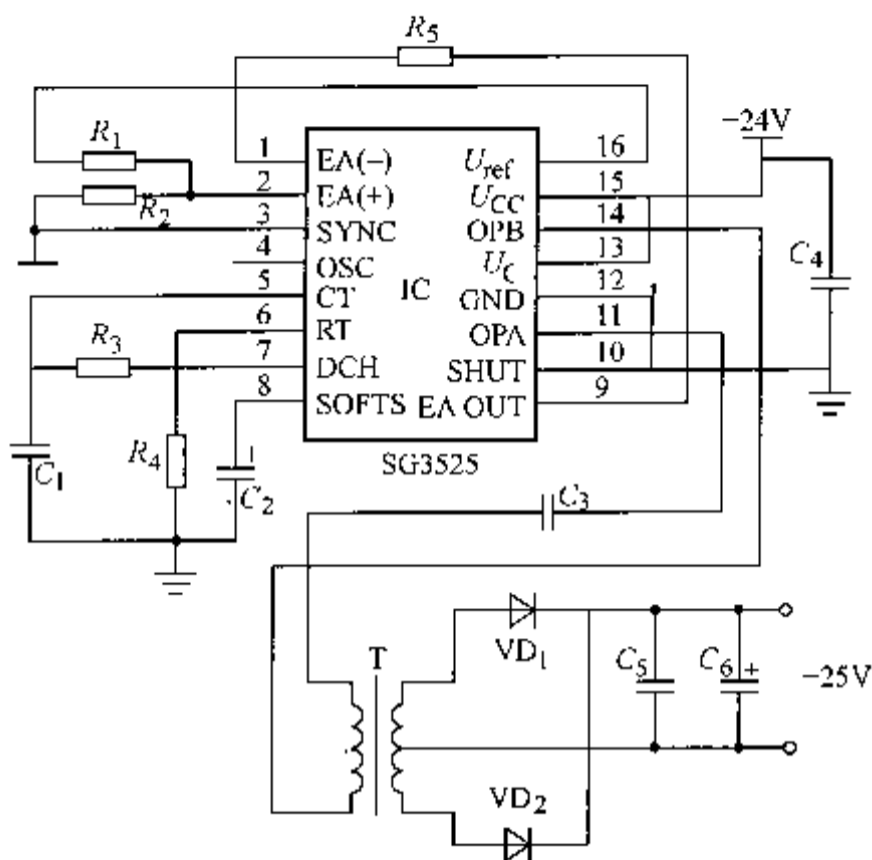


图 3-19 基于 SG3525 的 DC/DC 电源变换器原理图

### 3.2.4 大功率交流变频调速技术发展的现状与趋势

现代控制理论特别是矢量控制技术的应用,使高性能的直流电动机调速在电气传动领域所占据的统治地位开始动摇。虽然交流调速技术已有了多年的历史,但快速发展、广泛应用却是近二、三十年来的事。现对大功率交流变频调速技术发展的现状与趋势作一简要介绍。

#### 1. 大容量交-交变频技术的发展

大容量电动机主要集中在冶金、矿山、石油、化工和电力等行业,多用于拖动轧钢机、鼓风机、水泵、球磨机等,一般容量在几兆瓦到几十兆瓦,甚至上百兆瓦。主拖动已逐步由直流电动机让位给交流电动机,最初所用变频器多为采用晶闸管的交-交变频 (CC) 方式,这种变频器属一次换流,故变换效率较高,还可以四象限运行。采用矢量控制技术后,使交流电动机调速性能可以与直流电动机相媲美,缺点是所用元件较多,功率因数较低,最高输出频率仅为电网频率的 1/3 左右。在生产成套交-交变频设备方面,德国西门子公司一直走在世界前列。我国宝钢热轧厂 R3 轧机主传动也采用由西门子公司提供的交-交变频供电的 9000kW 同步电动机,它由两组交-交变频器并联供电,电压为 1650V;转速为 0 ~ 250/578r/min。为改善电网波形,采用了变压器耦合多重化技术。

与普通晶闸管 SCR 相比,门极可关断晶闸管 GTO 是全控型元件。随着元器件水平的提高,目前 GTO 元件单管容量已达 4500A/6500V 或 1000A/9000V。采用 GTO 取代普通晶闸管 SCR 构成交-交变频器是一些生产变频器的大公司的共同做法。图 3-20 是由 GTO 构成的 PWM 交-交变频器原理图,它由 9 个双向全控开关组成,每个开关由两个 GTO 反并联构成,共需 18 个 GTO,这个电路拓扑的优点是可以使输入功率因数控制在接近于 1 的运行状态,有利于改善电网质量。

实用化的 GTO 交-交变频器是日本富士公司推出的,采用的是图 3-21 所示 SCR 和 GTO 变流器混合使用的电路结构。图中 GTO 与 SCR 变流器反并联连接,构成了四象限变频器。在这种变频器中,变频器输出为正极性时,SCR 自然换流,输入为滞后功率因数;输出为负极性时,GTO 采用提前强迫换流方式,输入电流为超前电流。三相超前电流和滞后电流通过输入电源变压器相互抵消,使得从电源端看,输入的功率因数接近 1。

矩阵变频器是近年来发展起来的另一种直接变频器,它可以拓扑成 AC-DC、DC-AC 或 AG-AC 变换,且不受相数、频率的限制,能量可以双向流动,功率因数既可以滞后,也可以超前。

因此,它是一种很有发展前途的变频器。有关矩阵变频器方面的论文常见报道,如今实验室已研制出样机,但离实用化还有一段距离。这种变频器的主要缺点是所用的电力半导体器件较多,且必须是双向开关,控制也比较复杂。图 3-22 是典型的三相-三相(交-交)矩阵变频器结构图。 $S_{UA} \sim S_{WC}$  是 9 个双向电力半导体器件开关,分别接于三条输入线和三条输出线的交叉点上。

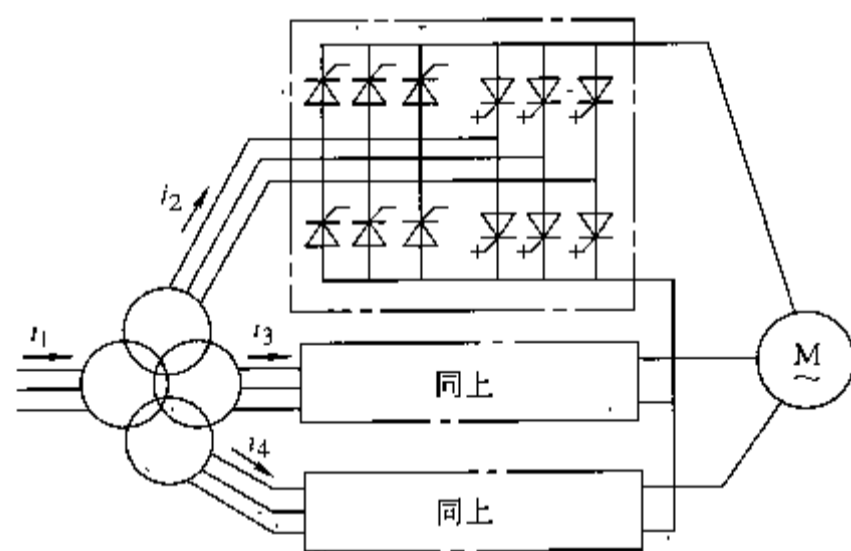


图 3-21 SCR 与 GTO 并联交-交变频器原理图

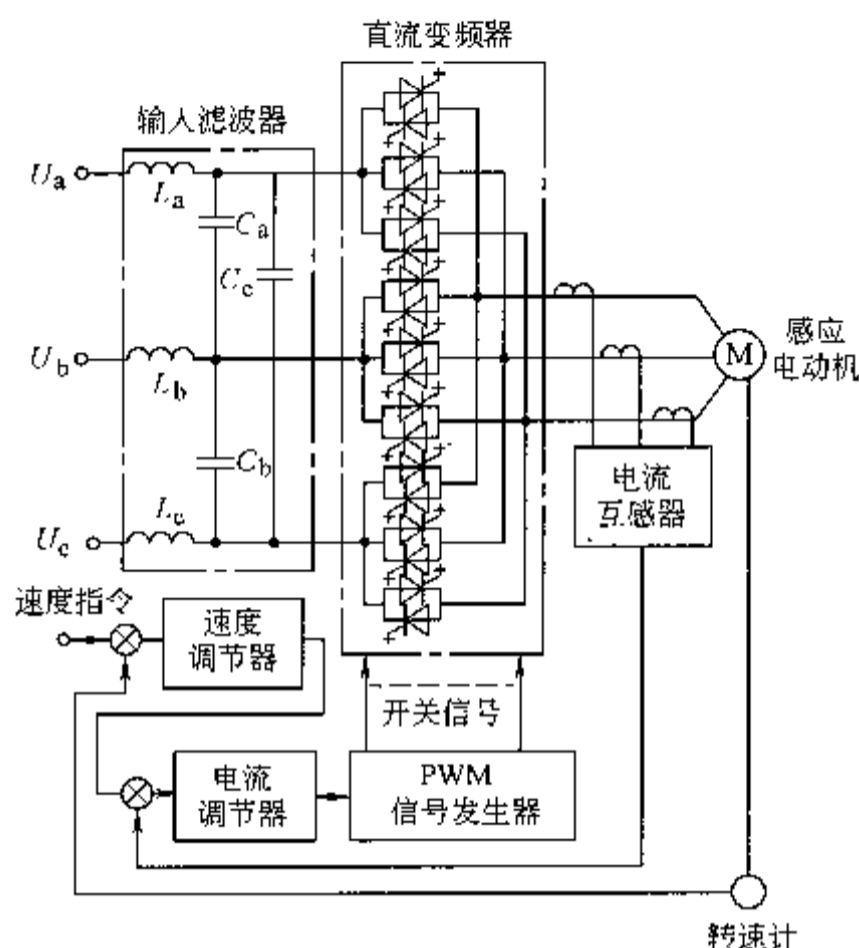


图 3-20 三相 PWM 交-交变频器原理图

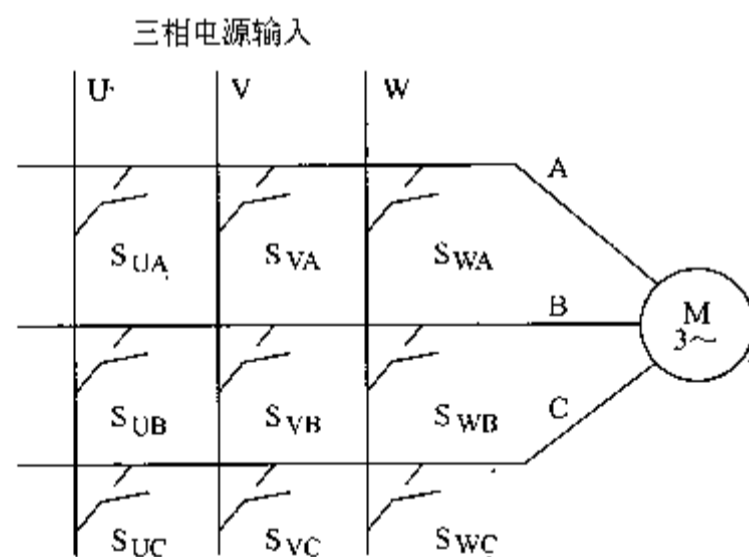


图 3-22 交-交矩阵变频器结构图

矩阵变频器的控制采用空间矢量调制模式,通过 9 个双向电力半导体器件的通断组合来实现。由于输入电压和输出电压各有 9 条空间矢量(零矢量除外),则可以组合出 36 种空间状态,每一种空间状态对应 9 个开关中的一种组合方式。此外,还有 3 种零矢量。在每一个 PWM 周期内,有 5 个开关闭合,而每个开关又有各自的接通与断开时间(占空比)。控制的任任务就是实时确定这 5 个占空比和 5 种开关组合。由于输入和输出电压的频率不同,幅值时刻在变化,故占空比和开关组合必须实时计算,必须由高速微处理器芯片来完成。从目前看,由

于 GTO 开关速度的限制,大功率矩阵变换器还未实现实用化。不过,鉴于它自身的魅力,未来一定會在交-交变频领域占有一席之地。

## 2. 交-直-交变频器的应用

交-直-交变频器相对于交-交变频器,具有频率可调范围宽、结构简单、功率因数较高等优点,一直是中、小功率范围内变频调速的首选方案。随着电力半导体器件水平的提高,在一些大功率场合,已有采用交-直-交变频方案的趋势。如宝钢引进的日本东芝公司生产的高炉风机同步变频起动装置,采用的就是交-直-交方案,容量为 48MW,电压为 10kV,每桥臂采用 12 个 1500A/4000V 晶闸管串联。我国天津电气传动研究所为宝钢三期工程提供了相类似的装置。由于晶闸管属半控元件,不可避免地会带来相控调压的不足——功率因数低、谐波电流大的缺陷。

日本日立公司用 GTO 组成交-直-交变频器,其整流器和逆变器均采用 GTO。由于 GTO 的开关频率较低(一般仅几百赫兹),故一般采用多重化技术来减少谐波。在整流侧采用 GTO,使得交流侧功率因数可以保持在接近于 1 的最佳状态。因此,无需加装补偿电容。目前,日立公司已生产出大容量 GTO 交-直-交变频器系列产品,主要性能指标如下:

调速范围:1:1000

调速精度:±0.01%

速度响应:80r/s

选用电机容量:450~1000kW

## 3. 新型的 CC/CSI 变频器

交-交变频器(又称循环变频器 CC)的低频性能好,但调速范围窄。而交-直-交变频器(CSI)的低频脉动大,高频性能佳。德国 AEG 公司将两者的优点结合起来,创造性地提出了 CC/CSI 方案。这种变频器低频段按 CC 方式工作,而高速段按 CSI 方式工作,充分发挥了 CC 低频脉动小和 CSI 输出频率范围宽的特点。

AEG 公司已经将 CC/CSI 方案实用化,为意大利克里蒙纳钢铁公司提供了 4 套 CC/CSI 变频传动设备。其中两套用于两台 6000kW 同步电机,在 0~12.5Hz 频率下按 CC 方式工作,12.5~60Hz 按 CSI 方式工作。

## 4. 大功率 SPWM 变频器

SPWM 本为正弦脉宽调制,但 SPWM 变频器一般指采用 GTR、IGBT 等高频全控型电力半导体器件(一般不包括 GTO,因斩波频率低)构成的变频器。这种变频器虽然也采用交-直-交方式,但与前述采用 GTO 交-直-交变频器相比,具有更高的斩波频率。这种变频器自问世以来发展很快,从数量上来说是最多的一种。但由于 GTR、IGBT 的耐压、过流能力有限,SPWM 变频器一直以小容量为主。不过,人们一直在努力使其应用于高压、大容量场合。具体方法有高-低-高、并联多重化和串联多重化等方案。

并联多重化技术主要用于中、低压大容量电动机的驱动。采用这项技术后,可使驱动的电动机容量扩大到几千千瓦。采用多重化技术不仅扩大了驱动装置的容量,而且改善了交流侧的电流波形,提高了装置的功率因数。

### 3.2.5 龙门铣床的交流变频调速驱动

对龙门铣床直流调速系统进行改造,使用变频器后极为方便,可通过其外围的少数几个控制端子进行全范围控制。变频器内部有完善的保护措施,无需在其外围线路中设计各种保护

电路。由于变频器的正反转运行是通过控制端子来改变逆变器的输出相位实现的,因此可比原直流调速系统减少两个大型直流接触器。采用具有无速度传感器的矢量控制变频器后,还可以去掉用作转速反馈的速度传感器,使控制线路大为简化。变频器的各种运行参数调试通过智能化键盘和显示器来完成,设置方便,更改灵活,调试时间短。

### 1. 变频器的选择

根据负载特性,选取适当控制方式的变频器,改造的对象是机床的进给机构,工作台进给和左、右主轴进给均属于恒转矩负载。原来的直流调速系统的调速范围  $D = 50$ ,要达到 50:1 的调速比,就必须选用带有矢量控制功能的工程型高性能变频器。

异步电动机的矢量控制就像他励直流电动机控制一样,将电动机定子的输入电流分解成产生磁通的电流分量和产生转矩的电流分量,分别进行独立而瞬时的控制,同时将二者合成后的定子电流供给电动机。因为以矢量控制决定变频器的输出频率,所以需要检测电动机的转速,这是带速度传感器的矢量控制。随着控制理论的发展和数字信号处理器(DSP)的应用,不用速度传感器,“只用异步电动机三根线控制”即无速度传感器矢量控制也实现了实用化。

目前,市场上出售的无速度传感器的矢量控制变频器的调速范围可达到 100:1。无速度传感器矢量控制是通过转矩电流的变化量的积分运算来推算电动机的转速,势必会带来推算误差。如果要求进一步提高调速范围和精度,就要选用带速度传感器的矢量控制。

普通笼型异步电动机上安装速度传感器不但增加了工艺难度,而且加大了变频系统的成本。考虑到无速度传感器矢量控制变频器的主要技术指标已能满足原机床的设计要求,所以使用中常选用无速度传感器的矢量控制变频器,而不在电动机上安装速度传感器。例如春日 KVFZ4110 型无速度传感器矢量控制变频器,它的主要技术指标如下:

- 1) 调速范围:无速度传感器矢量控制 100:1。
- 2) 起动转矩:1Hz 时可输出 150% 的额定转矩。
- 3) 频率精度:最高频率的 0.1%。

### 2. 变频器容量计算

现以龙门铣床直流调速系统改为变频调速为例,某龙门铣床工作台拖动直流电动机参数为:  $P_N = 10\text{kW}$ ,  $n_N = 1000\text{r/min}$ 。查电动机手册,与原直流电机数据对应的笼型异步电动机数据为:型号 Y160L—6,额定功率  $P_N = 11\text{kW}$ ,额定转速  $n_N = 970\text{r/min}$ ,额定电流  $I_N = 24.6\text{A}$ 。根据工作台进给的最大负载转矩为  $81\text{N} \cdot \text{m}$ ,换算到 Y160L—6 电动机绕组上的最大负载电流为 19A,则需要变频器的额定相电流为 20A,即所需变频器的额定输出电流必须大于 20A。查春日变频器手册,选择 KVFZ4110 型,它的额定电流为 24A,满足以上要求。

由于 KVFZ4110 型变频器不带标准制动电阻,所以还需要根据系统情况计算选用合适的阻值与容量。查春日变频器设计手册,制动电阻选 100% 制动转矩时的标准配置为  $62\Omega$ , 4kW。

### 3. PLC 在变频调速系统中的应用

PLC 选用日本立石公司的模块式 C200H, CPU 单元为 CPU01-E,存储器选 4K  $\text{E}^2\text{PROM}$ ,型号为 ME431,两个输入单元均为 16 点的 ID212,三个输出单元分别为 12 点输出的 OC222,8 点输出的 OC221,输出为独立 8 个接点的 OC224。变频调速部分的电气原理图如图 3-23 所示。变频器控制部分采用 PLC,龙门铣床的工作台进给、左主轴进给和右主轴进给,通过切换变频器输出侧的接触器来实现。如果在变频器正常输出时切换输出侧的接触器,将会在接触器触点断开的瞬间产生很高的过电压而极易损坏变频器中的逆变器件。因此,切换变频器输出侧

的接触器一定要等到所控制的电动机完全停止以后,才能安全切换。由 PLC 程序控制来实现变频器输出侧电动机的安全切换。

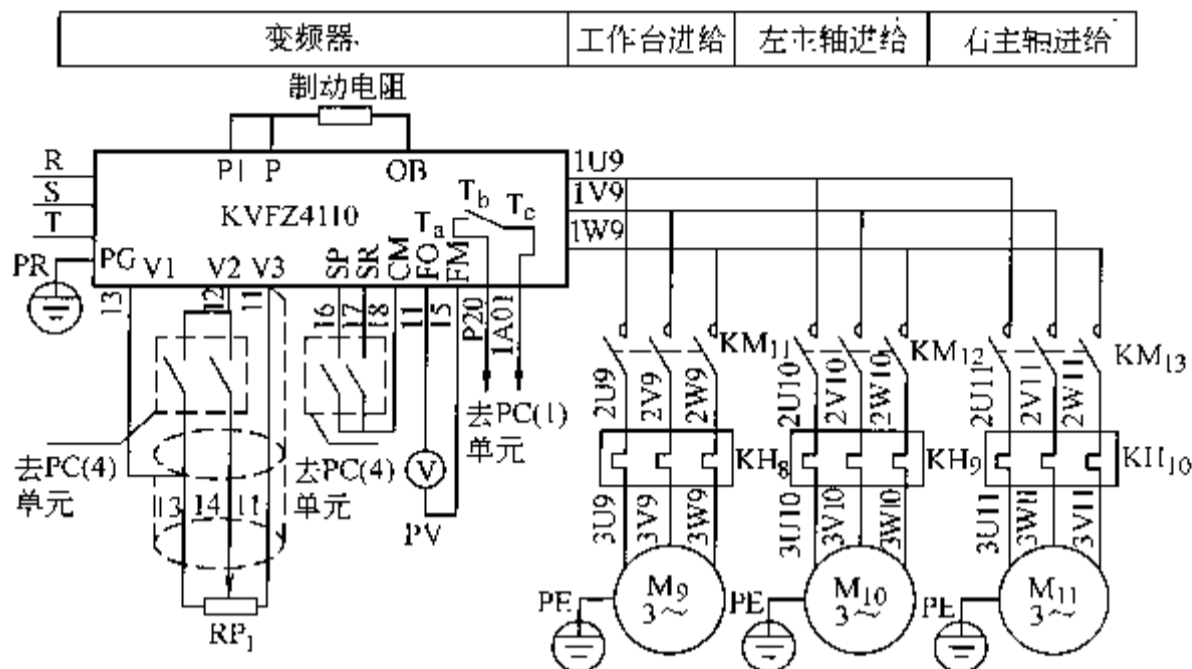


图 3-23 变频调速部分的电气原理图

#### 4. 变频器和 PLC 的安装与接线

变频器和 PLC 要求的安装环境温度为  $-10 \sim +50^{\circ}\text{C}$ 。控制柜内的发热元器件有变压器、接触器、变频器及其制动电阻等,为了降低这些大发热量器件而致的柜内温升,可增加一台成本较低的换气风扇。变频器在控制柜内安装时,应尽量靠近柜内顶部的换气风扇,让从柜下部进入的冷空气全部通过热源部分。

对于以数字电路为主构成的 PLC 来说,工作灵敏度高,有可能受到各种外来电磁干扰,引起误动作。目前市场上出售的变频器多采用 SPWM 控制,它的输出电流中含有多种谐波,是强电磁干扰源。为了防止变频器对 PLC 的干扰,PLC 的安装应尽量远离变频器,并且它们的安全保护接地、屏蔽接地均应采取单点接地。

变频器和 PLC 的控制信号为微弱的电压、电流信号,所以与主回路不同,对于导线的选择和敷设要增加抗干扰的对策和规程。由于变频器的输出回路是强电磁干扰源,因此,变频器和 PLC 控制回路的配线不能与变频器主回路配线在同一根铁管或同一配线槽内敷设。为了进一步提高抗干扰效果,还应采用  $1.0\text{mm}^2$  的绝缘屏蔽导线。变频器在出厂时,所有的功能码都已设定了。但是,龙门铣床调速系统的要求与变频器的工厂设定值不尽相同,有一些重要功能参数需重新设定。把 PLC 灵活引入变频器控制系统,使得变频调速系统不但调速的各项性能指标达到原直流调速水平,而且线路大为简化,再加上变频器和 PLC 都有完善的故障诊断功能,使可靠性、可维修性得到大幅度提高。

### 3.2.6 变频调速在船舶电力推进系统中的应用

·当今船舶技术领域中,一项既古老而又新颖的全船性的综合系统——船舶电力推进系统正处于时尚的潮流之中。它是集船舶总体布置、性能、轮机与电气专业合作之大成,船舶电力推进系统的应用体现了船舶动力装置的重要变革与发展,也是电力电子技术与计算机数字控制技术成熟应用的必然结果。船舶电力推进系统正在越来越多的各种类型的船舶上得到广泛的应用。

现在,上海汉格机电设备公司向船舶行业推出一个崭新的采用了现代高新技术的变频器传动的船舶电力**推进**系统,它应用在上海市重点工作项目——苏州河治理工程中的一艘曝气

复氧船上。这个电力推进系统的应用提供了一个良好的典范。

苏州河曝气复氧船是一艘河水治理用的工程船。在船上布置了大型制氧设备,通过潜水泵抽吸排放管道将氧气送入河中,用来提高河水中的含氧率以改善水质,利于水生物的生长。船体长26m,宽6m,深1.9m,高2.2m,吃水1.4m,总体布置分前后两大块,前面是驾驶室、配电控制室及制氧机舱,后面为推动系统应用柴油发电机给异步电动机供电的方案。整船动力系统由2台、功率为200kW的柴油发电机组拖动(采用了瑞典 VoLVö 公司的环保型柴油机);舵桨装置为2台,选用德国 SIEMENS 公司的 ILA 系列 30kW 异步电动机驱动,电动机由德国 SIEMENS 公司的 6SE70 系列变频器控制调速。该船采用电力推进系统使全船总体布置合理紧凑,总长比采用柴油机直接推进方案要短;柴油机总装置功率比采用柴油机直接推进方案要小;柴油机数量减少,运行管理及维修工作量少;操纵灵活方便,在自由航行状态可只开1台柴油发电机组,而在柴油机直接推进方案中需开3台柴油机;自动化程度高,作业时集中在驾驶室操纵,工作条件良好。充分体现出船舶电力推进系统的优点。现主要介绍其控制特点和系统构成。

### 1. 交流变频调速系统

目前以采用交流变频器的交流调速系统发展最快,日趋成熟,并在众多的船舶电力推进系统中得到成功应用。从我国船舶设计制造的现状来看,可能采用电力推进的功率规模一般在5000kW以下,交-直-交变频系统是电力推进的主要形式。无论从装置的硬件及软件性能,变频器产品都能适用于船舶电力推进系统的应用。图3-24为其闭环控制板 CUVC 板端子排图。

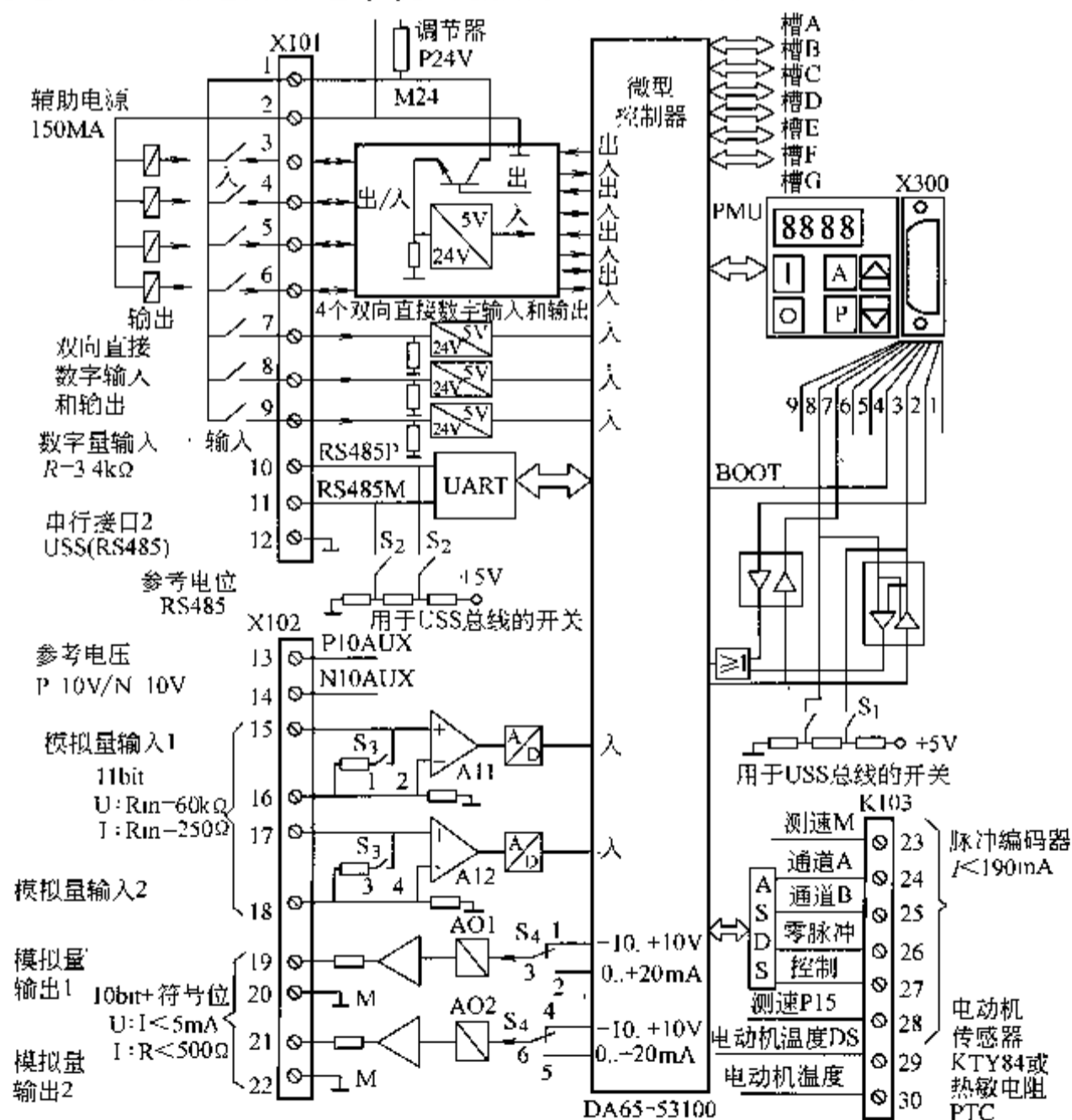


图 3-24 CUVC 闭环控制板端子排图

## 2. 电力推进系统

(1) 主电路 主电路的核心是选用合适的变频器,电力推动系统选用了 SIEMENS 的 6SE70 系列 37kW 书本型结构变频器。采用断路器供电,并用主接触器实现变频器与电网的连接和断开,其控制由变频器电子板实现;用进线电抗器来抑制电网电压的突变及电流冲击,减小谐波;考虑到对电磁兼容性的要求,留出了安装干扰抑制滤波器的位置;为了抑制船舶从高速前进突变到停止或后退过程中,水动力效应使变频器中间直流回路电压升高,采用了一个制动单元和外接制动电阻来消耗反馈电能;此外,还使用了输出接触器。

(2) 控制电路 控制电路采用 AC 220V 及 DC 24V 两种方式。AC220V 给正反转继电器、主接触器、电动机空间加热器及通用逻辑模块电路供电;DC24V 由失压继电器、输出接触器、通用逻辑模块电路及变频器状态检测电路供电。电动机调速电路用电位器、电动机脉冲编码器测速电路和电动机温度检测电路直接输入到变频器闭环控制电子板连接,并输出电动机电流和转速的模拟量信号至外部电表。

(3) 操纵方式 驾驶室遥控操纵采用特殊的带有零位、正向、反向开关和调速电位器的操纵器。变频柜就地操纵采用变频器上固有的操作面板操纵,有起动、停止、变向、加速、减速 5 个按钮,在柜子面板上有一个遥控/就地操纵转换开关。该转换开关具有优先权,这是满足规范规定要求“就地操纵应比驾驶室遥控操纵具有优先权”的措施。在 6SE70 变频器上能轻松地实现这种优先权的转换,多数变频器均无此功能。由于本船为双桨装置,为了操纵方便和防止两台操纵器的调速不一致,还设置了一个联动/分动操纵转换开关,设置在驾控台上,能实现用一个操纵器操纵两套装置的目的,实现了两台同步运行。

(4) 检测、报警、安全电路 变频器还输出有运行、报警、故障 3 个状态开关量,在驾控台及集控台上均设有相应的指示灯及蜂鸣器。其报警信号是一种不中断运行但不会改变即时运行状态的信号,如果报警原因不存在了则信号自行消失。故障信号在变频器操作面板上显示故障代码,提示运行人员查询并进行故障分析处理,处理后人工恢复备机状态。

### 3.2.7 交-直-交变频调速在鞍钢重轨矫直机上的应用

鞍钢大型厂 50m 重轨矫直机分平矫和立矫两部分,对重轨能进行四面矫直。目前在该厂安装完成的矫直机是采用德国西马克公司生产的机械设备和电控设备,最长能矫 50m 长的重轨。四面压力矫直机矫直的重轨具有高强度、高纯度、高精度、高平直度的优点。经该机矫直的 25m、50m 重轨,可以满足 300km/h 高速铁路的要求。

该矫直机采用电流型交-直-交变频器,这类变频器主回路采用大电感滤波,直流电流比较平直,直流电源呈高阻抗,具有恒流源特性。电源侧交流输入电源和电动机侧逆变器的输出电流都近似为  $120^\circ$  矩形波,输出电压波形近似为正弦波。电流型变频器适用于功率较大的传动装置,及要求频繁快速起制动、调速范围宽、动态性能较高的场合。

#### 1. 串联二极管式电流型变频器的结构特点

这种电流型变频器的结构见图 3-25,它的主电路特点是:中间环节采用电抗器滤波,因此电源阻抗很大,类似于电流源;逆变器输出电流比较平直,为矩形波;输出电压波形由电动机感应电动势决定,电压波形近似正弦波。图 3-25 中  $C_1 \sim C_6$  为换向电容,它与电动机定子绕组构成串联谐振电路进行换向; $VD_1 \sim VD_6$  称为隔离二极管,隔离电流与负载构成通路确保可靠换向。

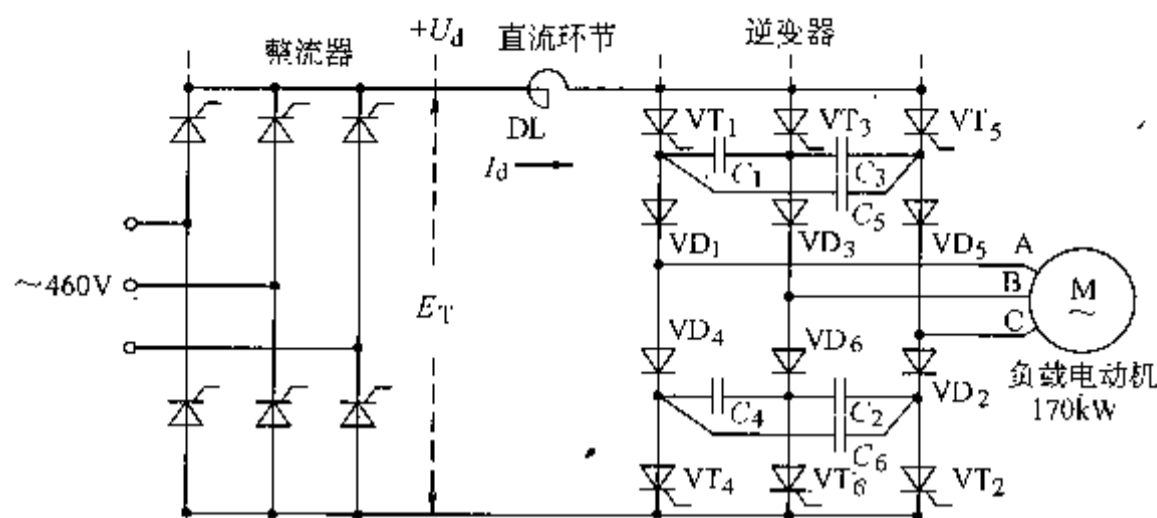


图 3-25 串联二极管式电流型变频器的主回路

这种变频器的特点是可以实现再生发电制动,所以制动速度快,适用于频繁快速启制动的场合。

## 2. 工作原理分析

此逆变器为  $120^\circ$  通电型换流电路,任意瞬间只有两个晶闸管同时导通,电动机轮流形成两相通电。电动机的转向由晶闸管的导通顺序决定,正转时触发顺序为  $VT_1$ 、 $VT_2 \cdots VT_6$ ,反转时触发顺序为  $VT_6$ 、 $VT_5 \cdots VT_1$ 。各触发脉冲间隔  $60^\circ$ ,每个晶闸管导通  $120^\circ$ ,三相对称,各相互差  $120^\circ$ ,在强迫换流电路中, $C$  为换向电容,它的作用是给欲关断晶闸管施以反压,使其强迫关断。

当突然降低逆变器输出频率时,系统电机可以从电动状态自动地进入再生发电状态。在正常的电动运转状态下,电动机定子电压频率即逆变器输出频率  $f_1$  大于异步电动机旋转频率  $f_n$ ,转差率  $s$  的变化范围为  $0 < s < 1$ ,电动机转速落后于旋转磁场转速,功率因数  $\cos\phi > 0$ , $\phi < 90^\circ$ ,电机运行于电动状态,逆变器工作于逆变状态,整流器工作于整流状态。

当定子频率突然降低时, $f_1 < f_n$  ( $n_1 < n$ ), $s < 0$ ,旋转磁场转速小于电动机转速, $\cos\phi < 0$ , $\phi > 90^\circ$ ,电机运行于再生发电状态。由于电流不能反向而逆变器输出电压反向,因此逆变器工作于整流状态,整流器工作于逆变状态。系统把电动机的机械能转变成电能,回馈到交流电网。

## 3. 控制系统工作原理

交-直-交变频器有两个功率变换器,即整流器与逆变器,它们分别有相应的控制系统,并且相互联系,由同一个给定值进行控制。

整流器控制回路属于电压控制系统,由给定积分器给出的电压频率设定值信号,通过电压调节器、电流调节器及移相触发器给出触发脉冲信号来控制整流器中晶闸管的控制角  $\alpha$ ,以改变相应的整流电压和电流,这种电压外环、电流内环的双闭环控制系统和晶闸管-直流电动机系统(SCR-D 系统)的控制原理相同。

逆变器的控制回路属于频率控制系统,由于多采用恒磁通协调控制的变频原则,所以要求电动机的端电压和频率的比值  $u/f$  保持一定。考虑到异步电动机在低速低频运行时,因定子电阻压降的影响,使变频器在低频时仍保持有足够的电压值,从而形成恒最大转矩  $T_{MAX}$  变频调速系统。函数发生器的输出信号接至电压调节器  $Y_T$  的输入端,然后与电压反馈信号比较进行电压自动调节。

频率控制系统是将给定频率的电压信号通过电压频率变换器变换成相应频率的脉冲信号,由环形分配器进行六分频后,依次循环分配给 6 个脉冲功率放大器,脉冲功率放大器输出经隔离与匹配环节后输出触发脉冲送给逆变器中的晶闸管控制其通断进行变频工作,从而得

到可变频率的交流电供给电动机调速运行。

频率校正环节的作用是保证在瞬态调节过程中,两个功率变换装置仍能基本保持  $u/f$  比例的协调控制规律。采用这种瞬态频率校正环节后,可使系统工作的稳定性得到较大的改善。

交-直-交电流型变频调速系统适用于功率较大、要求频繁快速起制动、调速范围宽、动态性能要求较高的主传动辊电机,此系统能够满足各项工艺要求,是较为理想的变频调速系统。

### 3.2.8 交流调速在宝钢大型板坯连铸生产线上的应用

宝钢二期工程引进大型板坯连铸生产线,连铸机的交流调速装置采用矢量控制双极型功率晶体管(BJT)逆变器。由于使用中经常发生“烧管子”的问题,所以宝钢自行开发、研制了新的连铸机用 IGBT-SPWM 矢量控制交流变频调速装置,其原理框图如图 3-26 所示,完善和加强了装置的保护功能,消除了原有缺陷,并在技术和性能上有所创新、提高。

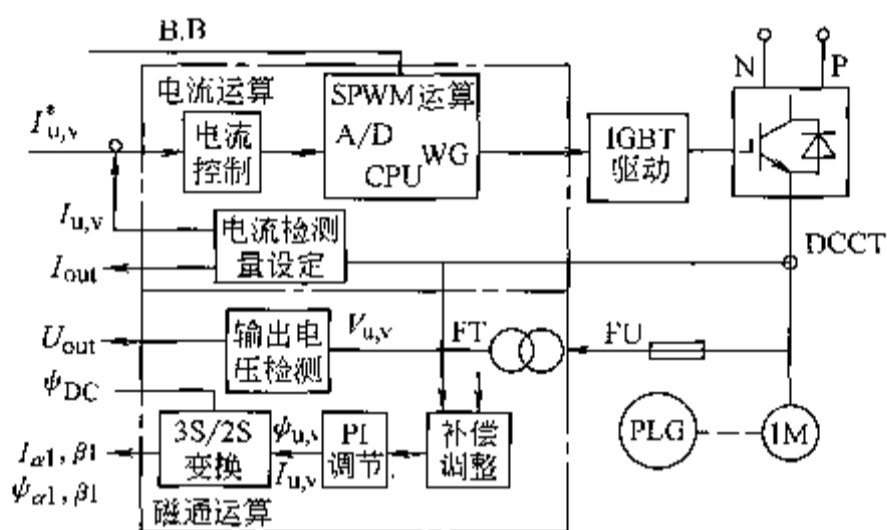


图 3-26 IGBT-SPWM 矢量控制交流变频调速控制装置原理框图

B. B—外部封锁信号 P; N—直流输入母线正、负极  
DCCT—电流检测器 FU—快速熔断器 FT—磁通变换器  
PLG—速度检测器 IM—笼型异步电动机  
 $I_{out}, U_{out}, \psi_{DC}$ —电流、电压、磁通检测输出

主要包括以下两部分：

(1) 功率变换器改进 主电路直流母线均压电路及电源指示、软启动电路的设计,使之更安全合理;用 IGBT 取代 BJT,重新设计功率变换电路和电力半导体器件的驱动、吸收电路,增加短路保护功能。

(2) 控制器采用微处理器取代模拟电路完成 SPWM 的数字化实时处理,完成装置的故障检测与保护 控制器主要完成调速装置的系统控制,包括速度检测、速度控制运算及磁通观测和矢量控制运算,进行输入输出控制,与上级 PLC 或操作台进行通讯,将调速装置与主干控制装置相连,与其他调速装置及控制操作装置一起构成连铸电气传动控制系统。

1) 正弦波脉宽调制 (SPWM) 的目的是希望逆变器的输出电压是按正弦波变化宽度的等幅不等宽的脉冲列。为此,应用规则采样法通过查表、实时计算而生成,这个直接正弦脉宽调制的关系简单,易于实现实时控制。

2) 在系统的各种故障中,装置发生短路或过流是较为常见的。为此,在研制过程中采取了多级保护措施:①在直流母线使用电流互感器监测逆变器是否过流,并根据装置容量设置相应的快速熔断器,以免故障扩大;②在逆变器的输出端使用电流互感器采集反馈信号,并监视

电缆及电机是否过载;③选择合适的 IGBT 专用驱动电路,利用 IGBT 的短路特性,采用集电极电压识别法和慢关断技术,使其具有可靠有效的短路保护功能;④在逆变器的输出端采用零序电流检测器以免接地故障的危害。种种保护措施提高了装置的可靠性。

3)在滤波储能及逆变电路等功率部分,设计了独特的主回路母线排,采取合适的板状布线工艺,利用薄铜板和绝缘介质构成平行板电容器,一方面可加强导电和散热能力,另一方面可降低分布电感、增大分布电容,以充分利用分布参数,加强吸收效果,降低对吸收电路的要求,简化逆变器吸收电路的设计。样机的吸收电路采用高频特性优良的无感电容 MPP.47K/1200V,其电容值为  $0.47\mu\text{F}$ 。

4)采用比较可靠有效的无触点式软启动电路,而未采用继电器。同时,利用脉冲变压器对进行隔离、对软启动电路中的晶闸管进行隔离驱动,以避免强电串入并危及控制电路。

### 3.3 正弦波逆变电源

为了减少谐波,降低谐波损耗,要求逆变出的交流电的输出波形最好是正弦波,在有些工作环境下,还要求输出正弦波的频率必须是连续可调的,这就是正弦波变频电源。本节介绍几种典型变频电源的原理与工作过程,同时也说明电力电子半导体器件在变频电源中的应用。

#### 3.3.1 通用型 IGBT 变频电源

传统的 400Hz 变频机组,具有笨重、效率低、噪声大、动态品质差、输出波形差等缺点。用静止变频电源取代它是发展的必然趋势。早期的晶闸管静止变频电源虽然克服了变频机组的许多缺点,但晶闸管的关断依赖负载或附加的辅助换相电路,控制复杂,动态性能不理想,在技术性能上很难有新的突破。由空军雷达学院研制的 IGBT 变频电源,从根本上克服了上述弊端,是一种性能优良的静止变频电源。

##### 1. 变频电源的主电路结构

400Hz 变频电源主电路结构如图 3-27 所示。其中 Js 为软启动控制环节,用来避免上电时浪涌电流对整流模块的冲击。该变频电源采用 SPWM 控制策略,由于载波频率的高频化,SPWM 脉冲波的第一组谐波中心向高频端迁移,距基波频率甚远。这就使得输出滤波网络得以小型轻量化,动态品质也得以改善。输出滤波网络采用常通型两元件低通滤波器,滤波元件  $L$ 、 $C$  的参数按下式选取:

$$L = R / (\pi / f_c) \quad (3-2)$$

$$C = 1 / (\pi / f_c) \quad (3-3)$$

式中  $f_c$  为通带的最高截止频率; $R$  为滤波器的特性阻抗。

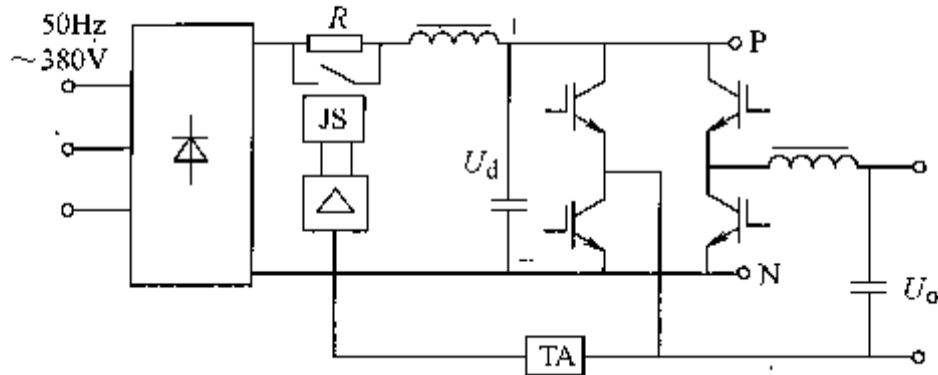


图 3-27 400Hz 变频电源主电路结构图

## 2. 控制系统的结构

控制系统结构如图 3-28 所示, 电流环作为输出电压控制环的辅助环, 能成功地限制逆变器的输出电流, 以防止逆变器过载, 提高系统稳定性。

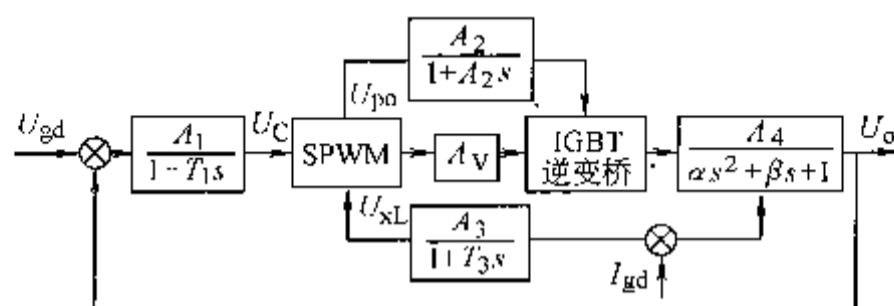


图 3-28 控制系统结构框图

## 3. 擎住效应的防护

IGBT 由四层 PNPN 组成, 内部形成一个寄生晶闸管, 有可能由于再生作用而发生擎住, IGBT 的擎住效应是由器件的特殊结构决定的, 应为 IGBT 设计良好的周边电路, 抑制擎住的发生, 主要有下述几个方面的措施:

(1) 避免 IGBT 超过热极限 IGBT 的擎住电流与温度有关, 散热器的温度以不超过  $70^{\circ}\text{C}$  为宜。温度升高后, 开通的偏置电压不再是  $0.7\text{V}$ , 而是随温度的升高而下降;  $P^+$  区的横向电阻  $R_p$  随温度的升高而增大, 二者的影响均促使擎住电流下降。

(2) 选择合理的驱动条件 IGBT 的动静态特性与栅极驱动条件密切相关。正反向驱动电压  $\pm U_{ge}$ 、门极电阻  $R_{ge}$  对 IGBT 的饱和压降、开关损耗、短路耐量等都有不同程度影响。经验表明, 正向驱动以  $13\text{V} \leq U_{ge} \leq 15\text{V}$ , 反向驱动以  $-7\text{V} \leq -U_{ge} \leq -5\text{V}$  为宜。在开关损耗允许的情况下,  $R_{ge}$  应适当选大。

(3) 利用缓冲电路限制过压 IGBT 感性关断时产生的浪涌电压一方面可能使 IGBT 的关断轨迹位于安全工作区之外, 另一方面使管耗增加, 温度升高, 对抑制擎住不利。必须使用 RC 缓冲电路消除这种开关浪涌电压。

(4) 过流或短路故障时应使 IGBT 缓关断 故障情况下, 由于关断时随着 MOSFET 沟道的减小, 电流会流过  $P$  区电阻  $R_p$ , 使  $U_p$  升高, IGBT 可能会进入擎住。而简单快速地关断 IGBT 会产生较大的  $di/dt$  和  $du/dt$ , 也可能促使 IGBT 进入擎住。因此, 应该在 IGBT 耐量允许的前提下, 设法缓关断 IGBT。

(5) 合理选择器件等级和开关频率 高速型 IGBT 的优选频率工作范围是  $10 \sim 15\text{kHz}$  (硬开关)。开关频率太高, 管耗大, 温升高, 可靠性下降。以单相  $4\text{kW}$  的静止变频电源为例, 选用富士 2MBI50L-120 功率模块。频率调制比  $m_f = 33$ , 载波频率  $f = 400 \times 33 = 13.2\text{kHz}$ 。经主电路倍频以后, 逆变桥输出的 SPWM 脉冲波的频率为  $26.4\text{kHz}$ 。

## 4. 控制、驱动及保护电路

由 EPROM 和 D/A 构成调制波产生电路是目前较好的办法。将参考正弦波按规则采样法离线算好后存于 EPROM 中, 若为三相电源, 参考正弦波三相互差  $120^{\circ}$ , 使用一片最小容量的普通型 EPROM 即可。基本电路如图 3-29 所示。

因为三角波载波的斜边是与参考正弦在台阶处相交, 比较器不存在抖动问题, 不需附加任何措施, 稳定可靠。图中  $U_{pc}$  经反馈环节处理送至  $A_1$  的反相端, 调节参考正弦的对称性, 以防止由于 IGBT 的离散性 (如开关速度、管压降) 及外部驱动条件的不一致性引起的输出变压器



主开关接通,  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  滤除直流电源线路上的高、低频纹波, U1 为三端稳压器, 提供给单片机 +5V 工作电源。市电通过  $R_{28}$ 、 $R_{29}$  分压、限流后加至 VL<sub>5</sub>、VL<sub>6</sub> 两个光耦上, 如系统工作正常, 则 U3 的 27 脚始终为低电平, 单片机自动转入充电程序。市电输入正常后, 单片机的 26 脚输出一个高电平, 通过  $R_{26}$ 、VT<sub>7</sub> 来吸合继电器 K<sub>3</sub>, 市电通过  $C_{19}$ 、 $C_{20}$ 、 $C_{21}$ 、 $L_2$ 、 $C_{22}$  滤波网络后输出至负载。单片机的 25 脚输出一个高电平, 通过  $R_{25}$ 、VT<sub>6</sub> 来吸合继电器 K<sub>2</sub>, 市电通过  $R_{33}$  限流电阻加到变压器 T<sub>1</sub> 上, 同时单片机的 11 脚输出一个高电平, 关断 U2, 此时, VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub>、VT<sub>3</sub>、VT<sub>4</sub> 内的续流二极管组成的全桥整流电路对外接的蓄电池进行充电, 电池充满电后, 单片机的 25 脚输出一个低电平, 释放 K<sub>2</sub>。当单片机检测到停电 (即 27 脚为高电平) 后, 释放 K<sub>2</sub>、K<sub>3</sub> 继电器, 同时单片机的 11 脚输出低电平, 启动逆变程序。单片机通过 U3 的 11 脚输出一个低电平来选通 U2, U3 的 12、13 脚输出经过 PID 处理过的两路 SPWM 脉冲组, 输入到 U2 的 5、6 脚, 经内部逻辑电路处理, 分别驱动 VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub>、VT<sub>3</sub>、VT<sub>4</sub> 全桥功率电路,  $R_4$ 、 $R_5$ 、 $R_6$ 、 $R_7$  为栅极驱动电阻; 输入低压直流经 T<sub>1</sub> 变压器变换后, 变成高压 SPWM 脉冲群, T<sub>1</sub> 的二次绕组经  $C_{21}$ 、 $L_2$ 、 $C_{22}$  组成的高频滤波电路滤波, 输出电压经 T<sub>3</sub> 降压变换, VD<sub>7</sub> ~ VD<sub>10</sub> 桥式整流,  $R_{27}$ 、 $R_{24}$ 、 $R_{23}$ 、 $C_{17}$  组成的低通滤波回路后, 送至 U3 的 4 脚, 经 10bit 的 A/D 转化后, 与标准值进行比较、运算, PID 算法处理后, 来控制、调整内部的两路 PWM 输出占空比, 从而控制输出电压的稳定和输出波形不畸变。VD<sub>4</sub>、 $R_{16}$ 、 $R_{17}$ 、 $C_{12}$  组成了直流电流取样回路, 经 U3 的 2 脚输入, 实时检测过流和过载情况。  $R_{20}$ 、 $R_{19}$ 、 $R_{21}$ 、 $C_{16}$ 、VD<sub>11</sub> 控制单片机 PIC16F876 的工作组成了直流电压采样回路, 经 U4 的 3 脚输入, 实时检测欠压和超压情况。  $R_7$ 、 $C_{10}$  作为延时滤波电路, 提供了高电平, 使 U2 能正常工作, VD<sub>2</sub>、 $C_5$  和 VD<sub>3</sub>、 $C_7$  构成了两组自举升压电路, 为桥式电路的两个上臂 N-MOS 管提供驱动电源。T<sub>1</sub> 采用高磁导率、低矫顽力的环形变压器, 此变压器具有体积小、重量轻、抗偏磁能力较强等特点, 同时还有制造工艺简单、成本比较低廉、抗短时间短路能力较强等特点。U4 的外围电路组成直流电流取样放大、比较电路。

此正弦波逆变电源采用 SPWM 技术, 输出电压波形为纯正弦波, 具有瞬态响应好、无波形失真、输出电压和频率稳定等特点, 并同时具有极佳的 EMI 指标。电源设有直流输入过电压、欠电压保护, 交流输出过载、短路以及机内过热保护等一系列保护措施, 使电源的各项性能指标和可靠性具有足够的技术保证。

### 3.3.3 实用小功率中频电源

400Hz 中频电源是航空设备常用电源之一, 空军第一航空学院研制出小功率中频电源模块, 既可以作为备用电源也可以将其放在专用设备内部, 提高了测试设备的使用效率和可靠性。

该电源电路如图 3-31 所示, 由标准源、可控增益放大电路、前置放大电路、推挽放大、反馈转换、校准电路、AC/DC 模块和变压器 T 等组成。标准源电路产生 400Hz 正弦波作为激励源输出给可控增益放大电路, 可控增益放大电路增益受调整电路和校准电路控制, 能在线性范围内调整  $\pm 20\%$ , 其输出的信号经两级放大, 由变压器升到 115V, 变压器另有 36V 输出端备用。AC/DC 模块将 220V 市电变换为

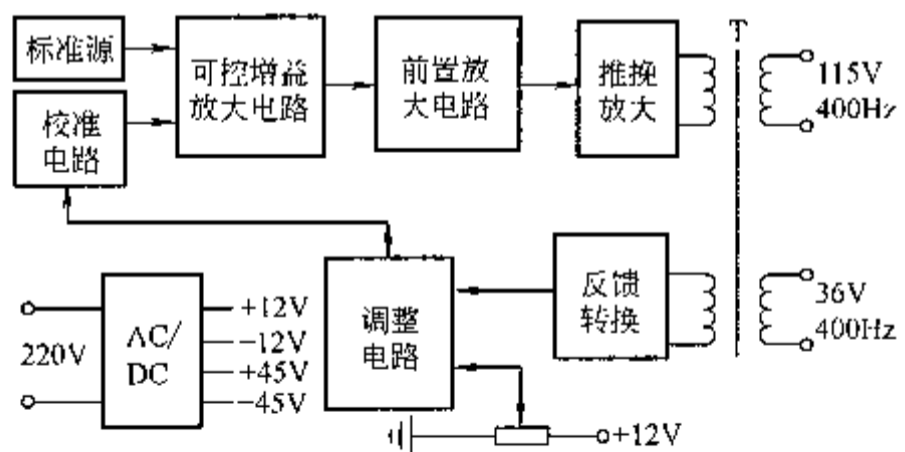


图 3-31 中频电源组成框图

+12V、-12V、+45V 和 -45V 直流电压供器件使用。

标准源是由函数发生器 5G8038 实现的。它是用来产生特定时间函数信号的专用集成电路,不仅能产生方波信号,同时还能产生三角波和正弦波信号,用途极为广泛。该器件具有下述特点:

- 1) 输出各类波形的频率漂移小于  $50 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}$ 。
- 2) 工作频率能在  $0.001\text{Hz} \sim 300\text{kHz}$  范围内调节。
- 3) 输出正弦波(在 50% 占空比下)失真小于 1%。

图 3-32 为 5G8038 标准源电路的连接图。4 脚和 5 脚分别接两个电阻( $5\text{k}\Omega$ ),通过微调  $1\text{k}\Omega$  电位器  $\text{RP}_2$  可使输出的正弦波占空比为 50%;为使 2 脚输出的正弦波有最小的失真度,图中采用两套微调网络,分别对 1 脚和 14 脚电位进行微调,使正弦波输出对称,且失真度最小,一般失真度可调节到 1% 以内;改变 8 端的电位,可改变  $C_1$  的充放电电流,从而改变输出波形的周期,也即改变函数发生器的输出频率,如用示波器或数字表测试到本电源的频率发生偏移,可微调电位器  $\text{RP}_1$ ;定时电容  $C_2$  与内部恒流源组成积分器。

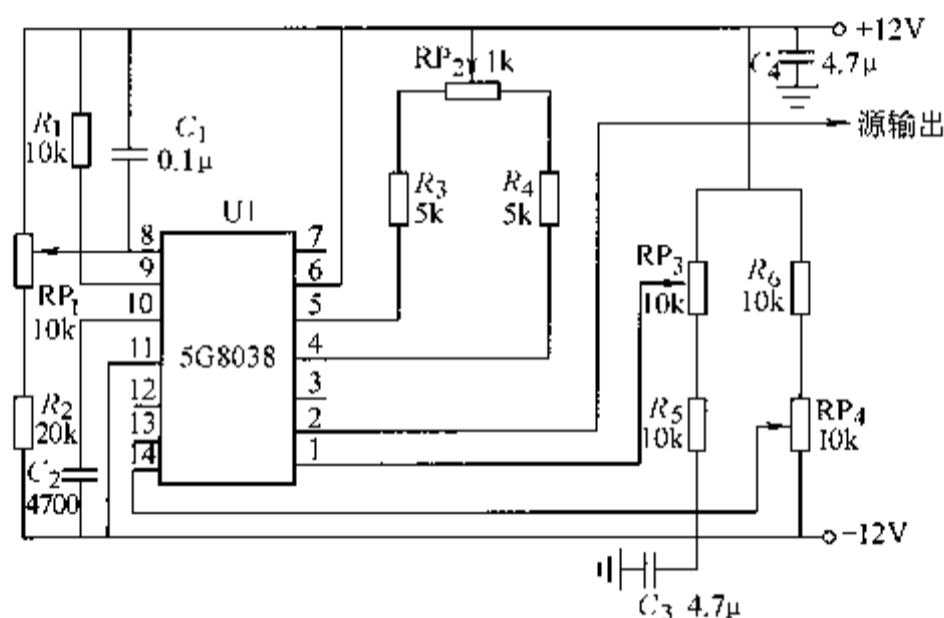


图 3-32 标准源电路

可控增益放大器是电压控制放大器(VCA),具有利用外部直流电压使互导  $g_m$  发生变化,从而调节其放大倍数来完成电压控制放大的功能。本电路使用 CA3080 芯片,它是一种差动输入/电流输出型的 OP 放大器,如图 3-33 所示。

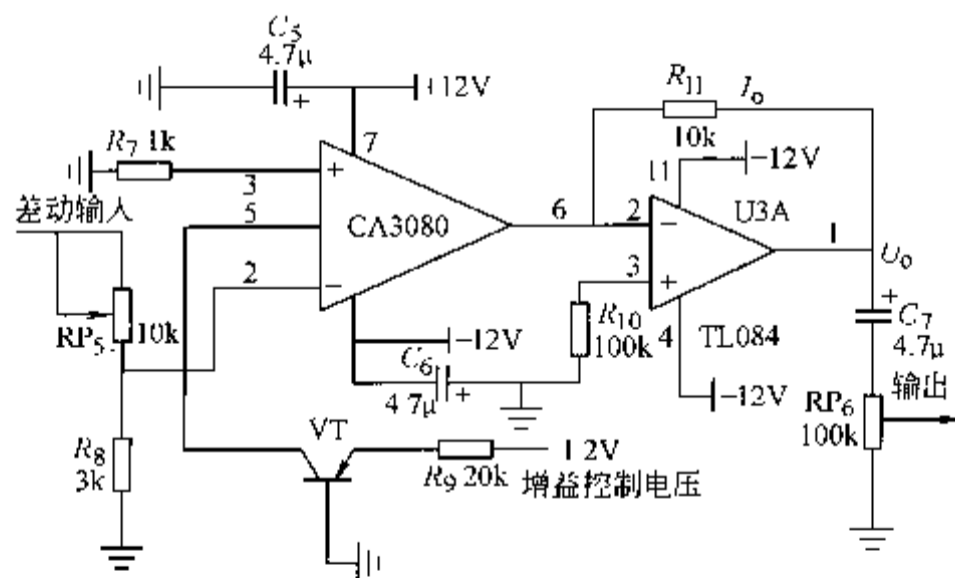


图 3-33 可控增益放大器电路

TL084 能够把 CA3080 输出的电流转换为电压,并起到隔离作用,由于  $R_{11} = 10\text{k}\Omega$ ,假设  $I_o$

$= 0.6\text{mA}$ , 则  $U_o = 6\text{V}$ ,  $C_7$  起隔直作用, 只允许交流成分通过。

前置放大和驱动电路如图 3-34 所示, 前置放大采用 NEC 公司生产的高保真专用音响功率放大芯片 UPC1342, 它具有很低的失真度, 典型值为  $0.02\%$ , 可将  $400\text{Hz}$  正弦信号直接放大到  $110\text{W}$ , 3 脚接电阻器和电容器有噪声抑制作用; 4 脚为信号输入端; 5 脚为反馈端; 7 脚和 8 脚接晶体管起温度补偿的作用, 也可用可变电阻代替; 6 脚的电容器起相位补偿作用; 13、14 脚悬空。前置放大输出的信号加到互补推挽电路以对正弦信号进一步放大。推挽电路由  $\text{VT}_3$ 、 $\text{VT}_4$  和  $\text{VT}_5$ 、 $\text{VT}_6$  组成, 可使信号功率达到  $500\text{W}$ , 幅度  $30\text{V}$ 。

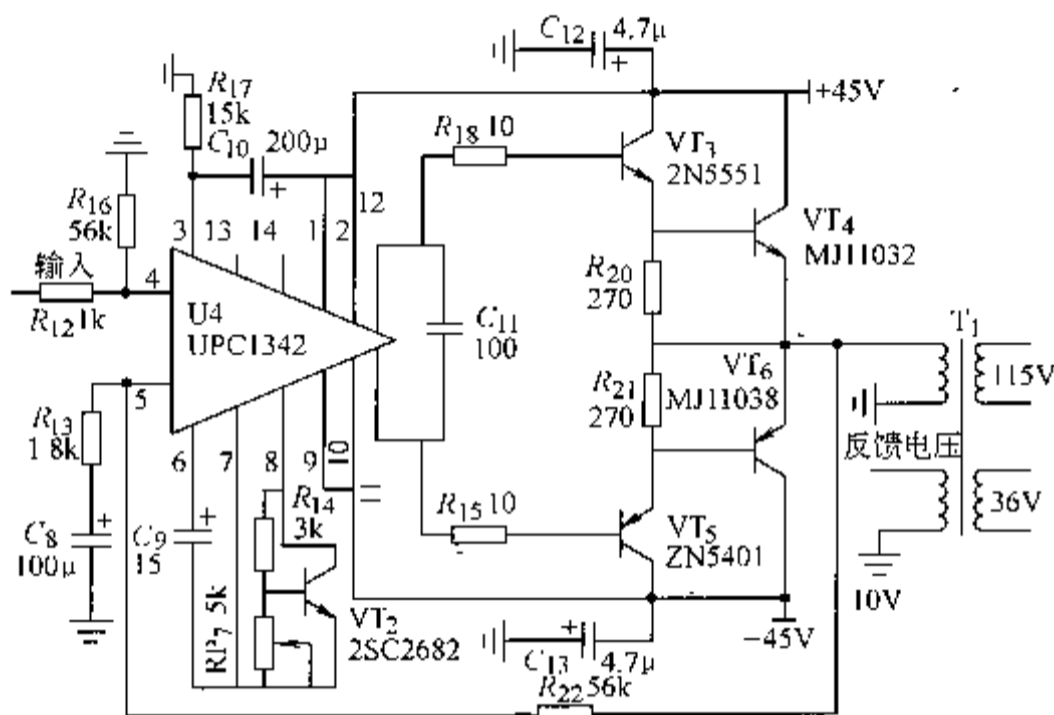


图 3-34 前置放大和驱动电路

变压器有 4 个绕组, 分别为输入绕组、反馈绕组、 $115\text{V}$  绕组和  $36\text{V}$  绕组, 其匝数比约为  $30:10:115:36$ 。

校准和电压调整电路如图 3-35 所示, 该电路主要有两个作用:

- 1) 使对 CA3080 的增益调节位于线性范围中心。
- 2) 对变压器输出电压微调。

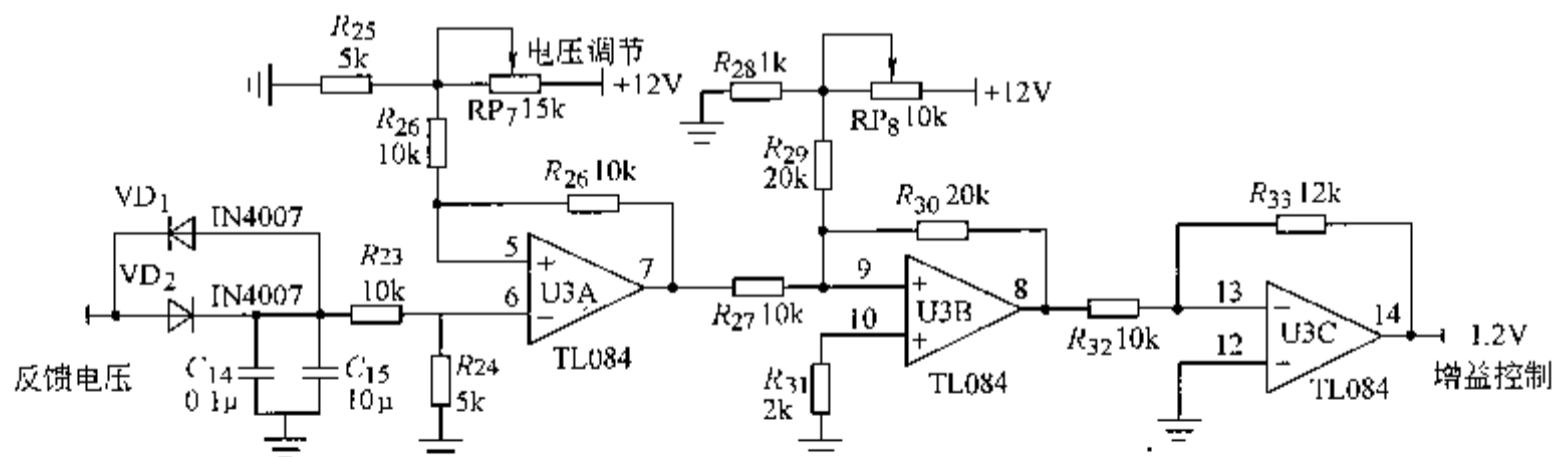


图 3-35 校准和电压调整电路

校准前将  $R_{27}$  断开, 调节  $\text{RP}_8$  使  $\text{U3B}$  输出电压为  $1.2\text{V}$ , 此时变压器输出电压为  $115\text{V}$ , CA3080 增益位于线性范围中心。变压器输出的反馈电压经  $\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_2$ 、 $\text{C}_{14}$ 、 $\text{C}_{15}$  组成的全波整流器整流, 然后再分压输入到比较器  $\text{U3A}$ , 可变电阻  $\text{RP}_7$  分压得到的直流电压也加到  $\text{U3A}$ , 比较器根据调节作用输出或正或负的电压加到  $\text{U3B}$  控制 CA3080 增益, 使  $115\text{V}$  交流电压在  $\pm 20\%$  范围内变化。

### 3.4 不间断电源 UPS

UPS 电源不仅能保证连续供电,而且从 UPS 输出的电源质量也非常高,没有任何干扰脉冲、噪声及其他干扰,这是一个非常理想的高质量电源。使用 UPS 是迄今为止弥补市电缺陷的最佳办法。

#### 3.4.1 UPS 使用目的与类型

##### 1. UPS 使用目的

随着微型计算机应用的日益普及和信息处理技术的不断发展,对供电质量提出了更高的要求。一是解决市电中断或瞬变时对计算机等负载产生不良的影响,这些不良影响包括浪涌、高压尖脉冲、暂态过电压、电压下降、电源噪声、频率偏移、持续低电压以及市电中断等。二是要保证输出优质正弦波。为此,引入一种新型不间断电源技术(Uninterruptible Power System, UPS)。

在通信中,UPS 的具体使用对象是卫星通信、数据传输、传真技术以及无线收发信、长途台自动计费 and 程控交换设备等。此外,UPS 还广泛应用于机场、港口、医院、铁路、工业控制中心和电子计算中心等。

##### 2. UPS 的类型

目前市场上销售的 UPS 电源种类繁多,但按功率分为小功率、中功率和大功率。一般来说,10kW 以下的为小功率,10kW 以上到 100kW 的为中功率,而 100kW 以上的为大功率。另外,UPS 系统的功率容量是指供给负载的总功率容量。一般来说,中小功率容量是指 UPS 的单机功率容量;大功率系统中通常应用多个 UPS 构成冗余并联系统,其容量指全部 UPS 所能供给的功率容量之和。

若按工作原理分,UPS 有动态式和静态式,而静态式又分为后备式和在线式,在线式有三端口式和串联在线式。若按输入输出方式分有单相输入单相输出、三相输入单相输出和三相输入三相输出。若按输出波形分有方波、梯形波和正弦波。

动态式 UPS 的主要组成部分是整流器、电池、直流电动机、惯性飞轮和交流发电机。系统中的惯性飞轮是储能装置。当市电停电时,利用飞轮巨大的惯性使发电机组继续供电,同时启动柴油机,当柴油机转速与发电机转速相同时,柴油机离合器与发电机相连,完成由市电到油机的转换。这种系统是发展较早的一种,稳定可靠、维护简单,但设备庞大,操作控制不方便,效率低,噪声大。

静态式 UPS 中的后备电源是当市电正常时,市电经高频滤波和抗浪涌无源滤波电路后直接输送给负载,同时充电器给蓄电池充电,这时逆变器不工作;市电中断后,逆变器启动将电池的直流能量转变为交流,并输送给负载。在此期间有一个转换时间,转换时间主要由继电器的机械跳动时间和逆变器的启动时间决定,一般要求在 10ms 内完成。其特点是电路简单、易于实现、价格便宜,但由于它有切换时间,电源输出容易受市电波动的影响,因此供电质量不高。三端口式是属于静态在线式 UPS,它是美国 DELTEC 公司推出的,利用铁磁谐振原理达到稳压效果的稳压变压器结构,核心部分是双向变换器。在市电正常时,双向变换器起整流器作用,保持对负载的不间断供电,给蓄电池充电;当市电失压或断电时,双向变换器又起逆变器的作

用,将电池的直流电压变换成 50Hz 的交流电压,供给负载。

串联型在线式 UPS 在市电正常时,输入交流电先经滤波器将市电中的噪声滤掉,再经整流滤波,一方面给电池组提供直流电压,另一方面为逆变器提供工作电压。逆变器在调制信号的控制下,其输出波形经变压器和交流滤波器后,输出一个稳压稳频的交流电给负载供电。在市电不正常或断电时,蓄电池将直流能量经逆变器转变成交流电,实现不间断供电。当输出严重过载或短路时,逆变器能自动关闭,不间断地转至静态旁路由市电提供给负载,

对于 UPS 的系统结构有多种方案,典型的 UPS 系统结构输出类型,除了交流输出的 UPS 以外,还有直流输出的 UPS。UPS 的分类还有按对市电的受电方式、对负载的供电方式、运行操作方式、监视方式等方法。

UPS 电源作为保证电源,已不仅仅是简单意义上的不间断电源,它的输入电压范围宽,交流输入电压从 170 ~ 250V 均可正常工作,而且由它输出的电源质量也很高,UPS 的技术指标将更多地满足绿色电源的要求。随着网络技术的广泛应用和迅速发展,UPS 将进一步溶于网络系统中。

### 3.4.2 UPS 系统设计

UPS 电源供电系统的典型框图如图 3-36 所示。它的基本结构是一套将交流市电变为直流电的整流/充电装置和一套把直流电再逆变为交流电的 PWM 逆变器。蓄电池在交流电正常供电时储存能量,此时它一直维持在一个正常的充电电压上。一旦市电供电中断时,蓄电池立即对逆变器供电,以保证 UPS 电源交流输出电压供电的连续性。

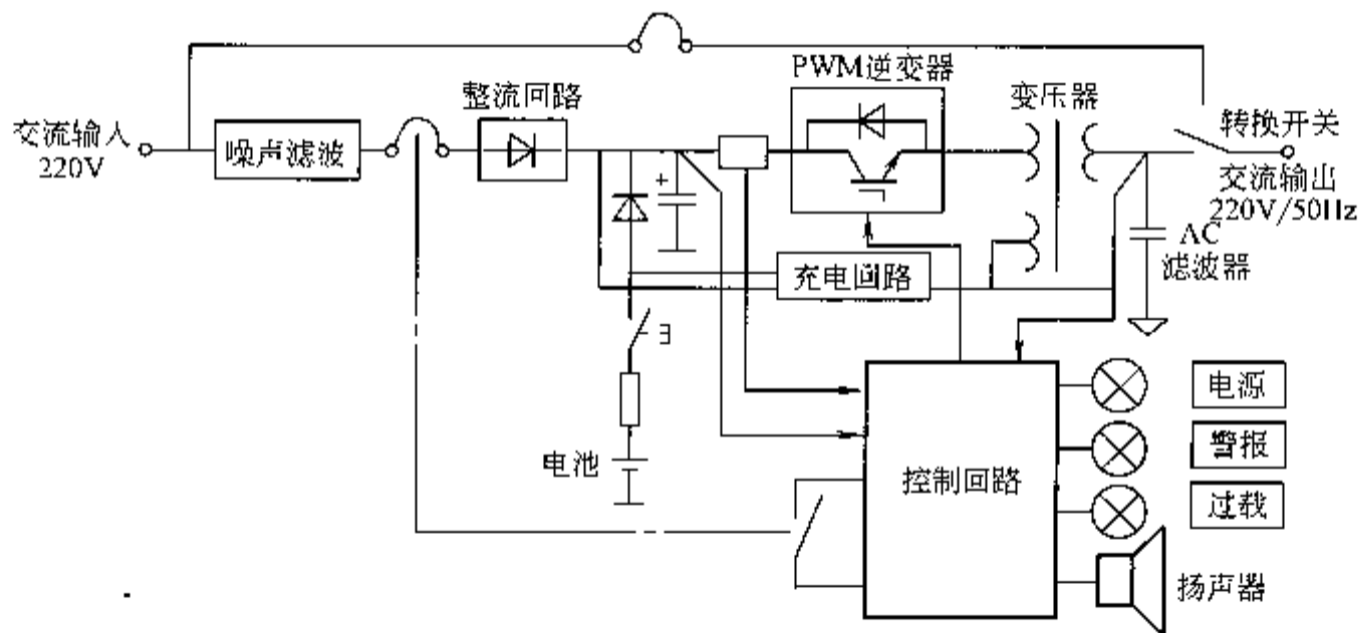


图 3-36 UPS 电源供电系统的典型框图

UPS 电源应包括以下部分:交流输入滤波电路及整流电路,蓄电池充电回路,PWM 脉冲宽度调制型逆变器,各种保护线路,交流市电供电与 UPS 逆变器供电之间的自动切换装置,控制电路。现以山特 8242 型 UPS 不间断电源为例,简要介绍其工作原理。

山特 8242 型 UPS 的原理图如图 3-37 所示,主要由稳压调整电路、逆变电路等组成。

(1)稳压调整电路 接通开关  $S_1$ ,电池的 24V 电压经  $R_{12}$ 、 $VT_2$  使 12V 稳压管  $VS_3$  击穿, $VT_2$  饱和导通, $VT_1$  的基极电压稳定为 12V。电池电压经  $VT_1$  调整后为 11.5V,作为 SG3524 的工作电压,从其 16 脚输出稳定的 5V 电压作为运放比较器的基准电压。

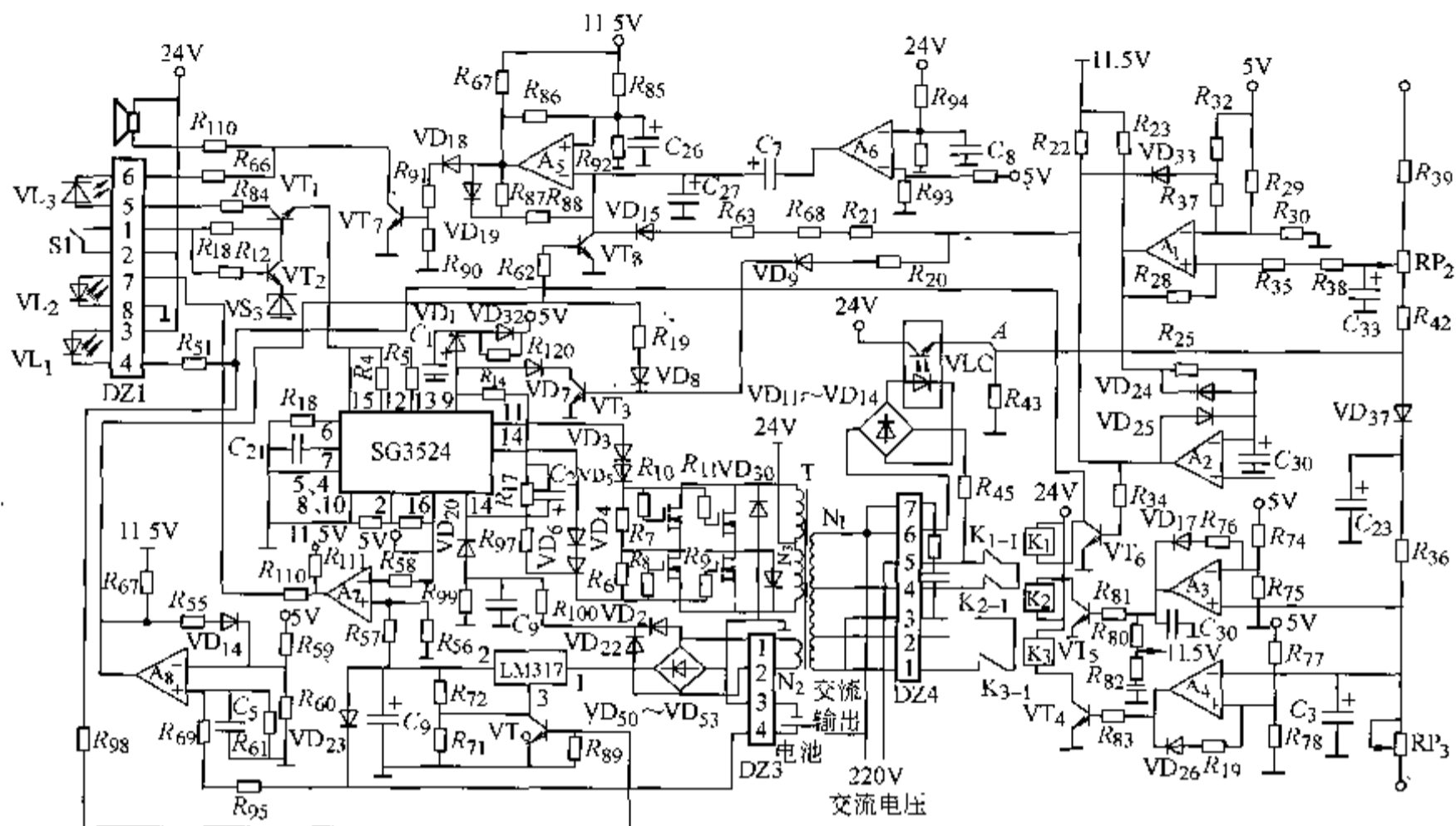


图 3-37 8242 型 UPS 电路原理图

220V 的交流输入电压通过接插件 DZ<sub>4</sub> 的 5、6 和 R<sub>45</sub> 输入到 VD<sub>11</sub> ~ VD<sub>14</sub> 桥式整流电路,经其整流使光耦合器 VLC 中发光二极管发光,发光强度随市电电压而变化。A 点为市电电压的取样电压,分别加到电压比较器 A<sub>1</sub>、A<sub>3</sub>、A<sub>4</sub> 的同相输入端,经其与 VT<sub>6</sub>、VT<sub>5</sub>、VT<sub>4</sub> 控制的继电器 K<sub>1</sub>、K<sub>2</sub>、K<sub>3</sub> 的切换,使不间断电源输出的交流电压保持稳定,并实现市电供电和逆变器供电的转换。

1) 输出交流电压的调整。A<sub>1</sub> 的基准电压设定为 1.2V, A<sub>3</sub> 为 1.9V, A<sub>4</sub> 为 2.1V, 这样, 当市电电压升高时, A 点电位升高, 升高到高于 240V 时, A 点的电压使 A<sub>1</sub>、A<sub>3</sub>、A<sub>4</sub> 的同相输入端电压高于 2.2V, 则 A<sub>1</sub>、A<sub>3</sub>、A<sub>4</sub> 输出高电平, VT<sub>6</sub>、VT<sub>5</sub>、VT<sub>4</sub> 导通, K<sub>1</sub>、K<sub>2</sub>、K<sub>3</sub> 得电其触点吸合, K<sub>1-1</sub> 接通 DZ<sub>4</sub> 的 5, K<sub>2-1</sub> 接通 K<sub>3-1</sub>, K<sub>3-1</sub> 接通 DZ<sub>4</sub> 的 1。这样, 市电交流输入一端经 DZ<sub>4</sub> 的 6 加到变压器的 N<sub>1</sub> 绕组, 另一端经 DZ<sub>4</sub> 的 5, 继电器 K<sub>1-1</sub>、K<sub>2-1</sub>、K<sub>3-1</sub> 接通 DZ<sub>4</sub> 的 1, 电源输出端中一端接通 DZ<sub>4</sub> 的 6, 另一端接通 DZ<sub>4</sub> 的 3, 变压器输出电压低于市电电压, 作为不间断电源的降压输出。

当市电电压工作在 220V 时, A 点电位使 A<sub>1</sub>、A<sub>3</sub>、A<sub>4</sub> 的同相输入端电压低于 2.2V, 高于 1.9V 时, A<sub>3</sub>、A<sub>1</sub> 输出高电平, A<sub>4</sub> 输出低电平, VT<sub>6</sub> 和 VT<sub>5</sub> 导通, VT<sub>4</sub> 截止, K<sub>1</sub> 和 K<sub>2</sub> 得电动作, K<sub>3</sub> 释放, K<sub>1-1</sub> 接通 DZ<sub>4</sub> 的 5, K<sub>2-1</sub> 常闭接点断开 DZ<sub>4</sub> 的 4, 常开接点接通与 K<sub>3-1</sub> 串联, K<sub>3-1</sub> 接通 DZ<sub>4</sub> 的 1, 变压器输出电压等于市电电压。

当市电电压低于 200V 时, A 点电位使 A<sub>3</sub> 和 A<sub>4</sub> 的同相输入端电压低于 1V, A<sub>3</sub> 和 A<sub>4</sub> 输出低电平, A<sub>1</sub> 输出高电平, VT<sub>6</sub> 导通, VT<sub>4</sub> 和 VT<sub>5</sub> 截止, K<sub>1</sub> 得电动作, K<sub>2</sub> 和 K<sub>3</sub> 释放, K<sub>1-1</sub> 接通 DZ<sub>4</sub> 的 5, K<sub>2-1</sub> 接通 DZ<sub>4</sub> 的 4, 变压器输出电压高于市电电压。市电电压升高的切换点由 RP<sub>3</sub> 决定。当调整输入电压为 240V 时, 调 RP<sub>3</sub>, 使 K<sub>3</sub> 吸合。市电电压降低而起动逆变电路的切换点由 RP<sub>2</sub> 决定, 当调整输入电压为 170V 时, 调 RP<sub>2</sub> 使输出电压为逆变状态。

2) 对电池的充电。当由市电供电时, 变压器 N<sub>2</sub> 绕组感应的电压经 VD<sub>50</sub> ~ VD<sub>53</sub> 整流, LM317 稳压后对电池充电。LM317 的输出电压经 R<sub>56</sub> 和 R<sub>57</sub> 分压后加到比较器 A<sub>7</sub> 的同相输入端, 当 LM317 输出电压高于 18V 时, A<sub>7</sub> 的同相输入端电压高于 5V, A<sub>7</sub> 输出高电平, 发光二极

管  $VL_2$  点亮,作充电指示。

3) 停电后的切换。当市电电压低于 170V 时, A 点电压使  $A_1$  同相输入端的电压低于 1.1V,  $A_1$  和  $A_2$  输出低电平,  $VT_6$  截止,  $K_1$ 、 $K_2$  和  $K_3$  继电器全部释放, 输入电压与变压器 T 的  $N_1$  绕组一端脱离, 为逆变作准备。由于二极管  $VD_{33}$  的接入,  $A_2$  输出的低电平将  $A_1$  的同相输入端钳位在低电平, 防止  $A_1$  和  $A_2$  再次翻转。

## (2) 逆变电路

1) 逆变电路的工作控制。交流停电时,  $A_2$  输出低电平,  $VT_6$  截止,  $K_1$  释放使电源输入一端与变压器一端脱开, 并使  $VT_9$  导通, 将 LM317 的控制端接地, 使其无电压输出, 切断整流电路与电池正极的通路。  $VT_6$  截止使  $VL_2$  正常工作指示灯熄灭。

当市电电压低于 170V 时,  $A_2$  输出低电平,  $VT_3$  截止, SG3524 的 9 脚升为高电平, 其 11 和 14 脚输出 50Hz 的交流信号电压经场效应管驱动、变压器 T 升压后, 形成 220V 交流电压从  $DZ_4$  的 3 和 6 输出, 供给负载交流电压。

2) 逆变器的工作原理。SG3524 为逆变器的核心电路, 逆变频率由  $R_{18}$  和  $C_{21}$  以及 SG3524 片内振荡器决定。SG3524 的 11 和 14 脚的驱动输出由 9 脚的高电位决定。逆变电路工作后, 在  $N_2$  绕组上感应出和逆变输出成正比的电压, 经  $VD_{22}$  和  $VD_2$  整流,  $C_9$  滤波, 反馈回 SG3524 的 1 脚, 作为比较电压, 同 2 脚的基准电压进行比较, 改变 11 和 14 脚输出波形的占空比, 使逆变器输出的电压稳定在 220V。

3) 逆变器的报警电路。交流停电时,  $A_2$  输出低电平, 失去对  $A_5$  的反相输入端的控制,  $A_5$  的反相输入端的高电平经  $R_{88}$  和  $R_{87}$  对  $A_5$  输出端放电, 反相输入端电压逐渐降低, 当低于同相输入端电压时,  $A_5$  输出高电平, 经  $VD_{19}$  和  $R_{88}$  向  $C_{27}$  和  $C_7$  充电。当  $A_5$  的反相输入端电压高于同相输入端时,  $A_5$  再次翻转,  $C_{27}$  和  $C_7$  上电压经  $R_{88}$  和  $R_{87}$  再次向  $A_5$  的输出端放电, 这样,  $A_5$  工作于振荡器状态。由于二极管  $VD_{19}$  的接入,  $C_{27}$  和  $C_7$  上电压的充电时间小于放电时间, 因此,  $A_5$  输出高电平的时间小于输出低电平的时间,  $VT_7$  导通时间小于截止时间, 蜂鸣器的鸣叫时间约为 1s, 停顿时间约为 0.5s, 表示现交流停电由逆变器供电。随着时间的增长, 电池的电压逐渐下降, 当低于 20V 时,  $A_6$  的反相输入端电压低于同相输入端时,  $A_6$  输出高电平, 使  $C_7$  脱离  $A_5$  的充电回路。  $A_5$  的反相输入端和输出端之间的充放电时间变短,  $A_5$  的振荡频率升高, 蜂鸣器鸣叫时间约为 0.5s, 停顿时间约为 0.5s, 鸣叫频率加快, 表明电池放电接近完毕。

4) 逆变电路工作的停止与保护。逆变工作时, 当电池放电终止电压低于 17V 时,  $A_8$  的反相输入端电位低于同相输入端电位,  $A_8$  输出高电平, 一路经  $R_{19}$  和  $VD_8$  使  $VT_3$  导通, 将 SG3524 的 9 脚钳位在低电平, 使其 11 和 14 脚停止输出, 逆变电路停止工作; 另一路经  $R_{62}$  使  $VT_8$  导通, 将  $A_5$  的反相输入端接地,  $A_5$  停振, 输出高电平, 使  $VT_7$  导通, 接通蜂鸣器和  $VL_3$  指示灯, 表明逆变器停止输出。另外,  $A_8$  输出高电平, 经  $R_{55}$  和  $VD_{14}$  将其反相输入端钳位在高电平, 防止逆变器停止工作后,  $A_8$  的同相输入端的电压升高而再次翻转, 损坏不间断电源, 这种状态只有在关断电源开关后才能解除。

## 3.4.3 UPS 应用技术

### 1. UPS 的选用

(1) UPS 功率的确定 UPS 功率的选用取决于负载功率的大小, 负载功率确定的方法有两种。其一为实测法, 在通电的情况下, 测量负载电流。若负载为单相, 则用相电流与相电压

乘积的 2 倍作为负载功率;若负载为三相,则用相电流与相电压乘积的 3 倍作为负载功率。其二为估算法,把各个单相负载的功率加起来,得到的和再乘以一个保险系数  $K$  ( $K$  一般取 1.3) 作为总的负载功率。用上述得到的负载功率为基数,再考虑到为以后扩充设备而留一定的裕量,就可确定出所需 UPS 的容量。

(2) UPS 相数的确定 我国电力系统规定单相电压为 220V,三相线电压为 380V,交流电的频率为 50Hz,只要所选 UPS 符合这些标准即可,重要的是确定 UPS 的相数。现在的 UPS 有三相输入/三相输出、三相输入/单相输出、单相输入/单相输出等类型。一般来说,大功率的 UPS (100kW 以上)都是三相输入/三相输出,小功率 (2kW 以下)均为单相输入/单相输出,中小功率 (15 ~ 100kW, 2 ~ 15kW) 既有三相的,又有单相的。由于中小功率的 UPS 应用特别广泛,故对其相数的选择应慎重。三相输出电源设备结构复杂,维护保养困难,且价格较贵,由于一般负载均为单相负载,因此,在满足负载要求的情况下,宜优先选取单相输出的 UPS;对输入来说,有些负载的工作电流较大,且要求电流波动小,这时,可选择三相电源输入的 UPS,使系统的工作状态更加平稳可靠。

(3) 确定 UPS 是在线式的还是后备式 目前 UPS 种类有后备式、在线式和线上互动式。其中后备式的容量为 250W ~ 2kW,后备式 UPS 又分为正弦波输出和方波输出。前者切换时间相对较短,约 4ms,最短可达 2ms,而且电路中采用了锁相环技术,较好地实现了切换过程中的同频同相问题;后者切换时间相对较长,一般在 5ms 以上,由于未采用锁相环技术,在最坏的情况下,切换时间长达 9ms 以上,并且在切换供电的瞬间有冲击产生。对一般微机来说,后备式方波输出的 UPS 在切换过程中虽有瞬间冲击,但微机电源都能承受,因此,一般微机系统若无严格要求,可选择此类 UPS;若切换时间太长,不能满足系统要求,可考虑选择后备式正弦波输出的 UPS。在线式的容量为 1 ~ 100kW 以上,具有完善的保护功能,供电切换时间为 0,输出波形为正弦波,适用负载为服务器与小型机。线上互动式的容量为 1 ~ 5kW,具有较完善的保护功能,供电切换时间为 4ms,输出波形为正弦波,适用负载为工作站与网络设备。

(4) 确定 UPS 的保护时间 这是确定蓄电池的持续供电时间。应考虑下述几个方面的因素:当地市电停电次数的多少、每次停电的时间长短、自己有无其他供电设备等。若一般能保证正常供电,只是偶有瞬时停电,可选普通型 UPS,其持续供电时间足以满足使用要求;若停电时间稍长,选的普通型 UPS 其最短持续供电时间应足以保证操作员做好停机前的所有工作;对要求长时间不能断电的用户,若无其他供电设备,可选择长效型 UPS,供电时间可达 8h 以上。

(5) 根据供电质量要求选用 对供电质量要求很高的计算中心、网管中心,为确保对负载供电的万无一失,常需要采用多机直接并机冗余供电系统,对于 Power-ware9315 系列 UPS,可以将多达 8 台以上的 UPS 以“ $N+1$ ”冗余方式直接并机工作。但随着多机并机系统中的  $N$  数量增大,并机系统的 MTBF (平均无故障工作时间) 值会逐渐下降,因此,在条件允许时,尽可能减少多机并机系统中 UPS 单机的数量。

国内 UPS 的品牌主要有上海复华的保护神系列,北京恒声的恒电,深圳南方的迈普系列,华达的 UPS 系列,福建科华的在线式 FR 系列及后备式 N、L 型 UPS,苏州安电的 MA 系列,中科院计算所的 DF 系列等。

## 2. UPS 使用注意事项

1) 三相输出的 UPS 要求三相的负载平衡,否则将降低供电质量。另外,三相四线制输出

的中性线不宜作为交流保护地线。因为,中性线有时会出现负载电流,这时,中性线就成了对电源的干扰源。应专门从中性点引一根线作为交流保护地线,即采用三相五线制供电。

2) 由于 UPS 的功率是在  $-0.8$  的功率因数下(微电容性)得到的,一般所接负载的功率因数最好在  $0.7$  以上。

3) 后备式方波输出的 UPS,其输出的方波脉冲宽度和峰值是负载电流的函数。UPS 的负载越重,脉冲越宽,但峰值越小。因此,此类 UPS 不能接日光灯之类的负载,否则易损坏 UPS。

4) 当 UPS 通过静态旁路开关转由备用电路供电时,若切换的瞬间同步不严格,将导致反灌噪声,即市电通过旁路开关进入逆变器。这时,极易造成大功率开关管的损坏,严重的会使逆变器爆炸。为避免这种现象发生,建议逆变器输出电压稍调高一些,一般高出  $5 \sim 8\text{V}$  即可。

5) UPS 中的蓄电池是储存电能的装置,一般为免维护的密封式铅钙电池。正确使用蓄电池是延长其使用寿命的关键,一般蓄电池每次放电后,应利用 UPS 电源内部的充电电路对其进行浮充电,最低要浮充  $10\text{h}$  以上,才能使蓄电池全部处于饱和充电状态。建议每隔一个月让 UPS 处于逆变状态工作  $2 \sim 3\text{min}$ ,以激活蓄电池,可延长其使用寿命。

### 3. 智能型 UPS 及其应用

智能型 UPS 除了具有基本 UPS 的功能外,还提供了通信接口、通信电缆、UPS 监控软件。这样,UPS 就可以通过与计算机通信,向操作者提供其工作情况,并由计算机控制 UPS 的各种开关动作。智能型 UPS 分为智能型与超智能型,区别在于 UPS 通信接口的不同。智能型 UPS 的通信接口不是标准的 RS232 接口,它不能给计算机传送数据,只能传送高低电平,以显示状态是通/断或高/低。而超智能型 UPS 的通信接口则是标准的 RS232 接口。

智能型 UPS 可以运用在单极上,也可运用在网络上,1 台 UPS 可连接多台计算机,当系统供电中断时,UPS 软件会给用户发出报警信号,并开始执行预定的倒计时开关系统的动作,在倒计时为零或 UPS 电池用尽前,关闭开启的应用程序,自行储存文件,关闭系统。同样,对于分散式 UPS 的配置系统也可以实现上述功能。这样,UPS 监控软件系统的应用大幅度地增强了 UPS 功能和网络的安全性和可靠性。

UPS 网络管理已经延伸到广域网领域,给网络带来了更大的安全性和互通性,对 UPS 的发展也带来了一场革命。已经实用化的是以 SNMP 为标准的广域网管理框架,用户可以用 SNMP 监视整个网络,即通过 SNMP 的标准框架向远距离的网络管理站咨询监测或管理广域网中任一 UPS,只要此 UPS 附有 SNMP agent 软件,当网管站送出需求信息通过 RS232 和 UPS 联络,获取 UPS 的状态参数,然后再根据 SNMP 协定回传资料给网管站。例如,在北京有一个网管站,安装了一套管理程序,网管站通过这个管理程序,可以由界面操作系统选取上海的 UPS 来获取此 UPS 的状态参数,以 SNMP 方式回传到网管站,并转换成图形显示在屏幕上。若上海的 UPS 要关闭,网管者也可下达指令来关闭 UPS。当上海的 UPS 出现故障时,北京的网管站可以很快地获知信息,迅速派出工程技术人员到现场进行维修。

### 4. UPS 多重装机技术及其应用

UPS 的作用是为负载提供优质的交流正弦波形,并保证在市电中断时系统正常运行。但是,UPS 本身出现故障时,必须让其脱离线路进行维修,将负载转至由市电供电,此时电源品质也就失去了意义。为此,提出了 UPS 的多重装机技术,由此使 UPS 的结构与制造方面也带来了革命性的改革。

### 3.4.4 UPS 的应用实例

随着电力事业的迅猛发展及各种用电设备的相继出现,用户对电源的供电质量要求愈来愈高,其中供电电源的可靠性已成为许多场合用电设备的基本要求。在一些关系国民生活的重要部门(如铁道、邮电、金融等部门),瞬间的停电会给国家、个人带来巨大的经济损失。这种日益增长的供电可靠性要求使不间断电源(UPS)得以产生和迅猛发展。静态不间断电源一般采用全桥逆变,输入输出经工频变压器隔离。目前也出现了无工频变压器的 UPS,采用全桥逆变整流变换,用高频变压器作为隔离,后级再进行全桥逆变。这些电路具有一些不足之处,前者的工频变压器体积大、笨重;后者经两级逆变,功率开关管数目多、成本高,控制电路复杂。二者均存在桥臂直通等问题。重庆大学研制了一种新型 UPS 电路。

(1)主电路的工作原理 主电路由直流变换器和工频逆变桥组成,工作原理是:让直流变换器输出电压波形跟踪一个正弦参考波的正半波,再由逆变桥进行工频逆变使负载得到正弦波。主电路采用正激式,图 3-38 为主电路的原理图,电路中  $N_R$  为磁复位绕组, $N_P$  为变压器的一次绕组, $N_S$  为变压器的二次绕组。 $R_1$  和  $R_D$  组成输出电压的采样电路,为控制电路提供电压反馈信号。晶闸管  $VT_1 \sim VT_4$  组成逆变桥。

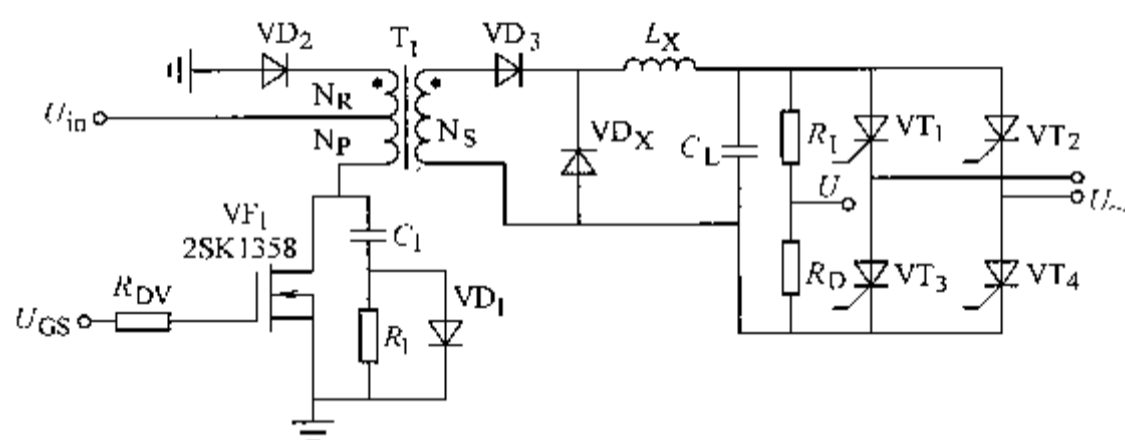


图 3-38 主电路原理图

(2)控制电路的工作原理 采用 UC3524 作为 PWM 控制器,控制电路原理图如图 3-39 所示。

从正弦波信号发生器得到的正弦参考波(或从电网取得)输入到两个比较器  $IC_1$  和  $IC_2$  进行过零比较。 $IC_1$  和  $IC_2$  的输出分别经驱动电路去触发图 3-38 主电路中的  $VT_1$ 、 $VT_4$  和  $VT_2$ 、 $VT_3$ ,正弦参考波同时还送入相应的绝对值电路,其输出送入 UC3524 内部的电压误差放大器的同相端 2 脚作为给定。直流变换器的输出电压经采

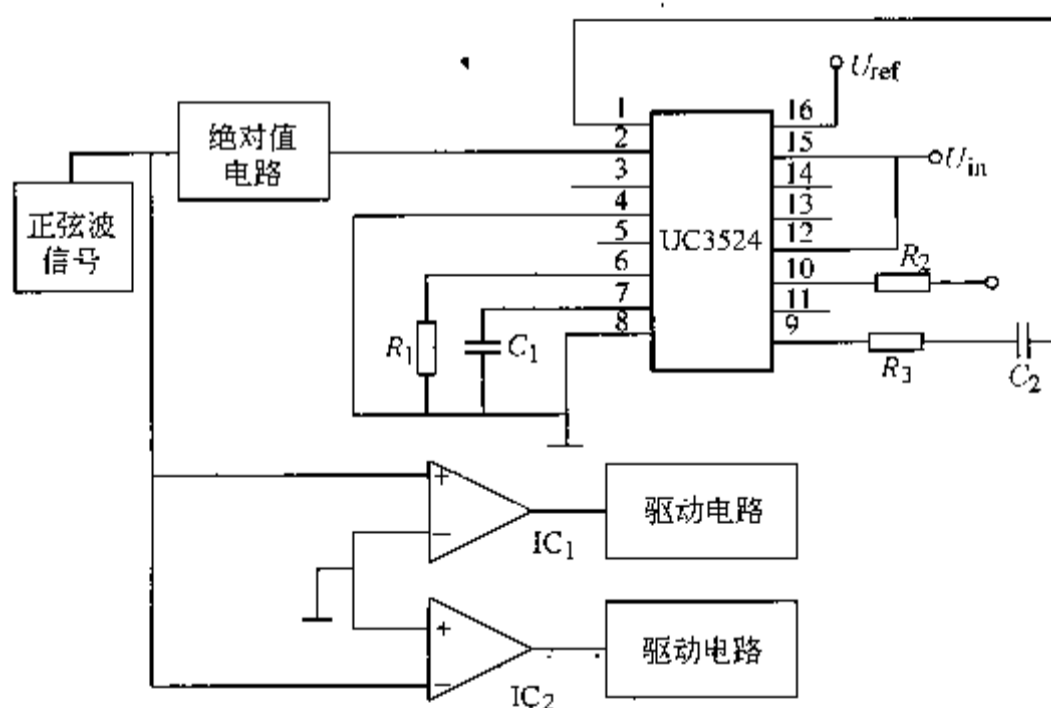


图 3-39 控制电路原理图

样电路后送入 UC3524 内部的电压误差放大器的反相端 1 脚,这样正弦参考波与电路的输出电压进行比较,使输出电压跟踪正弦参考波,从而使直流变换器输出频率为 100Hz 的正弦半波,再由逆变桥逆变,可使负载得到正弦波,直流变换器的开关管由 UC3524 的输出 11 脚驱动。

新型 UPS 电路结构简单,易控制,易实现,电源输出波形正弦度高,谐波低,减少了开关器件,成本低,简化了电路,解决了桥臂直通问题。但由于整个电路 LC 参数影响系统的工作性能,其 LC 参数的大小在很大程度上取决于滤波电路,故滤波电路的设计是很关键的一环。

## 3.5 高频电源

### 3.5.1 IGBT 在石油感应加热电源中的应用

为了开采含胶质沥青、含蜡和凝固点高的“三高”稠油,油田通常采用蒸气吞吐、化学降粘和热水射流伴送等方法进行开采,这些方法存在投资高、不便管理等缺点。目前,江苏油田在开采稠油时,结合自身特点,采用钢质空心抽油杆感应加热技术。该技术具有:所需设备简单,井下作业与维修方便;输入功率可调;便于实现自动控制;沿程加热均匀,不会产生局部过热;热效率高(在油管中心发热);不怕停电停抽;延长作业周期;提高生产效率;对环境无污染;使用安全,管理方便;一次性投资较少,资金回收快等特点。

根据目前国内的供电模式,空心抽油杆感应加热系统采用的是工频感应加热方式。为了三相用电平衡,工频加热电源将工频三相交流电中的一相分别经电抗器、电容器列相移相叠加到其他二相,再经变压器直接变成适于各种加热要求的单相工频交流电后连接加热导体。因而工频加热电源成本高、体积大、笨重、效率低。

江苏石油勘探局工程技术研究院研制的中频感应加热电源采用 IGBT 作为逆变开关器件,与常用的工频加热电源相比,体积缩小 40%、重量减轻 50%。

中频感应加热电源的电路结构如图 3-40 所示。三相整流器将工频三相交流电整流成直流电,经滤波后由全桥逆变器变换成频率和占空比在一定范围内均连续可调的单相中频交流电,再经隔离变压器输出给加热负载。全桥

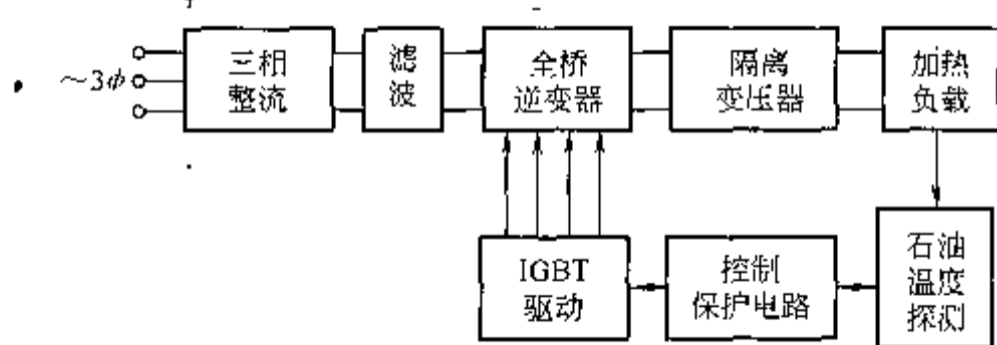


图 3-40 稠油感应加热用中频电源电路结构框图

逆变器采用脉宽调制(PWM)零电压开关电路,具有开关损耗低、电磁干扰小等优点。控制电路采用 SG3524 集成电路模块(见图 2-9a),调节 SG3524 的 9 脚电压以保证输出信号的死区时间。输出信号的脉宽受石油温度探测器调制,石油的温度控制在 45 ~ 70℃。温度过高易改变石油的化学特性,温度过低会降低石油的流动性。

IGBT 栅极驱动模块 HL402B、M57962L 均可用于驱动 1200V 系列 400A 以内的 IGBT 模块,且具有过电流检测及保护功能。HL402B 与 M57962L 均在外部利用稳压管产生 -9V、-10V 的负偏压,关栅极可靠性比较高,另外 M57962L 的保护动作时间(从出现过流到栅压降至 0V)6.3μs,HL402B 亦在 5μs 左右,因此选用 M57962L 或 HL402B 较好。IGBT 在关断时,集

电极与发射极之间产生的电压上升率  $du_{ce}/dt$  高达  $3000V/\mu s$ 。过高的  $du_{ce}/dt$  会产生较大的位移电流。并导致产生较大的集电极脉冲浪涌电流,很容易使 IGBT 发生动态擎住现象。为了避免 IGBT 发生这种误动作,必须在 IGBT 栅极加负偏压。然而在实际应用时,以下两种情况会导致驱动电路负偏压的消失:① 稳压管击穿短路;② 驱动电路失去  $+24V$  电源。

针对以上两种情况,在典型应用电路的基础上可以改进 IGBT 驱动模块 M57962L 的外围电路,如图 3-41 所示。正常情况下,  $VS_4$  导通, M57962L 的 8 脚为高电位,  $VD_1$  截止,  $VT_1$  导通。  $VLC_1$  输出端呈低阻态。如果稳压管  $VS_1$  或  $VS_3$  击穿短路,则  $VS_4$  截止,  $VT_1$  截止,  $VLC_1$  输出端呈高阻态。如果驱动电路失去  $+24V$  电压,则  $VLC_1$  输入端无电流通过,输出端呈高阻态。

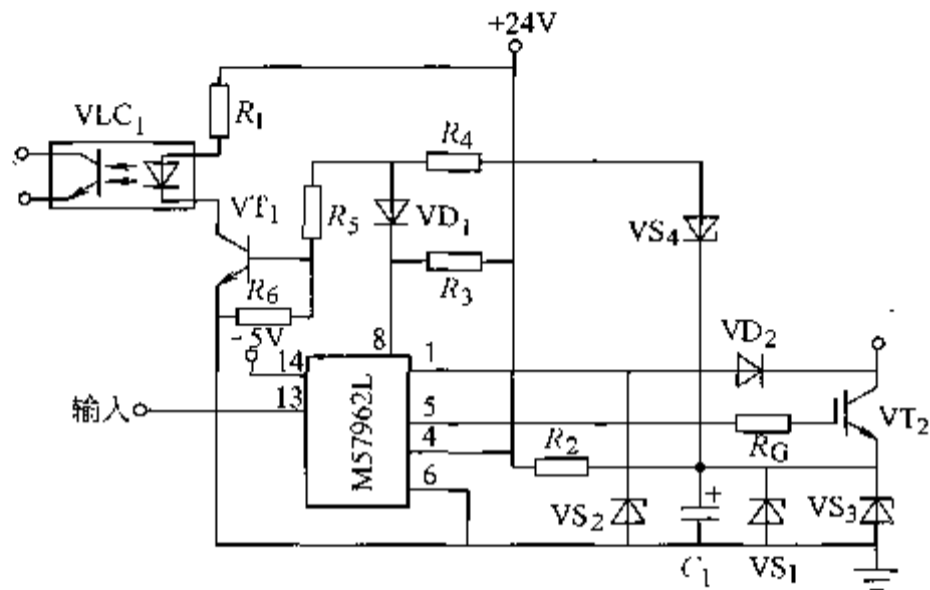


图 3-41 改进后 IGBT 驱动模块 M57962L 的外围电路

IGBT 的输入特性与 MOSFET 相似,输入阻抗高。如果驱动电路失去电压,则 IGBT 的栅极失去负偏压,对发射极呈高阻态。此时,一旦有干扰窜至 IGBT 的栅极,则同一个桥臂上 IGBT 模块的上、下两管易同时导通。如果 IGBT 模块直接与数千微法的滤波电容连接,那么滤波电容储存的能量会通过 IGBT 模块的上、下管直接释放,极易导致 IGBT 模块损坏。因此,感应加热电源在开机时先接通控制、驱动电路的电源,后将 IGBT 模块与滤波电容连接。在关机时先将 IGBT 模块与滤波电容断开,后关断控制、驱动电路的电源。

稠油加热用中频感应加热电源功率为  $35kW$ ,石油感应加热电源不仅可以应用于空心抽油杆感应加热系统,还可以应用于复杂小断块油田的集输管道中频感应电加热系统,这对于降低集输管道的基建投资和运行费用有着重要意义。

### 3.5.2 新型超声波电源

传统的超声波仪是采用振荡器来产生超声波的,当更换负载(换能器)时,振荡电路必须重新设计,并且传统超声波仪采用的是电子管,它工作在线性区,因此损耗大且工作频率也不高。重庆大学采用电力半导体器件 MOSFET 研制的超声波电源,工作在开关状态,损耗小且工作频率高,可达兆赫级。另外,当换用不同负载时,该电路可自动跟踪负载谐振频率,无需重新设计电路,因此这种工作频率可达  $20kHz \sim 1MHz$  的超声波电源具有很强的实用性。

超声波换能器是把超声频率的电能量转换成声能的器件,换能器既可工作于串联状态,也可工作于并联状态,当工作在谐振频率点时,换能器输出功率为最大。

超声波电源工作原理:交流电经过整流和滤波,形成直流电,再经过 PFC 电路,利用其电流环和电压环来提高功率因数并实现调压功能,得到直流电压。通过逆变器将该直流电压转换为频率与换能器谐振频率一致的交变电压,并将其加在换能器上,就可获得超声波。当电路工作在谐振状态时,负载输出正弦电压(电流),并获得最大输出功率。

超声波电源实际上是交-直-交变频器,输出频率达  $20kHz$  以上。相应地,其主电路在性能

和元件及参数的选择上与一般逆变器有所不同。主要区别是采用了 PFC 电路和软开关技术。

### 1. PFC 电路

PFC 的主电路所采用的 Boost 变换器结构如图 3-42a 点划线框内所示。为实现输入功率因数为 1、输出电压稳定的功能, PFC 需引进电压和电流反馈, 以构成一个双闭环控制系统, 外环可稳定输出电压, 内环则实现输入电流整形, 使之成为与电压同相位的标准正弦波, 这样就可实现输入功率因数为 1。内环的电流反馈控制就是对输入电流进行控制, 使之连续易控, 功率因数高。电路中功率因数校正器控制电路采用 Uitrade 公司的芯片 UC3854, 其外围电路见图 3-43, 图中的 5 脚和 4 脚各通过一个电阻接在主电路中电流采样电阻  $R_{18}$  的两端, 11 脚接在 PFC 主电路输出端, 8 脚输入线电压有效值。经过 UC3854 的处理, 在 16 脚得到开关管的驱动信号。电路中还设计了一些保护措施。当 10 脚接高电平时, 控制电路工作, 芯片的工作电压为 17 ~ 22V, 15 脚接一个稳压管对其进行电压限幅保护。13 脚接电容可实现软起动功能。2 脚处的电路可进行最大电流限制。实验证明, 输入电流变成了与电压同相位的波形, 其功率因数为 1。

### 2. 逆变器

逆变器工作时, MOSFET 开关根据负载(换能器)的谐振频率进行切换。如图 3-42a 所示,  $VF_1$ 、 $VF_4$  和  $VF_2$ 、 $VF_3$  分别组成两组开关, 这两组开关轮流导通, 负载中的电流过零时开关切换。当逆变器工作频率等于换能器的串联谐振频率时, 电路输出电压为方波, 输出电流为正弦波, 如图 3-42b 所示。

零电流开关是软开关的一种, 其开关损耗极小,  $du/dt$  及  $di/dt$  应力大为下降, 与此相应的电磁干扰可以消除, 这些优点正好克服了 PWM 硬性开关的缺点。当逆变器换流时, 负载中的电感电流要维持下去, 则要流经下桥臂的反并联二极管。而当开关元件采用功率 MOSFET 时, 一般不使用体内的寄生二极管, 而外加二极管, 且工作频率可高达 500kHz 以上, 是传统器件无法比拟的。

### 3. 控制电路

如图 3-44 所示, 负载上的电流波形经检测和整形后, 送入锁相环 CD4046 的 14 脚作为输入信号, 经锁相环进行频率跟踪, 跟踪信号从 3、4 脚输出, 该信号经过驱动电路得到 MOSFET 的驱动波形, 并通过死区形成电路为驱动波形加上死区时间, 最后经过变压器隔离后, 将该信号作为开关的控制信号, 分别加在图 3-42 中开关管  $VF_1$ 、 $VF_4$  和  $VF_2$ 、 $VF_3$  上, 让逆变器桥臂上

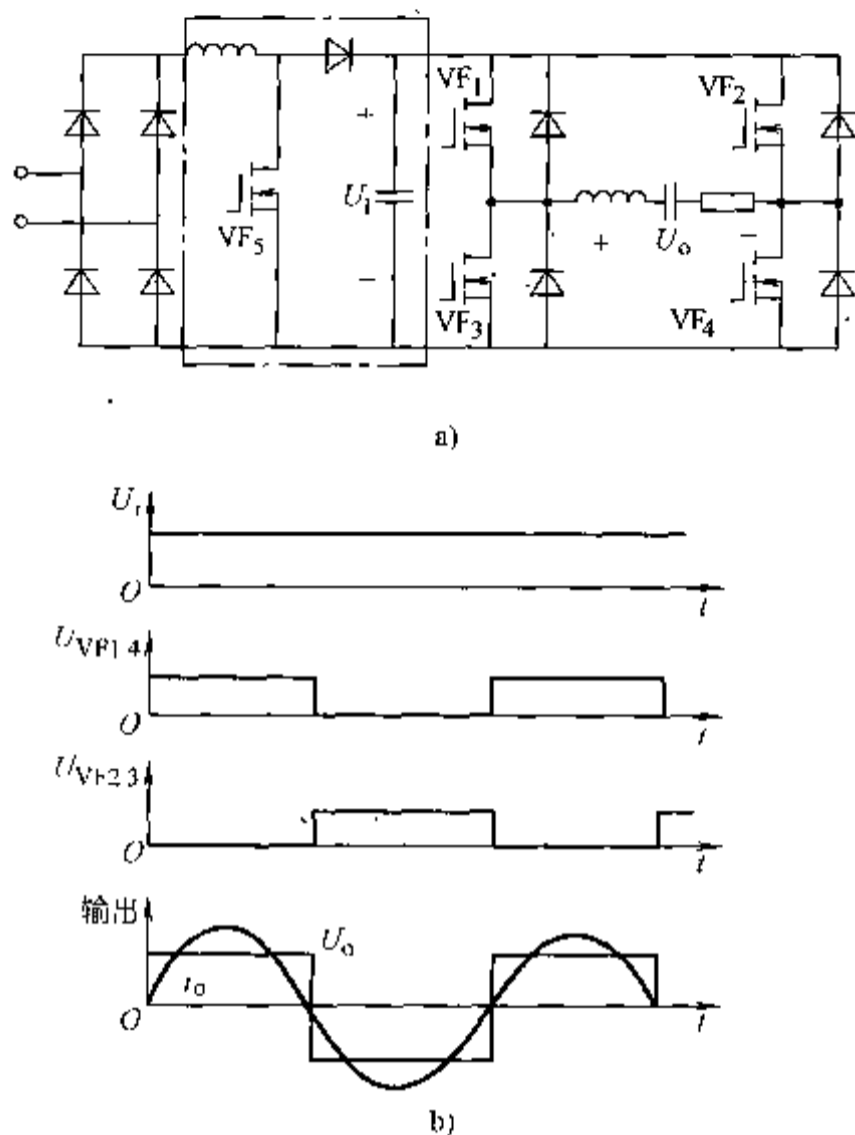


图 3-42 主电路及各工作点波形图

a) 主电路原理图 b) 各工作点波形图

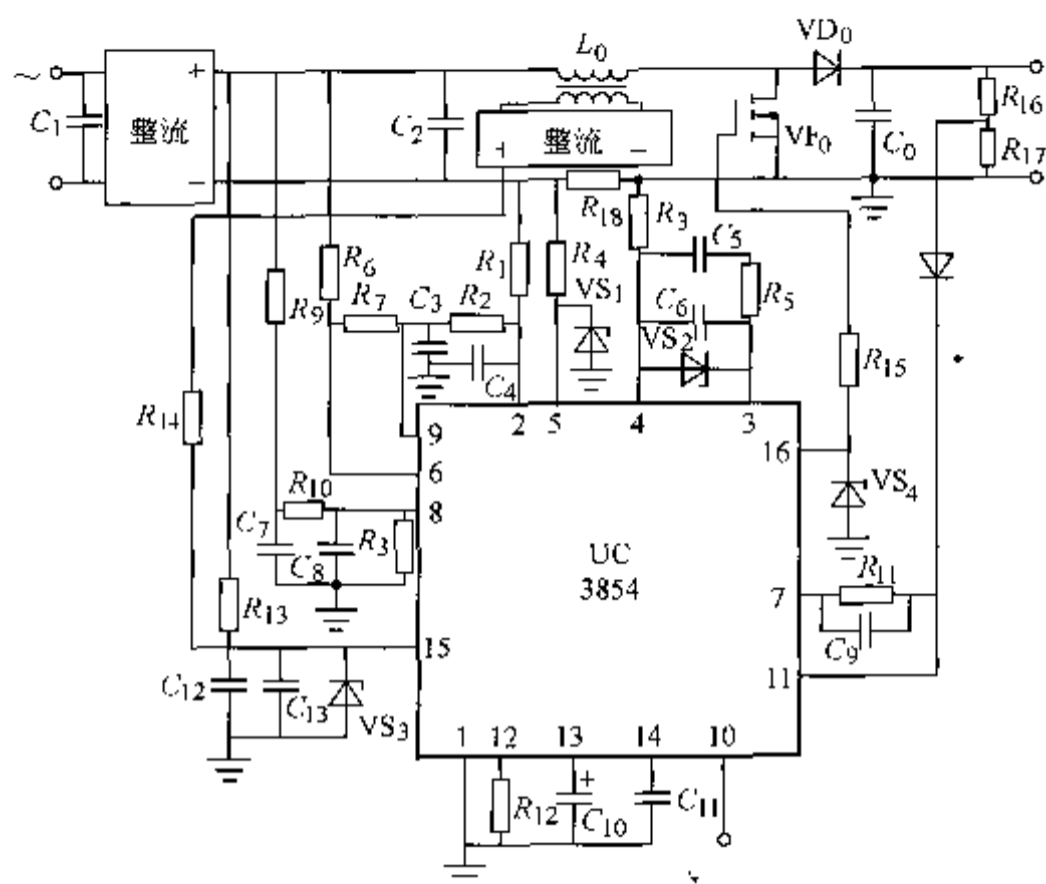


图 3-43 UC3854 外围电路图

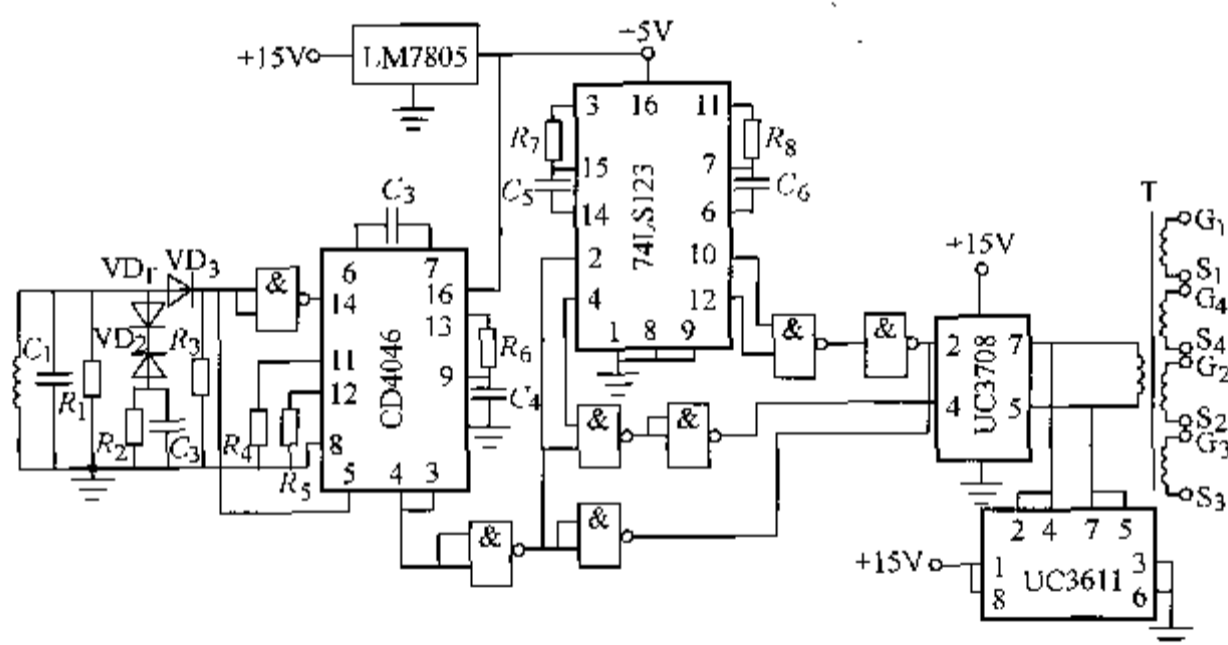


图 3-44 控制电路图

的开关根据负载(换能器)的谐振频率进行切换,以使电路输出最大功率。

#### 4. 锁相环原理

锁相环电路实际上是一个传输相位的闭环反馈系统,当输入信号的相位和角频率不随时间变化时,环路能够锁定;当输入信号的相位和角频率不断变化时,环路能够跟踪输入角频率和相位的变化而变化,这种变化状态称为“跟踪状态”。对每一个谐振频率为定值的负载来说,频率跟踪技术可使逆变器在该谐振值附近的某一范围内工作时进行调整,使其工作在谐振点。对不同频率的负载来说,只要该负载的谐振频率在锁相环的跟踪频率范围内,锁相电路都可以实现频率的自动跟踪和锁定。在控制回路中采用了 CD4046 锁相环进行频率跟踪,保证逆变器的工作频率等于谐振频率。CD4046 的最高工作频率可达 1.2MHz。

在图 3-44 控制电路中还设计了过流保护措施。当谐振电流过大时,相应地由采样环节得到的采样电流也会增大,如果这个电流超出了设计值,从采样环节发出的信号经处理后可封锁锁相环,使其不工作,那么,后面的驱动信号就没有输出,逆变器的负载谐振电流相应减小。当

电流减小到正常范围时,锁相环又开始工作。

### 5. 驱动电路

图 3-44 中 MOSFET 的驱动电路采用芯片 UC3708, 为了对 UC3708 进行输出电压钳位保护, 采用了芯片 UC3611, 它是四肖特基二极管阵列。主电路和控制电路之间采用变压器进行隔离。

### 6. 死区形成电路

驱动电路不仅要保证开关的可靠开通与关断, 而且要保证桥式逆变器同一桥臂两个开关元件不发生直通, 因此控制信号中必须设定封锁时间, 即死区时间。用 74LS123 来形成死区, 通过选择外接  $RC$  的值可得到不同的死区时间。

采用 PFC、软开关等新技术和新器件 MOSFET 的超声波电源, 具有功率大、频率高的优点, 在医学上可利用它来治疗疾病、杀死病变细胞等。

## 3.5.3 高频逆变技术在高压真空电源中的应用

高压真空电源技术的性能优劣直接影响真空系统的技术水平和使用功能。传统的高压真空电源, 大多采用常规整流器、磁调整流器、晶闸管相控整流装置等。采用相应的控制方法, 可使它们具有下降式输出外特性, 以适应真空高压放电的特殊要求。但是这类电源具有效率低、功能差、耗材多、体积大等缺点。

近年来逆变技术和大功率电力半导体器件不断发展、完善, 使逆变电源(包括高压电源)在真空领域中得到广泛应用, 在大功率逆变电源中, 有许多主电路结构可供选择, 由于零电压开关相移控制 PWM(以下简写 ZVSP)方式具有开关损耗小、开关强度低、效率高、可控性好等优点, 目前已成为大功率逆变电源的优选设计方案。

### 1. 逆变器主电路结构

全桥 ZVSP 主电路如图 3-45 所示, 其特点为:

(1) 主电路结构与硬开关 PWM 桥式电路相同, 并且都采用恒频 PWM 控制;

(2) 与传统全桥 PWM 硬开关电路的区别在于  $VT_1$ 、 $VT_4$  ( $VT_3$ 、 $VT_2$ ) 非同时通断, 而是错开一个可控时间间隔角  $\alpha$  (移相角);

(3) 利用主变压器  $T$  的漏感  $L$  和主电路中电力半导体器件的并联电容  $C_1$  ( $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ ) 等寄生参数谐振, 以及恰当的延迟(死区)时间  $t_{ds}$  实现零电压转换。应当指出的是, 设置  $t_{ds}$  应遵循:

1)  $VT_1$ 、 $VT_2$  ( $VT_3$ 、 $VT_4$ ) 不能直通短路。

2) 保证漏感电流  $I_L$  对  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  有足够的充放电时间, 借以建立开关管的零电压状态;

3) 漏感  $L$  应足够大, 以致在  $t_{ds}$  时间内,  $I_L$  可使  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  充(放)电完毕。

实现 ZVSP(零电压开关相移控制 PWM)的目的在于降低开关损耗和主电路中电力半导体器件的电压应力, 提高电路转换效率和工作频率。在中大功率设备中, 开关器件可采用 IGBT

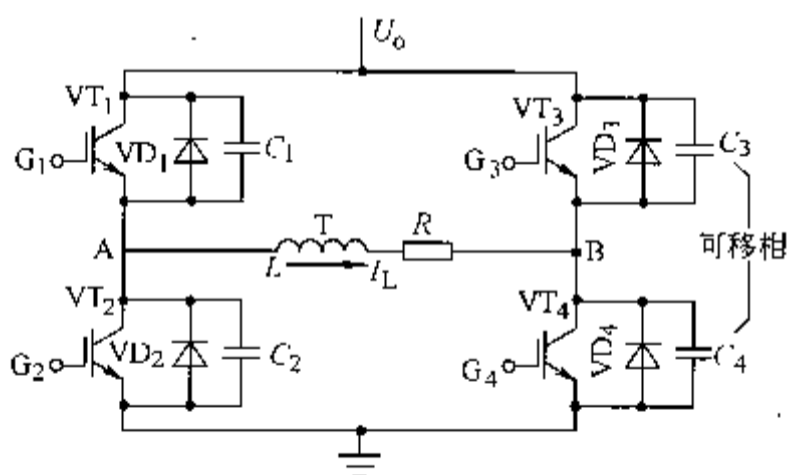


图 3-45 ZVSP 全桥主电路

或电力 MOSFET。

## 2. 控制电路

ZVSP 的控制方案是通过下面几个相关电路完成的:

(1) PWM 移相控制专用 IC 此类芯片可向全桥主电路中电力半导体器件提供两组四路 ( $G_1$ 、 $G_2$  及  $G_3$ 、 $G_4$ ) 可移相驱动信号 ( $U_{G_1} \sim U_{G_4}$ ), 以控制主电路中电力半导体器件的有序通断, 这些芯片都具有移相、延迟设定, 逐波过流保护, 欠压锁定, 软启动复位等功能, 且只需很少的外围元器件, 因此可大大简化电路, 确保控制电路工作的可靠性。UC3875、UC3879 和 ML4818 等均属此类专用芯片。

(2) 驱动电路 通常驱动电路均采用厚膜电路, 按主电路开关器件的不同, 应配用相应的规格, 当开关元件为电力 IGBT、MOSFET 时, 可选用 M57959L、M57962L、HL402B 以及 HR065、TLP250 等。

(3) 外特性控制 利用电流、电压传感元件及外特性控制网络, 可获得理想的恒流、恒压、线性输出特性, 以满足真空系统对高压直流电源的要求。

(4) 主要技术性能 输出功率: 3kW、5kW、10kW、15kW、20kW、30kW; 输入电压:  $(380 \pm 10\%) V$  (50 ~ 60Hz), 三相; 输出电压: 600 ~ 750VDC 或更高 (可选定); 输出外特性: 恒流、恒压、线性, 可转换; 保护特性: 具有逐波过电流、短路、欠电压、自动软复位、过热保护等功能; 控制功能: 启动、停止, 输出给定, 可近控、远控操作, 电压 (电流) 给定信号 0 ~ 10V DC, 输出参数外引显示; 重量: 只有传统产品的 1/8 左右。

## 参 考 文 献

- [1] 周锡春. 100-200W 逆变电源的制作[J]. 电子制作, 2004(9).
- [2] 郑国川. 逆变电源技术与制作要点[J]. 电子制作, 2004(4).
- [3] 曹乃森, 黄家成, 等. 实用小功率中频电源设计[J]. 电光与控制, 2004(4).
- [4] 何希才, 姜余祥. 新型稳压电源及其应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2002.
- [5] 周代文, 侯振程. 一种新型不间断 (UPS) 电路的探讨[M]. 电力电子技术, 1998(4).
- [6] 张 博, 王巍. 交流电机变频调速的应用[M]. 鞍钢技术, 1999(4).
- [7] 梁 杰. 简单实用的 12V 到 230V 电源逆变器[M]. 电子制作, 2004(4).
- [8] 关 山. 大功率稳压逆变电源的设计与制作[J]. 电子制作, 2004(9).
- [9] 刘 刚, 张爱萍. 大功率变频调速技术的现状与发展趋势[J]. 鞍钢技术, 1999(5).
- [10] 赵葵银, 唐勇奇. 一种简单实用的交流电动机软起动装置[J]. 半导体技术, 2001(1).
- [11] 邹旭东, 张凯, 康勇, 陈坚. 基于 DSP 的全数字化变频调速系统[J]. 电气自动化, 2003(4).
- [12] 张强胜. 新型正弦波逆变电源[J]. 电子制作, 2004(9).
- [13] 吴保芳, 罗文杰, 姚园顺, 等. 通用型 IGBT 变频电源的研制[J]. 电力电子技术, 1998(4).
- [14] 王 志. IGBT 在石油感应加热电源中的应用[J]. 电力电子技术, 1999(2).
- [15] 张玉峰, 周仁斌, 李振敬, 等. 逆变式多功能电源的研究[J]. 湖北工学院学报, 1999(3).
- [16] 张 琳, 段苏振. 变频器在龙门铣床中应用机床电器[J]. 2000(5).
- [17] 张慧洲, 张晓东. 交流变频调速电力推进系统的典型应用[J]. 船舶, 2002(1).
- [18] 董 刚. 交-直-交变频调速系统在鞍钢大型 50m 重轨矫直机主传动辊上的应用[J]. 鞍钢技术, 2001(4).
- [19] 夏晓东, 史华名, 胡维君, 等. 宝钢连铸机用 10KVA IGBT—SPWM 矢量控制变频调速装置的研制[J].

宝钢技术,1999(2).

- [20] 李成春,于翠华. 相移 PWM 控制器 UC3879,ML4818 在高频逆变高压真空电源中的应用[J]. 国外电子元件,1998(9).
- [21] 王创社,乐开端,谭玉山,许建平,等. 一种高频电磁感应加热封口机的电源[J]. 电力电子技术,1998(1).
- [22] 产 萍. 用 PWM 放大器实现 400HZ 电源. 国际电子元件[J],2004(3).
- [23] 张 梅,侯振程,漆小龙. 一种新型超声波电源[J],电力电子技术,1999[4].

## 第4章 照明电源电路

### 4.1 概述

据不完全统计,发达国家发电量的15%消耗于照明负载,照明电源解决了用电照明的问题,有了灯具和照明电源就可以把黑暗变成光明,自从有了电灯,人们便从黑暗中解放出来了,而由此对电源或电灯的控制就成了研究的热点。各种各样、五花八门的电源电路应运而生,电力半导体器件在照明电源电路中的应用已经相当地普遍,并且发展到没有电力半导体器件的参与,照明电源很难构成的地步。由于照明电源电路的种类、型式和实现方法太多,本章仅举几例说明其构成及工作原理,仅供参考。

### 4.2 照明与节能

照明用电量随着城市扩大和农村建设的发展在快速增长,所占比重也越来越大,而且另一方面,由于常明灯浪费电的现象非常严重,照明节电的问题不容忽视,使用节能灯具是一个方面,在不必要照明的时候及时关闭电源更是节能关键。本节仅列举几个应用实例,通过原理分析足以表明电力半导体器件的广泛运用及其不可替代的作用。

#### 4.2.1 自动灯控制电路

##### 1. 声、光、触摸三控自动灯

自动灯控制电路,可以由声、光控制及人体触摸控制。将该装置安装在楼道、走廊或卫生间等场所,在夜间,有人走动或发声时,灯会自动点亮延时数分钟后自动熄灭。在白天,若触摸电极片A,则自动灯也会受触发而点亮。图4-1给出了这种声、光、触摸三控自动灯的原理电路。

整个控制电路由电源电路、声控电路、光控电路、触摸控制电路、延时电路、继电器驱动电路等组成。

电源电路由电源变压器T、整流桥堆UR、三端集成稳压器IC1及滤波电容 $C_4$ 、 $C_5$ 等组成。照明灯HL与继电器 $K_1$ 的常开触头 $K_{1-1}$ 串联后,并接在电源变压器的一次绕组两端。声控电路由传声器(话筒)BM、数字集成电路IC2内部的非门电路U1、U2及电阻 $R_1 \sim R_4$ 、电容 $C_1$ 、 $C_2$ 等组成。光控电路由光敏电阻器RG、电位器 $RP_1$ 、 $R_4$ 、IC2内部的非门电路U3、二极管 $VD_1$ 等组成。

触摸控制电路由电极片A、电阻 $R_6$ 、 $R_7$ 、IC2内部的非门电路U4及二极管 $VD_2$ 等组成。延时电路由电阻 $R_5$ 、电容 $C_3$ 、IC2内部的非门电路U5等组成。继电器驱动电路由继电器 $K_1$ 、二极管 $VD_3$ 、晶体管VT及电阻器 $R_8$ 等组成。

电路的工作原理为:交流220V电压经电源变压器T降压、整流桥堆UR整流、 $C_4$ 滤波及IC1稳压后,在 $C_5$ 两端产生+6V电压,供给继电器和整个控制电路。接通电源后,整个

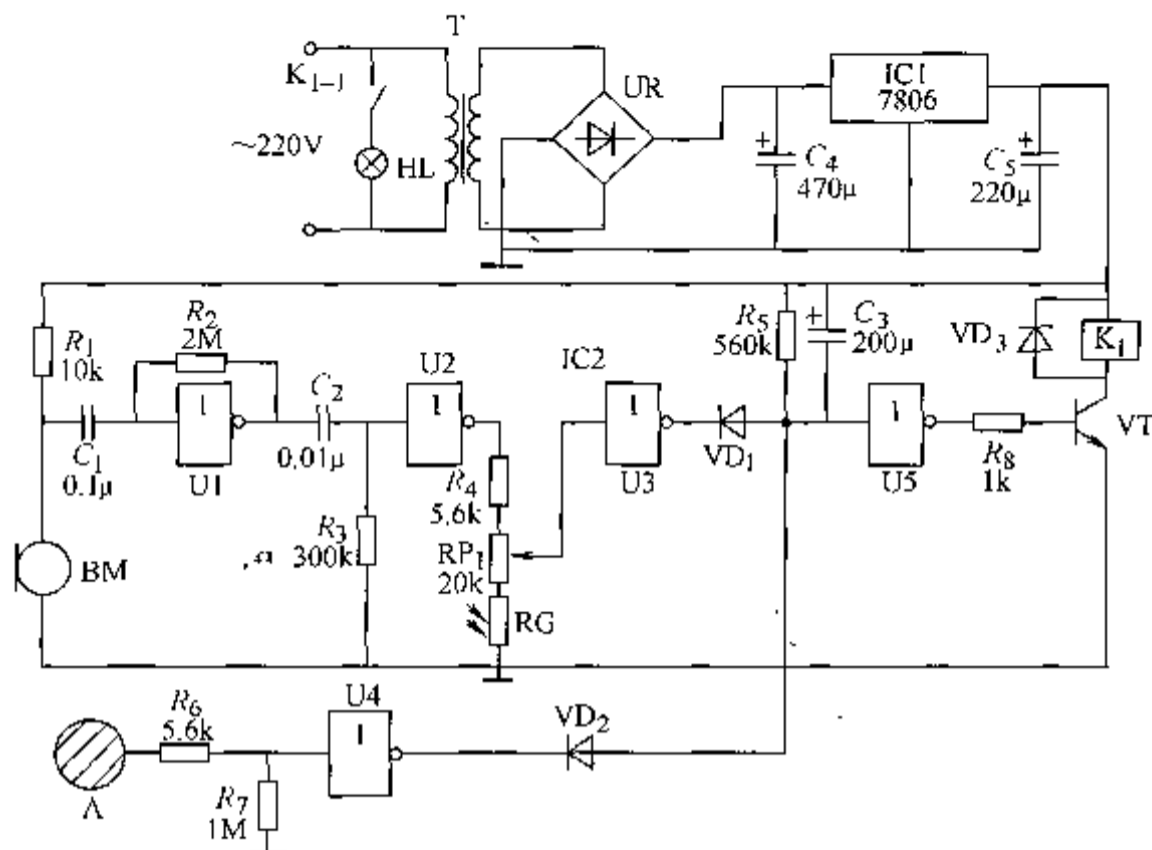


图 4-1 声、光、触摸三控自动灯电路原理图

控制电路工作在守候状态，非门电路 U5 输出低电平（0V），使晶体管 VT 截止，继电器 K<sub>1</sub> 的常开触头不吸合，照明灯 HL 不亮。当有人走近该自动灯或有声响发出时，传声器 BM 将声音信号转换成电信号，此电信号经非门电路 U1 构成的交流线性放大器放大后，经非门电路 U2 反相后输出高电平，使非门电路 U3 的输出端变为低电平，二极管 VD<sub>1</sub> 导通，非门电路 U5 的输出端变为高电平，使晶体管 VT 饱和导通，继电器 K<sub>1</sub> 的常开触头 K<sub>1-1</sub> 吸合，照明灯 HL 发光。

在白天，即使有声响，也不会有高电平加入非门电路 U3 的输入端，因为光敏电阻器 RG 受光照而阻值变小，非门电路 U3 的输入端始终为低电平，输出端也保持高电平，二极管 VD<sub>1</sub> 和晶体管 VT 均处于截止状态，照明灯 HL 不亮。夜晚，光敏电阻器 RG 的阻值变大，此时若传声器 BM 拾取到声音信号，则会有高电平加至非门电路 U3 的输入端，使二极管 VD<sub>1</sub> 和晶体管 VT 导通，继电器 K<sub>1</sub> 触头吸合，照明灯 HL 点亮。

不管白天和夜间，只要用手触摸电极片 A 后，人体感应信号将使非门电路 U4 的输入端变为高电平，其输出端变为低电平，又使二极管 VD<sub>2</sub> 导通，非门电路 U5 的输入端变为低电平，输出端变为高电平，晶体管 VT 饱和导通，继电器 K<sub>1</sub> 动作，照明灯 HL 点亮。

在二极管 VD<sub>1</sub> 或 VD<sub>2</sub> 导通瞬间，电容器 C<sub>3</sub> 通过 VD<sub>1</sub> 或 VD<sub>2</sub> 被迅速充电，非门电路 U5 的输入端立即为低电平。当非门电路 U3 或 U4 的输出端由低电平变为高电平（随后又同时变为低电平）使 VD<sub>1</sub> 或 VD<sub>2</sub> 截止时，电容器 C<sub>3</sub> 通过电阻器 R<sub>5</sub> 缓慢放电，使非门电路 U1、U3、U5 的输入端仍维持一段时间的低电平，照明灯并不会马上熄灭，直到 C<sub>3</sub> 放电结束，U5 输入端变为高电平，输出端变为低电平，晶体管 VT 截止，继电器 K<sub>1</sub> 释放，照明灯 HL 才熄灭。

在白天，调节电位器 RP 的电阻值，使非门电路 U3 输入端电压低于  $U_{CC}/3$ （1.65V）以下，使其驱动端保持高电平，同时，还可以调节光控的灵敏度。

R<sub>5</sub>、C<sub>3</sub> 为时间常数元件，改变 R<sub>5</sub> 的电阻值和 C<sub>3</sub> 的电容量，可改变灯亮至灯灭的延迟时间。电阻值、电容量越大，延迟时间越长。调节 R<sub>2</sub> 的电阻值，可以调节声控的灵敏度。

## 2. 电话自控照明灯

电话自控照明灯电路，可以在夜间电话机铃响或打电话摘机时，使照明灯（如床头灯）自动点亮。通话完毕，挂机后延时 50s 左右，照明灯能自动熄灭。而白天接电话或打电话时，照明灯不会点亮。

电路工作原理：整个电路由电源电路、光控电路和电话控制电路组成，如图 4-2 所示。

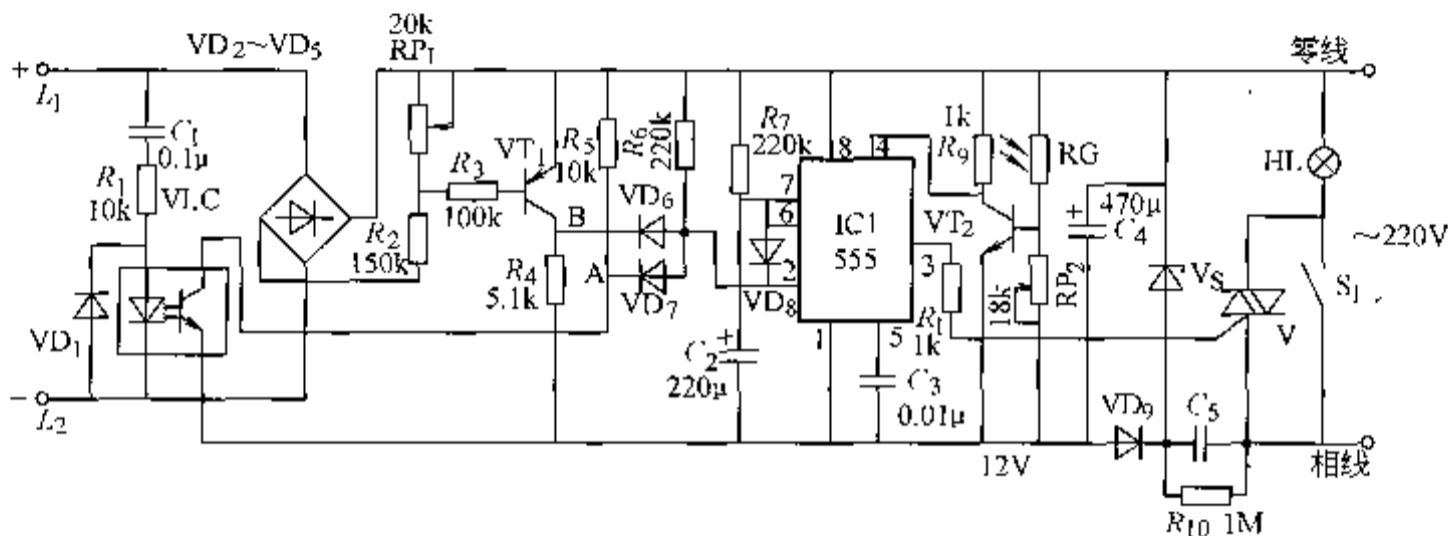


图 4-2 电话自控照明灯电路

交流 220V 电压经电容  $C_5$  降压、二极管  $VD_9$  整流、 $VS$  稳压及电容  $C_4$  滤波后，产生直流 12V 电压，供给光控电路和电话控制电路。电话外线提供的直流高压（48V 或 64V）经二极管  $VD_2 \sim VD_5$  极性转换后，为电话控制电路中摘机检测电路的晶体管  $VT_1$  提供工作电压。二极管  $VD_6$ 、 $VD_7$  和电阻器  $R_6$  构成或门电路（负逻辑门）。时基集成电路  $IC1$  与延时元件  $R_7$ 、 $C_2$  组成单稳态电路。电容  $C_1$ 、电阻  $R_1$ 、二极管  $VD_1$  和光耦合器  $VLC$  组成电话控制电路中的振铃信号检测电路。

光敏电阻器  $RG$  与晶体管  $VT_2$ 、可调电阻器  $RP_2$  等组成光控电路。HL 为照明灯， $S_1$  为原照明灯的电 源开关，双向晶闸管  $V$  作为照明灯的电子开关。

在无电话打入、电话也未摘机时，集成电路  $IC1$  处于稳态，其 2 脚为高电平，6 脚电压高于  $3U_{CC}/4$ ，3 脚输出低电平，使双向晶闸管  $V$  截止，照明灯 HL 不亮。

当有外线打来电话时，振铃信号经  $C_1$  和  $R_1$  隔直、降压、限流处理后，使光耦合器  $VLC$  中的发光二极管点亮，光敏晶体管导通，二极管  $VD_7$  因负极为低电平而导通，使集成电路  $IC1$  的 2 脚电压下降，随后二极管  $VD_8$  也导通，使  $IC1$  的 6 脚电压低于  $U_{CC}/3$ ， $IC1$  内部的触发器翻转而进入暂态，其 3 脚输出高电平，使双向晶闸管  $V$  导通，照明灯 HL 被点亮。

主人听到电话铃声摘机后，电话铃声消失，二极管  $VD_7$  截止，但此时由于电话外线上的直流高压因摘机而降至 7~8V 左右，晶体管  $VT_1$  由原来的饱和导通状态变为截止状态， $VT_1$  的集电极变为低电平，使二极管  $VD_6$  导通，集成电路  $IC1$  的 2 脚仍维持低电平，照明灯 HL 从电话铃响至摘机后始终处于点亮状态。

通话完毕挂机后，晶体管  $VT_1$  恢复为饱和导通状态，二极管  $VD_6$  又截止，+12V 电压通过电阻  $R_7$  为电容  $C_2$  充电，当  $C_2$  充电结束（约 50s）、 $IC1$  的 6 脚电压达到  $3U_{CC}/4$  时， $IC1$  内部的触发器复位（又恢复为稳态），其 3 脚输出低电平，使双向晶闸管  $V$  截止，照明灯 HL 熄灭。

当主人摘机拨打电话时，照明灯 HL 也会点亮，并在通话完毕后延时 50s 后自动熄灭。 $IC1$  的 4 脚电压受环境光控制。在白天或室内有灯光照射时，光敏电阻器  $RG$  的阻值较小，

晶体管  $VT_2$  饱和导通, 使 IC1 的 4 脚为低电平, 其 3 脚也始终保持低电平, 照明灯 HL 不亮。只有在夜间, 且室内熄灯后, 光敏电阻器 RG 的阻值增大, 使  $VT_2$  截止, IC1 的 4 脚变为高电平时, 电话才能控制照明灯。

### 3. 光控开关

采用 555 时基集成电路制作的光控开关, 它也可以用手电筒照明光来控制家用电器和其他电气设备电源的开与关。

电路工作原理: 光控开关电路由电源电路、时基集成电路 IC1 (NE555)、D 触发集成电路 IC2 (74LS74)、双向晶闸管 V 和光敏晶体管 VT 等组成, 如图 4-3 所示。电源电路由电源开关 S、降压电容  $C_5$ 、整流二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$ 、稳压二极管 VS、发光二极管  $VL_1$  和滤波电容器  $C_4$  等组成。

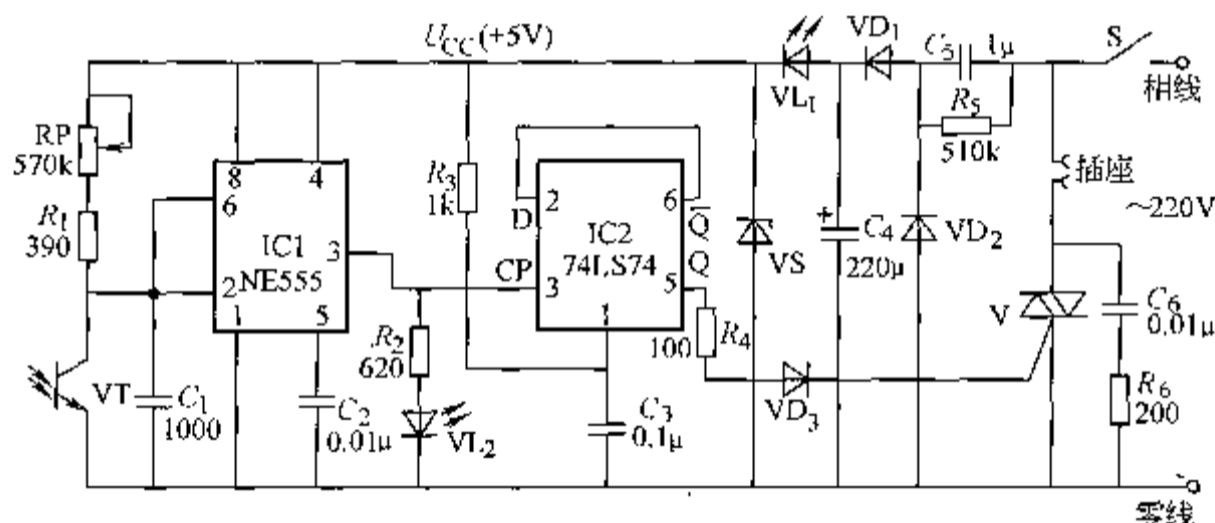


图 4-3 光控开关电路

接通电源开关 S 后, 交流 220V 电压经  $C_5$  降压、 $VD_1$  和  $VD_2$  整流、 $C_4$  滤波、 $VL_1$  限流降压及 VS 稳压后, 产生 5V 左右的直流电压 ( $U_{cc}$ ) 供给 IC1 和 IC2, 同时  $VL_1$  点亮。

光敏晶体管 VT 与电位器 RP、电阻器  $R_1$  组成分压电路, 决定 IC1 的 2 脚和 6 脚电位的高低。在无光照射到光敏晶体管 VT 时, IC1 的 2 脚和 6 脚电压高于  $2U_{cc}/3$ , IC1 的 3 脚输出低电平。当用手电筒照射光敏晶体管 VT 时, VT 导通, 其内阻变小, 使 IC1 的 2 脚、6 脚电压降低, 当该电压低于  $U_{cc}/3$  时, IC1 内部电路翻转, 由稳态变为暂态, 其 3 脚由低电平变为高电平, 发光二极管  $VL_2$  点亮, 使 IC2 内电路翻转, IC2 的 5 脚由低电平变为高电平, 双向晶闸管 V 受该高电平触发而导通, 将用电器 (负载) 的电源接通。

在 VT 短时间导通又截止后,  $U_{cc}$  电压经 RP 和  $R_1$  对电容  $C_1$  充电, 使 IC1 的 2 脚和 6 脚电压逐渐升高。当此电压升高至  $2U_{cc}/3$  时, IC1 内电路又翻转, 由暂态变为稳态, 其 3 脚也由高电平变为低电平。IC2 的 3 脚虽变为低电平, 但其 5 脚仍维持输出高电平不变, 直到下一个触发脉冲到来。

当再次用手电筒照射光敏晶体管 VT 时, IC1 的 3 脚又由低电平变为高电平, 使 IC2 内电路翻转, 其 5 脚由高电平变为低电平, 双向晶闸管 V 关断, 将用电器的供电电源切断。

电阻  $R_3$  和电容  $C_3$  组成延时电路。在刚接通电源开关 S 或瞬间停电又恢复时,  $U_{cc}$  电压经  $R_3$  对  $C_3$  充电, 此时 IC2 的 1 脚电压较低, 其 5 脚被强制为低电平。当  $C_3$  充电结束后, IC2 才能恢复正常工作状态。

电阻  $R_6$  和电容  $C_6$  组成双向晶闸管 V 的保护电路, 可以防止感性负载通断在电路中电流变化引起的尖峰过电压  $Ldi/dt$  损坏双向晶闸管 V。

#### 4. 声、光控制照明灯开关

图 4-4 给出了采用分立元器件的声、光控制照明灯开关电路原理图,它具有制作成本低、电路简单、自耗电轻微等优点。

该控制电路由电源电路、声控电路、光控电路、单稳态电路和晶闸管 V 等组成。其中电源电路由整流二极管  $VD_1 \sim VD_4$ 、限流电阻  $R_6$ 、滤波电容  $C_4$  和稳压二极管 VS 组成。声控电路由压电陶瓷片(或传声器) BM、晶体管  $VT_1$  和电阻器  $R_1 \sim R_3$  组成。光控电路由光敏电阻器 RG、晶体管  $VT_2$ 、电容  $C_1$  和电阻  $R_4$ 、 $R_5$  组成。晶体管  $VT_3$ 、 $VT_4$  及有关外围元件组成单稳态电路。

该电路的工作原理为:交流 220V 电压经  $VD_1 \sim VD_4$  整流后,一路直接供给电子开关电路;另一路经  $R_6$  降压、 $C_4$  滤波及 VS 稳压后,产生 +8.2V 电压,供给声控电路、光控电路和单稳态电路。

在白天,光敏电阻器 RG 受自然光照射而阻值变小,  $VT_2$  处于饱和导通状态,使  $VT_1$ 、 $VT_3$  截止,  $VT_4$  导通,晶闸管 V 不导通,照明灯 HL 不亮(HL 中只流过很小的电流)。夜晚,无光照射 RG 时,其阻值变大,  $VT_2$  截止。当压电陶瓷片 BM 接收到脚步声或其他声音时,它会将声音信号转换成电信号,此电信号经  $VT_1$  放大后,使  $VT_3$  导通,  $VT_4$  截止, V 被触发而导通,照明灯 HL 点亮。HL 点亮后,延时电容  $C_3$  开始放电,当  $C_3$  放电完毕(约 1min),  $VT_4$  又导通,使 V 截止,照明灯 HL 熄灭。直到压电陶瓷片 BM 再次接收到声音信号,照明灯 HL 才能点亮。

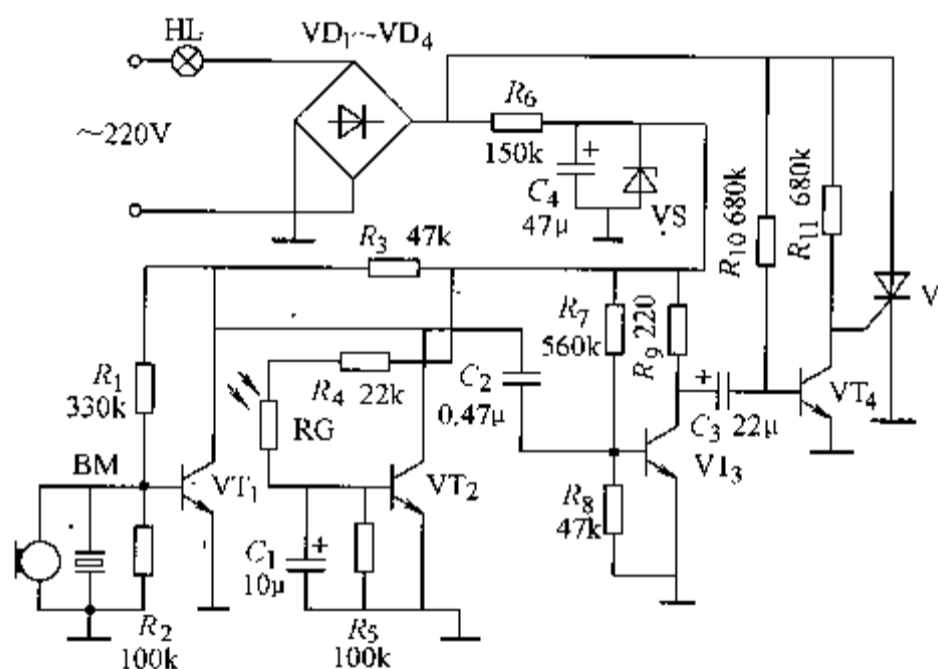


图 4-4 声、光控制照明灯开关电路

#### 5. 卫生间门控开关

卫生间门控开关电路,可以用磁控门开关来控制卫生间内的照明灯和排风扇,其实用性较强。

图 4-5 给出了一个实用的卫生间门控开关电路的原理图,整个电路由电源电路和控制电路组成。电源电路由电源变压器 T、整流二极管  $VD_1 \sim VD_4$ 、滤波电容  $C_1$ 、 $C_2$  和三端集成稳压器 IC1 组成。交流 220V 电压经 T 降压、 $VD_1 \sim VD_4$  整流、 $C_1$  滤波和 IC1 (7812) 稳压后,在  $C_2$  两端产生 +12V 电压,作为控制电路的工作电源。控制电路由磁控开关 SA,集成电路 IC2、IC3,晶体管  $VT_1$ 、 $VT_2$ ,晶闸管  $V_1$ 、 $V_2$  及有关外围元件组成。

在卫生间的门关闭时,磁控开关 SA 在磁铁的作用下处于闭合状态。IC2 的 3 脚(CP 端)为高电平,IC2 的 1 脚和 IC3 的 3 脚均输出低电平,使晶体管  $VT_1$ 、 $VT_2$  截止,晶闸管  $V_1$ 、 $V_2$  处于不导通状态,照明灯 HL 不亮,排风扇不转动。

当有人使用卫生间时,开门后磁控开关 SA 即断开(SA 离开磁铁即会进入常开状态),使 IC2 的 3 脚变为低电平;再关上门时,SA 又接通,使 IC2 的 3 脚恢复高电平,IC2 内部的双稳态电路受触发而翻转(IC2 在 3 脚有高电平时,其内部的双稳态触发器翻转),其 1 脚(Q 端)由低电平变为高电平,使晶体管  $VT_1$  导通,其发射极(e 极)输出高电平,使晶闸

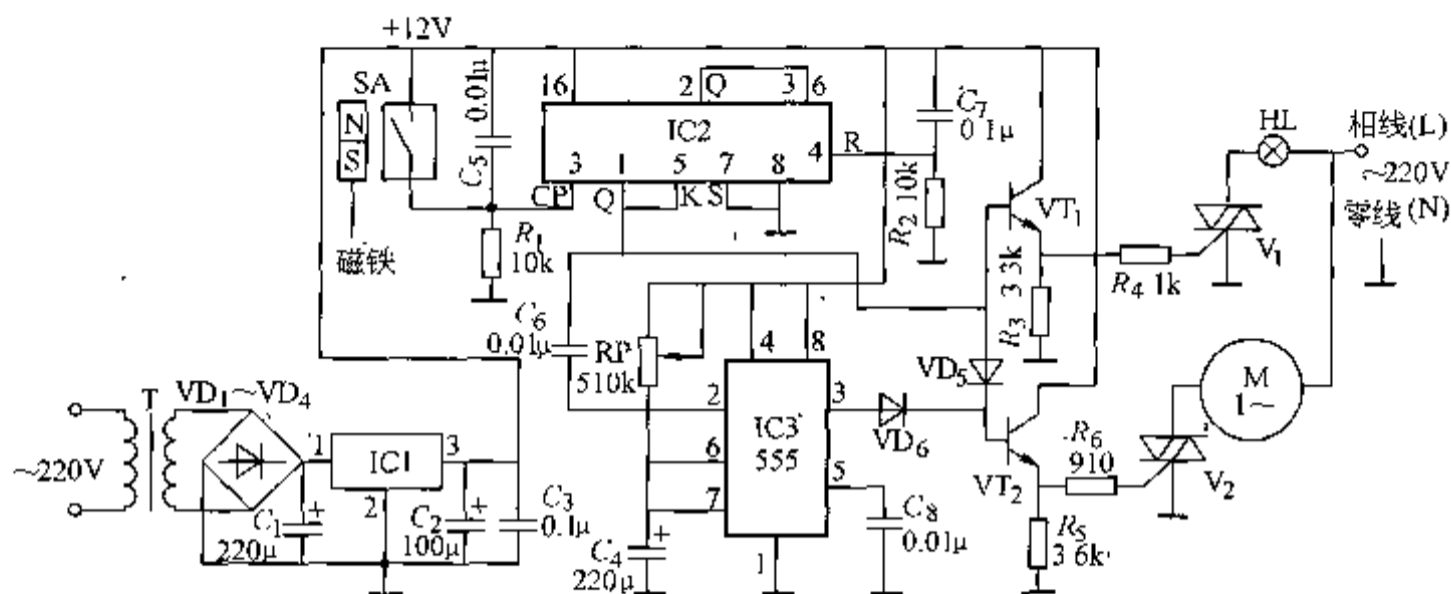


图 4-5 卫生间门控开关电路

管  $V_1$  被触发而导通，照明灯 HL 被点亮；同时，IC2 第 1 脚输出的高电平还经二极管  $VD_5$ （ $VD_5$ 、 $VD_6$  组成或门电路）加至  $VT_2$  的基极，使晶体管  $VT_2$  导通， $VT_2$  发射极输出的高电平又使晶闸管  $V_2$  导通，排风扇电动机 M 通电工作。

当打开门走出卫生间后再关上门时，磁控开关 SA 断开后又接通，使 IC2 内部的双稳态触发器受触发而翻转，IC2 的 1 脚变为低电平，使  $VT_1$  截止， $V_1$  停止导通，照明灯 HL 熄灭。IC2 的 1 脚产生的跳变电平（由高电平变为低电平）通过  $C_6$  加至 IC3 的 2 脚，使 IC3 内部的单稳态触发器动作，其 3 脚输出高电平，经二极管  $VD_6$  使  $VT_2$  维持导通状态，排风扇电动机 M 继续运转。延时结束（电容器已放电完毕）后，IC3 内部的触发器翻转，其 3 脚变为低电平，使  $VT_2$  截止， $V_2$  停止导通，电动机停止转动，整个电路又恢复到初始状态。

#### 6. 热释电红外楼道照明灯开关电路

此照明开关装于楼道出入口。夜晚，行人由楼道出入时，照明灯自动点亮一段时间后熄灭。白天，照明灯自动停止工作。

感应开关的主要元件是一片新型热释电红外探测模块 HN911L 和一只 V-MOS 管。HN911L 内电路包括高灵敏度红外传感器、放大器、信号处理电路、输出电路等。热释电红外传感器遥测移动人体发出的微热红外信号，送入 HN911L，在输出端得到放大后的电信号。V-MOS 场效应晶体管输入阻抗极高，接在栅源间的电容充电后，电容电压可保持很长时间，在此时间，V-MOS 管导通。利用这一特点，可实现延时功能。该开关电路原理如图 4-6 所示，它的工作原理为：

220V 市电经  $C_1$  降压、 $VD_1$  整流、 $VS_1$ 、 $VS_2$  稳压、 $C_2$  滤波后得到 12V 直流电压。此电压除供给晶体管  $VT_4$  电源外，经  $R_2$  降压、 $VS_3$  稳压、 $C_3$  滤波后得到 6V 电压，作为集成电路 IC 的工作电源。当 IC 未探测到红外信号时，输出端 2 脚为高电平。 $VT_4$  无基极偏置而截止，灯泡 HL 不亮。有人进入楼道口时，人体移动发出的红外线被红外传感器接收，经 IC 处理后，2 脚输出低电平， $VT_4$  导通。12V 直流电压经  $VT_4$ 、 $VD_3$  给电容  $C_4$  充电， $V_5$  迅速饱和导通，灯泡 HL 亮。人走过后，IC 2 脚恢复高电平， $VT_4$  截止。这时， $C_4$  放电期间仍维持  $V_5$  继续导通。随着  $C_4$  上电压的下降， $V_5$  由饱和区进入放大区直到截止区，HL 亦相应地由亮逐渐变暗，直到熄灭。

电路中， $RP_1$  为 IC 的增益调节电位器， $RP_2$  为照明延时时间调整电位器。 $RG$  为光敏电阻，白天受光照，电阻极小，使 IC 增益极低，2 脚不输出低电平，夜晚  $RG$  阻值很大，IC

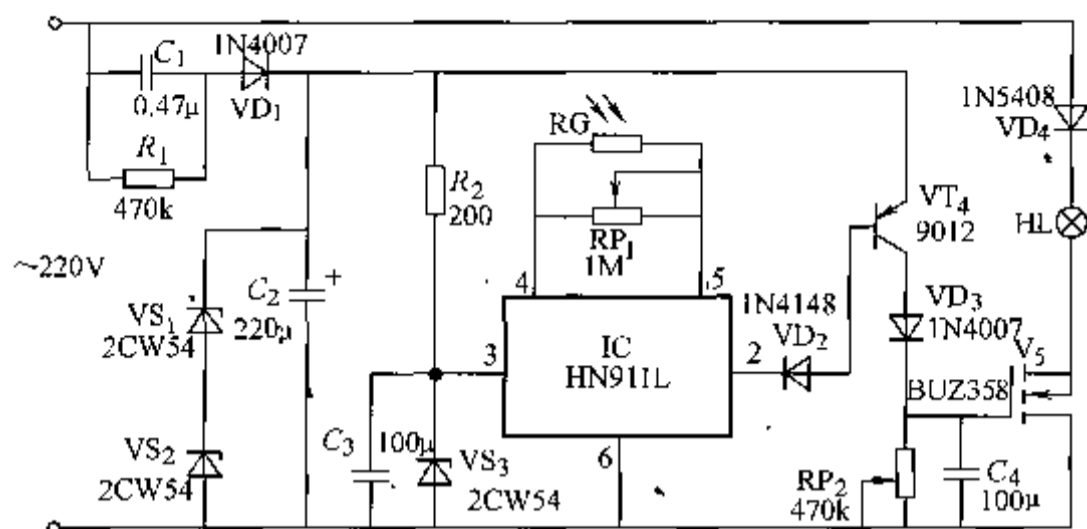


图 4-6 热释电红外楼道照明灯开关电路

$R_1$ —470kΩ  $R_2$ —200Ω  $RP_1$ —1MΩ  $RP_2$ —470kΩ  $C_1$ —0.47μF  $C_2$ —220μF

$C_3$ 、 $C_4$ —100μF  $VD_1$ 、 $VD_3$ —1N4007  $VD_2$ —1N4148  $VD_4$ —1N5408

$VS_1 \sim VS_3$ —2CW54  $VT_4$ —9012  $V_5$ —BUZ358 IC—HN911L

恢复工作。RG 可暴露于灯光下，因为  $V_5$  一旦导通，即使  $VT_4$  立即截止， $V_5$  仍可由  $C_4$  放电来维持工作。

### 7. 教室照明灯时控开关

学校教室照明灯一般在学生上晚自习或白天上课时使用，每天开、关灯时间是很准确规律的，如采用自动时控开关来实现无人控制，可以杜绝工作人员不能保证按时开、关灯，既确保学校晚上作息时间不受影响，又具有一定节电效果。此种时控开关也同样可用于公园、广场、机关单位的路灯、广告箱、阅报栏照明灯等。图 4-7 给出了一种教室照明灯时控开关电路的原理图。

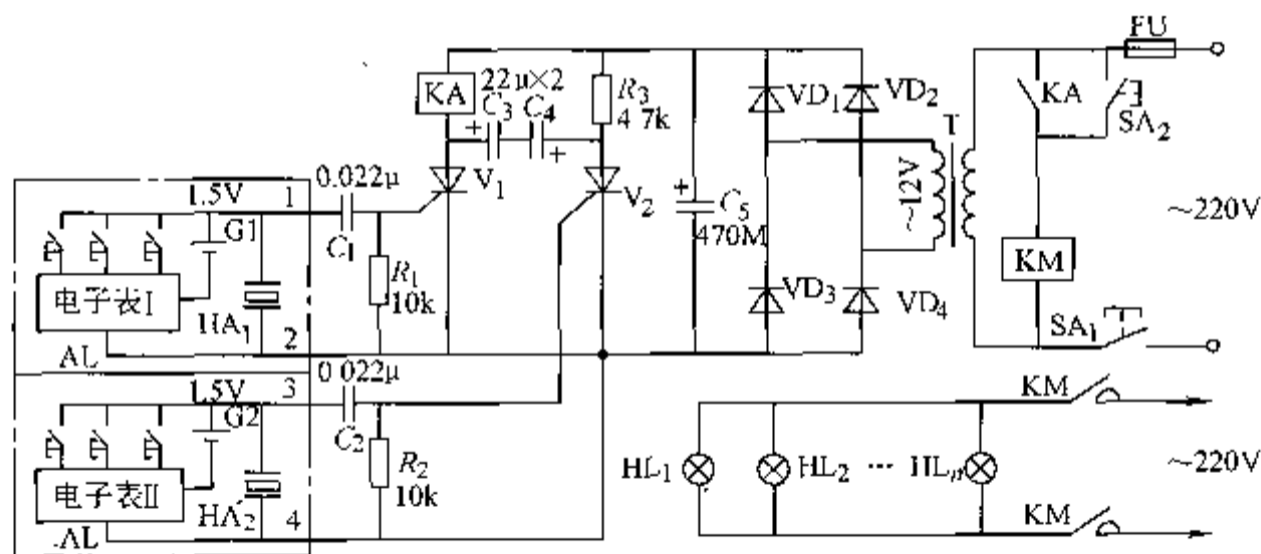


图 4-7 教室照明灯时控开关电路

$R_1$ 、 $R_2$ —10kΩ  $R_3$ —4.7kΩ  $C_1$ 、 $C_2$ —0.022μF  $C_3$ 、 $C_4$ —22μF  $C_5$ —470MF

$VD_1 \sim VD_4$ —1N4001  $V_1$ 、 $V_2$ —MCR100-1 KA—JZC-22FA-DC12V-3A

$SA_1$ 、 $SA_2$ —KNX-2W1D FU—1A/250V T—220V/12V3W

由晶闸管  $V_1$ 、 $V_2$  构成双稳态触发器，利用图中点划线框内带有报闸功能的两只电子表 I 和 II 所产生的闹铃信号分别作为  $V_1$ 、 $V_2$  的触发信号，进而通过继电器 KA 控制交流接触器 KM，最后由交流接触器触头 KM 完成对教室照明灯  $HL_1 \sim HL_n$  的开闭控制。

闭合电源开关  $SA_1$ ，220V 交流电经电源变压器 T 降压、二极管  $VD_1 \sim VD_4$  桥式整流和电容  $C_5$  滤波后，输出直流电压，供控制电路工作用电。此时， $V_1$ 、 $V_2$  因无触发信号均处于关

断状态, KA 和 KM 均不动作,  $HL_1 \sim HL_n$  不亮。晚自习或白天上课时, 电子表 I 按预定的时间报闹, 取自表内电压蜂鸣片  $HA_1$  两端的部分报闹电信号经  $C_1$  耦合至  $V_1$  触发端直接触发  $V_1$  导通, 一方面使  $C_3$ 、 $C_4$  串联构成的无极性电容器充上右正左负的约 12V 直流电压; 另一方面使 KA 通电动作, 其常开触点接通 KM 电源, 使 KM 两触头自动接通照明灯电路,  $HL_1 \sim HL_n$  点亮。待熄灯时间到, 电子表 II 报闹, 其部分报闹信号经  $C_2$  耦合至  $V_2$  触发端, 使  $V_2$  导通,  $C_3$ 、 $C_4$  所充电压反向加至  $V_1$  阳极与阴极之间, 使  $V_1$  阳极电位瞬间过零, 于是  $V_1$  关断, KA 及 KM 先后断电释放,  $HL_1 \sim HL_n$  熄灭; 与此同时,  $C_3$ 、 $C_4$  被充上左正右负的约 12V 直流电压。当次日晚自习或白天上课时, 电子表 I 再次报闹时,  $V_1$  导通;  $C_3$ 、 $C_4$  反向充电,  $V_2$  因阳极电位瞬间过零而关断……, 如此反复, 实现灯光无人定时开关控制。

电路中,  $SA_1$  作为控制电路电源开关, 可以在节假日打开它, 使被控灯不再定时通电工作。 $SA_2$  为人工辅助控制开关。当遇阴雨天或其他特殊情况需开灯时, 闭合  $SA_2$ , 可开亮灯; 断开  $SA_2$ , 则灯熄灭。

### 8. 列车照明灯光控开关

照明开关在每节火车车箱都可以安装一个, 它可控制照明灯天亮自动关灯, 入夜自动开灯。白天, 哪节车箱先进 (出) 隧道, 哪节车箱就先自动开 (关) 灯。当列车穿过不长的涵洞、桥拱或遇到闪电、路灯等短促亮暗光时, 不会误开关电灯。使用该开关, 可有效避免列车员不及时开关电灯而造成的车箱内漆黑一团或电力浪费。图 4-8 给出了一种列车照明灯光控开关的电路原理图。

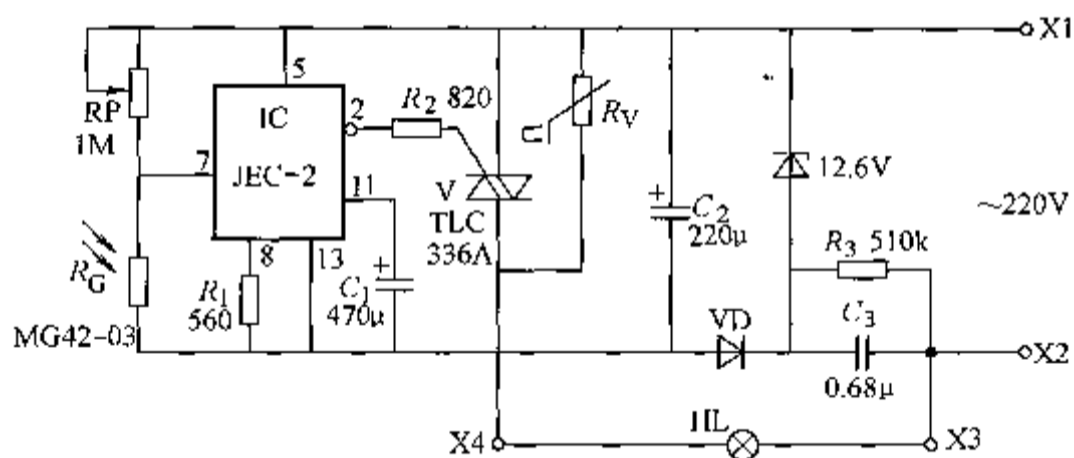


图 4-8 列车照明灯光控开关电路

$R_1$ —560Ω  $R_2$ —820Ω  $R_3$ —510kΩ  $R_P$ —1MΩ  $R_V$ —MYG471  $R_G$ —MG42-03  
 $C_1$ —470μF  $C_2$ —220μF  $C_3$ —0.68μF VD—1N4001 V—TLC336A IC—JEC-2

图中 HL 表示被控电灯 (荧光灯或白炽灯)。整个电路以国产 JEC-2 集成电路为核心元件, JEC-2 是一种多功能集成电路触发器, 其外形为 14 脚双列直插式封装。从逻辑功能看, JEC-2 是一个反相器, 或称“非门”, 所以在电路符号的输出端有一个表示逻辑非的小圆圈“。”。但又有别于通常的 TTL 非门电路。JEC-2 主要技术参数为: 工作电压 2 ~ 15V, 静态功耗电流约 5mA, 负载电流能力不大于 30mA, 引脚 2 输出触发电流不小于 10mA, 触发电平不高于 2.5V。JEC-2 电路具有触发灵敏度高、抗干扰能力强、工作稳定等特点, 可广泛用于鉴幅与整形电路、单稳及双稳电路、定时电路、自动控制系统等。图 4-8 中, JEC-2 的 8 脚接电阻  $R_1$ , 使之与外围元件构成光控式施密特触发器。白天有光照时, 光敏电阻  $R_G$  阻值很小, JEC-2 的 7 脚输入低电平, 其 2 脚输出高电平 (约 11.5V), 使负脉冲触发的双向晶

闸管 V 无触发电流而截止, HL 断电不发光。一旦  $R_G$  失去光照呈高阻值, 则 JEC-2 的 7 脚便输入高电平, 其 2 脚输出低电平 ( $\leq 2V$ ), 使 V 通过  $R_2$  获得合适触发电流而导通, HL 得电发光。

由于 JEC-2 接成的施密特触发器具有稳定的触发电平和一定的触发回差, 所以能有效地消除 HL 在开关临界状态下的频繁闪亮。当  $R_1$  为  $560\Omega$  时, 其回差电压约为  $0.8V$ , 这就是说, 当 7 脚电压上升到大于等于  $3.3V$  时, 2 脚输出低电平; 当 7 脚电压下降到不大于  $2.5V$  时, 2 脚才输出高电平。另外, 在 13 脚与 11 脚之间跨接了电容  $C_1$ , 其作用是对闪电等瞬间光亮信号或短促黑暗信号有较好的抑制作用, 保证电路工作状态不受干扰。压敏电阻  $R_V$  是 V 的过电压保护元件, 对于感性负载 (荧光灯), 此元件不宜省去。

使用时应使电路中的  $R_G$  能够良好感受车窗外自然光线。电灯安装好后只需调试光控灵敏度电位器 RP。在夜幕降临后, 由大往小缓慢 (以排除  $C_1$  延时作用影响) 调节 RP 阻值, 使被控灯刚好发亮为止。

#### 4.2.2 微波传感自动灯控制电路

微波传感自动灯可以安装在走廊或门厅的顶棚上, 它在白天不工作, 在夜晚有人经过走廊时自动点亮, 人走后又能自动熄灭, 这里介绍两种实用的微波传感自动灯的控制电路。

##### 1. 微波传感自动灯控制电路

图 4-9 给出了一种微波传感自动灯的电路原理图, 它由电源电路、检测电路、光控电路、单稳态触发器电路、自锁电路和双向晶闸管 V 等组成, 其中电源电路由降压电容  $C_1$ 、电阻  $R_1$ 、整流二极管 VD、稳压二极管 VS 和滤波电容  $C_2$  等组成; 检测电路由环形天线 W、微波检测专用集成电路 IC1 组成; 光控电路由光敏电阻器  $R_G$ 、分压电阻器  $R_4$  及 IC2 内电路组成; 单稳态触发器电路由晶体管  $VT_1$  和时基集成电路 IC2 组成; 自锁电路由晶体管  $VT_2$  及其外围元件组成。

该电路的工作原理为:  $220V$  交流电压经  $C_1$  降压、VD 整流、VS 稳压及  $C_2$  滤波后, 产生  $12V$  左右的直流电压, 供给 IC1、IC2 和  $VT_1$  等。

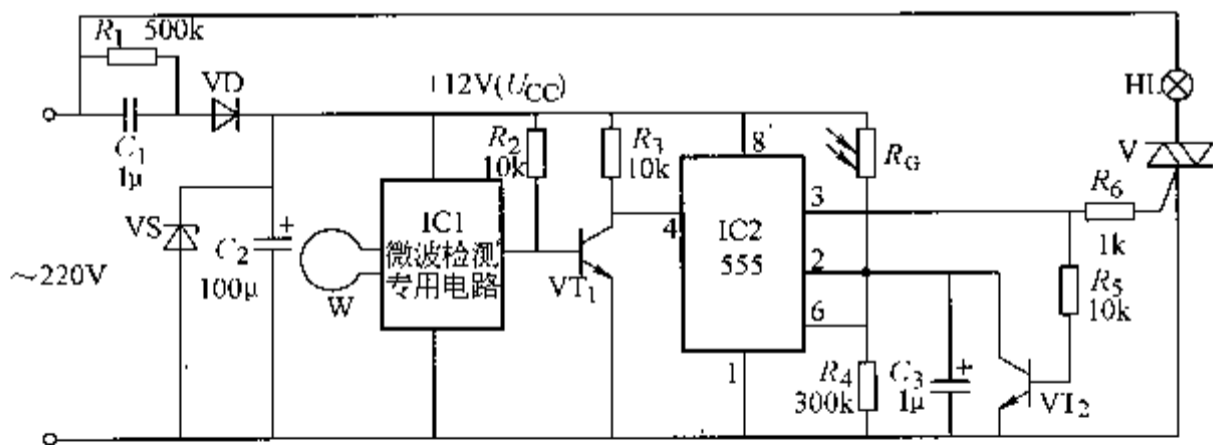


图 4-9 微波传感自动灯电路

在夜晚无人进入或人离开走廊或门厅的微波传感监控范围内时, 环形天线 W 向外发射微波信号, 此时  $VT_1$  因基极有高电平输入而导通, 使 IC2 的 4 脚变为低电平, IC2 内部的单稳态电路为稳态, 其 3 脚输出低电平,  $VT_2$  截止, V 关断, 照明灯 HL 不亮或熄灭。

在夜晚, 若有人进入微波传感监控范围内时, 则环形天线 W 将接收到微波反射信号, 该信号经 IC1 处理后, IC1 输出低电平, 使  $VT_1$  截止, IC2 的 4 脚变为高电平, 其内部的单

稳态电路受触发而翻转,由稳态变为暂态,IC2的3脚输出高电平,使V导通,照明灯HL点亮。同时VT<sub>2</sub>也导通,使IC2的2脚为低电平。

在白天,光敏电阻器R<sub>c</sub>的阻值变小,使IC<sub>2</sub>的2脚为高电平(高于阈值 $V_{cc}/3$ ),IC<sub>2</sub>处于恒稳态,此时不管VT<sub>1</sub>是否导通,IC<sub>2</sub>的3脚均输出恒定的低电平。

## 2. 微波节能开关

图4-10给出微波节能开关的一个实际电路原理图,它由自激振荡电路、比较放大电路、光控电路、关断脉冲产生电路和电源电路等组成。其中自激振荡电路由天线W( $\phi 12\text{cm}$ )、晶体管VT<sub>1</sub>、电阻R<sub>1</sub>、R<sub>2</sub>、R<sub>4</sub>、RP<sub>1</sub>和电容C<sub>1</sub>等组成,其工作频率为700~1000MHz(微波段)。改变C<sub>1</sub>的电容量,可改变振荡频率的高低。

比较放大电路由集成运算放大电路IC2(LM324)和有关外围元件组成。光控电路由光敏电阻器R<sub>c</sub>、二极管VD<sub>4</sub>和电位器RP<sub>3</sub>等组成。关断脉冲产生电路由晶体管VT<sub>2</sub>、电阻器R<sub>18</sub>和电容器C<sub>9</sub>等组成,该电路起延迟作用(使单向晶闸管V在关断后,需延迟3~4s才能再次导通)。电源电路由降压电容C<sub>6</sub>、电阻R<sub>14</sub>、整流二极管VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub>、稳压二极管VS<sub>1</sub>、三端集成稳压器IC1(LM7812)和滤波电容C<sub>8</sub>等组成。

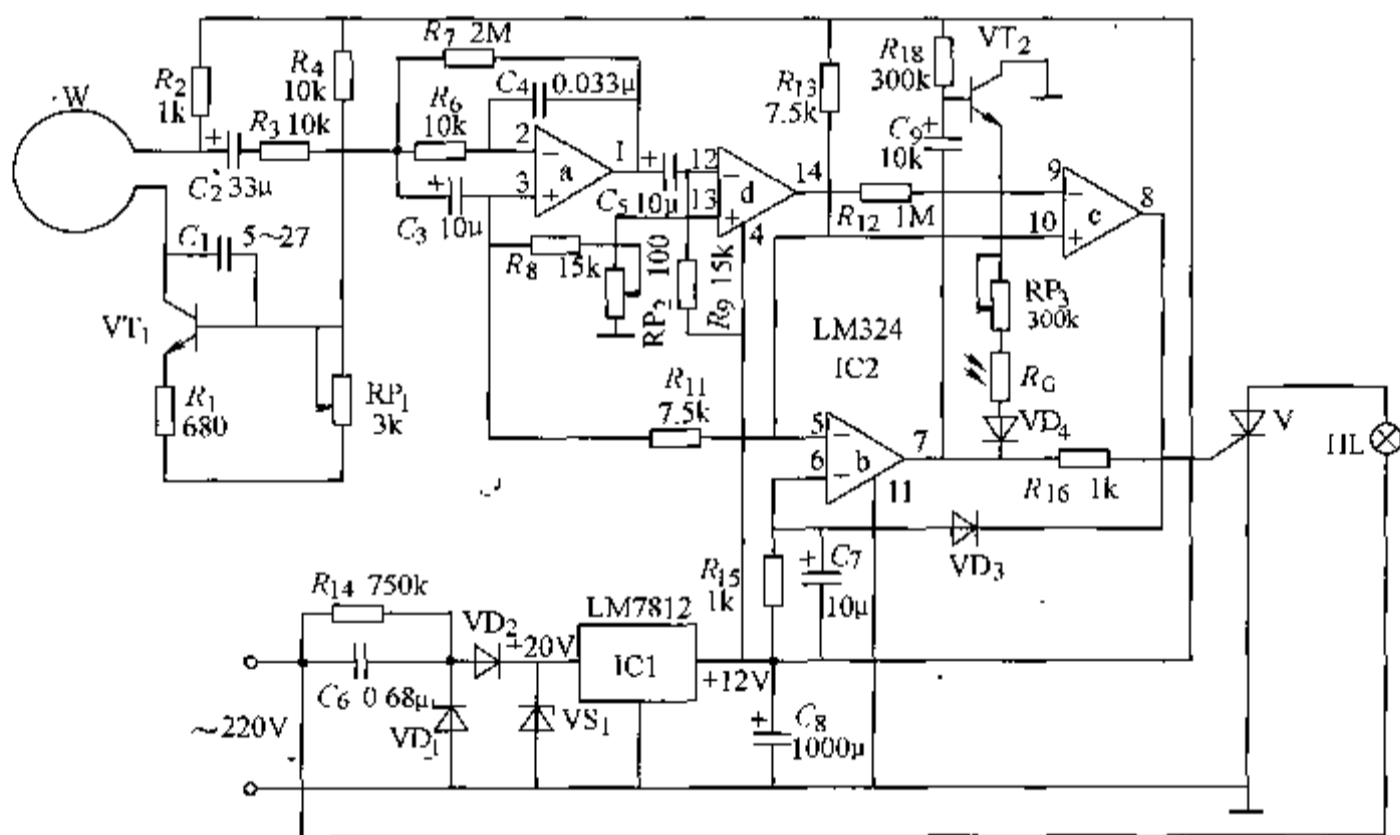


图4-10 微波节能开关电路

该开关电路的工作原理为:接通电源后,交流220V电压经C<sub>6</sub>降压、VD<sub>1</sub>和VD<sub>2</sub>整流及VS<sub>1</sub>稳压后,产生+20V电压。该电压经IC1进一步稳压成+12V电压后,作为IC2、VT<sub>1</sub>和VT<sub>2</sub>的工作电压。自激振荡电路通电工作后,产生频率为700~1000MHz的振荡电磁波,通过天线W向空间发射。当有人在天线W附近移动时,人体的反射波将被天线W接收,使电容C<sub>2</sub>正极的电压发生波动。该波动电压经IC2内各运算放大器比较放大处理后(IC2内有a、b、c、d四只运放器),从其7脚输出高电平,使晶闸管V受触发而导通,照明灯HL点亮。当人体离开控制范围时,IC2的7脚在延时10s后输出低电平,使V关断,HL熄灭。

在白天,光敏电阻器R<sub>c</sub>受光照射而阻值下降(低于3k $\Omega$ ),使IC2的7脚为低电平,该微波节能开关不工作,V始终处于关断状态。夜幕降临后,R<sub>c</sub>的阻值增大至200k $\Omega$ 以上,

微波节能开关正常工作。

改变电阻器  $RP_2$  的阻值，可以调节微波检测控制范围（其可调范围为  $5 \sim 60m^2$ ）。若用该装置控制卫生间的排风扇，则可省去关断脉冲产生电路和光控电路中各元器件。

### 4.2.3 节电节能控制器电路

#### 1. 电焊机节电控制器电路

电焊机节电控制器，适用于多种型号的普通电焊机。使用中将其加装在电焊机的一次回路，作为一种电源开关使用，可以自动监测和响应电焊机动态，起到节能降耗的作用。

图 4-11 给出了一种实用的电焊机节电控制器原理电路图，该电焊机节电控制器电路由电流检测电路、电源电路和开关控制电路等组成，其中电流检测电路由电流互感器 TA、整流二极管  $VD_5$ 、晶体管  $VT_2$ 、电位器  $RP_2$  和有关外围元件组成。电源电路由电容  $C_5$ 、信号变压器 T、电源开关  $S_1$ 、整流二极管  $VD_1 \sim VD_4$ 、 $VD_6$ 、 $VD_7$ 、稳压二极管 VS 和滤波电容器  $C_1 \sim C_3$  等组成。开关控制电路由晶体管  $VT_1$ 、继电器 K 和交流接触器 KM 等组成。

该电路的工作原理为：接通电源开关  $S_1$  后，交流 220V（或 380V）电压经电容  $C_5$  降压为 100V 左右，同时加至信号变压器 T 的一次绕组和电焊机的一次绕组两端。继电器 K 的常闭触头  $K_3$  和  $K_4$  接通，变压器的二次绕组产生的感应电压经  $VD_1 \sim VD_4$  整流后，在滤波电容  $C_3$  两端产生 12V 左右的直流电压。此时， $VT_1$  处于截止状态，继电器 K 不吸合，交流接触器 KM 的触头开关处于断开状态。

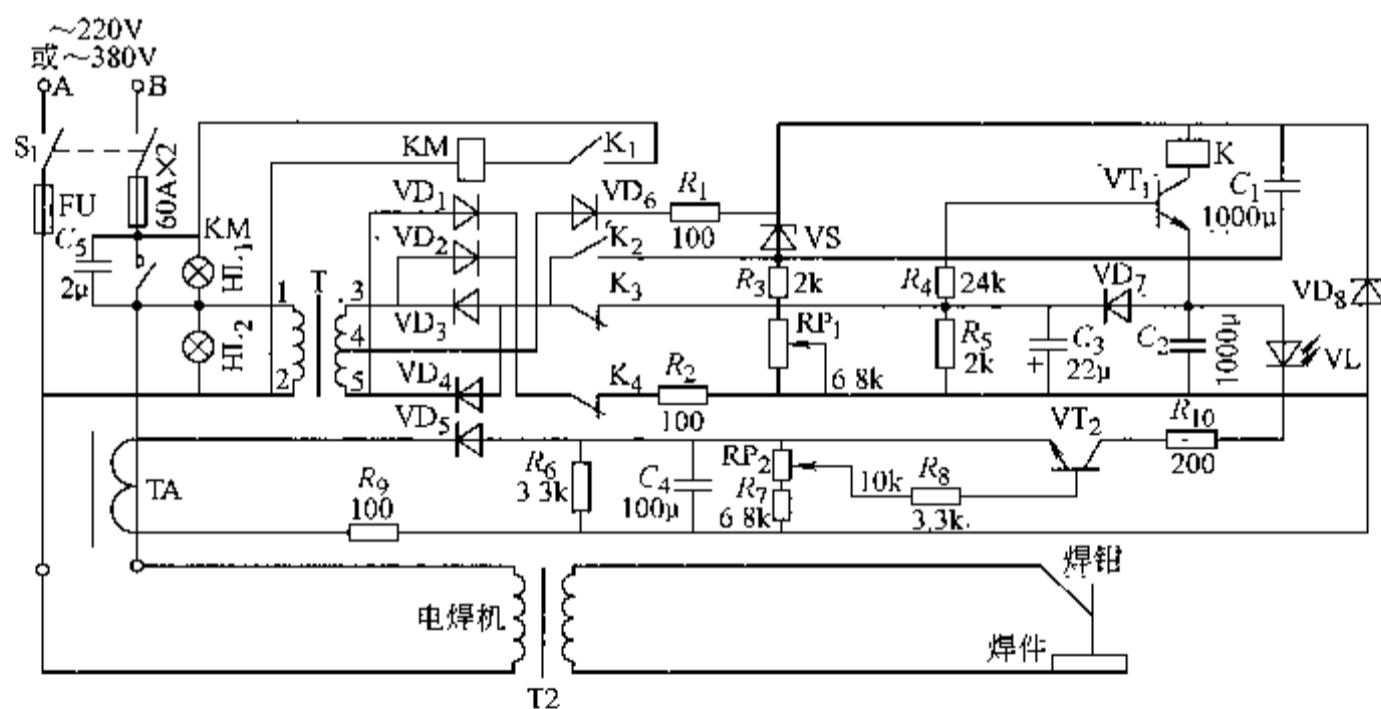


图 4-11 电焊机节电控制器电路

在电焊机的二次绕组未短路（电焊机未与焊件接触）时，电流互感器 TA 中产生的感应电流很小，感应电压很低。 $VT_2$  处于截止状态，发光二极管 VL 不亮。当电焊工将电焊条触碰焊件意欲施焊的瞬间，电焊机一、二次绕组的电流均急剧增大，TA 上产生的感应电压随之升高，该电压经  $VD_5$  整流、 $C_4$  滤波后，加至  $VT_2$  的发射结上（b、e 极之间），使  $VT_2$  导通。 $VT_2$  导通后，VL 发光， $VT_1$  因发射极电压降低而正偏导通，继电器 K 触头吸合，其常开触头  $K_1$  和  $K_2$  接通，常闭触头  $K_3$  和  $K_4$  断开，一方面使交流接触器 KM 通电工作，向电焊机提供施焊电源；另一方面将 T 二次侧的桥式整流电路（由  $VD_1 \sim VD_4$  组成）变换成全波整流电路（由  $VD_3$ 、 $VD_4$  和  $VD_6$  组成），以保证在 T 一次回路电压升高的情况下，开关控制

电路的直流工作电压仍维持 12V 不变。

当停止焊接数秒钟之后,  $VT_2$  和  $VT_1$  截止, 继电器 K 释放, 使交流接触器 KM 的触头开关断开, 切断电焊机的施焊电源。

电路调试: 电路安装完毕后, 用一只 50W、220V/6V 的降压变压器代替电焊机, 在其二次回路接上一只 6V 的灯泡作为负载。将降压变压器一次回路中的某一导线从电流互感器 TA 的中心穿过。再将 A、B 两端接入 220V 交流电压, 并接通开关  $S_1$ , 进行模拟运行试验。此时调整电位器  $RP_2$  时, 发光二极管  $VL$  应有亮暗变化, 否则说明电流检测电路工作不正常。

切断电源, 用电焊机换下降压变压器, 再接通电源, 用电焊条触碰焊件,  $VL$  应闪烁发光。当停止焊接后,  $VL$  应熄灭。若停焊后电焊机电源延时切断时间太长或太短, 则可通过适当调节电位器  $RP_1$  来解决。若停焊后电焊机电源切断困难, 则可适当调节电位器  $RP_2$  的阻值。

## 2. 电焊机空载节电器

图 4-12 给出了一种电焊机空载节电控制器的原理电路图, 它由电源电路、脉冲振荡器、单稳态触发器和控制电路等组成, 其中电源电路由降压电容  $C_1$ 、电阻  $R_1$ 、稳压二极管  $VS_1$ 、整流二极管  $VD_2$  和滤波电容  $C_2$  等组成; 脉冲振荡器由时基集成电路 IC1 与其外围元器件组成; 单稳态触发器由时基集成电路 IC2 和电阻  $R_5$ 、电容  $C_5$  等组成 (IC1 和 IC2 均选用时基集成电路 NE555)。控制电路由光控晶闸管  $V_1$ 、继电器  $K_1$ 、交流接触器 KM 和双向晶闸管  $V_2$  等组成。

其工作原理为: 380V (或 220V) 交流电压经  $C_1$  降压、 $VD_2$  整流、 $VS_1$  稳压及  $C_2$  滤波后, 产生约 12V 直流电压, 作为脉冲振荡器和单稳态触发器的工作电源。

脉冲振荡器通电工作后, 从 IC1 的 3 脚输出振荡脉冲, 控制光控晶闸管  $V_1$  内发光二极管间歇发光, 通过其内部的晶闸管去触发双向晶闸管  $V_2$ , 使其间歇导通 (通 0.3s、断 3s) 工作, 380V (或 220V) 交流电压在  $V_2$  导通时, 经电容  $C_4$  加在电焊变压器 T 的一次绕组两端。

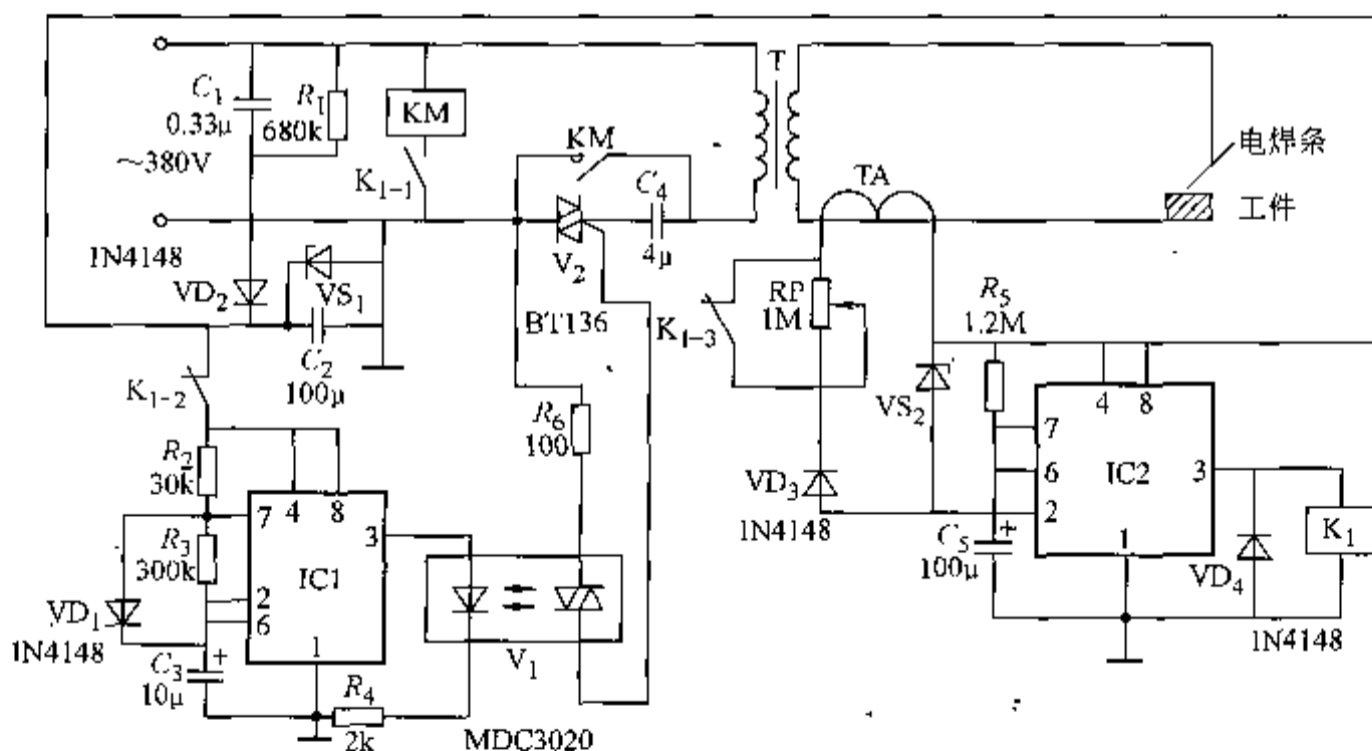


图 4-12 电焊机空载节电器电路

在电焊条未与焊接工件接触时, 电焊变压器 T 的二次绕组无电流, 穿心电流互感器 TA

中亦无感应电流,单稳态触发器呈稳定状态,IC2 的 3 脚输出低电平,继电器  $K_1$  不动作,电路工作在待机状态。当电焊条与焊接工件接触时, $T_1$  的二次绕组中产生短路电流,TA 上产生的感应电压经二极管  $VD_1$  整流后,在 IC2 的 2 脚加上一个负的触发脉冲,使单稳态触发器翻转,由稳态变为暂态,IC2 的 3 脚变为高电平,使继电器  $K_1$  吸合,其常开触头  $K_{1-1}$  接通,使交流接触器 KM 线圈通电吸合,电焊机全压供电,可以进行焊接。同时, $K_1$  的常闭触头  $K_{1-2}$  和  $K_{1-3}$  断开,一方面断开 IC1 的供电回路,使脉冲振荡器停止工作;另一方面解除了电位器 RP 的短路状态,使 RP 串联在 TA 的回路中进行限流,以免因焊接时 TA 的感应电流增大而损坏  $VS_2$  和 IC2。

当连续焊接时,IC2 的 2 脚一直为低电平,IC2 的 3 脚维持高电平,继电器  $K_1$  和交流接触器 KM 保持吸合。焊接停止后,IC2 的 2 脚变为高电平,单稳态触发器恢复稳态,IC2 的 3 脚变为低电平,使继电器  $K_1$  和交流接触器 KM 均释放,电路又进入待机状态。改变电阻  $R_2$  的阻值,可调节 IC1 输出信号的正脉冲宽度,只要 IC2 能可靠触发, $R_2$  的阻值越小越省电。改变电阻  $R_3$  的阻值,可改变 IC1 的振荡周期,从而调节电焊条与被焊工件接触至起弧时的最长等待时间。 $R_3$  的阻值增大,则等待时间变长,实验证明其等待时间一般不宜超过 3s。使用不同规格电焊机时,可通过调节 RP 的阻值,来保证 IC2 能可靠触发。

### 3. 电动机轻载节能控制器电路

电动机轻载节能控制器,能根据电动机负载大小的变化,对电动机的三角形/星形 ( $\Delta/Y$ ) 联结进行自动转换,在节约电能的同时,改善功率因数。

图 4-13 给出了一种电动机轻载节能控制器的原理电路图,它由电源电路、电流取样检测电路和控制电路等组成,其中电源电路由电源变压器 T、电源电压调整管  $VT_3$ 、稳压二极管 VS、整流二极管  $VD_2$ 、电阻  $R_4$  和滤波电容  $C_1$ 、 $C_2$  等组成;电流取样检测电路由电流互感器 TA、二极管  $VD_1$ 、电位器 RP、电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、电容  $C_4$  等组成;控制电路由电源开关 S、停止按钮  $SB_1$ 、起动按钮  $SB_2$ 、晶体管  $VT_1$ 、 $VT_2$ 、继电器  $K_1 \sim K_3$ 、交流接触器  $KM_1$ 、 $KM_2$  等组成。

接通电源开关 S,按动起动按钮  $SB_2$  后,交流接触器  $KM_1$  通电吸合,交流 380V 电压经  $KM_1$  的常开触头加至电动机 M 的定子绕组上,在电动机轻载时,电流互感器 TA 上的感应电压较低, $VT_1$  截止, $VT_2$  导通,继电器  $K_3$  吸合,其常闭触头  $K_{3-3}$  断开,继电器  $K_2$  和交流接触器  $KM_2$  均不动作,电动机 M 转子绕组的尾端经交流接触器  $KM_2$  的常闭触头  $KM_{2-1}$  接通,

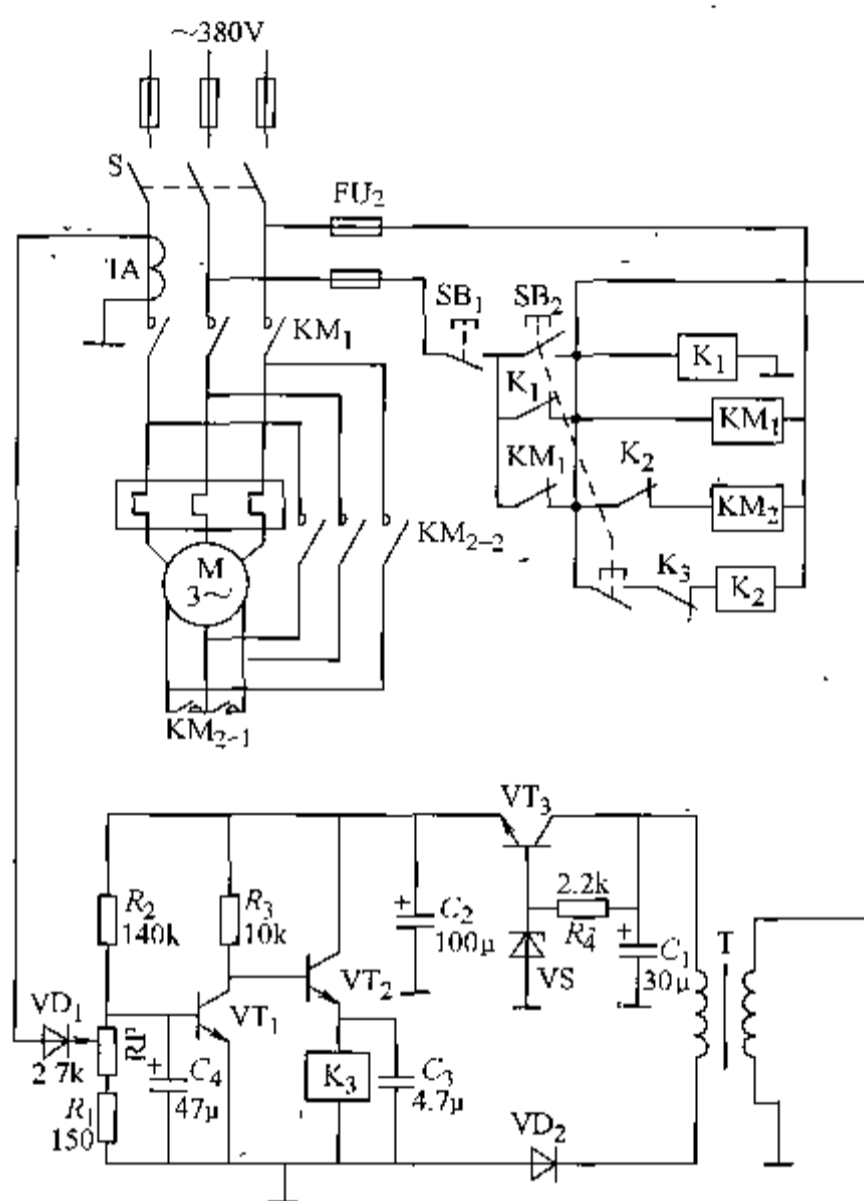


图 4-13 电动机轻载节能控制器电路

电动机 M 在星形联结状态下运行。

当电动机 M 的负载增大到一定程度时, 电流互感器 TA 上的感应电压升高至一定值时,  $VT_1$  将导通, 使  $VT_2$  截止, 继电器  $K_3$  释放, 其常闭触头  $K_3$  接通, 继电器  $K_2$  吸合, 其常开触头  $K_2$  接通, 使交流接触器  $KM_2$  吸合, 其常闭触头  $KM_{2-1}$  断开, 常开触头  $KM_{2-2}$  接通, 电动机 M 由星形联结运转状态变换为三角形联结运转状态。

### 4.3 电子镇流器

电子镇流器替代电磁式镇流器后, 其体积大大缩小, 重量大为减轻, 节约了大量的铜材和铁磁物质, 降低了成本, 具有明显的节能效果。应用新型电力半导体器件的电子镇流器, 其优点更为突出, 现举几例介绍其实用电路。

#### 4.3.1 应用 IR2130 和 IGBT 制作的 1kW 高压汞灯镇流器

IR2130 是 MOS 功率器件专用栅极驱动集成电路, 可用来驱动工作在母线电压不高于 600V 电路中的电力 MOS 器件。其可输出的最大正向峰值驱动电流为 250mA, 而反向峰值驱动电流为 500mA。它的内部设计有过电流、过电压和欠电压保护, 封锁和指示网络, 可方便地保护被驱动的电力 MOS 管。加之内部自举技术的巧妙运用, 使它可用于高压系统。它还可对同一桥臂上下两个电力 MOS 器件的栅极驱动信号产生  $2\mu s$  的互锁延时时间, 且自身工作电源电压范围较宽, 为 3 ~ 20V, 在它的内部还设有与被驱动功率器件所通过的电流成线性关系的电流放大器。电路设计保证了内部的 3 个通道中的高压侧驱动器与低压侧驱动器可单独使用, 既可用其内部的 3 个高压侧驱动器, 亦可只用其内部的 3 个低压侧驱动器, 并且输入信号与 TTL 及 CMOS 电平兼容。

IR2130 是一标准的双列直插式 28 脚集成电路, 其引脚功能和内部原理框图如图 4-14 所示。它的引脚名称按功能分类如下:

输入引脚: 28 脚 ( $V_{B1}$ )、24 脚 ( $V_{B2}$ )、20 脚 ( $V_{B3}$ ) 是悬浮电源连接端, 2 脚 (HIN1)、3 脚 (HIN2)、4 脚 (HIN3) 是驱动变流器中 3 个高压侧电力 MOS 管的对应信号输入端, 5 脚 (LIN1)、6 脚 (LIN2)、7 脚 (LIN3) 是驱动变流器中 3 个低压侧功率管的对应信号输入端, 9 脚 ( $I_{TRIP}$ ) 是过电流信号检测输入端, 11 脚 (CA-)、13 脚 ( $V_{SO}$ ) 是电流放大器信号检测输入端。

输出引脚: 27 脚 (HO1)、26 脚 ( $V_{S1}$ )、23 脚 (HO2)、22 脚 ( $V_{S2}$ )、19 脚 (HO3)、18 脚 ( $V_{S3}$ )、16 脚 (LO1)、15 脚 (LO2)、14 脚 (LO3)、13 脚 ( $V_{SO}$ ) 是六路驱动器输出端。8 脚 (FAULT) 是过电流、直通短路及过电压、欠电压保护输出端, 脚 10 (CAO) 是内部电流放大器的输出端。

电源引脚: 1 脚 ( $V_{CC}$ )、12 脚 ( $V_{SS}$ ) 是电源连接端。

由图 4-14 可见, 其内部集成有一个电流比较器 CC、一个电流放大器 CA、一个自身工作电源欠电压检测器 UVD、一个故障逻辑处理单元 FL 及一个封锁逻辑 CL。此外, 其内部还集成有 3 个输入信号处理器 ISG、3 个脉冲处理和电平移位器 PGLS、3 个高压侧驱动信号锁存器 LT、3 个高压侧驱动信号的欠电压检测器 UVDR 及 6 个低阻抗输出驱动器 DR 和一个或门电路 OR。IR2130 在 1kW 高压汞灯镇流器系统中的应用电路如图 4-15 所示。

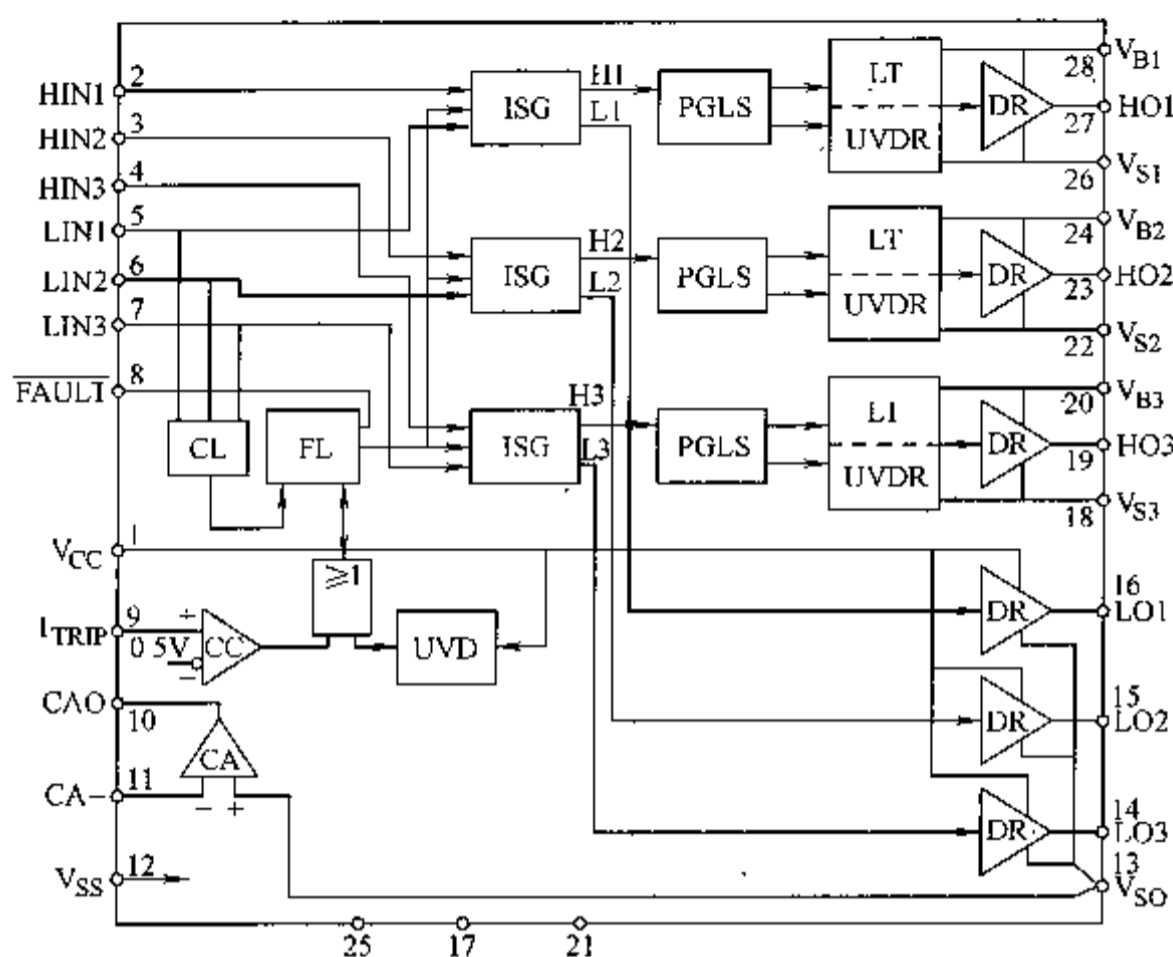


图 4-14 IR2130 引脚排列和内部原理框图

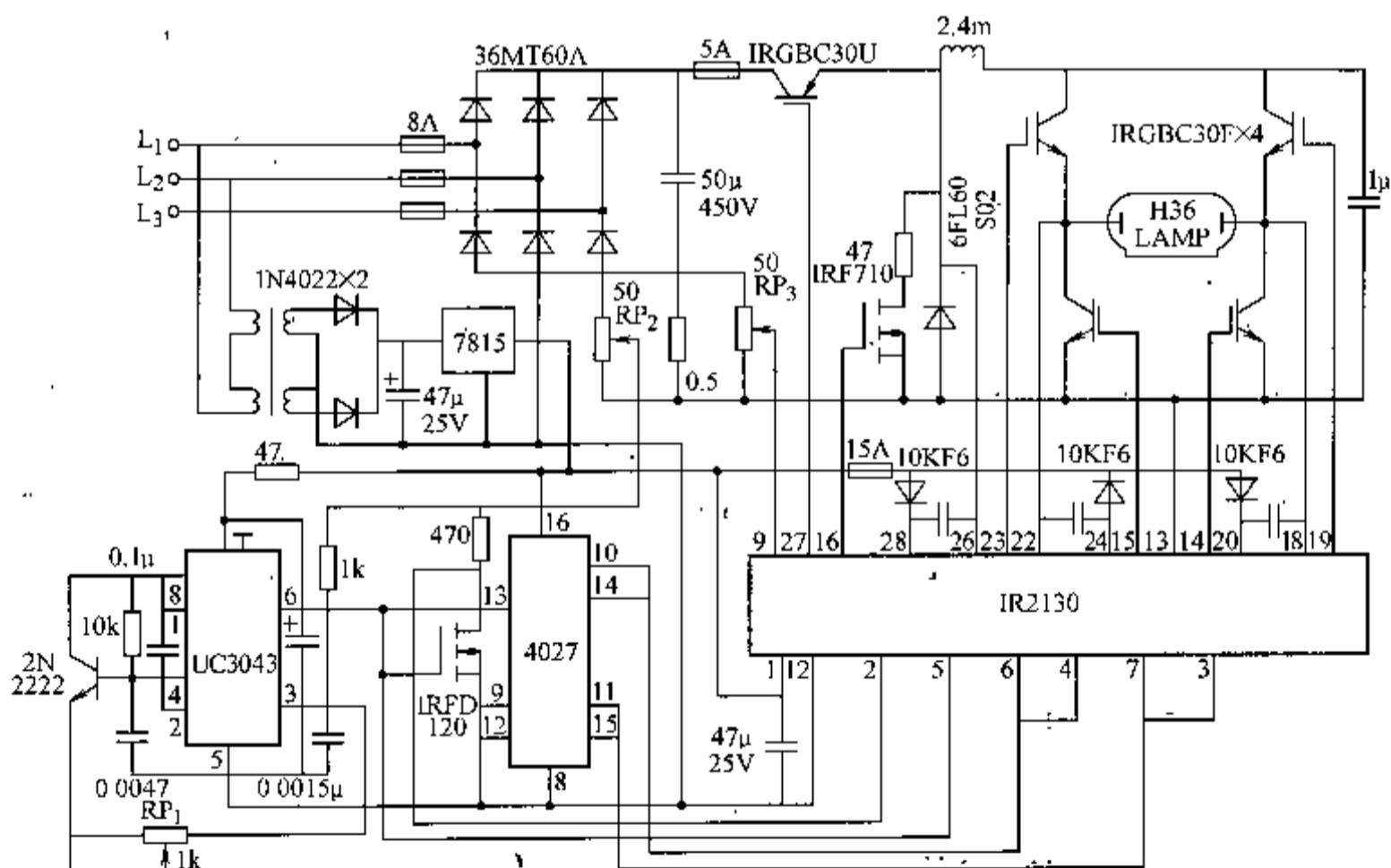


图 4-15 IR2130 用于 1kW 高压汞灯镇流器系统原理图

### 4.3.2 主开关器件为 IGBT 的电子镇流器

用 IGBT 作为主开关器件并由 MPIC2151P 高压高速自振荡半桥驱动的电子镇流器原理如图 4-16 所示。图中  $VT_4$ 、 $VT_5$  采用具有较低的开通电压和开通损耗以及更优异的耐高温特性的 IGBT。采用 TO-92 或 SOT223 封装，耐压为 600V，脉冲电流容量为 2A，内置快速恢复续

流二极管, 工作频率为 50kHz。

灯管预热启动过程为: 通电后, 晶体管  $VT_1$  导通, 电流对  $C_5$  充电。一旦  $C_5$  上电压达到 IC 1 脚的导通门限 (约 15.6V), IC 则被启动。此时 IC 振荡器频率较高, 为

$$f \approx \frac{1}{1.4R_4C_6} \quad (4-1)$$

镇流器只对灯管提供灯丝加热电流, 并不能产生一个足够高的电压使灯管击穿。约经 0.7 ~ 1s 之后,  $VT_3$  饱和导通, 使振荡器频率降低, 为

$$f \approx \frac{1}{1.4R_4C}, \quad C = \frac{C_6C_4}{C_6 + C_4} \quad (4-2)$$

接近于  $L_1$ 、 $C_8$  等串联谐振电路的固有频率 ( $f_0$ ), 于是发生谐振,  $C_8$  两端产生一个 600V 以上的高压脉冲使灯管击穿而点燃。

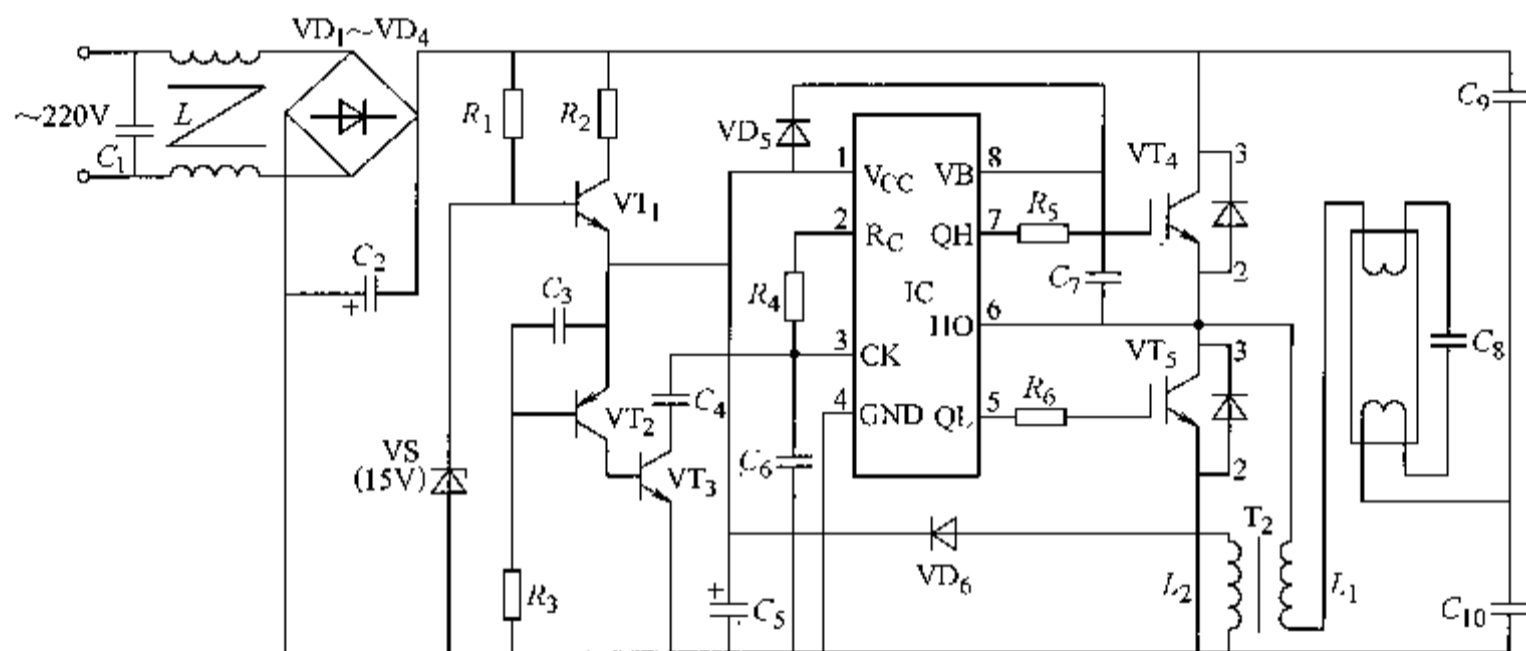


图 4-16 主开关器件为 IGBT 的电子镇流器

在 IC 启动之后,  $VT_4$ 、 $VT_5$  交替导通,  $L_2$  中的高频感应电压经  $VD_6$  和  $C_5$  整流滤波施加上到  $V_{cc}$  脚, 提供工作电压和电流, 以维持 IC 工作。镇流器可配接 7 ~ 23W 的荧光灯 CFL。当接不同功率和型号的灯管时, 应调整  $L_2$  的电感值, 以实现与灯管的匹配。

输入端的滤波电感元件 ( $L_1$ ) 可采用 FX3311 磁环, 每侧各绕 10 匝。 $L_2$  采用 FX3439 磁心和 0.25mm 绝缘磁导线绕制,  $L_1$  为 180 ~ 270 匝,  $L_2$  匝数由实验确定, 应能在  $C_5$  上产生约 16V 的直流电压。

### 4.3.3 高可靠节能灯电子镇流器电路

图 4-17 给出了一种 13W 节能灯电子镇流器的电路原理图。图中, AC1、AC2 接 220V 的交流工频市电电压, 经  $VD_1 \sim VD_4$  全波整流和电容  $C_1$ 、 $C_2$  滤波, 输出约 300V 的直流电压, 施加到 IC (IR51H420) 的  $V_i$  脚, 为集成在驱动器 IC (IR51H420) 内的高端开关 MOSFET (IRFC420) 的漏极供电。如果用于矿井照明, 可在  $C_1$  和  $C_2$  的公共连接点引出端子 N。如果 AC1、N 接 110V 的交流电压, 那么  $VD_1 \sim VD_4$  和  $C_1$ 、 $C_2$  则组成倍压整流电路, 同样可以输出 300V 的直流电压。直流电压经电阻  $R_2$  对电容  $C_4$  充电, 只要  $C_4$  上电压升至 IR51H420 的  $V_{cc}$  脚启动门限值 (约 8.4V) 以上时, 集成在 IC (IR51H420) 片内的振荡器就会产生振荡, 在  $V_o$  脚输出占空比为 50% 的方波脉冲。 $V_{cc}$  脚内部并联一支齐纳二极管, 将  $V_{cc}$  脚电压



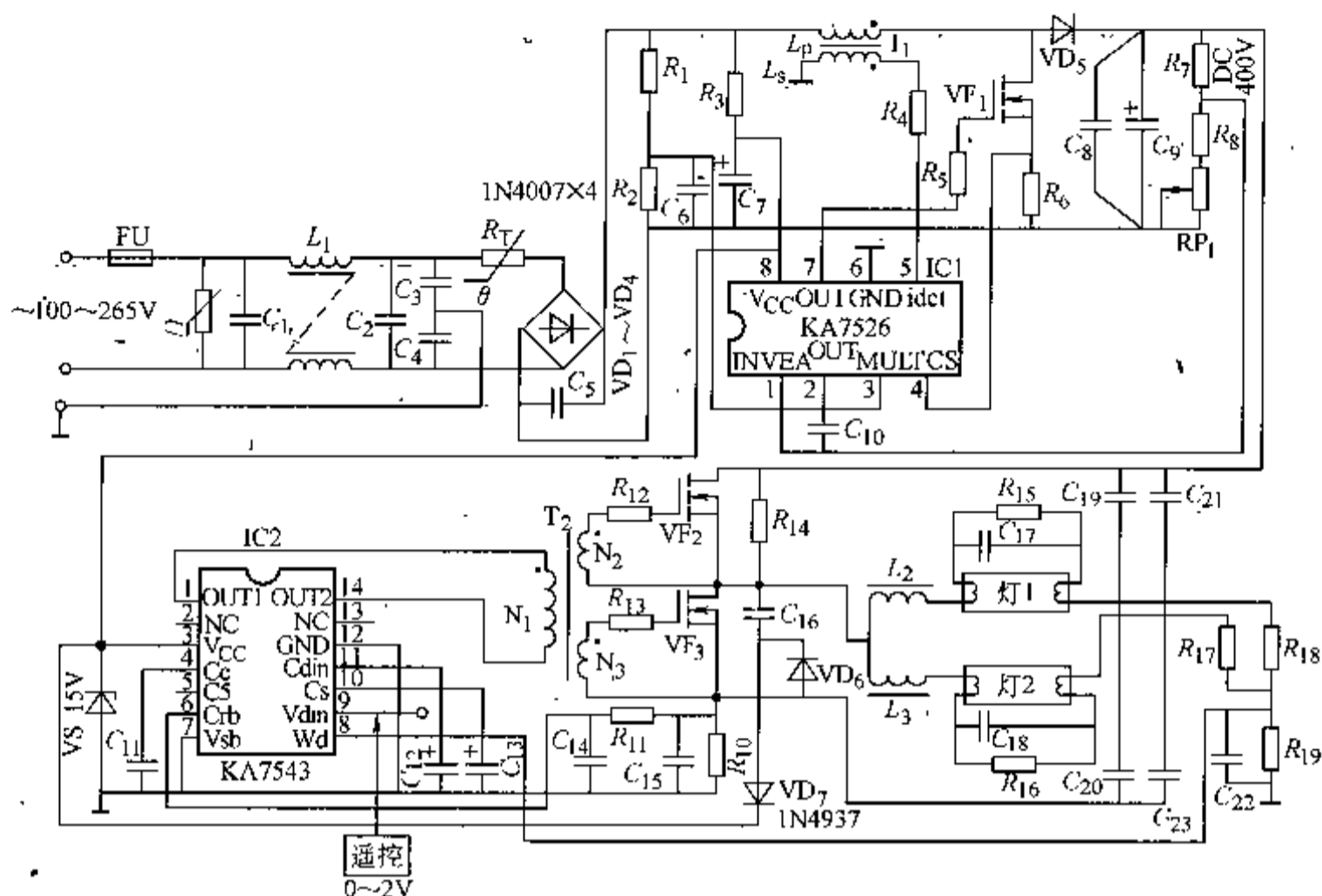


图 4-18 可调光双管荧光灯电子镇流器电路

频率下降至由  $L_2$ 、 $C_{17}$  和  $L_3$ 、 $C_{18}$  串联谐振电路的固有频率，从而引起谐振，分别在  $C_{17}$ 、 $C_{18}$  上产生足够高的电压将灯启动，随后开关频率降至通常的工作频率（约 50Hz）。频率的变化是通过 IC2 的 10 脚上的软启动电容  $C_{13}$  上的充电电压的升高实现的。 $R_{14}$ 、 $R_{15}$ 、 $R_{18}$  与  $R_{19}$  和  $R_{14}$ 、 $R_{16}$ 、 $R_{17}$  与  $R_{19}$  分别组成灯检测电路，并将检测信号反馈到 IC2 的 8 脚。在灯未接入或有故障时，IC2 关断其输出，从而使  $VF_2$ 、 $VF_3$  停止工作。

IC2 的 9 脚为 0V 时，灯在额定状态下工作。如果通过遥控装置对 9 脚施加一个 0~2V 的调光电压，开关频率将逐渐增大而灯电流逐渐减小，灯光变暗。当 9 脚上电压达到 2V 时，灯光最暗。 $R_{10}$  为电流检测电阻，电流检测信号反馈到 IC2 的 6 脚，以控制过电流情况，避免损坏元件。

当负载为 32W × 2 灯管时， $L_2 = L_3 = 3.1\text{mH}$ ；当负载为 36W × 2 灯管时， $L_2 = L_3 = 2.8\text{mH}$ ；当负载为 40W × 2 灯管时， $L_2 = L_3 = 2.7\text{mH}$ 。 $L_2$  与  $L_3$  均采用 E12820 磁芯绕线制成。 $T_1$  采用 E12820 磁心，其一与二次绕组匝比  $N_p:N_s = 100\text{T}:5\text{T}$ ， $L_p = 1.2\text{mH}$ 。

#### 4.3.5 40W 电子节能镇流器电路

电子镇流器电路中采用  $VT_7$ 、 $VT_8$  两只 DK53 大功率塑封晶体管组成串联推挽逆变电路。由 V 触发起振，利用振荡产生的高频高压点燃荧光灯管，实用电路如图 4-19 所示。

图中， $VD_1 \sim VD_4$  构成桥式整流电路，交流 220V 电源通过桥式整流后，为两个 DK53 开关振荡管  $VT_7$ 、 $VT_8$  提供直流工作电源。 $R_1$ 、 $C_2$ 、V 构成锯齿波电路。 $VT_7$ 、 $VT_8$  与变压器 T 构成串联开关振荡电路。 $VD_5$ 、 $C_5$  构成辅助启动及自动保护电路。电阻  $R_2$ 、 $R_3$  与电容  $C_3$ 、 $C_4$  配合起到稳定振荡电压及滤除高次谐波的作用。电阻  $R_4$ 、 $R_5$  起阻尼缓冲作用，能有效地防止  $VT_7$ 、 $VT_8$  被浪涌电压所击穿。振荡变压器 T、电感线圈 L、电容器  $C_6$  和  $C_7$  构成串联谐

振电路,使整个电路按谐振点的频率工作。

在图 4-19 中,  $VD_1 \sim VD_5$  可选最高反向峰值电压大于 1000V、反向平均电流大于 1A 的小型整流二极管,一般可采用 1N4007 等二极管;  $C_1$  选用  $10\mu F/400V$  的小型电解电容器;  $C_2$  选用 CBB 型  $0.22\mu F/160V$  的小型聚丙烯电容器;  $C_3$ 、 $C_4$  选用  $0.01\mu F/63V$  的小型金属膜电容器或涤纶电容器;  $C_5$  选用  $4700pF/400V$  小型涤纶电容器;  $C_6$  选用  $0.1\mu F/400V$  小型聚丙烯电容器;  $C_7$  选用  $0.01\mu F/630V$  小型涤纶电容器;  $R_1$  选  $820k\Omega$ ,  $R_2$ 、 $R_3$  选  $1.2\Omega$ ,  $R_4$ 、 $R_5$  选  $4.7\Omega$ , 均为  $1/4W$  小型金属膜电阻器;  $V$  选用双向触发二极管 DB3, 要求两端特性一致;  $VT_7$ 、 $VT_8$  选用 DK53、DK55 等系列大功率晶体管。

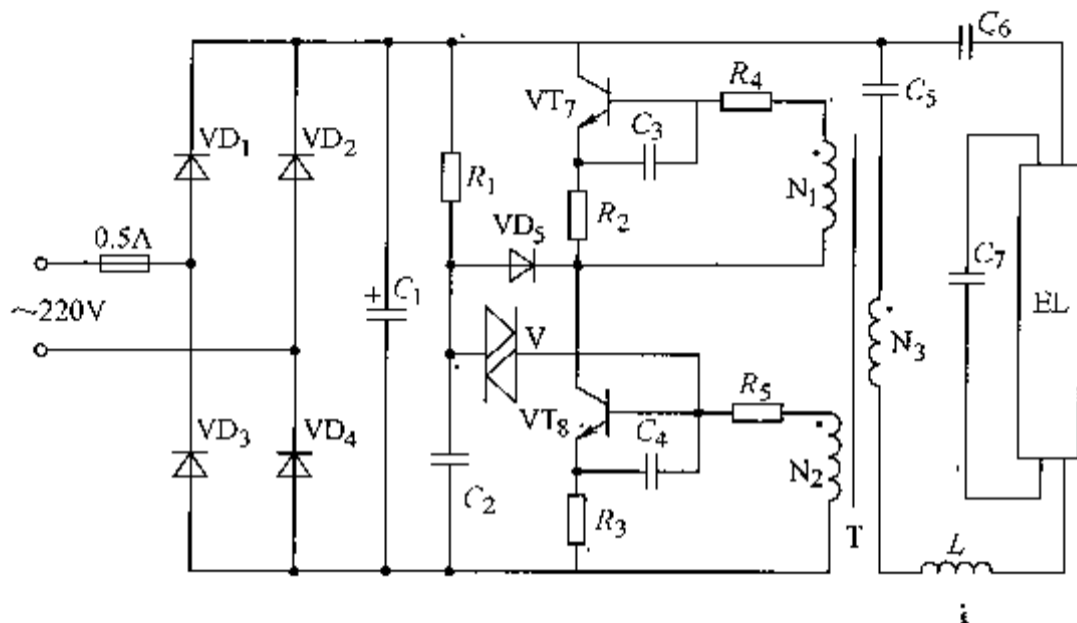


图 4-19 40W 电子节能镇流器电路

振荡变压器 T 铁心可选外径  $\phi 10mm$ 、内径  $\phi 6mm$ 、高 5mm 的铁氧体磁环,选用 0.3mm 左右的阻燃单股塑料线,双线并排穿绕 3 匝为  $N_1$  与  $N_2$ ,再用相同规格单线穿绕 6 匝为  $N_3$ 。然后将 3 组线圈分清头尾,在组装印制电路板时,按图 4-19 中标注的同名端与异名端的关系接于电路中,不得接反。如接错,电路将不起振,甚至烧毁大功率三极管。

电感线圈  $L$  可用  $\phi 10mm$  的薄壁塑料管,截取长 30mm 的一段,再用两片较薄的塑料片在塑料管两端粘结成线圈骨架。然后用  $\phi 0.3mm$  左右的高强度漆包线在线圈管上密绕 600 匝,将线圈头、尾引线端引出并镀锡待用。

电路的调试通常按整机的功耗、中点平衡电压、高压与低压启辉性能及延时启辉时间等几项进行。

1) 整机功耗的调试。在电源正常时,其输入电流为 170mA 左右。调试时,在电路的输入端串联一只  $50\Omega$ 、20~40W 的线绕电阻,然后将万用表拨到交流 10V 档,两表笔接于电阻两端来检测电压降。正常时,电阻两端的电压为 6.8V 左右,如通电后电阻两端电压值太高,说明整个灯具功耗太大,应立即切断电源,检查电流太大的原因,其原因一般为电感镇流线圈匝数偏少或线圈局部短路所致,应查明原因,排除故障后再试。

2) 中点平衡电压的调试。在整机电流达到额定值后,将荧光灯点亮几分钟,然后切断电源,并将电解电容  $C_1$  迅速放电。如用手摸  $VT_7$ 、 $VT_8$  两只晶体管外壳,应无明显的温升为正常。再次接通电源,用万用表 500V 档,测  $VT_7$ 、 $VT_8$  的 c、e 极电压,两管的集电极与发射极电压相近似为正常。一般其电压大约在 240V,且两管电压差不大于 5V 为佳。如两端电压差在 10V 以上,则两管的耗散功率不一致,其中一管易发热而影响整个灯具的寿命。调整  $R_1$  的阻值可改变中点电压,但相应的整机电流将有所变化,还要调整  $L$  的电感量,以使电流、电压均合适为止。

3) 调整高压与低压启辉性能时,将输入电压提高到 250V,荧光灯应启辉正常,且各元件不应有击穿烧毁发生。将输入电压降低到 135V,荧光灯也应启辉点亮。如不能启辉点亮,一般为  $VT_7$ 、 $VT_8$  的放大倍数  $\beta$  值偏低,或  $C_2$  容量偏小,或  $R_1$  阻值偏大所致。如更换上述

元件后, 低压启辉仍不理想, 可将振荡线圈  $N_1$ 、 $N_2$ 、 $N_3$  绕组各增加一匝, 以加强振荡变压器的耦合深度。

4) 荧光灯在启辉点亮的过程中, 应有  $0.4 \sim 4s$  的灯丝预热时间, 以便荧光灯管内的汞分子充分蒸发, 继而导通点亮, 避免灯丝冷态强行启辉而出现灯丝涂敷物溅射, 致使灯管两端过早地发黑而损坏。在触发二极管启动式电子镇流器中, 延时时间是由多方面因素决定的, 其中  $R_1$ 、 $C_2$  的时间常数、振荡变压器  $T$  的耦合深度、 $C_6$  的充放电时间及电感线圈  $L$  的电感量等均有影响, 一般应仔细调整。

#### 4.3.6 IR2155 集成电路在电子镇流器中的应用

IR2155 是一种新型高效率的电子镇流控制器, 对外共有 8 个引脚, 其 1 脚为电源输入端, 2 脚为外接定时电阻端, 3 脚为外接定时电容器端, 4 脚为公共端 (接地端), 5 脚为低电平输出端, 6 脚为悬浮电源端, 7 脚为高电平输出端, 8 脚为高压悬浮端。IR2155 内部设有振荡器, 由振荡器的输出信号控制高电平输出和低电平输出, 从而可驱动外接的两只 MOSFET 或 IGBT 管。在高电平输出支路中, 设有脉冲发生器、大电流脉冲缓冲电路及驱动电路。为了防止高电平输出端和低电平输出端同时导通, 还设有  $1.2s$  的互锁死区时间。在低电平输出支路中, 设有延时电路。这样, 当脉冲占空比为  $50\%$  时, 可以简化开关电源电路, 当电源端的电压低于  $9V$  时, 能够自动切断两路输出信号。

IR2155 的主要电参数为: 电源端内部并联稳压管击穿电压为  $15.6V$ ; 电源欠电压保护门限电压为  $8.4V$ ; 高端输出悬浮电源偏移电压为  $600V$ ; 高端输出悬浮电源最高电压为  $615V$ ; 高端悬浮输出电压为  $615V$ , 低端输出电压为  $15V$ ; 当定时电阻为  $35.8k\Omega$ 、定时电容为  $1000pF$  时, 振荡频率为  $20kHz$ ; 当定时电阻为  $7.12k\Omega$ 、定时电容为  $1000pF$  时, 振荡频率为  $100kHz$ ; 电源最大输入电流为  $500mA$ ; 工作环境温度为  $-40 \sim +125^\circ C$ , 采用 IR2155 设计制作的电子镇流器具有成本较低、结构简单、工作可靠、功率因数高、调试方便等特点。

应用 IR2155 作为核心控制芯片构成的电子镇流器实用电路如图 4-20 所示, 它由电感器  $L_1$ 、二极管  $VD_5$ 、电容器  $C_4$ 、MOSFET 管  $VF_1$  构成一个有源谐波滤波电路, 用作功率因数的校正。从 IR2155 5 脚输出的脉冲, 当  $VF_1$  导通时,  $VD_5$  截止; 当  $VF_1$  截止时,  $VD_5$  导通。交流电压经二极管  $VD_1 \sim VD_4$  整流,  $VF_1$  斩波、 $C_3$  滤波后, 可获得平滑的直流电压作为驱动管  $VF_2$ 、 $VF_3$  的电源。这样可使桥式整流二极管的导通角增大, 交流电连续输入, 基本上是正弦波, 并且相位相同, 因此, 使其功率因数上升为  $0.95$  以上, 电流的谐波明显减小。

由于改变 IR2155 的定时元件  $R_2$  和  $C_4$  可以改变 IR2155 内部振荡器的工作频率, 又因为负载电路呈串联谐振, 其电感器的感抗取决于电流的频率, 即  $L_2$  的感抗等于  $2\pi fL_2$ , 因此调整  $R_2$  的阻值即可使  $L_2$  的感抗起相应变化, 从而实现灯管两端的功率调节。原则上, IR2155 可以配接不同功率的荧光灯管。

在图 4-20 中,  $VD_1 \sim VD_4$  选用 1N4007 整流二极管,  $VD_5$ 、 $VD_6$  选用 11DF4 型二极管,  $VF_1$ 、 $VF_2$ 、 $VF_3$  选用 IRF720 型 MOSFET,  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_5$ 、 $C_7$  选用  $0.1\mu F/400V$  电容器,  $C_3$  选用  $47\mu F/50V$  电解电容器,  $C_4$  选用  $1000pF$  瓷片电容器,  $C_6$  选用  $3300pF/630V$  电容器,  $C_8$  选用  $47\mu F/250V$  电解电容器,  $R_1$  选用  $47k\Omega$ 、 $1W$  碳膜电阻器,  $R_2$  选用  $15k\Omega$ 、 $1/4W$  金属膜电阻器,  $L_1$  选用  $600mH$  电感器,  $L_2$  选用  $2.2mH$  电感器, IC1 选用 IR2155 集成电路, EL 选

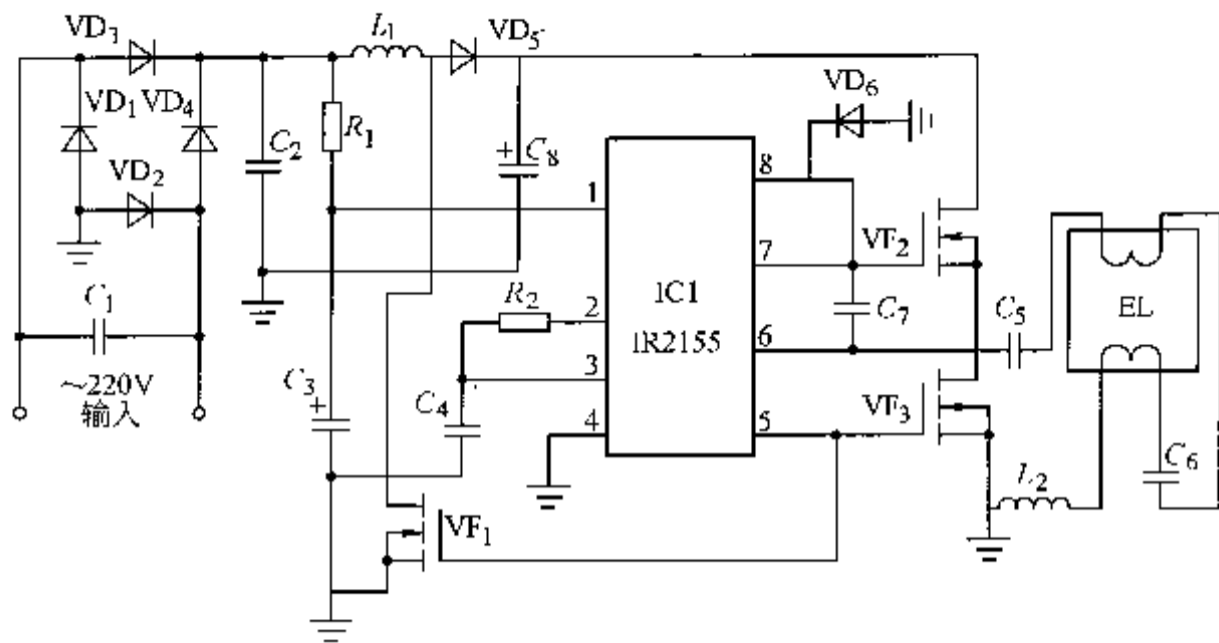


图 4-20 用 IR2155 构成的电子镇流控制器电路

用 10 ~ 40W 荧光灯管。

电路组装与调试：按图 4-20 所示的电路结构设计印制电路板，并装焊好元器件。在装配元器件时，要注意电解电容器的极性，切勿接反，否则将被击穿。定时电阻  $R_2$  可先用电位器进行调整，并用示波器观察 IC1 的 5 脚波形，将频率调整在 50kHz 左右，调好后， $R_2$  可换上固定的阻值。由于采用专用集成电路作为荧光灯控制器，只要装焊及元器件无问题，一般不需要大的调整。

## 4.4 装饰照明

经济的持续稳定增长，人们生活水平的不断提高，美化生活，优化环境，成为一种时尚，为了增加节日气氛，装饰与照明事业有了较快的发展，作为新器件应用的电力电子技术，在装饰照明中发挥了不可替代的作用。

### 4.4.1 彩灯控制器电路

彩灯的主要作用不是照明，而是五光十色，丰富多彩，变幻无穷，这里仅举几例说明电力电子变流装置在彩灯控制器中的应用。

#### 1. 二分频音乐彩灯电路

二分频音乐彩灯是将音乐电信号分为低频和高频两个频段，用这两个频段的音乐信号分别去控制两组彩灯，灯光的亮暗颜色的变化均受音乐信号控制。

图 4-21 给出了一种二分频音乐彩灯电路的原理图，该电路由电源电路、音频放大电路、分频电路和指示驱动电路组成。其中电源电路由电源开关 S、降压电容  $C_1$ 、电阻  $R_1$ 、整流二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$ 、滤波电容  $C_2$ 、 $C_3$ 、限流电阻  $R_2$  和稳压二极管 VS 等组成。音频放大电路由传声器（话筒）BM、耦合电容  $C_4$ 、音频放大管  $VT_1$  和电阻  $R_3 \sim R_5$  等组成。分频电路采用有源电子滤波器，它由高通滤波器和低通滤波器组成。高通滤波器由电容  $C_6$ 、 $C_7$ 、晶体管  $VT_2$  和电阻  $R_6 \sim R_9$  组成，它能从音乐频谱信号中分离出频率高于 1kHz 的音频信号。低通滤波器由晶体管  $VT_3$ 、电阻  $R_{11} \sim R_{14}$  和电容  $C_8$ 、 $C_9$  等组成，它能从音乐频谱信号中分离出频率低于 1kHz 的音频信号。指示驱动电路由集成电路 IC（TA7666P）、电阻  $R_{16} \sim R_{35}$ 、驱动晶

体管  $VT_4 \sim VT_{13}$ 、双向晶闸管  $V_1 \sim V_{10}$  和彩灯  $HL_1 \sim HL_{10}$  等组成。

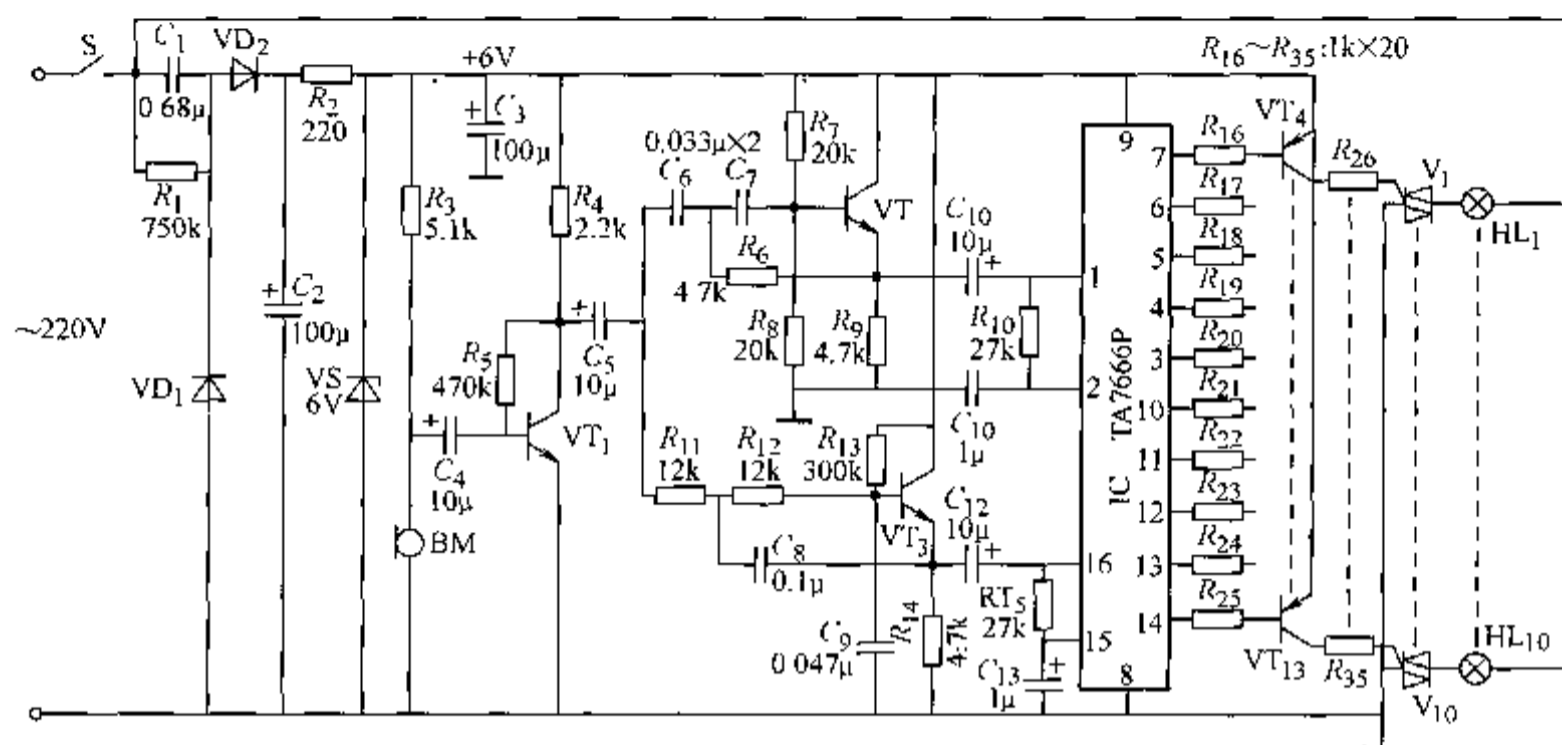


图 4-21 二分频音乐彩灯电路

接通电源开关  $S$  后，交流 220V 电压经  $C_1$  降压、 $VD_1$  和  $VD_2$  整流、 $C_2$  滤波、 $R_2$  限流降压及  $VS$  稳压后，在其两端产生 +6V 电压，供给音频放大电路、分频电路和指示驱动电路。

在无音乐信号时，IC 的 3~7 脚和 10~13 脚均输出高电平，使  $VT_4 \sim VT_{13}$  截止， $V_1 \sim V_{10}$  不导通，各彩灯均不亮。当有音乐信号时，传声器  $BM$  将拾取的音乐信号转换成电信号，通过  $C_4$  耦合至  $VT_1$  的基极进行放大，经  $VT_1$  放大后的音频信号经  $C_5$  送至分频电路。

音频信号中的 1kHz 以上的高频成分经高通滤波器处理后从 IC 的 1 脚加入，音频信号中 1kHz 以下的中、低频成分经低通滤波器处理后从 IC 的 16 脚加入。IC 的 2 脚和 15 脚是直流电压控制端，当 IC 的 1 脚和 16 脚有音频信号输入时，IC 的 2 脚和 15 脚将有直流电压产生，使 IC 内电路工作，从其 3~7 脚（受高频信号控制）和 1~14 脚（受低频信号控制）输出多级控制低电平（多级），使  $VT_4 \sim VT_{13}$  和  $V_1 \sim V_{10}$  导通，彩灯  $HL_1 \sim HL_{10}$  被逐级点亮。

改变电容  $C_6 \sim C_9$  和电阻  $R_6$ 、 $R_{11}$ 、 $R_{12}$  的参数，可改变音频信号的分频点及频带斜率。调节电阻  $R_{10}$  和  $R_{15}$  的阻值大小，可改变指示驱动电路的灵敏度。

## 2. 双音 25 曲多功能彩灯控制器

SH816 是目前较先进实用的音乐彩灯控制专用集成电路，它采用片状黑胶封装，对外引出 15 个引脚端。其中 1~4 脚为输出端，5 脚为锁定端，6 脚为选择键，7 脚为电源正端  $V_{DD}$ ，8 脚为滤波电容连接端，9 脚为反锁端，10 与 11 脚为音频端，12 脚为同步输入端，13 脚为电源负端  $V_{SS}$ ；14、15 脚为外接电阻端。

图 4-22 给出了一种用 SH816 作为核心控制芯片构成的双音 25 曲多功能彩灯控制器的原理电路图，图中 SH816 的工作电压由  $R_1$ 、 $VD_2$ 、 $VD_1$ 、 $C_2$ 、 $R_6$ 、 $C_5$  等组成整流、稳压、滤波电路提供约 4~6V。彩灯分四路输出，音频分两路互补输出。集成电路内存 1536 个音符，合成 25 首世界名曲，复合成双重音，音质优美动听。电路 IC 还内置 4 种加 8 种的花样跳法程序，采用双键控制集成电路 IC 的 5 脚和 6 脚选择。

彩灯 4 种花样跳法为：4 灯同时随音乐节拍闪烁，两灯一组随音乐节拍闪烁，单灯流水式随音乐节拍闪烁，4 灯随韵节拍逐个闪亮，又依次熄灭。按动  $SB_2$  可实现 5 种控制功能，即：音量大加 4 种跳法，音量中加 4 种跳法，音量小加 4 种跳法和无声进入 8 种花样灯跳跃

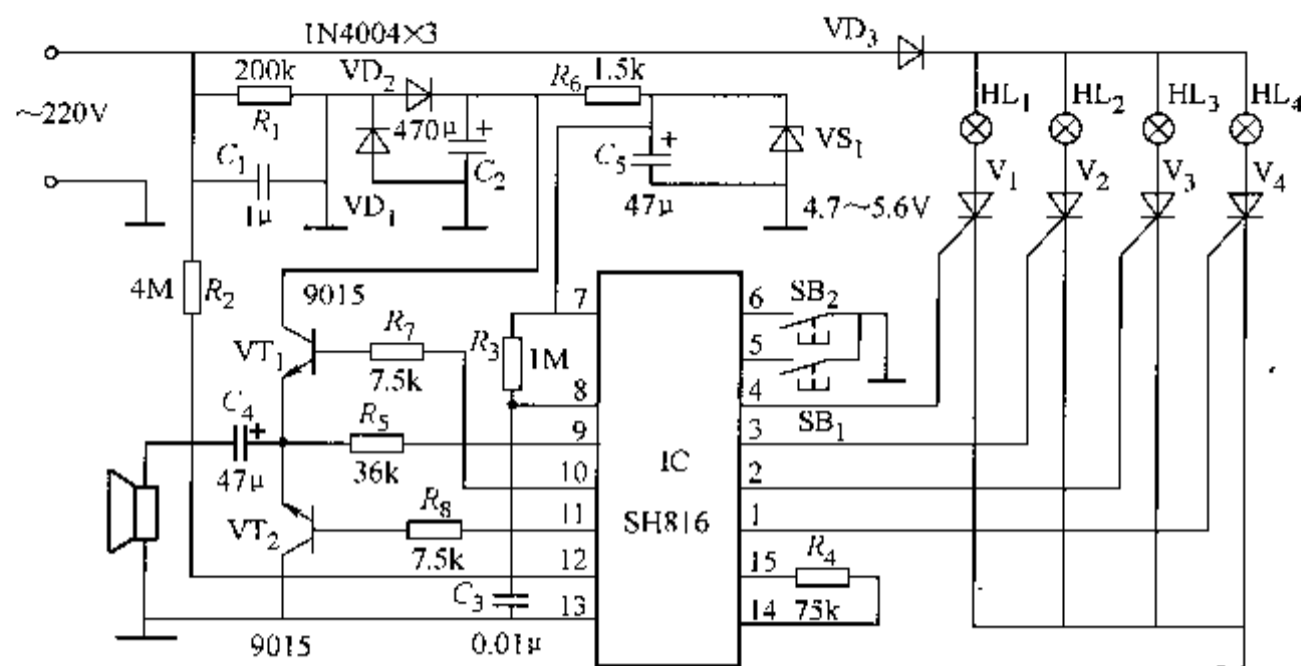


图 4-22 双音 25 曲多功能彩灯控制器电路。

方式；还可使灯全亮。

8 种花样方式为：单灯依次闪烁；顺流水倒流水交替变化，星星闪烁，跑马自动化；4 灯依次逐个点亮，又依次熄灭；渐明渐暗自动变化；相邻两灯一暗一亮向前移动；4 灯同时渐明渐暗；星光闪烁。

为提高音质，低放采用互补输出，晶体管的放大倍数  $\beta$  值均应大于 150，配对使用。 $R_5$  为负反馈电阻， $R_7$ 、 $R_8$  为限流电阻，用以调整静态工作点，音频输出使用阻抗  $32\Omega$  喇叭，灯光输出也可采用 1A/400V 的单向晶闸管。

#### 4.4.2 霓虹灯与节日彩灯控制器电路

为了增加城市喜庆气氛与城市夜晚的美丽程度，霓虹灯与节日彩灯在各城市应用愈来愈多，其工作模式概述起来有以下 10 种，即：各灯依次点亮，同时熄灭；4 灯为一组，渐亮渐灭；4 灯为一组，追逐自动变速；各灯全亮，间隔闪光；各灯逐个点亮，再依次熄灭；4 灯为一组，闪烁；两灯为一组，交替闪亮；逐个点亮，群灯慢灭；跑马式自动闪烁变化；跑马式前进、后退，星星闪烁自动变化；逆顺序流水式自动变化；星星闪亮；相邻两灯一亮一灭，依次向前；逆顺序流水、波浪式前进与后退；全亮；各功能轮流共 10 种变化方式和 6 种调光变光速度，各种方式可自动循环变化，也可通过按键开关进行人工设定变化花样。所以要求霓虹灯与彩灯的控制电路工作要满足这 10 种变化方式和 6 种调光变光速度，如今这些方式和变光速度的切换应用集成电路来实现，有 SH-804/SH-805，该节日彩灯控制器采用专用程序控制集成电路。

##### 1. 霓虹灯与节日彩灯控制器电路实例一

图 4-23 给出了霓虹灯与节日彩灯控制电路的一个实例，采用

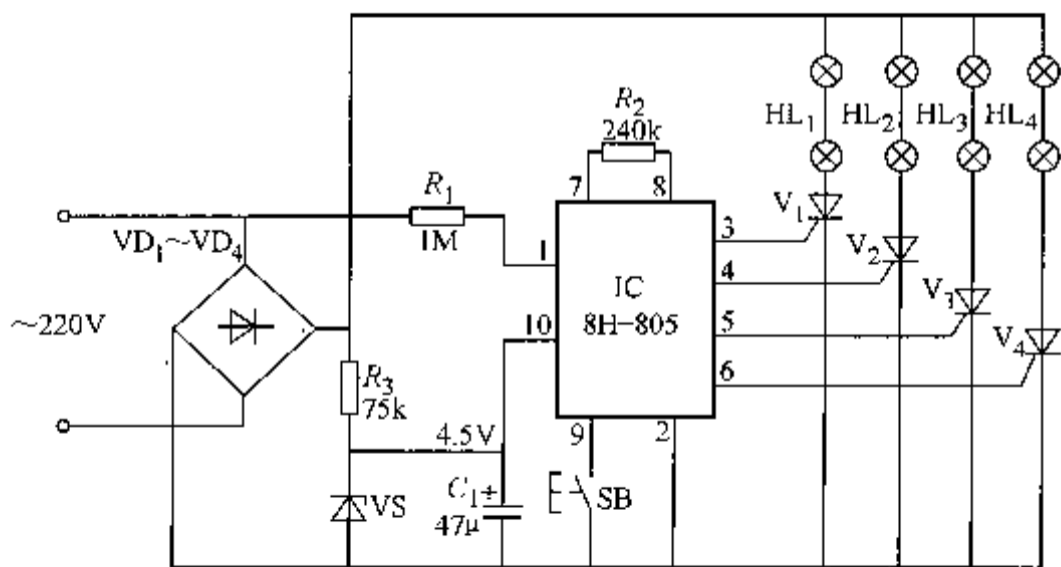


图 4-23 霓虹灯与节日彩灯控制器电路一

10 引脚状软封装，但引脚功能有所不同。

SH-805 的 3 ~ 6 脚（均为输出端）分别与单向晶闸管  $V_1 \sim V_4$  的门极相接，各输出端根据用户的设置及要求按程序输出相应的控制电压，通过控制单向晶闸管  $V_1 \sim V_4$  的导通与截止时间，从而控制各彩灯点亮的方式。按动按钮开关 SB，可以选择彩灯的闪烁方式，变换功能花样。

表 4-1 给出了它们的引脚功能，该电路采用 SH-805 集成电路作为核心单元，其工作原理和分析为：交流 220V 电压经整流二极管  $VD_1 \sim VD_4$  整流、电阻器  $R_3$  限流降压、稳压二极管 VS 稳压及电容器  $C_1$  滤波后，产生 4.5V 电压，作为 IC（SH-805）的工作电源。

表 4-1 SH-804/SH-805 的引脚功能

引 脚	符号	功 能	引 脚	符号	功 能
SH-804	SH-805		SH-804	SH-805	
1	2	$V_{SS}$ 负电源端	6	7	OSC1 振荡信号输入端
2	3	L1 输出端 1	7	8	OSC2 振荡信号输出端
3	4	L2 输出端 2	8	9	KEY 键控触发输入端
4	5	L3 输出端 3	9	10	$V_{DD}$ 正电源端
5	6	L4 输出端 4	10	1	ZC 电源相角同步输入端

2. 霓虹灯与节日彩灯控制器电路实例二

采用数字集成电路制作的霓虹灯与节日彩灯控制器，它可以自动控制由 4 ~ 9 个彩灯串组成的标语彩灯或彩色图案，使各路彩灯依次全部点亮，然后又同时熄灭，再依次全部点亮，再同时熄灭……，为城市增添喜庆气氛。

图 4-24 给出了一种 8 路彩灯控制电路，该节日彩灯控制器电路由电源电路、十进制计数分配器集成电路 IC1（CD4017B）、6 路施密特触发器集成电路 IC2（CD4584B 由图中的 D1 ~ D6 构成）、四与门集成电路 IC3、IC4 和光耦合器  $VLC_1 \sim VLC_8$  等组成。其中电源电路由电源变压器 T、整流桥堆 UR、滤波电容  $C_4$ 、 $C_3$  和三端集成稳压器 IC5（7809）等组成。IC2 内部的触发器 D1 与电位器  $RP_1$ 、电容  $C_1$  组成一个频率可调的超低频振荡器，其输出信

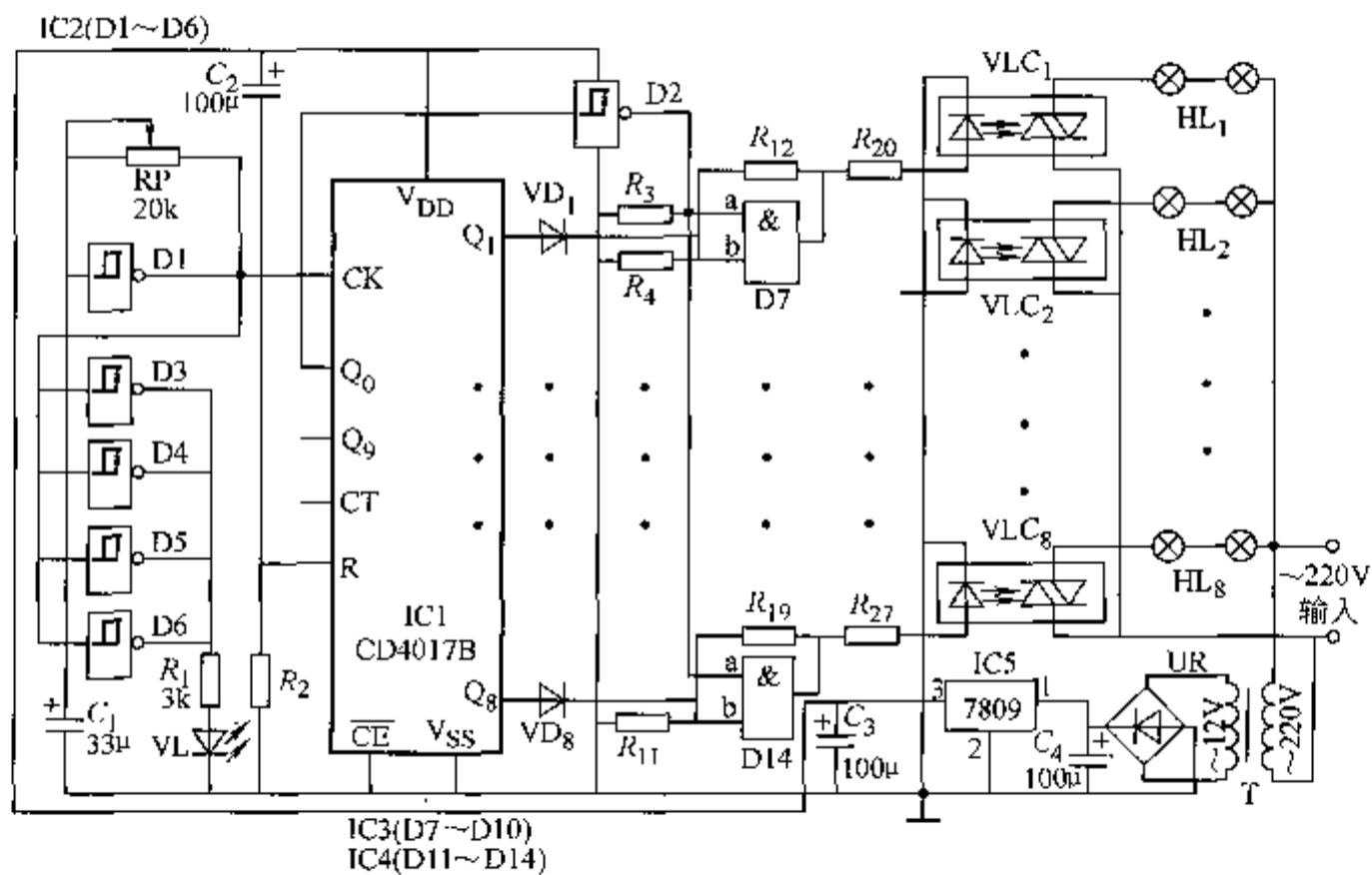


图 4-24 节日彩灯控制器电路二

号作为 IC1 的计数时钟。由 IC1 依次对 IC2 中的 D1 构成的振荡器输出脉冲进行循环计数, 并按计数值的大小分别使  $Q_1 \sim Q_8$  中一个或多个 (2~8) 变为高电平, 从而控制  $VLC_1 \sim VLC_8$  中的一个或多个导通, 使  $HL_1 \sim HL_8$  这 8 路彩灯串按  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 7 \rightarrow 8 \rightarrow 1$  的循环循序点亮。

### 3. 多花样节日彩灯控制器电路实例三

一种功能齐全、花样新颖的多花样彩灯控制器电路原理如图 4-25 所示。

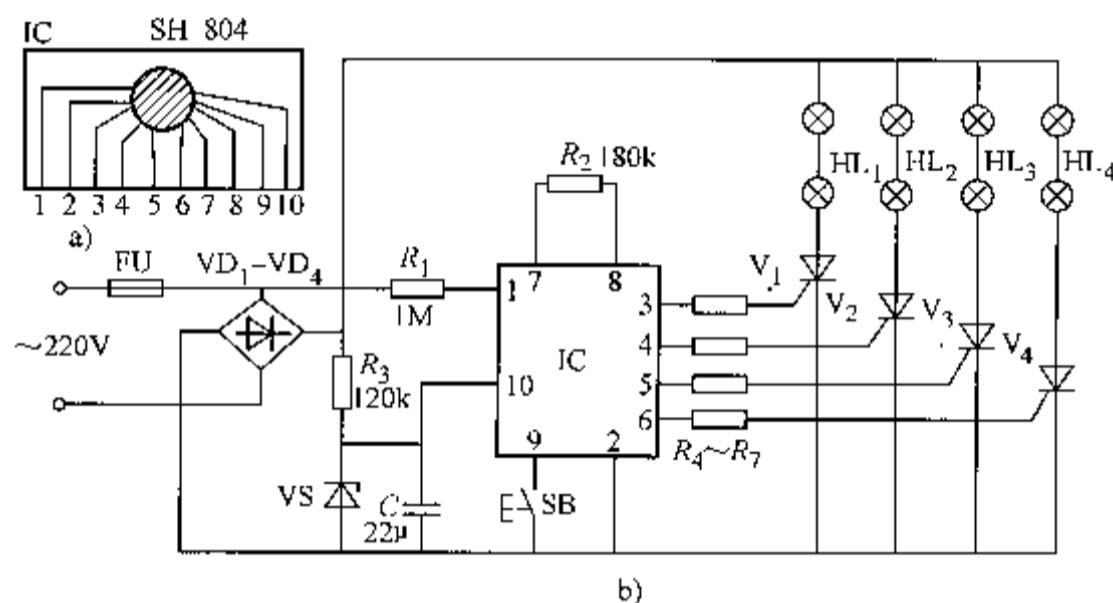


图 4-25 以 SH-804 作为 CPU 的多花样霓虹灯与节日彩灯控制器电路

a) SH-804 引脚排列 b) 电路原理图

$VD_1 \sim VD_4$ —1N4004  $VS$ —2CW53  $V_1 \sim V_4$ —MCR100-8 IC—SH-804

该电路的核心器件是一块专用节日彩灯电脑程序控制集成电路 IC (SH-804), 它是一种单片大规模 CMOS 电路, 具有渐明、渐暗、跑马、跳跃、顺流水、倒流水、波浪翻滚等多种循环变化方式及多种调光变光速度。SH-804 采用软封装, 即硅芯片用黑膏直接封装在一块小印制电路板上, 其外形和引脚编号见图 4-25。SH-804 对外有 10 个引出脚, 其功能分别为: 1 脚为电源同步信号输入, 2 脚为电源负端, 3 脚为输出端 1, 触发  $V_1$ , 4 脚为输出端 2, 触发  $V_2$ , 5 脚为输出端 3, 触发  $V_3$ ; 6 脚为输出端 4, 触发  $V_4$ , 7 脚为振荡输入, 8 脚为振荡输出, 9 脚为触发控制端, 10 脚为电源正端, 其工作电压取值范围  $U_{DD} = 2 \sim 5V$ 。

图中  $VD_1 \sim VD_4$  组成单相桥式整流电路,  $R_3$ 、 $VS$  和电容  $C$  构成简单的电阻降压稳压电路, 输出 5V 直流电压加到集成电路 IC 的 10 脚与 2 脚之间。同步信号经  $R_1$  降压限流取得;  $R_2$  是 SH-804 的外接振荡电阻, 增减  $R_2$  阻值大小可以改变花样循环速度, 3~6 脚输出的 4 路控制信号经电阻  $R_4 \sim R_7$  加到晶闸管  $V_1 \sim V_4$  的门极, 改变其导通角以控制  $HL_1$ 、 $HL_2$ 、 $HL_3$ 、 $HL_4$  四路彩灯的点亮、熄灭或调光; SB 为程序选择控制按钮, 按一次 SB 即可改变一次程序控制方式, 具体程序有: ①全亮; ②自动变速跳跃; ③自动变速倒顺调光跳跃; ④自动变光波浪翻滚等。

负载的合理配置相当重要。小功率输出一般在 100W 左右, 宜采用霓虹灯与节日灯串或发光二极管。如用 7V 彩色灯泡串联而成的 4 路 140 头彩灯和 12V 彩泡串联而成的 4 路 80 头彩灯以及满天星等, 组成 4 路彩灯链。

### 4. 应用 5GM168 控制的霓虹灯及节日彩灯控制电路

5CM168 是专为圣诞树彩灯设计开发的专用集成电路。采用 PMOS 工艺制造, 现有片状黑膏软封装和双列直插式塑料硬封装两种形式。塑料硬封装又有 3 路输出和 4 路输出两种,

型号分别为 5GM168-3 和 5GM168-4。

5GM168 集成电路内部集成了整流放大电路、压控振荡器、脉冲分配器和 A、B、C、D 4 个输出器。芯片通电后，4 个输出端将出现高电平循环（即“鸳鸯跳跃”式循环），其跳跃速率由压控振荡器振荡频率决定。改变压控振荡器外接阻容元件值或改变输入到整流放大器的音频信号幅值都可以改变振荡频率。

5GM168 输出端真值表如下：

	A	B	C	D
GXD = 1（即 GXD 端悬空）	1	1	0	0
4 路输出	1	1	1	0
	0	0	1	1
	1	0	0	1
GXD = 0（即 GXD 端与 GND 端短接）	1	1	0	D 端悬空
3 路输出	0	1	1	
	1	0	1	不输出

上表中当输出端电平为“1”时，该路彩灯亮，当输出端电平为“0”时，该路彩灯熄灭。5GM168 输出驱动电流大于等于 15mA，可以直接驱动发光二极管闪烁，也可通过晶闸管驱动彩灯闪烁。由于芯片内含有稳压源，外电路只需降压限流电阻，可以省去稳压二极管。由 5GM168 控制的霓虹灯及节日彩灯典型控制电路原理如图 4-26 所示。

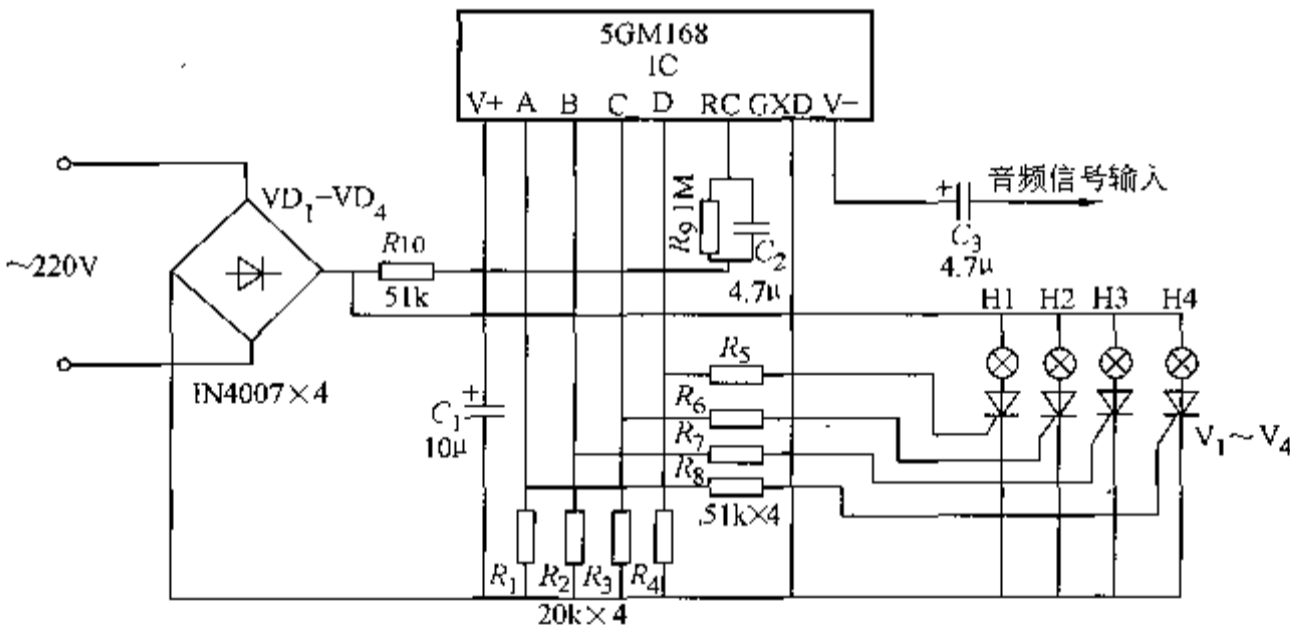


图 4-26 由 5GM168 控制的霓虹灯与节日彩灯控制电路  
VD<sub>1</sub> ~ VD<sub>4</sub>—1N4007 IC—5GM168

5. 简单的霓虹灯及节日彩灯控制器

图 4-27 给出了一种简单的霓虹灯及节日彩灯控制电路的原理图，应用这种控制器使节日彩灯具有动感，交替闪亮好似流水，其制作也很简单。

该电路的核心是一个由 3 只晶体管和外围电路组成的循环振荡器。当电源接通后，3 只晶体管争先导通，如果 3 只晶体管的参数基本相同，那么晶体管 VT<sub>3</sub> 会先导通，因为 VT<sub>3</sub> 的基极偏置电阻的阻值比其他两只晶体管的基极偏置电阻都小。当 VT<sub>3</sub> 首先导通并饱和后，其集电极电压接近于零，由于电容 C<sub>4</sub> 两端电压不能突变，所以 VT<sub>2</sub> 的基极也被拉到接近于零，使 VT<sub>2</sub> 不能再导通。VT<sub>2</sub> 的截止使它的集电极电压接近于电源电压。通过 C<sub>3</sub> 的耦合作

用使  $VT_1$  的基极为高电平,  $VT_1$  因此而处于饱和导通状态。上述过程很快完成。此时  $VT_1$  和  $VT_3$  处于饱和导通状态, 而  $VT_2$  处于截止状态。

此后, 电源电压通过  $R_5$  对  $C_4$  充电, 使  $VT_2$  的基极电压不断升高, 达到一定程度,  $VT_2$  开始导通, 并由截止状态变为饱和导通状态。 $VT_2$  的集电极电压随之下落, 通过电容器  $C_3$  的耦合作用, 使  $VT_1$  的基极电位也下跳, 这样,  $VT_1$  由饱和变为截止。 $VT_2$  和  $VT_3$  都处于饱和导通状态。

紧接着又开始了通过  $R_3$  对  $C_3$  的充电, 使  $VT_1$  的基极电压升高,  $VT_1$  开始导通并由截止变为饱和导通状态, 利用电容两端电压不能突变的原理使  $VT_3$  截止, 如此循环下去。每一时刻, 电路中总有一只晶体管处于截止状态, 该晶体管的集电极为高电平, 而另外两只晶体管处在饱和状态, 它们的集电极为低电平。与截止状态晶体管相对应的晶闸管的门极通过电阻得到电压, 触发晶闸管导通, 其控制的一路彩灯即点亮。4 只二极管  $VD_1 \sim VD_4$  组成桥式整流电路, 经  $R_1$  降压、 $C_1$  滤波提供电源。

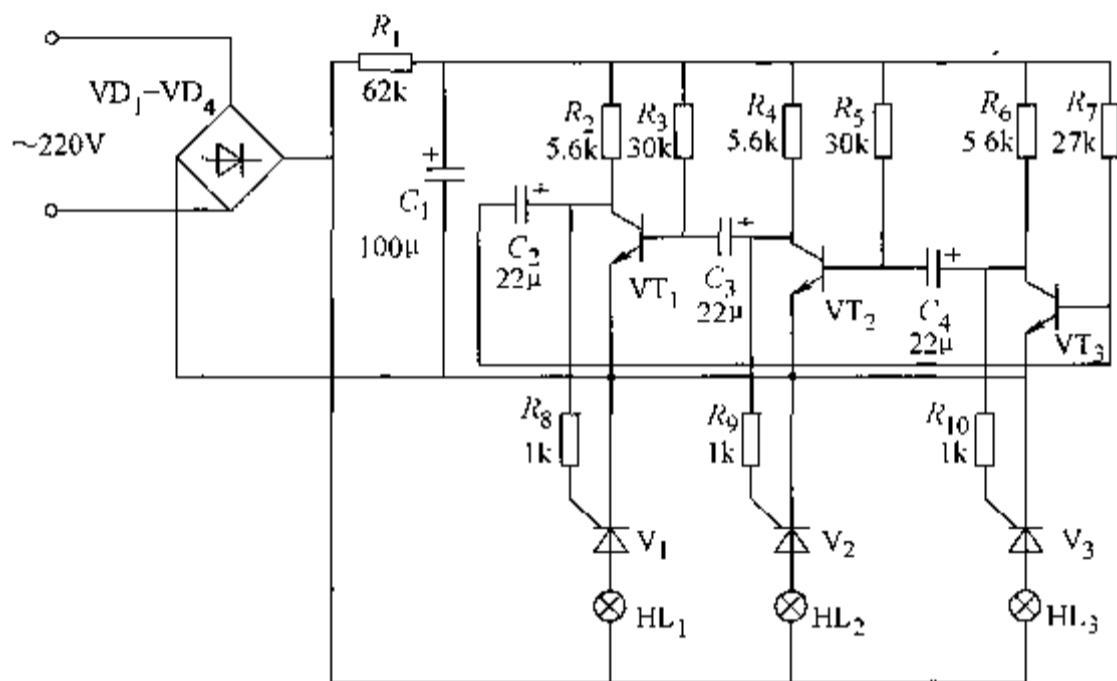


图 4-27 一种简单的霓虹灯及节日彩灯控制器电路

$VD_1 \sim VD_4$ —1N4004  $V_1 \sim V_3$ —MCR100-8

如 3 只晶闸管  $V_1 \sim V_3$  采用 MCR100-8, 则每一路灯泡功率不要超过 100W, 可用数十只低电压灯串联组成。

#### 4.4.3 梦幻彩灯控制器电路

图 4-28 给出的彩灯控制器电路, 可控制和驱动 4 路彩灯完成全亮、快慢速向前循环闪光、快慢速向后闪光及向前变速闪光、向后变速闪光等 8 种花样的交替变换, 将其用于家庭、店面、舞厅等场合, 可美化环境, 产生梦幻效果。该梦幻彩灯控制器电路由电源电路、无稳态定时触发器、控制器和电子开关等组成, 其中电源电路由降压电容  $C_6$ 、稳压管  $VS$ 、整流二极管  $VD$  和滤波电容  $C_5$  组成; 无稳态定时触发器由时基集成电路  $IC_1$  (NE555)、电阻  $R_1$ 、 $R_2$  和电容  $C_1$ 、 $C_2$  等组成。控制器由 CMOS 彩灯控制专用集成电路  $IC_2$  (YX9010) 和外围阻容元件组成。电子开关采用 4 只晶闸管  $V_1 \sim V_4$ 。

YX9010 是采用 CMOS 工艺制作的彩灯控制专用集成电路, 内储有 8 种彩灯控制方式, 可以手动或自动转换输出方式。表 4-2 所示是 YX9010 各引脚功能。

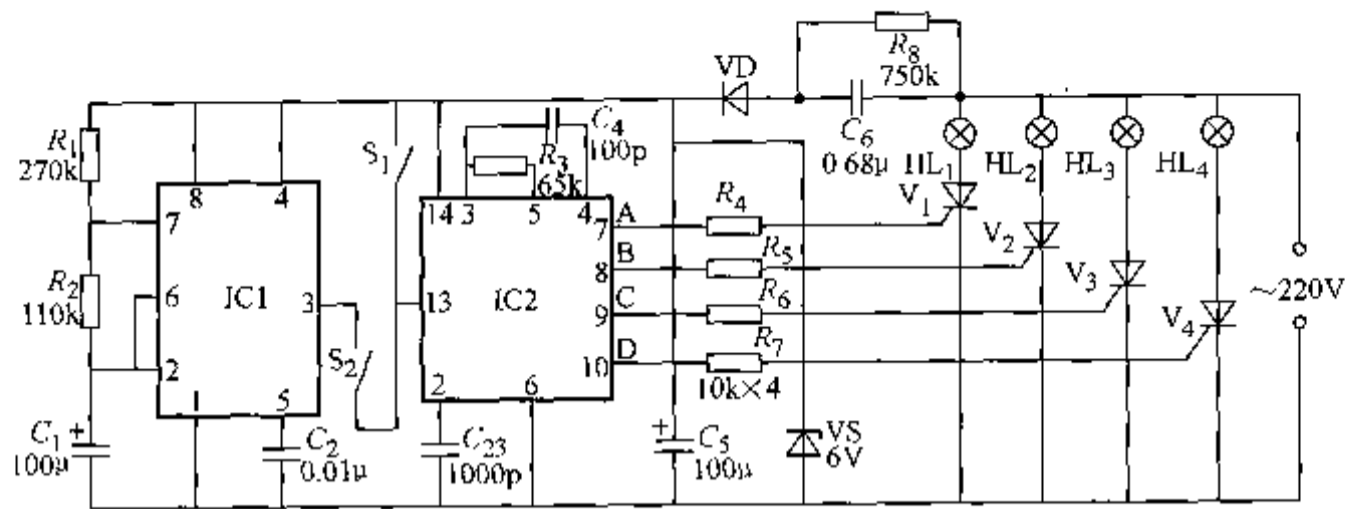


图 4-28 梦幻彩灯控制器电路

表 4-2 YX9010 各引脚功能

引脚	符号	功能	引脚	符号	功能
1	NC	空脚	8	L2	第 2 路输出端
2	RES	复位端	9	L3	第 3 路输出端
3	OSC1	振荡器公共端	10	L4	第 4 路输出端
4	OSCC	外接振荡器电容器	11	NC	空脚
5	OSCR	外接振荡器电阻器	12	TEST	测试端
6	GND	接地端	13	TPP	控制方式转换端
7	L1	第 1 路输出端	14	V <sub>cc</sub>	电源端

其工作原理为：接通电源后，交流 220V 电压经  $C_6$  降压、VS 稳压、VD 整流和  $C_5$  滤波后，产生约 6V 的直流电压，供给 IC1 和 IC2。

IC2 的 13 脚为彩灯灯光的控制方式转换端，该引脚外接手动转换方式开关  $S_1$  和自动控制方式转换开关  $S_2$ 。

按下  $S_1$ ，使 IC2 的 13 脚输入一个高电平脉冲，IC2 就会自动转换为另一种灯光模式。IC2 的 A ~ D 端（7 ~ 10 脚）输出高电平时，其控制的晶闸管  $V_1 \sim V_4$  将导通。当 IC2 的 A 端（7 脚）输出高电平时， $V_1$  导通，第 1 路彩灯 HL<sub>1</sub> 点亮；当 IC2 的 B 端（8 脚）输出高电平时， $V_2$  导通，第 2 路彩灯 HL<sub>2</sub> 点亮，……；当 IC2 的 D 端（10 脚）输出高电平时， $V_4$  导通，第 4 路彩灯 HL<sub>4</sub> 点亮。

接通自动控制方式转换开关  $S_2$  时，IC1 的 3 脚将间歇（按一定时间间隔）输出高电平脉冲，使彩灯的花样不断交替变换。

4.4.4 循环闪光彩灯控制器电路

图 4-29 给出了一种循环闪光彩灯控制器的原理电路图，它能控制 3 路彩灯循环闪亮，可用于家庭装饰或节日灯饰。

该循环闪光彩灯由电源电路、单稳态触发器和光电控制电路等组成，其中电源电路由电源开关  $S_1$ 、熔断器 FU、电源变压器 T、整流二极管  $VD_1 \sim VD_4$ 、滤波电容  $C_{10}$  和三端集成稳压器 IC1（7812）组成。单稳态触发电路由时基集成电路 IC2 ~ IC4（555）和有关外围元器件组成；光电控制电路由光耦合器和双向晶闸管组成。该电路中设置有 3 组循环闪光彩灯，有 3 个单稳态触发器（由 IC2 ~ IC4 和有关元器件组成）和 A ~ C 3 路光电控制电路（由光

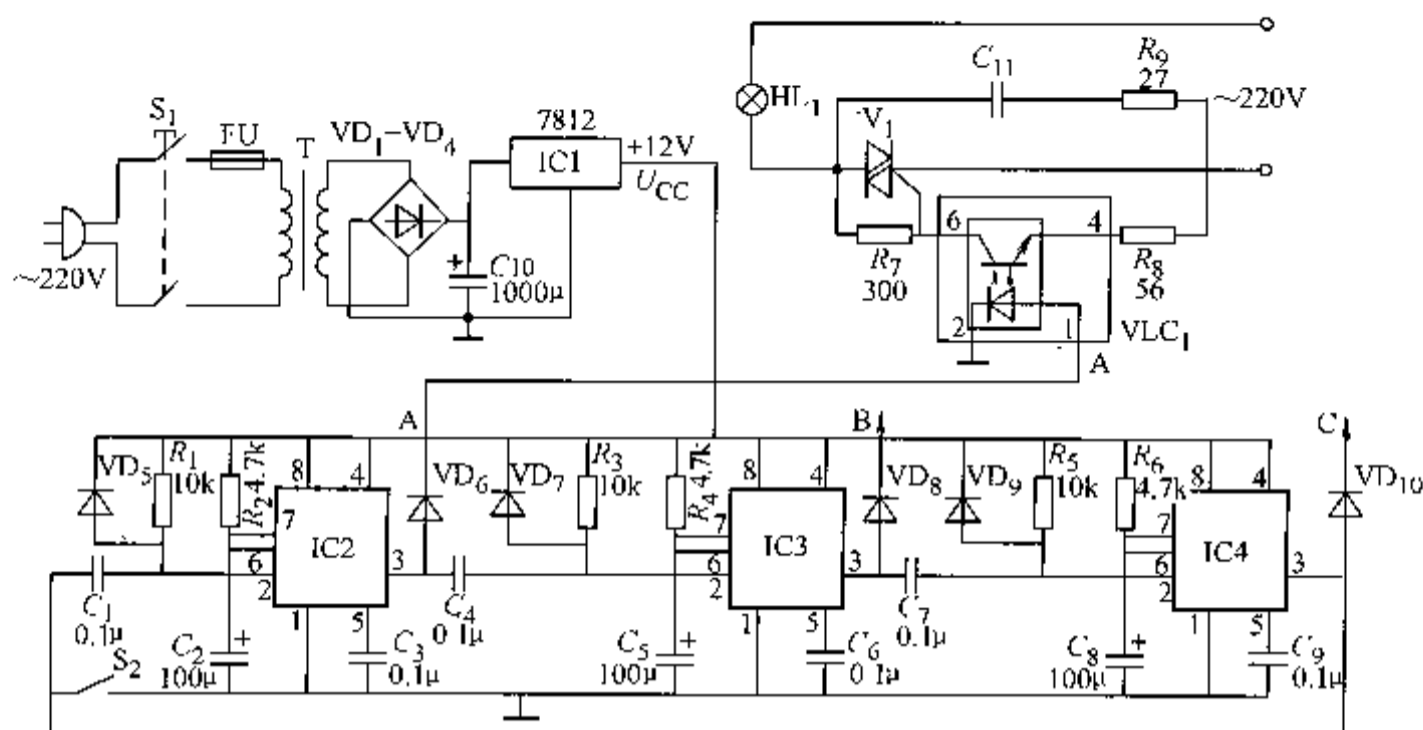


图 4-29 循环闪光彩灯控制器电路

耦合器  $VLC_1 \sim VLC_3$ 、双向晶闸管  $V_1 \sim V_3$  等组成)。限于篇幅，电路中仅画出 A 路光电控制电路，B 路、C 路中的光耦合器  $VLC_2$ 、 $VLC_3$ 、双向晶闸管  $V_2$ 、 $V_3$  和第二组彩灯  $HL_2$ 、第三组彩灯  $HL_3$  等元器件未画出。

接通电源开关  $S_1$  后，交流 220V 电压经 T 降压、 $VD_1 \sim VD_4$  整流、 $C_{10}$  滤波及 IC1 稳压后，产生 +12V ( $U_{CC}$ ) 电压，供给单稳态触发器电路。

$S_2$  为触发开关。按动  $S_2$  后，在 IC2 的 2 脚产生一个负脉冲，使 IC2 等组成的单稳态触发器受触发而翻转，IC2 的 3 脚输出高电平，使光耦合器  $VLC_1$  内部的发光二极管发光，光敏晶体管导通，又使双向晶闸管  $V_1$  受触发而导通，第一组彩灯 ( $HL_1$ ) 点亮。

IC2 由稳态变为暂态后，因 7 脚内部的放电电路工作而使 6 脚和 7 脚变为低电平，+12V 电压经电阻  $R_2$  对电容  $C_2$  充电，使 IC2 的 6 脚电压逐渐升高。当  $C_2$  充电结束，使 IC2 的 6 脚电压上升至  $2U_{CC}/3$  时，IC2 内部的单稳态触发器翻转，由暂态恢复为稳态，IC2 的 3 脚也由高电平变为低电平，第一组彩灯熄灭。

与此同时，IC2 的 3 脚产生的跳变脉冲，经电容  $C_4$  加至 IC3 的 2 脚，使 IC3 内部的单稳态触发器翻转，IC3 的 3 脚由低电平变为高电平，光耦合器 ( $VLC_2$ ) 内部的发光二极管发光，光敏晶体管导通，又使双向晶闸管  $V_2$  受触发而导通，第二组彩灯 ( $HL_2$ ) 点亮。

IC3 由稳态变为暂态后，其 6 脚和 7 脚变为低电平，+12V 电压经电阻器  $R_4$  对电容器充电，使 IC3 的 6 脚电压逐渐升高。当  $C_5$  充电结束，IC3 的 6 脚电压上升至  $2U_{CC}/3$  时，IC3 内部的单稳态触发器翻转，由暂态恢复为稳态，IC3 的 3 脚也由高电平变为低电平，使第二组彩灯熄灭。

IC3 的 3 脚产生的跳变脉冲，经电容器  $C_7$  加至 IC4 的 2 脚，使 IC4 内部的单稳态触发器翻转，IC4 的 3 脚由低电平变为高电平，光耦合器 ( $VLC_3$ ) 内部的发光二极管发光，光敏晶体管导通，又使双向晶闸管  $VT_3$  受触发而导通，第三组彩灯 ( $HL_3$ ) 点亮。

IC4 由稳态变为暂态后，其 6 脚和 7 脚变为低电平，+12V 电压经电阻  $R_6$  对电容器  $C_8$  充电，使 IC4 的 6 脚电压逐渐升高。当  $C_8$  充电结束，IC4 的 6 脚电压上升至  $2U_{CC}/3$  时，IC4 内部的单稳态触发器翻转，由暂态变为稳态，其 3 脚电压也由高电平变为低电平，使第三组彩灯熄灭。

IC4 的 3 脚产生的跳变脉冲, 经电容  $C_1$  加至 IC2 的 2 脚, 使 IC2 内部的单稳态触发器翻转, 第一组彩灯又被点亮, 重复上述过程。如此周而复始, 使三组彩灯循环工作。

每个单稳态触发器的延迟时间 (即每组彩灯的点亮时间) 由时基集成电路 IC2 ~ IC4 第 6 脚外接阻容元件的数值决定。

4.4.5 可编程彩灯控制器电路

可编程彩灯控制器 SMC5618 是专门为彩灯控制而设计的专用集成电路, 它有 4 个独立的可编程控制端, 通过该四端组合状态的不同设置及与外电路的配合, 可以得到彩灯组合的, 有花样方式 A 单点右旋、花样方式 B 单点左旋、花样方式 C 卷帘式、花样方式 D 闪烁加依次灭、花样方式 E 弹性涨缩闪烁、花样方式 F 星星闪烁、花样方式 G 拉幕式闪光、花样方式 H 单点交叉追逐等 8 个基本花样, 经 4 个编程端编程后, 可得到 27 种不同花样的组合、如表 4-3 所示, 表 4-4 所示是 SMC5618 的各引脚功能。该彩灯控制器可广泛应用于门面、店铺的灯光装潢, 节日彩灯装饰及舞厅、咖啡厅、彩灯广告等灯光装饰。

图 4-30 给出了应用 SMC5618 作为中央控制芯片构成的一种可编程彩灯控制器电路原理图, 该控制器电路由电源电路和控制电路组成, 其中电源电路由电源开关  $S_1$ 、电源变压器 T、整流桥 UR、稳压二极管 VS 和滤波电容  $C_1$  等组成。控制电路由彩灯控制专用集成电路 IC(SMC5618)、复位开关  $S_2$ 、晶体管  $VT_1 \sim VT_8$ 、发光二极管  $VL_1 \sim VL_8$ 、双向晶闸管  $V_1 \sim V_8$  和彩灯  $HL_1 \sim HL_8$  等组成, 其工作原理为:

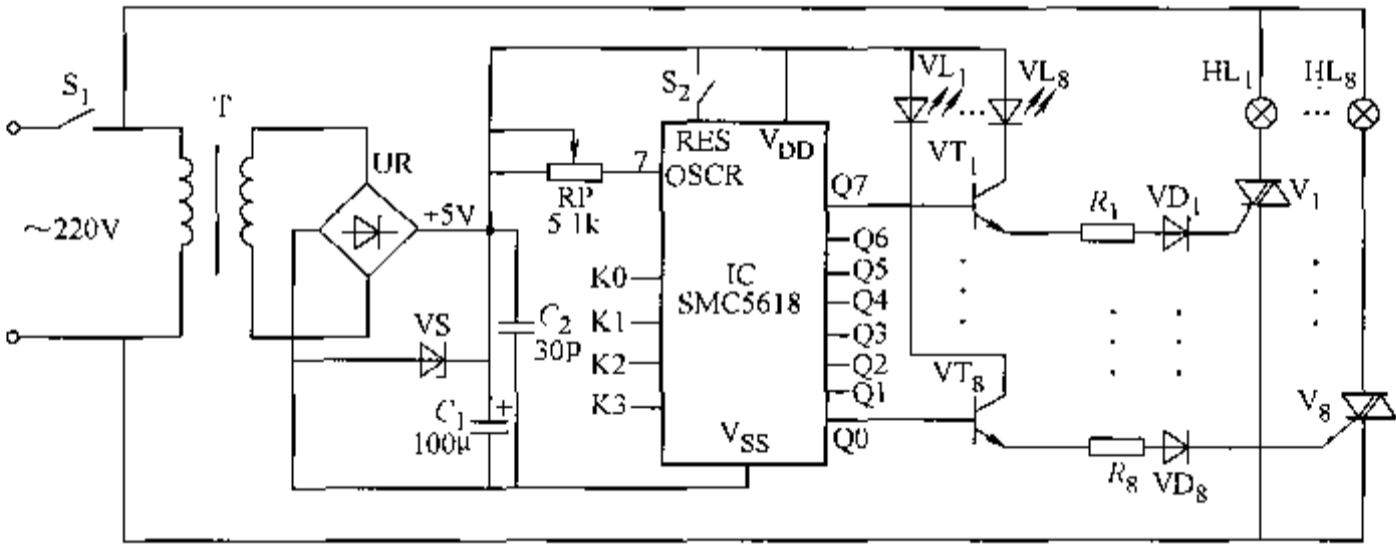


图 4-30 可编程彩灯控制器电路

表 4-3 花样控制方式

次序	K3	K2	K1	K0	花样组合
1	悬空	0	0	0	A + B + C + D
2	悬空	0	0	1	C + H
3	悬空	0	1	0	D
4	悬空	0	1	1	C
5	悬空	1	0	0	E + F
6	悬空	1	0	1	B
7	悬空	1	1	0	A
8	悬空	1	1	1	E + F + G + H

(续)

次序	K3	K2	K1	K0	花样组合
9	同 K2 相连		0	0	A + B + C + D + E + F
10	同 K2 相连		0	1	G + H + B
11	同 K2 相连		1	0	A + D
12	同 K2 相连		1	1	E + F + G + H + C
13	同 K1 相连	0		0	A + B + C + D + D
14	同 K1 相连	0		1	G + H + C
15	同 K1 相连	1		0	E + F + A
16	同 K1 相连	1		1	E + F + C + H + B
17	同 K0 相连	0	0		A + B + C + D + G + H
18	同 K0 相连	0	1		C + D
19	同 K0 相连	1	0		B + E + F
20	同 K0 相连	1	1		E + F + C + H + A
21	同 K2、K1 相连			0	A + B + C + D + A
22	同 K2、K1 相连			1	E + F + G + H + G + H
23	同 K2、K0 相连		0		A + B + C + D + B
24	同 K2、K0 相连		1		D + E + F + G + H
25	同 K1、K0 相连	0			A + B + C + D + C
26	同 K1、K0 相连	1			E + F + G + H + G + H
27	同 K2、K1、K0 相连				A + B + C + D + E + F + G + H

接通电源开关  $S_1$  后, 220V 交流电压经 T 降压、UR 整流、VS 降压和  $C_1$  滤波后, 产生 +5V 左右的电压, 供给 IC 和  $VT_1 \sim VT_8$  等。IC 通电工作后, 其  $Q_0 \sim Q_7$  端输出高电平脉冲, 使  $VT_1 \sim VT_8$  导通, 双向晶闸管  $V_1 \sim V_8$  导通, 8 路彩灯点亮 (各路彩灯随控制程序的不同而作相应的花样闪光)。当  $VT_1 \sim VT_8$  中某只晶体管导通时, 其集电极的发光二极管也会点亮 (作监视用)。IC 的 7 脚外接电位器 RP, 调节 RP 的阻值, 可改变彩灯的闪光频率。

表 4-4 SMC5618 的各引脚功能

引脚	符号	功 能	引脚	符号	功 能
1	Q4	控制输出端	10	K2	编程控制端
2	Q5		11	K3	
3	Q6		12	NC	空脚
4	Q7		13	RES	复位端
5	$V_{DD}$	正电源端	14	$V_{SS}$	负电源端
6	NC	空脚	15	Q0	控制输出端
7	OSCR	外接振荡电阻器	16	Q1	
8	K0	编程控制端	17	Q2	
9	K1		18	Q3	

#### 4.4.6 多功能灯光控制器电路

图 4-31 给出了另一种多功能灯光控制器, 这是一种具有 8 种灯光控制方式, 即 3 种追逐方式、3 种调光方式、1 种自动混合方式和 1 种功能锁定方式的多功能灯光控制器。可用于商店橱窗、舞厅、广告、圣诞树及家庭客厅及卧房等处, 该控制电路的核心器件是一块多功能灯光控制器集成电路 VH5163, 图 4-31a 给出了该集成电路的引脚图, 该集成电路 1 脚、10 脚、15 脚为空脚 NC, 2 脚为电源正端  $V_{DD}$ , 3、4、5、6 脚为控制输出端 L1、L2、L3、L4, 这 4 个端输出控制脉冲用来触发晶闸管, 7 脚为电源负端  $V_{SS}$ , 8 脚为复位端 RESET, 9 脚为锁定功能控制端 TIP, 11 脚为同步信号输入端 SYN, 12、13、14 脚分别为控制方式选择端 DIM、S1、S0, 16、17 脚为调光振荡器外接电阻连接端 OSC1 和 OSC2, 18 脚为振荡公共端 OSC, 19 脚为振荡电阻连接端 OSCR, 20 脚为振荡电容连接端 OSCC。

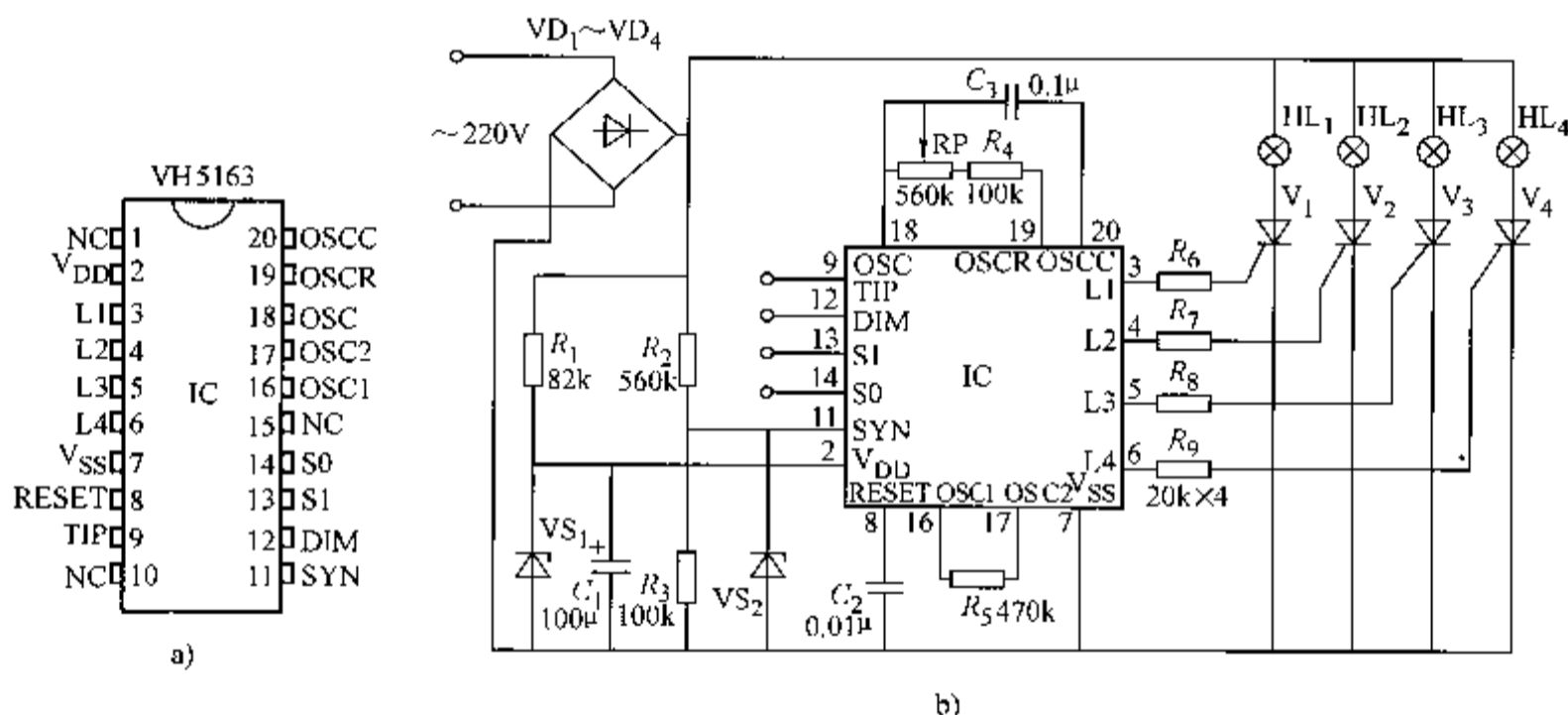


图 4-31 多功能灯光控制器电路

a) VH5163 管脚图 b) 多功能灯光控制器原理图

$VD_1 \sim VD_4$ —1N4004  $VS_1$ 、 $VS_2$ —2CW53  $V_1 \sim V_4$ —MCR100-8 IC—VH5163

图 4-31b 所示多功能灯光控制器的工作原理为:  $VD_1 \sim VD_4$ 、 $R_1$ 、 $C_1$  组成桥式整流简易稳压电路输出 5V 直流电压供集成电路 VH5163 用电。IC 的同步信号由电阻  $R_2$  取得。接通电源后, 输出端 L1 ~ L4 即 3、4、5、6 脚输出控制脉冲经  $R_6 \sim R_9$  加到晶闸管  $V_1 \sim V_4$  的门极, 去控制它们的导通角, 从而使  $HL_1$ 、 $HL_2$ 、 $HL_3$ 、 $HL_4$  共四组彩灯按我们需要的控制方式点亮、熄灭或调光。

彩灯的控制方式取决于 TIP、DIM、S1、S0 端即第 9、12、13、14 脚的电平高低, 从而随 9、12、13、14 四个引脚所加电平组合的不同, 共可形成下述 8 种方式工作:

方式 1: 正向追逐。彩灯按  $HL_1 \rightarrow HL_2 \rightarrow HL_3 \rightarrow HL_4 \cdots$  轮流点亮, 产生向前追逐效果, 调节 RP 可以改变追逐效果速度。

方式 2: 正反向追逐。先正向追逐, 20 个周期后反向, 依次循环。

方式 3: 复合追逐控制。先以 4 种不同速度执行方式 1, 然后以 4 种不同速度执行方式 2, 交替进行。

方式 4: 不追逐只调光。4 组灯泡同时由暗渐变为亮, 再渐变为暗, 连续不断实现调光。

方式5：正反向追逐并调光。4组灯泡在向前追逐的同时进行调光，然后改变追逐方向，每追逐4个循环后改变一次方向，波浪式调光。

方式6：鸳鸯式步进调光。先 HL<sub>1</sub>、HL<sub>2</sub> 两组灯泡调光，后 HL<sub>2</sub>、HL<sub>3</sub> 两组灯泡调光，再 HL<sub>3</sub>、HL<sub>4</sub> 两组灯泡调光，再 HL<sub>4</sub>、HL<sub>1</sub>……，4个循环后变向。

方式7：自动循环控制。6种方式循环重复。

方式8：功能锁定控制。在执行方式7时，循环到所需方式，将 TIP 脚接电源电压  $U_{DD}$ ，即被锁定。

实际使用时，可将控制方式选择9、12、13、14按上表接相应电平即可。也可利用4个1×2位小开关切换，就组成了多功能控制器。

#### 4.4.7 具有16种功能集成电路控制的彩灯实用电路

SH805是具有16种功能的彩灯专用控制集成电路，采用10脚软封装。其控制功能包括：依次亮，同时灭；4灯渐亮渐暗；4灯追逐，自动变速；全亮，间隔闪光；16段功能大轮流，逐个亮，依次灭；星星闪烁，跑马式自动变化；4灯大闪烁；两次一组，交替闪烁；逐个点亮，群灯慢灭；全亮；倒顺流水，波浪式前进后退；星星闪亮；按 AB→BC→CD→

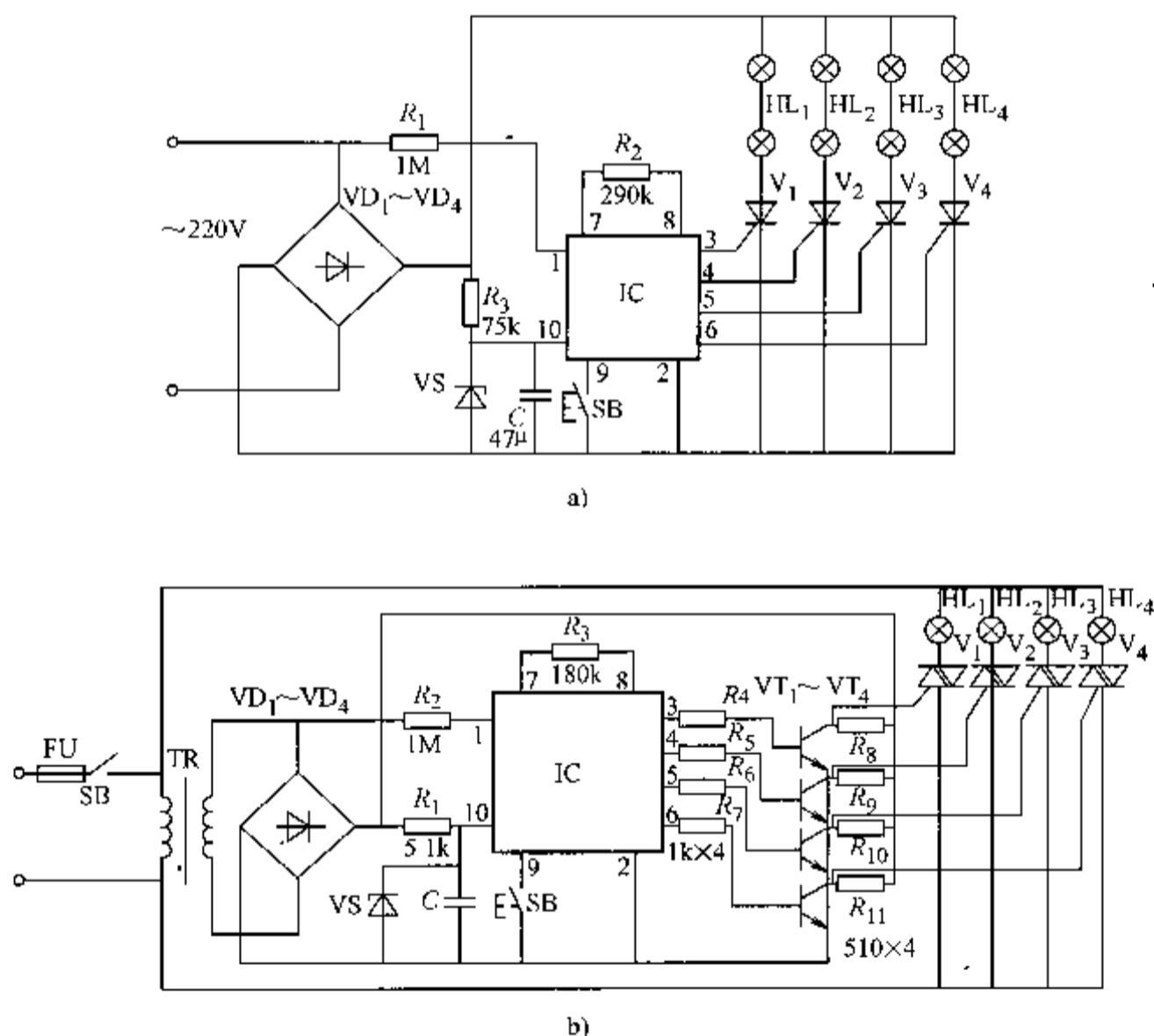


图 4-32 16 功能集成控制电路的彩灯电路

a) 由 SH-805 控制的小功率彩灯控制电路

VD<sub>1</sub> ~ VD<sub>4</sub>—1N4004 V<sub>5</sub>—2CW21A V<sub>1</sub> ~ V<sub>4</sub>—MCR100-6 IC—SH-805

b) 由 SH-805 控制的具有较大功率的彩灯控制电路

VT<sub>1</sub> ~ VT<sub>4</sub>—9014 V<sub>5</sub>—2CW21A V<sub>1</sub> ~ V<sub>4</sub>—MCR100-6 IC—SH-805

DA 倒顺流水自动变化；跑马式前进后退，星星闪烁自动变化；相邻两灯一亮一暗依次向前。

应用 SH805 作为彩灯控制的电路可分为两种：当要求控制的灯功率较小时，由 SH805 作为核心单元的 16 功能彩灯电路如图 4-32a 所示，图中 220V 交流直接整流后降压、稳压、滤波最终向 SH805 提供 4.5V 工作电压。 $R_2$  为振荡电阻，同步信号取自 50Hz 工频。SH805 的大功率应用见图 4-32b，需增加晶体管作电流放大并改用双向晶闸管由 220V 市电直接带动负载（ $4 \times 100\text{W}$ ）。

#### 4.4.8 用 BH9201 控制的彩灯电路

BH9201 是新推出的彩灯控制专用集成电路，它采用低功耗的 CMOS 工艺制造，双列 8 脚直插式封装。1 脚接地端  $V_{SS}$ ，2 脚为振荡电容端 OSC1，3 脚为振荡电阻连接端 OSC2，4 脚接供电电源正端  $U_{DD}$ ，5~8 脚为输出驱动端 Q1~Q4。

应用 BH9201 作为核心单元的彩灯典型控制电路如图 4-33 所示，该电路由振荡器、分频器、输出驱动电路组成。该电路的 1~4 四个引脚外接电容、电位器，4 个输出引脚连接晶闸管门极使之导通，可以控制 4 组彩灯，调节电位器呈现不同速度的跳跃、流水、全亮 3 种状态。

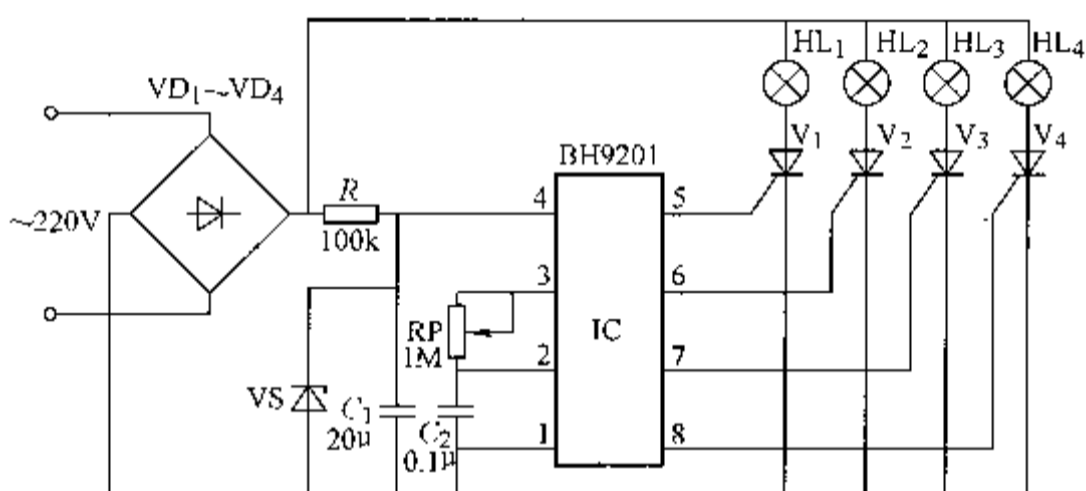


图 4-33 用 BH9201 控制的彩灯电路

VD1 ~ VD4—1N4004 VS—2CW21A V<sub>1</sub> ~ V<sub>4</sub>—MCR100-6 IC—BH9201

#### 4.4.9 变色吊灯控制电路

图 4-34 给出了一种变颜色的吊灯控制电路原理图，此种吊灯为 5 只乳白色灯罩里分别装有红、绿、蓝 3 种颜色的灯泡，利用光的三色混合原理可以调配出多种颜色光，新颖别致。

它的工作原理为：开关 S 接通后，220V 交流市电经 C<sub>1</sub>、VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub> 整流，再由 C<sub>2</sub> 滤波和 VS 稳压后，供给十进制计数/分配器 IC（CD4017）工作电压。同时，9V 电压经 C<sub>3</sub> 向 IC 的 15 脚输入一个正脉冲，使电路清零。所以，其 3 脚输出正电压脉冲触发 V<sub>1</sub> 导通，使 5 只罩内的红色灯泡发光，这是一个稳态。若按动开关盒内的按钮 SB，晶体管 VT<sub>2</sub> 的基射极短路，VT<sub>2</sub> 截止。此时 IC 的 14 脚电压上升，触发其内部电路使之计数，由此 2 脚输出高电平，V<sub>2</sub> 导通，对应的 5 只绿灯亮。再按动 SB 又可使蓝灯点亮。当继续按动 SB，使 IC 的 7 脚输出高电平时，红灯和绿灯同时点亮，从而对外表现为黄光。以后 IC 各脚的输出和灯光

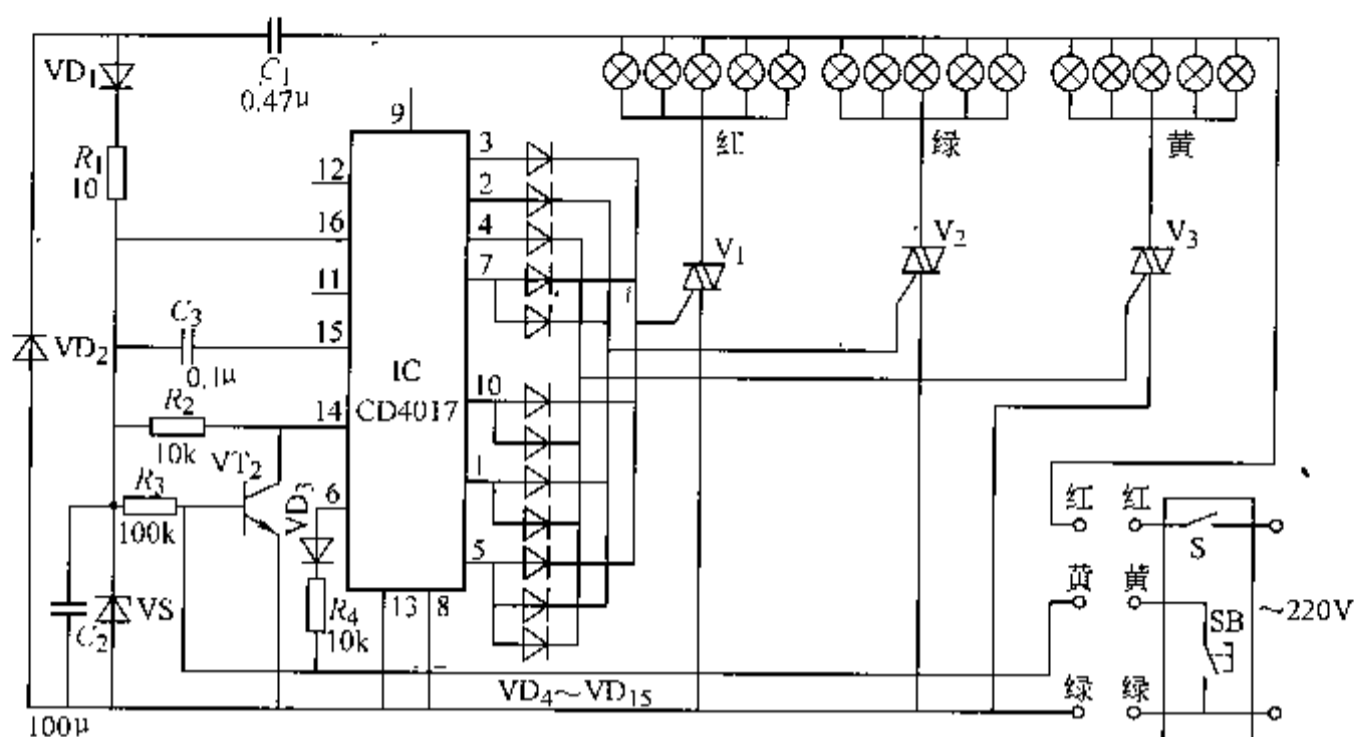


图 4-34 变色吊灯电路

VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub>—1N4007 VD<sub>3</sub>~VD<sub>15</sub>—1N4001 VS—2CW22F

VT<sub>2</sub>—9014 IC—CD4017 V<sub>1</sub>~V<sub>3</sub>—(2A/600V)

颜色将显现出丰富多彩的变化。

二极管 VD<sub>3</sub> 是使 6 脚输出时，电路复位到初始状态，即红灯亮。VD<sub>4</sub>~VD<sub>15</sub> 为隔离二极管。彩色灯泡可选 25W，双向晶闸管用 2A 的。

该灯部分电路可装在灯具内，与灯架、灯座、灯罩等合为一体，引出 3 根导线红、黄、绿，再与所配开关对应连接，有别于普通的灯具控制。

#### 4.4.10 追逐式循环彩灯控制器电路

Y997A 为专用闪光控制集成电路，采用标准 8 脚双列直插塑料封装。其静态电流小于 5μA，电源电压为 1.8~7V，输出端在电压 3V 时，输出拉电流 15mA，电压为 5V 时，输出拉电流为 50mA。输出端 MOSFET 击穿电压高于 18V。

Y997A 的各脚功能如下：8 脚 V<sub>DD</sub> 为工作电源正极连接端，1 脚 V<sub>SS</sub> 为工作电源负极连接

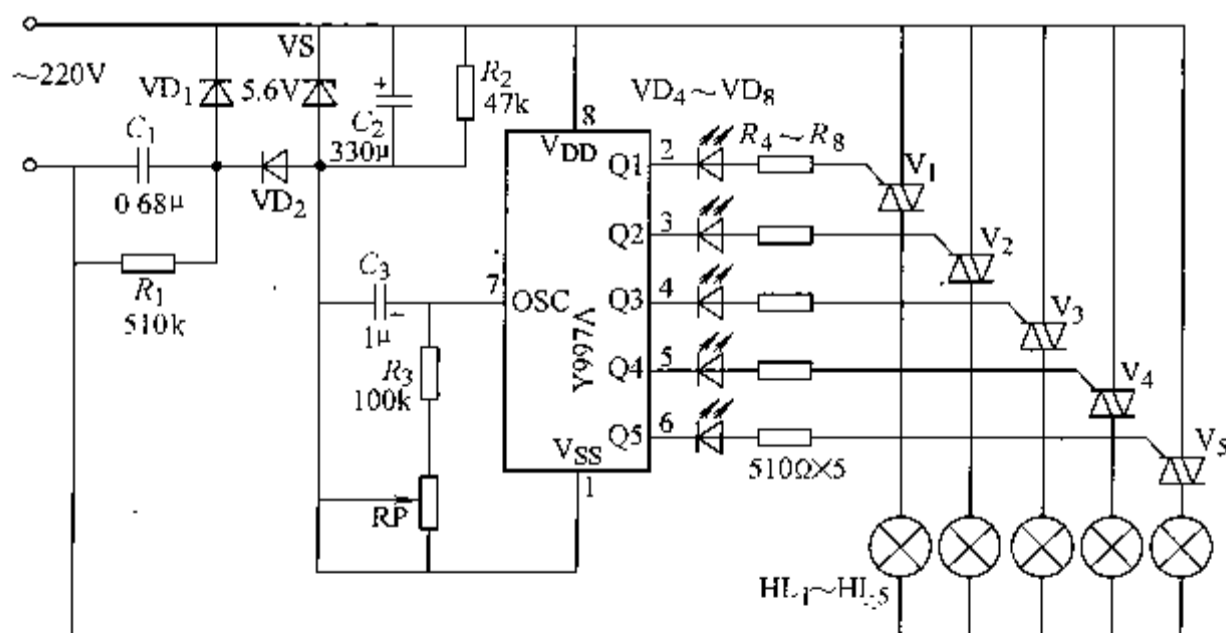


图 4-35 追逐式循环彩灯控制器电路

VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub>—1N4007 V<sub>1</sub>~V<sub>5</sub>—1A/400V

端, 7 脚 OSC 为振荡输入端, 改变外接阻容数值, 即可改变闪光频率, 2 ~ 6 脚为 Q1 ~ Q5, 即 5 路闪光控制信号输出端。Y997A 为追逐式闪亮, 即 Q1 → Q2 → Q3 → Q4 → Q5 → Q1 → Q2 等依次闪光, 周而复始, 任何时刻只有一路闪光显示输出。Y997A 的应用范围很广, 图 4-35 为应用电路之一, 从该图可见, Y997A 输出的 5 路控制信号通过电阻  $R_4 \sim R_8$  接双向晶闸管门极, 当选用 1A/400V 晶闸管时, 每路可带 100W 负载, 若需增大功率, 可将  $V_1 \sim V_5$  改为更大功率的晶闸管, 闪光速度可调节 RP 来设定。

#### 4.4.11 巧用 LM386 制作双色彩灯控制器电路

图 4-36 给出了一种双色彩灯控制器电路的原理图, 该电路经巧妙设置使 LM386 能同时控制红、绿两组彩灯随环境声波强弱闪烁发光。图中 VD、VS、 $C_1$  和  $C_2$  组成简单的电容降压半波整流稳压电路, 输出约 12V 左右的直流电压供 LM386 用电。声波控制信号仍由接在同相输入端 3 脚的压电陶瓷片 B 拾取, 放大后信号由 5 脚输出, 经电容  $C_4$  直接加到晶闸管 V 的控制极去控制其导通角。XS<sub>1</sub>、XS<sub>2</sub> 是红、绿两组彩灯的插座, 要求红灯的总功率大于绿灯的总功率。由图分析可知, 当环境音乐声波信号较弱或音乐声间断时, V 触发信号较弱, V 处于关断状态, 红、绿两组彩灯串联在 220V 市电线路中, 由于红灯功率大于绿灯功率, 所以 220V 交流市电电压大部分降落在 XS<sub>2</sub> 插座上, 即绿色彩灯正常发光, 红色彩灯仅发出微弱的红光。当环境声波信号较强时, V 因触发信号较强而导通, 这时插座 XS<sub>2</sub> 被短接, 220V 交流市电主要降落在 XS<sub>1</sub> 插座上, 即红色彩灯组正常发光, 绿色彩灯组不发光。随着音响设备播放的优美乐曲旋律, 红、绿两组彩灯就交替闪烁发出不同颜色的光。

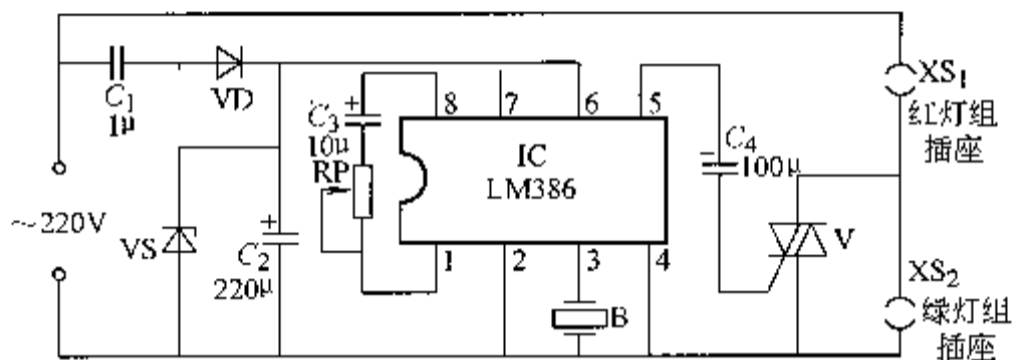


图 4-36 用 LM386 制作的双色彩灯控制器电路

VD—1N4001、VS—2CW60 V—(3A/400V)

接在 1、8 脚的电位器 RP 用来调节 LM386 的电压增益, VS 为 12V 稳压管。V 用 3A/400V 塑封双向晶闸管。

#### 4.4.12 新型转动广告灯箱电路

一种新型广告灯箱内部装有多幅彩色高分辨率喷绘画。通过电路控制, 两只步进电动机带动画面转动。灯箱内用日光灯照明, 非常美丽。其控制电路如图 4-37 所示。

交流电源 220V 经变压器转换成 15V 交流, 再经整流滤波后, 一路经电阻  $R_0$  供给步进电动机  $M_1$ 、 $M_2$ , 另一路经 IC0 (7805) 三端稳压器降成 +5V 给控制电路供电。

控制部分由时基电路 IC4 (NE555) 提供画面的定时运转、停止时间。时间常数由  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_3$  决定, 可改变运转、停止时间 (约为 15s)。NE555 的 3 脚为输出, 低电平时控制运转起动信号。可在 3 脚接一只发光二极管, 亮时为高电平, 灭时为低电平。画面停止时间为时间常数减去运转一幅画面所需时间, 低电平应控制在 1s 之内。

IC3 (CD4011) 为二输入四与非门, 用 4 组与非门组成两组 R-S 触发器, R-S 触发器有两组输入端, 两个输出端, 它有两个稳定状态。由 IC3 的 8 ~ 13 脚两组与非门组成的 R-S 触

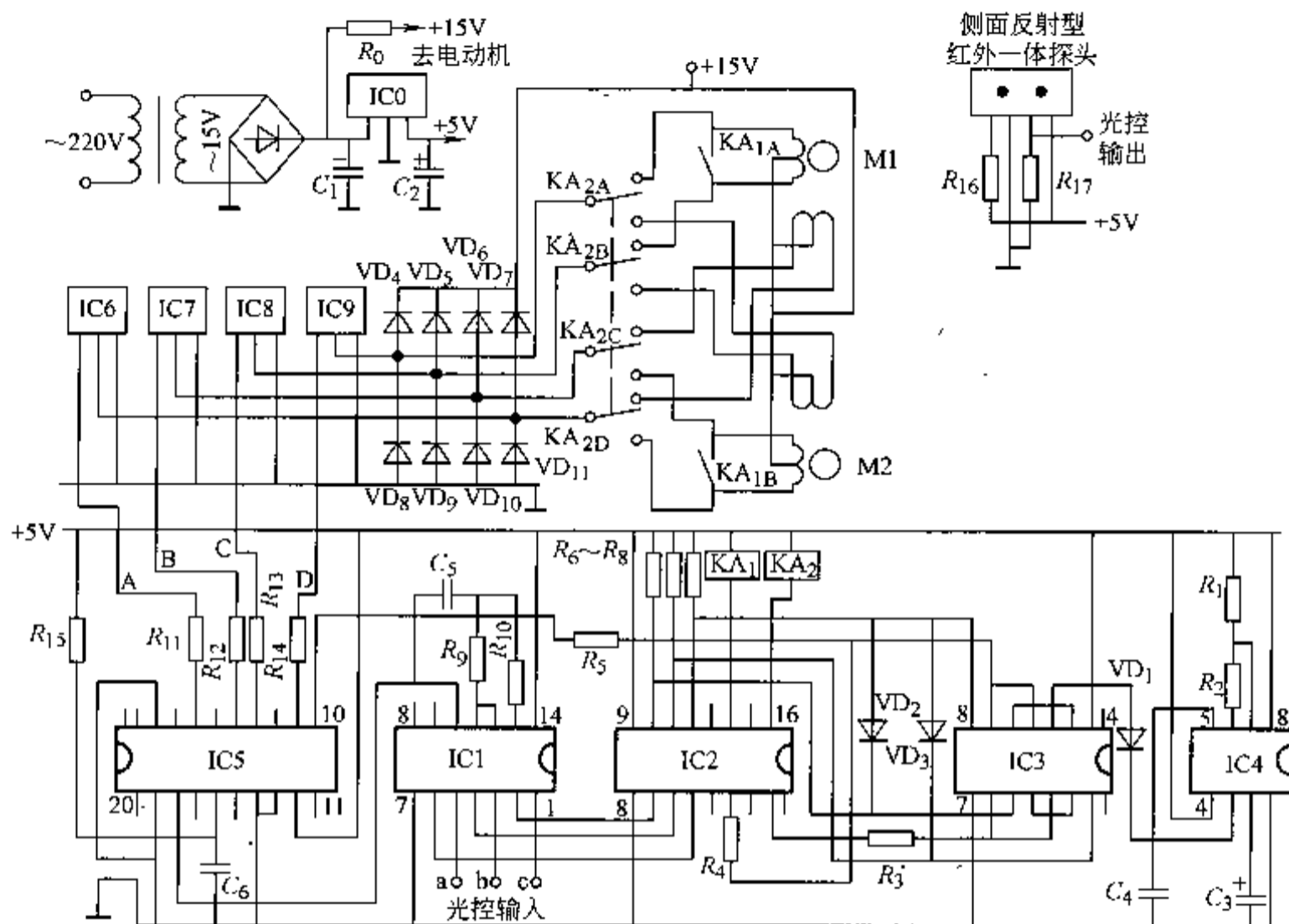


图 4-37 新型转动广告灯箱电路

$R_0$ — $5\Omega$   $R_1$ — $220k\Omega$   $R_2$ — $27k\Omega$   $R_3$ 、 $R_4$ 、 $R_9$ 、 $R_{10}$ — $10k\Omega$   $R_5$ 、 $R_{15}$ — $22k\Omega$   
 $R_6 \sim R_8$ — $1k\Omega$   $R_{11} \sim R_{14}$ — $1.5k\Omega$   $R_{16}$ — $220\Omega$   $R_{17}$ — $30k\Omega$   $C_1$ — $2200\mu F$   $C_2$ — $1000\mu F$   
 $C_3$ — $100\mu F$   $C_4$ 、 $C_5$ — $0.1\mu F$   $C_6$ — $3300\mu F$  IC0—7805 IC1—CD4069 IC2—ULN2003  
 IC3—CD4011 IC4—NE555 IC5—L297 IC6—IC9—TIP122

发器控制步进电动机的起动、停止；另一组由 IC3 的 1~6 脚两组与非门组成的 R-S 触发器完成画面的左右终点换向功能。

起动运转 IC4 的 3 脚因其 6 脚输入高电平而输出低电平时，IC3 的 12 脚通过 VD<sub>1</sub> 接 IC4 的 3 脚因而成为低电平，IC3 的 9、11 脚变为高电平。此高电平一路经电阻 R<sub>5</sub> 向 IC5 的 10 脚提供步进电动机运转信号；一路经 R<sub>4</sub> 和 IC2 的一组反相器提供继电器 KA<sub>1</sub> 的吸合电流。

步进电动机的停止和换向停止信号是由位置传感器得到的，另外两个为左右换向传感器。其功能是画面运转到左、右终点时通过继电器 KA<sub>2</sub> 动作，使转向由原来的方向改变成相反的方向，原来的主动电动机变成被动电动机，两只步进电动机共用一套驱动电源。

换向控制部分在接到左、右终点传感器的信号时，VD<sub>2</sub> 或 VD<sub>3</sub> 的负极出现低电平，IC3 的 9、11 脚也出现低电平，控制停止的 R-S 触发器翻转，IC3 的 3、6 脚改变电平的高低，经电阻 R<sub>3</sub> 控制 IC2 的 16 脚改变继电器 KA<sub>2</sub> 的吸或合，达到左、右终点换向的同时，步进电动机停止运转。

光控信号为应用反射型红外收发一体传感器获得信号，经过 IC1（CD4069 六反相器）的一组反相器整形，输至 IC2 反相器，得到一个符合 R-S 触发电路需要的开关电平。光控传感器装在画面的反面，画面基础材料为白色塑料纸，是良好的反光材料，红外发射管发出的红外光经反射，被装在一起的接收管接收，使其在输出端为高电平，在需要停止的区域用黑

色反光面,当画面移动色块至传感器位置时,红外光不被反射,从而使输出端从原来的高电平变为低电平,经两次反相,使 R-S 触发器翻转。

图 4-37 中 IC5 (L297) 为步进电动机专用控制集成电路,图中 A、B、C、D 为环形脉冲输出部分,AB 为一组,CD 为另一组,不可搞错。L297 主要引脚功能为:4、6、7、9 脚为环形脉冲输出,17 脚为正反转,18 脚为速度控制,电动机转速由此输入的脉冲频率控制。由 IC1 (CD4069) 的 10、11、12、13 脚的两级反相器组成简单的振荡器,振荡信号由 10 脚输出至 L297 的 18 脚。18 脚控制整步、半步运转,高电平时半步,低电平时整步。10 脚为脉冲输出开关,高电平时脉冲开(运转),低电平时脉冲关。20 脚为复位端。

输出部分 IC6 ~ IC9 为中功率达林顿管 TIP122,  $VD_5 \sim VD_{12}$  为续流二极管,可用普通二极管。在未通电和停止灯箱运转的时候,继电器  $KA_1$  因用常闭触点  $KA_{1A}$ 、 $KA_{1B}$ ,使步进电动机  $M_1$ 、 $M_2$  的绕组同时短接,其中一组因步进电动机内的磁性材料为钕铁硼,磁性极强,短接造成很大的阻尼而相当于制动装置。通过起动运转的高电平可控制  $KA_1$  在运转时吸合,停止运转时释放。

灯箱结构尺寸和其他机构可根据需要设计制作。线路部分只要安装无误,一般很少调试,适合爱好者自制。电源变压器功率 20W,输出部分的功率管和三端稳压器需加装散热器。

#### 4.4.13 应用 MS51C61 和晶闸管制作的彩灯控制电路

MS51C61 是典型的 CMOS 电路,采用片状黑膏封装,对外共 11 个引脚,各引脚功能为:1 (TRP) 手动控制端,2 ( $V_{DD}$ ) 电源正端,3 (REST) 复位端,4 (OSC) 外接振荡器定时电阻与电容公共连接端,5 (OSCC) 振荡器外接电容器连接端,6 (OSCR) 振荡器外接电阻端,7 ( $V_{SS}$ ) 电源负端,8 (L1) 控制输出端 1,9 (L2) 控制输出端 2,10 (L3) 控制输出端 3,11 (L4) 控制输出端 4。

MS51C61 的典型工作电压为 3V,最低 1.5V,最高可达 5V。振荡频率典型值为 4kHz。最大负载电流能力为 300 $\mu$ A。应用 MS51C61 和晶闸管制作的彩灯控制电路原理如图 4-38 所示。

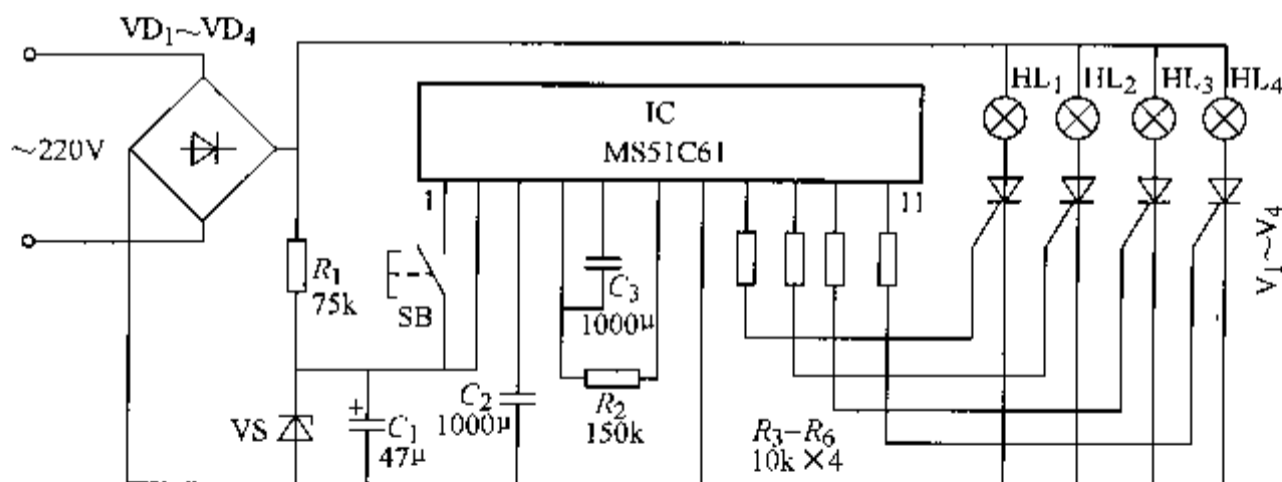


图 4-38 应用 MS51C61 和晶闸管实现的彩灯控制电路

$VD_1 \sim VD_4$ —1N4004 IC—MS51C61

#### 4.4.14 用 SE9518 制作的装饰彩灯控制电路

多功能程控闪光专用集成电路 SE9518 功能齐全,花样新颖,可广泛用于霓虹灯控制、

摩托车前头、尾箱装饰、门面灯光装饰、节日灯光装饰、舞厅酒吧间装饰、广告宣传等。

SE9518 为双列直插式 18 引脚封装，或软封装，内部电路设计使应用其控制的彩灯可实现 8 种基本花样，由花样控制端 K0、K1、K2、K3 编程控制，可有 27 种组合。SE9518 工作电压低，驱动能力强，适合于电力电子爱好者用其作为核心控制单元自己组装或批量生产彩灯控制器。图 4-39 给出了应用两只 SE9518 作为核心单元构成的装饰彩灯控制器电路原理图。

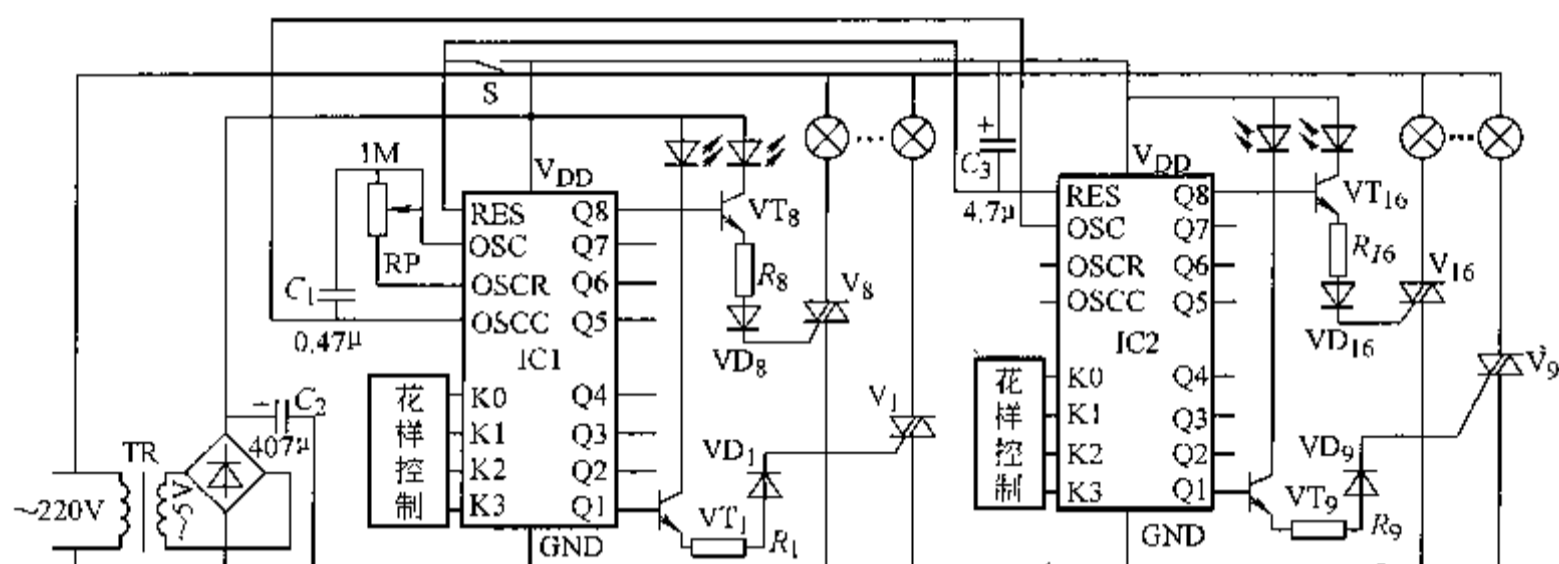


图 4-39 用 SE9518 制作的装饰彩灯控制器电路

VD<sub>1</sub> ~ VD<sub>16</sub>—1N4007 VT<sub>1</sub> ~ VT<sub>16</sub>—9013 V<sub>1</sub> ~ V<sub>16</sub>—MCR100 IC<sub>1</sub>、IC<sub>2</sub>—SE9518

对该电路简要说明如下：第一振荡电路产生的时钟从 IC<sub>1</sub>（SE9518）输出（4 脚）（OSCC 端）接到下一块 SE9518（IC<sub>2</sub>）振荡公用端（OSC 端）。所有电路的同步控制端要连在一起，通过开关 S 接于电源。刚启动时按一下该开关，让其动作一次，以达到控制电路中数个 SE9518 同步工作。单块使用时，此端可接地或悬空。多块电路使用时，各块电路的花样控制方式各自设定，从而组成一组不同的装饰花样图案。

#### 4.4.15 舞台频闪灯控制器电路

舞台频闪灯是一种在舞台、舞厅或者晚会上用于渲染强烈、明快艺术效果的辅助性装饰灯光。它能烘托表演气氛，使观众看到绝妙的动画式表演。图 4-40 为一种制作容易、成本低、效果好，适合中小舞厅及家庭舞会用的舞台频闪灯控制器电路原理图。该控制器电路由电源变换、脉冲发生和闪光触发 3 部分组成，其工作原理可简述如下：

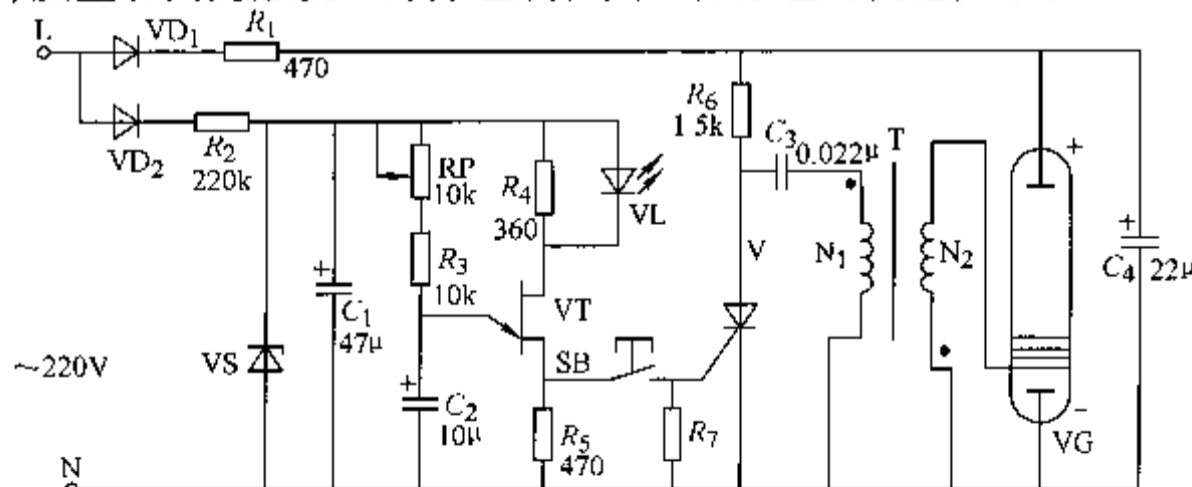


图 4-40 舞台频闪灯控制器

VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub>—1N4007 VS—2CW62 VT—BT31、V—BTL69D

接通电源, 220V 交流电一路经  $VD_1$  半波整流、 $R_1$  限流和  $C_4$  滤波后, 输出约 310V 直流电压, 供闪光电路用电; 另一路经  $VD_2$  半波整流、 $R_2$  限流、VS 稳压和  $C_1$  滤波后, 输出约 15V 直流电压, 供脉冲发生电路用电。单结晶体管 VT 和 RP、 $R_3 \sim R_5$ 、 $C_2$  组成了一个弛张振荡器, 在  $R_5$  两端产生一系列上正、下负的脉冲电压。

当按下按钮 SB 时,  $R_5$  两端输出的脉冲电压便会触发晶闸管 V 导通, 此时早就经  $R_6$  充上 310V 电压的  $C_3$  通过 V 向脉冲变压器 T 的一次绕组  $N_1$  放电, 在其二次绕组  $N_2$  上感应出近万伏瞬时高压, 直接激发闪光管 VG 内部氙气电离, 使 VG 导通,  $C_4$  通过 VG 快速放电, 将所储存的电能以极短暂的闪光形式释放出来。随着  $C_4$ 、 $C_3$  不断地充放电, V 不停地导通和截止, VG 便按一定的频率连续发出耀眼的蓝白色闪光来。电路中, VL 做闪光频率指示灯。 $C_2$ 、 $R_3$ 、RP 和 VS<sub>2</sub> 的分压比数值大小决定 VG 的闪光频率。调节 RP 可改变弛张振荡器的工作频率, 实现频闪灯管 VG 在一定范围内闪光频率的连续改变。

VG 是一极  $\phi 4\text{mm} \times 55\text{mm}$  的管状万次闪光管, 脉冲变压器 T 可用与闪光管配套的市售成品。连接时需注意  $N_1$ 、 $N_2$  绕组的同名端, 若不闪光, 可将  $N_1$  或  $N_2$  的两根引线对调一下再试。

#### 4.4.16 霓虹灯循环发光控制器电路

一种制作容易、工作稳定的霓虹灯循环发光控制器电路如图 4-41 所示。其控制程序为: 灯 1 亮→灯 2 亮→灯 3 亮→灯 4 亮→停留片刻全熄灭, 然后又开始从头重复工作。它非常适合控制 4 个文字构成的霓虹灯组, 如“××大厦”、“××宾馆”、“新华书店”、“欢度春节”等等。该控制器的电路是由电源变换、程序控制信号发生器和光电耦合交流无触点开关 3 部分组成的, 其工作原理可分析如下。

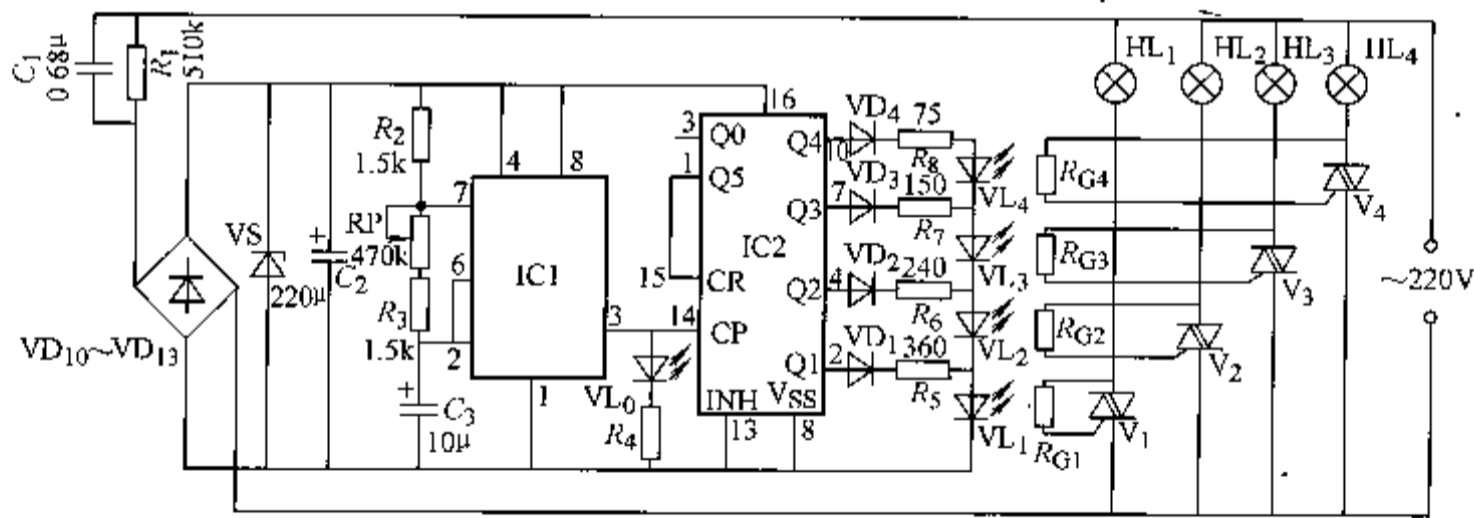


图 4-41 霓虹灯循环发光控制器

$VL_1 \sim VL_4$ —1N4148 VS—0.5W/12V  $VD_{10} \sim VD_{13}$ —1N4004  $V_1 \sim V_4$ —T0810 (8A/1000V)

IC1—NE555 IC2—CD4017  $HL_1 \sim HL_4$ — $<1\text{kW}$

接通电源, 220V 交流市电经电容  $C_1$  与  $R_1$  降压限流、 $VD_{10} \sim VD_{13}$  桥式整流、稳压管 VS 稳压和  $C_2$  滤波后, 输出 12V 直流电压, 向 IC1 (555)、IC2 (CD4017) 构成的程序控制信号发生器电路供电。IC1 与 RP、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $C_3$  组成超低频振荡器, 由 IC1 的 3 脚输出的时钟脉冲进入十进制计数器/脉冲分配器 IC2, 使其输出端 Q0 ~ Q5 (3、2、4、7、10、1 脚) 顺序输出高电平。当 Q0 输出高电平时,  $HL_1 \sim HL_4$  (代表霓虹灯组) 全部处于熄灭状态; 当 Q1 ~ Q4 顺序输出高电平时, 光耦合器  $VL_1 \sim VL_4$  中的光发二极管依次点亮, 所以对应的光

敏电阻  $R_{G1} \sim R_{G4}$  将顺序由高阻值变为低阻值, 使  $V_1 \sim V_4$  随之由阻断变为开通, 控制  $HL_1 \sim HL_4$  顺序点亮; 当 Q5 输出高电平时,  $V_1 \sim V_4$  因失去光电触发信号而在交流电过零时全部关断,  $HL_1 \sim HL_4$  同时熄灭, Q5 输出的正脉冲信号直接送入清零端 CR (10 脚), 使 IC2 自动清零。随后, 重复进行上述过程。

电路中, 每路灯顺序点亮时间及全熄停留的时间均相同, 可通过调节电位器 RP 在 0.5 ~ 6.5s 间连续选择。VL<sub>0</sub> 为该时间长短的显示灯。

VL<sub>1</sub> ~ VL<sub>4</sub> 与对应  $R_{G1} \sim R_{G4}$  在焊入线路板前, 应首先组装成 4 个光耦合器。可先用透明胶带纸将发光二极管与光敏电阻对顶卷好, 然后套上一段黑色塑料管, 两段用胶粘好即可。

#### 4.4.17 一款实用的灯光控制器电路

本控制器用于家庭居室能产生灵活多变的灯光效果, 再加上绚丽的灯光点缀, 更加丰富多彩。控制器有两组输出, 每组控制 4 路彩灯式串灯。每路灯有独立的开关, 可指定某一路灯常亮或按程序闪光。彩灯有 8 种闪光模式, 用轻触开关选择。LED 数码管显示序号, 闪光速度可调, 也用轻触开关选择, 共有 8 种速度。有声控方式, 即在有闪光的同时, 还受音乐声控制, 以加强节奏感。另有“静光”功能, 即在乐曲间隔或停顿, 灯光全熄, 该灯光控制器电路如图 4-42 所示。

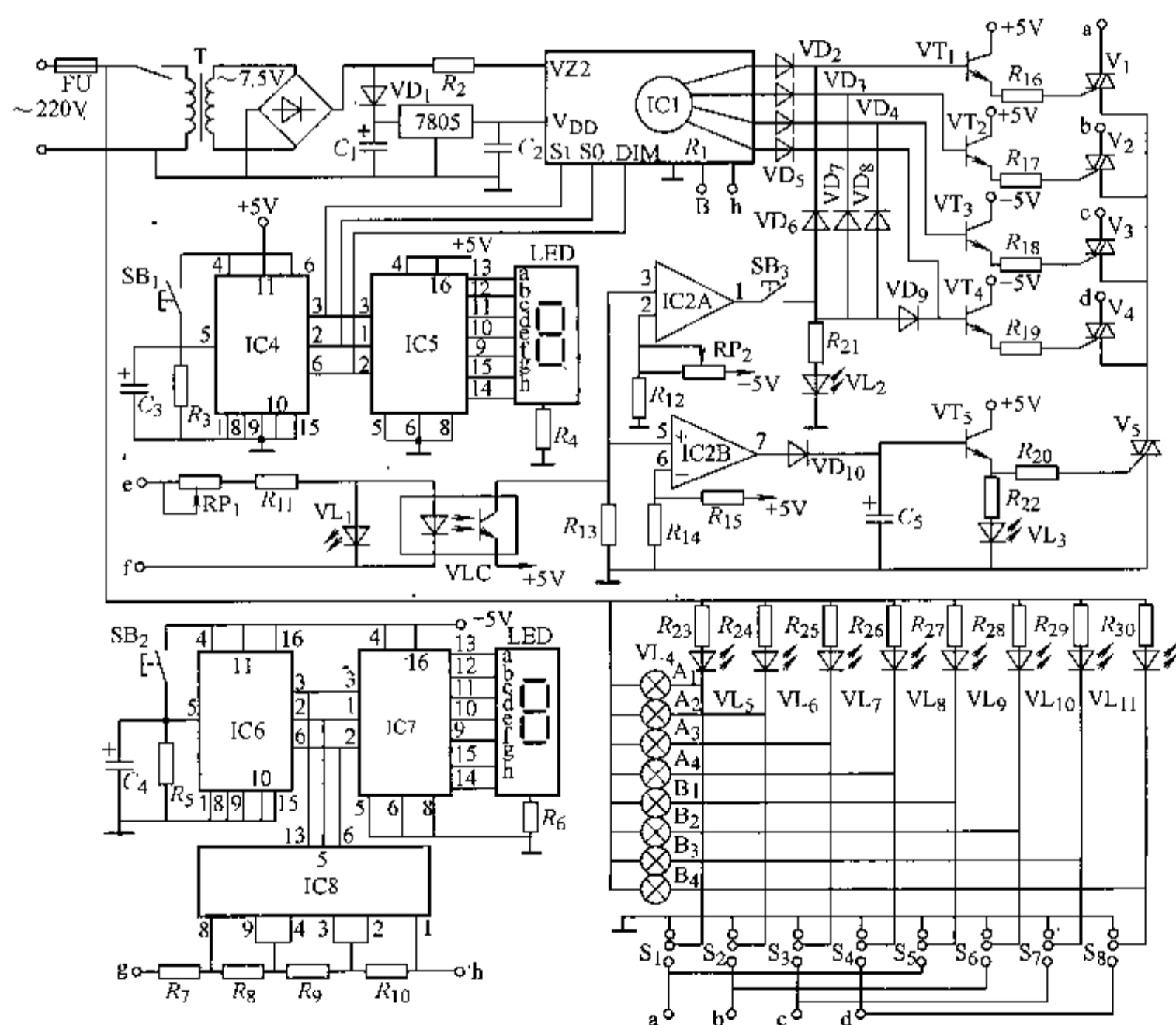


图 4-42 一款实用的灯光控制器电路

闪光电路 IC1 采用专用控制器集成电路 TWH9104, 通过对编码控制端 S1、S0 和 DIM 进行二进制编码产生 8 种调光模式, 通过改变  $R_1$  的阻值达到调速的目的。TWH9104 的输出通过  $VD_2 \sim VD_5$  隔离后由晶体管  $VT_1 \sim VT_4$  射极输出, 驱动晶闸管  $V_1 \sim V_4$  带动彩灯组。

调光模式可由 DIM、S0、S1 组合搭配出 7 种。其控制电路由 IC4 和 IC5 组成。IC4 是可预置数二进制计数器 CD40193。按下  $SB_1$  后, IC4 输出端 3、2、6 脚可由 000 ~ 111 循环计数, 输出分两路, 一路给 IC1 编程控制端, 一路加到 IC5 (BCD—锁存/7 段译码/驱动器 CD4511), 驱动 LED 数码管显示 0 ~ 7 号模式。

闪光速度调节电路由 IC6、IC7 组成计数、显示电路, 原理同上。IC8 是四双向模拟开关 CD4066, 它与 IC6 配合组成速度调节电路。IC8 的 3 个模拟开关分别并在 3 个串联的电阻上, 电阻值按二进制位权关系选择, 按  $SB_2$  可取得 8 种不同的电阻值并送到 IC1 的 g、h 两端, 这样就可以实现 8 种闪光速度的控制。

静光及其控制电路: 声音信号由 e、f 端引入,  $RP_1$  控制输入电平,  $VL_1$  做输入信号指示, VLC (4N25) 用作隔离, 其输出送到 IC2A 和 IC2B, IC2A、IC2B 是两个不同的比较器, 应用一片 LM358 便可实现, 平时这两个比较器输出端均为低电平。IC2B 输入门限在其自身工作电压的  $1/9U_{cc}$  左右, 当有声音信号时, 因 IC2B 反输入门限很低, 其同相输入电压高于门限值, IC2B 立即输出高电平, 经  $VD_{10}$  和  $C_5$  使电压平滑后, 由射极输出器  $VT_5$  触发  $V_5$  导通, 使  $V_1 \sim V_4$  阴极接地, 提供闪光条件, 当无声音信号时, 或乐曲间歇时,  $V_5$  截止, 使  $V_1 \sim V_4$  阴极与地之间为高阻状态, 这样就达到静光的目的。IC2A 输入门限电压可调, 用作声控, 一般调在较高电压点, 当声控开关  $SB_3$  闭合时, 输入声音信号中的强音超过 IC2A 的门限电压, IC2A 瞬间输出高电平, 经  $VD_6 \sim VD_9$  加到  $VT_1 \sim VT_4$  的基极使晶体管  $VT_1 \sim VT_4$  导通, 从而触发  $V_1 \sim V_4$  导通。 $VL_2$  作为声控电平指示。

输出控制与指示电路:  $V_1 \sim V_4$  的输出加到 8 只单刀双掷开关组成的两组控制回路上, A 组与 B 组并联, 每组控制 4 路灯, 如黄、红、蓝、绿, 每路灯对应一只开关, 这样就可以指定任意一路闪动或常亮, 具有很大灵活性。每路灯有相应的发光管作状态显示。

声音控制信号可由功放输出端或音箱输入端引入, 调节  $RP_1$  使  $VL_3$  在有声音时亮而无声音时灭。将声控开关  $SB_3$  闭合, 调  $RP_2$  使  $VL_2$  在强音时亮即可。按动  $SB_1$  选择 8 种调光模式, 按动  $SB_2$  选择 8 种闪光速度。

#### 4.4.18 一种新型的霓虹灯电源电路

近年来, 对于新型高效节能霓虹灯电源的研究引起了人们极大的兴趣, 主要原因是电子材料与器件的迅速发展及广阔的应用前景。

传统的霓虹灯电源主要采用传统的工频漏磁变压器, 工作频率为 50Hz, 通过变压器匝比升压, 效率低; 应用电力电子变流技术制作的霓虹灯电源, 采用双管推挽变压器回授自激高频振荡电路, 升压变压器采用铁氧体磁芯, 升压的高低是通过变压器线包绕制的匝比来实现的高频霓虹灯电源正处于研究与试用阶段。湖北大学研究了一种利用压电陶瓷变压器作为升压变压器, 以 PWM 开关 IC 作控制电路, 选用 VMOS 功率场效应管为开关器件构成的高频高压霓虹灯电源。其电路结构主要由 4 部分组成, 其工作原理可按单元分析如下:

##### 1. 基本原理

(1) 压电陶瓷变压器 由铁电材料 (铅-钛酸铅) 经高温烧结, 高压极化等系列工艺制

成。基于正逆压电效应，在机-电能量二次转换过程中，通过体内阻抗变换升压。当压电变压器输入端（驱动部分）加入一定频率的交变电压，由于逆压电效应，使压电变压器产生沿长度方向上的伸缩振动，输入端的电能转换为机械能。在发电部分，由于存在纵向振动，通过正压电效应，机械能转换为电能，因此输出端有高电压输出。压电变压器升压比可用下式表示：

$$G_{\infty} = U_2/U_1 = (4/\pi^2) Q_m K_{31} K_{33} (L/t) \quad (4-4)$$

式中， $G_{\infty}$  为空载升压比； $Q_m$  为材料的机械品质因数； $K_{31}$ 、 $K_{33}$  为材料的机电耦合系数； $L$ 、 $t$  分别为发电、驱动部分的长度和厚度。本电源使用的 WTB-2 型（尺寸为 70mm × 18mm × 3mm）压电变压器升压比为 300 左右，由于压电陶瓷变压器的选频和滤波特性，在其谐振频率范围内具有高升压比，偏离谐振频率，升压比迅速下降，因此，以其谐振频率附近的脉冲信号驱动时，变压器只对信号频谱中的基波分量产生正弦波高电压输出。

## 2. 实际电路

新型霓虹灯电源的实际电路原理如图 4-43 所示，图中 TB 为压电陶瓷变压器； $L_1$ 、 $C_4$ 、 $C_5$ 、 $C_6$ 、 $C_7$  组成电网滤波器，既能抑制电源内部产生的干扰影响电网，又能抑制电网对电源的干扰； $VD_2 \sim VD_5$ 、 $C_8$  是整流滤波环节，输出 300V 左右直流电压，作功率放大电路的电源，降压变压器  $T_2$  二次侧的交流电压经  $VD_6 \sim VD_9$  整流、电容  $C_9$  滤波后，输出 12V 直流电压，作控制电路的电源。

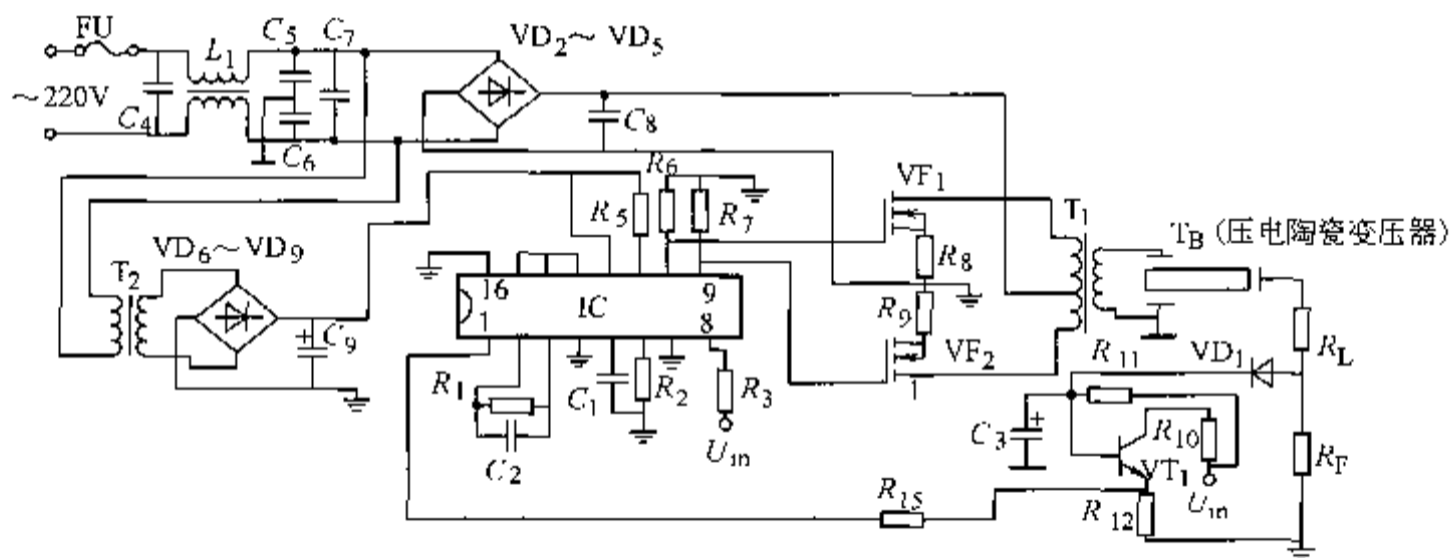


图 4-43 新型霓虹灯电源的实际电路

IC 选用 TL494，将 TL494 内末级两只输出场效应管  $VF_1$ 、 $VF_2$  接成推挽工作方式，振荡频率主要由接于该 IC 的外接元件  $C_1$ 、 $R_2$  决定，压电陶瓷变压器的谐振频率范围为 45 ~ 46kHz，所以选用 VMOS 管  $VF_1$  与  $VF_2$  作为电路中的功率元件，因为它具有驱动功率小、输出功率大、开关效率高的特点。 $T_1$  为高频开关耦合变压器，其一次绕组中心抽头与电源相连，二次绕组接压电变压器输入端，其主要作用是实现驱动电路与压电陶瓷变压器输入等效阻抗的最佳耦合，保证压电陶瓷变压器工作状态的最佳升压比。由于压电陶瓷变压器的独特性，其谐振频率随温度的稳定性较差，影响输出电压的稳定性。设置反馈电路，当输入电压、环境湿度、负载阻抗、激励电压频率发生变化时，输出电压、电流随之而变，变化的结果集中在输出电压或电流的变化量上，该输出电压或电流的变化通过取样电阻  $R_F$  取样到 TL494 的反馈端，通过 TL494 将其转换为输出脉冲宽度与取样电压朝相反方向变化的驱动功率，从而达到自动控制稳定输出的目的。

压电陶瓷变压器霓虹灯电源效率高、性能稳定、输出正弦波形、结构新颖、体积小、重量轻,这种采用 PWM 开关 IC 作为控制电路、VMOS 管进行功率放大、升压变压器采用(锆—钛酸铅)压电陶瓷变压器构成的霓虹灯电源很有创新性,至今国内外还未见有批量成熟的产品。

### 参 考 文 献

- [1] 张庆双,等.实用电子电路[M].北京:机械工业出版社,2003.
- [2] 王文郁,石玉.电力电子技术应用电路[M].北京:机械工业出版社,2001.
- [3] 杨振江,雷光纯.新颖实用电子设计制作[M].北京:西安电子科技大学出版社,2000.
- [4] 鲜善洪.金属卤化物灯(MHL)电子镇流器的推广[J].电子制作,2004(9).
- [5] 谢菊芳,紫荔英,周桃生,等.一种新型霓虹灯电源研究[J].电子学报,1998(8).

## 第5章 环境保护中的电力电子变流装置

### 5.1 概述

20 世纪,人类社会经历了各种挑战,取得了巨大的物质成就,建立了广泛的物质文明,然而,由于缺乏统筹兼顾和可持续发展的观念,这些文明与物质成就取得的同时,伴随着这些文明的副产品,便是人类也使自己面临空前的危机,人口膨胀、资源耗竭、环境恶化、粮食短缺等问题,对人类的生存和发展构成了严重的威胁。就我国而言,在经济飞速发展的同时,环境恶化趋势也在不断加剧,城市环境质量下降、江河水质变坏、水土流失加剧、资源利用不当等等,这一切给中华大地的锦绣河山蒙上一层深重的阴影。

大气污染、环境污染严重且已逐渐由城市向农村蔓延。目前煤炭仍是我国的主要能源,燃烧产生大量粉尘、二氧化碳、二氧化硫等污染物。近年来,被称为“空中死神”的酸雨不断蔓延,对工农业生产造成巨大经济损失。环境恶化破坏了人类赖以生存和发展的环境,损害了人的健康,威胁到了人的生活。

环境主要指自然环境,是社会发展和人类生存的基础。一旦自然环境发生变异,如果超过一定的程度,就可能引发自然灾害和事故,使人类生命财产受到损失,影响社会的发展。改善生态环境,保护资源环境,优化人类环境,保障生存环境,是减少人类不安全因素的基础。

随着科学技术的发展和科学研究的深入,人们正确认识了人类活动与环境的关系、环境变化的后果以及这种变化对人类本身的影响,从而才把“保护环境”提上了议事日程。

电力电子技术是环境保护的一门支撑技术,该技术的进步一方面为污染防治、生态保护提供了必要的实用技术,其大量的应用本身就节约了资源和能源,减少了对环境的影响。10 多年来,在污染较严重的轻工、纺织、化工、电力、建材、冶金等行业的污染治理,重金属和高浓度有机废水、城市生活污水等水污染防治,消除烟尘、脱硫、控制汽车尾气,工业废物处理处置、综合利用等多方面,由于电力电子技术的应用,我国已开发了一大批适合国情的环保技术及装备,在我国工业污染防治和环境保护等方面发挥了独有的效果。本章列举数个典型的应用实例,以说明电力电子技术在环境保护中的巨大作用。

### 5.2 粉尘治理

#### 5.2.1 一种新型静电除尘器及其控制系统

静电除尘器利用高压直流产生高强度电场,通过固定在电场中结构架上的带有多数尖端电极向本体放电,使空气电离,电离的正负离子依附在烟尘微粒上,即可使烟尘微粒荷电而进行定向运动。在静电场作用下,烟尘被吸附到集尘板上,达到除尘效果。果用粉尘微粒传感器可测得烟尘的成分和浓度,由单片机进行处理,并自动调节除尘器输出电压的大小,提

高除尘效率,并可实现除尘器的自我保护功能。本除尘器也可采用手动方式工作。

### 1. 除尘器的工作原理及其实现

该静电除尘器由两大部分组成,分别是电场发生装置和自动控制单元。根据静电除尘器除尘的机理,除尘器的电极用高压直流电源供电。经实验可知,静电除尘效率随电极电压的上升而提高,但过高的电压会产生闪络或电弧,以及产生臭氧等对人体有害的物质,所以也应避免过高电压。理论分析和实验验证表明,随着烟尘成分和浓度的不同,对应存在一个最佳的电压,在此电压下除尘器有高的除尘效率,而且此时除尘器也不会产生火花放电等现象。这就要求除尘用电力电子变流装置是一个输出可以调节的直流电源发生装置,本电源系统中采用了交流斩波调压,经升压变压器后再整流的直流电源电路。

为了实现静电除尘器的自动控制和保护功能,这种新型静电除尘器采用以单片机为核心部件的自动控制单元。首先采用粉尘传感器测试烟尘微粒浓度,经过信号处理后,输入单片机;单片机根据微粒浓度的大小,自动控制输出电压值;当发生闪络或电弧时,单片机自动切断输出电压;并且单片机可实时显示烟尘成分及其浓度值以及目前输出电压的大小,使用户实时了解除尘器的工作状况。此外,为使用方便,这种除尘器还设计了手动控制方式,供用户选择手动还是自动运行。

(1) 直流电压电路 电场除尘器电源电路采用交流斩波调压经升压变压器后再整流的方法获得高压直流;高压直流电压发生电路原理图如图 5-1 所示。

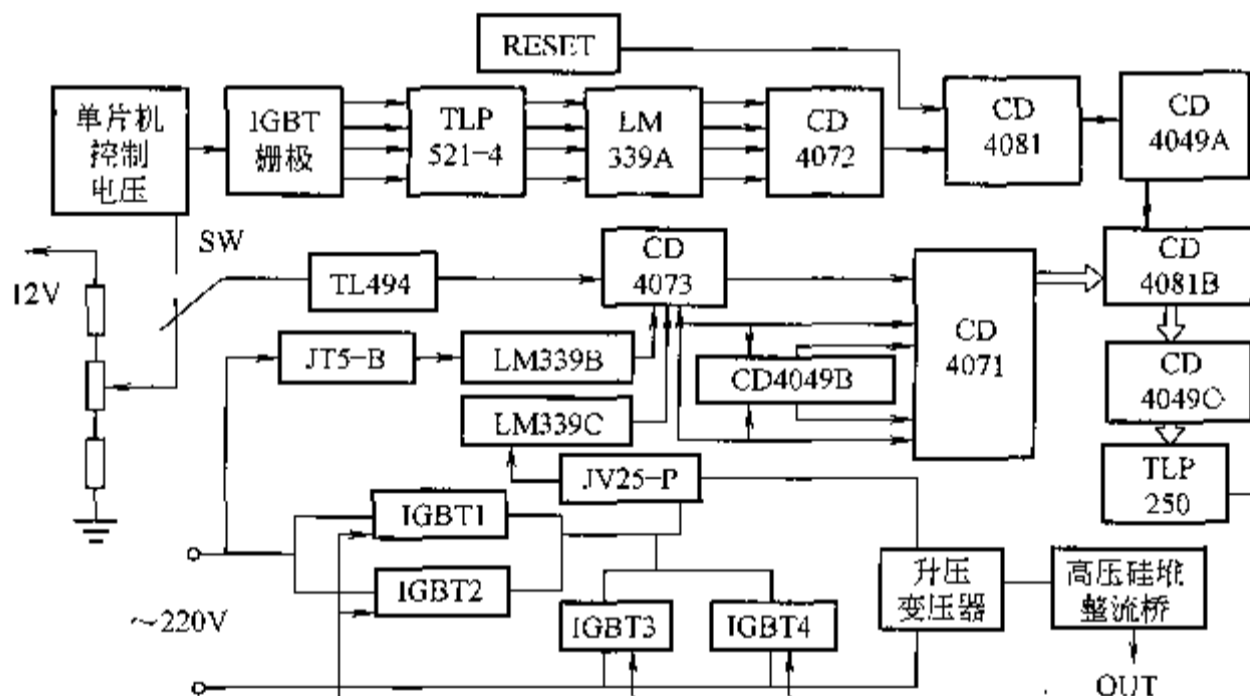


图 5-1 高压直流电压发生电路

由图 5-1 可见,直流高压发生电路先采用交流斩波调压,再由升压变压器升压,高压硅堆整流桥整流后得到高压直流电压。该电路由 3 大部分组成,分别是上电检测回路、IGBT 控制时序产生及保护回路和交流斩波调压与升压整流主回路。

因为主电路电压均为高电压、大电流,而控制单元为弱电电路,所以,为提高系统抗干扰性能,在本电路的主电路与控制电路之间采用光耦合器进行隔离,因而 IGBT 栅极上电检测回路由光电耦合器芯片 TLP521-4、电压比较器 LM339、逻辑或门电路 CD4072 及逻辑与门电路 CD4081 组成;TLP521-4 使控制驱动电路与主电路隔离;RESET 信号为主回路状态检测信号,当主回路没有上电时,RESET 信号保持高电平,主回路上电后,RESET 信号变为低电平;主回路中控制斩波开关和续流开关的 4 路栅极电平信号经 TLP521-4 光耦合器隔离后,

通过电压比较器 LM339A 与给定电平信号比较, 只要有一路栅极电平为高电平, 则 LM339A 输出为高电平; 当 IGBT 栅极为高电平并且主回路未上电时, LM339A 输出和 RESET 均为高电平, 逻辑与门 CD4081 输出高电平, 经过反相器 CD4049A 后, 屏蔽掉控制时序输出, 则斩波用开关和续流用开关管不会开通, 从而不会造成短路等故障。

IGBT 控制时序产生及保护回路由自动手动转换开关 SW、PWM 脉宽调制芯片 TL494、霍尔电压传感器 JV25-P、霍尔电流传感器 JT5-B、电压比较器 LM339B 和 LM339C、可输入逻辑与门 CD4073、两输入逻辑或门 CD4071 和反向器 CD4049 以及逻辑与门 CD4081、IGBT 驱动芯片 TLP250 组成。其中开关 SW 可选定是自动控制运行还是手动运行; TL494 为 PWM 方波发生器, 可改变斩波频率和斩波信号占空比, 由此改变输出直流电压的大小; 霍尔电压传感器 JV25-P 和霍尔电流传感器 JT5-B 分别检测输入电压的相位和输出电流的相位, 经过 LM339B 和 LM339C 后将相位信号转换为频率为 50Hz 的方波, 经过逻辑门芯片 CD4071、CD4073 及 CD4049B 的逻辑运算, 将斩波开关和续流开关的栅极控制时序通过 IGBT 驱动芯片 TLP250 送达 IGBT 栅极; 其中 CD4081B 输入侧还接有 IGBT 栅极上电检测电路的输出, 当栅极上电检测异常时, 屏蔽输出, 避免故障的发生; TLP250 本身带有光电隔离功能, 反相器 CD4049C 可供 TLP250 内部集成的发光二极管足够的驱动电流, 使其可靠导通或关断, 实现信号的正确传递。

电压变换主回路由斩波开关 IGBT1、IGBT2 和续流开关 IGBT3、IGBT4, 升压变压器和高压硅堆构成的整流桥组成; 若  $U_i$  代表输入电压信号,  $I_o$  代表输出电流信号,  $U_{G1}$ ,  $U_{G2}$ ,  $U_{G3}$ ,  $U_{G4}$  分别代表主电路中对 IGBT1 ~ IGBT4 的栅极控制信号,  $U_T$  代表 TL494 输出的 PWM 信号, 则可以得到主回路输入电压  $U_i$  与输出电流  $I_o$  和 IGBT 栅极控制时序逻辑关系如下:

$$\begin{aligned} U_{G1} &= U_i \cdot I_o \cdot U_T + \bar{U}_i \\ U_{G2} &= \bar{U}_i \cdot I_o \cdot U_T + U_i \\ U_{G3} &= \bar{U}_i \cdot I_o \cdot \bar{U}_T + U_i \\ U_{G4} &= U_i \cdot I_o \cdot \bar{U}_T + \bar{U}_i \end{aligned} \quad (5-1)$$

(2) 单片机自动控制单元 单片机自动控制单元的功能是采集烟尘信号, 经信号处理后交由单片机分析, 由单片机根据烟尘状况调节输出主回路电压的大小, 并显示目前烟尘成分和浓度情况。自动控制单元电路构成原理框图如图 5-2 所示。

由图 5-2 可看出, Sensor1, Sensor2 分别为烟尘成分检测传感器, LM124 为运算放大器,

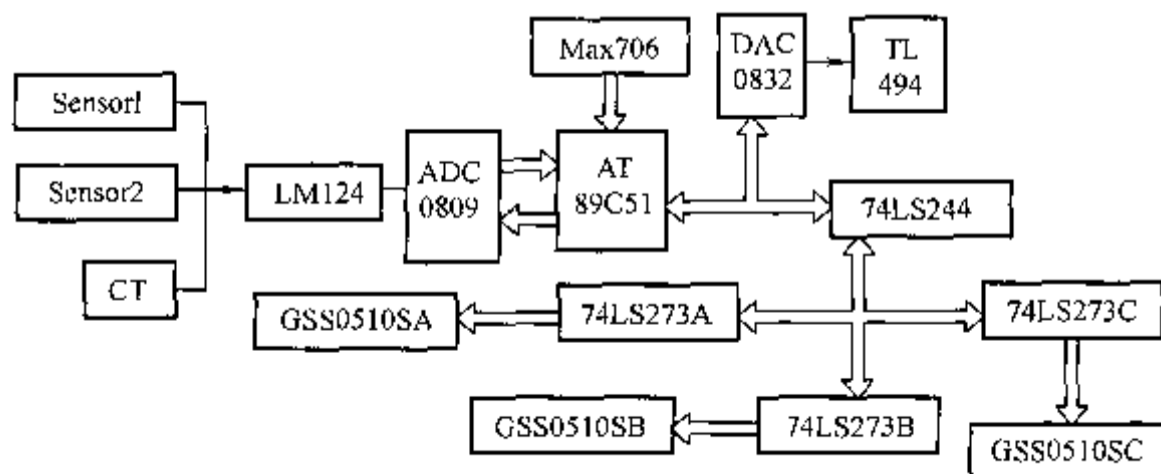


图 5-2 自动控制单元框图

由于从传感器出来的信号较弱,所以必须经运算放大器 LM124 将传感器输出的信号放大后变为 TTL 电平,才能由模/数变换器 ADC0809 进行模/数变换,得出对应检测值的 8 位二进制量,送交单片机分析处理;单片机根据烟尘状况,通过 DAC0832 数/模变换器将控制电平送达 TL494,控制 TL494 输出的 PWM 波占空比,进而控制输出直流电压的大小,达到对输出直流电压的智能控制;同时,单片机还可控制总线驱动器 74LS244 和锁存器 74LS273 通过共阴极数码管 GSS0510S 显示烟尘成分和浓度情况;CT 为电流互感器,可检测故障电流,给出故障报警信号。

## 2. 软件编程

理论分析和实验表明,在给定的烟尘状态下,存在一个合理的电压值,在此电压下,除尘效率高而且不会发生闪络等放电现象,且此电压随烟尘的变化有一定的波动。故软件应当根据目前的烟尘情况,通过查表的方法,计算出当前应当输出的直流电压值,并通过 DAC0832 控制此电压的大小;同时,还需显示此时烟尘成分和浓度状况;当发生故障时,输出电流急剧增加;借助电流互感器 CT 检测出的故障情况,单片机还应屏蔽输出电压减少损失。

## 3. 几点值得注意的问题

1) 主电路和控制单元的隔离。因为主电路为高电压、大电流的强电回路,而控制单元为弱电电路,所以它们之间必须采取光电隔离措施,以提高系统抗干扰措施;可采用 TLP521-4 光电隔离芯片和带光电隔离的 IGBT 驱动芯片 TLP250。

2) 对主电路,应当对斩波芯片采取散热措施,提高电路工作可靠性;可加装散热片和加装小型风扇。

3) 为降低斩波电路中输出电压纹波,必须采取输出滤波措施,可采取电感和电容构成的 LC 滤波。

4) 必须针对不同烟尘成分和浓度做大量实验,找到此时对应的合理输出电压值,以提高除尘效果。

## 5.2.2 直接耦合式脉冲静电除尘电源

脉冲供电技术是静电除尘中一种先进的供电方式,具有可抑制反电晕、降低能耗、提高电场工作电压及除尘效率、减小体积、降低钢材消耗量和造价等优点。对于高比电阻粉尘和超细粉尘,脉冲静电除尘技术具有更重要的意义。采用微秒级和纳秒级的脉冲供电技术,可以与一些脱硫技术结合,进一步提高脱硫效率,是实现脱硫除尘一体化的有效途径。

目前,国内外应用较多的是能量回收型的脉冲静电除尘电源,采用多个串联的晶闸管作为脉冲形成开关,也有的使用自击穿火花开关和液体火花开关。采用多个晶闸管串联作为开关元件,同步触发与均压是两大难题,若这两个难题解决不好,将导致晶闸管可靠性降低、易损坏。另外还应看到,即使采用多个晶闸管串联,也达不到直接产生静电除尘所需脉冲电压的要求。自放电的吹气火花开关,工作电压幅值、重复率不稳定。液体火花开关存在液体介质碳化的问题。综上所述,开关元件是脉冲静电除尘装置的关键部件,是阻碍静电除尘脉冲供电技术推广应用的主要因素。这里介绍一种将旋转吹气的场畸变火花隙开关用于静电除尘脉冲电源中,且采用恒流充电方式对脉冲静电除尘装置的充电系统进行了改进。

### 1. 脉冲静电除尘电源工作方式及工作原理

用于静电除尘的高压脉冲电源电路形式有许多种。清华大学开发的高压脉冲静电除尘电源采用开关串接式不带基压电路的高压脉冲工作方式，其原理电路如图 5-3 所示。采用火花开关技术，直接耦合产生高压。与以多个串联晶闸管作为开关的脉冲电源相比，可以形成宽度较小的波形，且省去了脉冲变压器，设备成本低、可靠性高、寿命长。为了进一步提高电源运行的稳定性，对工作电压幅值和工作频率进行控制，降低噪声，使用了封闭循环转吹气的场畸变火花开关。

为了充分利用充电设备的容量，提高工作频率，降低充电系统的能耗，提高充电效率，图 5-3 将常规的恒压充电方式改进为恒流充电方式；充电由输入电压经调压器  $T_1$  升压，再经  $L_1$ 、 $L_2$  和  $C_1$  构成的 T 型恒流变换器，由高压变压器  $T_2$  升压， $VD_1$ 、 $VD_2$ 、 $VD_3$  和  $VD_4$  桥式整流向储能电容  $C_2$  充电。脉冲形成电路由储能电容  $C_2$ 、吹气的场畸变火花开关 S. G 和除尘器 ESP 组成。

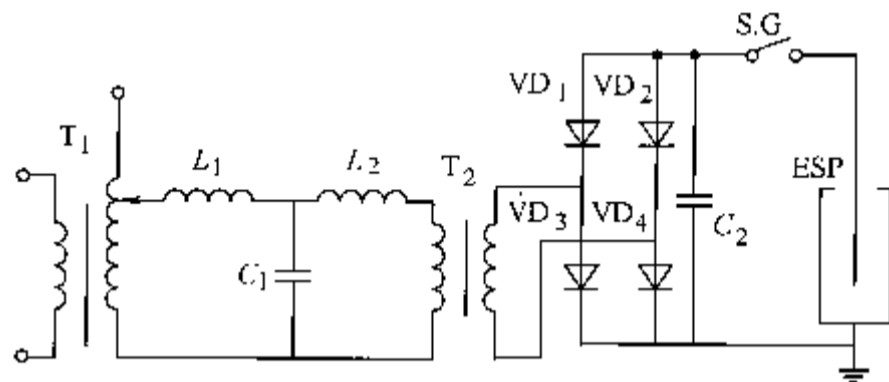


图 5-3 高压脉冲电源电路图

## 2. 封闭式旋转吹气的场畸变火花开关

用于图 5-3 中高压脉冲电源的开关需要在高重复率下运行，并且耐受电压高、通流能力强、寿命长、价格便宜、运行稳定可靠。开关是高压脉冲电源的关键，选择和研制合适的重复率脉冲功率开关是研制高压脉冲电源的重点，亦是难点。

(1) 开关的选型 目前，用于高重复率脉冲功率技术的开关主要有：吹气的高气压火花隙开关、膜火花开关、真空开关、液体火花开关、磁开关、光电半导体开关等。触发方式有多种形式，如场畸变、电子束注入、沿面放电、激光触发等。根据静电除尘用脉冲电源的要求和目前的技术水平，并考虑到制造成本，装置的简便性、可靠性以及安全性，选择使用空气介质的火花隙开关。

对空气火花隙开关，虽然在标准大气压下极限频率可达 100Hz，满足了静电除尘脉冲电源的重复率要求。但是为了防止在长期工作条件下，余热的不断积累，导致绝缘强度降低，以致出现开关误动作，一般情况下重复率火花开关都需要吹气。吹气方式有两种，一种是直线型，另一种是旋转型。直线型中，气体经由入气口到出气口具有最短距离。旋转型中，气吹速度有一个轴向分量，这样气吹气体能经过整个电极的各个部分，并且在相同气流量情况下，流过电极间隙的气流速度要比前者快，冷却、消电离效果更佳，故选择切向吹气旋转型方式。

敞开式的高气压火花开关工作时，会发出很强的放电噪声，对工作环境不利。采用封闭式吹气循环系统，可以大大降低火花放电的噪声。

(2) 开关的电极结构 所选场畸变三电极火花间隙结构示意图如图 5-4 所示。在未触发之前，主电极间的电场分布比较均匀，触发极处于主电极之间的某一等位面上，这样保证了

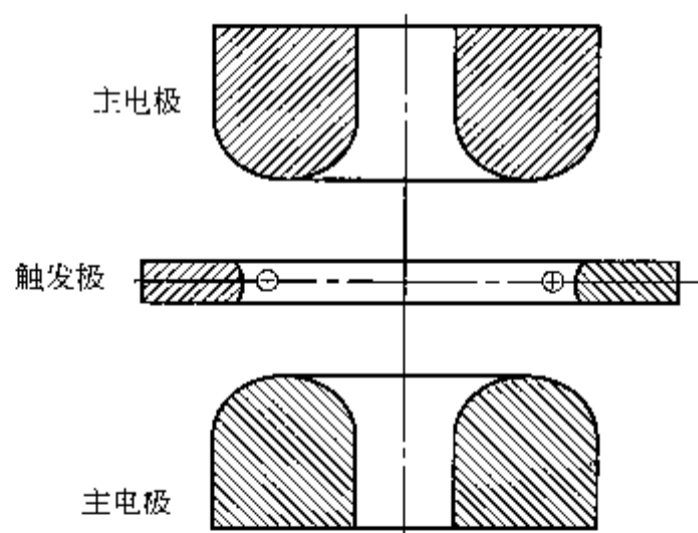


图 5-4 旋转吹气型场畸变开关结构示意图

主电极之间的电场分布不因触发极的存在而改变。触发时, 电场强烈畸变, 导致间隙击穿。

(3) 开关的触发系统 开关的触发系统采用脉冲变压器型触发电路, 所用的触发电路如图 5-5 所示。其工作原理为: 当电容  $C$  充好电后, 触发脉冲  $S$  使晶闸管  $V$  导通, 电容通过脉冲变压器  $T_3$  的一次侧和晶闸管放电, 在脉冲变压器的一次侧产生振荡型的脉冲电压。通过脉冲变压器, 该电压被放大, 形成高压触发脉冲。由于晶闸管关断时间较长, 电路中波形总要经过几个周期的振荡。晶闸管关断后, 一次侧的剩余能量通过泄放回路释放。电容又被重新充电, 等待下一次触发的到来。由于吹气型场畸变开关是工作在重复的状态下, 故所用的触发系统亦需能在重复率下工作。

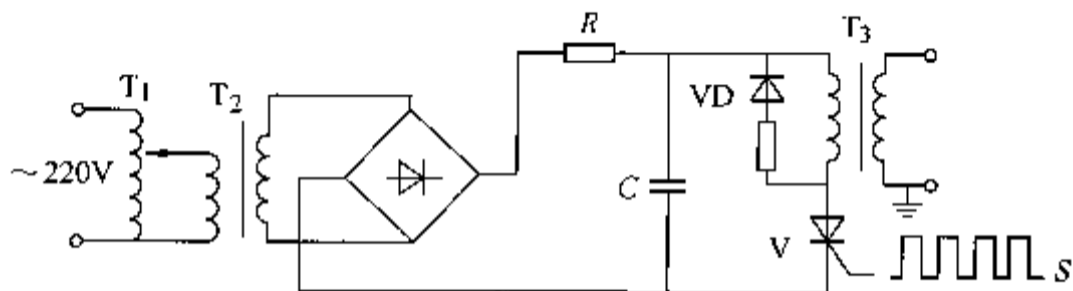


图 5-5 脉冲变压器型触发电路原理图

### 3. 恒流充电系统

图 5-3 所示的单相 T 型  $LC$  变换器中,  $L_1$ 、 $L_2$  为两个相同的电抗器,  $L_1 = L_2$ , 二者之间互感为  $M$ 。电抗器的磁路中具有非磁性间隙, 以保证其工作在线性状态, 两绕组的电阻也大致相同  $R_1 = R_2$ , 该 T 型电路简化的等效电路如图 5-6 所示。

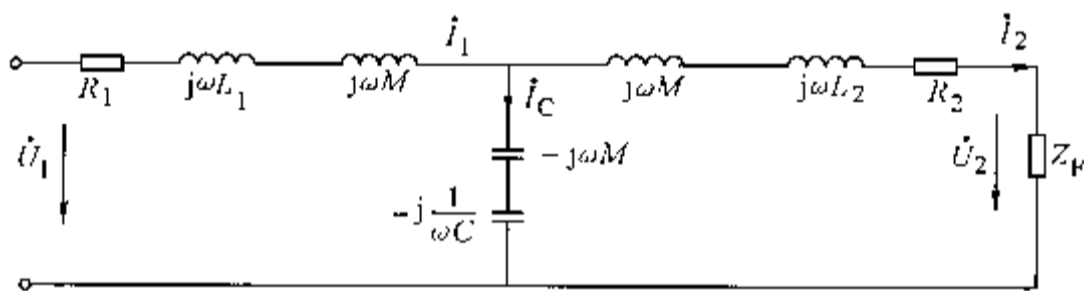


图 5-6 单相 T 型  $LC$  变换器等效电路图

若用电抗器间的耦合系数  $K_c$  来表示互感  $M$  的大小, 电抗器的品质因数

$$Q = \omega L / R \quad (5-2)$$

根据图 5-6, 当电路的工作条件为  $L_1$  与  $C$  谐振时, 即

$$\omega^2 LC = 1 \quad (5-3)$$

可求出单相 T 型  $LC$  变换器输出端及输入端的电流。当品质因数  $Q \gg 1$  时, 有

$$2RQ(K_c + 1) \gg R \quad (5-4)$$

在理想情况下 ( $R \rightarrow 0$ ,  $Q \rightarrow \infty$ ,  $K_c \rightarrow 1$ ), 单相 T 型  $LC$  变换器输出端的电流,  $I_2$  与负载阻抗无关, 而只与电源电压  $U_1$  成正比, 达到理想恒流。可初步确定 T 型  $LC$  变换器的必要参数, 实验中选取  $C = 298.2 \mu\text{F}$ ,  $L = 34.2 \text{mH}$ 。

### 4. 模拟放电实验

将吹气型场畸变火花开关的间隙距离调节到 20mm, 用静电电压表测量单次运行时的自击穿电压, 约为 58.7kV。将触发系统产生的高压触发脉冲幅值调节到 50kV, 可以测得开关最低触发放电电压约为 27kV。因此开关在间隙距离为 20mm 时, 其电压工作范围为 54%。

脉冲电源的模拟放电实验电路如图 5-7 所示。储能电容的电容量为  $0.077\mu\text{F}$ ，选取水阻作为放电回路的放电电阻，其阻值约为  $120\text{k}\Omega$ 。当对开关进行吹气时，开关在  $10\text{Hz}$ 、 $25\text{Hz}$ 、 $40\text{Hz}$  重复频率下工作稳定，测量脉冲电流的 Rogowski 线圈的灵敏度为  $920\text{kA/V}$ 。不对开关进行吹气，通过听放电声音，很容易判断出开关工作不稳定。

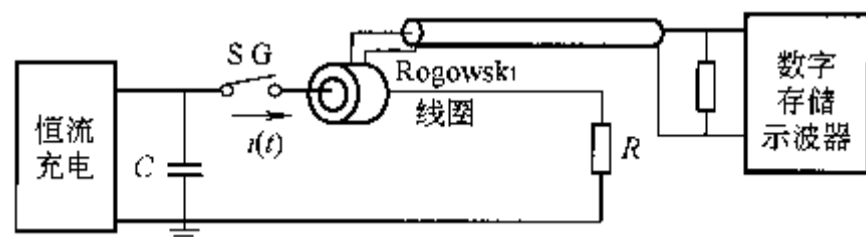


图 5-7 脉冲电源模拟放电实验电路

以封闭式循环旋转吹气的场畸变间隙为开关的直接耦合式静电除尘高压脉冲电源，具有工作电压高、寿命长、重复率高、工作稳定可靠、噪声小、工作电压幅值和频率易调节等优点，是值得进一步研究和推广的一种新型静电除尘高压脉冲电源。在电源的充电系统中，以恒流充电代替恒压充电，充电速度快，效率高，可以充分发挥充电设备的容量，提高电源的工作频率。当放电电容为  $0.077\mu\text{F}$ ，开关工作电压为  $58.7\text{kV}$ ，以  $120\text{k}\Omega$  水阻为负载接地放电时，脉冲电源可稳定地工作在  $40\text{Hz}$ 。

### 5.2.3 用于静电除尘的新型高压直流电源

目前应用的高压静电除尘装置中有大量的利用微处理器进行控制的工频高压直流电源。虽然利用微处理器进行控制可以使电源输出电压根据火花进行跟踪优化，但由于采用工频升压变压器，所以体积庞大、沉重，而且根据回路电流（即火花情况）控制晶闸管导通角，虽可调节输出电压，但输出电压波动很大，一方面当火花频率很高时对高压整流器的  $du/dt$  要求较高，另一方面输出电压平均值也较低，降低了除尘效果。

河南电力试验研究所和上海交大共同研制的高压直流电源，采用变频技术和功率变换电路，将工频电压整流并滤波后，输入功率变换电路，转变为  $20\text{kHz}$  以上的高频方波交流电压，再经高频变压器升压，高频硅堆整流的方案。根据反馈电压实现直流电压的恒定，通常需根据除尘环境，设定直流电压稍小于火花电压（根据电流手动调节直流电压），同时在直流电压上叠加一个高频电压，输出电流根据电流设定值调节，电流峰值可由用户根据除尘效果进行调节，火花放电频繁时，应降低电流设定值，当除尘电压偏低时，增加电流设定值，最高  $200\text{mA}$ 。

#### 1. 电源的组成及原理

该电源由直流发生器（额定输出  $100\text{kV}$ ）和脉冲电压发生器（ $20\text{kHz} < f < 40\text{kHz}$ ，输出峰值为  $10\text{kV}$ ）组成。脉冲电压发生器的输出电压经隔直电容后和直流发生器的直流输出电压相叠加，使输出电压运行在闪烁包络线以下，同时输出电压平均值较高，保证了除尘效果，系统组成框图如图 5-8 所示。

输入滤波电路将电网存在的杂波过滤掉，同时也阻碍电源产生的杂波反馈到公共电网。市电经全桥整流并滤波后变为较平滑的直流电，再经逆变器变为高频交流电，这是该电源的核心部分，频率越高，电源体积、重量与输出功率之比越小，但由于回路参数、元器件、成本、干扰、功耗等多种因素的影响，当功率较大时，频率一般选择在  $20 \sim 40\text{kHz}$ ，电源工作频率约为  $37\text{kHz}$ 。采用集成电路 CA3525，提供可控的驱动信号，使输出电压、电流值变为可控。高频变压器的设计是这种电源的难点，由于频率的升高，分布容抗变得很小，所以必须考虑足够的绝缘距离，同时一、二次绕组匝数、回路参数与频率也必须调节到最优运行

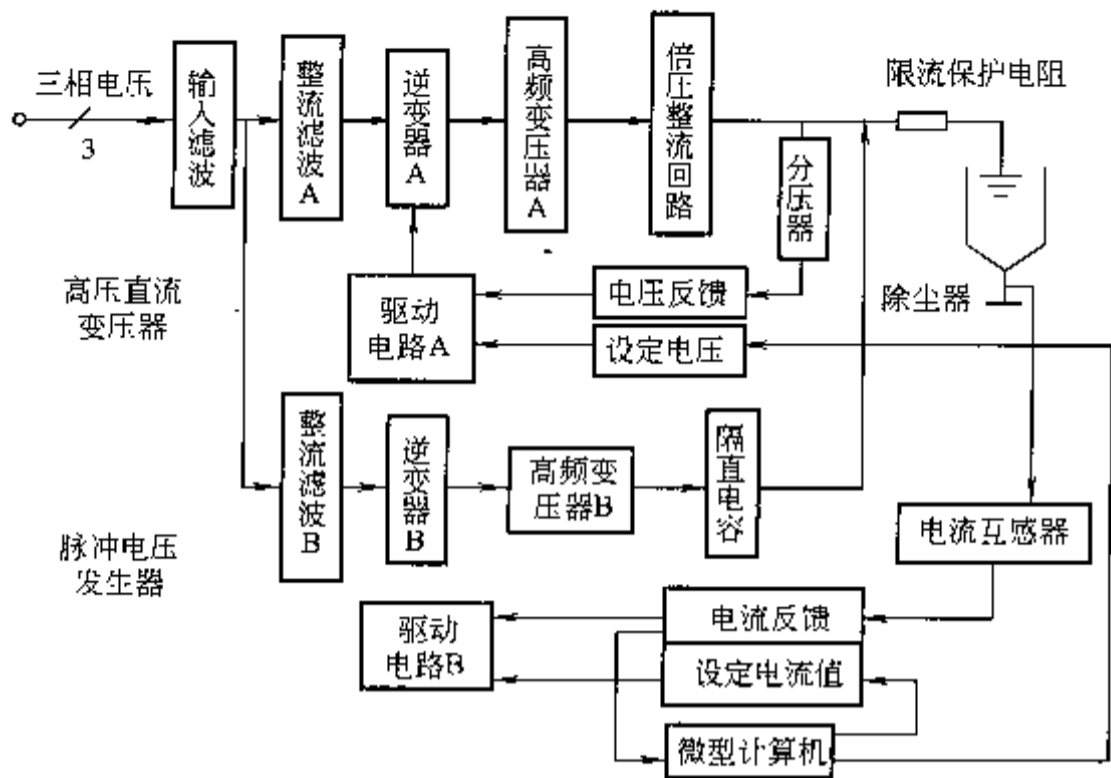


图 5-8 电源系统组成框图

点，才能保证高频变压器工作在磁感应强度  $B$  与磁场强度  $H$  之间磁滞曲线  $B-H$  的线性区，保证变压器不饱和而正确复现一、二次侧的波形。

通过调节设定电压值和电流值，可以调节直流发生器的输出电压，使它低于闪烁电压，调节脉冲电压发生器的输出电流，使它稍小于闪烁时的电流。因此系统通过反馈电压来使直流输出电压恒定，通过比较设定电流值与反馈电流值来调节输出电流。用户可根据不同情况设定，扩大电源的使用范围。

图 5-9 中选用两个 IGBT 模块作为开关型全桥直-交变换器中的电力半导体开关器件，每个 IGBT 模块中的两个 IGBT 分别由输出的两个相位差  $180^\circ$  的驱动信号，经光电隔离后与功率放大和整形进行门极驱动。该电路工作在 PWM 控制方式。当 G 信号变为高电平时，高频变压器的两端直接接到直流电压两端，当 H 信号为高电平时，高频变压器的两端反相接到直流电压两端，因此，改变驱动信号的占空比将改变输出交流电压的脉冲宽度及有效值。当驱动信号占空比为 0.5 时，输出电压中的基波分量最大，幅值为

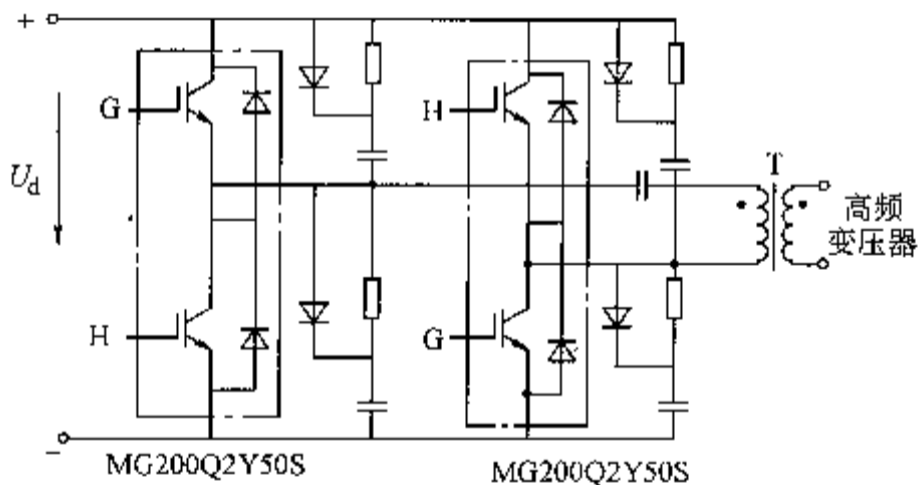


图 5-9 开关型全桥直-交逆变器

$$U_{01} = 4U_d/\pi \quad (5-5)$$

式中， $U_d$  为直流电压峰值。

脉宽可调制控制方式的主要优点为变换器通过脉宽调制即可调节输出功率，并且变换器工作在较高频率时，其体积和容量都大为缩小。若采用软开关技术，产生的开关损耗更小，这在功率大的应用场合是很重要的。当输出电流大于设定值时，驱动脉冲信号变窄，从而使输出功率变小，输出电压、电流随之减小，通过调节脉冲宽度控制直流高压发生器的输出电压，达到使之小于闪烁电压的目的。

该电源采用 CW3525A 产生逆变所需的驱动信号, CW3525A 内部具有欠电压锁定、软启动等电路, 其输出采用图腾柱输出结构, 可以更快地关断。

脉冲电压发生器工作在恒流工作方式, 已转换为电压、电流反馈信号, 输入到误差比较放大器的反相端  $IN-$  与误差比较放大器的同相端  $IN+$  的设定电压值作比较,  $IN+$  和  $IN-$  电压经 CW3525A 内的误差放大器比较放大后输出小于 6V 的电压, 这时将该电压和峰值为 6V 的三角波进行比较, 就可以根据  $IN-$  的反馈电流幅值输出不同占空比的驱动信号, 对不同的尘埃情况都能工作在恒流方式下。当发生火花放电时, 直流高压发生器通过测量电源输出电流值, 利用微处理器调节电压设定值, 降低直流高压发生器的输出电压, 使火花放电消失, 当除尘实际电流值小于设定电流值时, 微处理器增加电压设定值, 使直流高压发生器的输出电压增加。

## 2. 实验结果

当直流高压发生器的高频电源变压器输出电压为 15kV 时, 变压器二次侧输出实际电压幅值约为 50V 乘以分压比, 脉冲周期恒定为  $27\mu s$ , 脉宽可调。提高占空比, 输出功率增加, 输出电压增加。脉冲高压发生器的高频电源变压器输出电压幅值为 10kV, 其脉宽可调, 它是直流高压叠加脉宽变化的高频脉冲电压, 直流高压由用户根据除尘要求设定为低于最低闪烁电压以下, 直流高压根据除尘环境变化输出电压, 设定值由微处理器控制调整变化。而脉冲电压发生器由用户设定跟踪除尘电流, 必使两电压叠加后, 接近闪烁电压运行。

由于电源可由用户根据除尘要求调节, 所以使用范围很广, 理想状态下, 除尘电压可在 0~100kV、除尘电流在 0~200mA 范围内可调, 而且输出电压幅值能快速跟踪尘埃情况自动调节, 无需人工干预。这种采用直流高压叠加高频脉冲的方法, 具有很好的除尘效果, 并提高了除尘器工作平均场强, 同时采用高频逆变电路, 使电源体积减小 (约占地  $1.5m^2$ ), 重量减轻 (小于 100kg), 除尘效果更好。

### 5.2.4 用于消烟除尘的多功能高压静电电源

我国数十万台燃煤锅炉中,  $2/3$  是小于 4t/h 的小型锅炉。这些燃煤锅炉不仅数量多, 而且分散不便管理, 多数既无燃烧控制装置, 又无高效除尘设备, 是当前环保工作中急待控制的污染源。

高效电除尘器成本高, 设备复杂, 根据中小型民用燃煤锅炉人工操作的特殊性、负载变动的多样性和工时制的间断性, 湖北工学院研制的多功能高压静电电源, 改进传统变压/整流 (T/R) 高压静电电源的控制电路, 使其供电方式、运行方法、降压保护等特性获得较大改善。

#### 1. 除尘原理

利用现有燃煤锅炉的烟气通道或烟囱作收尘器, 将烟道外壳 (壁) 接地作“正极”, 中心安放带芒刺的高压线作“负极”, 直流高压在极间产生很不均匀电场。由空气间隙中不均匀电场的“V-A”特性曲线图 5-10a 可知, 当电压升

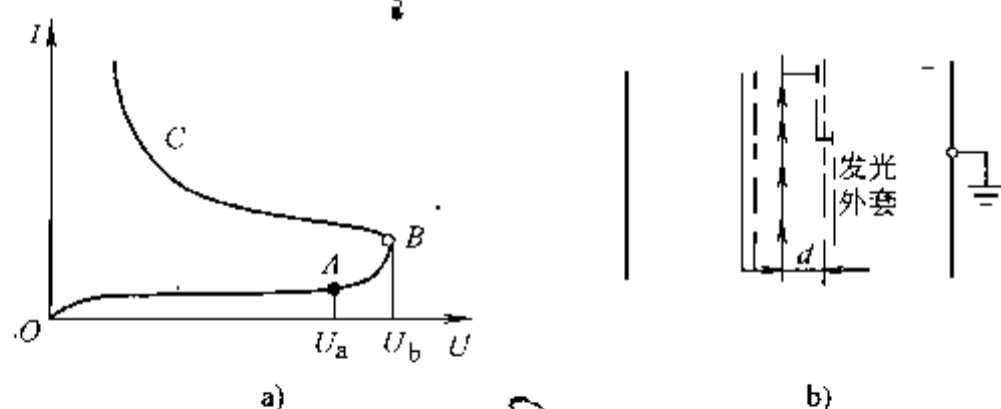


图 5-10 静电除尘原理

a) 不均匀电场的“V-A”特性曲线 b) 电晕场发光外套

至电晕放电电压  $U_k$  时, 在负极外围会出现厚度为  $d$  的电晕场发光外套如图 5-10b, 表明烟道内电场空间已充满电子和正负离子。烟气在电场空间流动时, 其中性尘埃粒子被电子所包围而带负电, 被正电极吸附在除尘器本体内壁上, 通过定时振打或刷架清灰即可回收尘粒。

## 2. 高压电源电路框图及工作特点

高压电源框图见图 5-11, 高压电源主电路为常规的 T/R 系统。

反馈闭环控制电路包括恒流控制 (可手动给定电流大小)、火花降压控制 (由晶闸管控制使主电路降压时  $du/dt$  大, 升压时  $du/dt$  小)、过流和短路保护 (关断晶闸管), 确保稳定的电晕工作状态的恒压控制。

通过可调周期时间发生器能获得脉冲过零连续半波的直流供电 (由相位控制平均电压大小)、间隙供电 (其间断式半波的通断比可为  $1/1$ ,  $1/3$ ,  $1/5$ , ...)、通断供电 (即输出一组半波再中断一组半波, 改变通断比可调节负载平均功率) 共 3 种不同的供电形态以适应不同情况的小型锅炉除尘要求。

由于民用小型燃煤锅炉燃烧方式不规范, 常常处于空载、满载, 甚至超载运行, 处理的风量、风压、烟气浓度和湿度差别悬殊, 因此本电源具有 4 种运行状态:

1) 恒压工作, 电源处于稳定电晕放电状态, 适用于燃烧状态较好、烟气浓度变化不大的场合。

2) 恒流工作, 电源按给定的电流供给, 可减少电功率的损耗, 适用于燃烧状态欠佳、粉尘浓度变化较大的场合。

3) 降压工作, 使电源获得快速降压和慢速升压特性, 其  $du/dt$  可人为整定, 适用于烟气浓度和湿度较大、电场频繁产生火花闪烁放电的场合。

4) 手动/自动工作, 前者用于试验调整, 后者用于正常运行。

民用小型燃煤锅炉工作周期短, 为确保高压操作的安全性应注意以下操作程序:

通电: 先接通市电电源, 高压变压器一次绕组从零电压起逐步升压至额定值。

断电: 将高压变压器一次绕组电压从额定电压降至零, 再将电磁开关切断, 使高压变压器与市电隔离。为此, 高压电源与锅炉引风机实行“联锁”运行。

## 3. 样机参数及实用效果

单通道宽极距高压除尘技术, 在很多情况下可以不需敷设专用管道而利用原有排烟土建设施、烟囱及引风机即可用于小型锅炉除尘。实际样机采用钢制圆管为收尘极, 中心芒刺线为电晕极, 另装一与供电电源联锁操作的滑刷机构可同时清除两电极上的集尘。样机主要参数为:

工作电压  $80 \sim 100\text{kV}$ , 工作电流  $1.2 \sim 2.5\text{mA}$ , 极距  $350\text{mm}$ , 电场风速  $3 \sim 4.5\text{m/s}$  (与

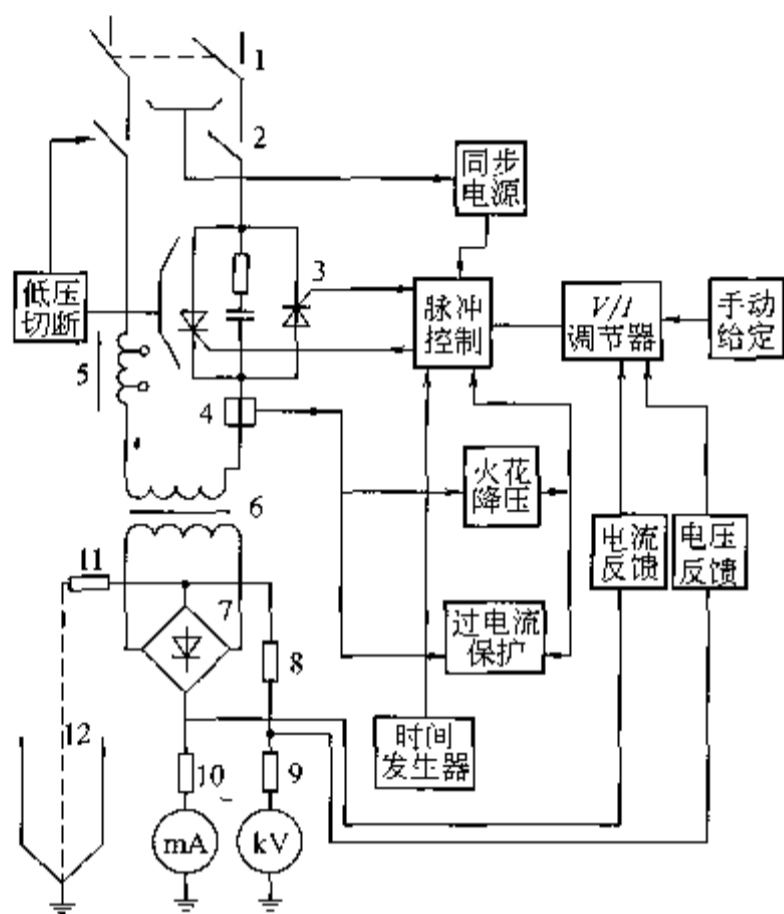


图 5-11 高压电源电路框图

- 1—自动开关 2—电磁开关 3—晶闸管 4—电流传感器  
5—限流电感 6—变压器 7—整流硅堆 8—降压电阻  
9—测量电阻 10—电流反馈电阻 11—阻尼电阻  
12—收尘本体

旋风除尘配用), 耗电量小于  $0.1\text{W}/(\text{m}^3 \cdot \text{h})$ 。

样机在武汉某单位  $2\text{t/h}$  生活用链式锅炉应用效果良好, 实测除尘效率大于  $95\%$ , 排放烟尘质量浓度小于  $32.7\text{mg}/\text{m}^3$ 。

研制的简易高压静电除尘装置具有灵活的供电运行方式和降压保护等控制特性, 除尘效果良好, 适用于中小型民用燃煤锅炉除尘。

### 5.2.5 高频逆变型高压静电除尘电源

工业上高压静电除尘用电通常需要  $50 \sim 100\text{kV}$  的直流高压, 电流一般较小, 约为  $5 \sim 20\text{mA}$  左右。传统的静电高压电源根据输出功率大小, 常采用变压器直接升压整流方式或电容倍压电路方式来实现。功率输出大者宜选用前者方式, 输出较小者选用后者来实现。变压器直接升压方式可以利用变压器一次绕组与二次绕组匝数比变化来达到升压目的。很多场合直接用  $50\text{Hz}$  工频电压来升压, 但变压器体积较大, 高压绝缘技术要求较高, 用于工业现场, 高压尚需有短路保护措施, 并常需要在输出高压方串接电抗器以限制短路电流的变化率, 同样由于频率较低, 电感体积也较大。

电容倍压升压电路, 由于其电路上能倍压的特点, 降低了对变压器二次电压幅值的要求, 因此相对于变压器直接升压的方式来说变压器二次输出电压较低, 既使在变压器高压侧短路时, 对变压器二次侧影响相对较小, 而且短路电流持续时间也相应要小很多。该方式唯一不足的是不能提供较大的负载电流, 因此电容倍压电路常被用于高压检测设备电路之中。电容倍压电路如图 5-12 所示。

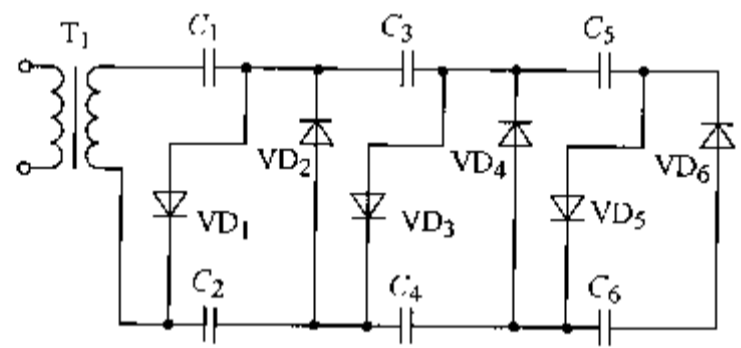


图 5-12 电容器倍压整流电路

高频逆变型静电高压电源广泛应用于各种工业领域, 例如用于工业除尘、臭氧发生器、静电喷涂、静电植绒等。静电高压形成高梯度电场还应用于生物工程中进行种子处理等。

合肥工业大学应用新型电力半导体器件高频逆变电路, 电容器倍压整流电路和高频变压器, 实现了  $50\text{kV}$ 、 $6\text{mA}$  的高频逆变型静电高压电源。变压器采用高频软磁材料, 工作频率  $30\text{kHz}$ , 从而使得电源具有体积小、重量轻的明显特点。

#### 1. 高频逆变电路供电的电容器倍压整流电路

逆变电路有很多类型, 如全桥逆变电路, 半桥逆变电路, 推挽电路, 准推挽电路等。一般在高频逆变电路设计时, 根据系统的技术指标和电路成本等因素选择一种逆变电路, 但以电容器倍压整流电路为负载的高频逆变电路有其特殊性, 电容器倍压整流电路的等效电路如图 5-13 所示。

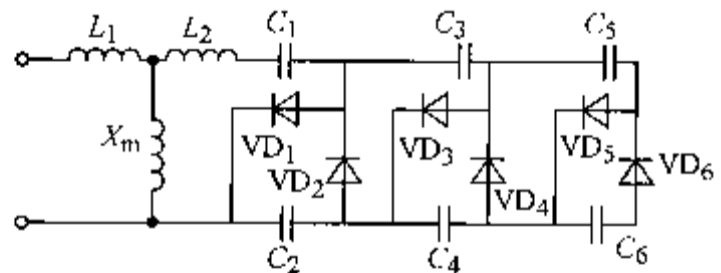


图 5-13 电容器倍压整流电路的等效电路

以电容倍压整流电路为负载的高频逆变电路, 其特点是逆变电路通电后, 对负载电容周期性不断充放电的过程, 最终实现倍压整流, 电容器电压建立有个过程, 其建立过程初期如图 5-14 所示。逆变电路供电过程中反复对电容器充电。图 5-14 中变压器采用 T 型等值电路。

经过若干周期后, 电容器倍压整流电路的输出电压将逐渐升高, 同时会出现电晕放电。如果负载电流为零, 电路的输出电压能达到 6 倍的变压器交流峰值电压。倍压电容上电压建

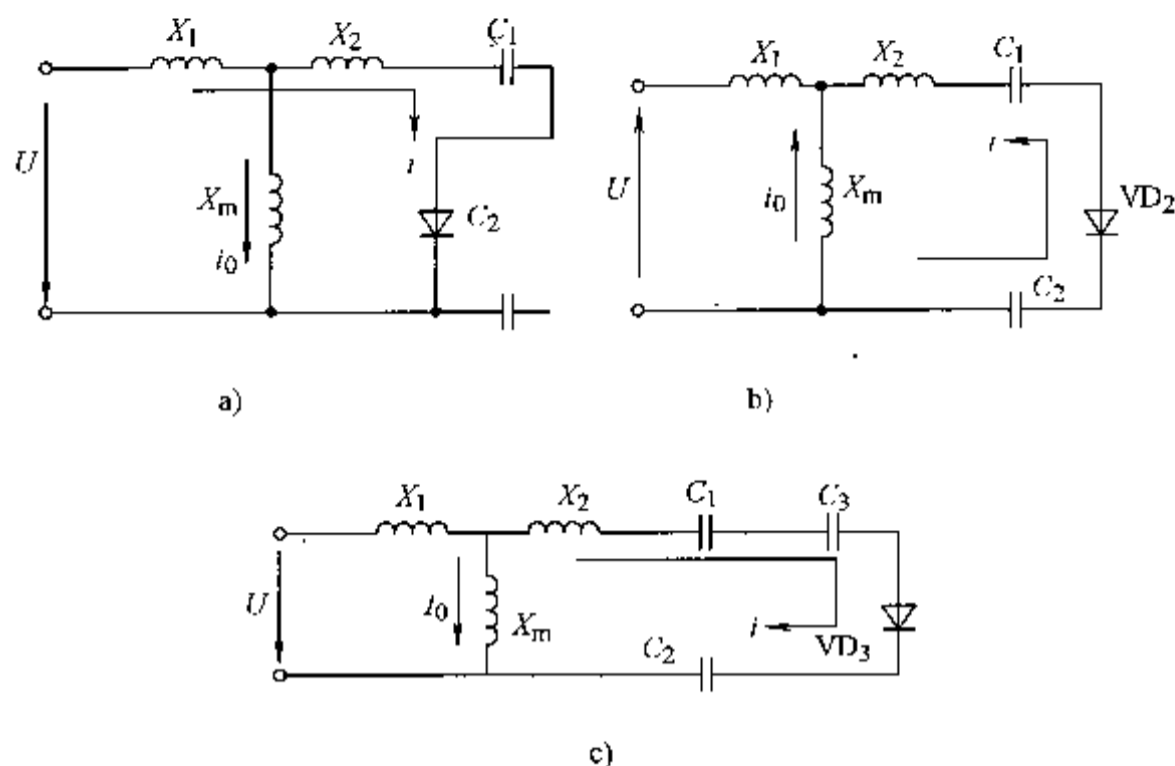


图 5-14 电容器电压建立过程

a) 第一周期正半周充电过程 b) 第一周期负半周充电过程 c) 第二周期正半周充电过程

立后，在有放电电流的情况下，电容器也始终处于充放电过程，电容器上的电压是波动的，电压波动的幅值大小与选用的倍压电容值的大小有关。电容器稳态充放电过程如图 5-15 所示。图 5-15a 中供电正半个周期，变压器对电容器  $C_1$  充电，如果

$$U_{C2} + U_{C4} \geq U_{C3} + U_{C5} \quad (5-6)$$

则有电容器  $C_2$ 、 $C_4$  向  $C_3$ 、 $C_5$  放电，达到平衡状态。

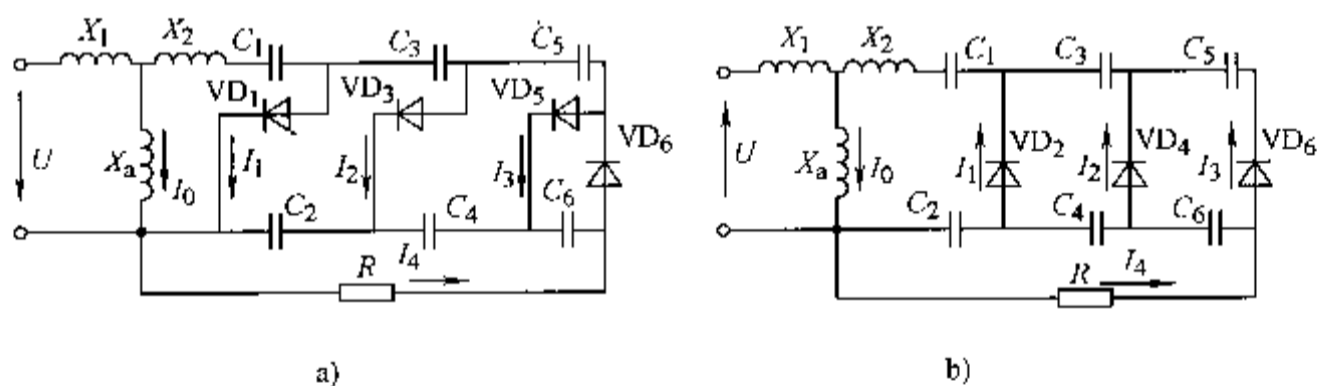


图 5-15 稳态电容倍压整流

a) 稳态正半周充电等效电路 b) 稳态负半周充电等效电路

图 5-15b 中供电负半个周期，变压器对电容器  $C_1$  充电，如果

$$U_{C3} + U_{C5} \geq U_{C4} + U_{C6} \quad (5-7)$$

则有电容器  $C_3$ 、 $C_5$  向  $C_4$ 、 $C_6$  放电，达到平衡状态。

## 2. 电容器倍压整流电路的负载

电容器倍压整流电路输出的电压作为除尘用高压静电电源。此高压引到除尘器的除尘室，形成高压静电场。放电电极周围区域空气会产生电离，形成正负离子。通过除尘室气流中的粉尘会因为电场荷电机理及扩散荷电机理而成为荷电粒子，该荷电粉尘粒子在电场力作用下，运动到达极板放出电荷，而粉尘粒子则沉积在极板上；再通过粉尘收集装置收集起

来,从而达到除尘的目的。因此静电除尘用高压电源必须有一定的负载能力,来提供除尘用的电流。高压在除尘室引起的放电属于电晕放电。伴随着电晕放电的同时,因各种因素也会出现火花放电方式(或称之为全路击穿现象)。

正常电晕放电时,可以把除尘室放电电流看作电路的充放电是一恒定电压作用于等效电阻上产生的电流。图 5-16 为电容器倍压整流电路的电容及电晕放电的等效电阻并联电路。放电电流来自电容器的储能及供电电路,在电容器放电过程中,电容器的电压是下降的(即电容器储能是随时间而减少的)。在电容器充电过程中,电容器的电压是上升的,该过程非常复杂。用能量法分析,只要在一段时间内给电容器补充的能量等于该段时间电容器所释放的能量,则电容器的电压就能够维持输出平均电压不变。在技术条件允许的电压波动范围内,应选取较小电容器容量。

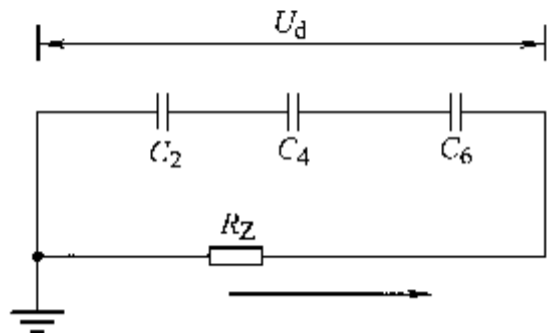


图 5-16 电晕放电的等效电路

放电过程电容器的电压是下降的,充电过程电容器的电压是上升的,充电过程除给电容器补充能量外,尚需提供除尘室电流。考虑到电路损耗,在充电过程补充的能量应大于两倍的  $\Delta T U_d I$ , 这里  $\Delta T$  为一个逆变器周期中的放电时间。能量法大大简化了分析过程,高频逆变电路中功率模块容量的选择就是结合供电电压,根据这样一个原则来决定的。

### 3. 高频逆变电路

由于逆变电路的负载为升压变压器及电容器倍压整流电路这样一个特殊负载。从等效电路可以看出,逆变电路承担给电容充电的任务,选择逆变电路的型式和开关器件的容量是非常关键的问题。从逆变电路输出电压的对称性出发,在这里选择了半桥逆变电路。

高频逆变电路采用半桥逆变电路,半桥逆变电路原理如图 5-17 所示。该逆变电路的特点是主电路使用半导体器件少,而且电路输出电压具有自平衡能力。

高频逆变电路的输出容量,应满足在额定放电电流情况下,具有维持电路输出平均电压不变的能力。图 5-17 等效电路中电容的容量考虑变压器匝比后,折合为  $47\mu\text{F}$ ,如直接采用图 5-17 的原理性电路,会导致功率开关导通损耗过大。因为该原理性电路是电压型逆变电路。有效办法是串入一个电感来限制电流变化率。在  $30\text{kHz}$  工作频率时,  $47\mu\text{F}$  相当于  $0.12\Omega$ ,按照工作频率及需要的电流来确定串联电感大小,电感太大将会限制输出功率。

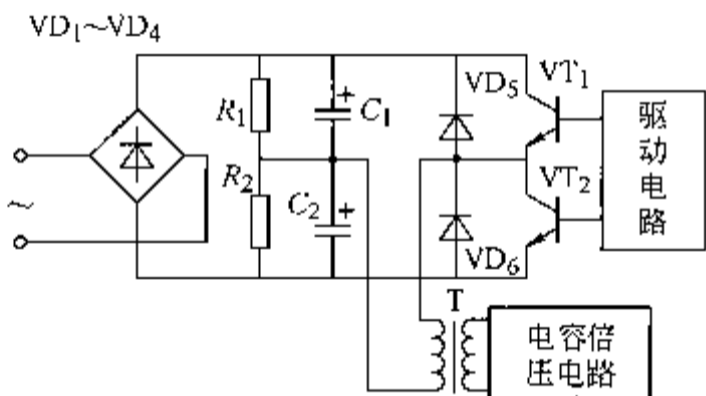


图 5-17 半桥逆变系统主电路及驱动电路原理图

### 4. 逆变控制器

逆变控制器以 TL494 脉宽控制芯片为核心,辅以其他定时、放大、检测等电路构成控制器,脉宽控制器原理框图见图 5-18。

IGBT 模块采用驱动模块 HL402B 厚膜电路来实现驱动,由于 HL402B 模块内部集成有光隔离器部分,这样同时解决了强电与弱电电路之间的隔离,减少了功率电路对控制部分的干扰。

TL494 芯片是 PWM 控制集成电路,用于产生脉冲宽度可调制的 PWM 脉冲,该集成电路由于芯片内部有欠电压保护,基准电压,锯齿波振荡器, PWM 控制及用来控制电流、电

压的两个运算放大器（可用作比较器）电路，集成度相对较高，它的使用简化了控制电路。TL494 芯片引脚 4 用来控制占空比，图 5-18 原理图中的软启动及占空比调节、最大脉冲宽度设置、过电压及过电流保护、过电流复位等功能均通过此引脚的控制来实现；输出电压反馈及低压侧器件过电流保护是通过两个内部比较器来实现的；输出电压反馈用变压器附加绕组取样，然后再经整流处理接到其中一个运算放大器的输入端。电流用霍尔电流传感器取样接到另一个运算放大器的输入端。

对于电容倍压整流电路这样特殊的负载，控制器的软启动是必须的。这样可以降低电力半导体器件在电容开始充电时所承受的电流冲击。

### 5. 高压检测及保护

高压检测电路由两部分组成，高压电压检测显示和变压器输出电压检测。高压电压检测，直接用  $200\text{M}\Omega$  高压电阻与  $500\mu\text{A}$  电流表串联，并联在高压输出端，实现高压电

压的显示。变压器输出电压检测，主要防止出现电路过电压或其他情况引起的异常电压。

同时，在主电路滤波电容两端并联放电电阻，用来消耗部分回馈能量。

由于静电高压除尘电源通常以负压输出，除尘室阳极必须可靠接地，电源的正极通过二极管与除尘室阳极相连。为限制全路击穿时的电流，电压输出通过  $20\text{k}\Omega$  限流绕线电阻接到放电电极上。全路击穿时的电流检测通过与二极管（上述电源的正极与除尘室阳极相连）并联光耦合器取样，有全路击穿则先复位，然后经延时后再软启动。

通过调试，逆变电路工作频率为  $30\text{kHz}$ 。变压器匝比为  $100:1$ 。在供电电压为交流  $220\text{V}$  情况下，高压电源输出  $60\text{kV}$ ， $5\text{mA}$ ，基本达到系统设计的技术指标，另外应特别提醒的是，本电源在使用中必须注意以下问题：

- 1) 与变压器串联的电感是必须的，其值大小会影响系统的输出功率。
- 2) 脉冲宽度通过调试有最佳值。
- 3) 进一步扩大系统输出功率可通过减少倍压级数，提高变压器输出电压来实现。
- 4) 变压器的绝缘是系统电路可靠运行的基本保证。

### 5.2.6 用于静电除尘器的斩波型交流调压电源

静电除尘器以其除尘效率高、运行费用相对低等特点，在减少排放到大气中的有害粉尘方面起着十分重要的作用，是当前使用较为广泛的一种环保设备。

根据除尘机理，静电除尘器的电极通常用高压直流电源供电，以产生吸收粉尘所需电晕的高压直流电场。实验证明，除尘效率随电极供电电压的上升而提高，电场内保持一定频率的火花闪络是保持除尘效率的必要条件。但电压过高，电场内会出现频繁的火花闪络，甚至产生电弧。静电除尘器通常有一个最佳工作电压，但随着气流和灰尘性质等因素的变化，这个电压常常有大的波动，必须加以控制。在发生火花放电时，应及时调整电压，避免电压继续升高，产生电弧。为此，在国内现用的静电除尘器中高压直流电源有较大一部分是由可控交流电压经升压变换后再整流获得的。

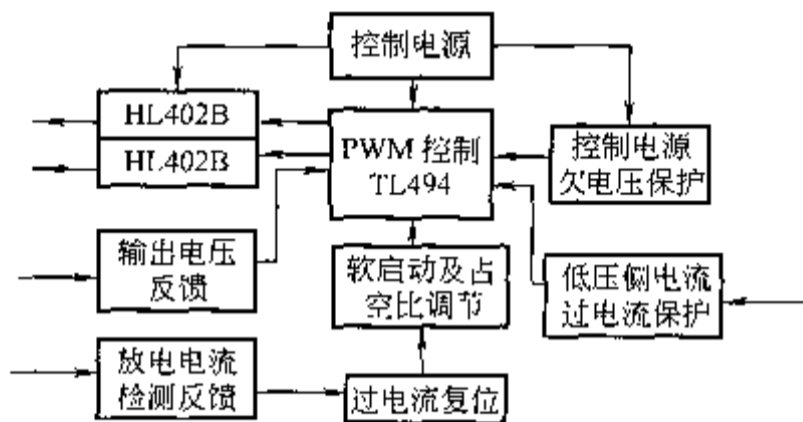


图 5-18 脉宽控制器原理框图

常见用于静电除尘器的可控交流电源有相控交流调压器、恒流源型电源和逆变器。逆变器采用全控型电力半导体器件，升压变压器体积小，可通过改变逆变开关导通占空比快速调整输出电压。这种电源对闪络反应快，但需附加为逆变器供电的整流装置，要求选用高频的高压整流元件。恒流源型电源体积大，动态响应特性差。所以这两种电源大多用于中、小功率静电除尘装置中。当前大功率静电除尘装置中的高压直流电源基本都是采用晶闸管相控交流调压器经升压整流后获得的。但由于晶闸管是半控器件，一旦被触发，输出电压的调整至少要延迟到下半个电源周期，当系统发生闪络时，电压不能及时得到调整，容易产生电弧而导致电源过载甚至短路，且体积大。运行实践表明，这种静电除尘器电源中的快速熔断器和晶闸管损坏几率较大，频繁更换器件对装置的运行极为不利。此外，相控调压的电源电流和输出电压含有谐波，对电网和升压变压器造成谐波污染，并使装置功率因数降低。

西安交通大学采用大功率 IGBT 研制的斩控式交流调压器，具有调节方便、动态响应快、对电网谐波污染小、装置功率因数较高等优点，用于静电除尘器高压直流电压的调节和控制，有更好的性能和应用前景。

### 1. 主电路结构及工作原理

斩波控制交流调压器主电路原理如图 5-19 所示，图中  $VT_1$  和  $VD_1$ 、 $VT_2$  和  $VD_2$  构成双向斩波开关， $VT_3$  和  $VD_3$ 、 $VT_4$  和  $VD_4$  构成双向续流开关。在实际电路中，双向开关应用带有反并联二极管的单 IGBT 功率模块反向串联组成。这种连接，IGBT 与二极管特性配合较好，并可减小引线电感对换流的影响。 $L_{if}$ 、 $C_{if}$  和  $L_{of}$ 、 $C_{of}$  分别组成低通输入、输出滤波器。

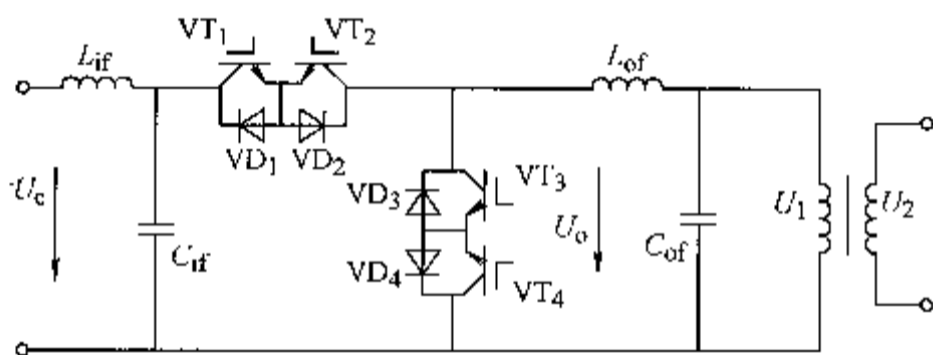


图 5-19 斩波型交流调压电源主电路

理想斩波控制方式下，每个开关周期中斩波开关和续流开关互补工作。对这种电压波形的傅里叶分析结果表明，除基波以外含有其他谐波，谐波频率在开关频率及其整数倍两侧  $\pm \omega s$  ( $\omega$  为电源电压角频率) 分布，开关频率越高，越容易滤波。经优化设计的滤波器滤波后，可认为输出电压仅含有基波

$$U_o = D\sqrt{2}U\sin\omega t = Du_o \quad (5-8)$$

式中， $U_o$  为电源电压有效值； $D$  为导通占空比。

### 2. 控制电路方案设计与工作原理

由于电力半导体器件存在开通和关断时间，因而斩波开关和续流开关互补控制的交流调压器换流过程中会出现电源短路，产生瞬时电流冲击，通常需设置换相死区时间。但这又可能造成换相死区时间内两个开关都不导通使负载开路，在有电感存在的情况下，会产生瞬时电压冲击。为避免换相期间这两种共态运行所造成的瞬时电流或电压冲击，本电路采用有电压、电流相位检测的非互补控制方式。图 5-20 所示为在  $R_L$  负载下，这种非互补控制的斩波开关和续流开关栅极驱动信号的时序配合及一个电源周期中输出电压的理想波形。

由图 5-20 可见，根据负载电压电流相位，一个电源工作周期可分为 4 个区间，一周期内各电力半导体器件门极驱动状态如表 5-1 所示。 $VT_1 \sim VT_4$  的栅极驱动电压为  $u_{G1} \sim u_{G4}$ 。

为保证电源满足静电除尘器负载特性的要求及运行可靠性，系统采用了图 5-21 所示的

控制电路结构。

表 5-1 IGBT 门极驱动状态表

工作区	状态	电压电流极性		开关栅极驱动状态			
		$u_s$	$i_{01}$	$u_{G1}$	$u_{G2}$	$u_{G3}$	$u_{G4}$
区间 I		+	-	0	1	1	$u_G$
区间 II		+	+	$u_G$	1	1	0
区间 III		-	+	1	0	$u_G$	1
区间 IV		-	-	1	$u_G$	0	1

注：1—在该区间内栅极施加驱动信号

0—栅极驱动信号封锁

$u_G$  斩波开关和续流开关栅极 PWM 驱动信号

由脉冲调制控制集成电路 TL494 产生基本 PWM 控制脉冲，脉冲宽度由 PI 调节器输出调节，以保证负载电压跟随给定。考虑到电源控制设备的配置形成，PI 调节器可用电路板上的 PID 开关来选择模拟式或微机数字式。根据电源电压  $U_s$  和流入输出端升压变压器一次电流  $i_{01}$  的相位关系，脉冲时序分配及闪络控制环节按图 5-21 所示的控制时序输出主电路中各电力半导体器件的控制信号，经隔离驱动后送到各 IGBT 栅极；为在除尘器电极出现闪络时及时调整负载电压避免拉弧，闪络状态识别及处理环节根据负载电压和电流变化来确定是否产生闪络，并在出现闪络时立即封锁斩波开关栅极控制信号，同时使续流开关保持导通控制，经 10ms 后，系统重新软启动，恢复运行。考虑到系统容量大，实际装置中 IGBT 拟选用 1200V/600A 的单元模块，驱动环节采用专用 IGBT 驱动模块 HL402B，利用其降栅压软关断功能实现 IGBT 短路保护。

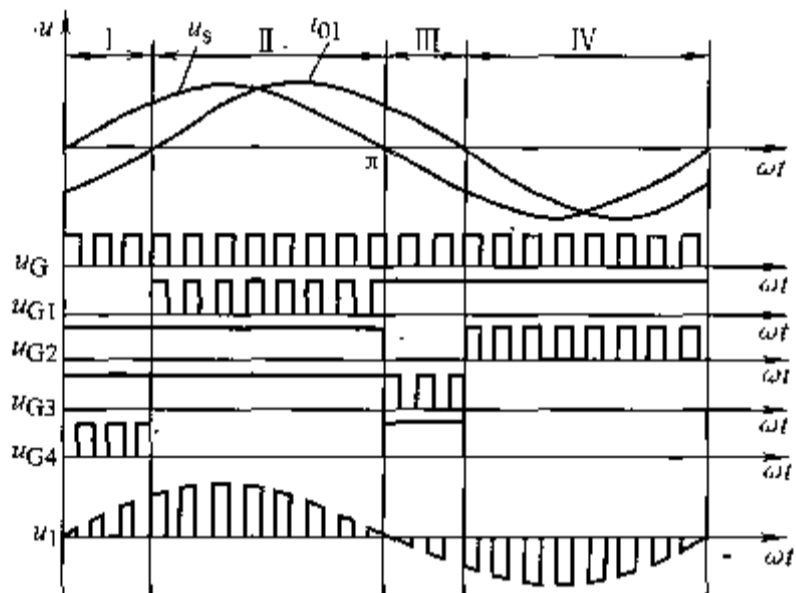


图 5-20 带电流检测的非互补控制时序及理想电压波形

为避免全电压启动时电力半导体器件过大的电流应力，电路设置了软启动环节，在任何给定状态下，保证脉冲占空比逐步上升，根据控制环节的配置和电源设备主电路的要求，可用 PID 开关选择使用模拟式或数字式控制实现软启动。

电路中所用各种组合逻辑电路和时序逻辑电路全部采用了电可擦除可编程逻辑器件 GAL 来实现其数字功能，使电路板元件和引线减少，电路结构简化，工作可靠性提高，调试方便、灵活。

斩波控制交流调压器具有易滤波，输入电流和输出电压、电流可控性好，对电源和输出变压器谐波污染小，输出动态响应快等优点，用于静电除尘器电源升

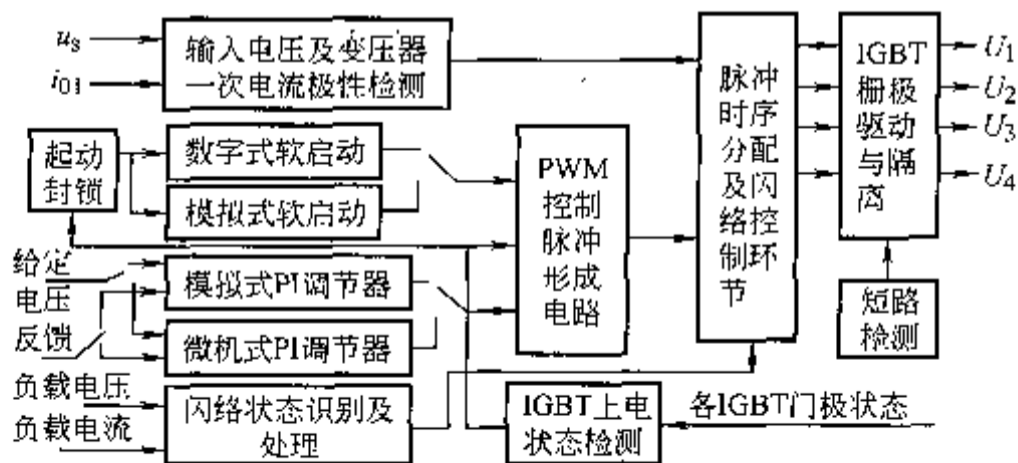


图 5-21 电源控制电路结构框图

压变压器一次供电以控制其高压直流输出电压,比晶闸管相控调压器有更多的优越性。

采用带电流检测的非互补控制方式,避免了调压器中主电力半导体器件和续流电力半导体器件换相过程引起的共态运行,电力半导体器件无换相过电压,输出电压、电流极性相同时,续流开关不存在开环损耗。因此,当负载功率因数较高时,续流开关可不加缓冲电路。主开关缓冲电路经优化设计后,可保证主开关开通过电流小于 1.5 倍通态电流,改善开关过程中电压、电流变化轨迹,大大减小了电力半导体器件的开关损耗。

### 5.2.7 IGBT 脉冲电源系统

脉冲电源形式多样,用途广泛。其主要的应用领域包括:脉冲电镀、极性相和非极性相的相分离、工业废气处理、脉冲电解污水处理、高频脉冲感应加热、高功率激光泵、产生高功率带电粒子束、电弧焊接、电火花(放电)加工、静电除尘、臭氧的制取。在军事上,脉冲电源还用在电磁轨道炮、电磁脉冲模拟、粒子束武器、液电爆炸等领域。

不同的应用场合,对电源的输出电压、输出电流及开关频率的要求不尽相同。按照输出特性的不同,可以将其分为能量密度型、时间间隔型以及组合型三类。作为能量密度型脉冲电源的基础,脉冲功率技术可以概括为电感储能式、电容储能式和 LC 组合储能式三种。磁脉冲压缩技术是 LC 组合储能的一个特殊形式,它利用磁性材料在饱和前后磁导率显著变化这一特性,将可饱和电感制成控制能量流动方向的“磁开关”,把脉宽较大的电流脉冲压缩成为具有窄脉宽、陡前沿特性且能量更加集中的脉冲。

电力电子技术的不断发展和新型高频软磁材料制造工艺的不断改进,加速了磁脉冲压缩技术的进一步推广应用。脉冲电源系统采用 IGBT 作为功率开关,输出级采用磁压缩电路压缩脉冲前沿。浙江大学研制的脉冲电源系统采用 IGBT 作为功率开关,输出级采用压缩电路压缩脉冲前沿。其工作原理可分析如下:

#### 1. 主电路拓扑

主电路由整流电路、充电电路、放电电路以及磁脉冲压缩电路构成。视对脉冲前沿的要求,后者可以是单级磁脉冲压缩电路或多级磁脉冲压缩电路,图 5-22 所示是两级脉冲压缩电路的原理图。

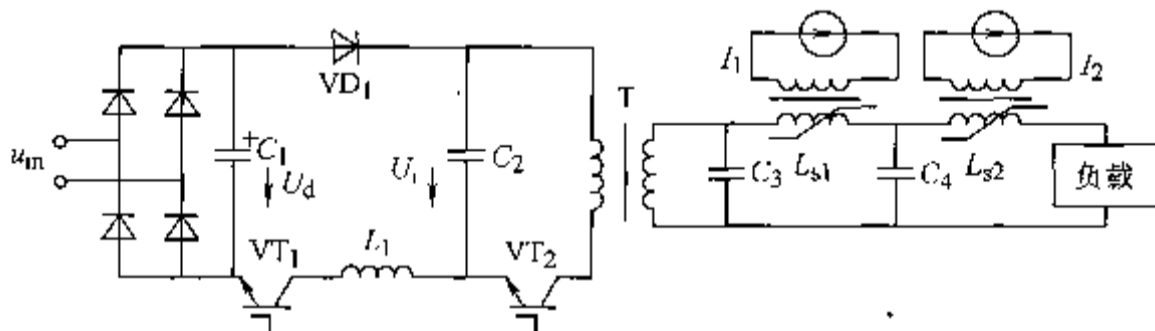


图 5-22 IGBT 脉冲电源主电路

(1) 充电电路 首先经过单相不控整流以及电容滤波得到平滑的直流电压  $U_d$ 。当  $VT_1$  开通时,  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $L_1$ 、 $VD_1$  组成充电电路。通常滤波电容的值很大,在这里  $C_1$ 、 $C_2$  参数关系应满足  $C_1 \gg C_2$ 。

(2) 放电电路 放电电路由  $C_2$ 、 $VT_2$ 、 $C_3$  以及脉冲变压器 T 组成。通常,为了满足负载的要求,负载电压必须升到足够高,利用脉冲升压变压器可以方便地通过调节变压器变压比来得到需要的高压。

(3) 磁脉冲压缩电路 两级磁脉冲压缩电路由  $C_3$ 、 $C_4$  以及饱和电感  $L_{s1}$ 、 $L_{s2}$ 、磁心复位电流源  $I_1$ 、 $I_2$  组成。并满足以下条件:

- 1) 设饱和电感在饱和前的电感量为  $L_u$ , 饱和后的电感量为  $L_s$ ; 变压器漏感为  $L_k$ 。
- 2) 变压器励磁电感远大于  $L_{u1}$ 。
- 3)  $L_{u1} \gg L_{u2}$ ,  $L_{u1} \gg L_{s1}$ ,  $L_{u2} \gg L_{s2}$ 。
- 4)  $L_{u2} \gg L_{s1}$ 。
- 5)  $L_{u1} \gg L_k$ 。
- 6)  $L_k \gg L_{s1}$ 。
- 7)  $C_3 = C_4 = 2C_p$ 。

## 2. 电路工作过程分析

IGBT 脉冲电源工作,  $VT_1$  开通, 通过  $L_1$  与  $C_2$  之间的串联谐振,  $C_2$  上电压上升。最大可以达到  $U_d$  的两倍。 $VT_1$  关断,  $C_2$  上电压维持不变,  $VD_1$  的作用是防止  $C_2$  能量的回馈。振荡过程满足下面的方程:

$$\begin{cases} U_i = U_d (1 - \cos \omega_1 t) \\ i_{L1} = \omega_1 C_2 U_d \sin \omega_1 t \\ \omega_1 = (L_1 C_2)^{1/2} \end{cases} \quad (5-9)$$

$VT_1$  和  $VT_2$  均关断时,  $C_2$  电压维持在  $2U_d$ 。 $VT_2$  开通时,  $C_2$ 、 $C_3$  以及变压器漏感  $L_k$  组成振荡电路。 $C_2$  通过谐振向  $C_3$  放电。将  $C_3$  折算到变压器一次侧, 令  $C_2 = KC_3 = 2C_0$ ,  $U_0 = U_{C2}$ , 其中  $K$  为变压器一、二次绕组匝比, 则  $C_2$  的电压逐渐下降,  $C_3$  电压逐渐上升, 此时电感  $L_{s1}$  处于退饱和状态。由于  $L_{u1} \gg L_k$ , 故  $L_{u1}$  对  $C_2$ 、 $L_k$ 、 $C_3$  的振荡电压呈现很大的阻抗,  $C_4$  上电压几乎为零。在  $C_2$  电压下降为零时,  $C_3$  电压上升到最大, 此时  $VT_2$  关断。 $C_3$  通过饱和电感向  $C_4$  放电, 在  $C_3$  电压下降为零时,  $C_4$  电压上升到最大, 这时  $L_{s2}$  饱和,  $L_{s1}$  退饱和,  $C_4$  通过饱和电感向负载放电。

## 3. 控制及驱动电路

(1) 控制电路 控制电路功能框图如图 5-23 所示。基准时钟脉冲信号的上升沿用来触发  $VT_1$ , 如图 5-24 所示。可通过调节  $VT_1$  脉冲宽度来调节主电路电容  $C_2$  上的充电电压。因此引入  $C_2$  电压反馈  $U_f$ , 和给定基准  $U_{ref1}$  进行比较, 形成  $VT_1$  下降沿的触发脉冲, 从而实现  $C_2$  电压的闭环调节。也可以手动调节  $C_2$  上的电压, 这时  $VT_1$  下降沿的触发脉冲是由同步锯齿波和给定基准  $U_{ref2}$  比较产生的。

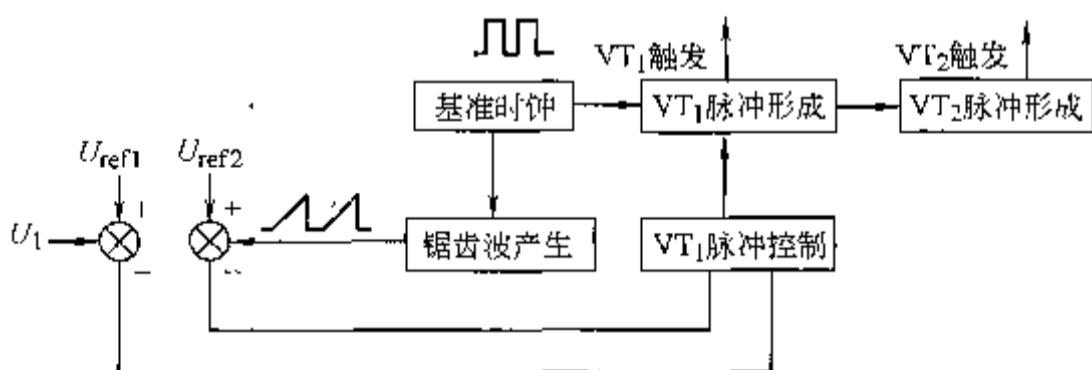


图 5-23 控制电路功能框图

(2) IGBT 驱动电路 IGBT 的驱动电路如图 5-25 所示。采用高速光耦 6N137 进行信号传输, 它的特点是信号传输延迟时间远比一般光耦的短, 大约只有 75ns, 特别适合在高频

下使用。光耦的次级电源由 5.1V 齐纳二极管 VS 提供。高速比较器 LM319 的作用是将脉冲信号幅度提高到  $U_{CC}$ ；加速电容  $C_2$  的作用是提高驱动管的开关速度；IGBT 的正向开通电压由  $U_d$  提供，而反向截止电压由  $U_c$  提供；IGBT 的过电流快速保护采用的是降栅压、软关断这一成熟的技术。

#### 4. 主电路设计

(1) 输入整流二极管 整流二极管的选择主要依据电网电压、平均输入功率这两项来确定。整流后直流电流  $I_d$  可能达到的最大值为： $I_d = P/U_{dmin}$ 。式中  $U_{dmin}$  为整流后直流电压可能达到的最小值。

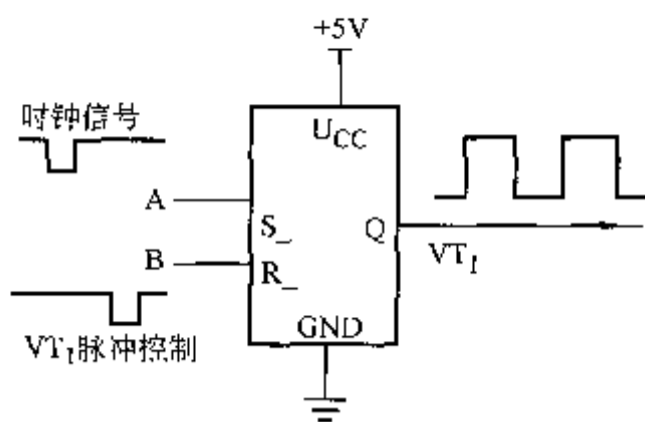


图 5-24 用 R-S 触发器产生  $VT_1$  脉冲的电路

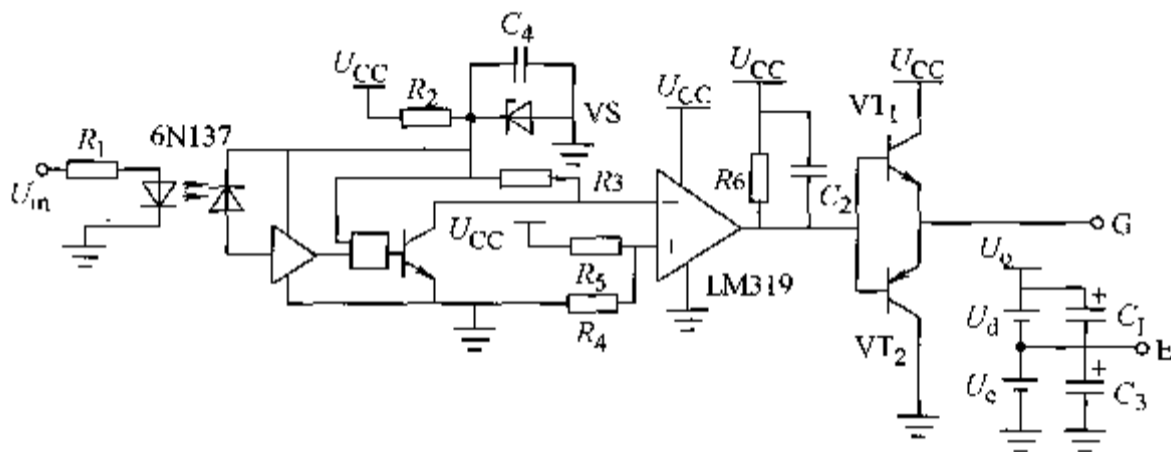


图 5-25 IGBT 的驱动（不含保护部分）

每只整流二极管导通半个周期 ( $T/2$ )，平均电流为  $I_d$  的一半，承受的最大反向电压  $U_{RRM}$  为： $U_{RRM} = \sqrt{2} \times 220V$ 。

(2) 滤波电容  $C_1$  桥式整流纹波系数  $\gamma$  为

$$\gamma = 0.144 / (fR_d C) \quad (5-10)$$

为使输出纹波足够小，则有

$$C_1 \geq 0.144 / (fR_d \gamma) \quad (5-11)$$

式中  $R_d$  为等效直流阻抗 ( $U_d/I_d$ )。

(3) 充电电感  $L_1$ 、充电电容  $C_2$   $L_1$  和  $C_2$  的选择主要依据电源工作频率和输入功率 (等同于电容实际的储能)。这里脉冲电源工作频率为 5kHz，必须使  $L_1 C_2$  的振荡周期  $2\pi (L_1 C_2)^{1/2}$  小于电源开关周期。令  $2\pi (L_1 C_2)^{1/2} = 100\mu s$ ，充电过程中电感  $L_1$  两端电压等于电源电压  $U_d$  和电容  $C_2$  上电压  $U_c$  之差。即等于  $U_d \cos \omega_1 t$ 。由此决定电感铁心面积和绕组的线径和匝数。

(4) 脉冲变压器

1) 首先应根据伏秒积平衡方程确定变压器一次绕组匝数和磁心截面积。使变压器在承受一定的伏秒积下不致饱和。

2) 根据变压器一次电流有效值的大小确定一次绕组线径。

3) 根据负载电压的要求确定变压器升压比，进而选择一次绕组匝数及线径。

4) 选择变压器磁心的窗口面积。需有效控制变压器的一、二次侧漏感，以提高电流脉冲幅值，减小脉宽。

5) 可饱和电感器的设计。首先根据伏秒积平衡方程确定电感绕组数目和磁心截面积。使电感在饱和前承受一定的伏秒积, 而需要承受多大的伏秒积则由输出电压的大小而定。

根据选择复位电流源  $I_{res}$  的大小及复位绕组数目  $N_r$  有

$$I_{res} = H_{res} L_e / N_r \quad (5-12)$$

式中,  $L_e$  为磁心平均磁路长度;  $H_{res}$ ——磁心稳态工作点对应的磁场强度。

磁心材料的选择对于变压器和饱和电感的设计十分重要, 均要求磁心具有高的饱和磁通密度 (减小磁心体积)、低的矫顽力 (减小磁滞损耗)、高的电阻率 (减小涡流损耗)。除此之外, 饱和电感磁心材料还要求具有高的初始磁导率 (高的矩形比)。对于带材磁心, 带材厚度越小越好, 这样可以提高装置的工作频率。

## 5.3 高压脱硫—脉冲电晕脱硫脱硝

### 1. 烟气脱硫技术的现状和发展

煤炭燃烧引起的大气污染, 是我国大气污染的主要特征, 其中燃烧煤所排放的烟气及  $SO_2$ 、 $SO_3$  等有害气体对人体产生极大的危害。据统计, 在每年燃煤排放的 1700 万吨烟尘中, 燃煤火电厂排放 700 万吨, 占总量的 41.3%, 工业锅炉排放 620 万吨, 占总量的 36.6%, 工业窑炉排放 150 万吨, 占 8.8%, 3 项共计占总量的 86.7%。而每年燃煤排放的 1314 万吨  $SO_2$  中, 燃煤火电厂排放 700 万吨, 占总重的 26.4%, 工业锅炉排放 510 万吨, 占 38.8%, 工业窑炉排放 122.4 万吨, 占 9.3%, 3 项共计占总量的 74.5%。国家提出环保工作的重点之一是治理  $SO_2$  污染, 在我国要防治  $SO_2$  污染, 控制火电厂、工业锅炉及窑炉等 3 大烟气源的排放是关键, 烟气脱硫技术 (FGD) 是解决烟气排放污染的主要途径。

1984 年, 国际上首先用脉冲电晕放电对模拟烟气进行脱除  $SO_2$  的试验, 得出: ①正脉冲电晕对  $SO_2$  脱除有效, 在能量利用率方面是电晕束脱硫的 2 倍; ②利用断续的脉冲电压可获得更高的能量利用率, 因其不会因加速离子而浪费能量; ③正脉冲电晕比负脉冲电晕脱硫有效。1986 年, 用脉冲电晕进行同时脱硫、脱氮和飞灰的研究, 证明飞灰的存在可改善  $SO_2$  的脱除效果; 此外, 在电极上加上脉冲电压和直流偏压可极大改善收集飞灰、脱硫的能力。

我国近年来也开始发展高压脉冲电晕脱硫技术, 北京理工大学于 1990 年研究了双极电晕对  $NO_x$  和  $SO_2$  的脱除, 实验发现, 与单极电晕相比, 它能更有效脱除  $NO_x$  和  $SO_2$ , 但能耗相应增大; 大连理工大学之后于 1992 年, 在模拟烟气中研究了正脉冲电晕对  $NO_x$  和  $SO_2$  的脱除, 脉冲电源和反应器是脉冲电晕法研究的实体, 电晕流光特性和动力学研究则是为了优化电源和反应器。

### 2. 脱硫脱硝

脱硫脱硝中, 对脉冲电源基本要求是上升时间  $t_p = 10 \sim 100ns$ , 拖尾时间  $t_r = 100 \sim 500ns$ , 峰值电压  $U_m = 100 \sim 200kV$ , 频率  $f = 20 \sim 200Hz$ ,  $t_p$  越短, 峰值越高, 重复率越多, 脱硫效果越好。脉冲电源的基本原理是采用储能电容经火花隙开关形成和传输高压窄脉冲能量。20 世纪 80 年代中期, 中国引入了晶闸管脉冲形成开关低压侧脉冲技术, 原冶金部安全环保研究院研制出隔离隙高压脉冲形成开关性脉冲电源, 可产生约  $2\mu s$  的脉冲。20 世纪 80 年代末, 纳秒级脉冲电源出现, 脉冲放电可同时脱除烟气中的飞灰和  $SO_2$ , 使脱硫和降尘一体化成为可能。最近, 华中理工大学研制出脉宽为 5 纳秒的试验室用脉冲电源, 日本学者

Mizuno 研究成功同时产生高压正负电压的脉冲电源。

### 3. 脉冲电源系统

该系统是实现脉冲电晕脱硫脱硝技术产业化的关键之一。在有载条件下, 提供较陡上升前沿(数十纳秒级)的脉冲电流电压波形, 特别要求系统能长期、有效地连续工作, 以适应工业的要求。对实验室, 数百瓦至数千瓦的功率要求电源系统较易实现, 工业上则需脉冲电源功率系统提供约 3600kW 的平均功率。这里简单介绍几种比较成熟的高压脉冲电源技术实例。

(1) 百纳秒级常用脉冲电源 图 5-26 所示为百纳秒级常用脉冲电源原理图, 该电源用直流高压对无感电容器并联谐振充电, 电容器通过开关对负载放电形成快上升时间的脉冲。该电源线路简单, 开关选用旋转火花隙开关, 供电由脉冲电压加直流基压完成。电源输出的脉冲宽度  $\tau \leq 500\text{ns}$ ,  $t_p \leq 100\text{ns}$ 。但该技术由于负载和系统参数的不确定, 造成输出脉冲的前沿和宽度无法保持在最佳状态。

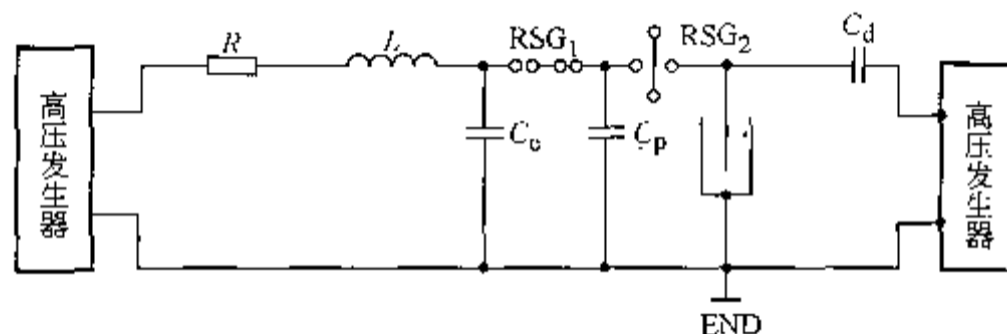


图 5-26 百纳秒级常用脉冲电源原理图

(2) 采用磁脉冲调制技术的脉冲电源 高压大功率脉冲形成技术的主要部件是磁脉冲压缩器, 特别是功率大、上升时间短、重复率高, 美劳伦斯伯克利国家实验室(LLNL)在这方面做了大量的研究工作。采用磁脉冲调制技术的脉冲电源的简单原理图如图 5-27 所示。电容  $C_1$  通过  $L_0$  充电至  $L_1$  饱和 ( $L_1$  的饱和电感  $\ll L_0$ ),  $C_2$  被  $C_1$  通过  $L_1$  饱和充电, 充电速度  $C_2 \ll C_1$ 。这个过程一级一级继续, 直至  $C_N$  经饱和

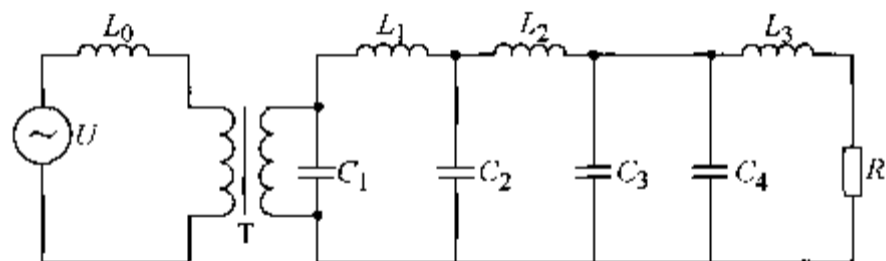


图 5-27 采用磁脉冲调制技术的脉冲电源简单原理图

的  $L_N$  向负载放电。该电源输出  $t_p \leq 50\text{ns}$ ,  $\tau \leq 500\text{ns}$  的脉冲。但该技术在高重复频率、快上升时间的脉冲系统中, 磁性开关材料的选择较苛刻, 能选用的材料有铁磁金属玻璃或非晶材料。

(3) 采用 Tesla 变压器谐振充电技术 该技术上升时间快, 弥补了铁心脉冲变压器难以得到快上升时间的不足, 原理见图 5-28。  $C_1 - L_1$  和  $C_2 - L_2$  构成了双谐振回路, 要求参数满足  $C_1 L_1 = C_2 L_2$ 。  $C_3$ 、 $S_3$  用于  $\tau$  的压缩。该电源输出  $t_p \leq 50\text{ns}$ 、 $\tau \leq 160\text{ns}$ 、 $f = 270\text{Hz}$  的脉冲。

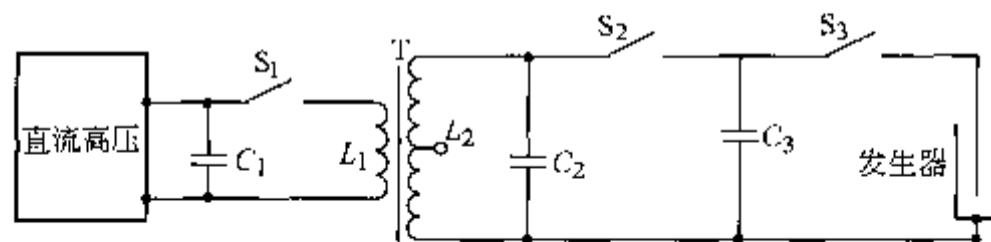


图 5-28 采用 Tesla 变压器谐振充电技术的高压脉冲电源原理图

该技术的关键是 Tesla 变压器的制造, 俄罗斯在这方面有较高的技术水平, 他们可制造高功率、电压达数兆伏的 Tesla 变压器。开关可用火花隙开关, 也可用闸流管或真空开关等。但该技术脉冲形成开关一般使用吹气火花隙, 寿命需进一步提高。

(4) 新型窄脉冲电源 中国工程物理研究所研制的新型窄脉冲电源的原理见图 5-29, 将高压脉冲电源分 4 个部分; 谐振充电、高压脉冲形成、磁锐化、控制及监测系统。该技术的关键是磁开关  $S_1$  和脉冲变压器的制造。电源输出  $U_m$  达  $100 \sim 150\text{kV}$ 、 $t_p \leq 50\text{ns}$ 、 $\tau = 200 \sim 500\text{ns}$  的脉冲。

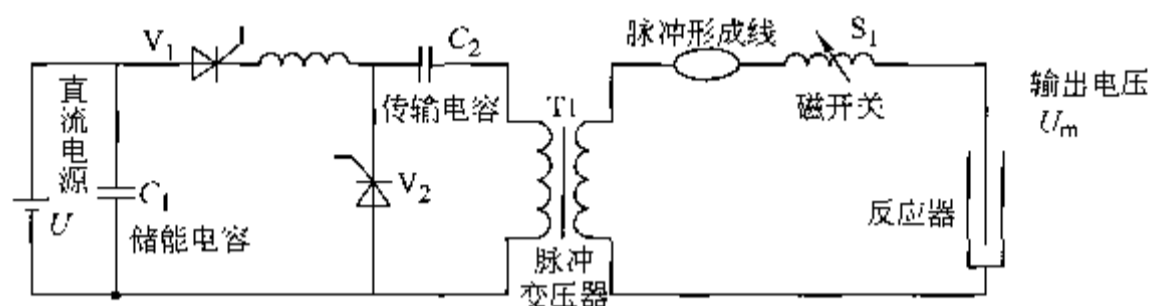


图 5-29 高压窄脉冲电源原理图

但当负载变化时, 该技术对  $S_1$  的设计带来很多困难, 动态范围有限, 调节电压范围不大。

(5) 电源和反应器之间的匹配 脱硫要求纳秒级脉冲电源, 输出特性受负载影响较大, 电极间隙的等价电容和非线性等价电阻影响脉冲电压的波形及脉冲形成回路的效率, 应用过程中需做到电源和反应器的匹配, 它不但提高了能量的转化效率, 也延长了电极的寿命。对于给定的高压脉冲发生器, 有两方面可完成其匹配:

1) 改变电晕线的直径, 进行有效的电阻匹配。

2) 增加直流偏压提高匹配; 反之, 对于一个给定的电晕发生器, 提高  $U_m$ , 使输出电阻等于电晕发生器本身的电阻, 达到最佳匹配。

脉冲电晕技术成本较低, 无二次污染, 可同时脱硫脱硝, 有较好的应用前景。但影响脉冲电晕技术产业化的主要问题还有待解决: 如何实现高压脉冲电源的大功率、窄脉冲、长寿命; 如何将脉冲电源和反应器合理匹配; 如何解决能耗较高的问题。这些都是制约脱硫用高压脉冲电源技术发展的主要障碍。目前, 大功率脉冲电源已成为制约电晕脱硫技术发展的瓶颈, 实现高性能脉冲电源和反应器的匹配将大大加快脉冲电晕技术实现工业化应用的进程。

## 5.4 空气净化器及臭氧发生器

### 5.4.1 智能空气净化器的控制电路

空气净化器是家庭、办公室及宾馆等场所用于净化空气的理想产品。由最初的只有简单的开关控制发展为智能控制, 具有 3 个挡速, 4 个定时时间, 烟雾传感自动开机, 高压积尘及产生负氧离子的控制、遥控; 有的还有红外感应控制。各生产厂家大都采用单片机及其接口电路来实现以上功能。由于电动机和产生高压电路的存在, 对电源的干扰极大。为了减少对单片机的干扰, 在对电机控制的接口上普遍采用光电隔离。实现以上功能采用数字逻辑电路, 下面分别介绍各部分电路的工作原理。

## 1. 电源、电动机的控制信号

图 5-30 给出一种空气净化器控制电路原理图, 变压器  $T_1$  将 220V AC 电源降至 18V AC, 经单相桥式整流电路和电容  $C_{20}$ 、 $C_{21}$  滤波后, 由稳压集成电路 7812 稳压, 产生电源  $U_{CC}$ ;  $VL_{12}$  显示电源的通与断; 晶体三极管  $VT_1$  和电阻  $R_{43}$ 、 $R_{44}$  组成产生高压电路的开关电路, 信号  $Y_4$  为低电平时, 晶体管  $VT_1$  导通, 为高电平时,  $VT_1$  截止。

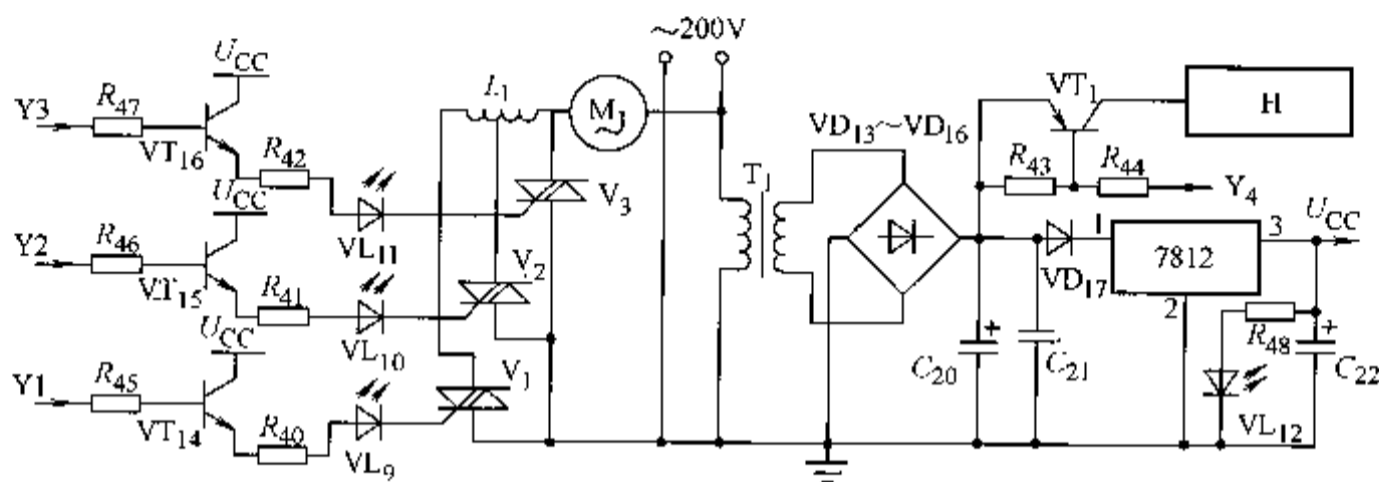


图 5-30 空气净化器控制原理图

$M_1$  为净化空气用的电动机,  $Y_3$  为高电平时, 晶体管  $VT_{16}$  导通, 晶闸管  $V_3$  导通, 电动机  $M_1$  相当于直接并接在 220V AC 电源上, 这时转速最高, 可定为一挡速;  $Y_2$  为高电平时, 晶体管  $VT_{15}$  导通, 晶闸管  $V_2$  导通, 电动机  $M_1$  与电感  $L_1$  的一部分串联后并接在 220V AC 电源上, 为电动机提供的电源已低于 220V, 这时电动机的转速低于一挡速, 可定为二挡速;  $Y_1$  为高电平时, 晶体三极管  $VT_{14}$  导通, 晶闸管  $V_1$  导通, 电动机与电感  $L_1$  串联后并接在 220V 电源上, 这时电动机的转速最低, 可定为三挡速。发光二极管  $VL_{11} \sim VL_9$  显示挡速。

## 2. 初上电状态与最低挡速控制

该电路各部分的原理如图 5-31 所示, 图中 IC8、IC9 所用电源为 +3V, 上电后, 稳压管 VS、电解电容  $C_{13}$  及电阻  $R_{34}$ 、 $R_{35}$  为 IC8、IC9 提供 +3V 电源及 IC5、IC7、IC10 所用电源  $U_{CC}$  与 IC1、IC2、IC3、IC4、IC6 所用电源  $U_{DD}$ ;

电源  $U_{CC}$  在对  $C_{12}$  充电的过程中,  $R_2$  的上端因电容两端电压不能突变, 产生一尖脉冲并输入至 IC5: A 和 IC5: B 的 R 端, 使两触发器确定状态, Q 端输出低电平。晶体管  $VT_2$ 、 $VT_3$  截止,  $U_{DD}$  关闭,  $Y_4$  变为高电平。 $SB_3$  为开机和关机按键开关, 按动  $SB_3$ , 在  $U_{CC}$  对  $C_6$  充电的过程中为 IC7: C 的 9 脚提供一尖脉冲, 并通过 IC7: C 输入至 IC5: A 的 CLK 端, 触发器翻转。晶体三极管  $VT_2$  由截止转为导通或由导通转为截止, 即电源  $U_{DD}$  由关到通或由通到关, 发光二极管  $VL_5$  显示  $U_{DD}$  的开、关, 即显示电动机的开、关。

$VT_2$  处于导通状态时, 为 IC1、IC2、IC3、IC4、IC6 提供电源  $U_{DD}$ 。在  $VT_2$  由截止转为导通的一瞬间,  $U_{DD}$  对  $C_{14}$  充电, 在  $R_1$  的右端产生一尖脉冲, 并输入至 IC1、IC2 的 RST 清零端, IC1、IC2 的 Q0 端输出高电平,  $Y_1$  信号变为高电平。由图 5-31 知,  $Y_1$  为高电平时, 电动机运转, 并处于三挡速状态。即上电后, 初次按一下开关  $SB_3$ ,  $U_{DD}$  接通, 电动机处于三挡速状态。在此状态下, 每按一次按键  $SB_1$ , 为 IC7: B 的 6 脚提供一尖脉冲并通过 IC7: B 输入至计数分配器 IC1 的 CLK 端。当输入第一个脉冲时, 由 Q0 输出高电平转为 Q1 输出高电平; 输入第二个脉冲时, 转为 Q2 输出高电平; 输入第三个脉冲时, 转为 Q3 输出高电平并通过  $VD_8$  输入 RST 清零端。IC1 的状态又转变为 Q0 输出高电平, 如此循环。Q0 ~ Q2 循

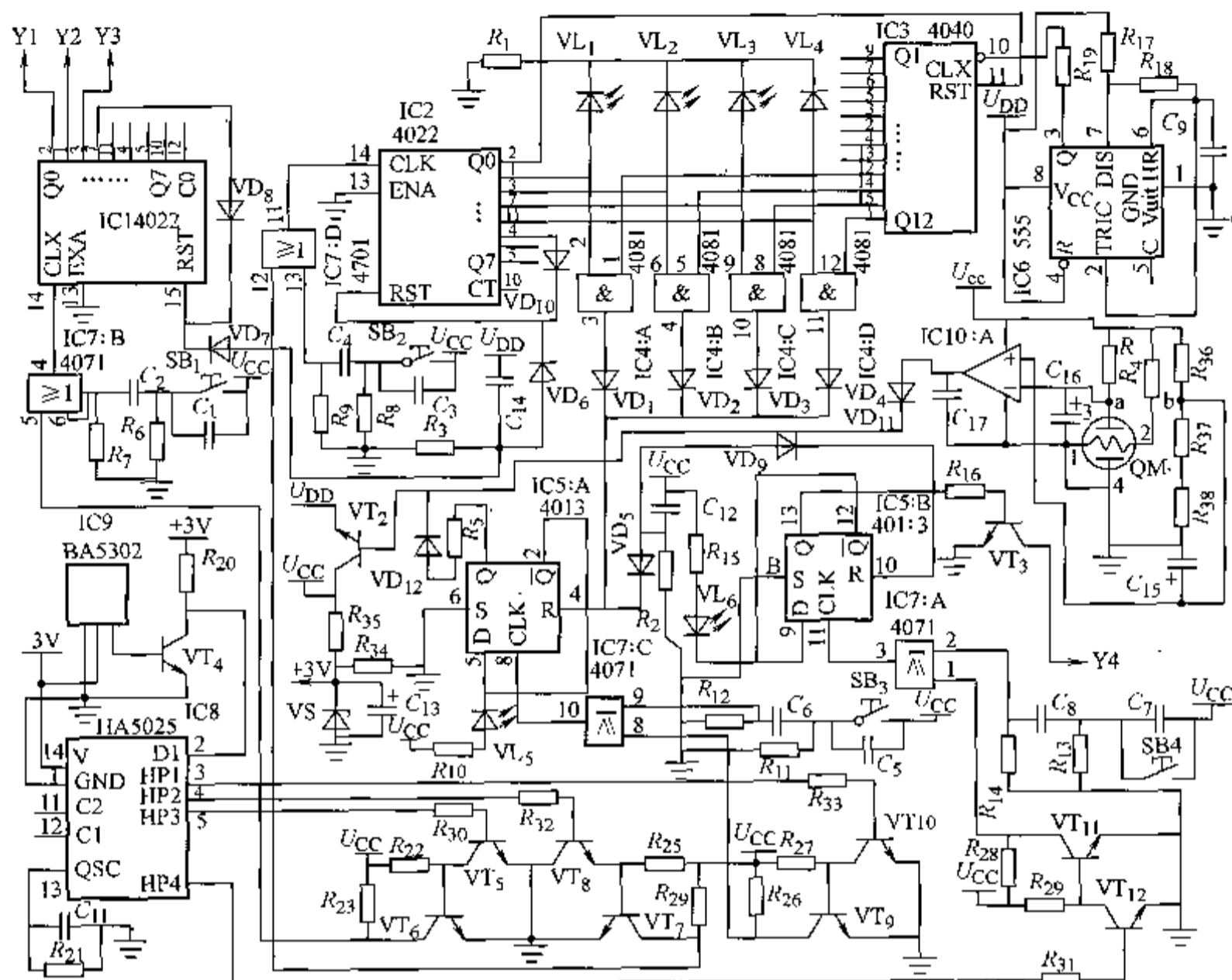


图 5-31 挡速控制电路图

环输出高电平，即 Y1 ~ Y3 循环为高电平，则图 5-30 中电动机 M<sub>1</sub> 由三挡速、二挡速、一挡速循环变化。由此看出，挡速的转换由按键 SB<sub>1</sub> 来实现。

### 3. 定时控制单元

IC2、IC3、IC4 及 IC5 等组成定时电路，IC6、R<sub>17</sub>、R<sub>18</sub>、C<sub>9</sub> 组成振荡电路。振荡频率由 R<sub>17</sub>、R<sub>18</sub>、C<sub>9</sub> 的参数决定。振荡周期

$$T = 0.693 (R_{17} + 2R_{18}) C_9 \quad (5-13)$$

如果定时时间为 30min、60min、120min、240min 四种选择，振荡频率可定为 8.533 次/min，周期  $T = 7.03s$ ，取  $C_9 = 0.1\mu F$ ，则  $R_{18} + 2R_{17} = 101.5M\Omega$ 。振荡产生的脉冲由 IC6 的 3 脚输出并输入至计数器 IC3 的 CLK 端，为计数器提供外部时钟信号。IC3 的 Q<sub>9</sub> ~ Q<sub>12</sub> 分别为 256、512、1024、2048 分频，它们自计数起至初次输出高电平的时间分别为 30min、60min、120min、240min。刚开机时，IC2 被清零，其 Q<sub>0</sub> 保持输出高电平，IC3 保持清零状态，不计数。按一下按键 SB<sub>2</sub>，通过 IC7: D 为 IC2 提供一个时钟脉冲，IC2 的输出变为 Q<sub>1</sub> 保持高电平，Q<sub>0</sub> 变为低电平，发光二极管 VL<sub>1</sub> 被点亮，IC3 开始计数。当计数至 256 个时钟脉冲，即 30min 时，IC3 的 Q<sub>9</sub> 端输出高电平，此时与门 IC4: A 的 1、2 脚同时为高电平，3 脚输出高电平，经 VD<sub>1</sub> 输入至触发器 IC5: A 的 R 端，触发器翻转，晶体管 VT<sub>2</sub> 截止，切断电源 U<sub>DD</sub>，IC1 停止输出电动机的控制信号 Y1 ~ Y3，电动机 M<sub>1</sub> 停止运转，即 30min 定时完毕。IC2 的 Q<sub>1</sub> ~ Q<sub>4</sub> 与 IC3 的 Q<sub>9</sub> ~ Q<sub>12</sub> 一一对应，通过 IC4 的 4 个与门实现 30min、60min、

120min、240min 定时工作。发光二极管  $VL_1 \sim VL_4$  为不同定时时间的显示。如果按动 5 次  $SB_2$ , IC2 的 Q5 输出高电平, 并通过  $VD_{10}$  输出至 IC2 的清零端进行清零, Q0 再次输出高电平, IC3 被清零停止计数。再次按动  $SB_2$  可重新定时。

#### 4. 传感器控制电路

图 5-31 中, QM 为烟雾传感器, 1、2 脚之间加上电压后, 3、4 脚间相当于一个电阻, 阻值的大小与 3、4 脚间电压的大小有关, 同时与 3、4 脚相连的两极板间气体中烟雾浓度的大小有关。1、2 脚间电压一定时, 两极板间烟雾的浓度越大, 3、4 脚间阻值越小。

$R_4$ 、QM、 $R_{36}$  及  $R_{37}$ 、 $R_{38}$  组成桥式电路, 调节电阻  $R_{36}$ 、 $R_{37}$  的阻值, 使 a 点的电位  $U_a$  略高于 b 点的电位  $U_b$ , 则比较器 IC10: A 输出低电平。如果室内空气中烟雾的含量增高时, QM 的 3、4 脚间阻值变小,  $U_a$  降低, 当  $U_a < U_b$  时, IC10: A 输出高电平, 当达到晶体管  $VT_2$  基极的门限电压时, 打开  $VT_2$ ,  $U_{pp}$  接通, 起到自动开机的作用。通过调节  $R_{36}$ 、 $R_{37}$  的阻值, 改变 a、b 两点的电位差, 以此来改变传感灵敏度。 $R_{36}$  由厂家调节,  $R_{37}$  可供用户调节使用。通过电解电容  $C_{15}$ 、 $C_{16}$  可提高传感控制的稳定性。但  $C_{15}$ 、 $C_{16}$  的电容值不可过大, 以  $1\mu F$  为宜。

#### 5. 高压积尘氧产生负离子的控制电路

积尘及负氧离子的产生都是通过上千伏的直流电压来实现, 直流高压可利用 18V 电源经高频振荡和升压变压器产生, 图 5-30 中用 H 表示。由于各生产厂家都有成熟的电路, 在此不再叙述。

图 5-31 中按键  $SB_4$  为高压电路的控制开关, 每按一次  $SB_4$ , 在  $R_{14}$  上端产生的正脉冲通过或门 IC7: A 输入至触发器 IC5: B 的 CLK 端, 触发器翻转, 晶体管  $VT_3$  截止转为导通或由导通转为截止,  $VT_3$  的导通与截止, 控制图 5-30 中晶体三极管  $VT_1$  的导通与截止, 即实现高压电路的开与关。图 5-31 中发光二极管  $VL_6$  显示高压电路的开与关。

#### 6. 遥控接收电路单元

图 5-31 中 IC9 为通用红外接受器 BA5302, 当接受到图 5-32 中 IC11 发射的红外脉冲信号时, BA5302 反向输出, 经  $VT_4$  再次反相后, 输入解码电路 IC8 的 D1 端, 解码后由 HP1 ~ HP4 中其一输出高电平, 接收完毕再转为低电平, 图 5-32 中的  $SB_5 \sim SB_8$  与 IC8 的 HP1 ~ HP4 一一对应。IC8、IC9 所用电源为 +3V, HP1 ~ HP4 的输出与其他 IC 电路不能匹配, 需要经过电平转换, 由晶体管  $VT_5 \sim VT_{12}$  来完成这一工作。 $VT_9$ 、 $VT_7$ 、 $VT_6$  及  $VT_{11}$  的集电极的输出即是经过电平转换后 HP1 ~ HP4 的输出, 并通过 IC7 的 4 个或门分别输入到 IC5: A, IC2、IC1 及 IC5: B 的 CLK 端, 分别起到开机、定时、挡速控制、高压电路开关的控制作用。

图 5-31 中 IC8 的 C1、C2 两脚和图 5-32 中 IC11 的 C1、C2 两脚可接地, 也可悬空, 但两个集成电路的接法必须一致, 才能实现接收。

#### 7. 遥控发射电路单元

图 5-32 所示为遥控发射电路, 按下  $SB_5 \sim SB_8$  中任一按键, IC11 的 15 脚输出与 455kHz 载波频率相应的数字信号, 经晶体管  $VT_{13}$  放

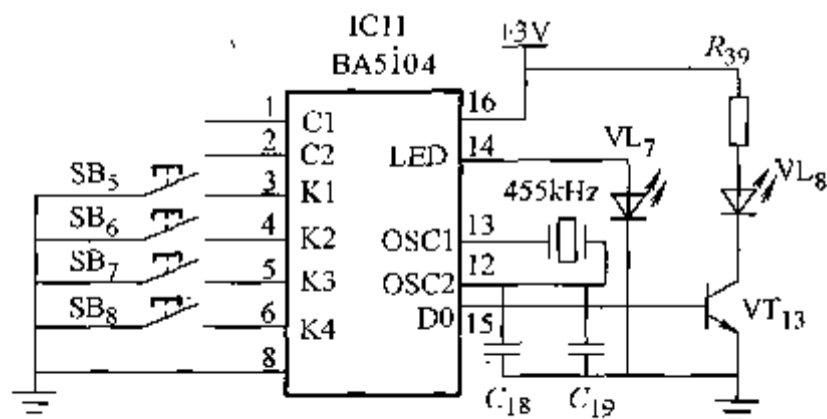


图 5-32 遥控发射电路图



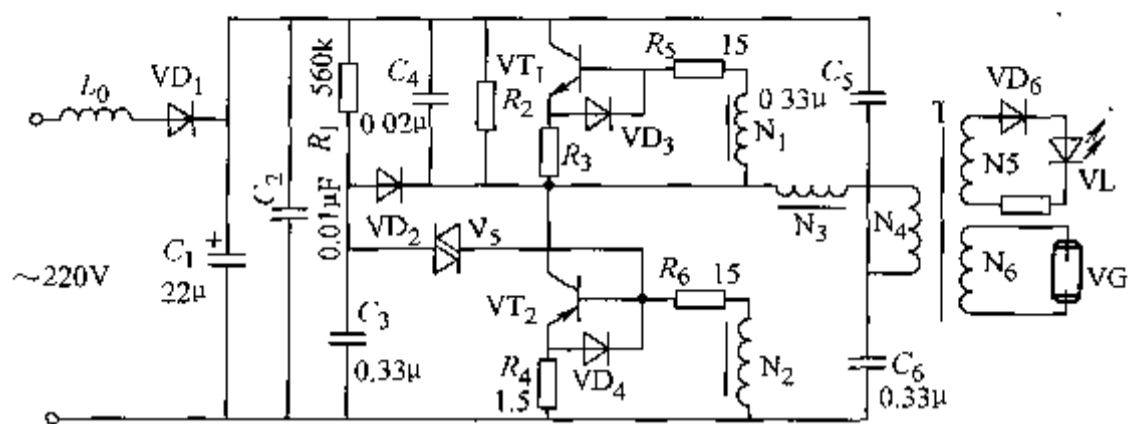


图 5-34 采用分立元件和臭氧发生片组成的臭氧发生器电路原理图

压，供给推挽振荡电路。

在开机瞬间， $VT_1$  导通。由于电容  $C_3$  的充电作用，双向触发二极管  $V_5$  截止。当  $C_3$  两端的充电电压升至 32V 时， $VD_5$  被触发而导通，使  $VT_2$  导通。在  $VT_2$  导通期间， $C_3$  逐渐放电，又使  $VT_2$  截止。 $VT_1$  导通后，在脉冲变压器  $T$  的作用下， $N_1$ 、 $N_2$  绕组中产生正反馈电压，此电压分别加至  $VT_1$  和  $VT_2$  的基极，使  $VT_1$  和  $VT_2$  交替导通与截止（即  $VT_1$  导通时， $VT_2$  截止； $VT_2$  导通时， $VT_1$  截止），推挽振荡电路振荡工作。

推挽振荡电路工作后，在脉冲变压器  $T$  的二次绕组  $N_6$  上产生高压脉冲，使臭氧发生片  $VG$  工作，产生臭氧。同时，发光二极管  $VL$  也点亮工作，给出工作指示。

### 5.4.3 负氧离子发生器

人们通常把负氧离子称之为“空气维生素”，其净化空气效果好，应用负氧离子发生器产生负氧离子来净化空气，使用安全可靠，适合家庭和办公室使用。

该负氧离子发生器电路从工作机理上可分为：电源电路、湿度检测电路、振荡器和高压发生器等几个组成单元，图 5-35 给出了负氧离子发生器的一个实例。

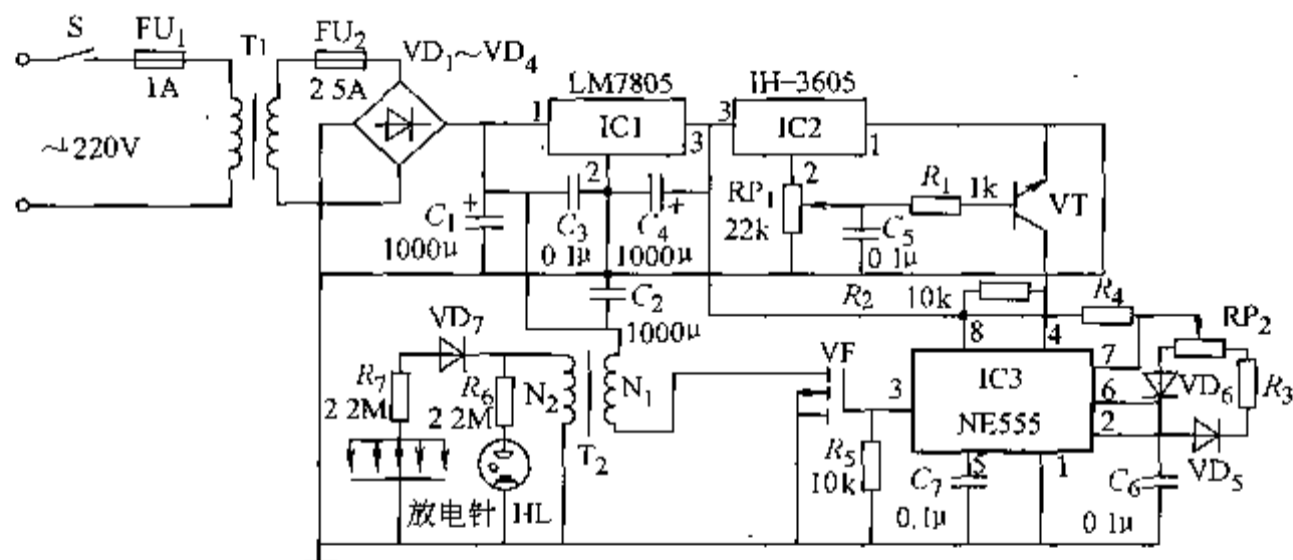


图 5-35 负氧离子发生器电路实例

电源电路由电源开关  $S$ 、熔断器  $FU_1$ 、 $FU_2$ 、电源变压器  $T_1$ 、整流二极管  $VD_1 \sim VD_4$ 、滤波电容器  $C_1 \sim C_3$ 、三端集成稳压器  $IC_1$  等组成。

湿度检测电路由集成电路  $IC_2$ 、晶体管  $VT$ 、电位器  $RP_1$ 、电阻器  $R_1$  和电容器  $C_5$  组成。振荡器由时基集成电路  $IC_3$  和外围元器件组成。高压发生器电路由场效应管  $VF$ 、升压变压器  $T_2$ 、整流二极管  $VD_7$ 、电阻  $R_6$ 、 $R_7$ 、氖指示灯  $HL$  和放电针（放电电极）等组成。接通

电源开关 S 后, 交流电压 220V 经  $T_1$  降压、 $VD_1 \sim VD_4$  整流和  $C_1 \sim C_3$  滤波后, 产生 18V 左右的直流电压。该电压一路经  $T_2$  的一次绕组  $N_1$  供给 VF, 另一路经 IC1 稳压为 +5V 后, 提供给 IC2、VT 和 IC3 作为工作电源。

在室内湿度相对较小 (低于 80%) 时, IC2 的 2 脚输出电压较低, VT 处于截止状态, IC3 的 4 脚为高电平, 振荡器振荡工作, 从 IC3 的 3 脚输出 20kHz 的振荡信号, 控制 VF, 使之工作在开关状态, 从  $T_2$  的二次绕组  $N_2$  两端产生 8~9kV 的脉冲高压, 经  $VD_7$  整流后, 通过放电针产生负氧离子, 同时指示工作状态的高压氖灯 HL 点亮。

当室内相对湿度较大 (超过 80%) 时, 为防止使用者触电, IC2 的 2 脚输出高电平, 使 VT 导通, IC3 的 4 脚变为高电平, 振荡器停振, IC3 的 3 脚无振荡信号输出, 高压发生电路不工作, 指示灯 HL 不亮。

调节  $RP_1$  的阻值, 可改变 VT 导通的灵敏度; 调节  $RP_2$  的阻值, 可改变振荡器的工作频率, 从而改变脉冲变压器输出电压的高低。

## 5.5 火灾探测与报警

### 5.5.1 火灾探测技术的发展及其应用

火灾自动报警系统由火灾报警控制器、火灾探测器、手动报警按钮、声光报警器、各种输入输出模块及控制模块等组成。在工作过程中, 一旦火灾探测器探测到火警信号, 并经火灾报警控制器确认火灾形成, 报警控制器就要发出火灾警报信号; 当具有消防联动控制要求时, 消防联动控制系统就要启动相应的防火及灭火设备, 及时有效地进行防火灭火工作。可见, 火灾探测器的正确选择、有效工作, 对火灾初期的报警预防起到了至关重要的作用。

我国火灾自动报警系统的发展经历了从无到有, 从简单到复杂的发展过程, 其智能化程度越来越高, 火灾探测技术有了一个很大的飞跃, 使得火灾探测器在灵敏度、减少误报率等方面有了很大的进步。

大量使用的离子感烟探测器对各种明火烟雾检测效果较好, 对阴燃烟雾也能检测, 但易受探测环境影响, 误报率较高。同时, 由于使用了放射源, 易对环境造成污染。光电感烟探测器是利用红外光散射的原理来进行烟雾浓度的探测, 对环境不存在污染问题, 对阴燃火烟雾的探测性能明显优于离子探测器, 但对某些黑烟探测效果较差, 这也是光电探测器没有完全取代离子感烟探测器的原因之一。

复合型探测器是一种基于多传感器消息融合技术发展起来的探测器。这种火灾探测器是集传感器技术、光电子技术、微电子技术、报警技术、测控技术于一身的高科技产品。由于火灾的燃烧伴有烟、光、温升、扩散辐射和异常气味等综合现象, 因而需要多种传感器检测和捕捉这些信息, 利用各自特点、使用范围、精度, 可提供局部现象和信息。作为新型的复合探测器引入了多传感器信息融合技术和模糊控制理论, 极大地提高了火灾探测的可靠性和灵敏度。含有微处理芯片的智能复合探测器, 具备一定的智能, 直接对火灾特征信号进行初步分析和处理, 做出恰当判断, 减轻了控制器信号总线的工作负荷, 提高了系统运行速度, 弥补了环境变化对元器件参数的影响, 这种新型探测器多应用于分布式智能火灾探测系统中。

5.5.2 火灾报警器

1. 用离子感烟传感器制作的火灾报警器实例

采用离子感烟传感器制作的火灾报警器，将其安装在居室、办公楼、影剧院等场所，可以及时发现火情并发出警报，有利于及早扑灭火灾，避免造成更大损失。图 5-36 给出了一种离子感烟火灾报警器的实用电路原理图。该离子感烟火灾报警器电路由离子感烟传感器、火灾报警器专用集成电路 IC（MC14467）和有关外围元件组成。

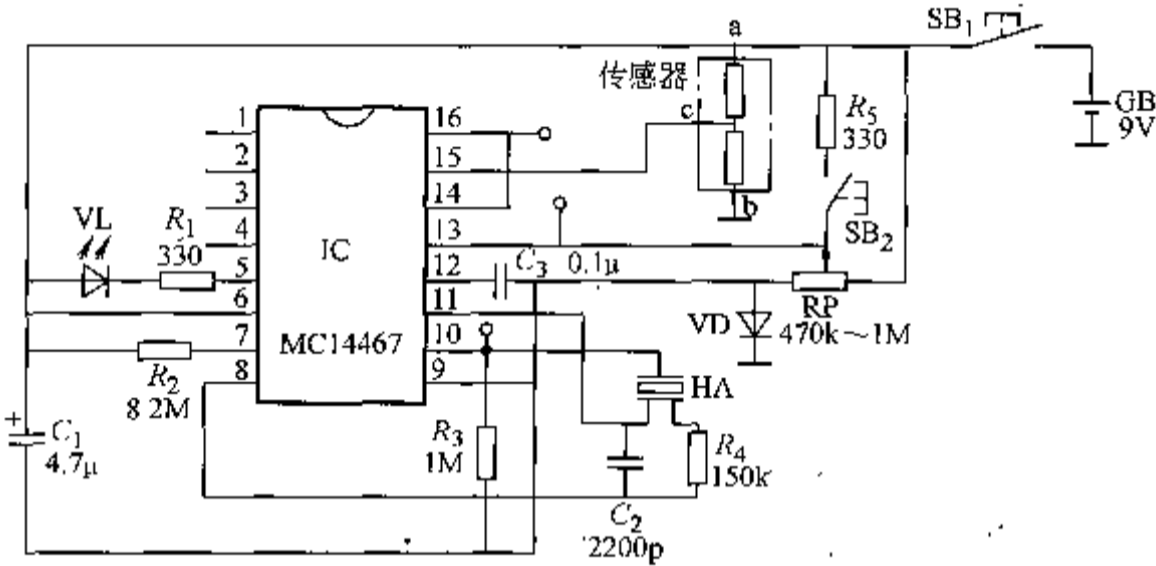


图 5-36 离子感烟火灾报警器实用电路原理图

离子感烟传感器由外电离室、内电离室和 a、b、c 三个电极组成。在无烟雾时，其 c 极电压为 a 极和 b 极之间电压值的一半。当传感器检测到烟雾时，其外电离室的离子电流将减小，使 c 极电压下降约 1.1~1.2V。

MC14467 火灾报警器专用集成电路内部由比较放大器、锁存器、振荡器、定时器和非门电路组成，其各引脚功能见表 5-2。

表 5-2 MC14467 各引脚功能

引 脚	功 能	引 脚	功 能
1	电压检测端	9	接地端
2	空脚	10	报警输出端
3	低电压设置端	11	(外接压电晶体扬声器)
4	低电压检测端	12	外接振荡器电容
5	外接发光二极管 LED 指示电路	13	灵敏度设置端
6	正电源端	14	保护端（低有效）
7	外接定时器电阻	15	检测电路输入端
8	反馈端	16	保护端（高有效）

该离子感烟报警器的工作原理为：在正常工作时，发光二极管 VL 会每隔 40s 闪亮一次。在无烟雾时，报警用压电蜂鸣器将不发声；当传感器检测到烟雾时，IC 的 15 脚电压将下降，10 脚、11 脚将输出驱动信号，使压电蜂鸣器 HA 发出“嘀、嘀……”的报警声，同时发光二极管 VL 闪亮。

SB<sub>2</sub> 为测试开关。按动 SB<sub>2</sub> 后，若电路工作正常，则 2s 后报警器会发出“嘀、嘀”声，且 VL 闪亮。调节电位器 RP 的阻值，可以改变报警器的灵敏度。

## 2. 烟雾报警器举例

烟雾报警器, 可适用于居室或影剧院、客运站、公共汽车、会议室等公共场所。当该报警器检测到有人吸烟时, 会发出“不要再抽烟了”的语音警告声。

电路工作原理: 该烟雾报警器电路由电源电路、烟雾检测电路和语音电路组成, 如图 5-37 所示。电源电路由电源变压器 T、整流管  $VD_1 \sim VD_4$ 、滤波电容器  $C_1$  和三端集成稳压器 IC1 等组成。

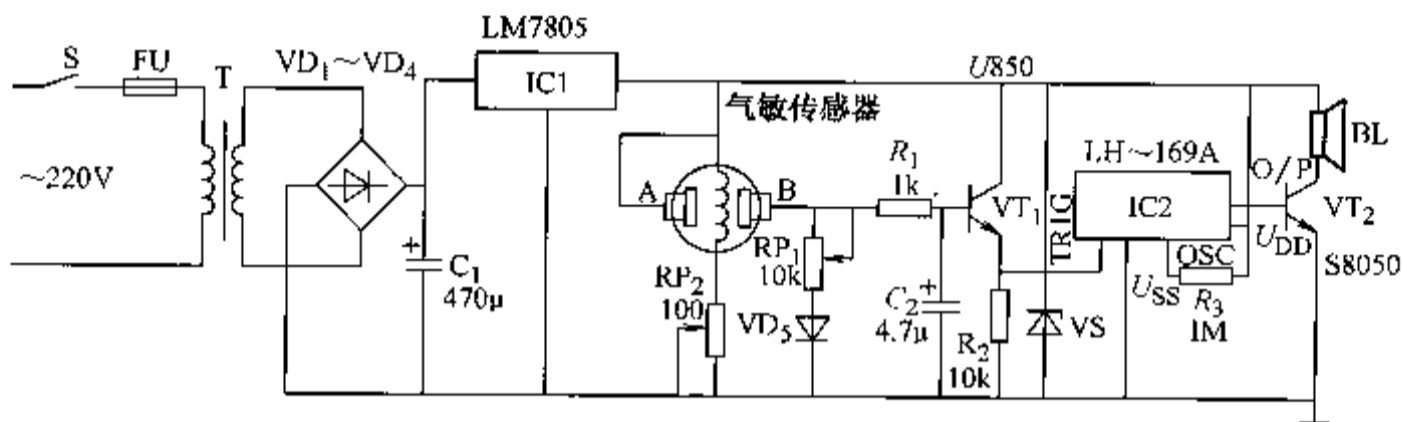


图 5-37 烟雾报警器电路

烟雾检测电路由气敏传感器、晶体管  $VT_1$  和其他外围元器件组成。语音电路由语音集成电路 IC2 (内部存储有“不要再抽烟了……”的语音提示声)、音频放大管  $VT_2$  和扬声器 BL 组成。

该烟雾报警器电路的工作原理为: 交流电压 220V 经 T 降压、 $VD_1 \sim VD_4$  整流、 $C_1$  滤波和 IC1 稳压后, 产生直流 5V 电压, 供给气敏传感器、IC2 和晶体管  $VT_1$ 、 $VT_2$  等。气敏传感器在未检测到烟雾时, 其 A、B 两端之间的电阻很大, B 点电压较低, 晶体管  $VT_1$  处于截止状态, 扬声器不发声。当气敏传感器检测到烟雾时, 其 A、B 两端之间的电阻变小, 使 B 点电压升高, 晶体管  $VT_1$  导通, 其发射极输出触发高电平, 使 IC2 工作, 扬声器 BL 中发出响亮的“不要再抽烟了……”的语言警告声。当烟雾散尽后, 气敏传感器 A、B 之间恢复高阻值, 使  $VT_1$  因基极电压低于 1.4V 而截止, 报警声停止。

安装与调试: 该烟雾报警器各元器件焊装完毕后, 先将电位器  $RP_2$  的阻值调至最大处, 通电后再调节  $RP_2$  的阻值, 使气敏传感器的加热电流为 130mA 左右。电路预热 10min 后, 用点燃的香烟所发出的烟雾进行测试, 若能触发语音电路动作而发出语音告警声, 则说明电路的灵敏度较高; 若不能及时触发语音电路动作, 则可通过调节电位器  $RP_1$  的阻值来提高灵敏度。

调试好后的烟雾报警器, 应安装在房间的顶棚上, 以利于气敏检测。

## 3. 无线防火、防盗报警器电路举例

无线防火、防盗报警器, 可用于工厂、仓库、家庭及果园、鱼塘等场所, 它能在被监控场所出现火情或盗情时, 及时发出无线报警信号, 使用者用调频收音机在 1km 以内可接收到报警信号。

一般无线防火、防盗报警器电路由报警集成电路 IC1、无线发射电路、电源电路和检测电路组成, 图 5-38 给出了一种实用的电路原理图, 图中报警集成电路 IC1 采用内储警笛声的 KD-9561 音乐片, 无线发射电路由发射管  $VT_1$  和电容器  $C_1 \sim C_5$ 、电感器  $L_1$ 、 $L_2$ 、电阻器  $R_1$  等组成, 其工作频率为 87 ~ 108MHz。

电源电路由电源调整管  $VT_2$ 、三端集成稳压器 IC2 和电容器  $C_6$ 、 $C_7$  等组成。检测电路

由电源调整管基极回路的防火用  $45^{\circ}\text{C}$  水银温度计开关  $\text{SB}_2$  和防盗用检测开关  $\text{SB}_3$  组成。

平时, 水银温度计开关  $\text{SB}_2$  和防盗用干簧管磁控开关  $\text{SB}_1$  均处于断开状态,  $\text{VT}_2$  截止, 三端集成稳压器  $\text{IC}_2$ 、报警集成电路  $\text{IC}_1$  和无线发射电路因无工作电源而无法工作。

当出现火情使  $\text{SB}_2$  的温度超过  $45^{\circ}\text{C}$  时,  $\text{SB}_1$  与  $\text{SB}_2$  内部的开关触头接通, 使  $\text{VT}_2$  导通,  $\text{IC}_2$  输出  $6\text{V}$  直流电压, 报警集成电路  $\text{IC}_1$  和无线发射电路均工作,  $\text{IC}_1$  产生的警笛信号被天线发射电路变为高频振荡信号, 并通过天线发射出去。使用者用调频收音机在  $1\text{km}$  以内可收到报警声。

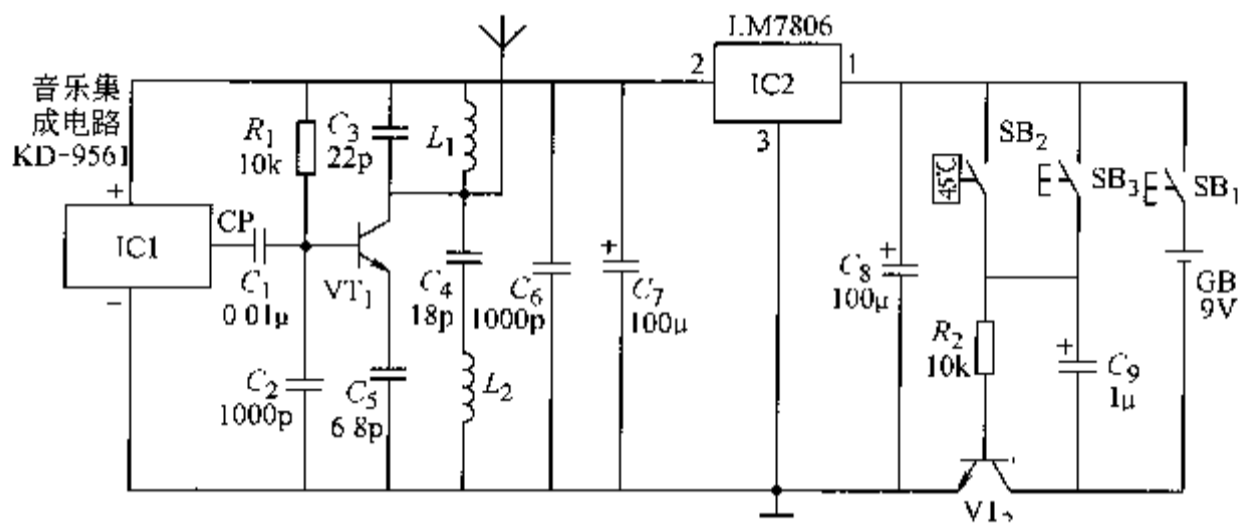


图 5-38 无线防火、防盗报警器电路

当有盗贼进入防盗监控区并打开门 (或窗) 时, 防盗磁控开关  $\text{SB}_3$  将接通, 同样会使报警集成电路  $\text{IC}_1$  和无线发射电路工作。

改变电容器  $C_3$ 、 $C_4$  的电容量或调整  $L_1$  线圈间距, 可改变无线发射电路的谐振频率。使用时调频收音机的频率应与报警器的频率保持一致。

元器件选择:  $C_1$ 、 $C_2$  选用涤纶电容器或独石电容器;  $C_3 \sim C_6$  选用高频瓷介电容器;  $C_7 \sim C_9$  选用耐压值为  $16\text{V}$  的电解电容器。  $L_1$  和  $L_2$  可用  $\phi 1.2\text{mm}$  的漆包线绕制,  $L_1$  绕 15 匝,  $L_2$  绕 10 匝。  $\text{IC}_1$  选用 KD-9561 音乐集成电路, 该集成电路可发出消防车警报声、机枪声、警车声和救护车声;  $\text{IC}_2$  选用 LM7806 三端集成稳压器。  $\text{VT}_1$  选用 QD30-50 高频发射管;  $\text{VT}_2$  选用 S9012 或 S9015 型晶体管。

#### 4. 多点易燃气体监测报警器电路举例

采用数字集成电路制作的多点易燃气体监测报警器, 可以对多个 (最多为 10 个) 易燃气体储放处进行巡回检测, 一旦某处发生气体泄漏事故, 监测报警将及时发出报警声, 并准确地指示出气体泄漏处的位置。

多点易燃气体监测报警器由电源电路、气体感测电路和巡回检测报警电路组成, 图 5-39a 给出了一个具体电路的实例, 其中电源电路由电源变压器  $T$ 、整流桥  $\text{UR}$ 、滤波电容器  $C_1$ 、 $C_2$  和三端集成稳压器  $\text{IC}$  (LM7809) 等组成。

交流电压  $220\text{V}$  经  $T$  降压、 $\text{UR}$  整流、 $C_1$  滤波和  $\text{IC}$  稳压后, 在  $C_2$  两端产生  $+9\text{V}$  电压, 供给气体感测电路和巡回监测报警电路。

气体感测电路有 10 路, 每一路均由气敏传感器、门限比较放大器集成电路 (每个电路中的两只运放  $\text{IC}_{01} \sim \text{IC}_{10}$ ) 和 3 片 4011 四与非门电路  $\text{IC}_{011}$  ( $\text{D}_{01} \sim \text{D}_{04}$ )、 $\text{IC}_{012}$  ( $\text{D}_{05} \sim \text{D}_{08}$ )、 $\text{IC}_{013}$  ( $\text{D}_{09} \sim \text{D}_{12}$ ) 等组成, 如图 5-39b 所示 (限于篇幅, 图中仅画出第一路气体感测电路和第十路气体感测电路, 而电阻  $R_{02} \sim R_{09}$ 、电位器  $\text{RP}_{02} \sim \text{RP}_{09}$ 、 $\text{RP}_{012} \sim \text{RP}_{019}$ 、二极

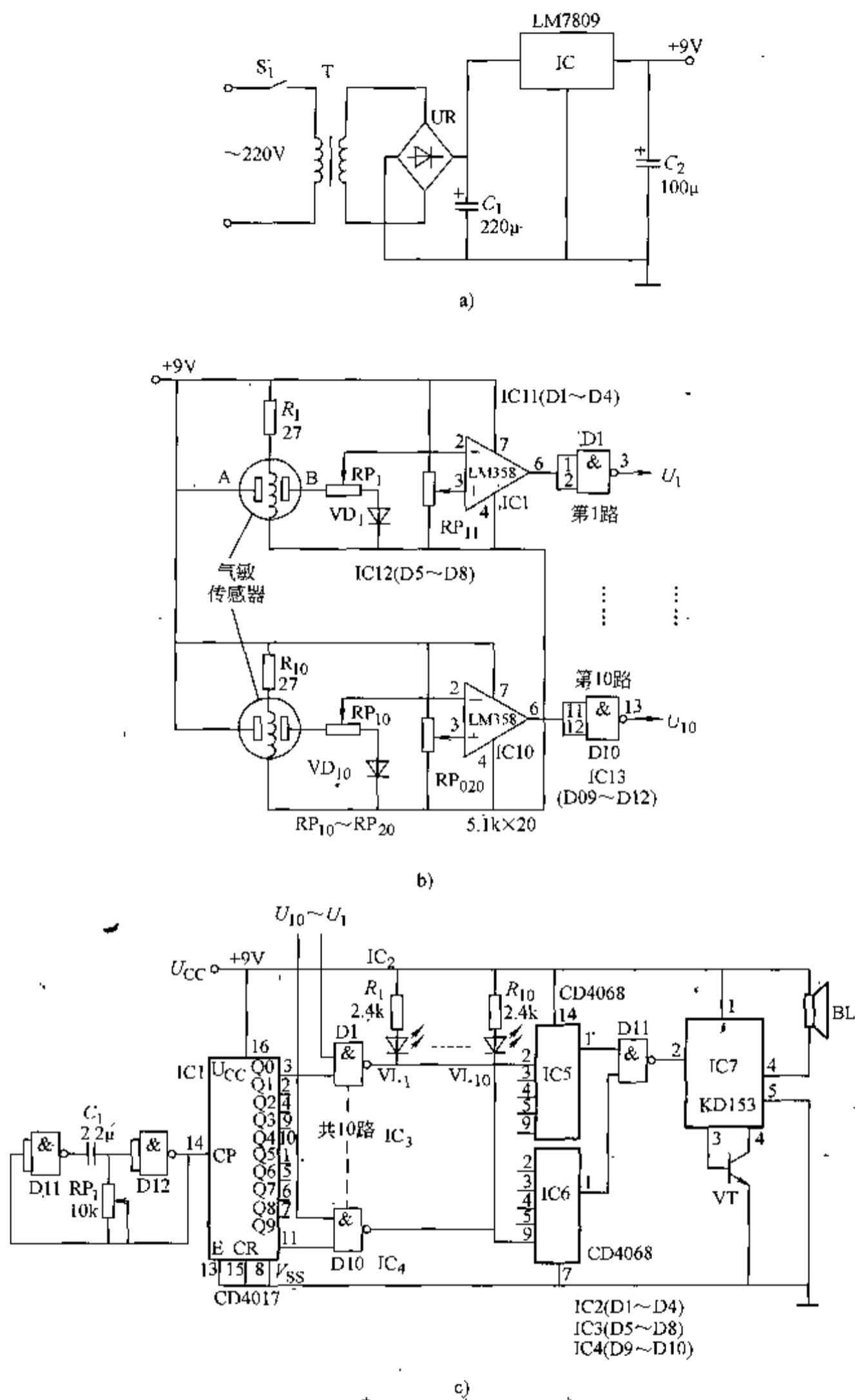


图 5-39 多点易燃气体监测报警器电路

a) 电源电路 b) 气体感测电路 c) 巡回监测报警电路

管  $VD_{02} \sim VD_{09}$ 、集成电路  $IC_{02} \sim IC_{09}$ 、与非门电路  $D_{02} \sim D_{09}$  均未画出)。

巡回监测报警电路由矩形波脉冲发生器 (与非门集成电路  $IC_{13}$  内部的  $D_{11}$ 、 $D_{12}$  和电容器  $C_1$ 、电位器  $RP_1$ )、十进制计数译码器集成电路  $IC_2$ 、选通电路 (由与非门集成电路  $IC_2$

~IC4 等组成)、与非门/与门集成电路 IC5、IC6 和声音报警电路 (由音效集成电路 IC7、放大管 VT 和扬声器 BL 等组成), 如图 5-39c 所示。

在无易燃气体泄漏时, 气敏传感器 A、B 两极之间的电阻值较大, 门限比较器的正相输入端的电压高于反相输入端的电压, 其输出端输出高电平, 经与非门电路反相处理 (变为低电平) 后, 作为感测信号 ( $U_1 \sim U_{10}$ ) 送至巡回监测报警电路中选通电路的输入端。

矩形波脉冲发生器产生连续的矩形波脉冲加入 IC1 的 14 脚 (CP 端), 作为 IC1 的输入时钟。随着矩形波脉冲的不断输入, IC1 的 10 个输出端 ( $Q_0 \sim Q_9$  输出端) 依次出现高电平。各输出端与感测电路输出的 10 路感测信号 ( $U_1 \sim U_{10}$ ) 分别加入选通电路 IC2 ~ IC4 内 10 个与非门电路 (D1 ~ D10) 的两个输入端。

在 10 个易燃气体存放处均未发生气体泄漏时, 10 路感测信号 ( $U_1 \sim U_{10}$ ) 均为低电平。此时无论 IC1 的  $Q_0 \sim Q_9$  输出状态如何, 选通门电路 IC2 ~ IC4 均输出高电平, 发光二极管  $VL_1 \sim VL_{10}$  均不亮, 音效集成电路 IC7 的 2 脚 (触发端) 始终为低电平, 扬声器 BL 不发声。

若某路易燃气体出现泄漏, 则该路感测信号将变为高电平, 使与其连接的选通门电路中的与非门电路输出低电平, 一方面使与非门电路输出端连接的发光二极管闪亮; 另一方面经 IC5 或 IC6 等处理后, 在 IC7 的 2 脚会产生触发高电平, 使音效集成电路 IC7 工作, 扬声器 BL 发出报警声。

### 5. 袖珍瓦斯报警器

一种携带方便的瓦斯报警器可直接安装在煤矿工人的矿帽内。当瓦斯超标时, 便发出响亮的警笛声, 防止事故的发生。图 5-40 给出了一种袖珍瓦斯报警器的原理电路图, 它的工作过程如下:

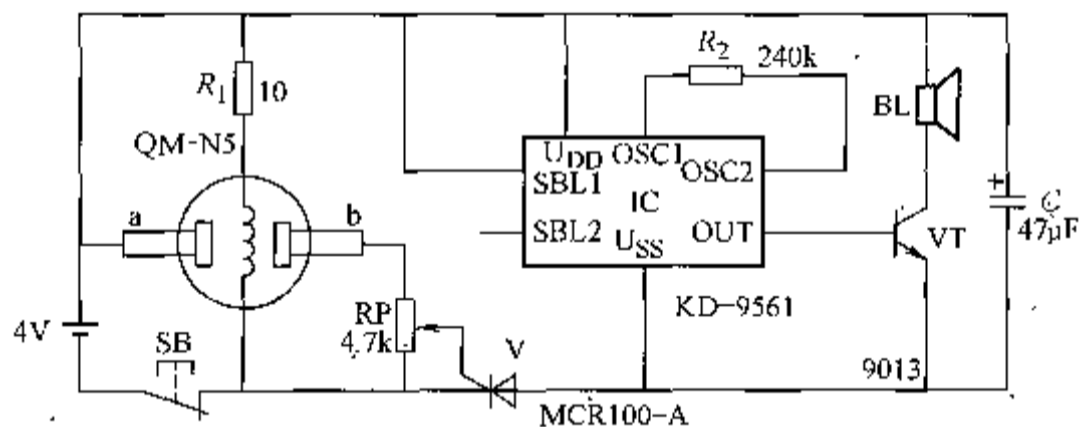


图 5-40 袖珍瓦斯报警器

气敏器件 QM-N5、 $R_1$ 、RP 组成瓦斯气体检测电路。当瓦斯浓度很小时, QM-N5 的 a、b 之间电导率很小, RP 滑动触点输出电压不足以触发晶闸管 V, IC 无电压不工作, 报警器不发声。

当瓦斯气体超过安全标准时, a、b 之间电导率迅速增大, RP 滑动触点输出大于晶闸管导通的门极电压 2.7V 时, V 被触发导通, IC 得电工作, 其输出经 VT 功放推动扬声器 BL 发出响亮的报警声。

报警器安装在矿帽适当位置, 探头固定在矿帽边沿, 其余电路装在矿帽内并做密封防爆处理。报警灵敏度用 RP 调整。

### 6. 火灾自动报警系统的使用

近年来, 随着经济建设的迅猛发展, 电气化设备的应用日趋普遍。尽管电气化设备的使

用提高了生产力及自动化水平,但如果管理不善、使用不当则易引起火灾。据有关部门的统计,电气火灾发生的次数约占各种火灾的  $1/5$ ,而因此造成的损失却达各类损失的  $1/3$ ,由此可见电气火灾的危害之大。从预防电气火灾的角度出发,先分析电气火灾发生的原因。电气火灾的发生与电气化设备的应用关系极大,电气化设备引发电气火灾的隐患主要表现在如下几个方面:

- 1) 因电气线路出现漏电、短路、超负荷、接触电阻过大或绝缘体击穿产生的高温、电火花及电弧都将引发火灾。
- 2) 电气设备中的变压器、继电器、电机、电阻器等由于质量问题或超负荷而引起火灾。
- 3) 日光灯上的整流器亦可引起火灾。原因是如果整流器本身质量不好、选择安装不当、供电电压过高、超负荷都将使整流器产生高温,造成火灾。
- 4) 电热器具的余热也可能引起火灾。

### 5.5.3 火灾报警装置用开关电源

开关电源已在多种场合得以广泛应用,但由于火灾报警装置是一种特殊产品,它对电源有一些特殊要求,所以一般开关电源无法应用于火灾报警装置中。根据火灾报警装置对电源的特殊要求,浙江大学提出了一些对策,并已应用于 JBD-1 型火警装置专用电源的设计和制造,取得了较好的效果。

#### 1. 火灾报警装置用开关电源的特殊要求

(1) 开关电源及其容量 为可靠供电,火灾报警装置用电源(以下简称电源)通常包括主开关电源和备用电源,平时由主电源供电,通常由交流市电经整流、滤波、高频开关变换成直流电,一般采用 24V。主电源断电时自动转换到备用电源(通常是 24V 蓄电池),主电源恢复时自动转换回主电源,主、各电源的工作状态要有指示,转换过程中的瞬变现象不能使火警控制器误发火灾报警信号。由于火灾报警回路(以下简称回路)平时所需电流小,在报警状态下所需电流大,考虑到各回路不一定同时处于报警状态,因此,选取电源容量时可考虑 20% 的回路处于报警状态,回路数应不少于 10 个,不多于 30 个。

如果备用电源采用蓄电池,该蓄电池容量的选择依据为:在监视状态下工作 8h 后,再在报警条件下正常工作 30min,报警条件考虑有  $1/15$  的回路(不少于 4 个回路,不超过 30 个回路)处于报警状态。蓄电池放电后,应能在 48h 内充电恢复到正常状态,据此可设计蓄电池的充电电流。

(2) 电源的可靠性和故障指示 若电源因某种原因而中断,火灾报警器将无法报警,这是不允许的。中断原因除了自然因素外,还要考虑人为因素,如不法分子人为将电源连线剪断。为防止上述故障发生,设计了声光故障信号,它明显区别于火灾报警信号。故障信号提醒人们注意电源发生了故障而不是火灾,以便采取措施。故障信号还应指示出故障是哪一种类型,便于操作人员迅速处理。

(3) 抗干扰性 为防止火灾报警装置的误动作,需要电源有较强的抗干扰能力,应通过相应的抗干扰试验,包括电源瞬变脉冲试验、静电放电试验、电源瞬变试验、辐射电磁场试验等,这些要求都比一般装有电子器件的电控设备高。

#### 2. 方案设计和对策

(1) 原理图 本电源除供给火灾报警控制器计算机用 +5V 稳压电源外, 还包括运算放大器、继电器等用  $\pm 12\text{V}$  稳压电源, 通讯口用 +24V 电源及蓄电池充电电源几大部分。主电源由交流 220V 经 AC-DC 高频变换为直流 27V, 经接口电路与蓄电池相连, 并对蓄电池浮充。主电源出现故障时, 由蓄电池供电。直流 27V 经稳压输出 24V, 同时经高频 DC-DC 开关电源变换为 +5V、 $\pm 12\text{V}$ 。其原理框图见图 5-41。辅助电源供给各框中电源线的连接仅画出了一部分。

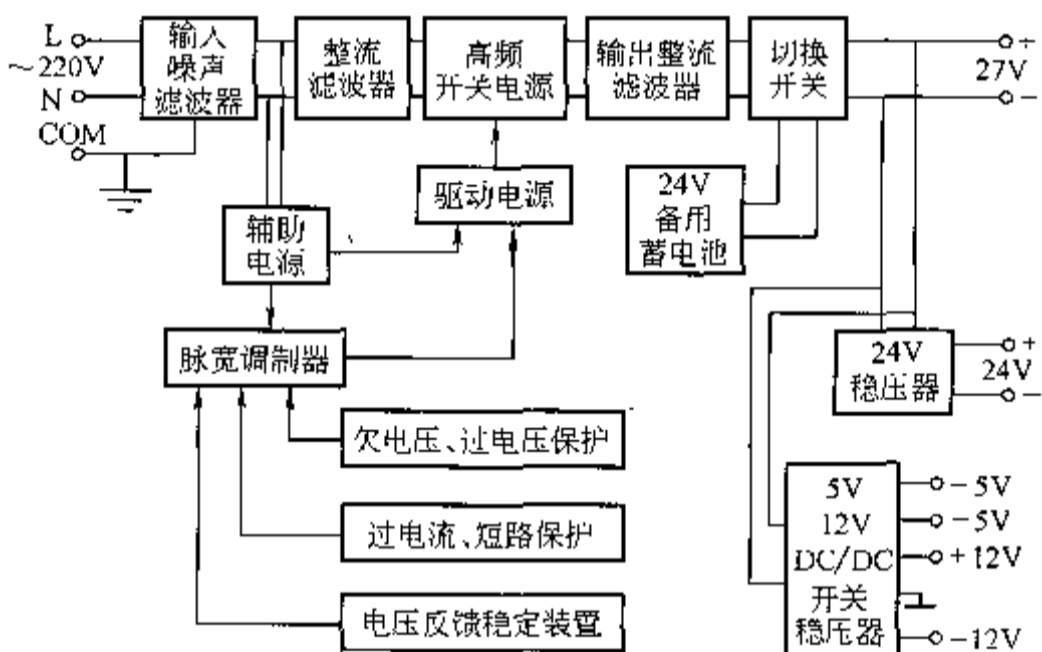


图 5-41 火灾报警用开关电源原理框图

(2) 电源容量 主电源的容量按规定设计, 电源应能在最大负载下连续正常工作 4h。实际工作 4h 后各部分温升已接近稳定。为可靠起见, 按最大负载条件下连续长期工作设计。此外, 还应考虑蓄电池浮充及在 48h 内充电的要求, 选择标准蓄电池的安时数, 蓄电池采用密封免维护型。

(3) 可靠性与故障指示的实现 为提高可靠性, 这类电源采取了如下多种措施:

1) 重要场合采用双备份。如除主电源外, 还有备用电源, 又如小型电磁继电器采用两个接点并联工作以提高可靠性。

2) 主电源按最大负载下长期工作设计, 各部件设计均留有一定余量。

3) 对人为剪断电线故障, 利用断线后电路拓扑的改变, 设计了一套自动检测电路。按规定, 应在发生故障后 100s 内发出故障信号。利用 LM555 定时器发出定时脉冲信号, 将关键连线——主电源与蓄电池充电回路定时周期短暂中断, 以输出周期性脉冲波, 由计算机定时检测, 发现断线则发出故障信号。由于各电子器件反映速度很快, 因此发出故障信号的时间比 100s 短得多, 满足了国标 GB4717—93 的要求。

(4) 抗干扰措施 抗干扰措施的原则是在干扰信号传到工作电路之前, 将其进行大幅度衰减, 由于本电源要求较高, 故采用多项抗干扰措施综合应用以取得较好效果。

### 3. 试验、生产及使用情况

按照前述方法, 设计了 JBD-1 型火灾报警装置专用电源, 该电源有完善的报警及保护功能, 完全符合 GB4717—93 的要求, 表 5-3 列出了随机抽测的一台样机的部分数据。该电源经过浙江大学电器设备厂的小批量试生产及测试, 与融通电子公司的 RT-2020 火灾自动报警装置配套, 已在多个现场安全试运行, 实用效果表明该电源完全符合要求。

表 5-3 实测数据

输入交流电压/V	输出直流电压/V		输出纹波 $U_{pp}/mV$	
	空载	满载	空载	满载
242	27.2	26.8	$\approx 0$	130
220	27.1	26.8	$\approx 0$	130
190	27.0	26.7	$\approx 0$	150

5.5.4 玻璃破碎报警器

玻璃破碎报警器可广泛应用于保管文物、贵重金饰和其他商品柜台等场合，其电路见图 5-42。

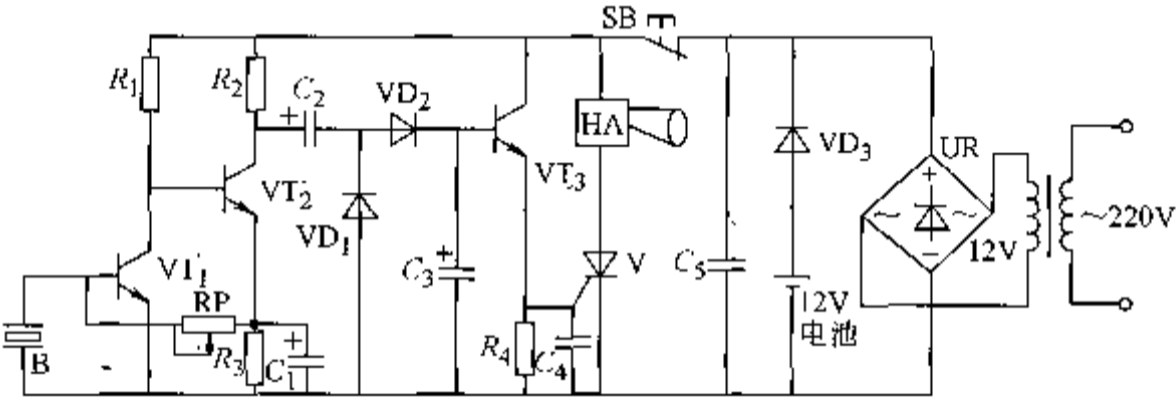


图 5-42 玻璃破碎报警器

压电陶瓷片 B 将猝发的振动信号或响声转换成电信号，经晶体管 VT<sub>1</sub> 和 VT<sub>2</sub> 构成的直耦式放大器放大后，由 C<sub>2</sub> 取出，后经 VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub> 倍压整流使 VT<sub>3</sub> 导通。在 R<sub>4</sub> 上产生压降使晶闸管 V 导通并锁存。于是内含语音电路的语言电警笛 HA 通电反复发出“捉贼呀”的报警声，只有按下 SB，报警声才解除。

该装置电源由变压器将 220V 市电降为 12V 取得，经 UR 全桥整流，C<sub>3</sub> 滤波后供整机工作。为防止交流电源中断，还增加了 12V 电池组。

5.5.5 光控闪烁式路障指示灯

城建施工常需在临时开挖的沟道坑穴上方设警示路标灯。这种自动路障指示灯，不需专人管理，白天灯灭，夜间自动点燃。其电路构成原理如图 5-43 所示。

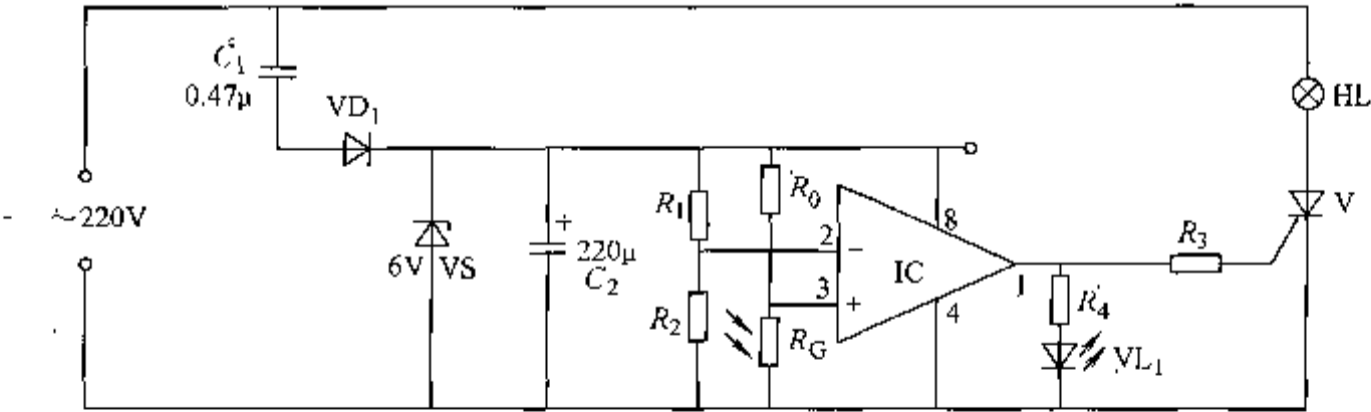


图 5-43 光控闪烁式路障指示灯原理图

$R_G$ —MC45 VS—2CW21 VD<sub>1</sub>—1N4001 V—2N6565  $R_0 = R_1$

220V 交流电经  $C_1$  降压限流、 $VD_1$  半波整流 VS 稳压和  $C_2$  滤波后输出约 6V 直流电压供电路工作。IC (LM358) 用作比较器, 白天光线充分, 光敏电阻  $R_G$  阻值小于  $R_2$ , 比较器输出低电平, 晶闸管不导通, 指示灯 HL 不发光。入夜, 照在  $R_G$  上的自然光减弱,  $R_G$  阻值增大。当  $R_G$  阻值大于  $R_2$  时, IC 的 3 脚电位高于 2 脚电位, IC 的 1 脚输出高电平, 指示发光二极管  $VL_2$  发光。晶闸管 V 触发导通, 路障指示灯 HL 发光。

## 5.6 绿色电源技术

超小型净化电源电路的设计与分析: 在便携式设备的应用中, 如移动电话及多媒体笔记本电脑, 常常需要一个纯净的低压电源, 提供给音频驱动电路, 大多数线性稳压器不能有效抑制整个音频范围的纹波及噪声电压, 而低频无源滤波器的大体积使之在便携式应用中受到限制, 为此需要一种新型的净化电源, 它应能对 50Hz ~ 20kHz 的音频纹波及噪声电压按 -40dB 的衰减倍数进行有效抑制, 并且体积很小, 适合便携式应用。

### 1. 电路的工作原理

图 5-44 为该净化电源的原理图, 电路为 MAX495 精密单运放构成有源滤波的电压跟随器, 由晶体管  $VT_1$  提供功率放大, 当输入 4.5 ~ 6.0V 带噪声的电源电压时, 可输出直流电平下降 7% 的无噪声电压, 由于电路最大电容仅 10 $\mu$ F, 当 MAX495 采用紧凑封装,  $VT_1$  采用表面贴装的 SOT-23 封装形式时, 可方便应用于便携式设备中, MAX495 主要性能如表 5-4 所示。

表 5-4 MAX495 性能参数

型号	最大失调电压	输入偏置电源	输入电压范围	电源电压	最大电源电流
MAX495	500 $\mu$ V	60pA	$U_{CC} - U_{EE}$	+2.7 ~ +6V	150 $\mu$ A

因 MAX495 输入偏置电流仅 60 $\mu$ A, 可以采用大的  $R_1$ 、 $R_3$  值与  $C_4$  构成拐角频率约 2Hz, 以 -20dB/dec 衰减的低通滤波网络。同时由  $R_1$  与  $R_3$  构成分压网络, 使得系统的输出电压比输入电压低 7%。由表 5-5 可知, MAX495 的共模输入范围可扩展到电源电压, 所以其同相输入端可直接对输出电压取样, 运放的最大静态电流仅 150 $\mu$ A, 整个电路功耗极小, 图 5-44 中对该运放的电源通过  $R_2$  与

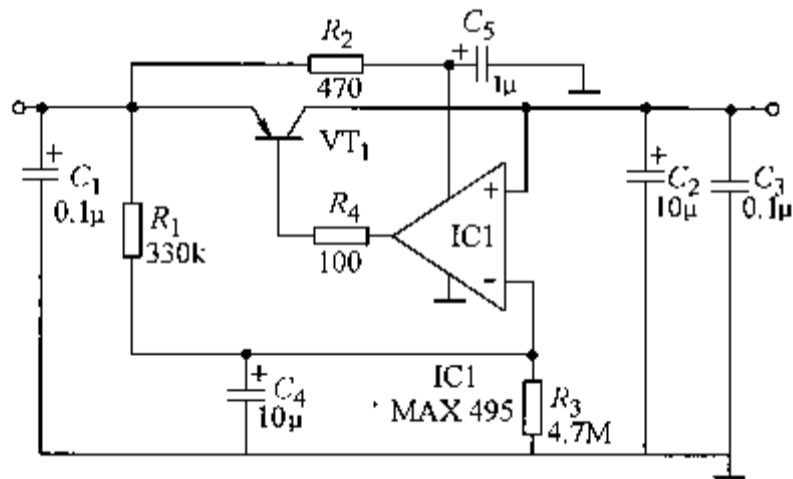


图 5-44 净化电源原理图

电容  $C_5$  滤波, 从而起到降低电源阻抗和在高频时对运放具有较好的干扰抑制作用。

### 2. 电路的原理剖析

该电路的主要部分为运放 MAX495 组成的电压负反馈滤波电路, 为进一步分析其工作原理, 我们对其建立数学模型并进行系统剖析。

在图 5-45 所示的电路结构中, 就可以分别求解各环节的传递函数。

(1) 系统性能分析: 由系统的数学模型获得闭环传递函数后, 代入参数求得系统的稳态性能指标及其频率特性, 设运放开环放大倍数:  $A_{v1} = 10^3$ , 电源波动对输出影响,

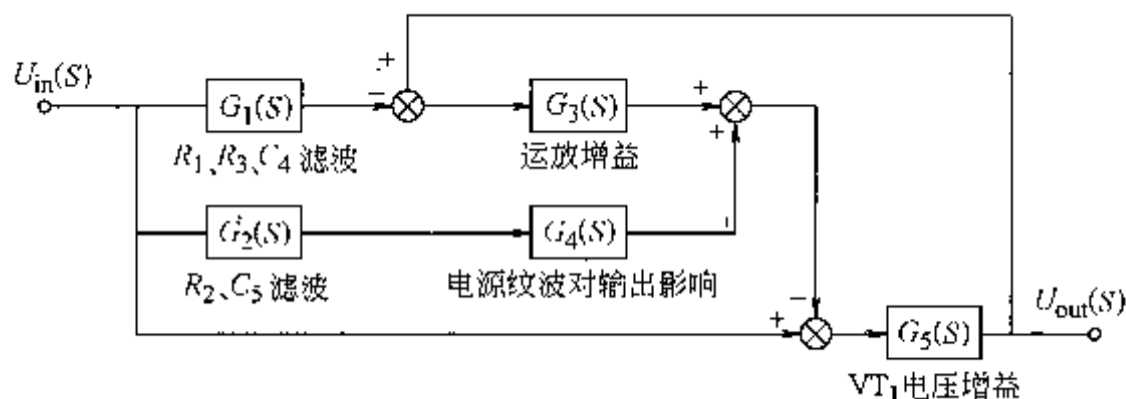


图 5-45 净化电源系统框图

$\alpha_1 = 0.1$ , 晶体管电压增益系数  $K \geq 1$ , 求得系统的闭环传递函数, 再计算出电路的稳态响应, 由系统的稳态响应, 可知该电路为一个电压跟随器, 其输出电压为输入电压的 0.93 倍。

(2) 电路的频率特性响应: 由系统的闭环传递函数: 可以作出系统的频率响应曲线如图 5-46。

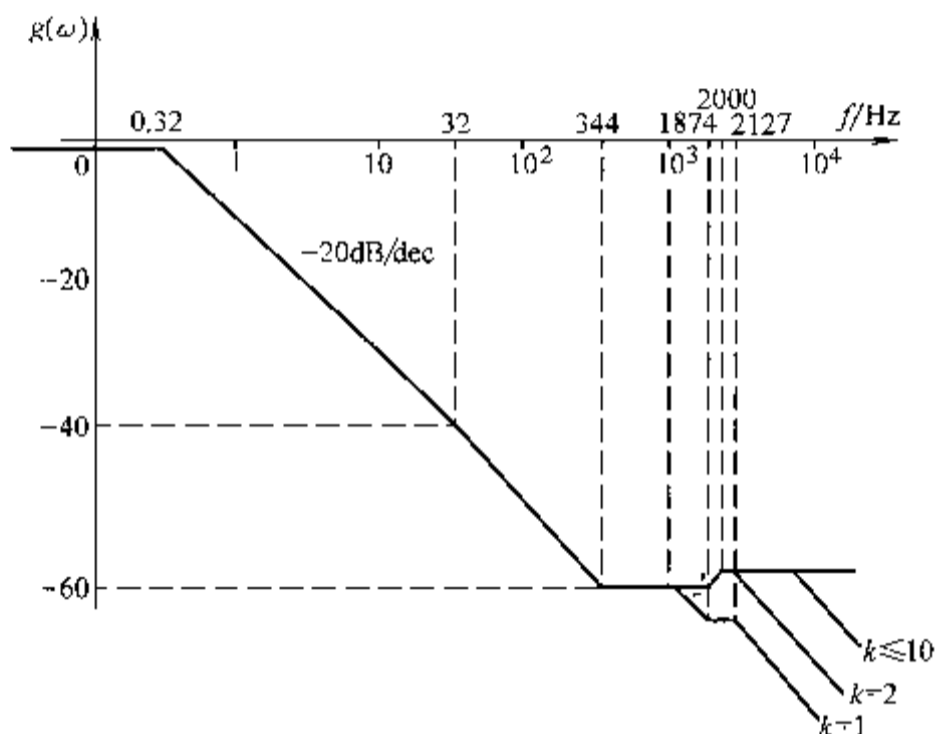


图 5-46 净化电源频率响应曲线

由频率特性曲线, 可知系统在 0.32 Hz、344 Hz、1873.9 Hz、2127.6 Hz、1000 kHz 处存在转折频率, 当  $K > 1$  时, 系统对频率在 30 Hz 以上纹波的衰减为 40 ~ 60 dB, 符合电路要求。

通过对该电路建立数学模型获得了系统的稳态性能及系统的频率响应曲线, 分析的结果与实验结果吻合, 电路以 7% 的电压降落高效地实现使电源的音频纹波下降 40 ~ 60 dB, 电源净化效果显著。

## 参考文献

- [1] 张振海. 一种新型电场除尘器及其控制系统的开发 [J]. 现代电子技术, 2002 (10).
- [2] 赵会良, 鲜子凤, 覃穆, 等. 一种新型直接耦合式静电除尘脉冲电源 [J]. 高电压技术, 2000 (1).
- [3] 刘耀和, 刘群, 胡宝清. 用于消烟除尘的多功能高压静电电源 [J]. 高电压技术, 2002 (1).
- [4] 朱庆翔, 阳少军, 肖登明. 用于静电除尘的新型高压直流电源 [J]. 高压电器, 2002 (1).
- [5] 张光道, 张琳, 张敬华. 高频逆变型静电高压电源的研究 [J]. 安徽广播电视大学学报, 2000 (1).

- [6] 王汝文, 苏丽花, 姚建军. 一种用于经典除尘器的斩波控制交流调压电源 [J]. 电力电子技术, 2001 (1).
- [7] 刘情今. 中小型燃煤锅炉烟气脱硫技术及其工程应用 [J]. 云南环境科学, 1997 (3).
- [8] 邵绪新, 任守政, 李军, 张锦宏. 细粒煤的浮选法脱硫研究 [J]. 煤炭学报, 1997 (2).
- [9] 徐培福, 丁关金. 远红外直热式动态脱硫技罐及其应用 [J]. 橡胶工业, 1997 (2).
- [10] 唐恒, 缪应洪. 烟气脱硫技术的现状与发展 [J]. 江苏理工大学学报, 1999 (1).
- [11] 戚栋, 李春荣, 阎颖, 王守会. 用高压脉冲电晕技术脱硫脱硝的研究进展 [J]. 高电压技术, 2003 (12).
- [12] 戴育航, 钱照明. IGBT 脉冲电源系统的设计与研究 [J]. 电力电子技术, 1998 (4).
- [13] 陈勇, 刘金. 智能空气净化器控制电路新设计 [J]. 家电产品智能化, 1999 (2).
- [14] 王文郁, 石玉. 电力电子技术应用电路 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [15] 任国海, 胡斌, 陈宏, 等. 火灾报警装置用开关电源的设计 [J]. 电力电子技术, 1998 (4).
- [16] 张持健. 超小型净化电源电路的设计与分析 [J]. 安徽师范大学学报, 1998 (3).
- [17] 徐息, 罗永禄, 夏怀祥. 电子脱硫技术应用及分析电力环境保护 [J]. 电力环境保护, 1999 (1).
- [18] 徐春燕. 火灾探测技术的发展及应用 [J]. 鞍钢技术, 2000 (9).

## 第 6 章 家用电力电子变流装置

### 6.1 概述

随着人们生活水平和居住环境的不断改善,现代小家电已进入普通家庭,家用电器已成为现代家庭的重要组成部分,给人们的生活和休闲带来极大的方便,层出不穷的家用电器的无论是在外观造型、实用性和人性化方面,还是在体积、价格、节能、使用方便方面都在发生着日新月异的变化,电力半导体器件及电力电子技术已广泛地应用在家用电器之中,满足了人们对家用电器体积小、操作方便、节约电能、经济适用的要求。

由于家用电器的品种繁多,原理千差万别,而维修资料和随机资料也比较少,给用户使用带来诸多不便,家用电器在使用过程中出现各种各样的故障也在所难免,随着维修数量和维修难度的增长,给维修人员带来了很大的压力。这里介绍一些空调器、微波炉具、消毒柜、热水器、充电器、报警器以及杀虫机等家用电器所应用电力电子变流装置的电路及原理,以满足人们对这方面资料的迫切需要。

### 6.2 变频空调器

#### 6.2.1 变频空调器简介

家用空调器分为变频空调器与定速空调器,变频空调器是在定速空调器的基础上进行了改进,增加了变频器,早在 20 世纪 80 年代初,已相继将变频技术应用在家用空调器上。如今变频空调的控制方式已从交流变频转向直流变频,控制技术由 PWM (脉冲宽度调制) 发展为 PAM (脉冲振幅调制),由于采用 PWM 控制方式的压缩机上限转速一般不超过 7000r/min,而采用 PAM 控制方式的压缩机转速提高了 1.5 倍左右,这样大大提高了制冷和低温下的制热能力,所以采用 PAM 控制方式的变频空调器,是前几年国内外空调器发展的主流。目前,变频空调器中的变频电路有交流变频和直流变换两种形式。

(1) 交流变频器 交流变频器的工作原理是把工频市电转换为直流电源,并把直流送到电力半导体器件组合的功率模块,通过控制信号的控制,输出频率可变、合成波形近似正弦波的交流电压,使压缩机驱动电动机的转速随电源频率的变化而作相应的改变,从而控制压缩机的排气量,调节制冷量和制热量。

(2) 直流变换器 直流变换器也是把工频市电转换为直流电源,并送至功率模块,同样受控制信号控制,所不同的是模块输出的是受控的没有逆变过程的直流电压。此直流电源送至压缩机的直流电动机,控制压缩机的排气量。由于压缩机使用了直流电动机,使空调器更节电、噪声更小。严格地讲,这种空调器应该称作“完全直流变转速空调器”,这种没有供电频率变换的空调器亦模糊地称为“变频空调器”,更有人称直流变换器为“直流变频空调器”。

## 6.2.2 变频空调器的技术特点和优点

### 1. 变频空调器的技术特点

1) 变频空调器能使压缩机电动机的转速变化达到连续的容量控制,而压缩机电动机的转速是根据室内空调负载成比例变化的。当室内需要急速降温(或急速升温),即室内空调负载加大时,压缩机转速就加快,制冷量(或制热量)就会按比例增加;当达到设定温度时,随即处于低速运转维持室温基本不变。

2) 变频空调器的节流运用电子膨胀阀以控制流量,这能使变频压缩机的优异性得到充分的发挥。室外机微处理器可以根据设在膨胀阀进出口、压缩机吸气管等多处的温度传感器收集的信息,来控制阀门的开启度,随时改变制冷剂的流量。压缩机的转速与膨胀阀的开启度相对应,使压缩机的输送量与通过阀的供液量相适应,使其过热度不致于太大,蒸发器的能力得到最大限度的发挥,从而实现制冷系统的最佳控制。

3) 采用电子膨胀阀节流元件后,化霜时不停机。它利用压缩机排气时的热量先向室内供热并把剩余的热量输送到室外机,将换热器翅片上的霜融化掉。

### 2. 变频空调器的优点

1) 优异的控制特性 变频空调器运用变频技术或直流-直流变换技术与模糊控制技术相结合,具有先进的记忆判断功能。变频空调器中的微处理器随时收集室内环境温度的有关参数和芯片内部的设定值相比较,经运算处理输出控制信号,使变频压缩机的频率能在 30 ~ 150Hz 的范围内连续变化,调制范围大、反应快、制冷迅速。如要使室内温度改变 10℃,仅需定速空调器的 1/3 时间,约为 3 ~ 5 min。

2) 高效节能。变频空调器采用先进的控制技术,功率可在较大范围内调整。开机时,能很快从低速转入高速运行,从而迅速地使室内达到所需要的设定温度,到达设定的温度后,可在较长时间内处于低速节能运转,维持室温基本不变,节省了定速空调器中压缩机频繁启动时的电能消耗,用电量比定速空调器下降约 20% ~ 30%。

3) 温度波动小、舒适度高。变频空调器从启动至达到设定温度的时间,约为定速空调器的一半。在室温接近设定温度时,便逐渐降低频率进行控制,这样室温变化小且较为平稳。定速空调器的温度波动大于 2.5℃,而变频空调器为 1℃,人体没有忽冷忽热的感觉。

4) 运行电压适应范围宽。在市电电压 160 ~ 250V 的范围内,仍能可靠地工作。

5) 传感器控制精确。变频空调的室内机和遥控器均设有传感器,结合自动风向调节,控制精确,可实现人体周围环境的最佳调节。

6) 超低温运行时适应性强。定速空调器在环境温度低于 0℃ 时,制热效果较差。但变频空调器在室外温度为 -10℃ ~ -15℃ 时,仍能正常工作,适应性强。

7) 有较好的独立除湿功能。变频空调器能利用合理的循环风量进行除湿,达到耗电少、而又不会改变室温的除湿效果。

## 6.2.3 交流变频空调器电路组成

交流变频空调器中应用的变频技术并不是直接改变工频 50Hz 的交-交变频方案,而是先将交流电整流、滤波后再通过电力半导体器件,将直流电逆变为可调控的交变电源,供给压缩机电动机的交-直-交变频方案,在交流变频空调器中应用的电路如图 6-1 所示。

图中  $VT_1$ 、 $VT_2$ 、 $VT_3$ 、 $VT_4$  的导通与截止是由单片机控制的，当  $VT_1$ 、 $VT_4$  和  $VT_3$ 、 $VT_2$  轮流导通时，电动机  $M$  就获得了驱动电流；当分别改变  $VT_1$ 、 $VT_4$  和  $VT_3$ 、 $VT_2$  导通的时间，电动机  $M$  就获得了频率不同的供电电源。如果将电力半导体器件再增加一个逆变桥臂时，且这些电力半导体器件的通断按照三相变频的时序控制，则它们的导通和截止就可产生三相变频电源。

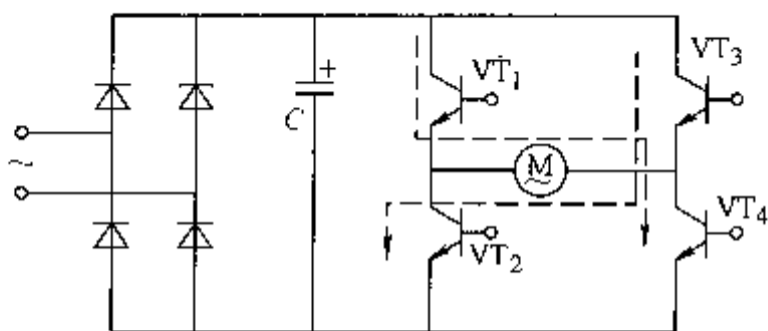


图 6-1 交流变频空调器中应用的单相变频器的基本电路

变频空调器中的电力半导体器件不能像类似音频功放的推挽电路那样对正弦波进行直接放大后再输出纯正弦波，它们只有处于开关状态时自身所消耗的电能为最小，使变频器的效率最高。然而，由于变频空调输入的交流市电 220V 在二极管整流后的直流电压为定值（约 310V），所以逆变桥中的电力半导体器件开关状态只能产生矩形波脉冲，而电动机需要的是正弦波的电源。为了解决这一矛盾，在变频空调中，控制用微处理器通过产生一串相互对称、脉冲宽度按正弦波的幅值变化的不等宽的矩形波来等效正弦波，应用这种波形控制逆变桥中多个电力半导体器件，从而在拖动压缩机电动机上施加了基波接近正弦波的波形，如图 6-2 所示。这种控制方式称为正弦波脉冲宽度调制，即 SPWM。

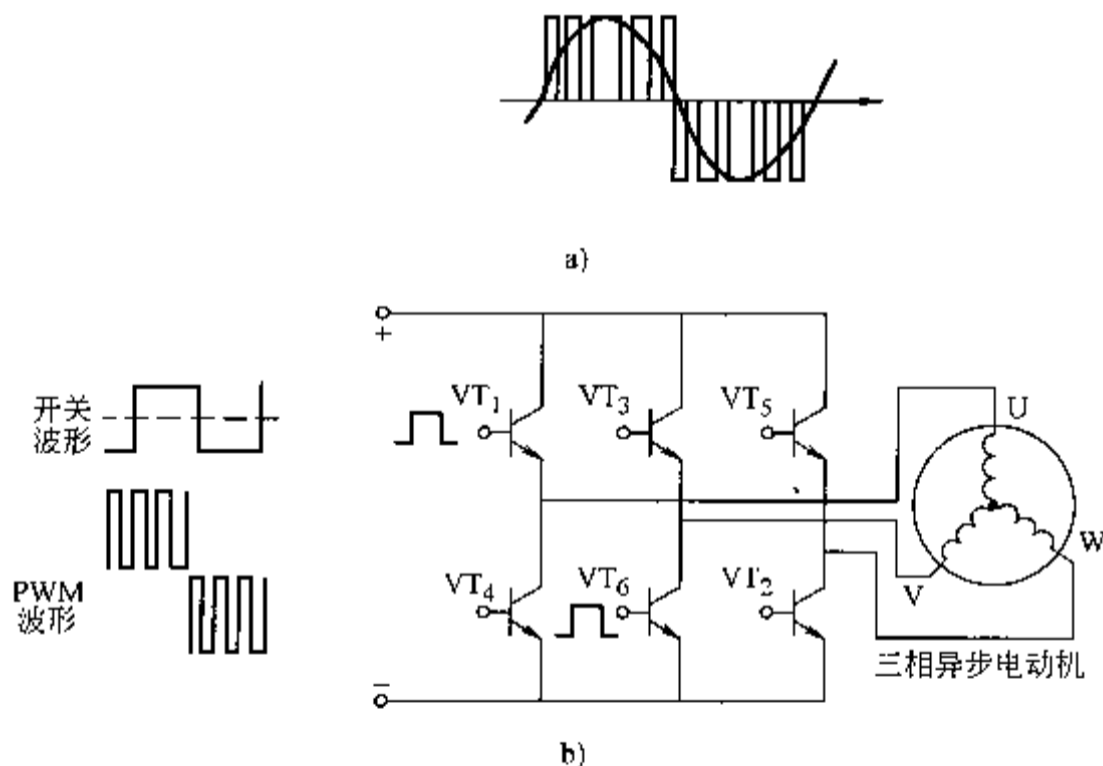


图 6-2 正弦波脉冲宽度调制方式示意图  
a) 施加在电动机上的电压波形 b) 主电路

#### 6.2.4 变频压缩机

变频空调器的核心是变频压缩机，变频压缩机的核心是变频电动机，在变频电源下运行的电动机简称变频电动机。变频电动机为三相电动机，它克服了单相异步电动机的一些不足。直流电动机具有起动性能好（转矩大和电流小），转速调节范围宽，特别适用于速度范围宽、且负载变化大的场合，是今后变频空调器发展的主流。

### 1. 直流变频压缩机

(1) 直流电刷电动机基本构造与工作原理 直流电刷压缩机拖动电动机是由永久磁铁、线圈、电刷、电极组成,电流经电刷从电极通到线圈,电流在垂直磁场的方向上流动,会产生作用力,带动线圈转动。这种作用以接触方式进行,有磨损及产生火花等问题。因此,如把“测出位置”及“转换”的过程用电子方式进行,就能产生没有电刷这一接触部分(无刷)的电动机。

(2) 变频电源供电的直流无刷电动机的基本构成和工作原理 在普通电刷电动机中,永久磁铁是定子,线圈是转子,因此要使用电刷换向。直流无刷电动机中,线圈是定子,永久磁铁是转子,可以通过功率开关管改变线圈中电流的方向,实现无刷换向。直流无刷电动机靠位置检测电路测出电动机的转子位置并相应输出波形,电动机的转速是靠正弦波脉宽调制(SPWM)来改变输出电压而实现控制的,施加给电动机的电压一定时,电动机的输出转矩 $T$ 与转速 $n$ 成反比,电动机以能产生和负载转矩相平衡的转速运转。控制系统随时测出转速,调整控制电压以达到希望的转速,电动机的转速与变频器输出频率相同。压缩机所用的无刷电动机是4极的,所以变频器频率应是同转速2极电动机的2倍。

### 2. 交流变频压缩机

压缩机驱动电动机采用交流异步电动机的转速与旋转磁场同步转速存在一个转速差,同步转速变化时,转差也有变化,这对精确控制压缩机的转速不利,然而异步电动机结构简单和价格低廉,是目前市场上大部分变频空调器所采用的,这种空调器称为交流变频空调器。

### 3. 压缩机的性能

变频空调器的压缩机,其转速反映了调节范围与性能,变频系统对压缩机的力学性能提出了更高的要求。目前,单转子旋转式变频压缩机价格低廉、性能稳定、市场上最多见,能消除轴向离心力的双转子和无间隙容积的涡旋式变频压缩机,已开始应用于家用空调器中。

### 4. 变频压缩机对电源的要求

在正弦脉宽调制(SPWM)技术中,制约压缩机转速的另一个因素是电源电压,采用SPWM技术的最大幅值受到电源电压制约,目前将脉冲幅度进行调整的技术也开始应用于变频空调器中,这样可以形成脉冲幅度可变的SPWM变频系统,从而扩大了压缩机拖动的交流电动机的调速范围,使变频空调器的性能更加优良。

## 6.2.5 变频空调器控制电路实例

### 1. 海信 KFR-2802GW/BP 变频空调器的控制电路

海信 KFR-2802GW/BP 机组的控制电路由室内机控制电路和室外机控制电路两部分组成,室内机的控制电路采用专用进口芯片 TMP87C46,室外机采用的是 MB89050 专用芯片。

(1) 室内机控制电路分析 室内机控制电路主要分为电源电路、上电复位电路、晶体振荡电路、过零检测与室内风机驱动电路、室内风扇电动机控制电路、温度信号采集电路、程序存储 E<sup>2</sup>PROM 电路、显示驱动电路、亮度检测电路、应急控制电路、通信电路等,采用豪华美观的真空荧光显示器(VFD)作为显示屏。而以微处理器 IC08(TMP87C46)为控制电路的核心,室内机控制电路原理如图 6-3 所示。

1) 电源电路。电源电路是为空调器室内机电气控制系统提供所需的工作电源。在本电

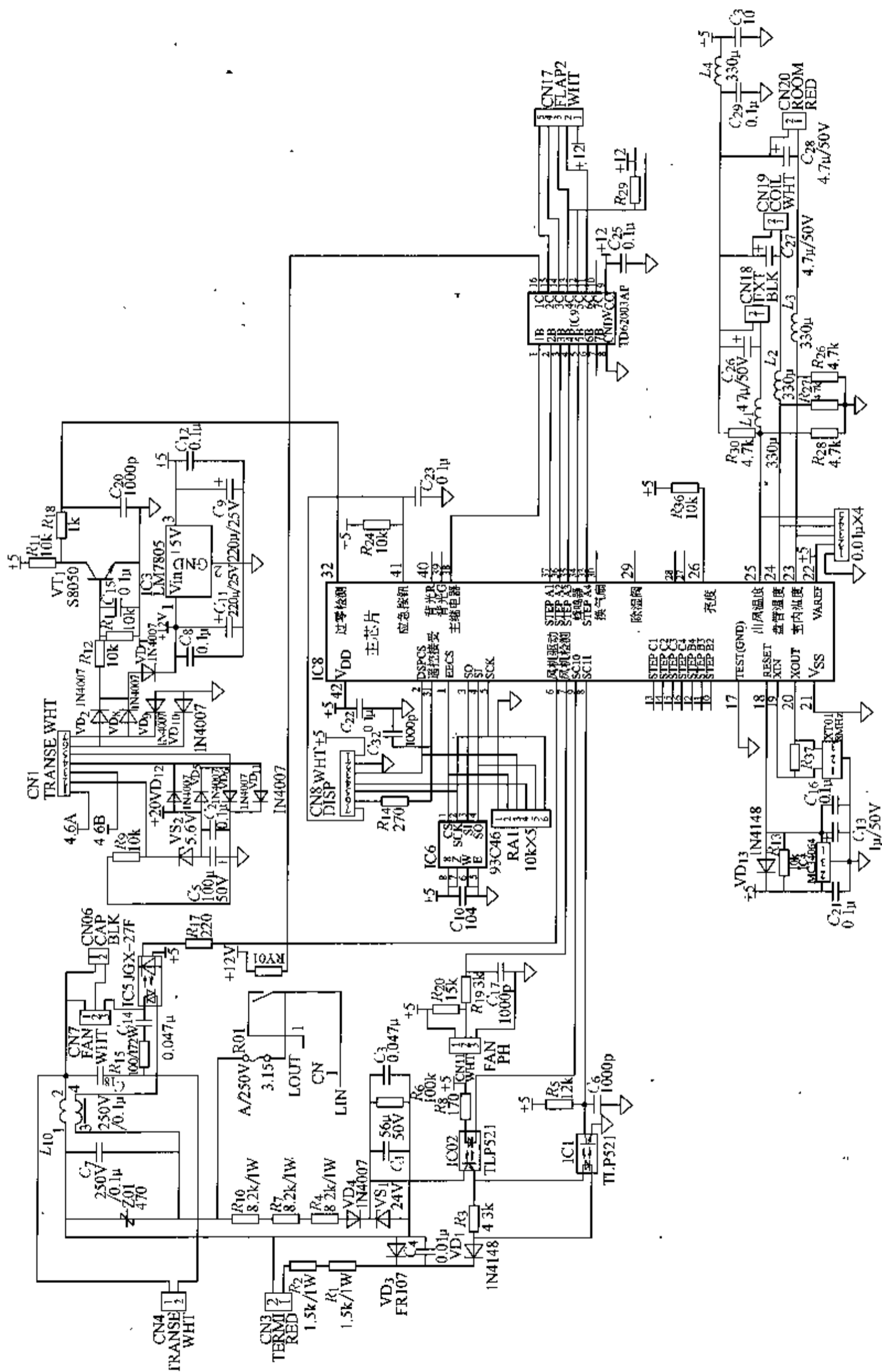


图 6-3 海信 KFR-2802CW/BP 变频空调器室内机微电脑控制电路

路中, 主要为单片机、VFD 真空荧光屏、驱动芯片、继电器、蜂鸣器、晶闸管等元器件提供工作电源。

电源电路的原理图如图 6-3 左上角所示, 它的工作过程为: 交流电源 220V 先经电源变压器降压, 从插座 CN1 的 6 脚和 7 脚输入交流 12V, 经二极管  $VD_2$ 、 $VD_8$ 、 $VD_9$ 、 $VD_{10}$  桥式整流后, 经  $VD_7$ 、 $C_8$  高频滤波电解电容  $C_{11}$  平滑滤波得到一较平直的直流电压 12V (此电压为 TDA62003AP 驱动集成块及蜂鸣器提供工作电源)。再经 7805 稳压及电解电容  $C_9$ 、 $C_{12}$  滤波, 便得到稳定的 5V 直流电源; 7805 输出的直流 5V 为显示控制提供工作电源。

2) 上电复位电路。室内机微处理器 IC8 的 18 脚接收上电复位电路信号, 上电复位电路是在电源上电时, 延时输出, 以及在正常工作时, 电压异常或干扰时, 给芯片输出一复位信号。上电复位电路的主要工作是: 上电延时输出; 正常工作时, 监视电源电压。这些都是为了消除电源的一些不稳定因素, 避免给芯片带来不利的影响。它的电路原理如图 6-3 的右下角所示, 其工作过程为: 5V 电源通过 MC34064 的 2 脚输入, 1N4148 二极管  $VD_{13}$  作为钳位, 正常时, 微处理器的 18 脚电压为高电平, 在上电时或空调在受到干扰的情况下, MC34064 的 1 脚便可输出一个由低电平变为高电平的脉冲, 在该脉冲的上升沿, 触发芯片的复位脚使芯片复位, 图中电解电容  $C_{13}$  是用来调节复位延时时间的。

3) 晶体振荡电路。在微处理器系统中, 晶体振荡电路为系统提供一个基准的时钟序列, 以保证系统正常准确地工作。晶体振荡器 XT01 的 1 脚和 3 脚接入 TMP87PH46N 微处理器的 19 脚和 20 脚, XT01 的引脚 2 接地, 这样, 便可提供一个 8MHz 的时钟频率, 否则整个空调器就不能正常工作或者出现紊乱。

4) 过零检测电路。在控制系统中, 过零检测电路的作用有两点: 一是用于控制室内风机的风速; 二是检测供电电压的异常。

电源变压器输出交流 12V, 经  $VD_2$ 、 $VD_8$ 、 $VD_9$ 、 $VD_{10}$  桥式整流输出一脉动的直流电, 经  $R_{12}$  和  $R_{16}$  分压提供给  $VT_1$ , 当晶体管  $VT_1$  的基极电压小于 0.7V 时,  $VT_1$  不导通, 芯片 32 脚处于高电平; 而当  $VT_1$  的基极电压大于 0.7V 时,  $VT_1$  导通, 这样便可得到一个过零触发的信号。

5) 室内风机控制电路 室内风机控制电路用来控制室内风机的风速, 室内风速通过晶闸管进行平滑调速, 有高、中、低三速, 并依据室内温度与设定温度的温差而自动进行调节。通过对交流电过零点的检测, 风机驱动 (即芯片 IC8 的 6 脚) 延时输出一低电平, IC5 二次侧的光敏晶闸管导通, 通过控制导通角改变施加在风机拖动电动机上的电源电压, 就可以对室内风机进行调速。通过风机转速的反馈 (即芯片 IC8 7 脚) 检测风机运转的状态, 以便准确地控制室内风机的风速。

6) 温度传感器电路。室内机有两个温度传感器, 它是用来检测室内温度和盘管温度, 并给微处理器提供一个模拟信号, 可让其根据提供的温度数据进行温度调节, 以便给用户一个舒服的感觉。在此电路中, 经  $R_{26}$  和  $R_{28}$  ( $4.7k\Omega$ ) 用来对电压取样, 提供一个随温度变化的电平值, 供芯片检测用。电感  $L_2$ 、 $L_3$  是为了防止电压瞬间跳变而引起芯片的误判断。

7) 显示驱动及亮度检测电路。显示屏是用来显示空调器运行状态的, 如模式显示、温度显示、故障代码显示、频率显示、空气清新显示及风速, 并有节电、睡眠等显示。

(2) 室外机控制电路分析 空调器室外机的控制电路部分主要包括开关电源电路、电

压检测电路、电流检测电路、室外风机四通阀控制电路、温度传感器电路、E<sup>2</sup>PROM 和运行指示电路、通信电路等。室外机控制电路原理图如图 6-4 所示。

1) 开关电源电路。开关电源通过将交流电转换为直流电, 又将直流电转换输出为交流电的电路, 用来为室外机工作提供稳定的电源。此处采用自激式开关电源, 其稳压方式采用脉冲宽度调制方式, 即开关稳压电路输出的直流电压正比于开关管的导通时间, 而反比于开关脉冲的振荡周期。

交流 220V 电压经整流桥整流、电解电容滤波, 输出约为 300V 的峰值电压从电路板上的 CN2 和 CN7 接口送入, 分两路送至开关振荡电路: 一路经开关变压器的绕组加到开关管 VT<sub>1</sub> 的集电极; 另一路经稳压管 VS<sub>2</sub> 稳压后给开关管 VT<sub>1</sub> 基极提供驱动电压, 于是开关管 VT<sub>1</sub> 导通, 其集电极有电流流过, 因此开关变压器 T<sub>2</sub> 一次绕组 5 脚与 7 脚上产生上正下负的感应电压, 该电压经开关变压器 T<sub>2</sub> 耦合给二次侧的 10 脚与 11 脚 (即正反馈绕组), 正反馈绕组把感应的电压反馈到开关管的基极, 使开关管的集电极电流增大。这样, 由于正反馈电路的作用, 开关管 VT<sub>1</sub> 很快进入饱和导通。开关管饱和导通时, 集电极电流保持不变, 一次绕组上的感应电压消失, 正反馈停止, 开关管退出饱和状态, 并进入放大状态。此时, 开关管集电极电流瞬间大大减小, 因一次绕组的电流不能突变, 故而产生很强的反向感应电压耦合给二次侧 (即正反馈绕组), 正反馈绕组的反向感应电压经正反馈使开关管反偏截止。开关管截止后, 开关变压器一次绕组无电流通过, 感应电压消失, 电源又通过稳压管给开关管基极提供导通电压, 使开关管重新导通, 并重复上述过程。这样, 周而复始便形成了自激开关过程。开关变压器的二次侧便得到所需的高频脉冲电压, 经脉冲整流、滤波、稳压后送给负载。VT<sub>1</sub> 上的二极管 VD<sub>16</sub> 是续流二极管, 是为了让 VT<sub>1</sub> 截止时, 放掉其 c-e 极电荷, 以提高 VT<sub>1</sub> 的开关频率。本开关电源的输出电压如表 6-1 所示。

表 6-1 海信 KFR-2802GW/BP 型变频空调器室外机  
所用开关电源的输出电压值

CN15-(11—10)号	15.0V	CN15-(4—5)号	15.0V
CN15-(7—8)号	15.0V	CN15-(1—2)号	15.0V

注: 表中括号内的数字为 CN15 的端子号, CN15 为一有 12 引脚的接插件, 图 6-4 为方便仅画出了其引脚 1 与 2

2) 电压检测电路。在空调器的设计中, 为了保护空调器不致因为外界电压的变化而影响使用, 甚至烧毁空调器, 故在空调器的控制基板上设计一种检测电路来检测供电电压是否异常, 如出现过电压或欠电压, 空调器将会自动显示故障代码并进行保护。

室外交流 220V 电压经变压器 T<sub>1</sub> 输入, 输出一交流低电压, 经 VD<sub>8</sub> ~ VD<sub>11</sub> 桥式整流, 再经 R<sub>26</sub>、R<sub>28</sub>、C<sub>10</sub> 滤波之后, 输出一直流电压供微处理器 IC2 检测。二极管 VD<sub>14</sub> 为钳位二极管, 是将直流电平钳制在 5V, 而不致在电压跳变时直流电压过高而击穿芯片或使系统误操作。

3) 电流检测电路。电流检测电路是用来检测压缩机供电电流的。当电流过大时, 可能会损坏压缩机甚至会烧毁绕组。因此, 为了保护压缩机, 利用电流检测电路进行检测, 以进行保护。当继电器 K<sub>1</sub> 吸合时, 电流互感器 CT<sub>1</sub> 感应出电流信号, 经 VD<sub>1</sub> ~ VD<sub>4</sub> 整流输出一直流信号, 经 R<sub>12</sub>、R<sub>17</sub>、R<sub>16</sub> 分压、C<sub>14</sub> 滤波之后, 输入到芯片的 61 脚 (CT)。二极管 VD<sub>15</sub> 作

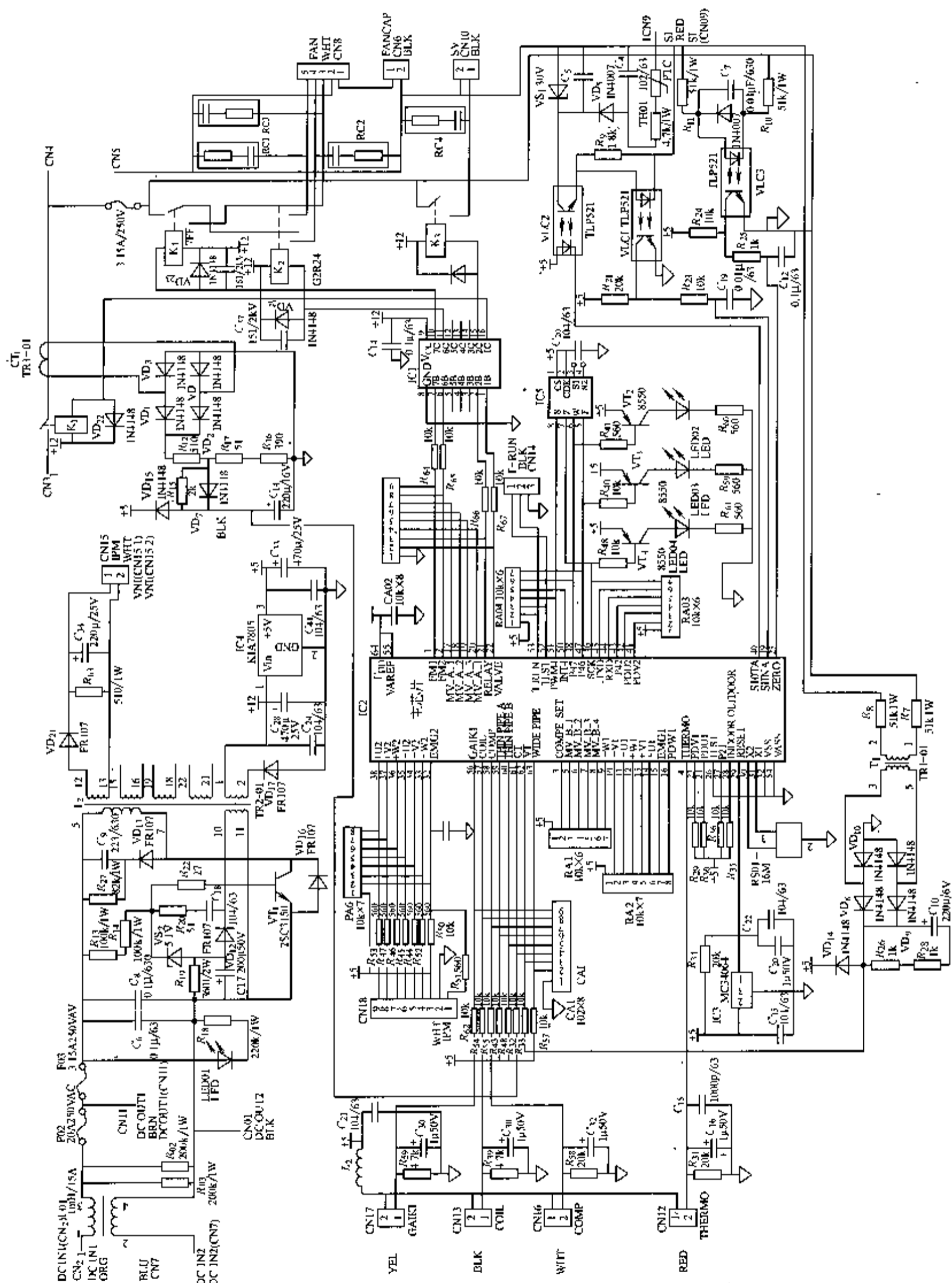


图 6-4 海信 KFR-2802GW/BP 型变频空调器室外机微电脑控制电路

为钳位二极管将直流电平钳制在 5V。当上电时,芯片的 61 脚 (CT) 的电平约为 1.12V,当电源稳定之后,61 脚的电压为直流 0.7V。

4) 室外风机换向阀控制电路。此电路的主要控制对象是空调器的风机和四通阀,控制调节室外的风速(分高、中、低 3 速)以及制冷制热的切换。

若室内机发出制热命令,室外机芯片的 21 脚通过  $R_{66}$  输出高电平,给驱动器 IC1 (TD62003AP) 2 脚,使其输出一低电平触发继电器  $K_3$  动作,电磁阀得电吸合,制冷剂改变流向,空调器制热。在对风机的控制中,采用两个继电器控制风机的 3 个风速。室外机芯片的 6 脚、7 脚输入高电平,经过驱动器反相,输出低电平,控制风机的 3 速。

5)  $E^2$ PROM 和运行状态指示电路。 $E^2$ PROM 芯片存储着整机工作时的一些参数,如:压缩机的  $U/f$  曲线、故障显示数据及各种保护数据等信息。运行状态指示灯显示空调器运行时的状态,如电源指示、故障指示等。

芯片的 46 脚、48 脚与 IC5 (93C46) 的 7 脚、6 脚相连,等效作用通过 IC5 的 3 脚及 4 脚相连, S1、S0 端连接,进行信号数据的传输,在 IC5 2 脚 SCK 的作用下,通过 93C46 的 4 脚将数据输出,3 脚将数据读入。

6) 通信电路分析。通信电路是室内机与室外机通信的通道,通信电路的工作方式是半双工串行通信。空调系统的串行通信电路较为特殊。从室外机通信电路来看,光耦合器 VLC1 的输入端与光耦合器 VLC2 的输出端顺向串接而成,其隔离电源由室内机利用 220V 交流电源经滤波整流稳压后形成 24V 直流电源。室内外机 4 个光耦合器则交叉连接在 24V 上。当室内机 G 的 S1 端信号接通时,室外机 W 的 S1 端则执行接收等待,同时室外发射端将接收的信息反馈到室内机,室内机 G 的 S1 端接收信号,完成一次通信。

### (3) 功率模块驱动电路及检测电路

1) 功率模块驱动电路。变频空调的一个最重要的特点就是通过改变电源的频率来对电动机进行调速。功率模块用来将滤波后的直流电变成频率可调的三相交流电。该模块实际采用 6 个电力晶体管,根据微电脑芯片的指令,依次实行开关控制,得到模拟三相交流电压,控制电路如图 6-5 所示。

此功率模块电路是通过主控制板 CN1 提供控制信号,其中 10 脚是功率模块反馈回来的故障信号,如功率模块出现过热、过电流、短路等保护,功率模块就会输出一故障信号给主控制板芯片,以便进行报警。

2) 功率模块的检测电路。本电路直接控制压缩机的工作,且 U、V、W 三相之间提供一定范围随频率而变化的电压。一旦发生欠电压、过电流、过热等故障,其控制接口将输送保护信号进行报警。如在开机运行情况下,用万用表的交流电压档测试功率模块 U、V、W 两端电压,一般交流电压在 60 ~ 150V 之间。如无电压或三端电压不平衡,则需测试功率模块的输入信号电压是否正常。

表 6-2 为测试功率模块端子间的电阻值,可以初步判断功率模块是否损坏,应注意的是,该表中的数值是断开模块各引脚与外部电路的接线,即卸下部件上的 +、-、U、V、W 端子线,使用万用表  $R \times 100\Omega$  电阻档按顺序测定各端子间的电阻。

## 2. 美的 KFR-32GW/BPY 型变频空调器的控制电路

(1) 室内机控制电路分析 美的 KFR-32GW/BPY 变频空调器室内机主芯片采用东芝公司产品 MP275028,其控制电路如图 6-6 所示。它的工作原理为:

表 6-2 功率模块引脚端子间的电阻值

	HIC 端子								
万用表 +	+			-			U	V	W
万用表 -	U	V	W	U	V	W	+		-
电阻值/ $\Omega$	约 500 ~ 1000			$\infty$			$\infty$		约 500 ~ 1000

220V 交流电压经变压器  $T_1$  降压、单相桥式整流桥 B801 整流, IC3、IC2 稳压输出 +12V、+5V 直流电供主芯片及执行电路使用。主芯片的 5 脚为蜂鸣器驱动信号, 输出低电平有效; 14 脚、15 脚与 X1 晶体振荡器产生 4.19MHz 的主频振荡信号; 13 脚为主芯片复位输入, 通过 IC5 在开始状态产生低电位信号给主芯片复位, 在正常工作时为 +5V; 24 脚、25 脚为温度传感器接口; 33 脚为室内机转速检测接口, 风机 (FAN) 的转速通过  $R_{28}$  反馈到主芯片做出相应的判断; 39 脚为室内风机驱动信号; 36 脚 ~ 43 脚为导风板驱动信号, 通过 N3 反相驱动器为步进电动机  $M_1$  提供信号; 52 脚、53 脚、54 脚、57 脚、58 脚、59 脚为发光二极管驱动输出, 低电平有效。其中 52 脚为自动指示灯, 53 脚为定时指示灯; 54 脚为化霜 (只送风) 指示灯, 55 脚为经济运行指示灯, 57 脚、59 脚为运行指示灯, 62 脚、63 脚为通信输入及输出接口。

(2) 室内机的通信方式 室内机采用异步串行通信方式, 在连续两次收到完全相同的信息时才有效, 连续 2min 不通信或接收信号错, 发出故障保护信号并关闭室内、室外风机。

(3) 室外机控制电路分析 室外机控制电路主芯片采用具有变频功能的专用集成电路, 其控制电路原理如图 6-7 所示。

由图 6-7 可知, 市电 220V, 经变压器  $T_3$  降压  $U_{R_3}$  桥式整流, 再通过 IC7、IC8、IC12 稳压向主芯片、执行电路及功率模块提供电源。主芯片 AN6 引脚为电流检测输入接口, 通过主电路中的电流互感器 CT 感应出压缩机运行状态对应的电流, 经  $VD_6$  整流、 $C_8$  滤波向 AN6 提供电流检测信号。12 脚、4 脚为温度传感器接口, 通过 TR、TC 把随温度变化的电阻值转变为电压值。进入主芯片经比较放大, 使主芯片 CPU 感知室外空气温度及室外热交换的温度。19 脚为复位端口, 主芯片工作初始时, 由 IC9 向主芯片提供一个低电平信号, 使主芯片复位, 正常工作时为 +5V 电压。17 脚、18 脚为外部晶体振荡器接口。20 脚、23 脚为延时输入, 低电平有效。IC5 为通讯信号光耦合器。55 脚向功率模块提供电源开关信号。53 脚为功率模块状态信号接口。 $K_3$  为风扇电动机继电器,  $K_2$  为四通阀继电器。

1) 压缩机工作过程。压缩机起动时, 频率以 0 ~ 10Hz/s 内可调速率上升, 当升到 60Hz 时保持运转 1min, 而后再以 2Hz/s 速率上升或下降, 直到达到目标频率。有时压缩机会工作在频率大于 60Hz 的情况下, 此时当压缩机频率下降时, 以 3Hz/s 速率下降达到 60Hz 频率时, 再以 2Hz/s 速率下降, 直至达到目标频率。一般情况下, 室外风机与压缩机同时开启, 但室外风机滞后压缩机 30s 关机。

2) 压缩机高温保护原理。当压缩机高温保护时, 压缩机关闭, 30s 后风机也自动停转, 通过信号线发送到室内机通过发光二极管指示故障。高温保护解除时, 继续按室内机设定运行。

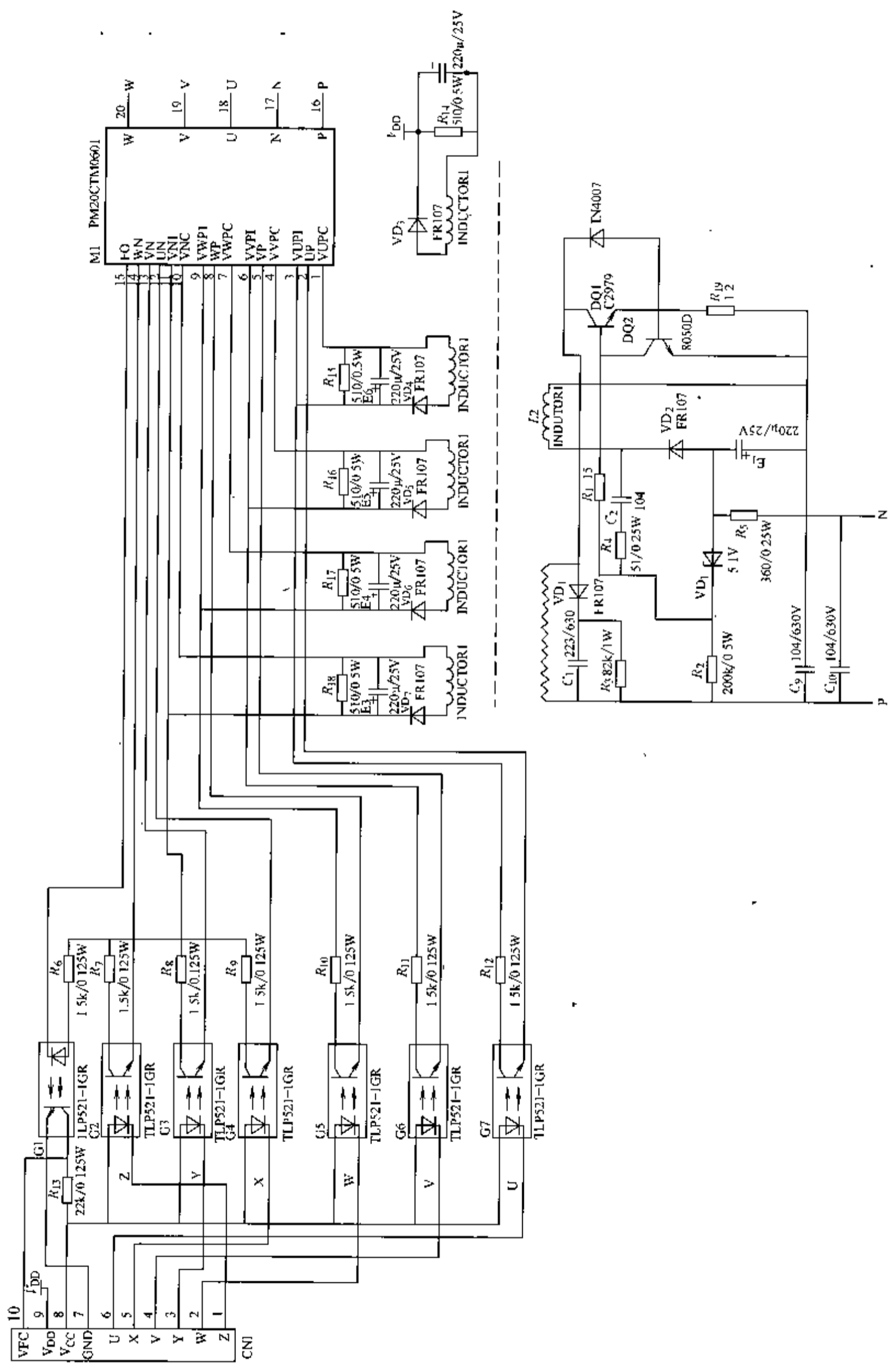


图 6-5 海信 KFR-2802GW/BP 型室外机功率模块控制电路

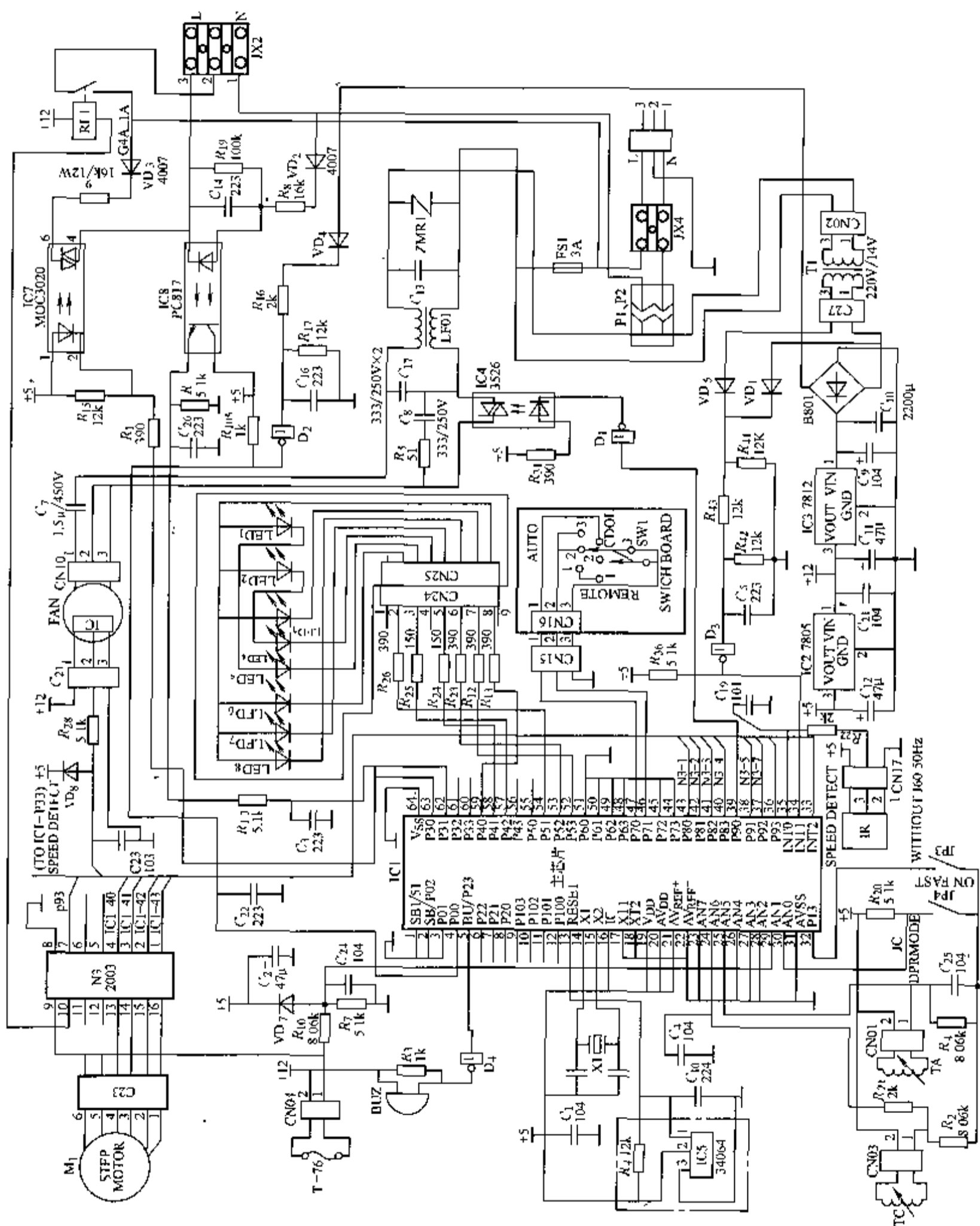


图 6.6 美的 KFR-32GW/BPY 室内机微电脑控制电路

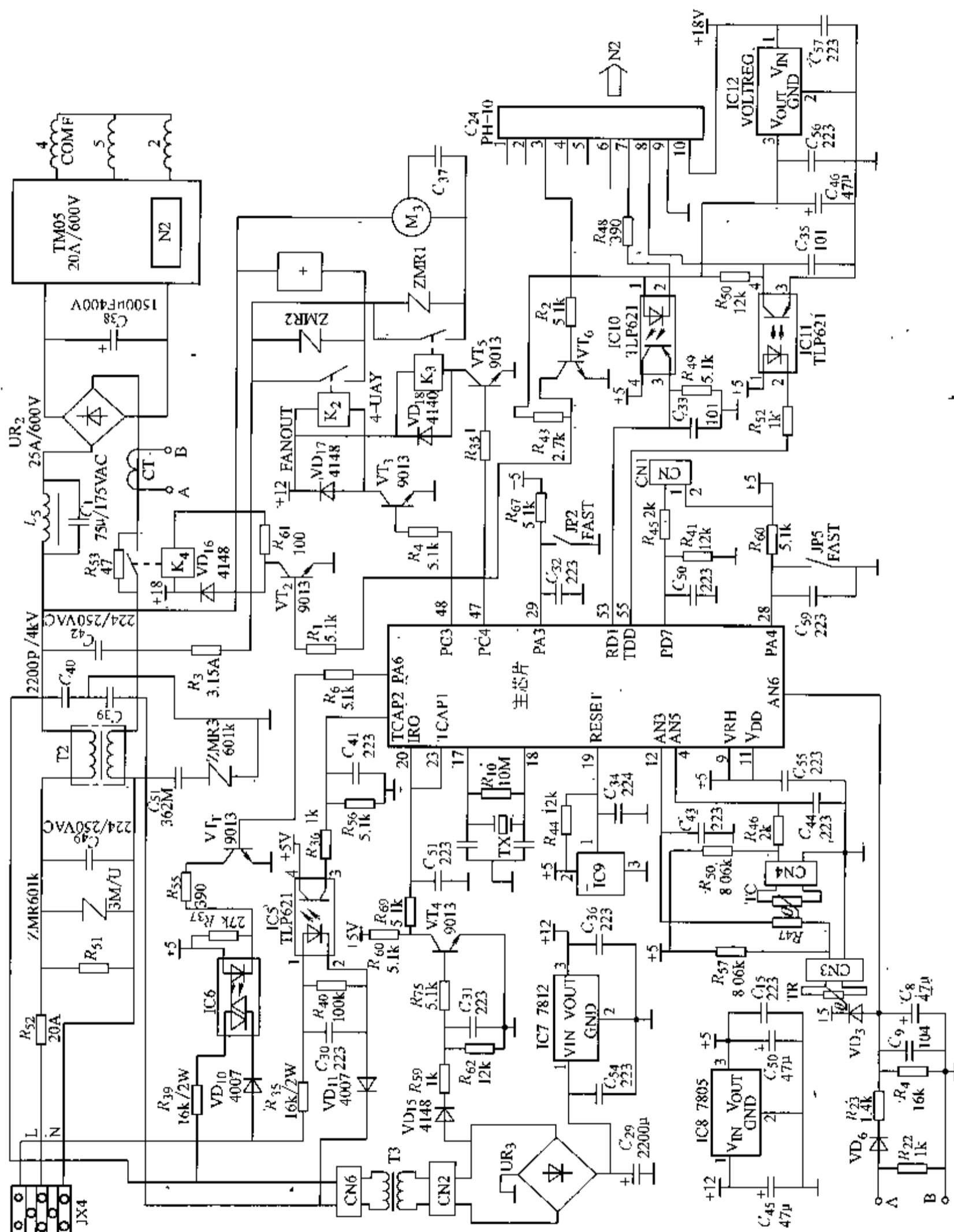


图 6-7 美的 KFR-32GW/BPY 变频空调器室外机微电脑控制电路



为了保证振荡频率的稳定和精确度,如图 6-9 所示,CPU 振荡输出端 40 脚外接一个晶体振荡器 CX1,振荡频率为 4.19MHz,其稳定的振荡频率输入 CPU 的 39 脚。

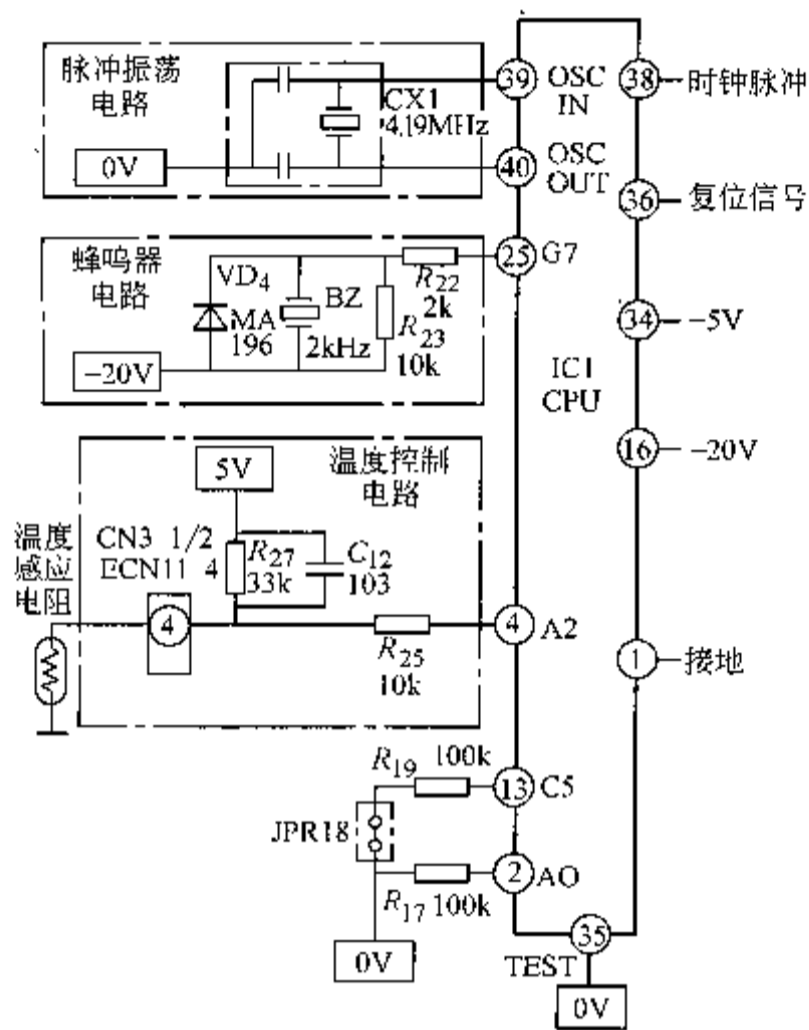


图 6-9 CPU 振荡电路

### 6.3.2 飞跃 WP-600 型微波炉

接上电源插头后,工作指示灯亮,微波炉进入工作状态,如图 6-10 所示,交流电 220V 经熔断器 FU,变压器  $T_1$ 、VD<sub>1</sub>、VD<sub>2</sub> 全波整流输出 +12V 电源,IC 的 1 脚输入电压为 +12V。经三端稳压器 IC 稳压,7805 的 3 脚输出,  $C_6$ 、 $C_7$  滤波后提供 +5V 电源电压。

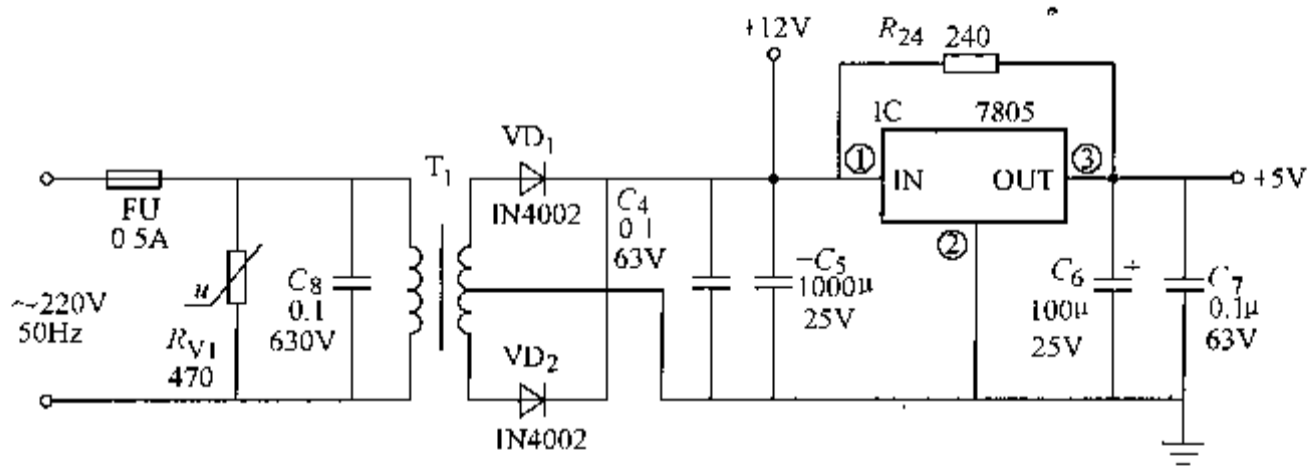


图 6-10 飞跃 WP-600 型微波炉电源电路

微处理器 IC1 芯片选用的 MC6805R3 是由摩托罗拉公司生产，其引脚与功能如表 6-3 所列。

表 6-3 MC6805R3 的引脚与功能表

引脚号	信号	功能及用法简介
1	VSS	接地 (GND)
2	RESET	复位，当供给电源时，信号被输入，以使微处理器复位到起始状态
3	INT	外部中断输入。本机连接至 +5V
4	VCC	电源电压，+5V
5	EXTAL	内接时钟振荡器，外接 4MHz 晶体振荡器
6	XTAL	内接时钟振荡器，外接 4MHz 晶体振荡器
7	VPP	本机连接至 +5V
8	TIMER	定时、计时外部输入端，本机连接至 +5V
9 ~ 15	PC0 ~ PC6	分段数据信号，送至显示器的段线上，关于分段数据信号与显示部分之间的关系，可参见控制电路
16	PC7	未使用端
17	PD7	本机连接至地
18	PD6	本机连接至地
19 ~ 24	PD5 ~ PD0	未使用端
25 ~ 30	PB0 ~ PB5	按键选通信号和显示数字选择信号（位线）公用端口
31	PB6	未使用端
32	PB7	未使用端
33 ~ 36	PA0 ~ PA3	键盘输入信号，当按键矩阵上的轻触薄膜开关被触摸时，响应的信号将输入
37	PAST	将炉门打开/关闭信号传递给微处理器的输入信号。炉门关闭时，输入低电平信号；炉门打开时，输入高电平信号
38	PA5	音响提示信号输出，经驱动电路放大后加至蜂鸣器
39	PA6	定时器时间控制信号输出，同时控制炉灯、转盘电动机和风扇电动机的工作。此信号经驱动电路放大后，控制继电器 K <sub>2</sub> 的接通和断开
40	PA7	功率控制信号输出，使继电器 K <sub>1</sub> 接通或断开，从而控制磁控高压电路的工作，在 100% 功率操作、微波烹调时，信号输出为高电平，而不烹调时则保持为低电平，在其他功率强度烹调（中高、中等、中低、小功率）时，信号将根据所要求的功率强度，反复翻转为高电平和低电平

该机中主控芯片 IC1 (MC6805R3) 的外接振荡及复位电路的连接关系如图 6-11 所示, 图中 MC6805R3 的 5、6 脚及 1、2 脚的电路是单片机的振荡及复位电路。图的左上部为供电电路, MC6805R3DE1 的 2 脚工作电压是 5V 左右, 通电后, 显示器显示工作状态。

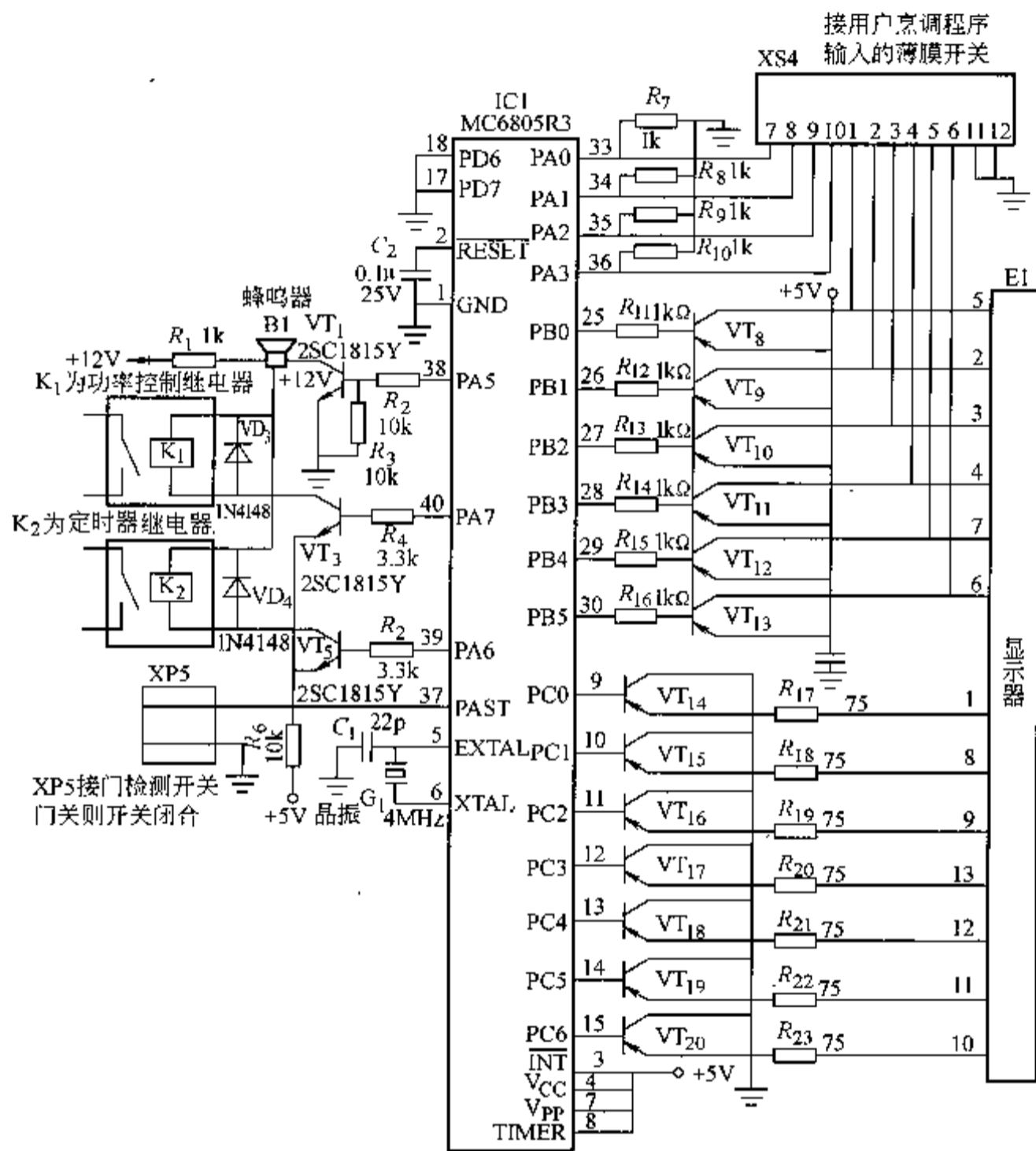


图 6-11 飞跃 WP-600 型微波炉单片机供电及复位电路

显示屏显示电路如图 6-12 所示, 其中 PB4 控制的是右面第一位数, 将 VT<sub>12</sub> 管的 c、e 极短接, 观察右边出现字符, 说明 R<sub>12</sub> 左边部分正常, PB3 控制右边第二位数; PB2 控制右边第三位数; PB1 控制右边第四位数 (即左边第一位数)。微波炉按键的工作原理是: 未按键时, 行、列之间的 10 根线是互相不通的, 当按下某一键时, 该键对应的行和列两根线连通, 从而显示器上显示出相应的信息。

如图 6-13 为键盘输入电路的原理示意图, 点划线内为轻触薄膜开关 S<sub>0</sub> 和集成块之间的连接插座 XS<sub>4</sub>。轻触开关 S<sub>0</sub> 是一个 4×6 的开关矩阵。一般正常情况下, 未按键时, 行、列之间的 10 根线是互相不通的, 当按下某一键时, 该键对应的行和列两根线连通。

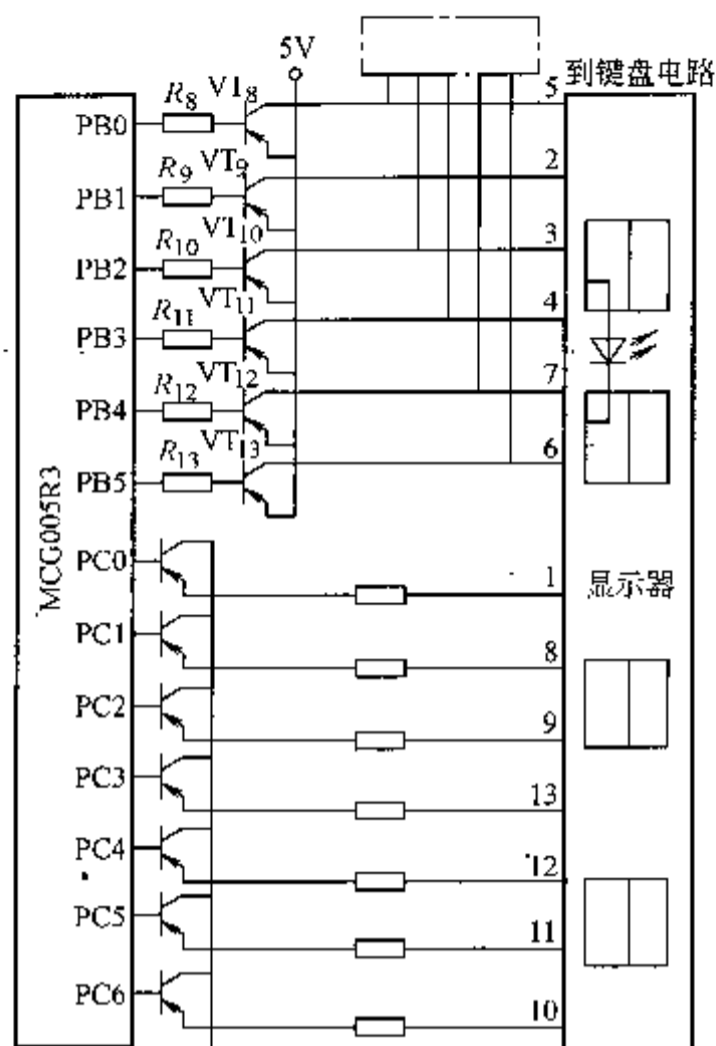


图 6-12 显示电路

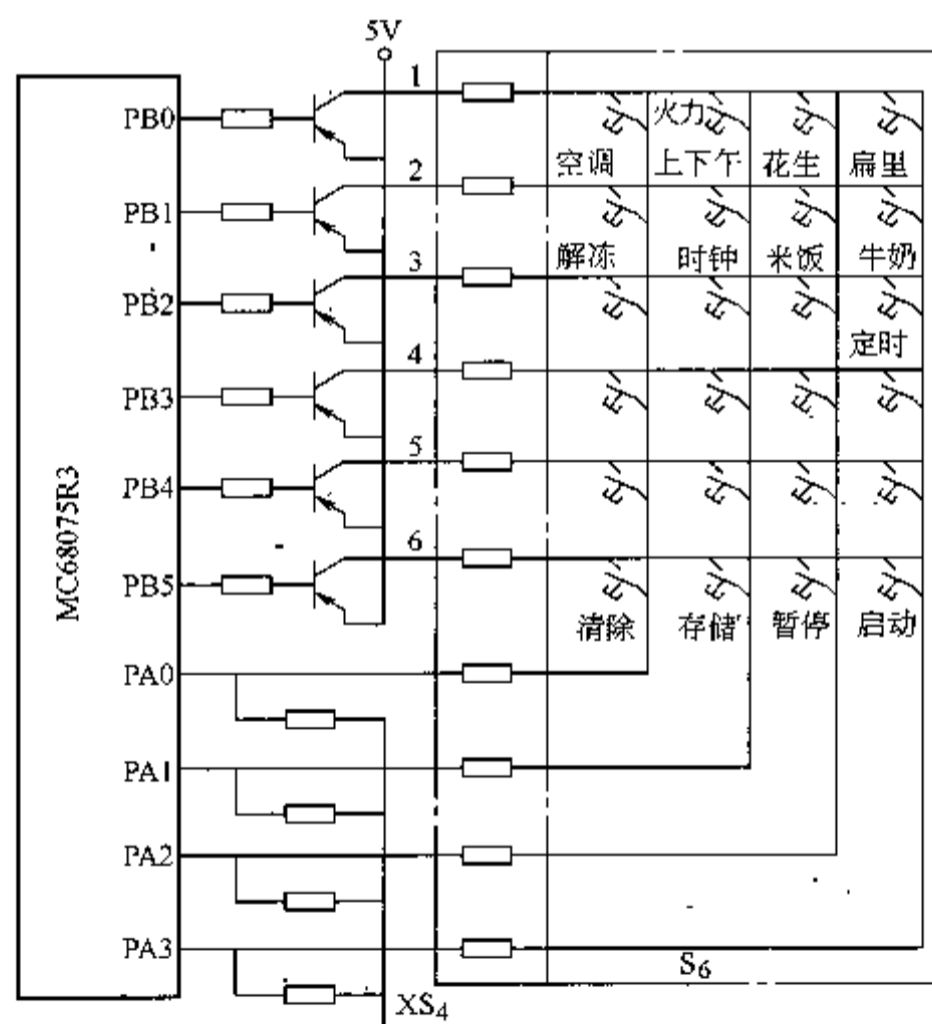


图 6-13 键盘输入电路原理示意图

### 6.3.3 上菱 WP-650A 型微波炉

上菱 WP-650A 型微波炉的控制电路原理如图 6-14 所示，图中的 IC3 是主控 CPU，芯片 IC3 的 12 ~ 24 脚、35 脚是时钟显示以及符号显示输出端；芯片的 27 ~ 34 脚、39 脚是控制信



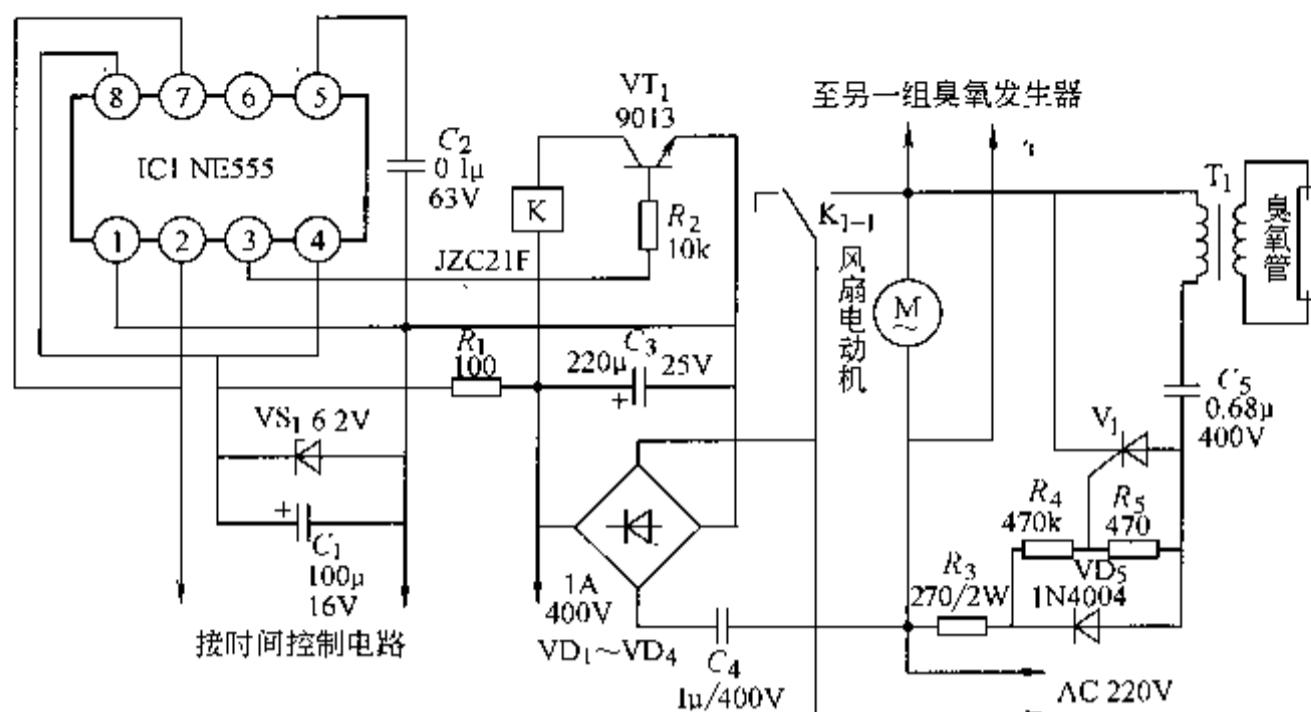


图 6-15 柯利 KLXG-E1 消毒柜消毒电路原理图

在未接通时间设定旋钮时，测量电容  $C_3$  两端电压为 7V。在按下时间设定旋钮时，测其电压降至 4V，测其 4、8 脚为 4V，同时测得 NE555 的 2 脚电压为 3V。

#### 6.4.2 应用单片机 AT89C2051 控制的消毒柜

采用 AT89C2051 单片机为核心控制单元的消毒柜，既可按照系统默认的时间参数自动运行，也可随时进行设置，通过按键输入新的时间参数。电路运行后，能周期性地自动（定时）控制消毒柜内紫外线消毒灯管的加电和断电，适时完成对柜内餐具或其他物品的消毒工作。具有电路简单、制作容易、使用灵活、设置方便等优点，非常适合在部队、厂矿、机关、学校、医院等集体食堂和家庭及各类餐馆、饭店的消毒柜中安装使用。

##### 1. 电路的主要功能与特点

1) 该电路中的时钟是对晶振分频后获得的，具有极高的频率稳定性，且延时系统采用数字计数的方式进行，控制精度高。

2) 初始加电时，被控负载（紫外线消毒灯管）将自动处于加电状态，电路的两位数码显示器将自动显示系统默认的“消毒时间”，电路就将按系统默认的时间方式（例如消毒 10min、暂停 25min）自动开始运行。

3) 电路允许随时通过按键开关自行输入设置新的消毒、暂停时间参数，消毒和暂停的时间范围均可在最短时间 1min 至最长时间 99min 之间任意设置其分辨率为 1min，使用者可根据季节、环境温度、柜内存放物品的种类及数量等具体情况，适时设置。

4) 在进行新的时间参数设置时，数码管上的小数点将自动停止闪动，表明电路已退出工作状态，进入设置状态，此时，固态继电器立即截止，紫外线灯管停止加电工作。

5) 在进行时间参数设置和正常消毒及等待的工作过程中，系统均采用两位数码管做“十位”和“个位”的倒计时显示，直观、准确。

6) 系统设有柜门是否关闭的自动检测功能，当柜门尚未关闭时，电路将强制关闭紫外线灯管的电源，以防止紫外线外泄对使用人员造成伤害。

##### 2. 硬件电路构成

以单片机 AT89C2051 作为控制核心的自动消毒柜硬件电路原理如图 6-16 所示，其工作

原理为： $C_3$  和  $R_1$  构成上电自动复位电路。JT、 $C_1$ 、 $C_2$  与 IC1 相关引脚构成单片机的时钟电路。显示器采用 SM1 与 SM2 两只共阳型数码管。IC1 的 15 个 I/O 口全部使用，其中，P1.0 为秒显示输出口，通过一个限流电阻接至数码管的小数点电极上，正常工作时将以小数点的闪亮作为秒信号显示；P1.1 ~ P1.7 为七段数码管的段选信号（低电平有效）输出口，分别通过一只限流电阻，接至各数码管的相应电极上。数码管显示采用动态扫描的方式进行，其动态位选信号分别由 IC1 的 P3.2 和 P3.3 输出，高电平有效，其输出信号通过 VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 分别驱动两只数码管的选通晶体管，使两只数码管作动态交替显示。IC1 的 P3.0 和 P3.1 设置为输入口，其对“地”间接有一只常开型自复位按键开关 SB<sub>1</sub> 和 SB<sub>2</sub>，其中，SB<sub>1</sub> 为“-1 操作键”，SB<sub>2</sub> 为“设置功能键”；通过与软件配合，利用 SB<sub>1</sub>、SB<sub>2</sub> 即可完成控制紫外线灯管加电时间与断电时间的输入与设置。P3.4 为消毒时间设置状态指示控制口，通过一只电阻接至 LED<sub>1</sub>，电路正常工作时，VL<sub>1</sub> 不会亮，只有进行“消毒”时间设置时，VL<sub>1</sub> 才会点亮。而进行“断电”时间设置时，VL<sub>1</sub> 将被熄灭。P3.5 为柜门状态检测输入口；当柜门关闭时，柜门开关 S<sub>m</sub> 闭合，P3.5 被接至低电位；当柜门打开时，柜门开关 S<sub>m</sub> 开路，P3.5 被悬空（通过内部上拉电阻接至高电位），这样，通过与程序配合，即可准确进行识别；P3.7 为输出控制口，通过一只电阻接至一个固态继电器 SSR 的输入端，由固态继电器适时驱动紫外线消毒灯管实现周期性的加电与断电，完成断续自动消毒功能。VL<sub>2</sub> 为消毒状态指示灯，只有当电路的紫外线灯管处于消毒工作状态时，VL<sub>2</sub> 才会点亮。电源变压器 T、桥式整流器 QZ、三端稳压器 WY 7805 及  $C_4 \sim C_7$  组成电源电路，为整个电路提供稳定的 +5V 直流工作电源。

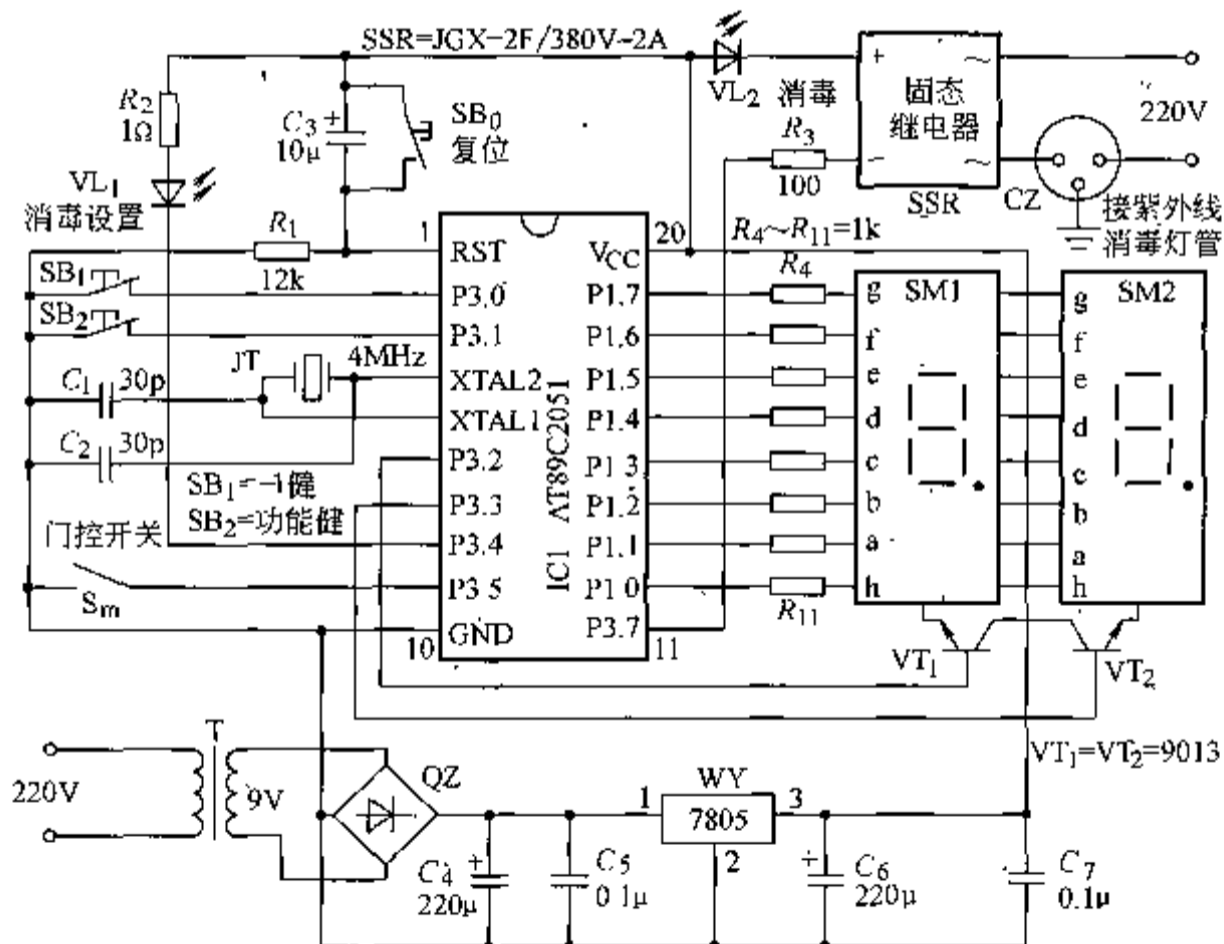


图 6-16 应用 AT89C2051 作为核心控制单元的消毒柜硬件电路原理图

### 3. 自行设置时间参数的方法

在设置时间参数时，采用循环方式进行。先按一下 SB<sub>2</sub>，进行“加电消毒”时间的个位数设置，此时，VL<sub>1</sub> 点亮，秒闪动停止，十位数码管被熄灭，按动 SB<sub>1</sub>，可使个位的数码管

做倒计时显示, 选择到所需的数字即可。再按一下  $SB_2$ , 将进行“加电消毒”时间的十位数设置, 此时, 个位数码管熄灭, 按动  $SB_1$ , 可选择十位上所需的数字。第三次按动  $SB_2$ , 将进行“断电”时间的个位数设置, 此时  $VL_1$  灭, 按动  $SB_1$ , 可选择个位上所需的数字。第四次按动  $SB_2$ , 进行“断电”时间的十位数设置, 按动  $SB_1$ , 可选择十位上所需的数字。第五次按动  $SB_2$ , 电路恢复到正常工作状态, 此时,  $VL_1$  处于熄灭状态, 数码管将自动显示出新设置好的“加电”时间, 秒显示开始闪亮, 整个电路开始按照新设置的时间参数运行工作。

当调整到数码管显示为 0 时, 若再按动  $SB_1$ , 对应的数码管将自动回到 9, 因此, 每位数的设置都是可以循环调整和显示的。在设置和正常工作中的任意时刻, 只要按动  $SB_0$  复位键, 电路就将立即复位, 此时, 所有自行设置的时间参数会被自动消除, 电路将回到刚加电时的初始状态, 系统将按照默认的时间参数进行工作。

## 6.5 热水器

热水器是在人们日常生活中成千上万使用的家用电器中的一种, 如今广泛应用的有燃气热水器、电热水器、蒸汽热水器等。在这些热水器中, 其电力电子控制电路总是不可缺少的, 这里介绍几种典型的热水器中所用电力电子变流电路的原理。

### 6.5.1 银河牌燃气热水器电路

银河牌燃气热水器的相关控制电路如图 6-17 所示, 该电路使用两节大号电池作电源。使用时打开热水器进水阀门, 小型杠杆式开关  $S$  接通, 电源通过  $R_1$ 、 $C_2$ 、 $R_3$  使  $VT_1$ 、 $VT_2$  导通, A 点电位接近 3V, 通过  $R_4$ 、 $C_3$ 、 $R_3$  维持  $VT_1$ 、 $VT_2$  导通。 $VT_1$ 、 $VT_4$  得电自激振荡产

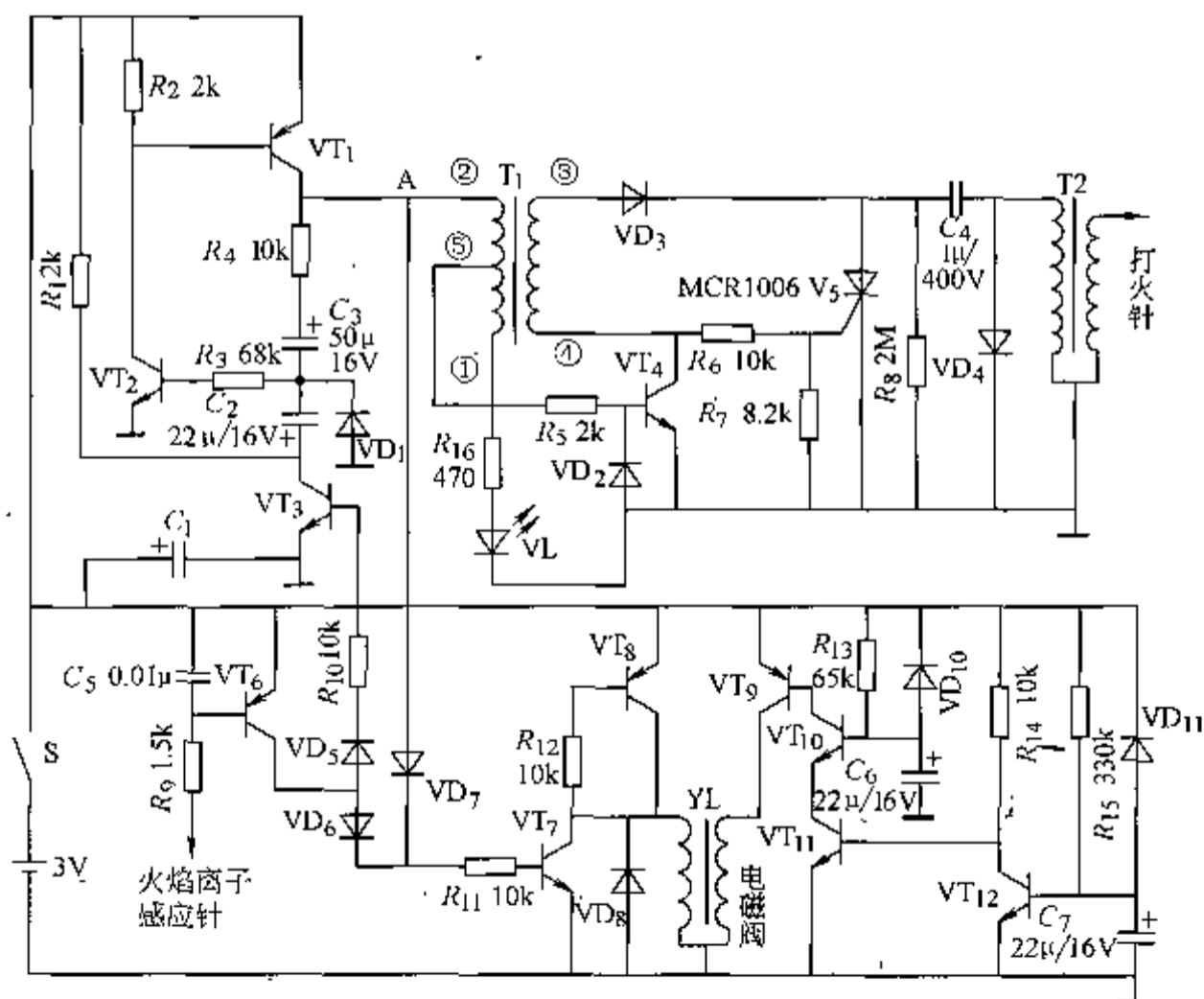


图 6-17 银河牌燃气热水器控制电路

生 200V 左右电压对  $C_4$  充电, 然后经  $V_5$  使  $T_2$  产生高压脉冲打火; 同时 A 点电压通过  $VD_7$  使  $VT_7$ 、 $VT_8$  导通, 使电磁阀维持线圈得电, 但因维持线圈电流小, 不足以打开电磁阀, 只能给开启作好准备。与电磁阀启动线圈串接的  $VT_9$  因  $VT_{10}$  的 b 极所接  $R_{13}$ 、 $C_6$  有一定的充电延时, 只有等  $C_6$  充满电后才导通 (由于此时  $VT_{12}$  尚未导通,  $VT_{11}$  是饱和导通的), 此时电磁阀启动线圈将有较大的电流, 使电磁阀开启, 燃气被放电火花点燃。火点燃后火焰离子感应针使  $VT_6$  导通, 并通过  $VD_6$ 、 $R_{11}$  使  $VT_7$ 、 $VT_8$  深度导通, 从而使维持线圈继续通电。同时正电压经  $VD_5$ 、 $R_{10}$  使  $VT_3$  饱和导通,  $C_2$  放电,  $VT_2$  反偏使  $VT_1$  截止, 关断了 A 点电源, 高压停止打火。此时,  $VD_7$  反偏截止,  $VT_7$  由  $VT_6$ 、 $VD_6$  来维持导通, 并维持稳定燃烧。此时, 因  $C_7$  已充满电,  $VT_{12}$  导通, 使  $VT_{11}$ 、 $VT_{10}$ 、 $VT_9$  截止, 切断了启动线圈中的电流, 电磁阀由维持线圈中很小的电流维持开启。使用过程中一旦因某种原因熄火, 离子电流消失而  $VT_6$  截止,  $VT_7$  截止, 电磁阀失电关闭、切断气源, 这就是燃气热水器常用的熄灭保护功能。

在打开水阀后, 水位控制开关 S 接通,  $VT_1$ 、 $VT_2$  组成的振荡电路产生间歇振荡,  $T_1$  的二次绕组产生峰值为 190V 的感应电压。在  $VT_4$  截止期间, 感应电压通过  $T_1$  的③~④脚, 经  $VD_3$  整流向  $C_4$  充电。经若干个振荡周期,  $C_4$  上的电压逐渐升高,  $T_1$  的⑤脚与地之间的电压也成比例地升高。当  $C_4$  两端电压升到 150V 以上时,  $R_6$  和  $R_7$  上的分压, 使晶闸管  $V_5$  触发导通,  $C_4$  上的电压经晶闸管  $V_5$  和高压变压器  $T_2$  的一次侧放电, 在  $T_2$  的二次绕组产生万余伏的高压电火花进行放电。图 6-17 中  $R_8$  的作用是为了中止振荡时以释放  $C_4$  上存留的电压,  $VD_4$  的作用是加速  $C_4$  充电,  $VD_2$  是为了保护  $VT_4$  发射结不因过反压而损坏。

由振荡电路控制, 点火时间大约持续 12s 左右。12s 内的电火花打火期间, 正电压经  $VT_1$ 、 $VD_7$ 、 $R_{11}$  加到  $VT_7$  的基极, 使  $VT_7$ 、 $VT_8$  两管饱和导通, 电磁阀 YL 保持线圈得电, 但由于其阻抗较大、电流小, 此时吸力尚不足以使电磁阀吸合。

由于  $R_{15}$  和  $C_7$  时间常数较大, 接通电源时  $VT_{12}$  基极为低电位, 因而  $VT_{12}$  暂时截止,  $VT_{11}$  因基极通过  $R_{14}$  供电而饱和导通, 为  $VT_{10}$  导通创造了条件。而  $R_{13}$  和  $C_6$  的时间常数较小, 接通电源约 1s 后,  $C_6$  即充到  $VT_{10}$  导通的基极电压,  $VT_{10}$  导通后,  $VT_9$  基极电位下降, 使  $VT_9$  饱和导通; 电磁阀 YL 的启动线圈得电, 电磁阀吸合, 燃气通道打开。 $R_{13}$  和  $C_6$  使电磁阀延时 1s 吸合是为了防止燃气过早逸出而引起爆燃。电源接通 2~3s 后,  $C_7$  充电至  $VT_{12}$  导通的基极电压,  $VT_{12}$  饱和导通使  $VT_{11}$  因基极电位降低而截止, 随后  $VT_{10}$  和  $VT_9$  也截止, 电磁阀启动线圈失电, 电磁阀 YL 仅由保持线圈供电维持吸合状态。

当燃气通道打开时, 燃气逸出后被电火花点燃, 由于火焰产生的离子具有导电作用,  $VT_6$  基极经  $R_9$ 、反馈针、火焰离子到地形成通路使  $VT_6$  导通。正电压经  $VT_6$ 、 $VD_5$ 、 $R_{10}$  给  $VT_3$  基极供电, 使  $VT_3$  饱和导通, 迫使  $VT_2$  截止, 继而  $VT_1$  截止,  $T_1$  ②脚失去供电电压而停止产生电火花,  $VT_7$  的基极电压改由正电压经  $VT_6$ 、 $VD_6$ 、 $R_{11}$  供给, 维持电磁阀保持线圈供电。

### 6.5.2 吉宝 DPL-35FA 型电热水瓶电路

吉宝 DPL-35FA 型电热水瓶电路如图 6-18 所示, 图中 FU 为超温熔断器,  $SB_1$  为再沸腾按钮,  $SB_2$  为电泵出水按钮,  $ST_1$  是防干烧温控器,  $ST_2$  为煮水温控器,  $ST_3$  为保温控制器,  $EH_1$  为煮水发热器,  $EH_2$  为保温发热器,  $VL_2$  是保温 (绿) 指示灯,  $VL_4$  为加热 (红) 指示灯,  $VD_6 \sim VD_9$  为整流二极管, T 为电源变压器, M 是出水电动机。整个电路由加热、保温

电路和电泵出水电路构成。

其工作原理是：通电后，220V 交流经 FU、温控器  $ST_1$ 、 $ST_2$  和发热器  $EH_1$  构成加热回路，同时市电又经  $ST_3$ 、 $VD_5$  和  $EH_2$  构成保温回路，煮水发热器  $EH_1$  和保温发热器  $EH_2$  同时发热，加热指示灯  $VL_4$  亮，表示开始煮水。由于  $ST_1$ 、 $ST_2$  处于常闭状态，与  $VD_1$ 、 $R_1$ 、 $VL_2$  并联，所以保温指示灯  $VL_2$  不亮。当水被煮沸时， $ST_2$  自动断开，切断  $EH_1$  电源，另一方面由于  $R_1$  的阻值远大于  $EH_1$  的阻值，所以  $EH_1$  发热量甚小几乎

可以认为其停止加热，再应看到，由于  $R_1$  阻值远大于  $EH_1$  的等效内阻，所以  $VL_4$  因串有  $15k\Omega$  的电阻通过的电流很小，加热指示灯  $VL_4$  熄灭，保温指示灯  $VL_2$  亮。此时，保温发热器  $EH_2$  仍然得到  $VD_5$  半波整流后的电压发热，由于保温温控器  $ST_3$  的温度比煮水温控器  $ST_2$  低得多，所以  $ST_2$  不会动作， $EH_2$  一直给水瓶进行加热保温。

按下  $SB_2$ ，220V 交流经 FU、 $SB_2$  加到电源变压器 T 上，降压后 13V 交流电经  $VD_6 \sim VD_9$  桥式整流、C 滤波、 $VS_4$  稳压后输出 12V 直流电压，出水电动机 M 驱动电泵转动，开水经出水嘴流出。

图 6-18 中，FU、 $ST_1$  构成防干烧保持电路。由于  $ST_1$  安装在内胆底部且靠近发热器 ( $EH_1$ )，当瓶内无水通电时，内胆底部温度急剧升温，热量首先传给  $ST_1$  使其断开，从而切断  $EH_1$  电源。当电路出现短路故障，FU 立即自动熔断，切断整机电源，起到保护作用。

### 6.5.3 名钻牌电热水器电路

名钻牌电热水器的电路如图 6-19 所示，由加热保温电路和出水电路两部分组成。注满水再接入 220V 电源，超温熔断器 FU、主加热器  $EH_1$ 、保温加热器  $EH_2$  构成回路，加热指示灯  $HL_1$  亮。由于温控器 ST 并联于保温加热器  $EH_2$  和保温指示灯  $HL_2$  两端，因而  $EH_2$  不发热， $HL_2$  也不亮。接通电源后  $EH_1$  发热升温，当水温达到沸腾温度时，ST 自动跳开，因  $EH_1$  的电阻远远小于  $EH_2$ ， $HL_1$  熄灭， $HL_2$  亮，此时  $EH_1$  与  $EH_2$  串联，所以  $EH_1$  与回路电流降低，加热功率下降， $EH_2$  发热，进行保温。

SB 为出水电路轻触式出水开关，设置在瓶盖控制板上，用手接触开关出水。SP 为杯压式出水开关，设置在放水杯处，用水杯压触杠杆开关出水。按下任一出水开关，则与 FU、电源变压器 T 构成回路，经整流滤波后为出水电动机 M 提供工作电源，M 转动带动泵体转动出水。

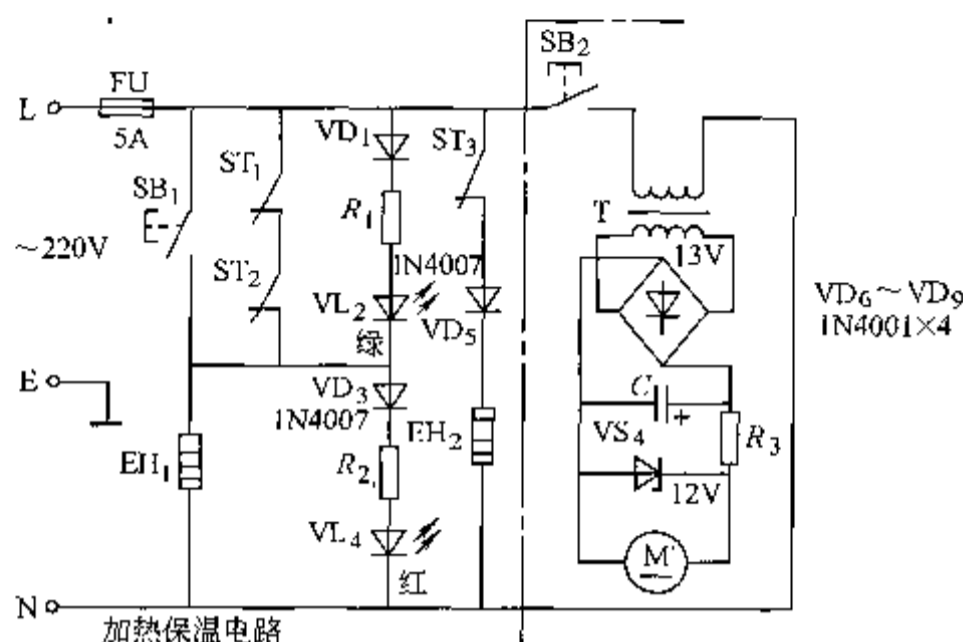


图 6-18 吉宝 DPL-35FA 型电热水瓶电路

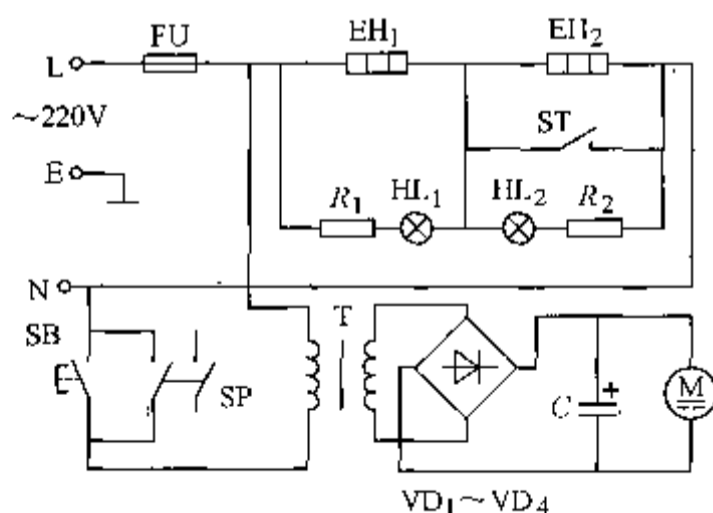


图 6-19 名钻牌电热水器电路

#### 6.5.4 乐能 DPL700 型电泵式电热水器电路

乐能 DPL700 型电泵式电热水器电路如图 6-20 所示。图中  $\text{EH}_1$  为煮水加热器，功率约 700W， $\text{EH}_2$  为保温加热器，功率约 38W，有两只温控器； $\text{ST}_1$  ( $95^\circ\text{C}$ ) 为煮水温控器； $\text{ST}_2$  ( $110^\circ\text{C}$ ) 为保护温控器（又称防干烧温控器），当电热水瓶处于干烧状态时，温度快速上升，达到  $110^\circ\text{C}$  左右时，温控器  $\text{ST}_2$  接点断开，切断电源，防止电热水瓶继续干烧，起到了保护作用。整流管  $\text{VD}_3$ 、电阻  $R_1$ 、发光二极管  $\text{VL}_2$ （红色）组成煮水指示电路； $\text{VD}_2$ 、 $R_2$  和  $\text{VL}_1$ （绿色）组成保温指示电路。在煮水时，当温度达到  $95^\circ\text{C}$  时，煮水温控器接点断开，切断煮水加热器  $\text{EH}_1$  的电源，使其停止工作，而交流电源经整流二极管  $\text{VD}_1$  和保温加热器  $\text{EH}_2$  构成回路， $\text{EH}_2$  继续加热维持水温，而  $\text{VL}_1$  发光，指示保温状态。

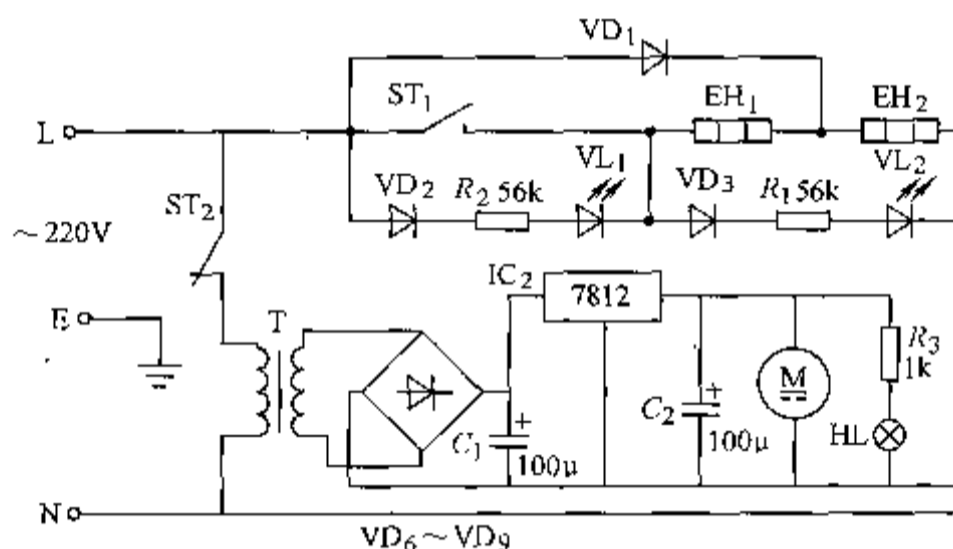


图 6-20 乐能 DPL700 型电泵式电热水瓶电路

### 6.6 充电器

充电器在日常生活中使用极为普遍，其种类繁多，体积有大有小，还有快速充电，智能充电等。本节仅举几例简要说明其电路组成及工作原理。

#### 6.6.1 采用晶闸管作为主开关元件制作的多功能蓄电池充电器

这是充电器常见的类型，其充电输出电压分为 6V、12V、18V 和 24V 四档，对不同规格的蓄电池可选择不同的档位。充电输出电流连续可调，可满足容量为 4 ~ 120A·h 的蓄电池充电。

充电器电路由主充电电路和控制电路组成，如图 6-21 所示。主充电电路由电源变压器  $T_1$ 、整流桥堆  $\text{UR}_1$ 、晶闸管  $V$ 、滤波电感器  $L$ 、续流二极管  $\text{VD}_1$ 、电流表  $\text{PA}$ 、开关  $S_1 \sim S_3$ 、电压表  $\text{PV}$ 、电阻器  $R_1$ 、电容器  $C_3$ 、3A 分流器、20A 分流器和熔断器  $\text{FU}_1$ 、 $\text{FU}_2$  组成。而控制电路由电源稳压电路（由电源变压器  $T_1$ 、整流桥堆  $\text{UR}_2$ 、滤波电容器  $C_1$ 、 $C_4$  和三端集成稳压器  $\text{IC}$  组成）和弛张振荡器（由单结晶体管  $\text{VT}$ 、脉冲变压器  $T_2$  和有关外围元器件构成）组成。

工作原理分析：接通电源开关  $S_1$  后，交流 220V 经  $T_1$  降压后，在其二次侧的 4 个绕组（ $\text{N}_2 \sim \text{N}_5$ ）上分别产生 3 路交流电压和一路交流电压 15V。 $S_2$  为充电输出电压转换开关，其  $S_2$  的 1 档为 6V 蓄电池充电用； $S_2$  的 2 档为 12V 蓄电池充电用或 6V 蓄电池大电流充电用；

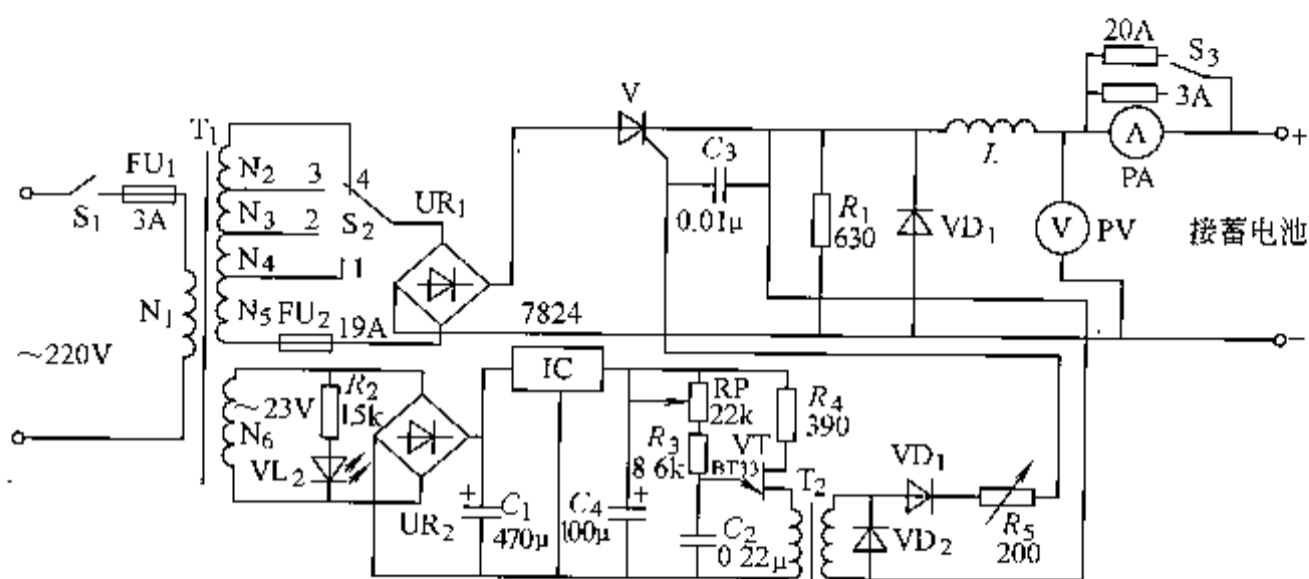


图 6-21 多功能蓄电池充电器电路

$S_2$  的 3 档为 18V 蓄电池充电用或 12V 蓄电池大电流充电用； $S_2$  的 4 档为 24V 蓄电池充电用。

$T_1$  二次侧  $N_2 \sim N_5$  绕组产生的交流电压，经  $S_2$  选择及  $UR_1$  桥式整流后，得到 100Hz 的脉动直流电压。该电压经晶闸管  $V$  控制、 $L$  滤波变成稳定的直流电压后，加在待充电的蓄电池两端。

电阻器  $R_1$  是晶闸管  $V$  的输出假负载。 $VD_1$  是续流二极管，其作用是在晶闸管  $V$  截止期间为输出假负载及电感器  $L$  产生的反向感应电动势提供直流通路，避免晶闸管  $V$  失控。

充电器输出端电流表  $PA$  的量程有两个，一个量程为  $0 \sim 3A$ ，可为小容量蓄电池充电时显示电流数值；另一个量程为  $0 \sim 20A$ ，用作大容量蓄电池充电时显示电流数值。在电流表  $PA$  两端并接有两只分流器（3A 分流器和 20A 分流器各一只），由开关  $S_3$  选择转换电流表的量程。

控制电路用来产生晶闸管  $V$  的触发脉冲，控制充电器的充电电流。它的工作过程为：电源变压器  $T_1$  二次侧  $N_6$  绕组上感应的 23V 交流电压，经整流桥堆  $UR_2$  整流、电容器  $C_1$  滤波及  $IC$  稳压后，产生 +24V 电压，使弛张振荡器（脉冲形成电路）振荡工作，在脉冲变压器  $T_2$  的二次绕组上产生触发脉冲信号，此脉冲经二极管  $VD_2$ 、 $VD_3$  整流及可变电阻器  $R_5$  限流调节后，加至晶闸管  $V$  的门极与阴极之间。

调节电位器  $RP$  的阻值，可改变弛张振荡器的工作频率和晶闸管触发脉冲的相位，从而改变充电器输出电流的大小。每次开机前必须将  $RP$  的阻值调至最大，以避免开机时输出电流太大。

### 6.6.2 非同步式大容量蓄电池充电器

这种充电器具有电路简单、工作稳定、调整方便等特点，可用于对 12V 或 24V 的大容量蓄电池充电。

该充电器电路由充电电路和电流控制电路组成，其工作原理电路如图 6-22 所示。其中充电电路由电源变压器  $T_1$ 、整流二极管  $VD_1 \sim VD_4$ 、晶闸管  $V$ 、电流表  $PA$ 、电压表  $PV$  和熔断器  $FU_1$ 、 $FU_2$  等组成。而控制电路由电位器  $RP$ 、电阻器  $R_1$ 、 $R_2$  和单结晶体管  $VT$ 、脉冲变压器  $T_2$ 、二极管  $VD_5$ 、 $VD_6$ 、电容器  $C_1$  等组成。由  $VT$  与  $T_2$ 、 $C_1$  等组成的振荡器为晶闸管  $V$  提供触发脉冲。振荡器的电源由被充电的蓄电池  $GB$  提供。

工作原理分析：接通电源开关  $S_1$  后，交流 220V 经  $T_1$  降压及  $VD_1 \sim VD_4$  整流后，产生

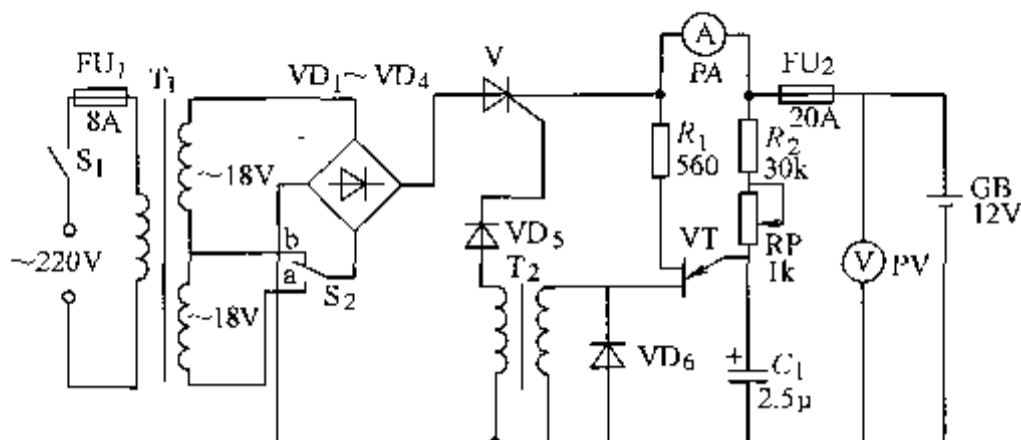


图 6-22 非同步式大功率蓄电池充电器电路原理图

脉动直流电压加至晶闸管 V 的阳极。但因此时未接蓄电池 GB，振荡器未工作，不能为晶闸管 V 提供触发电流，故 V 截止，电压表 PV 和电流表 PA 均指示为零。当接上蓄电池后，振荡器开始工作， $T_2$  输出的脉冲信号经  $VD_5$  整流后，加至晶闸管 V 的控制极，使晶闸管 V 导通，充电器开始对蓄电池充电，同时电流表 PA 和电压表 PV 分别指示出充电电流值与电压值。

在对 24V 蓄电池充电时, 充电电压选择开关  $S_2$  应置于 a 档; 若对 12V 蓄电池充电, 则  $S_2$  应置于 b 档。调节 RP 的阻值, 可改变振荡器的工作频率, 从而改变充电电流的大小。

元器件选择：T<sub>1</sub> 选用 36V 大功率变压器。VD<sub>1</sub> ~ VD<sub>4</sub> 均选用电流为 50A、耐压值为 100V 的整流管（例如国产 ZP 系列），VD<sub>5</sub> 和 VD<sub>6</sub> 选用 1N4001 或 1N4007 整流管。VT 选用 BT<sub>31</sub> 或 BT<sub>33</sub> 单结晶体管，晶闸管 V 选用电流容量为 50A、耐压值为 100V 的晶闸管（例如国产的 KP 系列）。R<sub>1</sub> 和 R<sub>2</sub> 均选用 1/4W 碳膜电阻器，RP 选用小型实心电位器或优质碳膜电位器。C<sub>1</sub> 选用耐压值为 25V 的电解电容器。PA 选用 50A 电流表，使用时串接在电压输出端正极线上即可，PV 选用 50V 电压表。

### 6.6.3 充电电流可自动调整的小容量蓄电池充电器

这种蓄电池用充电器，在蓄电池电量不足时，充电器以大电流充电；当充足电后，仍然以几十毫安的小电流充电，所以它能根据蓄电池的已充电量自动调整工作状态，不会出现过充电或充电不足的现象，可用于  $4 \sim 10 \text{ A} \cdot \text{h}$  的  $12 \text{ V}$  蓄电池的充电。

该充电器电路由充电电路和自动控制电路组成,如图 6-23 所示。其中,充电电路由电源变压器 T、二极管  $VD_1 \sim VD_4$ 、三端集成稳压器 IC1、开关管  $VT_1$ 、晶体管  $VT_2$  和电阻器  $R_6$

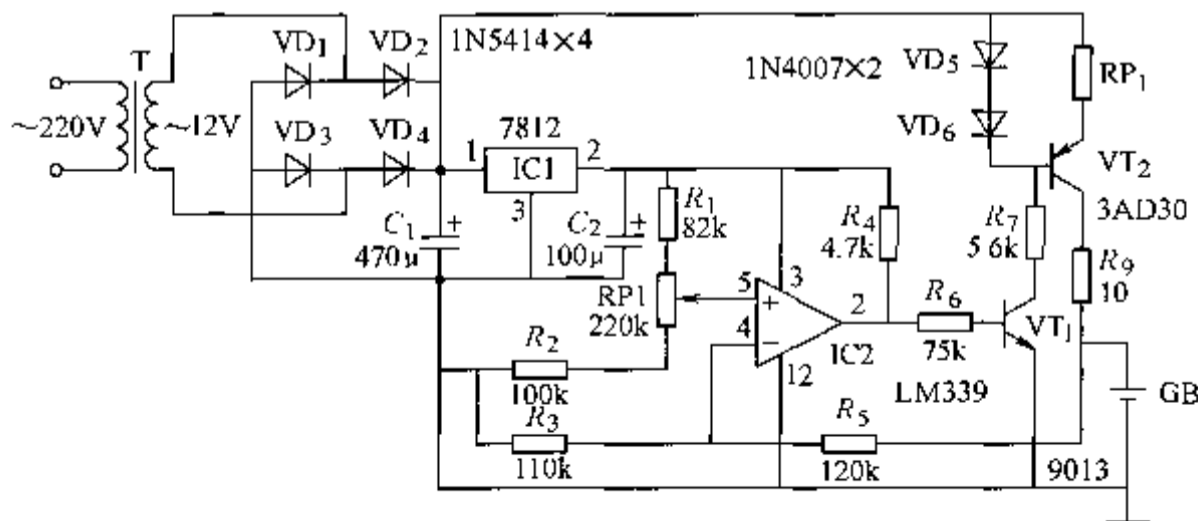


图 6-23 充电电流可自动调整的小容量蓄电池充电器电路

~  $R_9$  等组成。自动控制电路由比较器集成电路 IC2 和有关外围元器件组成。

接通电源后, 交流 220V 经 T 降压及  $VD_1 \sim VD_4$  整流变为直流 12V。该电压经电容器  $C_1$  滤波后分成 3 路: 一路经电阻器  $R_8$  加至晶体管  $VT_2$  的发射极, 一路经二极管  $VD_5$ 、 $VD_6$  加至  $VT_2$  的基极, 另一路经三端集成稳压器 IC1 稳压后, 供给 IC2 和  $VT_1$ 。

由于, IC2 的 5 脚电压调整设定为低于或等于 6V, 在被充电蓄电池 GB 的电压低于或等于 12V 时, 其 4 脚电压低于 5 脚电压, 故 2 脚输出高电平, 使  $VT_1$  导通,  $VT_2$  处于放大状态, 使蓄电池 CB 处于大电流充电状态。当 GB 的充电电压高于 12V 时, IC2 的 5 脚电压将低于 4 脚电压, 其 2 脚输出低电平, 使  $VT_1$  和  $VT_2$  均截止, 但此时  $VT_2$  的集电极与发射极之间仍有 40mA 左右的漏电流, 可维持对蓄电池小电流充电。

#### 6.6.4 手机充电器

通信技术的高速发展促使手机种类众多, 导致其手机充电器也是多种多样。本节举几例说明电力电子变流技术在手机充电器中的应用, 以期达到抛砖引玉的效果。

##### 1. 爱立信手机充电器

图 6-24 是爱立信 788 手机充电器电路原理图, 它的工作过程为: 交流输入电压经电容  $C_1$  降压,  $VD_1 \sim VD_4$  整流后变成直流电, 经隔离二极管  $VD_5$  和滤波电容  $C_2$  对电池充电。 $R_6$  和  $VD_6$  构成基准稳压器, 加到  $A_1 \sim A_4$  比较器的同相输入端。 $R_5$ 、 $RP_1$ 、 $R_8 \sim R_{11}$  组成分压器, 分别由高到低将分得的电压送入比较器  $A_1 \sim A_3$  的反相输入端。随着充电时间的增长, 电池两端电压逐渐升高, 分压器各点电压随之升高,  $A_1 \sim A_3$  比较器逐个翻转, 输出先后由高电平转为低电平,  $VL_3 \sim VL_6$  逐个点亮, 完成充电过程的显示。 $VL_2$ 、 $VL_3$ 、 $VL_4$  分别显示

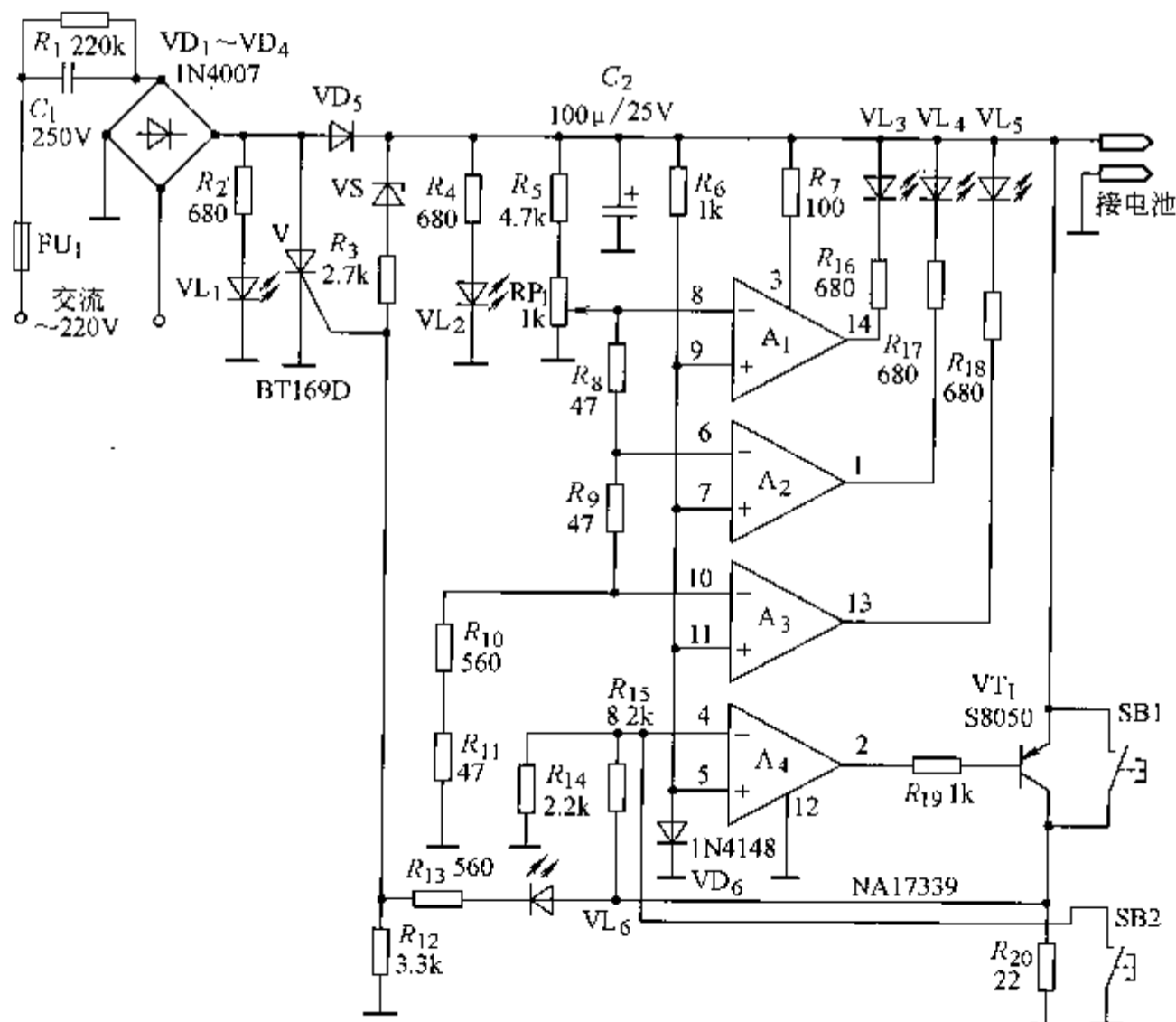


图 6-24 爱立信 788 手机充电器电路

电池充电量达到 30%、60%、100%，VL<sub>5</sub> 显示锂离子电池充满电。由于比较器与电池并联，所以无市电输入的情况下，充电器插上充电电池，仍可显示电池电量。

放电部分由比较器 A<sub>4</sub>、放电用晶体管 VT<sub>1</sub>、按钮开关 SB<sub>1</sub> 与 SB<sub>2</sub>、晶闸管 V 等组成。充电状态下，A<sub>4</sub> 的反相输入端为低电平，输出为高电平，晶体管 VT<sub>1</sub> 截止。按下 SB<sub>1</sub> 时，A<sub>4</sub> 的反相输入端为高电平，输出变为低电平，使晶体管 VT<sub>1</sub> 导通，电池通过晶体管 VT<sub>1</sub>、R<sub>20</sub> 放电，同时 VL<sub>6</sub> 点亮指示放电状态，使晶闸管 V 导通，VD<sub>5</sub> 反偏而截止，停止充电。随着放电时间的延长，电池在 R<sub>20</sub> 上的压降逐渐减小，此压降经 R<sub>14</sub>、R<sub>15</sub> 分压后送入 A<sub>4</sub> 的反相输入端，低于 0.64V 时，A<sub>4</sub> 再次翻转，输出高电平使晶体管 VT<sub>1</sub> 截止，停止放电重新转入充电状态。SB<sub>2</sub> 用作放电过程到充电状态的转换。

## 2. 摩托罗拉 328CE. P 型手机充电器

图 6-25 是摩托罗拉 328CE. P 型手机充电器的电路原理图。PIC16C54-RC/P 是单片微处理器，程序已固化在片内。直流输入电压分两路，一路经 R<sub>1</sub> 限流后直接给单片微处理器供电；另一路为运放 A<sub>1</sub> ~ A<sub>4</sub> 供电，并经电阻 R<sub>2</sub> 通过 VT<sub>1</sub> 为电池充电。充电反馈信号一部分送入 A<sub>4</sub> 的同相输入端。如果为手机直接充电，则反馈信号送入 A<sub>1</sub> 和 A<sub>2</sub> 的反相输入端。单片微处理器根据 A<sub>1</sub>、A<sub>2</sub>、A<sub>3</sub> 输出信号电平的不同，由内部程序控制，使其 6 脚输出不同的驱动信号，使 VT<sub>1</sub> 导通或截止。与此同时，8 ~ 13 脚也输出不同的电平，驱动发光二极管 VL 显示不同的工作状态。电路中，OUT<sub>1</sub>、OUT<sub>2</sub> 是充电电池的充电接口，OUT<sub>3</sub> 是手机直接充电接口。单片微处理器可直接判断充电电池种类，自动调整充电电流和充电时间。

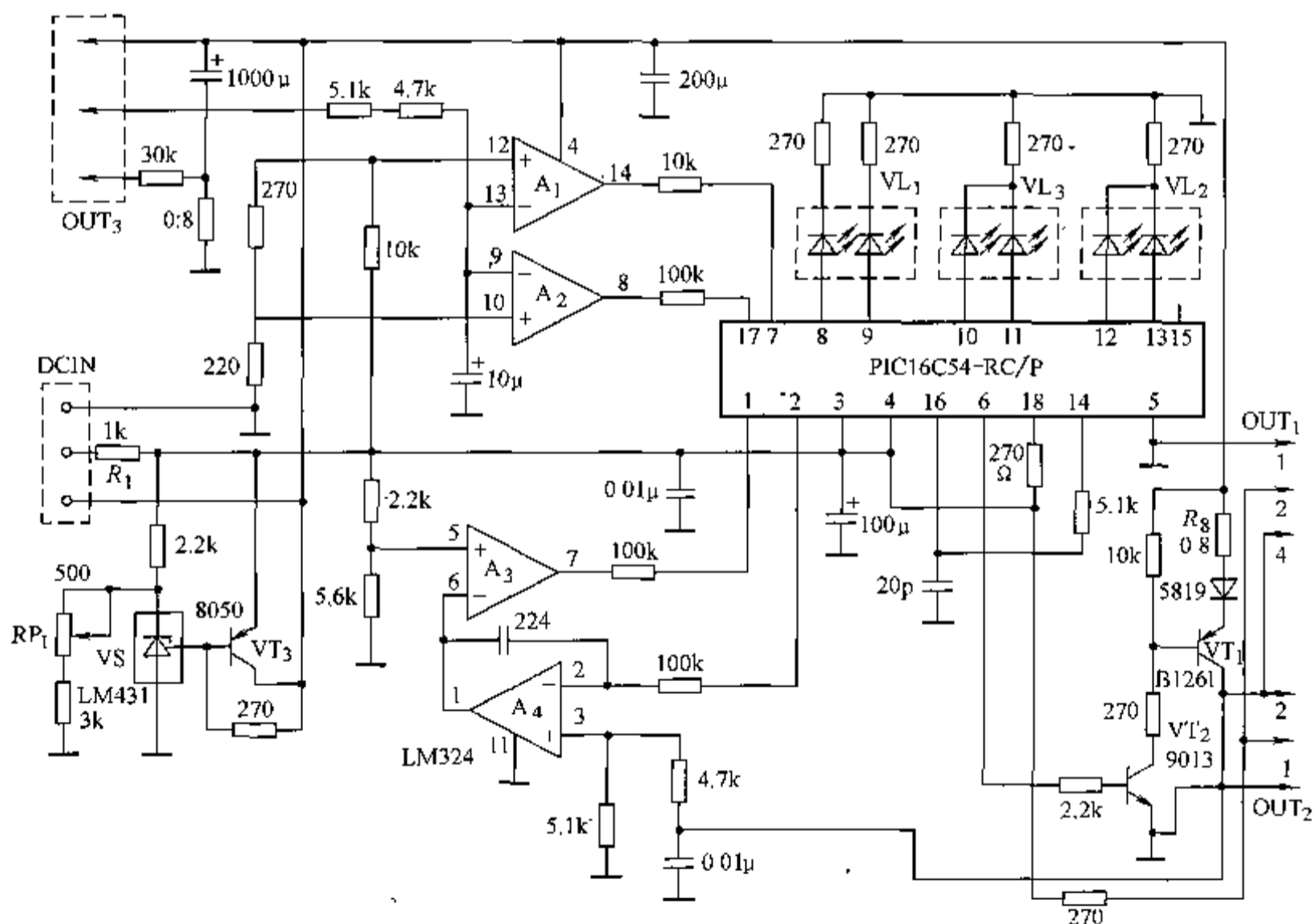


图 6-25 摩托罗拉 328CE. P 型手机充电器电路

## 6.7 防盗、防火报警器

### 6.7.1 防盗报警器

防盗报警器的应用越来越多,它是防盗门、防盗网、防盗护栏等的补充,特别是具备声光报警的功能,有效地保护了人身和财产的安全,避免了相当数量案件的发生,起到了警报和威慑的作用,有的还可以起到保护作用。当今,有许多防盗报警器都离不开电力半导体器件的应用,以下仅举几例说明电力电子变流技术在这一领域的应用。

#### 1. 多路防盗报警器

多路防盗报警器,可以同时监控五处防盗警戒区,当某一警戒区出现盗情,该报警器能及时发出报警声,并指示出盗贼进入的地点。

电路工作原理:该多路防盗报警器由监测控制电路和报警电路组成,如图 6-26 所示。

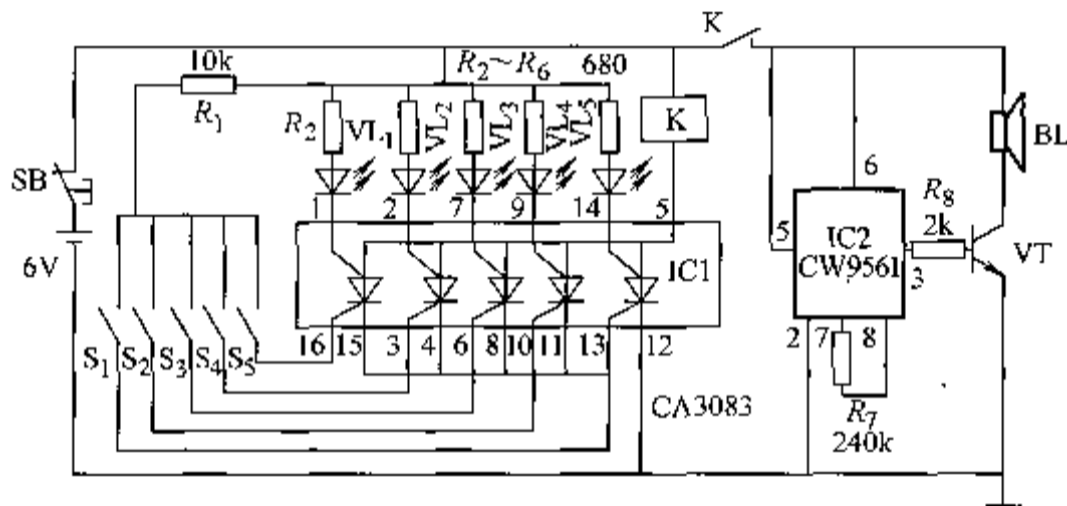


图 6-26 多路防盗报警器电路

监测控制电路由集成电路 IC1 (CA3083)、检测开关  $S_1 \sim S_5$ 、发光二极管  $VL_1 \sim VL_5$  和继电器 K 等组成。报警电路由音效集成电路 IC2 (CW9561)、驱动晶体管 VT 和扬声器 BL 等组成。其电路工作原理可以分析为:CA3083 内含 5 只晶闸管,5 个检测开关  $S_1 \sim S_5$  分别接在各晶闸管的门极上。当有盗贼进入某个警戒区,使  $S_1 \sim S_5$  中任一只开关接通时,相应的晶闸管会被触发导通,一方面使继电器 K 吸合,报警电路工作而发出报警声;同时与该路晶闸管相连接的发光二极管点亮,明确指示出盗贼进入的地点。

SB 为复位开关,当防盗报警器被触发导通后,将一直处于报警状态,直至主人按动 SB,使报警器电源瞬间切断,报警器电路才能复位。

#### 2. 无线防盗报警器

无线防盗报警器是采用无线编解码技术和无线反馈报警原理制作的防盗报警器,它具有电路结构简单和制作成本低等特点,图 6-27 给出了这种无线防盗报警器的一个实例。

该无线防盗报警器由报警发射电路和无线接收电路两部分组成。报警发射电路由常闭型干簧管、磁铁、数字编码集成电路 IC1 (VD5026)、晶体管 VT<sub>1</sub> 及有关外围元器件组成,如图 6-27a 所示。报警接收电路由接收放大电路、射频解调电路、放大整形电路、数据解码电路、报警信号产生电路和电源电路等组成,如图 6-27b 所示。

在使用时,报警发射电路安装在需要防范的场所,例如库房、机要室等。干簧管安装在





盗功能时,按一下遥控器 A 键,接收头 T942 输出解调信号送至滚动解码集成电路 IC1 (TH151B) 的 17 脚,由其 6 脚输出解码高电平加至单稳触发电路 IC2 (D4013) 的数据端 D,使主机进入监控戒备状态。当此时微震动传感器 (T968A) 或门窗传感器 (B 门磁) 被非法触发时,它们会送出高电平脉冲加在触发电路 IC2 的时钟 CP 端,其 Q 端输出高电平,使 VT<sub>1</sub>、VT<sub>2</sub> 导通,主机内置的 TWH11 报警,发出超响度报警声。经延时 6~8s 后单稳时间到,只要此时 CP 端不再有传感信号注入,报警声即自动停止;如果 CP 端持续有信号输入,报警声在暂停 3s 后会再次响起。

按遥控 B 键,IC1 的 7 脚输出防盗解除高电平信号,经隔离二极管 VD<sub>1</sub> 加至触发器 IC2 的 R 端,使输出 Q 端复位,各传感器信号无法注入,解除防盗警报。另一个触发器 IC3 (D4013) 用作遥控状态声响提示,即按 A、B 键时,IC1 的解码端 A、B 的输出信号分别经隔离二极管 VD<sub>2</sub>、VD<sub>3</sub> 加在触发器 IC3 的 CP 端,经触发器内部处理后由其 Q 端输出 0.5s 开关信号,使报警电路电源短时接通,从而产生操纵键音回应提示。

遥控 B 键的另一操作功能为遥控开锁。只要持续按住 B 键 1s 以上,TH151B 的 7 脚输出高电平,使“非”门 IC4A 的输入端电平达到翻转电平,IC4B~IC4F 被可靠触发,经晶体管 VT<sub>3</sub> 驱动开锁继电器 K,其常开触点闭合,电控锁得电,从而实现遥控开锁功能。

## 6.7.2 汽车报警器

随着汽车数量的猛增,丢车事件的发案率也越来越高,防盗报警问题也就提到议事日程上来了。这里介绍几种防盗报警器电路及其工作原理。

### 1. 汽车闪光报警器

图 6-29 给出一种既可用作转向闪光声响警示,又可用作危险报警的汽车闪光报警器的电路原理图,该闪光报警器电路由低频振荡器、电子开关电路、控制电路、光电显示电路和音乐报警电路等组成。

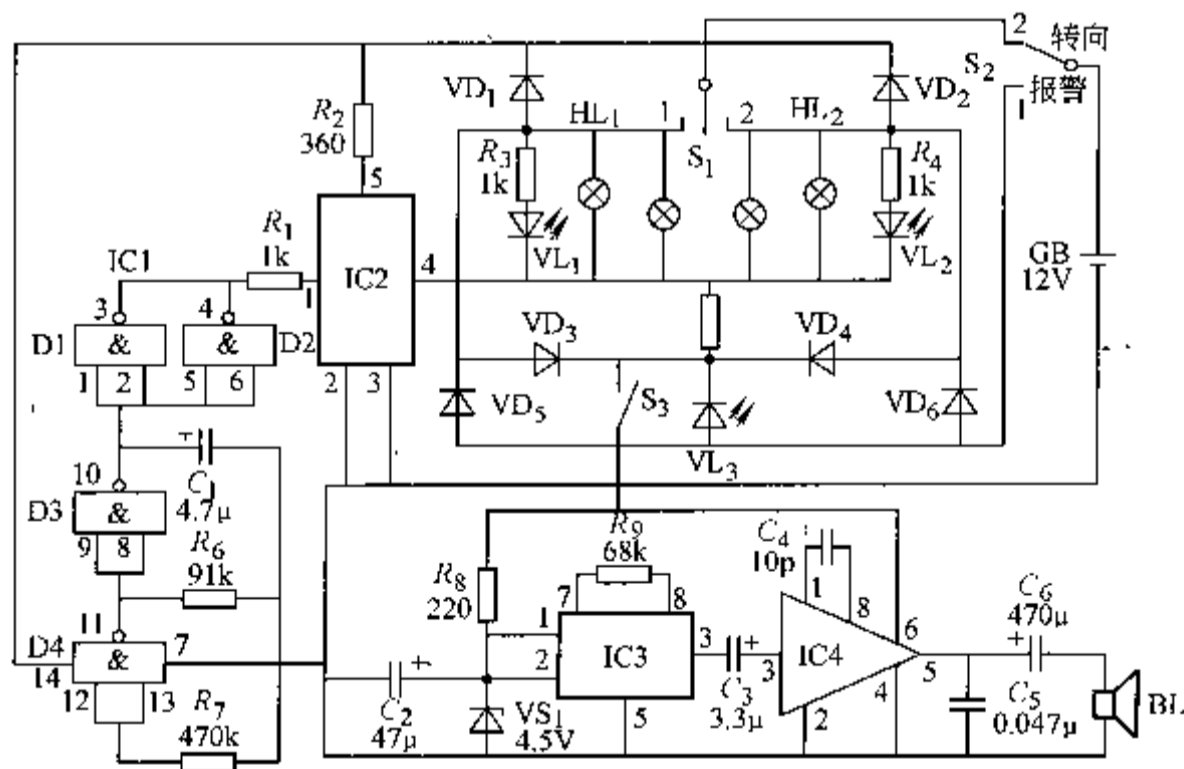


图 6-29 汽车闪光报警器电路

低频振荡器由集成电路 IC1 内部的与非门电路 D3、D4 和外围阻容元件组成。控制电路由 IC1 内部的与非门电路 D1 和 D2 组成,它用来控制大功率电子开关集成电路 IC2 的导通与

截止。光电显示电路由二极管  $VD_1 \sim VD_6$ 、发光二极管  $VL_1 \sim VL_3$ （安装在转向开关附近）和电阻器  $R_3 \sim R_5$  等组成。音乐报警电路由音乐集成电路 IC3、音频放大集成电路 IC4、扬声器 BL 和有关外围元器件组成。图中 GB 是汽车蓄电池， $S_1$  为转向开关， $HL_1$  为左转向灯， $HL_2$  为右转向灯， $S_2$  为转向/报警转换开关， $S_3$  为音乐报警控制开关。

该电路的工作原理为：在  $S_1$  处于关断状态、 $S_2$  置于转向位置时，闪光报警器不工作。当汽车左转弯时，将  $S_1$  置于“1”位置（汽车右转弯时，应将  $S_1$  置于“2”位置），低频振荡器工作，从 IC1 的 10 脚输出振荡信号，通过与非门电路 D1 和 D2 控制 IC2，使左转向灯  $HL_1$  和发光二极管  $VL_1$ （或右转向灯  $HL_2$  与发光二极管  $VL_2$ ）闪亮。与此同时，IC3 和 IC4 工作，扬声器 BL 发出音乐声。

当需要报警时，将开关  $S_2$  置于“报警”位置，闪光报警器即进入危险报警工作状态，转向灯  $HL_1$ 、 $HL_2$  和发光二极管  $VL_1 \sim VL_3$  均闪亮，扬声器 BL 发出音乐报警声。若要消除音乐报警声，则断开  $S_3$  即可。

## 2. 汽车防盗报警器

图 6-30 给出了一种简易的汽车防盗报警器电路，它具有使用元器件少、容易制作等特点。从图可见，该防盗器电路由时基集成电路 IC（555）、大功率晶体管 VT、开关  $S_2$ 、延时电容器  $C_1$ 、电位器 RP 和电阻器  $R_1 \sim R_3$  等组成，其余的  $S_1$  是汽车点火开关（车锁开关），GB 是汽车蓄电池， $R_3$  是汽车上配合点火线圈的附加限流电阻器。

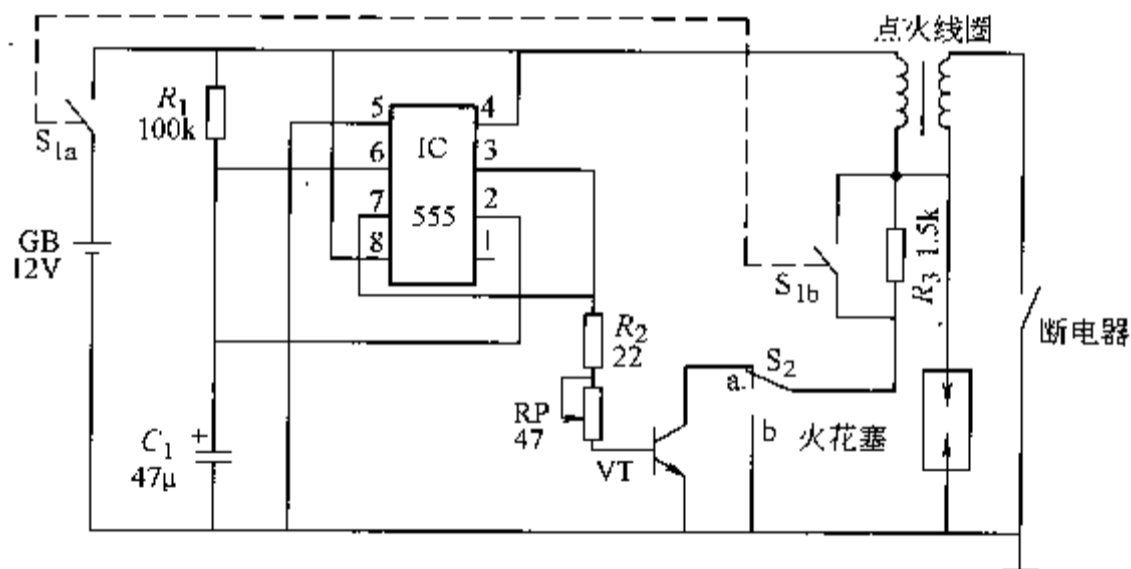


图 6-30 汽车防盗报警器电路

该电路的工作原理为：在汽车正常起动运行时，开关  $S_2$  置于 b 点，防盗电路不起作用。在汽车停放期间，将  $S_2$  置于 a 点，此时若接通  $S_1$ ，则 +12V 电压经  $R_1$  对  $C_1$  充电，使 IC（555）的 2 脚和 6 脚电位逐渐升高，同时 IC（555）的 3 脚输出高电平，使 VT 导通，点火电路被接通，发动机可以起动。延时几秒钟后， $C_1$  充电结束，IC（555）的 2 脚和 6 脚电位上升至 8V 时，IC（555）内部的触发器翻转，其 3 脚由高电平变为低电平，VT 截止，点火电路被断开，发动机自动熄火，汽车无法开走。发动机反复起动与熄灭的响声，相当于报警信号。

## 3. 摩托车防盗报警器

摩托车防盗报警器可以作为各种两轮摩托车防盗用，将其安装在摩托车的隐蔽处，能在盗车贼直立移动摩托车时，及时发出报警信号，同时还能将摩托车高压点火线圈电路切断，有效地防止摩托车被盗走。

图 6-31 给出了摩托车防盗报警器的一个实例, 该防盗报警器电路由触发电路、报警控制电路和报警解除电路组成。

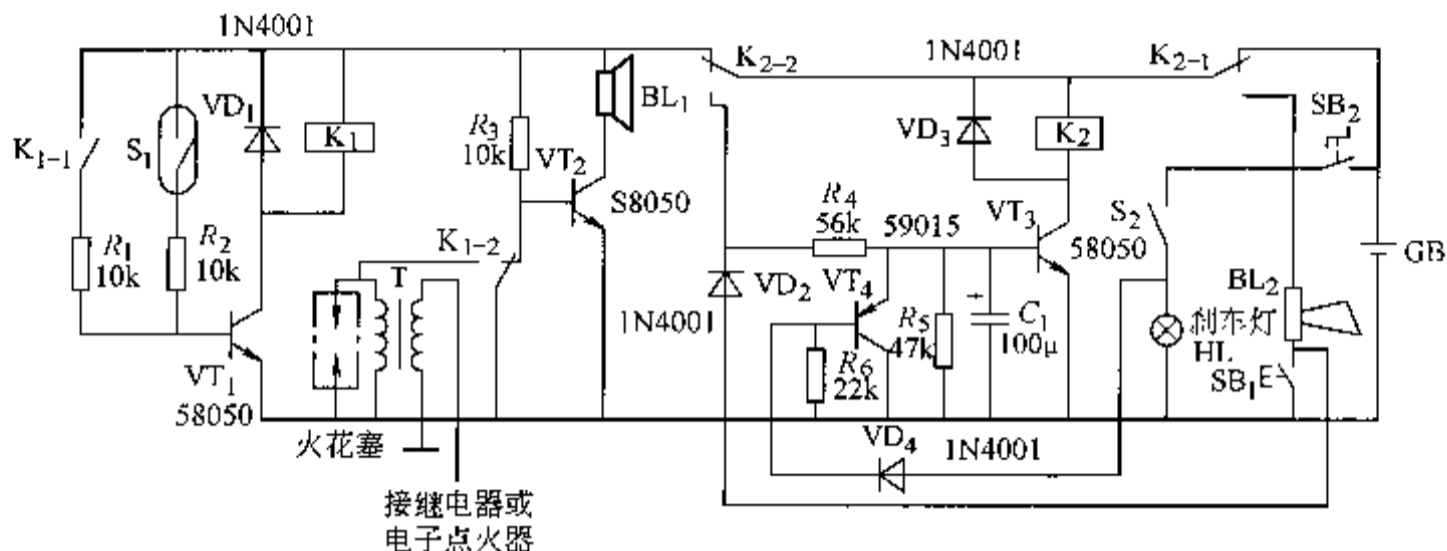


图 6-31 摩托车防盗报警器电路

摩托车防盗报警器的触发电路由水银开关  $S_1$ 、电阻器  $R_2$ 、晶体管  $VT_1$  和继电器  $K_1$  等组成。报警控制电路由继电器  $K_1$  的  $K_{1-1}$ 、 $K_{1-2}$  触头开关、晶体管  $VT_2$ 、电阻  $R_3$ 、 $R_1$  和报警扬声器  $BL_1$  等组成。报警解除电路由晶体管  $VT_3$ 、 $VT_4$ 、半导体二极管  $VD_2 \sim VD_4$  和继电器  $K_2$  等组成。 $BL_2$  为摩托车电喇叭,  $SB_3$  是电喇叭按钮,  $SB_2$  是钥匙开关 (点火开关)。

该电路的工作原理为: 在平时, 摩托车侧向停放 (侧支架驻车), 水银开关  $S_1$  不导通, 蓄电池 GB 通过  $K_{2-1}$  常闭触头向报警电路供电, 使该电路处于警戒状态。当盗车贼欲将摩托车直立起来偷走时, 水银开关  $S_1$  立即接通, 使  $VT_1$  导通, 继电器  $K_1$  吸合, 一方面使  $K_{1-1}$  常开触头接通, 以锁定  $VT_1$  的导通状态 (此时即使水银开关  $S_1$  再断开,  $VT_1$  和  $K_1$  仍能维持工作); 另一方面使  $K_{1-2}$  的常闭触头断开, 常开触头接通,  $VT_2$  导通, 使报警扬声器  $BL_1$  发出报警声, 而高压点火线圈 T 的非接地端通过  $K_{1-2}$  的常开触头对地短路, 摩托车无法启动。

报警电路受触发工作后, 只有接通摩托车的钥匙开关  $SB_2$ , 在按动扬声器档钮  $SB_1$  的同时, 踩住刹车 (应持续 3s 以上), 使刹车开关  $S_2$  接通,  $VT_4$  截止,  $VT_3$  导通, 继电器  $K_2$  吸合, 其  $K_{2-1}$  和  $K_{2-2}$  的常开触头均接通, 常闭触头均断开,  $VT_3$  被锁定为导通状态, 同时报警电路因失去工作电压而停止工作, 解除了报警。当断开  $SB_2$  后,  $VT_4$  导通,  $VT_3$  截止,  $K_2$  释放, 报警电路又会进入警戒状态。

### 6.7.3 家用报警器

#### 1. 有害气体报警器

本例介绍的有害气体报警器, 适合于家庭作有害气体 (例如一氧化碳、煤气、液化石油气等) 的检测。当室内有害气体的浓度超过一定值时, 该控制器能及时开启排风扇, 同时还能发出声光报警信号, 可避免因有害气体浓度过浓而引起的灾害或事故。

图 6-32 给出了一种有害气体控制报警器电路, 该电路由电源电路、气体检测电路、电子开关电路和声光报警电路组成。

电源电路由电源变压器 T、整流二极管  $VD_1 \sim VD_4$ 、滤波电容器  $C_1$ 、 $C_2$ 、限流电阻器  $R_1$  和稳压二极管  $VS_1$  等组成。气体检测电路由气体传感器和其外围元器件组成。电子开关电路由晶体管  $VT_1 \sim VT_3$ 、继电器  $K_1$  和有关外围元器件组成。声、光报警电路由音乐集成电路

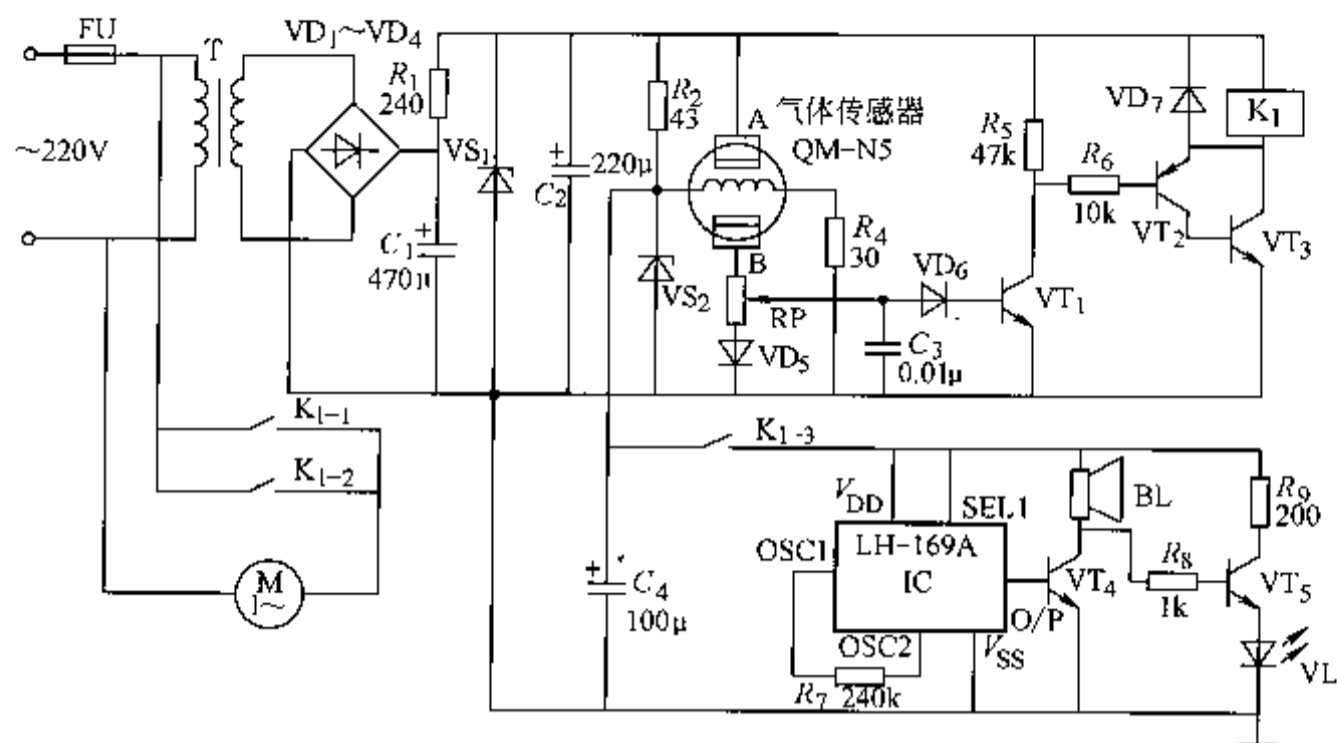


图 6-32 有害气体控制报警器电路

IC、音频放大管 VT<sub>4</sub>、VT<sub>5</sub>、扬声器 BL 和发光二极管 VL 等组成。

平时，气敏传感器在不接触有害气体时，其 A、B 两极间的电阻值很大，VT<sub>1</sub> ~ VT<sub>3</sub> 均截止，继电器 K<sub>1</sub> 不吸合，控制器不工作。当室内有害气体的浓度达到一定值时，气敏传感器 A、B 两极间的阻值将变小，使 VT<sub>1</sub> ~ VT<sub>3</sub> 均导通，继电器 K<sub>1</sub> 吸合，其常开触头 K<sub>1-1</sub>、K<sub>1-2</sub> 和 K<sub>1-3</sub> 均闭合，使排风扇电动机 M 和声、光报警电路通电工作，扬声器 BL 中发出响亮的警声信号，发光二极管 VL 随着警声而闪亮。排风扇不断地把室内的有害气体向室外排放。当室内有害气体的浓度降到某一预定值时，该控制器会自动切断排风扇和声、光报警电路的电源，使其停止工作，从而达到自动控制室内有害气体的目的。

由于有害气体的比重不同，故用于检测不同气体时，控制器的安装位置是不同的。若用于检测煤气，则应将该控制器安装在厨房的高处；若用于检测液化石油气，则应将该控制器安装在厨房的低处。

## 2. 带有气敏传感器的抽油烟机

图 6-33 给出了带有气敏半导体传感器的抽油烟机控制电路原理图，它是由 IC 集成电路、电源电路、负脉冲触发的双向晶闸管开关电路、报警发声电路、气敏半导体传感器 BH、手动按钮、显示器以及少量阻容元件等构成的。其工作原理为：220V 交流电经电源变压器 T 降压后，由二极管 VD<sub>1</sub> ~ VD<sub>4</sub> 构成的桥式整流电路整流，C<sub>1</sub> 滤波后作为整机电路电源。为了使传感器工作更加稳定，传感器的工作电源由晶体管 VT<sub>1</sub> 及稳压管 VS<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、C<sub>3</sub> 等构成简易稳压电路供给。

当接通电源时，IC 内部电路自动清零，这时 IC 的 16 脚输出低电平，自动工作指示发光二极管 VL<sub>1</sub> 点亮，表明电路工作于自动模式。IC 的 7 脚通过电阻 R<sub>13</sub> 对电容 C<sub>9</sub> 充电，延迟一段时间后，电压充到转换电平时，IC 的 6 脚输出高电平，经过 R<sub>12</sub>、RP 及 R<sub>11</sub> 的分压产生基准电压，电位器 RP 的滑动触点所调电压供给 IC 内部电压比较器的同相端。如果此时室内没有油烟、煤气等有害气体时，气敏半导体传感器 BH 以高电平方式将电压加到内部电压比较器的反相端，由于此种状态反相端电平大于同相端，内部电压比较器输出低电平，故报警器不报警，同时电动机 M<sub>1</sub> 与 M<sub>2</sub> 也不运转。一旦 BH 检测到油烟、煤气等，BH 的输出电压下降，当下降到小于内部比较器同相端的电压时，内部电压比较器翻转，此时输出高电

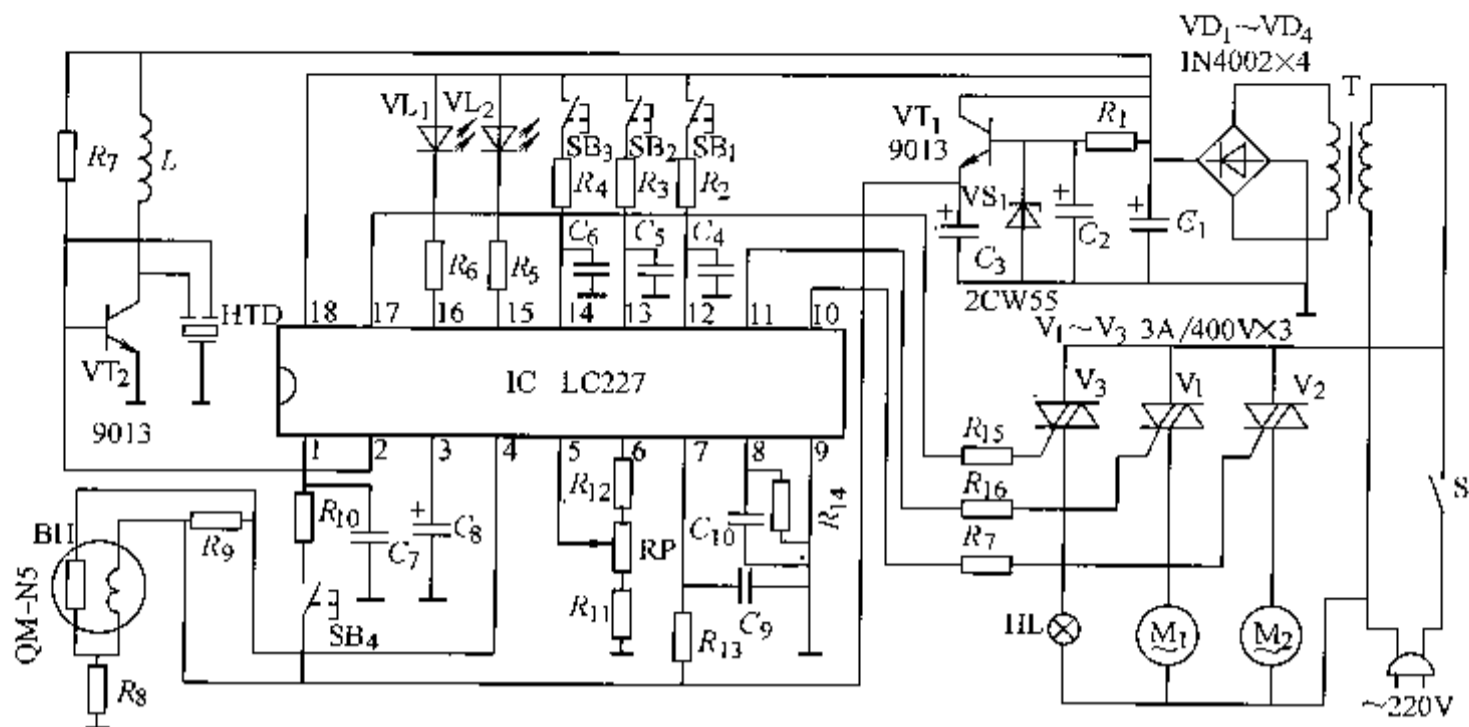


图 6-33 带有气敏传感器的抽油烟机控制电路

平，IC 的 2 脚输出报警信号，经晶体管 VT<sub>2</sub> 放大后，推动压电陶瓷片 HTD 发出报警声。其报警声的工作频率可通过调整电容 C<sub>8</sub> 来确定。在报警的同时，IC 的 8 脚高电平对电容器 C<sub>10</sub> 充电，当 C<sub>10</sub> 上的电压上升到自动、手动选择控制转换电平值时，IC 的 10、11 脚同时输出低电平，触发双向晶闸管 V<sub>2</sub>、V<sub>1</sub> 同时导通，左、右电动机 M<sub>2</sub>、M<sub>1</sub> 同时运转，开始排风抽气。工作一段时间后，油烟或煤气排除干净，BH 的输出电压又回升，当升到内部比较器同相端的电平以上时，IC 内部电压比较器翻转，输出低电平，这时报警器立即停止工作，自动关机延时电路通过 R<sub>14</sub> 放电，然后左、右电动机自动关机。其延迟时间由 C<sub>10</sub>、R<sub>14</sub> 的放电时间决定。

按动自动、手动控制选择按钮 SB<sub>3</sub> 时，即输入一个高电平脉冲，这时由自动方式转为手动方式，其指示器 VL<sub>2</sub> 点亮，表明整机处于手动控制状态。按动 SB<sub>1</sub> 时，IC 的 11 脚即输出低电平（内部 N-MOS 管导通），V<sub>1</sub> 导通，右电动机工作；再次按动 SB<sub>1</sub>，IC 的 11 脚呈高阻态（内部 N-MOS 管截止），V<sub>1</sub> 截止，右电动机停止运转。同理，按动 SB<sub>2</sub> 时，IC 的 10 脚输出低电平，V<sub>2</sub> 即导通，左电动机运转；再转动 SB<sub>2</sub> 时，IC 的 10 脚呈高阻态，V<sub>2</sub> 截止，左电动机停止运转。SB<sub>4</sub> 是照明灯控制按钮，按动一下该按钮，IC 的 17 脚输出低电平，V<sub>3</sub> 触发导通，照明灯 HL 点亮；再次按 SB<sub>4</sub>，V<sub>3</sub> 截止，HL 熄灭，如此反复循环。

## 6.8 杀虫机

消灭蚊蝇、蟑螂、鼠类、虫害，不一定非用药物不可，有多种杀虫机可供选择，电子防虫去虫、电子灭蟑、电子灭鼠、蚊蝇克星等不胜枚举。这里仅举几例就可以看出电力电子变流技术在杀虫机中的广泛应用。

### 6.8.1 电子防虫与驱虫电路

#### 1. 电路结构与特点

图 6-34 所示电路是两种防虫与驱虫的实用电路。图 6-34a 电路可用于食物类防虫装置，如将其置于米缸或米袋等器具中，不仅能够防虫，而且可以防止大米的霉变。我们知道，臭

氧是一种强氧化性气体，它具有杀菌、消毒、抑制微生物生存和繁殖的功能。若在盛大米的器具中常有臭氧气体伴随，那么害虫将不会存活，霉菌不能生存。其工作原理为：在图 6-34a 电路中，220V 市电经  $T_1$  降压后变为交流 9V，由 BR 桥式整流、 $C_1$  滤波、7806 稳压、 $C_2$  滤波获得 +6V ( $U_1$ ) 直流电压，另经  $R_1$ 、 $C_3$ 、 $R_2$  等再次滤波得  $U_2$  为 5.8V， $U_3$  可选择 1.5V 直流电压。电路中的定时控制和臭氧发生电路主要由 IC1、IC2 两片集成电路及其外围元器件组成。

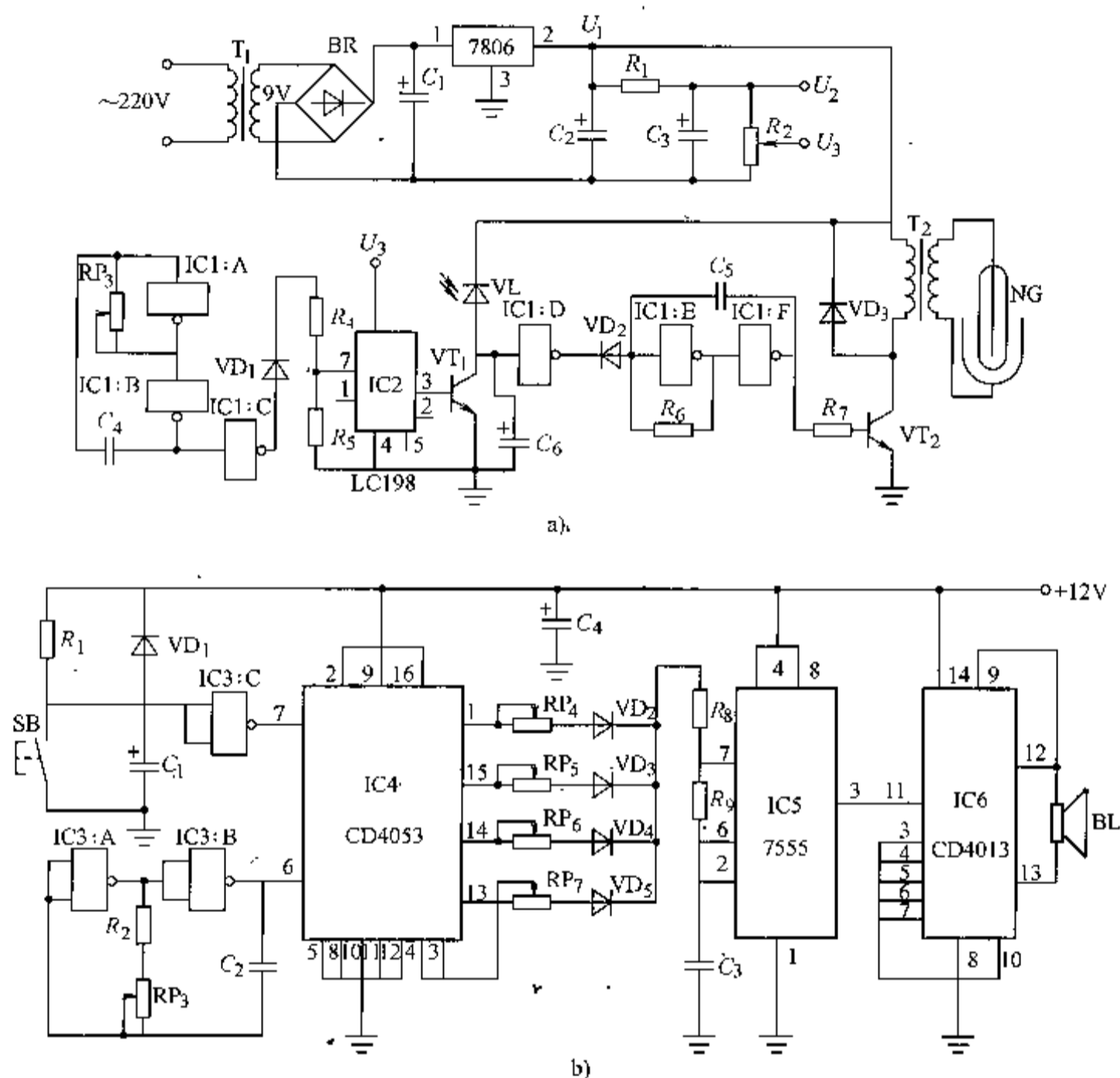


图 6-34 电子防虫与驱虫电路

a) 臭氧防虫驱虫电路 b) 超音频驱虫电路

图 6-34a 中的 IC1: A、IC1: B 构成多谐振荡器， $RP_3$  调整好的等效电阻  $R_3$ 、 $C_4$  决定其振荡频率；与此类似，IC1: E、IC1: F 组成臭氧发生振荡器，其振荡频率  $f$  可近似按下式估算：

$$f \approx \frac{1}{4R_6C_5} \quad (6-1)$$

IC2 (LC198) 原是一片专用于日历时钟装置中的时、日脉冲发生器，当 7 脚输入 0.5Hz 脉冲时，IC2 将产生分频，计满 1h，2 脚（时端）立即输出 2s 宽的正跳变脉冲；计满 24h，3 脚（日端）立即输出 2s 宽的正跳变脉冲，1 脚为复位端，低电平有效，5、6 脚为时、日校正输入端，8、4 脚为供电正、负端，IC2 一般使用 1.5V 的工作电源电压。

为了使 IC1: C 输出的电平与 IC2 相适配, 可将 IC1: C 输出经  $VD_1$ 、 $R_4$ 、 $R_5$  分压, IC2 的 3 脚输出电平又经  $VT_1$  转换输出。IC1: D 非门与光敏管 VL 组成延时电路, 在 VL 无光照条件下, VL 的阻值一般大于  $1M\Omega$ , 故 IC2 的 3 脚每输出一个 2s 宽的高电平之后,  $VT_1$  导通, 对  $C_6$  放电, 最终使得 IC1: D 输出低电平的延时可达 5min。IC1: D 的输出通过  $VD_2$  控制着臭氧发生的振荡器工作。在 IC1: D 输出高电平的时间内, 臭氧振荡器的信号经  $R_7$  使达林顿管  $VT_2$  导通, 经变压器  $T_2$  升压, 使与  $T_2$  二次侧相连的臭氧管 NG 发生高压放电, 产生臭氧。续流二极管  $VD_3$  为  $T_2$  一次侧产生的感应电动势提供释放回路, 以避免  $VT_2$  集电极损坏。

在图 6-34b 中, IC3 用作 IC4 的时钟发生器。IC4 是一块移位寄存器。IC5 是 7555 定时器电路, 其振荡频率约为 80kHz, 振荡频率可以 4 步阶梯方式变化, 每步变化范围约为 10kHz。该电路可在 5m 范围内工作。IC6 是 IC5 的解码发生器, 用以获得平均频率约 40kHz 的对称输出。此频率足以驱虫, 但人耳是听不到的。

## 2. 电路组装与调试

按图 6-34 所示的电路结构与元器件实际尺寸, 设计合适的印制电路板, 并装焊好各个元器件。在图 6-34a 电路中, IC1: A、IC1: B 所组成的振荡器输出频率应为 2Hz, 调整  $RP_3$  可进行校正。调整 VL、 $C_6$  可设定臭氧管工作延时时间, 一般可控制在 5min 之内, 否则将会影响 NG 的使用寿命。调节  $R_6$  或  $C_5$  可改变臭氧发生器工作电压的频率, 一般可取 15 ~ 25kHz, 这时臭氧管效率最高, 为便于安全使用整个电路, 可将它装入一只大小合适的开有气孔的塑壳中, 并给 VL 留一窗口。使用时盛食物的器具应加盖或扎口, 否则将影响工作效率。

## 6.8.2 蚊蝇克星——电子纱门电路

带有人体检测功能间歇放电的电子纱门电路如图 6-35 所示, 其工作机理是: 平时让电

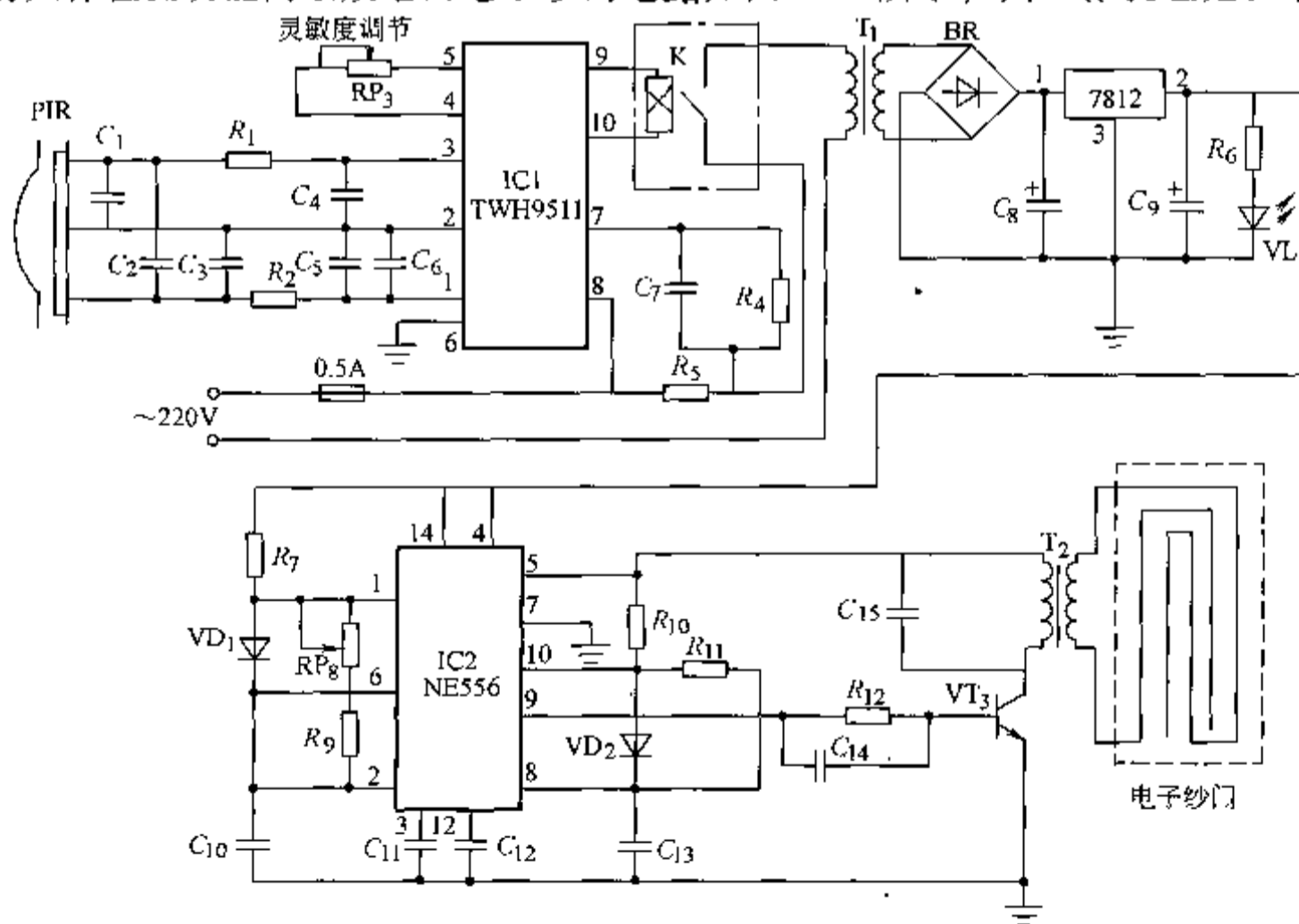


图 6-35 电子纱门电路

子纱门在一段时间内不带电（清除电场影响，因蝇虫对电场有较高的敏感性），待蚊蝇聚集纱门时，突然接通高压电 1~2s，将其击毙。当人需要进出而接近电子纱门时，应及时切断电源，不要影响人们的进出活动。

### 1. 电路结构与特点

图中 PIR 是热释电传感器，感受人体散发的 7~14mW 微弱的红外能量，并转换成电信号输出。接通电源后，PIR 传感头经过约 1min 预热后，电路进入自动检测状态。如果有人进入探测区，人体热红外线被 PIR 传感器探测到，输出幅度约 1mW、频率为 0.3~7Hz（与人体移动速度及透镜型号有关）的微弱信号，此信号经高频滤波和阻抗匹配网络馈入控制电路 IC1 的输入端。IC1（TWH9511）是 PIR 传感器的专用控制电路。微弱信号经内部两级带通选频放大后，送到窗口比较器进行电压比较，输出触发电压。此触发信号通过一系列内部系统计数、延时、控制处理，经驱动电路推动继电器 K 使常闭触点断开，切断高频高压产生电路的电源，使其停止工作。

高频高压电路由一片双时基集成电路 IC2（NE556）组成，其中 1/2 IC2（相当一只 NE555）构成延时开关，1/2 IC2（也相当一只 NE555）组成无稳态振荡器。延时开关控制无稳态振荡器工作在间歇振荡状态，即振荡 1~2s，停振 1~10min。由图 6-35 可知，延时开关电路的输出端 5 脚和无稳态振荡器的 10 脚通过  $R_{10}$  相接。当 IC2 的 5 脚输出为高电平时，通过升压变压器  $T_2$  一次侧  $N_1$  为功放管  $VT_3$  提供工作电源，同时也为振荡器提供振荡条件。振荡器 9 脚输出脉冲，其频率为

$$f = 1.443 / (R_{10} + R_{11}) C_{13} = 20\text{kHz} \quad (6-2)$$

经  $VT_3$  放大， $T_2$  升压，在纱网上产生约 4kV 的高频电压，可将蚊蝇击毙。当 IC2 的 5 脚为低电平时，振荡器停振，同时切断  $VT_3$  工作电源。在此期间，纱网上的交直流电压被彻底清除，无电场存在，提高了灭蚊蝇的效果和安全性，也降低了电能的消耗。

### 2. 元器件的选择

在图 6-35 中，IC1 选用 TWH9511 控制电路，IC2 选用 NE556 双定时器电路，PIR 传感器选用 SD 02，透镜为 CE-024；继电器 K 的线圈直流电阻大于 400Ω； $VT_3$  选用 2SC1905 或 3DD15 晶体管； $T_2$  选用 14 英寸黑白电视机行输出变压器改制，一次绕组  $N_1$  用直径  $\phi 0.49$  漆包线在低压骨架模中绕 30 匝，二次绕组  $N_2$  用直径  $\phi 0.12$  漆包线在高压骨架槽中分层绕 2000 匝；纱网用  $\phi 1.0$  裸铁线制作，线间距离为 4mm；热释电传感器安装在纱门上； $C_1$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  选用 0.047μF、 $C_2$ 、 $C_5$ 、 $C_6$  选用 0.1μF， $C_7$  选用 0.47μF， $C_{11}$ 、 $C_{12}$  选用 0.01μF， $C_{13}$  选用 680pF， $C_{14}$  选用 200pF，均为瓷介电容器； $C_8$  选用 680μF， $C_9$  选用 10μF，均为 CD11-25V 电解电容器， $C_{15}$  选用 3600pF 纸介电容器； $VD_1$ 、 $VD_2$  选用 1N4004 硅二极管；BR 选用 1A 硅整流桥； $R_1$  选用 15kΩ， $R_2$  选用 10kΩ， $RP_3$  选用 1MΩ， $R_4$  选用 200kΩ， $R_5$  选用 150Ω， $R_6$  选用 2kΩ， $R_7$  选用 3.6kΩ， $RP_8$  选用 1MΩ， $R_9$  选用 120kΩ， $R_{10}$ 、 $R_{11}$  选用 56kΩ， $R_{12}$  选用 20Ω，均为 RTX-1/4W 电阻器或电位器，VL 选用  $\phi 3\text{mm}$  红色发光二极管， $T_1$  选用 220V 输入、18V 输出电源变压器。

### 3. 电路组装与调试

按图 6-35 所示的电路结构与元器件的实际尺寸，设计印制电路板，并装焊好元器件。安装时，PIR 探测面应对准纱门下方的地面，使探测角度在纱门内外都有一定的探测范围。正常时，开启电源，电源指示灯亮，当人接近电子纱门时，电源指示灯熄灭。若灵敏度不

够,则可调整  $RP_3$  电位器或 PIR 探测头位置。若高压电路能量不够强,则可适当调整  $R_{11}$  阻值或更换放大倍数更大的  $VT_3$  晶体三极管。若电路工作间歇时间不合适,则可调整  $RP_8$  电位器。

### 6.8.3 电子灭蟑器

蟑螂是家庭厨房常见的害虫,由于蟑螂繁殖力很强,药物灭蟑不容易灭绝。

#### 1. 电路结构与特点

图 6-36 给出了一种电子灭蟑器电路,可快速、有效地杀死蟑螂。它的最大特点是不用药物,使用方便,无需更换,可长期使用,耗电量低、整机耗电小于 2W。该电子灭蟑电路主要由两部分组成:主电路由电容  $C_5 \sim C_8$ 、二极管  $VD_8 \sim VD_{11}$  组成高压电路。A、B 两端通过常闭触点  $K_1$ 、 $K_2$  接在 220V 交流电源上。当交流电源正半周时,通过二极管  $VD_8$  对电容  $C_5$  充电。当交流电源负半周时,交流电源叠加在  $C_5$  上,电压通过二极管  $VD_{11}$  为电容  $C_8$  充电,使电容  $C_8$  电压为两倍交流峰值。同理,电容  $C_7$  电压也为两倍交流峰值。因此, A、B 两端可得到电容  $C_7$ 、 $C_8$  的叠加电压,即 4 倍交流峰值,可产生大于 1000V 的直流高压,即 220V 电源通过升压整流电路可将电压提高到直流 1200V 左右。当继电器 K 释放时,电阻  $R_8$ 、 $R_9$  提供泄放电流回路。副电路是由电源、定时、光控部分组成。交流 220V 经  $R_1$ 、 $C_1$  降压、二极管  $VD_1 \sim VD_4$  桥式整流、电阻  $R_2$  限流、稳压二极管 VS 稳压后,为时基集成电路 IC1 提供 10~12V 的直流电源。

由集成电路 IC1、电阻  $R_4$ 、 $R_5$ 、二极管  $VD_5$ 、 $VD_6$  和电容  $C_3$  组成振荡定时电路,加电时,直流电源通过电阻  $R_4$ 、二极管  $VD_6$  对电容  $C_3$  充电。当电容  $C_3$  两端电压达到  $2/3$  电源电压时,IC1 的 3 脚输出低电平,发光二极管  $VL_1$  点亮,继电器 K 释放,触点  $K_1$ 、 $K_2$  断开,无高压输出。此时,  $C_3$  中的电荷通过二极管  $VD_5$ 、电阻  $R_3$ ,经 IC1 的 7 脚从内部放电管泄放。当电容  $C_3$  两端电压下降到  $1/3$  电源电压时,IC1 处于置位状态,3 脚输出高电位,发光二极管  $VL_2$  点亮 ( $VL_1$  熄灭),继电器吸合,触点  $K_1$ 、 $K_2$  闭合,高压电路工作。这时只要有蟑螂爬上电极板,将被高压杀死。

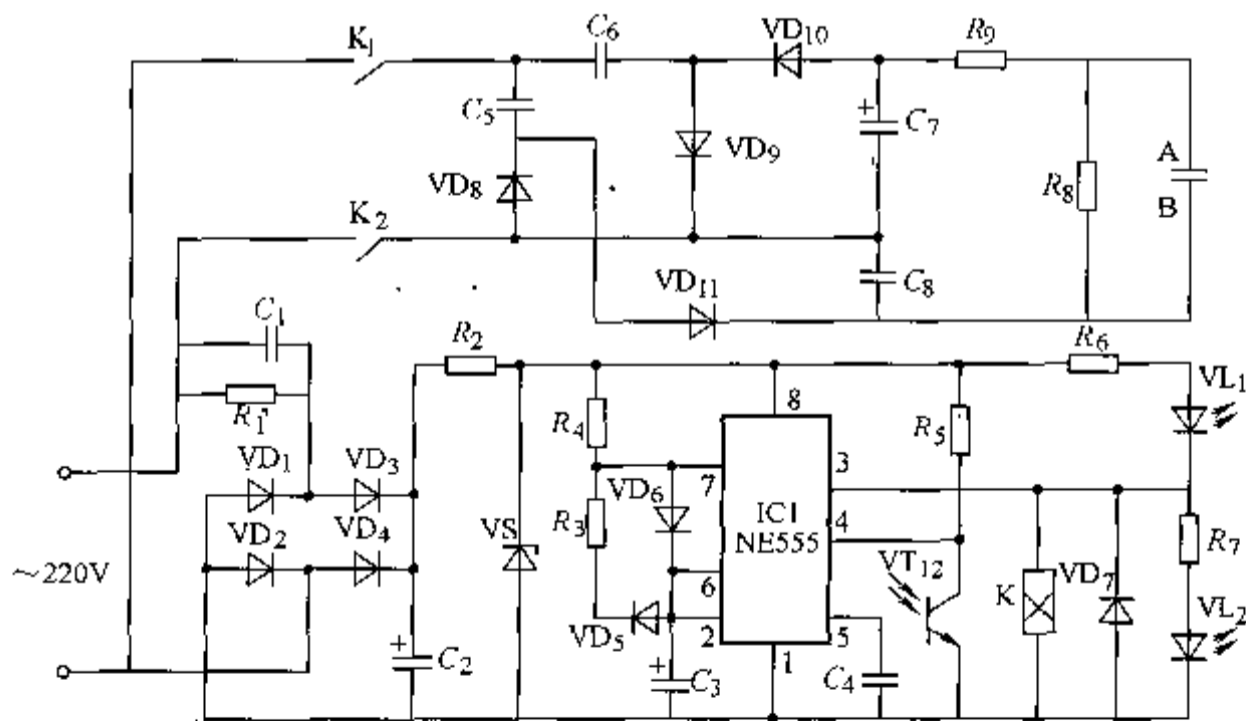


图 6-36 电子灭蟑器电路

调节电阻  $R_4$  和电阻  $R_3$ , 可分别调整充放电时间。若每隔 10 ~ 15min, A、B 两端通电一次, 每次通电时间 3s 左右, 则电路将分批杀死蟑螂。当 IC1 的 5 脚不接外加电压时, 通常与地之间接 0.01 ~ 0.1  $\mu\text{F}$  的电容, 以防止外界信号干扰。

由于光亮时蟑螂很少外出活动, 可不必加电压, 因此, 电路中设置由光电晶体管  $\text{VT}_{12}$  进行控制。无光照时, 光电晶体管  $\text{VT}_{12}$  的集电极-发射极为高阻, 使 IC1 的复位端 4 脚为高电平, 定时电路正常工作, 继电器吸合, 高压电路工作。有光照时, 光电晶体管  $\text{VT}_{12}$  的集电极-发射极为低阻, IC1 的 4 脚为低电平, 使 3 脚输出低电平, 继电器释放, 无高压输出。

## 2. 元器件的选择

在图 6-36 中, IC1 可采用 NE555 或国产 5G1555 时基集成块; 光电三极管  $\text{VT}_{12}$  可选用 3DV912A;  $\text{VD}_1 \sim \text{VD}_4$ 、 $\text{VD}_7 \sim \text{VD}_{11}$  选用 1N4007 硅二极管;  $\text{VD}_5$ 、 $\text{VD}_6$  选用 1N4148 硅二极管; VS 选用 2CW110 (12V) 稳压管;  $\text{VL}_1$ 、 $\text{VL}_2$  选用  $\phi 5\text{mm}$  发光二极管; 电容  $C_5$ 、 $C_6$  选用 1  $\mu\text{F}$ /400V,  $C_7$ 、 $C_8$  选用 0.33  $\mu\text{F}$ /630V,  $C_1$  选用 0.68  $\mu\text{F}$ /400V, 均为涤纶电容器;  $C_2$  选用 330  $\mu\text{F}$ /35V 电解电容器;  $C_3$  选用 220  $\mu\text{F}$ /16V 电解电容器;  $C_4$  选用 0.01  $\mu\text{F}$  瓷介电容器; 电阻  $R_9$  选取 100 ~ 300  $\Omega$ 、功耗  $\geq 3\text{W}$ , 水泥电阻器  $R_1$ 、 $R_8$  选用 1M $\Omega$ /1W,  $R_2$  取 33 ~ 100  $\Omega$ /1W, 均为金属膜电阻器;  $R_4$  选用 100k $\Omega$ ,  $R_3$  选用 5.6M $\Omega$ ,  $R_5$  选用 680k $\Omega$ ,  $R_6$  选用 2k $\Omega$ ,  $R_7$  选用 1.8k $\Omega$ , 均为 RTX-1/4W 碳膜电阻器; 继电器 K 选用 JRX-13F-300 型。

## 3. 电路组装与调试

制作 A、B 电极板时, 用环氧树脂敷铜板腐蚀或用刀刻成梳状电极, 尺寸约 150mm  $\times$  100mm。A 板和 B 板不能有任何短路, 电极板间隔约为 2.5 ~ 3mm 即可。在电极板的某极金属线上焊几根大头针, 以便插入蟑螂诱饵。安装时, 由于电源未采用隔离变压器降压, 电路带电, 安装和调试及测量要格外小心。把 A、B 两点分别接在梳状电极板的两个电极上后, 将整个电路装入一绝缘壳内, 并在壳上留有光电三极管  $\text{VT}_{12}$  的光电头和两只发光二极管的位置。

由于蟑螂对电场十分敏感, 所以继电器要用两组触点同时切断电源。在电极板上放入诱饵 (可插在针头上) 后, 再放在平时蟑螂经常出没的地方, 有 45°左右倾斜角, 在板下放一盒水, 加几滴食油, 被击晕的蟑螂落入盒内时将被油膜粘住。

调试时, 光电三极管的光电头应能被厨房 (或卫生间) 的照明灯照射, 但要避免其他照明灯照射, 以免电路不能正常工作。可根据实际情况自行改变电阻  $R_4$  或  $R_3$  调节定时时间, 也可用电位器替代电阻  $R_3$ , 便于随时调节。

## 6.8.4 电子灭鼠器

本节介绍的几种家用电子灭鼠器, 均使用了电力半导体器件, 灭鼠效果较好。

### 1. 电子灭鼠器

图 6-37 给出了一种电子灭鼠器电路原理图, 能在老鼠碰到电极上时, 立即产生脉冲直流高压, 将老鼠击毙, 同时还能发出报警声, 通知使用者将死鼠及时移走。该电子灭鼠器电路由电源变压器 T、二极管  $\text{VD}_1 \sim \text{VD}_6$ 、晶体管  $\text{VT}_1$  与  $\text{VT}_2$ 、晶闸管 V、继电器  $\text{K}_1$  和报警器 HA、电极等组成。

其工作过程为: 接通交流 220V 电源后, 在电源变压器 T 二次绕组  $N_2$  上产生数百伏感应电压, 此电压经  $\text{VD}_2$  整流后加至晶闸管的阳极上;  $\text{T}_1$  的绕组  $N_3$  上产生 6V 左右的交流电

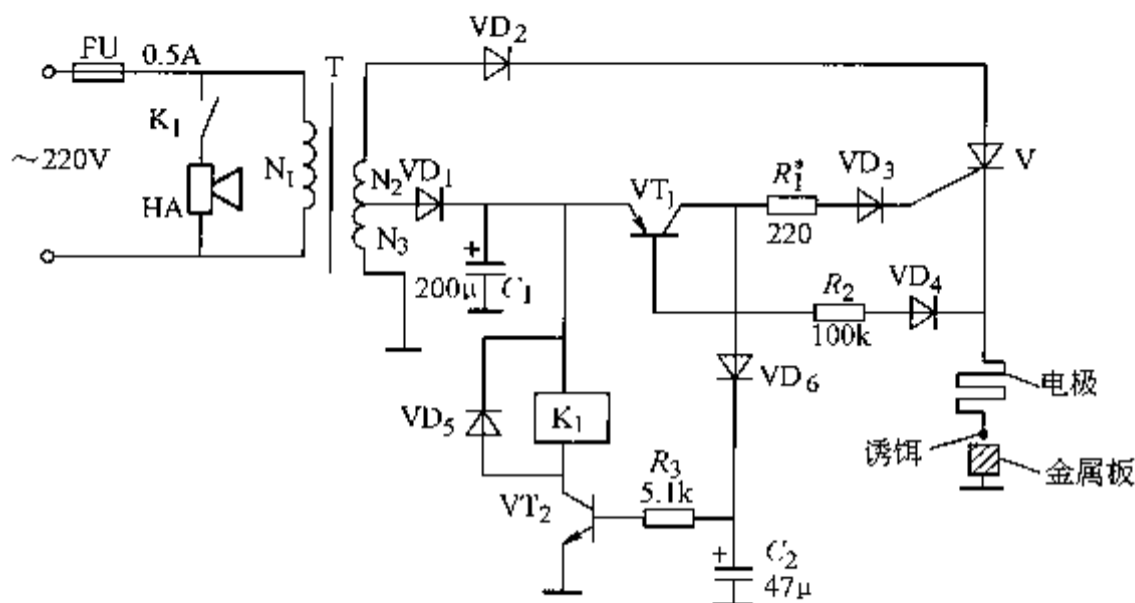


图 6-37 电子灭鼠器电路

压, 经  $VD_1$  整流后, 加至  $VT_1$  的发射极和继电器  $K_1$  的电磁线圈上。平时,  $V$  和  $VT_1$ 、 $VT_2$  均处于截止状态,  $V$  的阴极无电压, 继电器  $K_1$  不动作, 报警器  $HA$  不发声。

当有老鼠来吃挂在电极上的诱饵时，电极通过鼠体电阻与金属板（接地电极）连通，使  $VT_1$  导通，其集电极输出的高电平通过电阻器  $R_1$  和二极管  $VD_3$  加至  $V$  的门极上，使  $V$  受触发而导通，脉冲直流高压将老鼠击毙。同时， $VT_1$  集电极的高电平还经二极管  $VD_6$  和电阻器  $R_3$  加至  $VT_2$  的基极，使  $VT_2$  导通，继电器  $K_1$  吸合，其常开触头  $K_{1-1}$  接通，报警器  $HA$  通电工作，发出报警声。改变  $R_1$  的阻值，能改变  $V$  的导通灵敏度。

元器件选择： $R_1 \sim R_5$  均选用  $1/4W$  碳膜电阻器。 $C_1$  和  $C_2$  均选用耐压值为  $16V$  的电解电容器； $VT_1$  选用 S9012 硅 PNP 型晶体管； $VT_2$  选用 S9013 硅 NPN 型晶体管； $V$  选用 MCR100-6 晶闸管； $VD_1$  和  $VD_3 \sim VD_5$  均选用 1N4007 硅整流二极管； $VD_2$  选用 1N5408 硅整流二极管； $VD_6$  选用 1N4148 硅开关二极管； $K_1$  选用  $6V$  直流继电器；HA 选用高响度报警喇叭或电铃。

## 2. 家用高效电子灭鼠器

(1) 电路结构与特点 图 6-38 所示的家用高效电子灭鼠器, 利用红外探测信号来控制灭鼠器的工作。平时, 灭鼠器处于静候状态, 高压发生器不工作; 当老鼠进入装置有效作用范围时, 灭鼠器立即会产生数万伏的超高压将其击毙。该灭鼠器具有结构简单、灭鼠效率高、安全、节电等特点, 非常适合家庭灭鼠。

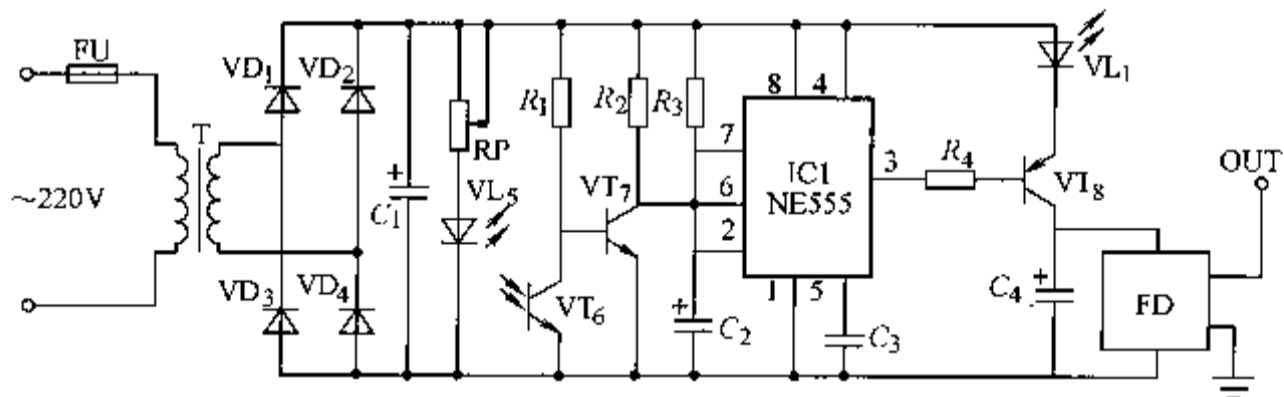


图 6-38 家用高效电子灭鼠器电路

整个电路由红外探测器、电子开关、单稳触发器及高压发生器等组成。平时，电路接通电源后，红外接收管  $VT_6$  接收不到红外光信号处于截止状态， $VT_7$  导通，IC1 的 2 脚为低电

平, 由 IC1 及外围元件构成的单稳触发器处于暂态, 其 3 脚输出高电平, VT<sub>8</sub> 反偏截止, 高压发生器 FD 不工作; 当老鼠一旦进入装置作用区域时, 红外发射管 VL<sub>5</sub> 发出的红外信号反射到 VT<sub>6</sub> 上, VT<sub>6</sub> 导通, VT<sub>7</sub> 截止, IC1 的 2 脚变为高电平, 单稳触发器翻转进入稳态, 其 3 脚输出低电平, VT<sub>8</sub> 饱和导通, VL<sub>1</sub> 点亮, 同时, 高压发生器 FD 工作, 产生数万伏的超高压将老鼠击毙。

(2) 元器件选择 在图 6-38 中, T 选用功率为 5W、一次电压为 220V、二次电压为 6V 的电源变压器; VL<sub>5</sub> 选用红外发射管 5GLB, VT<sub>6</sub> 选用红外接收管 3DU5C, 两者也可选用一体化红外发射、接收头, 如 TL947 等; FD 选用新型强力高压模块 FD-04A, 其工作电压为 +4.5 ~ +6V, 输出端可得到 30 ~ 40kV 的超高压, 它能在输入电源功率不变的情况下, 单位时间内的放电能量较常规型提高了 30 倍, 大大提高了电击效果, 足以在短暂时间内将老鼠击毙; VD<sub>1</sub> ~ VD<sub>4</sub> 选用 1N4001 硅整流二极管; VT<sub>7</sub> 选用 S9013 晶体管; VT<sub>8</sub> 选用 3CK4 晶体管; IC1 选用 NE555; R<sub>1</sub> 选用 100kΩ, R<sub>2</sub> 选用 20kΩ, R<sub>3</sub> 选用 1MΩ, R<sub>4</sub> 选用 1kΩ, 均为 RTX-1/4W 电阻器; RP 选用 1kΩ, 1/2W 电位器, C<sub>1</sub> 选用 1000μF, C<sub>2</sub> 选用 1μF, C<sub>4</sub> 选用 100μF, 均为 CD11-16V 电解电容器; C<sub>3</sub> 选用 0.01μF 瓷介电容器; C<sub>5</sub> 选用 1μF 独石电容器; VL<sub>1</sub> 选用 φ3mm 红色发光二极管。

(3) 电路组装与调试 按图 6-38 所示电路设计印制电路板。安装时, 红外收发器件相距 2 ~ 3cm, 红外发射管上应套有不透光的黑色塑料管, 防止其散射, 红外接收管应加装一层红色滤光片, 以免杂散光干扰产生误触发。高压走线应使裸线距地 6 ~ 8cm, 老鼠从金属线下通过时, 数万伏的超高压就会由鼠背经过心脏到鼠脚与大地构成通路, 数秒钟即可将其击毙; 万一人畜遇上时, 只有电流流经人畜足部, 不会造成危险。

电路调试时, 先断开高压发生器的电源, 然后调节电位器 RP, 使电路监控范围合适即可, 调节时可根据 VL<sub>1</sub> 的亮灭来判断, 然后恢复高压发生器的连线, 电子灭鼠器应布设在老鼠经常出没或必经的通道处。为了安全起见, 应避开易燃易爆物及儿童易到的地方。

### 3. 有视觉功能的电子灭鼠器

(1) 电路结构与特点 图 6-39 给出了一种有视觉功能的电子灭鼠器电路, 利用红外探测组件探测老鼠的活动, 如同有了视觉一般, 一旦老鼠进入该装置有效作用区域, 电路立即产生上万伏的高压将老鼠击毙。同时, 讯响电路发出响亮的告警信号, 告知家人及时清除死鼠。该电子灭鼠器平时处于监控状态, 高压及告警电路不工作, 因此具有节电、高效的特点。

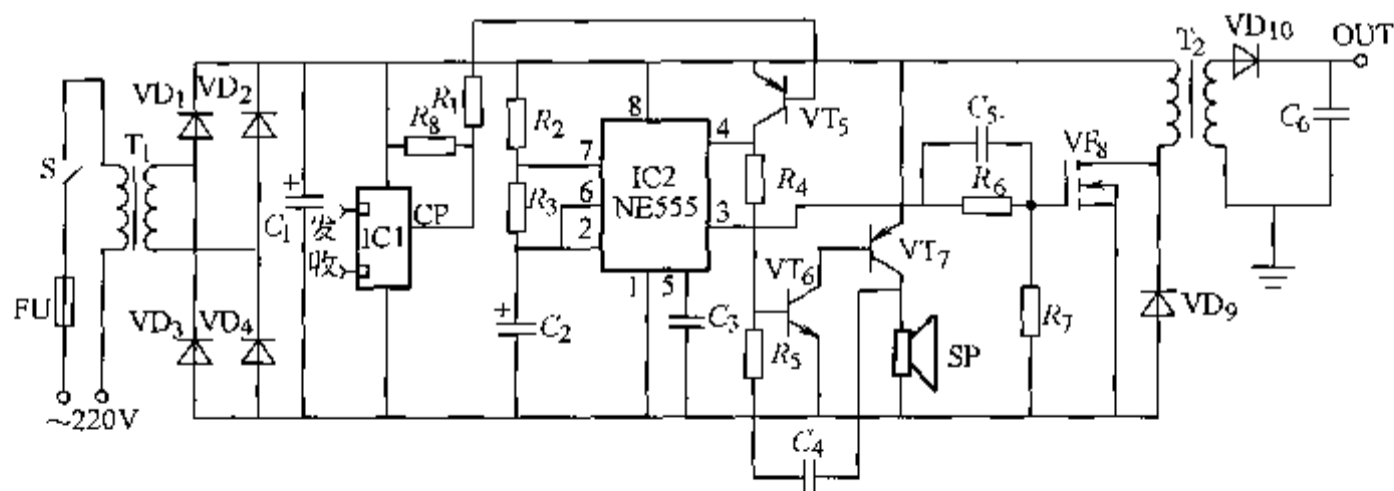


图 6-39 有视觉功能的电子灭鼠器电路

整个电路由电源电路、红外探测组件、电子开关、高频振荡电路、高压发生器及讯响告警电路等组成。IC1 为主动式红外探测组件。接通电源后, IC1 的输出端 CP 输出高电平, 开关晶体管 VT<sub>5</sub> 截止, 高压发生电路及声音告警电路不工作。当老鼠进入该装置有效作用区域时, 由 IC1 发出的红外光被老鼠反射后又被 IC1 所接收、处理, 其输出端 CP 变为低电平, 使 VT<sub>5</sub> 饱和导通, 集电极输出高电平。该高电平一方面使 IC2 的 4 脚输入高电平, 由 IC2 构成的 15kHz 高频振荡器起振, 3 脚输出高频脉冲信号, 驱动由 VF<sub>8</sub>、T<sub>2</sub> 构成的高压发生器工作, 高频变压器 T<sub>2</sub> 二次侧产生约 15kV 高压, 经 VD<sub>10</sub>、C<sub>6</sub> 整流升压后, 输出约 20kV 的直流高压, 足以将老鼠击毙; 另一方面, 触发 VT<sub>6</sub>、VT<sub>7</sub> 及阻容元件构成的音频互补多谐振荡电路开始工作, 驱动扬声器 SP 发出响亮的声音告警信号, 告知家人及时清除死鼠。

(2) 元器件的选择 在图 6-39 中, IC1 选用主动式红外探测组件 LH-4, 该组件内含编码、调制、驱动、红外发射电路及红外接收、译码、识别、解码、输出等电路, 外壳采用高强度 ABS 工程塑料制成, 表面进行了喷砂工艺处理; VT<sub>5</sub> 选用 PNP 型开关管 3CK4, 要求集电极与发射极间穿透电流要小; VT<sub>6</sub> 选用 C8050 晶体管; VT<sub>7</sub> 选用 C8550 晶体管; VT<sub>8</sub> 选用 IFR630 场效应管; T<sub>1</sub> 选用一次电压为 220V、二次输出电压为 9V 的电源变压器, 功率为 5W, 要求空载电流小于 5mA, 以免长期通电发烫; T<sub>2</sub> 选用 14 ~ 17 英寸黑白电视机的一体化行输出变压器, 内含高压硅堆 2DGL; VD<sub>9</sub> 选用高频阻尼二极管 2CN6E, VD<sub>10</sub> 选用 2DGL 型硅二极管; VD<sub>1</sub> ~ VD<sub>4</sub> 选用 1N4001 硅整流二极管; C<sub>6</sub> 选用耐压为 25kV 的 2000pF 高压瓷片电容; C<sub>5</sub> 选用 1000pF, C<sub>4</sub> 选用 0.033μF, C<sub>3</sub> 选用 0.01μF, 均为瓷介电容器; C<sub>2</sub> 选用 330μF; C<sub>1</sub> 选用 220μF, C<sub>1</sub>、C<sub>2</sub> 均为 CD11-16V 型电解电容器; R<sub>1</sub>、R<sub>8</sub> 选用 10kΩ, R<sub>2</sub> 选用 1kΩ, R<sub>3</sub> 选用 15kΩ, R<sub>4</sub> 选用 510kΩ, R<sub>5</sub> 选用 2kΩ, R<sub>6</sub> 选用 330Ω, R<sub>7</sub> 选用 47kΩ, 均为 RTX-1/4W 型电阻器。

(3) 电路组装与调试 按图 6-39 所示电路设计印制电路板。将电路装好后, 放置于老鼠经常出没处或必经通道, 并注意避开易燃易爆物品及儿童, 以免发生危险。红外探测组件的收发部分应对准空旷的作用区域, 高压裸线距离地面约 5 ~ 7cm。调整红外探测器灵敏度时, 首先断开 IC2 的 4 脚与 VT<sub>1</sub> 集电极的连线, 调节 IC1 (LH-4) 后盖调节孔的电位器, 使其探测距离范围在 0.1 ~ 5m。调整时, 可根据讯响告警电路工作与否来判断, 然后恢复 IC2 脚与 VT<sub>5</sub> 集电极间的连线。

清除死鼠时, 首先关断电源开关 S, 并用带有绝缘手柄的金属杆将高压裸线对地短接放电, 以免遭受电击。

## 6.9 其他家用电力电子变流装置电路

### 6.9.1 电子看门狗电路

KD560 系列仿声集成电路的应用电路: KD560 系列仿声集成电路内包括时钟发生器、地址控制器、只读存储器、控制系统和 D/A 转换器等电路。它们主要用于各种玩具、门铃、礼品盒、声乐、报警、通信以及自动控制等方面, 图 6-40 给出以 KD5608 为核心的电子看门狗电路, 该电路由多普勒效应传感器 IC1 (RD627)、运放 IC2 (LM358)、狗叫仿声专用集成电路 IC3 (KD5608) 等组成。当无人在 IC1 “监视” 区内活动时, IC1 的 6 脚无信号输

出, IC2 的 1 脚输出为低电位, VT 截止, IC3 的 2 脚为低电位而不工作。当 IC1 的“监视”区内有人活动时, 其 6 脚输出一低频信号, 此信号经 IC2 放大后使 VT 导通, 于是 IC2 的 2 脚得到一个正触发信号而发出狗叫声。此声音促使在 IC1 “监视”区内活动的人离开此区域, 同时向主人报警。调节 RP 可改变 IC1 的“监视”距离。调整  $R_6$ 、 $C_4$  之值可使狗叫声更为逼真。

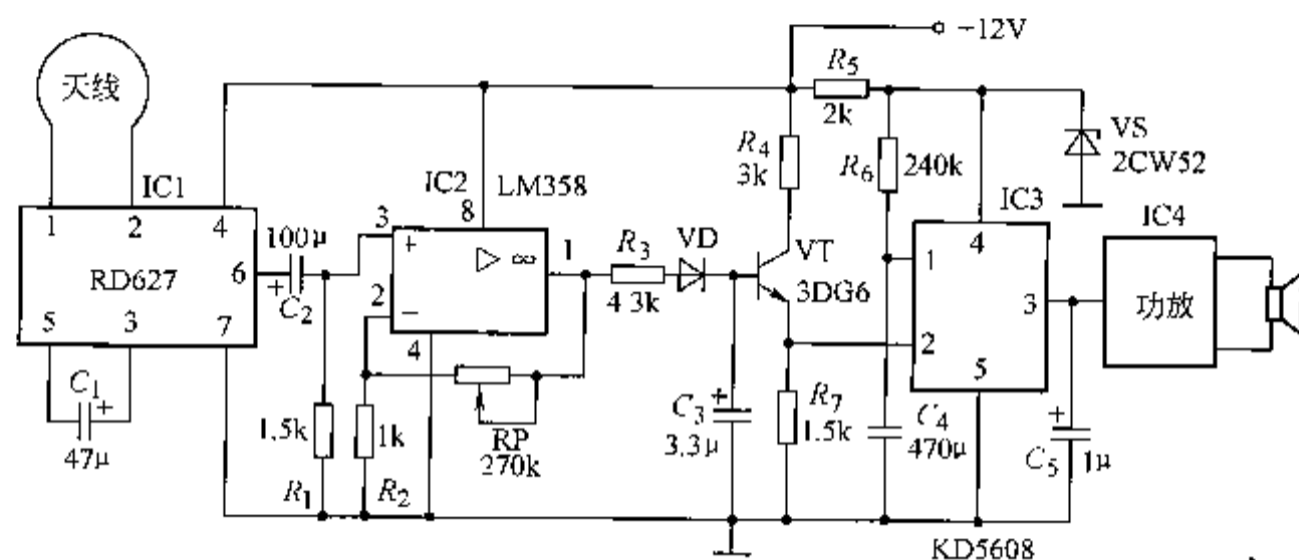


图 6-40 KD5608 电子看门狗电路

## 6.9.2 家用恒温控制器

家用恒温控制器的温度调节范围为  $30 \sim 60^{\circ}\text{C}$ ，可用于家庭制作酸奶、面粉发酵及其他方面的保温。

电路工作原理：该恒温控制器电路由温度传感器、差分放大器、矩形波发生器、脉冲宽度调制器、执行电路和电源电路等组成，如图 6-41 所示。

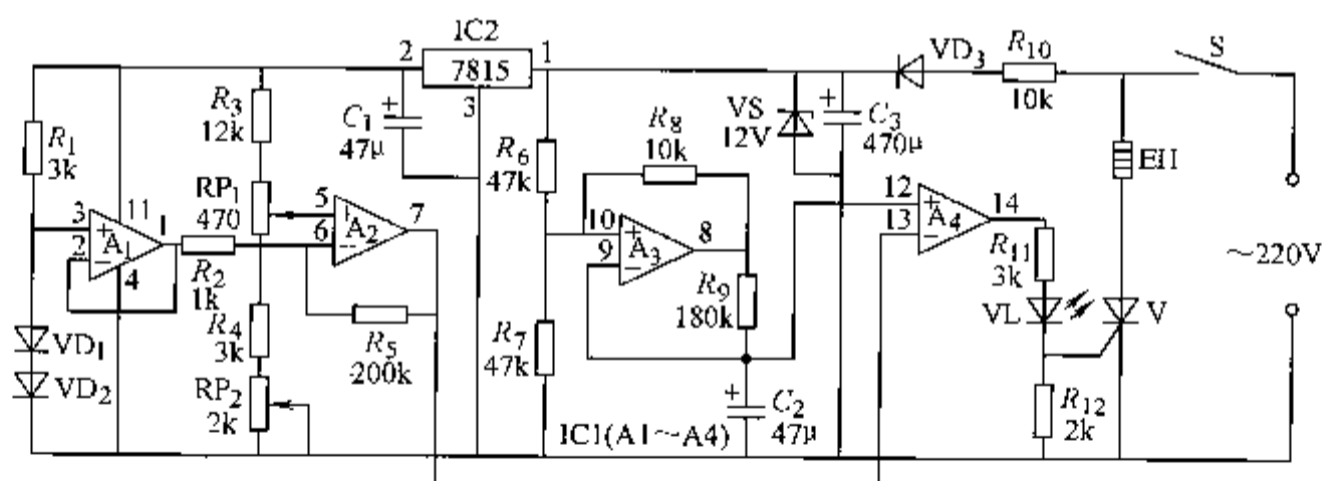


图 6-41 家用恒温控制器电路

用两只开关二极管  $\text{VD}_1$  和  $\text{VD}_2$  串联作为温度传感器。 $\text{VD}_1$ 、 $\text{VD}_2$  与电阻器  $R_1$ 、 $R_3$  和  $R_4$  等组成测温电桥。四运算放大器集成电路 IC1 (LM324) 内部的比较放大器 A2 作为差分放大器，A1 作为缓冲隔离放大器（又称跟随器），A3 作为矩形波发生器（也称三角波形成电路），A4 作为脉宽比较器，晶闸管 V 作为执行部件，控制着加热器 EH 的工作。电源电路由电源开关 S，降压电阻器  $R_{10}$ 、整流二极管  $\text{VD}_3$ 、滤波电容器  $C_3$ 、稳压管 VS 和三端集成稳压器 IC2 等组成。

接通电源开关 S 后，交流 220V 经  $R_{10}$  降压、 $\text{VD}_3$  整流、 $C_3$  滤波和 VS 稳压后，产生 +12V 电压，作为 IC1 的工作电压。+12V 电压还经 IC2 稳压成 +5V 电压，为测温电桥提供



显示电路由一只 LM324 共 4 个内部集成运放及黄、绿、红发光二极管等元器件组成, 其中 A1 与外围元器件组成弱档显示电路, A2 与外围元器件组成中档显示电路, A3 与外围元器件组成强档显示电路, A4 与外围元器件组成堵塞显示电路, 当吸尘器堵塞时, 红色发光二极管点亮, 绿色发光二极管用作电源指示; 当吸尘器通电后, 绿色发光二极管就会发出绿光, 以指示电源工作正常。

双向晶闸管 V、电动机 M、变压器 T 等元器件组成电动机电路, 变压器  $T_1$  将控制电路输出的触发脉冲耦合后, 由  $T_1$  的二次侧输出, 经二极管  $VD_1$  加至 V 的门极, V 得到触发电压而导通, 使得电动机 M 得电运转, 吸尘器正常工作。调节  $RP_1$  阻值时, 控制电路输出的触发脉冲经  $T_1$  耦合后改变 V 的导通角, 从而控制电动机 M 的转速, 以调节吸尘器的工作状态。

#### 6.9.4 半导体制冷器件在饮水机中的应用电路

半导体制冷器件, 又叫温差电制冷器件或电子冷却组件, 其工作原理如图 6-43 所示。当电流从任何两种导体构成的电路中流过时, 在两种导体的接头处有吸热或放热现象, 所吸收或放出的热量只与两种导体材料的性质和接触面的温度有关, 称为珀尔帖效应。由于一般金属的珀尔帖效应很弱, 遂用半导体材料进行温差电制冷。

依据珀尔帖效应制作的半导体制冷器件重量轻、体积小, 并具有相对高的制冷量, 它特别适用于有限空间的制冷, 已广泛用于电子、医疗、实验仪器、消费类产品和工业等方面。由于它是一种固态热泵, 因而它无需维护, 无噪声, 能在任何位置工作, 抗冲击和抗振动能力强。另外, 改变器件工作电流极性时, 它又可以制热。

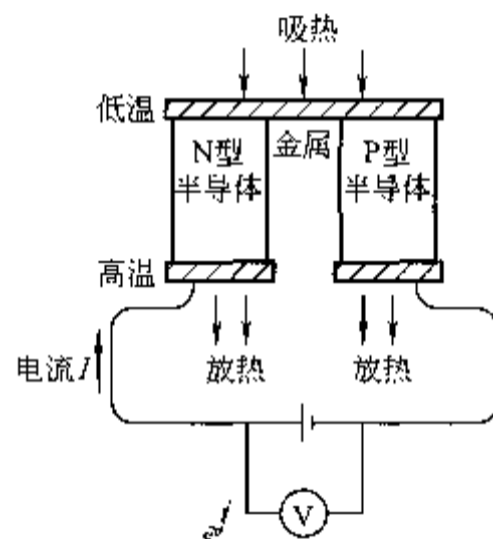


图 6-43 半导体制冷器件工作原理

图 6-44 所示电路为采用半导体制冷片的冰热型饮水机的控制电路。采用的半导体制冷片的型号为 TEC1-12705。

通过改变加在半导体制冷片上的电压, 使该饮水机有两种制冷状态, 即强冷状态和保温状态, 保证水温在  $5 \sim 15^{\circ}\text{C}$ 。图中  $R_T$  为一负温度系数的热敏电阻, 紧贴在冷水胆壁上, 用来检测水温。当水温上升到  $15^{\circ}\text{C}$  时,  $R_T$  降为  $15\text{k}\Omega$ , 比较器 LM393 的 1 脚输出高电平,  $VD_6$  截止, N 沟道增强型大功率 MOS 管 (SMP60N06) VF 导通, 使 A 点与 C 点电位相同,  $U_{BA} = U_{BC} = 12\text{V}$ 。该电压加在制冷片上, 稳压管  $VS_2$  导通, 强冷指示绿色发光二极管 VL 发光, 这时制冷功率较大。同时  $VD_5$  导通, 作为给半导体制冷片散热用的风扇转动也较快。当水温降到  $5^{\circ}\text{C}$  时,  $R_T$  的阻值上升为  $22\text{k}\Omega$ , LM393 的 1 脚输出低电平,  $VD_6$  导通, MOS 管 VF 截止,  $U_B = 5\text{V}$ 。该电压加在制冷片上, 由于低于稳压管  $VS_2$  的稳压值,  $VS_2$  截止, VL 不发光, 这时制冷功率较小。同时,  $VD_5$  截止, 电阻  $R_2$  与风扇线圈串在一起, 风扇电压大约为  $8\text{V}$ , 其转动速度变慢。

若想调整饮水机提供冰水的温度, 可通过调整  $R_5$  来调整下限温度, 调整  $R_6$  来调整上限温度。

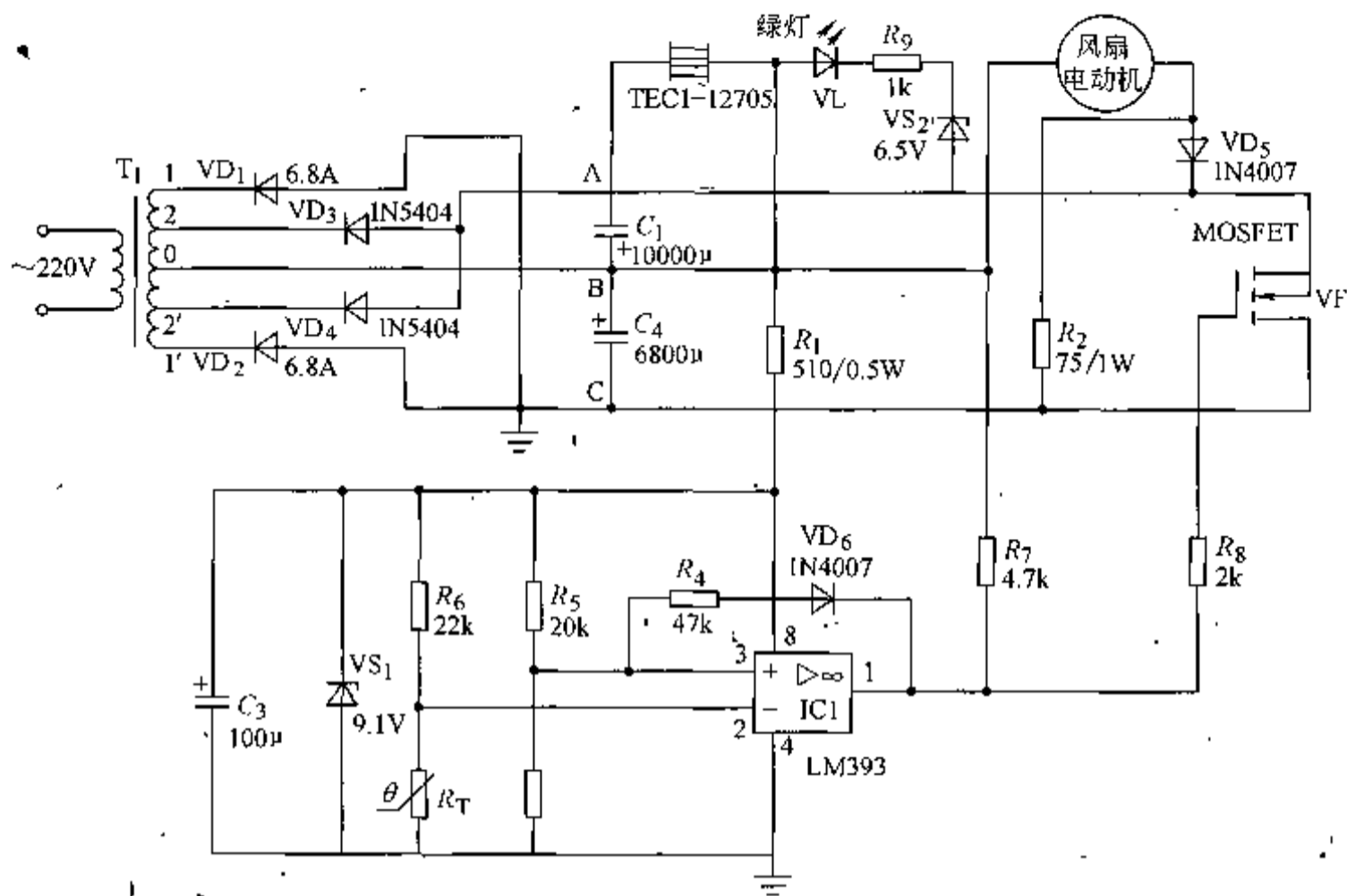


图 6-44 半导体制冷器件在饮水机中的应用电路

## 参 考 文 献

- [1] 张新德. 小家电维修金例 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [2] 孔军, 任芳, 李荣芳. 新型空调器电路图集 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2004.
- [3] 肖凤鸣, 王清兰, 朱长庚, 等. 变频空调器微电脑控制电路分析与速修技巧 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [4] 张继辉, 穆晓曦, 等. 用 AT89C2051 单片机制作消毒柜自动开关 [J]. 电子制作, 2004 (9).
- [5] 扬振江, 雷光纯. 新颖实用电子设计与制作 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2006.
- [6] 刘毓敏, 等. 实用开关电源维修技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [7] 王文郁, 石玉. 电力电子技术应用电路 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.

[ G e n e r a l   I n f o r m a t i o n ]

书名= 电力电子变流装置典型应用实例

作者=

页数= 2 6 2

S S 号= 0

出版日期=

V s s 号= 5 0 2 0 0 1 9 9

封面  
书名  
版权  
前言  
目录  
正文