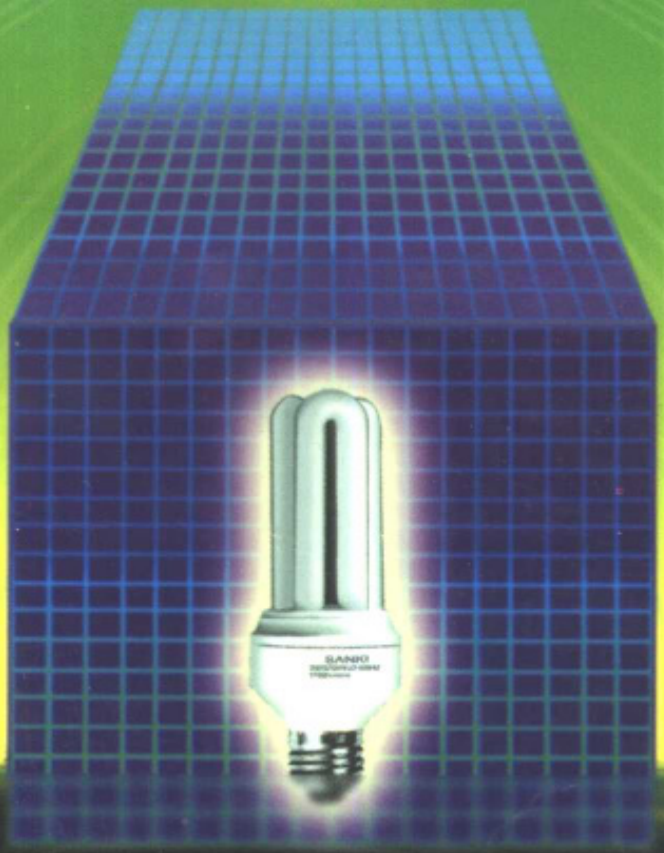
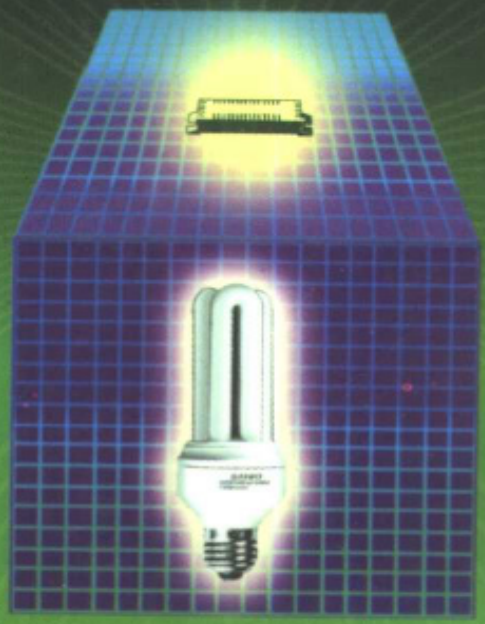
电子镇流器原理与制作

毛兴武 祝大卫 编著





人民邮电出版社



ISBN 7-115-07566-2

9 787115 075666 >

ISBN7-115-07566-2/TN·1444
定价:20.00 元

人民邮电出版社

电子镇流器原理与制作

毛兴武　祝大卫　编著

人民邮电出版社

内 容 提 要

本书比较系统地介绍了荧光灯交流电子镇流器的组成、原理、设计、组装调试及检修。

书中具体地介绍了电子镇流器的输入电路、功率因数校正电路、典型逆变器电路、灯阴极预热启动电路和异常状态保护电路及其主要元件的选择；并结合实践，对电源输入电流谐波、线路功率因数及其相互关系进行了较深入的分析和讨论；详细介绍了电磁干扰(EMI)抑制技术、无源及有源功率因数校正技术、镇流器控制器 IC 及作为开关使用的新型半导体器件，同时对高强度放电(HID)灯电子镇流器及霓虹灯电子变压器也做了介绍。

本书所涉及的内容比较广泛，且有一定的深度，具有系统性、实用性、指导性和资料性。本书深入浅出，通俗易懂，适合于电子行业和电光源行业从事电子镇流器开发与生产的工程技术人员及电子技术爱好者阅读，亦可作为大中专院校师生的参考书。

电子镇流器原理与制作

◆ 编　　著　毛兴武　祝大卫
责任编辑　唐素荣

◆ 人民邮电出版社出版发行　北京市崇文区夕照寺街 14 号
邮编　100061　　电子函件　315@ pptph.com.cn
网址　http://www.pptph.com.cn
读者热线　010－67129212　010－67129211(传真)
河北涞水华艺印刷厂印刷
新华书店总店北京发行所经销

◆ 开本：787×1092　1/32
印张：15.625
字数：355 千字　　1999 年 5 月第 1 版
印数：8 001－10 000 册　　2001 年 7 月河北第 3 次印刷

ISBN 7-115-07566-2/TN·1444

定价：20.00 元

前　言

在20世纪70年代末，荧光灯用交流电子镇流器开始崭露头角，被人们认为是照明电器发展史上的一项重大技术创新。进入90年代后，各种气体放电灯用电子镇流器及各种新型电光源在世界范围内不断涌现，形成被称为"绿色照明"的新兴产业。

发达国家研究开发电子镇流器的都是实力雄厚的一些著名公司。我国在1985年后，一些小型企业尤其是乡镇企业和一些电子技术爱好者，对其产生了兴趣。——在80年代，我国的大中企业、科研机构及大专院校对电子镇流器这一照明电器产品进行研究、开发和生产的为数极少。因此，与发达国家比较，国产电子镇流器的技术起点比较低。

80年代末和90年代初，IEC928、GB15143《管形荧光灯用交流电子镇流器一般要求和安全要求》及IEC929、GB/T15144《管形荧光灯用交流电子镇流器的性能要求》等技术标准相继颁布与实施，才使人们开始认识到电子镇流器并非是一种低技术含量的普通小家电产品。当众多的中高级工程技术人员真正投入到该产品的研究开发时，所遇到的一系列技术难点是他们所始料不及的。设计和制作能把荧光灯点亮的电子镇流器并不困难。但是，若要求其性能可以满足国家标准的规定并且具有比较高的可靠性和足够长的使用寿命，在价格上又能被用户所接受，至今仍然是尚未完全解决的课题。

电子镇流器与变频调速器和开关电源等电子产品有相似之处。电子镇流器涉及高频变换、零电压开关(ZVS)和零电流开关(ZCS)、LC串联或并联谐振、谐波滤波与功率因数校正(PFC)、电磁干扰(EMI)抑制、信号传感与信号采集和处理、PWM控制或频率调制(FM)以及电力电子等各个技术

领域。电子镇流器输入电源电流波形畸变与分析、电流谐波含量与线路功率因数之间的关系、谐波滤波及功率因数校正等相关理论，都是现行的教科书中未曾阐述和分析过的。电子镇流器的有源功率因数校正（APFC）技术是 80 年代出现的一门新兴技术，它与电力系统长期沿用的功率因数补偿方案毫无相同之处。直到 90 年代初，我国才开始引进 APFC 技术。从电路复杂程度上看，采用简单电路结构的电子镇流器是无法与开关电源相提并论的。但是，对于 40W 以上荧光灯和大功率高压钠灯、金卤灯等所用的高性能电子镇流器，其电路结构并不比开关电源简单，制作难度甚至比开关电源还要大。关于电子镇流器的综合参数测量问题，则更是高科技领域中研究的一个课题。

精通电子技术的人大多对各种气体放电灯知之甚少；而电光源行业的工程技术人员往往又不大熟悉电子技术。在 90 年代，尽管国内有关报刊陆续发表了一些关于电子镇流器电路、原理分析和检修等方面的一些文章，但就其内容而言，比较琐碎，缺乏系统性，同时也未能反映出当今世界电子镇流器研究的最新成果和发展动向，不能满足广大读者的需要。其中有少数文章，还出现了一些与 GB15143 和 GB/T15144 等产品标准不相符的错误观点，使读者受到误导。

为适应广大读者的需要，我们在国内同行一些专家和人民邮电出版社电子图书编辑部的大力支持下，编写了本书。由于在编写过程中，没有现成的同类书籍可以参考，加上编写时间比较仓促，难免有不妥甚至错误之处，敬请广大读者批评指正。

在本书编写过程中，得到北京大学申世璋教授的支持和指导，在此表示感谢。

编著者

目　　录

第一章　电子镇流器概述 …… 1

第一节　荧光灯交流电子镇流器的产生 …… 1

第二节　交流电子镇流器的组成及其优点 …… 2

一、交流电子镇流器的组成 …… 2

二、交流电子镇流器的优点 …… 4

第三节　电子镇流器的发展 …… 6

第四节　荧光灯用电子镇流器标准及其型号命名方法 …… 8

一、荧光灯交流电子镇流器标准 …… 8

二、荧光灯电子镇流器型号命名方法 …… 10

第五节　电子镇流器常用术语 …… 11

第二章　荧光灯的特性及其对电子镇流器的基本要求 …… 15

第一节　荧光灯的构造及其特性 …… 15

一、荧光灯的结构组成及其型号命名方法 …… 15

二、荧光灯的主要特性 …… 18

第二节　荧光灯工作原理及其主要参数 …… 20

一、荧光灯工作原理 …… 20

二、荧光灯的主要参数 …… 21

第三节　荧光灯对电子镇流器的基本要求 …… 27

第三章　输入与整流滤波电路 …… 29
第一节　电磁干扰(EMI)滤波器 …… 29
第二节　输入保护元件 …… 33
一、NTC 热敏电阻 …… 33
二、输入瞬变电压保护元件 …… 36
第三节　整流滤波电路 …… 38
一、桥式整流电容滤波电路 …… 38
二、倍压整流滤波电路 …… 40
第四章　电子镇流器逆变器电路的基本类型 …… 42
第一节　回扫式逆变器电路 …… 42
第二节　推挽式逆变器电路 …… 46
一、电压馈电推挽式逆变器电路 …… 47
二、电流馈电推挽式逆变器电路 …… 48
第三节　半桥式逆变器电路 …… 50
一、电压馈电半桥式逆变器电路 …… 51
二、电流馈电半桥式逆变器电路 …… 59
第四节　自振荡 IC 驱动的半桥式逆变器电路 …… 62
一、由 NE555 时基电路组成的它激式半桥逆变器电路 …
…… 63
二、由自振荡 IC 直接驱动的 MOSFET 半桥逆变器
电路 …… 64
第五节　全桥式逆变器电路 …… 74
第五章　逆变器中功率开关晶体管 …… 77
第一节　双极型晶体管的开关特性 …… 77

一、晶体管的三个工作区域 …… 78
二、晶体管的开关时间 …… 79
三、外电路对晶体管开关速度的影响 …… 81
四、在开关运用时晶体管的功耗 …… 82
第三节 双极型开关晶体管的基极驱动电路 …… 83
一、典型的基极驱动电路 …… 83
二、几种常见的加速电路 …… 85
三、双极型开关晶体管的抗饱和电路 …… 86
第四节 双极型晶体管的二次击穿和安全工作区 …… 89
一、二次击穿现象 …… 89
二、晶体管安全工作区 …… 90
第四节 开关晶体管的保护 …… 93
第五节 功率开关 MOSFET …… 96
一、MOSFET 的主要特点 …… 96
二、功率 MOSFET 的驱动电路 …… 98
三、功率 MOSFET 的保护电路 …… 100
第六节 绝缘栅双极晶体管(IGBT) …… 102
一、IGBT 的主要特征 …… 102
二、在电子镇流器中作为开关使用的 IGBT …… 103
第七节 联栅晶体管(GAT) …… 108
一、GAT 的内部结构及其主要特点 …… 108
二、电子镇流器用 GAT 代表性产品 2SG 系列 …… 110
第八节 双极模式静电感应晶体管(BSIT) …… 113
第六章 电子镇流器的电流谐波与线路功率因数 …… 117
第一节 电子镇流器的输入电流谐波 …… 118

一、输入电流的波形畸变 …… 118
二、波形与谐波含量的关系 …… 118
三、电流谐波的危害及其限量规定 …… 119
第二节　电子镇流器的线路功率因数 …… 121
一、线路功率因数的定义 …… 121
二、不同情况下的线路功率因数 …… 122
三、线路功率因数与电流谐波之间的关系 …… 126
四、提高线路功率因数的意义 …… 129
五、关于电子镇流器线路功率因数的测试 …… 130
第七章　电子镇流器的无源功率因数校正(PPFC)电路 …… 134
第一节　两种典型的无源功率因数校正(PPFC)电路 …… 136
一、无源谐波滤波逐流电路 …… 136
二、高频能量反馈式无源谐波滤波电路 …… 140
第二节　改进型的无源功率因数校正(PPFC)电路 …… 144
一、改进型高频能量反馈式 PPFC 电路 …… 144
二、带高频反馈环路的改进型逐流电路 …… 148
第三节　新型无源谐波滤波电路 …… 149
一、感性负载电流谐波抑制电路 …… 149
二、双向自供辅助电源式 PPFC 电路 …… 151
三、高频泵式 PPFC 电路 …… 152
第四节　关于 PPFC 电路的设计考虑 …… 152
第八章　电子镇流器的有源功率因数校正(APFC)技术 …… 157
第一节　概述 …… 157

一、APFC 的基本类型 …… 157
二、APFC 预调整器基本原理 …… 159
三、APFC 技术的发展 …… 160
第二节 断续模式不定频率峰值电流控制 APFC 升压变换器 …… 162
一、基本功能与原理 …… 162
二、代表性 APFC 控制器 IC 及其应用 …… 169
第三节 固定开通时间零电流开关(ZCS)升压式 APFC 预调整器 …… 189
一、基本控制电路及特点 …… 189
二、APFC 控制器 IC 及其应用电路 …… 192
第四节 固定频率平均电流型控制 APFC 升压变换器 …… 196
一、电路组成及其特点 …… 196
二、固定频率平均电流型 APFC 控制器 UC1854/UC2854/UC3854 及其典型应用 …… 199
三、其它几种代表性 APFC 控制器简介 …… 204
第五节 零电压开关(ZVS)平均电流型 APFC 电路 …… 206
一、ZVS 平均电流型 APFC 控制器 ML4822 …… 206
二、ZVS 平均电流型 APFC 升压电路 …… 208
第六节 回扫式 APFC 控制器及其应用 …… 213
一、ML4813 回扫式 APFC 控制器 …… 213
二、ML4813 典型应用电路 …… 215
第七节 其它 IC 控制与驱动的 APFC 电路 …… 221
一、用 TOPSwitch 开关作为控制器的 APFC 电路 …… 222
二、利用自振荡半桥驱动器 IC 设计的 APFC 电路 …… 226

第九章　荧光灯的启动及其预热启动电路 …… 228
第一节　荧光灯启动的技术要求 …… 228
一、荧光灯的启动方式 …… 228
二、荧光灯启动的技术要求 …… 230
第二节　荧光灯阴极预热启动电路 …… 232
一、PTC 热敏电阻组成的预热启动电路 …… 233
二、利用频率调制(FM)技术实现预热启动 …… 240
第十章　电子镇流器的保护电路 …… 245
第一节　电子镇流器的异常状态 …… 245
第二节　异常状态保护电路 …… 247
一、峰值检测型保护电路 …… 247
二、幅值与相位检测式异常状态保护电路 …… 250
第三节　限流保护 …… 252
一、浪涌电流抑制 …… 252
二、过电流保护电路 …… 254
第四节　过电压保护(OVP) …… 257
第五节　过热保护 …… 259
第十一章　高强度放电(HID)灯电子镇流器 …… 263
第一节　高强度放电(HID)灯 …… 263
一、HID 灯的结构及其特点 …… 263
二、HID 灯的启动特性 …… 266
第二节　HID 灯对电子镇流器的要求 …… 268
第三节　HID 灯电子镇流器 …… 269
一、HID 灯电子镇流器的组成 …… 269

二、高频变换器电路 …… 270
三、保护电路 …… 273
四、声共振的抑制 …… 274
五、启动电路 …… 277
六、HID 灯控制器 UCC3305 简介 …… 280
七、70W 高压钠(HPS)灯电子镇流器实际电路 …… 283

第十二章 霓虹灯电子变压器 …… 287

第一节 霓虹灯及其对电子变压器的要求 …… 287
一、霓虹灯的结构及其工作原理 …… 287
二、霓虹灯漏磁式变压器 …… 289
三、霓虹灯电子变压器 …… 290
四、霓虹灯的控制装置 …… 292
第二节 霓虹灯电子变压器电路 …… 294
一、自激式霓虹灯电子变压器电路 …… 294
二、它激式霓虹灯电子变压器电路 …… 299
三、制作工艺要求 …… 301

第十三章 电子镇流器控制器 IC 及其应用电路 … 303

第一节 TFA3351 电子镇流器控制器 …… 304
第二节 ATT2161/ATT2162 电子镇流器控制器 ……
…… 308
一、ATT2161 低端镇流器控制器 …… 309
二、ATT2162 高端镇流器控制器 …… 311
三、ATT2161 与 ATT2162 组成的电子镇流器电路 …… 313
第三节 KA7522/KA7522D 电子镇流器控制器 … 315
一、KA7522/KA7522D 内部结构及其引脚功能 …… 315

二、KA7522/KA7522D 的主要电气参数及其特点 …… 316
三、用 KA7522D 作为控制器的 32W 双管荧光灯
电子镇流器电路 …… 318
第四节 TDA4814/TDA4816G 电子镇流器控制器 …
…… 322
第五节 L6574 电子镇流器控制器 …… 328
一、L6574 的内部结构及其特征 …… 328
二、L6574 的典型应用电路 …… 333
第六节 NE5565 电子镇流器控制器 …… 336
一、NE5565 的内部结构及其主要特征 …… 336
二、NE5565 的功能及其工作原理 …… 339
第七节 ML4830 电子镇流器控制器 …… 344
一、ML4830 的封装型式、内部结构及其引脚功能 …… 344
二、ML4830 的主要特征 …… 347
三、ML4830 镇流器控制器的典型应用 …… 351
第八节 KA7531/KA7531D 电子镇流器控制器 … 354
第九节 利用其他用途的 IC 作为电子镇流器
控制器 …… 361
一、TDA4918 开关电源 IC 控制和驱动的 36V/400W
卤钨灯电路 …… 361
二、用压控振荡器设计可调光电子镇流器 …… 366
第十四章 电子镇流器设计实例 …… 370
第一节 普通荧光灯电子镇流器的设计 …… 370
一、主要技术要求和电路选择 …… 370
二、设计程序和方法 …… 372
第二节 断续传导模式不定频率 APFC

升压式预调整器的设计 …… 384
一、升压电感器的设计 …… 386
二、乘法器及电流传感比较器外接元件的选取 …… 390
三、误差放大器外接元件的选择 …… 391
四、电源电路及电感电流检测元件的选取 …… 392
五、半导体器件的选择 …… 395
六、输入与输出电容器的选择 …… 395
第三节 固定开通时间 ZCS 升压式 APFC
预调整器的设计 …… 397
一、升压电感器设计 …… 399
二、电流传感电阻的选取 …… 406
三、启动电路元件的选取 …… 406
四、编程开通时间元件的选取 …… 407
五、误差放大器元件的选择 …… 408
六、输入和输出电容器的选择 …… 408
第四节 APFC 预调整器升压电感器设计实例 … 410
第五节 电子镇流器用磁性元件的选择考虑 …… 423
一、磁性元件的主要特性 …… 425
二、磁性元件的选择考虑 …… 430
第六节 电子镇流器用功率开关晶体管的选用
指南 …… 435
一、双极型功率开关晶体管的选用 …… 436
二、功率开关 MOSFET 的选用 …… 442
第七节 电子镇流器用电容器的选择 …… 444
一、铝电解电容器的选择 …… 445
二、灯启动用电容器的选择 …… 448
三、EMI 滤波用电容器的选择 …… 449

第八节　电子镇流器印制板线路的设计考虑 …… 449

第十五章　电子镇流器的组装与调试 …… 455

第一节　元器件的检验与筛选 …… 455

一、元器件的检验 …… 455

二、元器件的老化筛选 …… 457

三、小批量装机试用，进行认定试验 …… 458

第二节　电子元器件的焊接 …… 459

第三节　电子镇流器的调试 …… 461

第四节　电子镇流器的安装 …… 468

第五节　电子镇流器主要参数及其测量仪器 …… 471

一、电子镇流器的主要参数及其技术要求 …… 471

二、电子镇流器参数测量仪器 …… 473

第十六章　电子镇流器的检修 …… 475

第一节　电子镇流器检修基本方法 …… 476

一、外观检查法 …… 476

二、万用表测量法 …… 477

三、替代法 …… 479

第二节　电子镇流器检修实例 …… 480

第一章

电子镇流器概述

第一节　荧光灯交流电子镇流器的产生

自从1879年美国爱迪生发明第一盏实用白炽灯，迄今已有100余年的历史。继白炽灯之后，又出现了荧光灯、荧光高压汞灯、高压及低压钠灯、金属卤化物灯、自镇流荧光灯、无极感应灯和硫灯等新型电光源。从白炽灯发展到1938年问世的荧光灯，是照明电光源的一个飞跃。荧光灯俗称日光灯，在目前仍然是工业及家庭应用最广泛的照明器具之一。

在荧光灯问世后的40余年间，人们一直采用电感式镇流器并配之启辉器作为稳流和启动附件。电感镇流器的优点是可靠性较高，使用寿命较长。但这种镇流器体积和重量大而且自身功耗大，有噪音，会使荧光灯产生频闪。早在50年代，有人就针对电感镇流器存在的一些弊端，开始了对其改进的研究，并提出了采用电子镇流器的设想。1963年，Roddam在《晶体管变流器与换能器》一书中，首次发表了荧光灯交流电子镇流器具体电

路，并进行了详细的分析和讨论。只是由于当时没有可供选择的功率开关晶体管，Roddam 的设计方案并未得到实施。

我国的一些无线电爱好者从 60 年代中期开始，对干电池供电的日光灯电路进行了研究和实验。利用单只晶体管或由两只晶体管组成的复合管振荡器，将直流电源逆变为高频交流电源，并通过变压器升压，点燃一个 3～6W 的荧光灯。其中的升压变压器大多采用旧电子管收音机的电源变压器，有的则利用有线广播线间变压器或电铃变压器。这几种变压器都有两个或两个以上的次级绕组，在实际使用时将初级与次级颠倒，以成为升压变压器。尽管人们当时设计这种由 6V 直流电源供电的 DC/AC 变换器点燃小功率荧光灯并无多少实用价值，但就其设计思路来说，与后来推出的高频电子镇流器大体相同。

在 20 世纪 70 年代出现了世界性的能源危机，导致许多公司致力于新型节能电光源及荧光灯交流电子镇流器的研究。半导体技术日新月异的飞速发展，各种作为开关使用的高反压功率器件不断出现，为交流电子镇流器的开发提供了前提条件。70 年代末，荷兰飞利浦等公司率先研制成功了荧光灯交流电子镇流器，这是照明电器发展史上的一项重大创新。我国对高频电子镇流器的研究始于 80 年代中期，自 1986 年后，该产品陆续推向市场。

第二节　交流电子镇流器的组成及其优点

一、交流电子镇流器的组成

交流电子镇流器是将工频(50/60Hz)交流电变换为较高频

率的交流电，并能使一个或几个荧光灯正常启动和稳定工作的变换器。交流电子镇流器的核心就是高频变换电路。交流电子镇流器的基本功能方框图如图 1－1 所示。

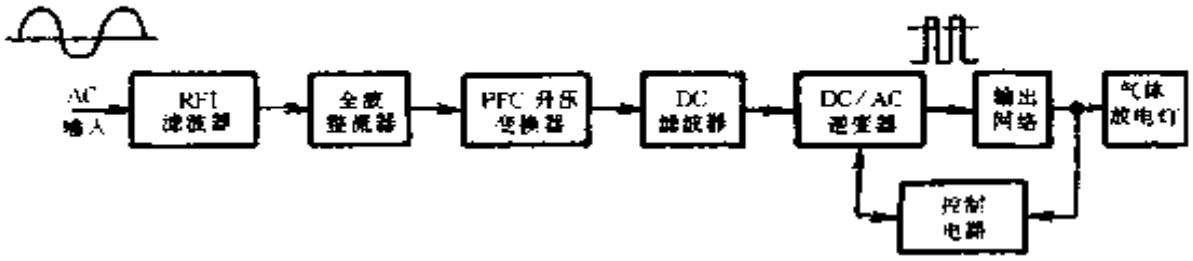


图 1－1　电子镇流器组成方框图

在图 1－1 中，工频(50/60Hz)市电电压在整流之前，首先经过射频干扰(RFI)滤波器滤波。RFI 滤波器一般由电感(L)和电容(C)元件组成，用来阻止镇流器产生的高次谐波反馈到输入交流电网，以抑制对电网的污染和对电子设备的干扰，同时也可以防止来自电网的干扰侵入到电子镇流器。

对于高品质的电子镇流器，在其全桥整流器与大容量的滤波电解电容器之间，往往要设置一级功率因数校正(PFC)升压型变换电路。其作用就是获得低电流谐波畸变，实现高功率因数。DC/AC 逆变器的功能是将直流电压变换成高频电压。高频变换部分的核心是功率开关元件。可作为开关使用的晶体管有双极型功率管、金属－氧化物－半导体场效应晶体管(MOSFET)、静电感应晶体管(SIT)和绝缘栅双极型晶体管(IGBT)等。逆变电路的开关频率一般为 20～50kHz，输出波形取决于电路结构的选择。DC/AC 逆变电路主要有半桥式逆变电路和推挽式逆变电路两种型式。高频电子镇流器的输出级电路通常采用 LC 串联谐振网络。灯的启动必须通过 LC 电路发生串联谐振，利用启动电容两端产生的高压脉冲将灯引燃。在灯启动之后，电感元件对灯起限流作用。由于电子镇流器开关频率达几十千

赫兹，故电感器只需很小体积即可胜任。

为使电子镇流器安全可靠地工作，还要设计辅助电路。有的从镇流器输出到 DC/AC 逆变电路引入反馈网络，通过控制电路以保证与高频产生器频率同步化。目前比较流行的异常状态保护电路，是将电子镇流器的输出信号采样，一旦出现灯开路或灯不能启动等异常状态，则通过控制电路使振荡器停振，关断高频变换器输出，从而实现保护功能。

二、交流电子镇流器的优点

与长期使用的电感式（亦称电磁式）镇流器比较，电子镇流器具有如下突出优点：

1. 节电效果显著。电子镇流器的节电特征主要表现在以下三个方面：

（1）增加光输出，提高灯光效。事实上，影响荧光灯光效的许多因素是由设计者和制造者决定的，用户无法控制。但荧光灯的发光效率受供电频率的影响，而该因素是可以控制的。对一些荧光灯的研究发现，荧光灯交流供电频率从 50Hz 增加到 20kHz 以上时，灯光效一般可提高 10%。在输入功率不变的前提下，荧光灯光效（η）随频率（f）变化曲线如图 1－2 所示。很显然，对于同样的光输出，采用电子镇流器取代电感镇流器后，输入功率可以减小。

（2）自身功耗低。各种气体放电灯电感镇流器功耗一般约为灯功率的 20%。40W 荧光灯电感镇流器一般为 8W，只要不大于 9W 即可符合产品标准要求。而这种灯用的电子镇流器功耗可低至 4W 以下。对于双管 58W、1500mm 飞利浦出品的节能型荧光灯，当采用电感镇流器时，则需要 2 只，每只镇流器功耗达 13W，两只则为 26W。但若采用电子镇流器，只需要一个则可

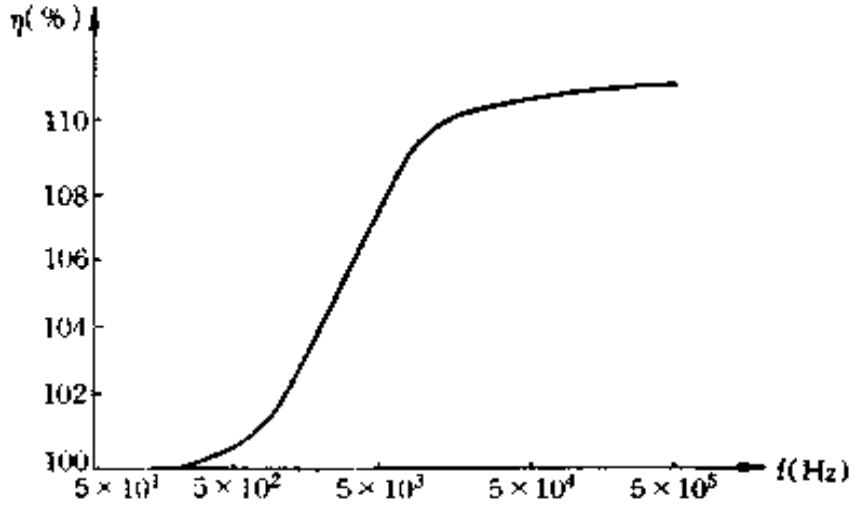


图 1-2　荧光灯光效随频率变化曲线图

驱动与控制 2 支灯，镇流器功耗仅约 8W。毫无疑问，双管及双管以上荧光灯采用电子镇流器后，节电效果更加明显。双管荧光灯电子镇流器电路与单管荧光灯电子镇流器电路比较，不同点只不过是在 DC/AC 逆变器输出端多并接一个 LC 串联支路。在电子镇流器自身损耗相同的情况下，灯功率愈大，节能效果则愈显著。

(3) 具有高功率因数。大家知道，荧光灯采用电感镇流器，功率因数一般仅为 0.5～0.6。而采取功率因数校正措施的电子镇流器，系统功率因数很容易达到 0.9 以上，甚至能达到非常接近于 1 的水平，这是采用电感镇流器难以实现的。线路功率因数的提高，在同样的发电和变电设备条件下，能够有效地提高供电能力和电源利用率，改善供电质量，节约大量的电能。

2.体积小、重量轻、无闪烁、无噪声。在工频条件下使用的电感式镇流器，大而笨重，要消耗掉大量的钢材和铜材，而且会使灯产生频闪效应；还会发出令人烦恼的蜂音。电子镇流器在 20kHz 以上的高频下工作，消除了噪声和灯闪烁现象，避免了对人的噪音干扰和眼疲劳。在高频下电子镇流器只需采用很小的

磁性元件，使重量大为减轻。16W2D 型节能灯电感镇流器重约 400 克，而该灯电子镇流器仅约 40 克。40W 荧光灯电感镇流器约重 900 克，而相应的电子镇流器仅重 150～200 克。电子镇流器体积的缩小，自镇流荧光灯实现了灯和镇流器一体化，使用 E27 螺口灯头或 B22 卡口灯头，与白炽灯座通用，能直接替换白炽灯，安装与更换十分方便。

3. 在较低的电源电压下可使荧光灯启动。电感镇流器在电网电压降至 190V 以下时，则不能将灯启动。目前我国电力供求矛盾仍然比较突出，在很多地区，尤其是广大农村，线路电压往往远低于 220V 的额定值。在用电高峰期，交流供电电压低于 160V 的情况经常发生。很多用户因使用电感镇流器，由于在较低电压下不能将灯点燃时常感到恼火。而采用电子镇流器，即使电源电压降至 130V，在室温下仍可以正常点燃。电子镇流器的这一特点，在我国倍受用户青睐。

此外，电子镇流器还可以通过采用调频或脉冲宽度调制（PWM）技术，对荧光灯进行调光。当电子镇流器的输入电压在较大范围内波动时，也可以获得稳定的光输出。电子镇流器不仅可利用工频市电电源，也可以采用直流电源供电。

第三节　电子镇流器的发展

由于高频电子镇流器较之工频电感镇流器具有一系列优点，故自其问世之后，在世界范围内尤其是在一些工业发达国家中迅速得到推广应用。

微电子技术突飞猛进地发展，促进了高频电子镇流器性能

及可靠性的不断提高。世界很多著名半导体厂商，都看准了电子镇流器所面临的巨大商机，争先恐后地推出了电子镇流器专用功率开关器件和控制集成电路(IC)系列产品，使电子镇流器在技术上不断得到创新。

就电子镇流器用功率开关器件来说，不仅有高压高速双极型晶体管，而且还有各种 MOSFET 和 IGBT 等场控型功率器件可供选用，并且日益显示出其优越性。80 年代初，飞利浦公司采用 120 余只元器件，开发了 BHF132H12 单管 32W 及 BHF232H12 型 32W 双管荧光灯电子镇流器。这种镇流器是迄今利用分立元器件设计的功能最完善的代表性产品。1984 年，西门子公司以高频电子镇流器中采用分立元器件设计的有源功率因数校正(APFC)电路为基础，率先开发出 TDA4812 等 APFC 控制器 IC，并成功地应用到电子镇流器中，使系统功率因数达 0.99 以上。从 80 年代中期开始，尤其是 90 年代，用于电子镇流器的 IC 系列品种繁多。除了 APFC 控制器 IC 外，还有高压高速自振荡驱动 IC、自振荡驱动模块和集 PFC、预热启动、自振荡驱动、可调光与各种保护功能于一身的 IC 系列产品。这些新器件的不断出现，使电子镇流器的性能价格比日益提高。

高频电子镇流器不仅用于荧光灯，而且在进入 1990 年后，开始用于高压钠(HPS)灯和金属卤化物灯等高强度放电(HID)灯。各种应急灯和霓虹灯电子变压器，实际上其核心是高频电子镇流器电路。电子镇流器在各种气体放电灯的应用中，量最大的则是自镇流荧光灯。目前在自镇流荧光灯中，电子镇流器几乎全部取代了电感镇流器。

电子镇流器是一种与气体放电灯配套使用的新型节能电子产品。绿色照明产业在世界范围内的蓬勃兴起，为电子镇流器的推广使用提供了良好的机遇。大家知道，绿色是大自然的本

色，它象征春天，同时又表示清洁宁静。人们常常以绿色向往回归大自然。所谓绿色照明，是在保证和改善照明质量的前提下，节约照明用电，减少因发电产生的SO_2、CO_2、NO_2等废气和尘埃，达到保护环境之目的。显而易见，绿色照明的核心就是节电。能源消耗与环境保护是当今世界共同关注的热点。1992年，美国环境保护署在照明领域首先发起实施“绿色照明”，获得发达国家的积极响应。我国在1996年也正式决定实施“绿色照明工程”。电子镇流器作为一种节能照明电器，自然成为实施绿色照明的重点内容之一。

由于我国半导体器件生产厂家未能及时为电子镇流器的开发提供令人满意产品，我国早期开发电子镇流器的技术起点又非常低，故与发达国家比较，国产电子镇流器存在较大差距。目前该产品在我国并未完全解决在技术性能和可靠性等方面存在的问题。尤其是对高强度大功率放电灯电子镇流器来说，仍未进入实用阶段。但随着绿色照明工程的实施，国产电子镇流器的技术水平必将迅速提高，并会在国际市场的竞争中，占有一席之地。

高频电子镇流器正在向集成化、模块化、多功能、高可靠、长寿命和大功率方向发展，它与各种新型电光源正在形成充满生机的新兴产业。

第四节　荧光灯用电子镇流器标准及其型号命名方法

一、荧光灯交流电子镇流器标准

进入80年代后，电子镇流器在世界范围内的迅速发展，引

起国际电工委员会(IEC)的高度重视。为指导该产品的开发与生产,确保产品质量,IEC T34 分委会灯用电器附件组(C 组)做了大量的工作,提出了 IEC 电子镇流器标准。

早在 1986 年,就提出 IEC928《管形荧光灯用交流电子镇流器一般要求和安全要求》草案,1990 年 6 月作为正式标准出版。1987 年又提出《管形荧光灯用交流电子镇流器的性能要求》草案,1990 年 9 月作为正式标准出版。为配合电子镇流器标准的颁布与实施,IEC T34 分委会还对荧光灯标准进行了修订,增加了灯的高频参数等内容。

80 年代后期,我国研制和生产电子镇流器的单位日趋增多。为改变许多单位无标准生产的混乱局面,提高产品质量,当时的轻工业部于 1989 年 8 月 9 日发布了 ZBK74011《管形荧光灯用交流电子镇流器的一般要求和安全要求》专业标准,并于 1990 年 2 月 1 日开始实施。1990 年 3 月,又发布了 ZBK74012《管形荧光灯用交流电子镇流器的性能要求》,于 1990 年 10 月 1 日开始实施。但考虑到当时电子镇流器的谐波含量都严重超标,故对 ZBK74012－90 标准中关于谐波含量规定要求,推迟到 1993 年开始执行,以便使生产企业在推迟期内设法将该项技术参数达到标准规定。

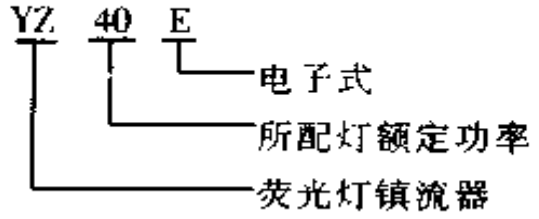
ZBK74011 与 ZBK74012 两项标准虽然是参照 IEC928 和 IEC929 标准制定的,但考虑到当时我国电子镇流器产品的实际水平,对一些条款做了一定的保留。为适应市场经济的发展,确保电子镇流器在高起点、高水平上开发与生产,国家技术监督局在 1994 年 7 月发布了 GB15143－94《管形荧光灯用交流电子镇流器 一般要求和安全要求》及 GB/T15144－94《管形荧光灯用交流电子镇流器性能要求》两项国家标准。这两个国家标准分别等同采用 IEC928(1990)和等效采用 IEC929(1990),其中前者为

强制性标准，后者为推荐性标准，均于 1995 年 1 月 1 日开始实施。

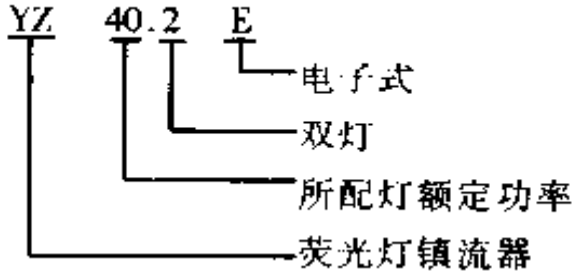
二、荧光灯电子镇流器型号命名方法

为改变电子镇流器在型号命名上存在的混乱局面，我国在 80 年代末发布了 ZBK74004《镇流器型号命名方法》专业标准。按该标准规定，电子镇流器型号命名法如下所示：

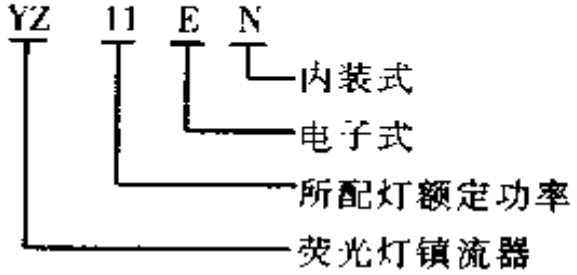
1.



2.

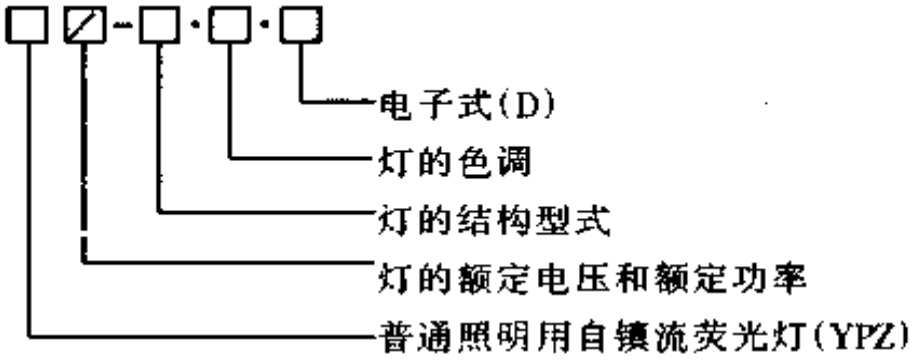


3.



上述型号命名方法是对独立式镇流器而言的。对于普通照明用自镇流荧光灯，则由灯头、镇流器和灯管组成，在不损坏其结构时是不可拆卸的一体化装置。这种自镇流荧光灯中的电子镇流器，是一种整体式镇流器。自镇流荧光灯中镇流器的型号

并不重要，人们所关心的是自镇流荧光灯的型号。根据 GB/T17263(1998)规定，电子式自镇流荧光灯型号编号规则如下：



示例：220V13W3U 型冷白色普通照明用电子式自镇流荧光灯的型号为：YPZ220/13－30·RL。

第五节　电子镇流器常用术语

与电子镇流器有关的专业术语比较多，其中有些术语和电子镇流器的性能要求还涉及电光源术语及名词。下面根据有关国家标准，对本书所使用的术语或名词，给出规定的定义和解释，以供读者参考。

交流电子镇流器：是指安装在电源与一个或几个荧光灯之间，将电源的交流电变换为较高频率的交流电，使灯(单支或多支)正常启动和稳定工作的变换器或电子装置。

独立式镇流器：是可以安装在灯具之外无需任何附加外壳的镇流器。它可以是带有合适外壳的内装式镇流器，外壳可按标志提供全部必要的防护。

内装式镇流器：是只能安装在某一灯具、盒体、外壳或类似

壳体内的镇流器。路灯柱基座内的控制室被认定为一个壳体。

整体式镇流器：此种镇流器是灯具的一个不可替换部件，不能与灯具分开来进行试验。

基准镇流器：专为试验镇流器或筛选基准灯管而设计的镇流器。主要特点是在额定频率下具有稳定的电压—电流比，相对地不受电流、温度和周围环境变化的影响。

高功率因数镇流器：GB/T15144 定义为线路功率因数达到 0.85 或 0.85 以上的镇流器。在 0.85 的数值中，已将电流波形畸变对功率因数的影响考虑在内。

电源电压：供给灯和镇流器整个回路的电压。

电源电流：供给灯和镇流器整个回路的电流。

线路功率：在镇流器和额定电源电压和额定电源频率下，镇流器和灯的组合体所消耗的功率。

线路功率因数：指镇流器和灯（一个或几只）组合体的功率因数，它等于线路有功功率与视在功率之比值，符号是 λ。视在功率等于真有效值电压与电流之积。

总谐波含量：亦称总谐波畸变、总谐波畸变率或谐波总含量。它是各次谐波分量方均根值的总和（以基波为 100%），符号为 THD。

异常状态：指镇流器处于灯开路或灯不能启动等非正常状态。电子镇流器在异常状态下，其安全性应不受损害。

预热启动：灯阴极被加热至电子发射温度后，灯才能触发启动。

非预热启动：灯电极不需加热，利用高开路电压引起电极场发射使灯触发启动。

基准灯：指适用于测试镇流器的灯。该灯与基准镇流器配套在规定条件下工作时，其电特性应接近有关灯标准中规定的

标称值。

整流效应：在荧光灯寿终时，由于一个阴极损坏或电子发射不足，引起电弧电流在连续半周期中经常不一致的效应。

灯电流波峰系数：亦称灯电流波峰因数或灯电流波峰比，指灯电流峰值与方均根值之比值。

频闪效应：指电光源的光通量随其外部或内部电压、电流及其频率而发生变化出现闪烁的现象。频闪会导致人的视觉出现疲劳。

灯寿命：指灯燃点至"烧毁"或燃点至不符合标准规定的光通维持率要求时的累计时间，单位是小时。

平均寿命(50%的灯失效时的寿命)：灯的光通维持率达到标准规定要求并能继续燃点至 50% 的灯达到单只灯寿命时的累计时间。

光通量：由辐射通量 $\Phi e(\lambda)$ 与标准光谱光视效率 $V(\lambda)$ 的乘积所导出的量。单位是流明(lm)；符号为 ϕ、Φv。在明视觉时，光通量可用下式表示：

$$\Phi = K_m \int \phi e(\lambda) \cdot V(\lambda) d\lambda$$

式中，K_m 在 555nm 处为 683lm/W。

(发)光强度：光源在包含给定方向上立体角元内发出的光通量与立体角元之比。符号为 Iv、I，单位：坎[德拉]/(cd)。

光效(即：发光效率)：光源所发出的光通量与所消耗电功率之比。符号：η_v、η；单位：流明/瓦(lm/W)。

显色指数：在特定条件下，物体用光源照明和用标准光源照明时，其颜色符合程度的量度，用数字表示其量值。它是被某光源照射的物体颜色还原好坏的定量描述，其数值越高越好。显色指数的符号是 Ra。

(光)照度：指被照物体单位面积上所接受的光通量，单位是

勒[克斯](lx)，符号是 Ev。

色温：全辐射体发出的辐射与所考虑的辐射的色品相同时，全辐射体的温度。符号：Tc；单位：开[尔文](K)。

流明系数：荧光灯在与镇流器配套工作时的光输出与灯在基准镇流器配套工作的光输出之比。

光通维持率：灯在规定的条件下燃点，灯在寿命周期内一特定时间的光通量与该灯的初始光通量之比，以百分数来表示。

单端荧光灯：一种具有单灯头的装有内启动装置或使用外启动装置并连接在外电路上工作的荧光灯。

自镇流荧光灯：含有灯头、镇流器和灯管，并使之为一体的荧光灯，这种灯在不损坏其结构时是不可拆卸的。

第二章

荧光灯的特性及其对电子镇流器的基本要求

第一节　荧光灯的结构及其特性

一、荧光灯的结构组成及其型号命名方法

家庭及工业照明用荧光灯(俗称日光灯),是一种低压汞蒸气放电灯,其大部分光是由放电产生的紫外线激发管壁上的荧光粉涂层而发射出来的。管形荧光灯主要有直管形和环形两种。图 2-1 所示是直管形荧光灯结构示意图。

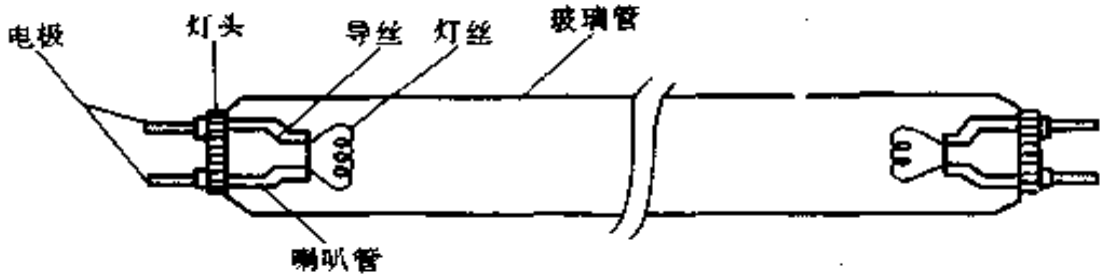


图 2-1　直管形荧光灯结构示意图

荧光灯的核心部件是管形玻壳和灯丝。管内壁涂有一层卤

磷酸钙荧光粉，管内填充有惰性气体（如氩）和低气压汞蒸气。灯丝上涂有一层能发射电子的物质，人们将这种涂有电子发射材料的灯丝称为阴极。灯丝两端与被称作导丝的支架相连接，导丝又与两个引出电极相接。导丝与玻璃喇叭管等组成芯柱，其作用是保证电导线与玻壳进行气密性封接。

目前广为流行的节能灯大多为单端荧光灯。所谓单端荧光灯，是一种具有单灯头的装有内启动装置或使用外启动装置并连接在外电路上工作的荧光灯。按单端荧光灯的放电管数量及形状，可分为 2G、4G、6G、F 和环形类，其型式具体有“H”型、“π”型、“U”型、“2H”型、“2π”型、“2U”型和“2D”型等。对于 2U、2H、3U 和 3H 型灯，又根据不同的排列方法，分 O 型和 I 型两种。O 型灯通常是生产批量较大的，在书写时通常可以省略；I 型灯通常是生产批量较小的，在书写时不能省略。单端内启动荧光灯主要型式及其主要特征详见表 2－1。

表 2－1　　单端荧光灯的主要型式及其主要特征

灯的型式	主要特征
H 型	灯的两个放电管用“接桥”法连接在一起，使灯的外形近似于“H”形
π 型	灯的顶部弯成“π”形的灯
U 型	灯的顶部弯成“U”形的灯
2U 型	灯的顶部由两个“U”形放电管并列排放并连在一起的灯
2UI 型	灯的顶部由两个“U”形放电管“一”字排放并连在一起的灯
2π 型	灯的顶部由两个“π”形放电管并列排放并连在一起的灯
2πI 型	灯的顶部由两个“π”形放电管“一”字排放并连在一起的灯
2H 型	灯的顶部由两个“H”形放电管并列排放并连在一起的灯
2HI 型	灯的顶部由两个“H”形放电管“一”字排放并连在一起的灯
3U 型	灯的顶部由三个“U”形放电管圆周排放并连在一起的灯

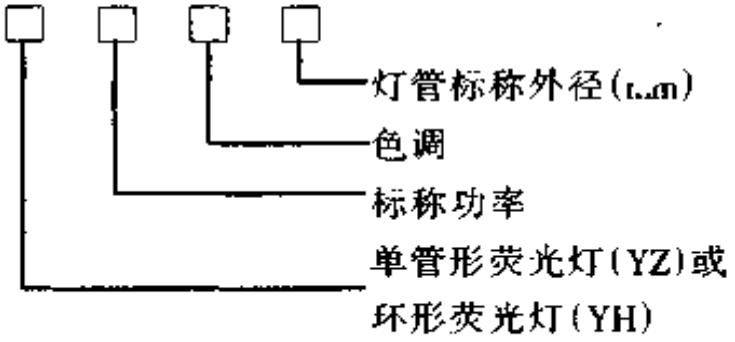
续表

灯的型式	主要特征
3U1 型	灯的顶部由三个"U"形放电管并列排放并连在一起的灯
3π 型	灯的顶部由三个"π"形放电管圆周排放并连在一起的灯
3π1 型	灯的顶部由三个"π"形放电管并列排放并连在一起的灯
2D 型	放电管弯成近似两个 D 形的灯

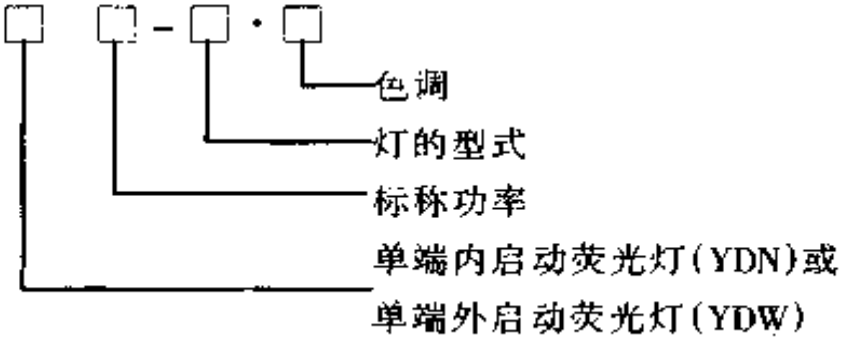
节能型单端荧光灯的灯管内壁涂有掺杂稀土金属材料的三基色(红、绿、蓝)荧光粉,这种三基色荧光灯也被称作稀土节能灯。单端节能灯的灯管内壁一般涂有双层荧光粉:第一层是卤磷酸盐普通荧光粉,与管壁接触,用作确定色温;在普通荧光粉上面,则是三基色荧光粉涂层,主要用作确定灯的显色指数。与普通荧光灯比较,三基色荧光灯具有更高的显色指数和光效。

为使镇流器与荧光灯参数相匹配,了解荧光灯型号中字母和数字代表的意义是很有必要的。

普通照明用管形荧光灯型号由四部分组成,各部分字母和数字所代表的意义如下:



单端管形荧光灯型号命名方法如下：



荧光灯型号中的色调即发光颜色，用2个字母表示，所代表的意义分别为：RR表示日光色(6500K)；RZ表示中性白色(5000K)；RL表示冷白色(4000K)；RB表示白色(3500K)；RN表示暖白色(3000K)；RD表示白炽灯色(2700K)。

例如：YZ40RR32表示管径为32mm的40W日光色直管形荧光灯；YH32RN29表示管径为29mm的32W暖白色环形荧光灯；YDN9－2U·RR表示9W2U型日光色单端内启动荧光灯；YDW16－2D表示16W2D型暖白色单端外启动荧光灯。

二、荧光灯的主要特性

与其它一些气体放电灯一样，荧光灯具有负阻特性。典型的荧光灯电压—电流($V-I$)特性曲线如图2－2所示。当施加于荧光灯两端的电压低于触发启动电压(Vstrike)时，灯呈高阻关断状态，灯中没有电流通过。一旦外加电压达到灯点火电压值，灯则导通，并且其两端电压立即降低，灯电流增大，呈现负阻特性。由于外接镇流器的限流作用，使灯电流稳定在额定值，并且灯两端的导通电压降(Von)也基本保持不变。

荧光灯的触发启动电压和正常工作时灯两端的电压降与灯管长度、灯管直径、灯管内填充气体的种类、气压与温度以及电极种类(是冷阴极还是热阴极)等因素有关。荧光灯点火启动电

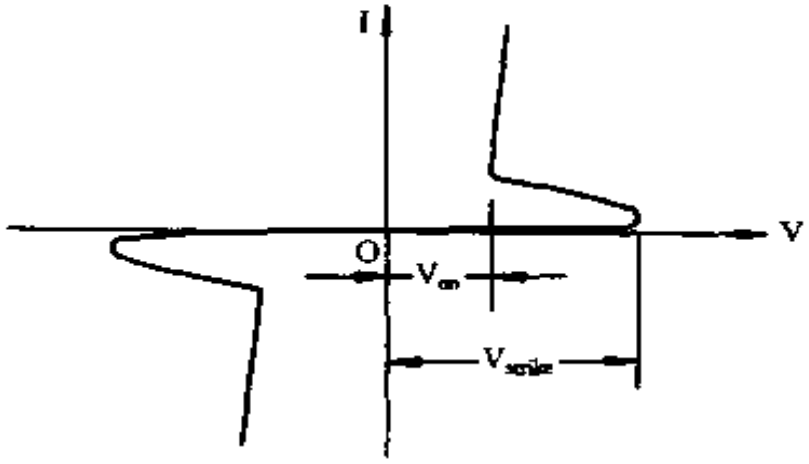


图 2-2 典型的荧光灯 $V-I$ 特性

压范围一般从 500V 到 1200V，灯引燃后稳定工作时的开态电压降典型值从 40V 到 110V。

图 2-3 所示是荧光灯在启动期间及启动后进入稳态工作时的电压(或阻抗)曲线。从图中可以看出，灯在启动点火时的电压(或阻抗)很高，在点火之后，灯两端电压急剧下降，尔后略有升高，最后进入稳定工作状态。在这一过程中，阻抗曲线与电压曲线是一致的。荧光灯在稳态条件下，可以等效为两支背靠背的稳压二极管与一个电阻相串联，如图 2-4 所示。在交流电压下，不论是正半周还是负半周，荧光灯都是可以导通的。

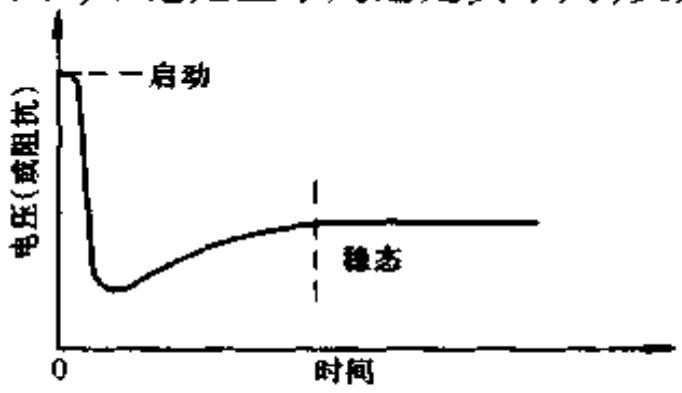


图 2-3 荧光灯电压(或阻抗)曲线

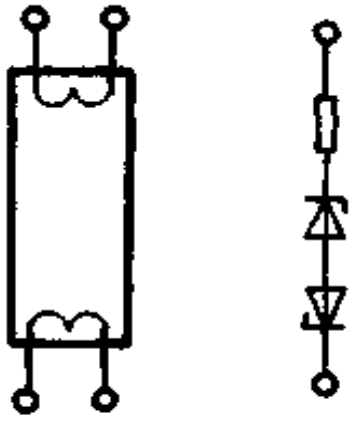


图 2-4 荧光灯在稳态工作下的等效电路

第二节　荧光灯工作原理及其主要参数

一、荧光灯工作原理

采用电感镇流器的荧光灯电路如图 2－5 所示。借助于镇流器和启动器，荧光灯可以被启动，并在启动之后能稳定地工作。与此同时，启动器还对灯阴极提供预热功能。

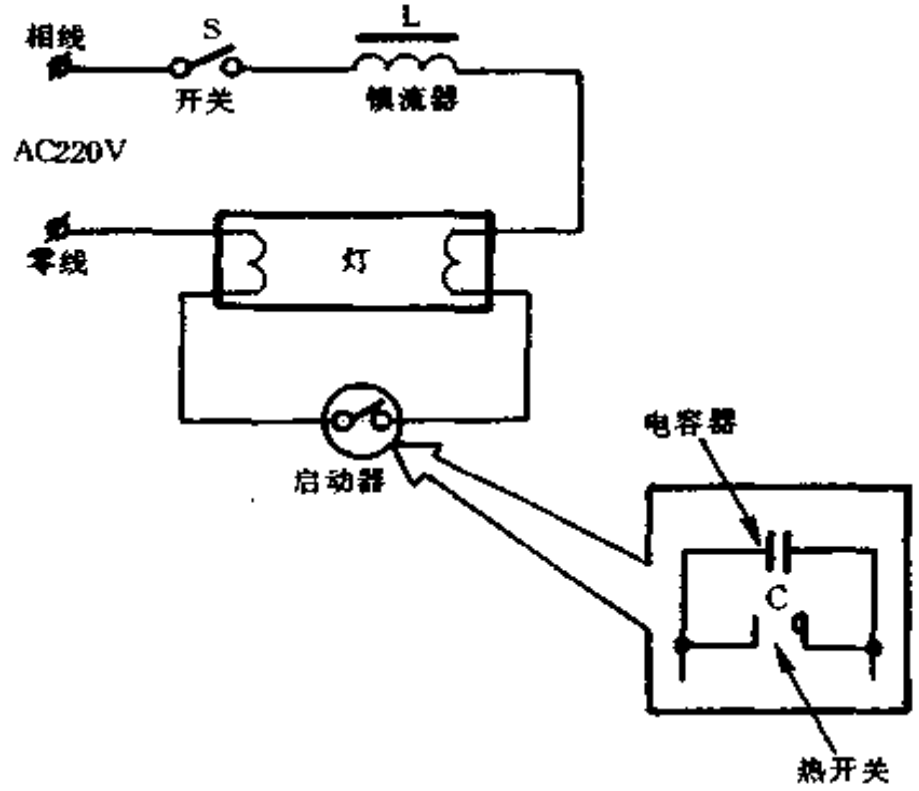


图 2－5　采用电感镇流器的荧光灯电路

启动器俗称启辉器，它主要由一个电容器和热开关所组成。热开关则由双金属片和固定电极组成，安装在充有氖气的玻璃泡内。双金属接触器通常处于断开状态。当接通电源后，由于

荧光灯呈现高阻关断状态，高压施加到启动器两端，使启动器玻璃管内的氖气发生电离，双金属片变热将开关接通，电路中有电流流过，荧光灯的两个阴极被加热。约 1 秒钟后，双金属开关冷却，启动器断开，电路中的电流突然变化为 0，在镇流器两端产生一个非常高的感应电压（$V = L \cdot di/dt$），再加上交流电源电压，使灯管内的低压汞蒸气电离，荧光灯导通引燃。管内汞蒸气被电子激发电离时会发出波长 $\lambda = 253.7nm$ 的紫外线，被荧光灯管内壁上的荧光粉所吸收，转换为光色柔和的可见光辐射出来。在灯点火后，镇流器主要起限流作用。在荧光灯进入稳态工作时，电源电压几乎是一半降落在镇流器两端。

二、荧光灯的主要参数

荧光灯参数是表征荧光灯特性的参量。不同型号的荧光灯，不仅外形尺寸和灯头不同，而且其光电参数也各不相同。荧光灯的光电参数主要有灯功率、灯（两端）电压、灯（工作及预热）电流、光通量、额定寿命和光通维持率等。表 2－2、表 2－3 分别给出了部分直管形荧光灯和部分环形荧光灯的光电参数，表 2－4 给出了管形荧光灯的额定寿命及光通维持率。

表 2－2　　部分直管形荧光灯的光电参数

灯的型号	灯的功率(W)			灯两端电压(V)			灯电流(A)		光通量(额定值)(lm)		
	额定值	实际值	最大值	额定值	最大值	最小值	工作	预热	优质品	一等品	合格品
YZ20RR	20	19.3	20.8	57	64	50	0.37	0.55	980	880	790
YZ20RL									1135	1020	915
YZ20RN									1180	1060	950
YZ20RR32				58	64	52			980	880	790
YZ20RL32									1135	1020	915
YZ20RN32									1180	1060	950

续表

灯的型号	灯的功率(W)			灯两端电压(V)			灯电流(A)		光通量(额定值)(lm)		
	额定值	实际值	最大值	额定值	最大值	最小值	工作	预热	优质品	一等品	合格品
YZ30RR YZ30RL YZ30RN	30	29.5	31.5	81	91	71	0.405	0.62	1760 2070 2145	1580 1860 1930	1420 1670 1735
YZ30RR32 YZ30RL32 YZ30RN32				84	94	74			1760 2070 2145	1580 1860 1930	1420 1670 1735
YZ40RR YZ40RL YZ40RN	40	39.5	42	103	113	93	0.43	0.65	2560 2710 2820	2300 2440 2540	2070 2200 2290
YZ40RR32 YZ40RL32 YZ40RN32				106	116	99	0.42		2560 2710 2820	2300 2440 2540	2070 2200 2290
YZ65RR YZ65RL YZ65RN	65	64	67.7	110	120	100	0.67	1.00	4170 4890 5115	3750 4400 4600	3370 3955 4135
YZ80RR YZ80RL YZ80RN	80	76	80.3	99	109	89	0.87	1.30	4725 5560 5780	4250 5000 5200	3820 4495 4675
YZ85RR YZ85RL YZ85RN	85	84	88.7	120	130	110	0.80	1.30	5225 6445 6670	4700 5800 6000	4225 5215 5395

表 2-3　　部分环形荧光灯的光电参数

灯的型号	灯的功率(W)			灯两端电压(V)			灯电流(A)		光通量(额定值)(lm)		
	额定值	实际值	最大值	额定值	最大值	最小值	工作	预热	优质品	一等品	合格品
YH20RR YH20RL YH20RN	20	20	21.5	61	67	53	0.375	0.53	890 1005 1005	800 900 900	715 805 805
YH22RR YH22RL YH22RN	22	22	23.6	62	68	55	0.400	0.600	980 1115 1115	880 1000 1000	790 895 895

续表

灯的型号	灯的功率(W)			灯两端电压(V)			灯电流(A)		光通量(额定值)(lm)		
	额定值	实际值	最大值	额定值	最大值	最小值	工作	预热	优质品	一等品	合格品
YH32RR YH32RL YH32RN	32	32	34.1	81	91	71	0.450	0.675	1560 1835 1835	1400 1650 1650	1255 1480 1480
YH40RR YH40RL YH40RN	40	40	42.5	110	120	100	0.42	0.63	2225 2560 2580	2000 2300 2320	1795 2070 2085

表 2－4　　荧光灯额定寿命及光通维持率

灯的功率(W)		额定寿命,不低于(h)			光通维持率(%),不低于			
					燃点 2000h 时			燃点 70% 额定寿命时
		优质品	一等品	合格品	优质品	一等品	合格品	
	4,6,8,12,13	5000	3000	2000	76	71	—	65
直管形	15,20	7000	5000	3000	83	77	72	70
直管形	30,36,40,65	9000	7000	5000	87	82	75	70
直管形	80,85,125	7000	5000	3000	83	77	72	70
环形	20,22,30,32,40	6000	4000	2500	78	74	—	70

单端荧光灯的基本参数见表 2－5 和表 2－6。

表 2－5　　单端荧光灯启动特性和电参数

灯的类别	标称功率(W)	额定功率(W)	灯电压(V)			灯电流(A)①		灯启动电压	灯启动时间
			额定值	最小值	最大值	工作电流	预热电流	不大于(V)	不大于(s)
2G 类	5	5.4	35	30	40	0.180	0.190	198	10
	7	7.1	47	42	52	0.175			
	9	8.7	60	54	66	0.170			
	11	11.8	90	81	99	0.155			
	18	18	100	90	110	0.220	0.280		
	24	24	87	77	97	0.345	0.510		
	28	28.4	108	98	118	0.320	0.410		
	36	36	106	96	116	0.435	0.650		
4G 类	7	7.1	45	40	50	0.180	0.190		
	9	8.7	60	54	66	0.170			
	10	10	64	58	70	0.190	0.210		
	11	11.8	90	81	99	0.155	0.190		
	13	13	91		101	0.175	0.210		
	18	18	100	90	110	0.220	0.280		
	26	26	105	95	115	0.325	0.420		
6G 类	13	13	91	81	101	0.175	0.210		
	18	18	100	90	110	0.220	0.280		
	26	26.5	105	95	115	0.325	0.420		
F 类	10	10.5	72	65	79	0.180	0.215		
	16	16	103	93	113	0.195	0260		
	21	21	102	92	112	0.260	0.310		
	28	28	108	98	118	0.320	0.410		
	38	38.5	110	100	120	0.430	0.580		
环形	22	22	62	55	69	0.400	0.600		
	32(D29)	32	84	74	94	0.450	0.675		
	32(D32)	32	81	71	91				
	40(D29)	40	115	105	125	0.415	0.630		
	40(D32)	40	110	100	120	0.420			

① 参考值，不考核。

表 2-6　　单端荧光灯的光通量

灯的类别	标称功率(W)	额定值(lm)		
		RR,RZ	RL,RB	RN,RD
2G 类	5	215	220	225
	7	325	340	355
	9	500	520	535
	11	650	670	695
	18	1 100	1 140	1 180
	24	1 500	1 545	1 600
	28	1 780	1 835	1 900
	36	2 320	2 400	2 480
4G 类	7	310	320	335
	9	490	510	525
	10	540	560	580
	11	620	635	660
	13	780	810	830
	18	1080	1 120	1 155
	26	1 555	1 600	1 650
6G 类	13	770	800	825
	18	1 070	1 105	1 145
	26	1 545	1 590	1 645
F 类	10	590	610	630
	16	960	1 000	1 050
	21	1 270	1 320	1 380
	28	1 800	1 820	1 850
	38	2 600	2 580	2 630
环形	22	980	1 115	1 115
	32	1 560	1 835	1 835
	40	2 225	2 560	2 580

根据荧光灯的型号,可以知道荧光灯的基本参数。在荧光灯的光电参数中,灯两端额定电压和灯工作电流是设计镇流器不可缺少的重要条件。对于电感式镇流器,电感量是最重要的

一个参数，而电感量是输入交流电源频率和灯特性的函数。现以 YZ40RR32 型荧光灯为例，来具体说明镇流器电感值的确定方法。

YZ40RR32 型荧光灯的额定电压 $Von = 106V$，灯工作电流 $I = 0.42A$。若交流电压是 220V/50Hz，镇流器两端的电压降则为：$V_L = 220V - 106V = 114V$，镇流器阻抗 Z_L 为：

$$Z_L \approx \frac{V_L}{I} \qquad (2-1)$$

将 $V_L = 114V$ 和 $I = 0.42A$ 代入公式 2－1，得到：

$$Z_L = \frac{114V}{0.42A} = 271.4(\Omega)$$

由于 $Z_L = L \cdot W = 2\pi fL$ (2－2)

公式中，$f = 50Hz$，所以电感量为：

$$L = \frac{Z_L}{2\pi f} = \frac{271.4}{2 \times 3.14 \times 50} = 0.86(H)$$

确定了镇流器的电感量，就可以根据有关公式计算铁芯尺寸、漆包线线径和匝数。

对于电子式镇流器，其输出网络大多采用 LC 串联谐振型式。在串联谐振式电子镇流器中，同样有一个稳流扼流圈与荧光灯相串联。与电感式镇流器相比，由于电子镇流器工作频率在 20kHz 以上，因此，LC 串联谐振电路中扼流圈的电感值非常小，一般仅为数毫亨(mH)。计算这只稳流扼流圈的电感值，同样需要以荧光灯电参数和镇流器的输出频率等条件为依据，以保证电子镇流器与所配接的荧光灯参数相匹配，使镇流器满足荧光灯启动及正常燃点时的要求。

第三节　荧光灯对电子镇流器的基本要求

当荧光灯与电子镇流器配套工作时，为保证荧光灯能正常点燃，对灯的性能不造成损害，电子镇流器必须具备以下主要功能：

1. 给灯两端提供一个足够高的启动电压，使灯点火成功。目前，多数电子镇流器是通过 LC 串联电路发生串联谐振产生高压脉冲，施加于灯管两端将灯启动引燃的。对于高强度放电灯电子镇流器，必须产生 3～5kV 的高压点火脉冲，才能将灯启动。这一比普通荧光灯高数倍的启动电压，一般是通过触发启动电路中的升压变压器获得。对于阴极预热式荧光灯，在灯启动点火之前，电子镇流器还必须对灯阴极进行预热，而且预热时间不小于 0.4s，阴极预热电压或电流必须符合产品标准的规定要求。

2. 在灯点火之后，为灯提供一个大小合适而且稳定的工作电流。灯电流若高于其额定工作电流，会影响灯的使用寿命。但若灯电流偏小，则会影响灯光效。电子镇流器的输出功率、施加于灯两端的电压和给灯提供的实际电流必须与所配接的灯参数相匹配。

3. 必须将电流谐波含量控制在标准规定限值之内，以防止对电网造成严重污染，并获得高功率因数。如果电子镇流器不

采取谐波滤波和 PFC 措施，输入电流波形会出现严重畸变。过高的电流谐波含量会使交流供电电源的中线电流增大，引起中线超负荷，影响电力系统的安全经济运行。尤其是当电子镇流器在商场这类公共场合密集使用时，往往会使电子镇流器出现成批损坏，甚至会引起火害。同时，谐波含量还与线路功率因数密切相关。如果对电子镇流器的电流谐波不采取抑制措施，线路功率因数会降低到 0.6 以下的水平，这是不能允许的。另外，由于电子镇流器的开关频率达 20～60kHz，故必须将其电磁干扰(EMI)和射频干扰(RFI)降低到可以接受的程度。

4. 必须具有较高的安全性与可靠性。

尽管电子镇流器较之电感镇流器具有许多突出的优点，但如果其安全性与可靠性没有最基本的保证，也将失去其实用价值。对电子镇流器安全性及可靠性的基本要求是：在灯没有接入或灯不能启动等异常条件下，镇流器应不受损害；镇流器用绝缘材料，应具有足够的耐热和耐火性能；镇流器用零部件，应具有良好的防潮湿和防腐蚀性能；镇流器应充分具备防止意外接触带电体的保护，镇流器在故障状态下工作时，不得产生易燃气体，不得喷出火焰或熔化金属，也不得使防止意外接触带电体的保护装置受到损伤；镇流器必须能经受住产品标准规定条件下的耐久性试验。

以上这几项基本要求，在电子镇流器产品标准 GB15143 和 GB/T15144 中，都有明确的规定。对荧光灯交流电子镇流器的性能要求和安全要求，是设计和生产电子镇流器的指南，是电子镇流器必须具有和达到的基本条件。

第三章

输入与整流滤波电路

荧光灯交流电子镇流器的输入电路主要由电磁干扰(EMI)滤波器和保护元件所组成,它置于交流电源进线与整流电路之间。随着对电子镇流器性能要求与安全要求的不断提高,尤其是对 20W 以上较大功率的电子镇流器而言,输入电路的设计已成为不可忽略的问题。

第一节　电磁干扰(EMI)滤波器

所谓电磁干扰(EMI),是因电磁波造成设备、传输通道或系统性能降低的一种电磁现象。人们常说的射频干扰(RFI),实际上从属于 EMI。目前电磁干扰的范围和内容不仅仅局限于高频连续波的辐射与传导干扰,同时人们更多的是要考虑各种各样的电磁脉冲(EMP)的干扰。电磁干扰所造成的电磁污染,与水污染和空气污染,被称为当今人类社会的三大污染源。电磁污染作为威胁电子电气设备安全经济运行和威胁人类健康和社会

生活的“黑客”,已日益引起国际社会的重视,并陆续制定了一系列相应的标准和措施对其进行限制。

EMI 的来源,既有外界的,也有内部的;有人为的,也有非人为的因素。事实上,每台机电、电子电器设备都可以看作是外部 EMI 源。除了像无线电和电视广播那样的播送设备、手提式无线电话、雷达和电子导航系统等射频设备,还有家用电器、计算机、办公自动化设备、荧光灯、电力线、电子测量仪器和机动车辆等均可视为 EMI 发射源。这类干扰源无处不在,简直是数不胜数。除人为的因素外,还有闪电、宇宙噪声、太阳辐射和太阳黑子等自然干扰源。电磁干扰会严重影响电子电气设备的正常运行,甚至会使电子元器件发生永久性的损坏。因此,必须采取措施对其给予充分地抑制。

EMI 以辐射和传导两种方式传播。能量通过磁场或电场耦合,或以干扰源与受扰设备间的电磁波形式传播,称为辐射方式。传导发射是指 EMI 能量通过电源线、数据线、公共地线等而产生或接收。传导干扰有差模(DM)和共模(CM)两种类型。差模(对称模式)干扰在系统两电源线(相线与中线)间产生干扰电压,而与地线无关。差模电流从一电源线流出,从另一电源线返回。共模(非对称模式)噪声在每一电源线与地间产生干扰电压。共模电流从干扰源通过分布电容入地,沿地线传播,再经每一电源线返回。

目前抑制 EMI 的技术措施有屏蔽、接地(浮地、单点地和接地网)与滤波。其中,滤波技术是抑制传导干扰最有效和最经济的手段。由于各种干扰在系统接口处最为严重,故 EMI 滤波器均插入到系统电源线的入口处。

荧光灯交流电子镇流器输入电路中的 EMI 滤波器有 C 型(纯电容)、L 型(一个电感、一个电容)、T 型(两只电感、一个电

容)、π型(一个电感、两只电容)、双π型(对称绕在同一磁芯上的两个电感、两只电容)等。对于较大功率的电子镇流器,其输入电路中的EMI滤波器大多采用以双π型滤波器为基础的复式混合型结构。目前被广为采用的EMI滤波器电路如图3-1所示。

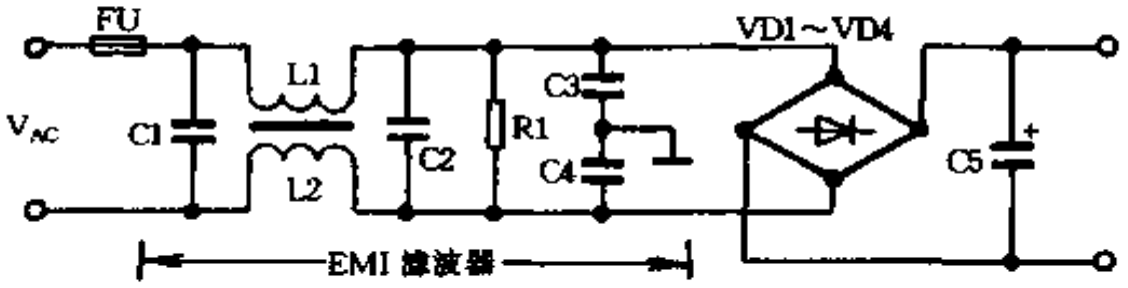


图3-1 电子镇流器输入端EMI滤波器电路

在图3-1中,L1与L2、C1与C2和C3与C4组成EMI滤波器,用于差模—共模方式的EMI/RFI的抑制。在元件数值上,$L_1 = L_2, C_1 = C_2, C_3 = C_4$。$L_1$和$L_2$对共模干扰信号(非对称干扰电流)呈现高阻抗,而对差模信号(对称干扰电流)和电源电流呈现低阻抗,这样就保证了对电源电流的衰减甚微,而同时又抑制了电流噪声。通常L1、L2对称地绕在同一磁芯上,这样可以在正常工作电流范围内,由于磁性材料产生的磁性互相补偿,从而能避免磁通饱和。但是对于不对称干扰(共模)信号来说,这两个线圈产生的磁场是相互加强的,对外呈现出的总电感明显加大,于是,对称的干扰信号就被L1、L2和C1、C2大大地抑制了。

L1、L2与C1~C4组成的EMI滤波器,实际上是一种低通滤波器。由于电感对射频起阻流作用,而小电容对射频近似于短路,因此EMI滤波器对射频干扰的抑制作用是不难理解的。在滤波器阻抗与干扰源阻抗失配的情况下,能迫使干扰源产生的干扰信号沿干扰源进入的方向反射回去,从而有效地抑制了干

扰信号的影响。EMI 滤波器既抑制了来自电网的电磁干扰，同时对电子镇流器自身产生的电磁干扰也起衰减作用，以保证电网不受污染。

在选择 EMI/RFI 滤波器元件时，应保证使滤波器的谐振频率远远低于电子镇流器的工作频率。

为进一步抑制对称或不对称的干扰信号，可在交流输入电路中再插入电感 L3 和 L4，如图 3－2 所示。L3、L4 的插入，能够限制 C2 的充电电流，进一步降低射频干扰。

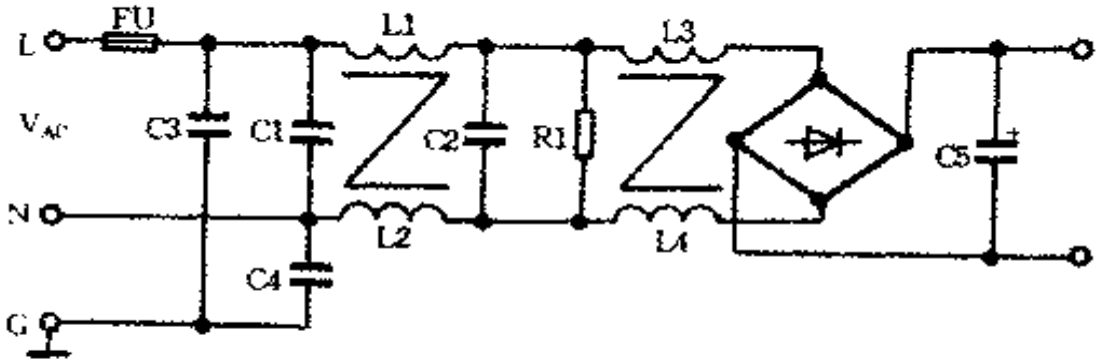


图 3－2　改进的 EMI 滤波器电路

必须指出的是，传统的滤波器设计方法并不适用于 EMI 滤波器。EMI 滤波器要求有尽可能宽的阻带和失配工作条件。除工频外，其它频率都可视为是有害的干扰频率。无论 EMI 滤波器输入端连接的源(公共电网)阻抗或输出端的负载阻抗怎么随机变化，都要求滤波器有足够高的插入损耗。EMI 滤波器的插入损耗($I \cdot L$)定义是没有滤波器时，干扰电压在负载上的电压 V_1 与插入滤波器后，干扰电压在负载上的电压 V_2 之比，即 $I \cdot L = 20\lg(V_1/V_2)$。而经典的滤波衰减定义是电压转移比，即滤波器输入端电压 V_1' 与滤波器输出端负载电压 V_2 之比，显然 $V_1 \neq V_1'$，所以经典的滤波器设计方法并不适用于 EMI 滤波器。EMI 滤波器 L 和 C 元件参数的计算是相当复杂的。EMI 的高频插入

损耗同时与滤波器内部安装结构和元件高频参数密切相关。因此，EMI 滤波器一般需要专业生产厂家提供。在正确选用滤波器之前，电子镇流器内部布局、布线必须合理设计，以提高抗 EMI 的效果。

第二节　输入保护元件

为提高电子镇流器的可靠性与安全性，需要对其采取一些保护措施。电子镇流器输入线路的保护手段主要有过电压保护和过电流保护。输入保护元件的放置如图 3－3 所示。图中，FU 为保险丝，用作过电流保护；RT 是负温度系数(NTC)热敏电阻，用作抑制接通电源瞬间的浪涌电流冲击；RV 是氧化锌压敏电阻，用作瞬态电压抑制器。

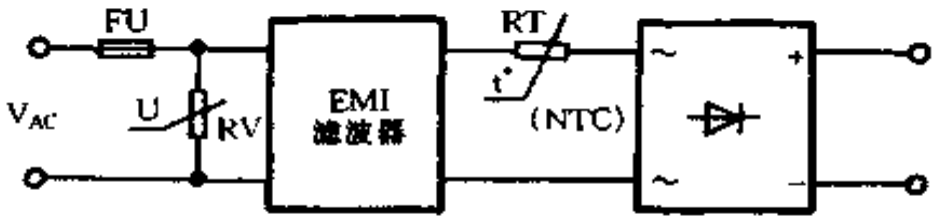


图 3－3　电子镇流器输入保护元件放置图

一、NTC 热敏电阻

NTC 热敏电阻在工作温度范围内，阻值随温度的增加而减小，即电阻温度系数为一负值。温度每变化 1℃时的电阻值的变化率，称为电阻温度系数，一般用 a_T 表示，单位为 1/℃。其表达式为：

$$\alpha_T = \frac{\Delta R_T / R_T}{\Delta T} \qquad (3-1)$$

式中，ΔR_T：温度变化前和变化后的电阻值的差值；

R_T：温度变化前的电阻值；

ΔT：温度变化值(℃)；

电阻温度系数表示热敏电阻对温度的灵敏度。NTC 热敏电阻的温度系数一般为 $-(1\sim6)\times10^{-2}$/℃。生产厂家给出的 NTC 热敏电阻的阻值，是指在 25℃时测量的电阻值(亦即标称阻值)。在电子镇流器中采用 NTC 热敏电阻作为抑制浪涌电流元件，一般是将其串联在交流输入端，也可以串联在经过桥式整流后的直流母线上。电子镇流器在加电时，由于滤波电容的充电会产生很大的浪涌电流。在接通电源瞬间，NTC 热敏电阻的阻值较大，它限制了浪涌电流。当滤波电容开始充电时，充电电流通过 NTC 热敏电阻，开始对其加热。由于 NTC 热敏电阻具有负温度系数，随温度升高，其电阻值下降。在负载电流达到稳态时，NTC 热敏电阻的电阻值降至最小，因此，并不影响电子镇流器的效率。

抑制电子镇流器浪涌电流用 NTC 热敏电阻部分产品的主要性能指标见表 3－1。

表 3－1　抑制浪涌电流用 NTC 热敏电阻部分产品主要性能

型　　号	常温电阻值(Ω)	最大工作电流(A)	适用电子镇流器功率(W)	生产厂家
NSP8D05R	5	1.0	20－40	浙江东阳市三星电子公司
NSP8D10R	10	0.8		
NSP8D15R	15	0.7		
NSP8D22R	22	0.6		
NSP8D33R	33	0.5		

续表

型　　号	常温电阻值(Ω)	最大工作电流(A)	适用电子镇流器功率(W)	生产厂家
NSP10D10K	10	3.0	40－80	浙江东阳市三星电子公司
NSP10D15K	15	2.5		
NSP10D22K	22	2.5		
NSP10D33K	33	1.5		
NSP13D05R	5	4.0	80－160	
NSP13D10R	10	4.0		
NSP13D20R	20	3.0		
NTC16D－7	16	0.7	≤11	南京科敏电子电器厂
NTC22D－7	22	0.6		
NTC33D－7	33	0.5		
NTC10D－9	10	2.0	20－40	
NTC16D－9	16	1	≤20	
NTC22D－9	22	1		
NTC33D－9	33	0.8		
NTC10D－11	10	3.0	40－80	
NTC16D－11	16	2.5		
NTC22D－11	22	2.0	20－40	
NTC33D－11	33	1.5		
7NSP16	16	0.7	≤11	威海环翠电子材料厂
7NSP22	22	0.6		
7NSP33	33	0.5		
9NSP10	10	2.6	20－40	
9NSP16	16	1	≤20	
9NSP22	22	1		
9NSP33	33	0.8		
11NSP10	10	3.0	40－80	
11NSP16	16	2.5		
11NSP22	22	2.0	20－40	
11NSP33	33	1.5		

二、输入瞬变电压保护元件

输入瞬变电压保护元件主要有压敏电阻器和瞬态电压抑制器(TVS)等几种,它们都是并接在两根交流电压输入线之间,并且均置于保险丝之后的输入回路中。

1. 压敏电阻

压敏电阻是一种在某一特定的电压范围内其电导随电压的增加而急剧增大的敏感元件。压敏电阻的种类很多,其中具有代表性的当首推氧化锌压敏电阻。用作交流电压浪涌吸收器的压敏电阻具有正反向对称的伏安特性,如图 3-4 所示。在一定的电压范围内,其阻抗接近于开路状态,只有很小的漏电流(微安级)通过,故功耗甚微。当电压达到一定值后,通过压敏电阻的电流陡然增大,而且不引起电流上升速率的增加,也不会产生续流和放电延迟现象。压敏电阻的瞬时功率比较大,但平均持续功率却很小,故不能长时间工作于导通状态。

荧光灯交流电子镇流器输入电压一旦因电网附近的电感性开关或雷电等原因产生高压尖峰脉冲干扰,或万一因电源错相引入380V 的瞬变高电压,具有可变电阻作用的压敏电阻则从高阻关断状态立即转入低阻导通状态,瞬间通过大电流,将高压尖峰脉冲或市电过电压吸收、削波和限幅,从而使输入电压达到安全值。当压敏电阻通过大电流时,往往还会烧断保险丝,这就避免了电子镇流器中的电子元器件造成致命的损坏。

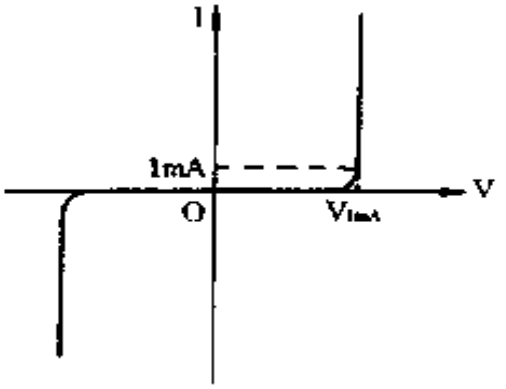
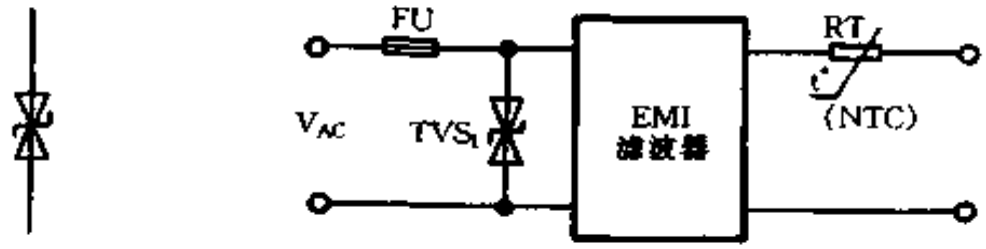


图 3-4　压敏电阻的伏安特性曲线

在压敏电阻的选用上，要注意压敏电压和通流量两个参数的选取。压敏电压即标称电压，是指压敏电阻在一定的温度范围内和规定电流（通常为 1mA 或 0.1mA）下的电压降。压敏电阻的标称电压必需高于实际电路的电压值。当输入电压为 220V（有效值）时，压敏电阻的压敏电压一般应不小于 $220\sqrt{2}\times 1.4V = 433.5V$，实际上大多选择 470V。压敏电阻的通流量表示其承受浪涌的能力。为不影响压敏电阻的使用寿命，对通流量参数的选取应留有充分的余量。

2. 瞬态电压抑制器（TVS）

TVS 是一种硅 PN 结高效保护器件。用于电子镇流器交流电压输入线路中的 TVS，应选用轴向引线封装的双极性器件。双极性 TVS 的内部结构实际上是两支背靠背的特种稳压二极管，图形符号如图 3－5(a)所示。图 3－5(b)是其在交流电压输入端的应用电路。



(a) 双极性TVS 图形符号　　(b) TVS在交流电压输入电路中的应用

图 3－5　瞬态电压抑制器（TVS）的图形符号及其在交流电压输入端的应用电路

双极性的 TVS 具有与压敏电阻相似的正反向对称的伏安特性。当 TVS 的两极受到反向瞬变过电压高能量冲击时，它能以小于 10^{-8}s 响应时间，将两端的高阻抗变为低阻抗，并能承受很大的脉冲电流，将两极间的电压钳位于一个安全值。

在选用 TVS 作为电子镇流器交流电压输入线路的瞬态电

压保护元件时，要求 TVS 的额定反向关断电压应大于或等于电路的最高工作电压，TVS 的最大钳位电压应小于被保护电路的损坏极限电压，TVS 的最大峰值脉冲功率必须大于输入电路可能出现的峰值脉冲功率，TVS 的最大峰值脉冲电流应大于瞬态浪涌电流。

目前不仅有各种进口 TVS 产品，而且国内已有一些厂家生产这种瞬态电压抑制保护元件。在具体选用 TVS 时，可根据生产厂家提供的参数资料并结合电路的需要确定合适的型号。

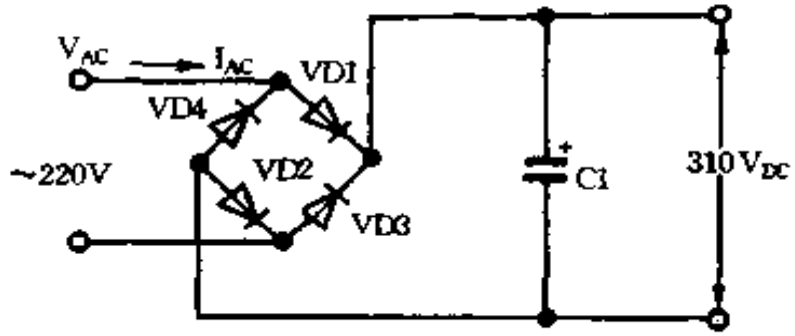
第三节　整流滤波电路

荧光灯交流电子镇流器都是利用桥式整流电路将交流电源转换成直流电源的。未采取功率因数校正(PFC)措施的电子镇流器，大多都是采用电解电容作为滤波器，将全桥整流电路输出的脉动直流电压变成纹波较小的平滑直流电压，作为高频逆变器的供电电源。

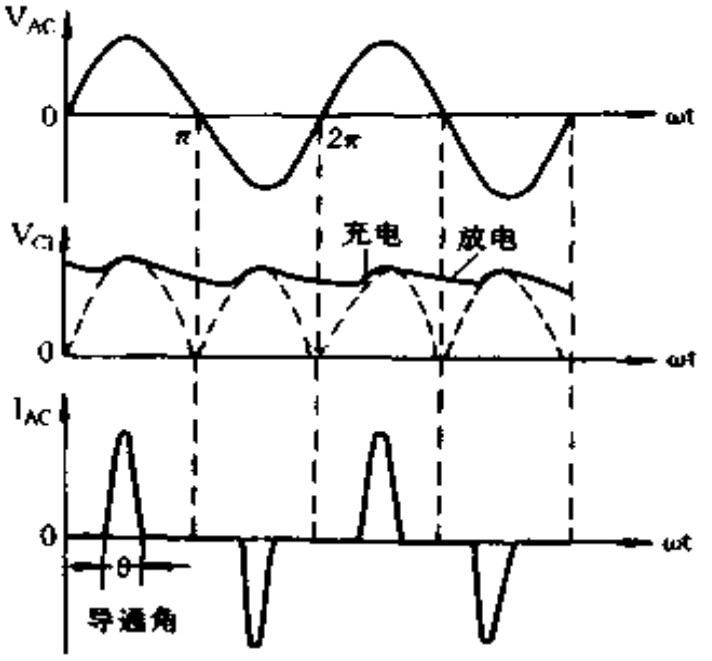
一、桥式整流电容滤波电路

桥式整流电容滤波电路如图 3－6(a)所示。

在图 3－6(a)中，在单相交流电压的正半周，整流二极管 VD1、VD2 导通，电流流过 VD1、负载和 VD2，回到交流电源的负端。当 VD1、VD2 正向导通时，VD3、VD4 因加反向电压而截止。在交流电压的负半周，VD1、VD2 截止，VD3、VD4 导通，电流流经 VD3、负载和 VD4，回到交流电源的负端。由此可见，负载在一



(a)桥式整流电容滤波电路



(b)输入及输出波形

图 3-6　桥式整流电容滤波电路及其相关波形

个周期内都有电流流过，而且始终是一个方向。图 3-6(b)给出了输入交流电压 V_{AC}、滤波电容 C1 两端的电压 V_{C1}和输入电流 I_{AC}的波形。

若不加滤波电容 C1，桥式整流器输出脉动直流电压，频率是交流输入电压频率的 2 倍，并保持正弦半波波形。加了滤波电容 C1 之后，通过 C1 周期性地充电和放电，则可获得纹波比较

小的直流电压。由于只有在交流输入电压瞬时值高于整流滤波电压时，桥式整流器中的二极管才因正向偏置而导通，而在交流输入瞬时电压幅值低于整流滤波电压时，整流二极管则因反向偏置而截止，故整流二极管只有在交流电源电压峰值附近才导通，导通角 θ 远小于 π。由于大容量滤波电容 C1 的存在，交流输入电流 I_{AC} 波形出现严重畸变，不再是正弦波形，而呈幅值很大的尖峰脉冲。这种电流波形的高次谐波含量很高，致使线路功率因数降低到 0.5～0.65，这是人们所不期望的。解决这个问题的技术措施就是采用 PFC 电路。

二、倍压整流滤波电路

为适应世界范围的工频市电电压，使电子镇流器不仅能在 180～260V 的输入交流电压下工作，同时也可应用于日、美等国工频市电电源电压为 90～130V 的场合，可以设计选择开关，以实现两种输入交流电压的转换，如图 3－7 所示。

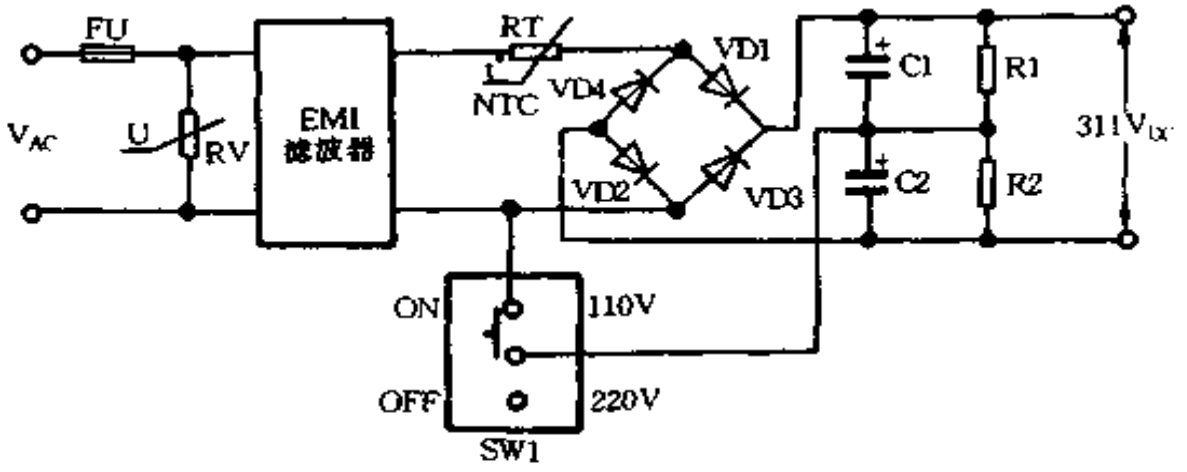


图 3－7　带 110V 和 220V 工频市电选择开关的电子镇流器整流滤波电路

在图 3－7 中，当开关 SW1 接通 110V 的交流输入电压时，VD1、VD2 和 C1、C2 组成倍压整流滤波电路，其中，C1 = C2。在

交流电的正半周，二极管 VD1 导通，电容 C1 被充电到交流电压的峰值，即 $110\sqrt{2}\approx155.5$V。在交流电的负半周，二极管 VD2 导通，电容 C2 也被充电到约 155.5V。于是，电路输出直流电压为电容 C1 和 C2 上充电电压之和，即约为 155.5V + 155.5V = 311V。当 SW1 置于 OFF 时，交流输入电压为 220V，此情况下，二极管 VD1 ~ VD4 和 C1、C2 组成桥式整流滤波电路，可同样产生空载约为 311V 的直流电压。

在图 3 - 7 中，分别并联于电容 C1、C2 两端的 R1、R2，被称为均压电阻。只要 R1 = R2，则可以保证 C1 和 C2 两端电压相等，从而提高 C1 和 C2 的使用寿命。在电源关断时，R1 和 R2 还给电容提供了放电通路。

第四章

电子镇流器逆变器电路的基本类型

荧光灯交流电子镇流器逆变器，是电子镇流器电路中最基本同时也是最关键的组成部分。电子镇流器逆变电路是一个DC/AC电源变换器，其功能就是产生20kHz以上的高频电压和电流。高频信号的波形取决于逆变器电路型式的选择。

电子镇流器逆变器的基本类型主要有回扫式逆变器、推挽式逆变器、半桥式逆变器和全桥式逆变器等几种。其中，半桥式逆变器最为流行。

第一节　回扫式逆变器电路

电子镇流器用回扫式逆变器一般都采用低压直流电源供电，主要用于4～13W的手提灯、休闲灯和应急灯等小功率电子镇流器电路中。典型的低压回扫式逆变器电路及相关波形如图4－1所示。

在图4－1(a)中，时间常数元件R_b和C_b、晶体管VT1和脉

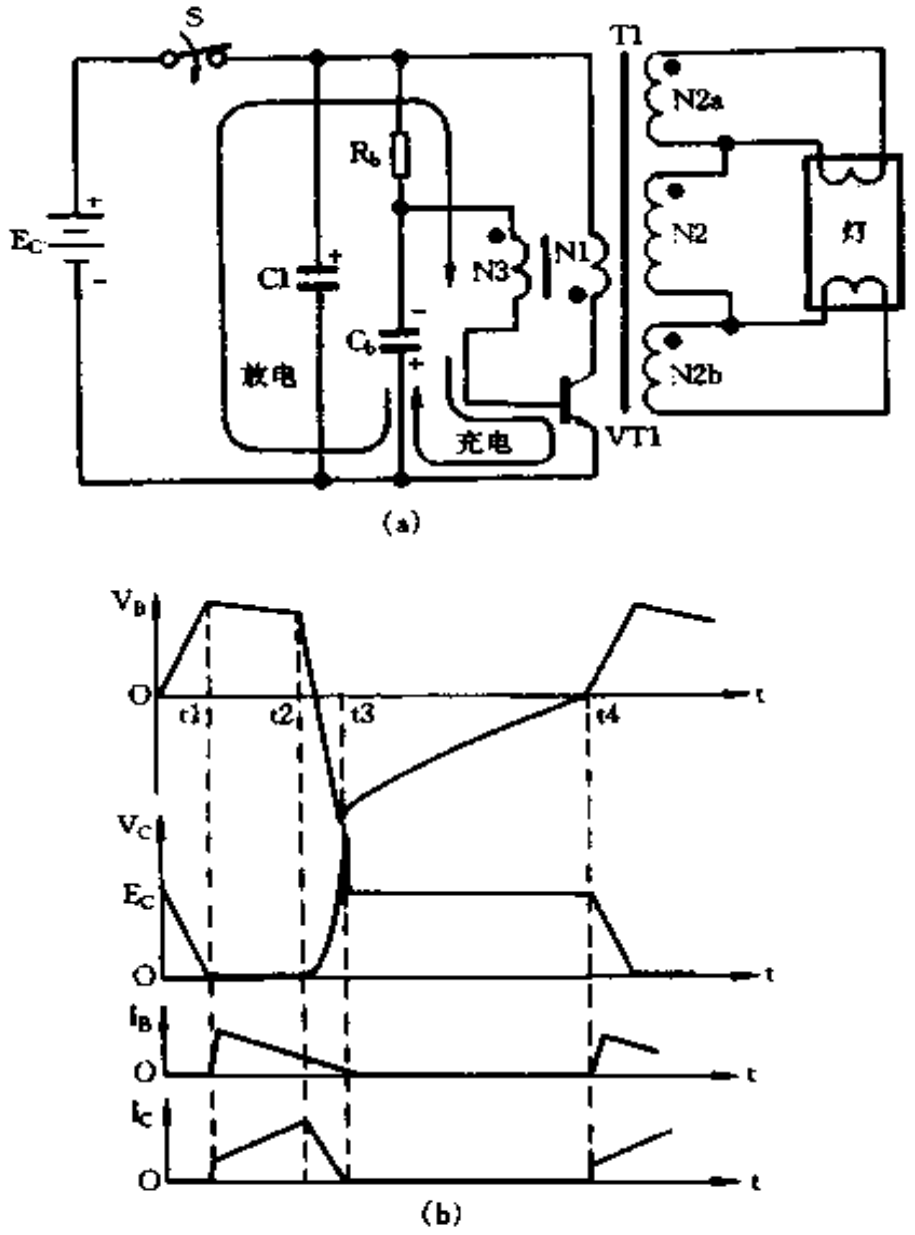


图 4－1　低压回扫式逆变器电路及相关波形

冲变压器 T1 的初级绕组 N1 及与 VT1 基极相连接的辅助绕组 N3 等，组成高频振荡电路。荧光灯点燃所需要的高频高压电源通过 T1 升压获得。电路工作过程如下：

接通电源，流经电阻 R_b 的电流对电容 C_b 充电，C_b 上的电压缓慢升高。当 C_b 上的电压达到硅开关晶体管 VT1 发射结的阈值电压（约 0.6V）以上时，VT1 导通，基极电流 I_B 从 0 开始增

加，产生集电极电流 I_C。随 I_C 的增加，在变压器 T1 初级绕组 N1 两端产生感应电势，其方向是阻止 I_C 的增加，即上端为正、下端为负，其结果是使 VT1 集电极电压 V_{CE}下降，同时通过互感在 T1 的辅助绕组 N3 上感应出电势。根据变压器同名端情况，N3 上端为负，下端为正，从而使 VT1 基极电位升高，I_B 进一步增加，这又使 I_C 进一步增加。这种连锁式的正反馈像雪崩一样，在瞬间内使 VT1 从截止跃变到饱和导通，VT1 集电极电位下降到饱和压降 $V_{CE}(sat)$，接近于零，这就是脉冲前沿阶段（0～$t1$）。在晶体管进入饱和状态后，$I_B > I_C/\beta$（β 为晶体管共发射极电流放大系数），基极电流失去对集电极电流的控制，I_B 增加时 I_C 不再增加，正反馈过程也就停止，变换器由脉冲前沿阶段转入平顶过程。在脉冲平顶阶段（$t_1 \sim t_2$）中 VT1 一直处于饱和状态，它与前沿阶段相比是一个相对缓慢变化的过程。由于前沿阶段时间很短，电容 C_b 上的电压变化很小，进入平顶阶段后 C_b、r_{be}（VT1 发射结正向电阻）充电回路对 C_b 继续充电，其充电电流 I_B 逐渐减小。晶体管饱和导通后，变压器 T1 初级绕组 N1 中流过线性上升的磁化电流，它流经 VT1 的集电极使 I_C 逐渐增大。这样，一方面 I_B 下降，另一方面 I_C 上升，当达到 $I_B = I_C/\beta$ 时，VT1 退出饱和区而进入放大区，于是平顶过程结束而转入后沿阶段。晶体管一进入放大区，连锁式的正反馈再次开始，但与前沿情况正好相反。I_b 减小，I_C 随之减小，V_{CE}上升，通过变压器正反馈，V_B 下降，从而使 I_B 进一步减小，I_C 进一步减小，这一雪崩过程使晶体管从放大区跃变到截止区，这就是后沿阶段（$t_2 \sim t_3$）。晶体管截止后，电容 C_b 通过电源和电阻 R_b 放电，电容上电压按指数规律缓慢下降，故晶体管截止期较长，此阶段称为恢复阶段（$t_3 \sim t_4$）。当 C_b 上电压升高到 VT1 的基极正向偏置导通后，再次进入前沿阶段。

振荡器频率主要由 C_b、R_b 及 N1 的电感量和 N3 和 N1 的匝数比决定。振荡器产生的高频电压经 T1 升压使灯启动工作。高压脉冲的大小取决于 N2 与 N1 的比率。变压器不仅提供正反馈触发振荡器建立振荡，将振荡脉冲升压驱动灯工作，而且还起扼流圈作用。变压器初级到次级绕组的局部磁耦合产生的漏感，对灯起镇流作用。T1 的绕组 N2a、N2b 用作灯丝加热。

图 4－2 所示是高压回扫式逆变器简化电路图。这种逆变器的高压直流电源直接由 220V 的交流线电压通过桥式整流电容滤波变换而来。控制电路产生驱动脉冲施加到开关晶体管的基极。该电路型式与开关电源中隔离单端反激式变换器电路相似，对晶体管的耐压要求是一样的。

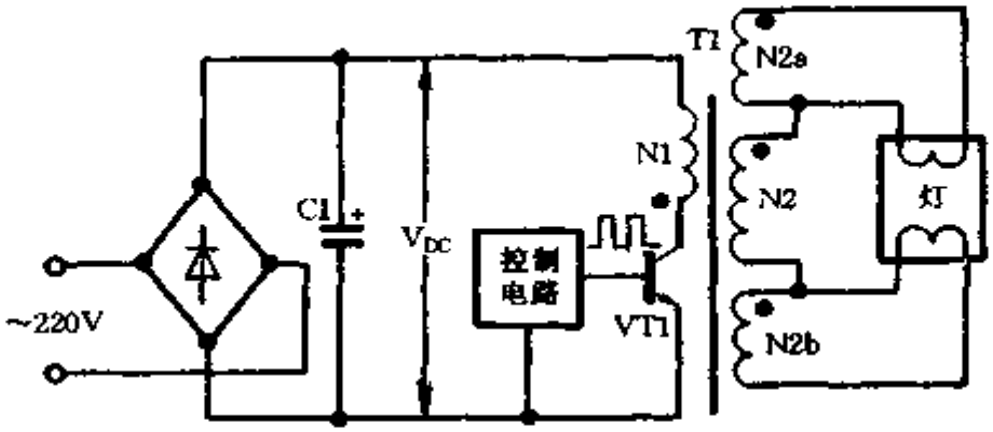


图 4－2　高压回扫式逆变器简化电路

在回扫式变换器电路中，当脉冲后沿结束后，变压器电感中在脉冲平顶过程积累的能量将通过负载回路及基极回路泄放，因此产生一个比电源电压高得多的反冲电压，这就要求开关晶体管在截止时能承受其集电极产生的尖峰电压。对晶体管击穿电压参数的选取，可由下面的经验公式决定：

$$BV_{CEO} = 2.2V_{DC} \qquad (4-1)$$

式中，BV_{CEO}是晶体管基极开路时集电极与发射极之间的击穿电

压，V_{DC}是直流电源电压。对于图 4－2 所示的电路，220V 的交流电源电压经桥式整流电容滤波后，$V_{DC}=220\sqrt{2}$V，因此，$BV_{CEO}=2.2\times220\sqrt{2}\approx684$V。考虑到电网电压的波动，为保证晶体管安全可靠地工作，击穿电压在 750～900V 是适宜的。

回扫式变换器中的晶体管开关损耗 P_S 可由下面的公式计算：

$$P_S=(V_{CEP}\times I_{CP}\times t_C\times f)/2 \qquad (4-2)$$

式中，V_{CEP}：峰值集电极电压；

I_{CP}：峰值集电极电流；

t_C：集电极电压/电流交迭时间；

f：开关频率。

事实上，由于回扫式逆变器电路中晶体管的开关损耗较大，故效率较低。

大家知道，荧光灯期望提供正弦波工作电压和电流，而回扫式逆变器产生近似方波的脉冲电压和三角波电流。为获得正弦波电压和电流，需要附加电容和电感等元件，但会使变压器初级与次级绕组之间的漏抗增大。

尽管回扫式逆变器电路比较简单，但因其缺点比较明显，故在高压交流电子镇流器电路中很少被采用。

第二节　推挽式逆变器电路

推挽式逆变器电路需要两只开关晶体管和一个初级侧带有中心抽头的变压器。虽然推挽式逆变器电路在我国并不流行，

但在美国约有70%的荧光灯交流电子镇流器采用了这种电路型式。推挽式逆变器有电压馈电和电流馈电两种类型，其中后者的应用更为普遍。

一、电压馈电推挽式逆变器电路

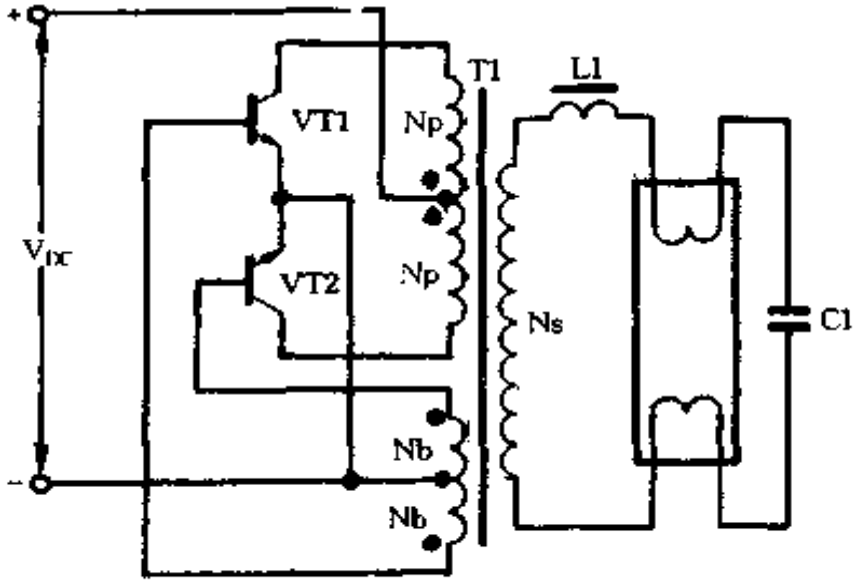
电压馈电推挽式逆变器电路如图4－3所示。其中，图4－3(a)采用了一个变压器，图4－3(b)则采用了两只变压器。在电压馈电的推挽式逆变器电路中，直流电压 V_{DC} 的正端直接馈送到变压器T1的初级绕组中心抽头，初级绕组线圈两端分别与开关晶体管VT1和VT2的集电极相连接，VT1、VT2的发射极均接地。变压器T1的辅助绕组提供必要的正反馈以驱动VT1、VT2轮流导通。通过T1初级绕组中心抽头到VT1集电极及到VT2集电极的交变电流的方向是相反的。

在图4－3(a)所示的单变压器电压馈电推挽式逆变器电路中，变压器T1在线性与可饱和双重模式下工作，总效率比较低，不适合于在大负载电流下工作。采用图4－3(b)所示的双变压器电路，则可以更好地实现频率控制和输出电压的高效传输功能。反馈电压 V_{FB} 决定逆变器工作频率，其大小很容易调整。

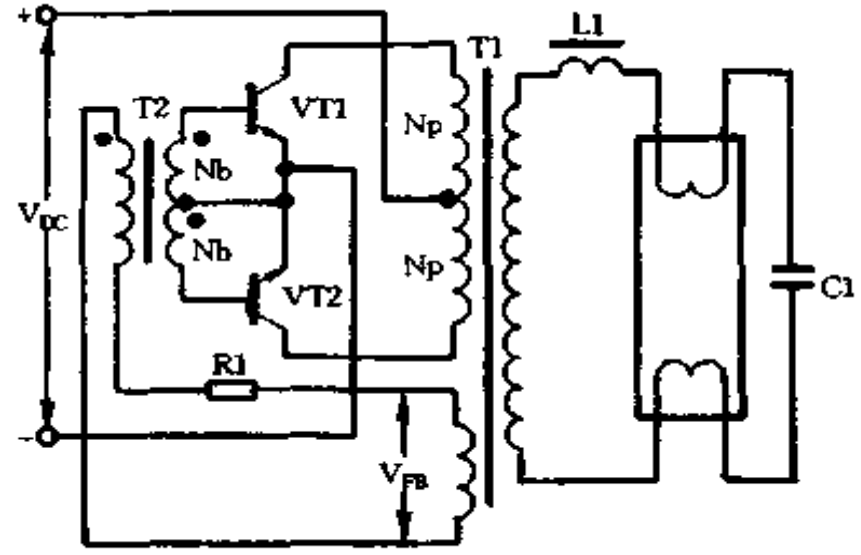
变压器T1置于主电源和灯之间，不仅具有能量传输功能，而且还起隔离作用。在电源施加的初始阶段，灯管呈高阻抗状态，变压器输出电流仅通过扼流圈L1、电容C1和灯管两端的灯丝。当灯点火之后，灯管击穿，呈现低阻导通状态。在灯点燃过程中，L1起限流作用，C1可滤除残余谐波，灯电流近似正弦波。

在电压馈电推挽式逆变电路中，开关晶体管所承受的最高电压为直流电源电压的2倍，或者是交流电源电压(有效值)的 $2\sqrt{2}$ 倍。对于额定电压是220V的工频市电来说，开关晶体管至少应能承受620V的电压。如果电子镇流器的交流电源电压是

110V，开关晶体管则应能承受 310V 以上的电压。



(a)单变压器电路



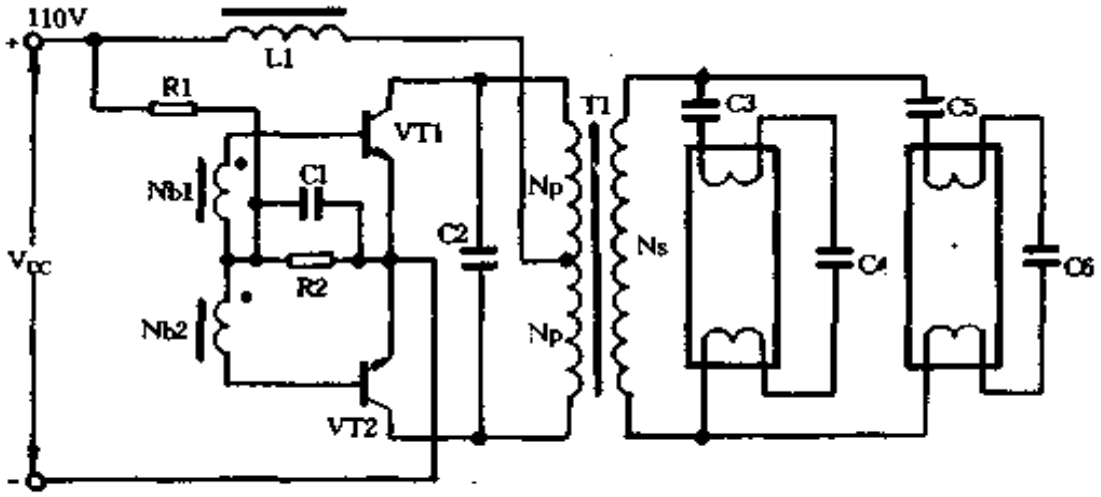
(b) 双变压器电路

图 4－3　电压馈电推挽式逆变器电路

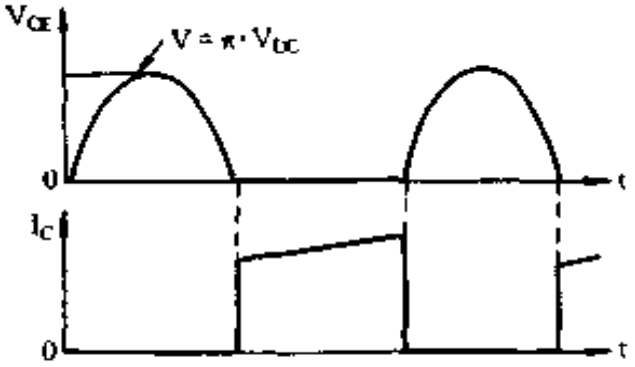
二、电流馈电推挽式逆变器电路

图 4－4 所示是典型的电流馈电推挽式逆变器电路及开关

晶体管电压 V_{CE}与集电极电流 I_C 波形。



(a)电路图



(b)晶体管波形

图 4-4　电流馈电推挽式逆变器电路及
晶体管电压与电流波形

电流馈电推挽式逆变器与电压馈电推挽式逆变器电路比较，不同点就是直流电压经过充当电流源的电感器 L1 馈送到功率变压器 T1 的中心抽头。L1 与跨接于 T1 初级绕组两端的电容 C2 组 成谐振电路。R1、R2 和 C1 组成启动电路，用作触发振荡。T1 的辅助绕组 Nb1、Nb2 提供正反馈，以驱动 VT1、VT2 交替导通。在电流馈电推挽式逆变器电路中，开关晶体管集电极最

高电压为直流供电电压 V_{DC}的 π 倍，或为镇流器交流输入电压的$\sqrt{2}\pi$ 倍。如果镇流器的交流输入电压是 220V，晶体管所承受的电压约为 974V。当开关晶体管的基极-发射极之间连接低阻抗时，一般则要求晶体管集电极-发射极之间的击穿电压（BV_{CER}）高于 1100V。

电流馈电推挽式变换器中的开关晶体管输出正弦波电压，具有较小的开关损耗。在变压器 T1 的次级绕组 N_S 两端，产生正弦波形的电压施加到灯管上。对于变化的乃至开路负载，电流馈电推挽式逆变器仍可以连续工作，甚至能经受住负载短路等恶劣条件的考验。在变压器输出端，可以并接双灯或更多的灯管。当有一个灯失效时，并不影响其它灯管正常工作。

电流馈电推挽式逆变器除了对开关晶体管耐压要求比较高外，具有电路简单、输出正弦波和可靠性较高等优点，在美国、日本等工频市电电源电压（110/120V）较低的国家中被广泛采用。在我国和欧洲一些国家，该电路型式则较少被采用。鉴于一些矿井和载客列车直流供电电压比较低（一般不高于 110V），照明荧光灯电子镇流器采用电流馈电推挽式逆变器电路是一种比较理想的选择。推挽式逆变器中的高频变压器的制作并不复杂，磁性元件的体积也比较小。

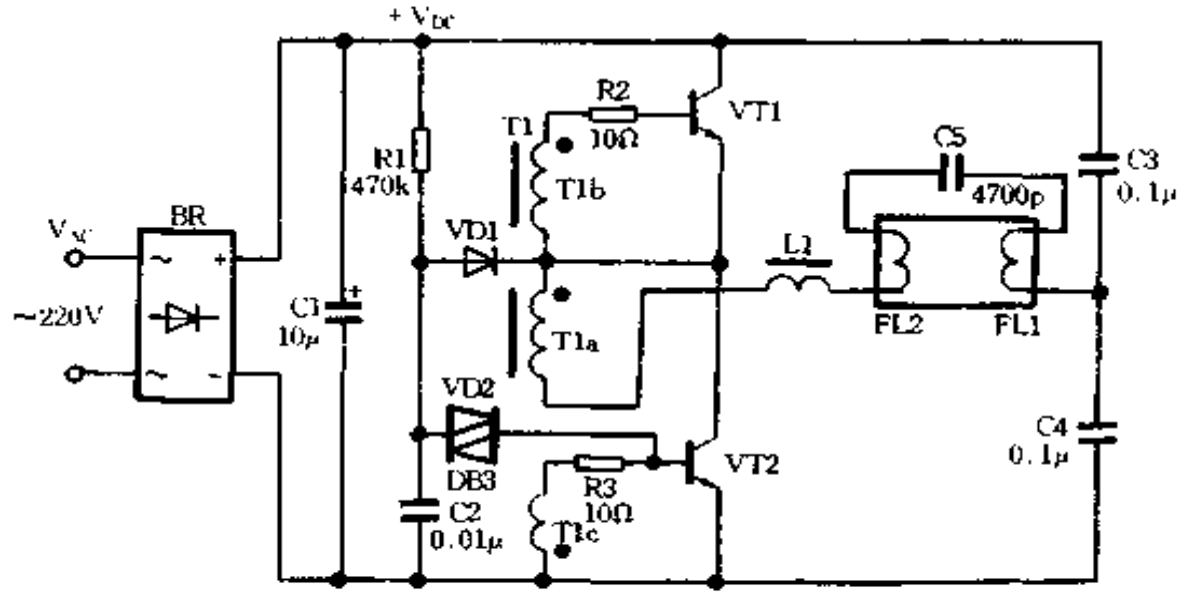
第三节　半桥式逆变器电路

半桥式逆变器有电压馈电和电流馈电两种类型。其中，电压馈电半桥式逆变器在交流电子镇流器中的应用更为广泛。

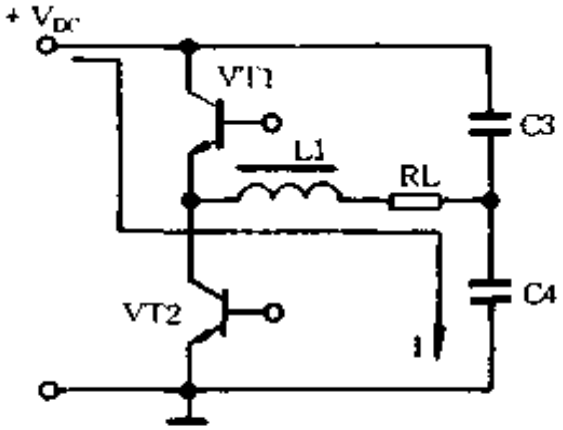
一、电压馈电半桥式逆变器电路

1. 典型的电压馈电半桥式逆变器电路

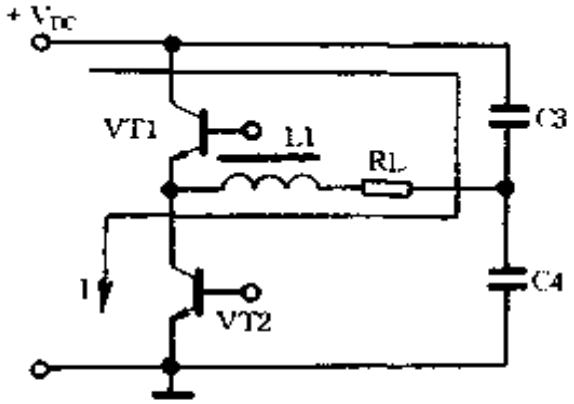
典型的电压馈电半桥式逆变器电路如图 4－5(a)所示。



(a)典型的电压馈电半桥式逆变器电路



(b) VT1导通，VT2 关断



(c) VT1 关断，VT2 导通

图 4－5　典型的电压馈电半桥式逆变器电路及其工作原理图

在图 4－5(a)中，开关晶体管 VT1 和 VT2 为桥路的有源侧，电容 C3 和 C4 组成无源支路。灯负载则连接在桥路中有源支路和无源支路的两个中间点之间。负载电流的回复通路由 C3 和 C4 提供。R1、C2 和双向触发二极管(Diac)VD2 等组成半桥式逆变器的启动电路。VT1、VT2 既是振荡电路中的重要元件，同时又兼作功率开关。

当电子镇流器加电后，流经 R1 的电流对启动电容 C2 充电。当 C2 两端电压升高到 VD2 的转折电压(约 35V)值后，VD2 雪崩击穿，C2 则通过 VT2 的基极—发射极网络放电，VT2 因正向偏置而导通。在 VT2 导通期间，电流路径为：$+V_{DC}$→C3→灯丝 FL1→C5→灯丝 FL2→扼流圈 L1→T1 初级线圈 T1a→VT2→地。VT2 集电极电流的瞬时变化(di/dt)，通过 T1a 在 T1 两个次级绕组 T1b 和 T1C 两端产生一个感应电势，极性是各绕组同名端为负。其结果是使 VT2 的基极电位升高，基极电流和集电极电流进一步增大，连锁式的正反馈立即使 VT2 跃变到饱和导通状态。在 VT2 导通时，启动电容 C2 将通过二极管 VD1 和晶体管 VT2 放电，以阻止对 VT2 的基极产生进一步的触发脉冲。启动电路提供一个外部触发信号，高频振荡的建立与维持则借助于可饱和变压器 T1 绕组之间的耦合，产生正反馈来实现。当 T1 达到饱和后，各个绕组中的感应电势为零，VT2 基极电位呈下降趋势，I_{C2}减小，T1a 中的感应电势将阻止 I_{C2}减小，极性是同名端为正。于是，VT2 基极电位下降，VT1 基极电位升高，这种连锁式的正反馈迅速使 VT2 退出饱和跃变到截止状态，而 VT1 则由截止跃变到饱和导通。在 VT1 饱和导通时，电流路径是：VT1→T1a→L1→灯丝 FL2→C5→灯丝→FL1→C4→地。当脉冲变压器 T1 磁芯进入饱和之后，连锁式的正反馈很快又使 VT2 再次饱和导通，而 VT1 由导通跃变为截止。如此周而复始，VT1 和

VT2 轮流导通，使并联于灯管两端的灯启动电容 C5 上的电流方向不断改变，迅速引起由 L1 和 C5 等组成的 LC 网络发生串联谐振，在 C5 两端产生一个高压脉冲施加到灯管上，使灯点火启动。扼流圈 L1 在灯点火过程中是辅助启动元件，在灯启动之后对灯电流起限制作用。由于电子镇流器工作频率达几十千赫，L1 只需使用非常小的磁性元件即可以满足要求。40W 荧光灯用电感式镇流器的电感值约达 800mH，而 40W 荧光灯交流电子镇流器中的阻流圈 L1 仅约 2mH。

图 4－5(b)和图 4－5(c)分别为功率开关 VT1 导通、VT2 关断和 VT1 关断、VT2 导通时的电流路径。图中，R_L 为荧光灯燃点时的等效电阻。由图可知，在 VT1 导通、VT2 关断和 VT1 关断、VT2 导通两种状态下，通过灯负载 R_L 的电流方向是相反的。VT1、VT2 轮流导通，通过荧光灯的电流则为高频交变电流。

LC 串联电路发生谐振时的频率 f_o 由下式决定：

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (4-3)$$

公式中，L 为电感器的电感值，C 为电容器的容量值。对于图 4－5 所示的电路，由于 $L_1 \gg L_T 1_a$，$C_5 \ll C_3 = C_4$，发生串联谐振时的频率主要由 L1 和 C5 的数值决定。

如果 LC 串联电路的等效直流电阻为 R，电路的总阻抗 Z 可表示为：

$$Z = \sqrt{R^2 + (2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC})^2} \qquad (4-4)$$

发生串联谐振的条件是电感元件的感抗与电容器的容抗相等，而且 $R \ll 2\pi f_o L = 1/2\pi f_o C$，谐振频率 f_o 与 R 无关。这个条件可表示为：

$$Q = \frac{2\pi f_o L}{R} = \frac{\frac{1}{2\pi f_o C}}{R} \gg 1 \qquad (4-5)$$

公式中，Q 定义为谐振电路的品质因数。将式(4－3)代入到式(4－5)，可得：

$$Q = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (4-6)$$

在发生谐振时，$Z = R$，即 LC 串联电路的总阻抗最小，电流最大。在发生谐振时的电流 I_o 为：

$$I_o \approx \frac{V_{in}}{R} \qquad (4-7)$$

式中，V_{in} 为 LC 串联电路的电源电压。电容上的电压在发生谐振时的值 V_{CO} 可表示为：

$$V_{CO} = I_o X_C = I_o X_L$$

$$= I_o \cdot 2\pi f_o L = \frac{V_{in}}{R} \cdot 2\pi f_o L \qquad (4-8)$$

公式中，X_C、X_L 分别是电容的容抗和电感的感抗。将式(4－5)代入式(4－8)，得到：

$$V_{CO} = QV_{in} \qquad (4-9)$$

从式(4－9)可知，当 LC 串联电路发生谐振时，在电容和电感上的电压比电源电压要高得多，在数值上均为电源电压的 Q 倍。虽然电容与电感上的谐振电压相位是相反的，可以互相抵消，但单个元件上电压幅值是非常可观的。

LC 串联谐振电路的谐振阻抗曲线如图 4－6 所示。

从图 4－6 可以看出，在谐振频率 f_o 处，L/R 值越大，阻抗则越小，电流也就越大。反之，L/R 值越小，阻抗就越大，电流就越小。LC 串联谐振电路中的直流电阻，应将灯丝电阻考虑在内。在电子镇流器设计中，适当选取 L 和 C 的数值，使 Q 值控

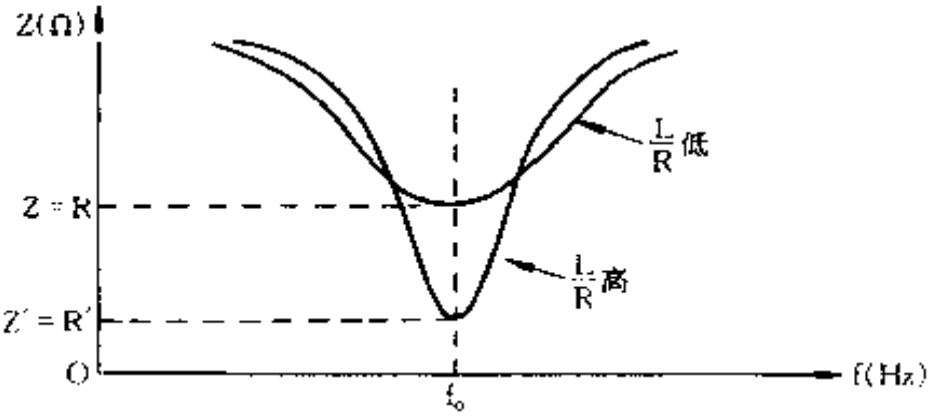


图 4－6　串联谐振电路谐振阻抗特性曲线

制在 3 左右。

电压馈电半桥式逆变器在工频市电 220V 及 220V 以上的国家或地区(如中国及欧洲),应用最为普遍。在这种电路结构中,每一个开关晶体管所承受的电压为交流电源电压(有效值)的$\sqrt{2}$倍。如果镇流器采用了升压式有源功率因数校正电路,开关晶体管承受的电压则为升压变换器的直流输出电压值。

2. 变异的电压馈电半桥式逆变器电路

图 4－7 为一种变异的电压馈电半桥式逆变器电路。与图 4－5 所示的典型电压馈电半桥式逆变器电路比较,变异的电压馈电半桥式逆变器电路在桥路的无源侧少了一个连接于灯丝 FL1 与地之间的电容。由于灯启动电容 C4 通过灯丝 FL1 与电容 C3 是串联在一起的,所以 LC 串联电路的谐振频率由 L1 和电容 C3 与 C4 的串联总容量$[C_3 \cdot C_4/(C_3 + C_4)]$决定:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot \dfrac{C_3 \cdot C_4}{C_3 + C_4}}} \qquad (4-10)$$

当逆变器加电后,由 R1、C2 和双向触发二极管(Diac)等组成的启动电路为低端晶体管 VT2 的基极提供一个触发脉冲,使

VT2 首先导通。在 VT2 导通时，电流流向为：+ V_{DC}→C3→灯丝 FL1→C4→灯丝 FL2→L1→T1a→VT2→地，电流对 C4 充电；当 VT2 截止而 VT1 导通时，电流路径则为：C4→FL1→C3→VT1→T1a→L1→FL2→C4，该电流流向即为 C4 放电回路。借助于脉冲变压器 T1 的初级绕组 T1a 的正反馈，使 VT1、VT2 交替导通，约在 0.3 秒内引起 L1、C3 和 C4 组成的 LC 串联电路发生谐振，在 C4 两端产生一个 600V～1.2kV 的高压脉冲，将灯点火引燃。在灯启动之前，由于 $C_4 \ll C_3$，所以 LC 串联电路的谐振频率主要由 C4 和 L1 的数值决定。在逆变器进入稳态工作时，工作频率则由脉冲变压器 T1 磁芯尺寸、最大磁通密度、初级绕组 T1a 匝数、横跨 T1a 的反馈电压及开关晶体管的储存时间等因素共同确定。通常在设计中，使稳态下的工作频率比 LC 串联电路的固有频率略高一些。由于 L1 和 C3 的组合电抗不为零，所以晶体管的 V_{CE} 电压由灯管、L1 和 C3 共同分担。

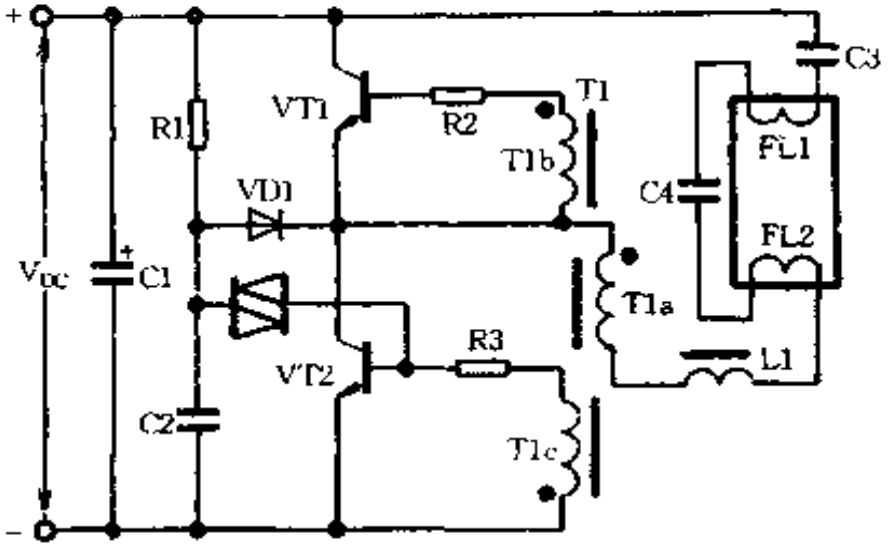


图 4－7　典型变异的电压馈电半桥式逆变器电路

图 4－8 示出了电压馈电半桥逆变镇流器在启动时的灯电压和电流波形。启动时的晶体管尖峰电流约为正常工作电流的 3～5 倍。因此，所选用晶体管的参数必须能满足这一条件。在

谐振条件下，网络中的电流仅受 DC 阻抗的限制。

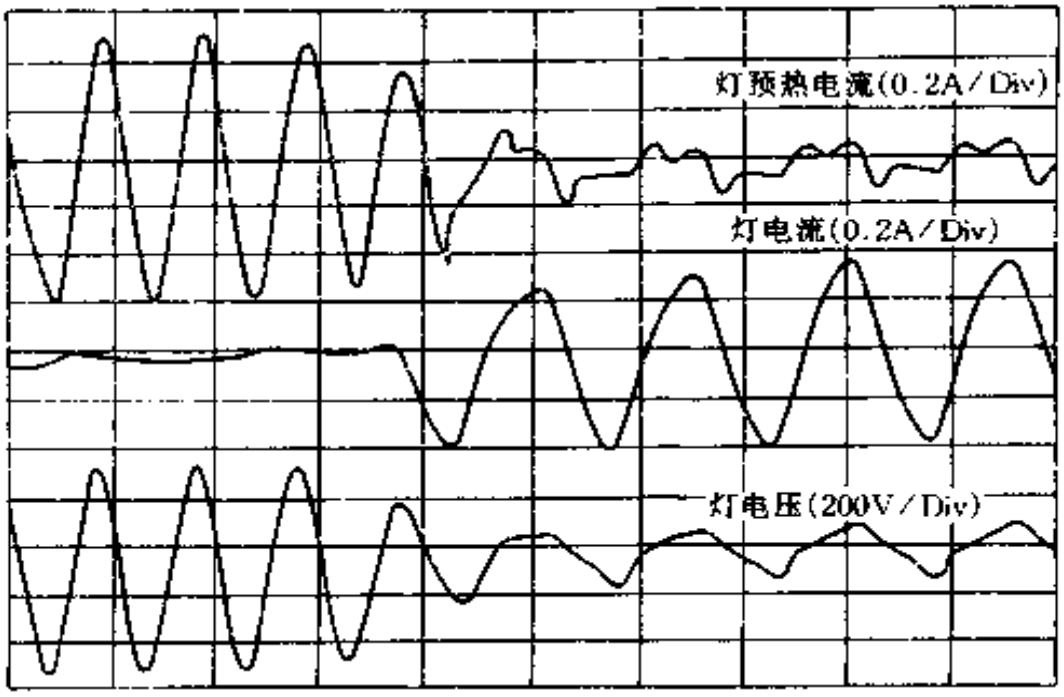


图 4-8　电压馈电半桥逆变镇流器启动时灯电压与电流波形

在灯点火后的稳态灯电流、晶体管集电极电流 I_C 与基极电流 I_B 及集电极与发射极之间的电压 V_{CE} 波形如图 4-9 所示。

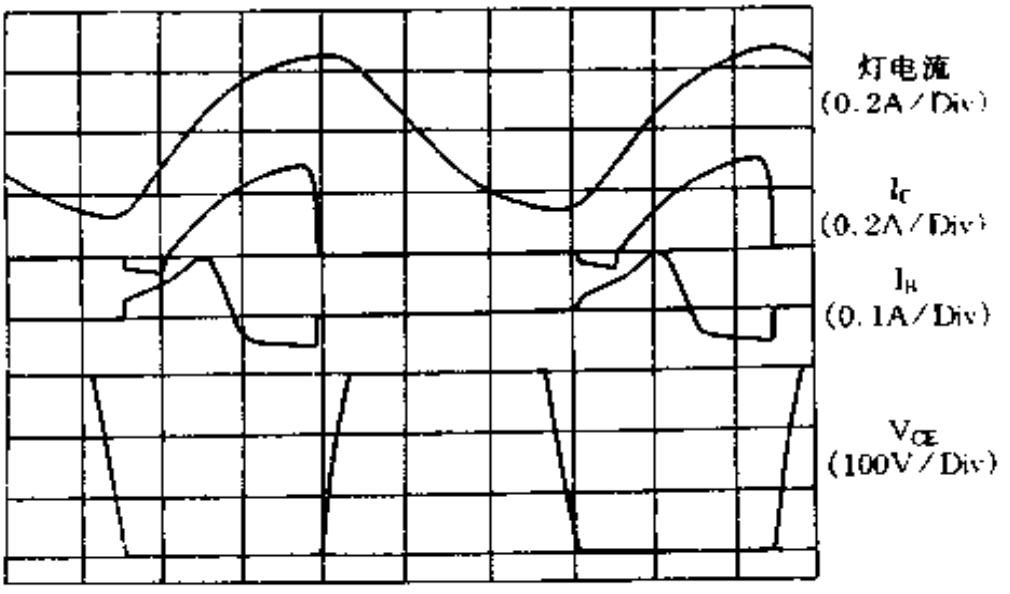


图 4-9　电压馈电半桥逆变镇流器的稳态波形

在无灯连接情况下，电路不会发生谐振，原因就是不能形成正反馈环路。假如由于某种原因（如灯漏气）灯不能正确地启动，或因过于缓慢以致于不能启动，电路将出现一个非常大的电应力。因为晶体管在过热或损坏之前仅能承受短时间的高电平电流，对于连续出现的高峰值电流会使器件损坏。

图 4－10 所示是晶体管基极驱动回路带耦合电容的变异电压馈电半桥式逆变器电路。该电路没有使用双向触发二极管。在电源接通之后，VT2 首先由 R1、R2 提供一个基极触发电流而导通，尔后依靠变压器 T1 的电感正反馈耦合建立振荡。电容 C2 也可以并联于 R1 两端，R1 同样可以连接在晶体管 VT1 的集电极与基极之间。

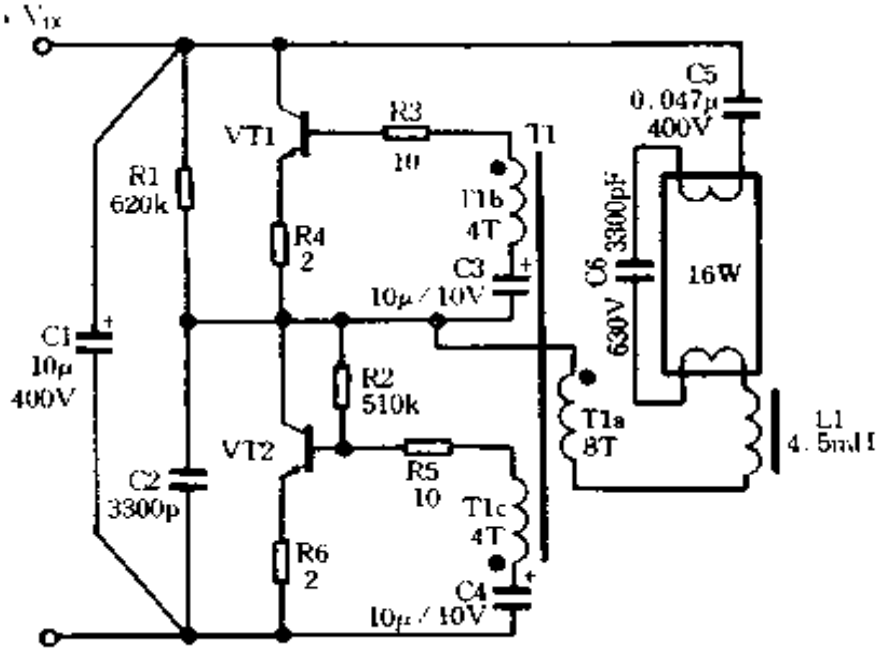


图 4－10　驱动回路带耦合电容
的变异半桥式逆变器电路

这种变异的电压馈电半桥式镇流器在通电后，一般是先出现 3～6 次的灯闪烁，时间为 0.4～1 秒，尔后才能启动。在闪烁过程中，流过灯丝的预热电流是不连续的。灯每闪烁一次，灯管

则几乎是导通一次。这种延时启动方式并不是真正的阴极预热启动。一旦灯启动，点燃 1～3 分钟后关断电源，随即重新接通电源，灯会“一点即亮”，不会再出现闪烁现象。由于采用双向二极管成本比两只串接于变压器 T1 次级绕组 T1b、T1c 上的电容 C3 和 C4 要高，而且比较容易毁坏，故图 4－10 所示的变异半桥式镇流器在国产电子节能灯中的应用比较普遍。由于该电路不适合用于驱动 40W 以上荧光灯，而且在环境温度较低时往往不大容易启动，故在国外非常少见。

二、电流馈电半桥式逆变器电路

图 4－11 示出的是电流馈电半桥式逆变器典型电路。图

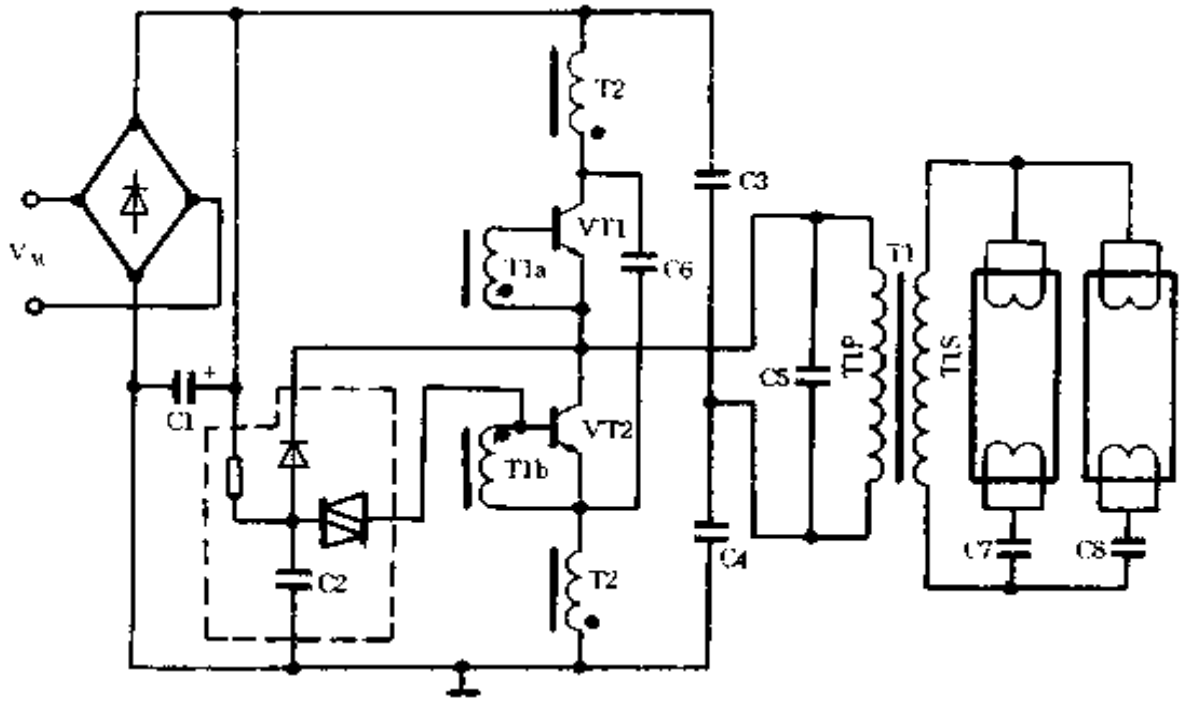


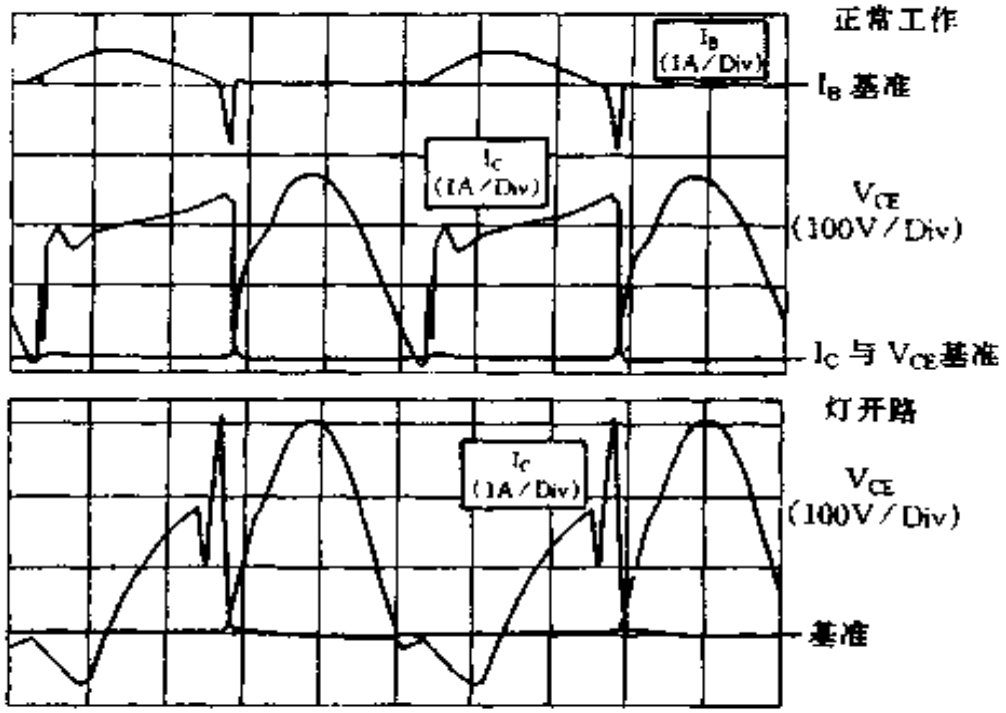
图 4－11　电流馈电半桥式逆变器电路

中，虚框内元件组成启动电路，工作原理与电压馈电半桥式逆变器中的启动电路是相同的。T1 为输出变压器，其初级线圈 T1p 的电感、槽路电容 C5 和 C6 用作维持振荡。晶体管 VT1、VT2 的

基极驱动信号由 T1 的回扫绕组 T1a、T1b 提供。

通电之后，在灯被启动之前，变压器 T1 的次级绕组 T1s 可视为开路负载，因此它产生的电压比正常工作后所产生的电压要高得多。在灯启动之后，T1s 两端的电压则迅速下降。变压器 T2 的初、次级线圈分别连接到 VT1 集电极与 DC 电源正端和 VT2 的发射极与 DC 电源负端。根据变压器 T2 的同名端，当 VT1 集电极电压升高时，VT2 的发射极电压则下降。

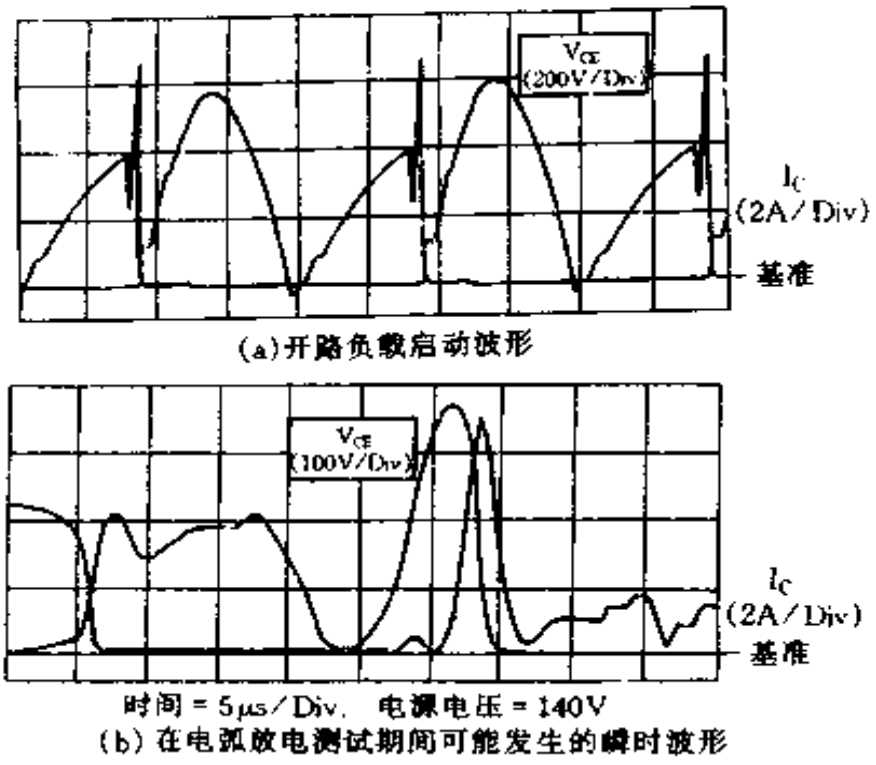
电流馈电半桥逆变镇流器稳态下波形如图 4－12 所示。而



时间 = 5μs/Div；电源电压 = 120V_{AC}；负载 = 4×32W

图 4－12　电流馈电半桥逆变镇流器稳态波形

图 4－13 示出的是最坏情况下的波形。晶体管的选用必须能经受恶劣条件的考验。图 4－13(a)所示是在负载开路情况下，用比 120V 的电源电压高 20V(即 140V)的电压启动波形；图 4－13(b)则为在弧光放电测试时能够发生的瞬态波形。从图 4－13(a)可以看出，晶体管的 V_{CE} 电压能达 600V。毫无疑问，若在



(a)开路负载启动波形

时间 = 5μs/Div. 电源电压 = 140V

(b) 在电弧放电测试期间可能发生的瞬时波形

图 4－13 电流馈电半桥逆变镇流器最坏情况波形

220V 的电源电压下，晶体管 V_{CE}电压可达 900～1100V。图 4－13(b)显示出晶体管要承受高电压和大电流。因此，要求晶体管有一个较大的安全工作区(SOA)。

对于前面介绍过的电压馈电半桥式变换器电路，若工频市电电源电压是 220V，电路中的开关晶体管承受的峰值电压则为 $220\sqrt{2}$V。即使电源电压波动按 20%、安全系数按 10%计，晶体管 V_{CE}电压最高也不过 400V。由于电流馈电半桥式逆变器电路中的晶体管必须承受 900V 以上的峰值电压，并且该电路结构比较复杂，目前在我国很少采用。

第四节　自振荡 IC 驱动的半桥式逆变器电路

在电压馈电半桥式逆变器电路中，两只功率开关器件依靠脉冲变压器来驱动。这种逆变器电路不能自启动，必须依靠由电阻 R、电容 C 和双向二极管 Diac 等组成的启动电路提供触发脉冲才能引起振荡。两只功率晶体管既用作开关，同时也是振荡电路中的重要元件。如果负载开路，由于正反馈环路被切断，因而也就不能建立振荡。这种逆变器电路的开关时间参数是不令人满意的。图 4－14 所示是电压馈电半桥式逆变器电路的变压器次级线圈驱动电压脉冲 V_{PULSE}、晶体管基极电流 I_B、集电极电流 I_C 和集电极—发射极之间的电压 V_{CE} 波形。晶体管基极回路不良的驱动波形，会使晶体管开关损耗增大，导致晶体管温升加剧。对于采用电压馈电半桥式逆变器电路的镇流器，欲增加像调光控制等一些附加功能，在设计上也存在一定难度。由

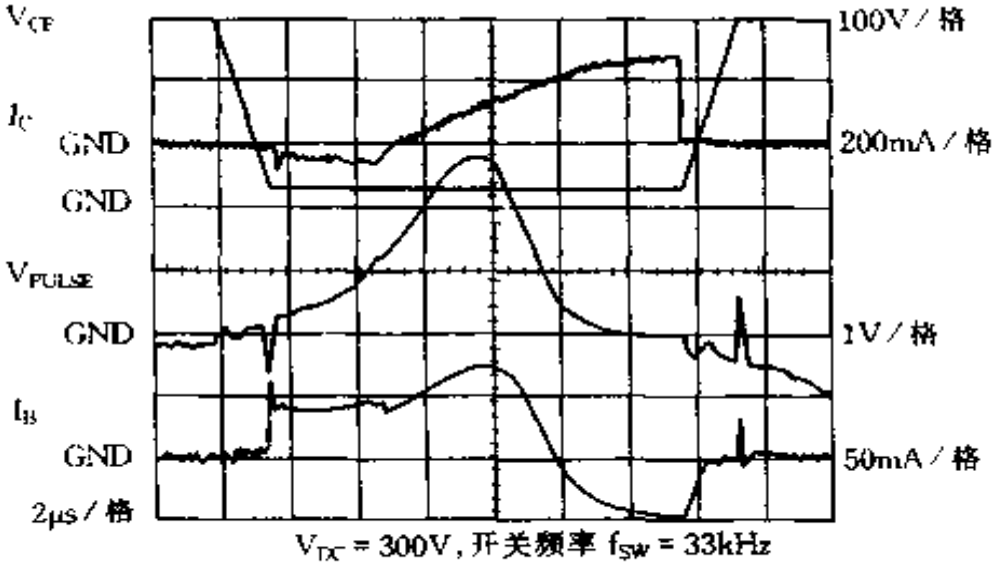


图 4－14　电压馈电半桥逆变器相关波形

于电压馈电半桥逆变器电路与输出端灯电路组成闭环反馈回路，故二者互相依存，互相影响，在批量生产中调试不便。如果采用自振荡半桥驱动器 IC，则可以克服上述弊端。

一、由 NE555 时基电路组成的它激式半桥逆变器电路

由 NE555 组成的它激式半桥逆变器电路如图 4－15 所示。图中，时基电路 NE555 及外围元件 R4、R5 和 C3 等组成无稳态多谐振荡器。220V 的工频市电经 VD1～VD4 桥式整流和电容 C1 滤波，电阻 R2、R3 降压，VD5 稳压及 C2 滤波，得到约 16V 的电压，作为 NE555 振荡器电源。当 $R_5 \gg R_4$ 时，振荡电路则起振，在 IC1 的③脚输出近似方波的脉冲，其振荡频率由下式给出：

$$f_{osc} \approx \frac{1.44}{(R_4 + R_5) \cdot C_3} \qquad (4-11)$$

将 R4、R5 和 C3 的值代入式(4－11)(其中电阻单位为 Ω，电容单位为 F)，得 $f_{osc} \approx 49.45\text{kHz}$。

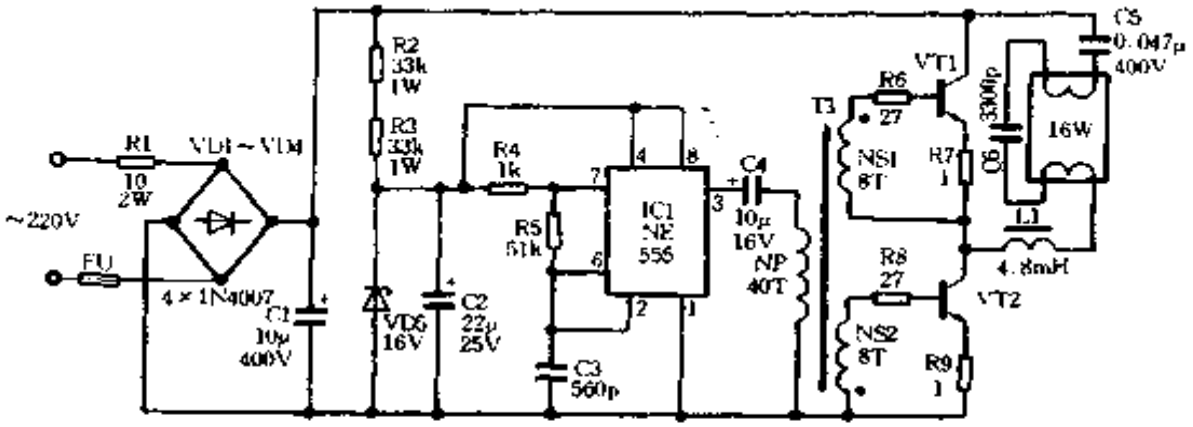


图 4－15　由 NE555 组成的它激式半桥逆变器电路

IC1 产生的高频振荡脉冲经变压器 T1 耦合至开关晶体管 VT1、VT2 的基极，由于两只晶体管所加的驱动脉冲相位相反，故

两管轮流导通，在 VT1、VT2 中间点输出高频电压，为荧光灯提供高频电源。

变压器 T1 采用 ϕ10mm 磁环和 ϕ0.2mm 纱包线绕制，$N_p = 40$ 匝，$N_{s1} = N_{s2} = 8$ 匝。阻流圈 L1 可采用 E5 型高频磁芯及 ϕ0.2mm 漆包线制作，用牛皮纸作衬垫，磁芯气隙为 0.2 ~ 0.5mm。对于 16W2D 型节能灯，线圈匝数为 250 ~ 300 匝，电感量为 4.5 ~ 5.5mH。扼流圈 L1 的感抗是频率的函数，若改变振荡电路中 R5 和电容 C3 的数值，则可改变振荡器频率，从而也影响 L1 的感抗。

在图 4 - 15 所示的它激式半桥逆变器电路中，晶体管 VT1、VT2 只是充当功率开关，变压器 T1 只是用作阻抗变换和信号传输，它们不再是振荡器的组成部分。这些元件和负载回路中 LC 网络对 NE555 振荡器的振荡频率及波形并不产生任何影响。由于该电路仍需要一个变压器，成本有所增加，故在商品化的电子镇流器中一直未得到应用。

二、由自振荡 IC 直接驱动的 MOSFET 半桥逆变器电路

众所周知，双极型晶体管工作于大电流开关状态时，极易发生二次击穿。由于功率开关 MOSFET 具有负的电流温度系数，不存在二次击穿现象，有较大的安全工作区和良好的热稳定性，同时，由于 MOSFET 是多数载流子工作的电压控制器件，没有储存效应，故具有较快的开关速度和非常微小的驱动电流。尽管 MOSFET 比双极型功率开关晶体管的价格稍高一些，但由于功率开关 MOSFET 的可靠性和性能价格比要高于双极型晶体管，故在电子镇流器中的应用日趋增长。高压高速自振荡 MOS 栅极半桥驱动器 IC，就是为专门驱动功率开关 MOSFET 或 IGBT 而

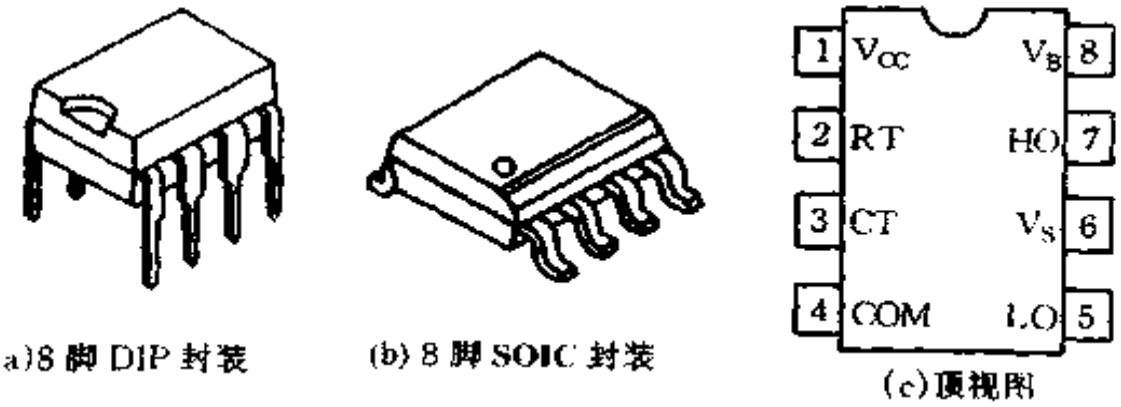
设计的一种专用集成电路(ASIC)。

下面介绍几种高压高速自振荡 MOS 栅极驱动器 IC:

(1) IR2151 自振荡 MOS 栅极驱动器 IC

IR2151 是美国国际整流器(IR)公司在 90 年代初推出的高压高速自振荡 MOS 栅极半桥驱动器 IC,其内部结构及参数与摩托罗拉公司生产的 MPIC2151 基本相同,适用于 30W 以下自镇流荧光灯电子镇流器。IR2152 和 IR2155 等半桥驱动器 IC 都是在 IR2151 基础上发展起来的。其中,IR2155 的内部结构与 IR2151 完全相同,只是参数略有差异,适于用作驱动 30W 以上直到 40W 双管荧光灯。IR2152 与 IR2151 的不同点就是 R_T 脚与 LO 脚输出反相位,而 IR2151 的 R_T 脚与 LO 脚的输出是同相位的。

与 IR2152、IR2155 和 MPIC2151 等 IC 一样,IR2151 分别采用双列直插式 8 脚(即 8 脚 DIP)封装和 8 脚 SOIC 表面贴装,顶视图如图 4 - 16 所示。



(a)8 脚 DIP 封装　(b) 8 脚 SOIC 封装　(c)顶视图

图 4 - 16　IR2151 半桥驱动器 IC 封装顶视图

IR2151 自振荡半桥驱动器 IC 的内部结构方框图如图 4 - 17 所示。IR2151 各引脚功能如表 4 - 1 所示。

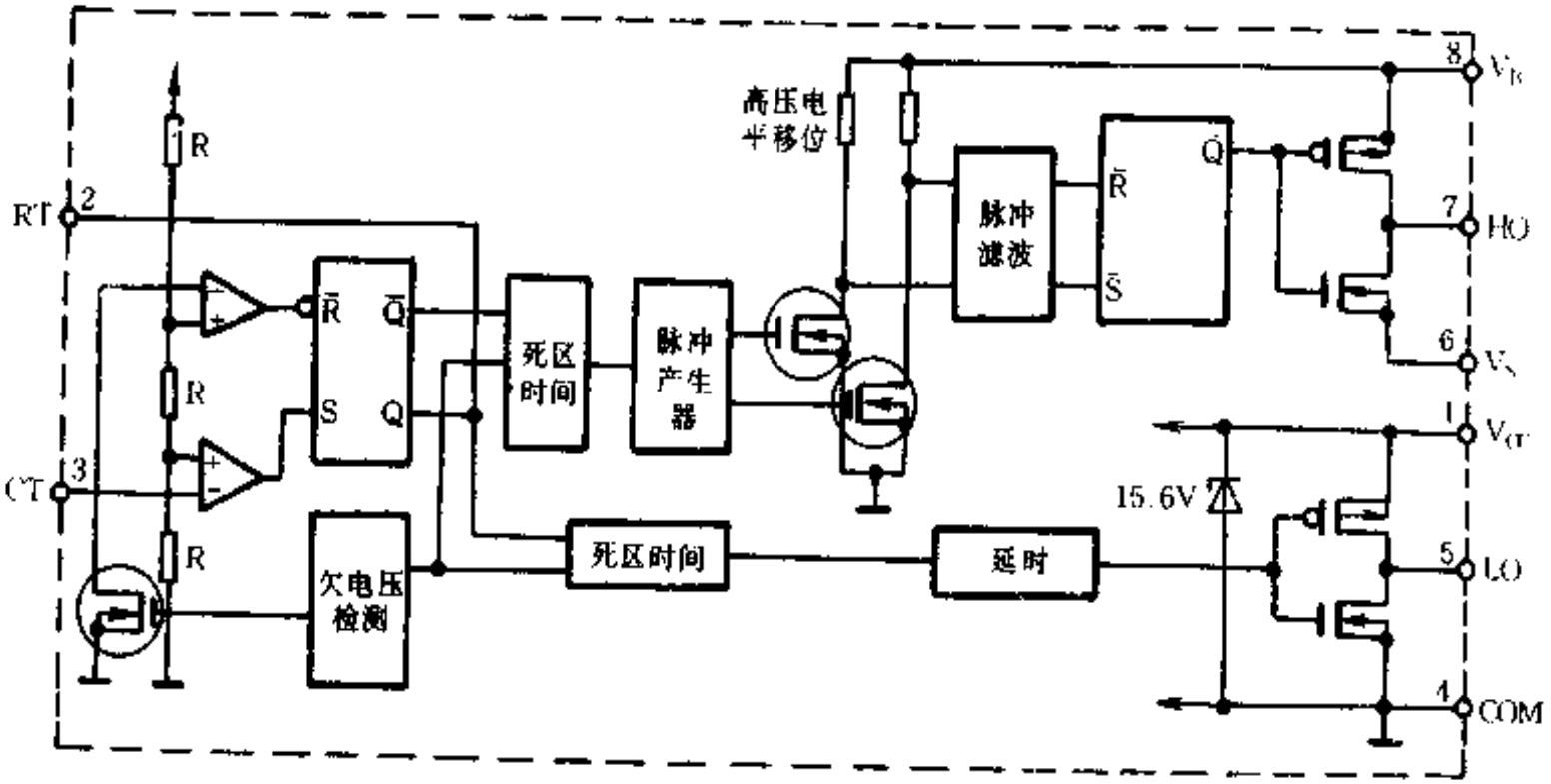


图 4－17　IR2151 半桥驱动器 IC 内部结构方框图

表 4－1　　IR2151 引脚功能

引脚	引脚符号	引　脚　功　能
①	V_{CC}	逻辑和低端固定电源电压
②	R_T	振荡器定时电阻输入，一个电阻从 R_T 连接到 C_T，R_T 与 LO 脚是同相的
③	C_T	振荡器定时电容器输入，从 CT 到 COM 脚连接一个电容
④	COM	逻辑和低端回复
⑤	LO	低侧栅极驱动输出
⑥	V_S	高侧浮置电源回复
⑦	H_O	高侧栅极驱动输出
⑧	V_B	高侧浮置电源电压

IR2151 在①脚与④脚之间并接一个稳压电压为 15.6V 的齐纳二极管，将 V_{CC} 电压钳位在恒定值。在图 4－17 所示的 IR2151 内部结构图的前(左)端有一个与 555 时基电路中相似的振荡器，振荡器频率可表示为：

$$f_{osc} = \frac{1}{1.4(R_T + 150) \times C_T} \qquad (4-12)$$

公式中，R_T 是连接于②脚与③脚之间的外接电阻，单位是 Ω；C_T 是③脚与④脚之间的外接电容，单位是 F；150Ω 是 R_T 输出级有效阻抗；f_{osc}的单位是 Hz。改变 R_T、C_T 的数值，可以改变振荡器频率。振荡器输出信号控制高端输出 H_o 和低端输出 L_o，从而驱动两只外接的 MOSFET 或 IGBT。在高端输出分路中，包括脉冲产生器、高压电平移位、脉冲滤波及驱动器等电路。为防止外接的两只功率开关 MOSFET(或 IGBT)同时导通，在高端和低端输出分路中，还设置有死区时间控制电路，保证两路输出的方波脉冲之间有 1.2μs 的间隔。在低端输出分路中，还加有延时电

路，在50%的占空比应用中，可使电路简化。此外，在IR2151芯片中，还设有欠电压锁定电路，当 V_{CC} 电压降至约9V后，能自动切断两路输出信号。

IR2151的电源钳位电压 V_{CLAMP} = 15.6V，最大电源电流 $I_{CC(max)}$ = 25mA，工作电流 $I_{CC} \leqslant 5mA$；输出电压 V_o = 10～20V，开态上升时间 t_r = 120ns，关断下降时间 t_f = 60ns；高端输出浮置电源最高电压 V_B 达615V，高端输出浮置电源偏移电压 V_s = 600V。图4－18示出了IR2151输入/输出波形。从该波形图可以看出，低端输出 L_o 与 R_T 波形同相位。

图4－19所示是采用IR2151高压高速自振荡MOS栅极驱动器IC设计的简单电子镇流器电路。输入端L1、L2接220V的交流电源，二极管VD1～VD4和电解电容C1、C2组成桥式整流滤波电路。L1、N(或L2、N)接110V的交流电源，此情况下，VD1、VD2和C1、C2(或VD3、VD4和C1、C2)组成倍压整流电路。

接通工频市电电源，整流滤波电路输出直流电压经电阻R1对电容C3充电。当C3两端电压达到IR2151的门限值后，IR2151则被启动。IR2151内的齐纳二极管并联稳压器将①脚上的 V_{CC} 电压钳位在15.6V。如果 V_{CC} 降到9V后，欠电压锁定电路将关断IR2151的两路输出。IR2151内振荡器频率由R2和C4的数值决定。半桥驱动器IC输出两路驱动信号，使VT1、VT2轮流导通，在其中点(即VT1源极或VT2漏极)输出占空比为50%、幅值约310V的方波脉冲。在

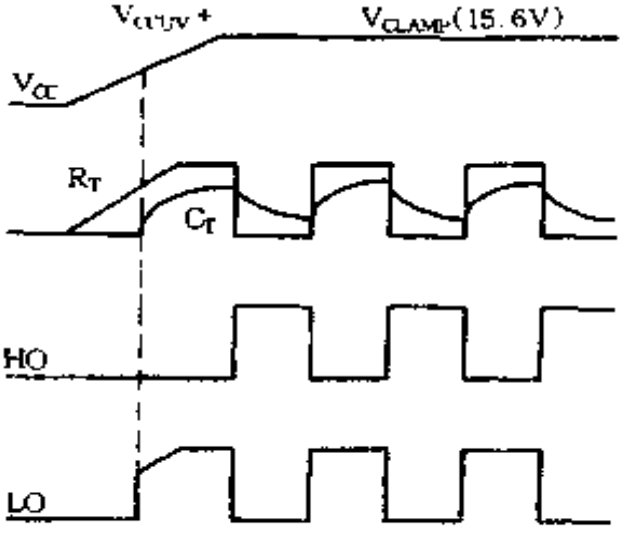


图4－18 IR2151输入/输出波形图

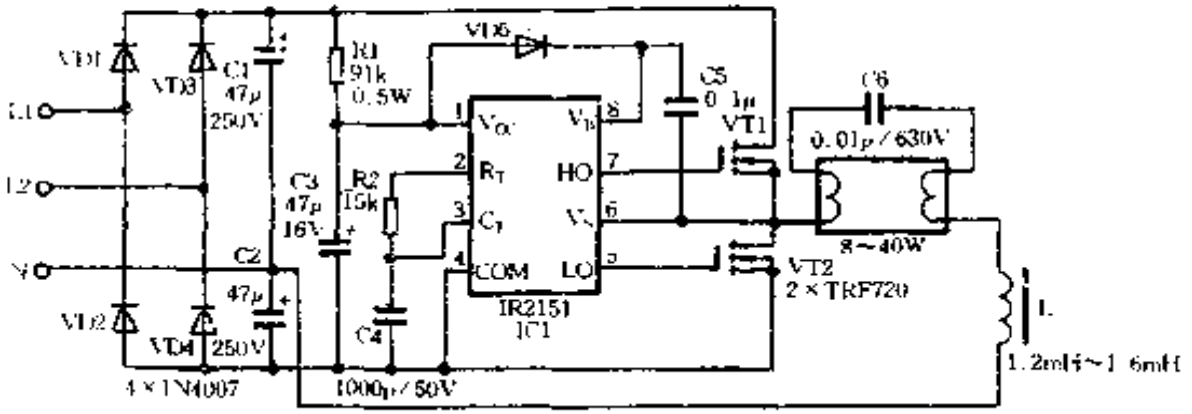


图 4－19　简单电子镇流器电路

VT2 导通时，V_{CC}则通过自举二极管 VD5 对自举电容 C5 充电，使 IR2151⑧脚上的电压比⑥脚上的电压高出 V_{CC}(15.6V)，以为 IR2151 内部高端输出驱动级电路供电。输出端阻流圈 L 和电容 C6 组成 LC 串联谐振式灯启动与限流电路。通过选择定时元件 R2、C4 的数值，可使 IR2151 的振荡频率接近于灯电路的串联谐振频率。灯负载功率越大，扼流圈 L 电感量则越小。当负载是 11 ~ 18W 的自镇流荧光灯时，VT1、VT2 选用 IRF710 型 MOSFET，C1、C2 选用 22μ/400V 的电解电容器，L 采用 TDK # PC－30EE22Z 磁芯(气隙约 0.15mm)，电感量约 1.6mH。

(2) L6569 自振荡半桥驱动器 IC

L6569 是意法半导体(ST)公司生产的电子镇流器用高压高速自振荡 MOS 栅极半桥驱动器 IC，它采用 8 脚 DIP 或 SO 封装，图 4－20 示出了其内部结构方框图。L6569 同系列产品还有 L6571 等，它们都是采用特殊的 BCD(双极－CMOS－DMOS)工艺技术设计制作的。虽然 L6569 与 IR2151 的引脚符号不同，但引脚功能基本相同。

L6569 内部也有一个与 555 定时器一样的可编程振荡器，工作频率为 25 ~ 100kHz，具体数值由外接电阻 R_F 和外接电容 C_F 确定：

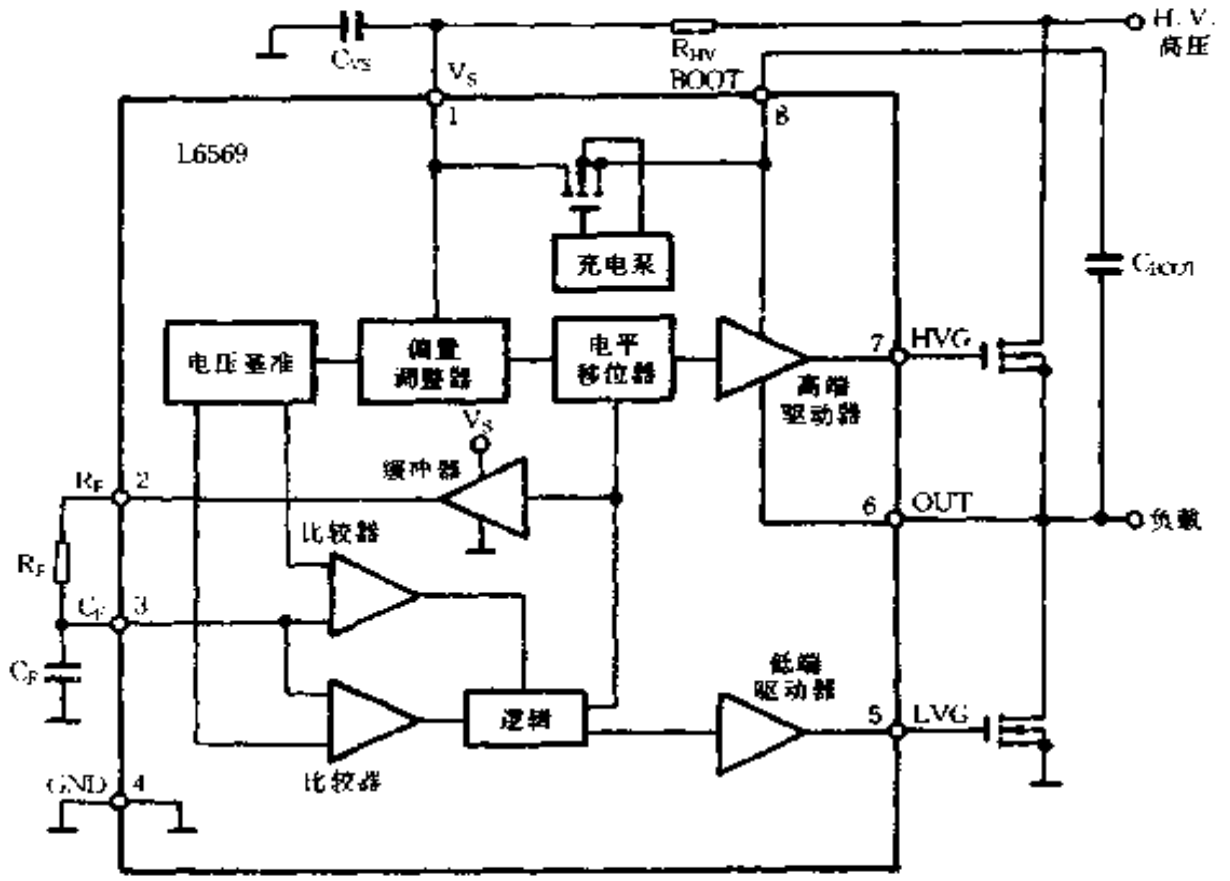


图 4－20　L6569 内部结构方框图

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot \ln 2 \cdot R_F \cdot C_F} = \frac{1}{1.3863 R_F \cdot C_F} \qquad (4-13)$$

L6569 内部 15V 的并联稳压器同样带有欠电压封锁功能。L6569 内部专门设计了由充电泵和 DMOS 组成的自举电路，因此可以省略连接于①脚与⑧脚之间的外接自举二极管。

由 L6569 和两只 MOSFET 控制与驱动的自镇流荧光灯电子镇流器电路如图 4－21 所示。图中的自举二极管 VD5 是可以省略的。该电路的工作原理与图 4－19 所示的由 IR2151 驱动的电子镇流器电路是一样的。

(3) 自振荡半桥厚膜驱动器

为适应自镇流荧光灯电子镇流器小型化的要求，将自振荡半桥驱动器 IC 与两只功率开关 MOSFET 封装在一起，日益成为

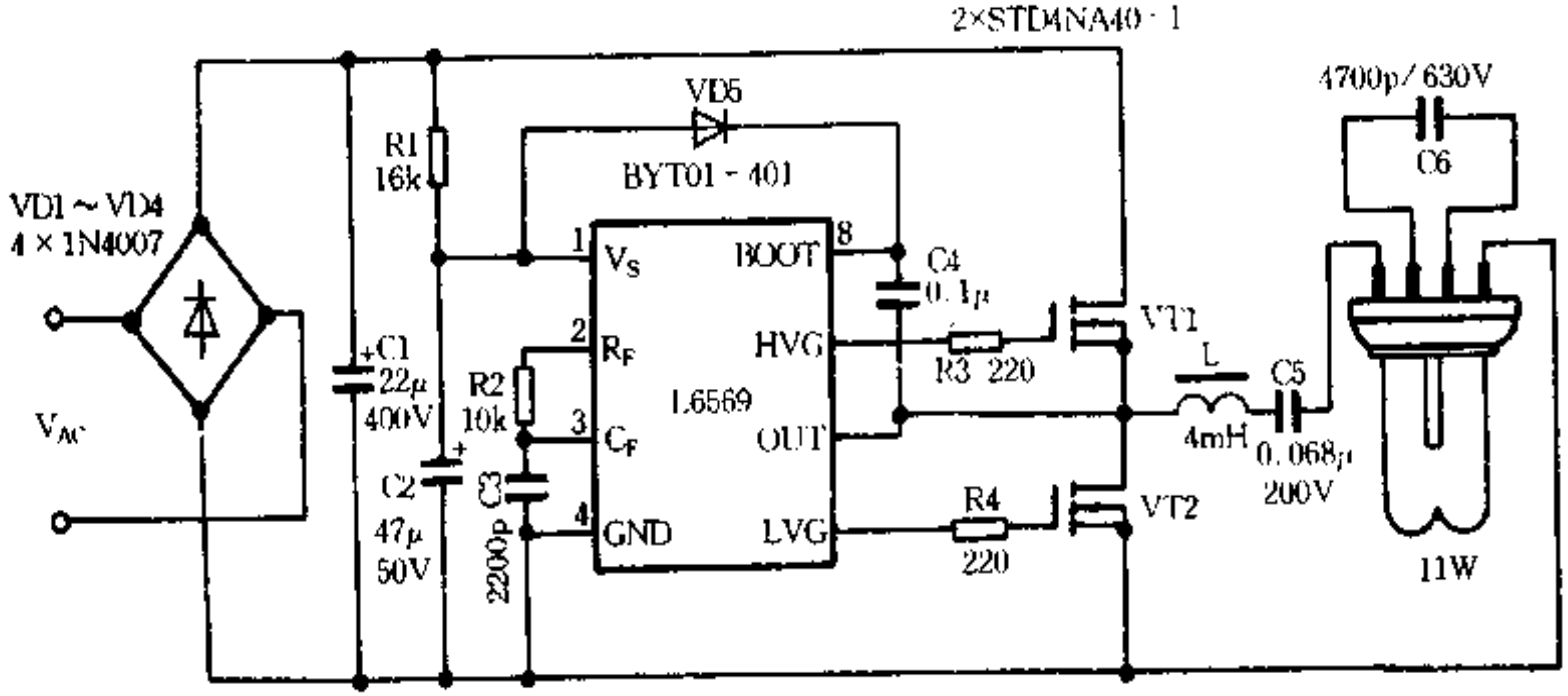
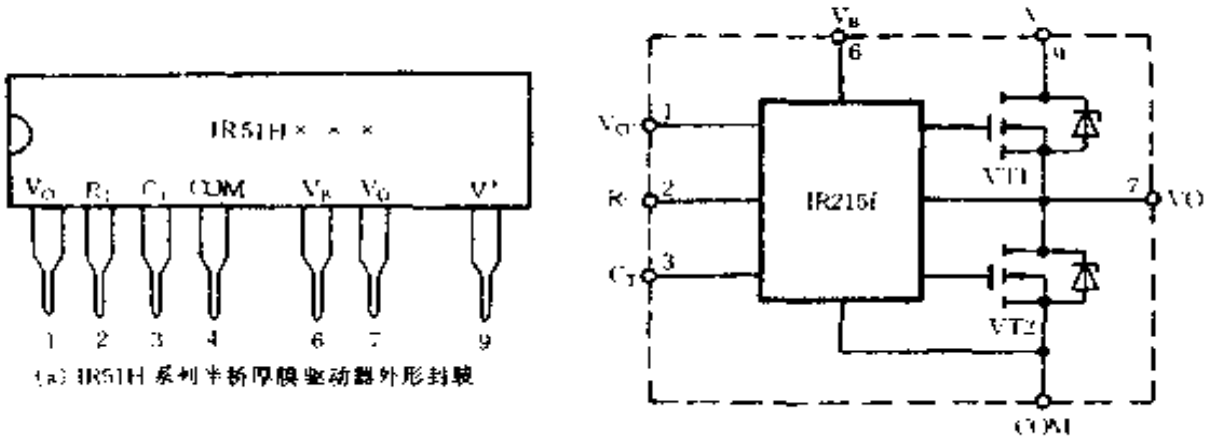


图 4-21　由 16569 和 MOSFET 控制与驱动的自镇流荧光灯电子镇流器电路

自镇流荧光灯电子镇流器驱动器发展的主流。美国 IR 公司生产的 IR51H 系列半桥厚膜驱动器，就是集自振荡半桥驱动器 IC 与两个功率开关 MOSFET 于一体的代表性产品，其外形封装及内部结构方框图如图 4－22 所示。



(a) IR51H 系列半桥厚膜驱动器外形封装　　(b) IR51H 系列半桥厚膜驱动器内部结构方框图

图 4－22　IR51H 系列半桥厚膜驱动器外形封装及内部结构方框图

不同型号的 IR51H 系列半桥厚膜驱动器，都装有 IR2151 驱动 IC，但其中两个功率 MOSFET 的参数各不相同。表 4－2 示出了 IR51H 系列典型产品的主要参数及其适用范围。

表 4－2　IR51H 系列代表性产品型号、主要参数及适用范围

型号＼参数	直流高压 $V+$	输出电压 V_o（峰值）	内装 MOSFET				适用范围
			型号	耐压 V_{DSS}	漏极电流 I_D	开态电阻 $R_{DS}(on)$	
IR51H214	250V	250V	IRFC214	250V	≤2.2A	≤2.0Ω	110V 工频市电，输出功率 5～15W
IR51H310	400V	400V	IRFC310	400V	≤1.7A	≤3.6Ω	220V 工频市电，输出功率 5～18W
IR51H420	500V	500V	IRFC420	500V	≤2.4A	≤3.0Ω	220V 工频市电，输出功率 13～28W
IR51H737	300V	300V	IRFC737	300V	≤6.1A	≤0.75Ω	110V 工频市电，输出功率 25～36W

IR51H 系列半桥厚膜驱动器输出占空比都是 50%，死区时间均为 1.2μs。由 IR51H420 半桥厚膜驱动器驱动的 16W2D 型节能灯电子镇流器电路如图 4－23 所示。采用 IR51H 系列半桥厚膜驱动器设计 CFL 自镇流荧光灯电子镇流器，既不需要脉冲变压器，也无需外加两个功率开关 MOSFET，从而使电路设计大为简化。

在图 4－23 中，两个背靠背的高速开关二极管 VD6、VD7 组成电流跨零检测器，以保证振荡器工作频率与灯电路中 LC 固有谐振频率保持同步。IR51H420⑦脚输出占空比为 50% 的方波脉冲，连接于⑦脚与④脚之间的 R4、C5 串联网络，用作衰减来自高速波前沿的噪声辐射。该 RC 阻尼网络能使传输时间（t_r 和 t_f）增加 100～600ns，但可以使 RFI 元件的带宽从 10MHz 减小到 400kHz 左右。当镇流器配接 18～26W 灯管时，C1 应选用 22μ/400V 的电解电容，L 的电感量应相应减小。

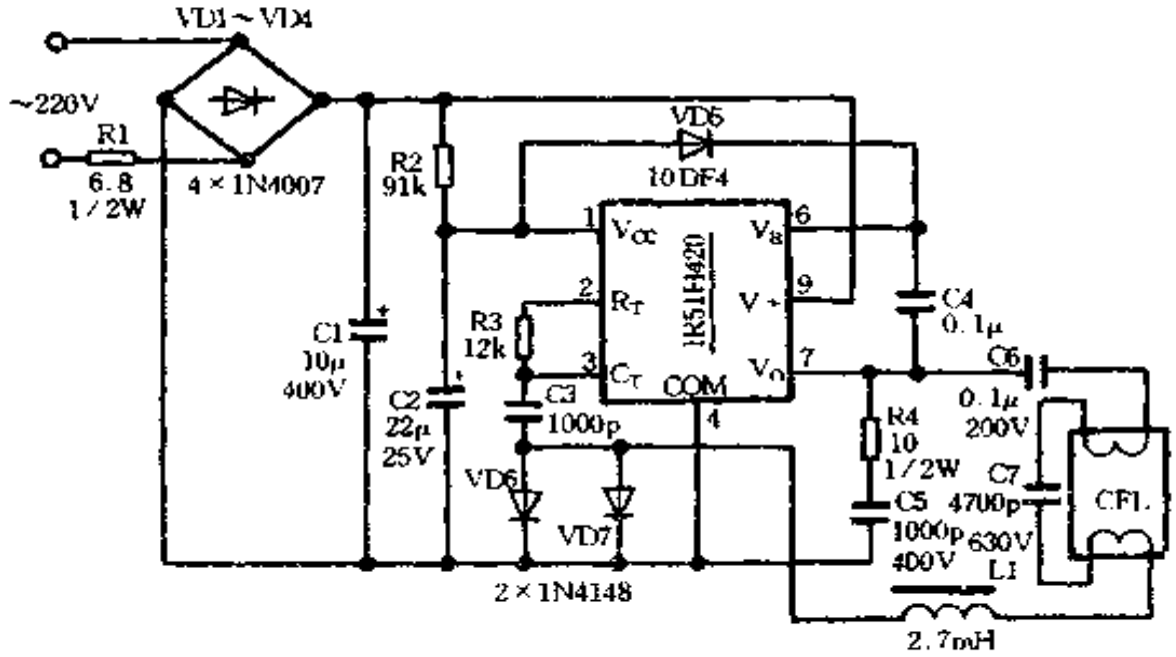


图 4－23　16W2D 型节能灯电子镇流器电路

第五节　全桥式逆变器电路

全桥式逆变器电路虽然需要4个功率开关晶体管，但在不增加晶体管电流的情况下，其输出电压可以增加一倍。对于灯电压较高的一些荧光灯电子镇流器，采用全桥式逆变电路是适宜的。

图4－24所示是采用全桥式逆变器驱动的80W双管荧光灯电子镇流器电路。这种80W的荧光灯型号是F96－T12，是一种122cm(48英寸)长的细管径冷阴极单引脚荧光灯。在室温下，F96－T12型荧光灯的启动电压(有效值)达800V以上。全桥式逆变电路驱动两个F96－T12型荧光灯，可以满足其启动和工作条件。

IC1(IR2155)、IC2(IR2111)和四只功率开关MOS－FET(VT1～VT4)等组成全桥式逆变器。自振荡MOS栅极驱动器IC1(IR2155)驱动伺服电路IC2(IR2111)。为抑制电流谐波畸变，提高系统功率因数，在桥式整流器VD1～VD4与全桥逆变电路之间，设计了由MC34262功率因数控制器IC为中心的有源PFC升压变换器。在PFC升压变换器输出端，提供400V高度稳定的DC电压，作为全桥逆变电路的高压电源。15V的直流偏置电压分别施加到IC1和IC2的①脚(V_{CC})，为IC1和IC2提供工作电压。

IC1⑤脚(L_o)输出与②脚(R_T)保持同相位，而IC2的④脚(L_o)输出与②脚(IN)输入是反相的。主驱动器IC1驱动伺服电路IC2，在前半个周期内，VT1和VT4同时导通，而VT2、VT3均

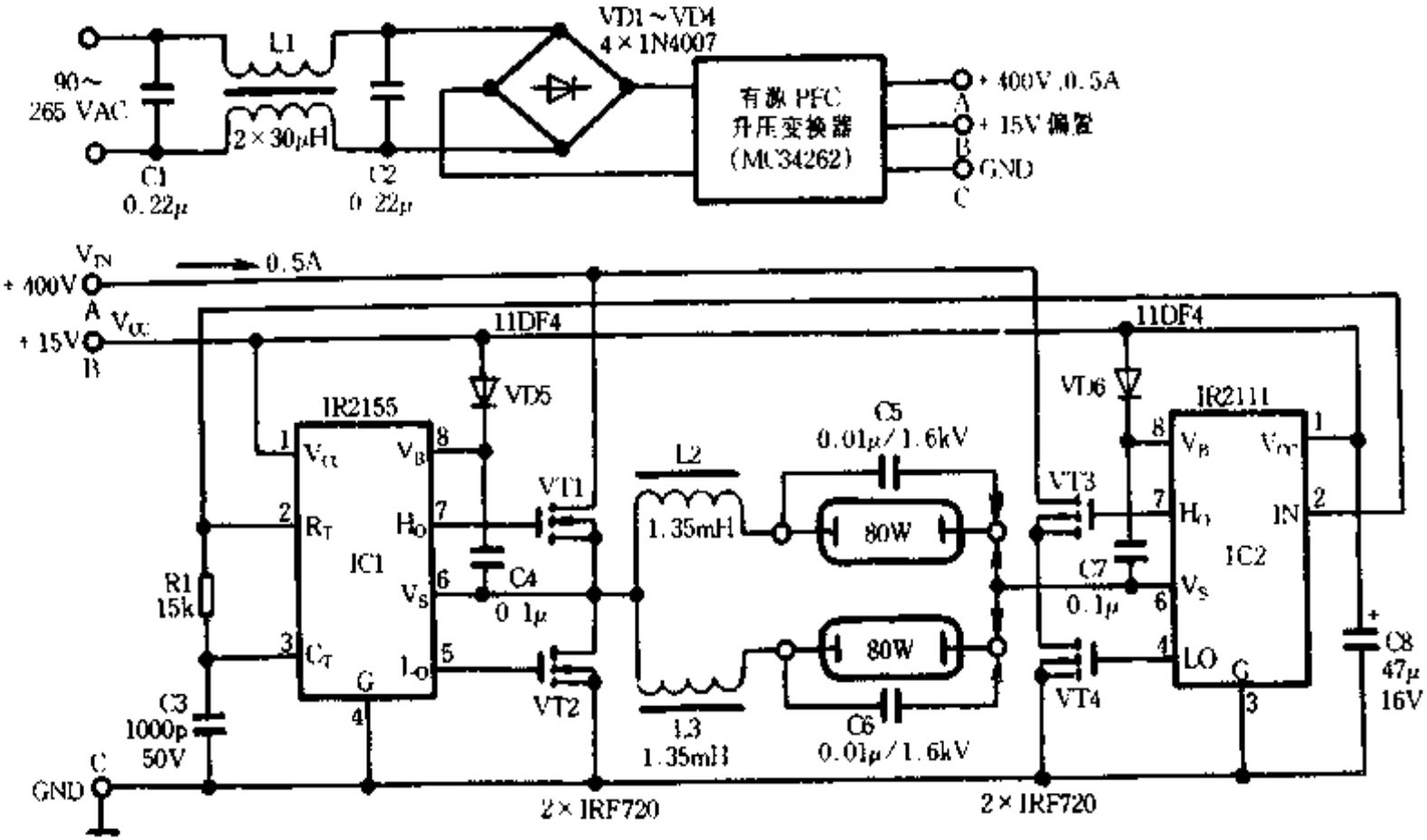


图 4-24　全桥式逆变器驱动的 80W 双管荧光灯电子镇流器电路

关断；在后半周期内，VT2 和 VT3 同时导通，而 VT1、VT4 均截止。全桥逆变器输出方波脉冲电压，有效值(RMS)等于 DC 母线电压(400V_{DC})。灯电路谐振频率与 IC1 的自振荡频率相同($f_{osc} \approx 1/1.4R_1 \cdot C_3$)。灯电路中 LC 谐振槽路的 Q 值甚至可低至 2，以获得宽频带响应曲线。只要在启动电容 C5 和 C6 两端产生 800V(RMS)以上的点火电压，F96－T12 型荧光灯则可以启辉引燃。如果不采用有源 PFC 升压变换器电路，AC 输入电压经全桥整流后直接采用大容量电容滤波，DC 母线电压则为 310V 左右。此情况下 L2 和 L3 电感量应减小 25%(约 1mH)，同时 R1 数值应适当减小，以提高谐振频率。

在荧光灯电子镇流器 DC/AC 逆变器电路中，半桥式逆变器电路最为流行。因此，它是我们研究和讨论的重点。

第五章

逆变器中功率开关晶体管

逆变器中的功率开关晶体管，是影响电子镇流器可靠性的关键元件。电子镇流器出现故障，其中约 70% 是因功率开关晶体管损坏引起的。电子镇流器逆变电路中用作开关的功率半导体器件，主要有双极型晶体管和 MOSFET 两种。随着绿色照明产业的蓬勃发展，IGBT、双极静电感应晶体管(BSIT)和联栅晶体管(CAT)等新型功率开关器件在荧光灯交流电子镇流器中也占有一席之地，而且应用前景诱人。

第一节　双极型晶体管的开关特性

双极型晶体管(BJT)是一种电流控制器件。与 MOSFET 等其它类型的功率开关器件比较，双极型功率开关晶体管具有饱和压降小和价格低廉等明显的优点，故在电子镇流器逆变器电路中，一直得到比较广泛的应用。

采用晶体管作为开关元件，不仅具有开关作用，而且具有放

大作用。对于一个理想的开关，当它接通时阻抗应为零；当它断开时阻抗应为无穷大；当其由接通转换到断开或由断开转换到接通时，所需要的时间应等于零。当然，要得到这样理想的开关是不现实的。对于双极型开关晶体管的基本要求是，除其应具有普通晶体管的性能外，还应具有优良的开关特性。具体地讲就是：晶体管导通时的饱和压降要小，截止时的反向漏电流要尽可能的小，"开""关"转换速度要快，使晶体管进入饱和导通时的驱动功率要小。

一、晶体管的三个工作区域

对于晶体管的开关作用，可以利用图 5－1 所示的晶体管共发射极输出特性曲线来说明。

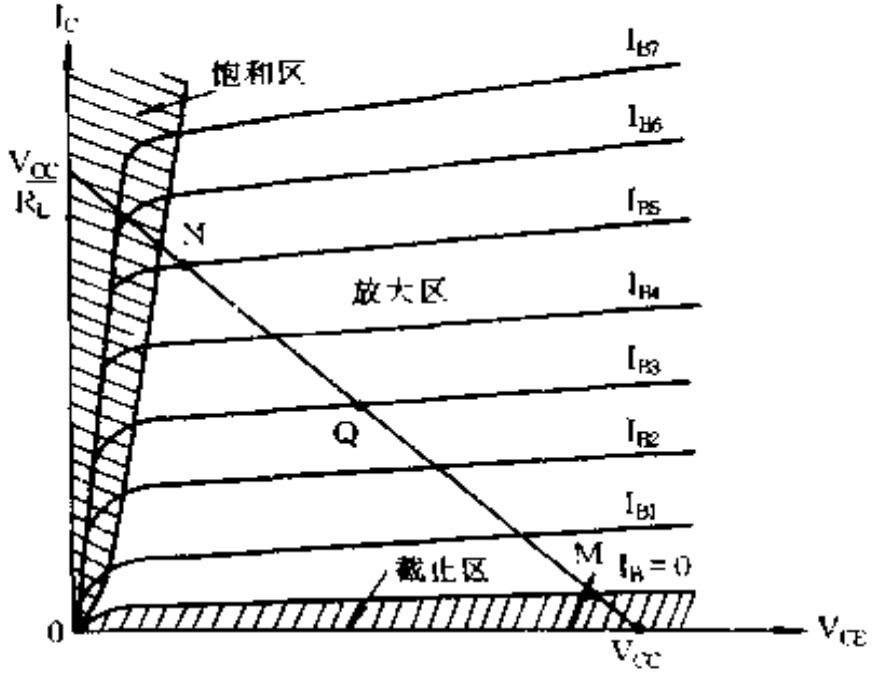


图 5－1　双极型晶体管共发射极输出特性曲线

从图中可以看出，晶体管有三种工作状态，即放大、截止和饱和。晶体管的三种工作状态在其输出特性曲线上分别处于三个不同的区域。晶体管应用于开关电路中，一旦选定了电源电

压 V_{CC}和负载 R_L，就可以画出负载线。负载线与横轴 V_{CE}的交点是 V_{CC}，与纵轴 I_C的交点是 V_{CC}/R_L，负载线斜率的倒数等于 R_L。

对于 NPN 型晶体管，如果发射结与集电结均为反向偏置，或发射结零偏置，即 $V_{BE} \leqslant 0$，$V_{BC} < 0$，集电极电流几乎为零，只有一个很小的反向漏电流 $I_{CEO} = (1+\beta) I_{CBO}$，晶体管的工作状态处于负载线上的 M 点。此情况下晶体管集电极电压接近于电源电压，即 $V_{CE} \approx V_{CC}$，晶体管 C-E 之间呈现高阻抗，相当于开关"断开"，晶体管处于截止状态。

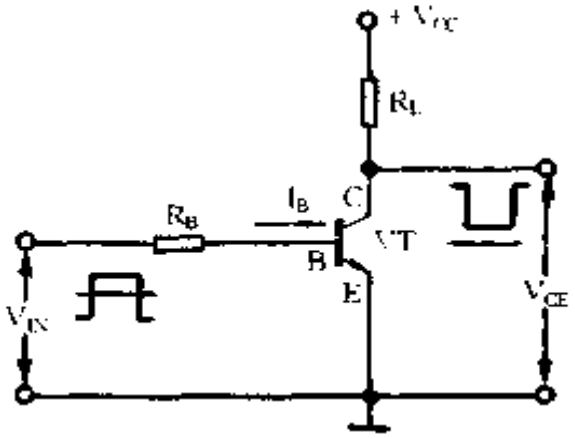
当晶体管的发射结处于正向偏置而集电结处于反向偏置时，即 $V_{BE} > 0$，$V_{BC} < 0$，晶体管工作点由 M 移向 Q 点，进入放大状态。此情况下，只要给晶体管的基极注入一个较小的电流 I_B，在集电极则获得 βI_B大小的放大了的电流，满足 $\Delta I_C = \beta \Delta I_B$ 放大规律，I_C与 R_L、V_{CC}基本无关。

如果晶体管基极驱动电流足够大，$I_B \geqslant I_{CM}/\beta$，发射结与集电结均处于正向偏置，$I_B$增加，$I_C$不再增加，工作点沿负载线移动到 N 点，进入饱和区。晶体管处于饱和导通状态，产生很大的集电极电流，晶体管上的压降等于饱和压降 V_{CES}，呈现低阻抗，相当于开关"接通"。

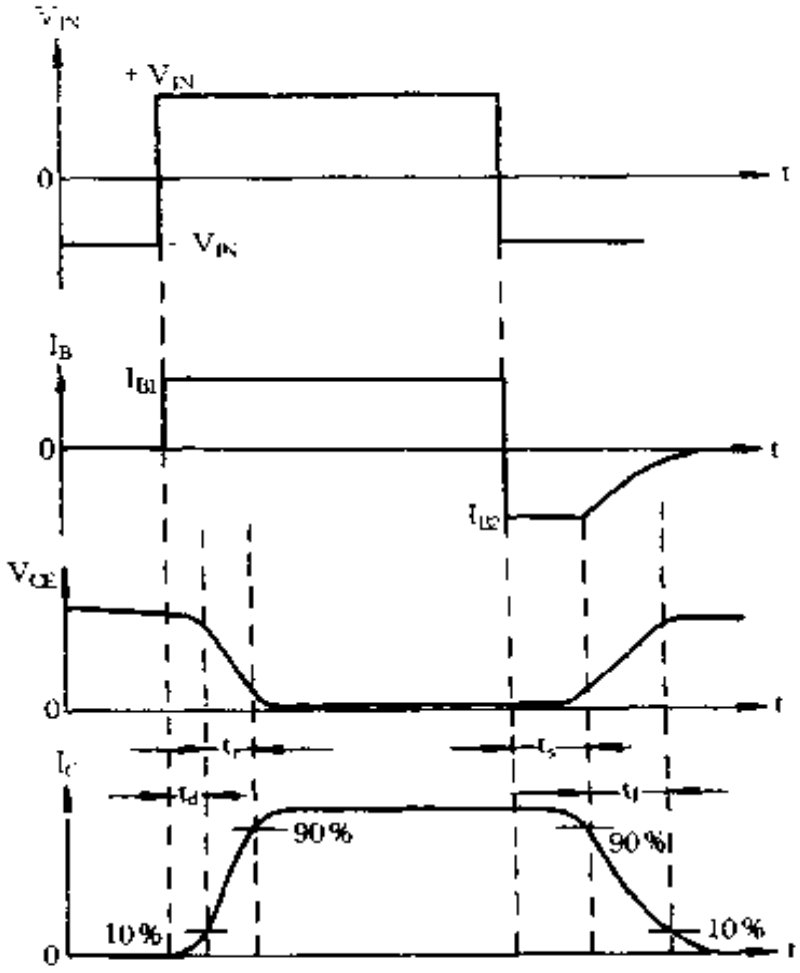
根据上述分析，可以看出，在脉冲电路中，当我们要利用晶体管作为开关使用时，只要使晶体管交替地工作于截止区和饱和区就行了，这和放大电路是截然不同的。

二、晶体管的开关时间

晶体管的开关作用与二极管的开关作用是有区别的。晶体管不仅具有放大电压和电流的作用，而且在共发射极电路中输出波形与输入波形相比，有约 180°的相位差。图 5－2 所示是晶



(a) 晶体管的基本开关电路



(b)晶体管的开关波形

图 5－2　晶体管的基本开关电路及开关波形

体管的基本开关电路及开关波形。同二极管的开关动态特性一

样，晶体管的输出波形并不是理想地跟随输入波形的变化，而是有一个时间的拖延。

为了表征晶体管开关作用的这一特性，我们引入下面四个时间参数：

a. 延迟时间 t_d：从输入信号 V_{IN}开始变正起，到集电极电流 I_C上升到最大值 I_{CM}的 10% 所需要的时间。

b. 上升时间 t_r：集电极电流 I_C从 10% I_{CM}上升到 90% I_{CM}所需的时间。

c. 储存时间 t_s：从输入信号 V_{IN}开始变负起，到集电极电流 I_C开始下降到 90% I_{CM}所需要的时间。

d. 下降时间 t_f：集电极电流 I_C从 90% I_{CM}下降到 10% I_{CM}所需的时间。

延迟时间与上升时间之和，代表晶体管由关断状态过渡到导通状态所需要的时间，我们将其称为开启时间，用 t_{on}表示，即

$$t_{on} \approx t_d + t_r$$

储存时间与下降时间之和，代表晶体管由导通状态过渡到关断状态所需要的时间，我们将其称为关断时间，用 t_{off}表示，即

$$t_{off} = t_s + t_f$$

晶体管开关时间的存在，使晶体管的开关速度受到了限制。如果输入脉冲的持续时间与晶体管的开关时间相近或更小时，晶体管就失去了开关作用。当电子镇流器利用普通双极型晶体管作为开关时，工作频率一般应小于 50kHz。

在晶体管四个开关时间参数中，储存时间 t_s最长，成为决定开关速度的主要因素。

三、外电路对晶体管开关速度的影响

PN 结势垒电容的充放电，电荷的存储与消失和载流子的复

合等，是影响晶体管开关速度的内因。晶体管出厂后，其开关时间参数及其它参数已决定了。然而晶体管的外部使用条件，对开关速度也会产生较大的影响。

1. 基极注入电流 I_{B1}。晶体管基极注入电流 I_{B1} 增大，在延迟过程和上升过程中电荷注入的速度随之增加，有助于减小延迟时间和上升时间。但是，I_{B1} 过大，将会使晶体管饱和深度增加，出现过饱和，使收集区存储电荷增多，对减小存储时间不利。

2. 基极抽取电流 I_{B2}。增加晶体管反向抽取电流 I_{B2}，可减小存储时间和下降时间。但增大 I_{B2} 对开通时间 t_{on} 不利。因为 I_{B2} 增大时，t_d 也跟着增大，因此，I_{B2} 的增大也是有限度的。

3. 集电极饱和电流 I_{ces}。I_{ces} 愈大，在相同的注入电流 I_{B1} 条件下，晶体管饱和深度就愈小，有利于减小存储时间。但是，I_{ces} 往往是由实际需要所决定的。

四、在开关运用时晶体管的功耗

当晶体管作为开关应用时，在每一个周期内，晶体管都工作于三个不同的区域，一段时间内截止，一段时间内饱和。而当晶体管从上述两种状态之一转换到另一状态时（即开启时间或关闭时间内），晶体管是处于放大状态的。因此，晶体管的功率损耗亦由三部分组成：

1. 通态损耗。当晶体管饱和导通时，虽然有较大的集电极电流 I_{ces} 流过管子，但这时的晶体管饱和压降 V_{ces} 很小（对硅管一般仅约 0.3V），接近于零，故此时管子的功率损耗（$I_{ces} \cdot V_{ces}$）很小，其变化余地不大。

2. 断态损耗。当晶体管截止时，虽然 V_{ce} 很大（等于直流电源电压），但管子的漏电流 I_{ceo} 很小（一般在 nA 数量级），故此时的管耗（$V_{ce} \cdot I_{ceo}$）非常小，这部分功耗是微不足道的。

3. 开关损耗。该损耗是指晶体管由饱和转换为截止或由截止转换为饱和时的损耗，这种损耗也称为渡越损耗。在晶体管开启和关闭这两段时间内，晶体管压降和电流都较大，因此管耗较大，占整个管耗的比重亦较大。但对一般重复频率不太高的脉冲，开关时间相对较短，因此在每个周期内，晶体管的平均功耗并不明显。但对于高频电子镇流器来说，开关管的渡越损耗在晶体管整个耗散功率中所占比重较大，而且与电路参数的选择有很大关系。

第二节　双极型开关晶体管的基极驱动电路

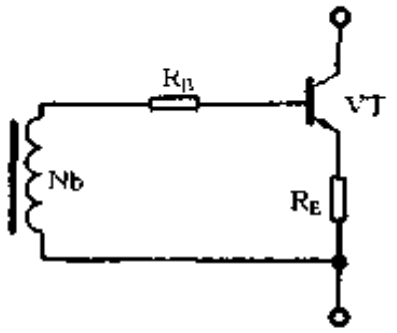
开关晶体管驱动电路设计合理与否，直接关系到晶体管的温升程度、转换效率和使用寿命。由于晶体管的开通时间短，关断时间长，而晶体管的存储时间又是决定关断时间的主要因素，因此，不论是采取何种型式的驱动电路，都必须能有利于缩短存储时间，改善晶体管的开关特性。

一、典型的基极驱动电路

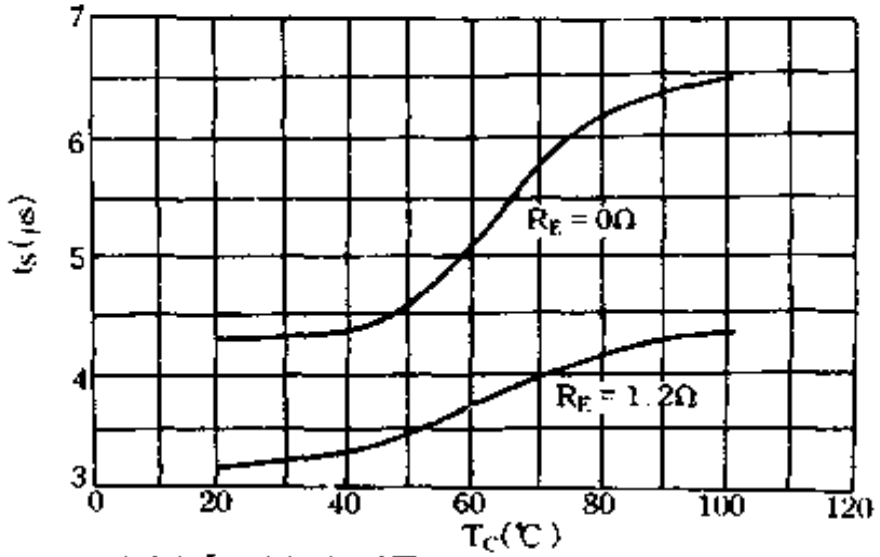
电子镇流器逆变电路中的功率开关晶体管，基极驱动电路有电流和电压两种驱动型式，并以电流型驱动为主。图 5－3(a)所示是典型的电流型驱动电路。其中，Nb 为脉冲变压器的驱动绕组，R_B 为开关管的基极限流电阻，R_E 为晶体管的发射极反馈电阻。Nb 是决定晶体管激励信号大小的关键因素。当脉冲变压器磁环选定之后，增加 Nb 的匝数，减小 R_B 的阻值，可以增大晶体管的基极注入电流，加速开通时间。但若驱动电流过

大，会使晶体管存储时间增加，不利于缩短截止时间。如果晶体管的驱动电流信号不足，则会增加渡越损耗，晶体管温升加剧。因此，对于驱动电路中元件参数的选择应统筹兼顾。

晶体管发射极串联电阻 R_E 起反馈作用。R_E 的数值一般在 0.5～2Ω 之间。晶体管的存储效应随温度升高而加强，R_E 可以抑制晶体管存储时间随温度增高变化的速率。图 5－3(b)所示是在 I_C 不变的条件下，$R_E = 0\Omega$ 和 $R_E = 1.2\Omega$ 时 t_s 随温度变化对比曲线。



(a)典型的电流型驱动电路



(b)在 I_C 不变时，不同 R_E 下，ts随温度变化曲线

图 5－3　开关管典型的驱动电路及 R_E 对 t_s 随温度变化曲线的影响

二、几种常见的加速电路

为了改善晶体管的开关特性，减小晶体管的损耗，在晶体管基极驱动电路的设计上常常采取一些加速措施。图 5－4 示出了电子镇流器功率开关晶体管常见的一些加速电路。

在图 5－4(a)所示的开关管驱动电路中，并联于 R_B 两端的 C_B 称为加速电容，数值一般为 1000～3300pF。当 Nb 上端产生一个正的驱动电压时，C_B 两端电压不能突变，如同短路一样，可以为 VT1 提供很大的正向基极电流，使 VT1 立即导通。之后 C_B 被充电至激励电压的峰值而进入稳态。当晶体管的驱动电压跃变为 0 时，C_B 两端的存储电压立即加到 VT1 的发射结上，可以形成很大的反向基极抽取电流，使 VT1 迅速关闭并进入稳态。由此可见，C_B 在不影响稳态的情况下，可以瞬间提供很大的基极正向电流和反向电流，既加速通导，又加速关闭，促进了 VT1 饱和与截止之间的转化。

在图 5－4(b)所示的开关管基极驱动电路中，高速开关二极管(1N4148)与电阻 R1 的作用是当晶体管 VT1 截止时，为反向基极电流提供一个低阻抗的通路。图 5－4(c)所示的电路中，并联于功率开关晶体管 VT1 基极电阻 R_B 两端的高速开关二极管 VD1 的作用是当 VT1 截止时，吸收反向基极电流，通过对基极与发射极间的电容放电，达到减少存储时间的目的。

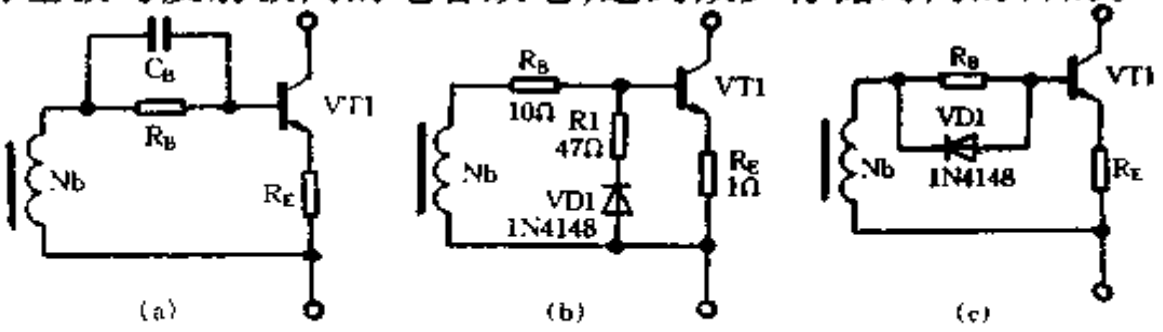


图 5－4　几种常见的加速电路

三、双极型开关晶体管的抗饱和电路

晶体管关闭时的延迟时间是受饱和程度影响的。饱和越深，延迟时间则越长。为减小延迟时间，就希望减轻饱和程度，防止过度饱和。抗饱和电路则可以实现这一目的。

1. 二极管钳位抗饱和电路

典型的二极管钳位抗饱和电路如图 5－5 所示。这种把抗饱和二极管 VD1～VD4 与开关晶体管 VT1结合起来使用的电路，也称为贝克尔(Baker)钳位电路。观察图 5－5 所示的电路，我们注意到，当 VT1 导通时，它的基极电压比输入电压低两个硅二极管的正向压降。设 VD1、VD2 的正向压降约 0.6V，那么晶体管 VT1 的基极电压要比输入电压低 1.2V。但由于 VD3 的存在，VT1 集电极电压比输入电压只低 0.6V，因此，VT1 集电极电压总比基极电压高出 1.2V－0.6V＝0.6V，阻止了 VT1 进入饱和区。

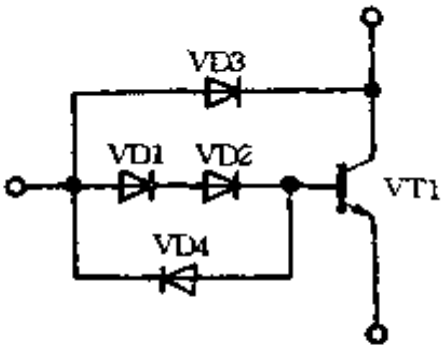


图 5－5 二极管钳位抗饱和电路

二极管 VD4 的作用是当 VT1 截止时，吸收反向基极电流，通过 VT1 基极与发射极间的电容放电，从而达到减小存储时间的目的。

因为在电子镇流器中，用作开关的晶体管工作频率不低于 20kHz，所以抗饱和二极管必须选用快速恢复型二极管。VD1、VD2 和 VD4 可选用低压型器件，但 VD3 的反向击穿电压一般应不低于 VT1 集电极电源电压的 2 倍。

由于 Baker 钳位电路需要 4 个抗饱和二极管，同时由于在

VT1 导通时，其集电极与发射极之间的电压降 V_{CE}要比饱和压降 V_{CES}略高一些，使晶体管损耗增大，因此，尽管这种抗饱和电路可使晶体管关闭时的延迟时间几乎减小到 0，但在电子镇流器中很少被采用。

2. 有源抗饱和电路

采用辅助晶体管组成有源抗饱和网络，是目前广为采用的一种方案。美国摩托罗拉公司利用 PNP 型晶体管作为抗饱和元件，并与开关晶体管集成在同一芯片上。这种新型的功率开关被称为高频高增益双极型晶体管（High frequency，High gain Bipolar transistor），英文缩写为 H2BIP。H2BIP 的内部结构及其图形符号如图 5－6 所示。

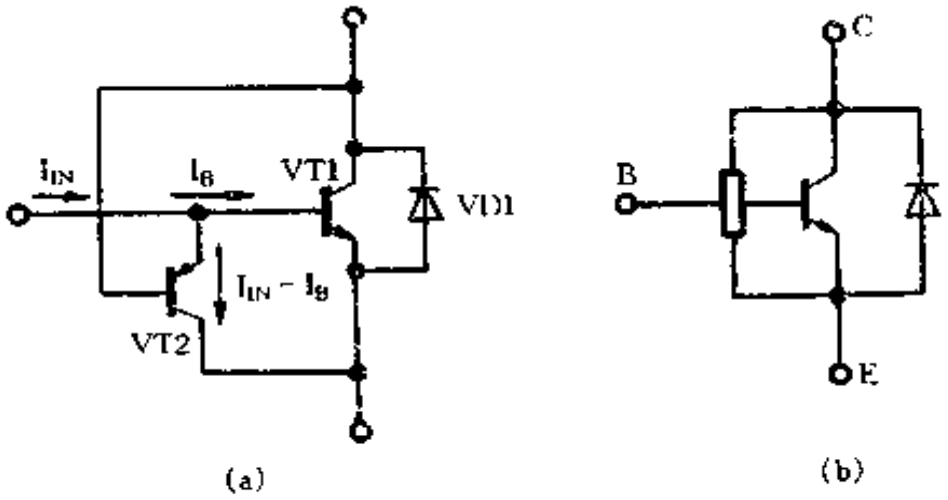


图 5－6　H2BIP 内部结构及其图形符号

在图 5－6(a)中，VT1 是主晶体管，VD1 是续流保护二极管，VT2 是 PNP 型晶体管，作为有源抗饱和网络。VT2 抗饱和网络的具体作用是：当 VT1 进入临界饱和之后，其发射结和集电结都处于正向偏置，VT2 则导通。流经 VT2 发射极与集电极的电流为 VT1 驱动电路输入电流 I_{IN}与基极注入电流 I_B之差。VT1

饱和愈深，其集电极电位则愈低，VT2 对 I_{IN}的分流作用也就越大，I_B也随之减小，这样就减轻了 VT1 的饱和程度。一旦 VT1 脱离饱和区，其集电极电位则增高。只要 VT1 的集电极电位接近于基极电位，VT1 则自动关闭，I_B立即增大，从而使 VT1 又重新进入到饱和状态。由此可见，VT2 不仅改善了 VT1 的开关特性，同时也提高了电路工作的稳定性。

用于荧光灯交流电子镇流器的功率开关 H2BIP 主要产品型号、参数指标及封装型式如表 5－1。

表 5－1　电子镇流器用 H2BIP 主要型号、参数指标及封装型式

参数 / 型号	BV_{CEO} (V)	BV_{CES} (V)	V_{CES} (V)	I_C (A)	$I_{C(peak)}$	h_{FE}	$t_{s(max)}$ (μs)	P_C (W)	封装型式
BUD44D2	400	700	≤0.65	1	2	20－32	2.35	25	369－07
BUL44D2	400	700	≤0.4	2	4	20－32	2.35	50	TO－220AB
BUL45D2	400	700	≤0.4	3	6	22－34	2.25	75	TO－220AB
MJE18002D2	450	1000	≤0.6	2	4	14－25	2.40	50	TO－220AB
MJE18604D2	800	1600	≤1.25	3	5	20－40	4.0	100	TO－220AB

在表 5－1 中，BV_{CES}是基极与发射极之间短路时，集电极与发射极之间的击穿电压；V_{CES}是晶体管集电极到发射极的饱和电压降；I_C是额定集电极电流；$I_{C(peak)}$是峰值集电极电流。在日本和欧美一些国家，BV_{CES}和 V_{CES}则分别采用 V_{CES}和 $V_{CE(sat)}$表示，摩托罗拉等公司则采用 $V_{(BR)\ CES}$表示 BV_{CES}。

第三节　双极型晶体管的二次击穿和安全工作区

一、二次击穿现象

双极型晶体管从高阻区突然转变到低阻区和从高压区迅速转变到低压区的现象，称为“二次击穿”，简称 SB。二次击穿也叫做负阻击穿。二次击穿是影响功率开关晶体管安全工作的重要因素，是造成晶体管毁坏的重要原因。

晶体管发射结零偏压时的击穿曲线如图 5－7(a)所示。当集电结外加反向偏压逐渐增大到某一数值时，集电极电流急剧增加，出现一次击穿现象；当集电结反向偏压进一步增大，在 I_C 增大到临界值(图 5－7(a)中 A 点对应的 I_C)时，晶体管集电极与发射极之间的电压突然降低，I_C继续增长，呈现为负阻特性，这个现象就是二次击穿。整个二次击穿过程发生在毫秒或微秒时间范围内，是一种破坏性的不可逆击穿，如果没有保护电路，晶体管会被烧毁，并且一般表现为 C-E 短路，更流行的术语称做 C-E 穿通。晶体管发射结无论处在何种偏置都会发生二次击穿，图 5－7(b)示出了发射结正向、零和反向三种不同的偏置情况下发生二次击穿时的伏安特性。

引起二次击穿的物理过程多数认为是由于晶体管内部出现电流局部集中而形成的“热点”引起的。过热点处的电流会进一步增加，势必导致该点温度进一步上升，最终会发生热电击穿或热击穿，这就是二次击穿。发生二次击穿的另一个原因被认为是与集电区外延层厚度有关的雪崩注入引起的。这种模式的二

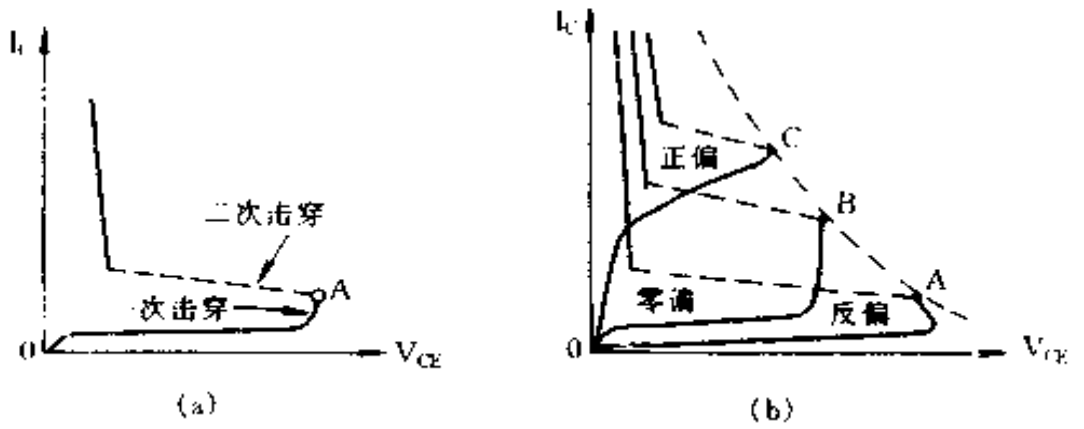


图 5-7　二次击穿时 V_{CE}-I_C曲线

次击穿大多发生在基极注入电流 $I_B<0$ 的情况下。

二次击穿是双极型晶体管的一个固有缺陷。晶体管制成之后，其二次击穿特性是一定的。欲提高晶体管二次击穿的性能，除了在设计和工艺上采取相应的措施外，在实际应用中可以加设散热片并设计保护电路，以防止晶体管早期失效。

二、晶体管安全工作区

所谓晶体管的安全工作区(SOA)，是指不使晶体管损坏能够安全可靠工作的区域或范围。

晶体管的安全工作区，在大电流区，其边界由集电极最大允许电流 I_{CM}线组成；在高压区，安全工作区边界由集电极最大允许电压 BV_{CEO}线组成；在低压大电流区，安全工作区由集电极最大耗散功率 $P_{CM}=I_C V_{CE}$线界定；在高压小电流区，则由二次击穿功耗 P_{SB}线决定。由此可见，晶体管的安全工作区是由上述 4 条曲线所围成。一般情况下，半导体器件生产厂家的产品数据资料会提供安全工作区曲线。

晶体管的安全工作区在发射结正向偏置和反向偏置两种情

况下是不同的。当正向偏置时，晶体管的动态负载往往会超过其直流安全工作区，但晶体管并不会烧毁。事实上，当晶体管处于脉冲开关状态时，其安全工作区要比直流安全工作区大。图5－8示出了晶体管正向偏置时直流和脉冲安全工作区曲线。对于功率晶体管的脉冲安全工作区，与晶体管的工作条件有关。当占空比不变时，晶体管的脉冲安全工作区随脉冲宽度的减小而扩大。脉冲占空比也影响安全工作区。脉冲占空比越小，脉冲安全工作区也就越大。晶体管在脉冲状态下，其安全工作区会超过原来由直流 I_{CM} 和 P_{CM} 决定的安全工作区。功率开关晶体管能够承受的脉冲峰值电流越大，其安全工作区也就越大。国外一些开关晶体管，生产厂家除提供额定（直流）集电极电流外，还提供峰值集电极电流这个参数。开关晶体管的峰值集电极电流允许值，是在一定的脉冲宽度和一定的占空比条件下给

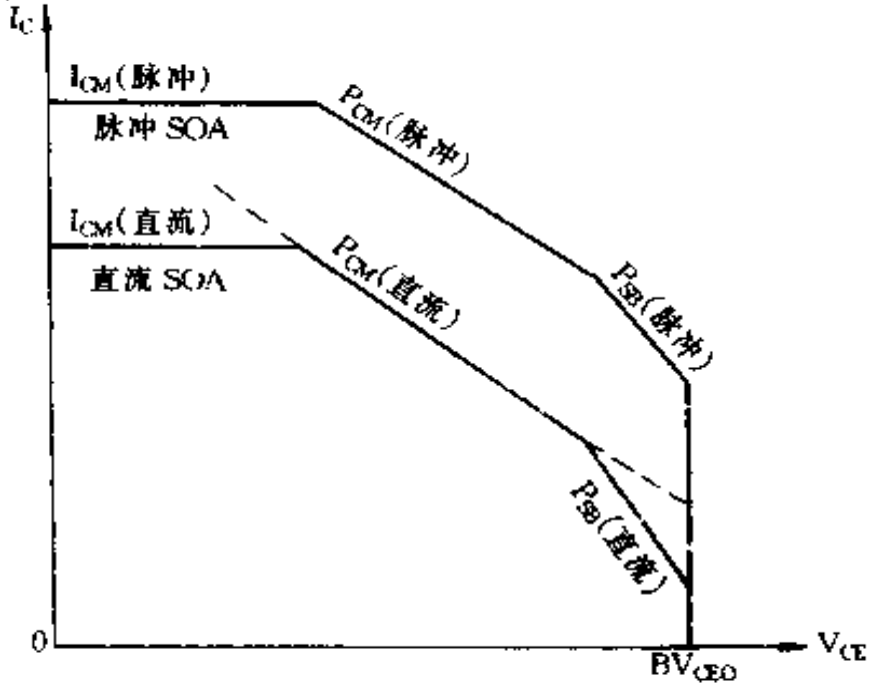


图 5－8　晶体管正向偏置直流和脉冲安全工作区图示

出的。晶体管的最大峰值集电极电流，一般为额定直流集电极电流的 1.5～2 倍。

晶体管在反向偏置条件下的脉冲安全工作区与正向偏置时的安全工作区是不相同的。在功率开关晶体管的集电极加钳位感性负载时，利用计算机系统作出的反向偏置安全工作区如图 5－9 所示。在 $V_{CE} < BV_{CEO}$时，安全工作区只受晶体管集电极电流的限制，与发射结所加的反向偏置电压无关。对于 $V_{CE} > BV_{CEO}$的情况，集电极电流必须随反向偏置电压的增加而减小。在开关管施加反向偏压时，可以减小晶体管的关断时间，但必须防止发射结的雪崩击穿。在晶体管开关电路中，常利用钳位二极管或 RC 吸收网络来避免雪崩击穿。

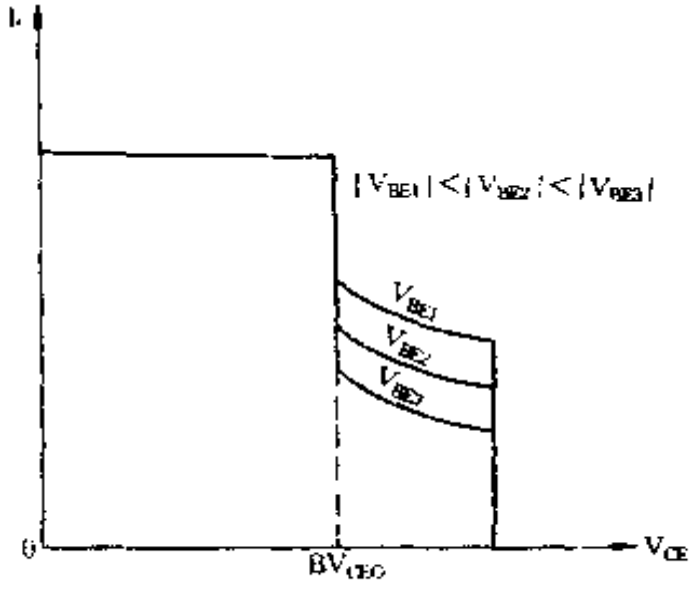


图 5－9　晶体管反向偏置安全工作区图示

第四节　开关晶体管的保护

用作开关的双极型功率晶体管在高速运行中，受到电应力的冲击。这种电应力，是由工作于开关状态的晶体管中电流变化率 di/dt 和施加在晶体管上的电压变化率 dv/dt 而产生的瞬态过电流和瞬态过电压所引起。电应力的本质是瞬时功耗(能量)的集中。电压和电流过冲形成的“尖峰”、“毛刺”，一旦超出器件的安全工作区，尤其是在较高温度下，极易毁坏晶体管。晶体管在整个开关周期内，最危险的情况是出现在晶体管关断时。尤其是晶体管在电感性负载情况下，当晶体管截止时，会产生非常高的尖峰电压。这种反峰电压的瞬时能量远远高出晶体管的承受能力，而将晶体管摧毁。

为防止开关晶体管损坏，可以采取一些保护措施。最简单的保护方案就是在开关晶体管的发射极与集电极之间连接一个阻尼二极管，并且二极管的正极接发射极，负极接集电极，如图 5－10(a)所示。阻尼二极管的作用是当开关晶体管的集电极电压突然变负时提供电流通路，使晶体管旁路，直到集电极电压变正时为止。这种阻尼二极管可以防止开关晶体管反向导通而损坏。这种用作保护的阻尼二极管也称单向传输或单向导通二极管(freewheeling diode)，也称续流二极管。目前有很多功率开关器件都集成有阻尼二极管。功率小一些的开关器件(如 MJE13005)一般没有内装阻尼二极管。由于开关晶体管 dv/dt 相当高，用作保护的阻尼二极管必须选用快速恢复型二极管，以保证有非常快的速度开通，将晶体管集电极峰值电压钳位到安

全值。迄今为止，很多市售电子镇流器采用 1N4007 这类普通硅整流二极管充当阻尼二极管，实际上并起不到阻尼保护作用。对于阻尼二极管的耐压要求，一般其截止电压应为开关晶体管 C-E 间截止电压的 2 倍。

用作开关晶体管保护的阻尼网络如图 5－10(b)至图 5－10(d)所示。图 5－10(b)称作 RC 阻尼电路。在晶体管关断时，RC 吸收网络能抑制晶体管集电极与发射极之间出现的浪涌冲击电压。图 5－10(c)示出的是充、放电型 RCD 阻尼网络，适用于带有较窄反向偏置安全工作区(*RBSOA*)的器件浪涌电压抑制。当晶体管关断时，电容 C 通过二极管被充电，充电电压接近 V_{CC}。当晶体管导通时，C 再经电阻 R 放电。实际上，吸收回路消耗了一定的功率，减轻了开关管的负担。充、放电型 RCD 吸收电路损耗较大，不太适合较高频率场合下的应用。图 5－10(d)所示的是放电阻塞型阻尼网络。该类型的 RCD 吸收电路的损耗较小，虽然对浪涌冲击电压的抑制作用不是很明显，但在开关管导通时的集电极冲击电流的吸收效果是比较显著的。当开关管关断时，二极管对电阻充当短路器，可提高对电压的吸收效果。电容 C 的容量不能太小，否则会增大开关损耗。如果 C 的容量过大，则将增加损耗，原因是在开关管导通时，C 中的储能不能充分地回复到电源。放电阻塞型 RCD 吸收网络适用于 RBSOA 较宽的开关元件。

对于较低功率的电子镇流器，大多采用阻尼二极管作为开关晶体管的保护元件。只有对在 100W 以上较大功率的气体放电灯和开关电源中的功率开关器件，才较多地采用 RC 和 RCD 型阻尼网络。对于 RC 和 RCD 吸收网络中电容的选择，可用下列公式求出：

$$C \geqslant \frac{I_{C(\max)}\left[t_{r(\max)} + t_{f(\max)}\right]}{V_{CE(\max)}} \tag{5-1}$$

在 RC 吸收网络中，电阻值由下式决定：

$$R = \frac{V_{CE(\max)}}{I_{C(\max)}} \tag{5-2}$$

对于图 5－10(c)和图 5－10(d)所示的 RCD 吸收网络，二极管必须选用快速恢复型的器件，如 FR107、MUR150 和 STTB406 等。阻尼电阻的数值可用下列公式计算：

$$R_{(\max)} = \frac{t_{on(\min)}}{3C} \tag{5-3}$$

除上述保护措施外，采用零电压开关(ZVS)和零电流开关(ZCS)技术，对提高器件的可靠性和抑制噪声辐射，其作用是相当明显的。

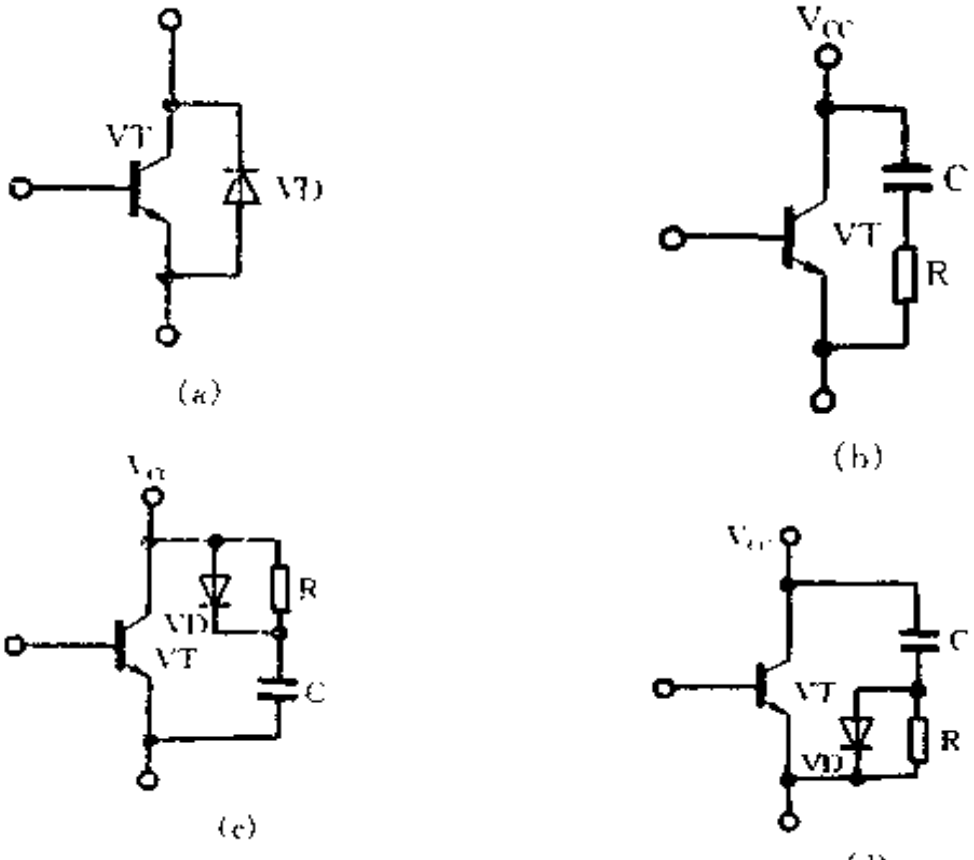


图 5－10　开关晶体管的保护网络

第五节　功率开关 MOSFET

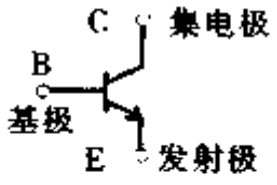
MOSFET 分 P 沟道耗尽型、P 沟道增强型和 N 沟道耗尽型、N 沟道增强型四种类型。增强型 MOSFET 与双极型晶体管一样，具有在应用中较方便的“常闭”特性（即驱动信号为零时，输出电流等于零）。采用不同的工艺可以制作不同特点的功率 MOSFET，像人们比较熟悉的垂直双扩散 MOSFET（简称 VD-MOST），就具有较高的击穿电压。在电子镇流器和开关电源中，用作开关的功率 MOSFET，几乎全部是 N 沟道增强型器件。由于 MOSFET 是一种依靠多数载波子工作的单极型器件，不存在二次击穿和少数载流子的存储时间问题，因而具有较大的安全工作区、良好的热稳定性和非常快的开关速度。MOSFET 在大功率荧光灯和高强度气体放电灯电子镇流器中用作开关，比双极型功率晶体管具有明显的优势。由于所有类型的有源功率因数控制器 IC 都是为驱动功率 MOSFET 而设计的，因此，在电子镇流器有源功率因数校正预调节器中用作开关的 MOSFET，是任何双极型功率晶体管所不能替代的。

一、MOSFET 的主要特点

MOSFET 是一种依靠多数载流子工作的典型场控型器件。由于它没有少数载流子的存储效应，适于 100MHz 乃至 200MHz 以上的高频场合下工作，从而可以采用小型化和超小型化的磁性元件和电容器。MOSFET 具有负的电流温度系数，可以避免热不稳定性二次击穿，故适合于在大功率和大电流条件下应用。

MOSFET从驱动模式上看，属于一种电压控制元件，驱动电路设计比较简单，驱动功率甚微。采用MOSFET作为电子镇流器半桥逆变拓扑结构中的功率开关，在启动或稳态工作条件下的峰值电流要比采用双极型功率晶体管小得多。在电子镇流器应用中，功率MOSFET与双极型功率晶体管之间的特性比较如表5-2所示。

表5-2　功率MOSFET与双极型功率晶体管之间的特性比较

项目 \ 器件 区别	MOSFET	BJT
图形符号		
驱动方式	电压驱动，设计较简单，驱动功率很小	电流驱动，设计较复杂，驱动条件选择困难，直接影响开关速度
开关速度	无少数载流子存储效应，温度影响小，开关频率可达150kHz以上	少数载流子存储时间限制开关速度，工作频率一般不超过50kHz
安全工作区	无二次击穿，安全工作区大	存在二次击穿，限制了安全工作区
开通电压	高压型MOSFET开通电压较高，有正温度系数	不论耐压高低，开通电压均较低，具有负温度系数
峰值电流	在镇流器中用作开关时，在启动和稳态工作时，峰值电流较低	较高
产品成本	略高	稍低
产品种类	日益增加，更新换代潜力大	繁多，进一步发展受到限制

此外，MOSFET大多集成有阻尼二极管，而双极型功率晶体管大多没有内装阻尼二极管。双极型功率开关晶体管在电路中具有决定性的影响，而MOSFET对系统的可靠性与安全性的影响作用并不像双极型晶体管那样重要。MOSFET的主要缺点就是导通电阻 $R_{DS(on)}$ 较大，而且具有正的温度系数，故当器件工作于大电流开关状态时，导通损耗较大。MOSFET栅极—源极之间的开启门限电压 $V_{GS(th)}$ 较高，一般为2～4V，用其作为镇流器半桥逆变电路的开关时，为保证有足够的激励电压，则要求驱动变压器绕组匝数比采用双极型晶体管多1倍乃至数倍。

二、功率MOSFET的驱动电路

在半桥逆变器中，两个功率MOSFET的栅极—源极之间的驱动网络不像双极型功率晶体管的驱动电路那样复杂和严格。特别是当采用高压高速MOS栅极驱动器IC(如IR2155)时，IC的两个高端输出和低端输出脚可直接或通过一个10～100Ω的电阻分别与两个功率MOSFET的栅极相连接，无需脉冲变压器，从而大大地简化了电路设计。当功率开关MOSFET通过脉冲变压器驱动时，其栅极—源极间典型的驱动网络如图5－11所示。

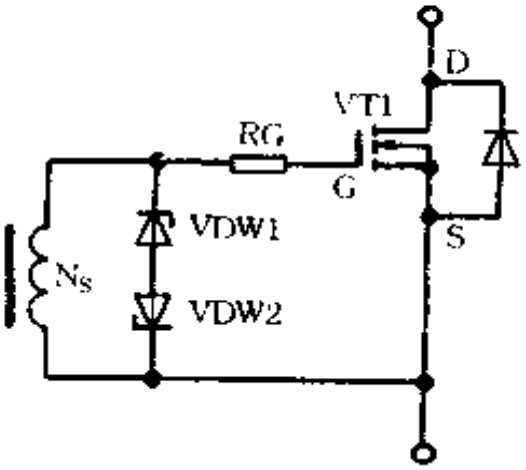


图5－11 能加速MOSFET关断时间的驱动网络

在图5－11中，N_S 为脉冲变压器次级驱动绕组，R_G 为MOSFET的栅极限流电阻，齐纳二极管VDW1和VDW2背靠背串接在一起，可将栅—源间电压钳位，以防止MOSFET的驱动电压 V_{GS} 过高，导致栅—源极击穿。R_G 一般取100～500Ω，电子镇流器的灯负

载功率越小，R_G 阻值则越大。由于 $BV_{GS}=20\sim35V$，所以 VDW1 和 VDW2 的齐纳击穿电压 V_Z 应低于 BV_{GS}，一般选取 13～16V。由于 MOSFET 存在(等效)输入电容，在栅极与源极间加入电压脉冲时，尽管 MOSFET 有非常高的输入阻抗，但仍会产生充电电流。因此，在 MOSFET 的驱动电路中，往往需要设计栅极电阻。驱动电压源的阻抗(R_g)越小，MOSFET 的开关速度则越高。因为 MOSFET 是依靠多数载流子工作的器件，只要栅极上的驱动电压一撤消，则会立刻截止，其关闭时间远远小于 1μs(一般仅为 0.15μs)。在 MOSFET 关闭时，呈现出非常高的阻抗，只有很小的漏电流存在。

能够加速 MOSFET 漏极电流 I_D 降落时间的栅极—源极间相移网络如图 5－12 所示。当 MOSFET 的栅极驱动电压脉冲突然降落到门限电压 $V_{GS(th)}$ 值以下时，MOSFET 则由导通跃变到截止，此时的 VT2 则导通，为 MOSFET 的输入电容 C_{iss} 放电提供了通路，从而可以加速 I_D 的跌落时间。这种加速网络使 MOSFET 栅—源极间的阻抗达到数千欧，对于开关特性不佳的功率 MOSFET 的关断时间可以起到很明显的加速作用。

摩托罗拉公司根据图 5－12 所示的能加速漏极电流跌落时间的驱动网络，利用传统的集成 IC 工艺，推出了被称作 ZPCMOS 的器件。所谓 ZPCMOS，意即零功率控制 MOSFET (Zero Power Controlled MOSFET)，其内部电路及其图形符号如图 5－13 所示。

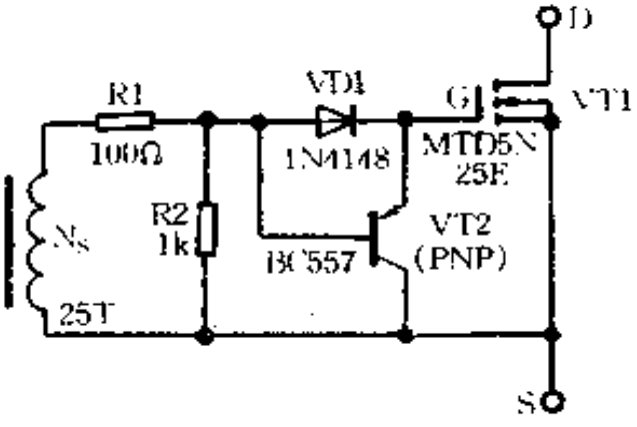


图 5－12　功率 MOSFET 典型驱动电路

ZPCMOS 的栅极到源极之间的阻抗决定 MOSFET 的

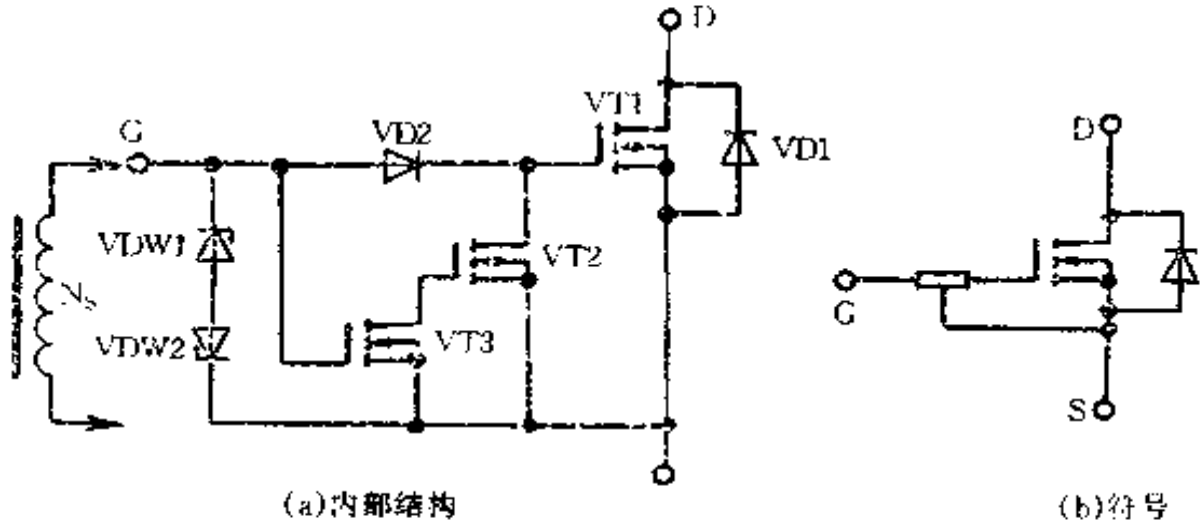


图 5－13　ZPCMOS 的内部电路及其图形符号

关断时间。在图 5－13(a)所示的 ZPCMOS 的内部电路中，R1 的阻值足够大，从而保证了在稳态工作条件下的栅极电流 I_{gs}低于 100μA。ZPCMOS 具有优异的开关特性。虽然 ZPCMOS 的成本略有增加，但减少了外加元件的数量，使电路设计大为简化。

三、功率 MOSFET 的保护电路

虽然 MOSFET 没有二次击穿现象，具有比 BJT 大的直流和脉冲安全工作区，但在很多场合下，为确保 MOSFET 能更安全可靠地工作，还是要采取一些保护措施。

由于 MOSFET 的特殊结构，在主体漏极已有一个 PN 结与通道并联，因此一般在 MOSFET 的漏—源极间无需再外接阻尼二极管。MOSFET 比较完善的保护电路如图 5－14 所示。

在图 5－14 中，VDW2 为避免 MOSFET 的 G-S 击穿而设置，VDW2 的稳压电压低于 BV_{GS}。VDW1 和 VDW2 两个齐纳二极管串联，同时对 D-S 起保护作用，将 MOSFET 的 D-S 间电压钳位于安全电压范围之内。VDW1 和 VDW2 也可采用压敏电阻器或瞬态电压控制二极管等保护元件替代。

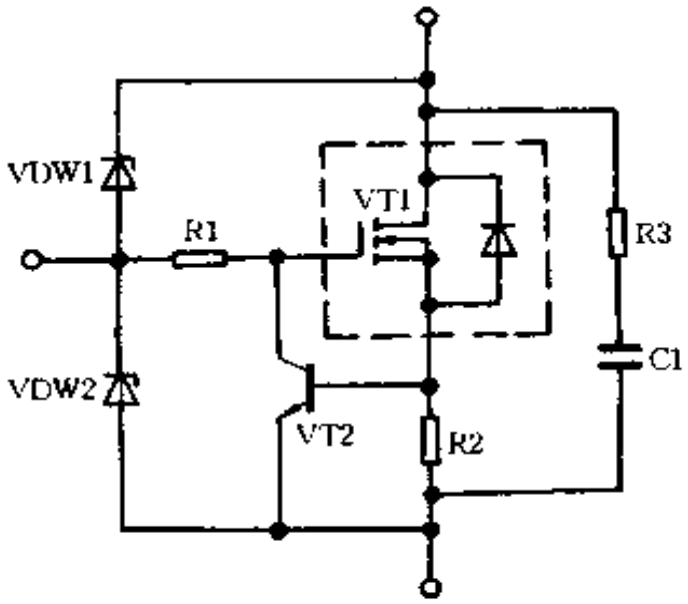


图 5－14　MOSFET 的保护电路

R1、R2 和双极型晶体管 VT2 组成限流保护电路。栅极串联电阻 R1 不仅起限流作用，同时还用作抑制寄生振荡。VT1 源极串联电阻 R2 阻值可根据 $I_{D(max)} = 0.7V/R_1$ 求出。只要漏极电流 I_D 达到设定电流值后，VT2 则导通，将 VT1 栅极电位降下来，从而限制了 I_D 不会超过限定值。由于 R2 阻值很小，故不会对整个导通电阻产生较大影响。R3 和 C1 组成的 RC 吸收回路，在 MOSFET 截止时，对漏极电流分流，并对 C1 充电；在 MOSFET 导通时，C1 通过 R3 放电。这种吸收回路不仅有助于提高 MOSFET 的开关速度，而且对 MOSFET 起保护作用。

为了降低产品成本，简化电路设计，对于较低功率的荧光灯电子镇流器，若采用 MOSFET 作为功率开关，一般都采用图 5－11 所示的驱动电路来实现 G-S 间的电压钳位保护。

第六节　绝缘栅双极晶体管(IGBT)

绝缘栅双极晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor,缩写为IGBT),是一种集BJT的大电流密度和MOSFET等电压激励场控型器件优点于一体的高压、高速新型大功率器件。自从美国RCA公司和GE公司于1982年开发成功IGBT后,美国IR公司、欧洲SGS公司、飞利浦公司、西门子公司和日本东芝、富士电机、三菱、日立等公司通过技术上的不断创新,终于在30年代末实现了商品化,并于90年代中期推出耐高压、大电流可控和模块化的第三代产品。IGBT目前达到的水平是:耐压为600～1800V、电流容量为100～400A、关断时间低至0.2μs。在电力电子领域,IGBT大有取代功率MOSFET和双极达林顿晶体管(GTR)之趋势。IGBT这种电力半导体器件派生出来的低功率产品,在电子镇流器中用作开关,具有MOSFET与之不可媲美的一些优点。

一、IGBT的主要特征

尽管IGBT可利用不同的材料及工艺制作,但都可以被看作是一个MOSFET输入跟随一个双极型晶体管放大的复合结构。在电子镇流器中作为开关使用的主要是N沟道增强型的IGBT。IGBT有三个电极,即分别称为栅极(亦称控制极或门极)、集电极(亦称漏极)和发射极(亦称源极),图形符号如图5－15所示。

IGBT的主要特点是:

a. 电流密度大,为MOSFET的数十倍;

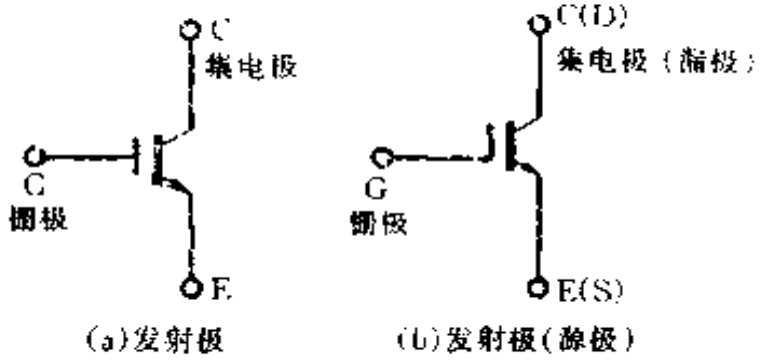
b. 输入阻抗高，栅驱动功率极小，驱动电路简单；

c. 低导通电阻。在给定芯片尺寸和 BV_{CEO} 下，IGBT 的导通电阻 $R_{(CE(on)}$ 不大于 MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 的 10%；

d. 击穿电压高，安全工作区大，在瞬态功率较高时不会受损坏；

e. 开关速度较快，关断时间短。耐压 1kV 的 IGBT，关断时间约为 1.2μs；600V 级的产品，关断时间仅约 0.2μs，约为 GTR 的 10%，接近于功率 MOSFET，开关频率直达 100kHz，开关损耗仅为 GTR 的 30%。

从上述这些特点可以发现，IGBT 克服了功率 MOSFET 的一个致命缺陷，即在高压大电流工作时，导通电阻大，器件发热严重，输出效率下降。IGBT 将场控型器件的优点与 GTR 的大电流低导通电阻特性集于一体，成为倍受人们青睐的新型高压高速半导体功率器件。



(a)发射极　　(b)发射极(源极)

图 5－15　IGBT 的图形符号

二、在电子镇流器中作为开关使用的 IGBT

目前适用于电子镇流器的 IGBT 代表性产品主要有以下两种：

1. 低功率 N 沟道增强型 IGBT-ZCN0545

德国 ZETEX 公司推出的 N 沟道增强型纵向 IGBT，适合于

在低功率自镇流荧光灯镇流器中用作开关的代表性产品是ZCN0545。ZETEX公司向用户提供的关于ZCN0545资料中，三个电极分别用字母G、D、S表示，与MOSFET相同。其主要电参数如表5－3所示。

表5－3　　ZCN0545主要电参数

参数名称	符号	参数值				测试条件
		最小	典型	最大	单位	
正向漏—源击穿电压	BV_{DSS}	450			V	$V_{GS}=0V$
反向漏—源击穿电压	BV_{SD}	30			V	$I_D=1mA$
栅—源击穿电压	BV_{GSS}	±20			V	$V_{DS}=0V$
栅—源门限电压	$V_{GS(th)}$	1		3	V	$I_D=1mA$，$V_{DS}=V_{GS}$
漏—源饱和压降	$V_{DS(SAT)}$			3	V	$I_D=500mA$，$V_{DS}=10V$
连续漏极电流	I_D		0.32	0.37	A	
脉冲漏极电流	I_{DM}		2		A	$T_{amb}=25℃$
漏—源导通电阻	$R_{DS(on)}$			6	Ω	$V_{GS}=10V$，$I_D=0.5A$
输入电容	C_{iss}			90	PF	$V_{DS}=25V$ $V_{GS}=0V$ $f=1MHz$
共源极输出电容	C_{oss}			12	PF	
开关时间	t_{on}			150	ns	$V_{DS}=25V$ $I_D=1A$ $R_{GS}=50Ω$
	t_{off}		200	300	ns	
最大耗散功率	P_{DM}			0.8	W	
工作及储存温度范围	T_j T_{stg}	－55		＋125	℃	

ZCN0545典型的输出特性曲线如图5－16所示。从图5－16可以看出，当$V_{GS}=10V$时，在$I_D \leqslant 1A$下，漏—源极之间导通电压不大于3V。

大家知道，诸如汽车等机动车车灯驱动器，必须能经受住非

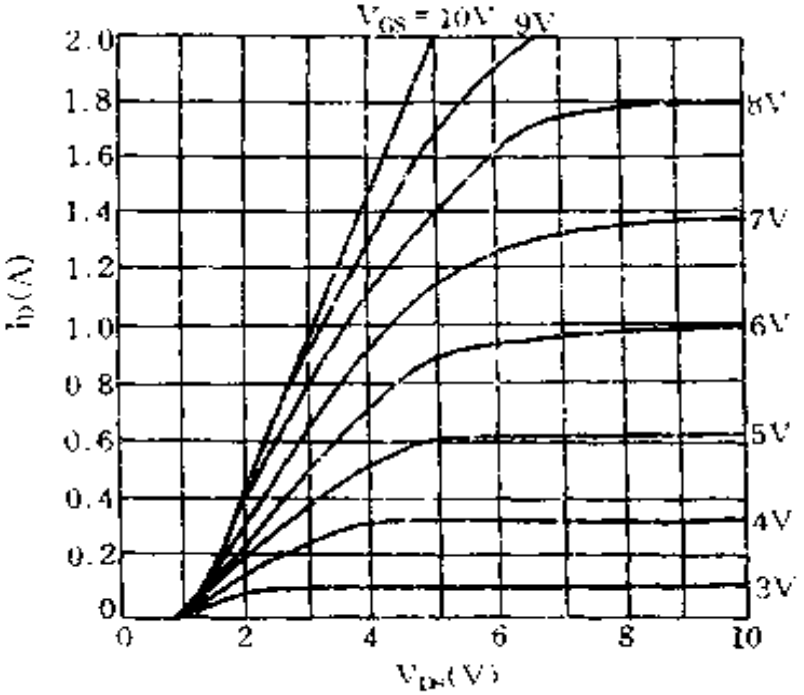


图 5－16　ZCN0545 典型输出特性

常恶劣的工作条件。仪表面板后的温度往往从－40℃的低温到＋85℃的高温变化。车灯驱动器中的晶体管，应能承受电池快速充电、高达100～240V 的瞬变电压和 80V、50 焦(J)负载切断时的瞬态冲击，并应具有抗干扰和抗震动等能力。

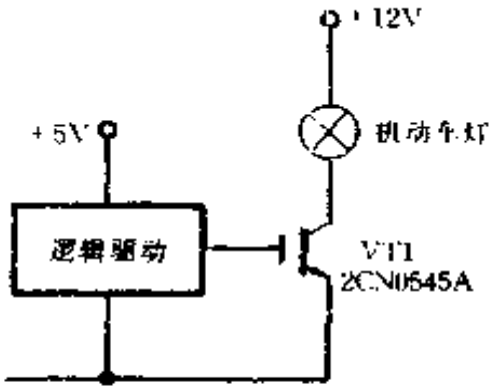


图 5－17　机动车灯驱动电路简图

ZCN0545 型低功率 IGBT 用作驱动机动车车灯，是非常理想的器件。图 5－17 示出了车灯驱动器电路简图。采用 T092 封装的 ZCN0545，完全能承受住 180mA 的开关灯电流。

ZCN0545 型低功率 IGBT，在 16W 以下电子节能灯中作为开关使用具有相当高的可靠性。采用 ZCN0545 设计的离线式 11W 节能灯电子镇流器电路如图 5－18 所示。

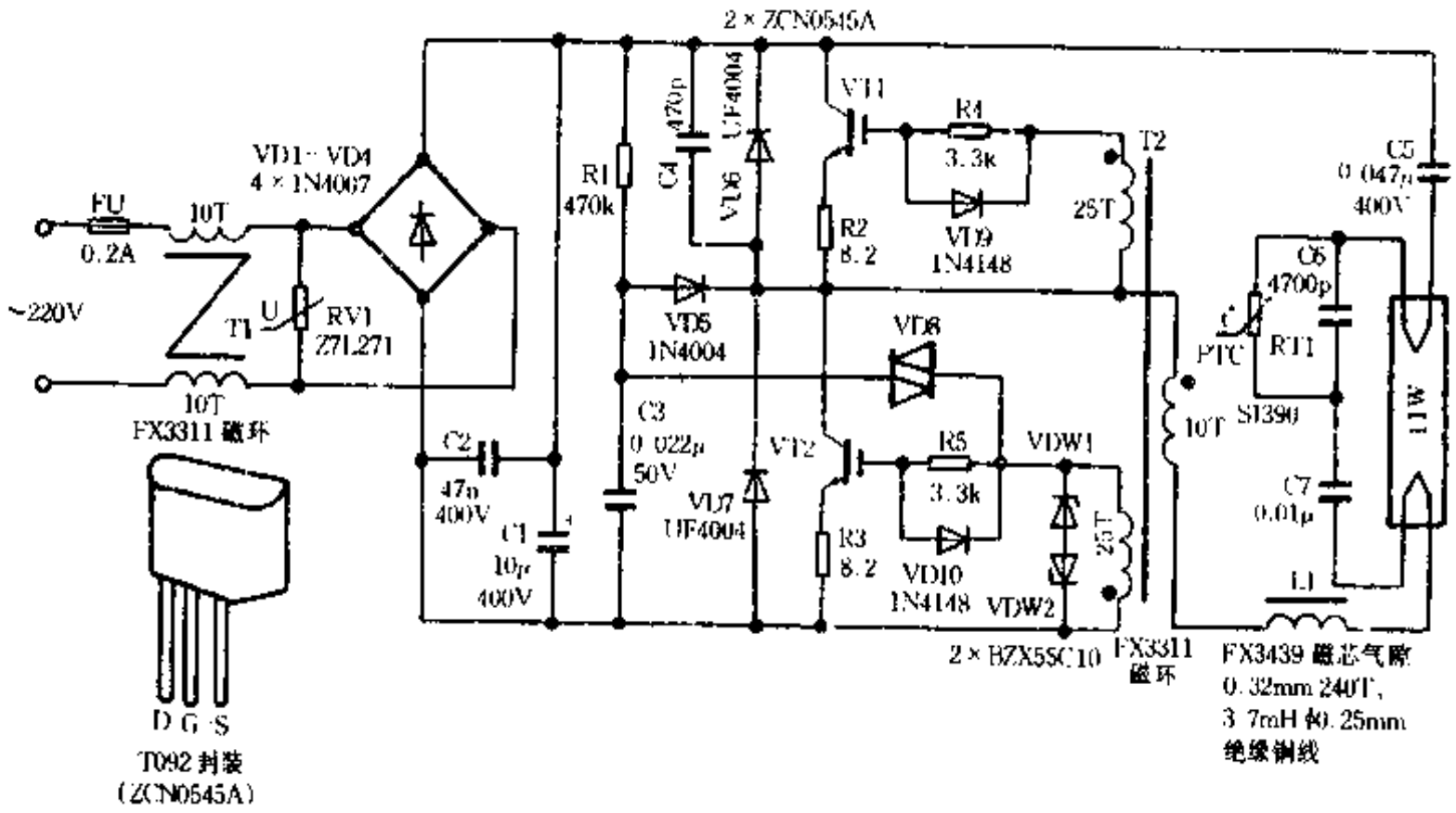


图 5－18　用 ZCN0545 作为开关的 11W 电子镇流器电路

在图 5－18 所示的电路中，两个 ZCN0545A 的关断时间 t_{off} ≤300ns，允许工作频率高至 100kHz。为减小损耗和射频干扰，实际的工作频率为 40kHz。ZCN0545A 的低导通电阻 $R_{DS(on)}$，可保证通态损耗仅约 60mW。两个 IGBT 依靠电流脉冲变压器 T2 驱动，电路开关频率通过 T2 控制。两个背靠背的齐纳二极管（VDW1、VDW2）限制栅极驱动电压。阻尼二极管 VD6、VD7 用作保护两个 IGBT，在 VT1 或 VT2 关断时，VD6、VD7 为负电流提供通路。与 VT1、VT2 的栅极串联电阻 R4、R5 分别并接的高速开关二极管 VD9 和 VD10，用作加速 VT1 和 VT2 的关闭时间。PTC 热敏元件 RT1 用作灯阴极预热启动，预热时间为 1～2 秒。按图 5－18 示出的电路制作的 9～16W 节能灯电子镇流器，应用效果相当好。

2. 适合在大功率气体放电灯镇流器用作开关的 BUP304 型 IGBT

西门子公司生产的 BUP304 型 N 沟道 IGBT，采用 TO－3P 封装。在 25～30kHz 的工作频率和工作电压为 500～1000V 的条件下，是取代功率 MOSFET 和大功率达林顿管的代表性产品。BUP304 的集—射极击穿电压 BV_{CEO} = 1200V，额定集电极电流 I_C = 25A，栅极门限电压 $V_{GE(th)}$ = 4.5～6.5V，集—射极饱和电压 $V_{CE(sat)}$ ≤5V（典型值为 3.5V），最大集电极耗散功率 P_{DM} = 200W，关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 和下降时间 t_f 各为 200ns。

BUP304 适合于在 250W 以上的高压钠灯和金卤灯等高强度放电灯电子镇流器中作为功率开关使用。在半桥或全桥逆变器中，用作功率开关的 IGBT 往往利用专门的 IC 驱动。西门子公司成功地利用 TDA4918 开关电源芯片驱动两个 BUP304，再通过功率变压器推动 36V/400W 的低压卤钨灯，是 IGBT 最早应用于电光源产品的实例之一。

大功率 IGBT 在电子镇流器中应用的驱动及保护电路与功率 MOSFET 和双极型功率晶体管基本相同，无需像在电力电子装置(如变频调速)中的应用那样复杂。但是，为确保 IGBT 免遭损坏，提高电子镇流器的使用寿命，对其栅极驱动电路和保护电路同样必须精心设计。

第七节　联栅晶体管(GAT)

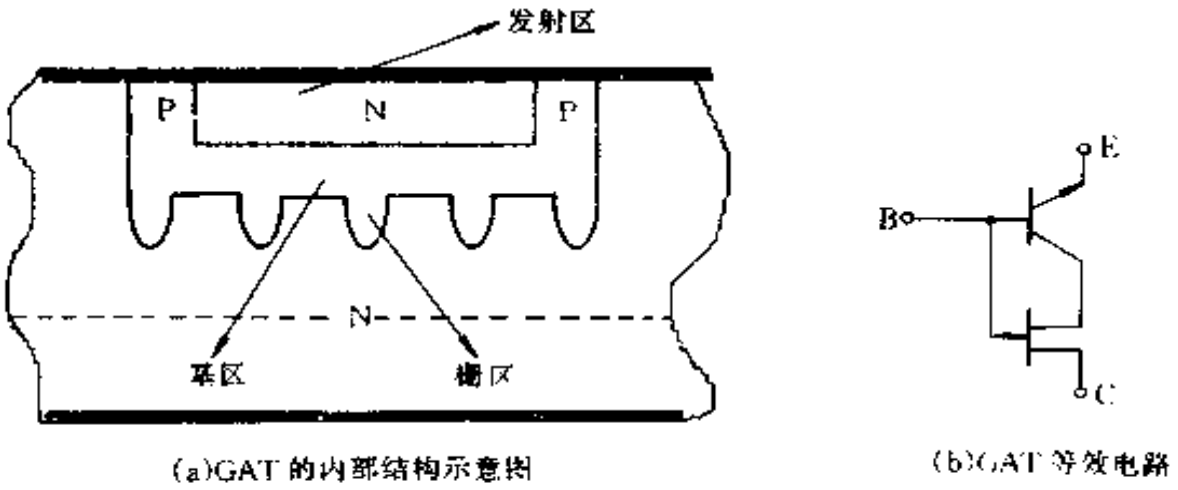
联栅晶体管(Gate Associated Transistor，简称为 GAT)，也称作栅辅助晶体管，是一种介于双极型晶体管与结型场效应晶体管(JFET)之间的高压高速功率半导体器件。

GAT 最早是由日本三菱电机公司半导体实验室 Hisao Kondo 和 Yoshinori Yukimoto 等人于 70 年代末发明的。我国在 80 年代中后期即开始进行研究和仿制，曾经风火过一阵，但由于成本过高，随后就有点销声匿迹了。进入 90 年代之后，有些高等院校和生产企业瞄准了绿色照明产业的巨大市场，在版图设计和制造工艺上大胆地进行了技术创新，使 GAT 芯片面积成倍的减小，终于将产品成本降下来，与参数相当的 BJT 单价相近，实现了商品化，并且在电子镇流器中得到应用。

一、GAT 的内部结构及其主要特点

GAT 的内部结构及其等效电路如图 5－19 所示。从图 5－19(a)所示的剖面结构示意图可以发现，GAT 从基区与集电区界面以上是普通 NPN 型 BJT，在其下面即为 JFET。由此可见，GAT

实际上是由 BJT 与 JFET 串联而成。



(a)GAT 的内部结构示意图　　(b)GAT 等效电路

图 5－19　GAT 的内部结构及其等效电路

GAT 在内部结构上的主要特点就是，在普通 BJT 的下面加入了一列列相隔一定间距的“栅区”。其作用主要有以下四点：

一是在 C-E 间加高压时，栅区对基区可起电场屏蔽作用，抑制了集电结耗尽层在高压下向基区的扩展。因此，即使基区很薄，在高压下也不致于发生基区穿通现象。也就是说，能用薄基区设计制造出耐高压的器件，同时能满足高速与高压要求。

二是减弱了集电极中载流子的雪崩倍增效应。由于栅区的电场屏蔽作用，有效地阻止了一次击穿之后的性能进一步恶化，亦即提高了器件的抗二次击穿能力。

三是减小了有效基区电阻。从 GAT 结构上看，基区掺杂面积比 BJT 增大了很多，提高了导电能力，有效基区电阻大大地减小。

四是大大提高了 PN 结的结面积。由于结面积的增大，器件本身发热的均匀性较 BJT 要好得多，因而具有较优良的温度特性。

为保证电子镇流器长期可靠工作，开关管的选择是关键。不论是选用何种类型的晶体管，在耐压和电流容量方面满足要

求后，其有决定性影响的性能就是在工作中温升的高低。半导体器件的温升程度(即发热多少)取决于功率损耗，而功率损耗主要又由晶体管的通态压降和开关时间参数所决定。在晶体管的开关时间参数中，关断时间(t_{off})远远大于导通时间(t_{on})，对温升及可靠性(如二次击穿)影响更大。GAT的通态压降与BJT相当，比MOSFET小得多，但开关时间比BJT短得多，所以温升将比BJT低得多。

二、电子镇流器用GAT代表性产品2SG系列

目前适合于在电子镇流器中作为开关使用的GAT，国内生产的代表性产品有2SG系列，其主要产品型号、参数指标、封装型式及适用灯功率范围如表5－4所示。在2SG系列主要产品中，2SG22有两种封装型式，二者参数略有不同。

采用2SG22型GAT作为开关的16W2D型节能灯电子镇流器电路如图5－20所示。由于GAT仍属于一种电流型控制器件，但输入阻抗比BJT高，而又低于JFET，故其驱动电路元件参数的选取与BJT并不完全相同。GAT所要求的基极激励电压信号略高于BJT，故用GAT直接代换BJT时，除应注意二者参数大体相当外，往往还需要把脉冲变压器次级驱动绕组增加1～2匝，或相应调整基极串联电阻的数值。

为方便用户使用，缩小产品体积，有的厂家还将两个GAT连接成推挽型式封装在一起，组成5脚单列直插式结构的2DM系列模块。

在产品价格上，GAT与参数相当的BJT非常接近，用户较容易接受，这就为GAT在电子镇流器中的应用消除了价格上的壁垒，使其充满了勃勃生机。当然，GAT并不会完全取代其它类型

表 5－4　　2SG 系列 GAT 主要产品型号、参数指标、封装及适用范围

型号	参数指标										封装	适用范围
	P_{CM} (W)	I_{CM} (A)	BV_{EBO} (V)	BV_{CEO} (V)	h_{FE}			V_{CES}(V)				
						V_{CE} (V)	I_C (A)		I_C (A)	I_B (A)		
2SG20	10	0.8	≤6	≥400	8～40	5	0.1	≤1	0.2	0.04	TO－92L	9W 以下电子节能灯
2SG22	20	1.5	≤6	≥400	8～40	5	0.2	≤1	0.25	0.05	TO－126	18W 以下电子节能灯
2SG22	30	2.5	≤6	≥400	8～40	5	0.2	≤1	0.5	0.1	TO－220	26W 以下电子节能灯
2SG24	60	4.0	≤6	≥400	8～40	5	0.5	≤1	1.0	0.2	TO－220	60W 以下电子镇流器
2SG30	80	7.0	≤6	≥400	8～40	5	1.0	≤1	2.0	0.5	TO－220	100W 以下电子镇流器

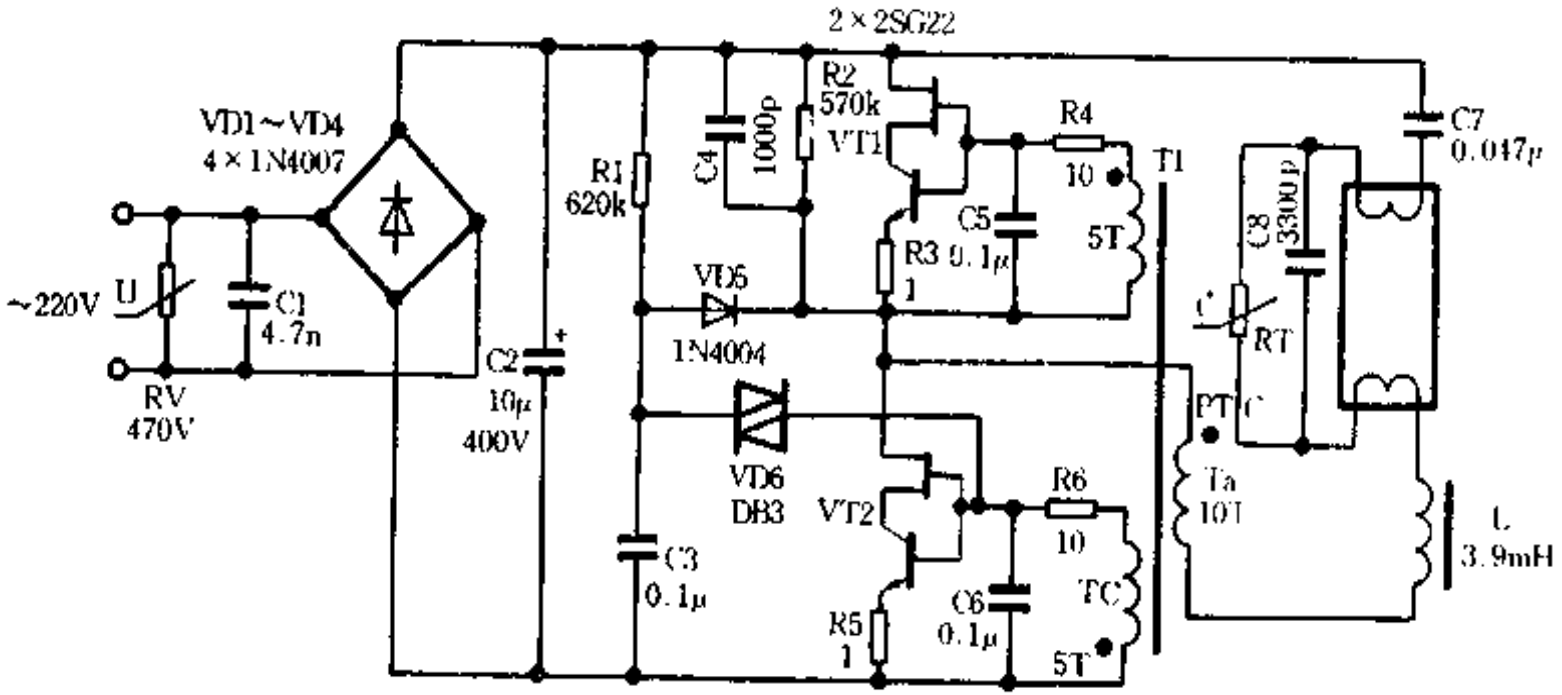


图 5－20　16W 2D 型电子节能灯电子镇流器电路

的任何一种功率开关器件，但也不会轻易被其它异类功率开关晶体管所淘汰。

第八节　双极模式静电感应晶体管(BSIT)

双极模式静电感应晶体管，英文缩写是 BSIT，它是从静电感应晶体管(SIT)派生出来的集场控型器件和 BJT 双重优点于一体的高压高速功率半导体器件。

BSIT 的特性与 GAT 比较相近，但 GAT 是在 BJT 的基础上改进而成的，而 BSIT 是从 JFET 和 SIT 演变而来。尽管 BSIT 与 GAT 基本都属于电流控制型器件，但二者在内部结构上却相差甚远。

大家知道，SIT 是在 JFET 的基础上制作而成的，而 BSIT 又是在 SIT 的基础上改进而成的。BSIT 的内部结构与 JFET 和 SIT 对比示意图如图 5－21 所示。由图 5－21(a)可以看出，JFET 的两个 P 型栅区之间的距离较大，形成了 N 型沟道；而 SIT 的两个 P 型栅区之间的距离非常小，以致于在零栅压下，依靠 PN 结的自建势垒就已将 N 型沟道夹断，如图 5－21(b)所示；BSIT 的两个 P 型栅区则已完全连通，N 型沟道完全被隔断，于是形成了与 BJT 相类似的 NPN 三层结构，如图 5－21(c)所示。在 BSIT 不加栅压时，实际上是一个中性基区宽度为零，或者说是基区多数载流子已经耗尽的 BJT。因此，BSIT 又被称作为耗尽基区晶体管(DBT)。

BSIT 的图形符号与 BJT 一样，不同之处就是 BSIT 的三个电极分别称作栅极(G)、漏极(D)和源极(S)，与 BJT 的基极(B)、集

电极(C)和发射极(E)一一相对应，如图 5－22(a)所示。图 5－22(b)示出了 CS402 型 BSIT 典型的输出特性曲线。该输出特性与参数相当的 MJE13003 型 BJT 非常相似。

虽然 BSIT 的内部结构与普通 BJT 相近，但它们的制作工艺和工作机理并不相同。由于 BSIT 是从 JFET 和 SIT 演变而来的，因此，它除了具有 BJT 电流密度大、通态电阻小和饱和压降低等优点外，同时还兼有场控型器件的一些特点，具体表现在以下几个方面：

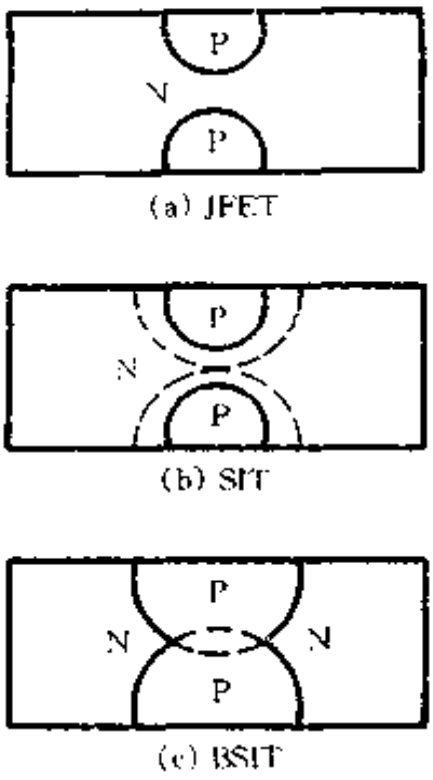


图 5－21　BSIT 内部结构与 JFET、SIT 对比示意图

a. BSIT 在 $V_{GS}=0.3\sim0.5V$ 的较低栅压下，属于场控型器件；而在

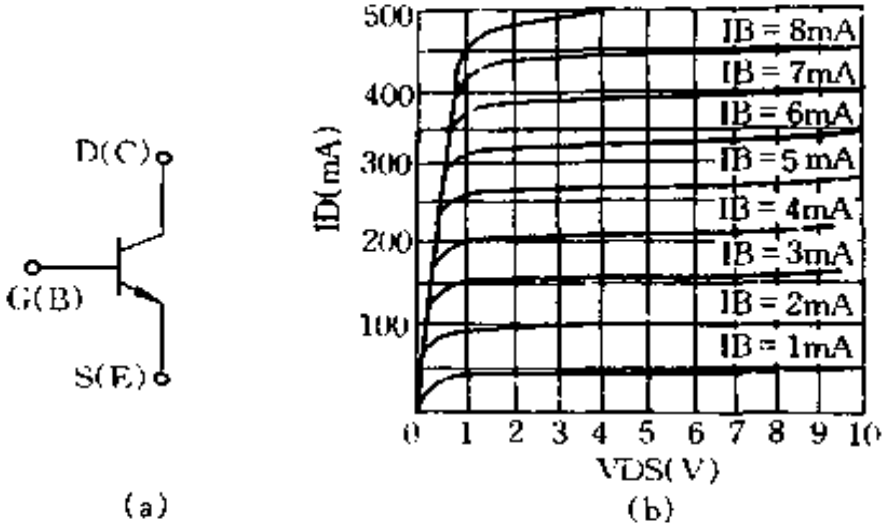


图 5－22　BSIT 的图形符号及其典型的输出特性曲线

$V_{GS}\geqslant0.65V$ 条件下，与 BJT 一样，属于电流控制器件。

b. 频率特性好，开关速度快。BSIT 的开关时间参数尤其是

其关断时间远远优于 BJT，与 GAT 相近。表 5－5 示出了 JD－12 型 BSIT 与性能相当的 BJT、GAT 和 VDMOST 的通态压降及开关时间的比较。

表 5－5 BSIT 与 BJT、GAT 和 VDMOST 的通态压降及开关时间比较

参数 \ 器件种类		BSIT	BJT	GAT	VDMOST
		JD－12	MJE13005	2SG24	IRF732
通态压降(V)		0.5	0.5	0.5	4
开关时间	延迟时间(ns)	40	25	30	30
	上升时间(ns)	70	300	100	35
	存储时间(ns)	470	1700	350	55
	下降时间(ns)	60	400	85	30

c. 在大电流下具有负的电流温度系数，不存在二次击穿现象，有较大的安全工作区。

d. BSIT 的共源极电流放大系数 h_{FE} 随温度变化速率小，且呈负温度特性。图 5－23 示出了 CS402 型 BSIT 与 MJE13003 型 BJT 的 h_{FE} 随温度变化对比曲线。BSIT 的这一特点决定了它适合于在温度变化较大的环境中尤其是在高温条件下使用。

BSIT 在电子镇流器中作为开关使用，无需变动电路中的其它任何元件，则可以直接与参数相当的 BJT 代换。这不论对设计人员还是对检修人员，都带来极大的方便。在产品价格上讲，BSIT 与 GAT 一样，都降低到接近 BJT 的水平，用户已比较容易接受。因此，目前已在绿色照明应用领域，占有一席之地。以 CS402 为代表的国产 BSIT，参数指标与 MJE13003 型 BJT 相当，在 9～18W 的节能灯电子镇流器中用作开关，实际使用效果比较令人满意，受到用户的青睐。

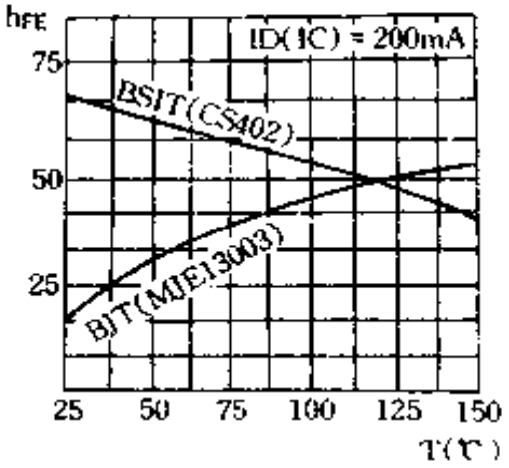


图 5－23　BSIT 与 BJT 的 h_{FE}随温度变化对比曲线

第六章

电子镇流器的电流谐波与线路功率因数

荧光灯交流电子镇流器电源输入电流谐波含量和线路功率因数是两个非常重要的技术指标。能否有效地抑制电子镇流器电源电流波形失真，实现低谐波畸变要求和高功率因数，一直是人们开发高性能高可靠电子镇流器欲解决的关键课题。虽然在GB/T15144－94《管形荧光灯用交流电子镇流器性能要求》中，只给出了"线路功率因数达到0.85或0.85以上的镇流器"称作高功率因数镇流器的定义，目前还不是一个强制性的指标，但用户无疑喜欢选购高功率因数电子镇流器。在美国、加拿大等国，将线路功率因数等于或大于0.9的镇流器，定义为高功率因数电子镇流器。如果功率因数达不到0.9，则不允许在市场流通和使用。

电子镇流器线路功率因数与电源电流谐波含量是密切相关的。对于未采取功率因数校正措施的电子镇流器，线路功率因数并不等于$\cos\varphi$，传统的测量功率因数的仪器和方法也并不适用。这不仅在理论上还是在实践上，对许多人来说，都是一个崭新的课题。

第一节　电子镇流器的输入电流谐波

一、输入电流的波形畸变

交流电子镇流器如果未采取谐波滤波和功率因数校正措施，仅利用全桥整流和大容量电容滤波电路将工频市电电源变换成直流电源，必然会导致电源输入端的波形畸变。

在桥式整流器的输出并联的滤波用电解电容两端的直流电压，随其充电和放电产生略呈锯齿形的纹波。滤波电容上电压最小值远非为零，而与其最大值相差并不很多。根据桥式整流器中二极管的单向导电性，只有在输入端交流电压瞬时值超过滤波电容上的电压时，整流二极管才会因正向偏置而导通。而输入交流电压瞬时值低于滤波电容上的电压时，整流二极管则因反向偏置而截止。于是，整流二极管只有在输入交流电压峰值附近才会导通，导通角仅约 60°。整流二极管导通角的明显变小，对交流输入电压波形的影响并不是很大，仍然可大体保持正弦波形，但交流输入电流却发生了严重畸变，呈高幅值的尖峰脉冲，宽度约为 3ms，仅占半周期(10ms)的三分之一左右。由此可见，电子镇流器电源输入端电流的波形畸变是因整流二极管导通角太小引起的，而二极管导通角变小的直接原因则是由于大容量的滤波电容直接并接于桥式整流器输出所致。

二、波形与谐波含量的关系

从电工学原理可知，任何一个非正弦周期信号都是由不同

频率的正弦波组成的。这些不同频率的每一个正弦成份，则被称为一个谐波分量。

事实上，谐波含量与波形的平滑程度有关。例如，脉冲方波的三次谐波之振幅是基波的三分之一，五次谐波之振幅是基波的五分之一，n 次谐波之振幅是基波的 n 分之一；而等腰三角波三次谐波之振幅是基波的 $1/3^2$(即 1/9)，n 次谐波之振幅是基波的 $1/n^2$。等腰三角波的各次谐波分量及总谐波含量之所以比脉冲方波要小得多，原因就在于等腰三角波两腰与底边的斜率较小，显得比方波平滑。

由于桥式整流电容滤波电路的电源输入端电流不再是呈正弦波形，而呈幅值很高的不连续的尖峰脉冲，因而其基波成份很小，而高次谐波非常丰富，谐波总含量相当可观。如果以基波为100%，对于常规的桥式整流电容滤波电路的输入电流，三次谐波往往达 70% 以上，五次谐波一般达 50%，七次谐波也可达40%，总谐波含量(亦称总谐波畸变率)THD 会高于基波值，往往达 120%左右。必须指出的是，总谐波含量并不等于各次谐波含量的代数和。

三、电流谐波的危害及其限量规定

电子镇流器输入端的电源电流谐波含量过高，如果是单独一个使用，其危害也许是并不一定能够明显地表现出来。但如果是千家万户密集使用，所产生的谐波电流会对电力系统造成严重污染，影响到整个电力系统的电气环境，包括电力系统本身和广大用户。过量的电流谐波会使发电机和电动机产生附加的功率损耗，引起发热；对无功补偿电容器组，会引起谐振和谐波电流过大，从而导致电力电容器因过负荷或过电压而损坏；谐波电流会增加变压器和电网的损耗；对继电保护、自动控制装置和

计算机产生干扰或造成误动作;对计量检测仪器引入较大的误差,不能保证计量和检测精度。电流谐波含量过高的电子镇流器在电网的某一个路密集安装使用,会使三相四线制供电系统的中线电流急剧增加,远远高于相电流,引起中线超负荷,并很容易导致电子镇流器成批损坏。迄今为止,已有数家大型或超级商场,均安装有数千只电子镇流器和电子节能灯,由于未采取有效的谐波滤波措施,发生了全部烧毁事故。更有甚者,还引起火灾,造成重大的经济损失。因此,无论从保证电力系统的安全经济运行还是从保护用户设备和人身安全来看,必须严格限制电流谐波含量,以减小谐波污染造成的严重危害。

在电子镇流器国家标准 GB/T15144－94 中,对带"L"标志的低畸变型镇流器和带"H"标志的非低畸变型镇流器的电源电流中的谐波含量,都明确规定了不得超过的极限值,分别如表 6－1 和表 6－2 所示。

在表 6－1 和表 6－2 中,λ 为电子镇流器的线路功率因数的符号。在一些发达国家的有关电子镇流器和开关电源的资料及文献中,功率因数的符号常用英文缩写"PF"表示。

表 6－1　带"L"标志镇流器电源电流中谐波含量限值

谐波分量	最大值(用镇流器基波电流的百分比表示)%
2 次	5
3 次	30λ
5 次	7
7 次	4
9 次	3
$11 \leqslant n \leqslant 39$ 次	2

表 6－2　带"H"标志镇流器电源电流中谐波含量限值

谐波分量	最大值(用镇流器基波电流的百分比表示)%
2 次	5
3 次	37λ
≥5 次	不作限制

对于未采取谐波滤波措施的电子镇流器，其电源电流谐波含量即使与带"H"标志镇流器所规定的极限值比较，也相差甚远。电子镇流器采用简单的桥式整流和电解电容滤波电路进行AC/DC 变换，是不能满足产品标准所规定的电源电流谐波含量限制性要求的。

关于电子镇流器各次谐波分量及总谐波含量的测试，是一个相当复杂的问题。但是，生产厂家可以借助于基于傅里叶变换原理的谐波分析系统或高性能的电子镇流器综合参数测量仪，很方便地进行测试，并可以自动打印出测试结果。早在 90 年代中期，此类测试与分析系统已实现了国产化，并且价格比较便宜。

第二节　电子镇流器的线路功率因数

一、线路功率因数的定义

在交流电问世之后的很长一段时间内，工频市电用电器具主要是钨丝灯泡和少量的电炉，它们是纯电阻性负载，发电机输送出的电能全部被用户的用电器具所吸收和利用。随着经济的发展和人民生活的提高，电风扇、抽油烟机、日光灯等各种家用

电器涌进千家万户，用电器具变成既有电阻又有电抗的阻抗负载。由于受到电抗的作用，发电机发出的交流电流往往滞后于交流电压，相位角 ϕ 不再为零，即发电机发出的电能不能完全被用电器具所吸收，只是一部分吸收后转变成有用功，而有相当一部分电能以磁场能量形式同发电机之间往返交换而释放不出来。也就是说，发电机发出的电能被打了折扣。为表征交流电源的利用率，在电工学中引入了“功率因数”这个术语。线路（或系统）功率因数定义为有功功率与视在功率之比值，即

$$\lambda = \frac{P}{S} \tag{6-1}$$

公式中，λ 为线路功率因数，P 为有功功率，S 为视在功率。有功功率则是瞬时功率 $p(t)$ 在一个整周期内的积分：

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T p(t)\mathrm{d}t = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)i(t)\mathrm{d}t \tag{6-2}$$

公式中，$v(t)$ 为瞬时供电线电压，$i(t)$ 为瞬时输入电流，T 为输入电压周期。视在功率则等于有效值电压 V_{rms} 和有效值电流 I_{rms} 之积：

$$S = V_{rms} I_{rms} \tag{6-3}$$

凡是学过普通电工学的人都知道，功率因数即为 $\cos\phi$，也就是为线路电压与电流相位差的余弦。其实，这一在人们头脑中早已根深蒂固的概念只是在一定条件下才适用。通过下面对不同情况下线路功率因数的分析，便可以发现功率因数并不仅仅就是 $\cos\phi$。

二、不同情况下的线路功率因数

1. 理想正弦信号下的功率因数

理想的正弦信号，是指供电线路电压和系统的输入电流无

波形畸变，均为标准的正弦波，并且都是频率与电网工频相同的周期波。对于理想的正弦波波形，又分相位差 $\phi=0$ 和 $\phi\neq0$ 两种情况。

(1) 当 $\phi=0$ 时，线路功率因数 $\lambda=1$

像白炽灯和电炉这类纯电阻性负载，电源电压和输入电流都会保持正弦波形，且相位差 $\phi=0$，此情况下，线路功率因数 $\lambda=1$，负载只消耗有功功率。$\lambda=1$ 时线性系统的相关波形及电流频谱图如图 6-1 所示。频率为 50Hz 的瞬时电压 $v(t)$ 与瞬时电流 $i(t)$ 之积即为瞬时功率 $p(t)$，并呈 100Hz 的正弦波。在交流电的每一个半周期内，功率波形的极性总是正的。这就意味着能量在传输过程中，全部流入负载变成有用功，没有能量从负载再回复到供电线路。

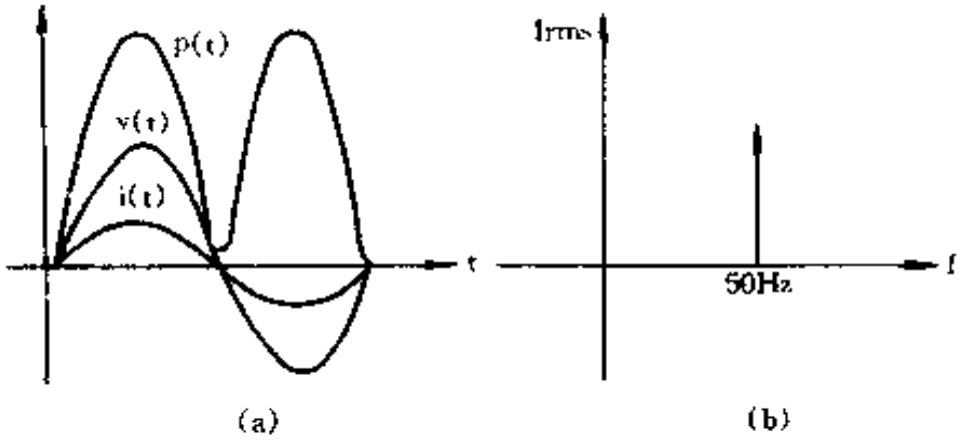


图 6-1 功率因数为 1 时线性系统相关波形及电流频谱图

(2) 当 $\phi\neq0$ 时，线路功率因数 $\lambda=\cos\phi$

对于线性系统电抗性负载，供电线路电压和系统输入电流均呈标准的正弦波波形，但输入电压与电流之间存在一个相位滞后角(亦称位移角)，φ 不再为零。此情况下，$v(t)$ 和 $i(t)$ 分别为：

$$v(t) = V_m \sin \omega t$$

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \phi) \qquad (6-4)$$

关系式中，V_m、I_m 分别代表峰值输入电压和峰值输入电流，T 为交流电周期，$\omega = \frac{2\pi}{T}$，是角频率。将公式 6-4 代入公式 6-2，有功功率则为：

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T v(t) \cdot i(t)\mathrm{d}t$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^T V_m \sin\omega t \cdot I_m \sin(\omega t + \phi)\mathrm{d}t$$

$$= V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos\varphi$$

视在功率为：$S = V_{rms} I_{rms}$

因此，线路功率因数为：

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms} I_{rms} \cos\varphi}{V_{rms} I_{rms}} = \cos\varphi$$

系统输入电压和输入电流均为标准正弦波，用向量表示的功率三角形如图 6-2 所示。在这个功率三角形中，Q 表示线路的无功功率。根据功率因数的定义，很容易可以计算出 $\lambda = \cos\varphi$ 这一众所周知的结果。对于 $\lambda \neq 1$ 的线性系统，其相关波形及频谱图如图 6-3 所示。从图 6-3(a)所示的波形图可以看出，瞬时功率 $p(t)$ 既有正值，同时还出现了负值。阴影部分的面积代表从系统馈送回电网线路的能量。图 6-3(b)所示的电流频谱，只有基波频率(简称基频)。在此情况下，没有高次谐波。毫无疑问，总谐波含量也等于零。

2. 非正弦电流波形下的线路功率因数

交流电子镇流器和开关电源等产品一样，如果未采用功率因数校正措施，只是利用桥式整流器和大容量的滤波电容实现

AC/DC 转换，从工频市电获得直流电压。虽然交流输入电压基本上未出现波形失真，但输入电流却不再保持正弦波形，而是呈不连续的峰值很高的脉冲。此情况下，线路功率因数 λ 不再为 cosφ，而与电流谐波含量密切相关。

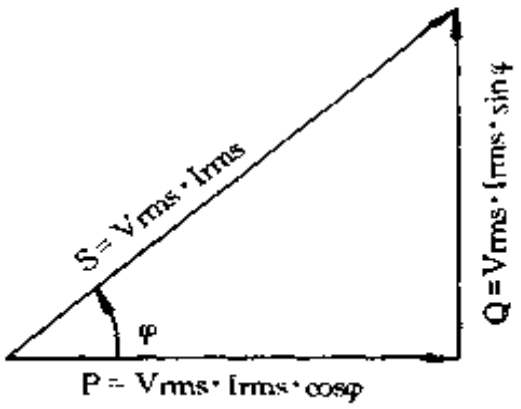


图 6-2　纯正弦信号功率三角形

设线路供电电压为理想的正弦

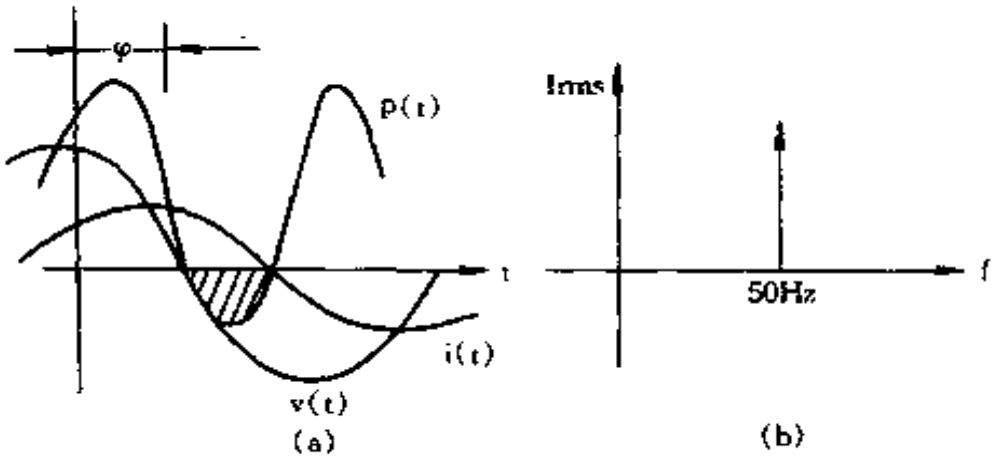


图 6-3　功率因数不为 1 时线性系统相关波形及电流频谱图

波，即仅有基波，无电压谐波。那么，有效值电压即为基波电压：$V_{rms} = V_{1rms}$。系统输入电流由于是非正弦信号，故不但包含有基波，而且含有高次谐波。有效值电流基波有一个同相成份 I_{1rmsP}和一个正交成份 I_{1rmsQ}。设输入电压与同相成份的基波电流之间的位移角是 φ_1，那么，

$$I_{1rmsP} = I_{1rms}\cos\varphi_1 \tag{6-5}$$

有功功率则为：

$$P = V_{rms} I_{1rmsP} = V_{rms} I_{1rms}\cos\varphi_1$$

视在功率等于有效值输入电压与有效值总电流[$I_{rms(total)}$]之积，即

$$S = V_{rms} I_{rms(total)}$$

于是，功率因数为：

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms} \cdot I_{1rms} \cdot \cos\varphi_1}{V_{rms} \cdot I_{rms(total)}}$$

$$= \frac{I_{1rms} \cdot \cos\varphi_1}{I_{rms(total)}} \qquad (6-6)$$

设畸变角是 θ，引入一个与电流谐波含量有联系的因数 k，令 $k = I_{1rms}/I_{rms(total)} = \cos\theta$，那么，公式 6－6 变为：

$$\lambda = \cos\theta\cos\varphi_1 \qquad (6-7)$$

因此，用矢量表示的功率三角形如图 6－4 所示。在图 6－4 中，$Q = V_{rms} I_{1rms}\cos\varphi_1$，表示无功功率，$S_1$ 为基波视在功率，D 为畸变功率，其数值为：

$$D = V_{rms}\sum_{n=2}^{\infty}\sqrt{I_{nrms}^2} \qquad (6-8)$$

公式中，$I_{n\,rms}$为 n 次电流谐波有效值。从公式 6－7 可知，只要减小系统基波电流与输入电压之间的相位差，使 $\varphi_1 \to 0$，并且减小输入电流的谐波含量，使畸变角 $\theta \to 0$，则 $\cos\varphi_1$ 和 $\cos\theta$ 均趋于 1，于是功率因数 λ 则可以达到几乎等于 1 的水平。

当功率因数不为 1 时，非线性负载相关波形及电流频谱图如图 6－5 所示。对于未采取谐波滤波措施的电子镇流器，电源电压波形仍大体是周期正弦波，但输入电流则呈不连续的高幅值脉冲，如图 6－5(a)所示的波形相类似。从图 6－5(b)可以看出，对于出现严重畸变的输入电流，不仅有基频(与工频频率相同)成份，而且还包含有二倍频、三倍频等一系列谐波分量。这种情况下的线路功率因数，必须利用公式 6－6 或公式 6－7 计算。

三、线路功率因数与电流谐波之间的关系

对于电子镇流器输入电流产生畸变的非正弦波形，必须用

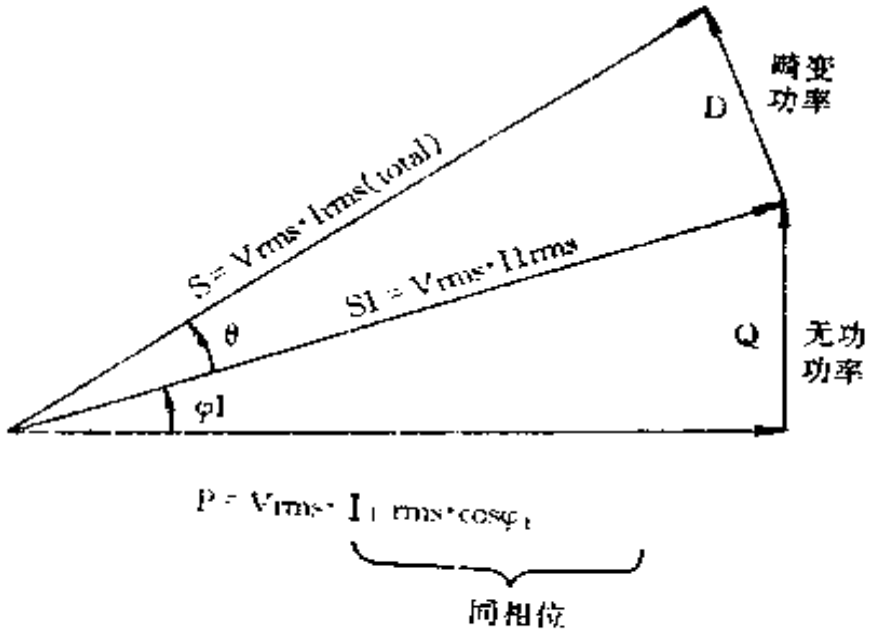


图 6-4　非正弦波功率三角形

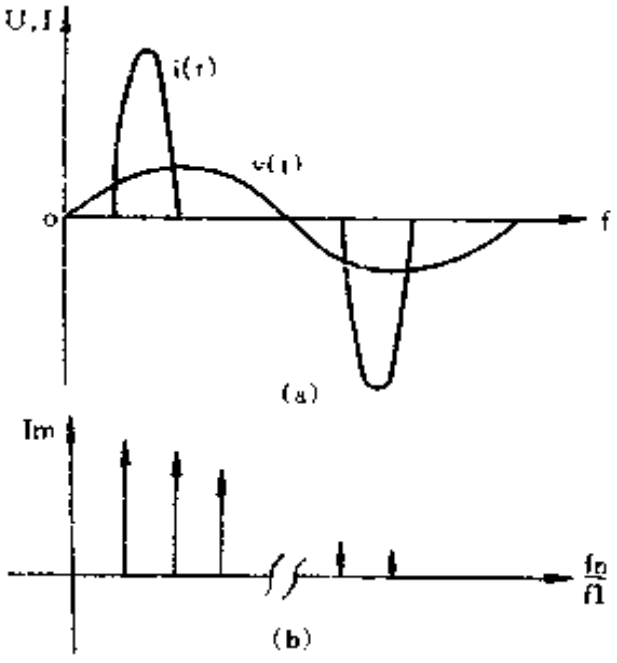


图 6-5　功率因数不为 1 时，非线性负载相关波形及电流频谱图

傅里叶级数来描述。根据傅氏变换原理，瞬时电流可表示为：

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t) \qquad (6-9)$$

公式中，n 是谐波次数。系数 a_n 和 b_n 可分别表示为：

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i(t)\sin(n\omega t)\mathrm{d}(\omega t) \qquad (6-10)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i(t)\cos(n\omega t)\mathrm{d}(\omega t) \qquad (6-11)$$

每一个电流谐波，通常会有一个正弦或余弦周期，n 次谐波有效值电流的量值，可以用下面的公式计算：

$$I_{n(\mathrm{rms})} = \frac{1}{2}\sqrt{a_n^2 + b_n^2} \qquad (6-12)$$

n 次谐波电流有效值与基波电流有效值之比率，即为 n 次谐波含有率，也就是通常人们所说的 n 次谐波含量。总有效值电流可以用下边公式求出：

$$I_{\mathrm{rms(total)}} = \sqrt{I_{1\mathrm{rms}}^2 + I_{2\mathrm{rms}}^2 + \cdots\cdots I_{n\ \mathrm{rms}}^2} \qquad (6-13)$$

在式(6-13)中，$I_{1\mathrm{rms}}$为基波电流有效值，$I_{n\ \mathrm{rms}}$为 n 次谐波电流有效值。用基波电流百分比表示的电流总谐波含量，通常称作总谐波畸变率，简称总谐波畸变(Total Harmonic Distortion)，缩写为 *THD*。根据总谐波畸变的定义：

$$THD = \frac{\sqrt{I_{2\mathrm{rms}}^2 + I_{3\mathrm{rms}}^2 + \cdots\cdots I_{n\ \mathrm{rms}}^2}}{I_{1\mathrm{rms}}} \times 100\% \qquad (6-14)$$

根据式(6-13)和式(6-14)，关于线路功率因数的表达式(6-6)则可变换为：

$$\lambda = \frac{I_{1\mathrm{rms}} \cdot \cos\varphi_1}{I_{\mathrm{rms(total)}}} = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1 + THD^2}} \qquad (6-15)$$

从式(6-15)可以看出，欲提高线路功率因数，就必须最大限度地抑制输入电流的波形畸变，同时还必须尽可能地使电流基波与电压基波之间的相位差趋于零。对于未采取功率因数校正措施的电子镇流器，由于 *THD* 一般不低于 110%，即使 $\cos\varphi_1$

=0.95，λ 也不会超过0.65，实测结果也是如此。

必须指出的是，高功率因数电子镇流器的输入电流谐波含量并不一定可以实现带“L”标志的低畸变指标。有些电子镇流器，往往 λ 可达0.9～0.95，但三次、五次和七次等奇次谐波含量常常会超过标准规定的极限值。反之，由于 λ 还与基波电流与电压的相位差有关，尽管有时总谐波畸变并不是很高，但功率因数可能会很低。因此，电路设计人员的任务就是既要获得高功率因数，又要确保低谐波畸变的实现，同时还必须兼顾电子镇流器的其它技术要求。有人把全桥整流器后随滤波电容的容量减小到不足2.2μF，更有甚者干脆不用滤波电容，尽管线路功率因数几乎可等于1，但由于桥式整流器输出的脉动直流电压不仅极易损坏镇流器中的功率开关晶体管，而且还会导致灯电流的波峰因数达2.0以上，远远高于产品标准不大于1.7的规定要求。由此可见，通过减小滤波电容的容值，来增大桥式整流二极管的导通角，抑制输入电流波形畸变，提高线路功率因数，此方法是不可取的。

四、提高线路功率因数的意义

电子镇流器的功率因数低，尽管不会严重影响其正常工作，但在绿色照明产品市场上则不适宜。如果千家万户都安装使用了低功率因数的电子镇流器，则会产生不良作用和后果，具体表现在以下几个方面：

一是当功率因数过低时，发电和变电设备送出的有功功率会明显减小，而输出的无功功率的比例则增大，使电力供电设备得不到充分利用。

二是若功率因数过低，通过电力输送线的电流会增加，在线路上将引起较大的电压降落和功率损耗，不仅造成电能的巨大

浪费，而且会影响用电设备的正常运行。

三是低功率因数的电子镇流器会产生很大的环流，不仅对光通量没有贡献，而且会在建筑物的供电导线中产生热量。供电线路导线过热会加速绝缘层的损坏，易引起火灾事故的发生。因此，在很多国家现行的建筑条例中，都规定有必须使用功率因数不低于 0.9 的镇流器。

四是电子镇流器的功率因数低会限制家用电器的负荷，甚至会增加照明费用。当变压器容量和供电线路导线线径一定时，负荷的功率因数愈低，能够带动的家用电器数量就越少。一个 40W 荧光灯的额定工作电流一般为 0.4A。如果镇流器功率因数仅为 0.5，所需电流往往会增加 1 倍，达 0.8A。在这 0.8A 的电流中，有 0.4A 对有功功率没有贡献，按理是不用支付电费的。但有些电力管理公司收取电费常常将输送的异相电流包括在内。

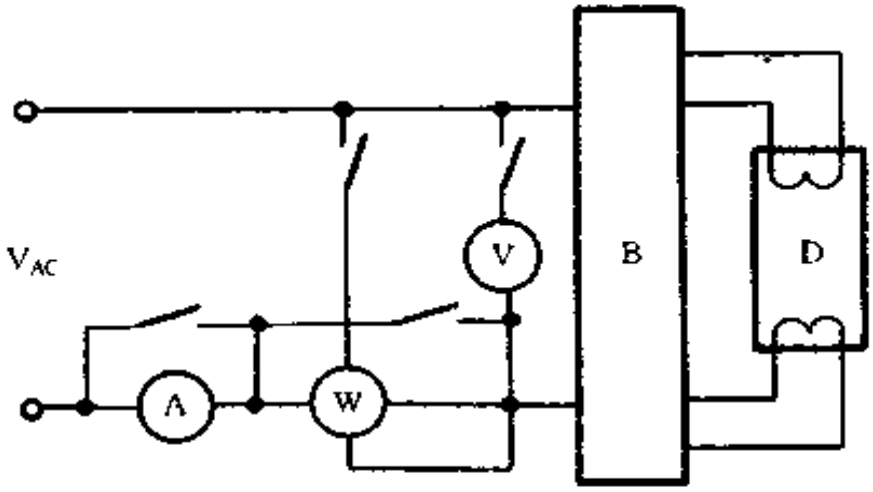
综上所述，不论是从保证电力系统的安全经济运行，还是从保护用户设备、家用电器和人身及财产安全来看，都必须使用高功率因数电子镇流器。

五、关于电子镇流器线路功率因数的测试

对于未采取有效措施的电子镇流器，由于输入端的电源电流会出现严重畸变，已不是正弦波，如果利用普通工频 $\cos\varphi$ 表测量功率因数是不正确的。$\cos\varphi$ 只适用于 50Hz(或 60Hz)的正弦波的测试，如用其测量输入电流波形严重失真的电子镇流器功率因数，必然会出现非常大的测量误差。为防止人们利用 $\cos\varphi$ 表测量镇流器的线路功率因数，在产品标准 GB/T15144 中给出了图 6－6 示出的测试线路，并要求按下面的公式去计算线路功率因数：

$$\lambda = \frac{W}{V \cdot I} \tag{6-16}$$

式中，W 为线路功率，单位是瓦(W)；V 为输入电压，单位是伏(V)；I 为输入电流，单位是安(A)。式(6-16)及其文字符号直接引用了国家标准 GB/T15144 给出的结果，线路功率的文字符号没有用 P 表示，而是采用 W。



A—电流表；V—电压表；W—功率表
B—待测镇流器；D—基准荧光灯

图 6-6　电子镇流器线路功率因数的测试线路

由于电子镇流器输入端的电源电流除因整流和电容滤波引起的畸变外，往往还叠加有从开关电路反馈回来的高频分量，这就使得输入端电量的测试更加复杂。为准确获得测量结果，必须采用专门的真有效值数字化测试分析仪器仪表。电子镇流器专业测试仪器传感器的选用或制作、输入阻抗、数据采样与处理和软件编制都必须符合与 IEC1000－3－2 等效的新国家标准。电子镇流器工作频率一般为 20～60kHz，但有些采用 MOSFET 作为开关的电子镇流器，振荡频率可达 100kHz。根据采样定理，只有采样频率至少是信号频率的两倍时，才能保证波形的还原性，使采样得到的离散信号无失真地恢复到原来的信号。因此，

模—数(A/D)转换速度不能低于200kHz。这样高的采样频率虽能保证不会丢失必要的信息,但为将测量误差控制在3‰之内,还必须采用12位以上的高精度A/D转换器芯片。虽然电子镇波器是一种小家电产品,但其检测仪器却是以硬件精确取样、由计算机软件分析计算的现代高科技产品。

未采取功率因数校正措施的电子镇流器,线路功率因数约为0.6。但由于测量时使用了普通电压表、电流表和功率表,将测量结果代入式(6-16)后,所计算出来的线路功率因数与实际偏离较大,有的出现接近于1甚至大于1的虚假现象。之所以会得到这种错误的结果,原因就是因为使用了不能满足频率响应要求且只适用于正弦波测量的仪表。使用普通仪表测量含有大量谐波成份的非正弦信号,测出的结果只能大体反映基波值,高频分量的误差很大。由于电子镇流器输入电压波形接近正弦波,基波电压的有效值接近于输入电压有效值,故用普通电压表测得的结果误差较小。根据三角函数的正交性,使用普通功率表测得的结果与实际值偏离也不大。但是,使用普通电流表测量电子镇流器电源电流,由于波形严重失真,必然会引入相当大的误差。其测量误差不仅取决于各次谐波幅度,而且也取决于它们的相位。多数电流表是按正弦电流有效值来分度的。这种电流表测得的是电流平均值(实际上是假有效值),只有再乘以正弦波的波形因数(即有效值与平均值之比值)$\pi/2\sqrt{2}$($\approx$1.11),才能作为电流的有效值。用这种电流表去测量非正弦波时,因为波形因数已不再是$\pi/2\sqrt{2}$,所以误差很大,而且测量结果都呈偏小规律,故代入式(6-16)后,计算出的λ偏高。

某一个电子镇流器采用两种不同仪表测试结果如表6-3所示。

表 6－3　同一个电子镇流器的两种测试结果对比

仪表 \ 电参数 / 结果	功率 (W)	电压 (V)	电流 (A)	功率因数 (λ)
普通电工仪表	37.0	220	0.170	0.99
HB－3A 电子镇流器谐波分析系统	37.2	220	0.288	0.59

从表 6－3 给出的测量数据可以看出，两种不同仪表对功率和电压的测量结果相差很小，甚至相同，而测得的电流值二者相差很大。使用普通电流表测得的结果比谐波分析系统测出的真有效值小 0.118A，误差高达 41%。因此，根据测试数据计算出来的线路功率因数大不相同，二者相差 0.4 之多。勿庸置疑，用普通电工仪表得到的高达 0.99 的功率因数是一个虚假值，无任何价值可言。

目前已有近十种国产电子镇流器综合参数测试仪和谐波分析系统，都能很方便地测量并自动打印出线路功率因数等参数的测量结果。随着微电子技术和计算机技术日新月异的飞速发展，此类仪表及分析系统的精度与性能必然会继续得到提高。

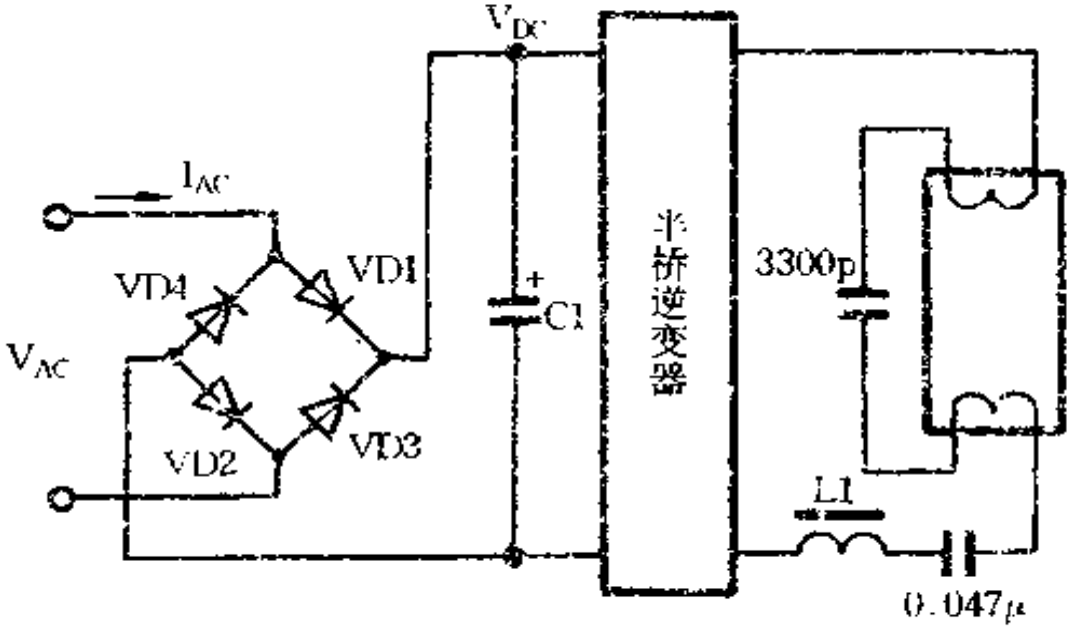
第七章

电子镇流器的无源功率因数校正(PPFC)电路

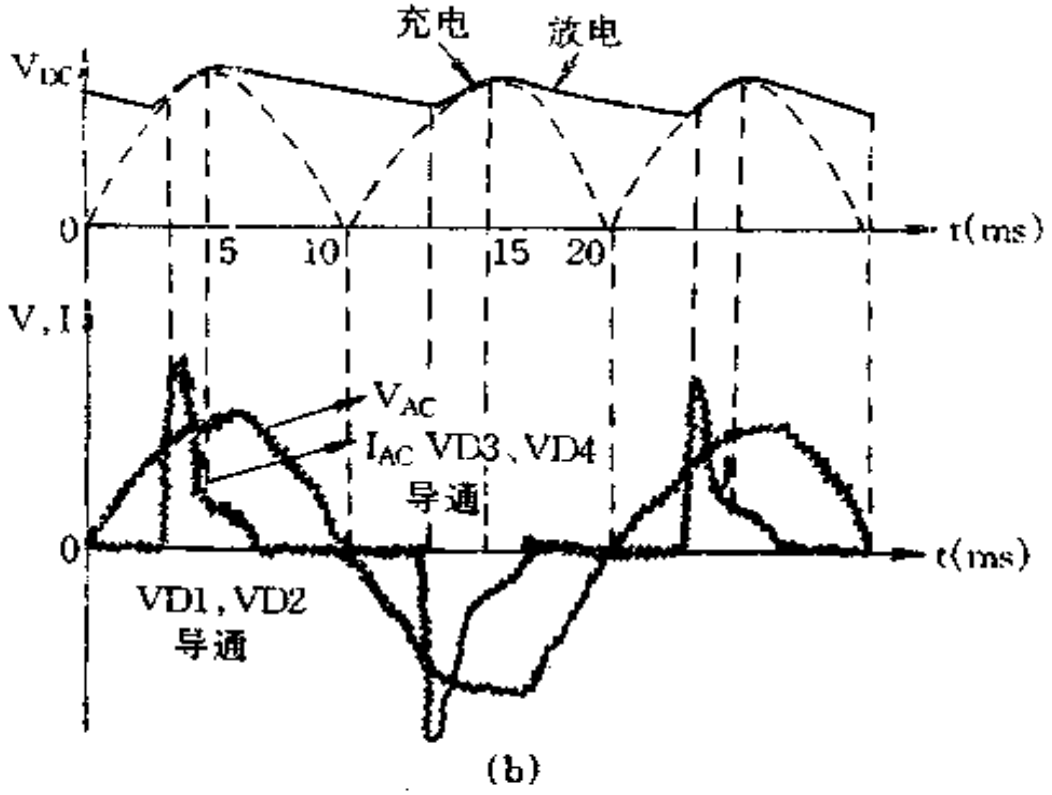
功率因数校正(英文是 Power Factor Correction,缩写为 PFC)亦称谐波滤波,是荧光灯交流电子镇流器的关键技术之一。

从图 7－1 示出的桥式整流电容滤波电路的输入电源电压 V_{AC}、电流 I_{AC}和输出直流电压 V_{DC}波形可以看出,只有在 V_{AC}瞬时值高于电容 C1 上的电压时,整流二极管才导通。虽然所获得的直流电压比较平滑,但整流二极管的导通角由于明显减小,才导致电源电流波形失真。PFC 电路的基本功能就是增大整流二极管的导通角,抑制电源电流的波形畸变,提高线路功率因数。

PFC 技术分无源 PFC(简称 PPFC)和有源 PFC(简称 APFC)两种主要方案。本章只对 PPFC 的基本电路组成及几种具有代表性的电路作一介绍。对于 APFC 技术将在下一章进行讨论。



(a)



(b)

图 7－1　普通桥式整流电解电容滤波电路及其相关波形

第一节　两种典型的无源功率因数校正(PPFC)电路

电子镇流器的 PPFC 电路中不含有有源元件，而是全部由电容、二极管、电感和电阻等无源元件连接而成。目前比较流行的 PPFC 典型电路主要有以下两种类型：无源谐波滤波逐流电路和高频能量反馈式无源谐波滤波电路。

一、无源谐波滤波逐流电路

所谓逐流，意指电子镇流器交流输入端的电源电流追逐电源电压瞬时变化轨迹，既含有追逐、又含有续流之内涵。典型的逐流电路如图 7－2(a)所示。这种无源谐波滤波网络由两个电容 C1、C2 和三个二极管 VD5～VD7 组成，用以替代普通桥式整流电容滤波电路中的单只滤波电容。

由两个电容和三个二极管组成的无源滤波电路，最早出现于美国的 120V、NCIL 电子镇流器中。进入 90 年代后，它在我国开始流行。由于 APFC 控制器 IC 的飞速发展及其广泛应用，逐流电路在发达国家早就销声匿迹了。但由于其可以将线路功率因数轻而易举地提高到 0.9 以上，电源电流谐波总含量可以降至 30%左右，达到 H 级水平，比较经济实用，故该谐波滤波电路在我国仍未被淘汰。

逐流电路的工作原理基于降低输出直流电压，在每一个半周期内，将交流输入电压高于直流输出电压的时间拉长，整流二极管的导通角就可以增大，电源电流过零的死区时间则缩短。现结合图 7－2(a)所示的电路，来说明逐流电路的原理与功能。

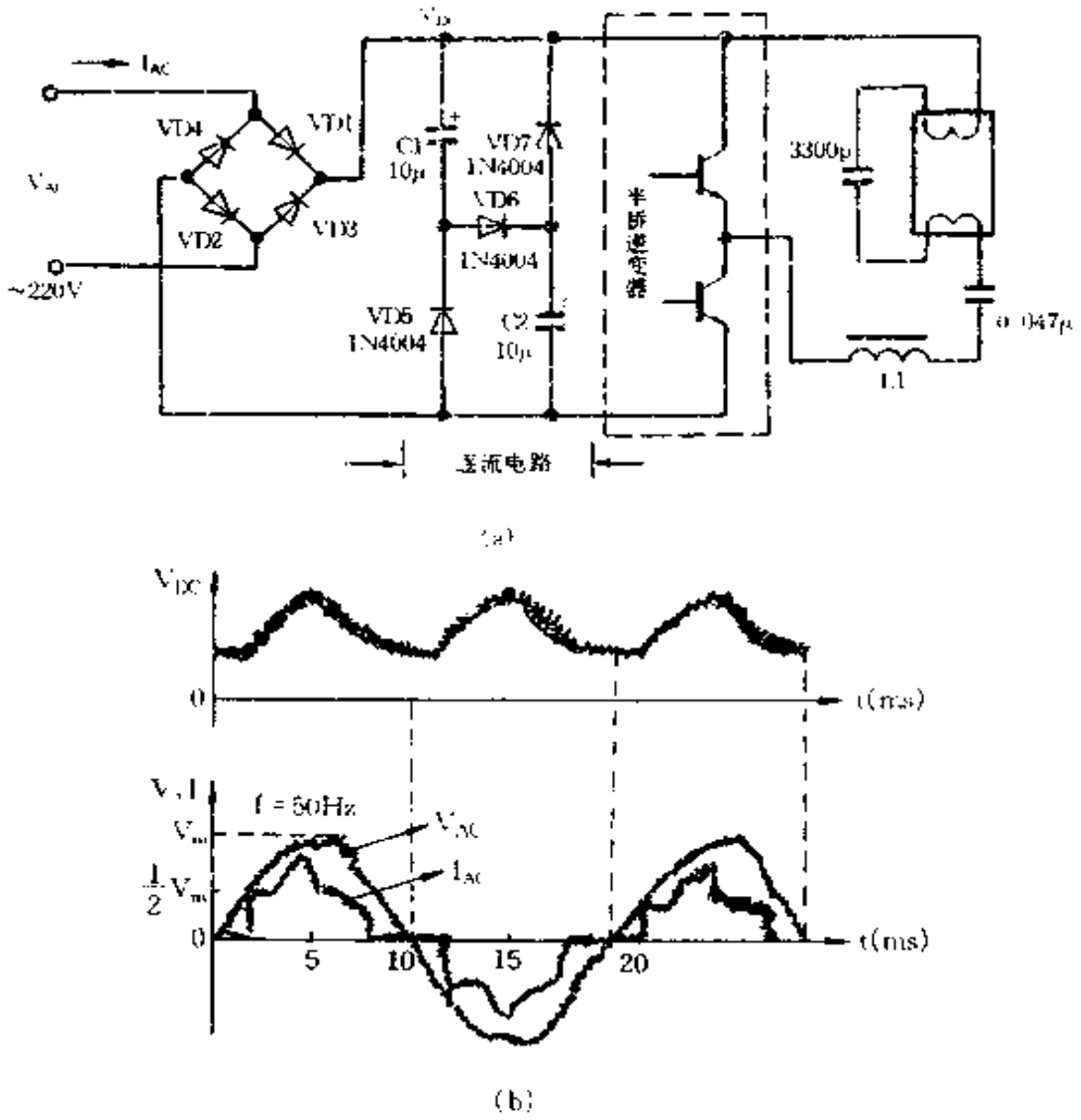


图 7－2　典型的逐流电路及其相关波形

在桥式整流器输入端，50Hz 的交流电压 $V_{AC} = V_m \sin\omega t$（$\omega = 2\pi f$）以正弦规律由零向峰值变化的$\frac{1}{4}$周期内，即在 $0 < t \leqslant 5$ms 期间，全桥整流器中的二极管 VD1、VD3 因正向偏置而导通，VD3、VD4 则因反偏而截止，电源电流经 VD6 对串联电容 C1 和 C2 充电。当 V_{AC}上升到 V_m 时，C1 和 C2 上的电压 $V_{C1} = V_{C2}$

$\approx \frac{1}{2} V_m$，此刻 DC 输出电压 $V_{DC} \approx V_m$。在 $5ms \leqslant t \leqslant 10ms$ 期间，V_{AC}按正弦规律下降。当 V_{AC}瞬时值刚一开始下降时，对普通桥式整流(单只)电容滤波电路来说，VD1 和 VD2 则将截止，但对于逐流电路，电容 C1 就迅速通过负载和 VD5 放电，并且放电速率比正弦下降来得快。直到 $V_{AC} = \frac{1}{2} V_m$，VD1、VD2 则一直导通，有电流通过。C1 两端的电压从 $\frac{1}{2} V_m$ 开始放电，直到下降为零。当 V_{AC}瞬时值小于 $\frac{1}{2} V_m$，VD7 因正向偏置而导通，电容 C2 开始以指数规律通过 VD7 和负载放电。在此之后，输入 AC 电压低于 V_{DC}，所以 VD1、VD2 截止，电源电流 I_{AC}出现死区。当 $t \geqslant 10ms$、V_{AC}为负半周时，VD1、VD2 截止。但在 $t \geqslant 10ms$ 后的开始一段时间内，由于 V_{AC}仍小于 V_{DC}，VD3、VD4 仍因反偏而不能马上进入导通，电流 I_{AC}继续中断。只要 V_{AC}高于 DC 输出电压最小值 $V_{DC(min)}$，VD3、VD4 则开始导通，电源电流再一次对 C1、VD6 和 C2 充电，V_{DC}又开始追踪 V_{AC}按正弦规律上升，于是出现与 V_{AC}正半周类似情况。如此周而复始，得到如图 7－2(b)所示的电压及电流波形。

与图 7－1(b)所示的全桥整流电容滤波电路电压与电流波形比较，可以发现逐流电路的输入端电源电流波形的幅值明显降低，死区时间大大地缩短，整流二极管导通角达 120°以上，波形趋于连续，其包迹波趋于正弦波形。但是，从直流输出电压的质量来看，逐流电路的输出电压纹波较大，脉动系数较大，直流电压值约为 230V，比较接近于交流输入电源电压的有效值，至少比桥式整流电容滤波电路的直流输出电压低 15%。

在电子镇流器其它电路完全相同，且负载均是同一个 2D

型 16W 节能灯这一前提条件下，使用“青智”牌 8793 型和 8796 型节能灯电子镇流器专用测试仪进行测量，采用逐流电路和单只电容滤波电路的有关参数的实测结果比较见表 7－1。

表 7－1　逐流电路与桥式整流电容滤波电路参数测试结果对比

参数 \ 电路类型	逐流电路(两个电容、三个二极管滤波)				普通桥式整流电容滤波电路(一个电容滤波)			
电流谐波分量(%)	奇次		偶次		奇次		偶次	
	n01	100	n02	2.7	n01	100	n02	4.5
	n03	10.8	n04	0.9	n03	71.1	n04	2.9
	n05	18.2	n06	1.9	n05	49.9	n06	1.1
	n07	6.0	n08	0.7	n07	40.5	n08	2.1
	n09	8.7	n10	1.5	n09	38.8	n10	2.8
	n11	4.1	n12	1.2	n11	29.9	n12	2.2
	n13	8.2	n14	1.5	n13	20.1	n14	1.8
	n15	3.9	n16	0.9	n15	15.7	n16	2.4
	n17	0.8	n18	0.6	n17	11.1	n18	2.4
	n19	3.3	n20	0.6	n19	4.8	n20	1.6
	n21	2.9	n22	0.6	n21	2.4	n22	1.0
	n23	2.0	n24	0.4	n23	4.1	n24	0.9
	n25	2.4	n26	0.2	n25	6.8	n26	0.9
	n27	3.2	n28	1.0	n27	8.7	n28	0.5
	n29	1.3	n30	0.1	n29	8.8	n30	0.1
	n31	0.4	n32	0.6	n31	8.4	n32	0.9
	n33	2.3	n34	0.4	n33	7.5	n34	1.3
	n35	2.0	n36	0.5	n35	5.4	n36	1.1
	n37	0.1	n38	0.2	n37	3.7	n38	0.6
	n39	1.3	n40	1.0	n39	2.9	n40	0.4
电流总谐波含量 *THD*(%)	28.0				117.5			
线路功率因数(λ)	0.945				0.592			
灯电流波峰系数	2.01				1.63			

从表 7－1 可以看出，在桥式整流器输出用两个电容和三个二极管组成的逐流电路取代单只电容滤波后，三次谐波分量由 77.1%降至 10.8%，*THD* 由 117.5%降低到 28%，线路功率因数 λ 由 0.592 提高到 0.945。但是，灯电流波峰系数却由 1.63 升高到 2.01，这是我们所不希望的。

波峰系数也称波峰比。GB/T15144 标准中定义："高频电流的波峰系数是经调制或未经调制的包迹波的电流峰值与电流有效方均根值的比值"。同时还规定："灯电流的峰值与方均根值的最大比值不得超过 1.7"；"单个高频波的波峰系数不得超过 1.7"；"在网路电源频率下调制高频，对已调制的波形灯电流的最大波峰系数不得超过 1.7"。而日本在 JISC8117 中只要求灯电流波峰比≤2.1。由此可见，采用以逐流电路为代表的 PPFC 措施的电子镇流器，虽然灯管电流的波峰比达不到 IEC929 和 GB/T15144 等标准规定要求，但只要将该参数指标控制在 2.1 以下，则可以出口日本等国。如果灯管电流的波峰比过高，在标准规定的流明系数下，灯电流在周期内某些时间会超过阴极电子发射的极限值，从而加速了阴极的损坏，导致灯使用寿命缩短。尤其是在灯使用一段时间以后，阴极发射电子的能力下降会更加明显。

在图 7－2(a)中，如果在二极管 VD6 串联一个 47Ω/0.5W 的电阻，线路功率因数可提高约 0.01。

二、高频能量反馈式无源谐波滤波电路

高频能量反馈式无源谐波滤波电路是一种利用高频能量控制电容充电过程的 PPFC 网络，如图 7－3 所示。

在图 7－3(a)中，高频信号是从输出端电容 C2、C3 与灯管阴极的公共连接点取出，经高速开关二极管 VD6 整流馈送到电

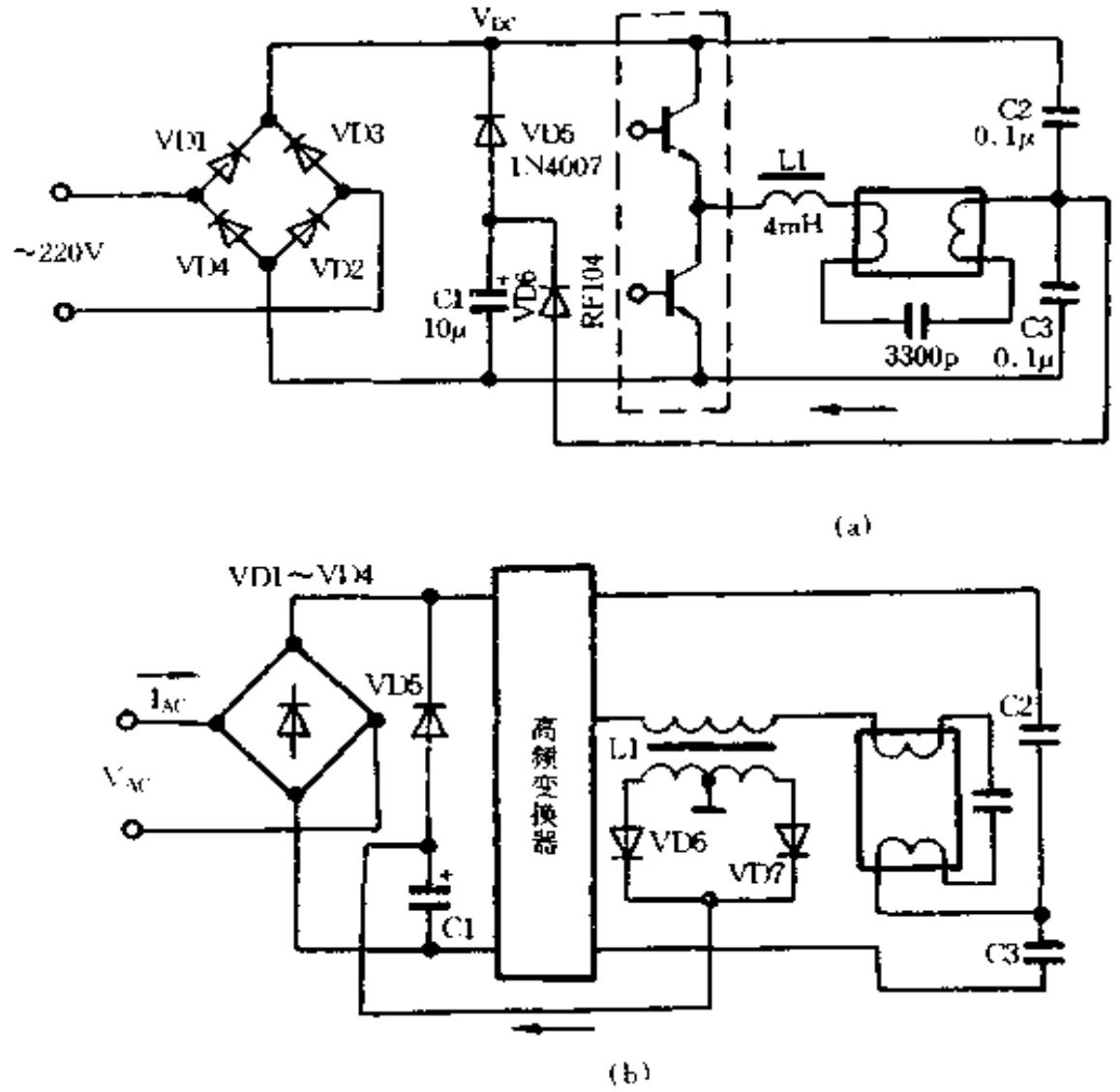


图 7－3　高频反馈充电式 PPFC 电路简图

容 C1。而在图 7－3(b)所示的电路中，高频信号是从输出级稳流扼流圈的辅助绕组取出，尔后经二极管 VD6、VD7 全波整流馈送到电容 C1 上。现在我们以图 7－3(a)为例，来说明 PPFC 的基本原理。

当整流输出电压 V_{DC}高于电容 C1 两端的电压 V_{C1}时，二极管 VD5 因反向偏置而阻断，整流电压对高频变换电路供电。当 $V_{DC} < V_{C1}$时，VD5 则正向偏置，C1 通过 VD5 向高频变换器放电，此时整流电路中只对负载输出电流，高频变换器依靠 C1 中的储

能维持工作。直到下半个周期整流输出电压幅值高于 V_{C1} 时，VD5 则反偏而截止，高频能量再一次馈送到 C1，对 C1 充电。由于电容 C1 不是直接连接到整流电路的输出端，而被二极管 VD5 隔离，所以整流电路不能直接对电容 C1 充电。因此，在电源输入电流中，不会出现对电容充电形成的尖峰电流，于是得到图 7－4 所示的电压 V_{AC} 和电流 I_{AC} 波形。

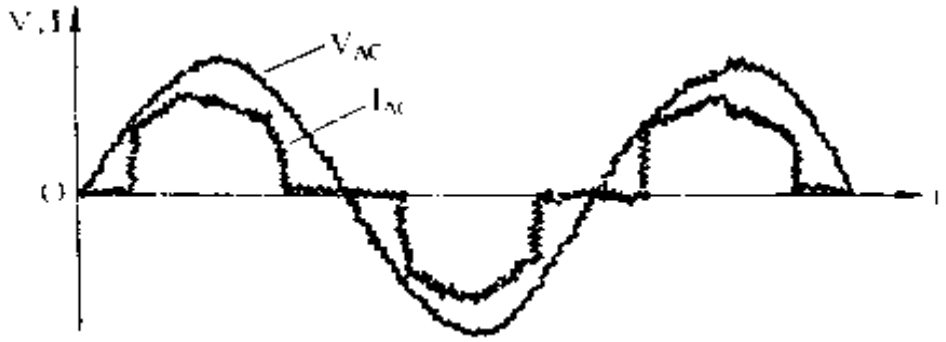


图 7－4　高频反馈充电式 PPFC 电路全桥
整流器输入电压与电流波形

高频能量反馈式无源谐波滤波网络可使电子镇流器的电流总谐波含量 *THD* 被控制在 20% 左右，线路功率因数 λ 达 0.95～0.97，但灯管电流波峰系数达 2.1～2.6，比逐流滤波电路还要高。

表 7－2 给出了采用图 7－3(a)示出的高频能量反馈式无源滤波网络的 16W2D 型电子节能灯电流谐波含量、线路功率因数和灯电流波峰系数等实测参数指标。除 PPFC 电路结构不同外，被测电子镇流器电路与配接的灯管与图 7－2(a)所示的带逐流电路的电子镇流器及灯管完全相同，并且使用了相同的测试线路和测试仪表，目的就是为使表 7－2 中的测试结果与表 7－1 给出的数据有较好的可比性。

就整流二极管的导通角而言，高频能量反馈式滤波电路与逐流电路大体相当。之所以在电流谐波含量和线路功率因数方

而能比逐流电路得到改善和提高，原因就在于高频能量反馈式滤波网络的电流波形中消除了逐流电路因对电容充电形成的尖峰。但是，就直流输出电压的质量来说，平滑程度要比逐流滤波电路更差一些，对经调制的高频灯电流包迹波波形影响会更大一些。因此，高频能量反馈式无源谐波滤波电路比逐流电路对灯电流波峰系数产生的不良影响也就更加明显。

表 7－2　　带高频能量反馈式无源滤波电路的电子镇流器实测参数指标

参数名称	参数指标							
电流谐波分量(%)	奇次		偶次		奇次		偶次	
	n01	100	n02	2.1	n21	2.9	n22	0.2
	n03	2.0	n04	1.2	n23	3.0	n24	0.8
	n05	11.7	n06	1.2	n25	1.1	n26	0.2
	n07	11.4	n08	0.1	n27	1.2	n28	0.4
	n09	6.6	n10	0.7	n29	1.7	n30	0.5
	n11	0.9	n12	0.6	n31	2.1	n32	0.4
	n13	5.4	n14	0.6	n33	0.9	n34	0.9
	n15	3.7	n16	0.2	n35	1.1	n36	0.3
	n17	1.6	n18	0.3	n37	2.0	n38	0.4
总谐波含量 *THD*(%)	n19	0.6	n20	0.520	n39	1.4	n40	0.4
功率因数 λ	$V_{rms}=221\text{V}$　$I_{rms}=0.(\ 9\text{A}$　$P=17\text{W}$ $\lambda=P/V_{rms}\cdot I_{rms}=0.974$							
灯电流波峰系数	2.48							

第二节　改进型的无源功率因数校正(PPFC)电路

随着电子节能灯的推广应用,一些改进型的 PPFC 电路应运而生。在改进型的 PPFC 电路中,元件数目虽然增加不多甚至是并不增加,但由于在元件之间的排列与组合上更加科学和巧妙,从而使得电子镇流器的性能不同程度地得到改善和提高。下面对部分改进型或新式无源谐波滤波网络作简单介绍。

一、改进型高频能量反馈式 PPFC 电路

在改进型的 PPFC 电路中,高频能量反馈式谐波滤波网络占主导地位。

图 7-5 所示为带预充电功能的高频能量反馈式抑制谐波电路。与图 7-3 给出的高频能量反馈式 PPFC 电路比较,主要不同点就是在隔离二极管 VD5 的两端并联了一个压敏元件 RV。RV 的作用是为给电容 C5 预充电提供了一条低阻抗通路。只要全波整流器输出电压大于 RV 的压敏击穿电压与 C5 两端电压 V_{C5}之和,VD5 则反偏而截止,RV 则击穿导通,对 C5 预充电。当 V_{C5}升高到预定值之后,RV 两端电压就降低到其击穿电压以下,于是呈现高阻关断状态,中止对 C5 的充电。一旦预充电结束,则改由高频反馈电流对 C5 充电。当交流电源电压瞬时值低于整流输出电压时,桥式整流器中二极管则截止,电容 C5 则通过 VD5 对高频变换器及灯负载放电。而在其它时间中,则由整流输出给负载供电。RV 还有一个作用就是与 C5 一起吸收电路中出现的瞬态浪涌电压,保护镇流器中的元件免遭损坏。

在交流电源输入端设置了 EMI 滤波器，可以抑制干扰信号，滤除电源电流噪声，降低谐波含量，使线路功率因数约提高 0.01～0.05。从功率因数校正功能上讲，EMI 滤波器又是一种辅助 PFC 电路。对 PFC 的效果具体由 EMI 滤波器电路的型式及其元件参数而定。

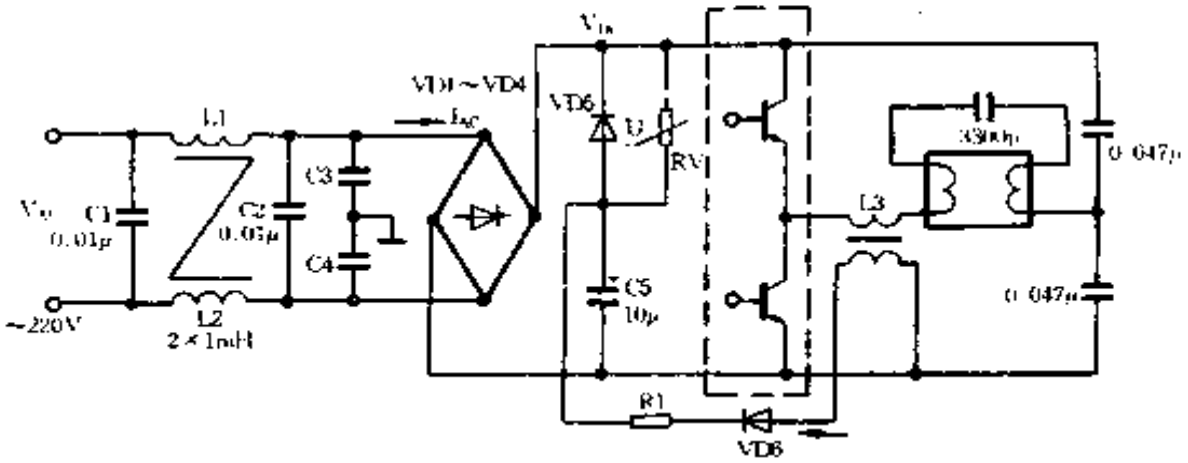


图 7－5　带预充电功能的高频能量反馈式谐波抑制电路

图 7－6 所示是高频输出反馈至整流输入滤波网络的 PPFC 电路方框图。在图 7－6(a)中，高频信号通过镇流器输出变压器的辅助绕组取出，尔后馈送至桥式整流器的输入端，对电源输入电流整形，以减小波形畸变。小电容 C2 对 50Hz 的工频呈现高阻抗，而对高频信号则呈现低阻抗。在图 7－6(b)中，L3、L4 和 L5、C3 和 C4 以及 VD5 等组成 PPFC 电路。电子镇流器高频变换器输出功率网络的高频信号被采样后通过 L5 耦合至 L4。小电容 C3 用作滤除高频成份。L3、L4 中的电流是不能突变的，并且对高频呈现高阻抗。不论是输入电源出现瞬态过电压冲击，还是电容 C4 充电或输出工作电流出现突变，通过电感的电流都会在一定时间内保持相对稳定。这种型式的 PPFC 电路，对抑制输入电源电流的波形畸变和提高线路功率因数，效果还是比较明显的。

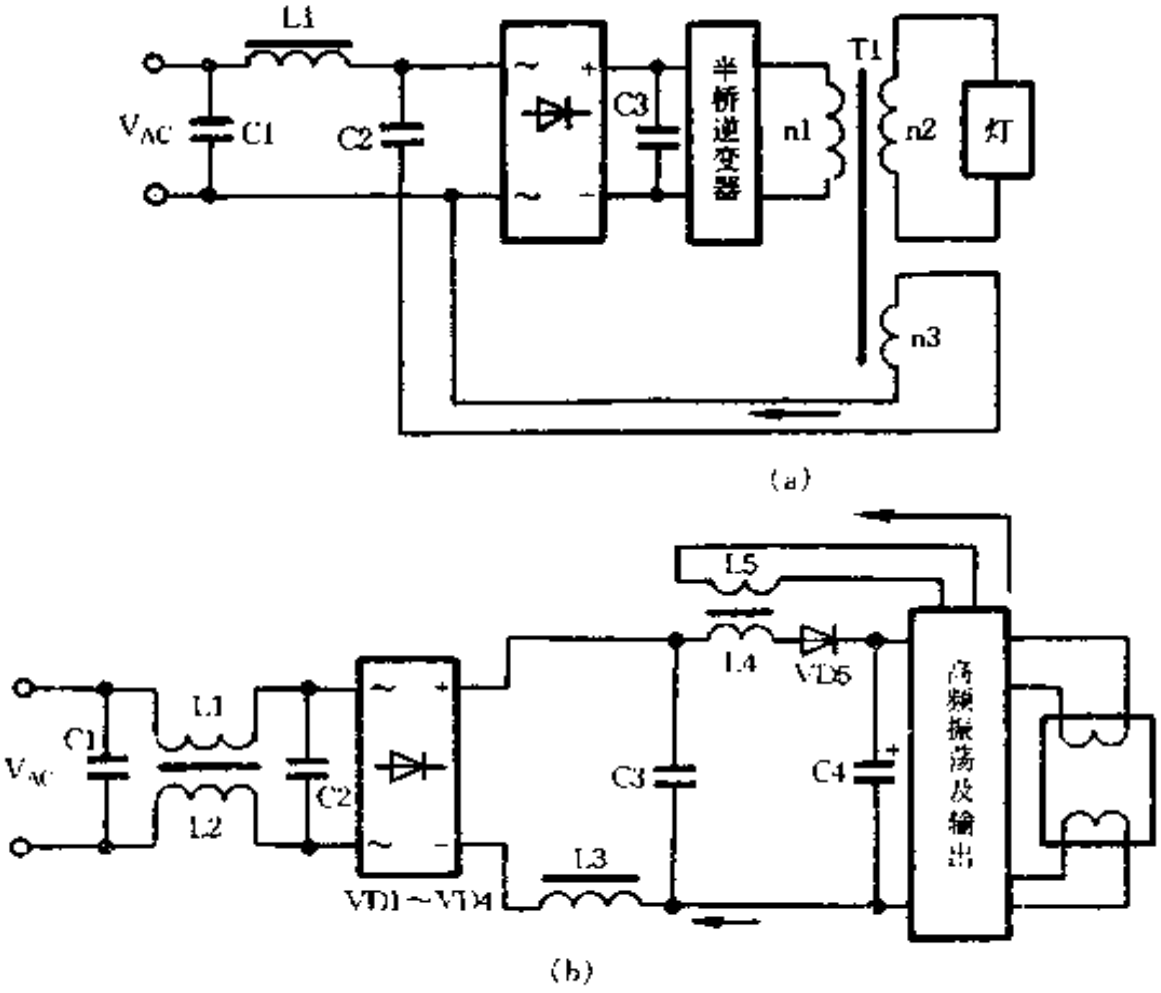


图 7-6　高频输出反馈至整流输入或滤波网络的 PPFC 电路方框图

带再生电流充电式滤波网络的双管荧光灯电子镇流器电路原理图如图 7-7 所示。该电路已获美国专利(专利号：5032767)。电容 C1 和 C2、电感 L3、L4 和 L5 及二极管 VD5、VD6 等组成无源谐波滤波网络，实际上属于一种高频能量反馈式 PPFC 电路。电感绕组 L3 耦合至 L4 的电流经 VD6、L5 对 C2 充电，只要 C2 上的电压高于整流输出母线电压，VD5 则导通，C2 上的电荷就通过 VD5 给负载供电。这种 PPFC 电路可为镇流器的高频变换电路提供可换向的辅助电源电压。只要电路中元件选取适当，系统功率因数 λ 可达 0.99，电流总谐波畸变 $THD \leqslant 18\%$，接近 L 级水平，灯电流波峰系数可以接近或达到 $\leqslant 1.7$ 的

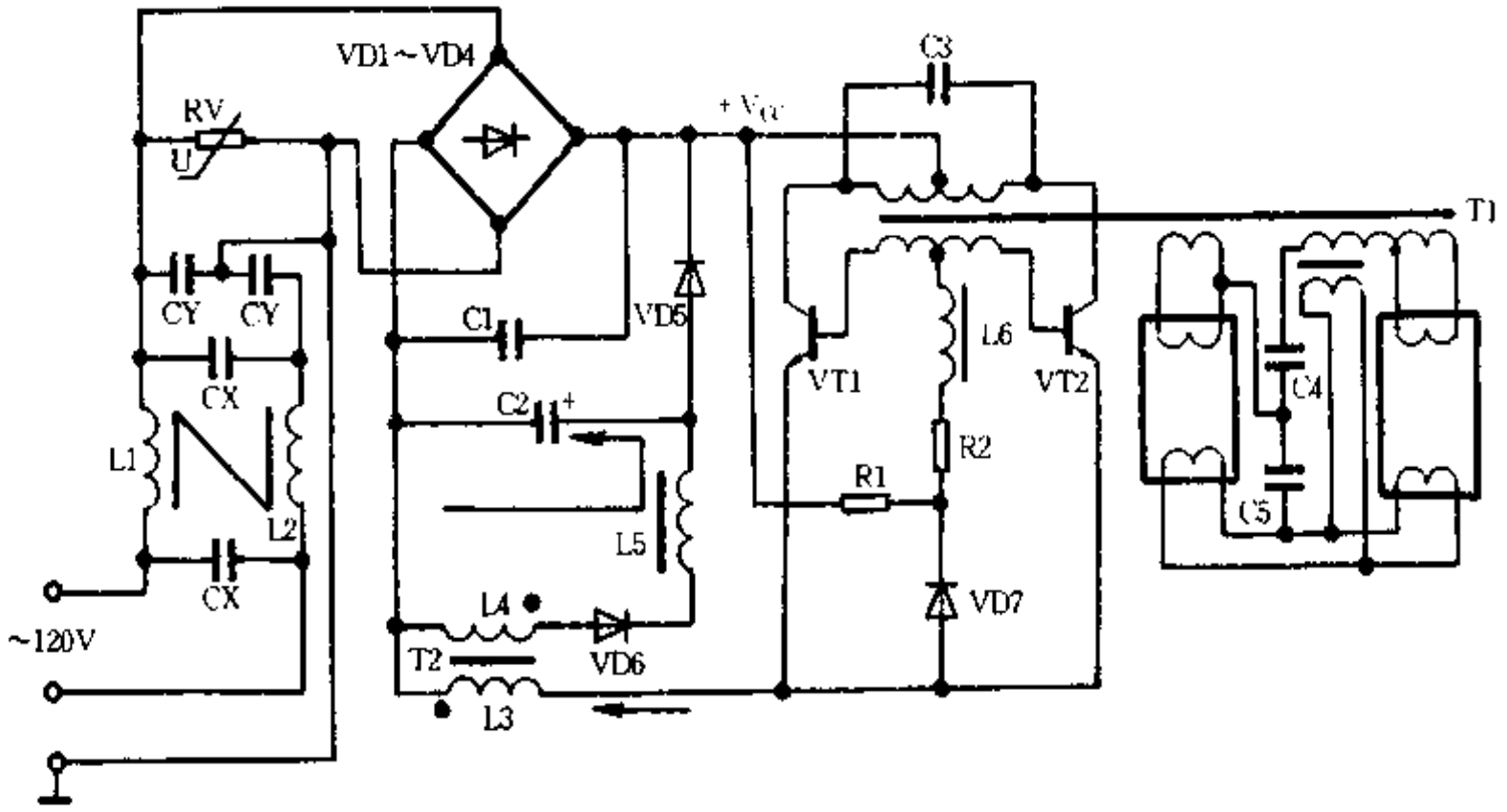


图 7-7　带再生电流充电式滤波网络的电子镇流器电路原理图

要求。

在申请并获得专利的 PPFC 电路中，高频能量反馈式电路占有较大的比率。

二、带高频反馈环路的改进型逐流电路

图 7－8 为带高频反馈环路的改进型逐流电路。在这种复合型的 PPFC 电路中，电容 C2、C5 和二极管 VD5、VD6(VD7)和 VD8 组成普通逐流电路；VD7、C5 和 VD8 等又组成典型的高频反馈滤波电路；小电容 C3、C4 对较高频率的信号呈现低阻抗。C2 和 C5 及 C3 与 C4 都是串联连接的，可以使用耐电压为 250V 的电容器。这种集逐流电路与高频反馈式无源滤波网络于一体的 PPFC 电路，$\lambda \geqslant 0.95$，$THD \leqslant 25\%$，灯工作电流波峰比为 1.7～1.8。在其主要参数指标方面，灯管电流波峰系数是一项比较重要的改善。

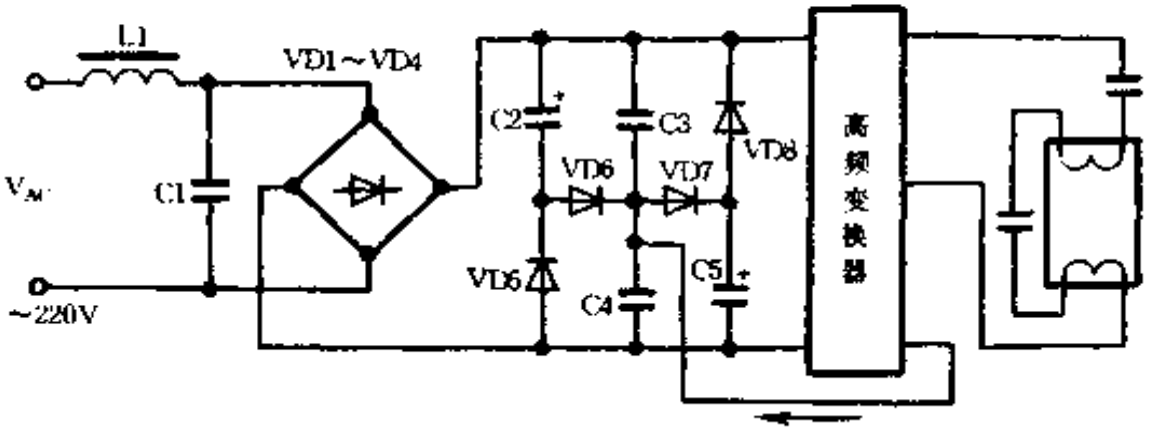


图 7－8　带高频反馈环路的改进型逐流电路

改进型的 PPFC 电路，通常是指以逐流电路和高频能量反馈式无源谐波滤波网络两种基本电路结构为基础，增加少量无源元件并改变元件之间的连接方式，在某项参数指标或总体技术性能上有所改善和提高的 PPFC 电路。除了改进型 PPFC 电路外，还有一些在结构上别具一格的新式 PPFC 电路。不论是

哪一种型式的 PPFC 电路，都各有其特点。

第三节　新型无源谐波滤波电路

荧光灯交流电子镇流器无源谐波滤波技术经众多工程技术人员的艰苦攻关，陆续开发出一些新型实用的电路。面对以功率因数控制器 IC 为核心的有源谐波滤波技术的迅速发展，高性能 PPFC 电路的出现，为无源谐波滤波技术注入了新的生机与活力。下面将对几种具有代表性的电路作简单介绍。

一、感性负载电流谐波抑制电路

图 7－9(a)所示为感性负载电流谐波抑制电路原理图。在这个电路中，灯通过变压器 T2 驱动。小电容 C1 是镇流器工作频率下的谐振电容，对直流起隔离作用。电解电容 C2 是交流线路频率下的滤波电容，只有在功率开关晶体管 VT1 饱和导通时 C2 才被充电。半桥逆变器与负载组成反馈环路，依靠电流正反馈使高频变换器形成自激振荡。

在稳态工作条件下，当功率开关晶体管 VT2 导通时，桥式整流器输出电流被切断，滤波电容 C2 放电，放电电流从 C2 经 T2 的初级电感绕组 LP 和脉冲变压器 T2 的初级绕组到 VT2。C2 放电发生于交流输入电源电压的半峰值附近。随 C2 放电，C2 上电压降低。当 C1 和 C2 的总电压低于输入电网瞬时电压时，整流器中二极管开始导通，形成输入电流。当功率开关晶体管 VT2 关断而 VT1 导通时，整流电压经 VT1 和负载电感等对电容 C2 充电。只要合理并且巧妙地选择振荡电路元件参数，可以

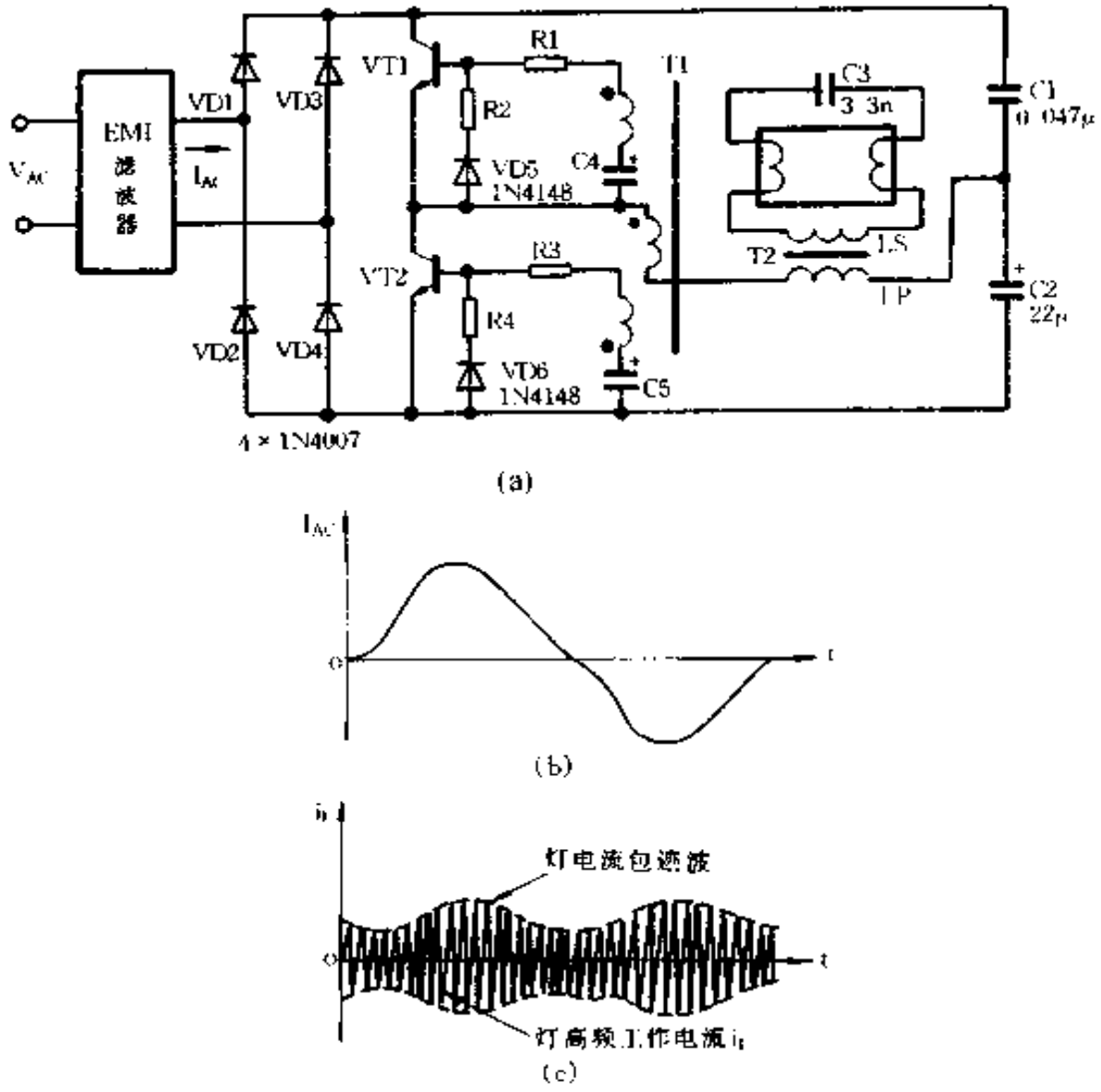


图 7-9　新式谐波滤波电路及相关波形

保持 VT1、VT2 导通周期的总和基本恒定，而工作频率略有偏移，使 VT1 导通期间在过零点附近略有延长，而在峰值附近略加缩短，从而能使谐波更有效地得到抑制。图 7-9(b)所示是电子镇流器电源电流 I_{AC}的实测波形。该波形基本消除了过零死区而趋于连续，大体呈正弦波，$THD \leqslant 15\%$，$\lambda \geqslant 0.98$。图 7-9(c)为灯工作电流波形。其中，灯电流包迹波为实测波形，灯高频工作电流波形是将周期有意放大的示意图。这种借用有源元

件 VT1 与 VT2 对无源滤波元件 C2 充电和放电的谐波抑制电路，实际上是一种介于无源与有源滤波电路之间特殊网络。由于没有新增加有源元件，通常人们将此类电路仍归属于无源谐波滤波电路。对于图 7－9(a)所示的无源滤波电路，能使灯电流波峰比不大于 1.7，这是在技术性能方面的一项较大的提高。

二、双向自供辅助电源式 PPFC 电路

一种双向自供辅助电源式新型 PPFC 电路如图 7－10 所示。小电容 C1、C2 和电解电容 C3、C4 及二极管 VD1～VD4 等，组成 PPFC 电路。在电子镇流器接通电源后的短时间内，大容量的电容 C3、C4 与二极管 VD1～VD4 组成寄生二极管—电容滤波电路，使电子镇流器开始工作。在灯点亮进入稳态工作后，高频电流的一部分经过 C1、C2 返回电源，另一部分经 VD1、C4 和 VD2、C3 整流滤波，产生正、负两个辅助电压 ± ΔV，并分别通过 VD3、VD4 与全波整流后的 100Hz 脉动直流叠加，形成纹波较小的直流电压 V_{CC}，作为半桥逆变器的供电电压。只要电路中元件数值选取合适，灯电流波峰系数可以不超过 1.7。这种同时被称

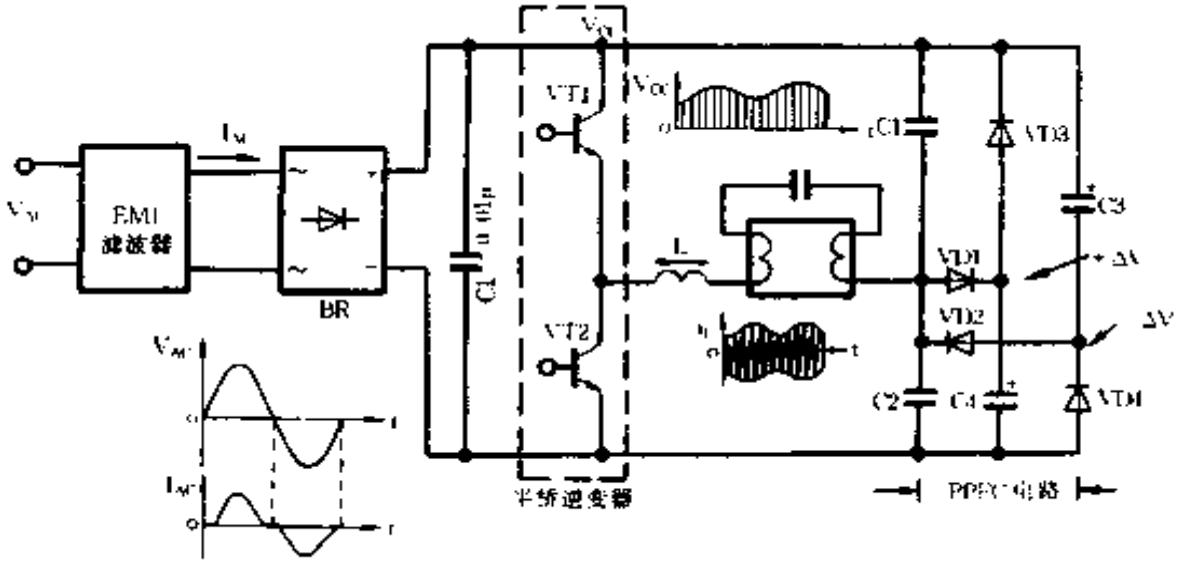


图 7－10　双向自供辅助电源式 PPFC 电路

为双泵式的 PPFC 电路，*THD* 指标只能达到H级水平，$\lambda \geqslant 0.93$，与逐流滤波电路相当，但灯电流波峰比指标比传统的 *PPFC* 电路有明显改善。

三、高频泵式 PPFC 电路

图 7－11 所示是一种带高频泵式 PPFC 电路的电子镇流器电路原理图。二极管 VD1、VD2 和高频能量反馈环路中的电容 C1、C2 及大容量滤波电容 C3 等组成无源谐波滤波电路。高频电流正半周通过二极管 VD2 对电解电容 C3 充电。在高频电流负半周则通过 VD1 返回电源。只要适当调整有关元件的参数，使高频反馈电流通过 VD2 对 C3 充电时恰好去填充整流电压的低谷，就可以减小在 C3 两端输出直流电压的纹波峰—峰值，降低脉动系数，从而改善灯电流的波峰系数。

高频泵式 PPFC 电路直流输出电压达 300V 以上，比普通桥式整流、单只电解电容滤波电路的输出电压高 30V 左右。电压脉动系数的有效减小，使灯电流波峰比可以降低到 1.7 以下。这种类型的 PPFC 电路，输入电流三次谐波可低于 10%，$THD \leqslant 10\%$，线路功率因数 $\lambda \geqslant 0.99$。从这些指标上看，高频泵式 PPFC 电路具有较高的性能。

第四节　关于 PPFC 电路的设计考虑

电子镇流器采用 PPFC 电路只需要很少量的无源元件，成本很低，非常适应于我国目前消费水平仍然不高的国情。同时，由于 PPFC 电路结构简单，在电路板上只占用较小的面积和空

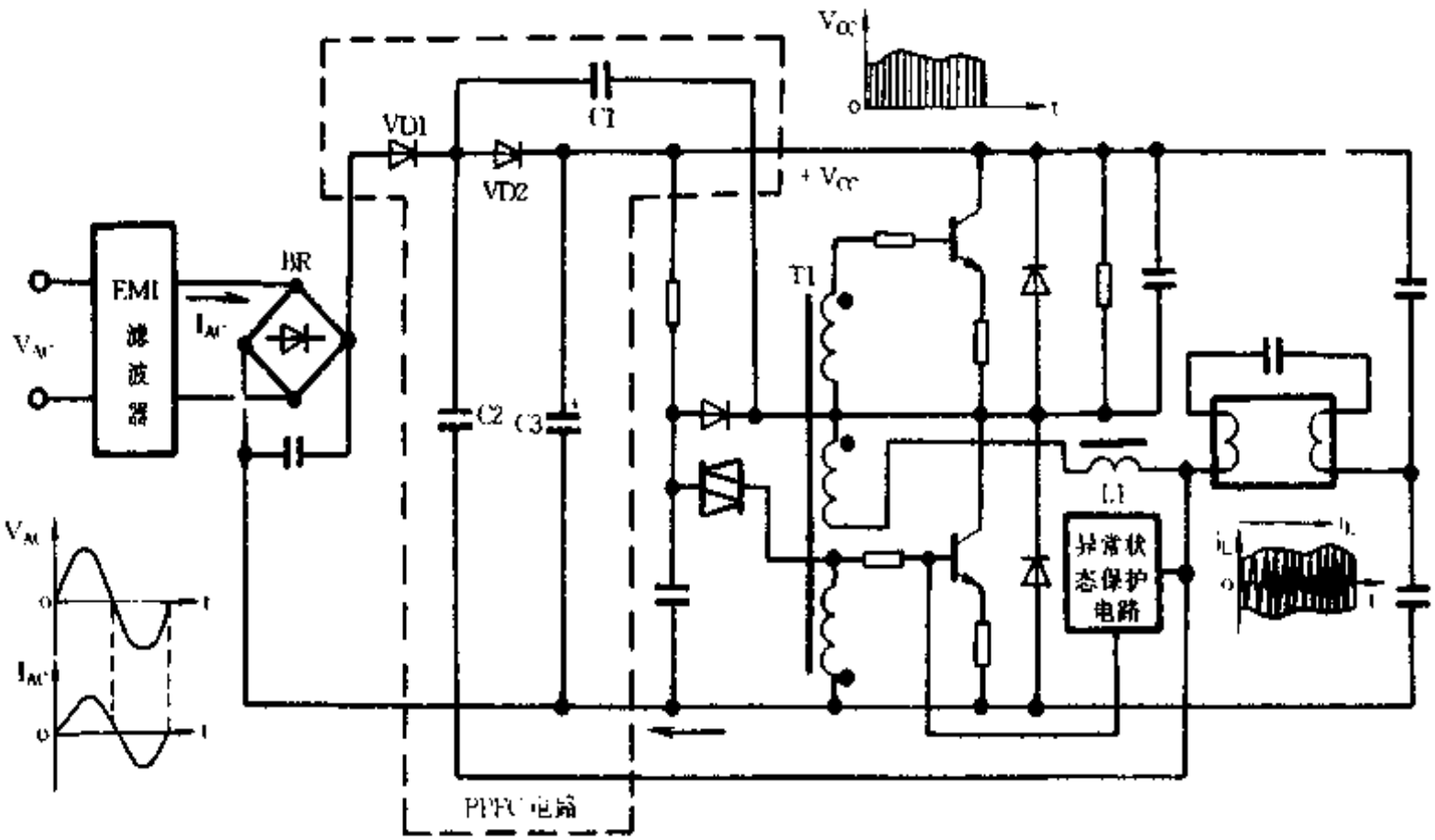


图 7－11　带高频泵式 PPFC 电路的电子镇流器电路原理图

间，因此，特别适用于体积有限的自镇流节能灯中。

但是，尽管不论是何种型式的 PPFC 电路，都可以轻而易举地将系统功率因数提高到 0.9 以上，然而绝大多数 PPFC 电路对输入电源电流的谐波抑制远达不到 L 级低畸变水平，灯电流波峰比高于产品标准规定（≤1.7）要求。其中有些较高水平的 PPFC 电路，或者因为线路过于复杂，使成本剧增，或者由于可靠性较差，因而并没有在大批量生产中被采用。PPFC 电路能否在电子镇流器中与有源谐波滤波电路齐驾并驱，继续占有一席之地并获得发展，关键在于在技术上能否不断创新，在可靠性上能否让用户达到满意。否则，随着有源元件成本的不断降低，就有可能被性能优异的 APFC 技术所取代。

开发新型高水平的 PPFC 电路，在设计中必须考虑并妥善处理以下几方面的问题：

首先要兼顾电子镇流器的综合参数指标。涉及 PPFC 电路的主要参数有电源电流谐波含量、线路功率因数和灯电流波峰比。降低电流谐波含量与提高功率因数是一致的，在技术措施的实施上有较好的统一性。但是，抑制电流谐波含量与降低灯电流波峰比往往是互相矛盾的。这两个参数之间的矛盾采用 APFC 技术则迎刃而解，但必须付出成本上的代价。采用 PPFC 技术的难点就在于如何使电流谐波达到或接近 L 级水平，同时将灯电流波峰比降低到标准规定要求。很多人往往忽视灯电流波峰比这个参数指标要求，实际上该参数要求正是 PPFC 技术要解决的关键课题。道理非常明显，如果不管这个参数指标要求，只追求电流谐波含量和线路功率因数的高指标，根本就无需采用其它任何措施，只要将桥式整流器输出端的滤波用电解电容拿掉，就可使整流二极管导通角几乎达到 180°，输入电流呈正弦波形，*THD* 趋于 0，λ 则趋于 1。然而，一旦取消这只滤波电

容，灯电流波峰比不仅会高于 2，而且灯往往会出现闪烁，镇流器中功率开关晶体管也极易发生击穿。灯电流波峰比包括灯高频工作电流（单个波形）的波峰比和灯电流包迹波的波峰比。灯电流波形不同，波峰系数也就不同。对于广为流行的串联谐振式电子镇流器来说，灯高频电流大体呈正弦波，故波峰系数趋于 1.41($\sqrt{2}$)。但是，灯电流包迹波的波峰系数往往不能满足要求。事实上，灯电流包迹波波形仅与整流滤波输出直流电压纹波波形有关。灯高频电流则被一个和滤波电压波形相似的包迹波所调制。滤波后的直流电压波形不同，灯电流包迹波则不同，灯电流波峰比也就不同。滤波电压纹波越小，脉动系数（S）越小，灯电流包迹波则越平滑，灯电流波峰比也就越小。但是，输入端电源电流的波形失真往往就越严重。普通桥式整流电容滤波电路虽然整流二极管导通角很小，但只要滤波电容的容量值足够大，其两端的输出直流电压脉动系数则很小，故灯电流波峰比可以满足要求。而大多数 PPFC 电路的输出直流电压纹波峰—峰值都较大，脉动系数比单只电容滤波时要高得多，因此，尽管输入电流谐波含量降低，功率因数提高，但灯电流波峰系数一般难以达到规定要求。欲增大整流电路中二极管的导通角，滤波电路的输出直流电压及其纹波谷值应尽可能低，这必然会导致灯电流包迹波脉动系数的增大，从而引起波峰比超标。设计新型 PPFC 电路，着眼点就要采取科学而巧妙的电路，即使整流二极管的导通角足够大，同时还要保证滤波网络的直流输出电压的脉动系数尽可能小一些，以解决降低电流谐波含量与减小灯电流波峰比之间所存在的矛盾。在采用推挽式逆变器电路和并联谐振式的电子镇流器中，设计低电流谐波畸变和低灯电流波峰比的 PPFC 电路要比半桥逆变、串联谐振型电子镇流器容易得多。对于这一点，并没有引起人们的充分重视。

PPFC电路的设计必须确保不影响电子镇流器的可靠性。如果PPFC电路设计不当，就会影响电子镇流器各部分电路之间的能量传递与转换，易在功率开关晶体管等关键元件或部位出现能量集中与冲击，从而引起元件击穿。有些采用PPFC技术的电子镇流器，实测指标比较令人满意，但其使用寿命却令人失望。之所以在可靠性方面存在问题，根本原因就在于电路设计上存在隐患，在元器件选用上没有质量保证手段。尽管在实验室做出的样品水平比较高，但在实验室中不可能会完全模拟出实际使用中随机出现的各种环境条件和工作条件。因此，大批量生产出的产品进入千家万户之后，会出现很多预料不到的问题。

设计PPFC电路还要考虑确保其线路简单和成本低廉的固有特点。如果在PPFC电路设计上过于复杂，即使技术水平相当高，也不会得到实际应用，原因是这样的电路必然会被APFC电路所取代。从技术水平上讲，PPFC电路是难以与APFC电路媲美的。当PPFC电路的复杂程度和成本与APFC电路相接近时，显然人们会选用APFC技术。开发新一代PPFC电路，追求的目标并非完全是高性能，而是高性能价格比。

开发新型PPFC电路，必须依靠高品质的测试仪器或分析系统。PPFC电路往往带有反馈环节，与镇流器中其它电路之间相互影响，相互牵制，单靠理论上的定量计算是无济于事的。事实上，定量计算的结果往往与实际偏离甚大。只有借助于先进的电子镇流器综合参数测量仪和谐波分析系统，才能科学地定量分析所设计电路的性能，从而找出存在的不足和制订改进的方案。

第八章

电子镇流器的有源功率因数校正(APFC)技术

第一节　概　述

一、APFC 的基本类型

有源功率因数校正(APFC)电路与 PPFC 电路的主要不同点就是除了使用了无源元件外,还采用了晶体管和专用集成电路(ASIC)。在谐波滤波电路中,只要使用了一个像晶体三极管这类有源元件,就称作 APFC 电路。

APFC 电路置于桥式整流器与滤波用电解电容器之间,实际上是一种 DC－DC 变换器。APFC 变换器电路主要有升压、降压、升压—降压和回扫四种类型,如图 8－1 所示。在图 8－1 中,开关 S1 一般由功率开关晶体管并且几乎全部是由 MOSFET 或 IGBT 担当。在回扫型 APFC 电路中,输出电压既可以低于输入电压,也可以高于输入电压。但在多数情况下,这种隔离式变

换器的输出电压都低于输入电压。由于升压型 APFC 电路在一定的输出功率下可以减小输出电流，因而可以减小输出滤波电容的容值和体积，故在电子镇流器中被广泛采用。

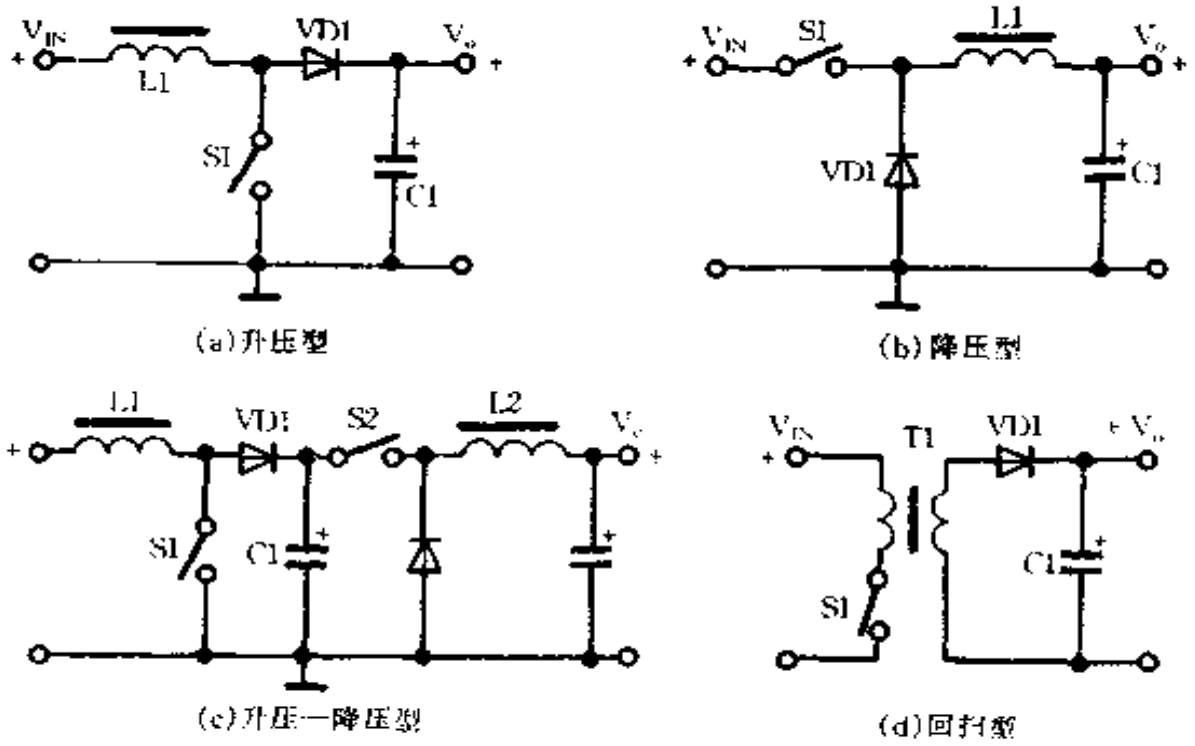


图 8－1　APFC 变换器电路主要类型

APFC 变换器可以采用不同的方法进行控制。从变换器工作频率上可分为固定频率和可变频率两种基本型式；从电流控制方法上分，主要有峰值电流控制和平均电流控制两种模式；在电感扼流圈电流控制方式上，主要有连续传导模式(CCM)和断续传导模式(DCM)两种，前者适用于输出功率较大的场合，后者适用于 300W 以下较低功率的 APFC 变换器；在开关控制模式上，又分零电流开关(ZCS)和零电压开关(ZVS)两种主要类型。在电子镇流器中，升压型 APFC 预调整器最为流行。在控制方法上，电感电流断续传导模式和峰值电流控制方法，在 40～300W 荧光灯电子镇流器中倍受青睐。固定频率平均电流控制连续传导模式的 APFC 变换器，在 300W 以上乃至数千瓦(kW)

的高强度放电灯电子镇流器中则占主导地位。

二、APFC 预调整器基本原理

升压式 APFC 变换器电路原理图如图 8－2 所示。APFC 电路主要由控制器 IC、功率开关 MOSFET(VT1)、升压电感器 L1、升压二极管 VD5、输出滤波电容 C1 及反馈环路所组成，其核心就是 PFC 控制器 IC。APFC 变换器的工作原理基于升压电感 L1 电流与电压之间的物理关系。在 VT1 导通时，升压二极管 VD5 则截止，滤波电容 C1 通过负载放电。当 VT1 由导通跃变为关断时，L1 产生的突变电势使 VD5 正向偏置而导通，L1 中的储能经 VD5 释放，对 C1 充电。由于 VT1 和 VD5 交替导通，使整流器输出电流经 L1 连续流动。这就意味着整流二极管在交流电源电压的半个周期内，导通角趋于 180°。APFC 变换器一般都采用

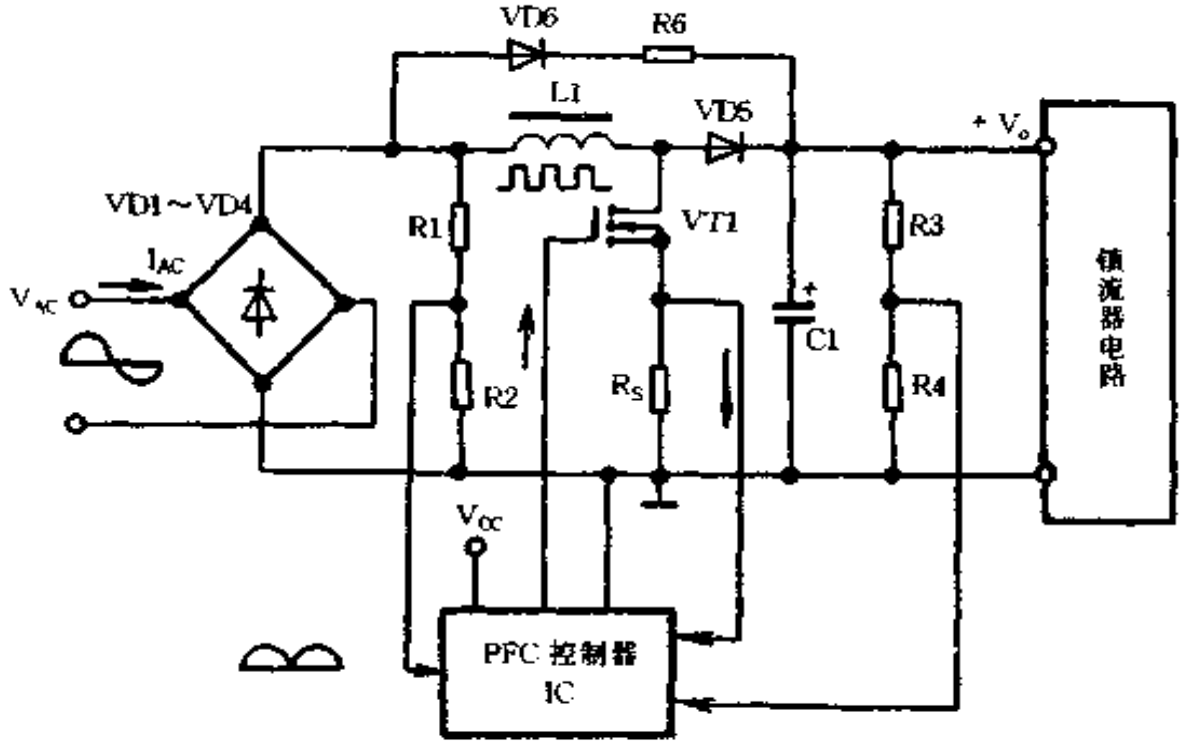


图 8－2　升压型 APFC 预调整器电路原理图

双环反馈控制方法。网侧内环反馈的作用是将全波整流输出直流脉动电压(实质上即是交流输入电压)通过 R1、R2 组成的电阻分压器取样输入到 PFC 控制器 IC,以保证通过 L1 的电流时刻跟踪输入电压按正弦规律变化的轨迹。通过 L1 的三角形高频电流的峰值包迹波正比于输入交流电压,其平均电流则呈正弦波形,这就意味着电源输入电流也呈正弦波。外环用作 APFC 变换器输出直流电压的反馈控制。直流输出电压被检测后输入到 IC,IC 输出 PWM 驱动信号调节功率开关的占空比,以使输出电压稳定。

APFC 预调整器应用于电子镇流器的作用及效果主要有:一是有效地抑制了输入电源电流的波形失真,完全可以达到并可以远远低于 L 级低畸变指标要求;二是能将系统功率因数提高到几乎是 1 的水平;三是输出低纹波的直流电压,能确保镇流器配接的灯管电流波峰系数小于 1.7;四是当输入交流电压在较大范围内波动时,可以获得稳定的直流电压,既消除或减小了瞬态能量对电子元器件的冲击,提高了电子镇流器的可靠性与安全性,同时可以保证灯管的灯电压和灯电流稳定,使灯光输出恒定,有利于延长灯管使用寿命。

三、APFC 技术的发展

荧光灯交流电子镇流器在 70 年代末 80 年代初问世不久,国际电工委员会 IEC 就制订了 IEC555 - 2(1982)标准,对电子镇流器和开关电源等产品引起的高次谐波污染作出了限制性规定要求。发达国家开发电子镇流器的起点非常高,早在 80 年代初就注意到谐波抑制问题,并采用了 APFC 技术。例如飞利浦公司研制的 BHF132H 12 和 BHF 232 12 型 32 W'TL'D 荧光灯单管与双管电子镇流器,就利用分立元器件设计了有源谐波滤波器

电路，使线路功率因数 $\lambda \geqslant 0.96$，输入端电源电流谐波含量可达到低畸变 L 级水平。这种镇流器总计使用了 110 余只元器件，尺寸为 428 × 40 × 32mm，外形美观，工艺精良，工作频率 $f \geqslant 25kHz$，启动时间不大于 1 秒，功能比较完善，在 1985 年的国际市场上的价格达 50 美元。在日本和美国，也曾利用分立元器件设计出一批不同类型的 APFC 电路，并受到专利保护。由于利用分立元器件设计高品质的 APFC 电路会使电路结构过于复杂，导致镇流器的尺寸、重量和成本增加，因此，限制了其广泛应用。

微电子技术的飞速发展使由分立元器件设计的 APFC 电路集成化成为可能。在 20 世纪 80 年代中期，西门子公司率先推出了电子镇流器和开关电源用 APFC 控制器 IC，具体型号是 TDA4812、TDA4813、TDA4814、TDA4816 和 TDA4817(后来已发展到 TDA4862)等。这些专用集成电路(ASIC)只需外加少量的元件，就可以组成高性能的 APFC 预调整器。世界著名的一些半导体厂商，瞄准了 APFC 控制器 IC 巨大的显在市场和潜在市场，自 80 年代末以来，都争先恐后地开发生产这类 IC，从而有力地推进了 APFC 技术的发展。目前 APFC 控制器 IC 的品种繁多，可以满足不同的要求和需要。从功能上看，已由单一的 PFC 功能发展到集 PFC 与镇流器驱动、控制、预热启动和各种保护功能于一体，从而使电子镇流器电路大为简化。在价格上也已逐步降低。

APFC 技术在 40W 以上荧光灯和高压钠灯、金卤灯及其它高强度放电灯电子镇流器中的应用，具有 PPFC 技术所不能取代的优势。从输出功率上看，APFC 预调整器已高达 4.5kW。除电子镇流器外，APFC 技术比较大的应用领域就是开关电源和变频调速器。随着在 IEC555 - 2 及其修订版本基础上制订的

IEC1000－3－2《家用电器及类似电气设备发出的谐波电流限制》标准的实施，APFC 技术的应用范围会日益扩大。

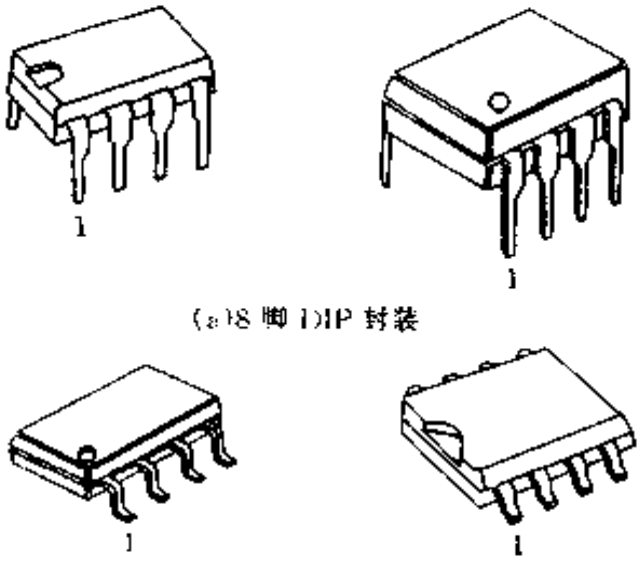
中国对于 APFC 技术的研究与应用比发达国家落后近十年。目前国内已开发出 40W 以上荧光灯、70～400W 金属卤化物灯以及 100W、150W 和 250W 高压钠灯电子镇流器，并采用了 APFC 技术。由于受到国内市场承受能力的限制，采用 APFC 技术的电子镇流器并不多见。APFC 技术是一种新兴技术，其应用价值已被越来越多的工程技术人员所认识。

第二节　断续模式不定频率峰值电流控制 APFC 升压变换器

升压电感器电流工作于断续模式、不定频率、峰值电流控制型 APFC 预调整器在 300W 以下的电子镇流器中应用比较常见。由于电感电流在过零时，有一个没有电流的间隙存在，但并不存在死区时间，因此，更确切地讲，这种 APFC 升压变换器实际上是工作于准（或者类似）断续电流模式。变换器中使用的 PFC 控制器 IC，大多采用双列直插式或表面贴装 8 脚封装，如图 8－3 所示。此类 IC 属于低成本经济型器件，是价格最低的 APFC 控制器之一。

一、基本功能与原理

变化频率电感电流准断续型的 APFC 控制器 IC 大多都由一象限乘法器、误差放大器、电流检测（或传感）比较器、零电流检测器、逻辑电路及驱动输出级等部分组成，是集模拟与数字电路于一体的 ASIC。利用这种类型的 IC 只需外加少量的元件，



(a)8 脚 DIP 封装

(b)8 脚 SOP 及 SO8 封装

图 8-3　APFC 控制器 IC 8 脚封装外形图

就可组成如图 8-4 所示的 APFC 升压型变换器。

APFC 控制器 IC 作为有源谐波滤波器驱动升压型变换器，APFC 变换器的工作频率随输入交流电压和负载而变化。功率开关 MOSFET(VT1)的关断时间(t_{off})取决于变换器直流输出电压(V_O)与输入电压(V_{IN})之间的差值。为保证工作频率不降至可听见的音频范围并保证变换器稳定工作，一般要求变换器输出电压至少比输入电压峰值高 15% 以上(大多达 25% ~ 30%)。对于 220V 的交流输入电压，APFC 升压变换器的直流输出电压一般为 400V。

在图 8-4 中，小电容 C1 用作高频滤波。如果 C1 换成大容量的电解电容，APFC 功能将会失效，原因是 IC 对输入电压波形的取样信号将会出现严重失真，不能有效地对输入电流进行控制。AC 输入电压 V_{IN}经桥式整流，输出 100Hz 的正弦半波直流脉动电压 V_R。能够比较真实反映 AC 输入电压波形的全波整流电压，由 R1 和 R2 组成的电阻分配器分压，在 R2 上的取样电压 V_{MI}经小电容 C2 滤除高频噪声输入到乘法器。升压变换器

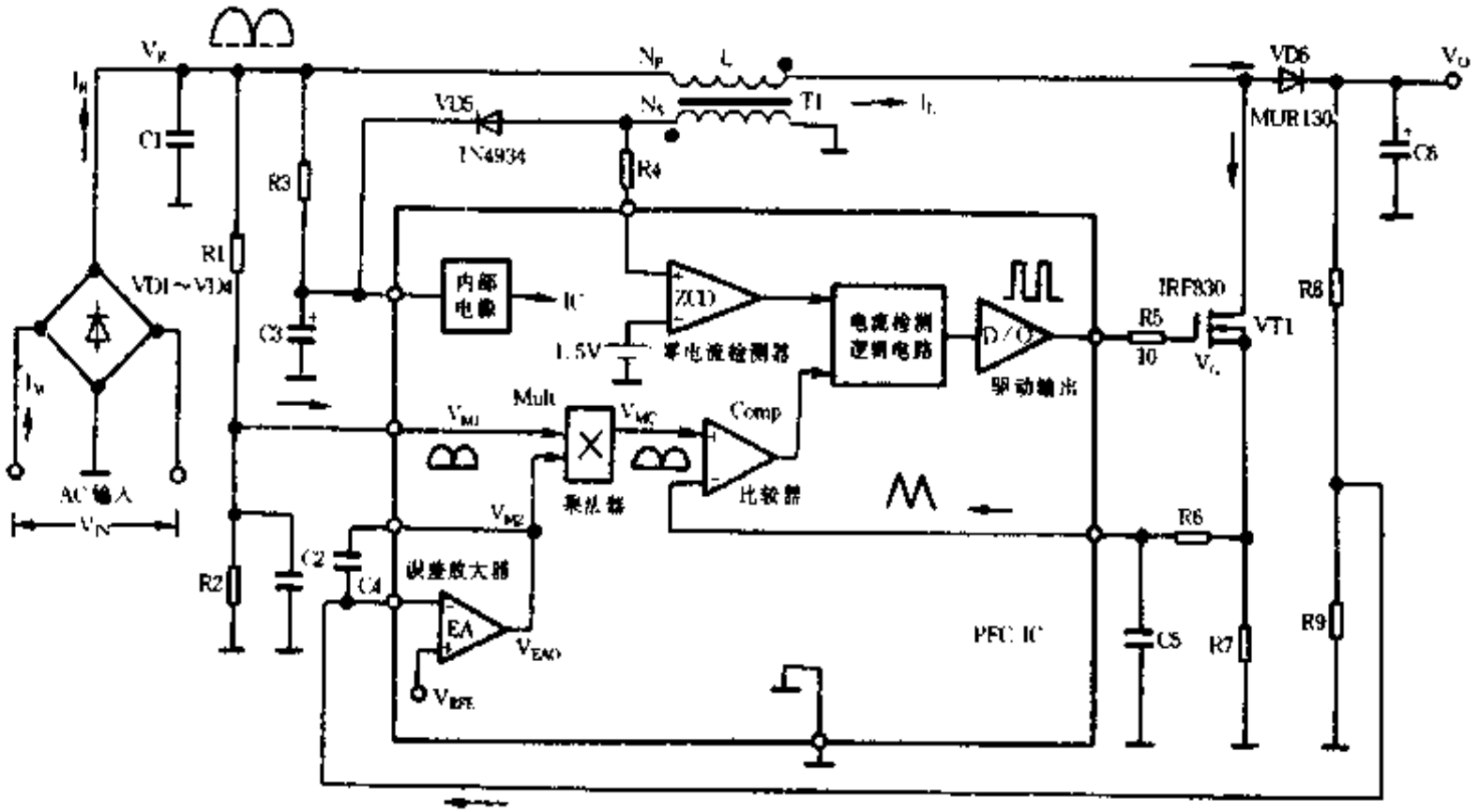


图 8－4　APFC 升压型变换器原理图

在滤波电容 C6 两端的输出直流电压 V_O 通过 R8、R9 分压输入到 IC 的误差放大器反相输入端，并与 IC 内误差放大器同相端的精密参考电压 V_{REF} 比较，产生一个 DC 误差电压 V_{EAO}，作为乘法器的另一路输入 V_{M2}。乘法器的输出 V_{MO} 是两路输入（V_{MI} 和 V_{M2}）的结果。如果乘法器增益为 K（一般约为 0.65），那么乘法器输出可表示为：

$$V_{MO} = K \cdot V_{MI} \cdot (V_{EAO} - V_{REF})$$

上式中，V_{MI} 一般为 0 ~ 2V，V_{EAO} 一般为 2.5 ~ 3.5V，V_{REF} 一般为 2.5V。当 AC 输入电压从零依正弦规律变化到其峰值时，乘法器的输出 V_{MO} 控制 IC 电流传感比较器的门限，迫使通过 MOSFET（VT1）的峰值电流跟踪 AC 输入电压的变化轨迹。通过 MOSFET 的电流在其源极电阻 R7 上转换为电压信号，经过 R6 和 C5 组成的 RC 低通滤波器，输入到 IC 中的电流传感比较器反相输入端。电感电流 I_L 的波形呈高频锯齿三角波，在 I_L 从 0 增长到峰值过程中，VT1 是导通的。乘法器的输出则是电感峰值电流的参考电压，只要在 R7 上的传感电压超过电流传感比较器的门限电压，IC 中电流检测逻辑电路的闩锁则复位，关断 MOSFET。

升压电感器 L 的副绕组 N_S 的作用，一是将感生电压经 VD5 整流和 C3 滤波，作为 IC 启动后的辅助电源；二是用作 L 的高灵敏度的电流传感器。N_S 将流过 L 的电流检测后，经限流电阻输入到 IC 的零电流检测器。只要电感电流一降至零电平，零电流检测器则通过置位 RS 闩锁驱动 MOSFET 导通。在 MOSFET 导通时，升压二极管截止，输出电容 C6 中的储能通过负载释放。当电感电流达到峰值时，通过乘法器输出建立的门限电平将指令 MOSFET 关断，电感电流沿斜坡下降。直到电感电流下降到零之前，MOSFET 则一直关断。在 MOSFET 关断时，升压二极管

则导通。IC 的电流检测逻辑电路同时受电流检测比较器和零电流检测器两个输出的控制，并可以确保在同一时刻 IC 的 PWM 输出只有一种状态的驱动信号出现。在功率开关接通和关断期间，电流流向如图 8－5 所示。

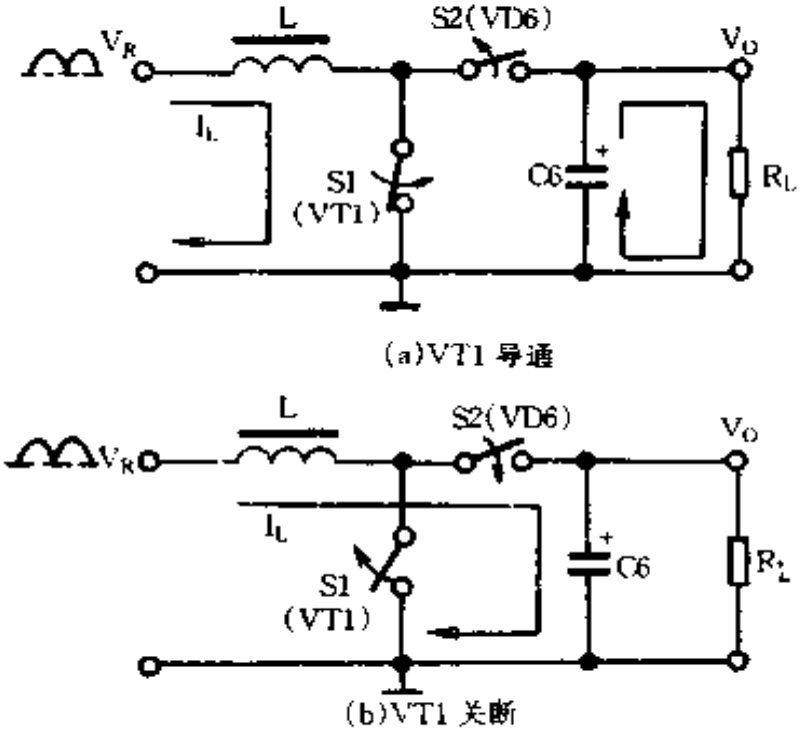


图 8－5　APFC 电路功率开关开通和关断时电流流向示意图

由于在电感电流下降到零之前，MOSFET 不会导通，而在 MOSFET 导通期间，升压二极管则一直截止，所以对升压整流二极管的反向恢复时间要求并不是十分苛刻。在两个周期之间，电感电流在零电平没有死区时间，能使 AC 输入电流连续流动，并限制峰值开关电流恰为整流平均电流（I_R）的两倍。整流输出平均电流实际上即为平均电源输入电流。图 8－6 所示为 APFC 电路中 MOSFET 栅极驱动电压 V_G、电感电流 I_L、AC 输入电压 V_{IN}及全波整流平均电流 I_R波形。APFC 升压变换器相关波形如图 8－7 所示。

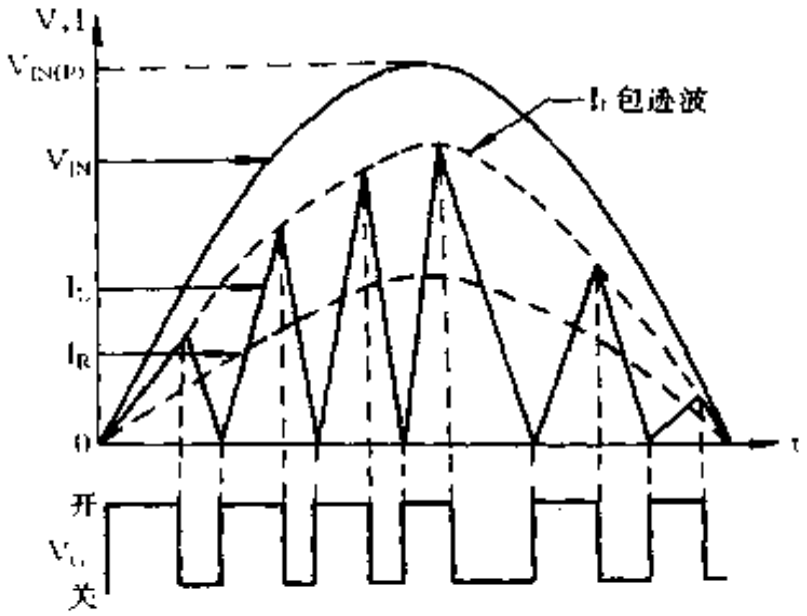


图 8－6　MOSFET 栅极驱动电压、电感电流、
输入电压和整流电流波形

从图 8－7 可以看出，电源输入电流 I_{IN}为正弦波，且与输入电压 V_{IN}保持同相位，因而系统功率因数可以接近于 1。APFC 升压变换器的输出直流电压 V_O高于输入电压峰值，纹波很小，且呈 100Hz(工频的两倍)的正弦波。

在图 8－6 和图 8－7 中，电感电流 I_L波形只是示意图。为了方便图示，故意将开关周期放大。在输入电压的每一个半周期内，开关频率不是固定的，而是变化的。APFC 变换器工作频率可以表示为：

$$f_{(\omega t)} = \frac{V_{IN}^2 \cdot \eta}{2 \cdot L \cdot V_O \cdot P_O}(V_O - \sqrt{2}\,V_{IN}\sin\omega t) \qquad (8-1)$$

式中，V_{IN}：交流输入电压(V)；

η：变换器效率(%)；

L：电感量(H)；

V_O：变换器输出直流电压(V)；

P_O：变换器输出功率(W)。

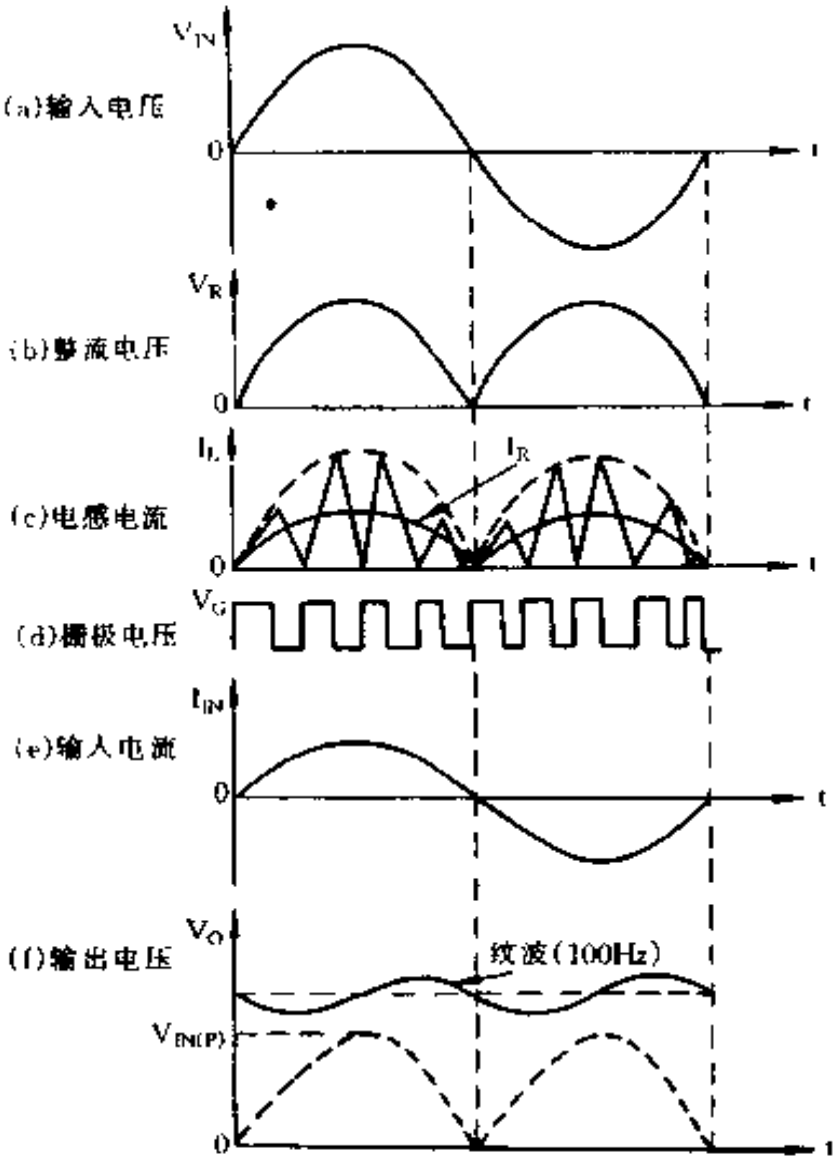


图 8－7　断续模式不定频率峰值电流控制
APFC 变换器相关波形

若令 V_{IN} = 120V，η = 90%，L = 450μH，V_O = 230V，P_O = 75W，在输入电压 V_{IN}从 0 按正弦规律增长到峰值的过程中，工作频率变化的结果可以根据式(8－1)求出，如表 8－1 所示。

表 8－1 不同瞬时输入电压下 APFC 变换器工作频率

ωt	$V_{IN}(\omega t)$	$f(\omega t)$
$\frac{\pi}{12}$	43.9V	155.3kHz
$\frac{\pi}{6}$	84.9V	121.2kHz
$\frac{\pi}{4}$	120V	91.8kHz
$\frac{\pi}{2}$	169.7V	50.3kHz

根据表 8－1 给出的结果可以发现，APFC 升压变换器的工作频率是变化的。在 AC 输入电压按正弦规律从 0 增大到峰值时，工作频率逐渐减小。在峰值 AC 输入电压附近，变换器开关周期最大，而频率则最小。

二、代表性 APFC 控制器 IC 及其应用

1. 功率因数控制器 SG3561A

SG3561A 是美国硅通(SiLiCon General)公司于 1992 年公布的 APFC 控制器 IC。该单片 IC 采用双列直插式 8 脚(或 14 脚) DIP 及 8 脚 SOIC 封装，内部结构方框图如图 8－8 所示。引脚功能见表 8－2。

SG3561A 电源电压范围从 －0.3V 到 28V，推荐工作条件为 11～25V；启动电流仅为 250μA，启动门限电压是 10±0.8V，欠电压锁定滞后为 2±0.4V，稳态下工作电流典型值是 6mA；最大峰

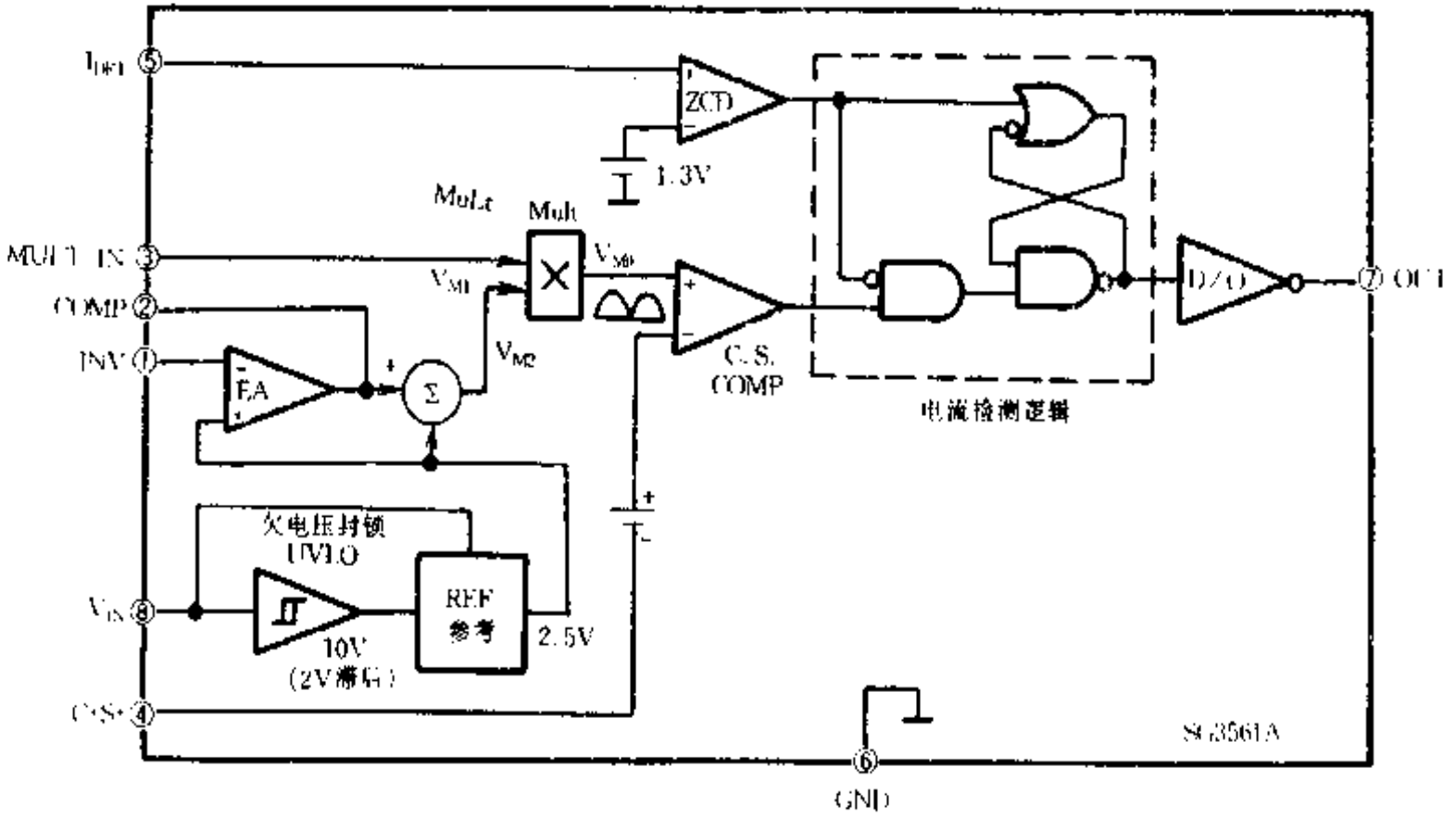


图 8－8　SG3561A 内部电路框图

值驱动输出电流为 ± 500mA，推荐值是 ± 300mA；误差放大器(EA)、乘法器(Mult)和比较器(C.S.COMP)输入电压最大范围是 -0.3～+6V，零电流检测器(ZCD)输入电压最大范围是 0.95～6V；最高结温为 150℃，工作环境温度范围是 -25～85℃。

表 8-2　　SG3561A 引脚功能

引脚	符号	功　能
①	INV	误差放大器反相输入。升压变换器输出通过电阻分压器分压 2.5V 连接到该脚
②	COMP	误差放大器输出。该脚与 INV 脚之间设置一个反馈补偿网络
③	MULT IN	乘法器的一路输入。全波整流电压被分压输入到该脚，并且分压值应低于 2.5V
④	C·S·	PWM 比较器输入。功率开关 MOSFET 中电流通过源极电阻被检测，并经低通滤波器输入到该脚
⑤	I_{INT}	在升压电感电流降至零电平时，电感器次级绕组传感回扫电压，并通过限流电阻输入到该脚，被零电流检测器接收
⑥	GND	电源输入电压回复，使其它所有引脚电位都以该脚为参考点，该脚处于最低电位
⑦	OUT	PWM 输出脚。为直接驱动外接 MOSFET，专门设计了图腾柱(推拉式)输出级电路
⑧	V_{IN}	电源输入电压。$V_{IN} \leqslant 8V$，$I_{IN} \leqslant 0.5mA$；$V_{IN} \geqslant 10V$，$I_{IN} \leqslant 15mA$；$V_{IN(max)} < 25V$

图 8－9 所示为 80W 荧光灯电子镇流器采用 SG3561A 控制的 APFC 升压变换器电路。该变换器输入电压为 220V，输出直流电压是 400V，满载下效率 $\eta = 95\%$，功率因数 $\lambda \geqslant 0.99$，总谐波畸变 $THD < 10\%$。升压电感器 L1 用 PQ282D 铁芯和 # 24－AWG(美国线规)漆包线绕制，$N_1 = 80T$，$N_2 = 4T$，$N_3 = 7T$。其中，N_1 电感绕组为 1.2mH，N_2 是 IC 辅助电源绕组，N_3 是零电流检测绕组。R11、C7、双向触发二极管 HT32(VD7)和 R5、R12 等在接通电源期间和在 I_{DET}绕组接收工作之前，用作提供触发信号以启动变换器工作。触发信号也可以由镇流器中高频电压产生器电路提供。这个外加触发信号应足够小，以保证在正常工作时使检测绕组 N_3 中的电压能占支配地位。

2．KA7524 型 PFC 控制器

KA7524 是韩国三星公司的产品，主要参数性能与 KA7514 并无多少区别。KA7524 与 SG3561A 封装型式与内部结构大同小异，只是部分引脚符号有所不同，如图 8－10 所示。KA7524 也是微功率启动型 IC，启动电流典型值是 0.25mA，软启动时间为 12ms。该 IC 的电源电压 V_{CC}被 17V 的齐纳二极管所钳位。KA7524 带有欠电压封锁电路和 5%的精密电压源，基准电压为 2.5V。IC 最大峰值驱动电流为 0.5A。

图 8－11 所示为采用 KA7524 设计 的 40W 双管荧光灯电子镇流器 APFC 预调整器电路。在桥式整流电路输入端，带有标准型的射频干扰(RFI)滤波器。压敏电阻 RV 用作吸收交流电网出现的瞬态过电压，NTC 热敏元件用作抑制加电时产生的浪涌电流冲击。升压扼流圈用 EI(PC30)磁芯制作，气隙 0.5mm，初级 $N_S = 70T$，次级检测绕组 $N_P = 4T$。C8、R7 和 R8 是 IC 内误差放大器的补偿元件。C8 主要用作抑制 APFC 升压变换器输出

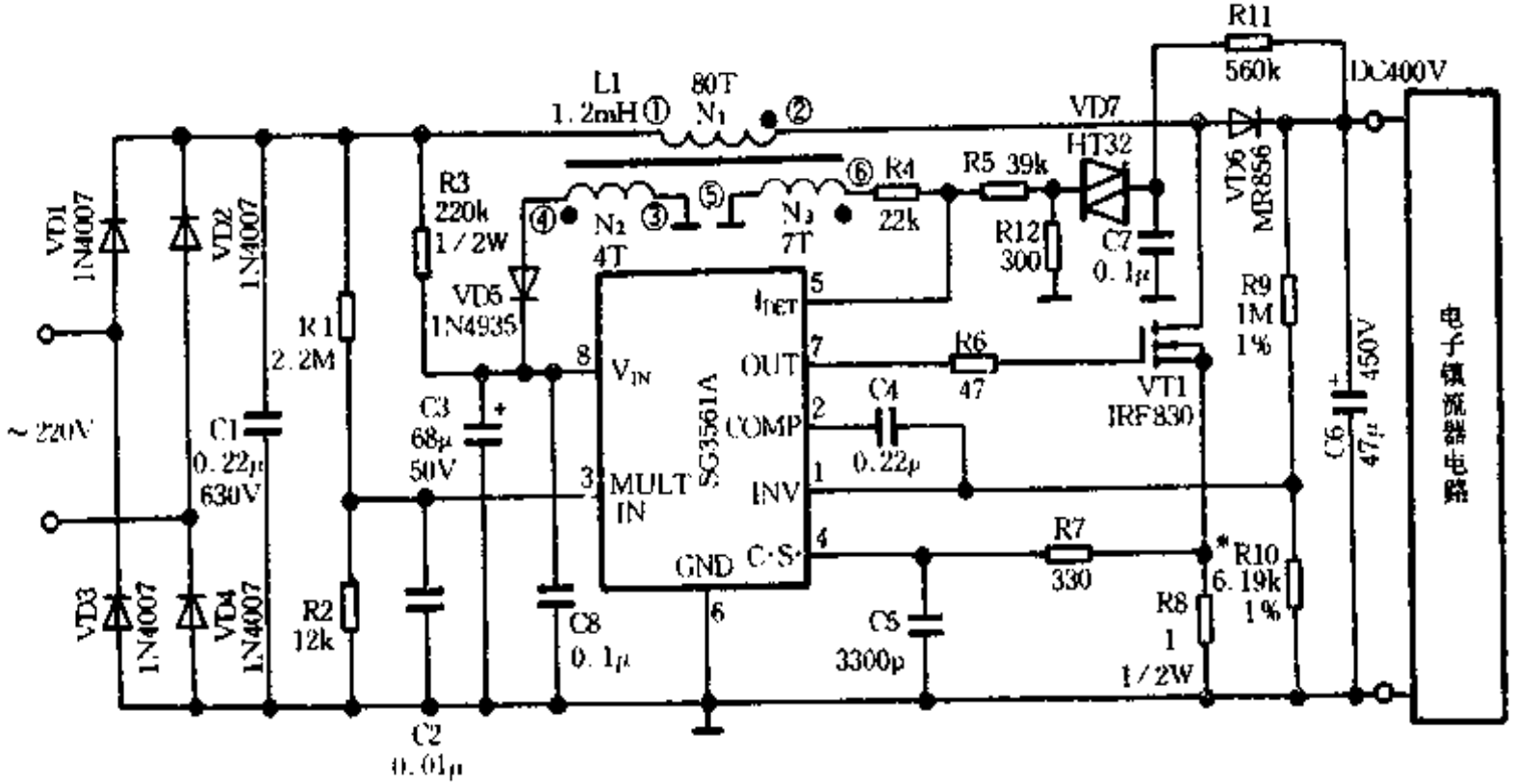


图 8－9　SG3561A 在 80W 荧光灯电子镇流器 APFC 预调整器中的典型应用

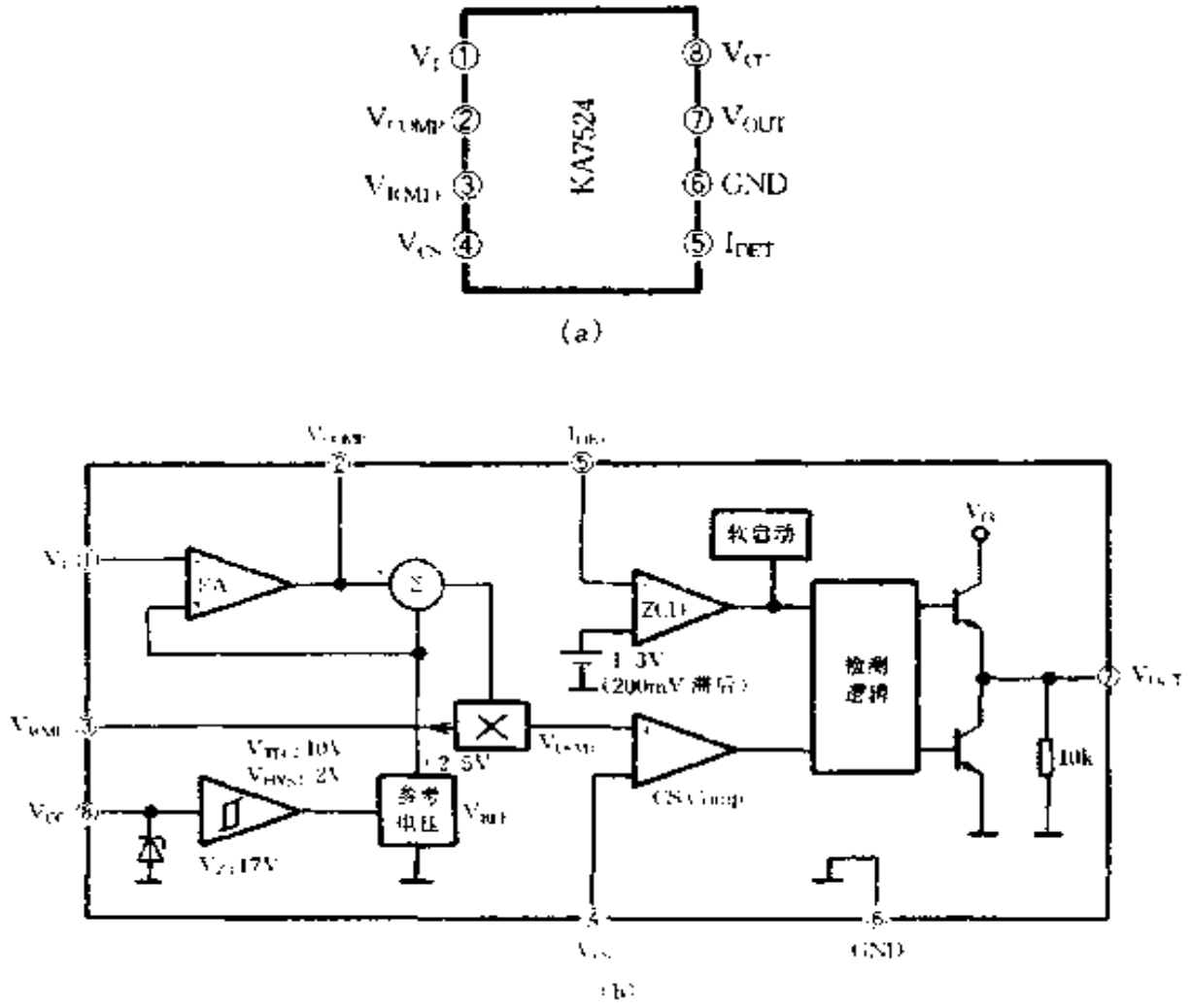


图 8－10　KA7524 封装顶视图及内部结构框图

电压(400V_{DC})100Hz 的纹波。

对于图 8－11 所示的 APFC 电路，表 8－3 列出了有关测试数据。

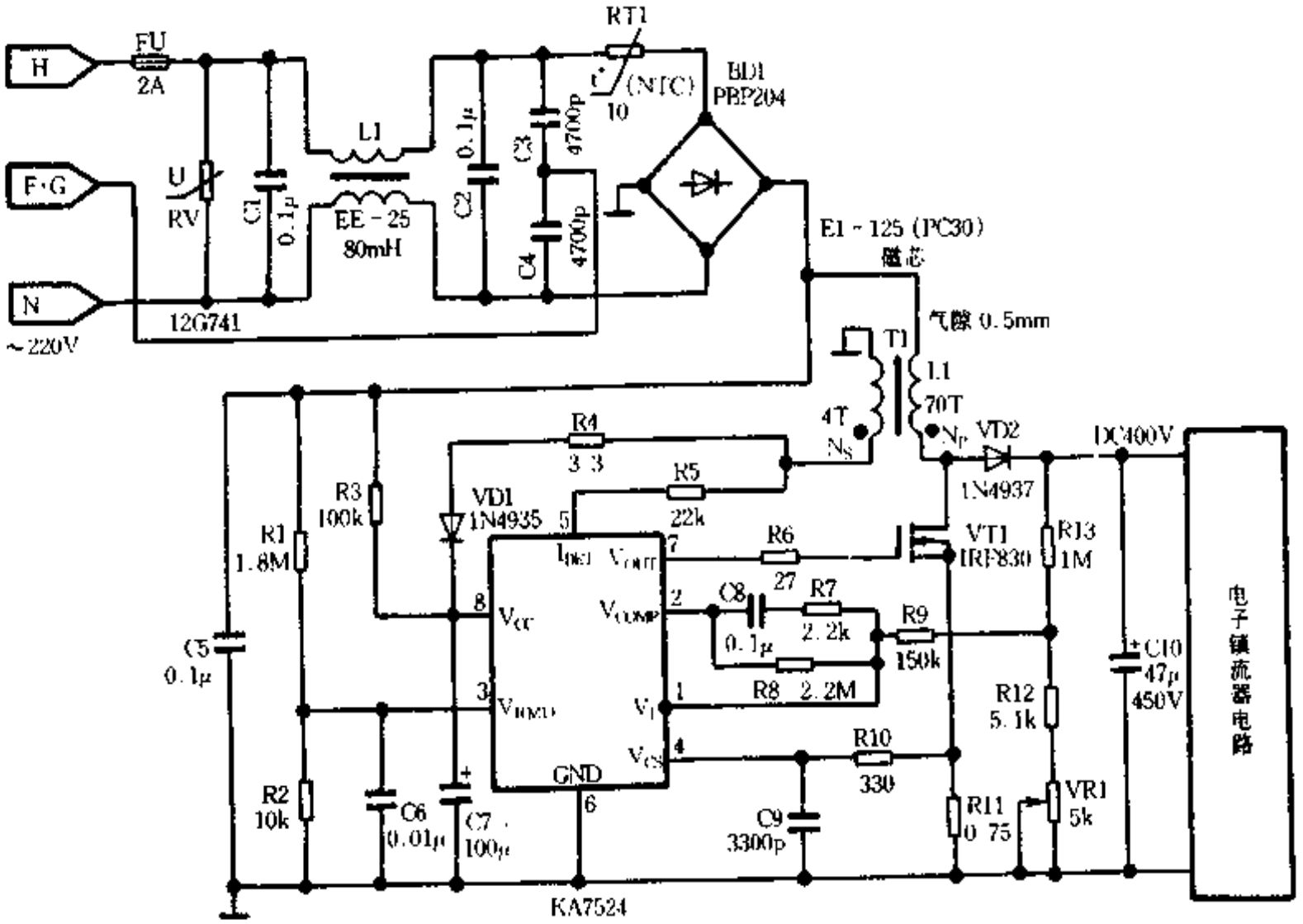


图 8-11　40W 双管荧光灯电子镇流器 APFC 预调整器电路

表 8－3　由 KA7524 控制的 80W 升压型 APFC 变换器有关测试数据

参数名称	测试结果	参数名称		测试结果
输入电压(AC)	221.0V	电流谐波分量(%)	AH02	0.51
			AH03	9.61
输入电流(AC_{rms})	0.3488A		AH04	0.07
			AH05	4.73
输入有功功率	76.81W		AH06	0.01
			AH07	1.46
功率因数	0.993		AH08	0.03
			AH09	1.85
输入电流(基波)	0.3340A		AH10	0.02
输入电流总谐波含量	10.99%		AH11	0.36
			AH12	0.08
输入电压总谐波含量	4.23%		AH13	0.17

3. 功率因数控制器 TDA4817/TDA4862

(1) TDA4817 型 APFC 控制器 IC

TDA4817 是西门子公司在 TDA4814 和 TDA4816 的基础上生产的采用 P-DIP-8 和 P-DSO-8 封装的经济型 IC。TDA4814 和 TDA4816 是复合型的 IC,都将 PFC 电路和镇流器启动与故障监控电路集成到同一芯片上。TDA4817 的内部结构与 TDA4814/TDA4816 控制器中的 PFC 电路相同,只是个别参数存在差异。图 8－12 为 TDA4817 在 60W 升压型 APFC 变换器中的典型应用原理图。该 APFC 预调整器的 AC 输入电压为 170～250V,DC 输出电压是 400V,线路功率因数 $\lambda \geqslant 0.99$,输入电流总谐波畸变 $THD \leqslant 15\%$。

TDA4817 作为有源谐波滤波器,控制工作于不定频率断续模式的升压变换器。TDA4817 有一个内部电源调节电路,允许

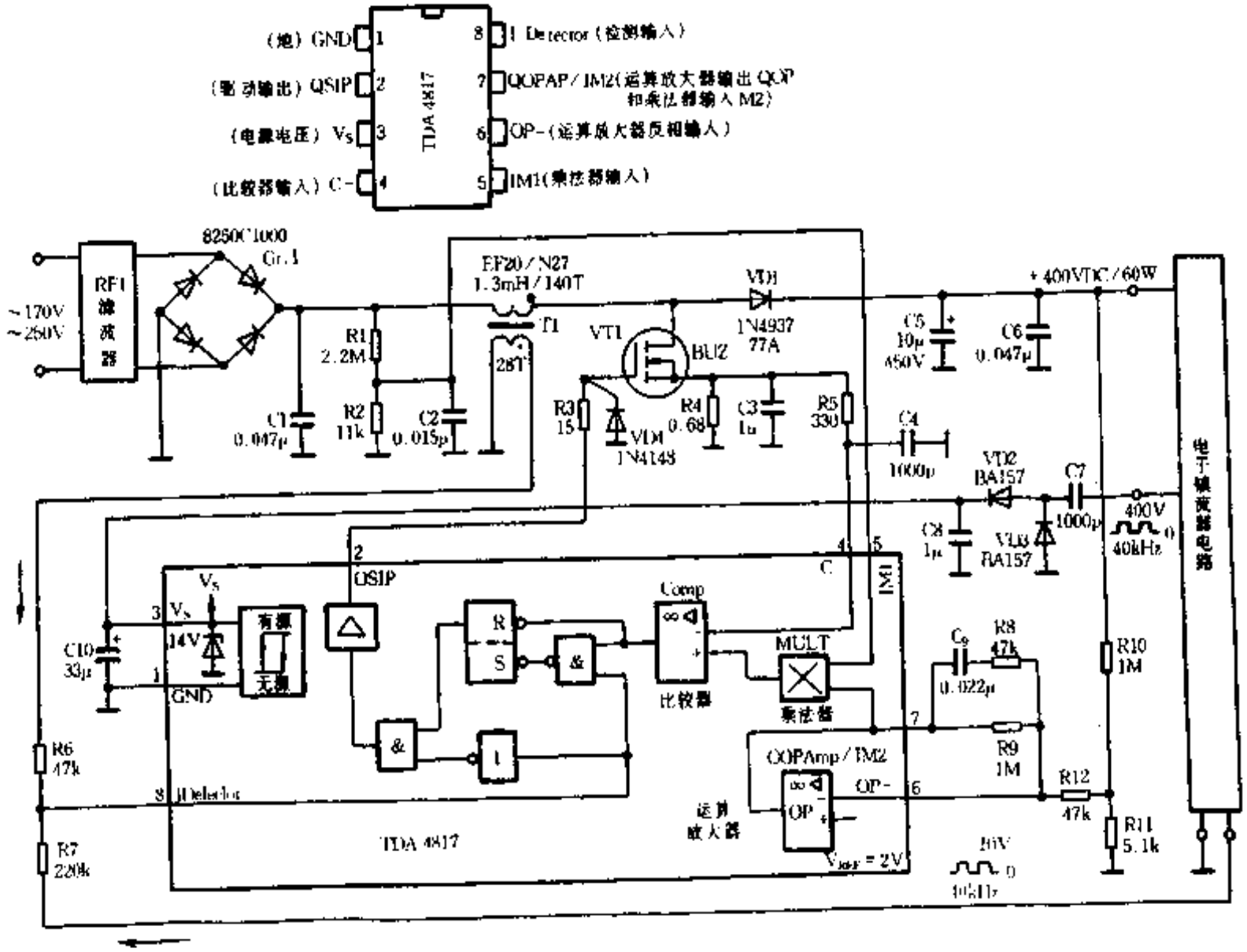


图 8-12 TDA4817 在 60W 升压型 APFC 变换器中的典型应用

IC在低于0.5mA的电流下等待工作。从镇流器半桥逆变电路引入一个约40kHz的高频电压，经C7耦合至由VD2、VD3和C8、C10组成的整流滤波电路施加到IC的V_S脚，作为IC的电源。IC的驱动输出(QSIP)由检测器输入和电流比较器的输出控制。运算放大器被连接成一个控制放大器，一旦APFC升压变换器负载和输入电压发生变化时，运算放大器能稳定变换器的输出DC电压。运算放大器将变换器DC输出电压的采样信号与IC内2V的精密参考电压进行比较，其输出即为一象限乘法器的一个输入。乘法器的另一个输入则是来自全波整流输出电压。乘法器输出是瞬时幅值变化的正弦量值，用作设定电流比较器的关闭门限。只要变换器升压扼流圈电流一达到峰值，比较器则通过逻辑电路指令驱动输出级电路关断。升压扼流圈工作状态由IC检测器输入(⑧脚)监控。检测器输入高电平，意味着扼流圈放电和输出驱动器阻断。当检测器输入高电平时，IC内触发器被置位，用作存储电流传感比较器的关闭指令。扼流圈退磁一结束，则电压反转，检测器输入低电平，IC则驱动MOSFET(VT1)由关断变为饱和导通。

如果扼流圈出现磁饱和，或者变换器DC输出电压与AC输入电压之间差值太低，没有检测信号的情况可能会出现。为此，从镇流器高频变换器电路引入一个触发信号经R7连接于IC的检测输入(⑧脚)。该辅助触发信号电平应远远低于来自扼流圈副绕组的检测信号，以在正常工作状态下被充分抑制。

(2) TDA4862型APFC控制器

TDA4862是以TDA4817为基础改进的双极型单片IC，内含启动定时器、高增益电压放大器、一象限乘法器、电流传感比较器、零电流检测器、PWM与逻辑电路和推拉式MOSFET栅极驱动器。TDA4862具有比较完善的保护功能，具体包括：随滞后欠

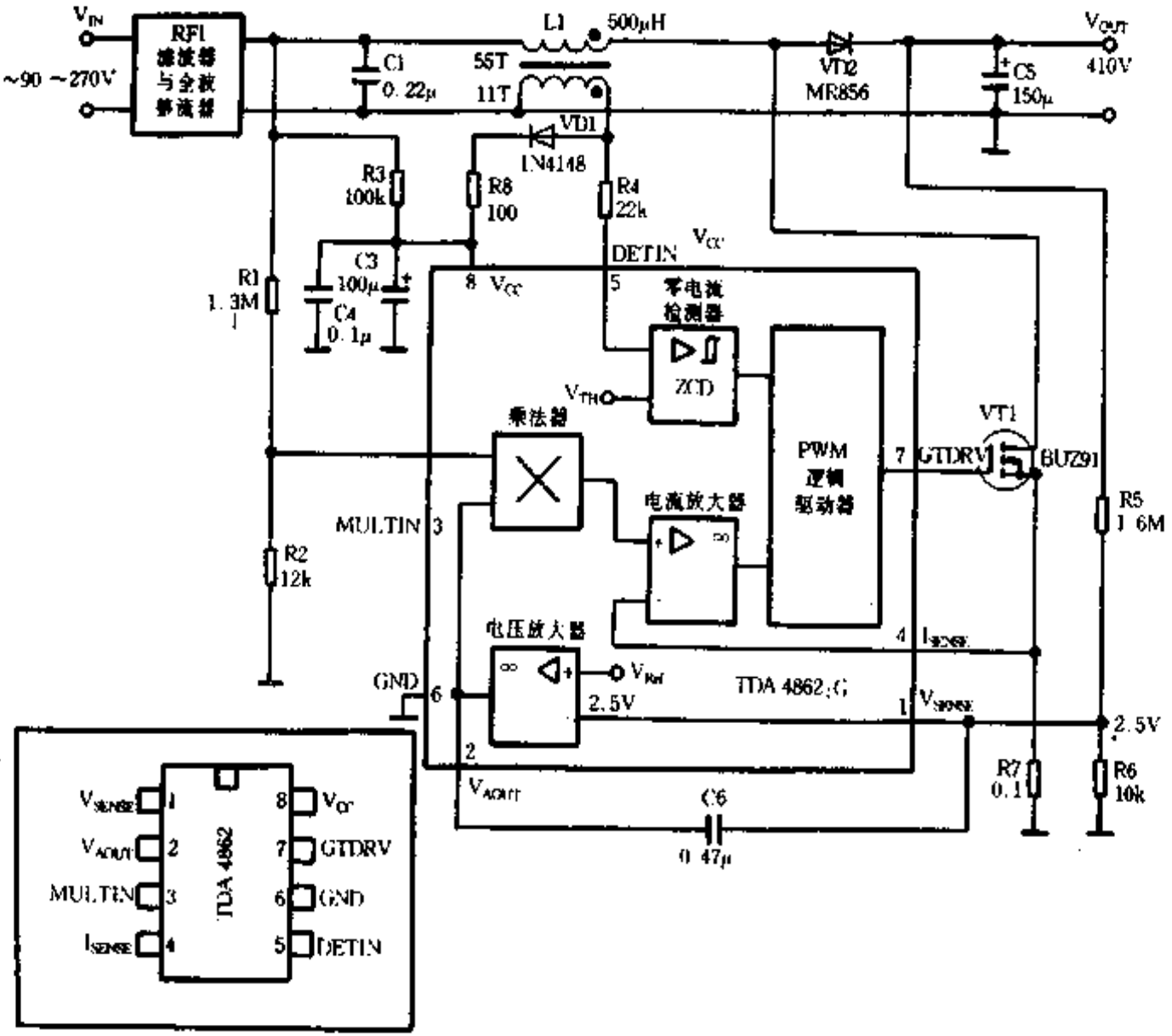


图 8－13　TDA4862 控制与驱动的 150W 升压型 APFC 变换器电路原理图

电压锁定、电源电压 V_{CC}钳位、一周接一周的电流限制和快速过电压调整等。TDA4816 内部带有一个低通滤波器，从而使外部电路简化。该 IC 对 APFC 升压变换器输出电压具有高精度调整能力，无需选择开关，适用于世界各国的电网电压。

TDA4862 最高电源电压被齐纳二极管钳位于 17V，V_{CC}脚导通门限电压为 11V，关断门限电压为 8.5V，导通/关断滞后约 2.3V。其最大峰值驱动电流为 ±500mA。

图 8－13 是用 TDA4862 控制与驱动的 150W 升压型 APFC 变换器电路原理图。其 AC 输入电压范围从 90V 到 270V，DC 输出电压为 410V，纹波峰-峰值为 $8V_{PP}$。在 AC 输入电压 $V_{IN(min)}$ = 90V 时，$\lambda = 0.998$，$THD = 2.8\%$；当 $V_{IN(max)} = 270V$ 时，$\lambda \approx 0.973$，$THD \approx 9.5\%$，$\eta = 96.8\%$。

4. APFC 控制器 L6560

L6560 是意法半导体公司采用双极与 CMOS 混合工艺生产的 APFC 控制器。图 8－14 为 L6560 引脚排列及其内部结构方框图。该单片 IC 除含有误差放大器、一象限乘法器、电流传感比较器、精密温度补偿带隙基准电压源、逻辑电路及输出驱动器外，还设置有启动定时器和输出过电压保护(OVP)电路。L6560 同系列产品还有 L6561 等。

L6560 的导通门限电压是 14.5V ± 1V，关闭阀限电压是 10V，导通/关闭滞后电压典型值是 4.7V。IC 的电源电压 V_{CC}被 20V 的齐纳二极管所钳位。IC 在导通前的启动电流仅为 0.3mA，导通后电源电压不大于 18V，工作电流低于 3.5mA。在 IC 的 INU、COMP、MULT 和 CS 脚上的输入或输出电压最大范围从 －0.3V 到 7V，输出驱动最大峰值电流为 ±700mA。当输出过电压时，IC 自动关断其输出。

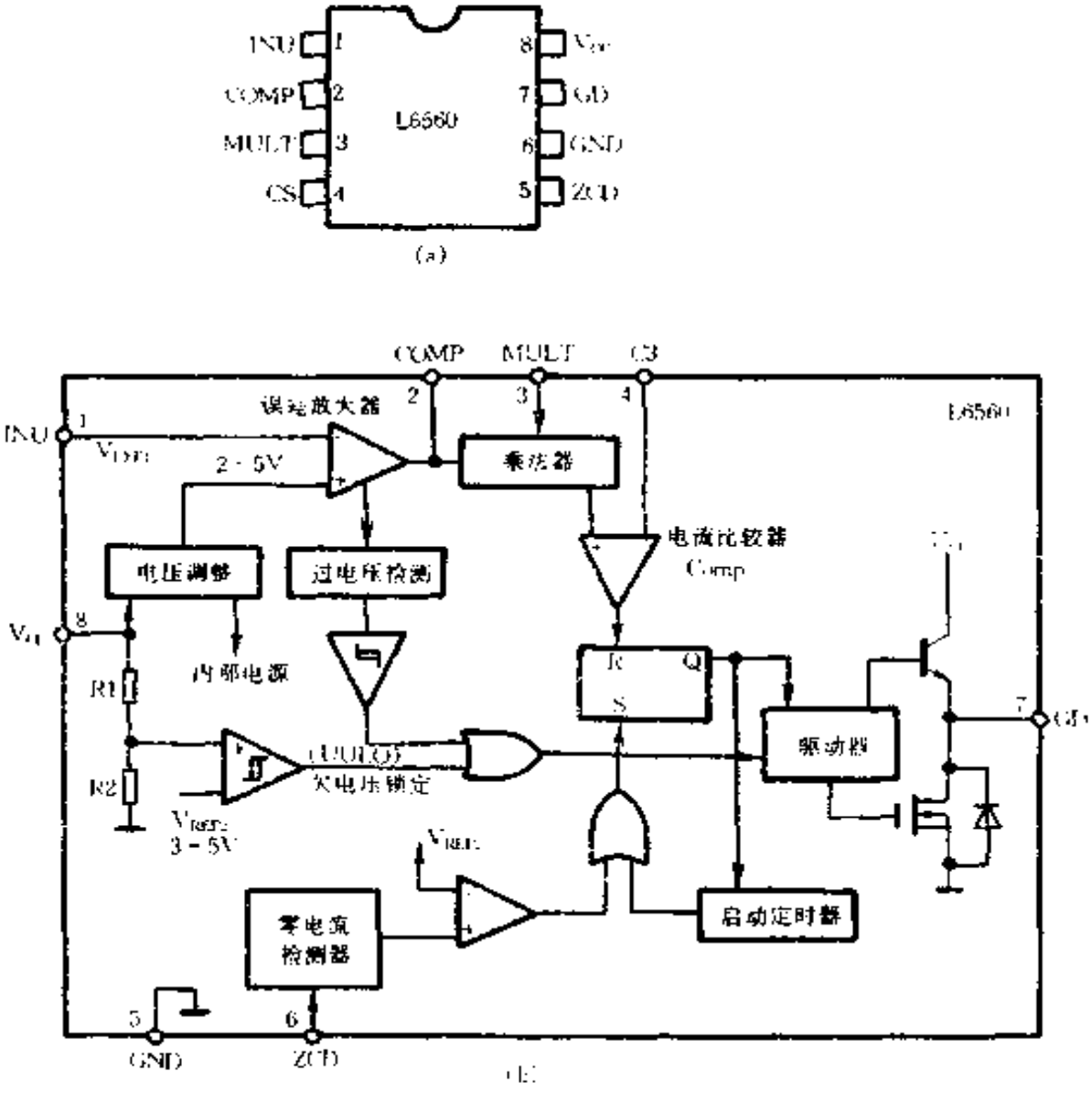


图 8－14　L6560 引脚排列及其内部结构框图

用 L6560 设计的 120W 升压式 APFC 变换器如图 8－15 所示。APFC 升压变换器的输入电压为 175～265V，输出 DC 电压是 400V，输出功率为 120W，线路功率因数 $\lambda \geqslant 0.99$，输入电流总谐波含量 $THD \leqslant 10\%$。

5. LX1562/LX1563 型 APFC 控制器

LX1562/LX1563 是美国 LINFINITY 公司生产的 APFC 控制

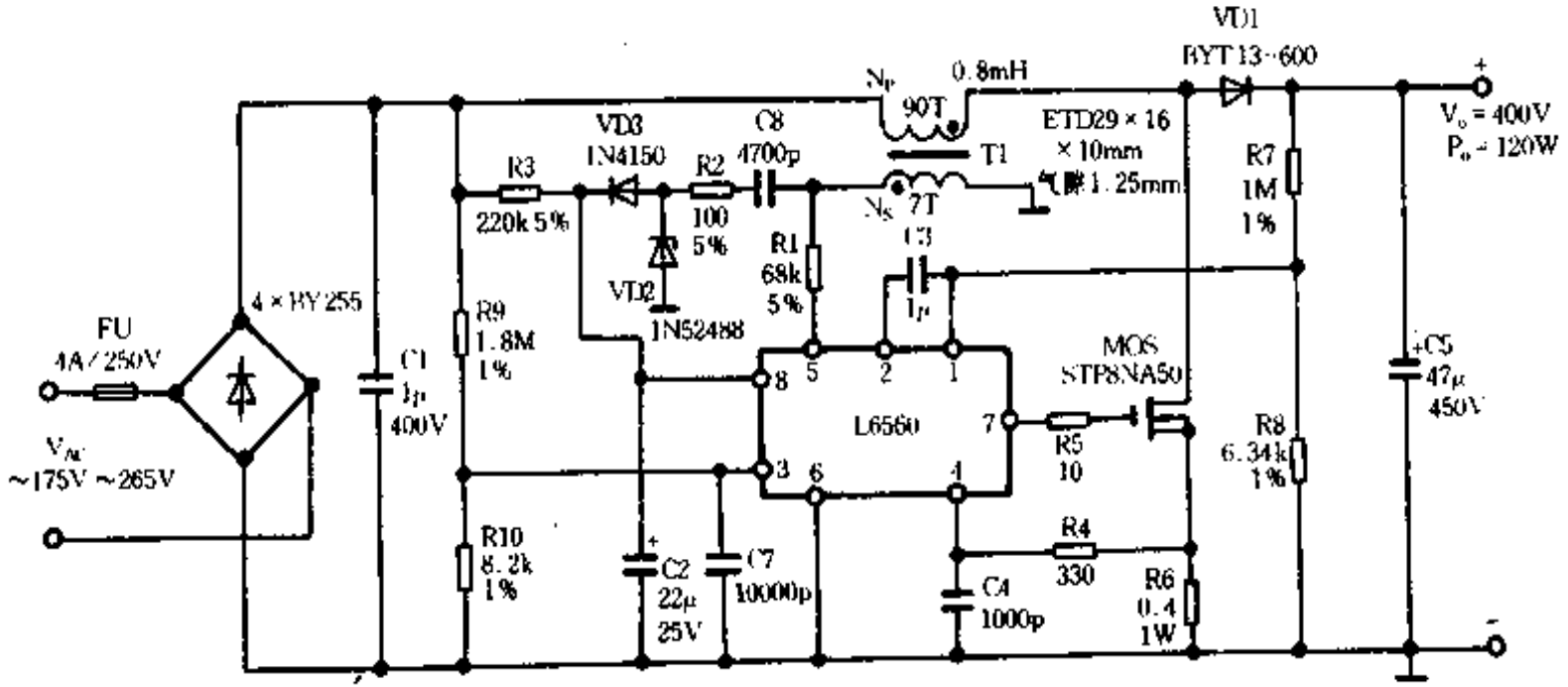


图 8－15　用 L6560 设计的 120W 升压式 APFC 变换器电路

器。除了 LX1562 的启动电压(13.1V)与 LX1563 的启动电压(9.8V)不同外,两种型号单片 IC 的引脚排列及其内部结构是相同的。

图 8 - 16 所示是 LX1562/LX1563 的功能原理图。与 SG3561A 比较,LX1562/LX1563 有许多改进。因此,有人将其称为第二代 APFC 控制器。IC 内部的启动定时器电路为自动启动预变换器提供了可靠手段。如果闩锁输出($\overline{Q}$)进入到错误的状态(H1),IC 内的定时电容(C_T)向上的斜坡电压将闩锁复位到低电平,驱动输出级电路导通。当允许变换器独立工作时,启动定时器电路可以消除 IC 外部的振荡器元件。消隐电路可以抑制 IC 的 C.S.(④脚)检测信号前沿尖峰,无需外加 *RC* 低通滤波器,从而使 APFC 预调整器电路简化。误差放大器和乘法器输出钳位可消除导通时的过冲并对电流起限制作用。输出驱动钳位可以保证输出驱动器电压低于设定值(13.8V),无需在外接功率开关 MOSFET 的栅—源极之间再设置齐纳二极管钳位保护电路。此外,为阻止无载时出现的失控,IC 还加入了专门的控制电路。LX1562/LX1563 的这些改进,使总体性能比 SG3561A、KA7524 和 TDA4817 等都先进得多。

LX1562/LX1563 的极限参数(范围)为:电源电压从 - 0.3V 到 28V,峰值驱动输出电流为 ± 500mA,误差放大器、乘法器、比较器和检测器输入电压范围是 - 0.3V 到 6V,驱动器输出和零电流检测器钳位二极管电流为 ± 10mA,工作结温(M 或 DM 塑料封装)为 150℃。LX1562 的启动门限电压典型值是 13.1V,LX1563 的启动门限电压为 9.8V,欠电压封锁滞后电压分别是 5.2V 和 2.1V。推荐工作条件是:电源电压 V_{IN} = 11 ~ 25V,峰值驱动输出电流为 ± 200mA,工作环境温度为 0 ~ 100℃。LX1562/LX1563 适用于 300W 以下 APFC 升压变换器。

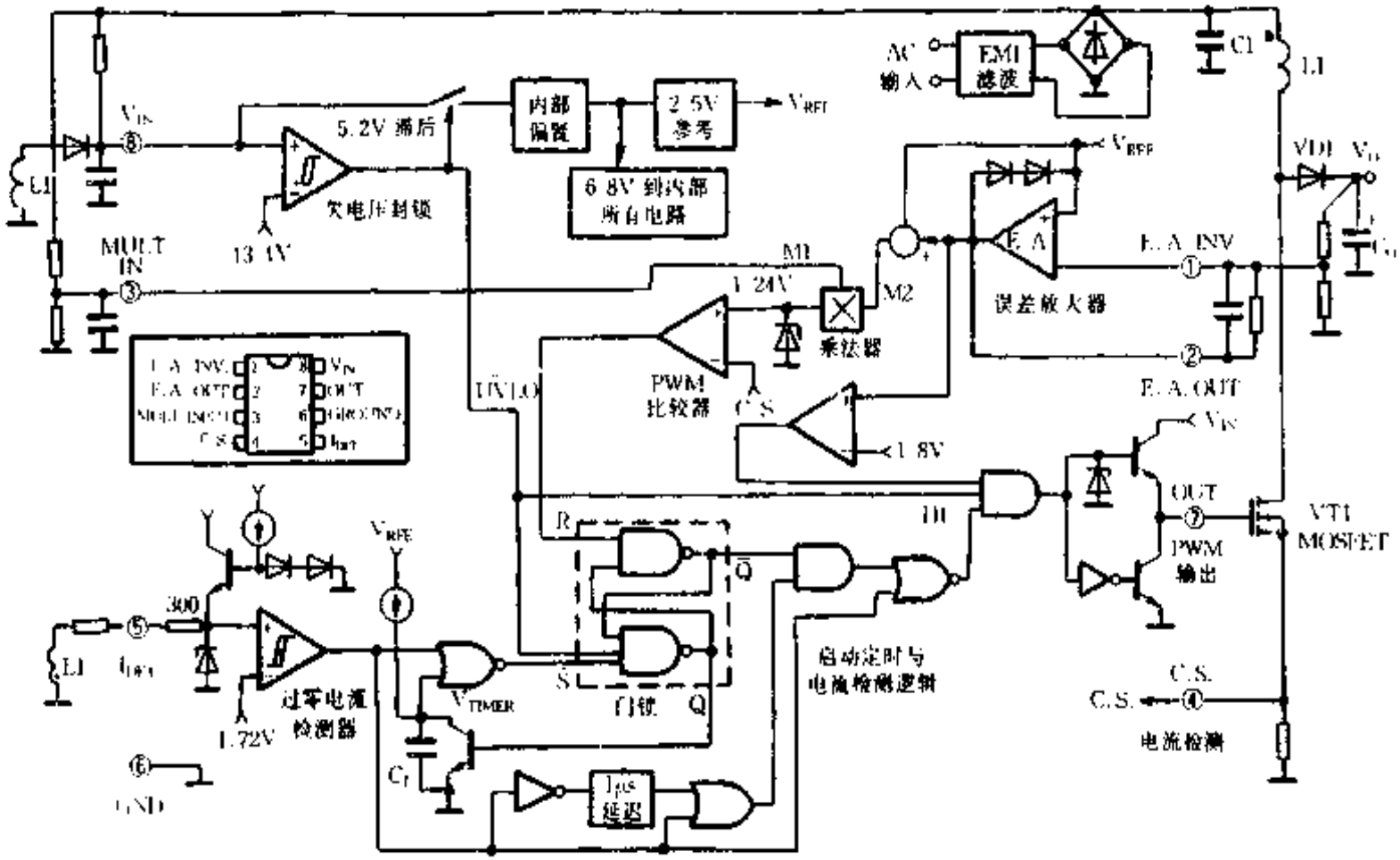


图 8－16　LX1562/LX1563 功能原理图

由 LX1562 控制与驱动的 80W 电子镇流器 APFC 预调整器电路如图 8－17 所示。该变换器输入电压是 AC 220V，输出电压是 DC400V，输出电流是 200mA，系统功率因数 $\lambda \geqslant 0.99$，输入电流总谐波畸变 $THD < 10\%$，效率 $\eta \geqslant 95\%$。升压扼流圈电感器 L1 有两个副绕组，分别用作零电流检测传感器和 IC 辅助电源的高频感生电压线圈。L1 采用 PQ2625/H7CI 磁芯（TDK）和 #24AWG（美国线规）漆包线绕制，匝数分别是 80T、7T 和 4T。在 VT1 源极电阻 R6 上的电流检测信号直接加到 IC 的 C.S.（④脚），无需 RC 低通滤波网络。

6. APFC 控制器 MC34261/MC33261

MC34261/MC33261 是摩托罗拉公司生产的 APFC 控制器。MC34261 的工作温度为 0～70℃，而 MC33261 的工作温度为 －55～＋150℃。MC34261/MC33261 都采用 8 脚双列直插式和 SO8 表面贴装封装，内部结构基本相同。MC34261/MC33261 由启动定时器、一象限乘法器、高增益误差放大器、2%的精密带隙参考（电压）、电流传感比较器、逻辑电路和推拉式驱动输出级等部分组成，具有输入欠电压封锁和一周接一周的电流限制等保护功能。

MC34261/MC33261 的总电源电流与齐纳二极管电流之和（$I_{CC} + I_Z$）最大值是 30mA，电源电压 V_{CC} 被齐纳二极管钳位于 36V。IC 的待机状态，在 V_{CC} 为 7V 下，所消耗的电流小于 0.5mA。IC 启动门限电压为 10V，关闭门限电压是 8V，带 2V 的滞后。启动电流为 0.3mA，工作电流约 7.1mA。电流传感 C.S.、乘法器输入 MULT IN 和误差放大器输入 V_{FB}（即④脚、③脚和①脚）最大电压范围为 －1～＋10V，零电流检测输入 I_{DET}（⑤脚）电流范围为 －10～＋50mA。峰值驱动输出电流为 ±500mA。

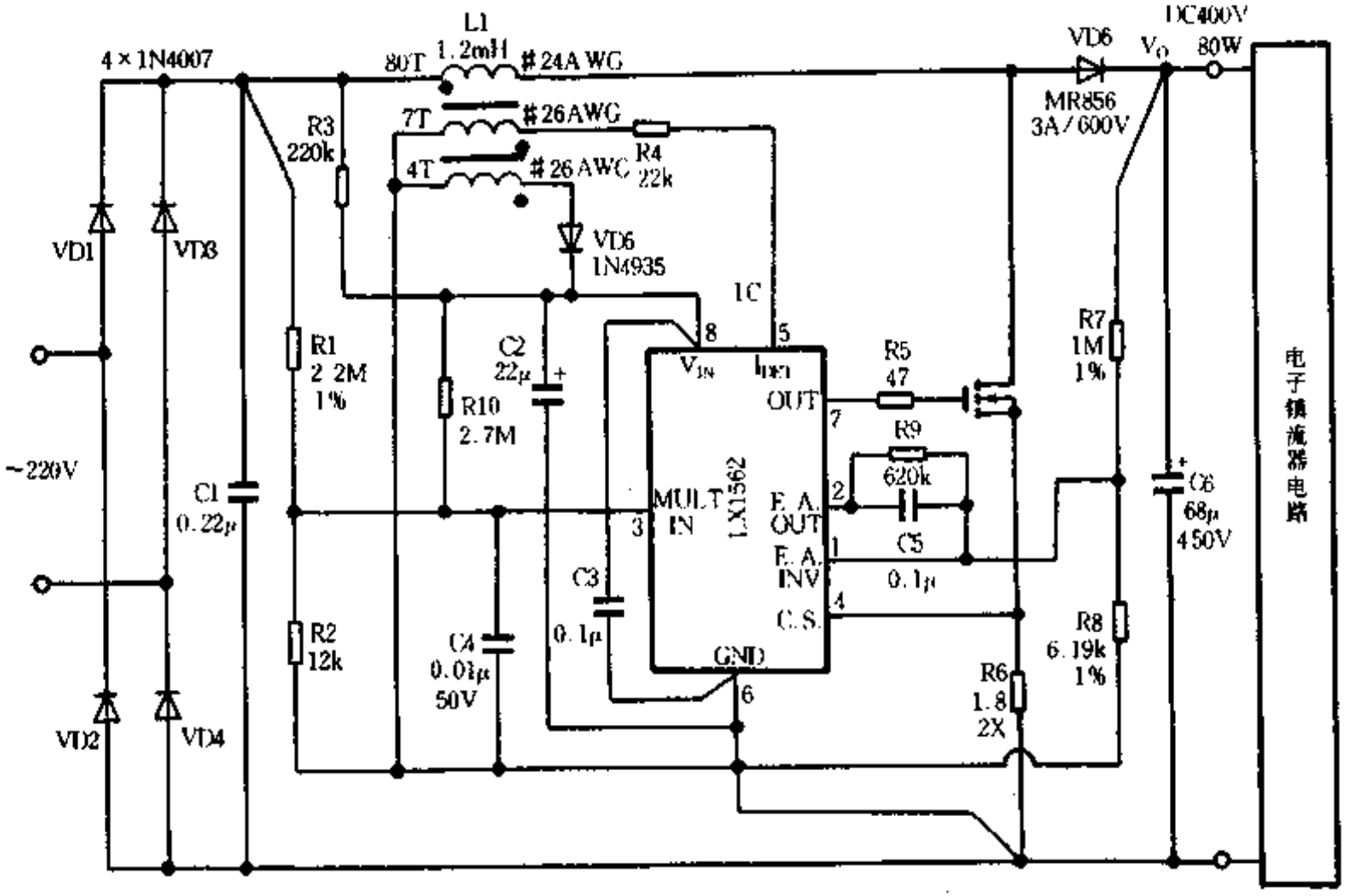


图 8－17　由 LX1562 控制与驱动的 80W 电子镇流器 APFC 预调整电路

MC34261/MC33261 引脚功能与排列与 SG3561A 相同，性能等效于 TDA4817，但引脚排列不同。

图 8－18 所示是用 MC34261 设计的 175W 有源功率因数校正预调整器电路。该 APFC 升压变换器 AC 输入电压 V_{IN} = 85～265V，DC 输出电压是 400V，输出电流是 0.44A。T1 初级绕组 N_P 用作升压扼流圈，电感量 L_{NP} = 870μH。T1 用 PT4215、EE42－15 磁芯制作，初、次级线圈绕线规格分别为 # 16AWG 和 # 18AWG，N_P = 78 匝，N_S = 6 匝，气隙 2.64mm。

表 8－4 给出了用 PM1000 型 AC 电源分析仪对图 8－18 所示的 APFC 升压变换器输入与输出参数的测试结果。

表 8－4　175W 有源功率因数校正预调整器参数测试结果

AC 输入								DC 输出				
V_{IN}	P_{IN}	λ	电流谐波含量(%)					$V_{O(P-P)}$	V_O	I_O	P_O	η(%)
			THD	2 次	3 次	5 次	7 次					
90	187.5	0.998	2.0	0.10	0.98	0.90	0.78	8.0	400.7	0.436	174.7	93.2
120	184.6	0.997	1.8	0.09	1.3	1.3	0.93	8.0	400.7	0.436	174.7	94.6
138	183.6	0.997	2.3	0.05	1.6	1.5	1.0	8.0	400.7	0.436	174.7	95.2
180	181.0	0.995	4.3	0.16	2.5	2.0	1.2	8.0	400.6	0.436	174.7	95.6
240	179.3	0.993	6.0	0.08	3.7	2.7	1.4	8.0	400.6	0.436	174.7	97.4
268	178.6	0.992	6.7	0.16	2.8	3.7	1.7	8.0	400.6	0.436	174.7	97.8

电压单位：V；功率单位：W；电流单位：A。

摩托罗拉公司生产的功率因数控制器除了 MC34261/MC33261 外，还有 MC34262/MC33262 以及 MC33368 等。MC34262/MC33262 与 MC34261/MC33261 比较，内部增加了过电压比较器和快速启动等电路，可以应用于输出功率直达 500W 的 APFC 预调整器电路中。MC33368 内部还增加了前沿消隐、频率钳位、低负载检测和看门狗定时器等电路。MC33368 集成了 240 余只有源元件，它是一种高压型控制器 IC，驱动器输出电

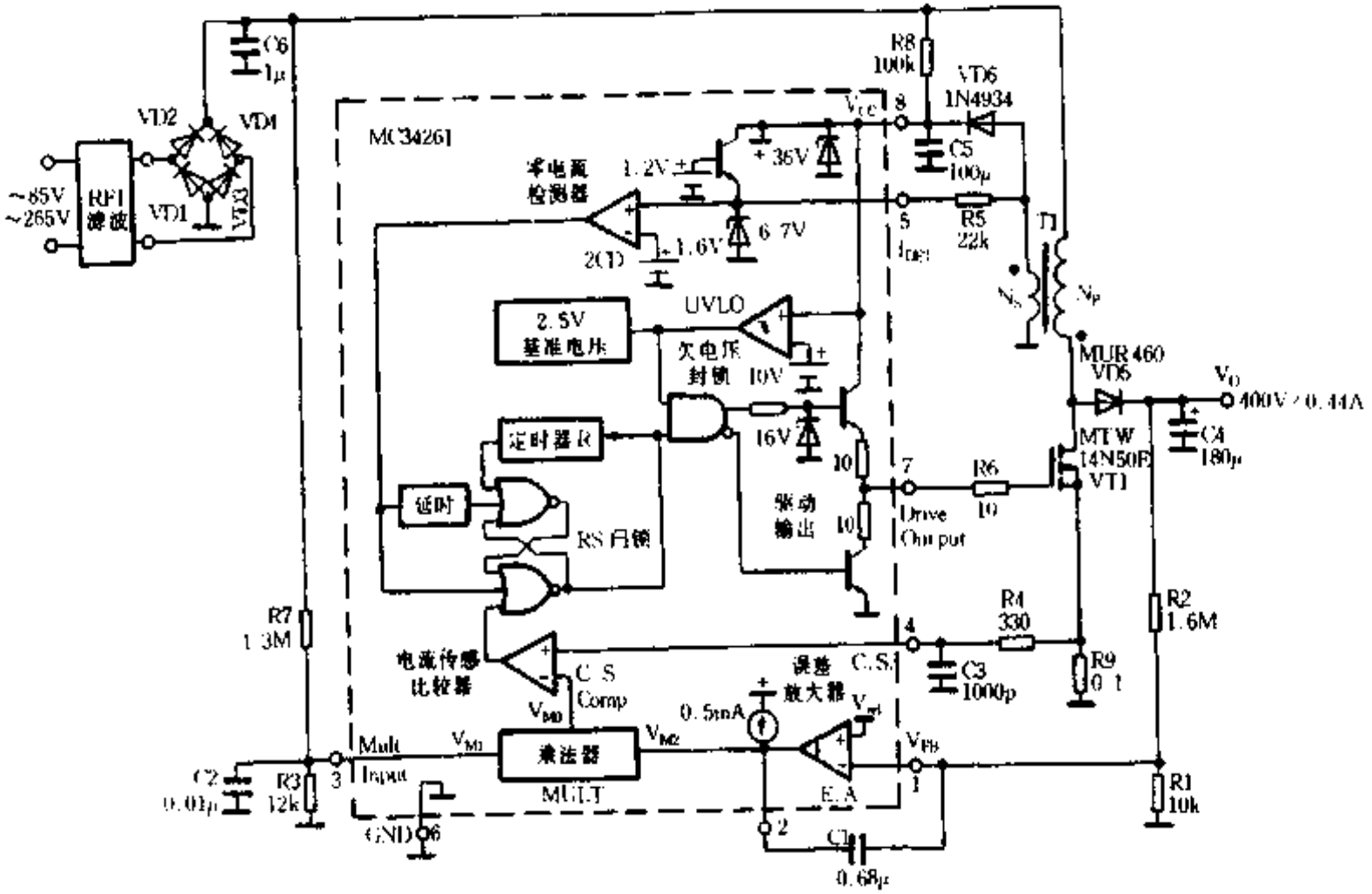


图 8－18　用 MC34261 设计的 175W 有源功率因数校正预调整器电路

流容量可达 ±1.5A(峰峰值)。前沿消隐电路无需在电流传感输入(CS)脚外部设置 RC 低通滤波器。过电压比较器能在输出端一旦出现过电压时禁止 IC 产生驱动输出。频率钳位电路则可以保证 AC 输入电压在过零时,AC 输入电流跟踪 AC 输入电压的变化轨迹,呈正弦波波形,从而进一步地提高了线路功率因数,抑制了电波谐波畸变。MC33368 在同类 APFC 控制器中,是性能最先进的 IC 之一。

第三节　固定开通时间零电流开关(ZCS)升压式 APFC 预调整器

一、基本控制电路及特点

开通时间受控制的零电流开关(ZCS)技术,是 APFC 升压式预调节器常采用的一种控制方法。开通时间控制技术可使开关接通时间基本不变,因此可以认为开通时间是"固定"的。但是,开关的关闭时间是变化的,并且在电感器电流过零时没有死区时间存在,新的一个周期又开始,所以 APFC 变换器工作于不定频率断续电流模式。

固定开通时间零电流开关 APFC 升压变换器,电路框图及相关波形如图 8-19 所示。从图 8-19(a)可以看出,这种类型的 APFC 变换器中的控制电路不含有乘法器。变换器输出电压的调整环路和输入电压前馈都对准开关接通时间。误差放大器监控 APFC 预调整器输出电压,在其反相输入端的检测电压与同相端上的精密参考电压进行比较。对于给定的输入线电压半周期内,为使开关接通时间固定,误差放大器环路响应带宽在

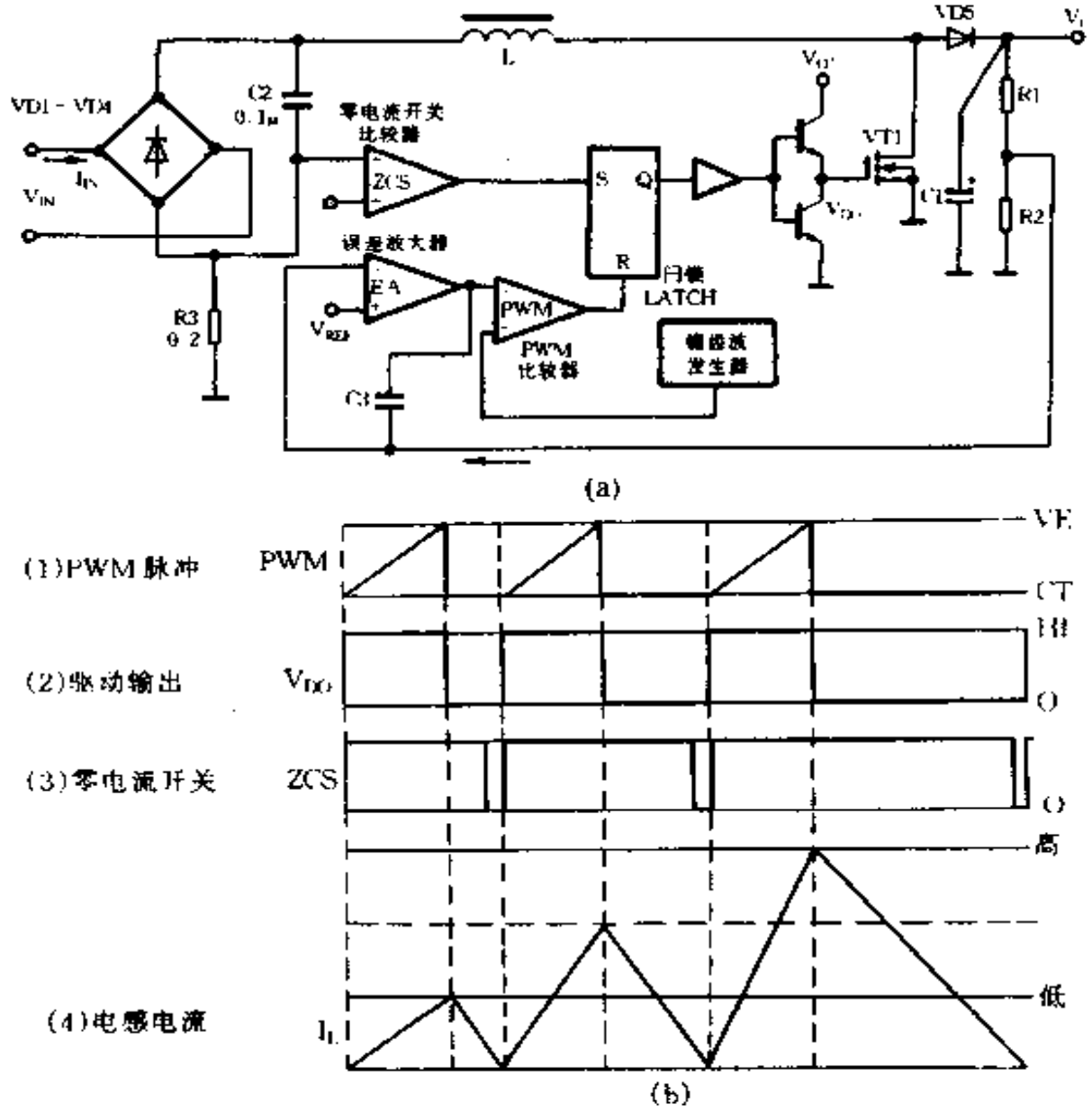


图 8－19　固定开通时间零电流开关 APFC 变换器电路方框图及相关波形

20Hz 以下。误差放大器输出与 PWM 比较器的锯齿波电压比较，产生一个固定接通时间脉冲宽度。PWM 比较器输出触发闩锁使输出级电路产生驱动输出脉冲，驱动作为开关使用的 MOSFET 导通。在功率开关接通期间，电感电流从 0 线性增加到其峰值。一旦固定开通时间达到后，控制电路则将 MOSFET 关断，

电感电流开始线性下降。直到电感电流降落到零之前，开关则一直关断。只要电感电流一回落到零，ZCS 控制电路将触发下一个周期。虽然 ZCS 技术隐含着谐振或准谐振开关技术，但这个方法仍属于非谐振方式。

固定或可控接通时间控制方法，同样会使峰值电感电流包迹波跟踪 AC 输入电压 V_{IN}的变化轨迹，利用几何学上的关系，平均输入电流 $\overline{I}_{IN}$等于峰值三角形电感电流的一半，如图 8－20

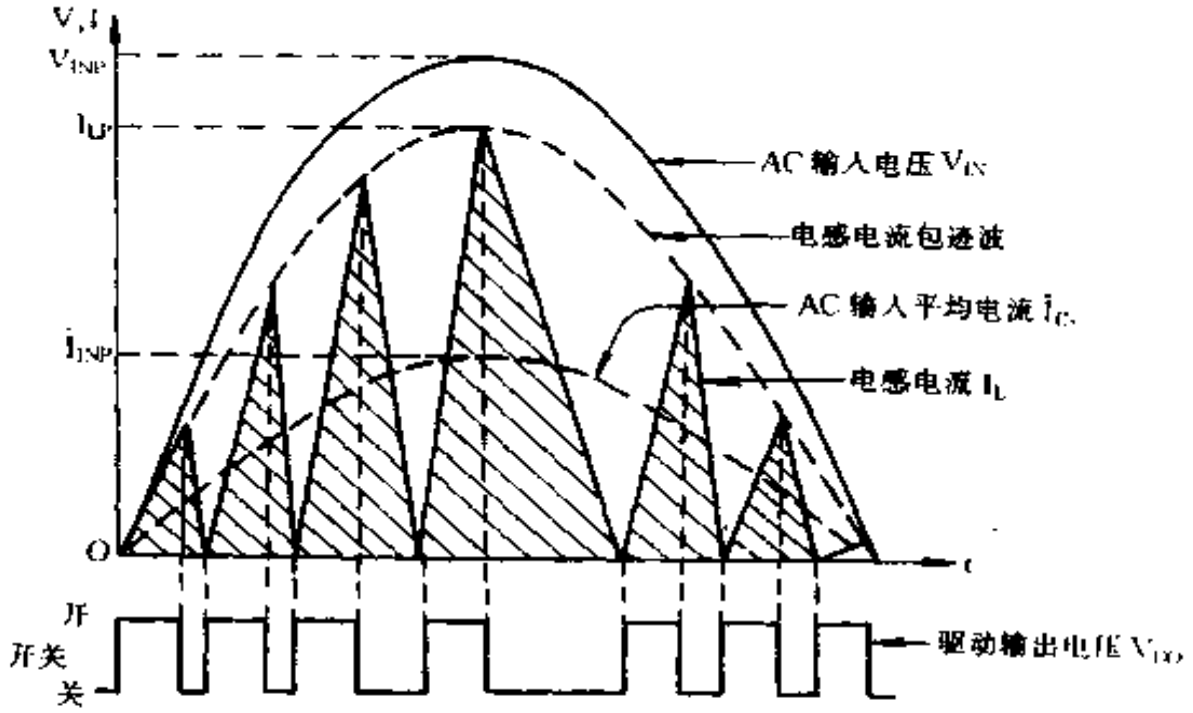


图 8－20　固定开通时间零电流开关 APFC 升压变换器驱动输出电感电流、输入电压和输入电流波形

所示。随着前一个周期结束，ZCS 迫使一个新的周期开始。由于电感电流回落到零后没有死区时间存在，因而导致输入电流 I_{IN}连续流动，并按正弦规律跟踪 AC 输入电压 V_{IN}的瞬时变化轨迹，从而使线路功率因数趋于 1。固定开通时间 ZCS 控制方法无需一象限乘法器，只需外接较小的电感器和少量元件，可获得较大的峰值开关电流和输入电流低谐波畸变。

二、APFC 控制器 IC 及其应用电路

可控开通时间、ZCS 控制器 IC 的代表性产品是美国尤尼创(UNITRODE)公司的 UC1852/UC2852/UC3852。UC1852 的工作温度范围为 -55 ~ +125℃,而 UC2852、UC3852 的工作温度范围分别为 -25 ~ +85℃和 0 ~ +70℃。这三种型号的 APFC 控制器 IC 采用 DIL-8 和 SO-8 封装,引脚排列及内部结构如图 8-21 所示。表 8-5 给出了 IC 的引脚功能。

表 8-5　　UC1852/UC2852/UC3852 引脚功能

引脚序号	引脚符号	功　　能
①	VFB	误差放大器反相输入
②	ISNS	零电流比较器和过电流比较器输入
③	ISET	对 RAMP(④脚)编程充电电流,同时还用作参考输出和故障输出
④	RAMP	该脚与地之间的电阻编程可控开通时间 PWM 定时器电流,与地之间的定时电容设定导通时间
⑤	GND	IC 地
⑥	OUT	驱动器输出,峰值驱动电流为 ±500mA
⑦	V_{CC}	电源电压,导通门限为 16.3V,关断门限为 11.5V,钳位电压是 33V
⑧	COMP	误差放大器输出和 PWM 比较器输入。为限制 PWM 开通时间,该脚被钳位于 10V

UC1852/UC2852/UC3852 的极限参数是:

电源电压(低阻抗源) …… 30V

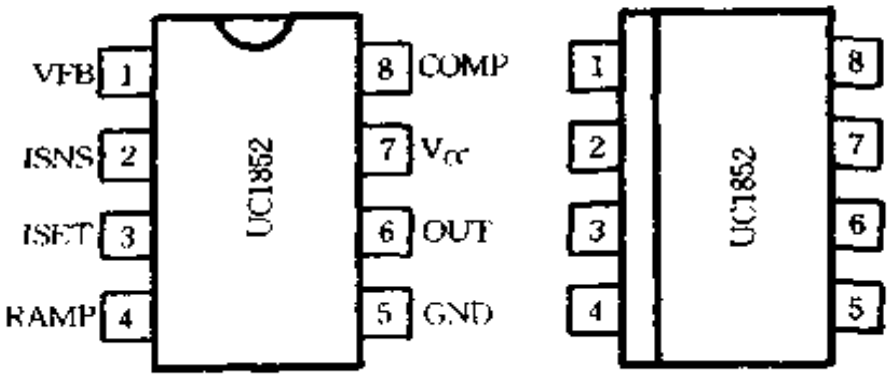
电源电流(高阻抗源) …… 30mA

输出电流(峰值) …… ±1A

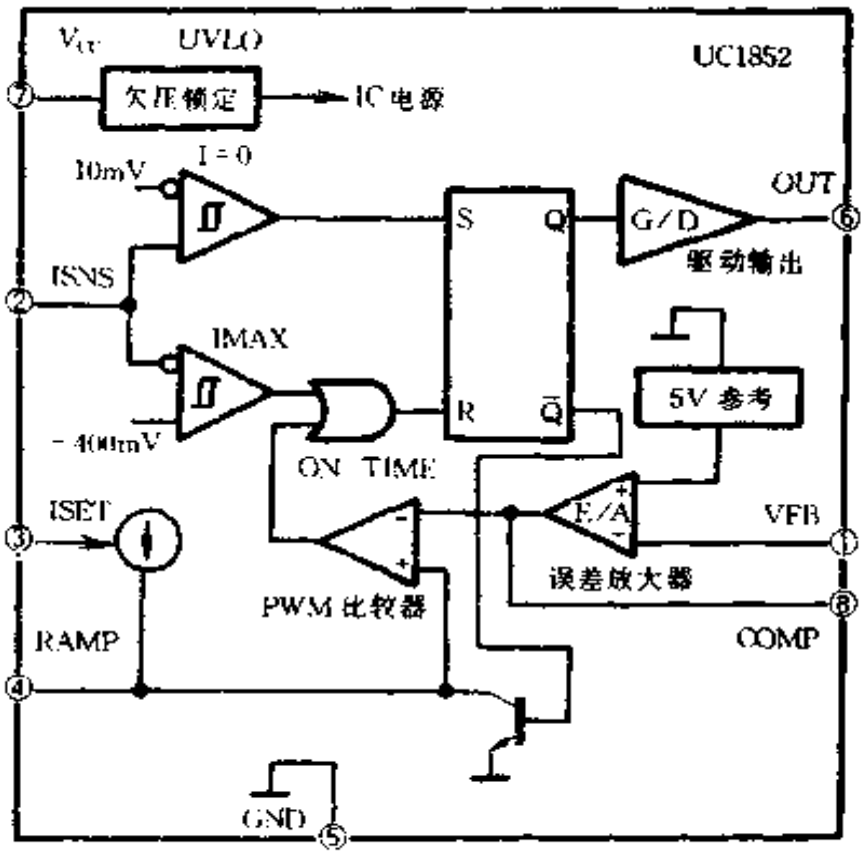
输出能量(容性负载) …… 5μJ

ISNS(②脚)输入电压 …… ±5V

VFB(①脚)输入电压 …… -0.3 ~ +10V



(a)



(b)

图 8-21　UC1852 引脚排列及内部结构框图

COMP(⑧脚)电流 …… ±10mA

ISET(③脚)电流 …… -10mA

功率耗散($T_a \leqslant 25℃$,DIL-8 封装) …… 1W

储存温度 …… -65 ~ +150℃

引线温度(焊锡,10 秒) …… 300℃

UC1852/UC2852/UC3852 提供开关接通时间可控功能,其关闭时间由 IC 外部的升压电感器限定。零电流检测电路启动新的周期,开关频率随负载和瞬时输入电源电压而变化。IC 的保护功能包括输入欠电压锁定、输出钳位、峰值电流限制和最小与最大频率限制等。

UC1852 系列 IC 实现零电流开关,只需外加很少量的元件,就可以组成 $\lambda > 0.99$ 的 APFC 预调整器。图 8 - 22 所示是由 UC1852 控制的 APFC 预调整器电路。该 APFC 升压型变换器输入电压 $V_{IN} = 188 \sim 264V$,$\lambda \geqslant 0.996$,$THD \leqslant 6\%$,输出直流电压 $V_O = 400V$,输出功率 $P_O = 100W$,开关频率 $f \geqslant 30kHz$。

在图 8 - 22 中,升压扼流圈的次级绕组(N_S)、二极管 VD5 和电容 C2 组成 IC1(UC1852)的电源电路,N_S 绕组不再兼作零电流传感器。R2 为电流传感电阻。变换器加电后,桥式整流器 VD1 ~ VD4 输出 100Hz 的直流脉冲电压,通过 R1 的电流对电容 C2 充电。当 C2 两端的电压被充电升高到 IC1 电源门限电压(典型值是 16.3V)以上时,IC1 被启动开始工作。IC1 在 OUT(⑥脚)输出 PWM 脉冲,驱动作为开关使用的 MOSFET(VT1)。开关导通时间由 IC1 控制,可以认为它是"固定"的。IC1 的②脚接收电流信号,输入到零电流和过电流比较器,该电流传感输入脚允许 ±5V的动态范围。零电流比较器的参考电压是 - 10mV,只要电流检测电阻 R2 上的电压高于 IC 内零电流比较器的参考电压,比较器则被触发,IC1 输出驱动脉冲,下一个开关周期开始。过电流比较器的参考电压为 - 400mV,只要 IC1 的②脚输入电压高于该参考电压,过电流比较器就会启动提供必要的保护功能。APFC 升压变换器输出直流电压经 R7 和 R8 与 RP1 电阻分配器分压,由 IC1 的 VFB(①脚)监控。R3 用作编程 RAMP 充电电流,

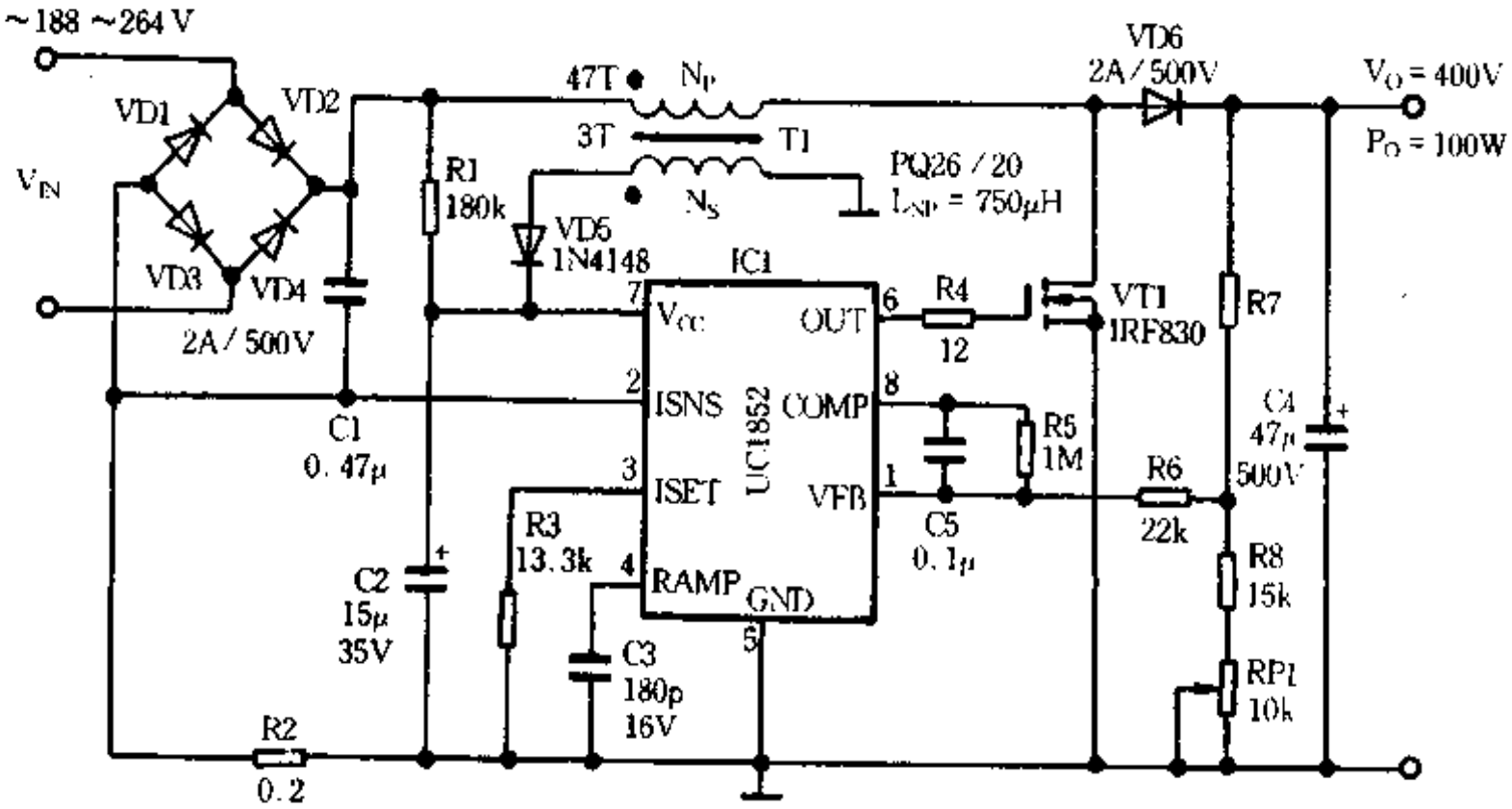


图 8－22　由 UC1852 控制的 APFC 预调整器电路

流过 R3 的电流为 100～500μA。电容 C3 与 COMP 脚上的电压共同设定开关开通时间，C3 的容值为 1000～10000pF。该 APFC 变换器实现零电流开关，在 AC 输入端产生与 AC 输入电压同相位的正弦波输入电流。

用 UC1852 设计 APFC 升压变换器，功率可达 500W，并具有输入电源谐波畸变小、线路功率因数高和电路简单等比较明显的特征。

第四节　固定频率平均电流型控制 APFC 升压变换器

固定频率平均电流控制型 APFC 升压变换器，既可以工作于电感电流连续模式，也可以工作于电感电流断续模式。其中，前者在实际应用中占主流。

一、电路组成及其特点

图 8－23 所示为固定频率平均电流型 APFC 升压式预调整器电路组成方框图。这种类型的 APFC 变换器控制电路一般仍由单片 IC 担任。升压电感器(L1)、功率开关(VT1)、高频整流二极管(VD5)和输出电容(C_0)等，构成 APFC 变换器的主电路。定频平均电流模式 APFC 升压变换器，不仅带有 DC 输出电压和 AC 输入电压闭环控制电路，而且带有电流传感环路。控制器 IC 除含有 DC 输出电压传感误差放大器，模拟乘法器、电流放大器、电流检测逻辑和 MOSFET 栅极驱动器外，一般都还含有固定高频振荡器。控制器输出 PWM 驱动脉冲的占空比取决于 APFC 升压变换器 DC 输出电压与 AC 输入电压之间的比率，并遵循所

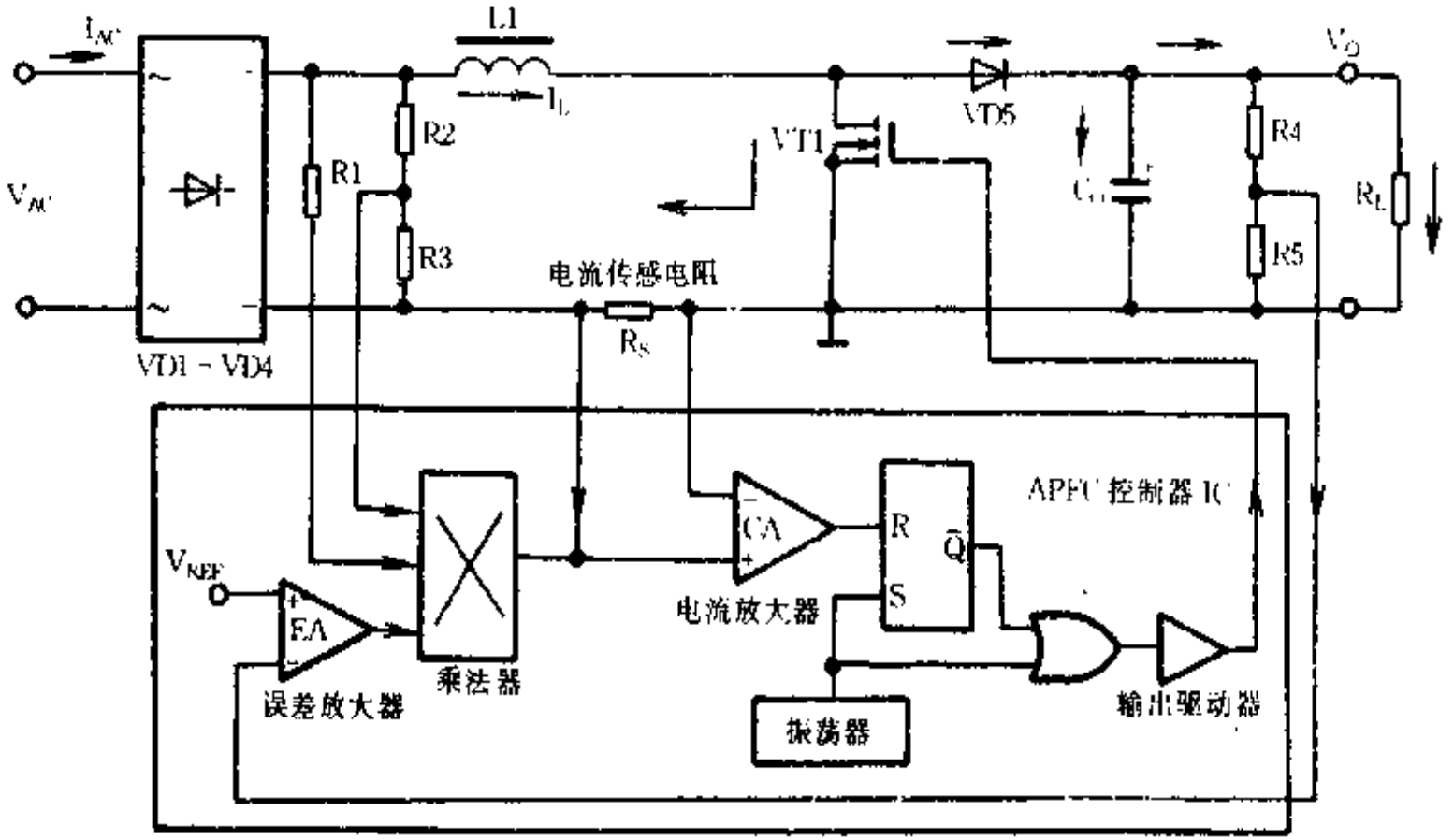


图 8-23　固定频率平均电流控制 APFC 升压式预调整器电路方框图

谓正弦脉宽调制(SPWM)。当功率开关(MOSFET)开通时,流过升压扼流圈的电流(I_L)增加,并流回低值电流传感电阻(R_S)。在此期间,由于高频整流二极管(VD5)反向偏置,输出储能电容(C_O)为负载(R_L)提供电流。当电流"指令"和电流反馈信号达到平衡时,功率开关(MOSFET)关断,电感电流由于流入储能电容(C_O)而衰减。通过电感器的实际电流(I_L)带有与开关频率相同的纹波,其平均电流则按正弦规律跟踪全桥整流正弦半波直流脉动电压的瞬时变化。因此,在桥式整流器输入端的 AC 电流则呈正弦波,且与 AC 输入电压同相位,使系统功率因数几乎达到等于 1 的水平。APFC 升压变换器的输出直流电压通过闭环反馈控制,不随输入电压和负载的变化而变化,始终保持在一个稳定值。图 8-24 所示为固定频率平均电流型 APFC 升压变

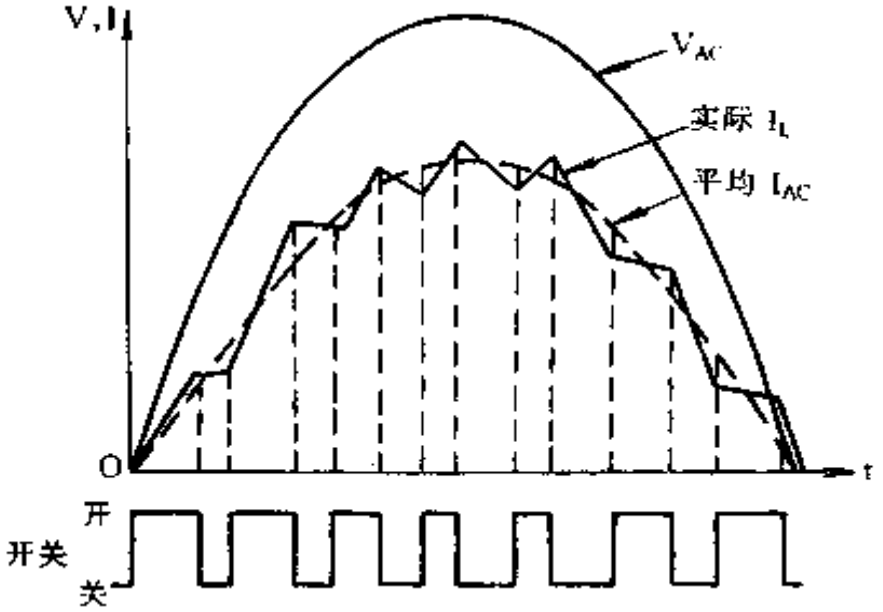


图 8-24 固定频率平均电流型控制
APFC 变换器相关波形

换器的相关波形。此种类型的 APFC 变换器的开关占空比是变化的,但每一个开关周期是相同的,因而,开关频率是固定不变的。

固定频率平均电流型控制 APFC 升压式预调整器电源输入电压范围从 85V 到 270V，输入电流总谐波含量 *THD* < 5%，输出功率从 200W 直到 4.5kW，特别适用于大功率气体放电灯电子镇流器和大功率开关型电源及变频调速器的功率因数控制。采用固定高频 PWM 电流平均技术，并不需要斜率补偿。无论是工作于电流连续模式还是断续模式，与峰值电流检测和零电流开关方法相比，只需要一个小的磁性元件，则可获得更低的电流谐波畸变。

二、固定频率平均电流型 APFC 控制器 UC1854/UC2854/UC3854 及其典型应用

1. UC1854/UC2854/UC3854 型 APFC 控制器 IC

美国尤尼创公司生产的 UC1854/UC2854/UC3854 单片 IC，是固定频率平均电流型 APFC 控制器 IC 的代表性产品。由其控制的 APFC 升压变换器，电感电流工作于连续模式。UC1854/UC2854/UC3854 采用 DIL－16、SOIC－16 和 PLCC－20、LCC－20 塑料或陶瓷封装，顶视图如图 8－25 所示。UC1854、UC2854 和 UC3854 工作温度范围分别为 －55～125℃、－40～85℃和 0～75℃。

UC1854/UC2854/UC3854 内部结构包括电压放大器、模拟乘法器/除法器、电流放大器、高频振荡器、逻辑电路、MOSFET 栅极驱动器、7.5V 的电压基准、过电流比较器、低电源电压检测器、负载赋能比较器和总线预测器等部分。

UC1854/UC2854/UC3854 的主要最大额定参数如下：

电源电压 V_{CC} …… 35V

GTDRV(⑯脚)驱动电流

连续 …… 0.5A

50%占空比 …… 1.5A

输入电压

VSENSE(⑪脚)、VRMS(⑧脚)

…… 11V

iSDENSE(④脚)、MULTOUT(⑤脚) …… 11V

PKLMT(②脚) …… 5V

输入电流

RSET(⑫脚)、IAC(⑥脚)、PKLMT(②脚)、ENA(⑩脚) ……

…… 10mA

功率耗散 …… 1W

储存温度 …… -65 ~ +150℃

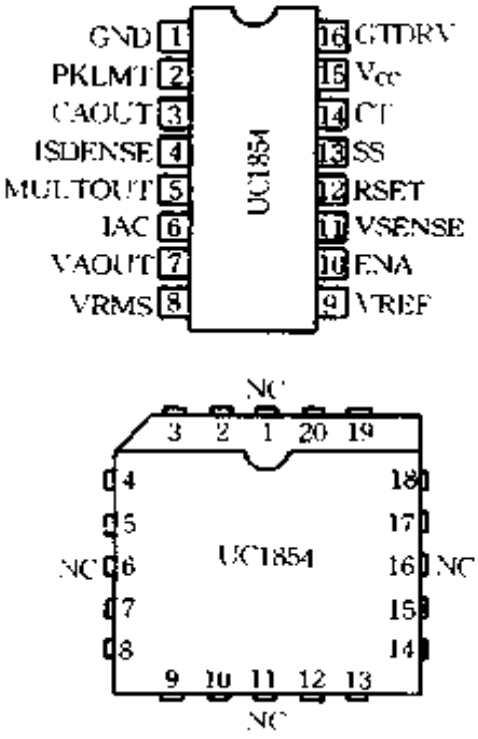


图 8-25 UC1854 系列 IC 封装顶视图

引线温度(焊锡,10 秒) …… 300℃

UC1854/UC2854/UC3854 的电源电压开通门限为 16 ± 1.5V,关断门限为 10 ± 2V;导通电源电流典型值是 10mA,关断电流典型值是 1.5mA。

2.用 UC3854 控制的 250W 升压式 APFC 预调整器电路

图 8-26 所示是 UC3854 控制器 IC 在 250W 升压式 APFC 预调整器中的典型应用电路。其 AC 输入电压范围为 80 ~ 260V,直流输出电压为 385V,PWM 振荡器频率是 100kHz,系统功率因数 $\lambda \geqslant 0.99$,输入电源电流总谐波畸变 $THD < 5\%$。

当 APFC 升压变换器加电之后,AC 输入电压经全桥整流器整流,输出 100Hz 的直流脉动电压。通过电阻 R6 的电流对启动电容 C6 充电,当 C6 两端电压升至 UC3854 电源电压 V_{CC}的门限

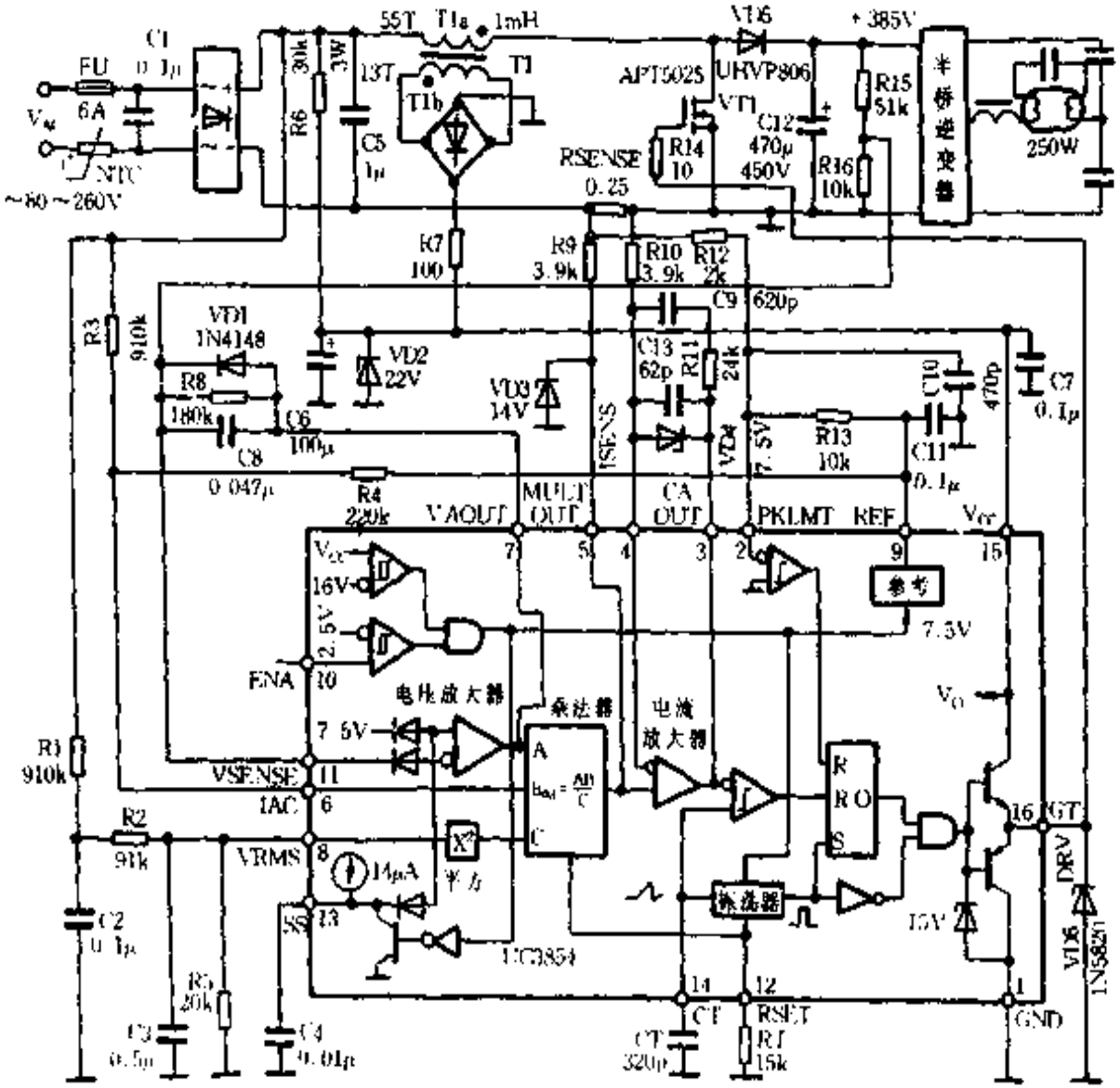


图 8－26　UC3854 在 250W 升压式 APFC 预调整器中的典型应用电路

值后，IC 则被启动。升压扼流圈(T1a)的次级绕组 T1b 中感生的高频电压经桥式整流器整流、电容 C6 和 C7 滤波，齐纳二极管 VD2 稳压，施加到 IC 的⑮脚，作为 IC 的供电电源。在稳态条件下，V_{CC}不能低于 17V，电源电流 I_{CC}至少是 20mA。

UC3854 在⑯脚输出 PWM 脉冲，以驱动外接功率开关 MOSFET。输出占空比同时受到⑫脚(VSENSE)、⑥脚(IAC)、④脚/⑤(ISENSE/MULTOUT)和⑧脚(VRMS)四个输入的控制。

APFC 升压变换器 DC 输出电压经 R15、R16 电阻分配器分压，通过 IC 的⑪脚输入到 IC 内的电压放大器。⑪脚与电压放大器输出端⑦脚之间的外接反馈电容 C8 用作抑制 DC 输出电压中的 100Hz 的纹波。⑪脚的门限电压是 7.5V，输入偏置电流典型值是 50nA。为使输出偏移最小，电压放大器带有不变的低频增益。

为使输入电源电流波形跟随 AC 输入电压而变化，经全波整流的 AC 电压被引入到 IC 的⑥脚输至模拟乘法器，并与电压放大器输出相乘，为电流控制环路产生一个参考信号。⑥脚的线路波形输入由 R3、R4 电阻分配器调定，维持在 6V 上。该输入是电流(I_{AC})，而不是电压。流入⑥脚的电流从 0 到 400μA 峰值变化，据此可以确定 R3 和 R4 的数值：

$$R_3 = \frac{V_{INP(max)}}{I_{INP(max)}} = \frac{260\,V_{AC} \times \sqrt{2}}{400\mu A} = 910(k\Omega)$$

R4 一般按 R3 阻值的四分之一选取，可选用 220kΩ。

以 UC3854 为核心的 APFC 升压预调整器的一个重要特征就是 AC 输入电压范围可以从美国 85V 的低线路电压到欧洲 255V 的高线路电压。在输出功率不变时，利用前馈线路调整技术，可在 AC 输入电压变化时保持输入功率不变。正比于经过全波整流的 AC 线路电压的平均值和有效值(RMS)电压加至 IC

的⑧脚，在 IC 内被平方后在乘法器中作除数。

电流传感电阻 R_{SENSE}(0.25Ω)两端的电压施加至 IC 的④脚和⑤脚。IC 中的电流传感放大器有一个较高的低频增益，但电流控制环路的带宽很大，能使 AC 输入电流紧随 AC 输入电压变化成为可能。电流放大器约在 500Hz 上有一个零点，此后增益约 18dB。乘法器在⑤脚的输出电流随 IC⑥脚输入电流和⑦脚电压的增加而增加，随⑧脚输入电压平方的增加而减小。

UC3854 的 PWM 振荡器频率是 100kHz。该频率由⑭脚上的 CT 和⑫脚上的 RT 所决定。RT 影响乘法器的最大输出电流 $I_{MULT(max)}$。若取 $RT = 15k\Omega$，乘法器输出最大电流则为：

$$I_{MULT(max)} = \frac{-3.75V}{R_{SET}} = \frac{-3.75V}{15k\Omega} = -250(\mu A)$$

从乘法器输出⑤脚到电流传感电阻 R_{SENSE} 用电阻 R9(3.9kΩ)相连接，通过 R_{SENSE}的最大电流为：

$$I_{SENSE(max)} = \frac{-I_{MULT(max)} \times R_9}{R_{SENSE}} \approx \frac{-250\mu A \times 3.9k}{0.25\Omega} \approx -4(A)$$

具有辅助控制性质的保护输入由 IC⑩脚、⑬脚和②脚提供。

⑩脚(ENA)输入在⑨脚(REF)和⑯脚(GTDRV)输出启动之前必须达到 2.5V。一旦出现故障，该脚能使 MOSFET 的栅极驱动关断。在加电时该脚能提供软启动延时。⑮脚直接提供欠电压保护功能。若⑩脚不用，宜在⑩脚与⑮脚之间连接一个 100kΩ 的限流电阻。

⑬脚的功能为软启动。如果 IC 的 V_{CC}太低或由其它某些原因而无法正常工作时，该脚维持“地”电位。在 V_{CC}和 IC 正常情况下，该端口将被内部 14μA 的电流源充电至 8V 以上。如果该脚电压低于 7.5V 的基准电压，则充当电压放大器的参考输

入。在故障情况下，软启动电容 C4 将迅速放电，使 PWM 驱动输出关闭。

②脚为峰值电流限制脚，其门限电压是 0V。电流传感电阻两端的电压降为：

$$V_{RS}=\frac{V_{REF}\cdot R_{12}}{R_{13}}=\frac{7.5V\times 2k}{10k}=1.5(V)$$

因此，流过电流传感电阻 R_{SENSE}的最大电流为：

$$I_{RS}=\frac{V_{RS}}{R_{SENSE}}=\frac{1.5V}{0.25\Omega}=6(A)$$

在功率开关 MOSFET 导通期间，只要流过电流传感电阻 R_{SENSE}的电流达到 6A，IC②脚上的门限电压则会达到 0V。从②脚到地之间连接的一个 470pF 的电容 C10，用作滤除高频噪声。

采用 UC3854 设计的 250W 升压式 APFC 预调整器看起来似乎在电路结构上比较复杂，实际上所需用的元件并不是很多，成本也并不高。

三、其它几种代表性 APFC 控制器简介

固定频率平均电流型 APFC 控制器适合于用作设计大功率气体放电灯电子镇流器 APFC 升压型预调整器。此类 IC 除 UC1854/UC2854/UC3854 外，还有很多世界著名的半导体制造商也生产同类产品。表 8－6 列出了几种有代表性的 APFC 控制器的型号、封装、厂商及其主要特征，供读者选用时参考。

表 8－6　固定频率平均电流型 APFC 控制器其它几种代表性单片 IC

型　号	封　装	制造商	主　要　特　点
TK81854 TK82854 TK83854	16 脚 DIP 20 脚 PLCC LCC	日本东光 (TOKO)	内部结构、封装、引脚排列及参数几乎与 UC1854/UC2854/UC3854 完全相同，可互相代换

续表

型　号	封　装	制造商	主　要　特　点
ML4821	18 脚 DIP 20 脚 SOIC	美国微线性 (Micro Linear)	工作于连续传导模式。内部结构主要包括平均电流误差放大器、输出电压误差放大器、电流乘法器、峰值电流限制比较器、过电压保护比较器、PWM 比较器、振荡器、逻辑电路和输出驱动器。启动门限电压最大是 16.5V，启动电流 0.6mA，工作电流 26mA，输出峰值驱动电流为 ± 1A
LT1248	16 脚 DIP 16 脚 SOIC	美国线性技术(LT)	内部结构类似于 UC1854，工作于断续或连续电流模式。内部乘法器具有平方增益功能。启动电流 250μA，静态电流 9mA，工作频率高达 300kHz，峰值驱动电流为 1.5A，调整功率可达 1.5kW
LT1249	8 脚 DIP 8 脚 SOIC	美国线性技术(LT)	将 LT1248 的某些程控功能改为固定功能，使 APFC 预调整器电路进一步简化。工作频率为 100kHz
MSC60028	14 脚 DIL 18 脚 DIL 20 脚 DIL SSOP	英国普理斯 (GPS)	工作于电感电流连续模式。启动电压门限为 8V，工作电压仅 10V，工作电流为 10mA，采用低功耗 CMOS 工艺，峰值驱动电流为 ± 225mA，适用于 20～100W 电子镇流器。该控制器是同类 IC 中调整负载功率最低的一种
L4981	20 脚 DIP 20 脚 SO	意法半导体 (ST)	采用双极与 CMOS 混合工艺，大电流双极和 DMOS 推拉式输出，提供高于 1A 的峰值电流驱动外接 MOSFET 或 IGBT，工作频率达 200kHz，具有欠电压封锁、软启动、过电压和过电流保护、最大峰值电流限制等保护功能

在表 8－6 所给出的 APFC 控制器中，除 MSC60028 外，均可用作设计 200W 以上的 APFC 预调整器。目前人们利用 UC3854 已成功地设计出 3.5～4.5kW 的 APFC 升压型变换器。为简化 APFC 变换器电路，不仅将桥式整流器做成了模块，而且还将变换器中的功率开关 MOSFET 与升压二极管封装于同一模块中。

固定频率 PWM 驱动平均电流控制 APFC 预调整器，在高压钠灯和金属卤化物灯及其它高强度放电灯电子镇流器中用作功率因数校正，是目前比较理想的选择。

第五节　零电压开关(ZVS)平均电流型 APFC 电路

零电压开关(ZVS)也称为零电压转换(ZVT)。ZVS 是一种软开关，具有非常低的开关损耗。ZVS 平均电流型 APFC 控制器有 ML4822、UC1855/UC2855/UC3855 等。现以 ML4822 为例，简单介绍 ZVS 功率因数校正控制原理。

一、ZVS 平均电流型 APFC 控制器 ML4822

美国微线性公司生产的 ZVS 平均电流型 APFC 控制器 ML4822，采用 14 脚 DIP 和 16 脚 SOIC 封装，顶视图如图 8－27(a)所示。ML4822 单片 IC 内部组成主要包括有(互导)电压误差放大器、电流误差放大器、乘法器、振荡器、零电压比较器、过电压比较器、电流限制比较器、ZVS 输出驱动器、PFC 输出驱动器、逻辑电路和 7.5V 的电压基准等，结构框图如图 8－27(b)所示。

ML4822 的最高电源电压被 IC 内 13.5V 的齐纳二极管所钳

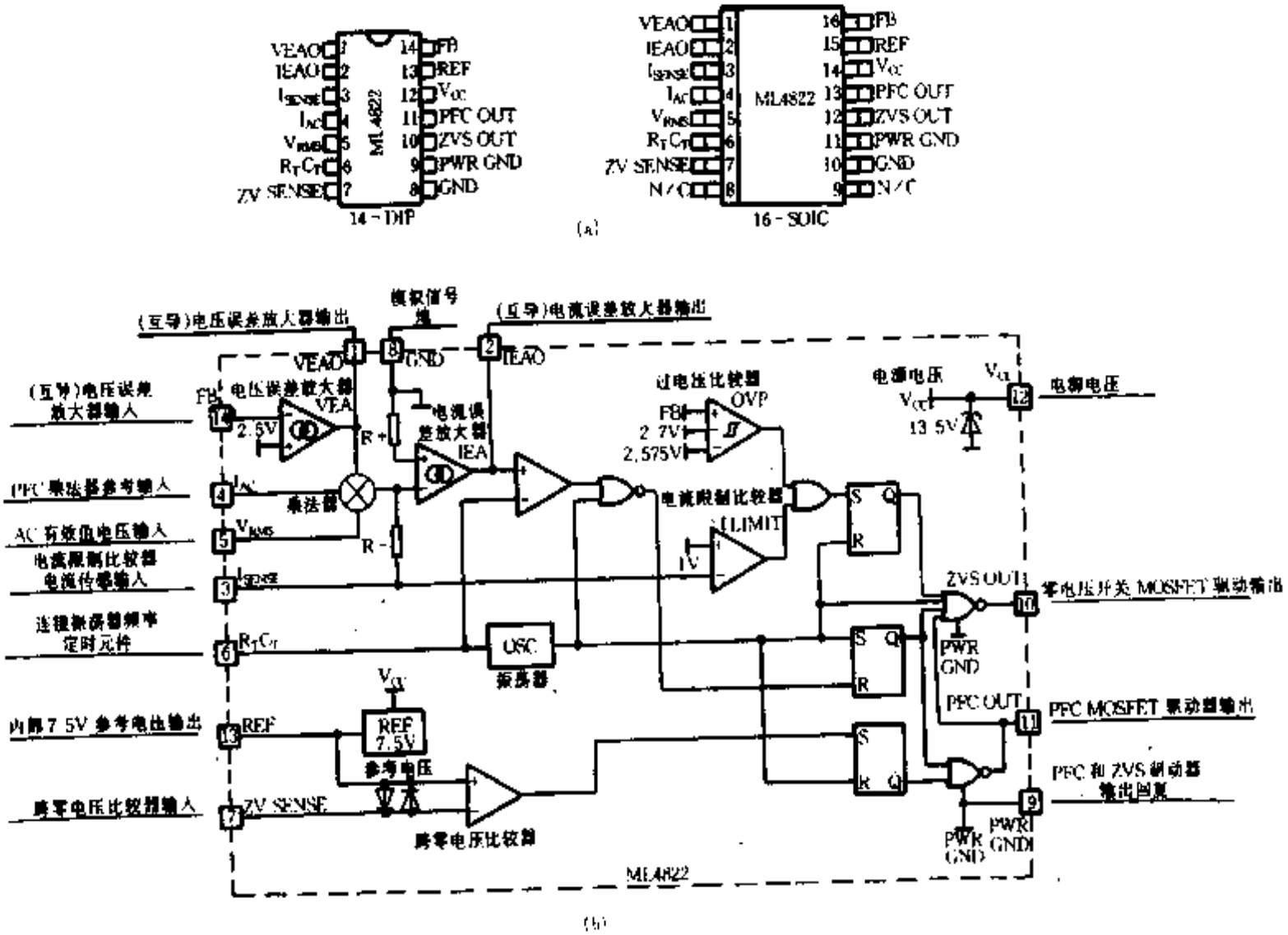


图 8-27　ZVS 平均电流 APFC 控制器 ML4822 封装及内部组成框图

位，最大电源电流为 55mA。其导通阈限电压典型值是 12.9V，关断滞后电压为 2.8V；启动电流约 0.7mA；工作电流典型值为 22mA；最大模拟输入电压范围从 -0.3V 到 7V；最大峰值驱动输出电流为 ±500mA；最高结温是 150℃。

ML4822 除具有连续模式、平均电流型 APFC 控制功能外，还实现 ZVS，为 APFC 升压变换器提供最小的开关损耗和高于 95% 的转换效率。

二、ZVS 平均电流型 APFC 升压电路

图 8-28 所示为用 ML4822 作为控制器的 ZVS 平均电流型 APFC 升压变换器电路。在该电路中，电阻 R5、R6 和电容 C16 等组成 ML4822 的启动电路。二极管 VD5 和 VD6，升压电感 L1 副绕组 N_S、电容 C10～C12 和 C15 与 C16、电阻 R6 等组成 IC 电源电路。R_S 为电流传感电阻。与 IC⑥脚相连接的 R_T 和 C_T，决定 IC 振荡器频率。APFC 升压变换器 AC 输入电压范围 $V_{IN}=85$～270V，DC 输出电压 $V_{OUT}=400V$，输出功率 $P_{OUT}=200W$，线路 $\lambda>0.98$，$THD<10\%$，转换效率 $\eta>95\%$。

ML4822、主开关 VT1、升压电感 L1、升压二极管 VD1 和升压输出电容 C5 等，组成普通 APFC 升压电路。ZVS MOSFET (VT2)、谐振电感 L2、二极管 VD2 和连接于 VT1 漏—源极之间的 ZVS 谐振电容 C_{ZVS} 等组成 VT1 的 ZVS 电路。图 8-29 的简化电路方框图如图 8-29 所示。

ML4822⑦脚(ZV SENSE)检测 PFC 主开关 VT1 的漏极电压，该脚门限电压为参考电压 V_{REF}(7.5V)。IC⑩脚输出 ZVS 驱动控制信号。图 8-30 所示是 ZVS 平均电流型 APFC 升压变换器相关波形。

在每一个周期期间，VT2 在 VT1 导通之前就导通，流过电感

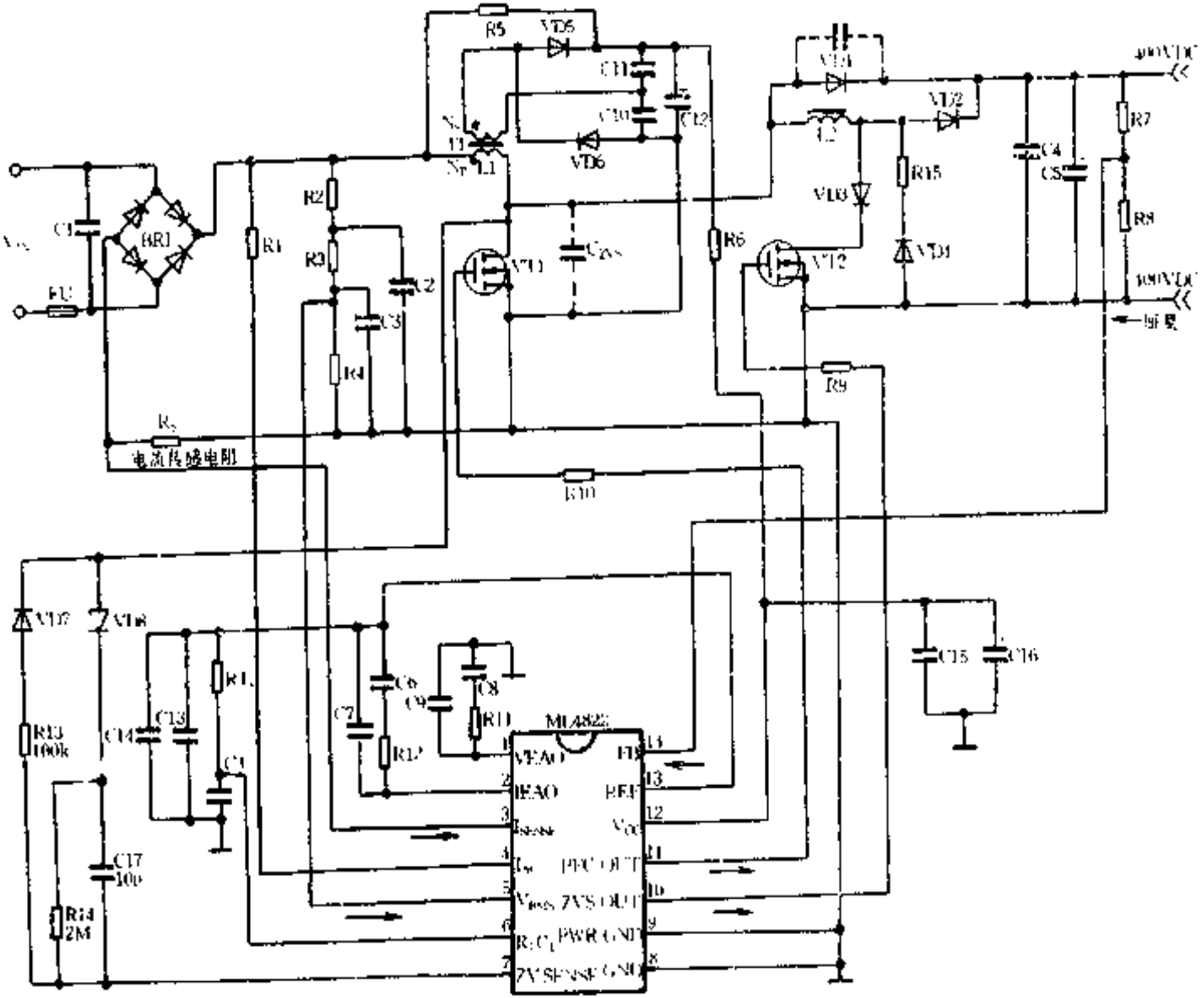


图 8－28　用 ML4822 控制的 ZVS 平均电流型 APFC 升压变换器电路

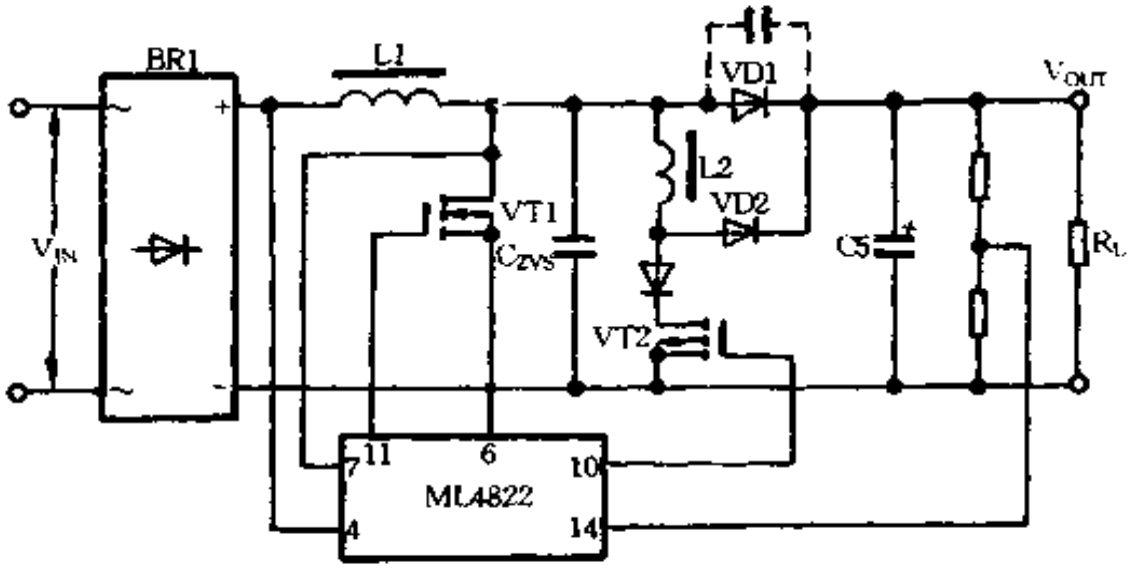


图 8－29　ZVS 平均电流型 APFC 升压电路方框图

L1 的电流离开 VD1 转而流入 L2，通过 L2 的电流线性地增加，直到在时间达到 t_2（见图 8－30(g)所示）与通过 L1 的电流相等为止。在 $t = t_2$ 时，L1 的放电电流对 L2 和 VT2 充电，VT1 漏—源极电压（V_{DS1}）开始下降（见图 8－30(f)）。当 $t = t_3$ 时，V_{DS1} 已经降至足够低的地步，ML4822 控制器则使 VT2 关闭，并驱动 VT1 导通。L2 和连接于 VT1 漏—源极之间的 ZVS 电容 C_{ZVS} 发生电压谐振，使 VT1 实现 ZVS。由于 IC 采用前沿脉冲宽度调制，故在振荡器定时电容 C_T 上的斜坡电压的结束端 VT1 则关断。在 C_T 放电期间，IC 内的 ZVS 触发器闩锁，当 VT1 关断后，其漏极电压升高，当 IC⑦脚（ZV SENSE）上电压超过 7.5V 后则复位。ZVS 的关断过程所经历的时间 $t_{ZVS(OFF)}$，是指电压由 0 升高到直流母线电压 V_{BUS} 时的过渡时间。ZVS 关断时间必须远远小于振荡器放电时间：

$$t_{ZVS(OFF)} \ll \frac{\Delta V \cdot C_T}{\Delta I} = \frac{2.5 \cdot C_T}{4.5 \times 10^{-3}} \quad (s) \qquad (8-2)$$

式中，$\Delta V = 2.5V$，为 C_T 两端电压峰—谷值之差；

$\Delta I = 4.5 \times 10^{-3}A$，为振荡器放电电流。

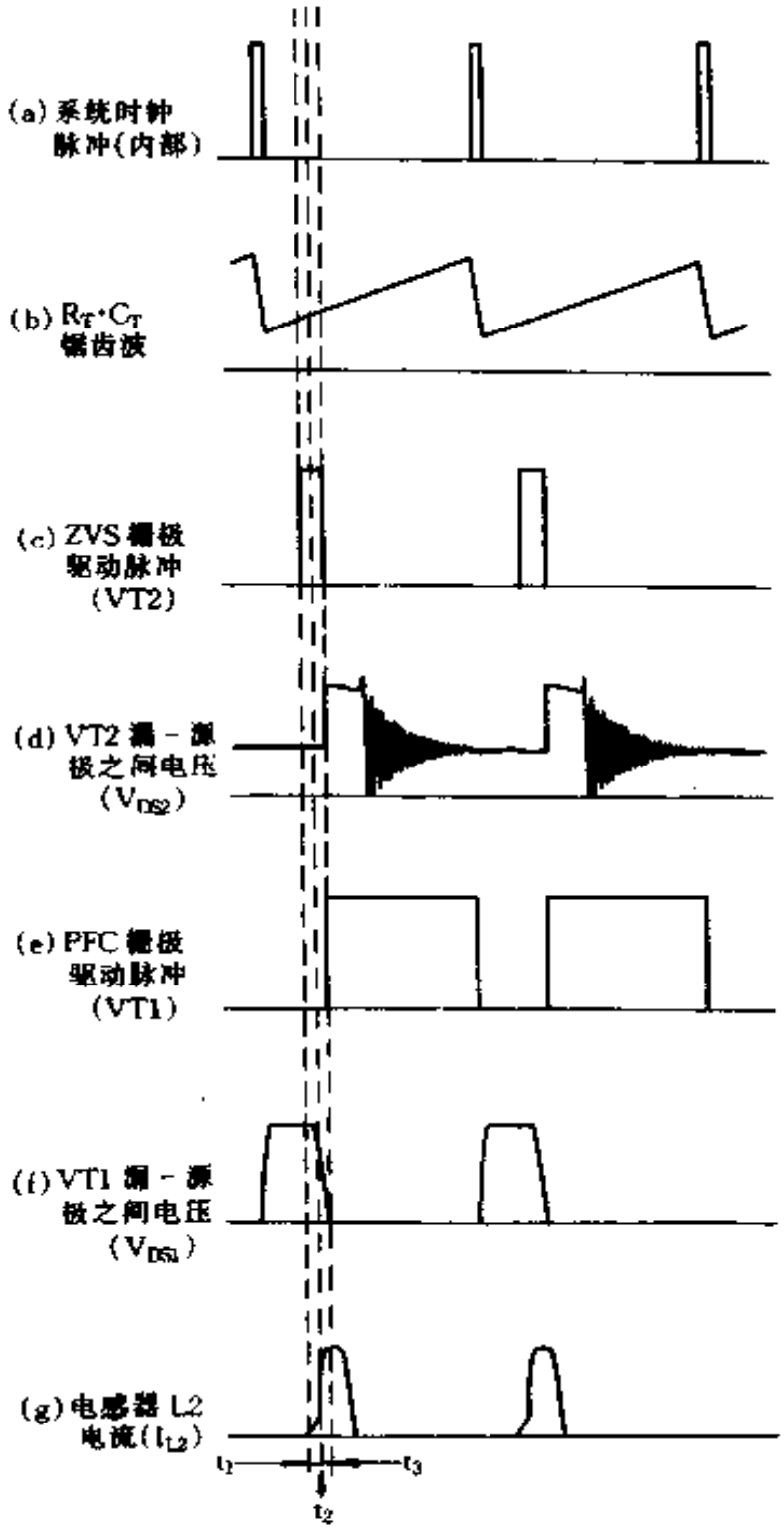


图 8－30　ZVS 平均电流型 APFC 变换器相关波形

当 VT2 导通后，通过 L2 的电流线性增加到与通过 L1 的电

流相等($I_{L2} = I_{L1}$)时所经过的时间为 t_{IL2}，L2 与 C_{ZVS}发生谐振过程的时间为 t_{RES}。为使传导与辐射被抑制到较小的程度，则要求：

$$t_{IL2} + t_{RES} = 400\text{ns} \tag{8-3}$$

L2 与 C_{ZVS}的谐振周期设定为 800ns，谐振过程发生于正弦周期的 1/4 时间(即 200ns)内：

$$f_{RES} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L2 \cdot C_{ZVS}}} = \frac{1}{4 \cdot t_{RES}} = 1.25(\text{MHz}) \tag{8-4}$$

电感 L2 的选择应保持工作在断续模式(而 L1 的选取应按照电流连续模式计算)：

$$L_2 = \frac{V_{BUS} \cdot V_{RMS(min)} \cdot t_{IL2}}{\sqrt{2} \cdot P_{OUT}} \tag{8-5}$$

公式中，$V_{RMS(min)}$为最低 AC 输入电压有效值。根据式(8-4)，L2 可用下面公式计算：

$$L_2 = \frac{4 \cdot t_{RES}^2}{\pi^2 \cdot C_{ZVS}} \tag{8-6}$$

根据式(8-5)和(8-6)，可以导出 C_{ZVS}计算公式：

$$C_{ZVS} = \frac{4 \cdot t_{RES}^2 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{OUT}}{\pi^2 \cdot V_{BUS} \cdot V_{RMS(min)} \cdot t_{IL2}} \tag{8-7}$$

由于已设定 $t_{RES} = 200\text{ns}$，根据式(8-3)可知：$t_{IL2} = 400\text{ns} - t_{RES} = 200\text{ns}$。因此，在 APFC 升压变换器技术指标已知后，ZVS 谐振元件 L2 和 C_{ZVS}可根据式(8-5)或式(8-6)及式(8-7)求出。

用于 ZVS 谐振电感 L2 和电容 C_{ZVS}数值均较小，所产生的峰值电压也不高，它们的损耗均较小。ZVS 控制器能减小 APFC 电路中升压二极管的反向恢复时间，有效地降低功率 MOSFET

的开关损耗和开关噪声，提高转换效率。

第六节　回扫式 APFC 控制器及其应用

回扫式 APFC 预调整器适合于较低功率荧光灯电子镇流器及开关电源的功率因数校正。当要求 APFC 变换器输出电压低于(峰值)AC 输入电压或者要求输出需要隔离时，则可以采用回扫式 APFC 电路。回扫式 APFC 控制器在 APFC 控制器大家族中，形成一个独立的分支。其中，ML4813 则是代表性产品之一。

一、ML4813 回扫式 APFC 控制器

ML4813 回扫式 APFC 控制器，采用 16 脚 DIP 或 16 脚 SOIC 封装，顶视图分别如图 8－31(a)和图 8－31(b)所示。ML4813 内部结构包括 5V 的电压基准、振荡器、误差放大器、PWM 比较器、运算放大器、电流限制比较器、过电压保护比较器、软启动与欠电压封锁电路、逻辑电路以及大电流推拉式驱动输出级等，方框图如图 8－31(c)所示。

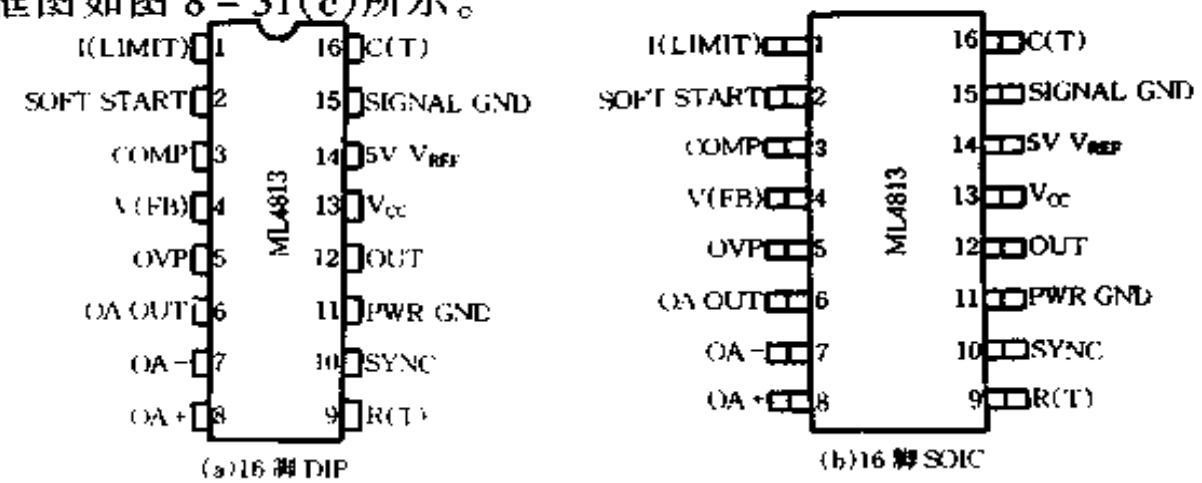
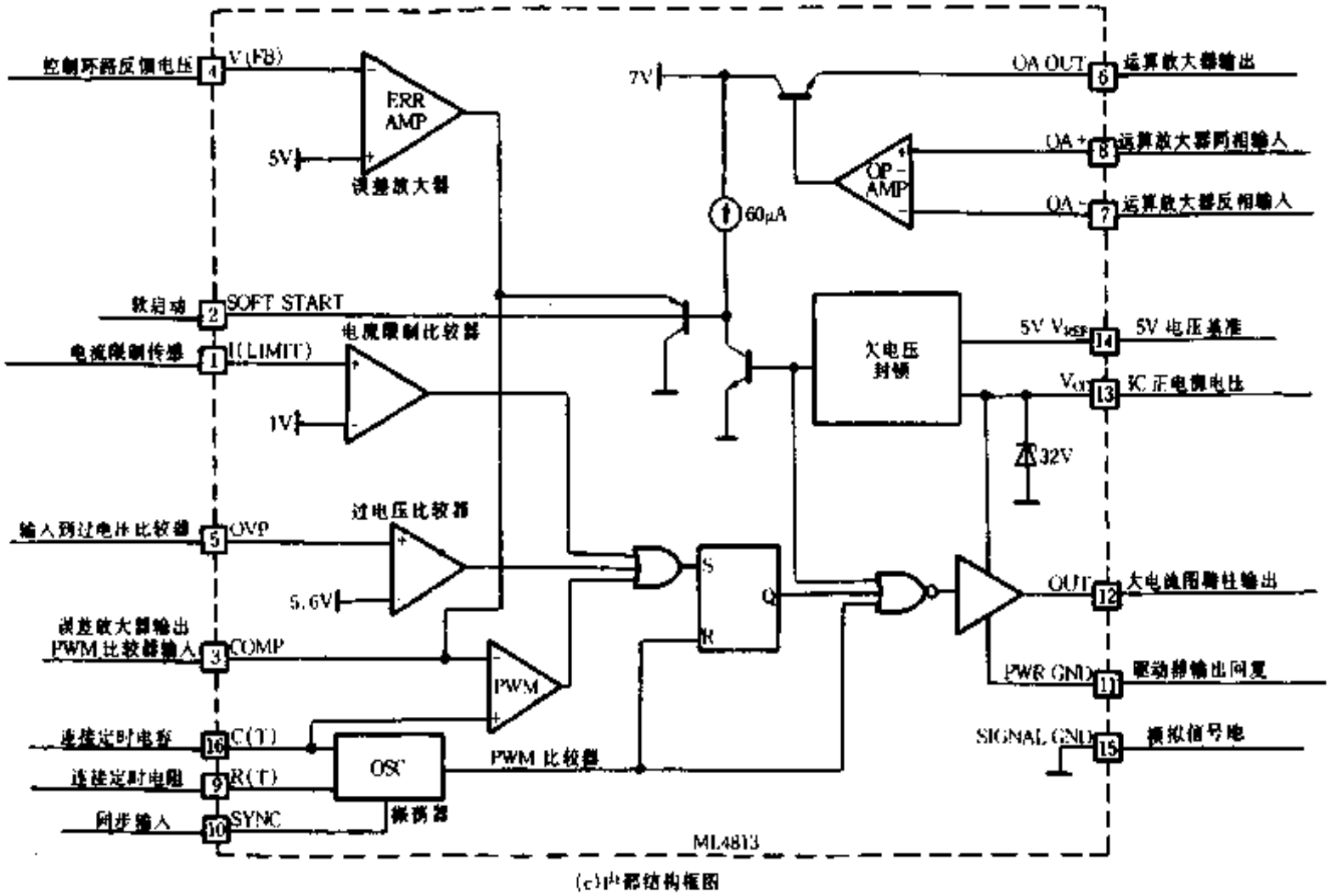


图 8－31　ML4813 外形图及内部结构框图



(c)内部结构框图

图 8－31　ML4813 外形图及内部结构框图(续)

ML4813 电源启动门限电压为 16 ± 1V，关断阀值电压为 10 ± 1V，启动电流约 0.9mA，工作电源电流典型值是 20mA。IC 振荡器最大充电电流为 5mA，①脚和③脚～⑧脚模拟输入电压范围从 －0.3V 到 5.5V，最大峰值驱动输出电流(DC)为 1A。

ML4813 用作控制电感电流断续传导模式回扫或降压—升压型 APFC 变换器。ML4813 在 PC 电源特别是在电子镇流器的典型应用中，作为一个电压型调整控制器，通过保持不变的占空比，迫使电源输入电流跟踪 AC 输入电压变化，且相位差几乎趋于 0，从而使整个回扫式 APFC 电路阻抗呈现纯电阻性，系统功率因数达到 0.99 以上，并且只需用很小的输出电感器和很少量的外部元件。

二、ML4813 典型应用电路

图 8－32 为利用 ML4813 作为控制器的 80W 回扫式 APFC 预调整器电路。该电路是一个非隔离式的 APFC 电路，其负输出端 $V_{OUT}(-)$即桥式整流输出电压，即为回扫变换器的输入电压，是以 PGND 为参考点的。正输出端电位 $V_{OUT}(+)$叠加于 $V_{OUT}(-)$之上，如图 8－33 所示。

当接通 AC 电源后，在图 8－32 中的启动电路(虚线框内电路)中作为开关使用的 VT2 导通，对电容 C8 迅速充电。当 C8 上的电压升至 IC 的门限(16V)值后，IC 则被启动。回扫电感 L3 的副绕组、二级管 VD5 和电容 C8、C9 组成 ML4813 的偏置电源电路。IC 启动之后，偏置电源电压 V_{CC}施加至 IC⑬脚。变换器加电后，IC 启动时间不超过 1 秒。若用一个 39kΩ/2W 的电阻取代图 8－32 中虚线内有源启动电路，可以降低成本，只是启动过程时间较长(在较低 AC 输入电压 90V 下，启动时间可达 15 秒)。

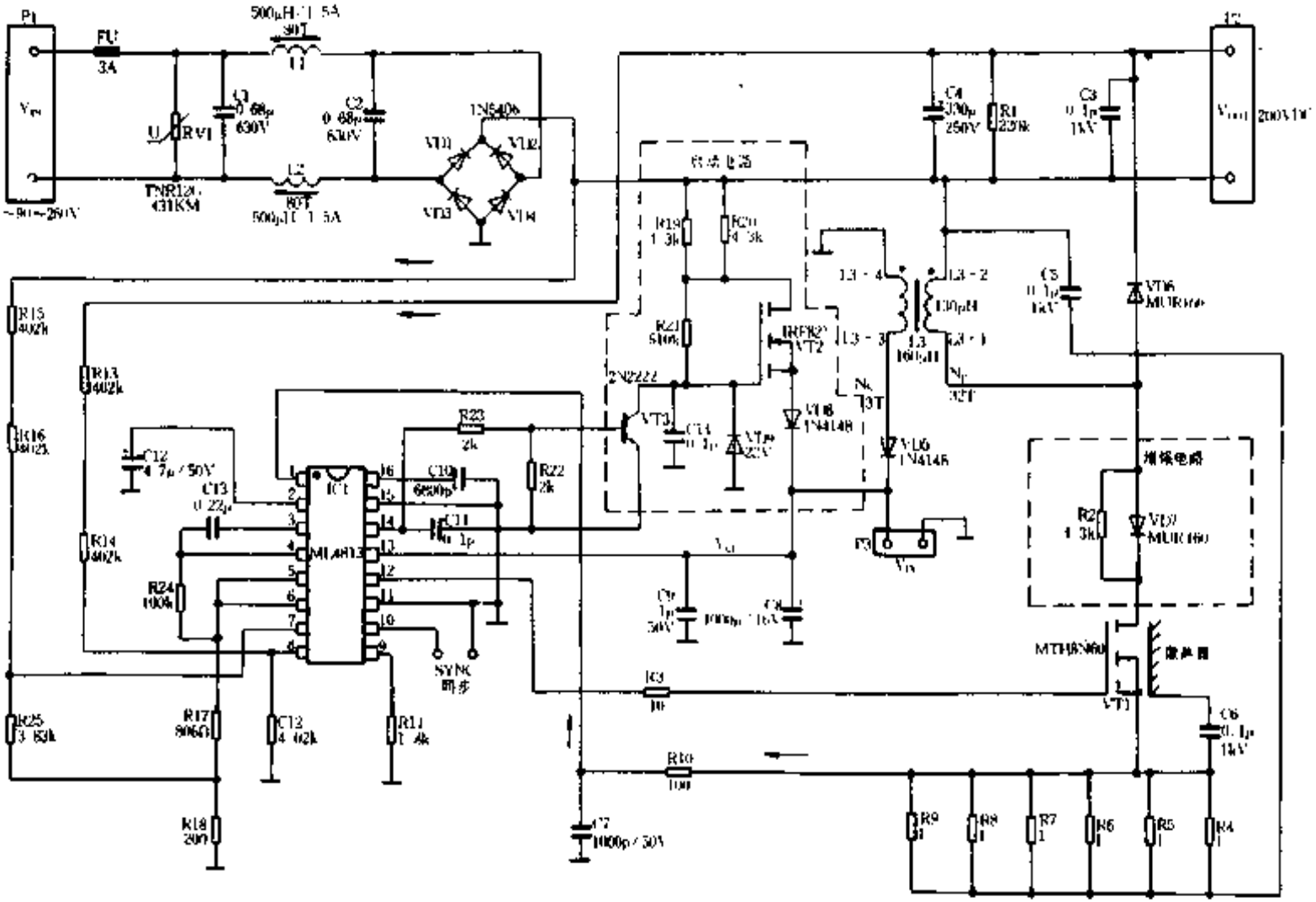


图 8－32　利用 ML4813 作为控制器的 80W 回扫式 APFC 预调整器电路

ML4813⑫脚输出控制电压驱动功率开关 VT1。调整器工作在断续电感电流传导模式。在 VT1 导通期间,电感器 L3 储存能量;当 VT1 截止时,L3 的储能通过输出电容(C4)全部释放。流过 L3 的电流为三角波波形,在 VT1 导通期间,通过 L3 的电流从 0 沿斜坡向上升到峰值,峰值电感电流的大小取决于经全波整流的瞬时电压值。在 VT1 关断期间,L3 中电流从峰值沿向下的斜坡直至降落到 0,于是下一个周期再次开始。

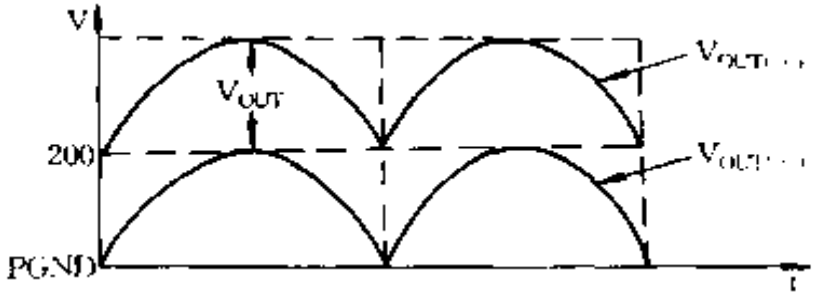


图 8-33 回扫式 APFC 变换器输出
电压以 PGND 为参考点

开关 VT1 的导通时间与 IC 内误差放大器、PWM 比较器及 L3 电感量等有关。图 8-34 为电感电流、开关电流、峰值电感电流包络及平均 AC 输入电流波形。从图 8-34 可以发现,桥式整流器输出电流即为三角波开关电流的平均值,其波形为正弦波。该平均电流实际上即 AC 输入电流。

电感(L3)峰值电流可由下式给出:

$$I_L(\theta) = \frac{V_{IN}(\theta) \cdot t_{ON}}{L} \qquad (8-8)$$

式中,$I_L(\theta)$:瞬时峰值电感电流(A);

t_{ON}:功率开关导通时间(s);

$V_{IN}(\theta) = V_{IN(PK)} \cdot \sin\theta$:瞬时输入电压(V);

$V_{IN(PK)}$:输入峰值电压(V)。

峰值电感电流包迹波呈正弦波形,若包迹波峰值电流为



——— 电感(L3)电流

- - - - - 峰值电感电流正弦包迹波

——— 开关(VT1)电流

— — AC输入平均电流

图 8-34 回扫式 APFC 电路电感电流、开关电流及 AC 输入平均电流波形

I_{PK},那么:

$$I_L(\theta) = I_{PK} \cdot \sin\theta \tag{8-9}$$

根据式(8-8)和(8-9),开关开通时间为:

$$t_{ON} = \frac{L \cdot I_L\theta}{V_{IN}\theta} = \frac{L \cdot I_{PK} \cdot \sin\theta}{\sqrt{2}V_{IN(RMS)} \cdot \sin\theta}$$

$$= \frac{L \cdot I_{PK}}{\sqrt{2}V_{IN(RMS)}} \tag{8-10}$$

式中,$V_{IN(RMS)}$为 AC 输入电压有效值。

开关电流平均值可以表示为:

$$I_{AVG}(\theta) = \frac{t_{ON}}{2T} \cdot I_{PK} \cdot \sin\theta \tag{8-11}$$

式中,T 为开关周期。将式(8-10)代入式(8-11),可得:

$$I_{AVG}(\theta) = \frac{L \cdot I_{PK}^2}{2\sqrt{2} \cdot T \cdot V_{IN(RMS)}} \tag{8-12}$$

式(8-12)清楚地展示了开关电流的平均值呈正弦波形,且与输入电压同相位。平均电流的峰值(此时 $\theta = 90°$,$\sin\theta = 1$)则为:

$$I_{AVG(PK)} = \frac{L \cdot I_{PK}^2}{2\sqrt{2} \cdot T \cdot V_{IN(RMS)}} \tag{8-13}$$

平均电流峰值也可以表示为：

$$I_{AVG(PK)} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{IN}}{V_{IN(RMS)}} \tag{8-14}$$

根据式(8-13)和式(8-14)，可得到输入功率的表达式：

$$P_{IN} = \frac{1}{4} L \cdot I_{PK}^2 \cdot f \tag{8-15}$$

公式中，$f = 1/T$，为开关频率。

电感电流应当在最低 AC 输入电压和满负荷条件上，处于连续边缘，以保证最佳工作特性和最小的电感峰值电流，因此要求：

$$I_{PK} \leqslant \frac{V_{INPK(MIN)} \cdot V_{OUT}}{f \cdot L \cdot (V_{INPK(MIN)} + V_{OUT})} \tag{8-16}$$

公式中，$V_{INPK(MIN)} = \sqrt{2} \cdot V_{IN\ RMS(MIN)}$，为最低 AC 输入峰值电压，$V_{OUT}$为回扫变换器输出电压。

根据式(8-15)和式(8-16)可以确定回扫电感器(L3)的最高上限电感值：

$$L \leqslant \frac{V_{INPK(MIN)}^2 \cdot V_{OUT}^2}{4f \cdot P_{IN} \cdot [V_{INPK(MIN)} + V_{OUT}]^2} \tag{8-17}$$

只要根据式(8-17)选择电感值，就可保证 APFC 预调整器在断续模式下工作。否则，就会使预调整器工作在连续模式，平均输入电流将不再呈正弦波形。在设计中，电感量数值一般比式(8-17)右边计算结果小 10% ~ 20%。

回扫电感 L3 同时为 IC 提供工作电源电压，当采用飞利浦公司生产的 3019 PL00-3F3 型带隙铁氧体磁芯时，$N_P = 32$ 匝，副绕组 $N_S = 3$ 匝。

回扫式 APFC 预调整器的输出电压经过控制环路反馈到 IC 的④脚输入到误差放大器的反相输入端。误差放大器的同相输入端在 IC 内与 5V 的基准电压相连接。误差放大器产生一个误差电压在 IC 内输入到 PWM 比较器。由于输出电压不是以地作参考，IC 内的差分放大器被连接用作测量放大器。输出电压 $V_{OUT}(-)$和 $V_{OUT}(+)$分别经电阻 R15、R16 和 R13、R14 通过 IC ⑦脚和⑧脚输入到差分放大器。差分放大器在 IC⑥脚产生输出，经外接电阻 R24 和电容 C13，并通过 IC④脚、③脚分别输入到 IC 内的误差放大器和过电压保护(OVP)比较器。ML4813 中用作差分放大的运算放大器(OA)输入与输出相关电路如图 8－35 所示。

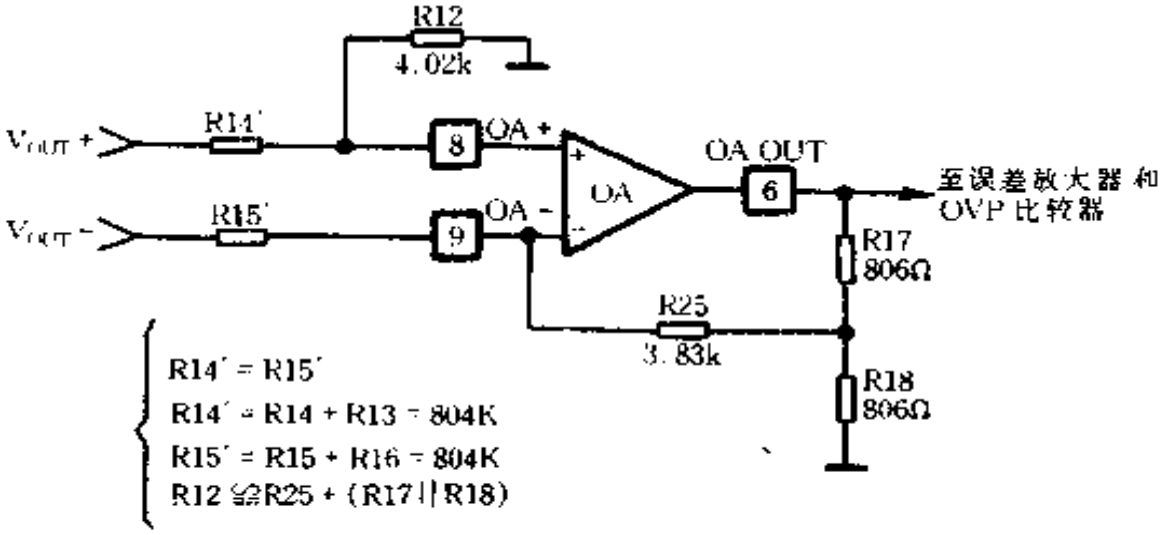


图 8－35　ML4813 内运算放大器输入与输出相关电路

APFC 回扫变换器的输出电压可由 IC 的基准电压 V_{REF}(5V)和控制环路中电阻决定：

$$V_{OUT} = \left(\frac{5V \times R_{18}}{R_{17} + R_{18}}\right) \cdot \left(\frac{R_{15}'}{R_{15}' + R_{25}}\right) \cdot \left(\frac{R_{14}'}{R_{12}} + 1\right) \quad (8-18)$$

由于 $R_{25} \ll R_{15}'$，所以式(8－18)右边第二项约为 1，右边第三项约为 200，因此，式(8－18)可以简化为：

$$V_{OUT} \approx 1000 \times \left(\frac{R_{18}}{R_{17} + R_{18}}\right) \approx 200(V)$$

回扫变换器输出过电压被 ML4813⑤脚检测。当⑤脚直接与⑥脚相连接时，OVP 启动电压低于 $1.12 \times V_{OUT}$（即 224V）。在 PFC 开关 VT1 导通期间，流过 VT1 源极传感电阻的电流经 R10、C7 组成的低通滤波器滤波后，通过 IC①脚输入到电流限制比较器。电流限制比较器输入门限电压是 1V。VT1 漏极上连接的 R2 和 VD7 组成功率因数增强电路。L3 与 VT1 的寄生电容 C_{DS} 会产生振荡，在下一个开关周期开始时，往往使电感电流起点非零化，从而引起 AC 输入电流出现波形失真。R2 和 VD7 用作阻尼器，可以有效地抑制电感振铃，提高系统功率因数。

桥式整流器输入端 EMI 滤波器中电感 L1、L2 采用 T68－26D 磁芯、Φ0.56mm 漆包线绕制。L1 和 L2 各为 80 匝，电感量均为 0.5mH。

第七节　其它 IC 控制与驱动的 APFC 电路

除以上各节介绍的 APFC 控制器外，还有固定频率固定占空比平均电流控制 APFC 控制器、固定频率峰值电流控制 APFC 控制器（如 ML4812）、固定频率平均电流控制 ZCS 隔离式 APFC 控制器（如 UCC1857/UCC2857/UCC3857）等。这些 APFC 控制器 IC，都是为电子镇流器（其中有些可用作开关电源）而专门设计。事实上，不采用 APFC 专用 IC，而利用开关电源专用芯片等 IC，也可以组成 APFC 预调整器电路。像开关电源专用 IC，大多本身并不具有 APFC 功能，但有一些同样可以用作设计 APFC 升压

变换器。人们还发现，利用电子镇流器驱动器（如 IR2155）这种本身不带 APFC 功能的集成电路，也可以组成 APFC 电路。

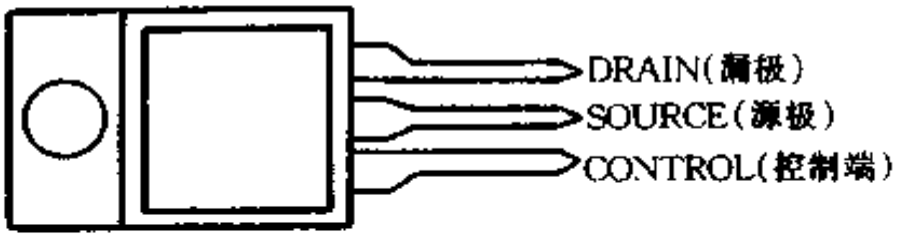
一、用 TOPSwitch 开关作为控制器的 APFC 电路

TOPSwitch 是三端离线式 PWM 开关（Three-terminal off-line PWM Switch）的简称。TOPSwitch 系列开关大多采用 TO－220 封装，三个引脚分别称为控制端、漏极端和源极端，如图 8－36（a）所示。这种三端电源开关内部集成有 PWM 控制电路和作为开关使用的耐压为 700V 的功率 MOSFET，如图 8－36（b）所示。TOPSwitch 系列开关输出功率从 10W 直到 150W，振荡器频率大多为 100kHz。

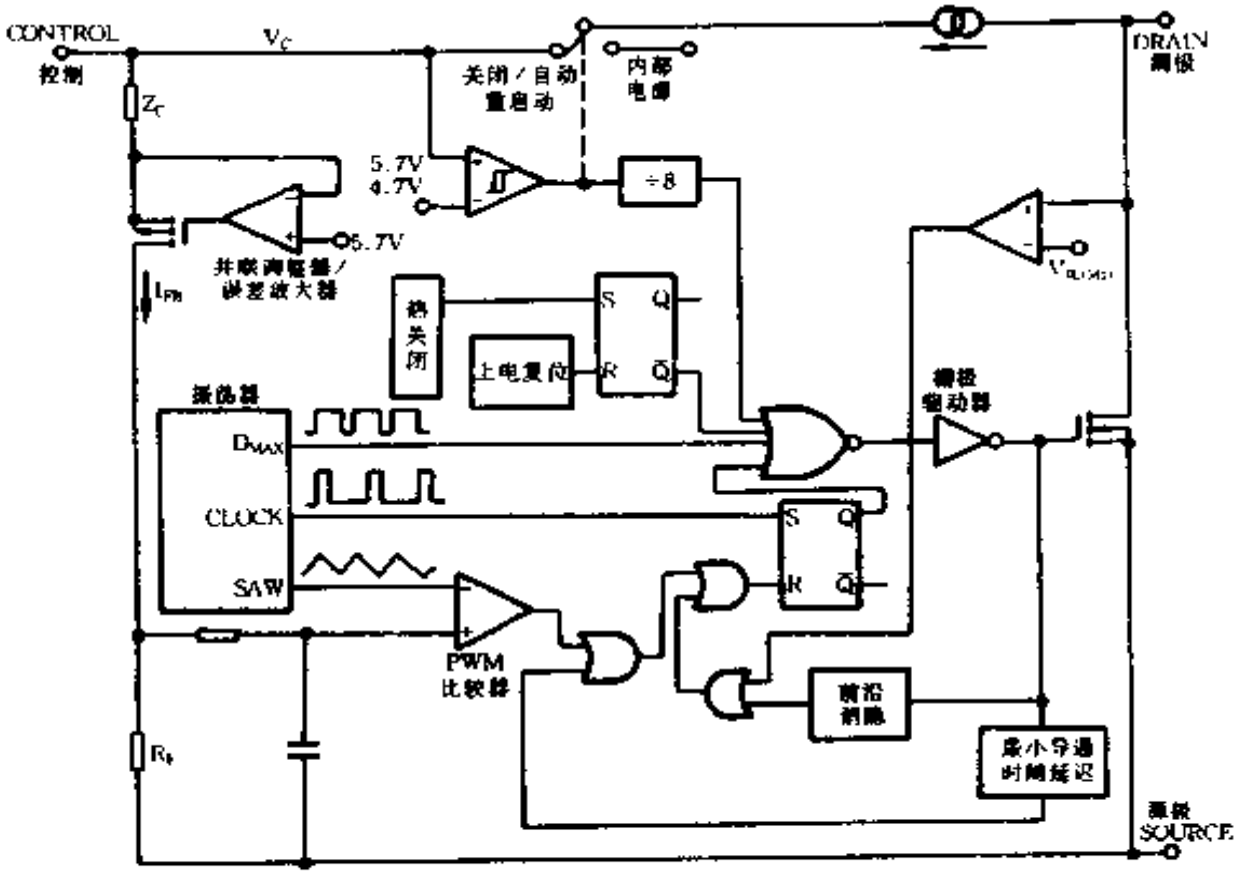
图 8－37 为用 TOPSwitch 开关作为控制器的 70W 升压式 APFC 电路。该电路的 AC 输入电压为 220V，DC 输出电压为 400V，$\lambda \geqslant 0.978$。

在图 8－37 中，集 PWM 控制电路与功率开关 VT1 于一体的 TOPSwitch 开关 IC1、L1、VD1 和 C6 等组成升压式 APFC 电路。当接通 AC 电源后，通过 R1 和 R2 的电流对 C3 充电。只要 C3 上电压升至设定值，IC1 则被启动。L1 的副绕组、VD3、C2、C3 等组成偏置电源电路，为 IC1 提供直流工作电压。C1、C2 用作滤除高频开关电流和振铃噪声电流。IC2（TL431）是由 2.5V 的参考电压、误差放大器和驱动器组成的三端集成电路，作为参考放大器使用，检测输出电压。电阻 R1 检测 AC 输入瞬时电压。IC1 的控制端输入电流影响开关占空比。功率开关的占空比与 IC1 控制脚电流成反比，并随 AC 输入电压线性地变化。n 次开关周期开关电流的平均值 $I_{SW(AVG)}$ 可用下式表示：

$$I_{SW(AVG)} = \frac{I_{SWP} \cdot D}{2} \tag{8-19}$$



(a)



(b)

图 8－36　TOPSwitch 开关封装及
其内部结构框图

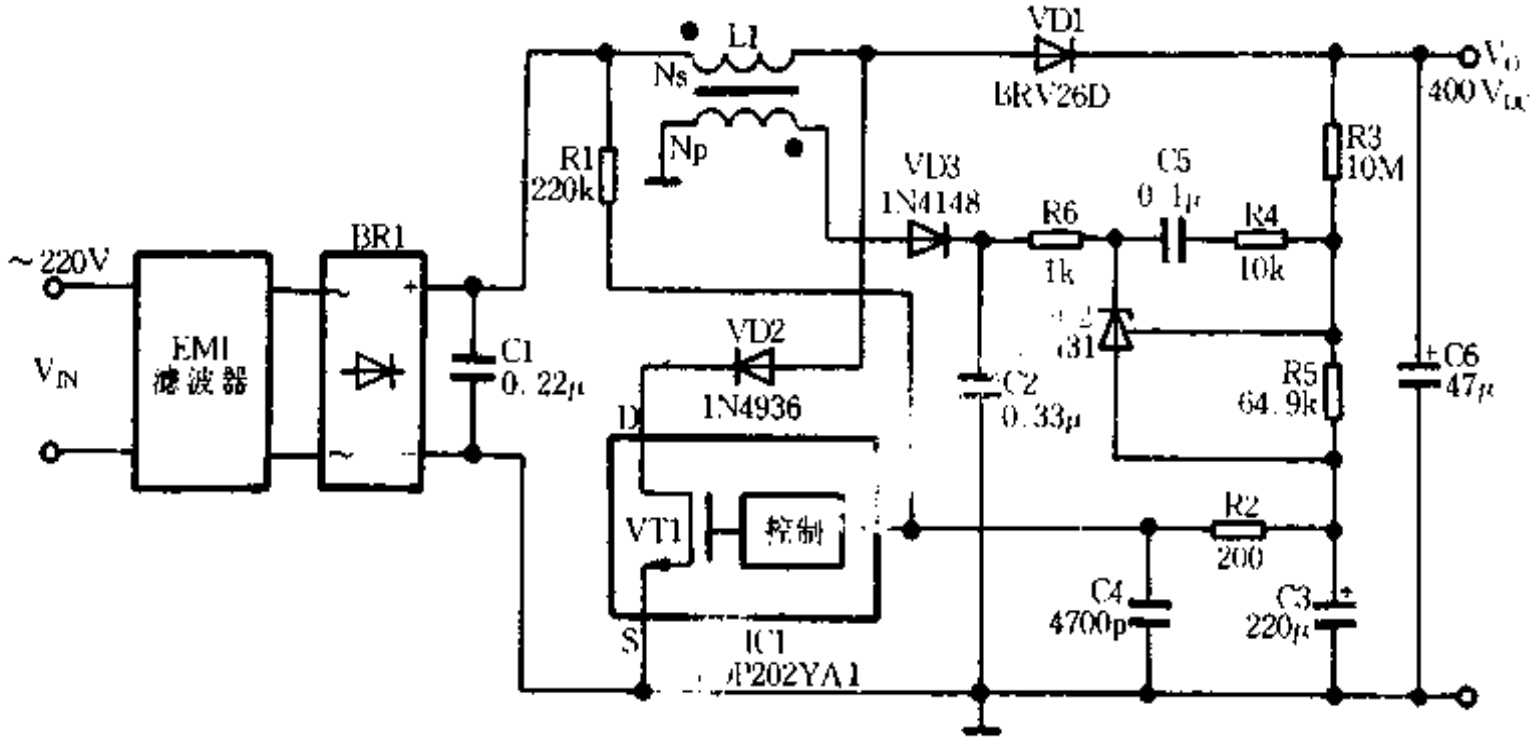


图 8－37　TOPSwitch 开关作为控制器的 70W 升压式 APFC 电路

公式中，I_{SWP}为晶体管开关电流峰值；D 为开关占空比。峰值开关电流用下式计算：

$$I_{SWP}=\frac{V_{IN}\cdot D}{f_{SW}\cdot L_P} \tag{8-20}$$

式中，V_{IN}为 AC 瞬时输入电压；

f_{SW}为开关频率；

L_P为升压电感 L1 电感量。

若设 V_0为平均输出电压，那么，流过升压二极管 VD1 的平均电流则表示为：

$$I_{D(AVG)}=\frac{I_{SWP}^2\cdot L_P\cdot f_{SW}}{2(V_0-V_{IN})} \tag{8-21}$$

通过二极管 VD1 的平均电流与通过 IC1 内开关 VT1 的平均电流之和，即为流过升压电感器 L1 的平均电流：

$$I_{AVG}=I_{SW(AVG)}+I_{D(AVG)} \tag{8-22}$$

将式(8-19)和式(8-21)代入式(8-22)，可以求出占空比：

$$D=\sqrt{\frac{2\cdot f_{SW}\cdot L_P\cdot I_{AVG}\cdot(V_0-V_{IN})}{V_0\cdot V_{IN}}} \tag{8-23}$$

流过二极管 VD1 的平均电流、通过 VT1 的平均开关电流及平均输入电流波形如图 8-38 所示。输入平均电流呈正弦波

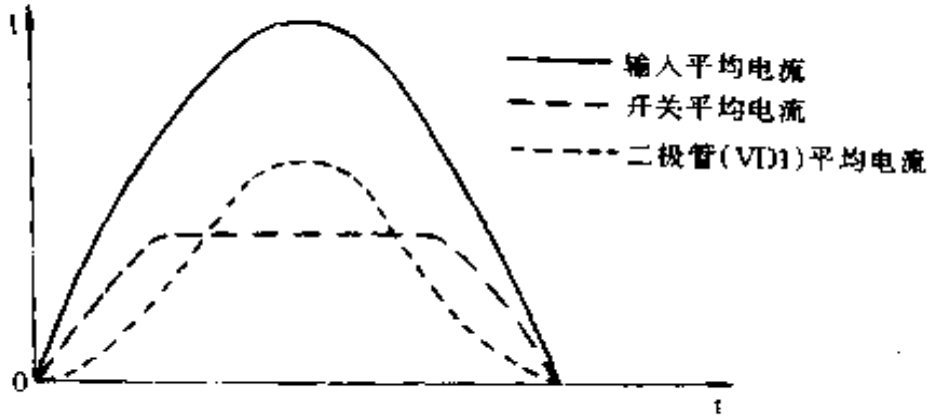


图 8-38　固定频率非固定占空比 APFC 升压变换器平均电流相关波形

形，且与 AC 输入电压保持同相位。因此，图 8－37 所示的固定频率电流断续模式的 APFC 升压电路，可将线路功率因数提高到约为 0.98 的水平。

二、利用自振荡半桥驱动器 IC 设计的 APFC 电路

大家知道，自振荡半桥驱动器 IC 的功能是产生一定频率的输出脉冲，分别驱动两个外接功率 MOSFET 轮流导通。这类驱动器 IC 并不具有 APFC 控制器 IC 的特征。但是，可以利用其输出驱动脉冲，作为升压式 APFC 电路中功率开关的控制信号。

图 8－39 为采用自振荡半桥驱动器 IR2155 驱动输出信号的 APFC 电路。在图 8－39 所示是电子镇流器电路中，R1、R2 和 C5 为 IR2155 的启动元件。R3 和 C6 的数值，决定 IC 内振荡器频率。在 IC⑦脚和⑥脚分别输出死区时间为 1.2μs 的脉冲，驱动 VT1、VT2 轮流导通。在 VT1 与 VT2 中点（即 VT2 漏极）输出占空比为 50%的方波脉冲。

升压电感 L3、二极管 VD5、电容 C4 和开关 MOSFET（VT3）等组成 APFC 升压电路。VT3 的驱动信号由半桥驱动器 IR2155 的⑤脚（L_O）低端输出提供，从而使 APFC 电路大为简化。这种 APFC 电路的开关频率和开关占空比都是固定的。在 VT3 导通期间，VD5 截止，通过 L3 的电流全部流入 VT3；在 VT3 关断时，L3 的突变自感电压使二极管 VD5 正偏而导通，L3 中储能通过 C4 全部释放。APFC 电路可使电子镇流器输入端的 AC 电流呈正弦波形，线路功率因数 $\lambda \geqslant 0.95$。

APFC 技术在较大功率的电子镇流器中的应用是 PPFC 技术所不能替代的。而大功率气体放电灯电子镇流器才能真正体现出其明显的节电效果和其它方面的优越性。因此，APFC 技术有着非常诱人的发展及应用前景。

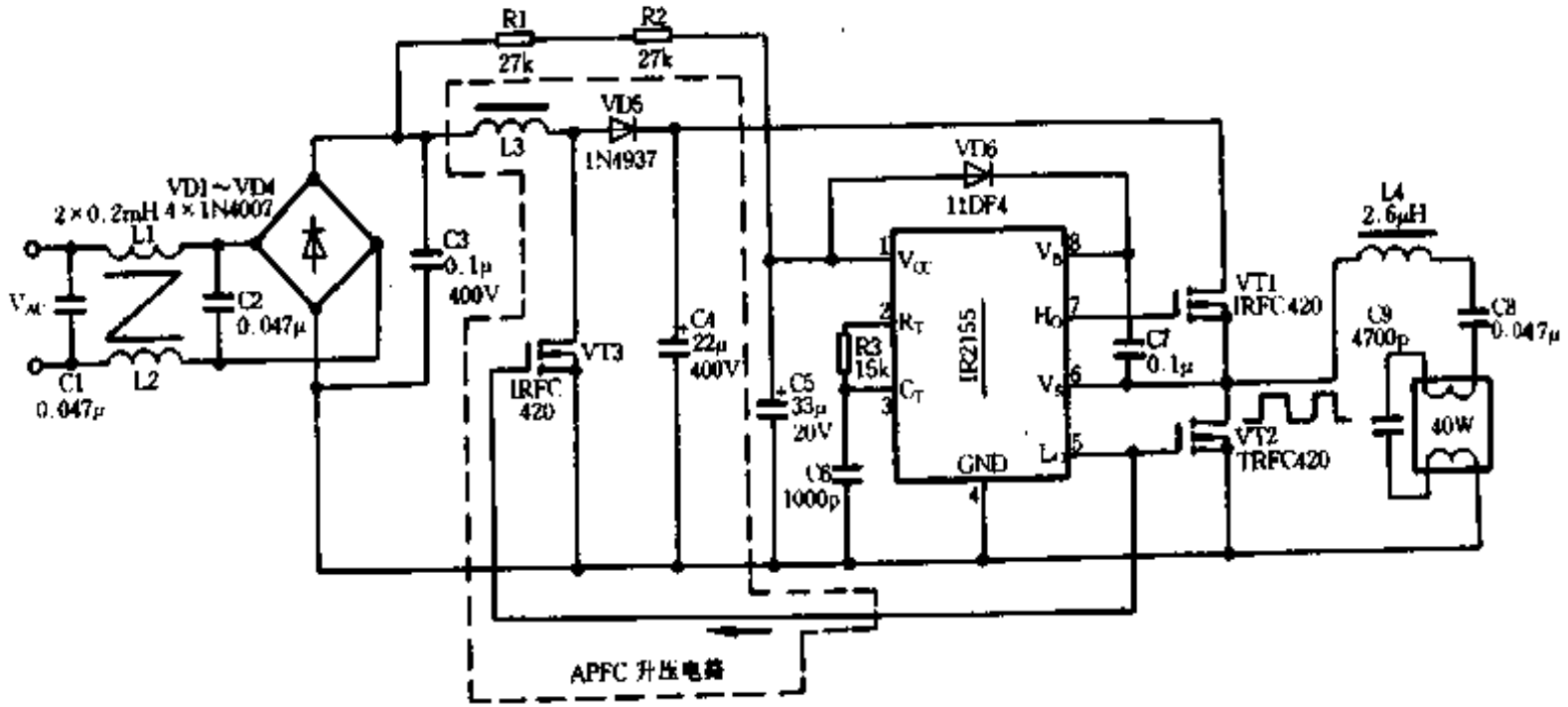


图 8－39　采用自振荡半桥驱动器 IR2155 驱动的 APFC 电路

第九章

荧光灯的启动及其预热启动电路

第一节　荧光灯启动的技术要求

一、荧光灯的启动方式

GB/T 15144 把荧光灯启动方式分为两类：一类是预热启动，另一类是非预热启动。所谓预热启动，是指灯电极被加热至电子发射温度后灯才能触发启动。非预热启动是指灯电极不需加热，利用高开路电压引起电极场发射使灯触发启动。非预热启动属于一种硬启动，在启动时间上系快速启动或即时启动。非预热启动一般只适用于冷阴极辉光放电灯。在 IEC81－84 标准中的"不用启动器非预热式系列"的直管形荧光灯，也属于硬启动。但这种灯启动时灯两端的瞬时开路电压并不是很高，原因就是在灯内部放置了一条辅助启动带。

目前广为流行的直管形荧光灯和稀土节能灯都属于阴极预

热启动型的电光源。在许多关于电子镇流器的广告和宣传报道中，常把“一点即亮”的快速启动方式作为其优点来宣扬，其实这对于阴极预热式荧光灯电子镇流器来说，“一点即亮”恰恰是一大缺陷。灯在硬启动之前，阴极周围的空间电荷非常稀薄，快速启动对灯阴极和灯管两端同时施加开路电压和阴极电流，阴极发射材料远未达到高于700℃的热电子发射状态，而高电压又不可能在极短的时间内将灯管击穿，灯必然要承受一段辉光放电时间再过渡到弧光放电，导致阴极发射物质的严重溅射，使灯管两端灯丝周围的管壁出现早期发黑，造成灯使用寿命的缩短。用同一厂家生产的同一批次的16W2D型节能灯分别做硬启动和预热启动冲击试验，试验条件为：灯启动点燃60秒钟后关断，灯熄灭120秒钟后再次启动，如此周而复始，直至灯不能再启动点燃为寿终，两种启动方式下的启动次数比较见表9－1。

表9－1　　两种灯启动方式启动次数比较

硬启动		软启动	
灯管号	启动次数	灯管号	启动次数
#1	9816	#1	22734
#2	10516	#2	19635
#3	9100	#3	16284
#4	9842	#4	19361
#5	7325	#5	18576
#6	8116	#6	20060
#7	6866	#7	16882
#8	8546	#8	19004
平均值	8765	平均值	19067

从表9－1所列出的结果可见，快速启动与阴极预热启动比较，启动次数要低1倍以上。由此可知，对阴极预热式荧光灯采用非预热硬启动方式，会对灯使用寿命造成严重影响。

荧光灯气体放电的着火条件遵循巴那定律。点火电压由放电灯管的极间距离、管内的气体压力、气体的种类和阴极性质等因素所决定。对于同一个荧光灯来说，两种启动方式在灯电极之间距离、气体种类和气体压力这三个条件上都是一样的，所不同的是阴极性质。灯在非预热启动以前没有电子发射，而灯在预热启动过程中由于阴极通过预热后具备了良好的电子发射条件，所以预热启动的启动电压要比非预热启动低得多。表9－2列出了两种启动方式下最低启动电压(峰值)测量结果比较。

表9－2中的最低启动电压是指灯启动瞬间灯两端的开路电压，并非是镇流器AC输入电源电压。

表9－2　　两种启动方式下的最低启动电压比较

管　型	管　号	硬启动	预热启动	
		最低启动电压(峰值)	最低启动电压(峰值)	预热电流
2D－16W	#1	495V	280V	200mA
	#2	730V	410V	
	#3	710V	400V	
2D－28W	#1	540V	395V	400mA
	#2	500V	335V	

二、荧光灯启动的技术要求

GB/T 15144规定：镇流器与荧光灯配套工作，在电压为额

定电源电压 90% ~ 110%、环境温度为 10 ~ 35℃时使灯满意地启动;环境温度为 10 ~ 50℃时使灯正常工作;灯在正常情况下使用时,镇流器应使灯启动,且不得对灯性能造成危害。

从目前国产电子镇流器与荧光灯配接后的启动情况看,在5℃以上的环境温度下,交流输入电源电压在 150V 时,都可以启动。在 25℃下,大多数镇流器在 120V 的电源电压下,灯启动也是没有问题的。但是,是否能"使灯满意地启动","且不得对灯性能造成损害",这并非是所有电子镇流器都能达到这一技术要求的。

对于非预热启动的电子镇流器,造成灯两端发黑而过早损坏的原因之一,是在灯启动过程中产生持续时间过长并且幅值过大的辉光放电电流。为了减小辉光放电电流的破坏,必须确保提供的开路电流为最小值,而且镇流器应能驱动灯迅速通过此阶段不致导致重复启动使时间超过 100ms。

对于预热启动方式的荧光灯交流电子镇流器,通常采用控制阴极电流进行预热或控制阴极电压进行预热两种型式来提供预热阴极灯的启动。无论是采用哪一种方式的启动,都必须满足下列要求:

a. 在阴极达到电子发射状态之前,灯两端或灯与启动辅助装置之间的开路电压应保持在低于导致阴极受损害的灯辉光电流的水平;

b. 当阴极在达到发射状态之后,开路电压应足够高,可使灯迅速启动而无须重复多次才启动;

c. 当阴极已达到发射状态时,若开路电压需升高后才能使灯启动,则开路电压从低到高的转变过程,必须在阴极仍处于发射温度期间完成;

d. 在阴极预热阶段,预热电流或预热电压不得过大或过

高，而使阴极上发射物质因过热而受损害，并且阴极预热的最短时间至少 0.4 秒。

此外，采用多只灯串联的线路中，若采用启动电容器来分流多灯组合体的部分电流，同时对未经分流的灯施满开路电压，则启动电容的容量值同发生于启动初期的辉光电流有关，应使启动电容器的容量值同启动的顺利程度以及灯与镇流器的其他工作特性之间求得平衡。

电子镇流器对灯阴极的预热时间不小于 0.4 秒，只是预热启动的要求之一。灯阴极预热启动必须同时满足开路电压、预热电流和预热时间三个方面的技术要求。灯阴极预热启动与集成电路的软启动或延时启动并非同一概念。尽管它们之间存在相似之处，但启动的具体内容及其要求并不相同。

第二节　荧光灯阴极预热启动电路

荧光灯阴极预热启动电路原理图如图 9－1 所示。图 9－1 中，S2 是作为开关使用的预热启动器。在交流电源接通后，电流通过灯丝进行预热。在阴极发射材料达到热发射状态之后，S2 断开，在电感器 L 中则产生一个幅值很高的电动势，与交流电源一起，施加于灯管两端将灯启动点燃。当灯点燃工作后，灯阴极不再被加热。这种预热启动方法在传统的电感式镇流器中已经应用了半个多世纪，人们并不陌生。

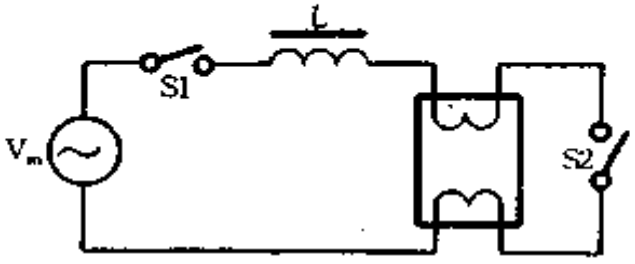


图 9－1　荧光灯预热启动电路原理图

荧光灯交流电子镇流器与灯配套工作时，预热启动有 PTC 热敏元件预热、热继电器预热和电子电路预热等数种方法。其中，PTC 热敏电阻预热方法，在我国应用比较普遍。

一、PTC 热敏电阻组成的预热启动电路

1. PCT 热敏电阻的电阻—温度特性

PTC 热敏电阻具有正的温度系数。电子镇流器对荧光灯阴极预热启动用 PTC 热敏电阻，是一种典型的开关型热敏元件。图 9－2 为普通荧光灯预热用 PTC 热敏电阻的电阻—温度特性曲线。由图可知，在室温下，PTC 热敏元件的电阻值较小。生产厂家给出的标称电阻值，是在 25℃时，采用引起电阻值变化不超过 0.1% 的测量功率所测的电阻值，一般用 R_{25} 表示，单位为 Ω。荧光灯预热用 PTC 热敏电阻，标称电阻值一般为 80～3000Ω。当 PTC 热敏电阻的温度达到临界点温度(TC)时，阻值则急剧增加。这个临界点温度，则称为居里点或拐点。荧光灯阴极预热用 PTC 热敏电阻，居里点一般为 60～120℃。当温度低于居里点时，PTC 热敏电阻呈低阻导通状态；当温度达到居里点后，PTC 热敏电阻在电路中则呈高阻阻断状态。利用 PTC 热敏电阻对灯阴极预热，具有体积小、成本低和线路简单等优点。

2. 由 PTC 热敏电阻组成的预热电路

由 PTC 热敏电阻组成的荧光灯预热电路如图 9－3 所示。PTC 热敏元件用作灯阴极预热基于其热敏特性，在电路中可起开关作用。

在图 9－3(a)中，当电子镇流器的高频变换器输出的高频电压 V_{HF} 施加到灯管两端后，由于 PTC 热敏电阻 R_T 在室温下的阻值远低于电容 C2 的阻抗，通过灯丝的预热电流流经 R_T 形成

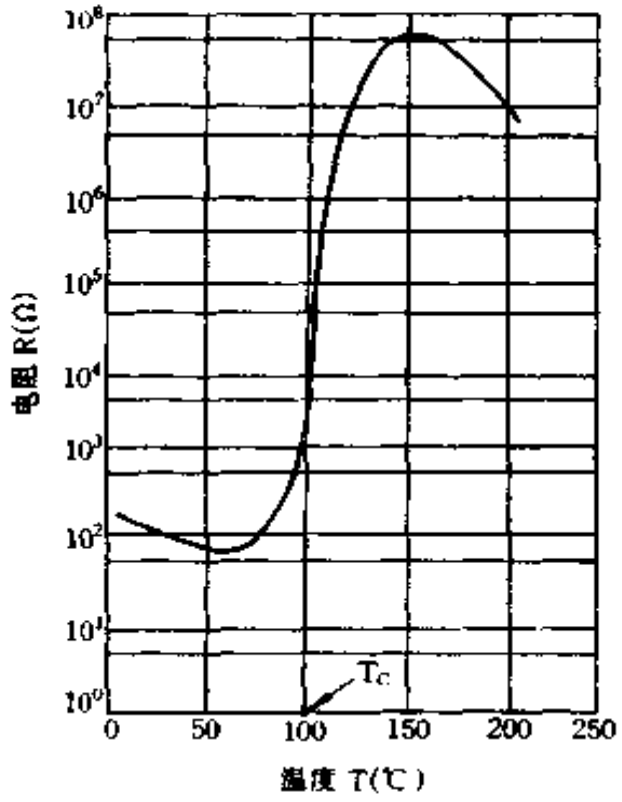


图 9-2 PTC 热敏电阻的电阻—温度特性曲线

回路加热灯丝。约经 0.4～1.2s 后，由于电流的热效应使 R_T 的温度升高到居里点，R_T 阶跃到高阻状态，近似开路，灯丝预热电流通过 C2，于是立即引起 L、C1 和 C2 组成的 LC 串联电路发生谐振，在 C2 两端产生一个高电压将灯一次性点火成功。由于 $C_1 \gg C_2$，LC 串联谐振时的频率主要由 L 和 C2 的数值决定。通常 $C_1 = 0.047 \sim 0.1\mu F$，$C_2 = 2200pF \sim 0.01\mu F$。灯管功率越大，C2 的容量一般也越大。当然，C2 的容值还与电感扼流圈 L 的数值与灯工作电流和灯工作电压等参数有关。

在图 9-3(b)中，$C_3 \gg C_2$，C_3 一般为 0.01～0.1μF，对于高频预热电流的阻抗较小，所以灯预热电流几乎全部通过 R_T、C3 支路。当 RT 跃变到高阻阻断状态后，预热电流全部通过 C2，LC 串联电路立即发生谐振，将灯启动引燃。

在图 9-3(c)中，一般 $C_2 = 0.01 \sim 0.1\mu F$，$C_3 = 3300pF \sim 0.01\mu F$。对于 30W 以下的电子节能灯，C3 一般为 3300pF～4700pF/630V。在灯预热期间，RT 相当于短路，预热电流流经 C2 和 RT。当 RT 温度升高到居里点后，阻值迅速升高到 10MΩ 以上，预热电流通过 C2 和 C3，立即引起 LC 串联谐振，在灯管两端施加一个非常高的谐振电压，将灯管击穿导通而引燃。

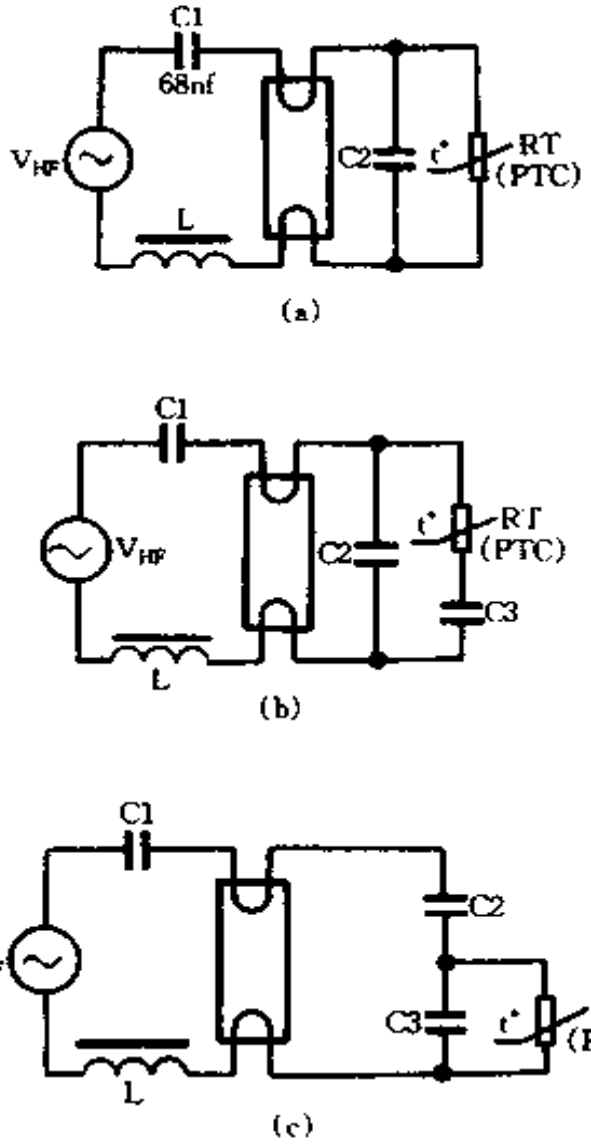


图 9－3　由 PTC 热敏电阻组成的荧光灯预热启动电路

3. PTC 热敏电阻的选用

PTC 热敏电阻适用于 40W 以下荧光灯的阴极预热。PTC 热敏电阻的电特性参数必须与电子镇流器配套荧光灯相匹配。如果 PTC 热敏电阻选用不当，预热电流、预热时间和开路电压等就不能符合规定要求，甚至会出现灯不能启动或导致 PTC 热敏元件烧坏。

目前国内有很多厂家生产荧光灯电子镇流器预热启动用

表 9－3　　荧光灯预热启动用 PTC 热敏电阻主要型号、参数及生产企业

型　号	居里点温度(℃)	常温电阻(Ω)	耐电压(V_{AC})	功耗(W)	尺寸(mm)	适用灯功率(W)	生产企业
SPMZ4	50～80	100～5k	≥600	0.1	φ4×3	5～18	深圳新三宝电子公司
SPMZ5				0.2	φ5×3	10～20	
SPMZ6	50～120			0.3	φ6×3	10～30	
SPMZ8		50～500		0.4	φ8×3	30～45	
DMZ4	75～110	50～5k	≥650	≤0.15	φ4×3	5～18	深圳双鼎电子有限公司
DMZ4H					φ4×4		
DMZ6				≤0.25	φ6×6	10～30	
DMZ6H							
MZ605	50±5	100～1k	650	<0.25	φ5×3	10～20	深圳金科特种材料有限公司
MZ607	75±5		1000		φ5×5	10～30	
MZ608	80±5						
MZ64－1A	60	10～2k	650	<0.2	φ4.0	≤20	南京科敏电子电器厂
MZ64－1B	70					≤20	
MZ64－1C	80					15～25	
MZ64－2A	60	100～800	1000	<0.4	φ6.5	25～40	
MZ64－2B	70					25～40	
MZ64－2C	80			<0.5		30～40	

续表

型　　号	居里点温度(℃)	常温电阻(Ω)	耐电压(V_{AC})	功耗(W)	尺寸(mm)	适用灯功率(W)	生产企业
MZ4 - M800RM1600	80 ± 5	800 ± 20%	600	/	φ3 × 3	7 ~ 15	浙江桑尼电子有限公司
MZ4 - 800RN1600		500 ± 30%				16 ~ 20	
MZ4 - 300RN2600		300 ± 30%				5 ~ 20	
MZ4 - M150RN2600	60 ~ 85	150 ~ 650			φ4 × 2.5	5 ~ 30	
MZ4 - L150RN2600	30 ~ 65	150 ~ 1.6k				5 ~ 30	
MZ4 - L100RN2600	60 ± 5	150 ~ 500				12 ~ 32	
MZ4 - L100RN3600		100 ~ 500			φ6 × 2.5	20 ~ 40	
MZ21 - 1	50 ~ 70	100 ~ 300	600	≤0.3	φ3 × 3	≤20	浙江东阳市三星电子公司
MZ21 - 2		300 ~ 600					
MZ21 - 3		600 ~ 900					
MZ21 - 4		900 ~ 1.2k					
MZ22 - 1	50 ~ 70	50 ~ 100	650	≤0.5	φ6 × 4	20 ~ 40	
MZ22 - 2		100 ~ 300					
MZ22 - 3		300 ~ 600					
MZ22 - 4		600 ~ 900					
MZ23	50 ~ 70	100 ~ 300	650	≤0.8	φ8 × 4	≥40	

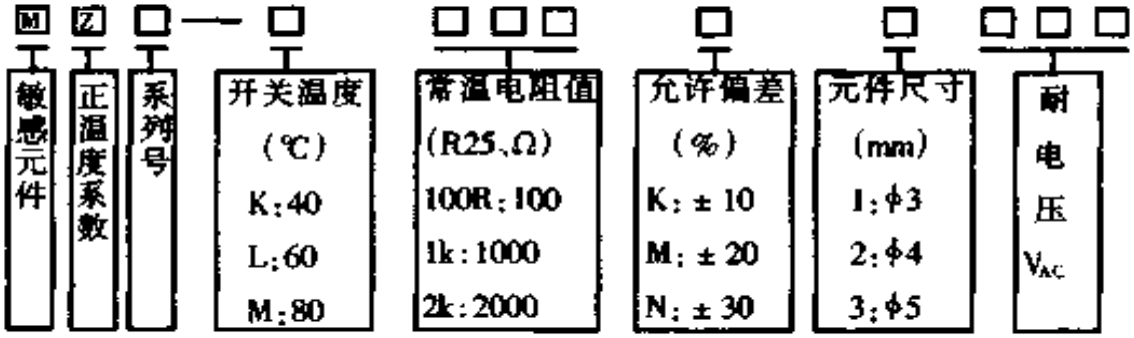
续表

型　号	居里点温度(℃)	常温电阻(Ω)	耐电压(V_{AC})	功耗(W)	尺寸(mm)	适用灯功率(W)	生产企业
MZ41－04B1K25M630	60	250±20%	630	<0.5	φ4	10～40	鞍山中辽电子有限公司
MZ41－04B1K45M630		450±20%		<0.4			
MZ41－04B1K70M630		200±20%		<0.3			
MZ41－04B1K0M630		1k±20%	800	<0.3			
MZ41－05B1K70M630		700±20%		<0.3	φ5		
MZ41－08B1K22P800		220±20%		<0.5	φ8		
MZ41－08B1K46M800		450±20%		<0.3			
MZ41－08B3K22M800	80	220±20%	800	<0.5		20～40	
CMZ605－1	50±5	300±30%	1000	<0.5	φ5×5	30～40	深圳创好电子有限公司
CMZ605－2		150±30%		<0.5	φ8×5	70～80	
CMZ605－3	75±5	500±30%	650	<0.1	φ3×3	5～15	
CMZ607－1		200±30%		<0.1	φ3×3	10～20	
CMZ607－2		500±30%		<0.5	φ5×3	15～25	
CMZ607－3		300±30%		<0.5	φ5×3	20～30	
MZ11A	50	100～3.3k	>600	≤0.5	φ6×5	10～40	威海环翠电子材料厂
MZ11B－1	75				φ4×5		
MZ11B－2					φ6×5		
MZ11B－3		100～680			φ8×5		
MZ11K		100～1.5k			9×5×11		
MZ11C	120	100～680			φ6×5		

PTC 热敏电阻。表 9－3 给出了荧光灯(含节能灯)预热启动用 PTC 热敏电阻主要型号、参数及生产企业。

国产 PTC 热敏电阻存在的突出问题仍然是一致性和可靠性较差。但与几年前比较，荧光灯预热启动用 PTC 热敏元件不论在品种上还是在质量上都有较大的提高，有些产品已达到国际先进水平，而价格已降至很低。用廉价的 PTC 热敏电阻作为预热元件，在电子节能灯应用中将成为主流。

目前国产 PTC 热敏电阻型号比较繁杂，有些厂家根据国家有关标准制订了本企业产品型号的命名方法。在表 9－3 列出的 PTC 热敏电阻型号中，共同点就是都含有(汉语拼音)字母“MZ”。其中，“M”表示敏感元件；“Z”为正温度系数热敏电阻。其它字母和数字所代表的含义，可参考生产厂家的产品型号说明。例如，浙江桑尼电子有限公司生产的 PTC 热敏电阻，产品型号命名方法如下：



只要搞清了产品型号命名方法中各部分字母和数字所代表的含义，就可知道产品的主要电参数。例如：对于 MZ4－L100RN3600 型 PTC 热敏电阻，代表 MZ4 系列，居里点为 60℃，常温电阻为 100Ω，容差为 ±30%，元件直径为 φ3mm，耐电压为 AC600V。很显然，型号如此冗长，很难全部打印到产品上。由于节能灯用 PTC 热敏电阻体积很小，即使只打印“MZ4”三个字母和数字，往往也是难以做到的。

电子镇流器与荧光灯的环境温度和电路参数不同，对同一个 PTC 热敏电阻，其预热时间和预热电流等参数也是不相同的。若需要调长预热延时时间，宜选择居里点高一些和尺寸大一些的 PTC 热敏元件。若荧光灯功率较大，则应选用功耗和尺寸大一些和标称阻值低一些的 PTC 热敏元件。

二、利用频率调制(FM)技术实现预热启动

对于串联谐振式荧光灯电子镇流器来说，输出端灯电路中与灯管串联的扼流圈阻抗是频率的函数。在灯启动期间，输出频率不同，扼流圈阻抗也就不同，灯启动和启动之后的波形及其大小也不会一样。频率与波形的调整，往往可以利用智能型 IC 很容易实现。

图 9－4 所示为 ML4830 电子镇流器控制与驱动 IC 的预热启动电路框图。在接通电源之后，ML4830 加电导通，电容 C(X)被充电，充电电流设定为 $I_{R(SET)}/4$ 或者 $0.625V/R_{(SET)}$。C(X)初始电压为 0.7V(V_{BE})。在 C(X)上的电压由 0.7V 上升到 3.4V 的时间，为灯阴极预热时间。此过程中，IC 内振荡器充电，充电电流为 $2.5V/R_{(SET)}$，IC 将输出一个高频(或低占空比)，不能在灯管两端产生一个足够的电压使灯启辉点燃。在灯阴极预热之后，IC 振荡器输出频率降至最低值(f_{min})，此时将会在灯管两端产生一个高压使灯启动。如果由某种因素使灯启动失败，或灯虽能启动但在启动后灯两端电压不跌落，IC 将切断 C(X)的充电电流，C(X)通过 R(X)放电。此时为避免灯产生过热，IC 自动关断振荡器输出。当 C(X)上放电电压降至 1.2V 时，IC 将会重新启动荧光灯。ML4831 使荧光灯预热启动时间为 0.6～1 秒，典型值是 0.7 秒。

当荧光灯启动失败或灯管从插座中脱落时，ML4830 则切断

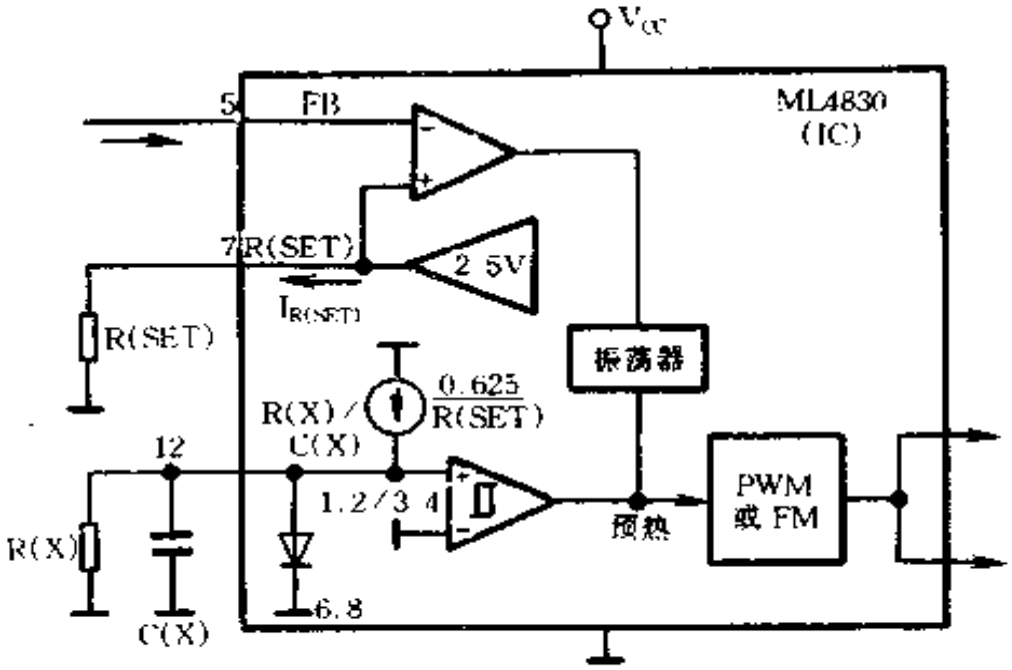


图 9－4　ML4830 预热启动电路框图

其输出。在延时 3 倍于启动间隔之后，灯被重新启动。ML4830 可利用变频或变化 PWM 实现调光控制。ML4830 控制灯启动和重新启动定时图如图 9－5 所示。ML4830 对荧光灯从辉光到等离子体导电设定的相关波形如图 9－6 所示。

韩国三星公司生产的 KA7531 电子镇流器控制及驱动 IC，对荧光灯具有三步软启动功能。当 IC 导通之后，用 17μA 的电流对电容 C_S 充电，如图 9－7(a)所示。约经 1.1 秒后，C_S 上的电压上升到 4.3V。此过程中，IC 首先输出 70kHz 的高频电流对灯阴极预热，时间为 0.7 秒，尔后经 0.4 秒，IC 输出频率降至 50kHz 的工作频率，如图 9－7(b)所示。当荧光灯阴极预热电流频率下降时，在灯管两端产生一个高电压使灯启动。

利用 IR2155 半桥自振荡 MOS 栅极驱动器 IC 也可以实现荧光灯的分步预热启动，原理同样基于变频技术对于镇流器输出端 LC 串联谐振电路中元件阻抗的改变，从而使灯启动先经过阴极预热阶段，尔后再点火引燃。

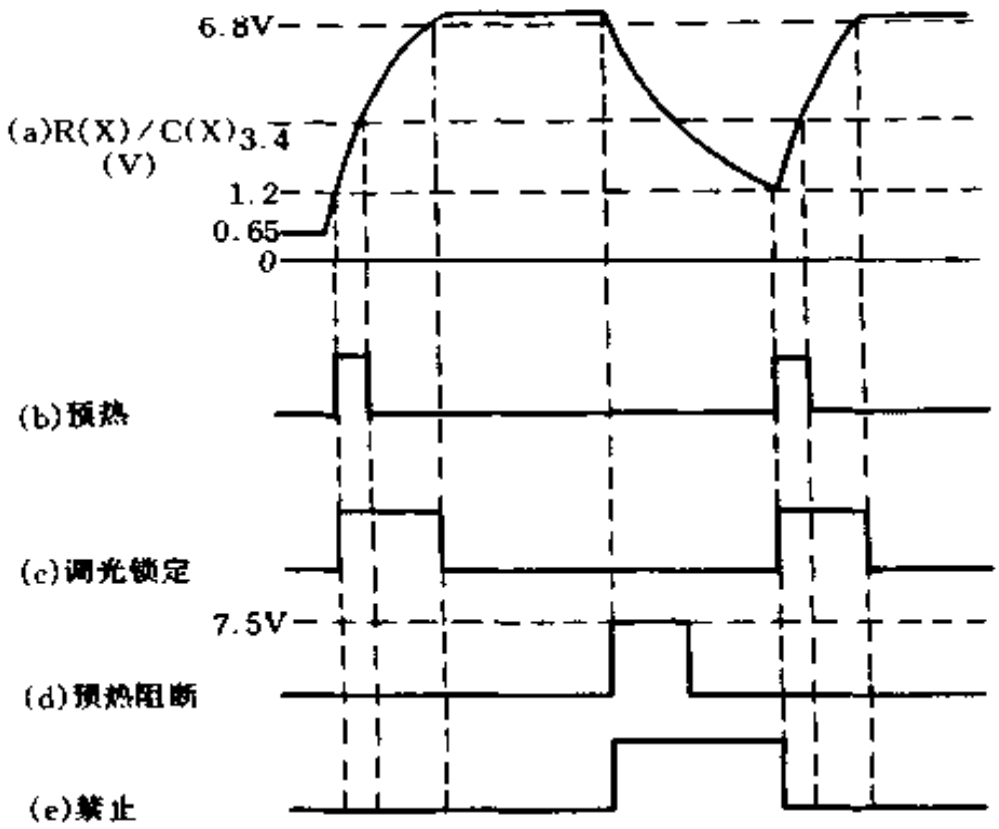


图 9-5　ML4830 控制灯启动及重新启动定时图

IR2155 内部有一个与 NE555 时基电路相同的振荡器，振荡器频率由定时元件 R_T 和 C_T 数值所决定：$f_{SOC} \approx 1/1.4 \cdot R_T \cdot C_T$。在非预热启动方式中，$R_T$、$C_T$ 的连接如图 9-8(a)所示。图 9-8(b)所示为变频预热启动电路原理图。在图 9-8(b)中，当 IC 加电开始工作时，开关 S1 关断，C_T 与 C1 串联容量值小于 C_T，振荡频率较高，对灯阴极先进行预热。当阴极预热阶段完成之后，S1 闭合接通，振荡频率完全由 R_T 和 C_T 决定。由于 C_T 容量值大于 C_T 与 C1 串联的容量值，在 S1 接通后的振荡频率变低，由于 LC 电路发生串联谐而产生一个高电压将灯启动。

图 9-8(c)所示是实际的预热启动电路。图中，VT1 用作开关。灯阴极预热时间主要由 R1 和 C2 的数值决定。当 IC 加电开始工作时，VT1 处于关断状态，IC 输出 45～50kHz 的高频对灯

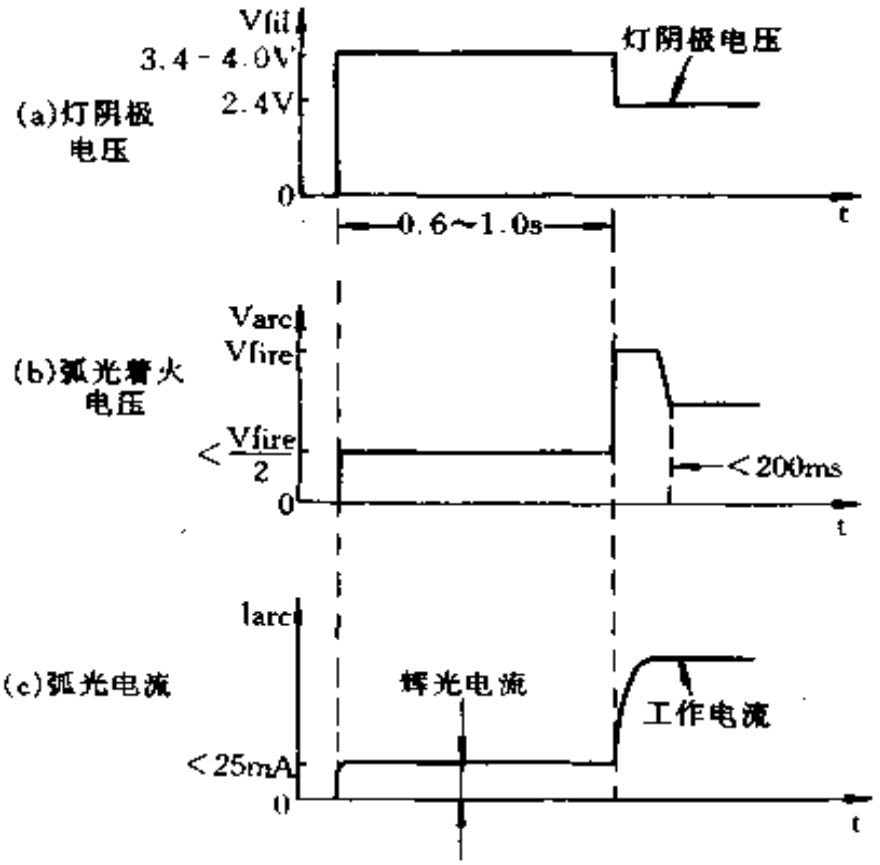


图 9－6　ML4830 对荧光灯从辉光到等离子体导电设定的相关波形

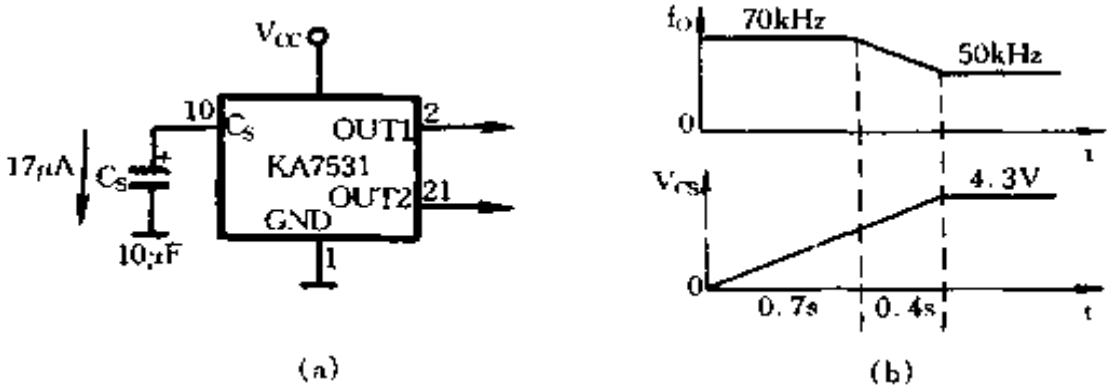


图 9－7　KA7531 对荧光灯三阶软启动相关电路及曲线

阴极预热。通过 R1 的电流对 C2 充电，只要 C2 上电压达到齐纳二极管(VD1)的击穿值后，VT1 则导通，IC 输出频率下降至约 35kHz，灯被启动点燃。

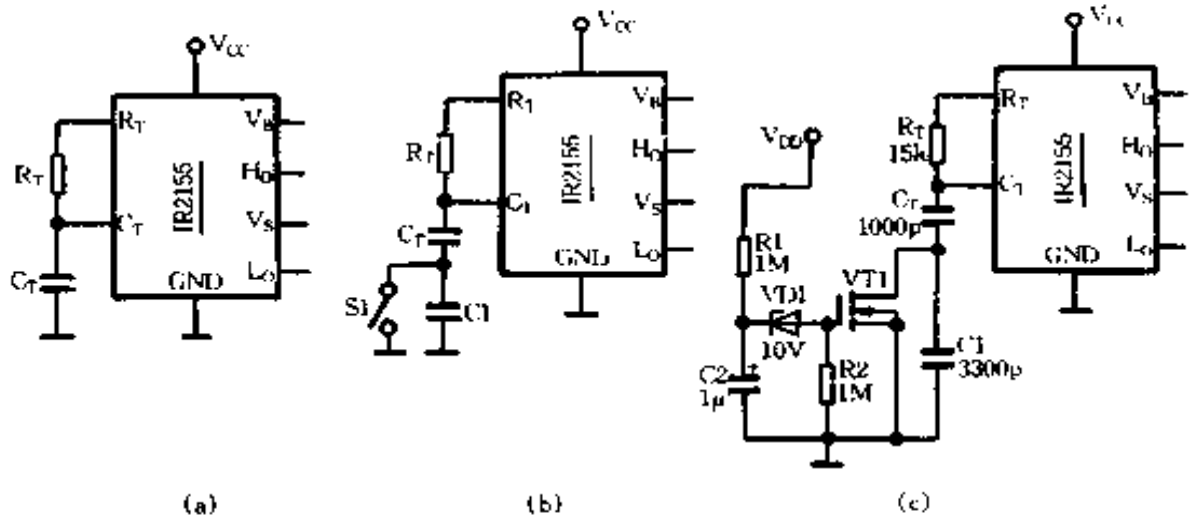


图 9－8　IR2155 驱动 IC 对荧光灯预热启动电路原理图

变频预热启动技术的可靠性较高，适用于 30W 以上较大功率的荧光灯电子镇流器。

第十章

电子镇流器的保护电路

第一节　电子镇流器的异常状态

电子镇流器与荧光灯配套工作，由于荧光灯安装错误或在荧光灯使用过程中因某些原因出现各种非正常情况，这时电子镇流器不能因此而损坏。异常状态出现后若更换新灯，镇流器应仍能继续使用。在 GB15143－94《管形荧光灯用交流电子镇流器一般要求和安全要求》标准中，将异常状态归纳为下列几种情况：

a. 一个灯或几个灯中的一个没有接入；

b. 灯因一个阴极损坏而不能启动；

c. 虽然阴极电路是完整的，但灯不能激活（即不能启动）；

d. 灯工作，但阴极中的一个是去激活或出现整流效应；

e. 启动器开关短路。

GB15143 要求“在额定电源电压的 90%～110%之间的任何

电压值的异常条件下工作时，镇流器安全性应不受损害”。

关于荧光灯的整流效应，一般来说不是突发性的，而是缓慢出现的。如果灯管的一个阴极发射的电子多，另一个阴极发射的电子少，且形成明显的不对称，将最终发展成为单向导电。这种现象，被称为灯管的整流效应。一旦荧光灯出现了整流效应，电子镇流器输出的高频电流正、负半周则出现失配，回路中将出现很大的直流电流成分，易导致镇流器损坏。

很明显，异常状态主要是由于灯与镇流器连线脱落、灯管漏气、灯丝熔断不能启动或阴极去活化等引起的，并非指电子镇流器本身所出现的不正常情况。异常状态实际上就是电子镇流器遇到的非正常工作条件。只要荧光灯出现了异常状态，如果电子镇流器不采取相应的措施，会导致电子镇流器损坏。

由于绝大多数电子镇流器采用电流预热式启动电路，如果灯断开，并接在灯管两端的启动电容器也就断开，因而应该不会引起振荡。但是，如果连接灯座的引线较长，线路分布电容较大（从几皮法直到 100pF 以上），往往也会使电路产生振荡，引起镇流器损坏。为此，镇流器与灯座之间的连线不宜过长，以减小分布电容。对于独立式电子镇流器来说，控制其与灯座之间的连线尽可能短一些，是有益无害的。

GB15143 规定，电子镇流器进行工作期间，施以各种异常状态，且各历时 1 小时，在试验期间和试验结束时，镇流器应无损害安全性的故障，也无任何烟产生。异常试验的目的是考核电子镇流器的可靠性与安全性。

第二节　异常状态保护电路

为防止电子镇流器在异常条件下损坏，应采用异常状态保护电路。目前绝大多数与灯分体的独立式电子镇流器中的异常状态保护电路，都是采用非继电器停振保护方式。由于负载电路的任何异常变化必然会反馈到高频变换器电路，当镇流器出现灯不启动异常情况时，在逆变电路输出回路中对异常信号取样，并通过控制电路使振荡器停止工作，从而起到保护作用。在正常状态下，采样信号电平较小，控制电路不起控，因而不会影响镇流器工作。

从异常状态保护电路信号取样方式上看，主要有幅值检测和幅值检测与相位检测相结合的方案。其中，幅值与相位双重检测技术可靠性高，但电路比较复杂。

一、峰值检测型保护电路

图 10－1 所示为用双极型晶体管作为开关的典型峰值检测式异常状态保护电路。在正常状态下，扼流圈 L1 的副绕组中的传感信号经二极管 VD1 整流和电容 C1 滤波，所得到的电压不足以使齐纳二极管 VD2 击穿导通，可控硅 VS 因控制极没有电流触发而关断，晶体管 VT3 截止，异常状态保护电路不起作用。一旦出现灯不启动等异常情况，线路功率往往会超过正常状态下工作时的一倍以上，检测取样信号会使 VD2 击穿导通，VS 随即开通，晶体管 VT3 饱和导通，VT2 基极电位被降低到门限电压以下，于是 VT2 截止，振荡电路停止振荡，因而起到保护作用。

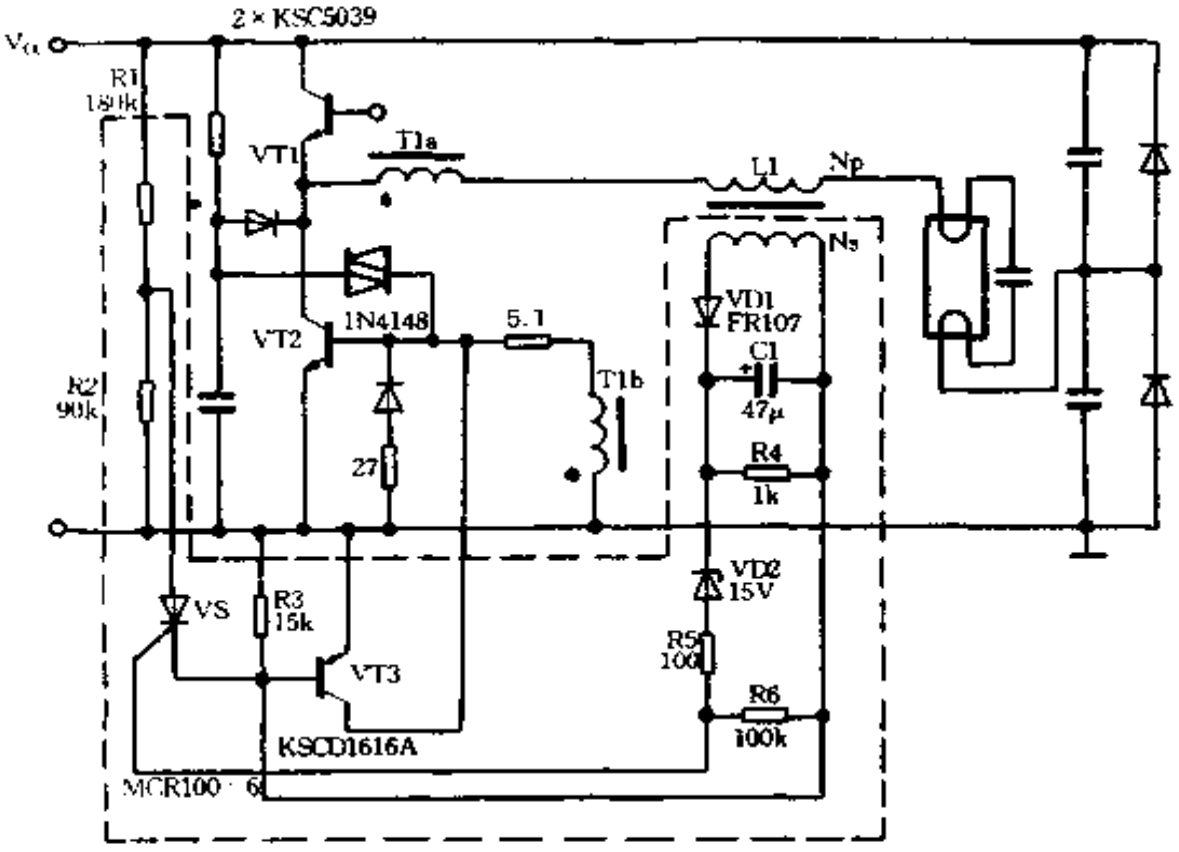


图 10－1　用双极型晶体管作为开关的异常状态保护电路

在正常状态下，镇流器输入电源电压达到允许最大值（如 AC 250V）时，保护电路不应当起控。异常状态保护电路的起控电平由取样线圈（Ns）匝数和齐纳二极管的击穿电压值决定。

用 MOSFET 作为开关的异常状态保护电路如图 10－2 所示。在图 10－2 中，扼流圈 L1 的次级绕组作为传感器。一旦出现异常情况，在电容 C1 上的整流滤波电压会升高到双向触发二极管 VD2 的击穿值（约 35V）以上，VD2 导通，VT3 随之饱和导通，VT2 的栅极电压立即降低到开启门限电压值以下，VT2 截止，振荡电路停止工作。

图 10－3 所示是用可控硅作为控制元件的异常状态保护电路。其特点是异常情况检测采样电路由 R1 和 R2 组成的电压分配器担任。只要出现异常情况，在 R2 两端的电压会使齐纳

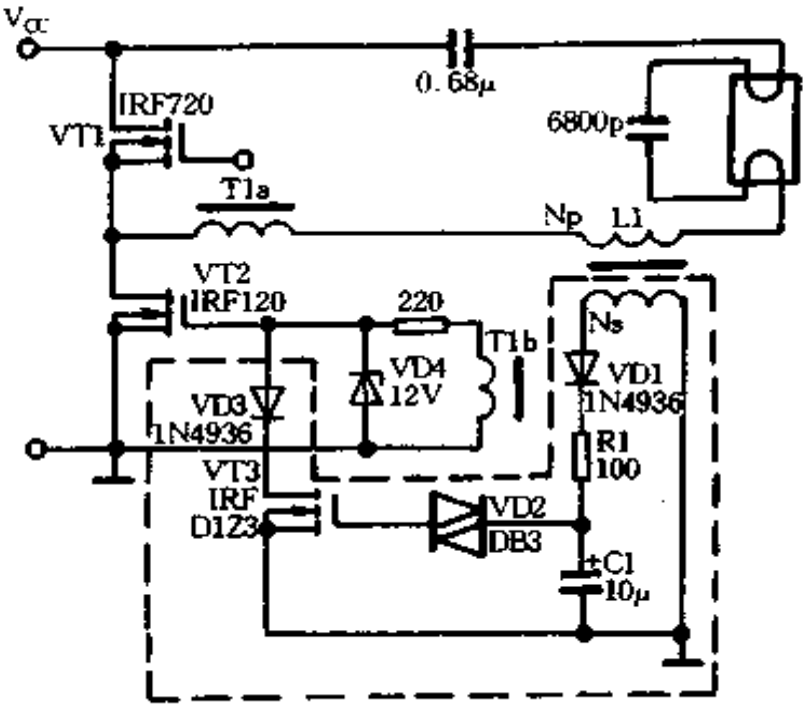


图 10－2　用 MOSFET 作为开关的异常状态保护电路

二极管 VD1 击穿导通，从而导致 VS 导通，VT2 基极驱动电流会通过 VS 流入到发射极(地)，振荡器停振。

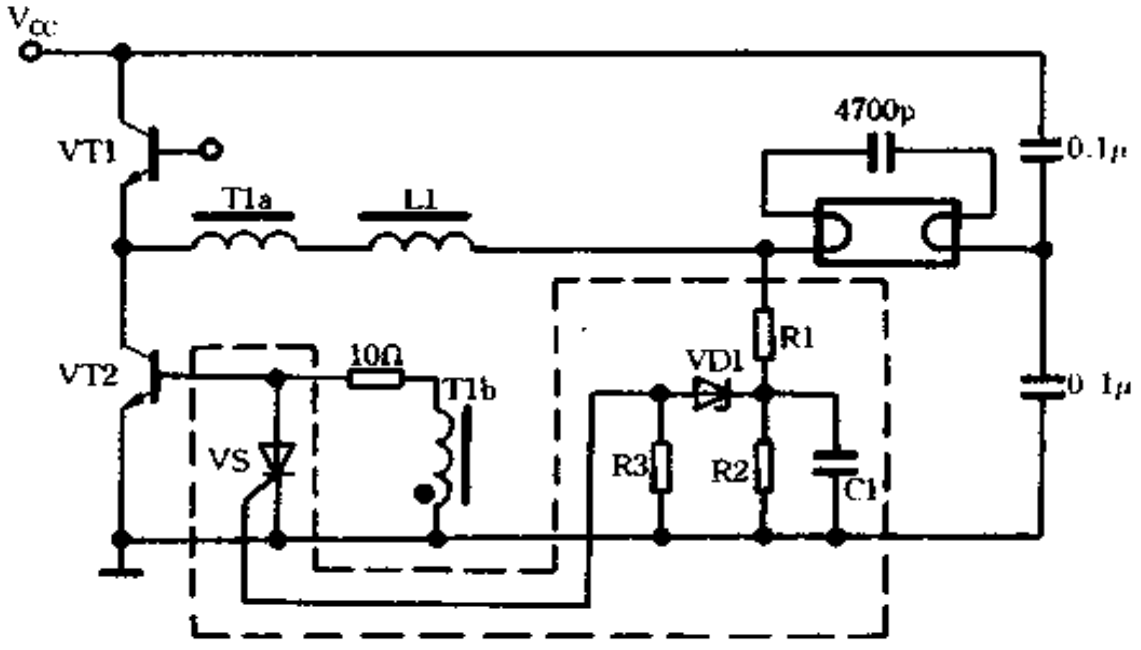


图 10－3　用可控硅作为控制元件的异常状态保护电路

幅值检测式异常状态保护电路还有其他一些型式，但工作原理都大同小异。目前有相当一部分异常状态保护电路处于保护状态后，需断开一次电源，再重新恢复工作，时间数秒钟不等，这是允许的。

二、幅值与相位检测式异常状态保护电路

电子镇流器在异常条件下，往往会产生宽度很窄（约 0.5μs）的尖峰电流脉冲，这就需要高速电压比较器才能检测。为减少电路的复杂性，降低成本，可以考虑电流基频成分的取样检测问题。然而，如单纯采用幅值检测方法，基频幅值常常还未达到正常电流之前就会因尖峰电流损坏电路，所以必须使用相位检测方法，使电路从正常的滞后方式变为超前方式。同时采用幅值检测与相位检测两种方法，则可以覆盖异常状态的各种情况，使镇流器得到可靠的保护。

图 10－4 所示为高强度放电灯电子镇流器脉冲产生、驱动电路及保护电路原理图。

图中，CD4046 锁相环 IC 及其外围元件构成方波振荡电路，振荡频率由 R4、R5、C4 的数值及⑨脚上电平高低共同决定，可以方便地进行调节。由②脚、③脚输出的两路互补对称方波分别经 VT1～VT4 功率放大和脉冲变压器 T2 隔离后，T2 两个次级绕组输出相位相反的驱动信号，分别加至镇流器主电路中接成推挽型式的两个功率开关 MOSFET 的栅--源极（G1－S1、G2－S2）之间，实现对半桥逆变电路的控制。

电压比较器 A1、A2 将来自主电路中的取样信号分别与基准电压 U_A、U_B 比较，由于设定 $U_A > U_B$，故 A1 用作幅值检测，而 A2 则用作相位检测。当异常情况下出现较正常时大得多的电流时，A1 就会输出低电平。对于 A2 来说，不论是正常状态或

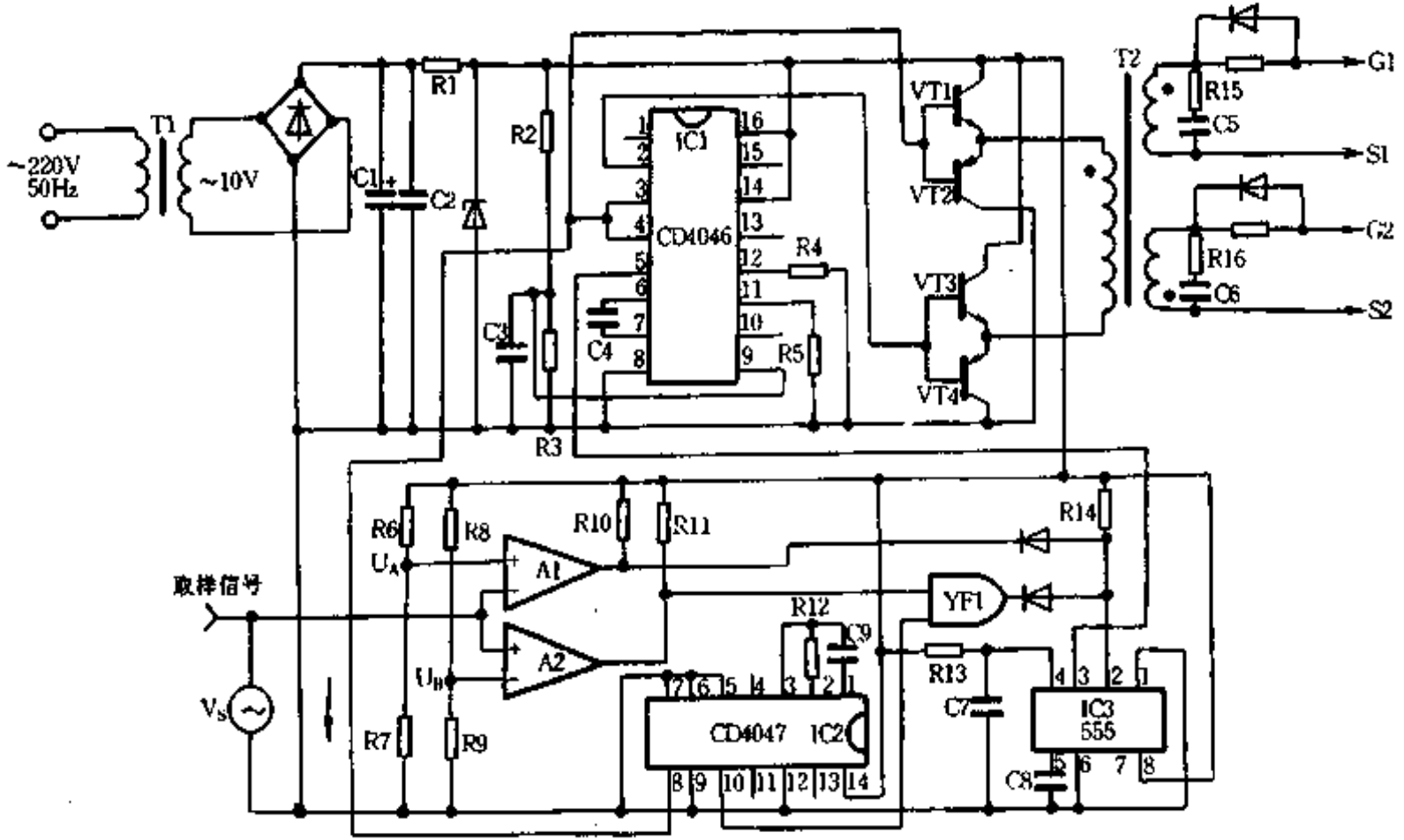


图 10-4　脉冲产生、驱动电路与保护电路原理图

是异常状态，均会产生方波输出，只是相位不同而已。为了检出镇流器逆变电路以超前方式工作，在异常情况下所出现的基频电流比正常时小，但峰值反而比基频分量大得多的窄尖峰脉冲，将来自 CD4046③脚的同步脉冲输入到 CD4047 的触发端⑧脚，其⑩脚输出经与非门(YE1)作用后，则在 1C3(555)②脚产生低电平。CD4047②脚、①脚上的电阻 R12 和电容 C9 决定⑩脚上输出脉冲宽度。时基电路被接成 R-S 触发器，只要其②脚出现低电平，其③脚将出现并保护高电平。IC3(555)③脚输出的高电平加至 IC1(CD4046)的⑤脚，使振荡器停振。由此可见，不论是出现何种异常情况，通过幅值检测和相位检测，均能保证 IC3②脚产生低电平，其③脚产生高电平，从而导致 IC1 停止振荡，切断其驱动输出。采用幅值检测和相位检测相结合的检测方案，对于异常状态保护是相当可靠的。

对于较大功率的独立式电子镇流器，一般都采用控制及驱动 IC。这类集自振荡、控制与驱动等功能于一体的单片 IC，例如 KA7522、ML4830 等，内部都集成有异常状态保护电路，从而可以使镇流器电路简化。

第三节　限流保护

对于较大功率荧光灯电子镇流器，为防止过电流产生过热，损坏元器件，采取过电流保护措施是很有必要的。

一、浪涌电流抑制

在电子镇流器接通电源时，会产生一个比正常工作电流大

数倍乃至几十倍以上的浪涌电流。浪涌电流的产生主要是由滤波电容充电所引起的。在常规的电子镇流器电路中,大多是在输入电路或在全波整流器输出回路中串联一个 NTC 热敏电阻用作浪涌电流抑制元件。但是,NTC 热敏电阻存在两个缺点:

a. 在接通电源瞬间,NTC 热敏电阻在室温下的"冷态"电阻较大,当电流通过时会产生较大的功率损耗;

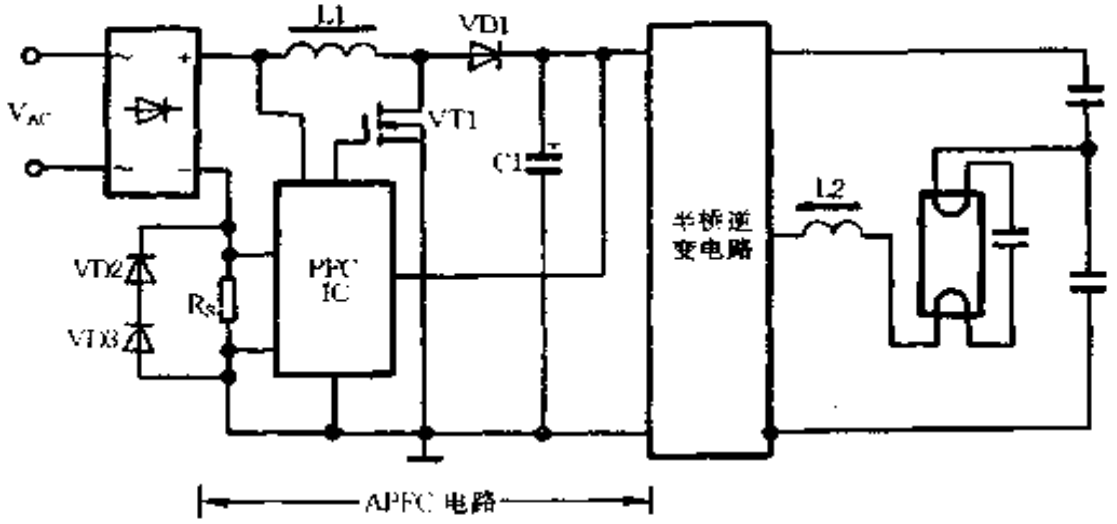
b. 在正常工作中,NTC 热敏电阻的"热态"电阻值较小,温度较高。如在此情况下断开电源,在较短的时间间隔内因需要再接通电源,NTC 热敏电阻由于温度还未来得及下降或者温度降低不多仍呈现低阻抗,因而就起不到对浪涌电流的抑制作用。

为克服 NTC 热敏电阻存在的缺点,可以采用其他浪涌电流抑制措施。

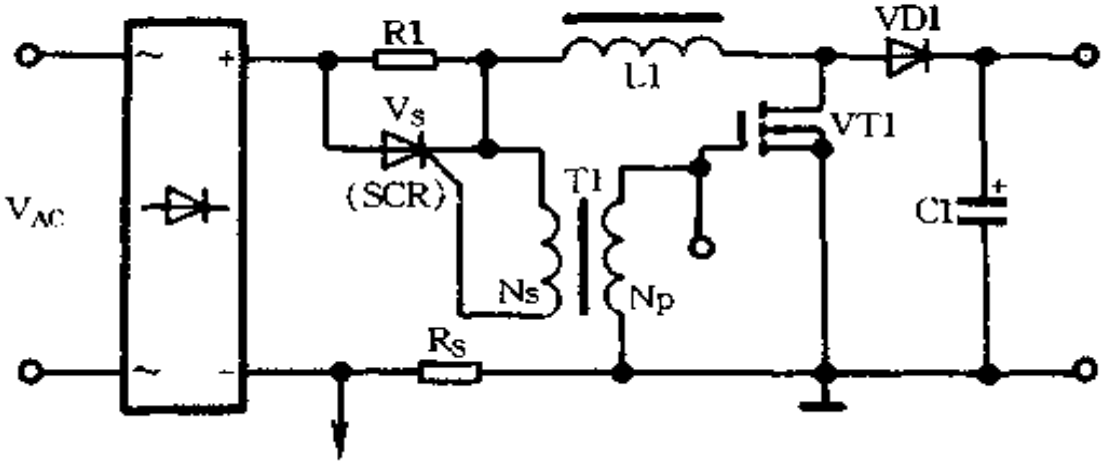
电子镇流器 APFC 预调整器浪涌电流抑制电路如图 10 – 5 所示。

图 10 – 5(a)为二极管钳位浪涌保护电路。R_S 为电流传感电阻,通过 R_S 的电流转换成电压信号输至 PFC 控制器 IC 中的峰值电流限制电路。在 R_S 两端并联两个串接在一起的二极管,当浪涌电流通过时,R_S 两端电压被二极管钳位于约 1.4V,从而保护了 R_S 和 APFC 电路中的功率开关 MOSFET。如果电子镇流器负载功率较低,在 R_S 两端可以只并接一个二极管,使 R_S 两端电压被钳位在 0.7V 左右。此情况下,如果 $R_S = 0.5\Omega$,那么,通过 R_S 的最大电流为 $0.7V/0.5\Omega = 1.4A$。

在图 10 – 5(b)中,固定电阻 R1 串接在桥式整流器正输出线路上,用作抑制浪涌电流。当 APFC 升压变换器启动时,功率 MOSFET(VT1)栅极驱动电压脉冲通过隔离变压器 T1 使可控硅 VS 导通,几乎将 R1 短路,从而有效地减小了浪涌电流通过之后在 R1 上的功率损耗。



(a) 二极管钳位浪涌保护



(b)可控硅浪涌冲击保护

图 10－5　浪涌电流抑制电路

二、过电流保护电路

目前比较流行的过电流保护措施是在电子镇流器输入电路中串接一个保险丝或保险电阻，在过电流条件下会将保险丝或保险电阻熔断，从而切断电源。在较大功率的荧光灯电子镇流器中，往往还必须采用过电流保护电路。

图 10－6 所示为电子镇流器的过电流保护电路。R_S 是电

流检测电阻。只要流经 R_S 的电流达到设定值，在 R_S 两端产生的电压降超过二极管 VD1 的导通门限电压，VD1 则导通，从而触发可控硅 VS 导通，振荡电路中的晶体管 VT2 因集电极电位降低而截止，振荡器停振。这个限流保护电路实际上是一种异常状态保护电路的变异型式。

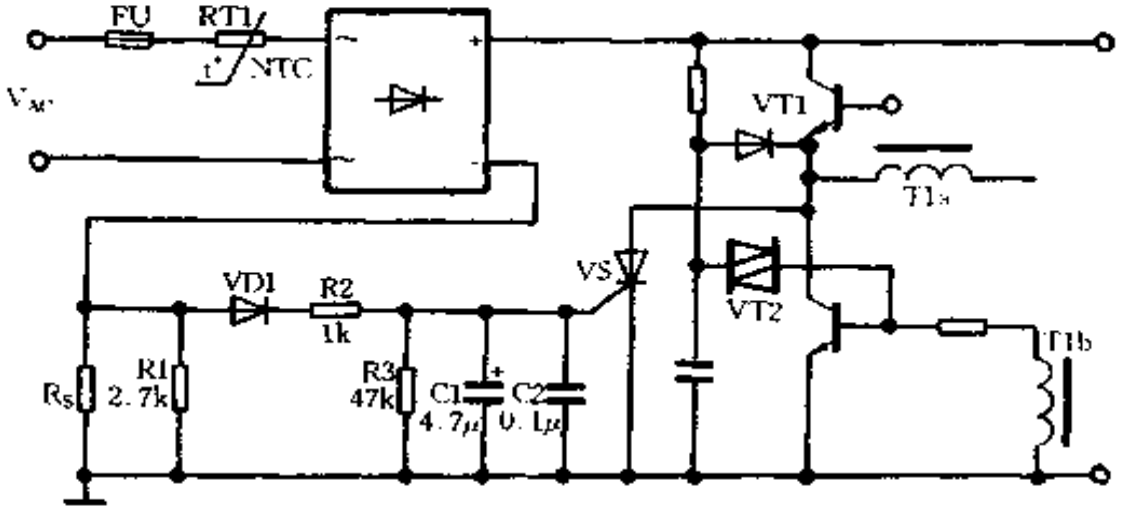


图 10－6　过电流保护电路

由 MSC60028 型 PFC 控制器 IC 组成的限流电路原理图如图 10－7 所示。IC 内设计有独立的运算放大器(OA)，并提供 1.28V 的精密参考电压 V_{REF}。V_{REF}经 R3、R4 电阻分配器分压，连接到运算放大器的反相输入端。流经 VT1 源极电阻 R_S 的电流转换成电压信号，输入到运算放大器的同相输入端。只要在 VT1 导通期间电流达到设定值，IC 就自动切断其输出，从而使 VT1 截止，达到电流限制之目的。

镇流器控制及驱动 IC KA7522 所组成的过电流保护电路如图 10－8 所示。只要通过电流传感电阻 R_S 的电流超过额定允许值，IC⑬脚上电压就会高于其门限电压，从而启动内部电路，切断 IC②脚和⑲脚上的输出，使逆变电路停止工作。KA7522 不仅可以产生高频振荡输出信号，通过变压器驱动 VT1 和 VT2 轮

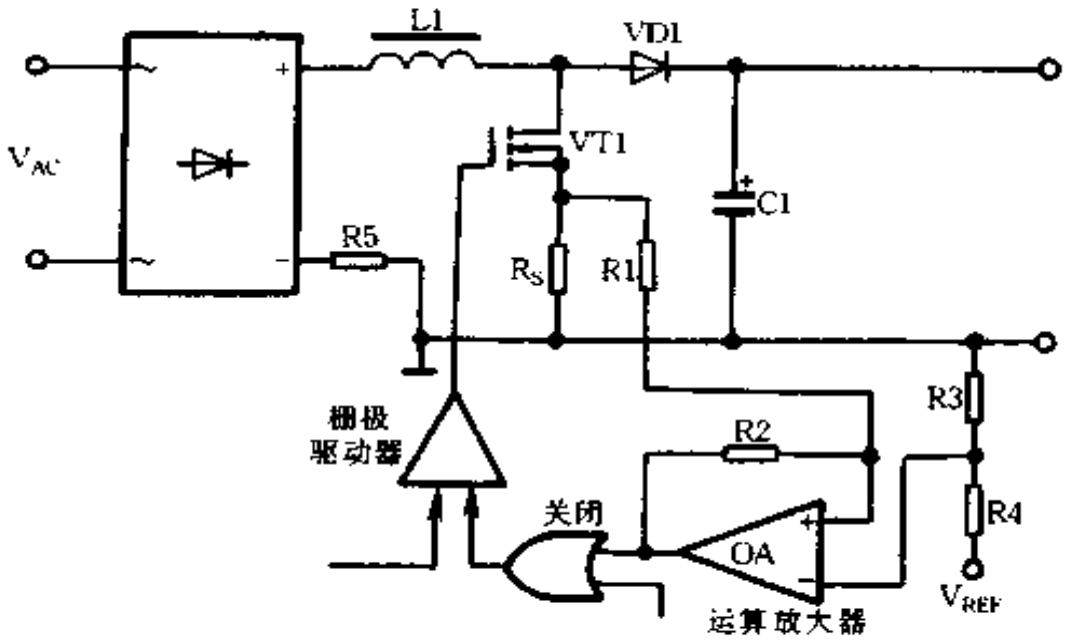


图 10－7　由 MSC60028 型 PFC 控制器
IC 组成的限流电路原理图

流导通，同时还具有三步软启动、过压保护、定温保护及灯未接入和灯不能启动等异常状态保护功能。详见第十三章第三节。

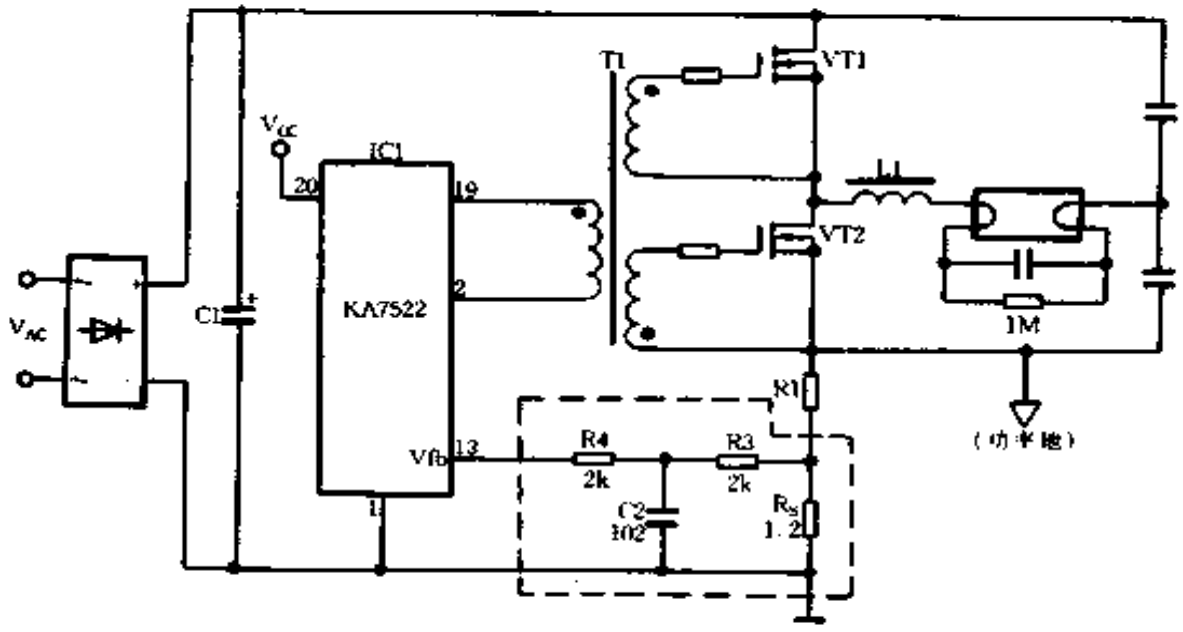


图 10－8　由 KA7522 组成的过电流保护电路原理图

第四节　过电压保护(OVP)

电子镇流器的过电压保护最简单的措施是在输入电路中并联一个氧化锌压敏电阻器。当电网电压出现瞬时尖峰脉冲时，压敏元件可将其削波钳位。当过电压情况比较严重时，压敏电阻器则会击穿导通，甚至会烧坏保险丝，使镇流器得到保护。只要输入电源电压低于压敏电阻器的压敏电压值，压敏电阻器则呈高阻阻断状态。显而易见，压敏电阻的压敏电压值必须高于最高输入交流电压的峰值，并且还应考虑保险系数($K = 1.2 \sim 1.5$)。对于 220V 的工频输入电压，通常选用压敏电压 380～470V 的压敏电阻，而且多数情况下，都选择 470V 的压敏电阻器。

浪涌电压吸收元件还可选用瞬态电压抑制(TVS)二极管。虽然 TVS 二极管的内部结构及机理与压敏电阻器有所不同，但其伏－安特性曲线和保护作用是一样的。

为使电子镇流器的过电压保护万无一失，可以采用专门的过电压保护(OVP)电路。

图 10－9 所示为过电压停振保护电路原理图。在允许 AC 输入电压范围内，保护电路不工作。当 AC 输入电压超过最高允许值(如 260V)之后，在电阻 R1 上的取样电压升高到比较器(IC1)的门限值以上时，比较器输出高电平，二极管 VD1 导通，从而触发可控硅 VS 导通，晶体管 VT3 饱和导通，VT2 截止，振荡器停振，切断镇流器高频输出。比较器可使用 LM339 单片 IC，也可以采用四运放 LM324。

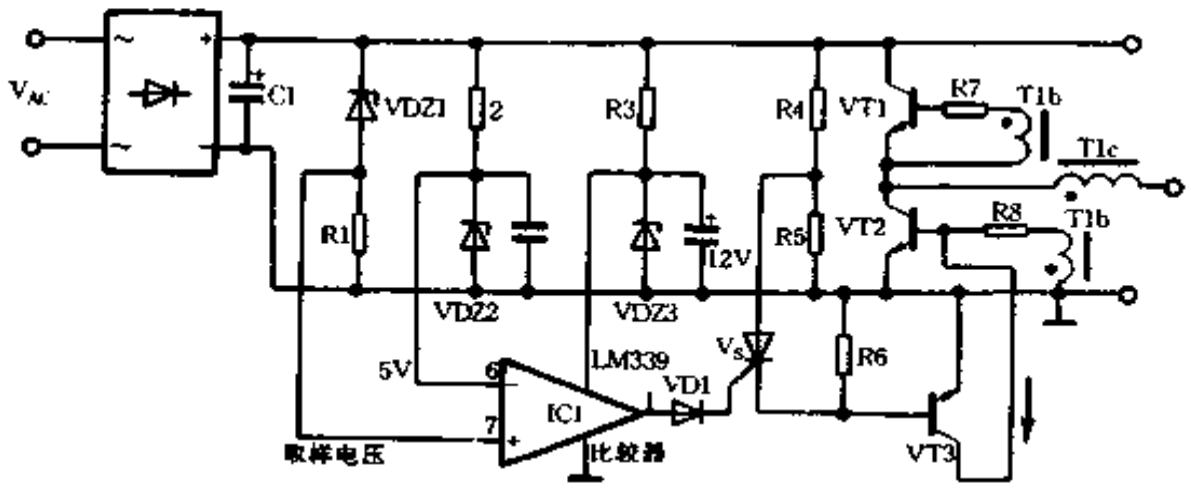


图 10－9　过电压停振保护电路原理图

对于含有振荡器的镇流器控制和驱动 IC，采用停振式保护电路是非常易于实现的。有些镇流器用控制 IC，其中包括 APFC 控制器，都带有过电压保护电路，不仅可以保护 IC 本身，而且也可以保护镇流器。

对于大功率荧光灯和高强度气体放电灯电子镇流器，保护电路最好采用单独的供电电源。图 10－10 所示为过电压切断电源式保护电路原理图。

在图 10－10 中，保护电路的直流供电电源通过变压器 T1 降压(隔离)、桥式整流和电容滤波得到。在常态下，继电器设计成释放状态。只要 AC 输入电压不超过设定值(260V)，比较器(IC1)输出高电平，VT1 和 VT2 均截止，继电器 KM1、KM2 不动作，其常闭点接通，交流电源向镇流器主电路供电。一旦 AC 输入电压超过设定值，比较器反相输入端上的取样电压则会高于同相输入端上的参考电压，比较器输出低电平，VT1 导通，VT2 随之导通，KM1、KM2 吸合，其常闭点断开，从而切断主电路供电电源。该保护电路的调试比较简单，具体方法是可借助于调压变压器，调节 RP1，使 KM1、KM2 在 220V 的额定交流电压下都释放。再将交流电压调至 260V 的上限值，并调节 RP1，使 KM1、

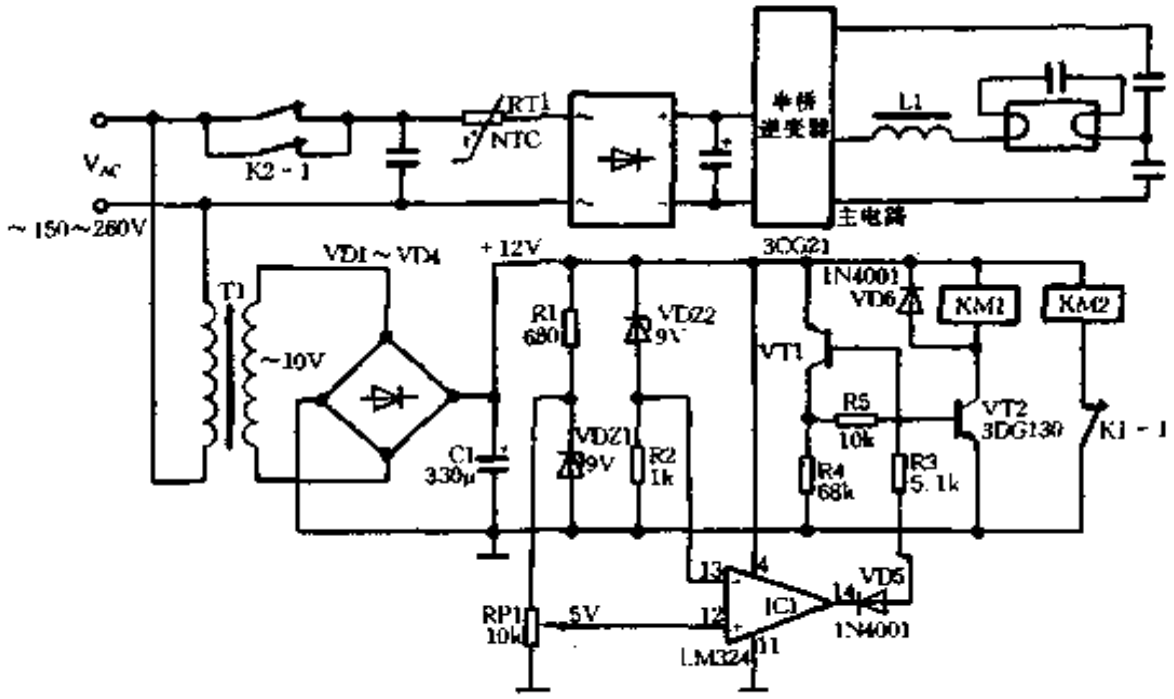


图 10-10　过电压切断电源式保护电路原理图

KM2 都吸合(荧光灯熄灭),如此反复数次即可。比较器使用 LM324 四运放 IC,同时还可以用作欠电压(如低于 150V)关断和过电流保护等。

第五节　过热保护

电子镇流器的耐热性能和耐火性能优劣,不仅直接关系到电子镇流器的可靠性和使用寿命,而且还直接关系到是否可能发生火灾的危险性,关系到人民生命财产的安全。

电子镇流器的热产生源主要来自功率晶体管、LC 串联谐振电路中的电感扼流圈、滤波用电解电容器和脉冲变压器磁环等,其中,功率晶体管和扼流圈的温升最为突出。为防止电子镇流器因过热而损坏,不仅要求必须使用高温特性优良的元器件,同

时还要求电路设计合理，精心调试，并且需要采取过热保护措施。

为抑制功率开关晶体管的温升，最简单的方法是给其加装散热器。大量的事实证明，晶体管加装散热器后，失效率可以明显降低。电子镇流器过热保护措施的作用是使镇流器中易发热的元器件或镇流器外壳温度在超过规定值之前，切断镇流器电源或强迫振荡电路停振。本节所介绍的过热保护，并非是一般的散热措施。

按电子镇流器过热保护的类型，GB15143 标准将其分成以下几类：

a. 自动复位(循环)型；

b. 手动复位(循环)型；

c. 不可更新、非复位(熔丝)型；

d. 可更新、非复位(熔丝)型；

e. 可提供等效过热保护的其它类型。

在 GB15143 附录 B 中规定：过热保护器应与镇流器构成整体，其位置不致受到机械损坏，如有可更换件，则它们只能在使用工具时才可以被拆除；在保护器的功能与极性有关时，则对于用软线连接而其插头又不带极性的设备，应在两引线上都接保护器；保护器的线路断开器不得引起火灾危险，并且还规定了具本的检验方法。

对于与灯一体化的整体式电子镇流器，由受电路板面积和塑壳内空间限制，采用过热保护电路有一定难度，可以采用温度保险丝作为过热保护器。将其贴在电感磁芯或功率晶体管壳体上，当温度升至一定值(一般为 85℃以上)后，过热保护开关能自动切断电源。对于独立式电子镇流器，可以采用过热保护电路。这类保护电路一般利用硅 PN 结(如 3DG6 晶体管发射结)

或热敏电阻作为温度传感器，控制电路与镇流器的异常状态保护电路大同小异，在技术上也很容易实现。利用热继电器和可控硅元件组成的过热保护器，由于电路比较简单，故在电子镇流器中常被采用。

如果电子镇流器采用了带有过热保护功能的控制及驱动IC，不需要增加任何外围元件或者只需增加非常少量的外围元件，就可以起到超温保护作用。

像ML4830/ML4831这类镇流器控制IC，不用任何外围元件，只需将其紧靠易发热的元件（包括镇流器罩壳），一旦温度达到设定值（120℃），IC内的热关闭电路将被启动，切断其输出驱动信号，镇流器停止工作。

以KA7522为代表的镇流器控制及驱动IC，没有内置PN结温度传感器，只含有过热关断电路。此情况下，必须外接温度传感元件，具体的定温保护电路如图10－11所示。

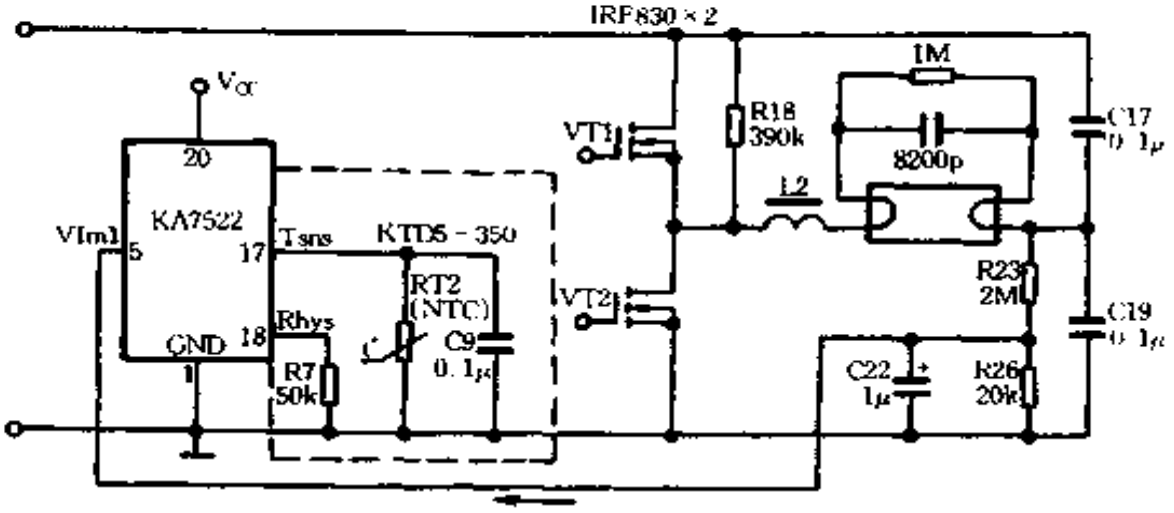


图10－11　KA7522的定温保护电路

在图10－11中，RT2是NTC热敏电阻，在电路板上紧贴易发热的元件，只要温度达到90℃，KA7522⑰脚上的电压就会降低到0.9V以下，IC则关断其驱动输出，使镇流器停止工作。当

温度冷却到50℃时，IC通过⑱脚上电压的温度滞后特性，将被重新启动，驱动镇流器工作。由此可见，采用镇流器控制及驱动IC后，使各种保护电路变得十分简单，而且IC本身价格也很便宜，其性能价格比是比较高的。

第十一章

高强度放电(HID)灯电子镇流器

第一节　高强度放电(HID)灯

高强度放电(英文缩写为 HID)灯,也称为高亮度放电灯或高压气体放电灯。HID 灯是用途比较广泛的节能型电光源。目前常见的 HID 灯主要有三种,即汞(蒸气)灯、钠灯和金属卤化物灯(简称金卤灯)。其中,钠灯又分低压钠(LPS)灯和高压钠(HPS)灯两种类型。由于汞灯光效相对较低,而且在发出的可见光中蓝光过强,正被 HPS 灯和金卤灯所代替。但是,在一些特殊场合下的应用方面,汞灯仍有一定市场。

一、HID 灯的结构及其特点

三种不同类型的 HID 灯内部结构如图 11-1 所示。尽管汞灯、HPS 灯和金卤灯在结构上有区别,但共同点是都含有灯底座(基座)、玻璃外壳、电极、弧光管和金属支撑框。由于金卤灯是

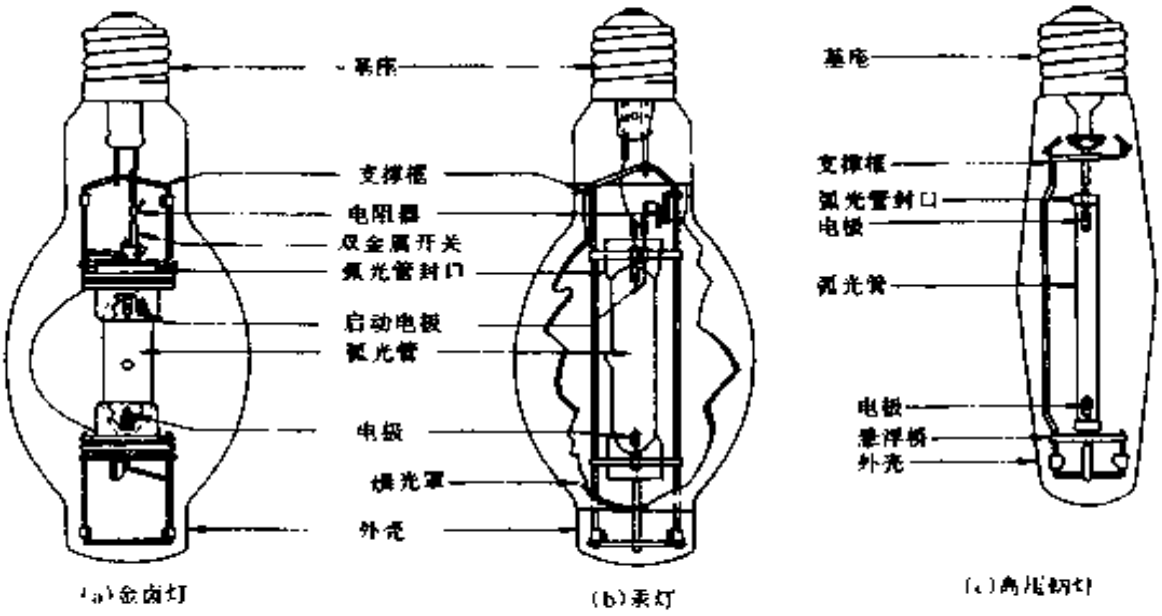


图 11－1　高强度放电灯结构图

从汞灯派生出来的新型电光源，故在结构上二者非常相类似。三种灯的区别就是玻壳内涂料、电极、弧光管尺寸和管内填充的惰性气体等不同，因而具有不同的特点。

汞灯和金卤灯有两种电极，一种是启动电极，另一种是工作电极。两种电极相距很近，目的是加速惰性气体的电离。启动电极与由石英晶体或多晶铝制成的弧光放电管相连，弧光管内的弧光放电使电能转化为电磁辐射。在其中的一个启动电极上串联一个电阻器，用作限制启动电流。当工作电极（主电极）进入正常工作状态后，启动电极的电阻比工作电极大得多，因而不再起作用。HPS 灯的弧光管直径很小，不必用启动电极点火。HPS 灯中的惰性气体为氙气，由于氙气的击穿电压较高，故要求点火电路必须能提供足够高的电压。汞灯中的惰性气体一般为氩气，而外壳与弧光管内壳之间充有氮气。

HID 灯放电管内壳材料必须能承受 1300°K 高温，且不受灯内水银、卤、钠等金属的腐蚀。汞灯内壳材料多采用可熔性硼酸盐层的二氧化硅苏打石灰玻璃或石英，金卤灯则采用陶瓷，钠灯

多采用多晶铝材料。HID灯的外玻壳通常用透明度非常高的矽酸硼玻璃制成，并在其内壁涂有磷粉，用作将紫外线转化为可见光，并改善灯光颜色。波长在200～6000nm之间的光可穿过铝或内壳材料，而其它波长的光被内壳吸收转化为热。可见光波长为380～770nm，虽然紫外线是不可见光，但以通过磷把其中一部分转化为可见光。不同电光源光效对比排列图如图11－2所示。

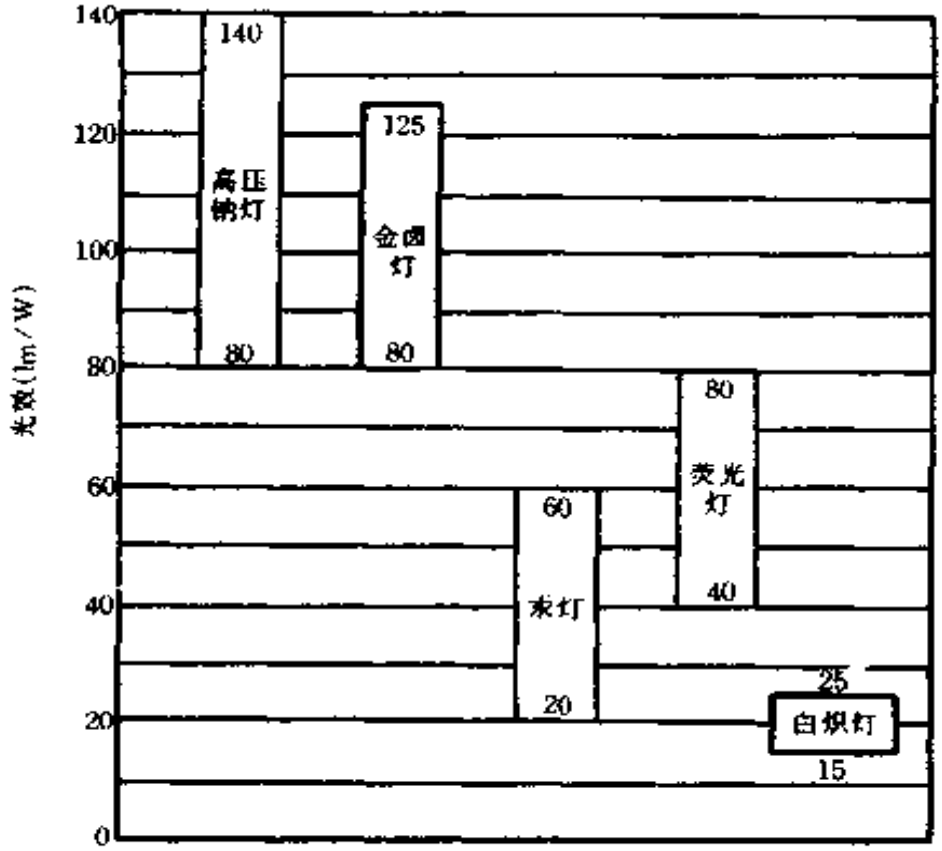


图11－2　不同电光源光效对比排列图

汞灯光效大多为40～55lm/W，显色指数为40～45，输出功率高达400W，安装费用低。因其效率高于白炽灯，最初广泛用于工业及商业室外照明。金卤灯光色接近于白炽灯，光效远高于汞灯和荧光灯，达80～125lm/W。由于金卤灯中卤盐（如碘化钠、铟、铊、钪）在汽化中可使金属原子充分集中，与汞灯比较，在

红色区和黄色区内光谱色线将增加，光色较好，主要用于商场、宾馆酒楼、展览中心等室内照明。低压钠灯光效高，主要用于室外照明，缺点是发出强烈的黄光，使人无法分辨颜色。高压钠灯的效率达30%以上，光效高达130lm/W，是继白炽灯、高压汞灯之后的第三代代表性节能新光源，可广泛用于道路、码头、铁路、机场、矿山、厂房、车库、广场、体育馆等室外的照明。

二、HID灯的启动特性

HID灯的工作可以分为三个阶段：

a. 电极释放出自由电子，电子在外加电场中加速；

b. 自由电子的动能转化为气体原子的激发能；

c. 激发能转换为光。

图11－3所示为放电灯的伏—安特性曲线。

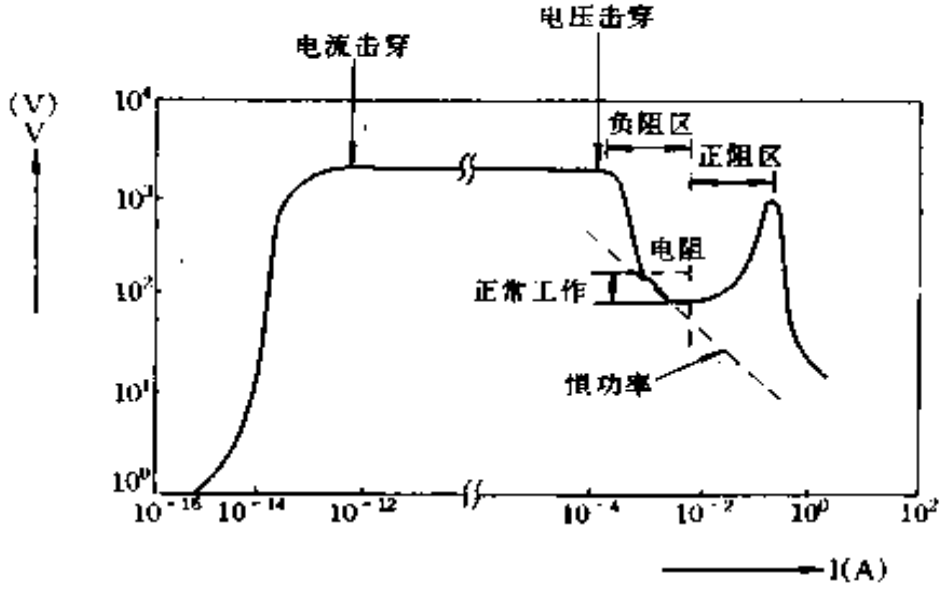


图11－3　放电灯电压—电流特性曲线

放电灯的启动过程就是通过点火产生弧光并使之稳定的过程。为使电子镇流器设计更合理，有必要了解HID灯从点火到转入正常工作的各个步骤：

第一步：点火

灯加电后，灯中填充的氙气或氪气必须从初始的非导电状态激励到导电状态，HID灯才能点亮，该过程称为点火。完成点火的条件是必须在放电灯的两个电极之间施加足够高的电压。

第二步：盖格(Geiger)区

当两电极之间的电压逐渐升高时，则产生断续微电流。由于电流密度较小，不能达到所要求的放电状态。要进入放电状态，还必须增加两极间电压以增大极间电流。盖格区亦称为早期辉光状态。

第三步：离子雪崩(汤森德放电)

在汤森德放电开始时，两极间有电流通过，但是，弧光放电仍是断续的。经过一段时间(约1s)后，灯管中产生微弱的辉光，比正常灯光暗得多。

第四步：电流击穿—弧光

发生电流击穿后，弧光放电电流变为连续。此阶段放电灯两端电压比较稳定，但放电电流可能增加了几个数量级。从汤森德放电到电流击穿的转换过程就是从辉光到弧光的转化过程。

第五步：电压击穿

随着电流的不断增加，放电灯两端电压将急剧下降，该现象称为电压击穿。

第六步：亚辉光放电

电压击穿后，HID灯开始进入亚辉光放电，呈现负阻特征。随电流的增加，灯电压反而下降。此时HID灯可等效为两个背对背的齐纳二极管与一个电阻的串联，齐纳二极管的电压约等于放电灯工作电压。当电压升高到可以击穿齐纳二极管时，才会产生弧光。镇流器必须能适应这一现象。

在放电灯启动过程中，如果放电灯的功率超过额定值，放电灯就会进入异常辉光放电状态，呈现正电阻特性，电压随电流增加而升高，放电灯温升会加剧，将会大大地缩短灯的使用寿命。因此，镇流器设计应能避免这种情况出现。

HID灯在出现故障或在有意中断工作后，再重新启动，只要HID灯尚未冷却就进行热点火，则需要比冷态情况下要高得多的点火电压。在灯未充分冷却后点火是比较困难的。

第二节　HID灯对电子镇流器的要求

由于HID灯结构及其工作原理与荧光灯并不完全相同，所以用普通荧光灯交流电子镇流器即使去点燃同样功率的HID灯并不适合。根据HID灯的特点，对电子镇流器提出以下几项具体要求：

a. 能输出足够大的功率。目前国产荧光灯交流电子镇流器大多在40W以下，最大输出功率不过80W(40W双管)。而HID灯功率往往达数百瓦，有的HPS灯达1000W，这就对镇流器中的功率开关晶体管提出非常高的要求。

b. 能提供足够高的触发启动电压。HPS灯的触发启动电压往往达3～4kV，比荧光灯高3～5倍。产生3kV以上的高压并不困难，但要求在灯启动过程中不得对灯和镇流器中的元器件造成损害。

c. 能消除“声共振”现象。HID灯在高频电源供电的情况下，会出现放电电弧不稳定的现象，轻则使灯光抖动，重则烧毁灯管。这种“声共振”(也称音频共振)现象是令人烦恼的。电弧

不稳往往引起熄弧，随电压升高电流急剧增大，最终会导致镇流器和灯两败俱伤。

d. 能连续长时间点燃，在恶劣的环境条件下可以正常运行。像 HPS 灯主要用作室外的照明，在露天场合下，冬季温度低至 -20℃并不罕见，而夏季温度高达 40℃的情况屡见不鲜。与此同时，HPS 灯往往要持续点燃 10 小时左右。因此，要求 HID 灯电子镇流器必须能耐高温、耐低温、防风沙、防雨淋，同时还要求供电突然中断又立即恢复时能正常工作。

e. 在 HID 灯出现故障或烧毁时，镇流器不应损坏。为此，要求镇流器具有完善的保护功能。

f. 鉴于 HID 灯功率比较大，要求电子镇流器对输入电流谐波、射频干扰和电磁辐射具有足够高的抑制能力。

从 HID 灯对电子镇流器的上述这些要求可以看出，开发 HID 灯电子镇流器的难度远远高于普通荧光灯交流电子镇流器。尽管国内有很多单位都在开发 HID 灯电子镇流器，但真正能进入实用阶段的却寥寥无几。欲将其从样品到产品、再从产品过渡到商品并非是一件容易的事情。事实上，HID 灯电子镇流器属于高科技产品。尽管在技术上并非是难以实现的，但如果成本过高，就无法进入实用化。如何进一步提高其性能价格比，仍然是一个亟待解决的课题。

第三节　HID 灯电子镇流器

一、HID 灯电子镇流器的组成

对于 70W 以下 HID 灯电子镇流器，其电路结构与普通荧光

灯交流电子镇流器大体相同，只是在灯启动电路上略有差异。对于 70W 以上尤其是 100W 直至 1000W 的 HID 灯电子镇流器，往往不再沿用自激式振荡器电路，而是采用他激式高频变换电路。在他激式逆变电路中，用作开关的功率晶体管，其驱动信号由专门的脉冲产生器及驱动电路提供。而脉冲产生器及驱动电路的直流偏置电压和保护电路的直流工作电压，则由独立的低压直流电源提供。图 11－4 所示为 HID 灯电子镇流器组成方框图。

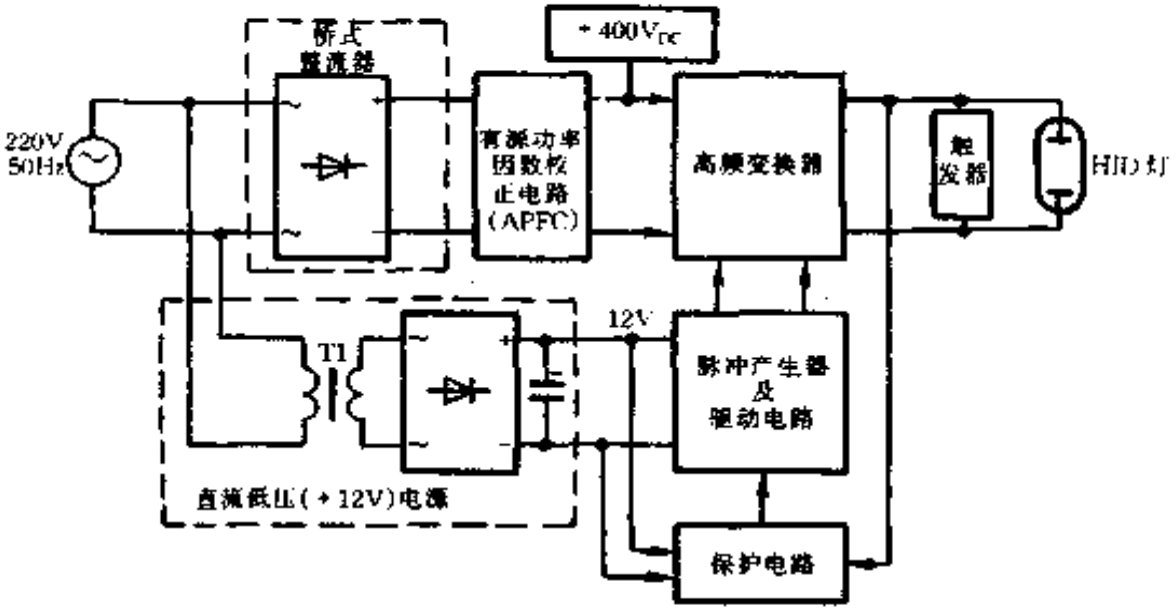


图 11－4　HID 灯电子镇流器组成方框图

对于 HID 灯电子镇流器的 APFC 升压变换器，可以利用 UC1854 这类固定频率平均电流型控制器 IC 进行设计。

二、高频变换器电路

HID 灯电子镇流器高频变换器大多都是利用单独的脉冲产生器及驱动电路驱动。脉冲产生及控制电路可以利用开关电源用 PWM 控制器 IC。

图 11－5 所示为用 UC3842 型 PWM 控制器驱动的高频变换

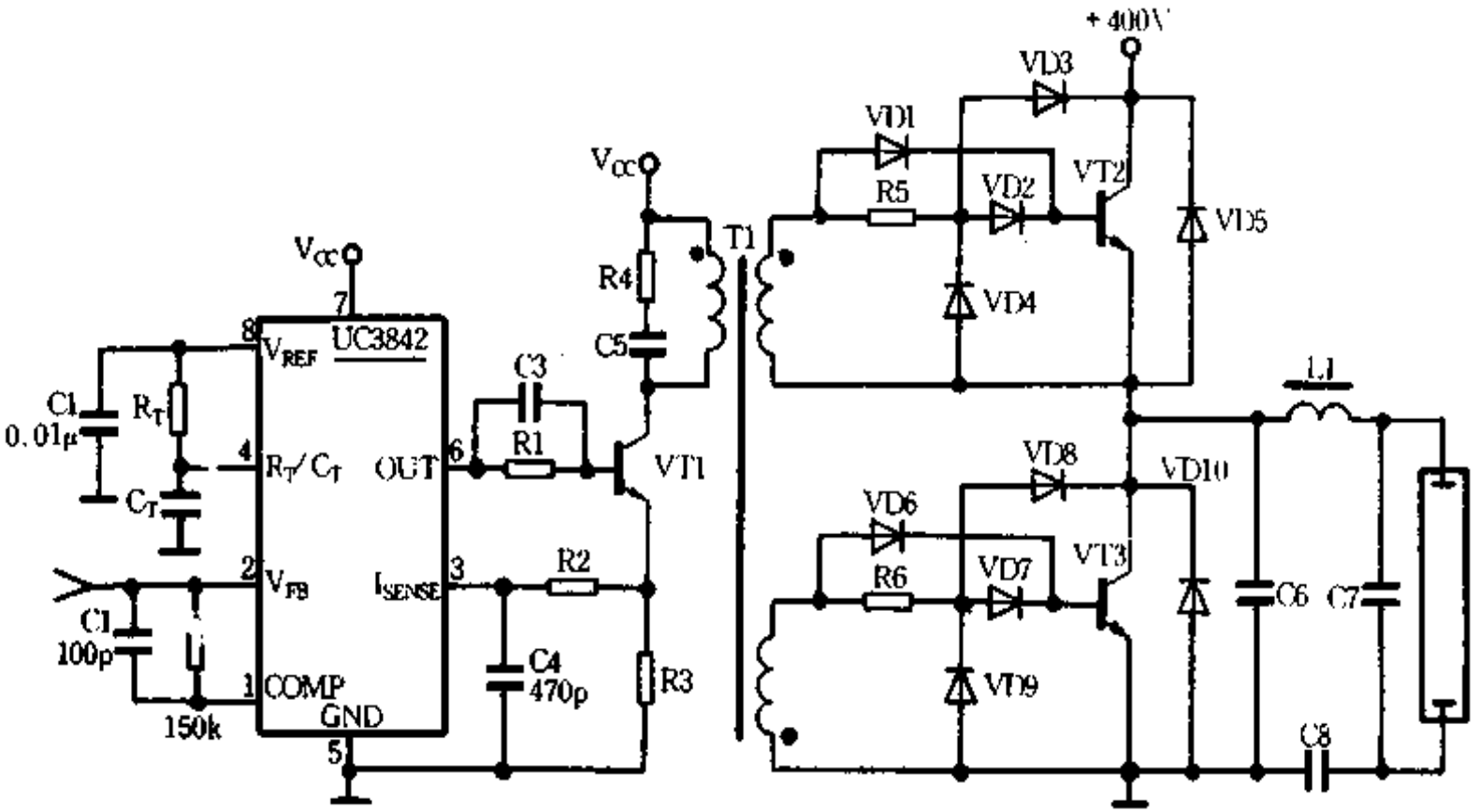


图 11－5　用 UC3842 型 PWM 控制器驱动的高频变换器电路原理图

器电路原理图。UC3842 的振荡器工作频率 f 由下式进行设定：

$$f_{osc} = \frac{1.8}{R_T \cdot C_T} \qquad (11-1)$$

式中，R_T、C_T 为与 UC3842④脚相连接的外接定时电阻和电容元件。UC3842⑥脚输出 PWM 脉冲驱动晶体管 VT1(也可以驱动 MOSFET)。VT1 基极 R1、C3 组成加速电路，用作加速晶体管的关闭时间。VT1 的输出通过变压器 T1 耦合，在 T1 的两个次级绕组分别产生相位相反的脉冲加至功率开关晶体管 VT2、VT3 的基—射极之间，驱动 VT2、VT3 轮流导通。VT1 的集电极与变压器 T1 初级绕组并联的 R4、C5，用作抑制高频变压器漏感引起的尖峰电压。VT2 基极电阻 R5、二极管 VD1 ~ VD4 和 VT3 基极电阻 R6、二极管 VD6 ~ VD9 分别组成驱动电路的抗饱和网络。二极管 VD5、VD10 在 VT2、VT3 集电极电压瞬时变负时，可以导通而将晶体管旁路，从而可防止晶体管反向导通而损坏。

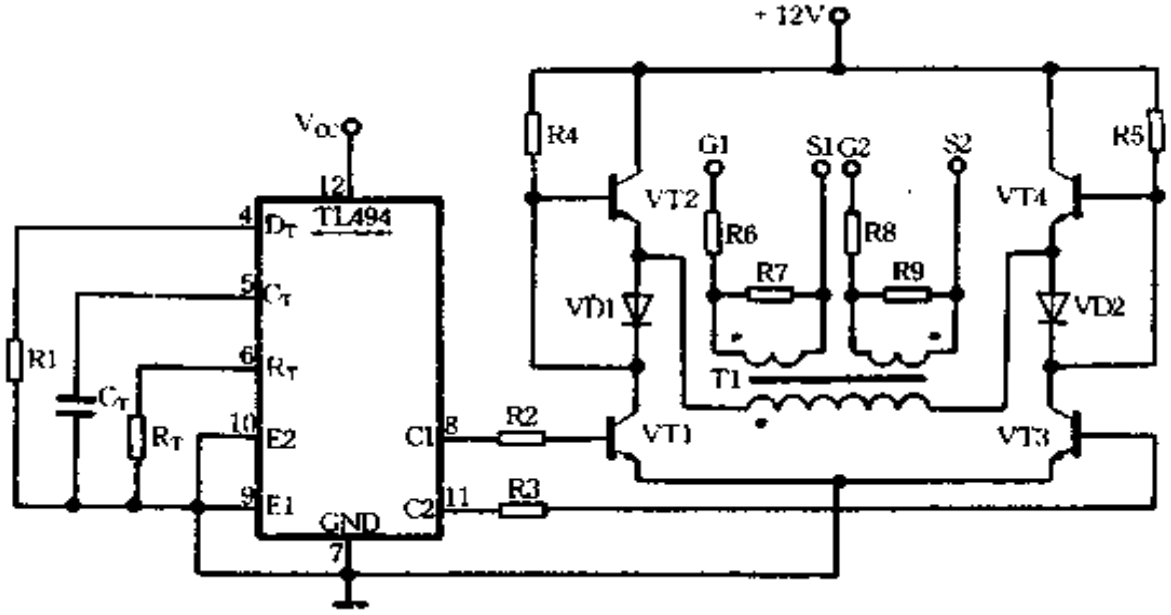
图 10 - 6 所示为用 TL494 型 PWM 控制器驱动的高频变换器电路原理图。脉冲产生器由 TL494 完成，其振荡器的振荡频率可由外接电阻 R_T、电容 C_T 进行调节。R_T、C_T 分别与⑥脚、⑤脚相连接，振荡频率由下式确定：

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T} \qquad (11-2)$$

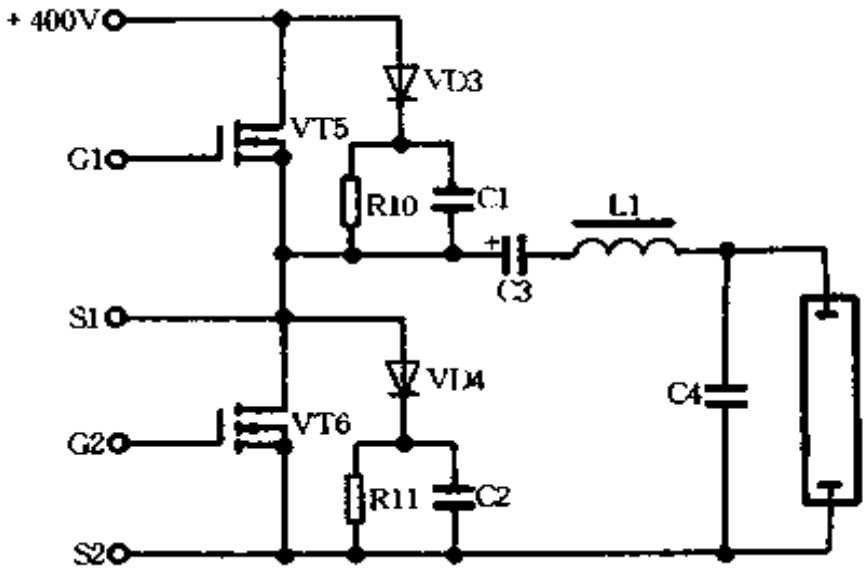
驱动级采用推拉式电路，具有非常强的驱动能力，并可获得高品质的波形。高频变压器 T1 的次级绕组分别提供相位相反的电压脉冲，驱动主电路半桥中的两个功率开关 MOSFET 交替导通。

TL494 的直流偏置电压 V_{CC} 及驱动电路中的偏置电压(+12V)由独立的低压电源供电。在图 11 - 6(b)中，VT5、VT6 的漏—源极之间的 VD3、R10、C1 和 VD4、R11、C2 分别组成 RCD

型缓冲保护电路，在 VT5、VT6 关断时用作吸收漏极瞬时峰值电压并缓冲该电压的上升速率(dv/dt)。



(a)脉冲产生、驱动电路



(b)半桥逆变器主电路

图 11－6　用 TL494 型 PWM 控制器驱动的高频变换器电路原理图

三、保护电路

HID 灯尤其是户外照明使用的 HPS 灯环境条件非常恶劣，

而且功率又比较大。为确保在灯与灯座接触不良、灯老化失效等异常情况和过电压、过电流及过热等条件下不对镇流器造成损坏，必须采取行之有效的保护措施。普通荧光灯交流电子镇流器的各种保护电路及保护措施，大多都适用于 HID 灯电子镇流器。

图 11－7 所示为 HID 灯电子镇流器保护电路原理图。该保护电路属于过电压、欠电压和过载停振保护型电路。

脉冲发生器及驱动电路的辅助直流电源电路，同时为保护电路提供 +12V 的直流工作电压，并且由 R1、R2 组成的电压分配器为保护电路提供电网电压取样信号。此外，辅助直流电源电路还为保护电路提供 +5V 的基准电压。HID 灯电子镇流器允许交流输入电压为 170～260V。在此电压范围内，比较器 COMP1 和 COMP2 均输出低电平，二极管 VD1、VD2 截止，可控硅 VS 关断，保护电路不起控制作用。当电网电压大于 260V 或低于 170V 时，比较器 COMP1、COMP2 均输出高电平，VD1、VD2 导通，从而触发可控硅 VS 导通，将 PWM 控制器(TL494)IC 的电源电压 V_{CC}拉低到接近地电位，远远低于 PWM 控制器 IC 的导通门限电压而封锁，振荡器停振，主电路无高频电压输出，从而使镇流器得到有效保护。在稳态条件下，比较器 COMP3 输出低电平，保护电路不起控。但当负载功率超过额定功率约 10% 之后，取样电路将电流取样信号加至 COMP3 的同相输入端，COMP3 输出高电平，触发可控硅 VS 导通，使振荡器停振。鉴于 HID 灯电子镇流器的保护电路与荧光灯电子镇流器并没有明显的差别，因此，我们对其不再作更多的介绍。

四、声共振的抑制

在采用高频电源点燃 HID 灯时，管内压力波的脉动从管内

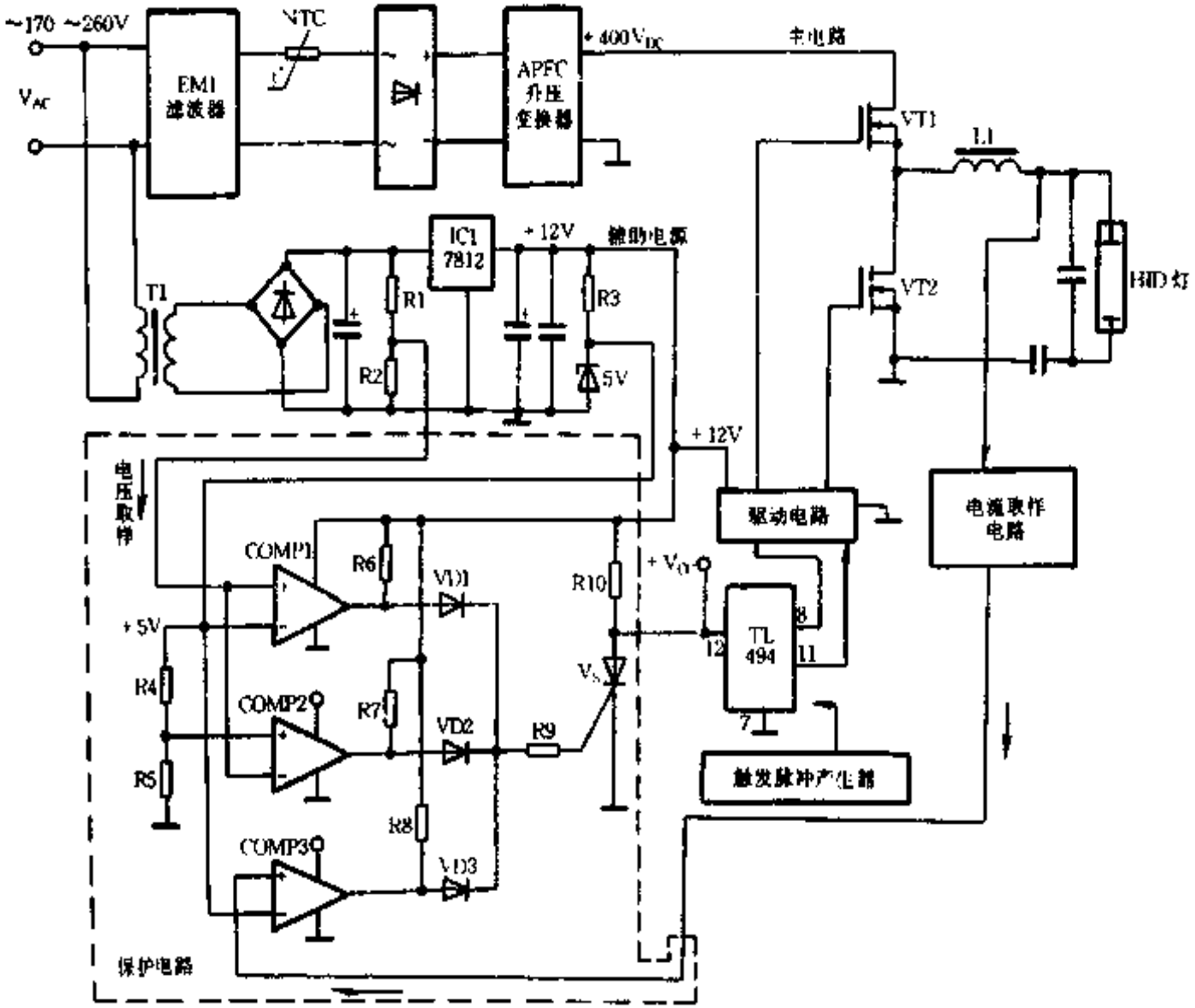


图 11-7　HID灯电子镇流器保护电路原理图

壁反射回来，若与灯高频电流的脉动成分相位相同，则形成驻波，产生声共振。声振荡频率与电弧管尺寸密切相关。声振荡频率并非是单一的，而是一组包括基波和高次谐波在内的频率。只要镇流器的工作频率与其中的一个相同，就有可能产生声振荡。由于电子镇流器工作频率时刻围绕中心频率（如 22kHz）在（±2.5kHz 范围内）时刻变化，有时即使遇到声频振荡频率，由于还未来得及形成驻波，频率就已经变化了，这样就可避免声振荡。

研究表明，在 8～150kHz 频率范围内，容易发生声振荡。如果电子镇流器主频率设计在易发生声振荡的频率窗口之外，则可以避免声振荡现象的出现。电子镇流器采用 APFC 预调整电路后，灯电流波峰比可以低于 1.5，大大提高了灯电压与灯电流的稳定性，能有效地抑制灯飘弧现象。自 20 世纪 80 年代末以来，有很多国外文献介绍了声振荡避免的措施。但是，像直流叠加技术、周期换相等方案线路过于复杂，难以转入实用化。

图 11－8 为 150W 紧凑型金卤灯电子镇流器电路框图及其相关波形。实际上，图 11－8(a)所示的电路结构仍然是一种高频变换器电路，只不过是通过灯管的电流被转换成低频矩形波，从而可以避免声共振的产生。

在图 11－8(a)中，VT1、VT2 为高频开关晶体管，而 VT3、VT4 则是低频开关晶体管。当 VT1 和 VT4 开通时，电流路径为：VT1－L1－灯和 C1－VT4。在此期间，通过扼流圈 L1 的电流线性增加。当 VT1 关闭时，能量在 L1 中储存积累；当 VT1 导通时，L1 放电，电流路径为：L1－灯和 C1－VT4－VD3－L1。当 VT2 重复开关而 VT3 始终打开时，电流通过 L1 和灯，但方向相反。由于通过 L1 的高频电流的高频分量被并联于灯和 L2 的小电容 $C1$ 旁路，所以通过灯的电流 I_{LA}为低频矩形波。因为流过 L1 的电

流是高频电流，所以 L1 只需用较小的磁性元件即可满足要求。

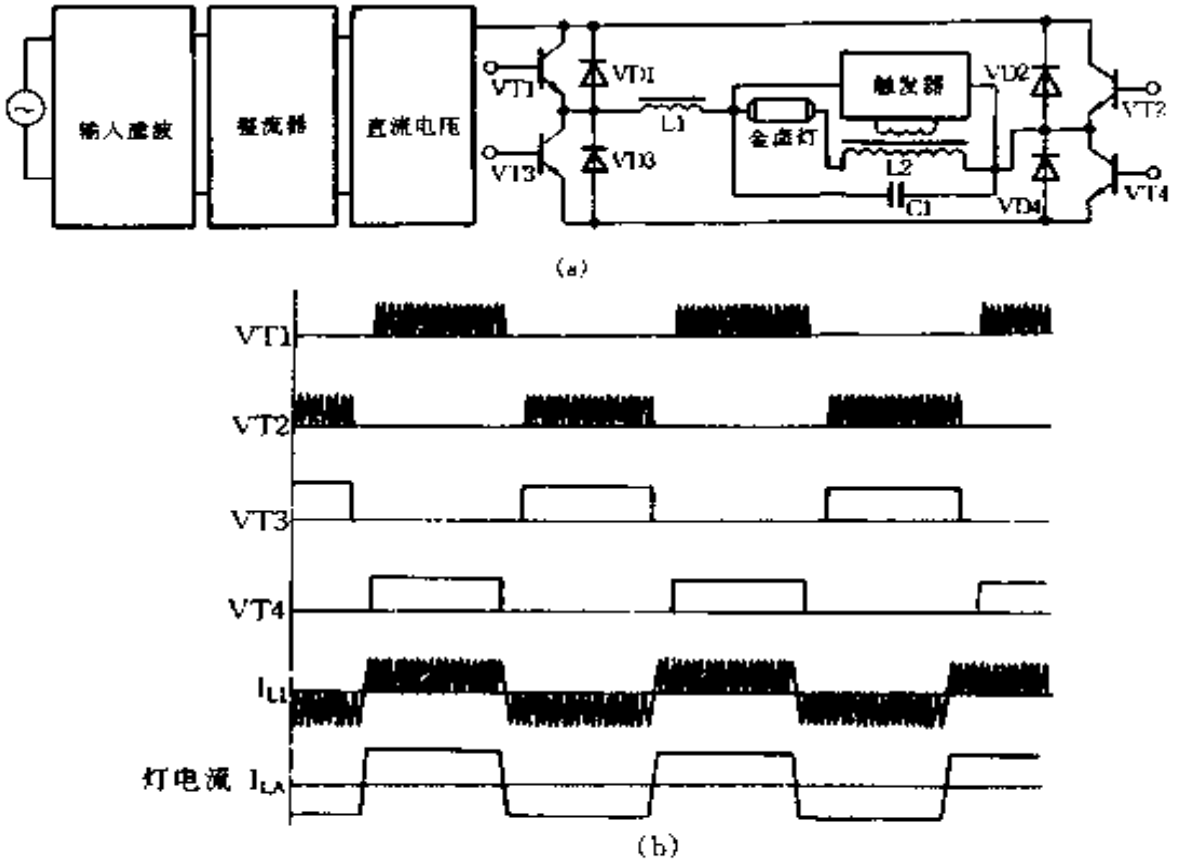


图 11－8　低频矩形波电路框图及其相关波形

五、启动电路

在 HID 灯启动过程中，要求电子镇流器能提供开路电压使电弧管击穿，并能提供足够的能量，使辉光放电尽快转化为弧光放电。电子镇流器必须能承受单极放电及低气压弧光放电时的大电流冲击。像金卤灯这种 HID 灯，灯启动大体包括击穿、辉光放电、单极弧光放电和辉光放电等几个过程。其中，单极弧光放电是指一个电极先达到热离子发热温度(约 2200K)，这样就使电流在正、负半周不对称，反映在电路上表现为直流分量存在，易引起磁芯饱和。弧光放电是指两个电极的温度都达到热离子放电的温度，正负半周电流相等。但是，在弧光放电初期，

由于电弧管内碘化物还没有完全蒸发，管内气压较低，电流较大。随着管内气压升高，电流逐渐降低到正常值。

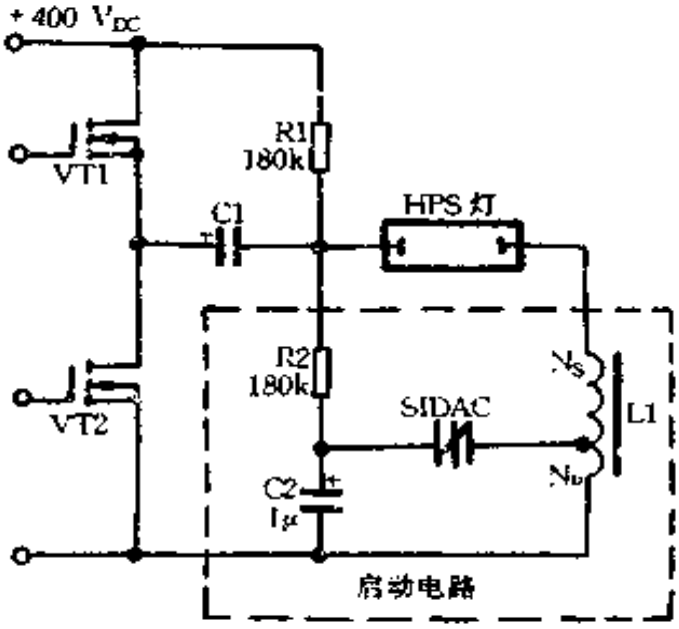
普通荧光灯电子镇流器所采用的 LC 谐振网络虽然有时也可以将其用之于 HID 灯的启动，但很难能满足 HID 灯的启动要求。事实上，电感式镇流器的电子启动器电路基本适用于 HID 灯电子镇流器，只是元件参数选取不同或需对电路作局部变动。

100W 以下 HPS 灯电子镇流器灯启动电路如图 11－9(a)所示。在图 11－9(a)所示的 HPS 灯启动电路中，硅双向开关(SIDAC)是一个非常重要的元件。这种控制元件的伏安(V-I)特性如图 11－9(b)所示。由图可知，SIDAC 具有对称的负阻特性。只要外加电压达到 SIDAC 的击穿电压值 V_{BO}，便出现负阻特性区并跃变到导通状态。只要通过 SIDAC 的电流不降低到最小维持电流(I_{Hmin})以下，SIDAC 将连续导通，而且导通电压降 V_{TM} 大多不大于 1.5V，开态电流(I_T)一般可达 1A。SIDAC 的 V-I 特性与双向触发二极管(DIAC)相似，不同点就是击穿电压高(V_{BO} = 90～330V)、通态压降低和开态电流大。

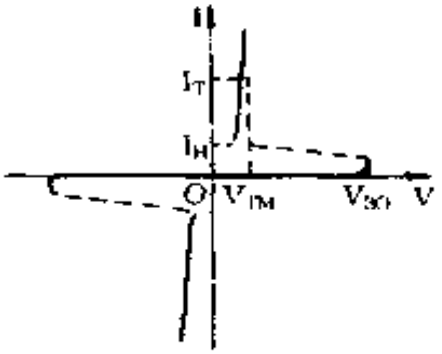
SIDAC 的商品型号有 MK1V、MKP1V、MKP3V 和 MKP9V 等系列，日本新电元、美国摩托罗拉和 TECCOR 等公司都生产 SIDAC。在电路中，SIDAC 的图形符号有时也采用双向触发二极管(DIAC)的图形符号。

在图 11－9(a)给出的 HPS 灯触发器电路中，HPS 灯所需要的点火电压是宽度很窄(几个微秒)且峰值为 2.5～10kV 的高压脉冲。当升压线圈 L1 的升压比为 30:1 时，点火电压即达 3kV 以上。在镇流器接通电源后，灯启动电路中的电容 C2 被充电。当 C2 两端的电压超过 SIDAC 的击穿电压(一般为 135～270V)时，SIDAC 雪崩击穿而导通，C2 通过 SIDAC 和 L1 的 NP 绕组放电。当 C2 的放电电流流经 NP 后，感生电压经 L1 升压，产生 3

~4kV(L1 升压比约为 30:1 时)的高压脉冲将 HPS 灯启动。在灯引燃之后,L1 起镇流作用。由于灯额定工作电压一般低于 SIDAC 的击穿电压,所以在灯启动之后,SIDAC 被关断,不会进一步产生高压点火脉冲。SIDAC 可采用可控硅元件取代。



(a)HPS 灯启动电路



(b)硅双向开关(SIDAC)
V-I 特性曲线

图 11-9 HPS 灯启动电路及硅双向开关 V-I 特性

图 11-10 为金卤灯启动电路原理图。这种启动器电路的高压点火脉冲同样是利用 SIDAC 击穿时在 L1 的 NP 绕组中感生的电压经 L1 升压获得的。对于带引燃极的金卤灯,点火脉冲

电压仅约 1kV，而场强电压的有效值可比电源电压高 40～60V 以上。

尽管 HID 灯的点火脉冲电压幅值很高，但有效值却较低。对于 HID 灯启动器，有很多都受到专利保护。虽然其电路结构并不复杂，但在电路设计及元件的选取上，的确存在一些技术诀窍。目前有相当一部分启动器尽管能将灯启动点燃，但并不能完全满足灯的启动要求。

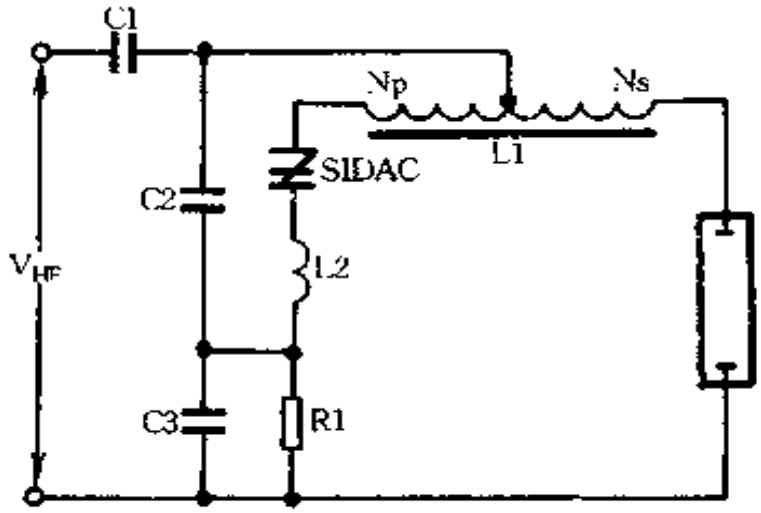


图 11－10　金卤灯启动电路原理图

六、HID 灯控制器 UCC3305 简介

UCC3305 是具有代表性的一种 HID 灯控制器单片 IC，既可用于直流供电灯的控制，也可用于交流供电的 HID 灯。

UCC3305 具有 HID 灯要求的启动、控制和保护功能。其单端驱动可与正激式、反激式、升压或降压式等不同类型的变换器相连接，主输出采用大电流 MOSFET 推拉式电路，既可驱动半桥也可驱动全桥逆变式功率级电路。为适用于低频交流供电，该 IC 内置有分频器。UCC3305 工作电压 V_{CC}仅为 5V，采用固定频率电流型控制工作模式。UCC3305 对于 HID 灯的许多工作参数

是可调的，具体包括：

a. 输出可调恒定功率、灯启动/加热电流可调；

b. 最大灯电流、冷/热峰值电流可调；

c. 再点火与定时时间可编程等。

UCC3305 具有完善的保护功能，具体包括：

a. 预置最低、最高保护电压，无灯或 HID 灯开路过压保护；

b. 过电流及短路保护；

c. 故障识别与闭锁保护等。

用 UCC3305 作为控制器的 HID 灯电子镇流器电路框图如图 11－11 所示。IC⑲脚输出 PWM 脉冲，驱动高频变压器 T1 初级侧的功率开关 VT1(MOSFET)，T1 次级绕组产生的高频脉冲电压经二极管 VD1、电容 C4 整流滤波，为功率级逆变电路提供偏置电源电压。UCC3305⑮脚、⑲脚输出端的工作频率为 IC 内振荡器频率的 1/512，这样可使 HID 灯消除声共振现象。IC⑮脚输出驱动电压信号推动 VT2、VT5 导通，电流通过 VT2、HID 灯和 VT5；当⑨脚输出驱动脉冲信号时，VT2、VT5 截止，而 VT4、VT3 导通，电流路径是：VT4－HID 灯－VT3－地。IC㉓脚监测 VT1 导通时的电流，VT1 源极串联电阻 R5 为电流传感元件。变压器次级侧的电阻 R11 为功率级传感元件，次级侧直流电压经电阻 R9、R10 分压取样，被 IC⑪脚监控。⑩脚与㉑脚与地之间的电阻 RSET、电容 C_{OSC} 为 IC 振荡器定时元件。UCC3305 控制器通过调整 PWM 占空比(两路输出占空比均为 50%)，向 HID 灯输出恒定功率。同时可根据 HID 灯的实际额定参数进行调整。HID 灯热态再点火、灯启动及加热电流等均可以根据要求进行调整。在输出恒定功率条件下，灯电流和灯电压都被 IC 控制在最佳点上。图 11－12 为 HID 灯启动时的灯电压、电流及功率波形。

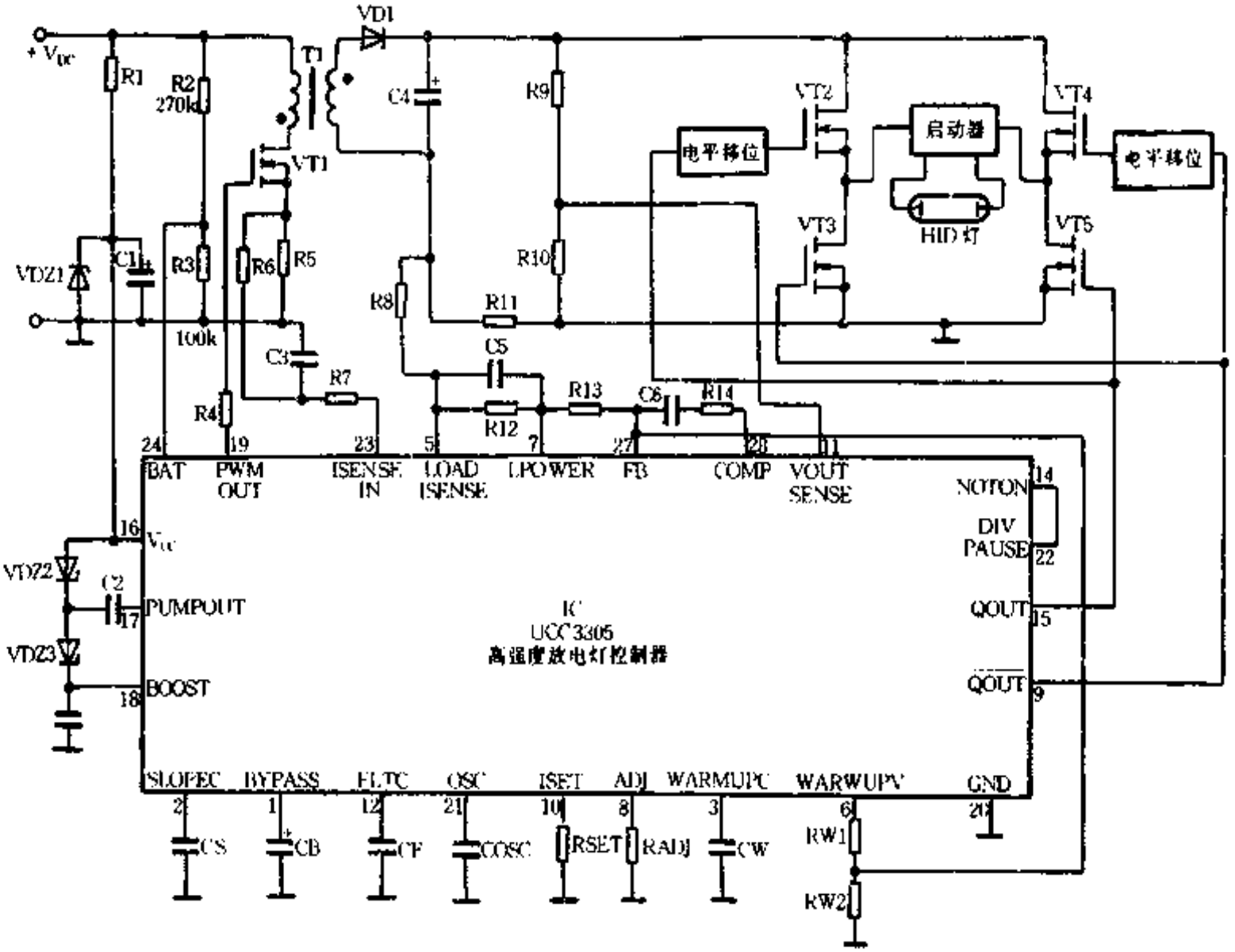


图 11 - 11　用 UCC3305 作为控制器的 HID 灯电子镇流器电路框图

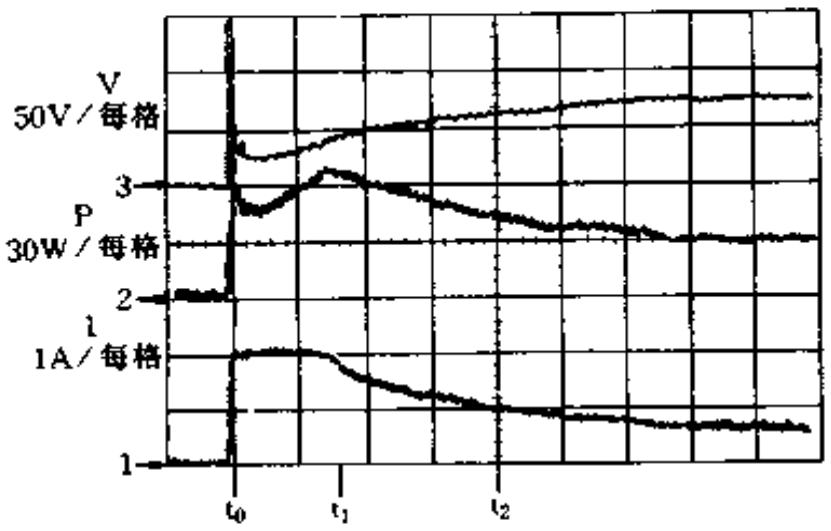


图 11－12　HID 灯启动时灯电压、电流及功率波形

从图 11－12 中可以看出，在 t_0 到 t_1 时间内，点火后灯电流限制在 2A，灯电压逐渐上升，灯功率线性增加到最大值。在 t_1 到 t_2 期间，灯电流和灯功率呈下降趋势，而灯电压却继续升高。从 t_2 开始调整灯功率，使其适应因温度、寿命和产品结构的差别引起的电压变化。在稳态工作条件下，灯功率可保持基本恒定，灯电压和灯电流被 UCC3305 限制在一定范围之内。

UCC3305 这类 HID 灯控制器 IC，目前在国内价格也比较便宜。

七、70W 高压钠(HPS)灯电子镇流器实际电路

70W 钠灯电子镇流器电路如图 11－13 所示。

1. 电路组成

在图 11－13 电路中，L1、C1、C2 组成双 π 型 EMI 滤波器。VD1～VD4 组成桥式整流器。小电容 C3 用作滤除高频信号。电感器 L2、功率开关 VT4(MOSFET)、二极管 VD5、电解电容 C9 等组成升压式有源功率因数校正电路。IC1 为自振荡 MOS 栅极

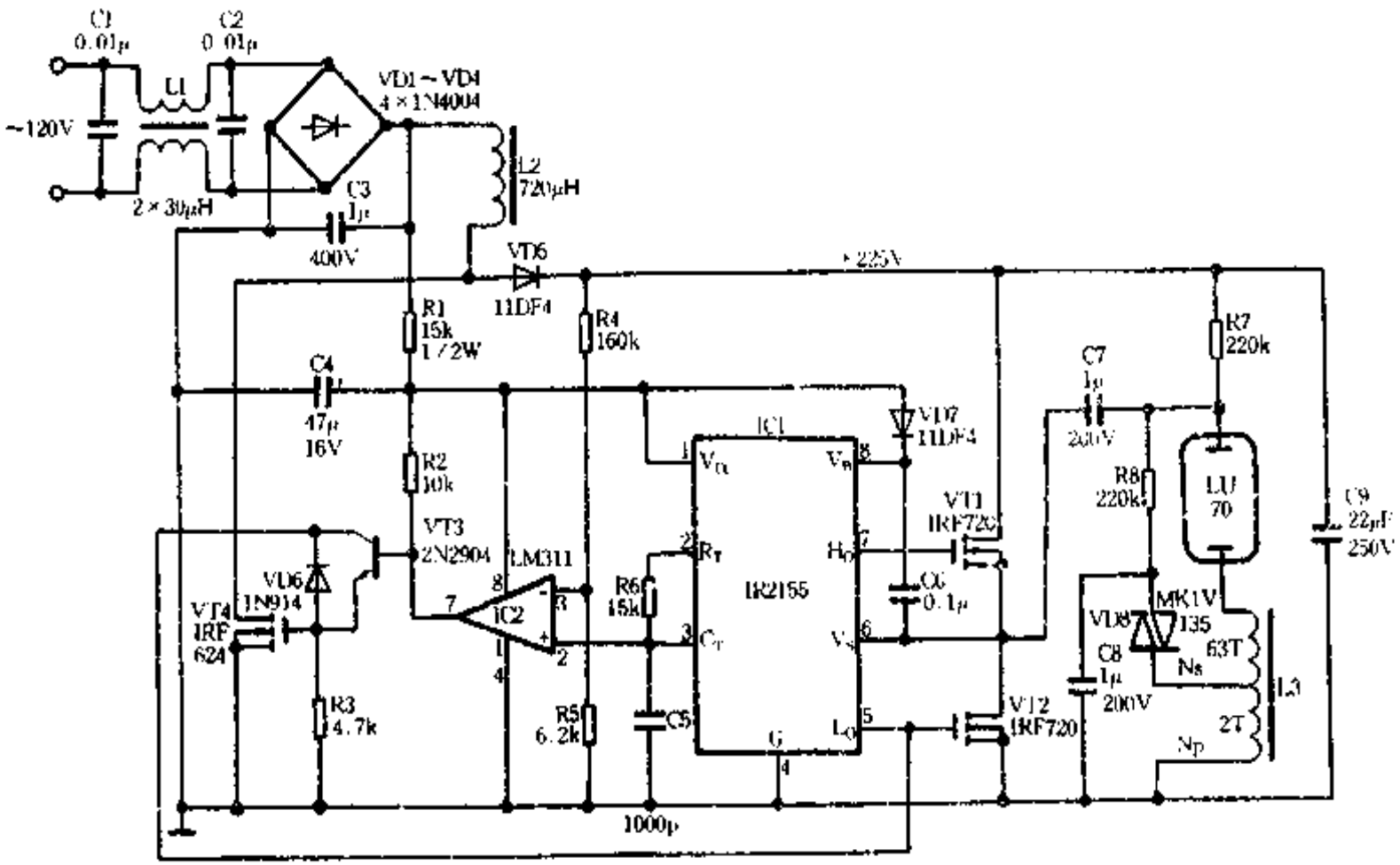


图 11－13　70W 高压钠(HPS)灯电子镇流器电路

驱动器，VT1、VT2 是半桥逆变器中的功率开关(MOSFET)。R7、R8、C8、VD8(SIDAC)和 L3 等组成 HPS 灯启动器电路。

2. 工作原理

图 11－13 所示的电路 AC 输入电压为 120V，只要适当调整少量元件参数，即可适用于 220V 的工频市电电源。交流输入电压经 EMI 滤波器滤波和桥式整流器全波整流，输出 100Hz 直流脉动电压。L2、VT4、VD5 和 C9 等组成升压式 APFC 预调整器，输出 225V 的直流供电电压。VT4 的占空比由电阻分压器 R5 上的分压电压和 IR2155③脚上的三角波参考电压决定。IR2155 内的时基电路的开关电平发生于 $1/3V_{CC}$～$2/3V_{CC}$。只要比较器(LM311)②脚上的电压高于③脚反相输入端上的电压，⑦脚就输出高电平，晶体管 VT3 导通，射随器又驱动 VT4 饱和导通。在 VT4 导通期间，二极管 VD5 截止；而当 VT4 关断时，VD5 导通，升压电感 L2 的储能通过 VD5 向滤波电容 C9 释放。由于 APFC 电路的控制作用，桥式整流器输入端的 AC 电流不再是尖峰脉冲，而呈正弦波形，且与 AC 输入电压大体保持同相位，线路功率因数 λ 高于 0.95。APFC 电路可以输出高度稳定的直流电压，从而可使 HPS 灯功率基本恒定。

IR2155 的⑦脚和⑤脚分别输出时间间隔约 1.2μs 的驱动脉冲，激励 VT1、VT2 交替导通，在 VT1 源极与 VT2 漏极公共连接点输出占空比为 50% 的方波脉冲，作为 HPS 灯的高频供电电源。

在 HPS 灯启动过程中，首先是通过 R8 的电流对电容 C8 充电。当 C8 上电压升高到 VD8(SIDAC)的击穿电压 135V 后，VD8 雪崩导通，电流流入 L3 的 2 匝绕组，经 L3 升压至约 3kV，HPS 灯启动。该电子镇流器的预热触发时间约达 75 秒，在灯启动之后

不会再继续产生高压点火脉冲。

3. 主要元件的选取

在图 11－13 所示的电子镇流器电路中，二极管 VD1～VD4 选用 1N4004 整流二极管，VD5、VD7 选用 11DF4 快速恢复二极管，VD6 选用 1N914 二极管，VD8 选用 MK1V135 型硅双向开关（开态电流 I_T = 1A，开态电压降 $V_{TM} \leqslant 1.5V$，击穿电压 V_{BO} = 135V）。VT1、VT2 选用 IRF720 型 MOSFET，VT3 选用 2N2904 双极型晶体管，VT4 选用 IRF624 型 MOSFET。IC1 选用 IR2155 型 MOS 栅极半桥驱动器，IC2 选用 LM311 比较器。电容器 C4、C9 选用铝电解电容器，C3、C7、C8 选用聚丙烯电容器，C1、C2 和 C5、C6 选用陶瓷电容器。L1 采用 T106－26 型磁芯、# 18 AWG 导线双线绕制，每一个绕组均为 18T，电感量 $L = 2 \times 30\mu H$。L2 使用 TKK # EE－30Z 磁芯、TDK # BE－30－1110CP 骨架、# 22AWG 导线绕制，线圈匝数为 64T，气隙约 0.9mm，电感量 L = 720μH。L3 采用飞利浦 EC－35－3C81 磁芯、三槽骨架绕制，N_P = 2 匝，N_S = 63 匝，线规分别为 # 22AWG 和 # 20AWG。

图 11－13 所示的 HPS 灯电子镇流器电路虽然可以使灯启动引燃，并能正常工作，但也存在一些不足之处，在异常状态保护等功能方面是欠缺的。从电路结构上看，无疑是一种比较节省的设计方案。

第十二章

霓虹灯电子变压器

第一节　霓虹灯及其对电子变压器的要求

一、霓虹灯的结构及其工作原理

世界上第一个商业装饰用霓虹灯出现在 1910 年的法国巴黎皇宫大厦。1927 年，我国第一盏霓虹灯在上海诞生。在 1938 年荧光灯问世之前，它通常被安装在天花板上进行直接照明或作为间接的穹窿照明。迄今为止，霓虹灯仍然被用作穹窿照明，但一般不用于环境照明。目前，霓虹灯的应用是城市夜生活中不可缺少的商业装饰光源，成为现代城市经济发展水平和文明程度的标志。

自进入 20 世纪 80 年代以来，霓虹灯的应用已从早期的标志牌和穹窿照明发展成为建筑物内部和外部装饰不可分割的组成部分。购物中心、商场和娱乐场所，常用具体或抽象的霓虹灯

图案，单独或配之以其它手段，识别和装饰商场柜台或某一区域。商场、办公楼、宾馆和娱乐场所等都用霓虹灯作为建筑物外部轮廓的装饰与照明。在霓虹灯问世以来的近90年的历史中，非但没有被淘汰，反而在近20年来得进一步发展和应用。

1.霓虹灯的结构

霓虹灯是一种辉光放电灯，它由电极、引入线和玻璃灯管组成，其结构示意图如图12－1所示。霓虹灯的电极使用冷阴极，用作发射电子。在玻璃管内壁涂有一层各种颜色的荧光粉，以展宽霓虹灯的光谱范围。荧光粉材料有钨酸钙、硼酸镉和硅酸锌等，能发出不同颜色(波长)的光。灯管抽成真空后还要再充入氖、氦、氩、氙、氪等惰性气体或少量汞。

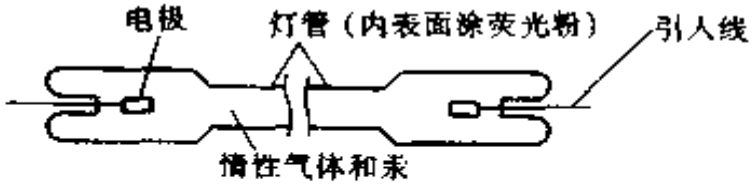


图12－1　霓虹灯的结构示意图

霓虹灯灯管的直径在6～20mm不等，霓虹灯的发光效率是与灯管直径相关连的，二者关系见表12－1。

表12－1　　霓虹灯的灯管直径与发光效率的关系

色彩	灯管直径(mm)	电流(mA)	每米灯管光通量(lm/m)	每米灯管消耗功率(W)	发光效率(lm/W)
红	11	25	70	5.7	12.2
	15		36	4.0	9.0
蓝	11	25	36	4.6	7.8
	15		18	3.8	4.7
绿	11	25	20	4.6	4.3
	15		8	3.8	2.1

2. 工作原理

当对霓虹灯施加足够高的电压(可高达 15kV)时,两电极间则产生辉光放电。高压使灯管内的混合气体(汞、氖等)电离放电,产生大量的紫外线激发到灯管内壁的荧光粉上,于是发出一定颜色(波长)的可见光。霓虹灯的色彩与管内所充气体、玻璃管颜色及荧光粉颜色的关系,参见表 12-2。

表 12-2 霓虹灯色彩与管内气体、玻璃管颜色的关系

灯光色彩	管内充入气体种类	玻璃管或荧光粉颜色	灯光色彩	管内充入气体种类	玻璃管或荧光粉颜色
红色	氖	无色	白色	氩、少量汞	白色
火黄	氖	奶黄色	奶黄	氩、少量汞	奶黄
桔红	氖	绿色	玉色	氩、少量汞	玉色
玫红	氖	蓝色	淡玫红	氩、少量汞	淡玫红
蓝色	氩、少量汞	蓝色	金黄	氩、少量汞	金黄管 + 奶黄粉
绿色	氩、少量汞	绿色	淡绿	氩、少量汞	绿、白混合粉

霓虹灯分高压和低压两种类型。其中,低压霓虹灯适合于室内装饰。由于低压霓虹灯的单管点灯长度较短(一般仅为0.2~0.5m),并且寿命较短,故至今尚未被广泛应用。

二、霓虹灯漏磁式变压器

霓虹灯的工作特点是高电压、小电流,每米长的灯管必须施加 1kV 以上的电压才能正常燃点。长期以来,人们利用特殊设计的漏磁式变压器将工频市电电源升压至约 15kV,为霓虹灯供电,其工作线路如图 12-2 所示。

高压霓虹灯单管点灯长度可达 1m 以上，灯电流在 10～60mA 不等。霓虹灯在正常工作时，由霓虹灯变压器来限制灯管回路中通过的最大电流。根据安全要求，一般霓虹灯变压器的次级空载电压不大于 15kV，次级短路电流比正常运行电流高 15～20%。常用霓虹灯变压器的容量约 450VA，初级电压为 220V，电流为 2A；次级电压为 15kV，电流约 25mA，次级短路电流约 30mA。这种变压器能点亮管径 ϕ12mm、展开长度为 12m 的灯管。

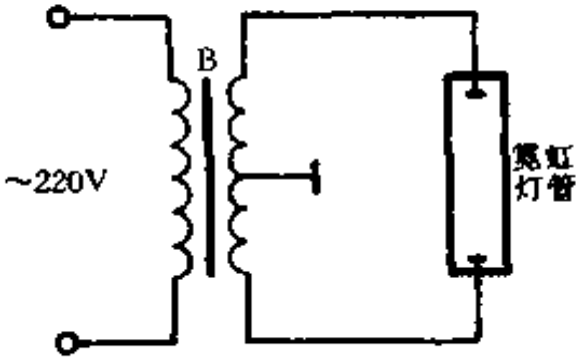


图 12－2　霓虹灯的工作线路

霓虹灯漏磁式变压器的优点是可靠性与耐久性较高，缺点就是体积大，耗电量多。每只漏磁式铁芯变压器重约 10kg，比较笨重，搬运和安装不便。其功耗在 50W/m 以上，点燃费用较高。此外，还会在燃点过程中，发出 50Hz 的交流噪音。

三、霓虹灯电子变压器

霓虹灯电子变压器与荧光灯交流电子镇流器电路大体相同。霓虹灯电子变压器利用一个升压变压器，将高频变换器输出电压进行升压，以使并联于升压变压器次级绕组线圈两端的霓虹灯能够正常工作。与工频漏磁式变压器比较，由于霓虹灯电子变压器工作频率达 20～35kHz，因此可使升压变压器的尺寸和重量减小 80%～90%，节电达 70%，并且可以实现灵活控制和无噪音工作。霓虹灯电子变压器已有十年的发展历史，由于在可靠性方面仍有一些问题没有彻底解决，所以至今还有许多人在选用时持有疑虑。霓虹灯电子变压器能否与漏磁式变压

器并驾齐驱并最终取而代之，关键取决于能否进一步降低其性能价格比。

对霓虹灯电子变压器的主要技术要求是：

a.为霓虹灯提供正常工作所需要的电压和电流；

b.具有完善的保护功能，能确保在异常条件下不对电子变压器造成损坏；

c.符合安全认证（如中国长城认证、UL 认证、CSA 及 VDE 认证等）标准规范要求；

d.具有防潮湿、防雨水和防灰尘等防护能力。霓虹灯电子变压器中的升压绕组线圈，在阴雨天气下的潮湿环境中最容易出现过热而损坏，若采用全塑封、环氧树脂浇灌工艺措施，可有效地延长其寿命，减小其早期失效率。

在电子变压器实际应用中，要求与霓虹灯参数相匹配。霓虹灯的启动电压与灯管长度成正比，与管径成反比，同时还与所充填气体的种类和气压有关。若以 D(cm)代表灯管的直径，G(V/cm)代表每厘米灯管所需的放电电压，$D \cdot G$ 乘积因气体种类而异的值见表 12－3。

表 12－3　　各种气体的 $D \cdot G$ 值

气体种类	氖	氩	汞＋氩
D(cm)·G(V/cm)	40V～50V	120V～140V	约 30V

对于霓虹灯灯管压降的估算可根据经验公式求出。

a.对于充填氖气的霓虹灯：

$$V_{on} = V_{AK} + V_L = (50 + 500L) \sim (110 + 700L) \quad (12-1)$$

式中，V_{on}：灯管导通时的电压降；

L：正柱发光区长度 m；

V_{AK}：灯管阴极与阳极电压降之和；

V_L：辉光正柱区电压降。

b. 对于充汞氩混合气体的霓虹灯：

$$V_{on} = V_{AK} + V_L = (50 \sim 340L) \sim (110 + 550L) \quad (12-2)$$

为方便用户，霓虹灯变压器制造商都应提供一个灯管规格表，作为根据长度、填充气体、灯管直径和每一个变压器所带灯管的数量，来确定负载的应用指南。

四、霓虹灯的控制装置

根据装饰的需要，可将细而长的霓虹灯灯管做成各种图案或文字，用作广告或指示。在霓虹灯电路中接入必要的控制装置，可以得到循环变化的彩色图案和自动明灭的灯光闪烁，给人们带来一种戏剧性的令人目不暇接的感受，造成一种生动活泼的气氛。

当霓虹灯采用漏磁式变压器供电时，可利用高压转机和低压滚筒作为控制装置。

霓虹灯高压转机由线圈、感应板、主轴及接触片、固定触头等组成。线圈通电后产生磁感应，带动感应板，从而使主轴带动接触片转动，依次与每个固定触头接触，以接通相应的灯管回路，使各灯管依次明暗变化。高压转机一般接在霓虹灯变压器的高压回路中，以控制由一台主变压器供电的灯管之间的换接，图 12－3 为其控制电路原理图。

低压滚筒由交流电动机、圆筒、活动导电片、固定触头和支架等组成。交流电动机带动圆筒转动，安装在圆筒上的导电片依次与固定触头接触，以接通相应的霓虹灯变压器回路。设计不同式样的导电片可以控制各变压器回路的接通顺序和接通时间，从而得到不同的明暗变化图案。低压滚筒一般接在变压器

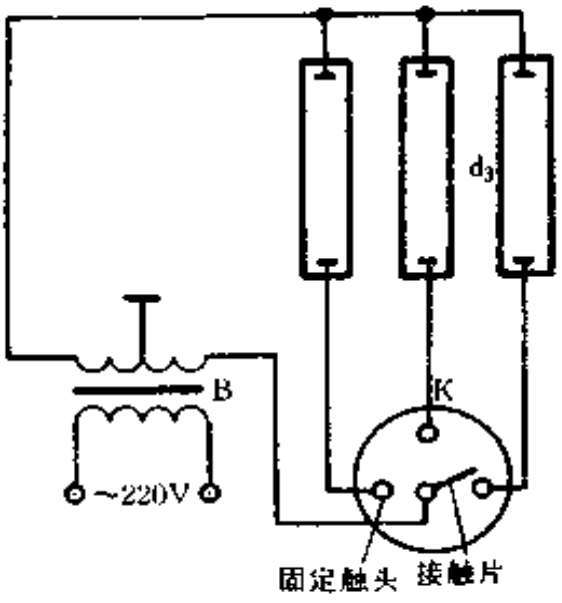


图 12－3　霓虹灯高压转机控制电路原理图

的低压回路中，以控制由多台变压器供电的大幅面图案的变换，其控制电路原理如图 12－4 所示。

霓虹灯高压转机与低压滚筒配合使用，则可使广告根据需要构成各种复杂的图案。

目前，对于霓虹灯花样的变换，人们较普遍地采用了 8031、8098 等单片机控制器，并根据需要编制程序来进行控制。通过对振荡电路的启动和关闭，可以

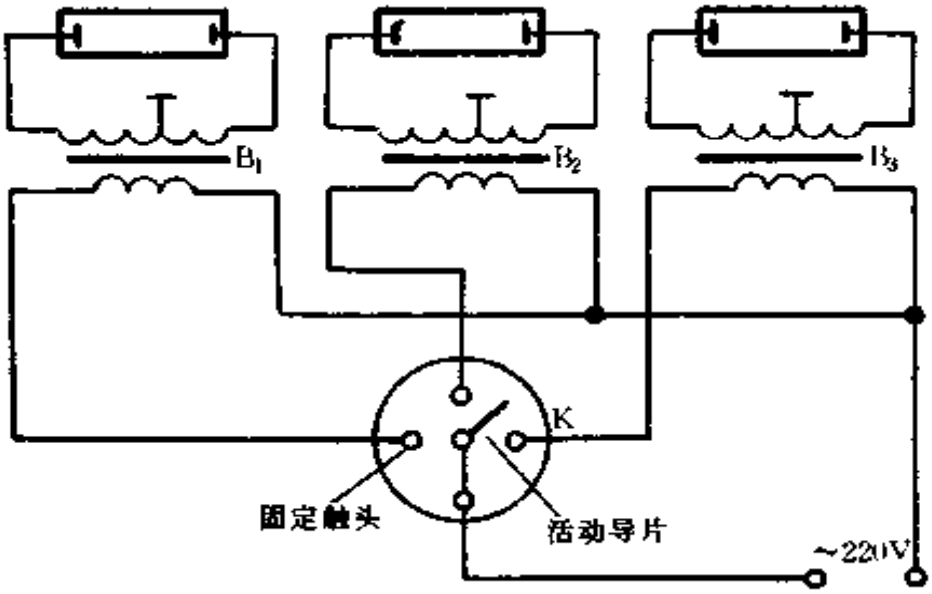


图 12－4　霓虹灯低压滚筒控制电路原理图

使霓虹灯的花样变换实现无触点电子式控制。

第二节　霓虹灯电子变压器电路

与荧光灯交流电子镇流器比较，霓虹灯电子变压器只是在输出级电路结构上有所不同，如图 12－5 所示。在图 12－5(b)示出的霓虹灯电子变压器输出级电路中，功率变压器 T1 的初级线圈 L1 两端分别连接于有源支路和无源支路的中点 A、B 之间，既是正反馈电路中的重要元件，同时又是高压变压器的初级绕组。只要选择合适的升压比，在 T1 次级升压线圈中就可得到高达 15kV 的高频电压，为并联于升压线圈 L2 两端的霓虹灯供电。试验证明，彩电的行输出变压器经过改造，可以用作霓虹灯电子变压器中的升压变压器。

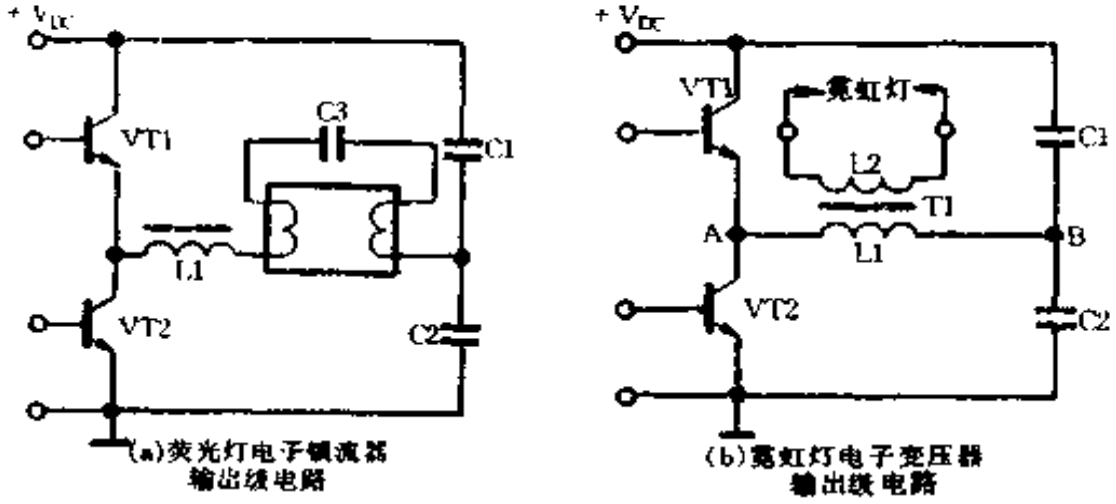


图 12－5　霓虹灯电子变压器与荧光灯电子镇流器的输出级电路对比图

一、自激式霓虹灯电子变压器电路

目前比较简单的霓虹灯电子变压器大多采用自激式高频振

荡电路。图 12－6 为带过流保护的霓虹灯电子变压器电路原理图。

在图 12－6 中，功率开关 VT1、VT2 和脉冲变压器 T1 等组成半桥式逆变器电路。R1、R2、C2、VD6 和 VD5 等组成半桥振荡器启动电路，用作触发高频振荡。高压变压器 T2 的次级线圈输出约 30kHz 的高压，经高反压二极管 VD9 整流，为霓虹灯供电。给霓虹灯施加直流电压，有利于提高灯管的发光效率。R8 是电流检测电阻。在出现过电流情况时，R8 两端的电压增加，使二极管 VD10 正向偏置而导通，触发可控硅 VS1 导通，其结果是导致 VT1、VT2 截止，振荡电路停振，变压器 T2 无高压输出。只有在故障条件解除后，重新启动电源，电路才能恢复正常工作。

图 12－7 为带短路和断路保护的霓虹灯电子变压器电路。该电子变压器输出端升压变压器 T2 选用 U16、B2kB 型铁氧体磁芯及配套的高压绝缘骨架绕制。N_P = 90 匝（ϕ0.8mm 漆包线），N_S = 4500 匝（ϕ0.15mm 漆包线）。在 N_S 线圈产生约 25kHz 的高压，经 VD7～VD10 全波整流，输出 2～15kV 的直流电压，提供 0～20mA 的直流电流，可驱动 10mm～16mm 管径的标准灯管。L2 为断路检测线圈，L3 为短路检测线圈。L2、VDZ3、VD11 和 L3、VDZ4、VD12、C5 及 VS1、L4 和 S2 等共同组成断路及短路保护电路。继电器 J 选用 JAG－4－1HA 型或替代型。

图 12－8 示出的是又一种带短路和断路保护的霓虹灯驱动电路。脉冲变压器 T1 采用 R2KB、H8 磁芯，T1a 为反馈绕组，T1b 和 T1c 分别为 VT1、VT2 的基极驱动绕组，T1d 为保护电路中关闭振荡的执行绕组。升压变压器 T2 的次级升压线圈输出 25kHz 的高压，经 VD11～VD14 全波整流，得到约 14kV 的直流高压，为霓虹灯供电。

T2c 为短路检测线圈，绕于 T2 的高压输出线上。当霓虹灯

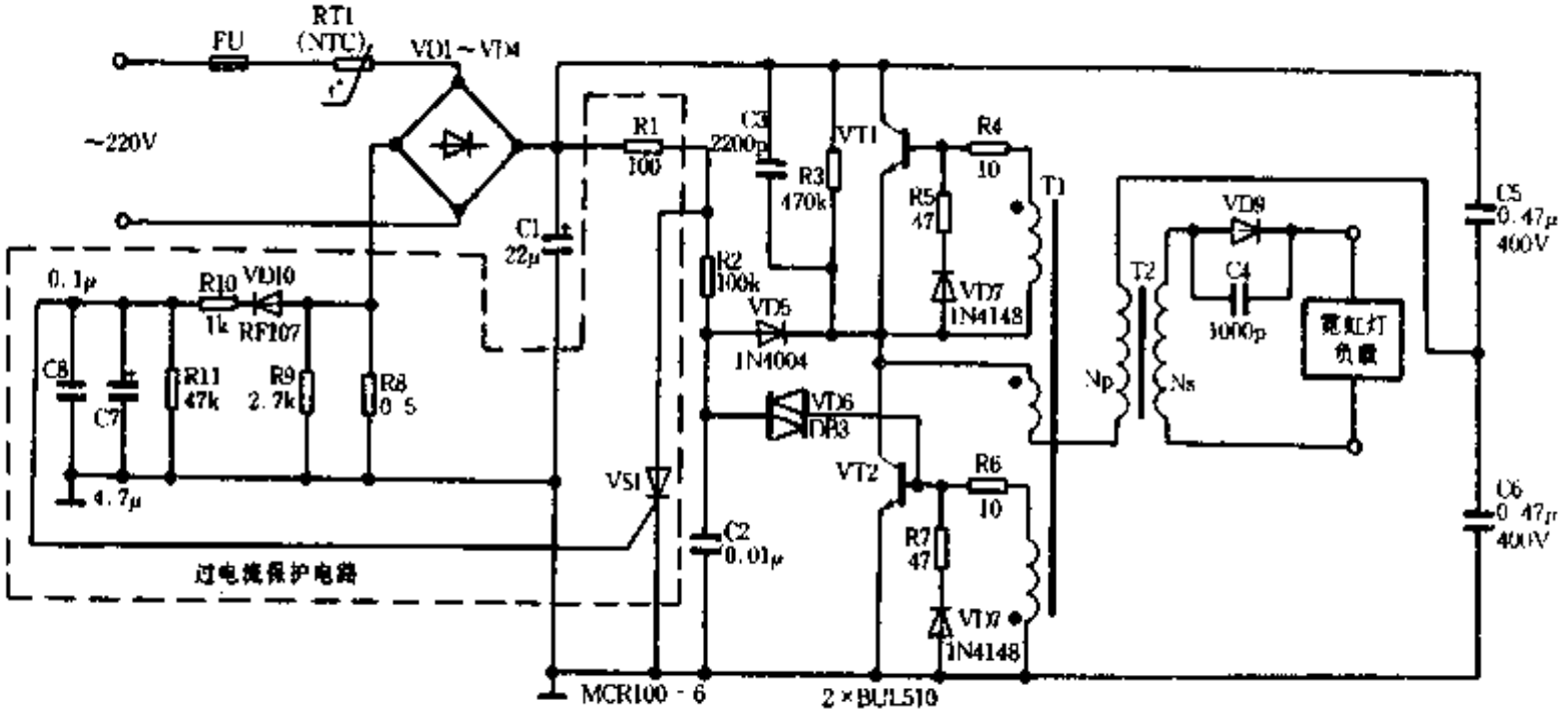


图 12-6　带过流保护的霓虹灯电子变压器电路原理图

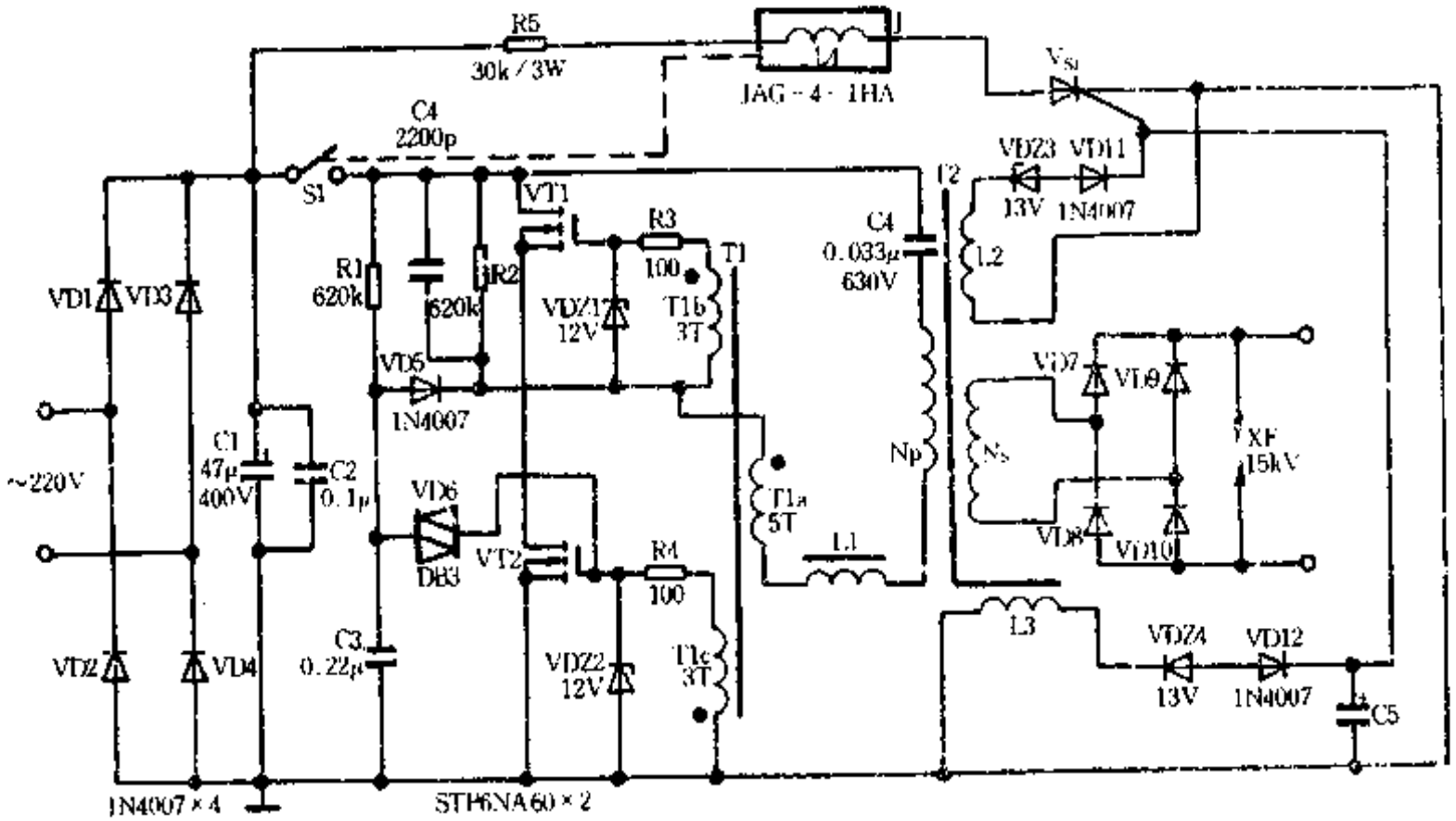


图 12－7　带短路和断路保护的霓虹灯电子变压器电路

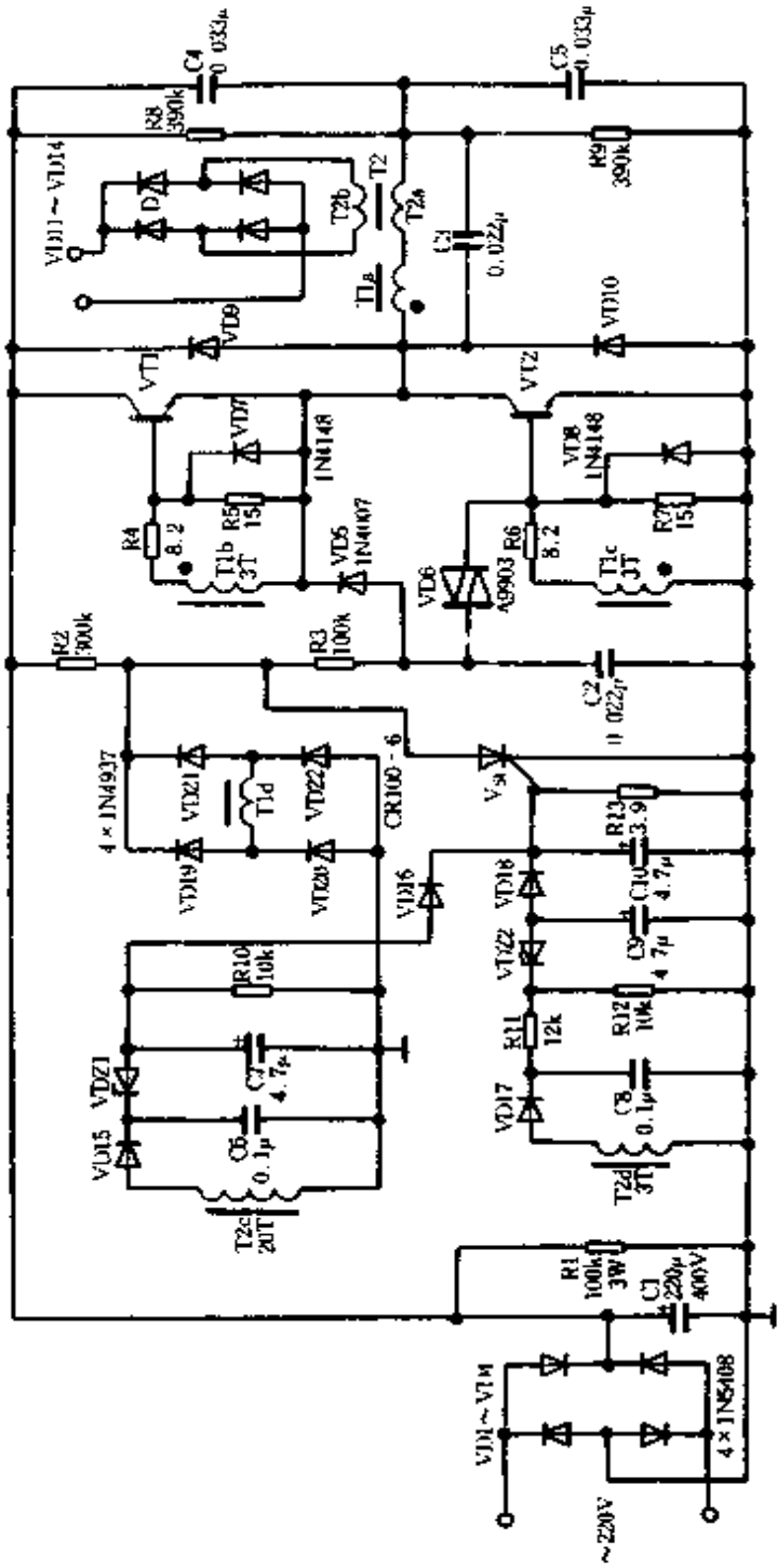


图 12－8　带短路和断路保护的霓虹灯驱动电路

短路时，急增的电流使 T2c 的输出电压升高，经 VD15 整流，击穿齐纳二极管 VDZ1，通过 VD16 触发可控硅 VS1 导通，T1d 绕组中的高频脉冲经 VD19、VD21 和 VS1 接地，将半桥振荡电路关闭，使霓虹灯熄灭。T2d 为断路检测线圈，直接绕于 T2 的磁芯上。调整电阻 R13 使标准霓虹灯灯管电流为 14mA 时，可控硅 VS1 导通，同样能使振荡器停振。T2d 检测线圈仅为 3 匝，在霓虹灯正常点燃期间，其两端的感应电压经 VD17 整流，不足以使 VDZ2 击穿，可控硅 VS1 不会被触发导通，故保护电路不起控制作用。

VT1、VT2 应选用 $BV_{CEO} \geqslant 450V$、$I_C \geqslant 4.5A$ 的开关晶体管，如 MJE18008、MJE18009 和 BUT12A 等。VD9、VD10 宜选用耐压不低于 450V 和电流容量 4A 以上的快速恢复型二极管。VD11～VD14 应选用 20kV、10mA 以上的高压高频二极管。

二、它激式霓虹灯电子变压器电路

目前较高档次的霓虹灯电子变压器，大多都采用开关电源用 PWM 控制器 IC，提供并控制逆变器电路中功率开关的驱动信号。由 SG3525A 型 PWM 控制器驱动的霓虹灯电子变压器电路简图如图 12－9 所示。

SG3525A 是美国硅通公司生产的开关电源用 PWM 控制器单片 IC，是 SG1524/SG2524/SG3524 系列 IC 的换代产品。SG3525A 内的振荡器外接时标电容 C_T，通过 IC1⑤脚与⑦脚之间的电阻 R_D 提供放电通路。改变 R_D 的数值，则可以改变 C_T 的放电时间。而 C_T 的充电电流则由 R_T 规定的电流源决定。IC1 内振荡器频率由下式决定：

$$f_{OSC} = \frac{1}{C_T \cdot (0.7R_T + 3R_D)} \qquad (12-3)$$

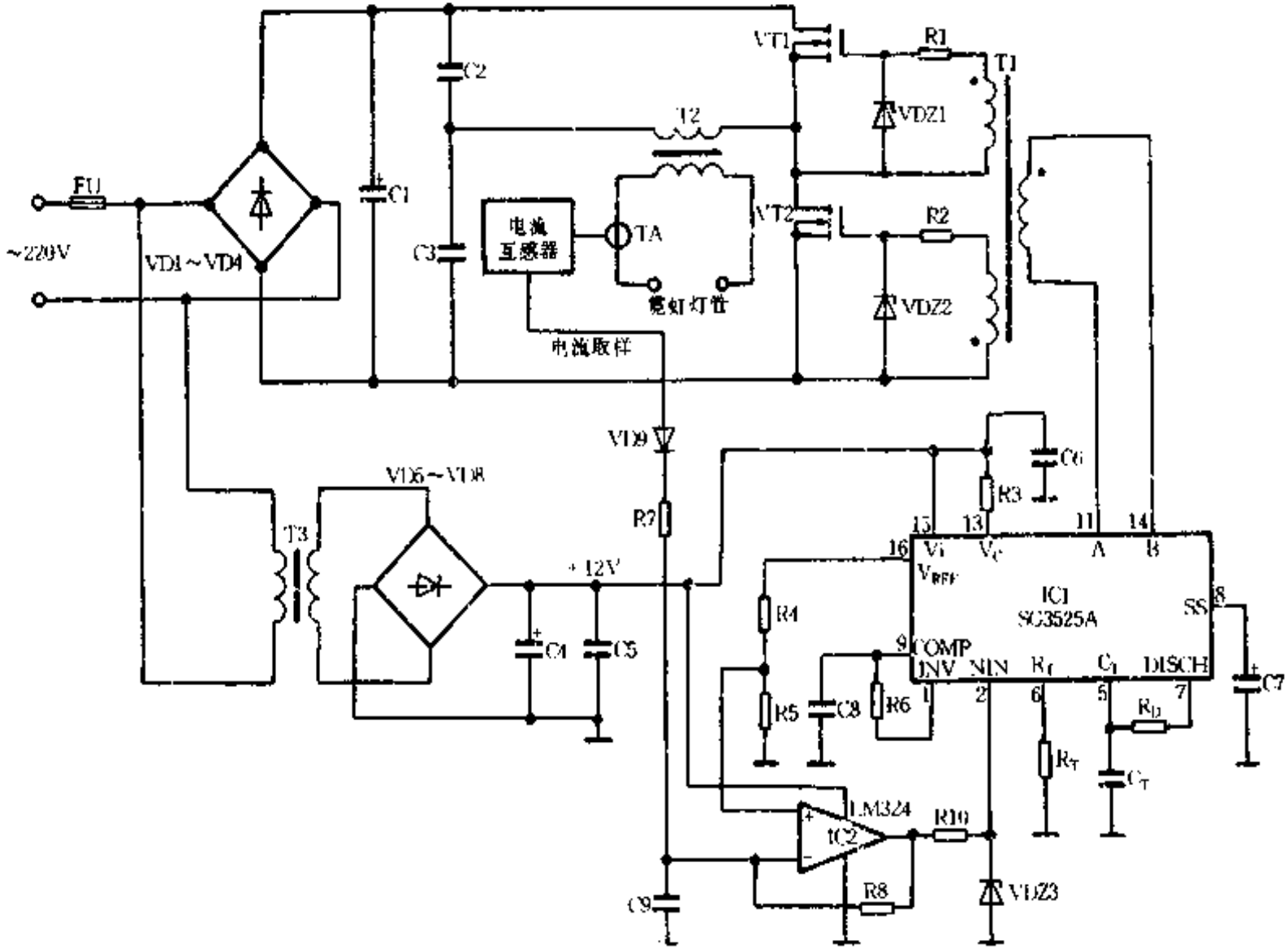


图 12－9　SG3525A 型 PWM 控制器驱动的霓虹灯电子变压器电路

降压变压器 T3、桥式整流器 VD5～VD8 和电容 C4、C5 等组成 IC1、IC2(LM324)的直流电源电路，为 IC1 和 IC2 提供 12V 的工作电压。IC1⑪脚、⑭脚输出两路相隔一定时间的 PWM 脉冲电压，通过变压器 T1 驱动功率开关 VT1 和 VT2。半桥式逆变器电路输出约 30kHz 的方波电压，经升压变压器 T2 升压至 10kV 以上，点燃一定长度的霓虹灯灯管。

SG3525A⑯脚上的基准电压 $V_{REF}=5V(\pm1\%)$，经 R4、R5 组成的电阻分压器分压，输至 IC2 同相输入端作为参考电压。通过霓虹灯负载的电流取样，输至 IC2 的反相输入端。IC2 的输出经 R10 输至 IC1⑫脚，通过反馈电路可实现恒流控制。

利用 LM324 还可以组成异常状态和过热等停振保护型电路，具体的电路组成可参见第十章和第十一章有关内容。

三、制作工艺要求

霓虹灯电子变压器的技术关键是高压绝缘、散热以及电磁屏蔽和防水等。由于霓虹灯在高压、小电流下工作，升压变压器次级线圈漆包线线径选取 φ0.15mm 即可。如果选用 U16、R2KB 型磁芯，高压包每层绕 80 匝左右，层间用 0.1mm 厚的薄膜绝缘。根据实际需要，高压包一般需绕 40 层～50 层。升压变压器的初级绕组线圈可采用 φ0.8mm 漆包线，绕 90 匝～100 匝。为提高密封防水、高压绝缘和电磁屏蔽的性能，可采用阻燃材料将变压器置于铁壳中进行灌封。灌封时应在真空箱中进行抽气处理，真空度约为 1330Pa。灌封料若用 E51 型环氧树脂，灌封温度为 70～80℃。美国独资的上海斯巴克科技实业有限公司生产一种 CQ18P－A 黑胶，适用于电子产品的灌装。这种黑胶软化点为 105～129℃，灌装温度为 120～153℃。该灌封料的绝缘性能好，收缩率小，不产生应力，并易于散热。

功率开关晶体管是重要的发热元件，可将其通过云母片绝缘固定于铝散热器上，并将铝散热器紧贴到铁壳机箱底板上，以利于散热。机箱表面应进行氧化处理，以增强散热和屏蔽能力。

目前国产霓虹灯电子变压器存在的突出问题，仍然是质量低劣，可靠性较差。追根究源，就是在电路设计上还存在一些先天不足，在元器件选用上不十分严格，在制作工艺上也不讲究，并缺少必要的检测和试验手段。生产厂家只要下功夫解决其质量问题，该产品的市场前景还是比较诱人的。

关于荧光灯交流电子镇流器中的 APFC 电路，同样适用于霓虹灯电子变压器。关于 APFC 电路的工作原理及其实际应用电路，我们已经在第八章中作过比较详细的介绍。

第十三章

电子镇流器控制器IC及其应用电路

进入20世纪90年代之后，绿色照明产业的蓬勃兴起，有力地推进了电子镇流器控制器IC的发展。不同功能和用途的控制器IC，可以使电子镇流器电路大为简化，节省大量的元件，并能有效地改善电子镇流器的性能，因而在国外特别是在一些发达国家中已得到广泛的应用。在我国由于对电子镇流器控制器IC的介绍和宣传较少，应用率一直比较低。

关于电子镇流器有源功率因数控制器IC，以及高压高速MOSFET(或IGBT)自振荡半桥驱动器IC等，已在上面的有关章节中介绍或涉及。本章将要介绍的几种具有代表性的镇流器控制IC，其中有的不仅具有APFC功能，而且还包含有电子镇流器的一些控制功能。关于只具有APFC单一功能的控制器IC，本章不再进行介绍。除了电子镇流器专用控制器外，本章还将介绍开关电源控制器等IC在电子镇流器中的特殊应用。

第一节　TFA3351 电子镇流器控制器

TFA3351 是德国斯姆艾(SMI)半导体公司生产的电子镇流器控制器 IC。TFA3351 单片 IC 采用 D1P8 或 S0P8 封装，内部结构框图如图 13－1 所示。

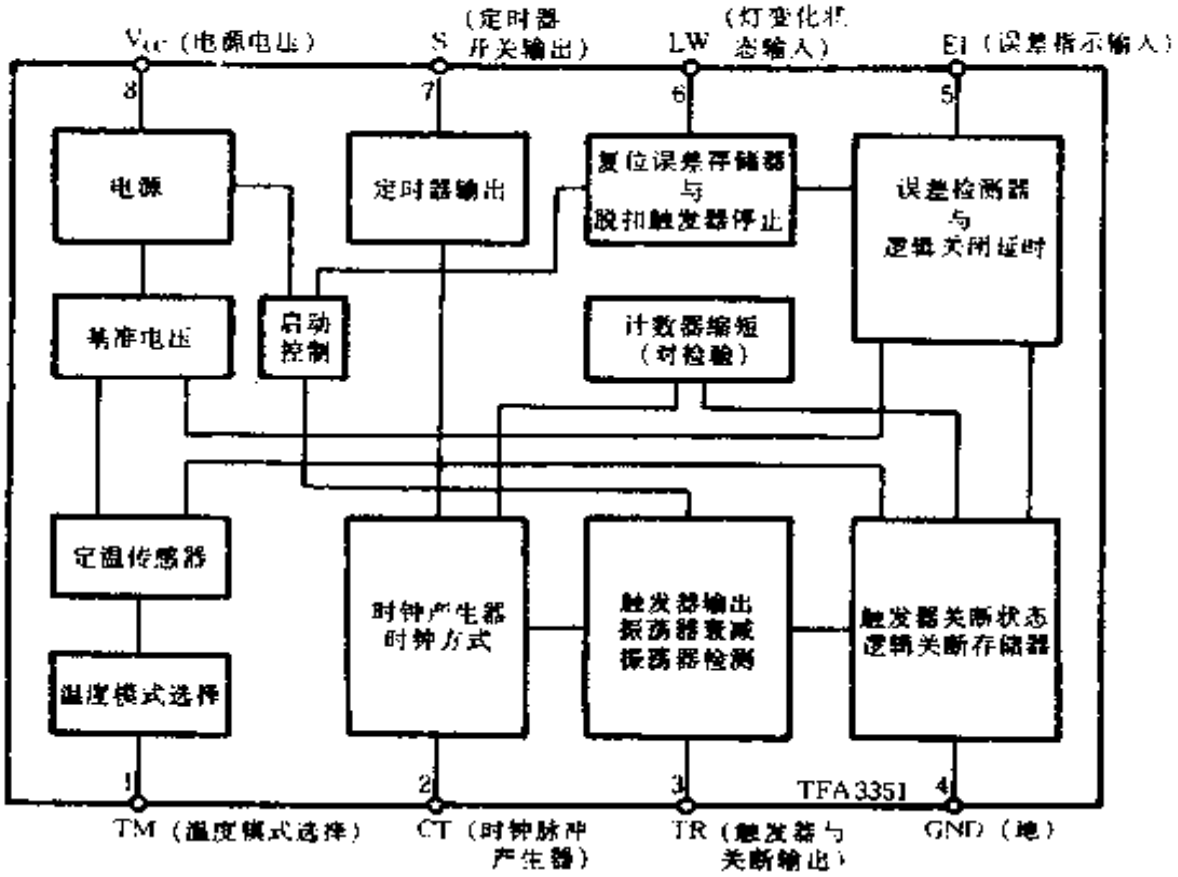


图 13－1　电子镇流器控制器 TFA3351 内部组成框图

TFA3351 为电子镇流器的振荡器提供触发脉冲，使振荡电路建立振荡。该 IC 内置定时器，在电源电压施加之后的 1 秒钟内，对于灯预热和点火系统提供控制脉冲。在振荡成功启动并

被监视之后，后续的触发脉冲被阻塞。IC 内包含有误差指示输入，以监控振荡电路及灯出现的故障。IC 一旦达到关机点温度（典型值是 105℃），则自动切断振荡，从而实现过热保护。在灯更换之后，IC 可自动重新启动振荡，重新点火。

TFA3351 各引脚功能分别如下：

①脚（TM）：为温度模式选择。芯片结温只要达到 105 ± 10℃（典型值为 105℃）之后，IC 内温度传感器在无需任何外接元件的情况下，及时检测关机点温度，使误差存储器置位。当该引脚开路时，误差存储仅在过温识别之后的 1 秒查询之内发生，并使振荡衰减。当该脚接地时，IC 结温约降低 10℃之后将再次触发振荡器。在这一模式中，没有查询周期。

②脚（CT）：为时钟（脉冲）产生器。时钟产生器发送宽度 10μs 的时钟脉冲，重复频率为 33kHz。该脚与地之间连接一个小电容（典型容量是 82P），电容容量影响时间响应，但不影响触发脉冲宽度。

③脚（TR）：触发和关闭输出。该脚发送宽度为 1μs、重复周期为 960μs 的触发脉冲以启动振荡器，触发脉冲受振荡检测器的控制。控制信号的监视直到 100kHz 的频率，最小幅值是 400mV。振荡的衰减通过带低饱和压降的关断晶体管实现。在镇流器成功启动之后，进一步的触发脉冲被阻断。该脚与地之间加有一个外接肖特基二极管，用作抑制负峰值电压引起的电流增加。

④脚（GND）：连接到地。

⑤脚（E1）：误差指示输入。一个大于 250mV 的误差信号可通过适当的网络加至该脚，借助于误差查询周期在 1 秒钟之后解除。一个精心设计的程序可以保证误差安全可靠的获取。该程序包含有 840μs 并跟随 120μs 的估价计算时间，从而可使在没

有误差信号存储时的查询周期中继连续。在后面的估价周期内如果信号再一次被检测，误差记忆被置位。通过逆变器中功率开关晶体管发射极电阻的反馈，该脚可监控镇流器振荡电路及灯出现的故障。

⑥脚(LW)：灯变化状态输入。该脚对灯发生的变化情况进行检测，并随误差记忆的复位引起重新启动。当大于 4.25V 的电压加至该脚时，检测灯是否连接；当该脚电压低于 3.25V 时，则指示灯已被移开；在灯未接入情况下，电路被阻塞。

⑦脚(S)：为定时器开关输出，用作控制灯阴极预热时间。

⑧脚(V_{CC})：IC 电源电压，被内部电路限制于 11V。

TFA3351 的极限参数为：V_{CC} 脚电源输入电流最大值是 20mA；E1 脚误差指示器最大输入电压范围是从 -0.3V 到 V_{CC}；LW 脚最大输入电压范围是从 -0.3V 到 15V；TM 脚最大输入电流是 1mA；T_R 脚最大负载负电流是 -500mA；S 脚最大开关输出电流是 1mA；最高结温是 150℃，工作环境温度是从 -20℃到 120℃。

TFA3351 控制器的主要电气特性参数分别为：电源电压 $V_{CC}=11V$；静态电源电流 $I_{CC}=1.25mA$；触发器重复速率 $t_{TRW}=1000\mu s$($Cclock=82P$)；触发器输出脉冲电流 $I_{TRW}=650mA$；S 脚开关输出饱和压降 $V_{Seat}\leqslant 0.45V$；E1 脚误差电压响应电平 $K_{OL}=250mV$；灯移开时 LW 脚开关电压 $V_{LE}=3.25V$，灯接入时 LW 脚开关电压 $V_{LV}=4.25\sim 11V$；超温关闭点温度 $T_S=95\sim 115℃$(典型值是 105℃)。

用 TFA3351 控制的 30W 双管荧光灯电子镇流器电路如图 13-2 所示。图中，R2、C4 为 TFA3351 的电源偏置元件。TFA3351③脚输出触发脉冲加至 VT2 的基极，启动镇流器振荡电路建立振荡。VT2 的发射极电阻 R4 为误差检测元件，误差信

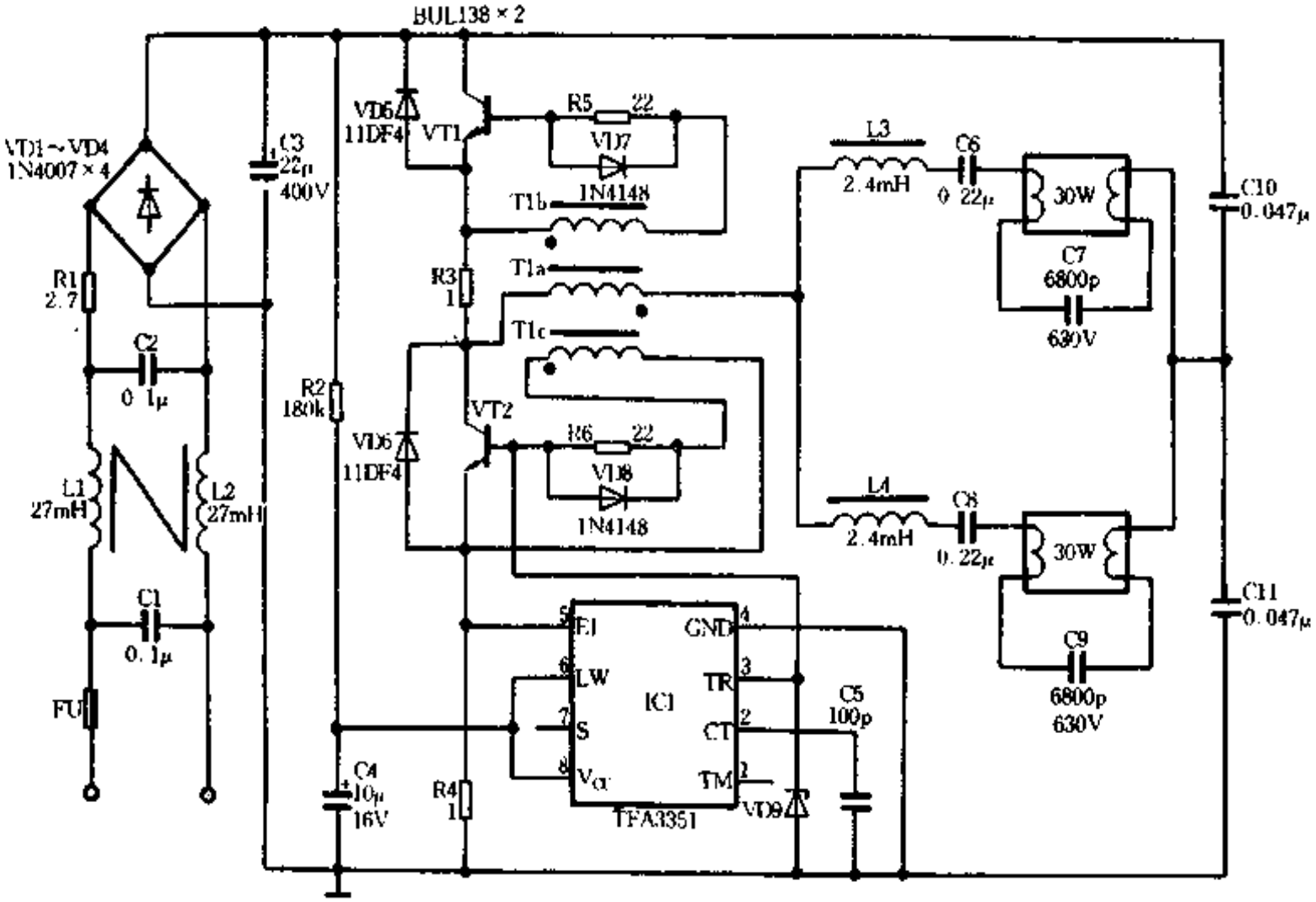


图 13－2　用 TFA3351 控制的 30W 双管荧光灯电子镇流器电路

号被 TFA3351⑤脚接收。C5 为定时元件。在镇流器启动工作后，TFA3351 则自动关断触发脉冲。VD9 为肖特基二极管，这种半导体二极管正向压降仅约 0.4V，反向恢复时间可忽略不计。

TFA3351 的系列产品还有 TFA3352、TFA3354 等。其中，TFA3354 的性能与 TFA3351 相当，同样用作荧光灯电子镇流器控制器；而 TFA3352 则是一种低压卤灯电子变压器控制器。除了具有 TFA3351 的一些基本特征外，TFA3352 低压卤灯电子变压器控制器 IC 还具有过载和短路保护、供电模式与超载阈限自动匹配、利用直流和交流电压切换实现调光等满足低压卤灯启动和点燃所要求的特征，并提供一切必要的功能。TFA3352 同样采用 8 脚 DIP 或 SOP 封装，电源电压范围为 9～13V，触发脉冲电流不大于 500mA，超温关断点温度典型值为 90℃。低压卤灯电子变压器电路与霓虹灯电子变压器是一样的，只是在元件参数的选择上有些差别。

第二节　ATT2161/ATT2162 电子镇流器控制器

美国 AT&T 微电子公司生产的 ATT2161/ATT2162 电子镇流器控制器，均内装有 300V、2Ω 的 N 沟道功率 MOSFET。ATT2161 的高压电平移位晶体管直接与低端镇流器控制器 ATT2162 对接，无需外接功率开关晶体管，就可以构成十分简单的低成本电子镇流器电路。ATT2161 采用零电压开关(ZVS)技术，控制逻辑有阴极预热、启动和正常工作三种模式。

由于 ATT2161 和 ATT2162 中的功率开关 MOSFET 的耐压仅为 300V，故只适合于交流输入电压在 200V 以下的电子镇流器

中应用。在我国，ATT2161/ATT2162 不仅可在出口产品中应用，也可以在矿井、载客列车等低压荧光灯电子镇流器中用作控制器。

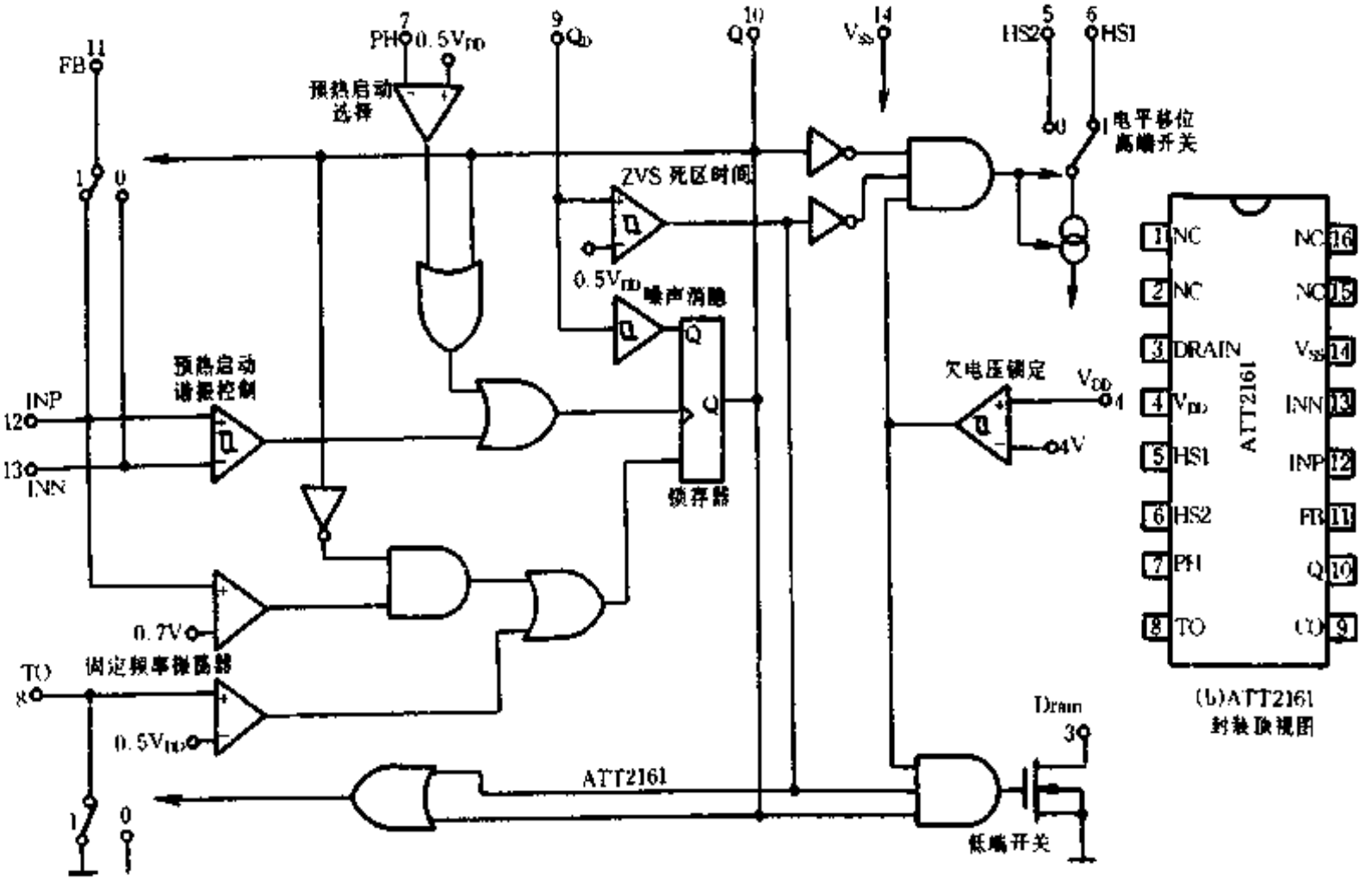
一、ATT2161 低端镇流器控制器

ATT2161 低端电子镇流器控制器 IC，功能方框图及其 16 脚 DIP 封装顶视图如图 13－3 所示。该控制器 IC 同时还采用 16 脚窄体表面安装封装型式。

ATT2161 的各引脚符号及功能如表 13－1。

表 13－1　　ATT2161 引脚符号及其功能

引脚序号	引脚符号	引脚功能
③	Drain	功率开关 MOSFET 漏极输出
④	V_{DD}	逻辑电源电压
⑤	HS1	高端电平移位输出，电流脉冲使 ATT2162 MOSFET 导通
⑥	HS2	高端电平移位输出，电流脉冲使 ATT2162 MOSFET 关闭
⑦	PH	预热，置 0(低电平)为预热模式；置 1(高电平)为工作模式
⑧	TO	在工作模式中，对于不变频率设定时间周期
⑨	Q_D	对零电压开关死区时间在 Q 脚的延迟模型
⑩	Q	决定功率 MOSFET 输出状态
⑪	FB	为谐振操作确立反馈电平
⑫	INP	谐振控制比较器同相输入
⑬	INN	谐振控制比较器反相输入
⑭	V_{SS}	逻辑电源地和功率 MOSFET 源极连接端
①、②、⑮、⑯	NC	未连接(也可以接地)



(a)ATT2161 功能方框图

图 13－3　ATT2161 低端镇流器控制器的功能框图及其封装顶视图

ATT2161 的最大额定参数为：MOSFET 漏—源极最高电压 $V_{DS(max)}=300V$，脉冲漏极电流 $I_{D(max)}=3A$，最高电平移位电压 $V_{HS(max)}=300V$，逻辑电源电压范围 $V_{DD}=-0.5\sim7V$，逻辑输入电压范围 $V_{IN}=-0.5\sim7V$，工作环境温度 $T_A=-40\sim85℃$，结温 $T_J=-55\sim150℃$。

ATT2161 低端镇流器控制器 IC 与 ATT2162 高端镇流器 IC 一起组成普通半桥谐振电路控制荧光灯，不能离开 ATT2162 单独使用。

二、ATT2162 高端镇流器控制器

ATT2162 高端镇流器控制器 IC 为驱动半桥逆变电路中高端功率开关而设计，直接与 ATT2161 的高压电平移位输出相对接。ATT2162 内含有 300V、2Ω 的浮置电源 N 沟道 MOSFET 输出极，浮置电源利用简单的自举技术获得。图 13－4 为 ATT2162 高端镇流器功能框图及 8 脚 DIP 封装顶视图。

表 13－2 列出了 ATT2162 引脚符号及其功能。

表 13－2　ATT2162 高端镇流器控制器引脚符号及其功能

引脚序号	引脚符号	引脚功能
①，⑧	NC	未连接
②	DRAIN	功率 MOSFET 漏极输出
③	V_{HDH}	逻辑电源电压
④	HS2	高端电平移位输入，电流脉冲使 MOSFET 关闭
⑤	HS1	高端电平移位输入，电流脉冲驱动 MOSFET 导通。
⑥	V_{SS}	逻辑地。
⑦	SOURCE	功率 MOSFET 输出的源极

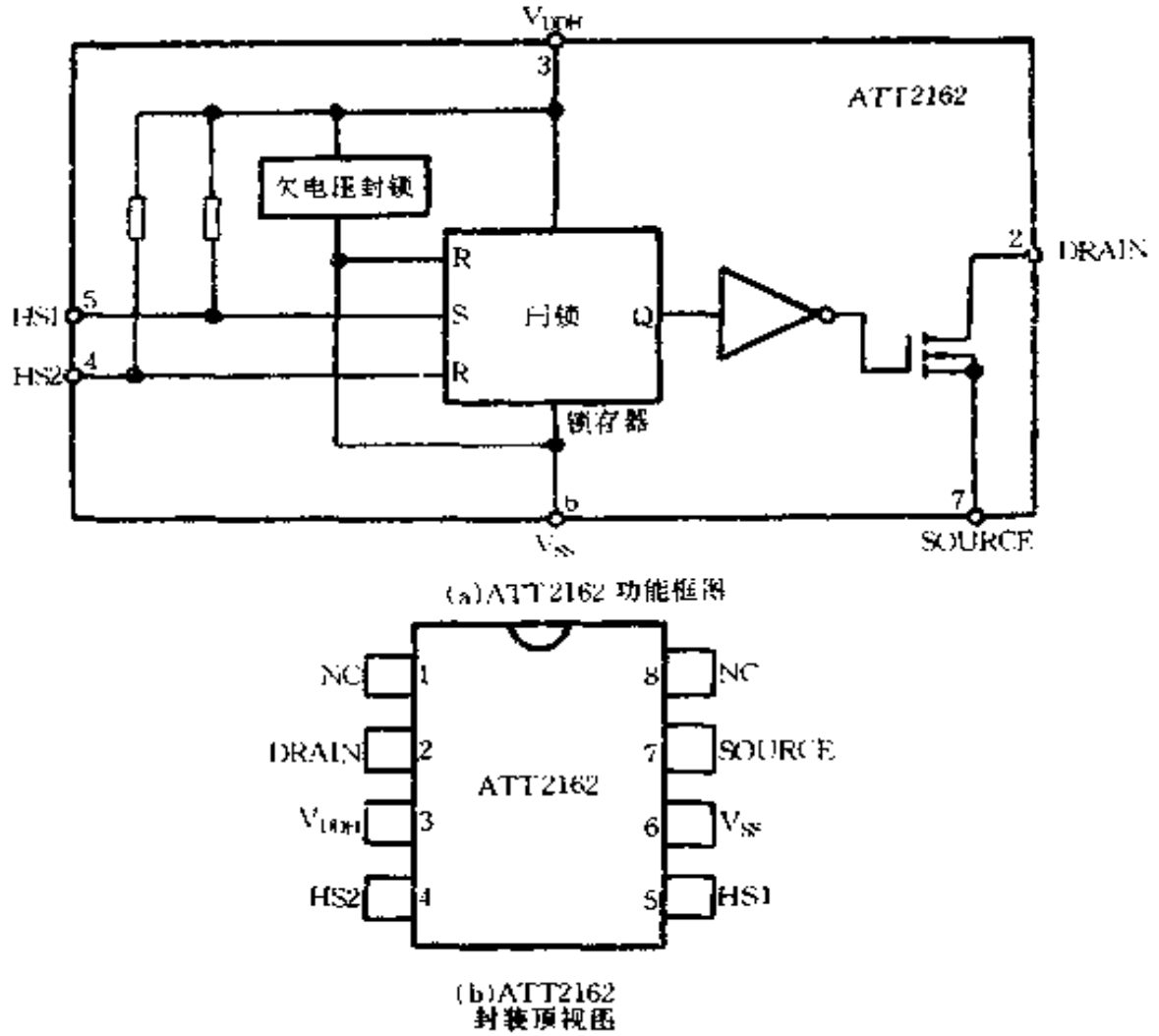


图 13－4　ATT2162 高端镇流器控制器
功能方框图及其封装顶视图

ATT2162 高端开关 MOSFET 的最高漏-源极最高电压 $V_{DS(max)}=300V$，开态电阻 $R_{DS(on)}\leqslant 2\Omega$，脉冲最大漏极电流 $I_{D(max)}=3A$，驱动器电源电压 $V_{DDH}=-0.5\sim 7V$，工作环境温度 $T_A=-40\sim 85℃$，结温 $T_J=-55\sim 150℃$。ATT2162 逻辑电源电流 $I_{DDH}\leqslant 0.4mA$，逻辑电源欠电压封锁正门限电压典型值是 3.4V，负门限电压典型值是 2.8V，欠电压锁定带 0.3V 的滞后。

三、ATT2161 与 ATT2162 组成的电子镇流器电路

ATT2161 与 ATT2162 组成的荧光灯电子镇流器电路如图 13－5所示。

在图 13－5 中，交流输入电压通过 L1、C1 等组成的 EMI 滤波器，经 VD1～VD4 全桥整流和电容 C2 滤波，输出平滑的直流电压，通过 ATT2162 的②脚，为内部高端 MOSFET 的漏极提供直流偏置电压。逻辑电源电压分别通过 ATT2161 的④脚和 ATT2162 的③脚输入，逻辑电源电流分别为 2mA 和 0.4mA。当 ATT2161 的⑦脚(PH)为低电平(典型值是 $0.034\sim0.043V_{DD}$)时，则处于预热模式；当⑦脚为高电平($0.15\sim0.18V_{DD}$)时，则处于工作模式。在预热模式中，当灯负载电流超过固定参考电平时，ATT2162 和 ATT2161 的功率 MOSFET 产生半桥输出，并且负载电流被限制到较小的数值。在启动模式中，在负载电流超过参考电平后，由于谐振的反射作用，负载电流将被下降到参考电平以下，负载通过闭环控制接近于谐振。如果负载电流不能下降到参考电平以下，半桥输出将改变状态，通过 ATT2161 的⑧脚(TO)确立暂停周期，最终会使负载以固定频率工作。

ATT2161⑩脚(Q)与⑨脚(Q_D)之间连接的电阻 R4 和⑨脚到地之间的电容 C4，决定功率开关 MOSFET 的工作状态和零电压开关(ZVS)死区时间。参考电流电平由⑪脚(FB)上的电阻 R2、⑫脚(INP)上的电阻 R5、⑬脚(INN)上的电阻 R6 及电流传感电阻 R7(0.5Ω)共同决定。镇流器工作模式主要通过 ATT2161 控制。如果荧光灯因某种原因被错误地进行“冷”启动，控制器 ATT2161 将自动进行重新启动。当 ATT2161⑫脚(INP)谐振控制比较器的同相输入电平达 0.7V 左右时，控制器将降低半桥输出，限制峰值灯电流不超过设定值。只要适当调整扼流圈 L2 等

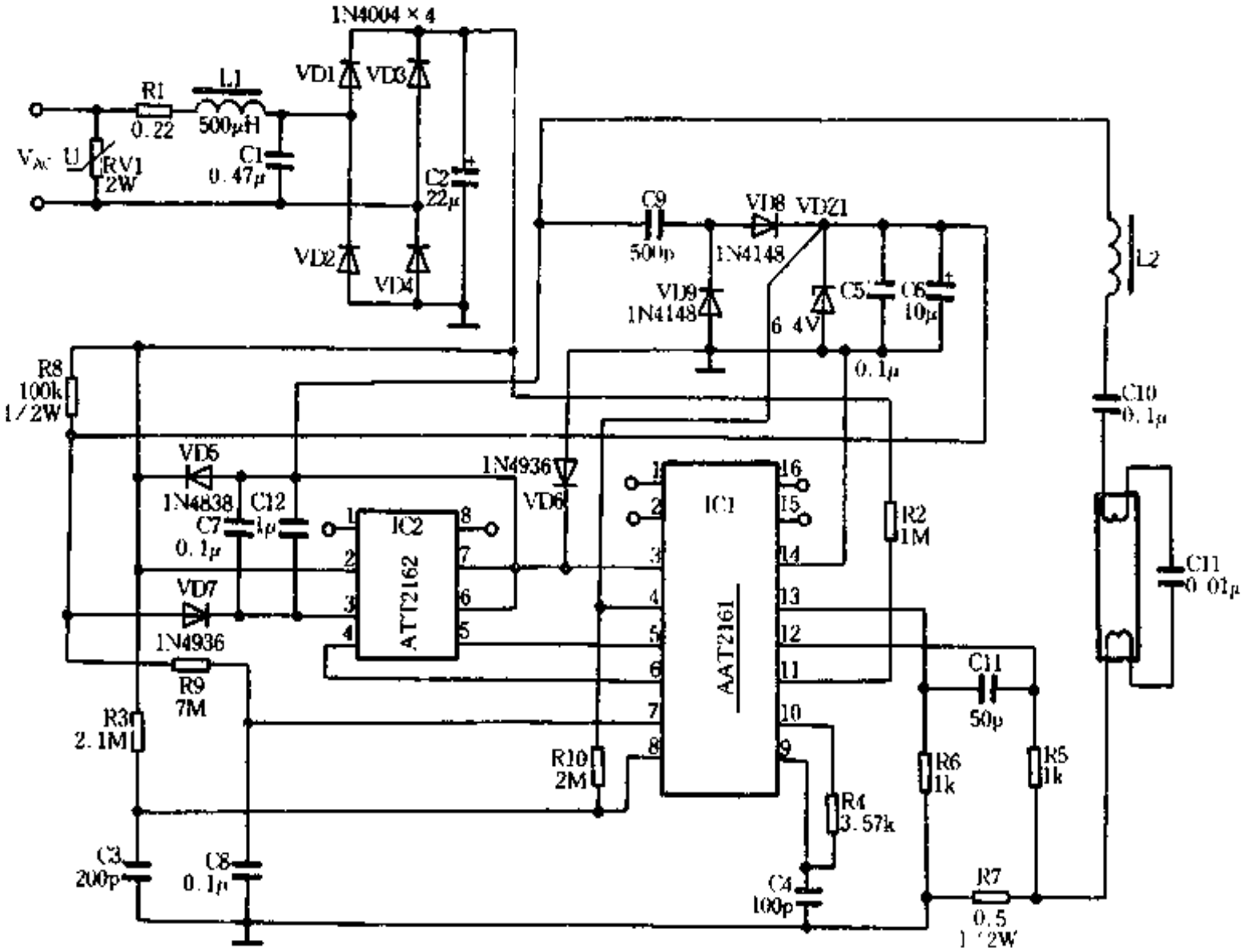


图 13-5　ATT2161 与 ATT2162 组成的荧光灯电子镇流器电路

少数元件参数，镇流器输出端则可以配接 20～40W 的荧光灯。

第三节　KA7522/KA7522D 电子镇流器控制器

KA7522/KA7522D 是韩国三星电子公司在 KA7521 基础上开发的电子镇流器控制器 IC。KA7522 采用 22 脚 SDIP 封装，而 KA7522D 则采用 20 脚 SOP 封装，其工作温度范围均为 -25℃到 100℃。在所有不带有有源功率因数校正功能的电子镇流器控制器中，KA7522/KA7522D 是控制功能比较完善的 IC 之一。

一、KA7522/KA7522D 内部结构及其引脚功能

KA7522/KA7522D 集成有数百只元器件，内部结构主要包括振荡器，选择比较器，电流反馈乘法器，三阶软启动，调光控制，输出级和温度、电流、灯检测电路以及各种保护电路等。图 13－6 为其功能方框图。

KA7522/KA7522D 的引脚功能见表 13－3。

表 13－3　　KA7522/KA7522D 引脚功能

引脚符号	引脚序号		引脚功能
	KA7522 (22SDIP)	KA7522D (20SOP)	
GND	①	①	地(公共端)
OUT1	②	②	输出脚，驱动功率开关器件，输出电压电平是 V_{CC}，输出频率 f_o 从 50kHz 到 30kHz 变化。
OUT2	㉑	⑲	
Vsns	㉓	④	电压检测

续表

引脚符号	引脚序号		引脚功能
	KA7522（22SDIP）	KA7522D（20SOP）	
Vl_{m1}	⑤	⑤	检测灯是否装配，并识别有 n 支灯被接入
Vlm2	⑥	⑥	
C_t	⑧	⑦	决定内部三角波产生器的频率，并由此决定在 OUT1 和 OUT2 脚上的输出频率（$f_o = 1/200 \cdot R_t \cdot C_t$）
Rt	⑨	⑧	
Rd	⑩	⑨	控制灯光强
C_s	⑪	⑩	在灯首次启动期间，决定预热软启动时间
Vm0	⑫	⑪	补偿结点
Vm1	⑬	⑫	V_{DD}电压乘法器输入
Vfb	⑭	⑬	反馈电流检测
Vref	⑮	⑭	5V 的电压基准
V_{gs}	⑯	⑮	ZVS 监护控制
Vds	⑰	⑯	V_{DD}电压检测
Tsns	⑲	⑰	温度传感，随电压在 0.9V 以下被保护
Rhys	⑳	⑱	超温滞后电阻
V_{cc}	㉒	⑳	IC 电源电压 V_{cc}

二、KA7522/KA7522D 的主要电气参数及其特点

1. 主要电气参数

（1）极限参数

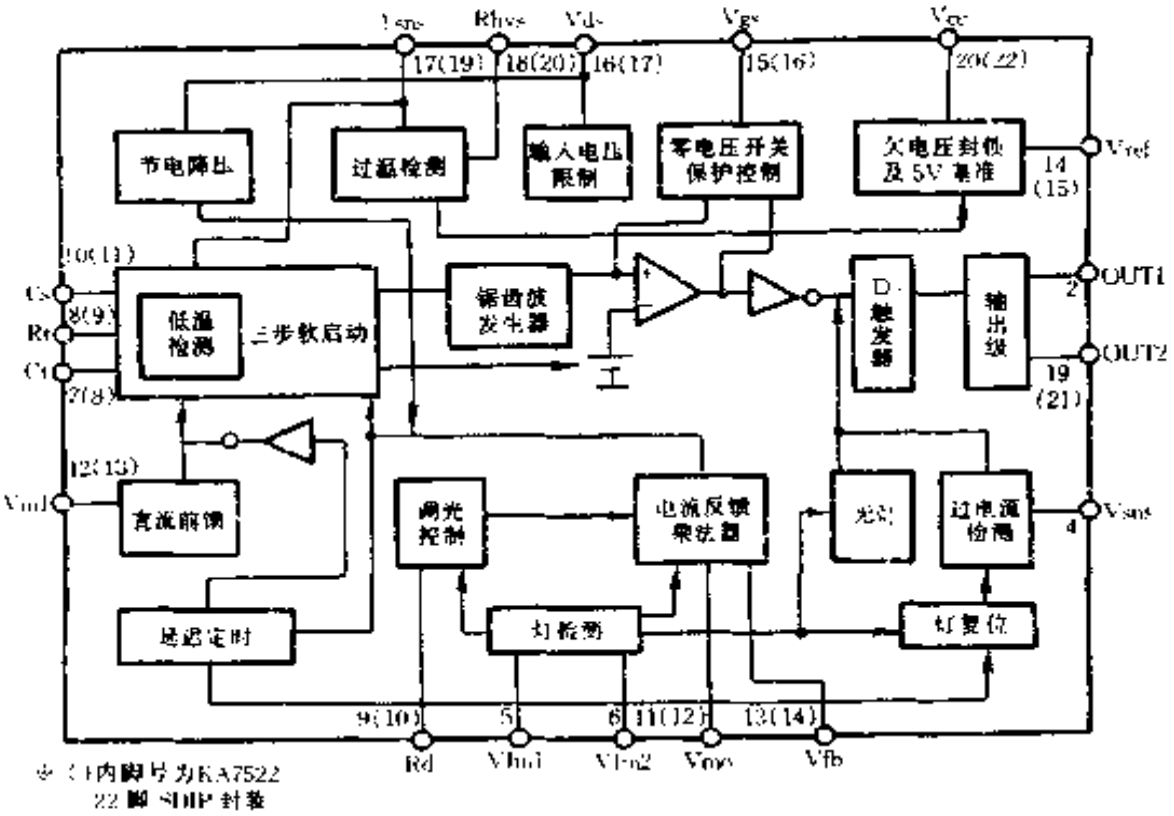


图 13-6　KA7522/KA7522D 的功能方框图

KA7522/KA7522D 的最高电源电压 $V_{CC(max)}$ = 17V，驱动器峰值输出电流 $I_{O(PK)}$ = 500mA，工作温度范围 $T_{(opr)}$ = −25 ~ 100℃，储存温度 $T_{(stg)}$ = −65 ~ 150℃。

(2) 主要电性能参数

KA7522/KA7522D 的启动门限电压(典型值) V_{st} = 12.4V，欠电压封锁(UVLO)滞后电压(典型值) V_{hs} = 4.2V，启动电源电流(典型值) I_{st} = 0.8mA(在 V_{CC} = 9V 下)，工作电源电流(典型值) I_{CC} = 10.5mA(在 V_{CC} = 14V、无载条件下)，基准电压 V_{ref} = 5.0 ~ 5.2V，典型值是 5.1V。

KA7522/KA7522D 输出高电平电压 V_{OH} = 8V，输出低电平电压 V_{OL} = 0.1V，上升时间 T_r = 80ns，下降时间 T_f = 20ns。

关于 KA7522/KA7522D 详细的电气特性参数，可参考三星公司提供的产品说明书中的数据。

2. 主要特点

KA7522/KA7522D 主要特点如下：

(1) 三阶软启动，通过温度检测实现荧光灯预热时间控制；

(2) 自动对荧光灯进行检测、复位和对灯未接入进行保护，使镇流器不受损害；

(3) 实现零电压开关(ZVS)和 ZVS 监护控制，从而有最小的噪声辐射；

(4) 输入电压限制、电流前馈控制、灯光控制及降压节电控制；

(5) 超温保护和故障关断等功能，提高了镇流器的可靠性。

(6) 对荧光灯进行软点火，并使其具有稳定的光输出，使用户消除了眼睛的疲劳。

KA7522/KA7522D 的这些特征，是任何采用全分立元器件设计的电子镇流器所无法比拟的。KA7522/KA7522D 镇流器控制器 IC 为设计高品质的电子镇流器几乎提供了一切所必需的功能，而其价格又非常低廉，因此具有相当高的性能价格比。

三、用 KA7522D 作为控制器的 32W 双管荧光灯电子镇流器电路

图 13－7 所示为用 KA7522D 作为控制器的 32W 双管荧光灯电子镇流器电路。图中，滤波用电解电容 C12(47μF/450V)的负极为控制电路接地端；在半桥逆变电路中低端功率开关 VT4 的源极为功率电路的接地端。

在镇流器接通交流电源后，桥式整流器 B/D 输出直流脉动电压经电容 C12 滤波，为镇流器中半桥式逆变器中的功率开关 MOSFET 提供直流工作电压。与此同时，交流输入电压经二极管 VD1 整流和电容 C5 滤波，作为 VT1、VT2 的直流供电电源。

VT1、VT2 导通工作后，二极管 VD2 随之导通，只要电容 C6 两端的电压随充电升高到 IC 的导通门限电压(12V)后，通过⑳脚(V_{CC})，使其启动工作，工作电流约为 10mA。尔后，镇流器谐振电路中的 T2、T3 副绕组(各 10 匝)将输出高频取样电压，分别经高速开关二极管 VD3、VD4(IN4148×2)整流和电容 C6 滤波，馈送到 IC 的 V_{CC}脚，其作用是在系统运行期间万一保护电路关闭，以复位内部所有电路。如果 V_{CC}脚上的电压低于欠电压锁定(UVLO)滞后电压范围，IC 则停止运行，内部电路进入复位状态，在备用状态下的电流约 0.9mA。

KA7522D 内部三角波产生器的频率由⑦脚、⑧脚上的外接电容和电阻决定($f_0 = 1/200 \cdot R_T \cdot C_T$，$R_t = R9$，$C_T = C7$)。IC 对荧光灯实现三步软启动功能：首先输出 70kHz 的高频对灯丝预热 0.7 秒钟，尔后在 0.4 秒内输出频率线性地降低到 50kHz。在灯从预热到启动工作这个过程中所需要的时间，主要由 IC①脚 0 上的电容 C8 容量值决定。从灯预热到点火工作过程中的历经时间为 $dt = 0.7s + 0.4s = 1.1s$，电容 C8 上的充电电压为 $dV = 4.3V$，根据公式 $C = i\frac{dt}{dV}$，则可确定 C_8 的容量(本电路中，$C_8 = 10\mu F$)。

在串联谐振式并联负载电路中，当半桥式逆变器中功率开关 MOSFET(VT3、VT4)的开关频率高于谐振频率时，将出现 ZVS 工作。但是，万一出现开关频率低于谐振频率情况，MOSFET 栅极驱动信号的死区时间将变长，因而 ZVS 工作是不可能的。为克服这个缺点，将半桥输出(低端开关 VT4 的漏极)信号通过 R15、R16 分压取样，馈送至 IC 的⑮脚，通过开关频率控制 MOSFET 栅极驱动信号的死区时间，从而确保了 ZVS 功能的实现。VT4 漏极开关脉冲电压幅值约 300V，施加到 KA7522D⑮脚(V_{gs})

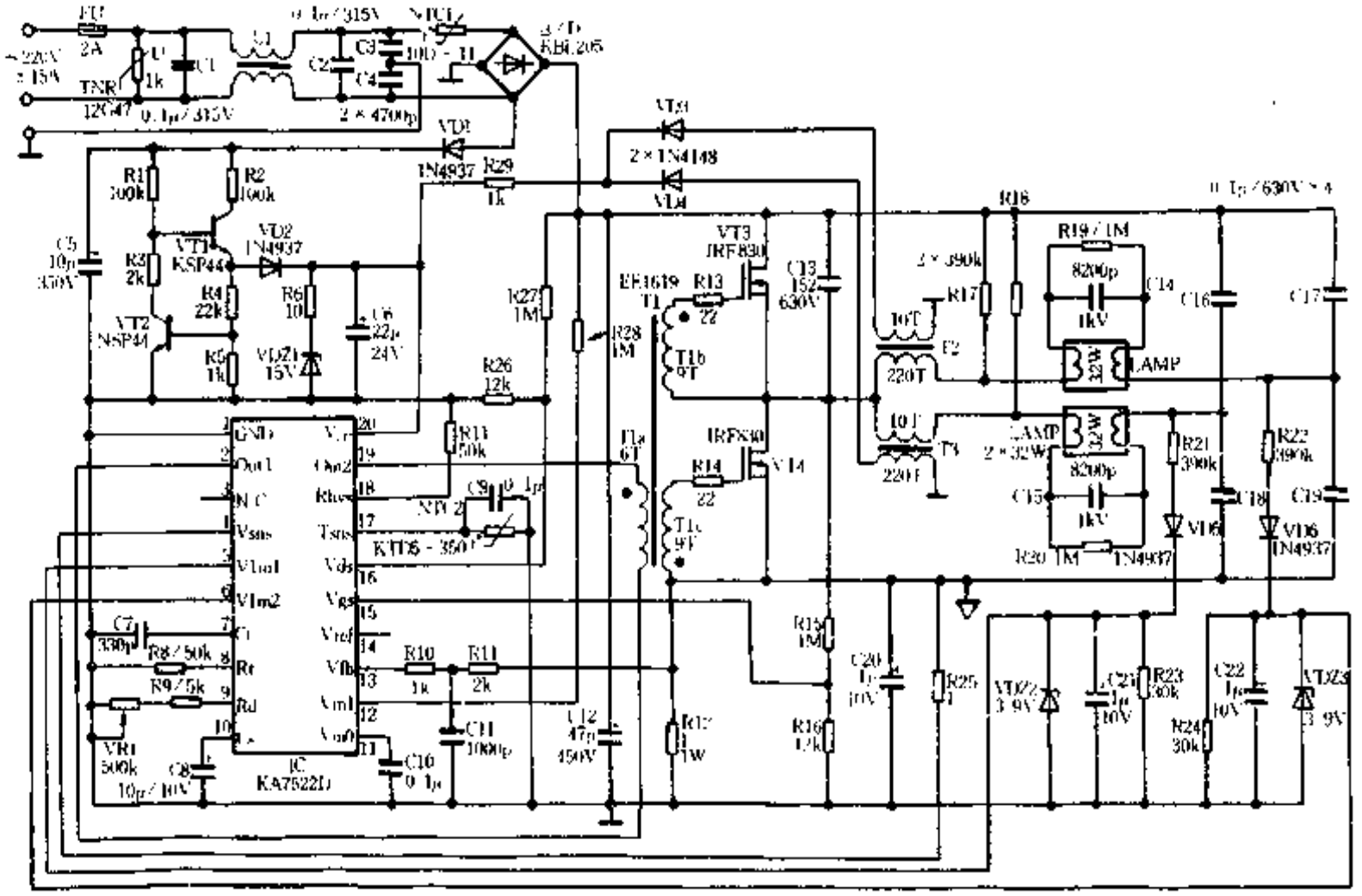


图 13－7　用 KA7522D 作为控制器的 32W 双管荧光灯电子镇流器电路

的反馈电压幅值约 2.7V。

KA7522D 的⑯脚(V_{ds})检测镇流器直流电压。全波整流电容滤波电路输出的 DC 电压经电阻 R27 和 R26 分压施加到 IC⑯脚。当⑯脚上电压 $V_{ds}=5.3V$ 时,IC 则对高电压实行限制功能;当 $V_{ds}\approx 1.6V$ 时,IC 则对低输入电压进行限制。交流输入电压由额定值 220V 降至 176V 后,直到降低到 140V 的范围内(⑯脚上电压 V_{ds} 相应从 2.6V 降低到 1.6V),IC 则实行节电降压(Brown-out)功能,所消耗的功率随输入电压的降低而减小。直流母线电压还通过 R28 被 IC⑫脚检测。R12 是电流检测元件,电流反馈信号由 IC⑬脚接收和传感。

R21、VD5、R23、C21 和 R22、VD6、R24、C22 等分别组成灯检测电路,检测信号分别由 IC⑤脚和⑥脚监测。在灯未接入情况下,IC 则自动关闭其输出,提供保护功能。不论是两个灯均未插入,还是只有一个灯插入或两个灯都插入,KA7522D 都能检测和识别。

NTC2(RT2)用作温度传感元件,传感信号通过 IC⑰脚检测。只要发热元件温度升高到设定值(90℃)之后,则自动关机,从而实现超温保护。KA7522D⑨脚上的可调电阻(VR1)用作调节荧光灯亮度。灯光调节实际上是通过调节输出功率实现的。

半桥驱动变压器 T1 采用 EE1619 磁芯、φ0.25mm 漆包线绕制,T1a = 6 匝,T1b = T1C = 9 匝。功率电路中 T2、T3 均采用 E125 磁芯、φ0.25mm 漆包线绕制,初级扼流圈均为 220 匝,次级检测绕组各为 10 匝。

为使电子镇流器的性能更加完美,可以再增加一级 APFC 预调整器电路。

第四节　TDA4814/TDA4816G
电子镇流器控制器

TDA4814/TDA4816G是西门子公司在世界范围内最早生产的电子镇流器控制器，在80年代中期就实现了商品化。TDA4814/TDA4816G的控制功能包括有源功率因数校正(APFC)、镇流器启动和异常状态停止振荡保护等。

TDA4814与TDA4816G的内部电路及其引脚功能是一样的，不同点就是TDA4814、TDA4816G分别采用14脚PDIP和16脚PDSO封装，因而引脚序号有所区别。图13－8为TDA4814/TDA4816G内部电路组成框图。

TDA4814/TDA4816G中的APFC电路是一种工作于不定频率断续模式的控制器。在APFC控制电路中，运算放大器用作控制放大器，其作用是将反相输入端加入的APFC预调整器输出直流电压的取样信号，与同相端2V的基准电压比较，运算放大器的输出，在乘法器中与镇流器全波整流电压的取样信号的输入(IM1)相乘，产生一个瞬时幅值跟踪正弦轨迹的输出电压作为比较器的同相输入。通过APFC电路中功率开关(MOSFET)的电流检测信号输至比较器的反相输入端，该输入端的门限电压则由乘法器输出决定。

当功率开关MOSFET截止时，APFC预调整器中升压扼流圈电流降落到零，被IC的①脚DET检测。当检测器输入1DET为高电平时，IC驱动器输出QD被阻塞；当①脚DET输入为低电平时，QD脚输出高电平。电流检测逻辑电路同时受到比较器输出和检测器输入的控制，逻辑电路能够确保在同一时刻不会有两

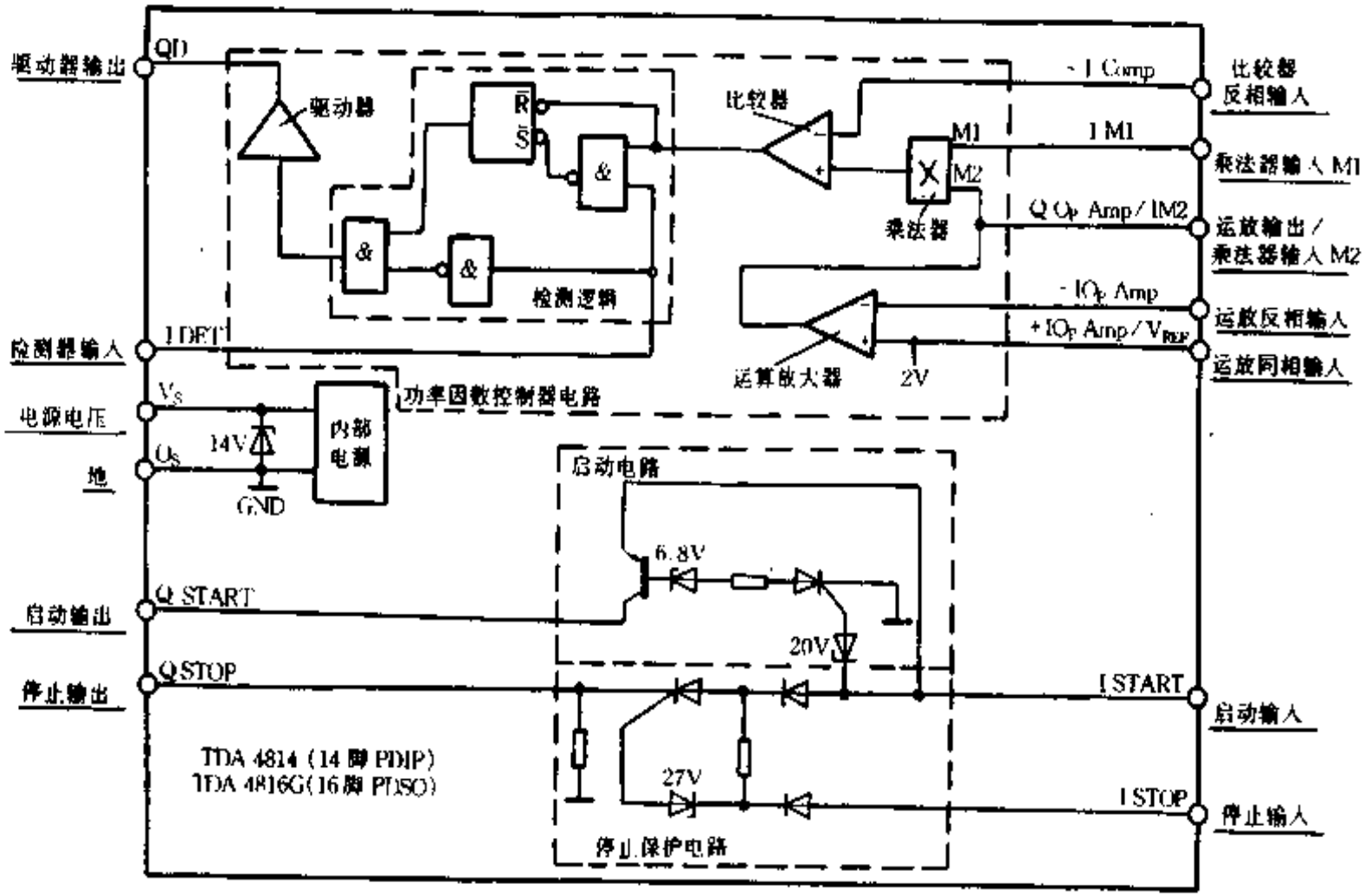


图 13－8　TDA4814/TDA4816G 内部电路框图

个信号出现在驱动器输出端。

电子镇流器监控电路包括镇流器启动和故障关闭两部分。图 13－9 为 TDA4814 控制器启动与停止保护电路原理图。

在图 13－9 中，TDA4814 中的功率因数控制器及少量外围元件组成 APFC 预调整器。镇流器通电后，APFC 电路输出约 400V 的升压电压，流经 R1 的电流对电容 C2 充电。当启动电容 C2 上的充电电压达到 20V 后，IC 内启动电路中的齐纳二极管（20V）击穿，触发可控硅导通，PNP 型晶体管随之导通，在 IC⑧脚输出触发电压经二极管 VD2 加至半桥逆变器低端开关 VT2 的栅极，驱动 VT2 饱和导通，借助于脉冲变压器电感的反馈，建立起振荡。在振荡电路启动之后，二极管 VD1 为电容 C2 放电提供通路。

一旦荧光灯出现异常情况，扼流圈 L1 与电阻 R4 的连接点（A）电位必然增高，B 点电位随之增高到 TDA4814⑩脚的启动门限（27V），IC 内齐纳二极管击穿，触发可控硅导通，在 IC⑨脚输出脉冲电压驱动晶体管 VT3 饱和导通，将功率开关 VT2 的栅-源极电压拉低到 VT2 的开启门限电压（一般为 2.5～4V）值以下，VT2 截止，VT1 随之关闭，振荡电路停振，从而使镇流器得到保护。

用 TDA4816G 作为控制器的 50W 荧光灯电子镇流器电路如图 13－10 所示。该镇流器交流输入电压范围为 180～260V，在 AC220V 下，线路功率因数 $\lambda \geqslant 0.96$，效率 $\eta \geqslant 92\%$，工作频率为 37kHz，灯输出功率为 51.6W。

在图 13－10 中，TDA4816G 内的功率因数控制器（相关引脚为②脚、④脚、⑤脚、⑫脚～⑭脚）、扼流圈 L2、功率开关 VT1（MOSFET）、升压二极管 VD4 和滤波电容 C6 等组成 APFC 升压式变换器，输出直流电压约 400V。桥式整流器输出直流脉动电

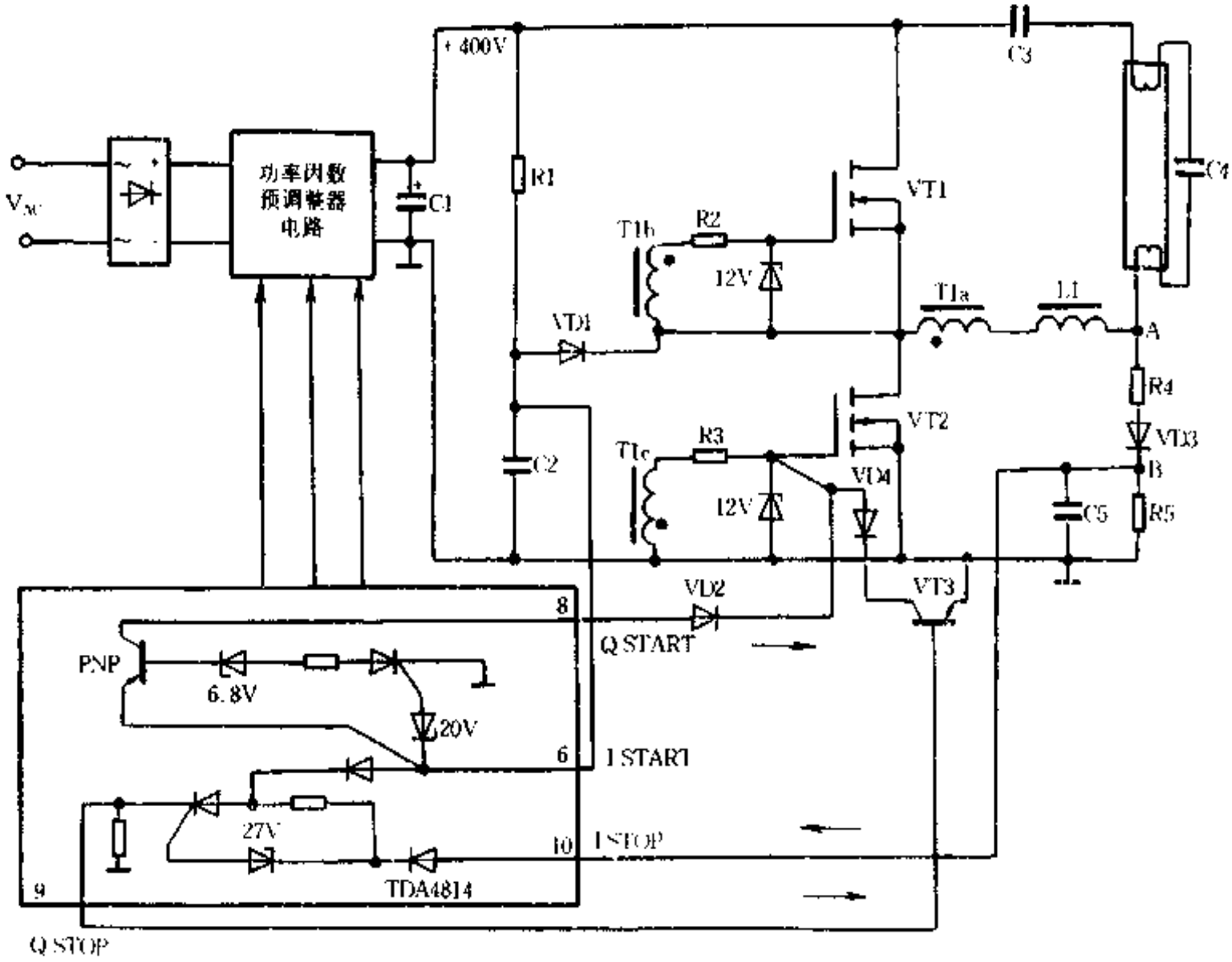


图 13－9　TDA4814 控制器启动与停止保护电路原理图

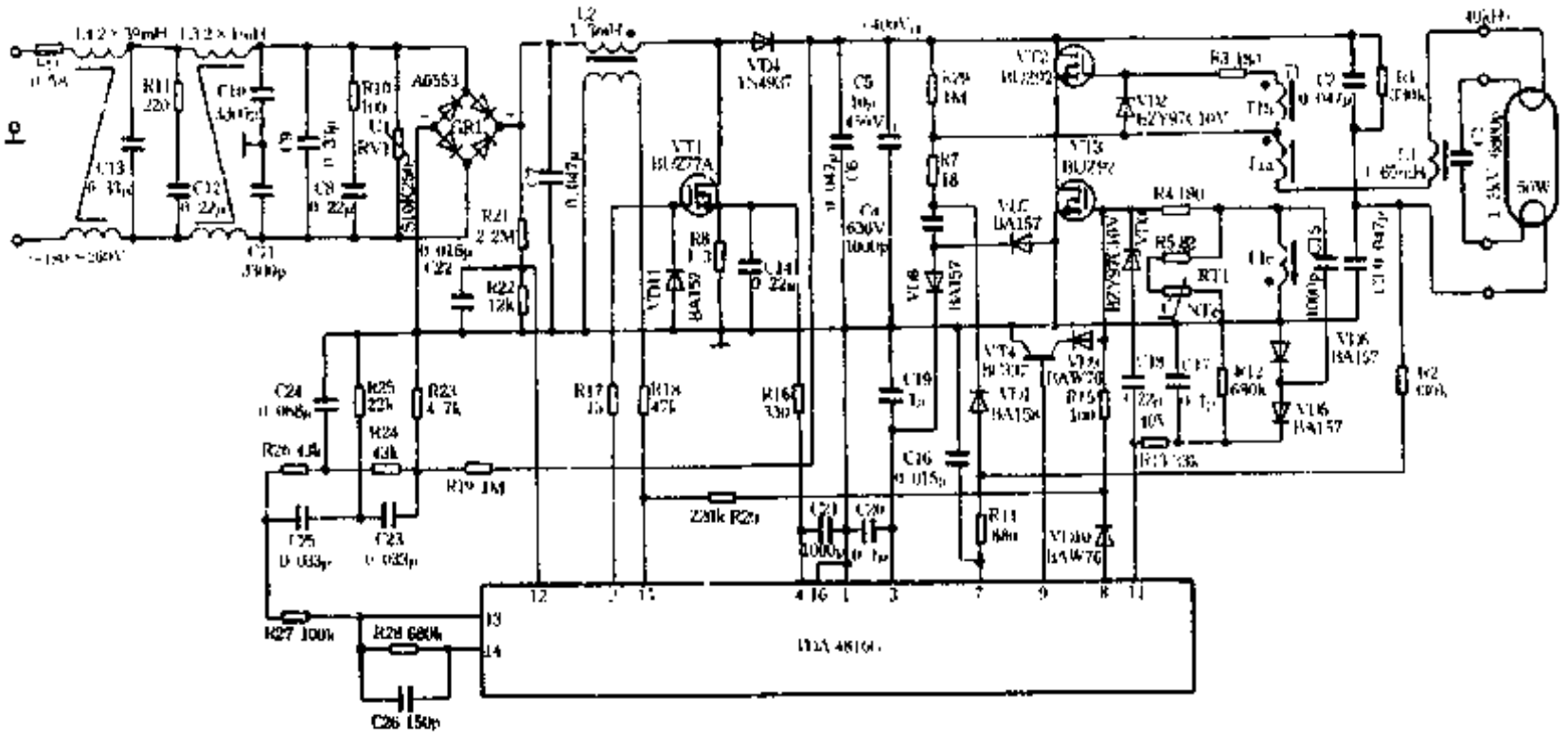


图 13－10　用 TDA4816C 作为控制器的 50W 荧光灯电子镇流器电路

压(直接反映 AC 输入电压波形)经电阻 R21、R22 分压取样通过 IC⑫脚检测(该脚输入电压 $V_{M1}=0\sim1V$)。APFC 升压变换器输出直流电压经 R19、R23 分压并通过 R24、R26、R27 被 IC⑬脚监测。电容 C23、C24、C25 组成双 T 型滤波器,用作抑制 APFC 升压变换器在 C5 两端输出直流电压叠加的 100Hz(50Hz 工频两倍)、峰-峰值约 40V 的纹波电压。升压扼流圈 L2 的次级绕组中的传感信号通过 IC⑮脚检测。在 L2 达到磁饱和时,或者 APFC 升压变换器输出电压与输入电压之间的差值太小时,为避免没有触发信号导致 IC 驱动器不能被激活,因而需要在⑮脚施加一个辅助触发信号。本电路中检测器输入附加的辅助触发信号,取自镇流器低端开关 MOSFET(VT3)的栅极驱动电压,经 R15、R20 输入到 IC⑮脚。在正常情况下,该辅助触发信号被来自升压电感 L2 的副绕组中的取样信号所抑制。TDA4816G 中的功率因数控制器作为有源谐波滤波器,驱动升压式变换器,使镇流器输入端的电源电流呈正弦波形,且与交流输入电压趋于同相位,并在升压变换器输出(C5 两端)产生约 400V 的被调整的直流电压。

在镇流器加电后,通过电阻 R1、R2 对电容 C16 充电。当 C16 上的充电电压达到 IC⑦脚的门限电压(22V)之后,IC 内启动电路被启动导通,C16 通过 IC⑦脚、⑧脚和二极管 VD10、电阻 R15 对 VT3 栅极放电,使 VT3 饱和导通,从而启动振荡电路建立振荡。二极管 VD1 用作阻塞进一步的启动脉冲。当 VT2 或 VT3 关断时,电容 C4 能阻止电压的上升,以降低开关损耗。同时,C4 还与 VD7、VD8、VD9 充当充电泵施加到 IC③脚。在灯阴极预热约 300ms 后,灯被点火引燃。低端开关 VT3 驱动电路中电阻 R5、RT1(NTC)可以改善温度特性,稳定灯功率。为使灯点火过程被监控,脉冲变压器 T1 绕组上的电压通过 VD5、VD6 电

压倍增器查询和估价。如果在 1 秒后灯未能点火，来自 VT3 栅极驱动绕组上的取样信号输入到 IC⑪脚，启动故障停止电路，通过 VT4 和 VD9，关闭振荡器。与此同时，当灯高频产生器关闭时，TDA4816G 的电源也被中断，因而 APFC 升压变换器停止工作，使整个电子镇流器电路得到保护。

VT1 采用 600V、2Ω 的 BUZ77A 型 MOSFET，VT2、VT3 采用 600V、3Ω 的 BUZ92 型 MOSFET。谐振电路中电感扼流圈 L1 用 EF25 磁芯(N27 材料)、φ0.3mm 漆包线绕 173T，气隙(磁芯中心柱)2mm，电感量 $L = 1.7mH$。脉冲变压器 T1 采用 N27 材料、直径为 12.5 的压塑磁环，初级绕组 T1a 用 φ0.4mm 漆包铜线绕 5 匝，次级驱动绕组 T1 b = T1c = 12 匝，线径为 φ0.3mm。升压电感 L2 用 N27 材料、EF20 磁芯，中心柱气隙 1mm，初级用 10 股 φ0.1mm 漆包线绕 140 匝，电感量为 1.3mH，次级检测绕组用 φ0.2mm 漆包铜线，共 28 匝。

第五节　L6574 电子镇流器控制器

L6574 是意法半导体公司采用先进的双极-CMOS-DMOS (BCD)工艺制作的带有预热、调光和保护功能的电子镇流器半桥驱动器 IC，于 1998 年投放市场。L6574 采用 16 脚 DIP 或 SO 窄体封装，其外形及顶视图如图 13－11 所示。

一、L6574 的内部结构及其特征

L6574 内部结构主要包括控制电路和驱动器电路两大部分。其中，驱动器电路与 L6569 型高压高速 MOS 栅极半桥驱动

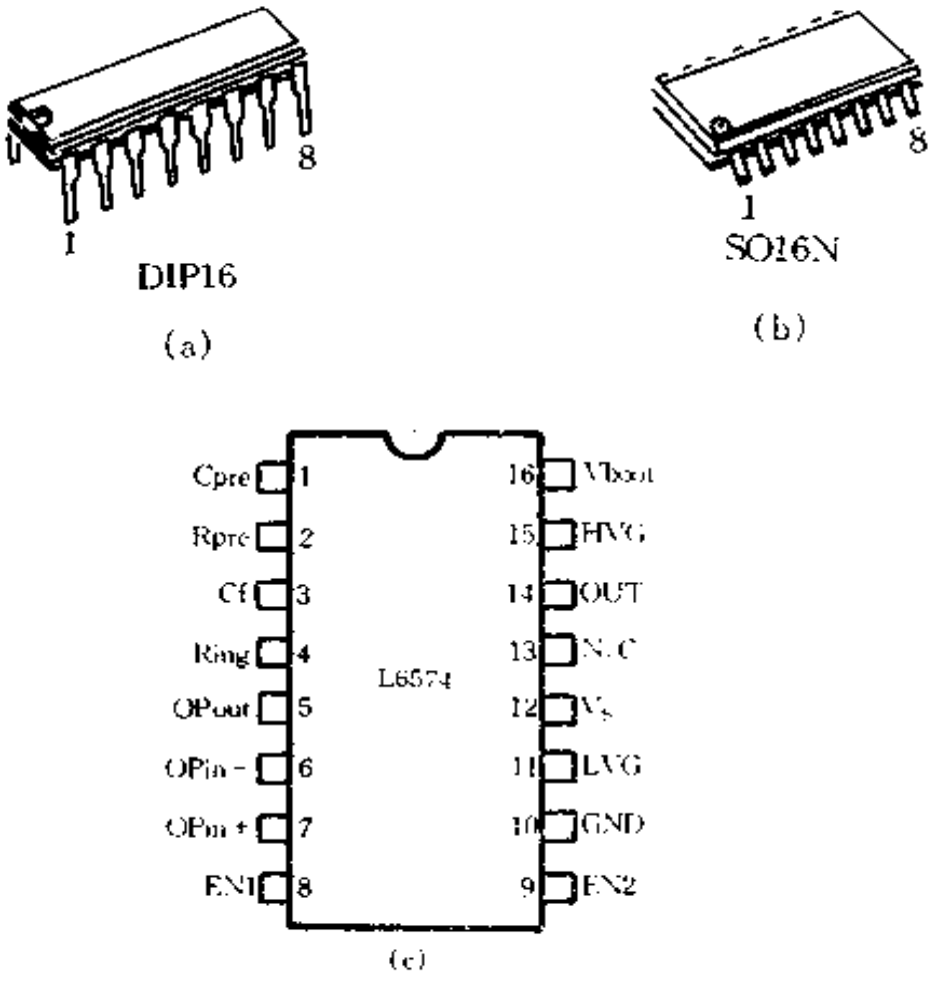


图 13－11　L6574 封装型式及其顶视图

器 IC 相类似。图 13－12 为 L6574 的内部结构方框图。

L6574 的电压控制振荡器(VCO)通过选择两个不同的振荡频率履行对荧光灯的三阶软启动功能。连接于①脚上的电容 C_{pre}设定灯丝预热和频率偏移时间。对灯丝的预热时间 $t_{pre} = k_{pre} \cdot C_{pre}$，其中 $k_{pre} = 1.5s/\mu F$；频率从灯丝预热时的最高值 f_{pre} 降低到灯正常点燃时的频率 f_{ing}所需要的过渡时间 $t_{sh} = k_{FS} \cdot C_{pre}$($k_{FS} = 0.15s/\mu F$)。在灯阴极预热时间 t_{pre}内，一个固定的电流对 C_{pre}充电至 3.5V(即预热时间比较器的门限电压)。在频率偏移时间 t_{sh}内，电容 C_{pre}首先放电，尔后用不同的电流充电，一般要求 $t_{sh} = 0.1t_{pre}$。频率从 f_{pre}下降到 f_{ing}期间，灯管两端产生高

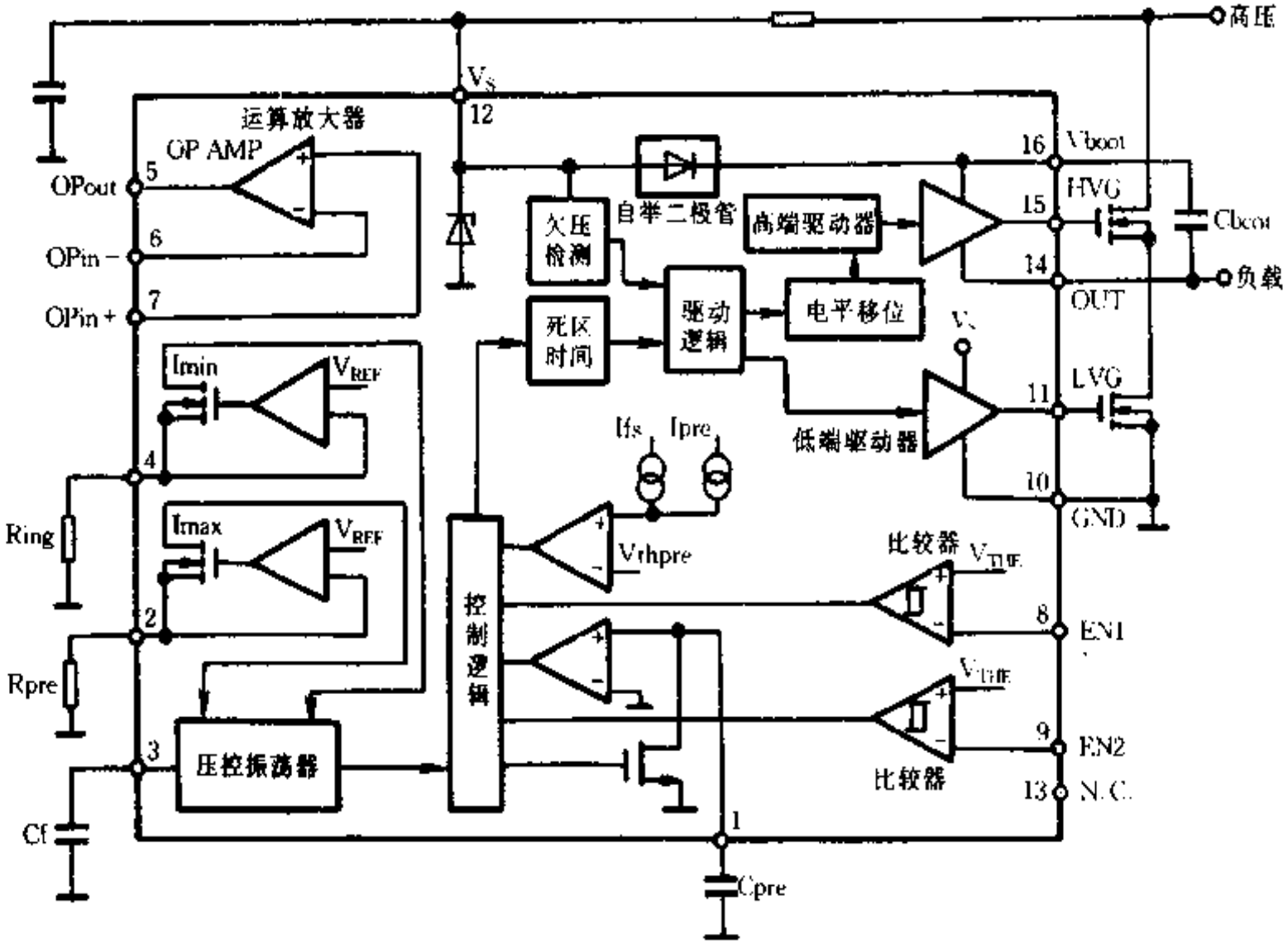


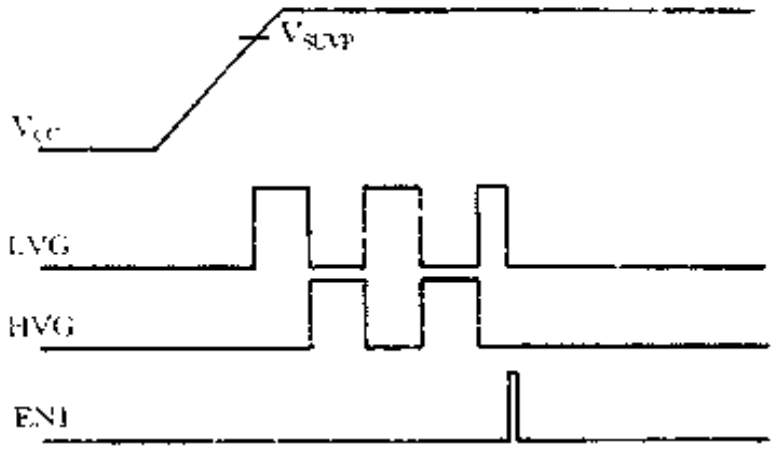
图 13 - 12　L6574 内部结构方框图

谐振电压对灯点火。在稳态条件下，①脚上电压是 5V。②脚上的外接电阻 R_{pre} 值设定最大振荡频率 f_{pre} 并影响 f_{pre} 与 f_{ing} 之间的差值，②脚上的电压固定于 $V_{REF}=2V$ 上。定时电容 C_f 连接于③脚与地之间，与 R_{pre} 和 R_{ing} 一起设定振荡器频率。在正常工作条件下，③脚上的电压呈三角波。连接在④脚与地之间的电阻 R_{ing} 设定最低振荡频率 f_{ing}，④脚上电压被固定在基准电压 $V_{REF}=2V$ 上。

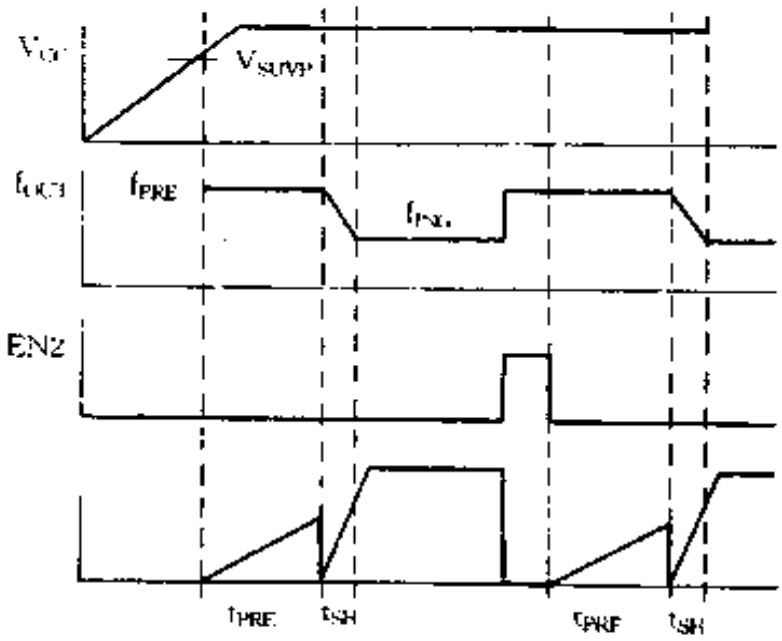
L6574 中集成了一个高输入阻抗、宽带、大共模范围和低输出阻抗的运算放大器，用作灯电流的闭环控制。运算放大器输出可以适当地在④(R_{ing})脚出现，在灯正常点燃时，可以通过改变输出频率来调节灯电流，从而实现调光功能。

两个门限电压均为 0.6V 的 CMOS 比较器可以识别在其输入端出现的宽度低至 200ns 的短脉冲，对于过电压和灯未接入或灯脱落等故障起保护作用。当⑧脚(EN1)出现高电平时，则迫使 L6574 进入关断状态(即 LVG 输出低电平，振荡器停止振荡)。当⑨脚(EN2)输入高电平时，则重新开始预热启动程序。L6574 的定时图如图 13－13 所示。

L6574 的高压高速自振荡 MOS 栅极半桥驱动器与 L6569/L6571 相类似。通过死区时间、驱动逻辑和电平位移等电路，使高端和低端驱动器分别在⑮脚(HVG)和⑪脚(LVG)输出合适的脉冲，驱动半桥中两个外接功率 MOSFET 或 IGBT 交替导通。L6574 利用专利技术，在⑫脚(V_S)与⑯脚(V_{boot})之间集成了一个自举二极管，与外接自举电容一起，产生所需要的自举电压以驱动高端 PMOS。L6574 高端驱动器浮置电源电压高达 618V，推荐工作条件为 $V_{boot}=500V$。L6574 利用高压 DMOS，实现与低端外接功率 MOSEFT 驱动的同步化。当零电压开关(ZVS)不能保证时，流入脚 V_{boot} 的电流被阻断。对于 1nF 的电容性负载，开关上



(a) EN1 脚输入高电平时 L6574 关断



(b)EN2 脚输入高电平时重新开始预热启动程序

图 13－13　L6574 的定时图

升和下降时间为 80/40ns。在整个工作温度范围内，dV/dt 为 ±50V/ns。L6574 的启动门限电压典型值是 10.2V，启动电流不大于 250μA，关闭门限电压典型值是 8V，欠电压滞后 2.2V。V_s 脚内部并联有一个齐纳二极管，电源电压被钳位在 15.6V（典型值）。L6574 的静态工作电流为 2mA，最大电源电流是 25mA。

二、L6574 的典型应用电路

图 13－14 所示为用 L6574 和 L6561 作为控制器的 58W 荧光灯电子镇流器电路。其中，功率因数控制器 L6561(IC1)和功率开关 VT1、小磁性元件 T1、升压二极管 VD1 及滤波用高压高温型铝电解电容器 C7 等组成电感电流断续模式升压型 APFC 预调节器。以 IC1 为中心的 APFC 升压式预调节器，输出功率为 60W，在 C7 两端的输出直流电压为 400V，输入电源电流总谐波含量低于 15%，线路功率因数高于 0.99。L6574(IC2)及其外围元件组成半桥逆变式、串联谐振型镇流器电路。IC1 和 IC2 的启动电路主要由电阻 R3、R4 和电容 C6 等元件所组成。由于 IC2 ⑫脚(V_{cc})的导通门坎电压低于 IC1，所以在电子镇流器通电后 IC2 首先启动，在 IC2 启动之后 IC1 才被启动。当电子镇流器进入正常工作时，IC2⑭脚上的高频方波脉冲电压经 VD2 整流和 C6 及 C5、C20 滤波，施加到 IC1 的⑧脚和 IC2 的⑫脚，为 IC1 和 IC2 提供工作电源电压。电阻 R16 用作限制峰值电流，稳压二极管 VDZ1 将二极管 VD1 正极上的电压钳位于 14V。

电子镇流器对荧光灯的启动分三个步骤，即灯阴极预热、点火和灯正常点燃。L6574 输出灯丝预热频率 f_{pre} = 60kHz，该频率值主要由 $R_{pre} = R_{13} + R_{14} + R_{15}$和 $C_f = C_{13}$决定。预热电流通过灯丝，对灯丝加热，但不能在灯管两端产生一个足够高的电压使灯点火。灯丝预热时间 t_{pre} = 1.2s，它主要由 $C_{pre} = C_{14}$的数值决定。当预热时间结束后，开关频率由 f_{pre}经过 $t_{sh} = 0.1t_{pre}$ = 120ms 的过渡时间降至正常工作频率 f_{ing} = 31kHz，f_{ing}主要由 R19 和 C13 的数值设定。在开关频率偏移期间，阻流电感元件 L1 和灯启动电容 C19 所组成的 LC 电路发生串联谐振，在 C19 两端产生一个足够高的电压脉冲将灯启动。

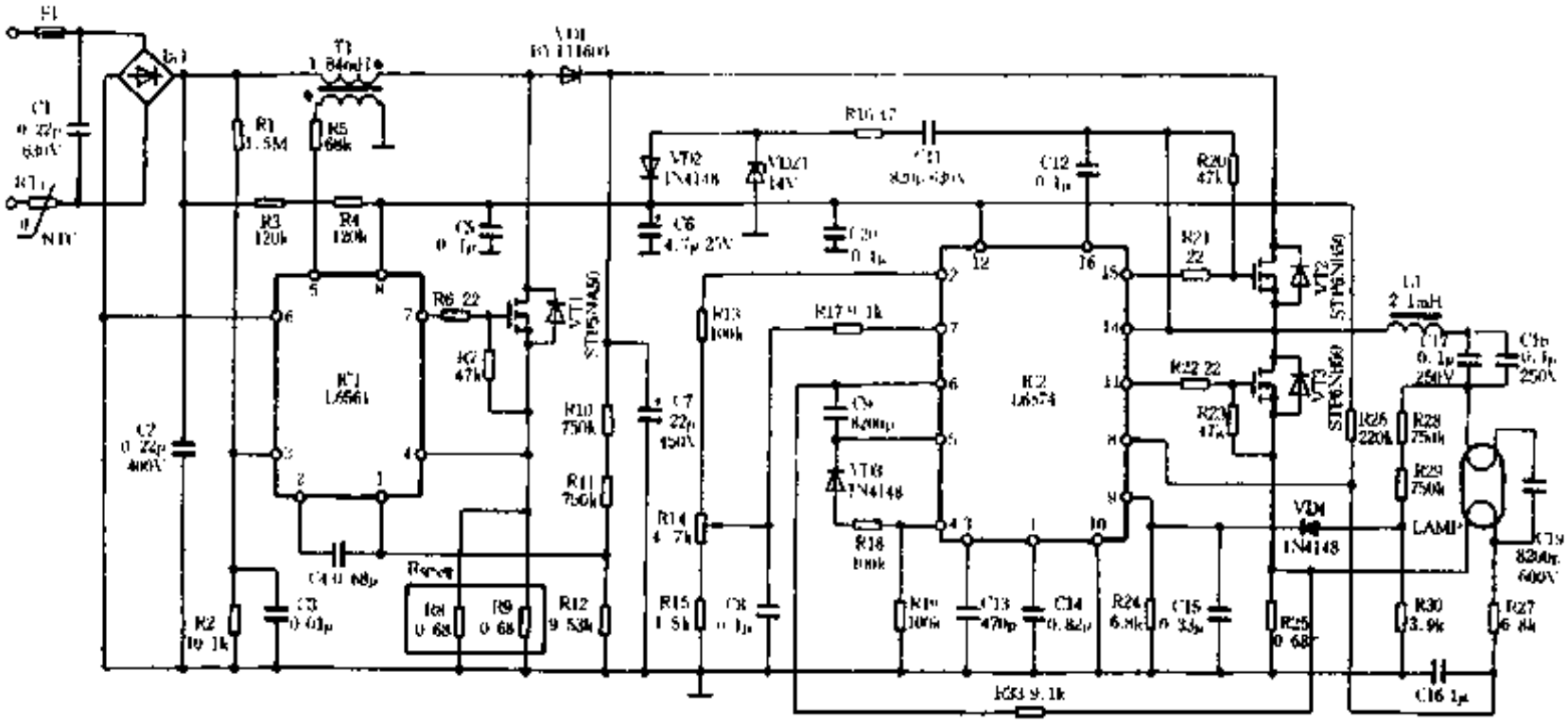


图 13－14　用 L6574 和 L6561 作为控制器的 58W 荧光灯电子镇流器电路

通过变化 VCO 的振荡频率可以实现对灯电流的控制。L6574 的⑦脚为运算放大器同相输入端，该脚上的电压通过调节微调电阻 R14，将②脚上 2V 的电压分压获得，并作为参考。半桥逆变器电路中低端开关 VT3 的源极电阻 R25 用作检测源极电流，并将电流转换为电压信号经 R33 通过⑥脚输至运算放大器反相输入端。运算放大器输出(⑤脚)通过 VD3 和 R18 连接到④脚(R_{ing})。VD3 的作用是可以防止开关频率降低到由 R13 设定的频率以下。在灯点火之前，⑥脚上电压一直处于低电平，⑦脚上的输入则停留在由 R13、R14 和 R15 电阻分压器所决定的固定电压值上，因此，运算放大器输出(⑤脚)5V 的高电压。随着灯预热之后的点火，R25 两端的平均电压增加，运算放大器则履行灯在正常点燃期间对灯电流的闭环控制功能。调节微调电阻 R14，可以调整平均灯电流大小，从而控制输出功率和灯光强度。

在电子镇流器正常工作中，感性负载可以保证零电压开关(ZVS)模式运行。但是，如果灯管未接入，功率 MOSFET 的开关损耗将会明显增加。为防止这种情况出现，在图 13－14 所示的电路中，采取了安全保障措施：一是将灯通过电阻 R27 连接到 IC2 的⑧脚(EN1)，当灯管未接入时，IC2⑫脚上的电源电压 V_S通过 R26、R27 施加到⑧脚，IC2 中的 CMOS 比较器将迫使 IC2 进入闭锁关断状态，功率开关 VT2 和 VT3 则截止；二是当电子镇流器对灯丝加热结束之后，由于某种原因当进入点火程序时灯不能成功地启动引燃，电阻 R30 两端将产生一个附加的电压，该电压经二极管 VD4 整流输入到 IC2⑨脚(EN2)，IC2 中的比较器则被启动，IC2 将再次开始预热和点火程序。

第六节　NE5565 电子镇流器控制器

NE5565 是飞利浦公司于 1996 年推出的电子镇流器控制器 IC。这种双极型单片 IC 集成了功率因数控制器和镇流器半桥振荡器、驱动器及控制器电路。利用 NE5565 设计荧光灯交流电子镇流器，可以有效地减少元件数量，缩小镇流器体积，减轻镇流器重量，并有利于提高电子镇流器的可靠性与安全性，延长电子镇流器和荧光灯的使用寿命。

一、NE5565 的内部结构及其主要特征

NE5565 采用 20 脚 DIP 窄体封装，顶视图如图 13－15(a)所示。NE5565 主要由功率因数(PF)放大器、直流(DC)误差放大器、PWM 控制器、半桥振荡器、输出缓冲器、电压调整器、灯电压调节器、灯电流整流器和欠电压锁定保护、容性负载保护、过电流保护等电路组成，其内部结构方框图如图 13－15(b)所示。

表 13－4 列出了 NE5565 的各引脚功能。

表 13－4　　NE5565 引脚功能

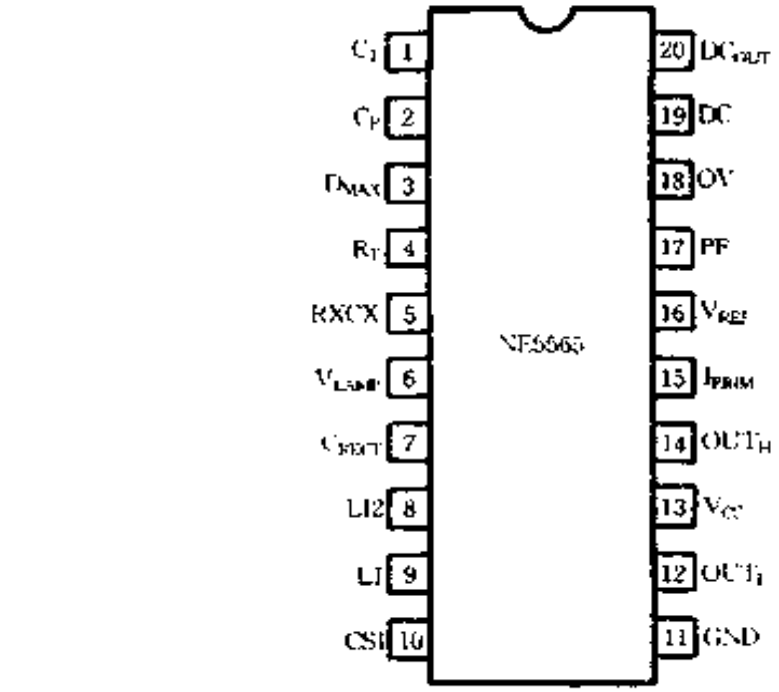
引脚序号	引脚符号	功　能
①	C_T	半桥振荡器电容器
②	C_P	PFC 电路 PWM 电容器
③	D_{MAX}	占空因数、软启动和时间延迟 R/C 输入
④	R_T	设定半桥振荡器频率的定时电阻

续表

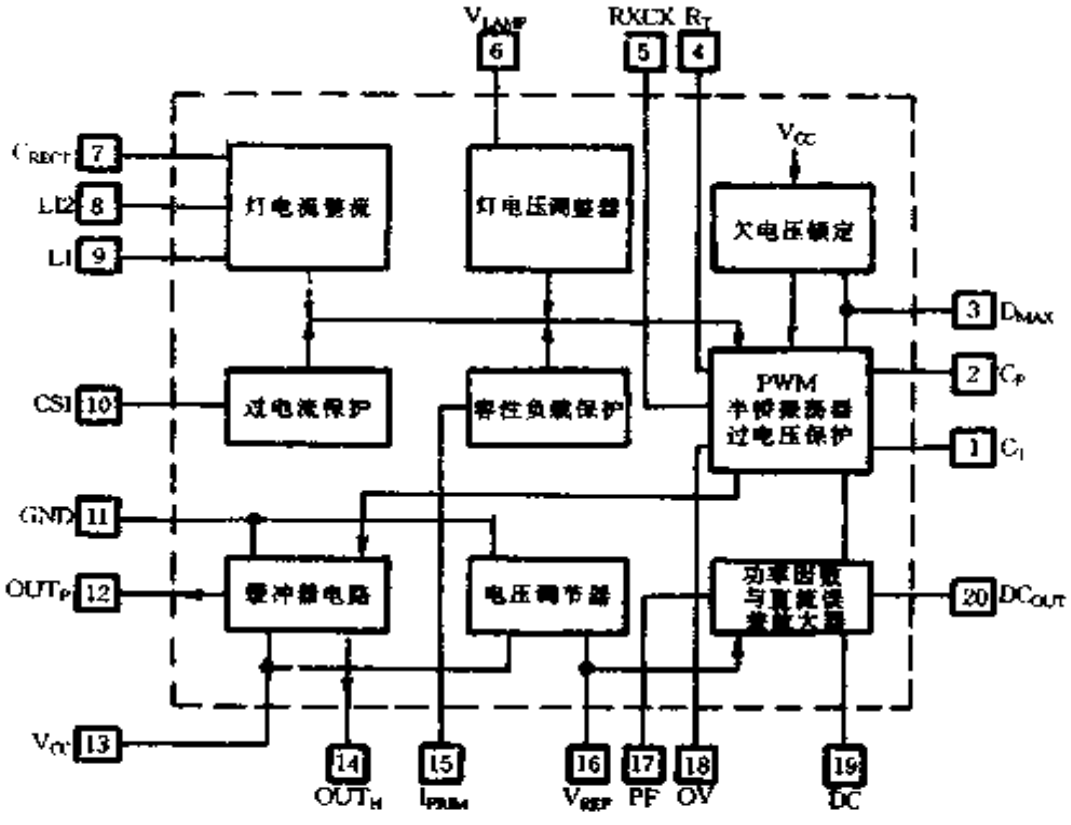
引脚序号	引脚符号	功　能
⑤	RXCX	启动电阻和电容输入，用作设定频率偏移时间
⑥	V_{LAMP}	灯电压调整器输入
⑦	C_{RECT}	灯电流整流器电容输入/调光控制输入
⑧	LI2	灯电流差分输入
⑨	LI	
⑩	CSI	过电流保护电流传感输入
⑪	GND	地
⑫	OUT_P	PFC 电路栅极驱动输出
⑬	V_{CC}	电源电压(9.3～14V)
⑭	OUT_H	半桥(DMOS)电路栅极驱动输出
⑮	I_{PRIM}	初级电流传感输入
⑯	V_{REG}	参考电压(7.42V，±3.5%)
⑰	PF	功率因数输入
⑱	OV	过电压比较器输入
⑲	DC	直流误差放大器输入
⑳	DC_{OUT}	直流误差放大器输出，外部连接滤波电容

NE5565 中的 PFC 电路是一种工作于断续电流传导模式的升压式 DC-DC 变换器，可使电子镇流器具有令人满意的低交流输入电流谐波畸变和高达 0.99 的线路功率因数，并为镇流器电路提供约 400V 的高度稳定的低纹波直流电压。为防止由于负载去除时出现的过冲，PFC 电路还具有过电压保护功能。

NE5565 中半桥振荡器的作用是把 PFC 升压变换器的输出直流高压转换为高频电压。半桥控制器电路驱动外部两个高压



(a) 20 脚 DIP 塑料封装顶视图



(b) EN5565的内部结构方框图

图 13－15　NE5565 封装及其内部结构方框图

功率开关 MOSFET，并具有灯电流调节、峰值灯电压限制和在故障期间对功率开关保护等功能。NE5565 控制器 IC 通过选择可变频率模式、可编程预热和点火程序，实现荧光灯阴极预热、点火和进入正常点燃三步软启动。如果因某种原因点火失败，NE5565 能够重新开始预热和点火程序，进行再启动。

二、NE5565 的功能及其工作原理

图 13－16 为 NE5565 在双管荧光灯调光镇流器中的典型应用电路方框图。现在我们根据 NE5565 的内部结构及其典型应用电路方框图，简要介绍其功能与工作原理。

1. 电压调整器

在 V_{REF}脚输出一个 7.42V 的被调整的参考电压，作为控制逻辑电源电压的基准。V_{CC}电压通常为 12.7V，在 V_{REF}电路可以产生输出之前需要一个至少是 9.3V 的电压。在 0℃到 85℃的温度范围内，V_{REF}输出电压的精度是 ± 3.5%。

2. 灯电压调整器

当在 V_{LAMP}脚上的电压超过 V_{REF}时，IC 内灯电压比较器检测 V_{LAMP}上的电压后被启动。当灯电压达到最大允许开路电压值后，通过产生一个快速的频率增高以减小在 V_{LAMP}脚上的电压。在稳态工作期间，灯电压由灯管的弧光电压支配。在灯丝预热、灯点火或灯被移开条件下，控制电路可以限制灯管两端的最大开路电压。RXCX 时间常数设定启动电路的频率偏移时间

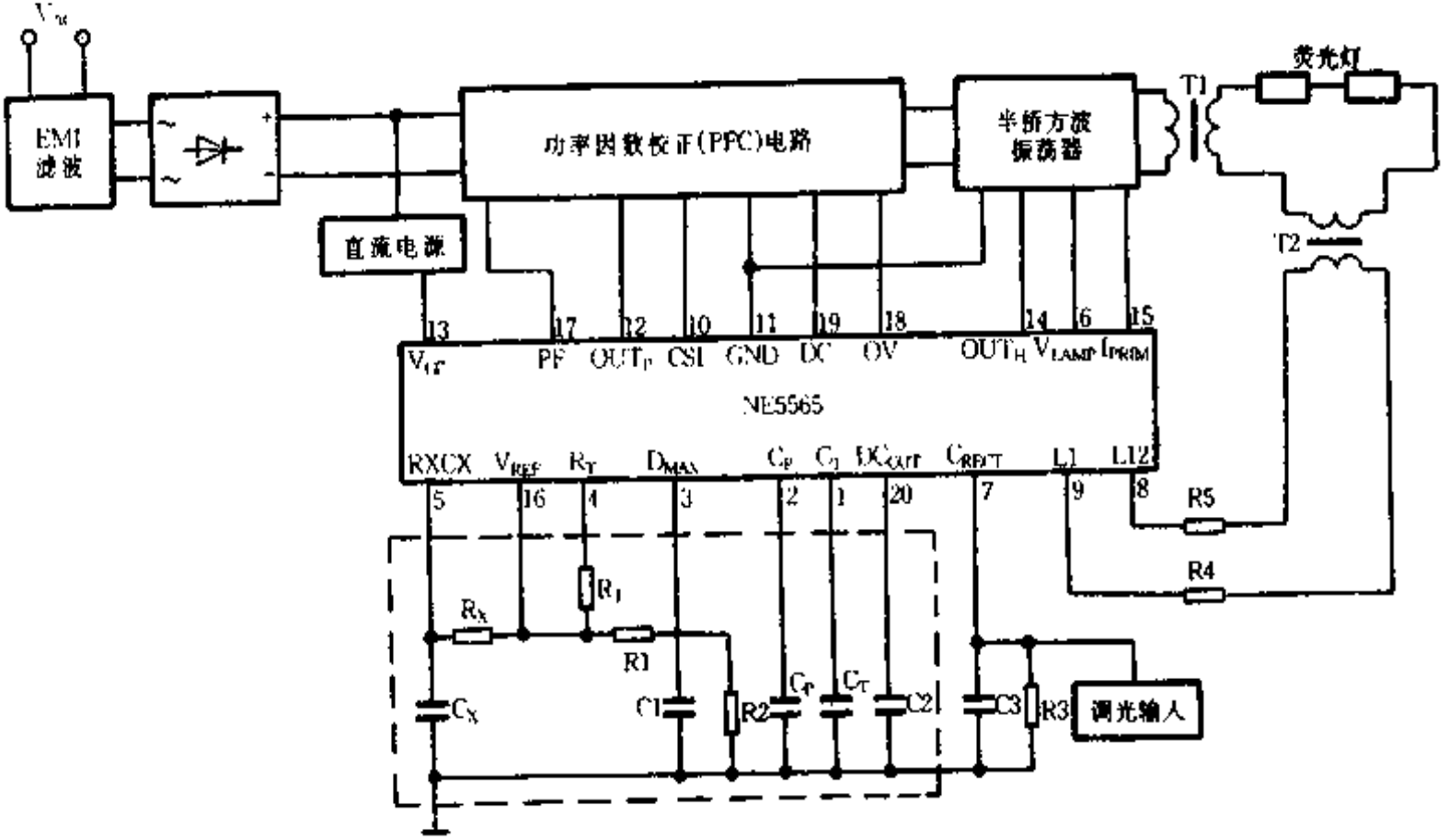


图 13－16　NE5565 在双管荧光灯调光镇流器中的典型应用电路方框图

3. 低电压锁定保护

NE5565 的保护电路利用带有电压参考的施密斯触发器决定电源电压上限和下限门坎电压值。当 V_{CC}脚上的电压从零上升到 11V 的上门限电压以上时，PFC 和半桥控制电路则被启动开始工作。当 V_{CC}脚上的电源电压降至 10V 的下门限电压值以下时，PFC 和半桥电路则均被闭锁。只要半桥振荡器关断，直到 V_{CC}脚上的电压超过上门限电压值之前，则不允许重新开通。电路最小的延迟时间由 D_{MAX}脚外部的元件数值所决定。

4. 启动与 PFC 电路过电压保护

半桥电路中的欠电压锁定电路检测 PFC 电路的直流输出电压。在 PFC 电路的输出电压达到预定值（如 400V）之前，NE5565 中的半桥振荡器的振荡频率不会向灯正常点燃时的工作频率偏移，因而则不会进入灯点火时序。过电压输入脚（OV）检测 PFC 电压，当 OV 脚上的输入超过 $5/7V_{REF}$时，频率由最高向最低值过渡，开始灯点火程序。过电压保护电路阻止 PFC 电路直流输出电压超过设定值。当 OV 脚上的电压远高于 V_{REF}时，PFC 缓冲器栅极驱动输出 OUT_P 则被关断。PFC 电路中的过电压保护电路对于 AC 线路的传输电压不起抑制作用，只对 PFC 电路本身产生的过冲起保护作用。

5. 电容性负载保护

当电子镇流器灯负载未接入或移开时，电容性负载保护电路用作防止半桥逆变器中功率晶体管失效。当频率在由半桥驱动的 IC 外部的 LC 网络的谐振频率以上时，电容性负载保护电路则限制半桥振荡器工作。当频率高于 LC 网络的固有谐振频

率时，半桥 LC 负载网络的初级电压在相位上超前初级电流，保护逻辑电路能够检测 LC 网络电流与半桥驱动电压之间的相位关系。NE5565 脚 I_{PRIM} 输入电压代表来自 LC 网络的初级电流信号，当栅极驱动信号是高电平时，如果在 I_{PRIM} 脚上的电压高于 -100mV，说明故障条件存在，半桥振荡器频率则向高处偏移。

6. 半桥振荡器

为驱动半桥缓冲器电路，半桥振荡器产生方波信号。在 C_T 脚则输出三角波信号，振荡器频率由 R_T 和 C_T 的数值决定。

7. 缓冲器电路

缓冲器电路的功能是将半桥振荡器和脉冲宽度调制器的低电平逻辑信号转换成 10V 的高电平驱动信号。OUT_P 脚上的输出直接驱动 PFC 电路中的一个功率开关 MOSFET 或通过 IC 外部的电平移位电路驱动功率开关 MOSFET。OUT_H 脚上的输出将驱动外部电平移位电路尔后再驱动半桥电路中两个功率 MOSFET 交换导通。

8. 脉冲宽度调制器

PWM 控制电路产生一个斜坡电压用来控制 PFC 电路的开关占空因数。脉宽调制器的频率由半桥振荡器决定。在 C_P 脚上的输出斜坡电压，与半桥振荡器保持同步化。因此，在 C_T 上三角波电平的谷点处，斜坡电压开始发生。当 C_P 脚上的斜坡电压超过 DC 脚上的电压时，连接于 C_P 脚上的电容放电。PFC 栅极驱动脉冲的周期与 C_P 脚上斜坡时间相一致。连接于 D_{MAX} 脚的电阻和电容控制最大占空因数、软启动功能和半桥关断时间。

9. 过电流保护

连接于电流传感输入脚 CSI 的电阻用作检测过电流。在 CSI 脚上的一个负 500mV 的电压能触发过电流保护电路，关断 OUT_P 脚上的输出，并强迫连接于 D_{MAX} 脚上的外部电容在 PFC 输入电路中出现过电流情况时进行放电。当 PFC 电路瞬时导通期间或交流输入电压突然阻断时，会产生一个过电流条件。

10. 功率因数放大器

为调制 PFC 功率开关的占空因数，功率因数放大器将检测和放大交流输入电压的相位和振幅，迫使交流输入电流紧紧跟踪交流输入电压的变化轨迹，保持正弦波形，且与交流电压保持同相位，从而将线路功率因数提高到几乎接近于 1 的水平。当交流输入电压达到峰值或跨零时，功率因数输入脚 PF 上的电压分别为 1V 和 0V。

11. 直流误差放大器

直流(DC)误差放大器对于 PFC 的 DC 输出电压提供负反馈控制。脚 DC 通过 IC 外部的电阻分压器和滤波网络传感 PFC 电路的 DC 输出电压。DC 误差放大器的参考电压是 V_{REF}，在 IC 内部提供。为了消除开关噪声，在 DC 误差放大器的输出脚 DC_{OUT} 连接一个滤波电容。

12. 灯电流整流器

灯电流整流器提供灯平均电流的负反馈控制。灯电流变压器(T2)和负载电阻用作将灯电流信号变换成电压信号，并输入到灯电流输入脚 L1 和 L12。在 C_{RECT} 脚上提供全波整流输出。

外接电阻(R3)和电容(C3)决定电路的增益和时间常数。一个差分误差放大器将 C_{RECT}脚上的电压与 IC 内部在数值上等于 2/7 V_{REF}的参考电压进行比较,并通过调节半桥振荡器的频率,使误差电压被限制到最小值,从而迫使平均灯电流值是一个常数。

13. 调光

除了来自⑦脚(C_{RECT})的电流之外,调光输入实际上是加入一个附加的电流对⑦脚上的外接电容 C3 充电。这与⑧脚和⑨脚之间有一个较高的差分电压会产生同样的结果。

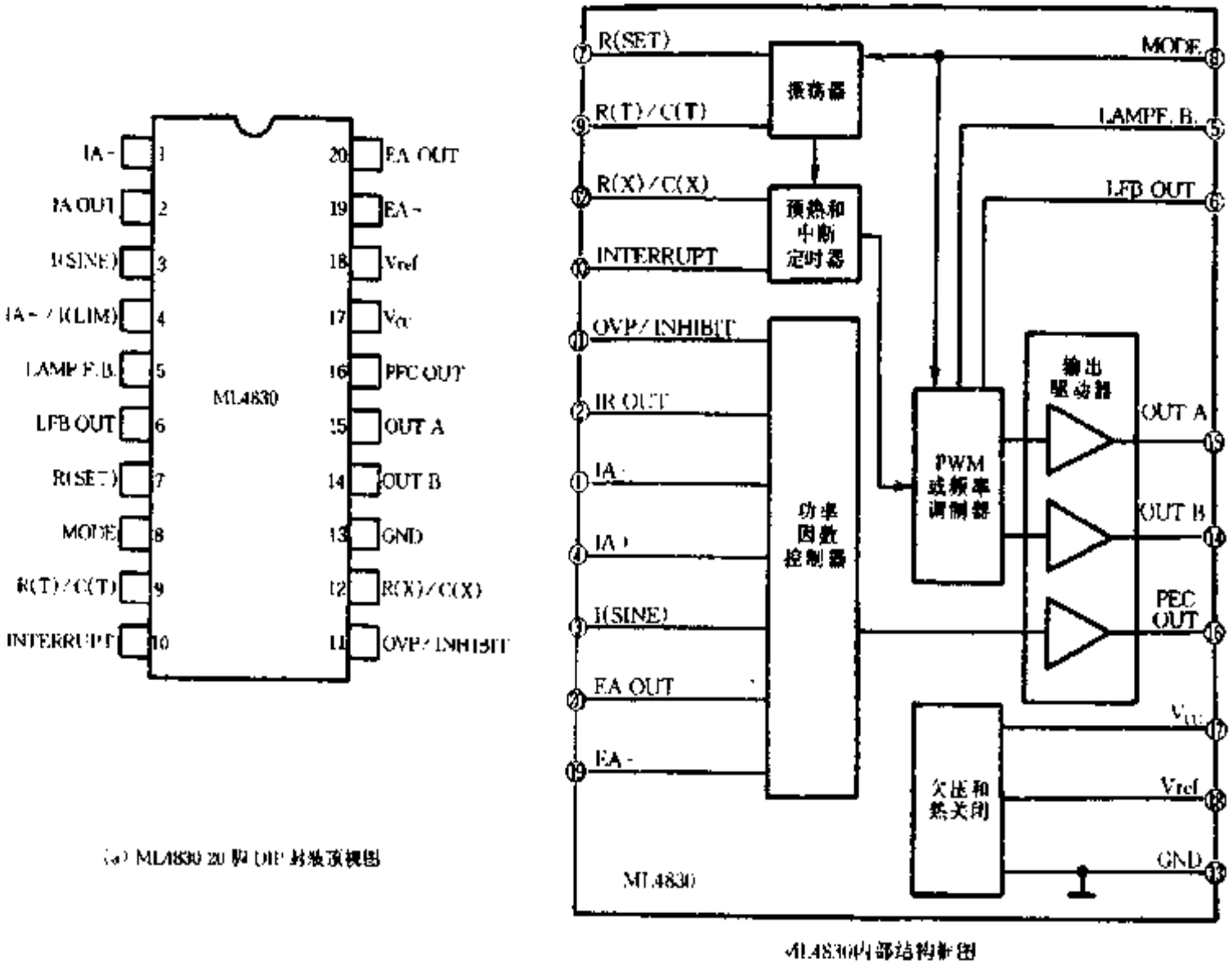
第七节　ML4830 电子镇流器控制器

ML4830 是美国微线性(Micro Linear)公司在 1992 年推出的电子镇流器控制器,该单片 IC 为设计有源高功率因数、高效率、高可靠、预热启动和可调光荧光灯电子镇流器提供了所必需的功能。在 ML4830 系列产品中,还有 ML4831 和 ML4832 等,它们的内部电路组成及其功能大同小异。

一、ML4830 的封装型式、内部结构及其引脚功能

ML4830 采用 20 脚双列直插式(DIP)封装,顶视图如图 13－17(a)所示。该单片 IC 内含功率因数控制器、振荡器、PWM 或频率调制器、预热与中断定时器、欠电压和热关闭电路及输出驱动器等,其内部结构方框如图 13－17(b)所示。

表 13－5 给出了 ML4830 的各引脚功能。



(a) ML4830 20 脚 DIP 封装顶视图

ML4830内部结构框图

图 13 - 17　ML4830 封装及内部结构框图

表 13－5　　ML4830 的引脚功能

脚号	引脚符号	引脚功能
①	IA－	PFC 平均电流误差放大器反相输入
②	IA OUT	PFC 平均电流误差放大器输出和补偿连接端
③	I(SINE)	PFC 电流乘法器输入
④	IA＋/I(LIM)	PFC 平均电流误差放大器同相输入和峰值电流限制比较器输入
⑤	LAMP F·B·	用作灯弧光电流传感的误差放大器反相输入，也是灯光控制输入端
⑥	LFB OUT	灯电流误差放大器输出，用于灯电流环路补偿
⑦	R(SET)	外接电阻，设定振荡器最高频率 F_{MAX} 和 R(X)/C(X) 充电电流
⑧	MODE	如何控制灯电流误差放大器和预热定时器调制镇流器输出，通过该脚有两种可变频率和一种 PWM 模式可供选用
⑨	R(T)C(T)	振荡器外接定时元件
⑩	INTERRUPT	一个远高于基准电压 V_{ref} 的电压复位芯片，在一个 3 倍于启动时间间隔的延迟之后重新启动。该脚用于灯输出检测和重新启动
⑪	OVP/INHIBIT	当该脚电压超过 5V 时，PFC 输出被禁止；当该脚电压超过 6.8V 时，IC 功能被阻断并且 IC 被复位。该脚可用作镇流器远距离关闭
⑫	R(X)/C(X)	确定灯阴极预热时间、调光锁定和中断
⑬	GND	IC 地
⑭	OUT B	镇流器 MOSFET 驱动输出，通过驱动变压器激励半桥逆变电路中两个功率开关 MOSFET
⑮	OUT A	
⑯	PFC OUT	功率因数校正电路 MOSFET 驱动输出

续表

脚号	引脚符号	引脚功能
⑰	V_{CC}	电源电压。
⑱	V_{ref}	5V 的参考电压缓冲输出。
⑲	EA -	PFC 误差放大器反相输入。
⑳	EA OUT	PFC 误差放大器输出和补偿连接端。

二、ML4830 的主要特征

ML4830 电子镇流器控制器单片 IC 中的功率因数控制器，实际上是 ML4821 型平均电流控制连续升压式 APFC 控制电路。APFC 控制器含有线性电流输入乘法器。ML4830 的功率因数控制电路能确保电子镇流器线路功率因数 $\lambda > 0.99$，总电流谐波畸变 $THD < 5\%$，效率 $\eta \geqslant 95\%$。ML4830 内的电流馈送乘法器和高幅值振荡器有效地提高了抗噪扰能力。万一负载突然减小，IC 内过电压比较器则立即关断 APFC 控制器。

ML4830 中镇流器控制器电路提供可编程灯预热时间和灯脱离灯座情况下的中断时间。ML4830 既可通过频率也可以通过脉冲宽度调制控制灯输出，从而实现灯光控制。ML4830 无需外加热传感器就可以在过热条件下自动切断输出，实现超温关机。ML4830 可以控制不同类型的荧光灯，并允许采用不同的输出网络，具有很大的灵活性和适应性。

ML4830 对电子镇流器负载功率的控制有三种工作模式可供选择。IC 工作模式具体由⑧脚(MODE)设定。当⑧脚接地时，ML4830 灯驱动器工作在频率调制(FM)模式。在这种模式中，带有死区时间，在驱动器输出一个开通而另一个关闭之间没有交叠(即无交叠开关传导)，也叫作电压驱动逆变器模式。当

⑧脚处于开路状态(不连接)时,则工作于没有死区时间的不定频率模式,该模式也是一种频率调制模式,但在两个驱动输出之间有一个交叠(即交叠开关传导)。为防止功率开关损坏,该模式只适用于电流驱动的逆变器中。当 IC⑧脚与⑱脚参考电压相连接时,驱动器则工作在 PWM 模式 。

ML4830 的振荡器电路及其相关波形如图 13 - 18 所示。

在图 13 - 18(a)中,定时电容连接于比较器同相输入端(⑨脚)与地之间,外接电阻 R(T)与 IC 的基准电压 V_{ref}输出(⑱脚)和⑨脚相连接。C(T)充电电流根据预热定时器的输出和误差放大器输出(⑥脚)电压而变化。当⑥脚输出高电平时,I_{CHG} = 0,振荡器频率最低。在预热期间,充电电流固定在:

$$I_{CHG} = \frac{2.5V}{R_{SET}} \tag{13-1}$$

式中,R_{SET}为 IC⑦脚外接电阻。当⑥脚上电压为 0V 时,振荡器频率最高,充电电流最大:

$$I_{CHG} = \frac{5V}{R_{SET}} \tag{13-2}$$

电容 C_T 充电时间 T_{CHG}和放电时间 T_{DIS}决定振荡器频率:

$$f_{osc} = \frac{1}{T_{CHG} + T_{DIS}} \tag{13-3}$$

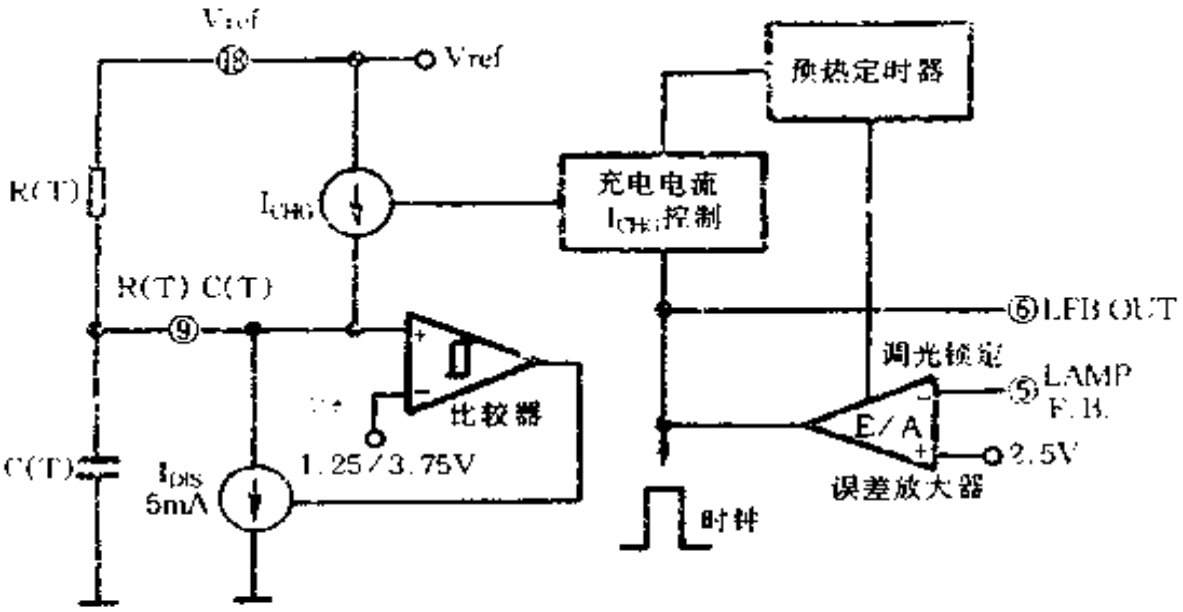
充电时间可以表示为:

$$T_{CHG} = R_T C_T \ln\left(\frac{6.25 + I_{CHG} R_T}{2.75 + I_{CHG} R_T}\right) \tag{13-4}$$

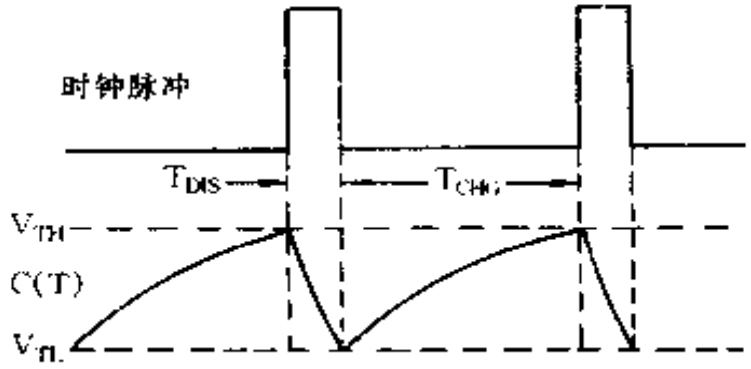
振荡器的最低频率(在 $I_{CHG} = 0$ 时发生)由下式决定:

$$f_{osc(min)} \approx \frac{1}{0.51 R_T C_T} \tag{13-5}$$

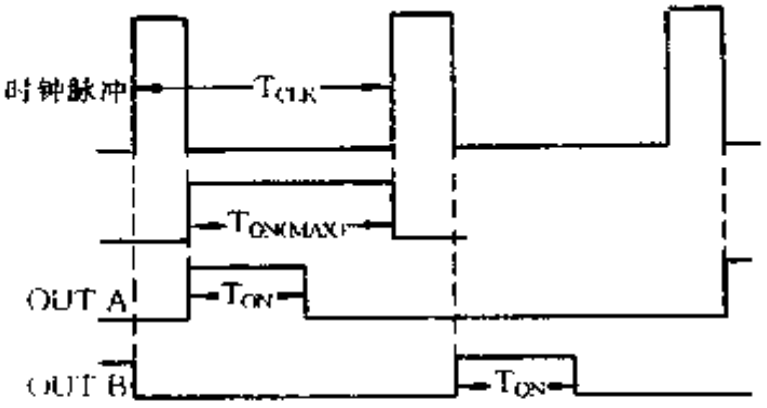
由于镇流器输出网络衰减高频,故在振荡器输出频率最低时,灯功率最大。此情况发生于灯点火阶段,在此期间,放电时



(a) ML4830 的振荡器电路



(b) ML4830 定时图



(c) 时钟脉冲与驱动器输出波形

图 13－18　ML4830 的振荡器
电路及其相关波形图

间(放电电流 $I_{DIS}=5mA$)为:

$$T_{DIS}=490C_T \tag{13-6}$$

图 13-18(c)所示的波形图中,时钟脉冲周期为 T_{CLK},PWM 占空比 D 为:

$$D=\frac{T_{on}}{T_{CLK}} \tag{13-7}$$

表 13-6 给出了灯从启动到正常工作的不同阶段与 PWM 占空比或振荡器频率相应关系。应当指出的是,ML4830 的控制模式仅由其⑧脚(MODE)的连接方式决定。在对灯功率的 3 种控制模式中,一种是 PWM 模式,另外两种则是频率调制(FM)模式。一旦⑧脚的连接方式确定,工作模式则被固定。

表 13-6 灯从启动到正常工作不同阶段下的 PWM 占空比或频率

工作阶段 \ 控制模式	PWM (D)	FM (f)
灯预热	50%	$(f_{MAX}+f_{MIN})/2$
灯点火(即调光锁定)	$D_{MAX}\%$	f_{MIN}
灯正常工作时亮度控制	$0\sim D_{MAX}\%$	$f_{MIN}\sim f_{MAX}$

在频率调制控制模式中,振荡器充电电流 $I_{CHG}=2.5V/R_{SET}$。ML4830⑫脚 R(X)/C(X)外接电容上的电压从 1.2V 上升到 3.4V 所需要的时间(约 0.7 秒),即为灯阴极预热时间。在此期间,ML4830 将输出高频(或低占空比数),但不会使镇流器产生足够的点火电压将灯启动。

ML4830 内置 PN 结温度传感器,随时检测 IC 结温。IC 的结温可由下式决定:

$$T_J=T_A+P_D\times 65℃/W \tag{13-8}$$

式中，T_A 为环境温度，P_D 为 IC 的耗散功率。

当 IC 采用 DIP-P 封装时的热阻 θ_{JA} = 65℃/W。当 ML4830 的结温超过 120℃时，将自动关断镇流器输出。

ML4830 的电源启动门限电压为 13V，关闭阀限电压是 10V，工作电流为 15mA，启动电流仅 1.3mA，工作温度范围为 0～85℃。

三、ML4830 镇流器控制器的典型应用

图 13－19 所示为用 ML4830 作为控制器的电子镇流器实际电路。该镇流器交流输入电压为 220V，APFC 升压变换器 DC 输出电压为 380V，工作频率为 43kHz，灯预热频率为 70kHz，灯启动电压（有效值）不低于 200V，灯工作电压（有效值）为 100V，灯电流（有效值）是 300mA，系统功率因数高于 0.99，总电流谐波畸变低于 5%。

1. 工作原理

在图 13－19 中，ML4830 的⑧脚接地，对输出控制为频率调制工作模式，并且带有死区时间。R3 和 C25（47μF/25V）组成 IC1 的启动电路。镇流器开机后，桥式整流器输出通过 R3 对 C25 充电，当 C25 上的充电电压上升到 IC1 的启动门限电压（约 13V）之后，IC1 则导通开始工作。在灯被点燃之后，在输出网络引出检测信号经电容（C21、C22）、电阻（R26）和二极管 VD22 整流、C25 及 C22 滤波，施加到 IC1⑰脚（V_{CC}），作为 IC1 辅助电源。

IC1①脚～④脚、⑲脚、⑳脚、⑯脚及⑪脚等及其外接元件和电感 L3、VT1、VD7 及滤波电容 C8、C9 等，组成连续模式平均电流控制 APFC 升压型预调整器及过电压保护电路。APFC 预调整器输出 380V、100Hz 纹波的直流电压。R1（1Ω/1W）是电流检

测电阻，VD5、VD6 为钳位二极管。当通过 R1 的浪涌电流过大时，R1 两端的电压降使 VD5、VD6 导通，将过冲电流旁路，从而限制 IC1④脚上的电压不超过允许值。R17、R18 和 R19 组成电阻分压器，当 R19 两端的直流取样电压高于 5V 时，IC1 将自动关断其输出。IC1⑭脚、⑮脚输出驱动电压脉冲，推动功率开关 VT2、VT3 交替导通。

镇流器输出 *LC* 网络采用串联谐振电路，驱动两个荧光灯（A、B）。C19、C20 分别是 A 灯和 B 灯的启动电容。荧光灯阴极预热电流频率为 70kHz，约经 0.7 秒，灯被启动。灯点燃后镇流器工作频率为 43kHz。扼流圈 L4、L5 次级线圈及二极管 VD10～VD13 和 VD14～VD17 组成钳位保护电路，在灯管漏气或灯未接入（与灯插座脱离）等异常条件下，可以防止功率开关 VT2、VT3 等因过电压而损坏。

T2、T3 为电流传感变压器，它们的次级绕组（①脚与⑥脚之间）用作灯电流检测。在 T2、T3 的次级绕组的②脚引出反馈信号，分别经 C23、VD21 和 C24、VD20 加至 IC1⑩脚。只要⑩脚上的电压远高于 IC1 的基准电压 V_{ref}，IC1 则被复位，并会引起重新启动。RP1 用作灯亮度调节，调光范围从 100% 至 50%。

在两个荧光灯中若有一个未接入，不影响另一个灯点燃。

2. 主要元件的选择

在图 13－19 电路中，功率开关 VT1～VT3 选用 BUK455 型（4A、600V）MOSFET，VD1～VD4 选用 IN5061（1A、600V）整流二极管，VD7 选用 BYV26C（1A、600V）快速恢复二极管，VD10～VD17 选用 IN4937 或 BYV26C 快速恢复二极管，VD5、VD6 选用 IN4001，VD8、VD9、VD18、VD19、VD20～VD25 选用 IN4148（0.1A、75V）小信号开关二极管。

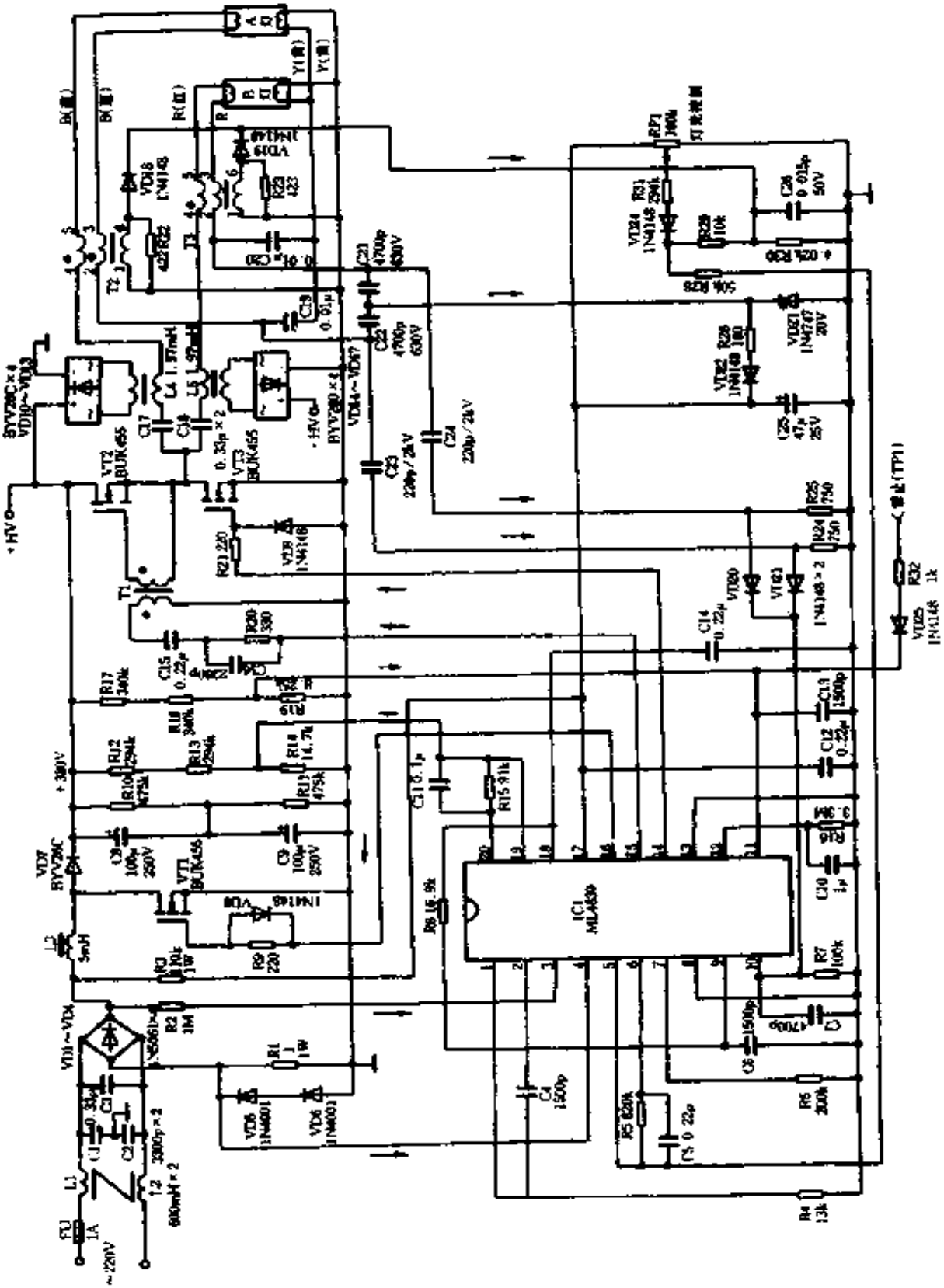


图 13－19　用 ML4830 作为控制器的电子镇流器电路

升压电感 L3 用 E24/25 磁芯(TDKP40 材料),最好用绞合线(或用 φ0.5mm 漆包线)在 8 脚立式绕线架上从④脚开始到①脚结束,绕 195 匝,电感量为 5mH。振流圈 L4、L5 使用与 L3 相同的磁芯、线圈架和导线,初级线圈从③脚起到②脚止,共 150 匝,电感量为 1.97mH;次级线圈从⑦脚起到⑥脚止,共 125 匝。

驱动变压器 T1 用飞利浦 3E2A 磁芯、4 脚线圈架和 #36AWG导线,初级绕组 75 匝,从②脚起到③脚止,带一层聚酯树脂纸带;次级绕组 150 匝,从①脚起到④脚止,与初级绕组之间用两层聚酯树脂纸带绝缘。电流传感变压器 T2、T3 次级绕组均为 45 匝(①脚与⑥脚之间),两个初级绕组(从②脚到③脚和从④脚到⑤脚)均为 1 匝。横跨 T2、T3 次级绕组(从①脚到⑥脚)的电阻 R22、R23 两端峰值电压为 3.2V,灯电流为 300mA(有效值)。由于 T2、T3 初、次级线圈变压比为 1:45,所以通过 R22 或 R23 的电流为 $i_{R22} = i_{R23} = 300\text{mA}/45 = 0.666\text{mA}$, $R_{22} = R_{23} = 3.2\text{V}/\sqrt{2} \times 0.666\text{mA} = 340\Omega$,实际选用 422Ω(0.25W)的金属膜电阻。

第八节　KA7531/KA7531D 电子镇流器控制器

KA7531/KA7531D 型电子镇流器控制器是韩国三星公司生产的单片 IC。KA7531 与 KA7531D 的内部结构相同,只不过是 KA7531 采用 22 脚 SDIP 封装,而 KA7531D 采用 24 脚 SOP 封装。

KA7531/KA7531D 实际上是将 KA7524 型功率因数控制器和 KA7522 型电子镇流器控制器合二为一集成于同一芯片上的全新型单片 IC,其功能与 ML4830/ML4831 大体相当。KA7531/

KA7531D 的内部结构方框图如图 13－20 所示。图中，括弧内引脚序号为 KA7531D。

KA7531/KA7531D 的最高电源电压（V_{CC}）为 17V，工作电压为 13～15V，启动门限电压是 10.8V，启动电源电流是 0.6～1.4mA，工作电流为 8～10mA，最大峰值驱动输出电流为 500mA，工作温度为 －25～＋100℃。

图 13－21 为用 KA7531 作为控制器的 32W 双管荧光灯电子镇流器电路。该镇流器电路线路功率因数 $\lambda \geqslant 0.99$，灯阴极预热时间为 0.7 秒，灯电流波峰系数不大于 1.5，输入交流电压为 220V ± 20%，APFC 预调整器输出直流电压为 400V。

在桥式整流器输出端，电阻 R3、电容 C14、齐纳二极管 VDZ1（15V）等组成电源电路，为 IC1 提供直流工作电压。在 KA7531 被启动之后，对荧光灯的预热启动是分三步完成的，即从灯阴极预热到点火，尔后转入正常点燃。IC1 首先输出 70kHz 的高频对灯阴极预热 0.7 秒，再用 0.4 秒的时间将输出频率线性降低到 50kHz 的工作频率。由此可见，IC1 三步软启动历经时间为 1.1 秒。其间，⑩脚（C_S）上电容 C10 两端的充电电压则从 0 线性增加到 4.3V。

KA7531 内的功率因数控制器与升压电感（T1 初级线圈 T_{1a}）、功率开关 VT1、高频整流二极管 VD1、滤波电容 C15 等组成不定频率断续工作模式的 APFC 升压型预调整器，如图 13－22 所示。

在图 13－22 中，R1、R2 和 R12、R13 电阻分压器分别用作 APFC 升压变换器输入及输出电压的检测采样，并通过 IC1 的⑭脚和⑫脚被一象限乘法器及误差放大器监控。T1 的次级绕组 T_{1b} 用作高灵敏度零电流检测传感器，VT1 源极电阻 R11 为电流检测元件，R9、C13 组成低通滤波器，C5、C6 用作高频滤波。

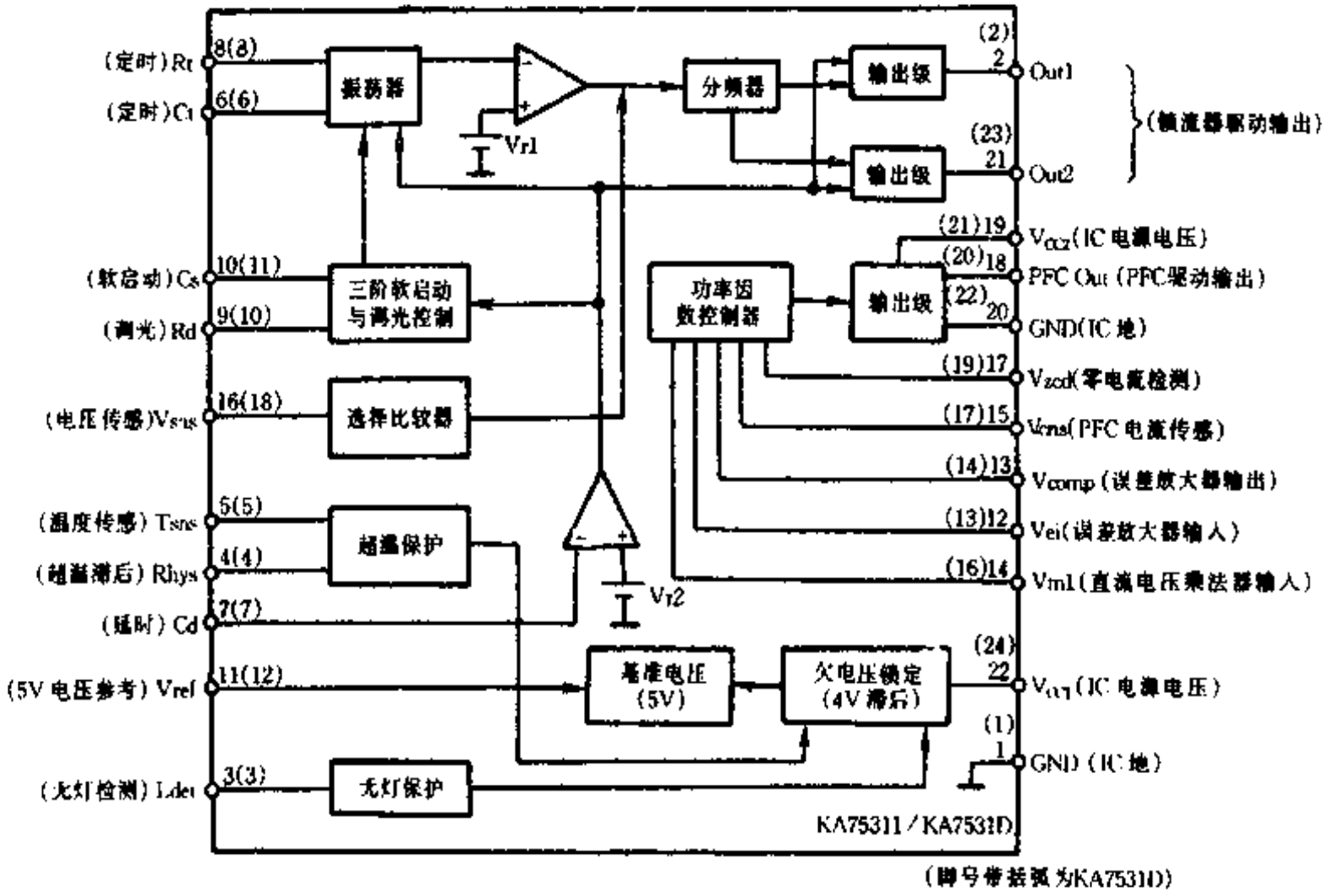


图 13－20　KA7531/KA7531D 内部组成框图

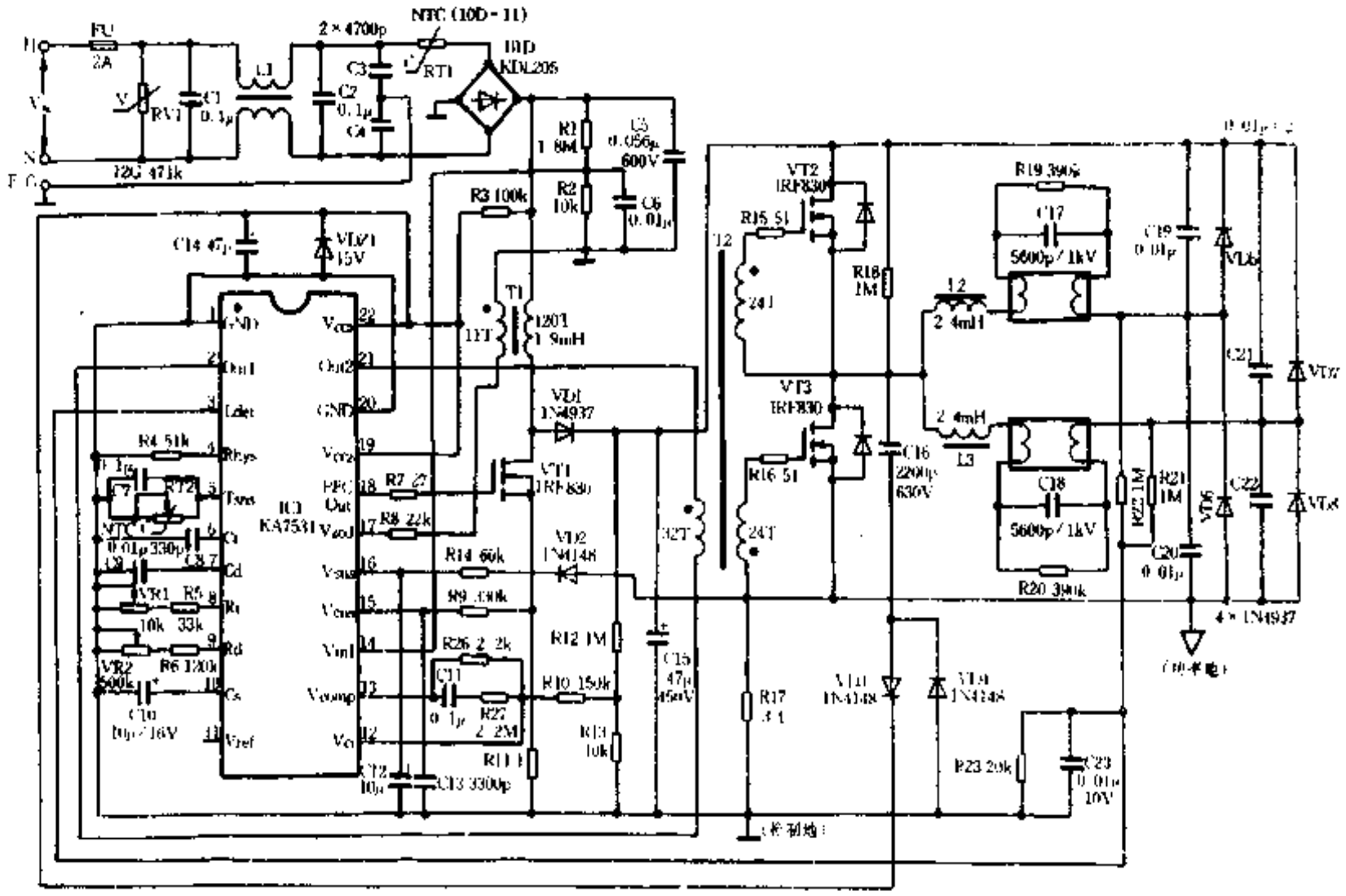


图 13－21　用 KA7531 作为控制器的 32W 双管荧光灯电子镇流器电路

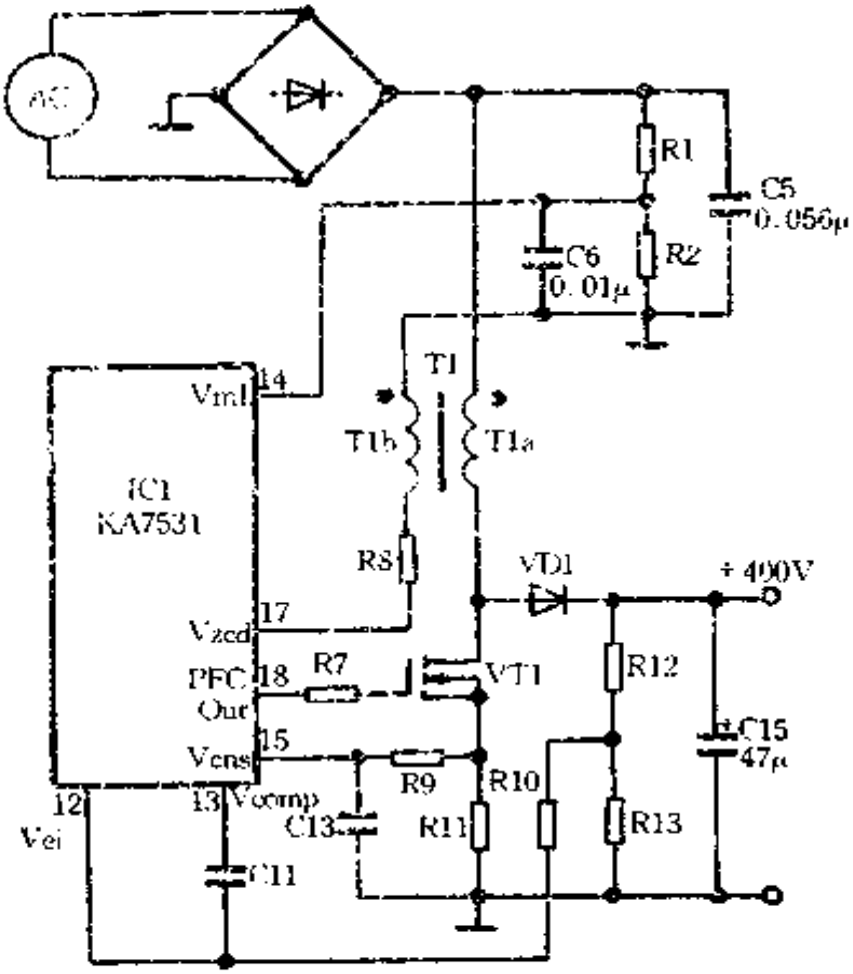


图 13－22　APFC 预调整器电路

APFC 预调整器可以在镇流器输入端产生正弦电流波形，获得 0.99 以上的系统功率因数，并在其输出（C15 两端）产生一个经调整的高度稳定的直流输出电压（400V 左右）。

KA7531 在②脚、㉑脚输出驱动脉冲，并通过变压器 T2 推动半桥逆变电路中的两个功率开关 MOSFET（VT2、VT3）交替导通。镇流器输出网络采用 LC 串联谐振式电路。

图 13－21 中的保护电路如图 13－23 所示。其中，图 13－23(a)为过电流保护电路，R17 为电流检测电阻。在过电流条件下，只要 KA7531⑯脚上的电压高于 3V，IC1 则关闭其输出。只要过电流状态解除，IC1 即重新开通，输出驱动信号。IC1 输出

从关断到开通，欠电压锁定(UVLO)电路必须从关断到导通变化。

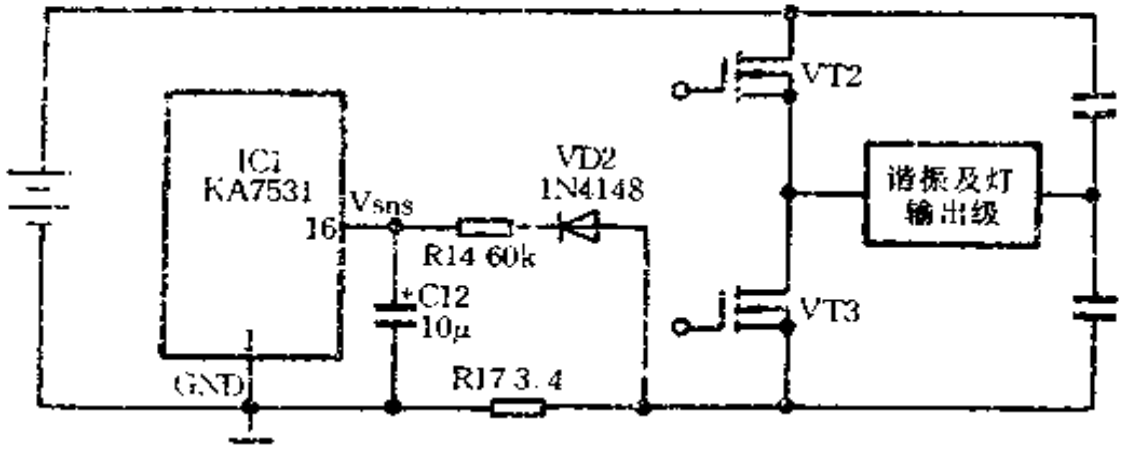
图 13－23(b)为无载保护电路。IC1 能识别两个灯是否全部接入或未接入或只有一个灯接入。一旦出现无载情况，IC1 则关断其输出。在灯接入情况下，直流电压经 R18、R19、R21 和 R23 分压，R23 两端的取样电压施加到 IC1③脚(Ldet)，并且高于 1.4V。如果③脚上的电压低于 1.4V，IC1 则关闭其输出。

在图 13－23(c)所示的超温保护电路中，采用 NTC 热敏电阻 RR2 作为功率开关晶体管的温度传感元件。RT2 接收功率开关元件发出的热量，当温度达到 90℃以后，RT2 因温度升高阻值急剧下降，使 IC1⑤脚上的电压降低到 0.9V 以下，IC1 则实现超温关机功能，切断其输出。当温度下降到约 50℃时，通过④脚上电压电平的温度滞后特性，系统将被重新启动。

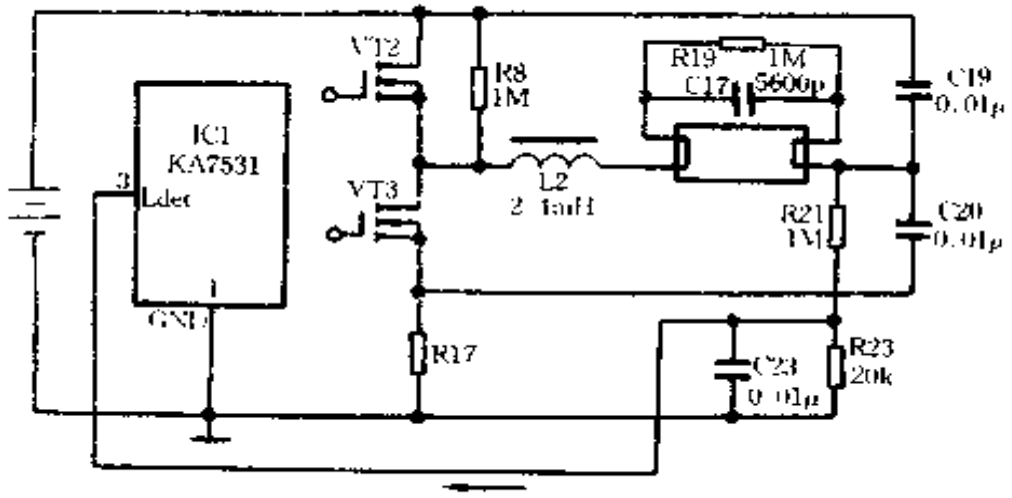
在图 13－21 给出的电子镇流器电路中，可调电阻 VR2 用作调光。改变 VR2 的阻值，流入到 IC1⑨脚的电流则发生变化，IC1 输出频率则随之变化，镇流器输出功率必然会跟随频率的变化而变化，从而使调光控制成为可能。

NTC 热敏电阻 RT1 选用 10D－11，RT2 选用 KTD5－350(标称电阻为 50kΩ)。镇流器输入端 EMI 滤波器中的 L1 选用 BSF2125 磁芯、φ0.4mm 漆包线绕制。扼流圈 L2、L3 用 E125 磁芯、φ0.35mm 漆包线各绕 150 匝，电感量约为 3mH。APFC 升压变换器中的 T1 用 E125 磁芯和 φ0.35mm 漆包线绕制，初级绕组 120 匝，电感量 1.9mH，次级检测绕组为 11 匝。驱动变压器 T2 采用 EE1619 磁芯和 φ0.25mm 漆包线绕制，初级绕组 32 匝，两个次级驱动绕组均为 24 匝。

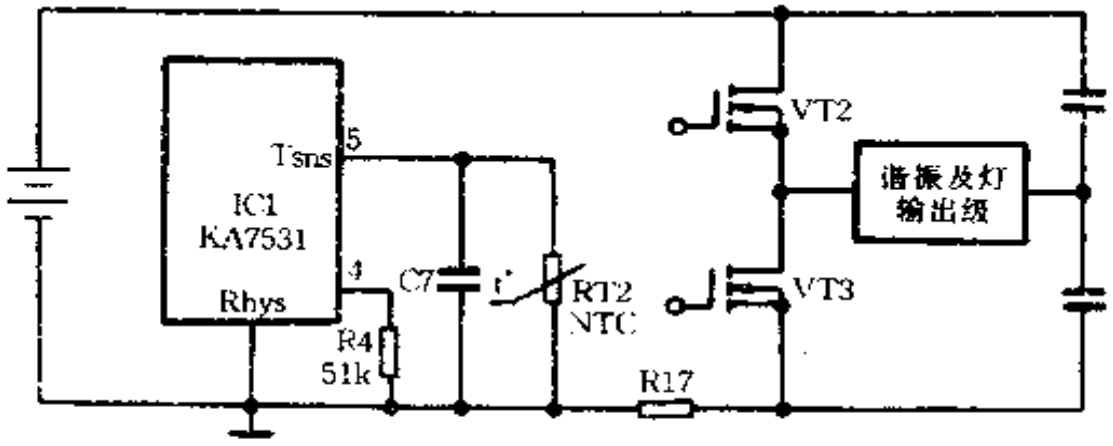
KA7531/KA7531D 于 90 年代中期投放市场，是一种性能价格比较高的电子镇流器控制器。



(a)过电流保护电路



(b)无载保护电路



(c)超温保护电路

图 13－23　KA7531 作为控制器的电子镇流器保护电路

第九节　利用其他用途的 IC 作为电子镇流器控制器

自进入 20 世纪 90 年代以来，不同用途的气体放电灯电子镇流器及电子变压器控制器 IC 不断推出，有力地促进了绿色照明产业的发展。事实上，一些其它专门用途的集成电路，也可用作电子镇流器控制器。人们比较熟悉的一些开关电源芯片、电机驱动器 IC 和变频调速器控制器以及压控振荡器(VCO)等，其中大多都可以兼作荧光灯及其它一些气体放电灯驱动与控制电路。人们不仅对这些 IC 的性能和使用方法比较了解，而且在市场上又比较容易就近采购。尤其是一些开关电源 PWM 控制器 IC，用作控制和驱动大功率放电灯是很容易实现的。

一、TDA4918 开关电源 IC 控制和驱动的 36V/400W 卤钨灯电路

TDA4918 是西门子公司在 80 年代中后期生产的双极型开关电源和电机控制器。这种高品质的 PWM 控制器 IC 主要由运算放大器(OP Amp)、占空比控制比较器(K1)、比较器(K2)、过电压比较器(K3)、欠电压比较器(K4)、动态电流限制比较器(K5)、斜坡电压产生器、电压控制振荡器(VCO)、推挽及关闭触发器(FF)、误差触发器、两个驱动输出级及内部电源电路所组成。TDA4918 开关电源 IC 封装顶视图及其引脚符号与功能如图 13－24 所示。

TDA4918 推挽式控制器启动门限电压为 9.6V，最高电源电压是 33V，工作频率直达 150kHz，推挽驱动器最大驱动电流为

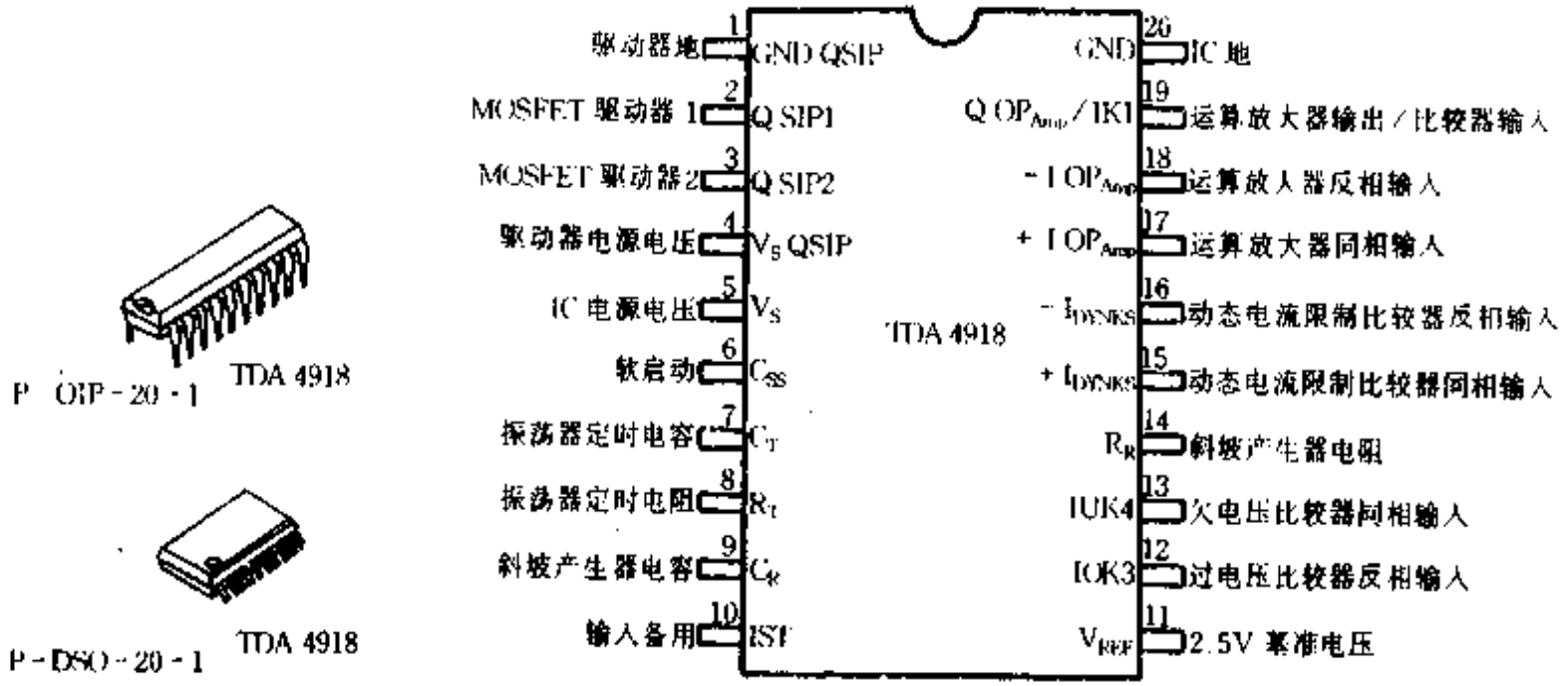


图 13 - 24　TDA4918 开关电源 IC 封装顶视图及其引脚符号与功能

±0.5A。TDA4918 型 PWM 控制器具有软启动、故障识别与保护等功能。

用 TDA4918 控制与驱动的 36V/400W 卤钨灯电子镇流器(亦称电子变压器)电路如图 13－25 所示。

图 13－25 所示的卤钨灯控制与驱动电路主要技术指标是:

交流输入电压 $V_{IN}=220V\pm15\%$;

输出电压 $V_o=4\sim36V$ 可调;

输出电流 $I_o=11A$(在 $V_o=36V$ 下);

最大输出功率 $P_{o\,max}=400W$;

工作频率 $f=20kHz$;

效率 $\eta=95\%$;

功率因数 $\lambda\geqslant0.96$;

尺寸($L\times W\times h$)=16cm×10cm×8cm;

重量 $W=1kg$。

功率开关采用 BUP304 型 IGBT,耐压达 1000V,电流容量达 15A,工作频率达 25kHz。TDA4918(IC1)②脚、③脚输出 PWM 脉冲,由于 VT2、VT3(IGBT)的发射极都接地,所以无需经过驱动变压器就可由 IC1 直接驱动。VT2、VT3 驱动变压器 T1,并输出 20kHz 的高频电压为卤钨灯供电。卤钨灯的高频电流包迹波由桥式整流器(Br·1)输出的正弦半波直流脉动电压进行调制。输出变压器 T1 辅助绕组 N3、二极管 VD7、滤波电容 C12、调整管 VT1、齐纳二极管 VDZ1 和电容 C10、C11 等,组成直流稳压电源电路,输出 15V 的直流电压加至 IC1⑤脚,作为 IC1 的工作电压。IC1 内压控振荡器频率由⑦脚上电容 C7 和⑧脚上电阻 R3 的数值决定。T2 为电流检测变压器,T2 的 n3 绕组用作 VT2 和 VT3 的集电极电流传感。n3 绕组中的高频电压经 VD3～VD6 全桥整流,在 R21 两端产生一个与 VT2、VT3 集电极电流成正比、频

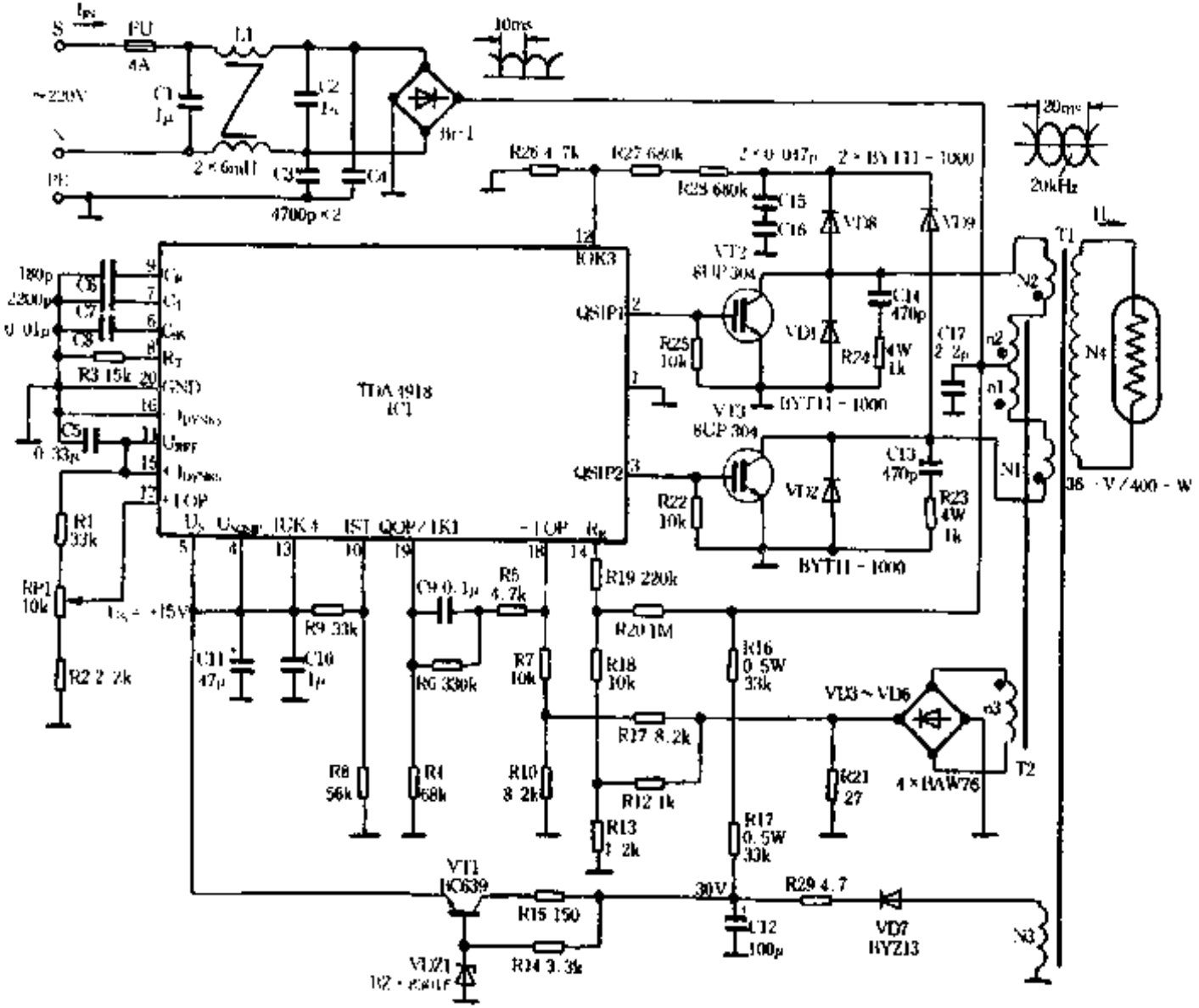


图 13－25　用 TDA4918 控制与驱动的 36V/400W 卤钨灯电子镇流器电路

率为开关频率 2 倍(50kHz)的电压。当负载功率为 400W 时，R21 上的峰值电压是 2.4V。

IC1 斜坡产生器外接电阻 C6(180pF)的充电电流包括两部分：一部分是来自 T2 的 n3 绕组的传感电流，经 VD3～VD6 全波整流后通过 R12、R18 和 R19 流入 IC1⑭脚的电流，另一部分是全桥整流器 Br·1 输出经 R20、R19 流入⑭脚的电流。斜坡电压的幅值和斜率由 R12、R13、R18、R19、R20 和 R21 上的电压及小滤波电容 C17(2.2μF)上的电压共同决定。

IC1⑪脚上的基准电压 $U_{REF}=2.5V$。该脚电压与⑮脚相连接并通过 R1、RP1 和 R2 分压加至 IC1⑰脚(运算放大器同相输入端)。正比于 VT2、VT3 集电极电阻的 R21 上的电压经 R11 和 R7、R10 电阻分压器分压通过 IC1⑱脚输入到 IC1 内运算放大器的反相输入端。若将可调电阻 RP1 的中心触点向上(R1 方向)滑动，灯电压可达到 36V。反之，如果 RP1 的中心触点向下(R2 方向)滑动，灯电压可降低到 4V。因此，RP1 和 IC1 内运算放大器可控制卤钨灯的亮度。

一旦出现输出短路，VT2、VT3 集电极电流急剧增加，在 R21 两端则产生一个突变电压，该电压通过 IC1⑱脚、⑲脚被 IC1 内运算放大器和占空比控制比较器(K1)监测。当占空比低至 0.1 时，VT2、VT3 的集电极电流可达 15A。为避免 VT1、VT2 集电极因出现非常高的过冲电压而击穿，专门设计了由 VD8、VD9、C15、C16 和 R26、R27、R28 等组成的限制器保护电路。只要 VT2、VT3 集电极电压达到 800V 后，在 R26 两端的电压降就会超过⑫脚上的门限电压，IC1 内过电压比较器(K3)启动，IC1 则关断其输出。

整式整流器 Br·1 采用 B250C500/3300。T2、T3 需加长 160mm 的 SK04 型散热器。T1 采用 E55/21(N27)磁芯，$N_1=N_2$

= 42 匝(60 × φ0.1mm 绞合线)，N_3 = 5 匝(φ0.3mm 漆包铜线)，N4 = 9 匝(2 × 80 × φ0.1mm 绞合线)。T2 采用 EF20(N30)磁芯，N_1 = N_2 = 2 匝(双股 φ0.8mm 漆包铜线)，N_3 = 100 匝(φ0.25mm 漆包铜线)。

二、用压控振荡器设计可调光电子镇流器

大家知道，如果施加于荧光灯管两端的电压低于其导通电压值(V_{on})，荧光灯将会熄灭。因此，利用调压技术直接通过调节灯管两端的电压实现灯光调节是不实际的。利用 PWM 技术调节通过灯管的电流可以进行灯光调节，但必须十分留心电路中的磁平衡。由于电子镇流器输出 LC 网络的阻抗是频率的函数，因而可以采用调频技术通过频率的变化去调节灯功率，从而达到调光目的。

调节电子镇流器的频率会引起负载电流的改变，在调光过程中必然会使晶体管的工作频率和偏置电流等发生偏移，因而在功率开关晶体管的驱动电路的设计上，必须随调光具有自动补偿能力。

典型的可调光电子镇流器电路如图 13 - 26 所示。其特点是利用电压控制振荡器(VCO)驱动半桥逆变电路中的两个晶体管。

在图 13 - 26 中，IC2(MC14046)为电压控制振荡器(VCO)。解发器 IC3(MC14013)在①脚和②脚提供两种不同状态的输出信号驱动 VT1、VT2 两个 MOSFET。VT1、VT2 的输出通过变压器 T2 耦合驱动 VT3、VT4。由于 VT3、VT4 栅极驱动脉冲极性相反，所以两个晶体管轮流导通。VT5、VD3 和 VT6、VD4 等分别组成 VT3、VT4 的抗饱和网络，为 VT3、VT4 栅—源极之间放电输入电容提供低阻抗通路，从而大大地改善了高频下的开关特性。

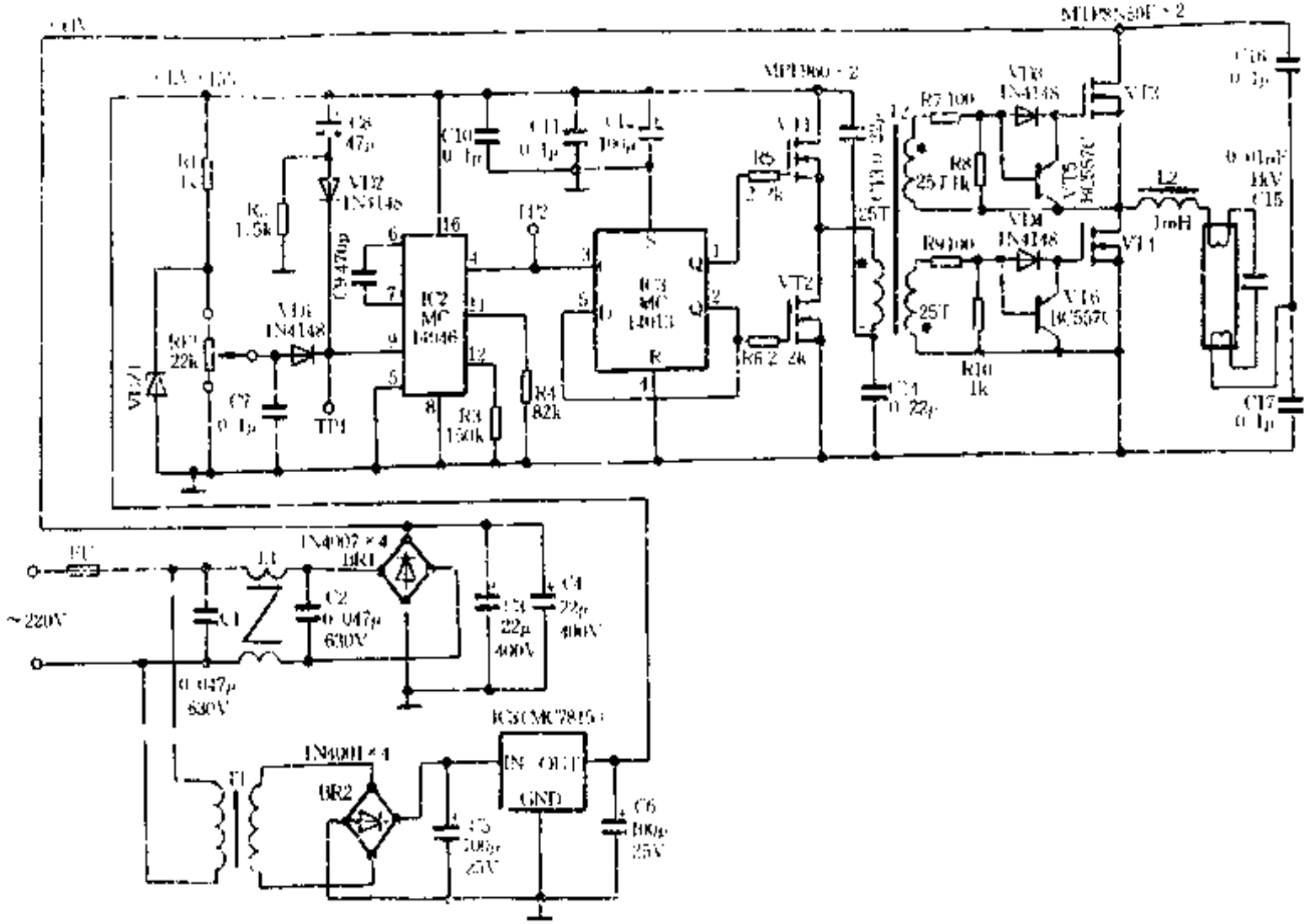
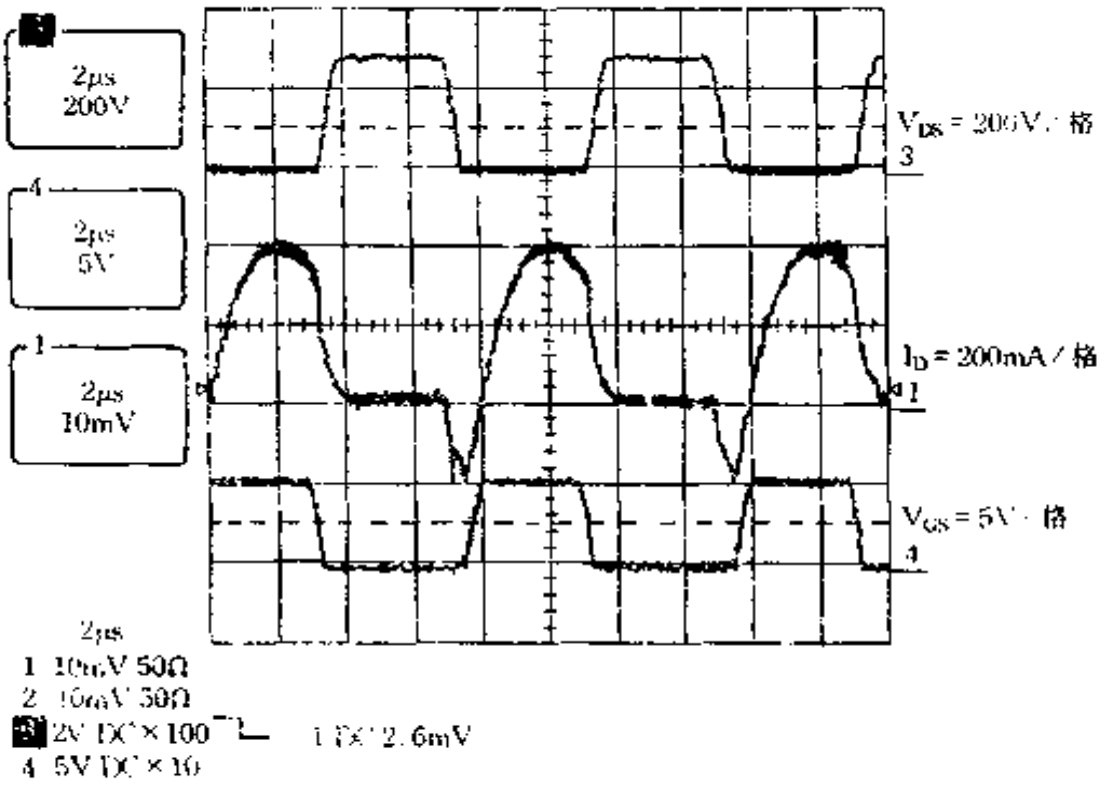


图 13－26　用电压控制振荡器 IC 设计的可调光电子镇流器电路

调节 RP1 的电阻值，则可以改变 VCO 的振荡频率，从而可以调节灯功率、最终实现调光控制。15V 的直流低压由 T1、BR2、C5 与 C6 和 IC3 组成的直流稳压电源电路提供。半桥逆变器电路的直流高压（+HV）是工频市电经桥式整流器 BR1 整流和电容 C3、C4 滤波获得的。

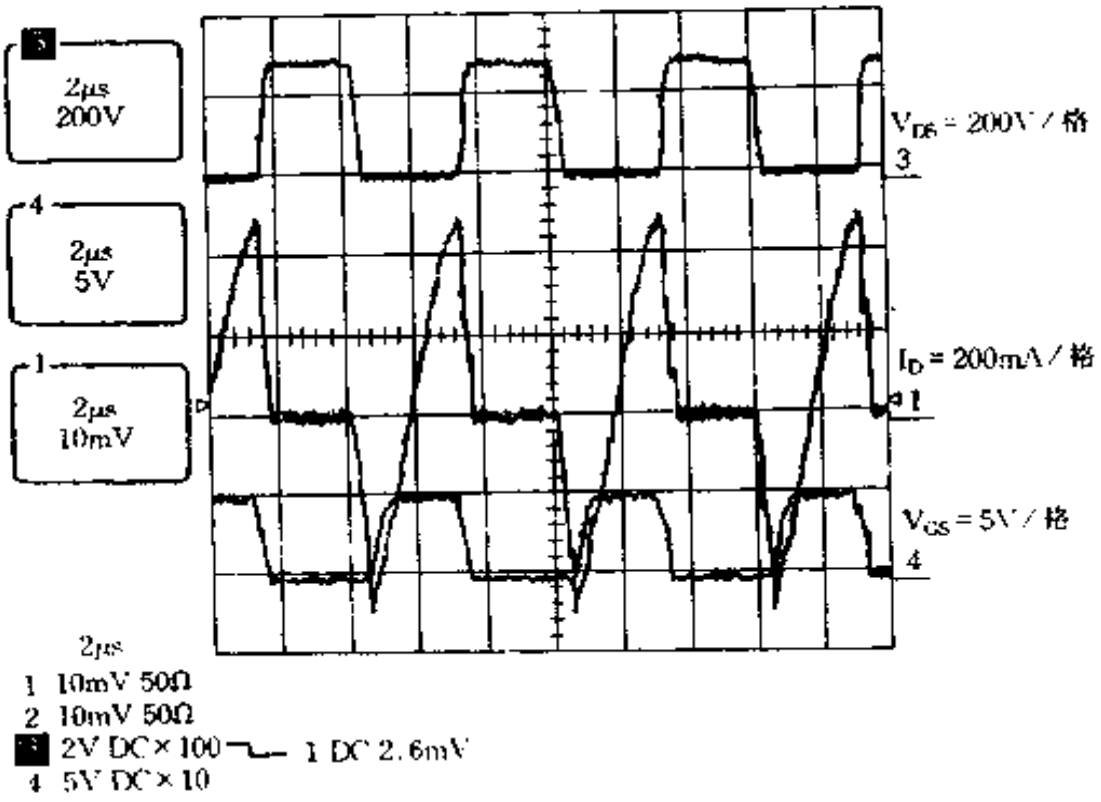
镇流器最高工作频率 f_{max} = 170kHz，最低工作频率 f_{min} = 22kHz，最小输出功率 $P_{o\,min}$ = 15W，最大输出功率 $P_{o\,max}$ = 65W。在最大输出功率和最小输出功率时，功率开关 MOSFET 的栅极电压 V_{GS}、漏极电流 I_D 和漏极电压 V_{DS}波形如图 13－27 所示。

脉冲变压器 T1 采用直径为 16mm 的 T1600A 磁环，初级绕组为 25 匝，电感量为 1mH，电感系数 A_L = 1600；两个次级绕组均为 25 匝。



(a) 在 $P_o = P_{o\,min}$ = 65W 时

图 13－27　V_{GS}、I_D 和 V_{DS}的波形



(b) 在 $P_o = P_{out(s)} = 15W$ 时

图 13－27　V_{GS}、I_D 和 V_{DS}的波形(续)

第十四章

电子镇流器设计实例

第一节　普通荧光灯电子镇流器的设计

荧光灯交流电子镇流器的设计并不是十分困难，但是设计步骤比较繁琐。迄今为止，尚没有比较简单和准确的设计模式可以利用，也没有比较完整的设计程序和方法可以借鉴。本节仅对普通荧光灯电子镇流器的设计作简单介绍。

一、主要技术要求和电路选择

假设电子镇流器 AC 输入电压 $V_{IN}=220V(50Hz)$，工作频率 $f=35kHz$，配套荧光灯功率 $P_L=55W$，额定工作电压 $V_L=100V$（灯点火电压 $V_{trig}=800V$），对其它技术指标未提出特别要求。

根据上述主要技术要求，我们可以选择普通半桥逆变式荧光灯电子镇流器电路，如图 14－1 所示。

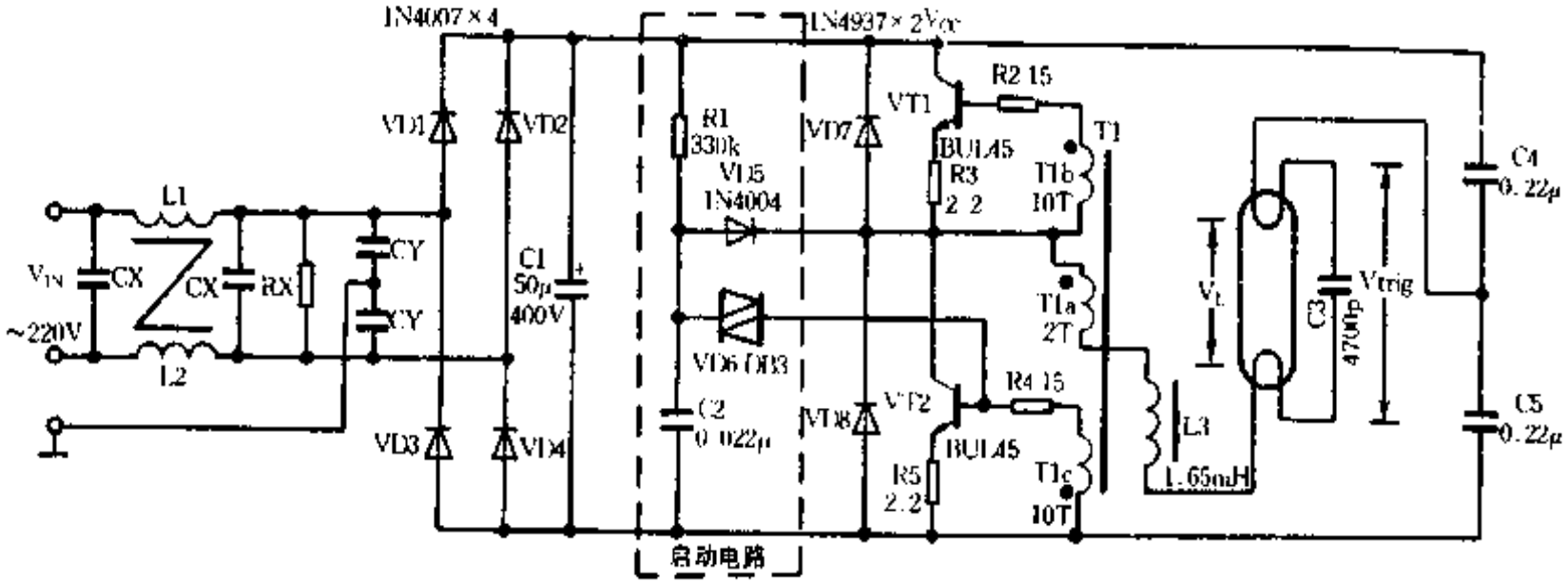


图 14-1　半桥逆变式荧光灯电子镇流器电路

下面我们将根据图 14－1 所示的电路，逐一进行分析，并在此基础上来确定元件参数的选取。

二、设计程序和方法

1. EMI 滤波器

在图 14－1 中，L1、L2 和 CX、CY 等组成 LC 电磁干扰/射频干扰(EMI/RFI)滤波器。关于 EMI 滤波器的工作原理，我们曾在第三章第一节作过介绍。两个电容 CX 的容量一般为 0.01～0.1μF，在 HID 灯电子镇流器电路中，CX 容值可达 1μF。两个 CY 的电容量一般为 2200pF～0.022μF。电感器 $L_1 = L_2 = 0.2 \sim 40$mH，具体视输入电流的大小而定。RX 是 CX 的放电电阻，其阻值一般为 510kΩ～3.3MΩ。根据 IEC380 和 VDE0806 标准中有关安全的规范条款推荐公式，当 $C_X \geqslant 0.1\mu F$ 时，RX 的数值可表示为：

$$R_X = \frac{t}{2.21 \times (C_X + C_X)} \qquad (14-1)$$

式中，$t = 1s$。当 $CX = 0.1\mu F$ 时，根据式(14－1)可得：

$$R_X = \frac{0.1}{2.21 \times (0.1 + 0.1) \times 10^{-6}} \approx 2.2(M\Omega)$$

本电路中，选取 $CX = 0.1\mu F$，$CY = 4700pF$，耐压不低于 AC250V，$RX = 2.2M\Omega$。电感器 L1、L2 可采用 EE19～EE25 型磁芯和骨线架、φ0.4mm 的磁导线绕 2×200 匝。

事实上，EMI 滤波器中元件数值的计算是比较复杂的。即使元件的选取非常正确，但如果电子镇流器外壳封装形式、布线和元件布局不十分合理，对射频干扰的抑制效果则会受到很大影响。EMI 滤波器的主要参数除工作电压、工作电流和插入损

耗外，还有漏电流。由于在滤波器中的相线和零线之间连接有电容器，所以在通电时电流会通过电容器流到地端，这就导致漏电流的存在。出于安全上的考虑和其它一些目的，产品标准对漏电流也作出了限制性规定。

EMI 滤波器在国内外都有专业厂专门生产。在 EMI 滤波器中，除了电感和电容外，往往还封装有瞬态电压抑制器（如压敏电阻）和浪涌电流抑制器（如 NTC 热敏元件）及保险丝等。在安装方式上，又分插座式和表面固定式两类。这类滤波器，必须通过权威机构进行安全认证和产品认证后方可允许销售。著名的瑞士夏弗纳公司生产的 EMI 滤波器，品种规格达 3000 多种，用户可以根据实际需要，选用相应规格的产品。

2. 整流滤波电路

（1）整流二极管

VD1 ~ VD4 组成桥式整流器。在桥式整流器中，每支二极管所承受的反向峰值电压为$\sqrt{2}V_{AC}$。当交流电源电压 V_{AC} = 220V 时 $1\sqrt{2}V_{AC} = 220\sqrt{2} \approx 310V$。考虑到在用电低谷期，电网电压往往高达 270V，此情况下其峰值电压为 $270\sqrt{2} \approx 382V$，故二极管的耐压应不低于 400V。

设电子镇流器效率 $\eta = 80\%$，AC 输入电流为 $I_{IN} = P_O / V_{IN} \cdot \eta = 55/220 \times 80\% = 0.31A$。在整流二极管的选取上，一般要求其稳态电流容量至少是计算值的 2 倍。据此可选用 1N4007 型硅整流二极管，其电流容量为 1A，耐压为 1000V。

（2）滤波用铝电解电容器

设滤波电容 C1 两端的直流输出电压纹波峰峰值电压 $\Delta V = 35V$，C1 维持电压电平的时间（或 C1 提供电流的时间）为交流输入电压的半周期，即 $t = 10ms$，整流滤波电路 DC 输出电

压 $E_C \approx 300V$，负载电流 $I_L = P_L / E_C \cdot \eta = 55/300 \times 80\% = 0.23A$，将这几个数据代入滤波电容的计算公式，得到：

$$C_1 = \frac{I_L \cdot t}{\Delta V} \tag{14-2}$$

$$C_1 = \frac{0.23 \times 10 \times 10^{-3}}{35} \approx 66(\mu F)$$

C1 可选用 50μF/400V 的高温型(105℃)铝电解电容器。

3. 启动电路

R1、C2、VD5 和 VD6 等组成半桥振荡器的启动电路，其作用是为触发低端开关 VT2 导通提供足够的基极电流，从而启动振荡电路建立振荡。

为避免启动电阻 R1 的损耗过大，通过 R1 的电流一般控制在 0.5～1mA。由于直流电压约 300V，可选取 $R_1 = 330 \sim 470k\Omega$，功耗不低于 0.25W。

由于 VT2 的基—射极之间连接有 R4、T1C 和 R5，R4 与 R5 的电阻值较小，是一种低阻抗基极网络，故要求 C2 能提供足够大的放电电流脉冲注入到 VT2 的基极。*RC* 时间常数一般应为晶体管开通时间的 5% 左右，本电路围绕 500ns，可选取 C2 = 0.22μF，耐压为 50V。

VD6 可选用 DB3 型双向触发二极管。其击穿(转折)电压一般在 28～35V 之间，通态压降 $V_T = 20 \sim 25V$，正、负双向转折电压差 $\Delta V_B \leqslant 3V$。实际上，启动电路对 VD6 的转折电压大小及正、负双向负阻特性的对称性要求并不高，而关键是其可靠性。实用表明，国产 DB3S 型双向触发二极管的失效率较低。这种采用平面工艺制作的双向触发器件，$V_{BO} = 26 \sim 38V$，$V_T = 10 \sim 15V$，$\Delta V_{BO} \leqslant 3V$，可替代进口产品。二极管 VD5 可选用 1N4004。

4. 半桥式逆变器电路

VT1、VT2 和脉冲变压器 T1 等，组成半桥式逆变器电路。这部分电路是电子镇流器设计的核心和重点内容。

(1) 功率开关晶体管的选择

① 击穿电压

由于 VT1、VT2 的集—射极之间连接有阻尼二极管 VD7、VD8，当 VT1 或 VT2 截止时，其集电极—发射极之间施加的最高电压，是整流滤波电路的 DC 输出电压 V_{CC}。根据桥式整流器中二极管耐压的选取原则，要求 VT1、VT2 的 $BV_{CEO} \geqslant 400V$。

② 集电极电流

在稳态工作条件下，灯电流 $I_L = P_L / V_L = 55/100 = 550mA$。设单个高频灯电流为正弦波，峰值灯电流则为：$I_{LP} = \sqrt{2}\, I_L = 550\sqrt{2} = 770mA$。设输出网络中，LC 串联谐振电路的品质因数 $Q = 3$，在灯启动期间的脉冲电流幅值 $I_{SP} = I_{LP} \cdot Q = 0.77 \times 3 = 2.31A$。因此，要求 VT1、VT2 的集电极额定工作电流应在 0.8A 到 1A 之间，并且应能承受 2.5A 以上的峰值电流。

③ 直流电流增益 h_{FE}

生产厂家在晶体管参数表上提供的 h_{FE} 值，是在一定的 V_{CE} 和 I_C 下测量出的结果。高压功率开关晶体管的 h_{FE} 都比较低，这主要是由于要求耐压较高必须选用电阻率较高的半导体材料而决定的。在一定的温度和 V_{CE} 下，h_{FE} 是随 I_C 变化而变的，并且在某一电流 I_C 下有一个最大值 $h_{FE}(PK)$。图 14-2 示出的是高压功率晶体管典型的 $h_{FE} - I_C$ 曲线。

从理论上讲，为在晶体管工作电流较大时，具有较小的基极驱动电流和较低的饱和压降，减小输出及驱动电路的开通损耗，h_{FE} 应尽可能高一些。但是，考虑到晶体管开关速度和电压容限

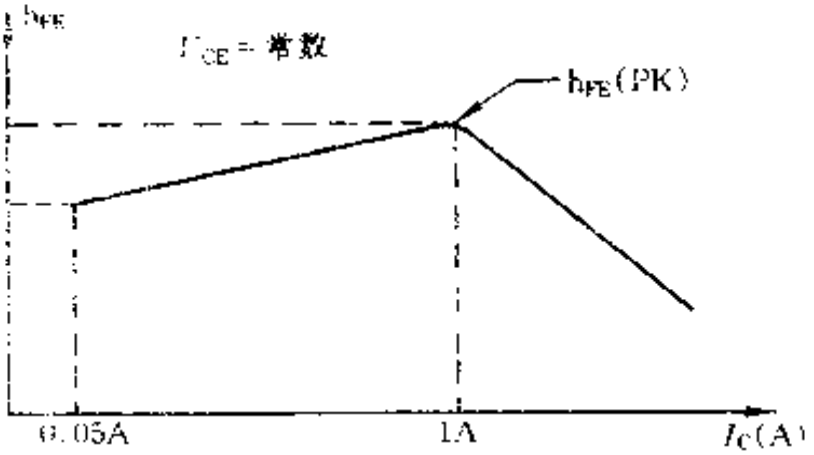


图 14-2　高压功率晶体管典型的 $h_{FE}-I_C$ 曲线

等其它方面的一些因素，并非是 h_{FE} 愈高愈好。如果晶体管的 h_{FE} 过高，往往会导致温升加剧。在本设计中，作为折衷权衡，在 $V_{CE}=5V$ 和 $I_C=0.8A$ 条件下，$h_{FE}=5\sim20$ 即可满足要求。

(1) 开关时间

由于晶体管在作为开关使用时，其基极注入电流比较大，所以影响晶体管开关速度的参数并不是延迟时间和上升时间，而是晶体管的存储时间 t_s。在设计中，一般要求 t_s 应低于电子镇流器开关周期的 20%。由于 $f=35kHz$，振荡器周期为 28.6μs，所以要求晶体管的存储时间 $t_s<5.7\mu s$。

根据以上分析要计算，功率开关 VT1、VT2 选用摩托罗拉公司生产的 BUL45 型晶体管。其主要参数指标是：$BV_{CEO}\geqslant400V$，$BV_{CES}\geqslant700V$，$I_C=2A$，$I_{CP}=4A$，$t_s=2.6\sim3.8\mu s$，$h_{FE}\geqslant7$(在 $I_C=2A$、$V_{CE}=1V$ 下)。其中，BV_{CES} 为晶体管基极与发射极短路时，集电极与发射极之间的击穿电压；I_{CP} 为峰值集电极电流。

(2) 阻尼二极管及晶体管发射极电阻

二极管 VD7、VD8 的耐压应远高于功率开关 VT1、VT2 的耐压 BV_{CEO}，并且应选用快速恢复型二极管。本设计中，VD7、VD8 选用 1N4937，其耐压为 600V，在 $I_F=1A$ 下的反向恢复时间

$t_r \leqslant 0.2\mu s$。

VT1、VT2 的发射极串联电阻 R3、R5 对晶体管工作点起稳定作用。R3 和 R5 数值的选择应该在其所允许的功耗和所需的反馈电压之间作折衷考虑。R3 和 R5 两端的反馈电压必须大于 VT1、VT2 基—射极之间的导通电压。对于 55W 的灯管，选取 $R_3 = R_5 = 2.2\Omega$，功耗为 1/2W。

(3) 脉冲变压器

电子镇流器中的脉冲变压器都采用可饱和环形磁芯。为使半桥逆变器具有良好的开关特性，产生优良的振荡波形，要求脉冲变压器磁环具有如图 14－3 所示的近似矩形的磁滞回线。

在图 14－3 中，B_m 为饱和点对应的最大磁通密度，B_r 为磁场强度 $H = 0$ 时的剩余磁通，Hm 为最大磁场强度点，He 为矫顽(磁)力。在 S 形的特性曲线图中，若以 a 点为起点，从 a 点到 b 点，再到 c 点和 d 点，最后回到原始 a 点，这样就得到一个完整的磁化周期。这样的磁性材料的磁滞回线有明显的饱和点和饱和段，而且具有良好的对称性。近似矩形的磁滞回线可使线圈中的电流波形前、后沿较陡，能较好地满足晶体管的驱动要求。如果磁芯的 S 形特性曲线在 B 的方向上被“压扁”，会严重影响逆变器的开关特性，导致晶体管温升加剧。

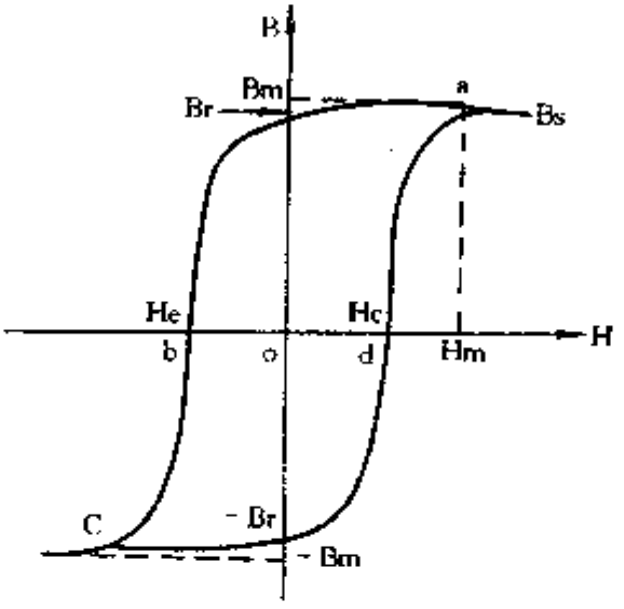


图 14－3　典型磁环的(B-H)磁滞回线

脉冲变压器磁芯和初级绕组的匝数及电压对半桥逆变器的工作频率有着决定性的影响。在理论上，计算振荡器振荡频率

的公式为：

$$f = \frac{10^4 \cdot V_P}{4 \cdot N_P \cdot B_S \cdot A_e} \tag{14-3}$$

式中，V_P：变压器初级绕组(T_1a)两端的电压(V)；

N_P：变压器初级绕组匝数；

B_S：磁芯饱和磁通密度(T)；

A_e：磁芯有效截面积(cm^2)；

f：振荡器频率(Hz)。

事实上，考虑到开关晶体管集电极存储时间 t_s 的影响后，半桥逆变器的实际开关频率为：

$$f = \frac{1}{t_1} + \frac{1}{2 \cdot t_S} \tag{14-4}$$

公式中，t_1 为脉冲变压器磁芯的磁化周期，t_s 为晶体管存储时间。

磁性材料的磁饱和磁场强度由下式决定：

$$H_S = \frac{N_P \cdot I_P}{I_E} \tag{14-5}$$

式中，N_P：脉冲变压器初级绕组匝数；

I_P：流入变压器初级线圈的电流(A)；

I_E：磁芯有效磁路长度(cm)；

Hs：饱和磁场强度(A/cm)。

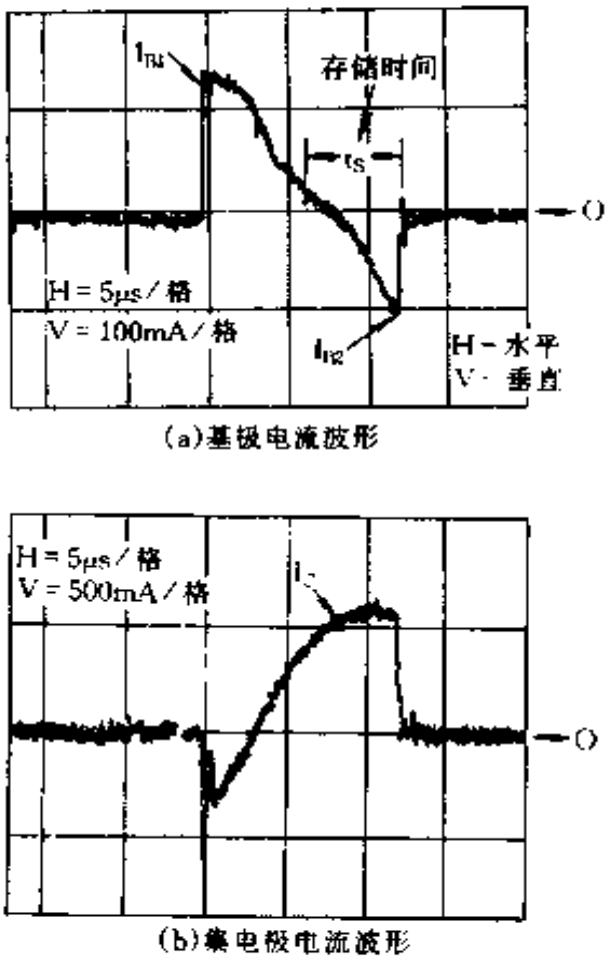
在半桥逆变器电路中的每一个开关晶体管导通时，集电极电流都通过变压器初级绕组(T_1a)。图 14－4 为开关晶体管典型的基极电流和集电极电流波形。

从图 14－4 可以发现，在晶体管进入存储时间阶段，集电极电流呈增长趋势。因此，在磁环进入饱和时，不宜用晶体管峰值集电极电流 I_{CP}作为 I_P 值。在半桥式逆变电路的设计中，一般

都取 $I_P = 0.5I_{CP}$。对于 55W 的灯管，功率开关晶体管集电极峰值电流 $I_{CP} = 0.77A$，所以 $I_P = 0.5I_{CP} = 0.385A$。

脉冲变压器绕组匝数往往是根据有关参数和所选定的磁芯特性来确定。磁芯性能及其特性曲线由生产厂家提供。由于在设计中总是存在一些假设条件，所以理论计算的结果只能作为参考数据。计算数值与实际之间的偏差，可以在样机调试过程中通过试验进行处理。

现假设有国际上比较流行的 FT 系列环形磁芯可供选用，其中适合于电子镇流器脉冲变压器使用的 3 种磁环主要参数如表 14－1 所示。



(a)基极电流波形

(b)集电极电流波形

图 14－4　开关晶体管典型的基极电流与集电极电流波形

表 14－1　适合电子镇流器脉冲变压器使用的 3 种磁环主要性能

性能 / 型号	外径 (mm)	l_E (cm)	A_e (cm^2)	H_S (A/cm)	B_S (T)	初始磁导率 (μi)	材料型号
FT6.3	6.30	1.60	0.032	0.40	0.51	6000	A4
FT10	10.00	2.50	0.08				
FT16	16.00	4.00	0.20				

首先选用外径为 10mm 的 FT10 型磁环，看其是否能符合要求。该规格磁环的 $l_E = 2.50cm$，$H_S = 0.40A/cm$，根据式(14－4)，变压器初级绕组匝数为：

$$N_P = \frac{l_E \cdot H_S}{I_P} = \frac{2.50 \times 0.40}{0.385} = 2.6(匝)$$

选取 $N_P = 3$ 匝。

对于 3 匝的初级绕组，其两端电压一般低于 1V，设 $V_P = 0.8V$，将 $B_S = 0.51T$、$N_P = 3$ 匝和 $A_e = 0.08cm^2$ 代入式(14－3)，可得出振荡器的工作频率：

$$f = \frac{10^4 \cdot V_P}{4N_P \cdot B_S \cdot A_e}$$

$$= \frac{10^4 \times 0.8}{4 \times 3 \times 0.51 \times 0.08}$$

$$= 14297(Hz)$$

即使按 $V_P = 1V$ 计，振荡器频率也只有 20424Hz。考虑到晶体管的存储时间 t_s 的影响，实际工作频率比计算值还要低。很明显，使用 FT10 型磁环，其工作频率比设计指标中规定值(35kHz)相差太远。

若采用 FT6.3 型磁环，$l_E = 1.60cm$，$H_S = 0.40A/cm$，初级线圈匝数为：

$$N_P = \frac{l_E \cdot H_S}{I_P}$$

$$= \frac{1.60 \times 0.40}{0.385}$$

$$= 1.7 匝$$

选取 $N_P = 2$ 匝。假设 $V_P = 0.6V$，振荡器频率为：

$$f = \frac{10^4 \cdot V_P}{4N_P \cdot B_S \cdot A_e}$$

$$= \frac{10^4 \times 0.6}{4 \times 2 \times 0.51 \times 0.032}$$

$$= 45956(\text{Hz})$$

BUL45 型开关晶体管的存储时间 t_s 约为 3.5μs，每只开关的实际开通时间应为：

$$t_{on} = \frac{1}{2f} + t_s$$

$$= \frac{1}{2 \times 45956} + 3.5 \times 10^{-6}$$

$$= 10.9 \times 10^{-6} + 3.5 \times 10^{-6}$$

$$= 14.4 \times 10^{-6}(\text{s})$$

因此，实际工作频率为：

$$f = \frac{1}{2t_{on}}$$

$$= -\frac{1}{2 \times 14.4 \times 10^{-6}}$$

$$= 34722(\text{Hz})$$

该工作频率与设计指标中指定值很接近，因而选用 FT6.3 磁环是合适的。

在电流源驱动模式的半桥逆变器中，功率开关晶体管的基—射极之间的驱动绕组即为脉冲变压器的次级绕组 N_S，设流入 N_S 的电流为 I_S，那么，变压器次级绕组匝数为：

$$N_S = N_P \cdot \frac{I_P}{I_S} \qquad (14-6)$$

对于所选定的 BUL45 型开关晶体管，在 $I_C = 2A$、$V_{CE} = 1V$ 下，h_{FE}值不低于 7；而在多数情况下，当 I_C 为 0.77A 左右时，晶

体管的 h_{FE} 值一般不低于 10，从而产生一个 0.077A 的最小基极电流。0.77A 的集电极电流恰是本电子镇流器功率开关晶体管实际工作电流(0.55A)的峰值，因此，流入变压器初级绕组的电流 I_P 可近似为晶体管峰值集电极电流的一半，即 $I_P = 0.5 \times 0.77 = 0.385A$。将 $I_P = 0.385A$、$I_S \approx I_B = 0.077A$ 和 $N_P \approx 2$ 匝代入公式 14－6，可求出脉冲变压器每一个次级绕组的匝数：

$$N_S = 2 \times \frac{0.385}{0.077} = 2 \times 5 = 10(匝)$$

根据以上近似处理和计算，当选用 FT6.3 型磁环时，初级绕组 $T_{1a} = 2$ 匝，两个次级绕组 $T_{1b} = T_{1c} = 10$ 匝。模拟试验结果表明，在 $T_{1a} = 2$ 匝下，$T_{1b} = T_{1c} = 8 \sim 10$ 匝即可满足要求。

VT1、VT2 的基极串联电阻 R2 和 R4，阻值范围为 6.8～15Ω。当 R2 和 R4 的数值小一点时，变压器次级基极驱动绕组的匝数一般也相应减少。

5. 输出谐振电路

在图 14－1 中，扼流圈 L3 和与灯并联的启动电容 C3 组成 LC 串联谐振网络。由于 $C_4 = C_5 \gg C_3$，所以谐振时的频率主要由 L3 和 C3 的数值所决定($f_0 \approx 1/2\pi\sqrt{L_3 \cdot C_3}$)。在灯被启动之后，L3 用作限制灯电流。在 LC 串联谐振电路中，若设总直流电阻为 R，那么，RLC 串联电路的阻抗为：

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \qquad (14-7)$$

公式中，$W = 2\pi f$。在正常的工作频率下，假设忽略直流电阻 R。在每一个功率开关开通时，流过脉冲变压器初级线圈的电流为 I_P。而 T_{1a} 是与扼流圈相串联的，如果用灯电流近似为通过扼流圈 L3 的电流，LC 串联电路的阻抗为：

$$Z = \frac{V_{CC} - V_L}{I_{L3}} \tag{14-8}$$

式中，$V_{CC} \approx 300V$，为半桥逆变器电路的直流供电电压；

$V_L = 100V$，为灯点燃时在灯管两端的电压降；

$I_{L3} \approx I_L = 0.55A$，为通过 L3 的电流。

因此可得：

$$Z = \frac{300V - 100V}{0.55A} \approx 363.6(\Omega)$$

若忽略半桥逆变器无源支路上电容 C4 和 C5 的阻抗，那么，L3 的电感量为：

$$L_3 = \frac{Z}{2\pi f} \tag{14-9}$$

将 $Z = 363.6\Omega$、$f = 30 \times 10^3 Hz$ 代入式(14-9)，得到：

$$L_3 = \frac{363.6}{2 \times 3.14 \times 35000} = 1.65(mH)$$

在有的外文文献中，通过扼流圈 L3 的电流 I_{L3} 的取值采用 $2I_P$(即开关晶体管集电极工作电流的峰值)，以此计算出来的扼流圈 L3 的电感量仅约 1.2mH，与实际应该选取的电感量(1.6～2.0mH)相比较偏差过大。试验表明，利用式(14-8)和式(14-9)求出的扼流圈电感量，比较接近于实际。

当电感量确定以后，磁芯的选取和线圈线径与匝数的确定并不困难，只是步骤比较烦琐。具体的设计方法将在本章第二节、第三节和第四节中详细介绍。

在 LC 串联电路中，启动电容 C3 的计算建立在两个假设条件之上：一是在启动期间，在较大的电流下晶体管的 h_{FE} 比较低，晶体管存储时间比较短；一是由于非常高的 di/dt，使磁环迅速进入饱和。在灯启动时的频率是比较高的，设 $f_0 = 60kHz$，

C3 的容量可用下面公式求出：

$$C_3 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 f_0^2 \cdot L_3} \qquad (14-10)$$

将 $f_0 = 60 \times 10^3 \text{Hz}$、$L_3 = 1.65 \times 10^{-3} \text{H}$ 代入式(14－10)，可得：

$$C_3 = \frac{1}{4 \times 3.14^2 \times (60000)^2 \times 1.65 \times 10^{-3}} = 4000(\text{pF})$$

选取 $C_3 = 4700\text{p}/1\text{kV}$ 的标准电容器。在 $C_3 = 4700\text{pF}$ 时，LC 串联电路的谐振频率约为 58kHz。

在半桥无源侧的电容 C4 和 C5，对于交流信号来说，是相当于并联的。C4 与 C5 的并联电容值一般应为启动电容 C3 容量值的 20～100 倍。在本设计中，取 $C_4 = C_5 = 0.22\mu\text{F}$，耐压为 250V。

在设计计算中，由于出现了一些假设条件，有些元件的取值在实际工作中宜作适当调整。其中需要通过试验进行调整的主要元件就是脉冲变压器和扼流圈，其它元件基本无需变动。

第二节　断续传导模式不定频率 APFC 升压式预调整器的设计

断续传导模式不定频率峰值电流控制型 APFC 预调整器，适用于 300W 以下尤其是 100W 以下的电子镇流器中。韩国三星公司生产的 KA7524 型 APFC 控制器 IC，适合用作设计 30W 和 40W 及双管荧光灯电子镇流器。这种 IC 在同类产品中价格比较低廉，而且容易买到。我们现在就以 KA7524 作为控制器，来设计断续模式不定频率升压式 APFC 预调整器。用 KA7524 作为控制器的 APFC 升压式预调整器电路如图 14－5 所示。

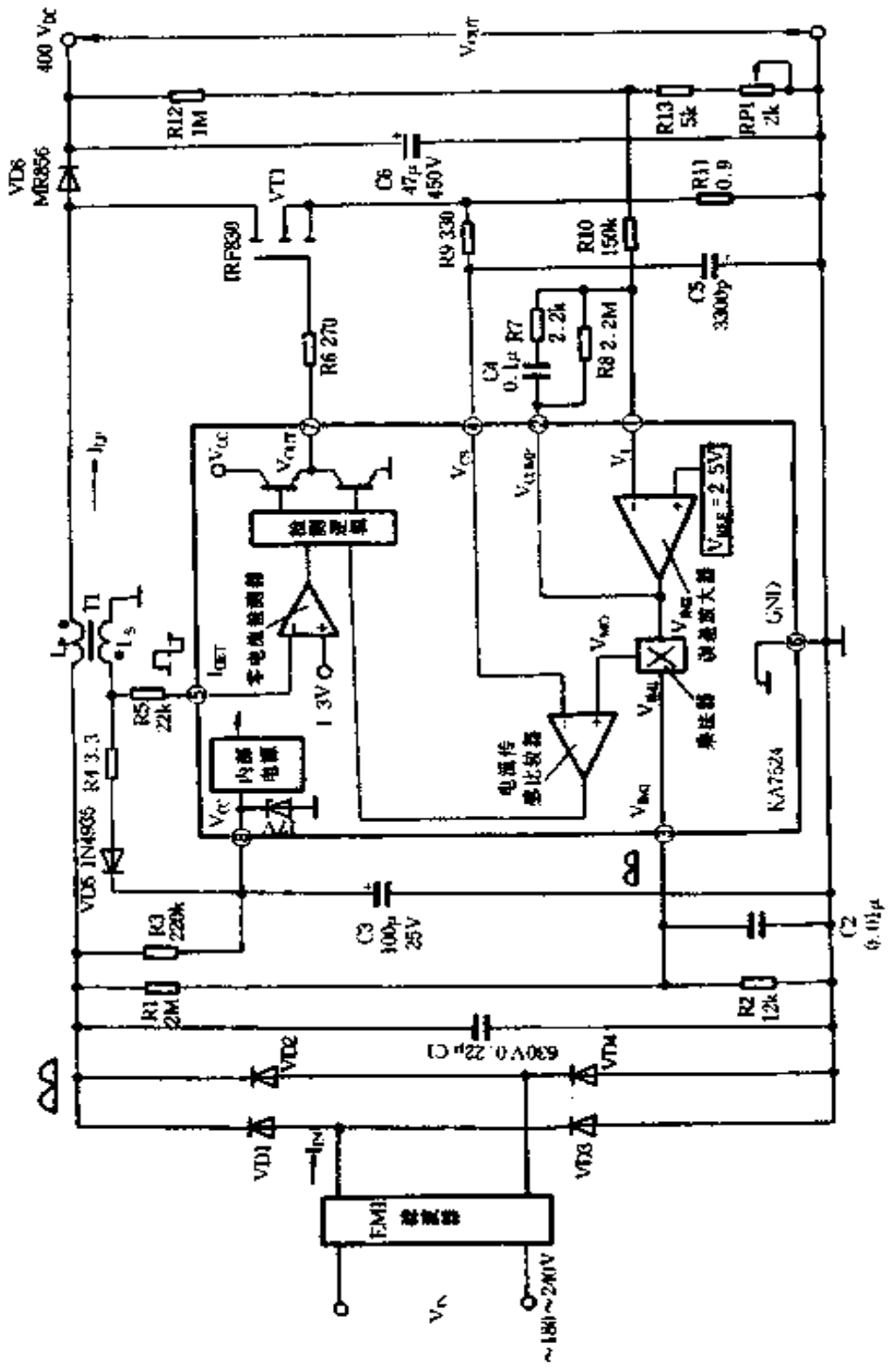


图 14－5　用 KA7524 作为控制器的 APFC 升压式预调整器电路

关于图 14－5 所示的 APFC 预调整器工作原理，我们已在第八章作过介绍 。只要元件的选取适当，KA7524 就可以使 APFC 升压变换器的线路功率因数不低于 0.99，并可以将输入电源电流的总谐波畸变（*THD*）控制在 15%以下。

设由 KA7524 控制的 APFC 升压变换器输入交流电压范围为 180 ~ 240V，输出直流电压 V_{OUT} = 400V，输出功率 P_{OUT} = 80W，变换器效率 $\eta \geqslant 95\%$，根据三星公司所提供的关于 KA7524 的参数指标，现在让我们按步骤确定变换器中主要元件的选择。

一、升压电感器的设计

在图 14－5 中，变压器 T1 的初级线圈 L_P 是 APFC 预调整器的升压电感器。T1 的次级线圈 L_S 的作用有二：一是用作零电流检测传感器，一是与 R4、VD5 和 C3 组成 KA7524 的直流电源电路。L_P 是 APFC 升压变换器中关键元件之一。

流过 LP 的电流即桥式整流器输出电流，实际上也代表桥式整流器输入电流 I_{IN}。图 14－6 为电感 L_P 电流 $I_{LP}(t)$波形示意图。由图可知，电感电流呈三角波。在开关开通期间，电感电流从 0 沿向上的斜坡增加到峰值；在开关关断期间，电感电流从峰值沿斜坡下降到 0。只要电感电流一跌落到 0，下一个开关周期则开始。电感峰值电流 $I_{LPP}(t)$总是为平均输入电流的 2 倍。

显而易见，下面的关系式成立：

$$I_{INP} = \frac{I_{LPP}}{2} \qquad (14-11)$$

式中，I_{INP}：交流输入电流峰值；

I_{LPP}：在峰值 AC 输入电压上的电感峰值电流。

最大峰值交流输入电流由下式决定：

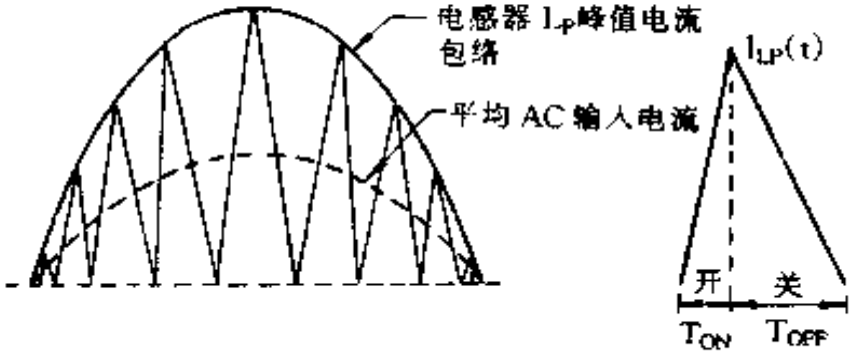


图 14-6 升压电感器 L_P 电流波形图示

$$I_{INPmax} = \frac{2P_{OUT}}{\eta V_{INPmin}} \tag{14-12}$$

式中，P_{OUT}：APFC 预调整器输出功率(W)；

η：变换器效率；

V_{INPmin}：最低交流输入电压峰值(V)；

I_{INPmax}：最大峰值交流输入电流(A)。

将 P_{OUT} = 80W、η = 95% 和 $V_{INPmin} = 180\sqrt{2}$ V 代入式(14-12)，得：

$$I_{INPmax} = \frac{2 \times 80}{95\% \times 180\sqrt{2}} \approx 0.66(A)$$

根据式(14-11)，最大峰值电感电流为：

$$I_{LPmax} = 2 \cdot I_{INPmax} = 2 \times 0.66A = 1.32A$$

设升压变换器的工作频率 f = 50kHz，升压电感器的电感量可利用式(14-13)近似确定：

$$L_P \approx 2\frac{(\frac{V_{OUT}}{\sqrt{2}} - V_{IN}) \cdot V_{IN}^2}{V_{OUT} \cdot V_{INmin} \cdot I_{LPPmax} \cdot f} \tag{14-13}$$

式中，V_{OUT} = 400V，为 APFC 升压变换器直流输出电压；

V_{IN} = 220V，为额定交流输入电压；

将已知数据代入式(14-13)，可求出升压电感器的电感值：

$$L_P \approx \frac{2 \times (\frac{400}{\sqrt{2}} - 220) \times 220^2}{400 \times 180 \times 1.32 \times 50 \times 10^3} = 1.3(\text{mH})$$

在电感值确定之后，磁芯尺寸的选取大多利用面积乘积 A_P ($A_W \cdot A_e$)方法来确定。现在我们介绍一种基于铜(导线)损耗的 Kg 方法，来确定磁芯的选取。

因数 Kg 的具体计算公式如下：

$$Kg = \frac{\Omega}{P_{cu}} (\frac{L \cdot I_{LP}^2}{B_{max}})^2 \quad (\text{m}^5) \qquad (14-14)$$

式中，$L = L_P$：所需要的电感值(H)；

$I_{LP} = I_{LPPmax}$：最大峰值电感电流(A)；

B_{max}：最大磁通密度(T)；

$\Omega = 1.724 \times 10^{-8}(\text{m})$；

P_{cu}：铜最大功率损耗(W)

设 $P_{cu} = P_{OUT} \times 2\% = 0.02 \times 80\text{W} = 1.6\text{W}$，$B_{max} = 0.15\text{T}$，Kg 值则为：

$$Kg = \frac{1.724 \times 10^{-8}}{1.6} \times [\frac{1.3 \times 10^{-3} \times (1.32)^2}{0.15}]^2 = 2.46 \times 10^{-12}(\text{m}^5)$$

所选择的磁芯 Kg 值必须高于利用式(14－14)计算出来的结果。设选用磁芯的 Kg 值为 K'g，K'g 可用下面公式求出：

$$K'g = k \cdot \frac{A_W \cdot A_e}{I_W} \qquad (14-15)$$

式中，$k = 0.4$：为绕组系数；

A_W：线圈架窗口面积(mm^2)；

A_e：磁芯有效截面积(mm^2)；

I_W：每匝线圈平均长度(mm)。

若选用 TDK PQ2625 型磁芯，则 $A_W = 47.7\text{mm}^2$，$A_e = 118\text{mm}^2$，

$l_W = 56.2\text{mm}$，于是，因数 $K'g$ 为：

$$K'g = 0.4 \times \frac{47.7 \times 118^2}{56.2}(\text{mm})^5 = 4.7 \times 10^{-12}(\text{m}^5)$$

由此可见，$Kg > Kg$，PQ2625 磁芯可以选用。

升压电感器 L_P 的线圈匝数为：　　(14 - 16)

$$N_P = \frac{L_P \cdot I_{LPPmax}}{B_{max} \cdot A_e}$$

式中，L_P 单位是 H，I_{LPPmax} 单位是 A，B_{max} 单位是 T，A_e 单位是 m^2。将已知数据代入式(14 - 16)，可得：

$$N_P = \frac{1.3 \times 10^{-3} \times 1.32}{0.15 \times 118 \times 10^{-6}} = 97(\text{匝})$$

线圈磁导线的截面积为：

$$A_{wire} = K\frac{A_W}{N_P} = 0.4 \times \frac{47.7}{97} \approx 0.20(\text{mm}^2)$$

可选用线径 ϕ0.5mm(相当于 No.24AWG 或 No.25AWG)的厚绝缘层磁导线。

空气隙的长度由下式给出：

$$Lg = \frac{4\pi \times 10^{-7} N_P^2 \cdot A_e}{L_P}　　(14 - 17)$$

式中，A_e 单位是 m^2，L_P 单位是 H，空气隙长度 Lg 单位是 m。将有关数据代入式(14 - 17)，得：

$$Lg = \frac{4 \times 3.14 \times 10^{-7} \times 97^2 \times 118 \times 10^{-6}}{1.3 \times 10^{-3}}(\text{m}) \approx 1.1\text{mm}$$

T1 辅助线圈 L_S 两端电压为 $V_S = 15\text{V}$，因此，L_S 的匝数为：

$$N_S \approx N_P \cdot \frac{V_S}{V_{OUT}} = 97 \times \frac{15}{400} = 3.6(\text{匝})$$

选取 $N_S = 4$ 匝。

二、乘法器及电流传感比较器外接元件的选取

1. 乘法器电阻的选择

AC 输入电压经全波整流，通过 R1 和 R2 分压，被 KA7524 的③脚检测。③脚输入电压 V_{IM1} 的最大值被限制在 2V。经全波整流的最高峰值电压是 $240\sqrt{2}$V，因此：

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} \leqslant \frac{2}{240\sqrt{2}} = \frac{1}{169}$$

$$\frac{R_1}{R_2} = 168$$

设 $R_2 = 12\text{k}\Omega$，$R \approx 2\text{M}\Omega$。

电容 C2 用作抑制高频成份，一般取 $C2 = 0.01\mu\text{F}$。

2. 电流传感电阻及低通滤波器元件的选择

KA7524 乘法器输出 V_{MO} 决定④脚（V_{cs}）的输入门限电压。VT1 源极串联电阻 R11 用作检测升压电感器 Lp 的电流，峰值电感电流通过④脚的门限电压来控制。乘法器输出电压由下列决定：

$$V_{MO} = K \cdot V_{IM1} \cdot V_{IM2} = K \cdot V_{IM1} \cdot [V_{EAO(max)} - V_{REF}] \tag{14-18}$$

式中，$K = 0.8$：KA7524 乘法器增益；

V_{IM1}：在最低交流输入电压下，KA7524③脚最高输入电压；

$V_{IM2} = V_{EAO(max)} - V_{REF}$：乘法器输入电压；

$V_{EAO(max)} = 3.5\text{V}$：误差放大器最高输出电压；

$V_{REF} = 2.5\text{V}$：KA7524 基准电压。

KA7524 的一象限乘法器在③脚的输入电压为：

$$V_{IM1} = \frac{R2}{R1 + R2} \cdot \sqrt{2} V_{INmin}$$

$$= \frac{12}{2000 + 12} \times 1.41 \times 180$$

$$= 1.51(V)$$

将已知数据代入式(14－18)，可得：

$$V_{MO} = 0.8 \times 1.51 \times (3.5 - 1) = 1.21(V)$$

电流传感电阻 R11 的数值为：

$$R_{11} = \frac{V_{MO}}{I_{LPpmax}} = \frac{1.21V}{1.32A} = 0.92(\Omega)$$

升压变换器关断时间占空比最小值为：

$$D'_{min} = 1 - \frac{\sqrt{2} V_{INmin}}{V_{OUT}} = 1 - \frac{1.41 \times 180}{400} \approx 0.37$$

电流传感电阻 R11 的功耗约为：

$$P_{R11} = \frac{1}{6} I^2_{LPPmax}(1 - D'_{min})$$

$$= \frac{1}{6} \times 1.32^2 \times (1 - 0.37)$$

$$\approx 0.18(W)$$

因此，R11 可选用 1/4W 的电阻，由两个 1.8Ω 的电阻并联而成，单个电阻的功耗均为 1/4W。

R9 和 C5 组成低通滤波器，用作消除开关导通电流尖峰。假如电流尖峰间隔时间 $t = 500ns$，一般要求 $R_9 \cdot C_5 \geqslant 1.6t$。当选取 $R_9 = 330\Omega$ 时，可选取 $C_5 = 3300pF$。

三、误差放大器外接元件的选择

误差放大器偏置电阻 R12 与 R13、RP1 之间存在下面的关

系：

$$\frac{R_{12}+(R13+RP_1)}{R_{13}+RP_1}=\frac{V_{OUT}}{V_{REF}}=\frac{400V}{2.5V}=160$$

$$\frac{R_{12}}{R_{13}+RP_1}=159$$

误差放大器输入偏置电流最大值为 1μA，通过 R12 的电流应远大于误差放大器输入偏置电流。若取 $R_{12}=1M\Omega$，则 $R_{13}+RP_1=1M\Omega/159=6.29k\Omega$。可取 $R_{13}=5k\Omega$，可调电阻 $RP_1=2k\Omega$。

C4 和 R7、R8 组成补偿网络，连接于误差放大器输出(②脚)与反相输入端(①脚)之间，用作抑制 APFC 升压变换器输出电压纹波。设在纹波频率 $f_{rip}=100Hz$(工频的 2 倍)下用增益 $G_{ain}=40dB=0.01$ 进行抑制，C4 可利用下式求出：

$$\frac{1}{2\pi f_{rip}\cdot R_{12}\cdot C_4}\approx G_{ain} \qquad (14-19)$$

$$C_4=\frac{1}{2\pi f_{rip}\cdot R_{12}\cdot G_{ain}}=\frac{1}{2\times 3.14\times 100\times 1\times 10^6\times 0.01}=0.16(\mu F)$$

可选取 C_4 为 0.1μF 或 0.22μF 的电容。

电阻 R8 用作改善负载瞬态响应，要求 $R_8\gg(R_{13}+RP_1)$，选取 $R_8=2.2M\Omega$。R10 必须远小于 R12，取 $R_{10}=150k\Omega$。R7 数值在 1kΩ 到 10kΩ 之间，取 $R_7=2.2k\Omega$。

四、电源电路及电感电流检测元件的选取

1. 启动电路元件的选取

电阻 R3 的选择应能保证在最低峰值交流输入电压下提供足够的启动电流使变换器启动：

$$R_3<\frac{\sqrt{2}V_{INmin}}{I_{STmax}} \qquad (14-20)$$

式中，$I_{STmax}=0.5\text{mA}$，为 KA7524 最大启动电源电流；$V_{INmin}=180\text{V}$，于是：

$$R_3<\frac{\sqrt{2}\times 180}{0.5\times 10^{-3}}=508(\text{k}\Omega)$$

设在最高输入交流电压下，R3 的功耗不大于 0.5W，即：

$$P_{R3}=\frac{V_{INmax}^2}{R_3}=\frac{240^2}{R_3}\leqslant 0.5(\text{W})$$

$$R_3\geqslant\frac{240^2}{0.5}=115(\text{k}\Omega)$$

因此，R3 取值应在 115kΩ 到 508kΩ 之间，取 $R_3=120\text{k}\Omega$，功耗为 1/2W。

启动电容 C3 的选择的原则是：其放电时间必须长于来自 T1 副绕组 L_a 的自举电压达到 IC⑧脚启动门限电压以上的时间。C3 的容量值由以下两式决定：

$$\begin{cases}C_3(\Delta V_{rip})\geqslant\dfrac{I_{OP}}{f_{rip}\cdot\Delta V_{rip}} & (4-21)\\[2ex] C_3(\Delta T)\geqslant\dfrac{I_{DY}\cdot\Delta t}{\Delta V_{Hmin}} & (4-22)\end{cases}$$

公式中，$f_{rip}=100\text{Hz}$：纹波电压频率；

ΔV_{rip}：纹波电压，设其为 2V；

I_{op}：IC 工作电源电流，典型值为 $6\times 10^{-3}\text{A}$；

I_{DY}：IC 最大动态电源电流，典型值为 $20\times 10^{-3}\text{A}$；

Δt：自举绕组电压达到 IC 启动门限值以上允许时间，设 $\Delta t=8\text{ms}=8\times 10^{-3}\text{s}$；

$\Delta V_{Hmin}=1.8\text{V}$：IC 最小滞后电压。

将以上有关数据代入式(14－21)和(14－22)，得到：

$$C_3(\Delta V_{rip})\geqslant\frac{6\times 10^{-3}}{100\times 2}=30(\mu\text{F})$$

$$C_3(\Delta T) \geqslant \frac{20 \times 10^{-3} \times 8 \times 10^{-3}}{1 \cdot 8} \approx 89(\mu F)$$

选取 $C_3 = 100\mu F$。

KA7524 的启动门限电压 $V_{ST} = 10V$，启动电源电流 $I_{ST} = 0.25mA$。当电路加电之后，最大启动时间为：

$$t_{ST(max)} = C_3 \cdot \frac{V_{ST}}{\frac{\sqrt{2}V_{INmin}}{R3} - I_{st}}$$

$$= 100 \times 10^{-6} \times \frac{10}{\frac{\sqrt{2} \times 180}{120 \times 10^3} - 0.25 \times 10^{-3}}$$

$$\approx 0.54(s)$$

2. 电感电流检测元件的选择

升压电感器 L_P 的辅助线圈 L_S 和电阻 R5 为电感电流检测(I_{DET})元件。电流检测绕组 L_S 两端的回扫电压及其包迹波如图 14－7 所示。

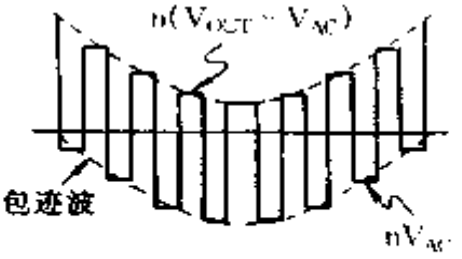


图 14－7 电流检测 I_{DET} 绕组两端回扫电压

横跨电流检测绕组 L_S 两端的电压典型值为 15V，通过二极管 VD5 和电容 C3 整流滤波，为 KA7524⑧脚提供约 12V 的电源电压。通过 R_5 的电流 I_{R5} 一般被控制在 3mA 以下，R_5 取值范围为 6 ~ 39kΩ，选取 $R_5 = 22k\Omega$。VD5 选用 IN4935 型快速恢复二极管。R_4 取值在 2.2 ~ 15Ω 之间，取 $R_4 = 3.3\Omega$。在很多 ADFC 升压变换器中，R_4 往往可以省略。

五、半导体器件的选择

1. 整流二极管

在 APFC 预调整器中，由于呈纯电阻性负载，输入电源电流呈正弦波形。对于 VD1 ~ VD4 来讲，流过每一个二极管的电流为正弦半波。在交流输入电压最低(180V)时，输入电流最大。通过每支整流二极管的平均电流为：

$$I_{AVE}=\frac{I_{INPmax}}{\pi}=\frac{0.66A}{3.14}=0.2(A)$$

VD1 ~ VD4 可选用 1000V、1A 的 IN4007 型二极管。

2. 升压二极管

升压二极管 VD6 必须选用快速恢复二极管。对于工作频率 50kHz 的 APFC 升压变换器，一般要求升压二极管 VD6 的反向恢复时间不大于 300ns。其反向截止电压往往要求达到升压变换器输出电压的 1.5 倍，电流容量不低于峰值电感电流的 2 倍。VD6 可选用 MR856 型二极管作为升压二极管，其耐压为 600V，电流容量为 3A，反向恢复时间为 200ns。

3. 功率开关 MOSFET

根据升压二极管的选择原则，可选用 IRF830 型 MOSFET 作为功率开关。其主要参数为：$BV_{DSS}\geqslant 500V$，$I_D=4.5A$，$R_{DS(on)}\leqslant 1.5\Omega$，关断延迟时间 $t_{d(off)}\leqslant 53ns$。

六、输入与输出电容器的选择

小电容 C1 用作滤除高频成份。APFC 升压变换器的有效电

阻为：

$$R_{EFF}=\frac{2P_{OUT}}{\eta\cdot I^2_{INP(max)}}=\frac{2\times 80}{95\%\times 0.66^2}=387(\Omega)$$

C1 的容量值为：

$$C_1\geqslant\frac{1}{2\pi R_{EFF}\cdot f\cdot\varphi} \tag{4-23}$$

式中，$f=50\times 10^3$Hz：升压变换器开关频率；

φ：输入电源电流允许纹波百分比。

设 $\varphi\leqslant 5\%$，C_1 数值为：

$$C_1\geqslant\frac{1}{2\pi\times 387\times 5\%\times 5\times 10^4}=0.16(\mu F)$$

选取 $C_1=0.22\mu$F，耐压为 630V。

输出电容器 C6 的数值由下式决定：

$$C_6\geqslant\frac{I_{OUT}}{2\pi f_{IN}\cdot V_{P\text{-}P}} \tag{4-24}$$

式中，I_{OUT}：升压变换器输出电流(A)；

f_{IN}：输入电源频率(Hz)；

$V_{P\text{-}P}$：输出纹波电压峰-峰值(V)。

输出电流为：

$$I_{OUT}=\frac{P_{OUT}}{V_{OUT}}=\frac{80}{400}=0.2(A)$$

设输出纹波电压为 DC 输出电压的 5%，则：

$$V_{P\text{-}P}=V_{OUT}\times 5\%=400\times 5\%=20(V)$$

$$C_6\geqslant\frac{0.2}{2\pi\times 50\times 20}=31.8(\mu F)$$

选取 $C_6=47\mu$F，耐压不低于 450V，并要求其具有较小的等效串联电阻(ESR)。

事实上，在 APFC 控制 IC 生产厂家所提供的应用资料中，大多都含有 IC 典型应用电路的设计方法和计算公式。按照设计原则和有关公式所选择的 IC 外围元件，一般都可以满足要求。如果 APFC 升压变换器不能正常工作，往往是由升压电感器参数和制作不符合要求而引起的。毫无疑问，升压电感器参数的选取及其制作，是 APFC 预调整器设计的关键环节。

第三节　固定开通时间 ZCS 升压式 APFC 预调整器的设计

固定开通时间零电流开关(ZCS)功率因数控制器 IC 的代表性产品是 UC1852/UC2852/UC3852，我们在第八章第三节曾作过介绍。这种类型的控制器内部并没有乘法器，用其设计 APFC 升压式变换器，比其它类型的 APFC 控制器 IC 所需用的外围元件更少一些，并且输出功率可高达 500W。作为 APFC 预调整器的设计举例，固定开通时间 ZCS 型 APFC 预调整器也是应该重点介绍的对象。

图 14－8 为用 UC3852 作为控制器的固定开通时间 ZCS 升压式 APFC 预调整器电路。现在我们以该电路为例，来介绍具体的设计方法。

设具体的设计指标为：

AC 输入最低电压 $V_{IN(min)} = 188V$

AC 输入最高电压 $V_{IN(max)} = 264V$

最大输出功率 $P_{O(max)} = 100W$

DC 输出电压 $V_O = 400V$

最低开关频率 $f_{min} = 30kHz$

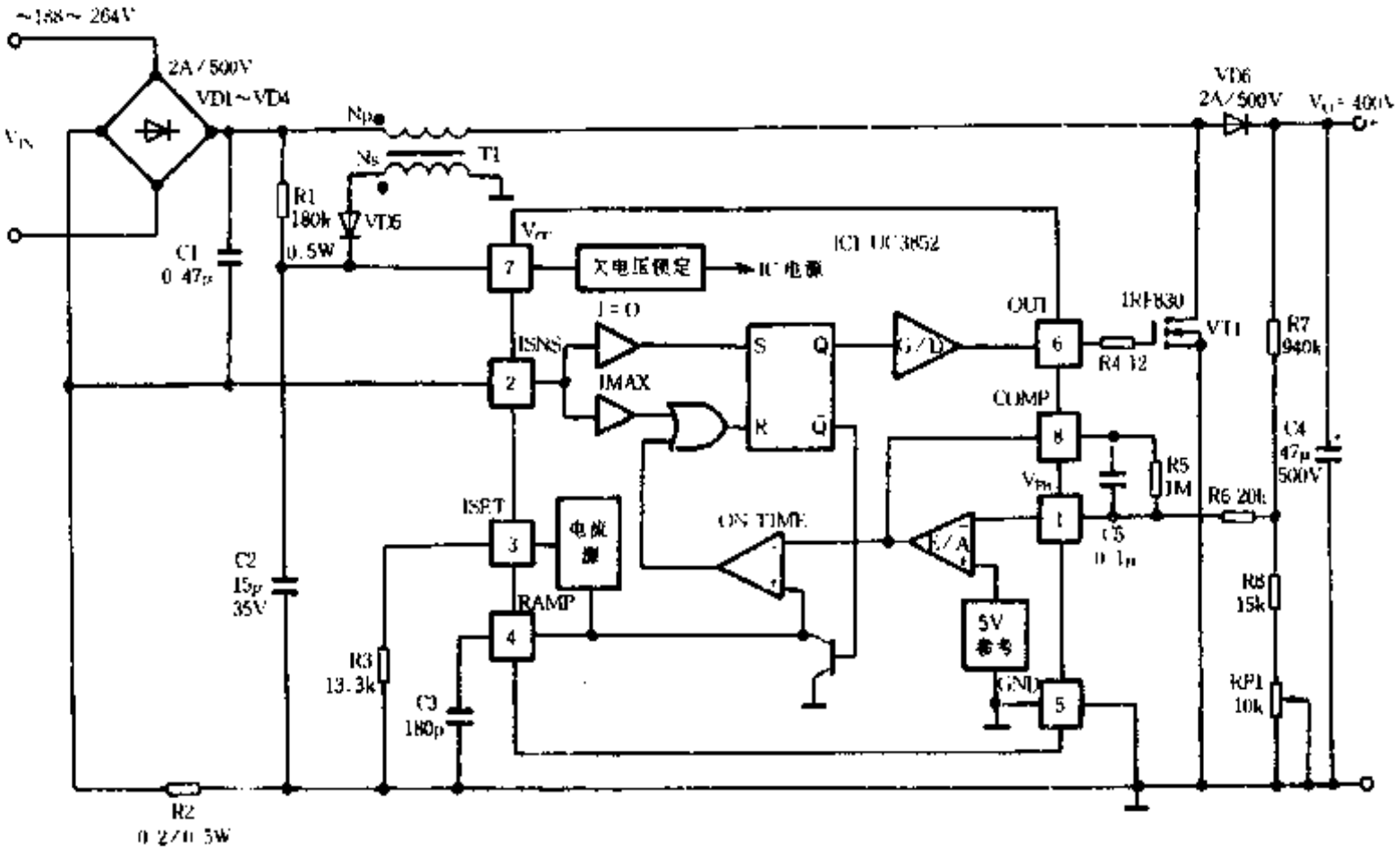


图 14-8　用 UC3852 作为控制器的固定开通时间 ZCS 升压式 APFC 预调整器电路

关于 APFC 预调整器的线路功率因数，是由 UC3852 的性能决定的。只要元件选取适当，APFC 预调整器输入端 AC 电流总谐波含量(THD)可低于 7%，线路功率因数 λ 则可达 0.995。因此，在设计要求中，没有给出功率因数和 AC 输入电流总畸变这两个技术指标。

根据设计要求，现在让我们来逐一确定 APFC 升压变换器中主要元件的选取。

一、升压电感器设计

升压扼流圈电感量与 APFC 预调整器的输入、输出及工作频率等参数有关。为方便起见，设变换器效率 $\eta = 100\%$。变换器最低工作频率为：

$$f_{min} = \frac{1}{t_{max}} = \frac{1}{t_{on(max)} + t_{off(max)}} \qquad (14-25)$$

式中，t_{max}为最长开关周期；

$t_{on(max)}$为最长开通时间；

$t_{off(max)}$为最长关闭时间。

虽然开通时间被认为是"固定"的，但实际上在变换器最大输出功率 $P_{o(max)}$和电感量 L 一定时，与输入电压大小是有关的。$t_{on(max)}$和 $t_{off(max)}$可分别由下式决定：

$$t_{on(max)} = \frac{4P_{o(max)}L}{V^2_{INP(min)}} \qquad (14-26A)$$

$$t_{off(max)} = \frac{4P_{o(max)}L}{V_{INP(max)}[V_o - V_{INP(max)}]} \qquad (14-26B)$$

式中，L 为升压扼流圈电感量，$P_{o(max)} = 100W$，最低峰值输入电压 $V_{INP(min)} = \sqrt{2}V_{IN(min)} = 1.41 \times 188 = 265V$，最高峰值输入电压 $V_{INP(max)} = \sqrt{2}V_{IN(max)} = 1.41 \times 264 = 372V$，输出电压 $V_o = 400V$，因

此：

$$t_{on(max)} = \frac{4 \times 100L}{265^2} = 5.7 \times 10^{-3} L(s)$$

$$t_{off(max)} = \frac{4 \times 100L}{372 \times (400 - 372)} = 3.84 \times 10^{-2} L(s)$$

根据式(14－25)：

$$\frac{1}{5.7 \times 10^{-3} L + 3.84 \times 10^{-2} L} = f_{min} = 3 \times 10^4$$

$$L = \frac{1}{(5.7 \times 10^{-3} + 3.84) \times 3 \times 10^4} = 756(\mu H)$$

取 $L = 750\mu H$。

最大峰值电感电流发生于最大输出功率和最低峰值输入电压下：

$$I_{LP(max)} = \frac{4P_{o(max)}}{V_{INP(min)}} = \frac{4 \times 100}{265} = 1.51(A)$$

取 $I_{LP(max)} = 1.5A$。

电感器中能量储存由下式决定：

$$W(L) = 0.5L \cdot I^2_{LP(max)} \qquad (14-27)$$

公式中，$W(L)$为电感中的储存能量，单位是 J；$L = 750\mu H = 750 \times 10^{-6} H$，$I_{LP(max)} = 1.5A$，代入式(14－27)，得到：

$$W(L) = 0.5 \times 750 \times 10^{-6} \times 1.5^2 = 843(mJ)$$

电感磁芯的选择一般都利用“面积乘积”方法计算磁芯尺寸。面积乘积定义为：

$$A_P = A_e \cdot A_w \qquad (14-28)$$

式中，A_P：面积乘积(是英文缩写)(cm^4)；

A_e：磁芯的有效截面积(cm^2)；

A_W：线圈骨架绕组面积，一般都视为是磁芯的窗口面积(cm^2)。

在断续电流工作模式的 APFC 变换器中，A_P 可利用下面经验公式进行计算：

$$A_P = \left[\frac{L \cdot I_{LP(max)}^2 \times 10^4}{294 \times B_{max}}\right]^{1.31} \qquad (14-29)$$

式中，294 为集总常数；B_{max} 为最大磁通密度，单位是 T(特斯拉)。

本设计中，取 $B_{max} = 0.20T$，于是得到：

$$A_P = \left[\frac{750 \times 10^{-6} \times 1.5^2 \times 10^4}{294 \times 0.20}\right]^{1.31} = 0.194(cm^4)$$

A_P 计算值只是一个参考依据，磁芯的实际 A_P 值一般为计算结果的 80%到 120%，而且往往比计算值要略大些。

升压扼流圈线圈匝数由下式决定：

$$N = \frac{L \cdot I_{LP(max)} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_e} \qquad (14-30)$$

线圈匝数 N 与磁芯有效截面积乘积则为：

$$N \cdot A_e = \frac{L \cdot I_{LP(max)} \times 10^4}{B_{max}} = \frac{750 \times 10^{-6} \times 1.5 \times 10^4}{0.2}$$

$$= 56.2(匝 \cdot cm^2)$$

表 14－2 列出了国际上比较流行的 AWG(美国线规)技术参数，以供设计人员选择磁导线时参考。

表 14－2　　厚绝缘层磁导线数据

AWG	绝缘外径尺寸(mm)		最大截面积	电阻参考值	电流密度
	最小	最大	(mm^2)	(Ω/km)	(c.m./A)
4	5.232	5.359	22.544	0.8064	41740
5	4.674	4.750	17.712	1.0250	33090
6	4.166	4.242	14.126	1.2966	26240
7	3.708	3.785	11.246	1.6342	20820
8	3.302	3.378	8.9575	2.0607	16510

续表

AWG	绝缘外径尺寸(mm)		最大截面积	电阻参考值	电流密度
	最小	最大	(mm^2)	(Ω/km)	(c.m./A)
9	2.946	3.023	7.1737	2.6002	13090
10	2.642	2.692	5.6888	3.2760	10380
11	2.357	2.408	4.5518	4.1372	8226
12	2.106	2.151	3.6388	5.2101	6529
13	1.882	1.923	2.9029	6.5651	5184
14	1.694	1.732	2.4092	8.2810	4109
15	1.511	1.547	1.8787	10.437	3260
16	1.351	1.384	1.5036	13.189	2581
17	1.209	1.239	1.2051	16.582	2052
18	1.079	1.110	0.9672	20.952	1624
19	0.965	0.993	0.7740	26.398	1289
20	0.864	0.892	0.6246	33.236	1024
21	0.767	0.798	0.4999	41.897	812.3
22	0.688	0.714	0.4002	53.151	640.1
23	0.620	0.643	0.3245	66.602	510.8
24	0.554	0.577	0.2613	84.221	404.0
25	0.495	0.516	0.2090	106.20	320.4
26	0.442	0.462	0.1622	134.58	252.8
27	0.399	0.417	0.1365	168.77	201.6
28	0.358	0.373	0.1092	214.28	158.8
29	0.323	0.338	0.0897	266.44	127.7
30	0.287	0.302	0.0716	340.23	100.0
31	0.257	0.274	0.0589	429.47	79.21
32	0.231	0.249	0.0487	531.51	64.00
33	0.206	0.224	0.0467	674.88	50.41

续表

AWG	绝缘外径尺寸(mm)		最大截面积 (mm^2)	电阻参考值 (Ω/km)	电流密度 (c.m./A)
	最小	最大			
34	0.183	0.198	0.0308	857.30	36.69
35	0.163	0.178	0.0249	1085.0	31.36
36	0.145	0.160	0.0201	1361.6	25.00
37	0.132	0.145	0.0165	1679.8	20.20
38	0.117	0.130	0.0133	2126.0	16.00
39	0.102	0.114	0.0102	2778.9	12.20
40	0.091	0.102	0.0081	3543.4	9.61
41	0.081	0.091	0.0065	4330.8	7.84
42	0.071	0.081	0.0052	5446.3	6.25

在表 14－2 中，导线的电流密度用圆密耳/安培(c·m·/A)表示，这是国外磁导线制造商在向用户提供磁导线数据时常使用的工作电流密度单位。在我国，导线的载流密度大多用 A/mm^2 作单位。这两个单位之间存在着一定的换算关系。

表 14－3 给出了 APFC 升压变换器及开关电源常用电感磁芯型号及有关数据。

表 14－3　APFC 升压变换器及开关电源常用磁芯型号及有关数据

规　格	A_e (cm^2)	A_w (cm^2)	N_{max} # 18AWG	N_{max} # 20AWG	$N \cdot A_e$ # 18AWG	$N \cdot A_e$ # 20AWG
EC35	0.84	/	90	110	76	92
EC41	1.21	/	100	120	121	145
EE28/21	0.86	/	30	40	26	34
EE28/33	0.86	/	30	40	26	34
EE30/30/7	0.6	/	30	40	18	24

续表

规　格	A_e (cm^2)	A_w (cm^2)	N_{max} #18AWG	N_{max} #20AWG	$N \cdot A_e$ #18AWG	$N \cdot A_e$ #20AWG
EEC28	0.82	1.14	50	70	41	57
EEC28L	0.82	1.48	90	100	74	82
EEC35	1.07	2.18	95	110	102	118
E128	0.86	0.69	30	40	26	34
E130	1.11	0.75	30	40	33	44
EPC25	0.46	0.85	/	/	/	/
EPC30	0.61	1.17	70	90	43	55
ET029	0.74	/	/	/	/	/
ET034	0.97	1.88	90	110	87	107
LP32/13	0.7	1.25	80	100	56	70
PQ26/20	1.2	0.6	35	45	42	54
PQ26/25	1.2	0.84	50	70	60	64
PQ32/30	1.7	0.8	40	60	68	102
RM8	0.64	/	/	/	/	/
RM10	0.98	/	40	60	39	59

在表 14－3 中，N_{max}为绕组最多匝数；$N \cdot A_e$ 的单位是匝·cm^2。

通过升压电感器的最大峰值电流为 1.5A，$N \cdot Ae$ 为 56.2(匝·cm^2)，导线选用 # 20AWG，磁芯可选定 PQ26/20。从根据表 14－3列出的数据，对于 # 20AWG 磁导线，接近 $N \cdot A_e = 56.2$ 的磁芯还有 EEC28($N \cdot A_e = 57$)、EPC30($N \cdot A_e = 55$)和 RM10($N \cdot A_e = 59$)，之所以选用 PQ26/20 磁芯，一是由于其价格比较便宜，二

是该规格磁芯在全世界都比较流行，三是因为它的 A_e 值较大，磁芯损耗较低。

PQ26/20 磁芯的 $A_e = 1.2$，绕组匝数可根据式(14 - 30)求出：

$$N = \frac{750 \times 10^{-6} \times 1.5 \times 10^4}{0.2 \times 1.2} = 46.8(\text{匝})$$

取 $N = 47$ 匝。

根据 UC3852 的电源电压要求和二极管半波整流与电容滤波电路的特点，升压电感器次级绕组电压 $V_S = 25\text{V}$ 即可满足 IC 的工作条件。初级绕组匝数 $N_P = 47$ 匝，$V_O = 400\text{V}$，于是，次级绕组匝数为：

$$N_S = N_p \cdot V_S / V_O = 47 \times 25/400 \approx 3(\text{匝})$$

为防止铁氧体磁芯出现饱和，同时也为了减小磁芯有效体积，在磁芯中心柱开出空气隙是必要的。空气隙长度由下式给出：

$$L_g = \frac{U_0 U_r N^2 A_e \times 10^{-2}}{\text{L}}(\text{cm}) \qquad (14 - 31)$$

公式中，$U_0 = 4\pi \times 10^{-7}$，为自由空间磁导率；

$U_r = 1$，为空气相对磁导率；

$N = N_p = 47$(匝)，升压扼流圈匝数；

$L = 750 \times 10^{-6}\text{H}$，升压扼流圈电感量。

于是得到：

$$L_g = \frac{4 \times 3.14 \times 10^{-7} \times 1 \times 47^2 \times 1.2 \times 10^{-2}}{750 \times 10^{-6}} = 0.044(\text{cm})$$

根据上面的设计程序和计算结果可知，升压电感器的设计是比较复杂的，最终目标就是根据通过电感器的最大峰值电流和所需电感量，选用合适规格的磁芯与导线，并确定线圈匝数及

磁芯气隙。目前生产厂家为方便用户，绕线骨架一般都是与相应的磁芯配套的。因此，在设计过程中未提及骨架的选择。

二、电流传感电阻的选取

在过电压条件下，电流传感电阻应向 UC3852 的 ISNS（②脚）输入 -400mV 的电压，过载情况下最高峰值电感电流按稳态下 $I_{LP(max)}$ 的 120% 计算，于是，R2 的数值为：

$$R_2 = \frac{V_{R2}}{I_{R2(max)}} = \frac{0.4V}{1.2 \times 1.5A} = 0.222(\Omega)$$

选取 $R_2 = 0.2\Omega$。最大峰值输入电源电流 $I_{INP(max)} = 1/2 I_{LP(max)} = 1/2 \times 1.5A = 0.75A$，有效值为 $0.75A/\sqrt{2} = 0.532A$，因此，R2 的功耗为：

$$P_{R2} = I^2_{IN(rms)} \cdot R2 = 0.532^2 \times 0.2 = 56.6(mW)$$

R2 可用两个碳膜或金属膜电阻并联，电阻额定功率为 1/8W 或 1/4W。

三、启动电路元件的选取

在图 14-8 中，R1、C2 为 UC3852 的启动元件。UC3852 的启动门限电压 $V_{TH(on)} \approx 16V$，最低峰值输入电压 $V_{INP(min)} = \sqrt{2} V_{IN(min)} = 1.41 \times 188V = 265V$，对启动电容 C2 的充电电流在 1.5mA 到 3mA 之间，选取 $I'_{ST} = 1.5mA$，于是可求得 R1 的阻值：

$$R_1 = \frac{V_{INP(min)} - V_{TH(on)}}{I'_{ST}} = \frac{265 - 16}{1.5 \times 10^{-3}} = 166(k\Omega)$$

R1 选用 180kΩ 的电阻，对 C2 的充电电流为 1.38mA。

启动电容 C2 的容值可用下式计算：

$$C_2 = \frac{(I_{CC} - I_{ST}) t_{(boot)}}{V_{HYS}} \qquad (14-32)$$

公式中，I_{CC} = 10mA，为 UC3852 由启动转入正常工作时的电源电流；I_{ST} ≈ 1.38mA，为启动电阻 R_1 = 180kΩ 时对电容 C2 的充电电流；$t_{(boot)}$ = 10ms，是 UC3852 从启动到升压电感器辅助绕组 N_s 进入正常工作时所需时间，该启动开通时间为 AC 输入电压(50Hz)的半周期；V_{HYS}为 UC3852 欠电压滞后(关断)电压，典型值为 6V。因此，根据公式 14－32，启动电容 C2 的容量为：

$$C_2 = \frac{(10 \times 10^{-3} - 1.38 \times 10^{-3}) \times 10 \times 10^{-3}}{6} \approx 15(\mu F)$$

选用标准的 15μF/35V 的电解电容器即可。

四、编程开通时间元件的选择

R3、C3 用作编程 UC3852 振荡电路开关接通时间。从 ISET ③脚到地之间的电阻 R3 决定流入到 RAMP④脚的充电电流 I_{set}，该充电电流 I_{set} = 100μA ~ 600μA。IC1 内误差放大器输出电压与 RAMP④脚上电压比较，决定开关的开通时间。在向 C3 充电过程中，RAMP④脚上锯齿波电压幅值从 0.2V 升到 9V，故 ΔV = 9V － 0.2V = 8.8V。开关最大导通时间为：

$$t_{on(max)} = \frac{4P_{o(max)}L}{V_{INP}^2} = \frac{4 \times 100 \times 750 \times 10^{-6}}{265^2} = 4.2(\mu s)$$

对于 UC3852 的大多数应用，RAMP 电容 C3 的容值推荐为 100pF 到 1000pF。本设计中，C3 选用 180pF 的标准电容器，那么充电电流为：

$$I_{R3} = C_3 \frac{\Delta V}{\Delta t} = 180 \times 10^{-12} \times \frac{9 - 0.2}{4.2 \times 10^{-6}} = 377(\mu A)$$

在 ISET(3)脚上的电压 V_{R3} = 5V，因此，R3 的阻值为：

$$R_3 = \frac{V_{R3}}{I_{R3}} = \frac{5V}{377 \times 10^{-6}} \approx 13.3(k\Omega)$$

选用 13.3kΩ、1/4W 的电阻即可。

五、误差放大器元件的选择

UC3852 误差放大器同相输入端上的基准电压 $V_{REF}=5V$，R7 与 R8 和 RP1 组成电阻分压器，下面的等式成立：

$$\frac{R_7}{R_8+RP_1}=\frac{V_O}{V_{REF}}-1=\frac{400}{5}-1=79$$

设 $R_7=940k\Omega$（用两个 470kΩ 的电阻串联，以提高耐压能力），那么：

$$R_8+RP_1=\frac{940}{79}=19.18(k\Omega)$$

R8 选用 15kΩ(1/2W)电阻，RP_1 选用 10kΩ 的精密可调电阻器。

电容 C5 用作抑制 $f_{rip}=100Hz$ 的输出直流电压纹波。设对纹波抑制是 40dB(0.01)，则：

$$\frac{1}{2\pi f_{rip}\cdot R_7\cdot C_5}=0.01$$

$$C_5=\frac{100}{2\pi f_{rip}R_7}=\frac{100}{2\times 3.14\times 100\times 940\times 10^3}=0.1(\mu F)$$

R6 为误差放大器输入电阻，选取 $R_6=20k\Omega$。R6 用作增加低频增益，有利于改善动态响应，减小输出电压过冲的影响。R5 用作改进瞬态响应特性，其阻值应远远大于 R_8 与 RP_1 之和，选取 $R_5=1M\Omega$(1/4W)。

事实上，误差放大器偏置元件的选择及补偿网络不仅此一种方案。

六、输入和输出电容器的选择

为计算 C1 的容值，必须先求有效输入电阻：

$$R_{EFF} = \frac{2P_{o(max)}}{\eta I^2_{INP(max)}} \qquad (14-33)$$

式中，$P_{o(max)} = 100W$，为方便起见，设效率 $\eta = 100\%$，最大峰值输入电流 $I_{INP(max)} = 0.75A$，于是：

$$R_{EFF} = \frac{2 \times 100}{100\% \times 0.75^2} = 355.6(\Omega)$$

输入电容 C1 的容量可用下式计算：

$$C_1 \geqslant \frac{1}{2\pi\phi R_{EFF} \cdot f_{SW}} \qquad (14-34)$$

式中，假设允许输入电流纹波百分比 $\phi = 3\%$，开关频率 $f_{SW} = 30kHz$，于是：

$$C_1 \geqslant \frac{1}{2 \times 3.14 \times 0.03 \times 355.6 \times 30 \times 10^3} = 0.4(\mu F)$$

可选用 0.47μF/400V 的电容器。

输出电容可用下式计算：

$$C_4 \geqslant \frac{I_O}{2\pi f_{LINE} \cdot \Delta V} \qquad (14-35)$$

公式中，$I_O = P_O / V_O = 100W/400V = 0.25A$；输入电压频率 $f_{LINE} = 50Hz$，设输出电压纹波峰-峰值为 V_O 的 5%，则 $\Delta V = 400V \times 5\% = 20V$，因此，C4 的容值为：

$$C_4 \geqslant \frac{0.25}{2 \times 3.14 \times 50 \times 20} = 39.8(\mu F)$$

C4 可选用 47μF/500V_{DC}的铝电解电容器。

APFC 预调整器输出直流电压 $V_O = 400V$，升压电容器的最大峰值电流 $I_{LP(max)} = 1.5A$，VT1 可选用 4.5A/500V 的 IRF830 型 MOSFET，VD6 选用 2A/500V 的快恢复二极管。VD5 可选用 IN4148 高速开关二极管，也可选用 IN4935。VD1 ~ VD4 选用 2A/500V 的整流二极管。

第四节　APFC 预调整器升压电感器设计实例

在电子镇流器中，电感元件参数设计是否正确，磁芯的选取是否适当，制作工艺及制作质量讲究和优劣与否，都将会对电子镇流器的性能与可靠性产生重要的影响。电感器的设计在电子镇流器设计中，占有非常突出的地位。关于 APFC 预调整器中升压电感器的设计，在本章第二节和第三节的有关内容中虽然已经涉及，但均非专题介绍。从设计程序和方法上讲，电子镇流器输出电路中的阻流圈与 APFC 预调整器中的升压电感器是基本相同的。关于大功率高强度放电灯电子镇流器的设计，必须考虑成本和体积等问题。目前国外已开发出 2kW 乃至更大功率的 HID 灯电子镇流器，限制电感元件的尺寸和重量已成为亟待解决的突出问题。

大功率 HID 灯电子镇流器的 APFC 预调整器，都采用固定频率连续传导模式平均电流型控制升压变换器。为系统地掌握电感器的设计方法，在本节中我们将以大功率 APFC 预调整器中升压电感器的设计为例，详细介绍其设计程序与方法。

设 APFC 升压式预调整器的主要技术指标是：

输出功率 $P_{OUT} = 2,200W$

开关频率 $f_{SW} = 50kHz$

直流输出电压 $V_{OUT} = 380V$

最低交流输入电压 $V_{INmin} = 90V$（有效值）

最高交流输入电压 $V_{INmax} = 260V$（有效值）

在环境温度以上的最高温升 $\Delta T = 50℃$

电感器效率 $\eta_L = 99\%$

APFC 预调整器效率 $\eta_{PREG} = 95\%$

现在让我们根据上述技术条件，来设计所需要的电感器。

鉴于 APFC 升压变换器输出功率比较大，为限制电感器的尺寸和重量，磁芯材料选用新型非晶态金属合金是很有利的。

与普通电感元件的设计程序和方法一样，APFC 预调整器中升压电感器的具体设计步骤如下：

第 1 步：估算电感器纹波电流 ΔI 和临界电感值 L_{crit}

电感器的总功率 P_{Liot} 为：

$$\begin{aligned} P_{Liot} &= (1 - \eta_L)(P_{OUT}/\eta_{PREG}) \\ &= (1 - 99\%)(2200/0.95) \\ &= 23.16(\text{W}) \end{aligned}$$

对于理论上的最佳设计，磁芯损耗 P_{core} 与铜耗 P_{Cu} 相等，二者之和即为 P_{Liot}，即：

$$P_{core} = P_{Cu} = \frac{1}{2} \times P_{Liot} = \frac{1}{2} \times 23.16\text{W} = 11.58(\text{W})$$

根据电感器总功耗和所要求的最高温升 ΔT，来选择合适的磁芯。设采用美国 Allied Signal 公司生产的 POWERLITE™ C 磁芯，不同型号的产品在一定温升下对应的近似功率及其尺寸与特性参数分别如表 14－4 和表 14－5 所示。

从表 14－4 可知，AMCC－25 型非晶态金属磁芯在 22.2W 的功耗下温度升高 $\Delta T = 50℃$。从表 14－5 可以查出，AMCC－25 型磁芯的重量 $Wt = 0.38\text{kg}$，所以每 kg 的磁芯功耗为：

$$\begin{aligned} P_{core/wt} &= P_{core}/Wt = 11.58/0.38 \\ &= 30.47(\text{W/kg}) \end{aligned}$$

表 14－4　非晶态金属 C 磁芯在一定温升下对应的近似功耗

磁芯型号	截面积 cm^2	20℃	25℃	30℃	35℃	40℃	45℃	50℃
AMCC－6.3	103.4	3.8	4.9	6.1	7.4	8.7	10.0	11.3
AMCC－8	115.9	4.2	5.5	6.9	8.3	9.7	11.2	12.7
AMCC－10	132.1	4.8	6.3	7.8	9.4	11.0	12.7	14.5
AMCC－16A	143.1	5.2	6.8	6.5	10.2	12.0	13.8	15.7
AMCC－16B	160.3	5.8	7.6	9.5	11.4	13.4	15.5	17.6
AMCC－20	172.3	6.3	8.2	10.2	12.3	14.4	16.6	18.9
AMCC－25	202.2	7.4	9.6	12.0	14.4	16.9	19.5	22.2
AMCC－32	216.0	7.9	10.3	12.8	15.4	18.1	20.8	23.7
AMCC－40	230.0	8.4	11.0	13.6	16.4	19.3	22.2	25.2
AMCC－50	303.5	11.1	14.5	18.0	21.7	25.4	29.3	33.2
AMCC－63	321.0	11.7	15.3	19.0	22.9	26.9	31.0	35.1
AMCC－80	356.0	13.0	17.0	21.1	25.4	29.8	34.3	39.0
AMCC－100	373.0	13.6	17.8	22.1	26.6	31.3	36.0	41.0
AMCC－125	464.0	16.9	22.1	27.5	33.1	38.9	44.8	51.0
AMCC－160	485.0	17.7	23.1	28.8	34.6	40.6	46.8	53.0
AMCC－200	526.0	19.2	25.1	31.2	37.5	44.0	51.0	57.0
AMCC－250	592.0	21.6	28.2	35.1	42.3	49.6	57.1	65.0
AMCC－320	707.0	25.8	33.7	41.9	50.5	59.2	68.2	77.5
AMCC－400	780.0	28.4	37.2	46.3	55.7	65.4	75.3	85.5
AMCC－500	854.5	31.2	40.7	50.7	61.0	71.6	82.5	93.6
AMCC－630	934.0	34.1	44.5	55.4	66.7	78.3	90.2	102.0
AMCC－800A	1013	36.9	48.3	60.1	72.3	84.9	97.8	111.0
AMCC－800B	1171	42.7	55.8	69.5	83.6	98.1	113.0	128.0
AMCC－1000	1292	47.1	61.6	76.6	92.2	108.3	124.7	142.0

表 14－5　　非晶态金属 C 磁芯主要型号、尺寸及特性参数

磁芯型号	a(cm)	b(cm)	c(cm)	d(cm)	e(cm)	f(cm)	L_e(cm)	A_e(cm^2)	wt(kg)	$A_w \cdot Ac$(cm^4)	SA(cm^2)
AMCC－6.3	1.0±0.05	1.1	3.3	2.0+0.05	3.1+0.1	5.3+0.2	13.1	1.6	0.150	5.8	103.4
AMCC－8	1.1±0.08	1.3	3.0	2.0+0.05	3.5+0.1	5.2+0.2	13.2	1.8	0.170	7.0	115.9
AMCC－10	1.1±0.08	1.3	4.0	2.0+0.05	3.5+0.1	6.2+0.2	15.4	1.8	0.200	9.4	132.1
AMCC－16A	1.1±0.08	1.3	4.0	2.5+0.05	3.5+0.1	6.2+0.2	15.1	2.3	0.250	12.0	143.1
AMCC－16B	1.1±0.08	1.3	5.0	2.5+0.05	3.5+0.1	7.2+0.2	16.9	2.3	0.280	14.9	160.3
AMCC－20	1.1±0.08	1.3	5.0	3.0+0.05	3.5+0.1	7.2+0.2	17.5	2.7	0.340	17.5	172.3
AMCC－25	1.3±0.08	1.5	5.6	2.5+0.05	4.1+0.1	8.2+0.2	19.6	2.7	0.380	22.7	202.2
AMCC－32	1.3±0.08	1.5	5.6	3.0+0.05	4.1+0.1	8.2+0.2	20.0	3.2	0.460	26.9	216.0
AMCC－40	1.3±0.08	1.5	5.6	3.5+0.05	4.1+0.1	8.2+0.2	19.9	3.7	0.530	31.1	230.0
AMCC－50	1.6±0.1	2.0	7.0	2.5+0.05	5.2+0.1	10.2+0.3	24.9	3.3	0.590	46.2	303.5
AMCC－63	1.6±0.1	2.0	7.0	3.0+0.05	5.2+0.1	10.2+0.3	25.3	3.9	0.710	54.6	321.0
AMCC－80	1.6±0.1	2.0	7.0	4.0+0.1	5.2+0.1	10.2+0.3	25.4	5.2	0.950	72.8	356.0
AMCC－100	1.6±0.1	2.0	7.0	4.5+0.1	5.2+0.1	10.2+0.3	25.0	5.9	1.060	82.6	373.0
AMCC－125	1.9±0.1	2.5	8.3	3.5+0.1	6.3+0.1	12.1+0.3	30.2	5.4	1.170	112.0	464.0
AMCC－160	1.9±0.1	2.5	8.3	4.0+0.1	6.3+0.1	12.1+0.3	28.5	6.5	1.330	134.9	485.0
AMCC－200	1.9±0.1	2.5	8.3	5.0+0.1	6.3+0.1	12.1+0.3	29.8	7.8	1.670	161.8	526.0
AMCC－250	1.9±0.1	2.5	9.0	6.0+0.1	6.3+0.1	12.8+0.3	31.4	9.3	2.100	209.2	592.0
AMCC－320	2.2±0.1	3.5	8.5	5.0+0.1	7.9+0.1	12.9+0.4	32.5	9.0	2.170	267.7	707.0
AMCC－400	2.2±0.1	3.5	8.5	6.5+0.1	7.9+0.1	12.9+0.4	33.6	11.7	2.820	348.1	780.0
AMCC－500	2.5±0.1	4.0	8.5	5.5+0.1	9.0+0.1	13.5+0.4	35.6	11.3	2.900	384.2	854.5
AMCC－630	2.5±0.1	4.0	8.5	7.0+0.1	9.0+0.1	13.5+0.4	35.6	14.3	3.670	486.2	934.0
AMCC－800A	2.5±0.1	4.0	8.5	8.5±0.15	9.0+0.1	13.5+0.4	35.6	17.4	4.450	591.6	1013
AMCC－800B	3.0±0.1	4.0	9.5	8.5±0.15	10.0+0.1	15.5+0.4	39.3	21.0	5.930	798.0	1171
AMCC－1000	3.3±0.1	4.0	10.5	8.3±0.15	10.6+0.1	17.1+0.5	42.7	23.0	7.060	966.0	1292

对于 POWERLITE^{TM}C－磁芯，在指定的开关频率 $f_{sw}=50kHz$ 时所产生的 $P_{core/wt}$ 由下式给出：

$$P_{core/wt}=6.5f_{sw}^{1.51}\cdot B_{ac}^{1.74}(W/kg) \qquad (14-36)$$

公式中，B_{ac} 为交变磁通密度，单位是 T；f_{sw} 的单位是 kHz。从式(14－36)可得：

$$B_{ac}=\left[\frac{P_{core/wt}}{6.5f_{sw}^{1.51}}\right]^{\frac{1}{1.74}}$$

$$=\left\{\frac{30.47}{6.5\times 50^{1.51}}\right\}^{\frac{1}{1.74}}=0.0815(T)$$

$$\Delta B=2B_{ac}=2\times 0.0815=0.163(T)$$

在最高点线路频率下的电流所对应的磁通密度 $B\approx 1.4T$，通过升压电感器的纹波电流峰－峰值为：

$$\Delta I_L=\frac{\Delta B}{B}\left[\frac{\sqrt{2}\cdot P_{OUT}}{\eta_{PREG}\cdot V_{INmin}}\right]$$

$$=\frac{0.163T}{1.4T}\times\frac{\sqrt{2}\times 2200}{0.95\times 90}$$

$$=4.23(A) \qquad (14-37)$$

为使电感器中的电流能够连续，纹波电流 ΔI_L 不能超过最小输入峰值电流的 2 倍。电感器的临界电感值可利用式(14－38)求出：

$$L_{crit}=\frac{\sqrt{2}V_{INmin}(1-\sqrt{2}V_{INmin}/V_{OUT})}{\Delta I_L\cdot f_{SW}} \qquad (14-38)$$

式中，L_{crit} 为临界电感量，单位是 H。$V_{INmin}=90V$，$V_{OUT}=380V$，$\Delta I_L=4.23A$(峰－峰值)，$f_{SW}=50kHz$，于是：

$$L_{crit}=\frac{\sqrt{2}\times 90(1-\sqrt{2}\times 90/380)}{4.23\times 5\times 10^4}=0.4\times 10^{-3}(H)$$

$$= 400(\mu H)$$

第 2 步：计算电感器所必需的能量储存

APFC 预调整器最大输入电流发生于最低交流输入电压下，在恒定负载条件下，最大输入电流可利用下式求出：

$$I_{INmax} = \frac{P_{IN}}{V_{INmin}} = \frac{P_{OUT}}{V_{INmin} \cdot \eta_{PREG}} \qquad (14-39)$$

将已知数据代入式(14－39)，得：

$$I_{INmax} = \frac{2200}{90 \times 95\%} = 25.73(A)$$

由于 APFC 电路的输入电流呈正弦波形，其最大峰值输入电流 I_{INPmax}应为正弦波电流峰值与高频纹波峰－峰值电流一半之和，亦即：

$$I_{INPmax} = \sqrt{2} I_{INmax} + \frac{1}{2}\Delta I_L \qquad (14-40)$$

将 $I_{INmax} = 25.73A$、$\Delta I_L = 4.23A$(峰－峰值)代入式(14－40)，可得：

$$I_{INPmax} = \sqrt{2} \times 25.73 + \frac{1}{2} \times 4.23$$

$$= 38.5(A)$$

电感器所需要的储能可利用式(14－41)求出：

$$E = 0.5(L_{crit} \cdot I_{INPmax}^2) \qquad (14-41)$$

式中，E 为电感器要求的储存能量，单位用 J。将 $L_{crit} = 400 \times 10^{-6}H$、$I_{INPmax} = 38.5A$ 代入式(14－41)，得：

$$E = 0.5 \times 400 \times 10^{-6} \times 38.5^2 = 0.296(J)$$

第 3 步：计算所需的磁芯面积乘积 A_P

对所需磁芯的面积乘积 A_P 计算结果应与在第 1 步中所选磁芯的尺寸范围相符。A_P 值可利用下式求出：

$$A_P = A_e \cdot A_c = \frac{2E \cdot 10^4}{B_{max} \cdot J \cdot K}(cm^4) \qquad (14-42)$$

式中，E：电感器储能(J)；

B_{max}：最大峰值磁通密度(T)；

J：电流密度(A/cm^2)；

K：窗口利用系数。

$E = 0.296J$，取 $B_{max} = 1.4T$，$J = 500A/cm^2$，$K = 0.4$，A_P 值为：

$$A_P = A_W \cdot A_C = \frac{2 \times 0.296 \times 10^4}{1.4 \times 500 \times 0.4} = 21.14(cm^4)$$

第 4 步：选择合适的磁芯

所选磁芯的 $A_P(A_W \cdot A_C)$值应大于利用式(14－42)计算值。从表 14－5 可以查出，AMCC－25 型磁芯的 $A_W \cdot A_C$ 值符合要求。

非晶态金属 C 磁芯三维外形结构图如图 14－9 所示。

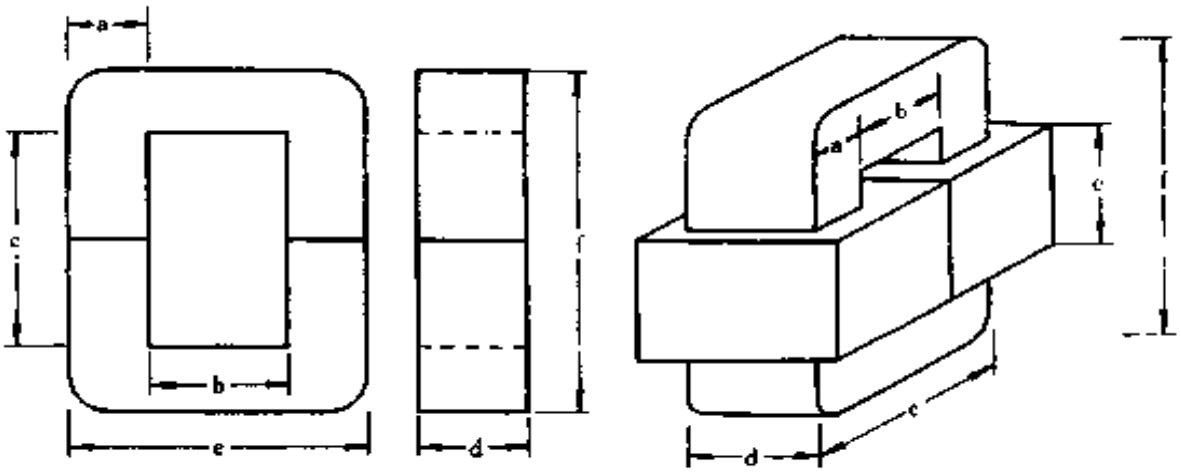


图 14－9　非晶态金属 C 型磁芯三维外形结构图

对于 AMCC－25 型磁芯，具体尺寸与特性参数可从表 14－5 获得：$a = 1.3cm$，$b = 1.5cm$，$c = 5.6cm$，$d = 2.5cm$，$e = 4.1cm$，$f = 8.2cm$，有效磁路长度 $L_e = 19.6cm$，窗口面积 $A_C = 2.7cm^2$，重量 $Wt = 0.38kg$，面积乘积 $A_W \cdot A_C = 22.7cm^4$，对流表面截面积 $SA = 202.2cm^2$。

第 5 步：计算磁芯线圈匝数

升压电感器所需线圈匝数可利用下式求出：

$$N = \frac{L_{crit} \cdot I_{INPmax} \cdot 10^4}{B_{max} \cdot A_C} (匝) \qquad (14-43)$$

将 $L_{crit} = 400 \times 10^{-6}$H、$I_{INPmax} = 38.5$A、$B_{max} = 1.4$T、$A_C = 2.7cm^2$ 代入式(14－43)，得：

$$N = \frac{400 \times 10^{-6} \times 38.5 \times 10^4}{1.4 \times 2.7} = 41(匝)$$

第 6 步：计算所需空气隙长度

空气隙长度 L_g 与磁芯电感量 L_{crit} 等参数关系式可表示为：

$$L_{crit} = \frac{0.4\pi N^2 \cdot A_C \cdot 10^{-8}}{L_g + (L_e/\Delta\mu)} (H) \qquad (14-44)$$

公式中：L_g：总空气隙长度，cm；

L_e：有效磁路长度，cm；

$\Delta\mu$：在磁滞回线(B/H)工作点上磁导率增量，且 $\Delta\mu \approx 1000$。

从式(14－44)可得：

$$L_g = \frac{0.4\pi N^2 \cdot A_C \cdot 10^{-8}}{L_{crit}} - \frac{L_e}{\mu\Delta} \qquad (4-45)$$

由式(14－43)可知：

$$\frac{NA_C}{L_{crit}} = \frac{I_{INPmax} \cdot 10^4}{B_{max}} \qquad (4-46)$$

将式(14－46)代入式(14－45)，得：

$$L_g = \frac{0.4\pi N I_{INPmax} \cdot 10^{-4}}{B_{max}} - \frac{L_e}{\Delta\mu}$$

$$= \frac{0.4\pi \times 41 \times 38.5 \times 10^{-4}}{1.4} - \frac{19.6}{1000}$$

$$= 0.12(cm)$$

第 7 步：估计边缘磁通量，确定边缘因数 F

从图 14－9 可知，磁芯物理截面尺寸由 a 和 d 决定。磁芯空气截面与物理截面之比值 F，被称作边缘因数。F 近似为：

$$F = \frac{(a + Lg)(d + Lg)}{a \cdot d} \qquad (14-47)$$

将 $a = 1.3\text{cm}$、$d = 2.5\text{cm}$ 和 $Lg = 0.06\text{cm}$ 代入式(14－47)，得：

$$F = \frac{(1.3 + 0.06)(2.5 + 0.06)}{1.3 \times 2.5} = 1.07$$

边缘磁通的影响作用是使空气隙磁阻减小，从而使电感器的电感量增加。

第 8 步：计算达到所需电感量线圈的准确匝数

由于边缘磁通量的影响，磁芯有效截面积 A_e 会增加 F 倍。根据式(14－44)并考虑到边缘因数 F 的影响因素，线圈匝数可表示为：

$$N = \sqrt{\frac{L_{cm}[L_g + (L_e/\mu\Delta)] \cdot 10^8}{0.4\pi A_e \cdot F}} \qquad (14-48)$$

将已知数据代入式(14－48)，可得：

$$N = \sqrt{\frac{400 \times 10^{-6} \times [0.12 + (19.6/1000)] \times 10^8}{0.4\pi \times 2.7 \times 1.07}} \approx 39(\text{匝})$$

第 9 步：计算导线截面积和单位长度电阻

非晶态金属 C 磁芯的窗口面积由 b 和 c 决定(见图 14－9)。导线的横截面积可利用下式求出：

$$A_x = \frac{b \cdot c \cdot k}{N}(\text{cm}^2) \qquad (14-49)$$

式中，A_x：导线横截面积(cm^2)；

$b = 1.5\text{cm}$，窗口宽度；

$c = 5.6\text{cm}$，窗口长度；

$N = 39$ 匝：线圈所需匝数；

k：窗口利用系数，其值在 0.4 到 0.6 之间，旨在为骨架和绕组间的绝缘留出足够的空间。在该设计实例中，取 $k = 0.4$。

将有关数据代入式(14－49)，可得：

$$A_x = \frac{1.5 \times 5.6 \times 0.4}{39} = 0.086(\text{cm}^2)$$

铜在给定温度下的电阻率为：

$$\rho = 1.724[1 + 0.0042(T - 20)] \cdot 10^{-6}(\Omega \cdot \text{cm}) \qquad (14-50)$$

设最高环境温度为 50℃，电感器损耗引起 30℃的温升，因此，在利用式(14－50)计算铜线电阻率时，$T = 80$℃。在 80℃下铜的电阻率为：

$$\rho = 1.724 \times [1 + 0.0042 \times (80 - 20)] \times 10^{-6}$$
$$= 2.16(\mu\Omega \cdot \text{cm})$$

导线单位长度的电阻 R_{unit}为：

$$R_{\text{unit}} = \rho / A_x = 2.16 \times 10^{-6} / 0.086$$
$$= 25 \times 10^{-6}(\Omega \cdot \text{cm})$$

第 10 步：计算铜耗 P_{cu}

C 磁芯平均匝长 MTL 近似为：

$$MTL = 2 \cdot (a + 2b + d)$$
$$= 2 \times (1.3 + 2 \times 1.5 + 2.5)$$
$$= 13.6(\text{cm})$$

绕组的总电阻 R_{tot}为：

$$R_{\text{tot}} = R_{\text{unit}} \cdot MTL \cdot N$$
$$= 25.0 \times 10^{-5} \times 13.6 \times 39$$
$$= 0.01326(\Omega)$$

如果电流含有很大的高频成份，由于趋肤效应绕组电阻将

增加。在高频设计中，可利用李兹绕组或铜箔绕组将趋肤效应减到最小。

计算铜耗需要求出通过线圈的有效值电流 I_{Lrms}。一个周期的电流波形由图 14－10 近似表示。根据电工学理论，周期为 T 的有效值电流 I_{rms} 可用下式表示：

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T I^2 \cdot dt} \tag{14-51}$$

式(14－51)中的积分项，可以通过不同区间的求和近似表示得：

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{N} I_{nrms}^2 \cdot t_n / T} \tag{14-52}$$

在式(14－52)中：

$$\begin{aligned} I_{nrms}^2 &= \frac{1}{t_n}\int_0^{t_n} i^2 \cdot dt \\ &\approx \frac{1}{3}(I_{nmax}^2 + I_{nmax} \cdot I_{nmin} + I_{nmin}^2) \end{aligned} \tag{14-53}$$

为避免文字过于冗长，我们不再逐一给出具体的求解步骤。通过电感器的电流有效值，最后计算出来的结果为：

$$I_{Lrms} = 26A$$

流过电感线圈电流的有效值与 APFC 升压式预调整器的最大输入电流有效值(25.73A)非常接近。

升压电感器线圈铜导线的总损耗可由下式求出：

$$P_{Cu} = I_{Lrms}^2 \cdot R_{tot} \tag{14-54}$$

式中，P_{cu}：铜耗(W)；

I_{Lrms}^2：电流有效值(A)；

R_{tot}：绕组总电阻(Ω)。

将 $I_{Lrms} = 26A$、$R_{tot} = 0.01326\Omega$ 代入式(14－54)，可得：

$$P_{Cu} = 26^2 \times 0.01326 = 8.96(W)$$

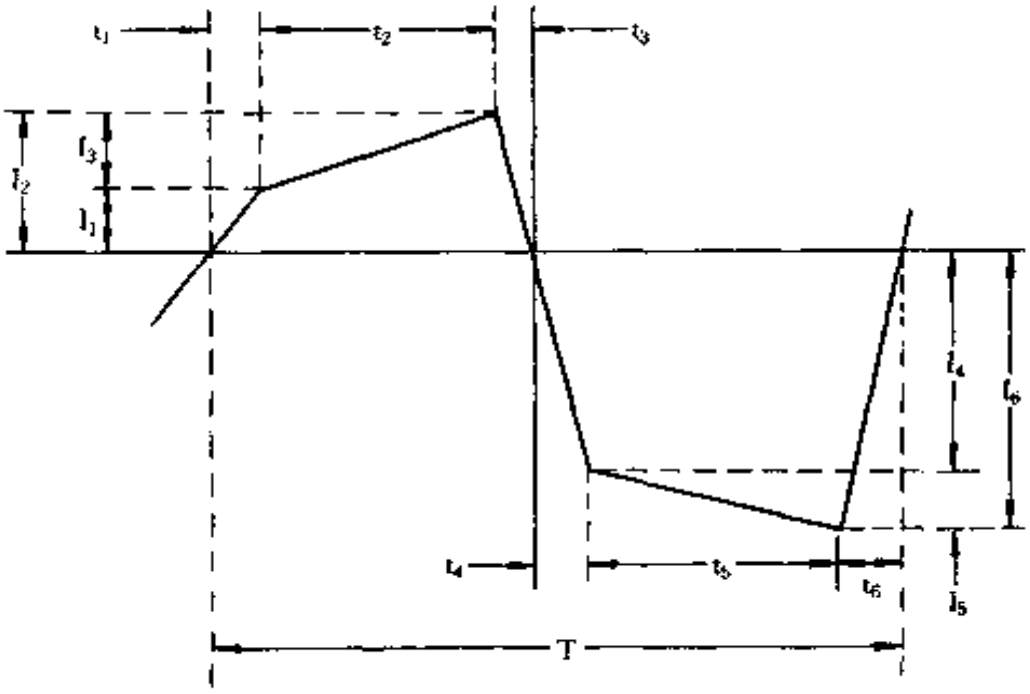


图 14－10　一个开关周期内的电流波形示图

第 11 步：计算在空气隙和磁芯中的交变磁通

气隙和磁芯中的交变磁通可利用式(14－55)求出：

$$B_{ac}=\frac{0.4\pi N(\Delta I_L/2)\times 10^{-4}}{L_g} \qquad (14-55)$$

式中，$N=39$ 匝：电感线圈匝数；

$\Delta L_L=4.23A_{p\text{-}p}$：纹波电流峰-峰值；

$L_g=0.12$cm：空气隙长度；

B_{ac}：交变磁通(T)。

将已知数据代入式(14－55)，可得：

$$B_{ac}=\frac{0.4\times 3.14\times 39\times(4.23/2)\times 10^{-4}}{0.12}=0.086(\mathrm{T})$$

第 12 步：计算磁芯损耗

非晶态金属 C 磁芯损耗可利用式(4－56)求出：

$$P_{core}=6.5f_{sw}^{1.51}\cdot B_{ac}^{1.74}\cdot Wt \qquad (14-56)$$

式中，f_{sw}的单位是 kHz，即 $f_{sw}=50\text{kHz}$；$B_{ac}=0.086\text{T}$；AMCC－25 型磁芯的重量 $Wt=0.38\text{kg}$。由此可得：

$$P_{core}=6.5\times 50^{1.51}\times 0.086^{1.74}\times 0.38=12.71(\text{W})$$

第 13 步：估算对流表面面积

线圈的实际表面积可以精确计算。作为近似处理，线圈的有效对流表面积可以用包围该线圈的盒状表面积来取代。根据图 14－9 所示的三维图，线圈对流表面面积 SA 为：

$$\begin{aligned}SA&=2f(b+d)+2(b+d)(b+e)+2f(b+e)\\&=2\times 8.2\times(1.5+2.5)+2\times(1.5+2.5)\times(1.5+4.1)+\\&\quad 2\times 8.2\times(1.5+4.1)\\&=202.2(\text{cm}^2)\end{aligned}$$

第 14 步：计算电感器线圈的近似温升

磁性元件的温升可用下式计算：

$$\Delta T=\left(\frac{P_{L_{tot}}}{SA}\right)^{0.833}=\left(\frac{P_{core}+P_{Cu}}{SA}\right)^{0.833}\qquad(14-57)$$

式中，P_{Ltot}：总功耗(mW)

P_{core}：磁芯功耗(mW)；

P_{Cu}：铜耗(mW)；

SA：对流表面面积(cm^2)；

ΔT：温升(℃)。

将 $P_{core}=8.96\text{W}=8960\text{mW}$、$P_{Cu}=12.71\text{W}=12710\text{mW}$ 和 $SA=202.2\text{cm}^2$代入式(14－57)，可得：

$$\Delta T=\left(\frac{8960+12710}{202.2}\right)^{0.833}=49(℃)$$

第 15 步：确定直流偏置对电感量的影响

在上面的设计过程中，我们都是假设，随着磁化力 H(安匝数)增加电感系数 A_L 没有明显的下降。但是，事实上，随着磁

化力增加，由于磁芯进一步趋于饱和，电感量将随之减小。对于已选定的磁芯及气隙尺寸，我们可根据 Allied Signal 公司提供的关于 POWERLITE™C—磁芯特性曲线检查峰值磁化条件下的电感值，必要时再对设计进行修正。

根据 AMCC－25 型磁芯电感系数 AL 与磁化力 H 关系曲线图（由 Allied Signal 公司技术简报提供）可知，对上述设计，

$$L_o = L(0A) = 375\mu H$$

$$L_a = L(38.5A) = 320\mu H$$

在 APFC 升压式预调整器最大峰值输入电流（38.5A）下的电感量为在初始零电流下静态电感量的 85%（$375\mu H \times 85\% \approx 320\mu H$）。

本节所介绍的设计实例表明，利用非晶态金属 C 磁芯设计电感器，与利用传统的铁氧体或钼坡莫合金（MPP）等磁性元件设计电感器，在步骤与方法上并没有多少区别。但是由于 C 磁芯具有高饱和磁通密度和具有与频率之间的相关性依赖程度极小的低损耗，用其设计电感器不仅具有更高的可靠性，而且可节省大约 40%的体积和 50%的重量。

第五节　电子镇流器用磁性元件的选择考虑

电子镇流器用磁性元件主要有 EMI 滤波用电感器、APFC 升压电感器、脉冲变压器和扼流圈等几种，其分布如图 14－11 所示。在前面的有关章节中，我们对这几种电感元件各自的功能、作用及其设计已作过介绍。在本节中，我们将重点讨论磁性元件的主要特性及其选择考虑。

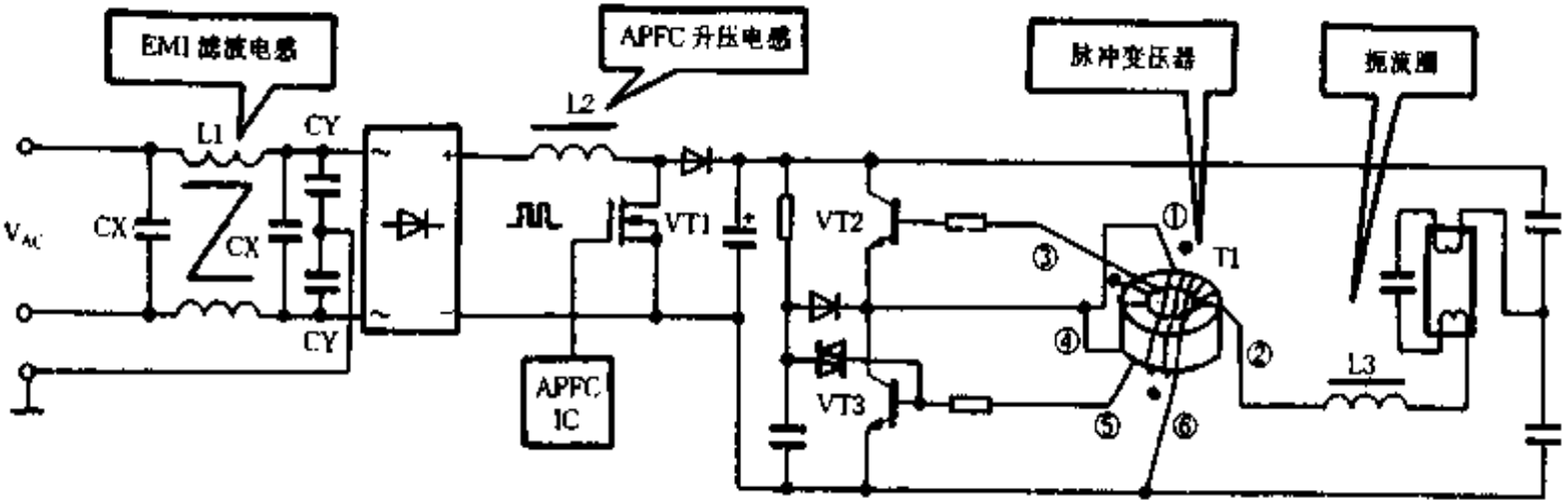


图 14－11　电子镇流器中磁性元件的分布示意图

一、磁性元件的主要特性

在磁芯的选用上，不仅要考虑磁性元件的尺寸，而且更要考虑磁芯的特性。磁性元件的特性主要是由制作磁芯的材料所决定的。由于整体式电子镇流器体积较小，散热条件差，温升往往可达 90℃以上，所以在考虑磁性元件特性的时候，应优先和重点考虑其参数的温度特性。

1.磁性元件材料磁导率的温度特性

制作磁芯的材料重要的一个参数就是初始磁导率 μ_i。磁性材料不同，μ_i 值也不同。例如，大多数镍锌铁氧体材料的初始磁导率 $\mu_i = 10 \sim 1000$，锰锌铁氧体材料的磁导率可达 9000 以上（如 C8B），TDK H5C3 的磁导率 $\mu_i = 13000$，西门子公司生产的 T46 材料，$\mu_i = 15000$。磁导率不同的材料各有其不同的用途。磁性材料的初始磁导率是温度的函数，图 14－12 给出的是不同磁性材料初始磁导率的温度特性曲线。

2.不同材料的磁芯电感量与温度的关系

带有磁芯的线圈与空心线圈比较，在线圈电感量相同的情况下，可以大大地减小其体积。磁芯线圈的电感值可用式(14－58)求解：

$$L = \frac{N\Phi}{I} = \frac{\mu N^2 \cdot Ae}{l} = \frac{\mu o \mu e N^2 Ae}{l} \qquad (14-58)$$

式中，N：磁芯线圈匝数；

Φ：磁通量(W_b)；

I：通过线圈的交变电流(A)；

A_e：磁芯有效截面积(cm^2)；

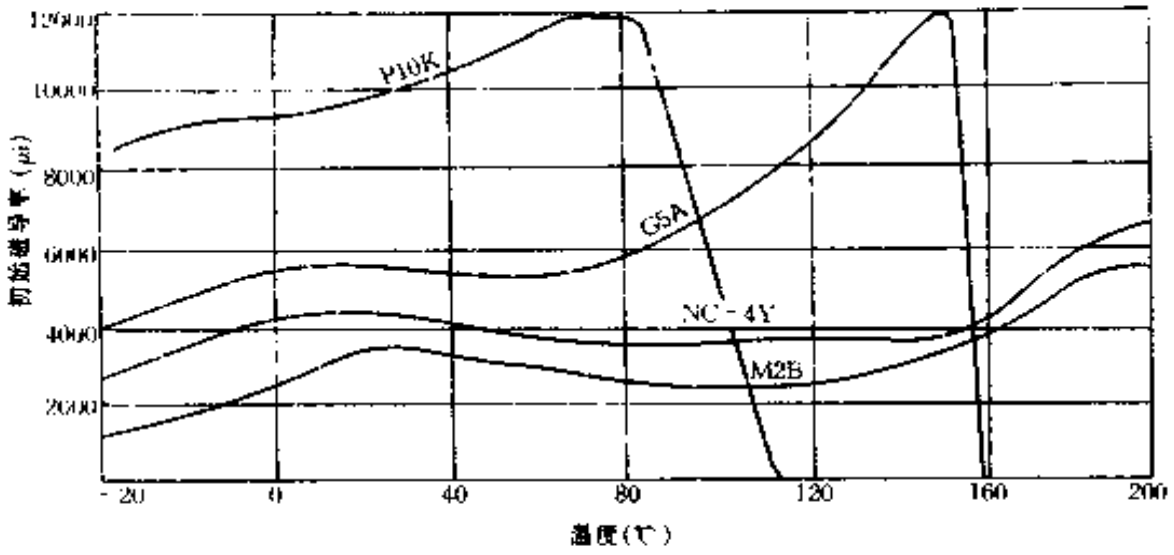


图 14-12　不同磁性材料初始磁导率的温度特性曲线

l：磁芯磁路长度(cm)；

μ_0：真空磁导率，$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$H/cm；

μ_e：磁芯有效磁导率。

从式(14-58)可知，磁芯线圈的电感值 L 与磁芯有效磁导率 μ_e 成正比。由于磁芯材料的初始磁导率 μ_i 与温度 T 有一个非线性的特性曲线关系，所以磁芯有效磁导率 μ_e 及磁芯线圈的电感量 L 与温度之间也呈非线性关系。不同材料磁芯的电感量温度特性曲线如图 14-13 所示。

在图 14-13 中，磁芯线圈 C1 曲线的居里温度 T_{C1} 即为连接 A(80% L_M)、B(20% L_M)两点的直线与横坐标 T 轴的交点。C1 磁芯线圈的电感值随温度升高迅速增大，在 $T = 80$℃时，达到最大值 L_M。其居里点温度仅约 125℃。磁芯线圈 C2 的居里温度最高(约 270℃)，在 20～220℃的温度范围内，电感量随温度升高而增大。当 $T \geqslant 230$℃后，电感值急剧下降。C3 曲线在温度从 50℃到 170℃变化时，电感值则随温度升高而呈减小趋势。C4 磁芯线圈则在 20～220℃的温区内，其电感值略呈增加趋势，但变化不大。

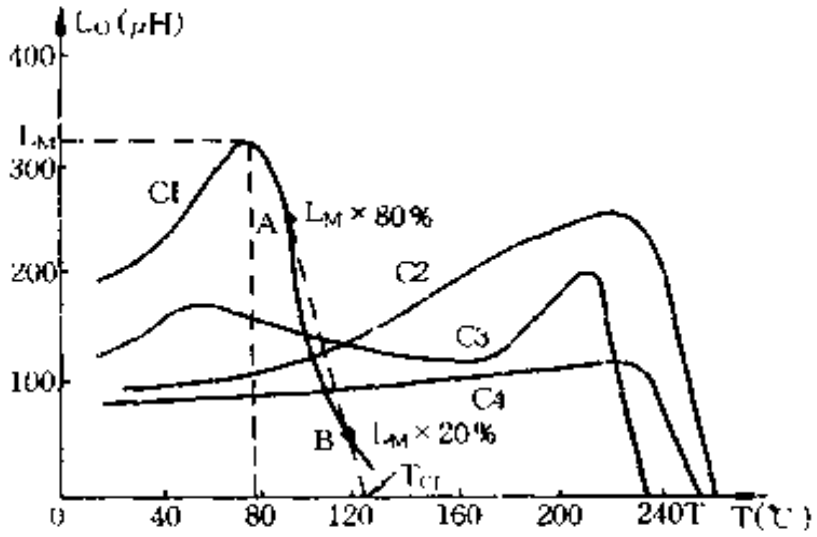


图 14－13　不同材料磁芯的电感量温度特性曲线

3. 磁性元件的电感量与流过其线圈电流的关系

磁芯的有效磁导率 μ_e 随通过线圈的电流 I 的变化而变化。因此，磁芯线圈的电感量也随线圈中电流变化而变化，且呈非线性关系。图 14－14 为磁性元件电感量与流过线圈电流关系曲线。图中，L_0 为电流为零时的电感值。在电流从 0 增加到 I_S 时，线圈的电感值从 L_A 逐渐增加到最大值 L_M。当 $I > I_S$ 时，电感量则从 L_M 开始下降。如果通过线圈的最大工作电流是 I_A，该电流下的电感值是 L_A，按照国际上的惯例，I_A 则必须满足下式要求：

$$\frac{L_A}{L_0} \geqslant 85\% \tag{14-59}$$

否则，磁芯将靠近或进入饱和区。为使电子镇流器稳定可靠地工作，必须选择一定的安匝数。若流入线圈的电流过大，I_A 值就会过小，磁芯则趋于饱和。从图 14－14 还可以发现，对于同一电感值 L_B，有两个激励电流：I_{B1} 和 I_{B2}。在电子镇流器中，工作点选取 I_{B1} 一般会优于 I_{B2}。

外型尺寸相同但材料不同的磁芯，在同一电流下它们的 L_A/L_O 值并不相同。饱和磁通密度 B_S 高的材料，其 L_A/I_O 之比值也就越大。

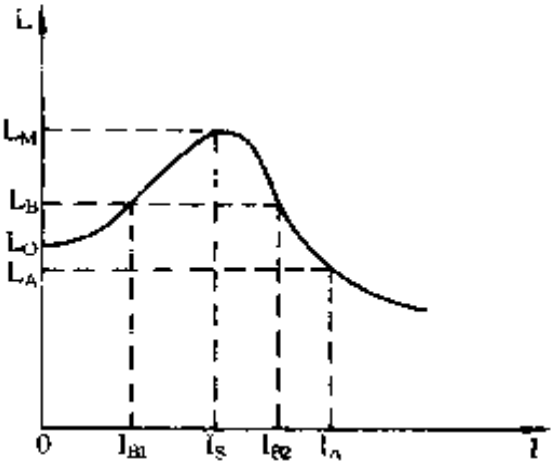


图 14－14　磁性元件电感量与流过线圈电流关系曲线

4.磁性元件饱和磁通密度 B_S 的温度特性

磁性元件的饱和磁通密度 B_S 是一个与磁性材料及磁性元件密切相关的物理量。生产厂家提供的 B_S 值，是在 25℃的标准测试条件下得到的测量结果。磁芯一旦做成，B_S 则就是一个定值。不仅磁芯的材料不同，它们之间的饱和磁通密度相差很大，而且即使是同一磁芯，其 B_S 也是温度的函数。在一定的温度范围之内，B_S 基本是一个常量，但当温度升高到一定程度之后，B_S 则会下降。不同的磁性材料，B_S 随温度升高下降的速率也不一样。图 14－15 为不同磁性材料的饱和磁通密度 B_S 与温度 T 关系曲线。由图可知，磁性材料的初始磁导率 μ_i 越高，其饱和磁通密度 B_S 反而越低，居里温度 T_C 也越低；μ_i 越大，其居里温度 T_C 则越高。

5.磁性材料的功率损耗

磁芯线圈的功率损耗包括铜耗(线圈电阻上的功率损耗)和磁芯的功率损耗。磁性材料的功率损耗主要由磁滞损耗和涡流损耗两部分组成。

大家知道，当线圈内有交变电流通过时，磁感应强度 B 会

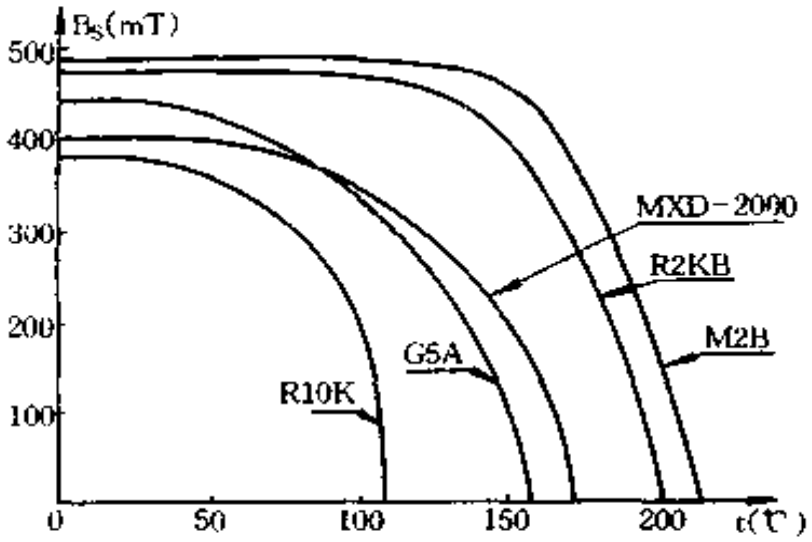


图 14-15　不同磁性材料饱和磁通密度与温度(B_S-T)关系曲线

滞后于磁场强度 H 的变化，呈现出封闭式的磁滞回线。磁滞损耗的能量与磁滞回线所包围的面积成正比。当磁芯线圈内有交变电流时，磁芯内则产生交变磁通。当交变磁通穿过磁芯截面时，在与磁通相互垂直的截面内就会产生环绕交变磁通的交变电流，即涡流。涡流损耗除与工作频率成正比外，主要与磁性材料的电阻率有关。材料的电阻率越大，涡流损耗就越小。

磁性材料的铁损会导致磁芯发热，从而引起电感量的变化，使电子镇流器的可靠性下降。磁芯的功率损耗特性是综合因素引起的一种动态特性，它与磁芯材料、工作频率、线圈所加的交变电流、温度和磁芯的电能转换效率等都是密切相关的。不同磁性材料的功率损耗随温度变化关系曲线是不相同的，如图 14-16所示。由图可知，锰锌铁氧体 J2B 材料在温度从 10℃升高到 100℃时，其功耗随温度升高而下降。当温度超过 110℃之后，其功耗又随温度升高略呈增大趋势。而 NC-1L 材料则不同，在温度达到 40℃后，功率损耗呈正温度系数，即随温度升高其损耗而增大。磁性材料的损耗，单位有 mW/cm^3 和 kW/m^3 等，

有时也用 mW/g 和 W/kg 作单位。

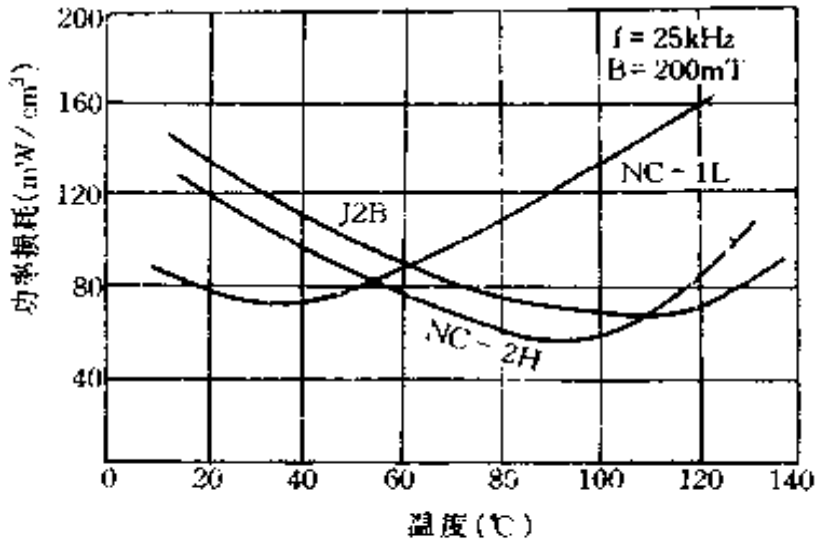


图 14 - 16　不同材料的功率损耗与温度关系曲线

二、磁性元件的选择考虑

为提高电子镇流器(含自镇流灯)的可靠性与安全性,磁性元件的选择必须适应电子镇流器的特点和要求。

1.外形结构尺寸

根据电子镇流器中电感元件和变压器的用途,来选择合适的磁芯结构。适用于脉冲变压器的磁芯结构为环形,广为流行的规格是 $\phi10\times6\times5$,其它型号还有 TR10×4、TR10×5、TR15×5、FR10×5×5、FR14×8×4、FT6.3、FT10 和 FT16 等。在半桥逆变电路中当选用 MOSFET 作为开关时,磁环内径应适当大一些,以能穿绕足够的线圈匝数,获得足够高的栅极驱动电压。EMI 滤波用电感、APFC 升压电感和高频扼流圈磁芯,主要采用 EE、EI、E 和 PQ 型结构。适用于 30～100W 荧光灯电子镇流器电感元件的磁芯型号很多,如 2E19、2E25、E125、EE1614、E125、BSF2125、E24/25、EF19 和 PQ2625 等。由于目前国内已有很多

合资或独资生产磁性元件的企业，所以磁芯型号比较繁杂。在选用磁芯时，应把磁芯结构和磁芯材料结合在一起来考虑。规格型号一样但材料不同的磁芯，其特性差异会很大。当磁芯材料选定之后，结构尺寸的大小则由灯管功率及电感量等参数决定。

2. 磁性材料的选择

不同的磁性材料有着不同的特性和不同的适用范围。从大类铁氧体基材讲，有锰锌铁氧体、镍锌铁氧体、超微晶及非晶态金属、坡莫合金等。适用于开关电源的软磁铁氧体有 PC30、PC40、PC44 和 PC50 等。镍锌磁材的初始磁导率较低(一般 $\mu_i < 1000$)，但居里温度较高。如 NXO 10 的 T_C 达 400℃，工作频率达 150MHz，而 μ_i 仅为 8 ~ 13。R10K 材料的 μ_i 达 10,000，但 T_C 仅约 110℃，工作频率也较低(仅 0.1MHz)。即使同是锰锌(Mn-Zn)铁氧体材料，不同的牌号其性能差异也很大。表 14 - 6 列出了几种锰锌铁氧体标准材料电磁特性比较。

表 14 - 6　　几种锰锌铁氧体材料性能比较

参数 \ 电磁性能 \ 材料牌号	M2A	M2B	J2A	J2B	G5A	G8A	G8B
初始磁导率 μ_i	2900	3000	2400	2800	5000	7500	9000
饱和磁通密度 B_S(mT)	520	480	500	490	440	430	410
剩磁 B_r(mT)	130	110	150	60	150	120	120
矫顽力 H_C(A/m)	10.45	10.45	12.7	11.1	11.1	8.0	8.0
比损耗系数 $tg\delta/\mu_i$($\times 10^{-6}$)	2.0	3.0	10.0	6.0	5.5	6.0	9.0
居里温度 T_C(℃)	210	210	220	200	160	130	120
电阻率 ρ(Ωm)	2.3	2.3	7.0	7.0	1.0	1.0	0.05

当电子镇流器使用双极型晶体管作为功率开关时，工作频率最高为 55kHz；当采用 MOSFET 作为开关时，最高工作频率可达 150kHz。对于绝大多数磁性材料来说，工作频率都可以满足电子镇流器的要求。在电子镇流器磁性元件的选择上，应重点考虑对磁性材料下面几方面的要求。

(1) 居里温度应足够高。鉴于电子镇流器特别是自镇流荧光灯罩壳内温度常常达 80℃以上，磁芯自身温升可达 90℃以上，如果磁芯的居里温度偏低，必然会使磁芯自身的温升接近于居里温度，导致初始磁导率 μ_i、饱和磁通密度 B_S 和电感值急剧下降及灯管功率的猛增，加速电子镇流器及灯管的损坏。为确保电子镇流器罩壳内温度远远低于磁芯的居里温度，宜选用居里温度 $T_C > 180$℃的磁性元件。

(2) 磁性材料的初始磁导率应适中。磁性材料的初始磁导率 μ_i 有许多规格，从 0.1k 至 10k 以上。对磁性元件初始磁导率的选取，必须满足居里温度的要求。一般地讲，磁导率在 4k 以上的材料，其居里温度大多低于 150℃，有的甚至低于 130℃，而磁导率低于 3k 的材料的居里温度一般可达 180℃以上。因此，选用 $\mu_i = 2000 \sim 3000$ 的磁芯制作扼流圈等电感器是比较合适的。对于脉冲变压器磁环，自身基本不发热，环境温度一般不会达到 90℃，因而磁环的居里温度可适当低一些，磁导率尽可能高一些，以获得足够高的驱动信号，能推动晶体管迅速达到饱和。同时，磁环材料的初始磁导率适当高一些，可以减小绕组匝数，从而减小漏感和分布电容，有利于改善驱动信号波形。

(3) 电阻率应比较高。当工作频率一定时，磁性材料的涡流损耗与电阻率成反比。为降低磁性元件的损耗，宜选择电阻率适当高一些的磁芯。磁性材料的电阻率大多在 $5 \sim 10^8 \Omega$cm 之间，其中锰锌铁氧体材料的电阻率一般为 $100 \sim 1000 \Omega$cm。在选

取磁性材料的电阻率时，并非越高越好，而必须兼顾材料的其它特性。例如 R1K3 材料，虽然 ρ 达 $1\times10^{6}\Omega$cm，但居里温度太低（$T_C=100℃$），这样的材料是不适合在自镇流灯和电子镇流器中使用的。对于表 14－6 中列出的几种牌号的锰锌铁氧体材料，当考虑到对 μ_i、B_S 和 T_C 几个参数指标的要求后，JZA 和 JZB 材料都是可以选用的。这两种牌号的材料电阻率最高（$\rho=7\Omega$m），因而有较小的功率损耗。

（4）合适的温度系数。电子镇流器中不同用途的磁性元件，要求有不同的温度系数。

对于脉冲变压器磁环，要求其磁导率具有负温度系数，亦即其磁导率（或磁芯线圈电感量）随温度升高而下降。在从室温到100℃变化时，功率开关晶体管的电流增益 h_{FE} 随温度升高约增大 10%～15%，集电极电流随 h_{FE} 的增大而增大。在此温度范围内，只要磁环具有负温度系数的磁导率，刚好与晶体管的 h_{FE} 正温度系数相抵消或大部分抵消，基本上保持平衡，从而则可保证电子镇流器稳定工作。

EMI 滤波器用电感器磁性元件，磁芯线圈电感量受温升影响应尽可能小一些，使 L-T 特性曲线大体保持平直。否则，如果电感量随温度升高变化比较大，那么在室温下已调试好的滤波器，当在工作中温度升高时其滤波效果就会变差。

高频扼流圈磁芯，其磁导率 μ_i 最好具有正温度系数，也就是说扼流圈电感量随温度升高而增加，从而使节能灯的功率随温度升高而减小。2KB 材料就具有这种温度特性。毫无疑问，不论是扼流圈还是 APFC 升压电感器，都最好选用负温度系数功率损耗的磁芯。像 R2K5BDHF 材料，其功耗从 25℃到 80℃随温度升高而减小，并且在 80℃左右功耗最小，这类材料就比较符合要求。

对于磁性元件温度系数的要求，即使不能达到完全满意，至少是应能保证其电感量和功率损耗等参数随温度升高变化量尽可能小一些。

(5) 饱和磁通密度与磁滞回线

电子镇流器中的磁性元件应具有较高的饱和磁通密度，一般要求 $B_S = 460 \sim 550mT$，以保证脉冲变压器有足够的驱动功率，防止高频扼流圈或 APFC 升压电感因易进入磁饱和而温升加剧。若 B_S 值选取过低，就不能保证足够高的居里温度。

由于磁芯的磁滞损耗与磁滞回线所包围的面积成正比，所以选用磁滞回线比较狭小的磁芯对降低功率损耗是有利的。脉冲变压器磁环必须具有近似矩形的磁滞回线。为保证在半桥逆变器中的两个晶体管能产生对称的电流波形，要求磁环的磁滞回线有较好的对称性。

(6) 磁性元件的测试、筛选和分档。磁性元件出炉后的一段时间内，参数退化和衰减是比较严重的。有些小企业的产品出炉后不能保证有足够的自然存放时间就向用户提供，如果对出炉时间过短的磁芯进行检测、筛选和分档后马上使用，装好的电子镇流器在过一段时间之后就有可能不能正常工作。事实证明，磁芯出炉后的一个月内，其自然减落比说明书中的减落系数(DF)要大得多。只要保证磁芯有不少于一个月的出炉存放时间，再对其进行测试分档，参数退化就较小。磁性元件在受到震动、冲击和压挤之后也会引起特性参数的减落，所以对测试分档好的磁芯应避免加压、冲击和跌落，在搬运和组装过程中应轻拿轻放。

磁性元件的电感量与流过线圈的电流大小是相关联的，所以对磁芯根据静态电感值 L_0 进行分档是不妥的。即使 L_0 相同，在批量生产时也不能保证电子镇流器的线路功率和灯管功

率相同。只有在其工作电流下测试磁芯线圈的电感值来进行分档，才是比较科学和合理的。

目前国产磁芯的一致性较差，即使是同一厂家同一生产批次的产品，参数的离散性也较大。因此，对磁芯必须进行 100% 的检测、筛选和分档。以脉冲变压器磁环为例，在批量生产中如果不进行检测筛选和分档就装机使用，有的电子镇流器则不能产生振荡，有的虽然也可以启动工作，但很快会出现故障。由于在批量生产中磁芯线圈匝数是固定的，因而对磁芯的测试筛选和分档工作是不可缺少的环节。

第六节　电子镇流器用功率开关晶体管的选用指南

电子镇流器中作为开关使用的晶体管主要有三只，其中两个在半桥逆变器中用作开关，一个在 APFC 预调整器中作为开关使用。半桥逆变器电路中的开关晶体管，既可以选用双极型功率晶体管，也可以选用功率 MOSFET 或其它类型的器件。由于 APFC 控制器 IC 全部是为驱动场控型器件而专门设计的，所以在 APFC 预调整器中作为开关使用的晶体管，必须选用功率 MOSFET 或 IGBT。

在本章第一节中，我们介绍了半桥逆变器中作为开关使用的双极型功率晶体管的参数选取。关于双极型功率开关晶体管击穿电压和电流容量等参数的选取原则，同样适用于功率开关 MOSFET。

一、双极型功率开关晶体管的选用

对于电子镇流器中作为开关使用的双极型晶体管的选择考虑，除了前面有关章节所介绍的之外，还应注意以下几点：

1.晶体管参数的选取，与电子镇流器的电路组成密切相关

对于同样的荧光灯，如果电子镇流器电路结构不同，对开关晶体管的要求也就不同。如果荧光灯电子镇流器采用了 APFC 升压变换器，由于 APFC 变换器 DC 输出电压大多为 400V，这就要求半桥逆变器电路中的两个接成推挽型式的开关晶体管，其耐压至少是 500V。在实际电路中，人们大多选用耐压为 600V 的开关管。同样是采用 220V 的工频市电供电，如果镇流器的逆变器电路型式不同，对开关管的耐压要求则相差很大。如果逆变器采用推挽式电路，对开关管的耐压要求会比采用半桥式电路型式高得多。

事实上，开关晶体管集电极与发射极之间承受电压的能力与晶体管 b-e 之间的网络有关。当晶体管基极与发射极之间短路时，集电极与发射极之间的击穿电压称为 BV_{CES}；而当晶体管基极与发射极之间的网络呈现低阻抗时，集电极与发射极之间的击穿电压则称为 BV_{CER}。由于功率开关晶体管 C-E 间的击穿电压随 B-E 间阻抗的减小而升高，因此，$BV_{CES} > BV_{CER} > BV_{CEO}$。目前绝大多数独立式电子镇流器半桥逆变器中的开关晶体管，基—射极之间是通过基极串联电阻（一般不大于 10Ω）和脉冲变压器的驱动绕组（一般不大于 5 匝）相连接的，属于一种低阻抗网络。在这种情况下，BV_{CER}这个参数指标比 BV_{CEO}显得更加重要。一个 $BV_{CEO} = 360 \sim 380V$ 的开关晶体管，其 BV_{CER}可以高于 400V。将其用于电子镇流器作为半桥逆变电路的开关时，往往

在电网电压升高到 260V 时，仍能可靠地工作。因此，对于未采用 APFC 升压式预调整器的电子镇流器，只要开关管的 BV_{CEO} 能达到 400V 即可以满足要求。

在考虑开关晶体管的耐压要求时，还应注意开关管是否内装或外接阻尼二极管(亦称作续流二极管)。当晶体管的集电极与发射极之间连接有一个阻尼二极管时，由于阻尼二极管的钳位作用，晶体管的集电极电压不会超过直流电源电压 V_{CC}，因此可以适当放宽对晶体管的耐压要求。此外，如果电子镇流器输入电路设置有压敏电阻，则要求晶体管的耐压高于压敏元件的压敏(击穿)电压值。

2.晶体管集电极耗散功率

晶体管的功率损耗直接影响晶体管在工作时的温升，也关系到能否保证晶体管长期可靠地工作。生产厂家提供的晶体管最大耗散功率，是在加设足够面积散热板的情况下的数值。如果功率晶体管不加散热板或散热器，所允许的最大耗散功率往往会比生产厂家在参数表中给出的数值要小得多。

有些无线电爱好者认为，电子镇流器输出功率多大，功率晶体管的功耗就有多大。在选用开关晶体管时，应避免这样的一个误区。事实上，作为开关使用的晶体管，不是一个“蓄水池”，而相当于一个“闸门”。一个 40W 荧光灯电子镇流器，并不意味着消耗在晶体管上的功率也是 40W。包括开关晶体管在内的 40W 荧光灯电子镇流器本身的功耗，一般仅约 1～2W。为降低开关管的温升，除了应选择导通压降小和存储时间短的晶体管外，最好能给开关管加散热板或散热器。实际上，对晶体管集电极耗散功率的选择是与额定集电极电流同时考虑的。

3.开关晶体管在高温下的动态特性

在选用开关晶体管时,不仅要注意晶体管的型号,而且更应注重晶体管的实际电气特性。型号相同但生产厂家不同的开关晶体管,在参数上往往存在较大的差异。原装进口器件与国产器件,在性能上差别也较大。尤其是市场上出售的一些"水货",实际参数指标与所标产品型号大多名不符实。其中有的电流容限太小,有的击穿电压不足,有的电流增益过低,有的饱和压降过大,有的开关特性低劣。因此,晶体管的选择光看型号是不可取的,而应注重其实际的电气特性。

在考核晶体管电气特性的时候,人们往往只检测器件常温下的静态特性参数。鉴于功率晶体管在电子镇流器中工作于开关状态,并且又是在较高的温度下工作,所以必须考核开关管在高温条件下的动态特性参数。实践证明,常温下静态参数相同的开关管,应用于电路相同的电子镇流器后,实际使用效果往往大不相同。考核开关管高温下的动态特性参数,日益成为大批量生产中不可缺少的环节。

4.选用指南

目前电子镇流器用双极型开关晶体管的货源渠道有三种情况,即原装进口、进口管芯国内封装和国内生产。国产功率开关晶体管的型号较杂,代表性产品有 DK53、DK55 等,分别与 MJE13003、MJE13005 和韩国三星公司生产的 KSE13003、KSE13005 相当。随着 18W 以下自镇流节能灯的推广应用,对 DK52(MJE13002)、台湾产 C2482(相当于 2SC2482)和 C2611 这类功率较低的开关管需求量日趋增加。适用于 16W 以下自镇流荧光灯开关晶体管的主要型号见表 14-7。

表 14－7　16W 以下自镇流荧光灯用开关晶体管主要型号

灯功率	推荐晶体管型号
8W 以下	3DG2482、C2482、2SC2482
9W 以下	3DD2611、3DD2611M、C2611、BUX86
10W 以下	3DD51、DK51、MJE13001
13W 以下	3DD52、DK52、MJE13002、TIP50
16W 以下	MJE13003、DK53、3DD13003 KSE13003、BUL44、BUX84、BULT118

自进入 20 世纪 80 年代中后期以来，为适应不同功率荧光灯和 HID 灯电子镇流器的需要，世界很多著名的半导体公司不断推出了一些新型功率开关器件。不论是在双极型开关晶体管还是在功率 MOSFET 方面，摩托罗拉公司和意法半导体公司的产品都具有较高的性能价格比和市场占有率。摩托罗拉公司生产的电子镇流器用双极型功率开关晶体管主要产品型号和参数指标见表 14－8。

表 14－8　　摩托罗拉公司生产的电子镇流器用双极型功率开关晶体管

型号	主要参数指标						封装型式	替代型号
	BV_{CEO} (V)	BV_{CES} (V)	I_C (A)	h_{FE} (min)	$t_S(\mu s)$ min/max	P_{DM} (W)		
BUL44	400	700	0.8	10	2.6/3.8	50	TO－220AB	3DD51、3DD52
BUL44D2*	400	700	0.8	20	2.05/2.35	50	TO－220AB	BULD50
MJE18002	450	1000	1	6	12.75	50	TO－220AB	2SC4820
MJE13003	400	700	1	6	13.0	40	TO－225	DK53、TED13003
BUH51	400	700	1	8	13.75	40	TO－225	TIP49/50

续表

型号	主要参数指标						封装型式	替代型号
	BV_{CEO} (V)	BV_{CES} (V)	I_C (A)	h_{FE} (min)	$t_S(\mu s)$ min/max	P_{DM} (W)		
BUH50	500	800	2	8	12.5	50	TO-220AB	
BU1845	400	700	2	7	2.6/3.8	75	TO-220AB	BUT93
BUH4502*	400	700	2	10	1.95/2.25	75	TO-220AB	BULD85
MJE18004	450	1000	2	6	12.5	75	TO-220AB	KSC5021F
MJE18004D2*	450	1000	2	6	2.1/2.4	75	TO-220AB	BUL48、KSC5027F
MJE18204	550	1200	2	5	12.75	75	TO-220AB	BUL213、2SC4630
MJE18604D2*	600	1600	0.5	15	11.0	75	TO-220AB	BUL416、KSC5027F
BUH146	400	700	3	8	2.6/3.8	100	TO-220AB	BUF654
MJE18006	450	1000	3	6	13.2	100	TO-220AB	BUL410、BUV46
BUH147	400	700	4.5	8	2.6/38	125	TO-220AB	BUL57、BUL67
MJE13005	400	700	4	10	14.0	75	TO-220	DK55、KSE13005
MJE18008	450	1000	4.5	6	13.2	100	TO-220AB	BUT18AF
MJE18206	550	1200	3	5	12.75	100	TO-220AB	BUL216
BUH100	400	700	5	10	13.0	100	TO-220AB	BUT18
MJE18009	450	1000	7	8	12.75	150	TO-220AB	BUT12A
BUH150	400	700	10	8	12.75	150	TO-220AB	

在表 14-8 中，型号中后缀 D2* 表示 H2BIP 型高频高增益器件；BUH×××系列专门用于卤素灯电子驱动器。在主要参数指标中，h_{FE}的测试条件为 $V_{CE}=1V$，I_C 等于额定工作电流；t_S 是在额定 I_C 和感性负载下的测试结果。当器件封装型式改变

时，晶体管的集电极最大耗散功率会有较大差异。

意法半导体(ST)公司推出的电子镇流器用双极型开关晶体管，由于采用了有独到之处的制作工艺，所以在晶体管的电流增益 h_{FE}、跌落时间 t_f 和存储时间 t_S 等参数方面，均比传统的开关晶体管有较明显的改善。与摩托罗拉公司的产品一样，意法半导体公司的产品也可以通过在我国的代理商批量定货。

对于不同功率的荧光灯和不同的 AC 电网电压，可供选用的 ST 公司生产的双极型开关晶体管推荐型号见表 14－9。

表 14－9　适用不同灯功率和不同电网电压的 ST 公司生产的双极型开关管推荐型号

灯功率 / AC电网电压	5W	10W	20W	40W	80W	110W	>110W
110V	BULT118	BULT118 BUL128 BUL128D	BULT118 BUL138/B BUL381/2D BUL381/2	BUL118 BUL138/B BUL381D BUL381	BULT118 BUL138/B BUL381D BUL381	BUL138/B BUL57 BUL58D	BUL57 BUL58D
220～240V	BULT118	BULT118 BUL128 BUL128D	BULT118 BUL128 BUL128D BUL381/2 BUL381D BUL138 BUL310	BUL381/2 BUL381D BUL138 BUL310	BUL138 BUL381D BUL381 BUL382 BUL310 BUL410	BUL138/B BUL57 BUL67 BUL58D	BUL57 BUL58D BUL67
277V			BUL310 BUL213 BUL216	BUL310 BUL213 BUL216	BUL310 BUL410 BUL213 BUL216	BUL310 BUL410 BUL510 BUL216 BUL416	BUL410 BUL510 BUL216 BUL416

型号中后缀 D 表示带有集成续流二极管

目前电子镇流器用双极型开关晶体管的电流容量可达 15A 以上。飞利浦公司开发的 BU1706AX/BU1706/BU1708AX 等高压高速晶体管，电流容量达 5～8A，$BV_{CEO} \geqslant 850V$，C-E 之间最高

峰值电压 V_{CESM}高达 1750V，而饱和压降仍可低于 1V（在 I_C = 1.5 ~ 2.5A 和 I_B = 0.3 ~ 0.5A 时）。日本罗姆公司采用放射线照射工艺取代传统的掺金工艺制造的 2SC5113 型开关晶体管，在开关特性方面居世界领先水平，t_S的典型值仅约 0.8μs。这种新型器件的其它主要参数为：$BV_{CEO} \geqslant 450V$，$I_C \geqslant 5A$，$I_{C(PK)} = 10A$（t = 10ms），$V_{CES} \leqslant 0.3V$（$I_C/I_B = 2.5A/0.5A$）。毫无疑义，随着绿色照明产业的迅猛发展，必然还会有一些新型双极功率开关晶体管问世。

二、功率开关 MOSFET 的选用

随着电子镇流器和开关电源等电子产品的迅速发展，功率开关 MOSFET 正以 20% 的年增长率高速增长，更新换代的周期也日趋缩短。国际整流器（IR）公司、意法半导体公司、摩托罗拉公司和西门子公司等都是生产功率 MOSFET 的著名厂商。在电子镇流器中用作开关的 MOSFET，可供选择的产品非常之多。对于功率开关 MOSFET，要求其开态电阻 $R_{DS(on)}$尽可能小一些，以降低 MOSFET 的通态压降。

在 220V 的 AC 电压下，不同灯功率对 MOSFET 的主要参数要求见表 14 - 10。

表 14 - 10　不同灯功率对 MOSFET 主要参数要求

灯功率（W）		功率 MOSFET		
		BV_{DSS}（V）	I_D（A）	$R_{DS(on)}$（Ω）
不带 PFC 升压变换器	5 ~ 20	≥400	1 ~ 2	3 ~ 6
	20 ~ 40		2 ~ 4	1 ~ 4
	40 ~ 150		4 ~ 8	0.8 ~ 2.5

续表

灯功率（W）		功率 MOSFET		
		BV_{DSS}（V）	I_D（A）	$R_{DS(on)}$（Ω）
带 PFC 升压变换器	9～40	500～600	2～4	1.5～4
	40～100		4～8	1～2.5
	100～300		6～10	0.8～1.5

表 14－11 为在 220V 的工频市电电源下，适用于不同功率荧光灯或高强度气体放电灯电子镇流器功率 MOSFET 推荐型号。

表 14－11 不同功率荧光灯电子镇流器用功率 MOSFET 推荐型号

灯功率 / 型号 / PFC	5～20W	20～40W	40～100W	100～200W	>200W
不带 PFC 升压变换器	STD1NA60－1	IRF720	IRF820	IRF820	IRF830
	STD2NA60－1	IRF820	IRF830	IRF830	IRF840
	STD3NA60	BUZ76	IRF730	IRF730	IRF730
	STK2N50	BUZ74	BUZ41A	BUZ60	BUZ60
	MTP3N50	BUZ41	BUZ205	BUZ205	BUZ205
	IRF710	STP4NA40	BUZ215	BUZ215	BUZ215
		STP7NA40FI	STP7NA40	BUZ41A	BUZ45
		STP8NA40FI	STP6NA50	STP8NA50	STP8NA40
		STP5NA50	STP10NA40FI	STP6NA50	STP6NA50
		STP4NA60	STP8NA50	STP9NA50	STP9NA50
			MTP8N50	STP10NA40FI	STP10NA40FI

续表

灯功率 / 型号 / PFC	5～20W	20～40W	40～100W	100～200W	>200W
带有 PFC 升压变换器	IRF820		IRF830	IRF830	IRF840
	IRFBC20		MTP8N50	MTP8N50	SSP6N60A
	BUZ74		SSP4N60A	SSP6N60A	BUZ331
	BUZ77		BUZ41A	BUZ41A	BUZ94
	BUZ92		BUZ215	BUZ215	STP6NA50
	STK2N60		BUZ90	BUZ90	STP8NA50
	STP50NA50FI		STP5NA50	BUZ94	STP9NA50
	STP5NA50		STP6NA50	STP6NA50	STP5NA60
	STP3NA60		STP4NA60	STP8NA50	STP6NA60
	STP5NA60FI		STP5NA60	STP9NA50	IRFBC30
	STP4NA60		STP6NA60	STP5NA60	IRFBC40
			STP8NA50	STP6NA60	

第七节　电子镇流器用电容器的选择

电容器在电子镇流器所需元件中占有较大的比例。即使是电路最简单的电子镇流器，所需电容器也不少于 5 个。电路结构比较复杂的电子镇流器，往往需使用 15～25 个电容器。

在电子镇流器用电容器中，比较关键的是滤波用铝电解电

容器和 LC 串联谐振电路中的灯启动用电容器，其次就是 EMI 滤波用电容器。

一、铝电解电容器的选择

电子镇流器整流滤波或 APFC 电路中的铝电解电容器，是影响电子镇流器可靠性与安全性的重要元件。铝电解电容器一旦失效，往往会导致开关晶体管击穿。

电子镇流器中的铝电解电容器，工作于高压和高温条件下，因此要求选用小型化长寿命中高压高温型铝电解电容器。电子镇流器对铝电解电容器的主要性能要求如下：

(1) 额定工作电压

铝电解电容器的额定(直流)工作电压必须高于最高 AC 峰值电压。如果电容器所施加的电压高于额定工作电压，电容器的漏电流将增大，其电气特性在短时间内会劣化直至损坏。根据电子镇流器中功率开关晶体管击穿电压的选取原则，对于 220V 的 AC 输入电压，在桥式整流器输出若采用单个电容器滤波，则要求电解电容器的耐压不低于 $400V_{DC}$；对于 APFC 升压式预调整器输出滤波电容器，则要求其耐压不低于 $450V_{DC}$。如果采用两个等容量的电解电容器串联使用，每个电容器的耐压可比单个电容器滤波时的耐压降低 1 倍，但串联后的总电容量也会减小 1 倍。当两个电容器串联应用时，为防止因每个电容的漏电不等而影响电压分配，可在每个电容上并联一个 100～330kΩ 的均压电阻。

(2) 标称静电容量及其允许偏差

滤波用电解电容器容量大一些，有利于减小 DC 电压的纹波。但在耐压一定时，电容器的标称电容量越大，价格也就越高。为使电子镇流器成本尽可能低一些，电解电容器容量的选

取，可比有关公式计算得到的数值稍低一些。作为折衷考虑，对于5～16W自镇流荧光灯用电解电容器，容量可选取4.7～10μF；对于20～40W荧光灯电子镇流器，滤波电容器的容量可选取10～22μF；对于40W以上荧光灯电子镇流器，则可选用22～47μF的铝电解电容器。如果滤波电解电容器的容量过小（如不大于2.2μF），则会使直流电压纹波太大，不仅容易引起开关晶体管损坏，而且会导致灯电流波峰比过大，超过不大于1.7的规定要求。

对于电解电容器静电容量允许偏差要求，可以为±20%（M，+25℃，100/120Hz）。

（3）使用温度范围

大家知道，开关电源的温升一般只能达到60℃，而电子镇流器的温升要高于60℃。尤其是自镇流荧光灯，由于塑壳内的空间很有限，散热性能又差，在环境温度达35℃时，温升往往达80℃以上。加上电解电容器自身的热损耗，其表面温度会达90℃以上。据报道，使用环境温度每升高10℃，铝电解电容器的使用寿命会降低1倍。目前国产DL11、CL21、CBB22和CBB12等系列电解电容器的耐温一般为75～85℃，从可靠性与安全性上考虑，必须选用使用温度范围为－25～＋105℃的高温型铝电解电容器。如果使用温度上限是85℃的普通型铝电解电容器，在高温条件下，由于电容器内部的电解液受热膨胀加剧，压力增大，轻则会引起电解液通过橡皮封口缝隙逃逸，加速了内部干涸的过程，导致使用寿命的缩短，重则会使耐压大大地降低，发生爆裂而失效。对于直径大于8mm的中高压高温型铝电解电容器，还要求具有防爆结构或防爆装置。

（4）漏电流

电解电容器的漏电流偏大，会发生早期失效。若电容器的

标称电容量是 C(单位是 μ),额定工作电压为 U(单位是 V),当 $C=4.7\sim33\mu F$ 时,施加额定工作电压 5 分钟(25℃下),要求其漏电流 $I\leqslant0.02C\cdot U(\mu A)$或 $5\mu A$(取较大者)。当 $C\geqslant47\mu F$ 时,一般要求 $I\leqslant3\sqrt{C\cdot U}(\mu A)$。

(5) 耐高频脉冲电流能力

任何一个铝电解电容器,可视为是由一个理想的电容器和一个小电阻串联而成,该串联电阻被称作等效串联电阻(ESR)。当电子镇流器采用 APFC 电路时,不仅要求 APFC 升压变换器输出端滤波电容器能承受 400V 以上的高电压,而且还必须能流过 25kHz 以上直至 150kHz 的脉冲电流。当高频脉冲电流在对铝电解电容器充电和电容器放电过程中,ESR 会产生热损耗,于是引起脉动温升。电容器的 ESR 愈小,耐高频脉冲电流能力则愈强。国产中高压高温型铝电解电容器的 ESR 值普遍偏大,生产企业一般也不向用户提供该参数指标。在电子镇流器批量生产中,应该利用专门的仪器对 ESR 进行检测和筛选。

(6) 损耗角正切值 tgδ

在 25℃、100Hz 下,要求电解电容器的损耗角正切值 $tg\delta\leqslant20\%$ ($U=300\sim400V_{DC}$)。

(7) 高温负荷特性

在 105℃环境中,施加额定工作电压和最大允许纹波电流 1000h 后,铝电解电容器的性能在 25℃下应符合以下要求:

a. 额定电流不大于初期规定值;

b. tgδ 不大于初期规定值的 200%;

c. 静电容量的变化率在初始值的 ±20%以内。

(8) 高温储存特性

在 105℃环境中,无负荷放置 500h 后,在 25℃下,电容器的性能应符合高温负荷特性所要求的规定值。

只要铝电解电容器能符合上述要求，其失效率则可以大大地降低。

二、灯启动用电容器的选择

电子镇流器输出电路 LC 串联谐振网络中并联于灯管两端的启动电容器，在电子镇流器通电后，LC 串联电路发生谐振，在电容两端产生高幅值的脉冲电压，将灯点火引燃。在灯点燃过程中，高频电流仍会通过启动电容器，只是数值远比灯电流小。对灯启动电容器的基本要求是：

a. 额定工作电压最低应为 630V，并能承受 1kV 以上的峰值脉冲电压；

b. 交流损耗应尽可能小；

c. 具有优良的高温特性。

在灯启动电容器耐压的选取上，国外一般都留有较大的余量，大多都选用耐压为 1kV 或 1.5kV 的电容器。由于电子镇流器输出端是通过耦合电容与灯管相连接的，所以直流高压不会施加到灯启动电容器上。因此，施加于灯启动电容两端的电压是高频电压。考核该电容的耐压能力，无疑指的是耐高频 AC 电压的能力。

由于灯启动电容器的环境温度较高，对其要求具有耐高温能力。尤其是 16W2D 型这类节能灯，启动电容并不是焊接在镇流器中的电路板上，而是内藏于紧靠灯丝部位的灯管插头塑壳内。该电容的自身温度往往可达 90℃以上，失效率较高。根据灯启动电容的作用及其工作条件，应选用金属化聚丙烯电容器，电容量一般为 2200pF～0.01μF。对于 20W 以下自镇流荧光灯，启动电容的容量大多为 3300pF 或 4700pF。为考核启动电容的耐久性，可以选择 55/100/21 气候类别。其含义是，在－55℃和

+100℃下，试验周期为21天。凡能经受住这种试验的电容器，在实际应用中很少会损坏。

三、EMI滤波用电容器的选择

对EMI滤波用电容器的基本要求是：

a. 具有足够高的耐AC电压能力，尤其是能经受住瞬态高压脉冲的冲击。

b. 具有优异的温度特性。当温度在较大的范围内变化时，其电特性参数可以保持基本不变，从而对EMI/RFI的抑制效果不会产生影响。

c. 必须通过安全认证。

为能满足这几个基本要求，EMI滤波用电容器必须选用金属化聚脂膜固定电容器。此类电容器（如CL62）目前已实现了国产化。

对电子镇流器用其它电容器，同样应具有比较好的耐高温性能。

第八节　电子镇流器印制板线路的设计考虑

虽然电子镇流器电路并不复杂，但由于受印制板尺寸的限制，会给印制板线路设计带来一定的困难。

独立式电子镇流器一般适用于20W及20W以上直管形荧光灯，其罩壳及印制电路板在尺寸上有较大的灵活性，印制电路的设计则比较容易。而对于自镇流灯电子镇流器，其印制电路板（PCB）在尺寸上则受到限制。自镇流灯的灯管、灯管接插件、

灯头及阻燃 PBT 塑壳，都是配套使用的。单就自镇流灯塑壳而言，规格牌号就达几十种，其中多数塑壳直径为 40～60mm。对于电子节能灯整体式镇流器印制电路板，几乎全部采用圆形结构。即使是 2D 型节能灯电子镇流器印制电路板，最大尺寸也仅约 75mm。要在面积很小的印制电路板上安排电子镇流器中的所有元件，确实有一定难度。

电子镇流器印制电路板，必须符合 IEC249《印制板线路用基本材料》等标准的规定，具有良好的绝缘和耐高温性能。电子镇流器用印制电路板，可选用国产环氧敷铜板。

电子镇流器印制板线路的设计必须考虑以下几个问题：

a. 元器件布局应科学合理。

对于电子镇流器中的三大件，即扼流圈、铝电解电容器和功率开关晶体管，不可太靠近印制板的边缘。这是因为自镇流荧光灯的塑壳大体呈圆锥形，如果体积及高度较大的元器件安排到印制板的周边，由于塑壳内周边的空间高度较小，焊接后的印制电路板就不能到位固定，从而使设计好的印制电路报废。

预热启动用 PTC 热敏电阻，应尽量靠近灯丝部位。

对于超温保护用温度传感器（如 NTC 热敏电阻或硅 PN 结传感元件），应紧靠最容易引起温升的元件（如功率开关晶体管）。

电子镇流器的交流电源输入线焊接点不可距功率开关晶体管太近，以避免电源线搭落在开关晶体管集电极散热器上，烧毁绝缘层而发生短路故障。

b. 对于铝电解电容器、功率开关晶体管等所在的大电流通路，不仅要求元件引线尽可能短，而且要求印制板上的线路条宽适当大一些，线条长度尽可能短一些，以限制高频噪声的传导与辐射所造成的干扰。还要求铝电解电容器离易发热的元件远一

些。

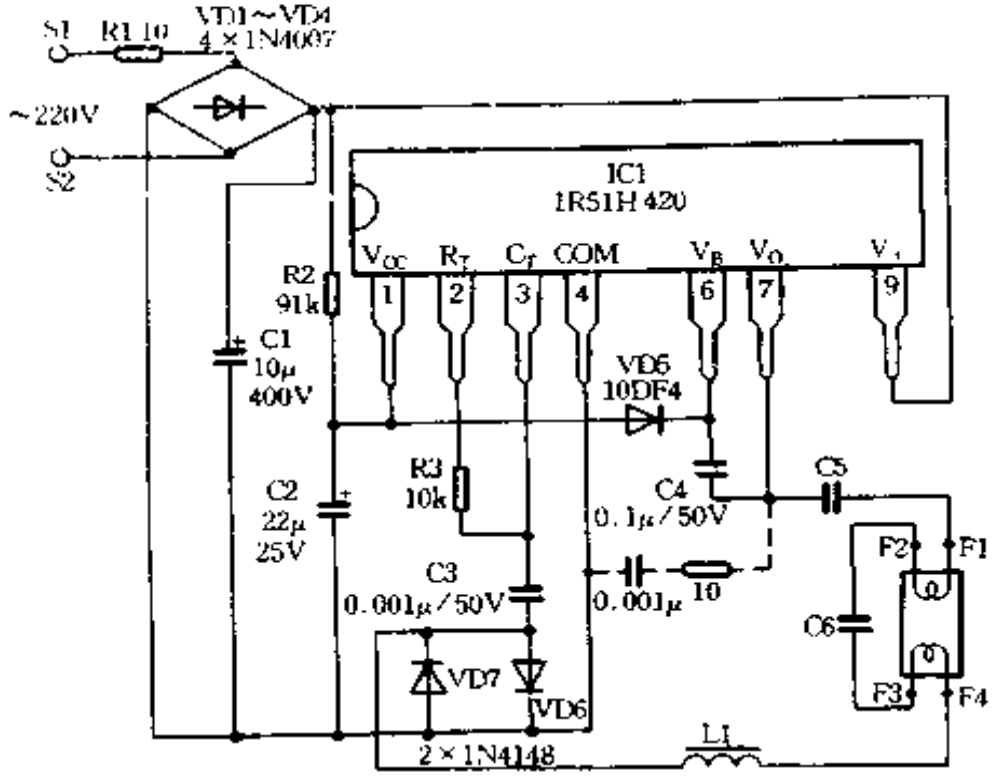
c. 印制板上的焊接点不宜太小，以防止焊接时敷铜脱落。铝电解电容器和开关晶体管(尤其是集电极引脚)引线焊点应适当大一些，并要特别注意安装孔的设计应与元件引线脚距相一致，以防止在插件时元件引脚被折断。对于铝电解电容器，如将其强行插入孔距不配套的电路板，即使引线不被折断，但因应力作用会导致漏电流增大，甚至引起极间短路。同时要求电感器固定脚安装孔和印制板螺丝固定孔等位置和孔径都应该十分准确。

d. 禁止在印制板上设计细线条代替保险丝。

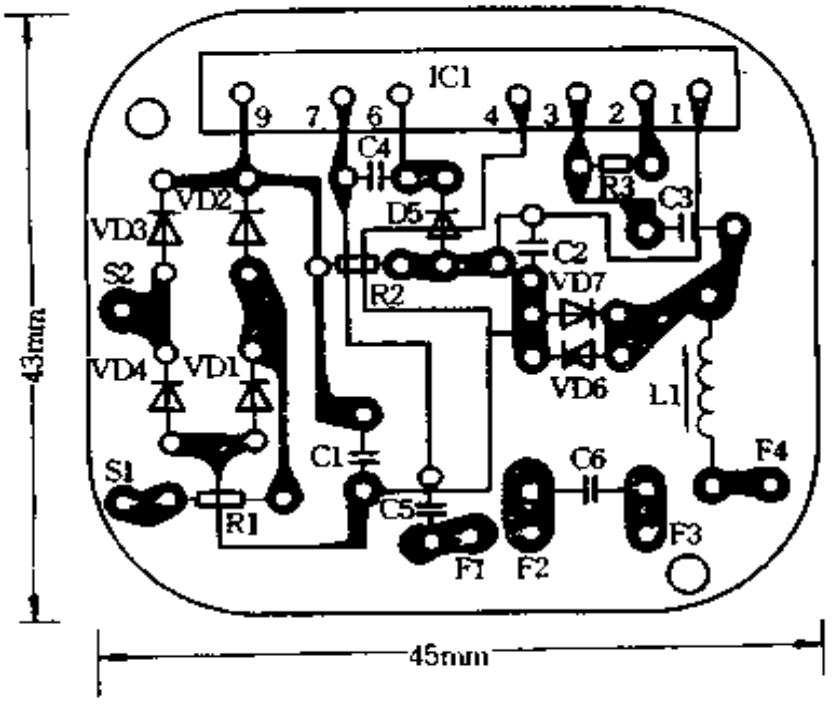
实践证明，如果印制电路板上的线条过细，则很容易在腐蚀过程中出现断路。而不出现断路时，往往会因线条过粗不起熔断丝作用。

图 14－17 为 1R51H420 自振荡半桥厚膜驱动器驱动的 13W 节能灯电子镇流器电路及其印制板图。1R51H420 内装 1R2151 自振荡半桥驱动器 IC 和两个 2.4A、500V 的功率开关 MOSFET。电子镇流器工作频率由 R3、C3 的数值决定。IC1 的⑦脚为半桥逆变器输出。IC1 的⑦脚与④脚之间可增加 RC 串联缓冲网络。VD6、VD7 组成跨零检测电路，以保证 L1 与 C6 组成的串联谐振电路的固有频率与 IC1 振荡器频率同步。图 14－17(b)所示的印制板线路不一定是最佳设计方案，只供作参考。

图 14－18(a)为采用 APFC 技术的 20W 双管直管形荧光灯电子镇流器电路。图 14－18(b)为相应的元件排布(顶视图)及印制板电路。

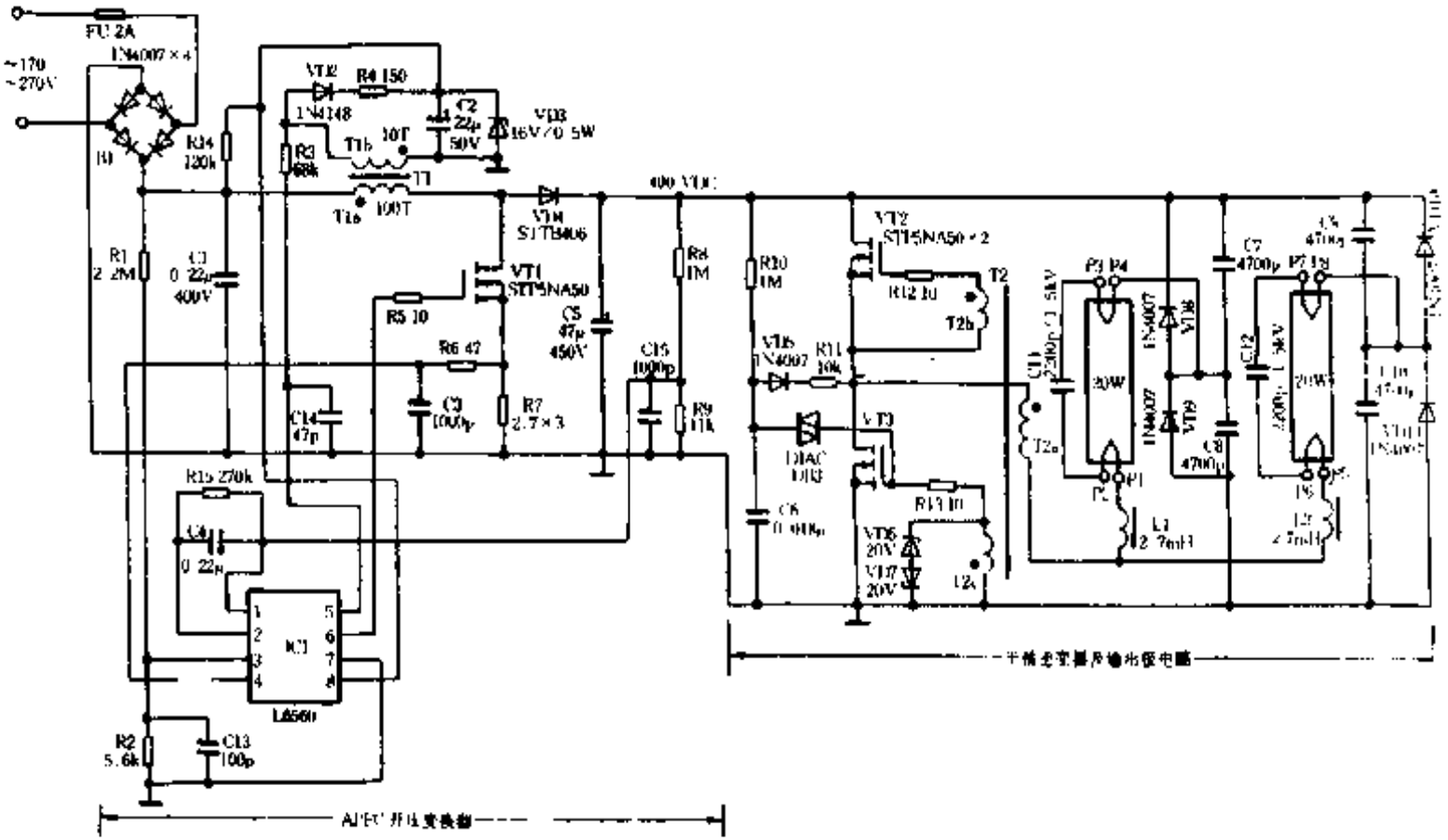


(a)

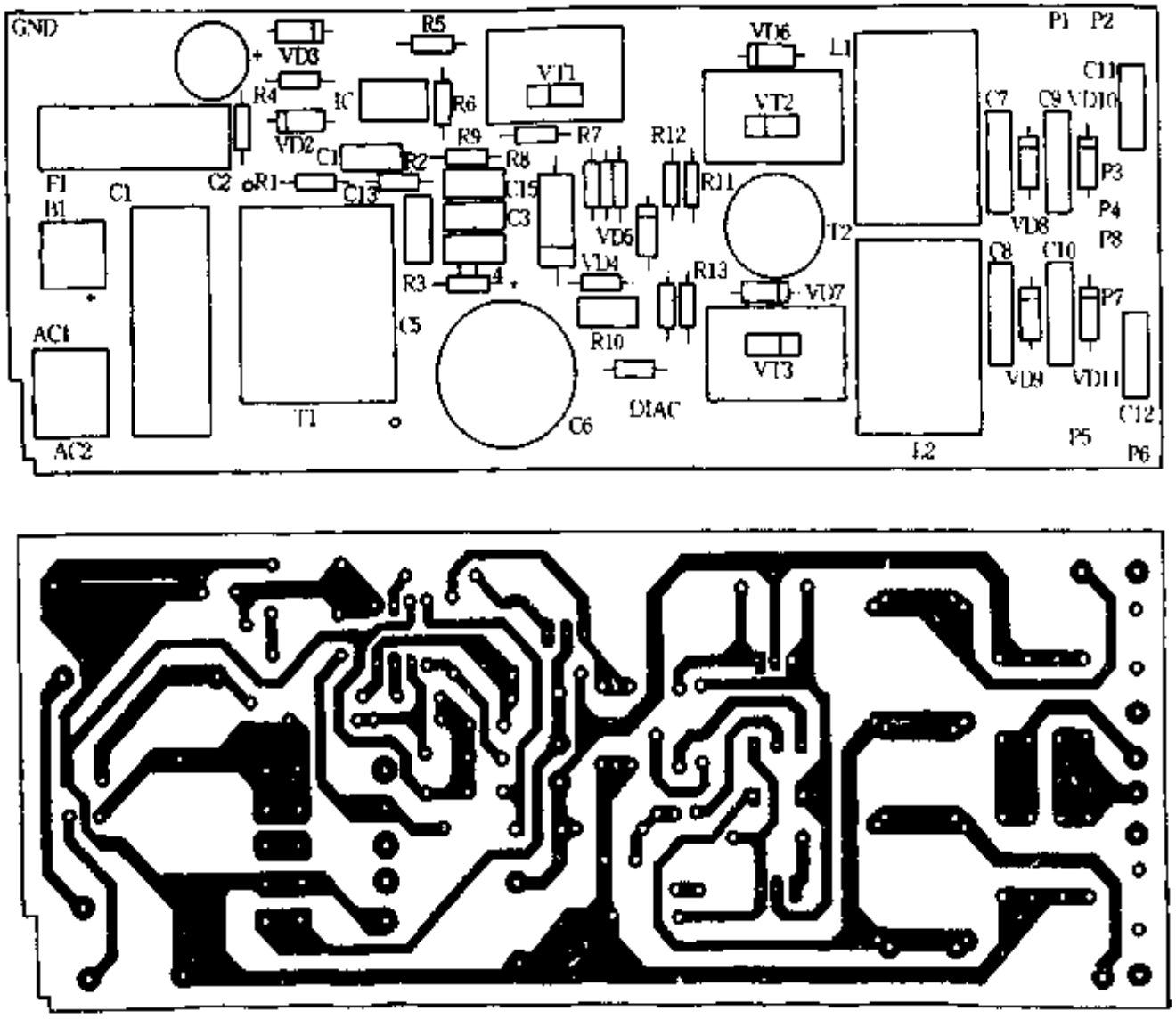


(b)

图 14－17　由 1R51H420 驱动的 13W 节能灯电子镇流器电路及其印制板图



(a) 20W 双管直管形荧光灯电子镇流器电路



(b) 印制板元件排布及印制板图

图 14－18　20W 双管直管形荧光灯电子镇流器电原理图及其印制板图(续)

第十五章

电子镇流器的组装与调试

第一节　元器件的检验与筛选

一、元器件的检验

电子元器件的检验，就是用一定的方法和手段，检测元器件的质量特性，并与相应的产品技术标准进行对比，判断是否合格，以确定该批产品接收还是拒收退回的结论。

电子镇流器用元器件主要有二极管、开关晶体管、专用 IC、电感元件(含脉冲变压器)、电容器和电阻器等几种。无线电爱好者搞业余制作，对所购套件在焊接前需进行 100% 的检查。在没有专门测试仪器的情况下，可借助于万用表来粗略判断元器件的好坏，并确定二极管和三极管等元件的极性。

生产企业在电子镇流器的批量生产中，对于按照设计要求定点购进的元器件应进行检验。对于二极管、三极管、脉冲变压

器磁环和铝电解电容器等几种重点元器件，应 100% 地进行全检，并应同时对开关晶体管和磁环进行分档。为了保证半桥逆变器电路中两个开关管特性参数大体对称，应按 h_{FE} 数值大小对其进行分档。由于国产磁环的电磁特性离散性较大，在相同绕组匝数下的电感量有较大差异，所以必须对其进行分档。否则，在批量生产中，虽然各个脉冲变压器的绕组匝数一样，但上机后有的则不能使电子镇流器正常启动和工作。对于用量较大的电阻和一般电容器，可以采用抽样检验的方法。所谓抽样检验，就是从成批元器件中，抽取部分样品进行检验，并将其结果作为判断该批元器件是否合格的依据。在进行抽样检验中，怎样抽、抽多少、合格与否和如何判断，可按照 GB2828 - 87 或 GB2829 - 87 所规定的计数抽样程序和抽样表进行。元器件一般是按正常二次抽样方案进行交接试验的。元器件出厂的合格质量水平 AQL 一般为 0.65。电子镇流器生产厂家对元器件的 AQL 如果按 2.5 进行验收，则可保证可靠性达到五级水平以上。

为适应电子镇流器开发与生产的需要，一批新型元器件筛选仪应运而生。其中代表性的产品有：

(1) 晶体管检测仪。上海无线电 21 厂生产的 XJ4810 型晶体管图示器，可以显示两个晶体管输出特性对比曲线，为电子镇流器用功率开关晶体管分档和配对提供了便利。KF - 2 型开关三极管分选仪，可以快速测量(每秒超过 1 次)开关时间 t_s、电流放大倍数 β、饱和压降 V_{CES} 和 V_{BE}，四窗口同时数字显示，并具有声光报警等功能。

(2) CF-IA 与 CF-IB 型磁性元件分选仪。磁芯不必绕线即可事先筛选；定点或多档激励电流可选，能根据电子镇流器实际工作条件(高频、大电流)进行检测；快速(每次小于 1 秒)、数字显示、超限报警。

（3）TH2816 型宽频 LCR 数字电桥。是一种高精度（0.05%）、多频率（20Hz ~ 150kHz、共 3023 点）、宽范围、高速度（高达 11 次/秒）、多功能元件参数测试仪。它不仅可用作测量电容量 C、电感量 L、阻抗 $1Z1$、导纳 $1Y1$、电抗 X、电纳 B，而且还可以用作测量损耗 D、品质因数 Q、电阻 R、电导 G 和相角 θ。该数字电桥采用 A、B、C 三窗口数码显示，内置 RS－232C 接口和标准打印接口。

此外，近几年来，国内还推出了新型实用的电容、电感、绝缘电阻和安全耐压测试仪表。这些新型高性能的检测仪器，为电子镇流器生产中的元器件检验和筛选提供了有效手段。

二、元器件的老化筛选

元器件的老化筛选，其目的是为了淘汰早期失效的元器件，使装配在电子镇流器上的元器件更加可靠。老化筛选是一种非破坏性的试验。合理、正确的老化筛选，可使元器件的可靠性提高 1 ~ 2 个数量级。

不同元器件的失效机理不同，老化筛选的手段和条件也不相同。根据电子镇流器用元器件的实际工作环境与条件，老化筛选的主要方法有电老化和热老化两种。

半导体二极管和功率开关晶体管适合于电功率老化。电功率老化需要专门的设备，对被老化的器件施加 1.1 ~ 1.2 倍的额定功率。对于晶体三极管来说，老化电流 I_C 一般取 I_{CM} 的 25 ~ 30%，也可以取 I_{CM}。老化电压 V_{CE} 根据所施加的功率取适当值。老化时间一般不低于 12h。器件在功率老化之后，自然存放 4h 以上，再进行检测。经过电功率老化的器件，如果淘汰率高于 10%，则属于反常，表明该批次的产品质量较差。对电解电容器的电老化筛选，主要是选择室温电压老化方案。具体条

件是，对电容器施加 1.2 倍的额定工作电压，通电 4h。如果能在最高使用温度（如 105℃）下，施加额定工作电压（如 400V）进行电压老化若干小时，效果更佳。

热老化主要是选择高温储存方案。热老化温度视元器件类别而定。对于硅二极管和三极管，不低于 125℃，时间不低于 12 小时；对于高温型铝电解电容器，可选择 105℃，时间不低于 12 小时。元器件热老化后，在室温下储存 4 小时以上，方可进行检测。热老化设备比较简单，普通电烘箱即可，费用也较低，一般生产企业都容易办到。

三、小批量装机试用，进行认定试验

对元器件在常温（如 25℃）下静态参数的测试结果，并不能完全反映其高温下的动态特性。有条件的生产企业，对开关晶体管这一关键器件，检测其高温下的电气参数尤其是一些动态特性参数，是非常有效的筛选手段。在没有检测设备和仪器的情况下，对于购进的每一批次的元器件，应该随机抽取一部分，组装一定数量（一般要求 10 个左右）的电子镇流器，并接入相配套的荧光灯，在室温下通电 12 小时，或在 65℃下通电 8 小时，观察电子镇流器工作是否正常。试验表明，在 170 ~ 250V 的 AC 电压和 65℃下，如果电子镇流器与荧光灯配套工作，能连续点燃 8 小时不出问题，则可证明元器件的高温特性是良好的，电子镇流器设计是合理的。即使是在室温条件下，如果荧光灯连续点燃 12 小时不出现故障，则证明元器件是可以选用的。

为确保电子镇流器的质量，生产企业对元器件和关键材料应实行定点供货，并要求元器件和材料生产厂家提供价格合理、质量可靠的产品，并提供检测数据和例行试验报告。事实证明，如果选用经过质量认证或安全认证的产品，选用通过质量体系

认证的企业生产的产品，一般不会发生质量事故。

电子镇流器虽然是一种小家电产品，但对元器件和塑料件等材料的要求是相当苛刻和严酷的。如果对元器件不经过严格的检验和筛选就装机使用，必然会付出沉重的代价，受到用户和市场的惩罚。

第二节　电子元器件的焊接

电子元器件经过筛选和分档后，可以进行焊接。目前只有少数生产企业在电子镇流器生产中采用流水生产线插装和焊接，而多数小企业都采用浸焊方法。所谓浸焊，就是将插装好的印制电路板（有焊接点的一面）先放置到助焊剂中，使印制板上焊点部位及元件引线的一部分浸附上一层助焊剂，尔后再将印制板水平置于焊锡锅中，停留时间不得超过 5 秒。为防止个别焊点焊接不良，在剪腿后还要使用电烙铁进行补焊。

无线电爱好者业余制作，都是使用电烙铁焊接。为确保焊接正确，不出现漏焊、虚焊，并避免损坏元器件，应注意以下几点：

（1）插件时要"对号入座"，保证元件在印制电路板（PCB）上的位置准确无误，元件的极性不可接反。

（2）焊接前要对焊点或焊接部位作充分的清洁准备。如果部分焊点和元件引线表面存有氧化层或污物，尤其是对电感线圈漆包线两端焊接处（约 5mm 长）的绝缘层，应该用刮刀或砂纸刮擦干净，露出金属光泽，然后立即涂少量的松香酒精溶液或专门的助焊剂，再用烧热的电烙铁镀上一层锡。这一步是十分重

要的，是保证焊接质量的重要环节。

(3) 焊接工具可使用20～25W的内热式电烙铁。无论电烙铁头是扁头还是圆头或斜头，对于新电烙铁或较长时间未用过的电烙铁，在使用前须对焊头进行镀锡处理。方法是用细锉或零号砂布将烙铁头顶端的表面氧化膜除净，通电将烙铁头加热到焊接温度后，用其顶端在松香上烫一下，再去熔化焊锡，使烙铁头顶端表面都镀上焊锡。如果烙铁头顶端局部表面未镀上锡，则应在缺锡的部位重作清洁处理和镀锡。近年来上市的一种新型电烙铁头，不是用紫铜而是改用一种特殊合金材料制作的，它的顶端已上好了锡，这种烙铁不易"烧死"(即烙铁头顶端形成一层黑色氧化膜，焊接时沾不上锡)，也不需要修锉。当其表面有氧化物或焊接残渣时，只要用布或纸一擦就干净了。此种电烙铁头有尖形、扁形和斜形，可与普通相应功率的电烙铁头互换。为防止焊接过程电烙铁烫坏桌面，在电烙铁不用时利于散热，可自制电烙铁架。

(4) 电子元器件焊接应选用性能良好的焊锡丝，它的中心包有松香。常用的助焊剂有松香和焊锡膏。松香对金属没有腐蚀性。松香内含有一种松香酸，在焊接温度下可去除金属表面的氧化膜，同时受热汽化而挥发。为了焊接方便，可将松香放入浓度95%的酒精中搅拌溶解后使用。市售焊锡膏牌子很多，劣质品也不少，应尽量不使用其作助焊剂，以避免电烙铁和被焊件受到腐蚀。由于它比松香去除金属表面氧化层能力强，一般只是在焊接铁的焊件时才使用，焊PCB禁止用焊锡膏。

市售焊锡丝劣质品也比较多，应择优选用。在使用焊锡丝焊接时，有时还要加少许助焊剂。焊接时将焊锡丝、烙铁头与被焊件和焊盘接触，焊丝受热熔化流到焊接结合面上，形成焊点。在使用焊锡焊接时，应在焊点处涂少量的助焊剂，用烙铁头带少

量的焊锡压在焊点上，待焊锡熔化浸没焊点时，即将烙铁撤离，焊点处就形成一个光亮的小半球形焊点。

对几种有源器件的焊接，具体要求是：

a. 焊接整流二极管和开关晶体管，电烙铁不宜超过 60W，焊接时间应小于 5 秒钟，并用尖嘴钳或镊子夹住，以帮助散热。

b. 焊接 MOSFET 时，电烙铁应不大于 30W，并应良好接地。焊接人员尽量不穿尼龙服装，以防止产生静电感应。工作台面也应良好接地。为防止击穿，应先焊栅极。

c. 焊接 IC，一般使用 25W 电烙铁，并应良好接地。焊接时间不宜过长，一般应 3 秒为宜。在对扁平式 IC 焊接时，外引线应与印制板平行，不得穿引扭焊，外引线不得自根部弯折。

第三节　电子镇流器的调试

电子镇流器的调试是指焊接好的印制线路板经检查无误后，大多是在不装外壳的情况下，其输出端配接功率相应的灯管，输入端施加额定交流电源电压，通过调节电子镇流器中个别元件的参数，使灯管工作在额定状态。同时，将出现故障的电子镇流器剔出，以进行返修。

生产企业在大批量生产中，电子镇流器的调试需使用专用夹具、工装、监测仪表和固定的标准灯管等。待调电子镇流器的输入交流电源线接可调电源变压器输出端，并且还并接一个交流电压表用作电压监测。在调试时，通过交流调压器给电子镇流器逐步增压，一般在 130V 左右的电源电压下，电子镇流器就会被启动，灯管能够点亮。尽管在电子镇流器产品标准中对最

低启动电源电压没有作具体的规定，但大多数生产企业根据我国工频市电电网波动较大的现状，都将电子镇流器的启动电源电压定在150V以下。如果交流电压表上的指示值到了150V灯管还不亮，只有电压升高到150V以上才能点亮，则将其挑出，由专人负责采取措施去降低电子镇流器的启动电源电压。将电子镇流器的启动电源电压规定不超过150V是有其根据的。在用电高峰期，我国有许多地区尤其是广大农村，电网电压降至180V的情况时常出现，有时甚至会低于180V。有很多国产电子镇流器，启动电源电压在冬天会比夏天高约30V。如果电子镇流器在夏天30℃左右的室温下需施加150V的交流电压才能被启动，那么在冬天室内未采取供暖措施时，只要室温降至0～5℃，往往需要180V以上的电压才能将电子镇流器启动工作。如果在用电高峰期电网电压降到180V以下，灯则不能点亮，这就失掉了电子镇流器低压启动之优点。

如果被调电子镇流器能够在120～150V的交流电压下启动，则应将交流电压调到220V的额定值。在额定输入电源电压下，如果灯管实际功率(或实际电压和电流)与额定值比较，偏离了所允许的范围，则必须调整扼流圈等元件参数，使灯管能够在额定条件下工作。若电子镇流器采用金属外壳而不是阻燃塑料外壳，在调试时应将金属外壳扣到印制线路板上。试验证明，已经焊接好的线路板盖上金属外壳后，灯管功率往往会增加。如果不装壳把电子镇流器输出参数指标恰好调整到规定值，那么装上罩壳后，因会使镇流器中磁性元件的电磁特性发生变化，从而导致灯管电流和功率增加，影响灯管的使用寿命。

无线电爱好者业余制作，对电子镇流器的调试应该特别注意以下几点：

1. 由于电子镇流器是通过桥式整流器直接将工频市电变

成直流电的，未采取隔离措施，所以在通电试验和调试中，应格外小心，防止触电事故发生。

2. 如果手头没有交流可调变压器，最好在待调电子镇流器输入电源线上接一个交流电源开关。在通电前先将开关置关断状态，再将电源插头插到 220V 的交流电源插座上，尔后接通开关，给电子镇流器通电。如果不接交流电源开关，直接将电子镇流器输入端电源插头插到工频市电电源插座中，往往会在接通电源时因接触时的瞬态能量冲击和浪涌冲击，增加电子镇流器中功率开关晶体管等元件损坏的几率。

3. 在接通电源试验和调试前，应对焊接好的线路板反复进行检查，看元件是否有插装和焊接错误，引出线是否焊接正确，是否有虚焊、漏焊、短路及开路故障，带极性元件的电极极性是否接反。在确证无误后，方可通电。

4. 由于电子镇流器的工作频率大多为 25 ~ 70kHz，大多数测量点的信号波形又不是标准的正弦波，所以在没有相应频率响应的真有效值数字化仪表或电子镇流器专用测试仪的情况下，不可以用普通工频表或万用表去测量电子镇流器的高频电流和电压等电气参数。对于未采取功率因数校正措施的电子镇流器，其输入电源电流也不呈正弦波形，而是幅值较大的不连续的窄尖峰脉冲，因此，也不能利用工频电流表去测量电子镇流器的输入电源电流。

5. 在对电子镇流器进行通电试验时，如出现保险丝熔断现象，应断开电源，但不能马上换上新保险丝接通电源，否则不仅会将新换上的保险丝再次烧断，还会使电子镇流器的故障进一步扩大。正确的做法是，在切断电源后，应首先查找引起保险丝烧断的故障并予以排除，再换上规格相同的保险丝后方可通电。

被调电子镇流器通电后，如果灯管不亮，应检查脉冲变压器

各个绕组同相端是否接错，元件是否接错，极性是否接反，是否有虚焊、漏焊和开路或短路故障，元件是否击穿，直到找出原因为止。如果灯管两端亮而中间不发光，说明镇流器的振荡电路已起振，只是施加到灯管两端的电压偏低所致。此故障现象大多是因并接在灯管两端的启动电容容量偏大引起，只要换上小一些的电容，故障则可排除。如果出现灯闪烁(频率一般为3～8次/秒)，多因电子镇流器中与灯管或扼流圈相串联的隔直电容击穿引起，也可能是元件虚焊所造成。如果灯管能点亮，但灯功率过小或过大，使灯亮度过弱或太强，则需要调整电子镇流器中个别元件的参数，使电子镇流器输出参数与灯管的额定参数相匹配，从而保证灯管在额定条件下正常工作。

业余爱好者在电子镇流器调试中，比较容易出现的错误就是关于灯管电流的监测问题。

其一是采用图15－1所示的间接测量灯电流的错误线路。

这种方法是用灯管的标称功率 P、被调电子镇流器的额定输入电源电压 V = 220V，并假定电子镇流器的输出功率与输入功率相等，来间接计算所要求的灯管电流反映到输入端的相应电流值。例如，若电子镇流器所接灯管额定功率 P = 40W，电子镇流器输入功率等于输出功率，即 $P_{IN} = P = 40W$，输入电源电流 $I_{IN} = P_{IN}/V_{IN} = 40W/220V = 0.18A$。以此计算结果作为灯电流调试的标准，在调试时使用可调变压器将电子镇流器输入电压调到220V的额定值，再调整镇流器中扼流圈等元件的参数，只要监视用电流表上的指示值达到0.18A，即视作符合要

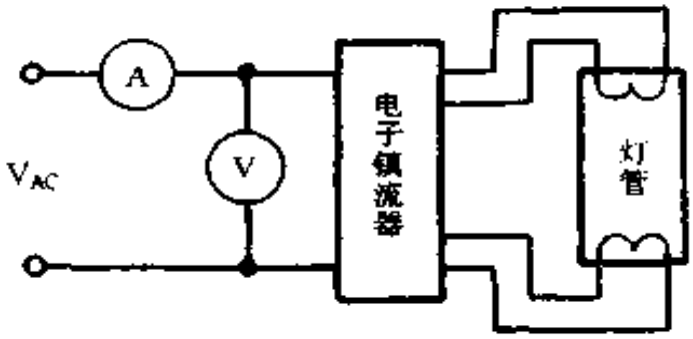


图15－1　间接测试灯电流的错误线路

求。该法存在的问题主要有：一是电子镇流器的效率和功率因数都小于 1，输入功率则大于输出功率，即使输入端电流表测量值是真有效值，按公式计算出来的输入电流值也并不能间接较准确地反映灯管的额定工作电流。由于不同电子镇流器的效率和功率因数均不一样，所计算出来的输入电源电流值也就难以用一个确定的因数进行修正；二是业余制作的电子镇流器即使采用了无源 PFC 电路，其输入电源电流也不可能呈标准的正弦波形。因此，使用只适合于工频正弦波有效值测量的普通电流表来监测电子镇流器的输入电源电流，必然会引入较大的误差。由于不同电子镇流器输入电流波形并不相同，同样也难以用一个适当的波形因数对测量结果进行修正；三是灯管结构、材料和制作工艺不同，灯管功率因数也不相同。额定功率一样而型号和种类不同的灯管，有的额定工作电流相差甚远。也有些灯管，额定工作电流和电压相同，但额定功率不同。例如 T_{12}(φ38)和 T_8(φ26)型灯管，额定工作电压都是 103V，额定工作电流均为 0.43A，但 T_{12}型灯管的额定功率是 40W，而 T_8 型灯管的额定功率为 36W。由此可见，按公式计算的输入电流值作为调试灯管电流的参考标准，不可能将电子镇流器的输出特性参数指标调整到比较令人满意的结果。试验结果也足可以否定这种调试监测方法。在对电子镇流器通电试验时，有时灯管亮度本来比较正常，但按上述方法进行调试，反而会使灯管亮度变得很不正常，其结果令人失望。

业余爱好者在对电子镇流器进行通电试验和调试中，容易出现的另一个误区，就是采用了如图 15－2 所示的测试灯电流的错误电路。具体的方法是在电子镇流器输出端 LC 串联谐振网络中，分别在扼流圈(L1)和启动电容(C1)支路上串接一个普通电流表(或使用万用表，将拨子开关置 500mA 交流电流挡)，

调试中观察两个电流表的指示值，只要两个电流表读数之差值等于灯管额定工作电流（即 $I - I_C = I_L$），则视为被调电子镇流器已进入到最佳工作状态。

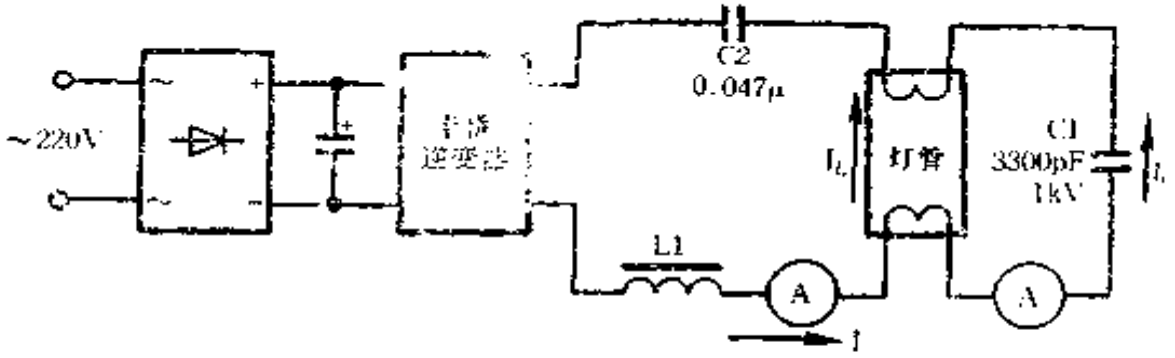


图 15－2　使用两个普通交流电流表调试灯电流的错误电路

事实上，这种调试监测方法在灯管外部是找不到灯电流检测点的。对于电子镇流器配接的灯管，流过灯管的电流是高频电流，同时又被电子镇流器的直流电压（幅值和纹波波形）所调制。通过扼流圈的电流和通过启动电容的电流又不是标准的高频正弦波，所以使用普通电流表（或万用表）去测量高频非正弦波电流是不可以的。灯管并不呈纯电阻性，通过扼流圈 L1 的电流 I 与流过启动电容 C1 的电流 I_C 之间存在相位差，而且这个相位差对于不同的电子镇流器并不相同。因此，即使是使用了相应频率响应的数字化真有效值电流表测出了 I 与 I_C 的精确值，也很难通过数学上的复数运算求出灯电流 I_L 值。

对于灯管电流（有效值、峰值与波峰比）的测量远非有些人想像的那样简单。即使手头有高科技检测仪表，对灯电流的测量也必须设计高精度电磁感应式高频电流取样传感器，对灯管导入阴极电流和灯丝电流进行取样，并把灯管阴极看作一个节点，根据基尔霍夫第一定律，则可获取灯管电流信号。

无线电爱好者业余制作，主要检测手段就是万用表。在对焊接好的电子镇流器进行通电试验时，若灯管不亮，可借助于万

用表作故障诊断及其排除。如果灯管可以点亮，但灯管亮度很不正常，此情况下并不需要使用万用表进行调试。为使电子镇流器特性参数与灯管相匹配，使灯管大体能在额定条件下工作，光输出适中，需要调整镇流器中个别元件参数。究竟灯管亮度调到什么程度合适呢？这就需要有一个"基准灯管"作为参考。"基准灯管"及其配套使用的镇流器（电感式或电子式均可），最好选取名牌（如电工牌）产品，而且就近正在使用无需购买。在电子镇流器调试过程中，观察被调灯管亮度变化，只要与正在点燃的"基准灯管"亮度大体相当即可。此法简便易行，其应用效果主要取决于目测的经验与水平。比较有经验的调试工，不必借助于"基准灯管"，只是靠观察被调电子镇流器所接灯管的光效，同时利用对灯管中间管壁温度的手感经验，即可将电子镇流器调试到接近于最佳状态。

电子镇流器中比较便于调整的元件是不多的，主要有扼流圈和脉冲变压器。如果在通电试验中，发现灯光太暗，则可以减少扼流圈匝数或调整磁芯气隙使电感值小一些。如果扼流圈很快发热，则表明其漏磁太大，应减小气隙长度，亦即减小牛皮纸衬垫厚度。改变脉冲变压器初、次级绕组匝数，也能改变电子镇流器的输出特性参数，但远不及调整扼流圈效果明显。如果扼流圈使用了磁隙由磨床研磨而成的磁芯，则不需要垫纸。要调整使用了这种磁芯的扼流圈，主要是靠线圈匝数的改变去调节电感量的大小。调整扼流圈参数并不只是影响灯电流，同时也会使灯管的其它参数发生变化。业余制作调试，只要达到基本满意即可。没有专用监测仪表，是难以把电子镇流器调整到最佳工作状态的。

第四节　电子镇流器的安装

独立式电子镇流器的安装，是指经过调试的线路板或调试后经过老化的线路板，按规定要求装入并固定在外壳中。电子镇流器的输入及输出端引出线或接线端子都延伸到外壳外，并有明显的标识，以供用户装灯使用。如果生产企业组装的独立式荧光灯电子镇流器需配灯销售，还应把带有外壳的电子镇流器固定在荧光灯支架上面，电子镇流器输出端引出线直接与灯管相连接，输入电源线接线端子外露于罩壳外部，以供用户安装时使用。业余制作的独立式电子镇流器，一般都要接灯管使用，因此必须把镇流器连同外壳固定到荧光灯支架上。整体式电子镇流器主要是指自镇流灯电子镇流器。整体式电子镇流器的安装，是指把已经过调试的线路板装入并固定在带有灯头的塑壳内，同时必须把镇流器的输入端引出线和输出端引出线分别焊接在灯头和灯管引出端子或引出线上。

电子镇流器安装所需要的引出线、接线端子、固定零部件和外壳等都必须符合 GB15143－94 和 GB16844－1997 等标准规定的安全要求。

电子镇流器所有导线尤其是电源线必须具有良好的绝缘性能。导线和 EMI 滤波器中的元件必须通过了安全认证。电子镇流器塑料外壳及连接件，应采用耐高温的 PBT 阻燃塑料制作而成。若采用金属外壳，则应具有防腐蚀措施和良好的防腐蚀性能。若外壳带有接线图或说明及标志，图形或字迹应清晰可见且不易脱落。

当电子镇流器中的功率开关晶体管利用电子镇流器的金属外壳作散热器时，必须设置绝缘内衬，以防止两个功率开关晶体管的集电极连通。如果在晶体管与镇流器金属外壳之间不采用绝缘衬垫，那么则要求两个晶体管所紧贴的金属外壳部分互相之间留有足够的气隙或采用其它措施进行隔离。若功率晶体管不是利用镇流器的金属外壳散热，而是单独加设散热器或者不加散热器，应确保晶体管散热器或晶体管集电极与外壳之间留有足够的距离，绝对不能使其与金属外壳接触。在镇流器金属外壳不加绝缘内衬时，镇流器中所有带电部件与外壳之间的爬电距离和电气间隙不能小于 GB15143－94 的规定要求。在电子镇流器安装过程中，如发现个别元件焊接时因留的引脚过长使其碰到镇流器金属罩壳或与外壳之间的电气间隙过小，应对这样的元件重新焊接，使元件与印制电路板之间的引线尽量短一些，以降低元件在印制板上的高度。即使电子镇流器使用塑料外壳，带电部件也不应与外壳相碰在一起。

整体式电子镇流器大多安装到镇流器与灯组成的一体化的自镇流灯中。在线路板被插入固定到带有灯头的塑壳内之前，应首先将镇流器的交流输入电源线焊接到灯头上。两根交流电源线的长度应适中。如果输入电源线过短，电源线焊接到灯头上后则难以将线路板就位固定；如果电源线偏长，则易搭接到元件上。在安装过程中，若不留心将电源线搭落或缠绕到功率晶体管集电极金属散热片上，易烧坏电源线的绝缘层造成短路，损坏电子镇流器。在向灯头上焊接电源线时，应首先对灯头焊接处的表面作清洁处理，露出金属光泽。焊接时使用的电烙铁功率不能过小，助焊剂可采用焊锡膏或松香。焊接点应圆滑、光亮、牢固。整体式电子镇流器一般在输出端有 4 根引出线，必须将其焊接到自镇流灯的插头座上，以在灯插头插入插座后，使电

子镇流器的输出端引出线与灯丝相连接。在焊接时，应防止焊接温度过高或焊接时间过长，以避免焊接点周围塑料件软化而引起插头座变形。否则，会出现灯管插头不能够插入，或虽能插入但接触不良，使灯不能点亮或出现灯闪烁。

不论是独立式还是整体式电子镇流器，在安装时应把固定件上紧。要求所有螺丝、载流部件和连接件，都能承受在正常使用中的机械应力。电子镇流器安装所使用的材料、零部件和外壳等质量优劣及安装工艺操作规程正确与否，直接影响电子镇流器的可靠性及安全性。

如果安装后的电子镇流器与灯管配套销售，应当通电进行老化。只要备有足够的老化台，老化时间适当长一些是有益的。在电源电压为额定值的 90% ~ 110%、环境温度为 10 ~ 35℃下，镇流器配灯工作，不仅要求镇流器能使灯满意地启动，而且连续工作时间至少应为 8 ~ 12 小时。对镇流器配灯进行老化，可以剔除早期失效的产品。若电子镇流器未采取有源谐波滤波及 PFC 措施，每台老化设备应科学设计所接镇流器与灯管配套老化的数量，并采取必要的措施，以防止因过多的电子镇流器密集通电工作导致过量的电流谐波使镇流器成批损坏。在业余制作中，对一个或数只电子镇流器配灯老化，一般不会发生因镇流器未采取 PFC 措施而损坏的现象。

第五节　电子镇流器主要参数及其测量仪器

一、电子镇流器的主要参数及其技术要求

荧光灯交流电子镇流器的参数及其指标，是衡量电子镇流器技术性能优劣的标志。电子镇流器的性能要求和安全要求必须符合 GB15143、GB/T15144 和 GB16844－1997、GB/T17263－1998 等有关标准的规定要求。

荧光灯交流电子镇流器的主要参数及要求如下：

a.额定电源电压及电源电压范围。生产厂家对该参数必须向用户提供，应在电子镇流器 AC 输入端的接线端子处或在镇流器外壳上面明确标志，并在使用说明书中说明。

b.额定输出功率或与镇流器匹配灯的功率、型号及灯数。为避免电子镇流器与荧光灯不配套导致镇流器或灯管损坏，生产厂必须向用户明确说明与电子镇流器配套荧光灯的功率、型号及灯管数量，不允许出现"可配接 16～40W 荧光灯"这类的使用说明，除非是电子镇流器采用了特殊的自动调整电路。

c.线路功率因数(λ)。其含义已在本书第一章第五节中作过介绍。在额定电源电压和额定频率下，镇流器与灯配套工作，线路功率因数与标称值相比，要求不得相差 ±0.05。

d.电源电流谐波含量。AC 输入电流谐波含量包括电源电流总谐波含量(THD)及若干次谐波分量值。镇流器与灯在额定电源电压下工作，达到稳定工作状态之后，低谐波畸变型镇流器

(带"L"标志)和带"H"标志的镇流器电源电流中的谐波含量不得超过 GB/T15144 和 GB/T17263 的规定限制值。

e.流明系数(μ)。在额定电源电压下镇流器与灯配套工作时,镇流器的流明系数不得低于制造厂规定值的 95%。如果所规定的流明系数低于 90%,则应提供证明说明与这种镇流器配套工作时不致损坏灯的性能。

f.灯电流波峰系数。它是指灯电流的峰值与方均根值的比值。在额定电源电压下,镇流器与灯配套工作,当灯达到稳定工作状态时,单个高频灯电流波的波峰系数不得超过 1.7;在网络电源频率下调制高频,对已调制的波形灯电流的最大波峰系数也不得超过 1.7。

g.灯预热启动时间。通常采用控制阴极电流或控制阴极电压进行预热的方式来提供预热阴极灯的启动,最大有效加热电流在预热过程中的任何时刻不得超过规定的预热电流极限值,预热时间至少为 0.4s。灯阴极预热启动除阴极预热时间要求不小于 0.4s 外,同时还必须满足 GB/T15144、GB/T17263 等标准的规定要求。

此外,电子镇流器的参数还有额定电源电流、工作频率、效率和使用温度范围等,这些参数也可以在制造厂的说明书中给出。

在电子镇流器的参数中,有些参数必须向用户提供或说明。从检测的角度看,有些参数生产企业必须对产品 100%地进行检测,也有一部分参数只是交收检验和例行检验项目,按 GB2828、GB2829 分别规定的抽样方案和合格质量水平(AQL)或不合格质量水平(RQL)进行抽样、检验和评价。

二、电子镇流器参数测量仪器

电子镇流器虽然只是用作荧光灯启动与限流的小电子装置，但其各项参数的测量却是高科技领域中的一个研究课题。由于电子镇流器参数比较多，而且在对其测量中，需要与荧光灯配套工作，因而又涉及一些光电参数的测量，如果按照传统的方法，测什么参数买什么仪表，则需购买多台仪表，这不仅在测试中费工费时，而且也不经济。我国电光源行业和电子行业的工程技术人员，经对部分引进测量仪表消化、吸收和技术创新，于1990年后，陆续研制出电子镇流器光电参数综合测试仪和测量系统，为电子镇流器的开发和大批量生产提供了不可缺少的手段，从而有力地推动了我国绿色照明产业的蓬勃发展。

电子镇流器综合参数测试仪器以硬件精确取样、由软件分析计算，将先进的测试技术和计算机技术有机结合在一起，不仅能对各种参数进行快速测量和数字化显示，而且具有打印功能。

目前国产电子镇流器参数测试分析仪牌号比较多。其中，代表性产品有GC2468Z型电子镇流器综合测试分析仪（国家电光源质量监督检验中心生产）、HB－2A电子镇流器性能分析系统及PF9810A智能电量测试仪（杭州远方仪器有限公司生产）、KDC－1型电子镇流器节能灯性能电参数测试仪（西安交通大学安泰高新技术开发公司生产）、8793型节能灯电子镇流器开关电源专用测量仪与8796型电子镇流器输出特性测量仪（青岛青智仪器有限公司生产）、8713P与8717A－P型节能灯输入特性测量仪（山东艾诺仪器公司生产）等。此外，还陆续推出了高强度气体放电灯电子镇流器测试仪（如KDC－2型、8700GF型等）。这些测量仪器比进口仪器的费用要低得多。

电子镇流器全性能参数测试仪必须经过国家权威计量机构

的检定并获得计量检定证书方可以销售和使用。不论是哪一种牌号的电子镇流器参数测试仪，都具有以下几方面的功能：

a.电子镇流器启动特性的分析与测量：具体包括开路电压、灯丝预热电流(或电压)的峰值、有效值、波形及预热时间；

b.输入回路的测量：输入电源电压、电流峰值、真有效值、视在功率、有功功率、线路功率因数、电网频率、波形失真度、输入电流及电压的总谐波含量和1～39次电流谐波分量值；

c.输出回路的测量：具体包括灯管电流和电压、导入阴极电流和灯丝电流的波形峰－峰值、真有效值、灯电流波峰系数和工作频率、输出功率、光通量流明系数等。

电子镇流器参数测试仪一般是既有数字面板显示，又有便于示波器观察的模拟输出，同时还可以打印出参数测量结果及波形。其中有些测试仪，只要不要求打印测试数据和波形，不依赖外接微机也能在2分钟之内(含接线时间)将电子镇流器30多项光电参数(计上百个数据)测试一遍。

关于电子镇流器的耐电压、绝缘电阻、接地电阻和泄漏电流等安全参数的测量，也有相应的安全性能综合测试仪可供选用。

在电子镇流器设计、开发与生产中，如果没有基本的检测手段，是根本无法保证产品质量的。国产高性能电子镇流器参数测试仪器的研制及其发展，将推动电子镇流器技术水平和质量水平的提高。

第十六章

电子镇流器的检修

电子镇流器在我国虽然已有十几年的发展历史，而且目前已形成较大的生产规模，但是，迄今为止，几乎没有任何一家家电维修部门承接电子镇流器的维修业务。尤其是对于电子式自镇流荧光灯来说，不论在使用中是镇流器损坏，还是灯管出了故障，只要灯不能再点亮，用户只有遗弃报废。由于受消费者"买贱不买贵"的心理影响，低价位、低档次的国产电子镇流器和自镇流荧光灯在市场上占主导地位，其价格非常便宜。家电维修部门认为承接电子镇流器或自镇流荧光灯的维修业务无利可图，致使该产品被拒之门外。在发达国家，电子镇流器这类小家电产品，属于一次性的消费品，对其更是无维修服务可谈。国外生产商依靠过硬的产品质量赢得用户，立足点主要是产品的可靠性，并非是"三包"承诺。

我国大多数电子镇流器和自镇流荧光灯生产企业尤其是一些国有企业，对用户都有在一定时间内的"三包"承诺，所以对用户退回的出现故障的电子镇流器和自镇流荧光灯，并不是作为垃圾处理掉，而是由专人进行修复。无线电爱好者对出现故障的电子镇流器或自镇流荧光灯，大多都想自己动手进行修理。

事实上，电子镇流器的检修费用总是要比重新购买一个合算一些。基于上述原因，我们在本章介绍一下电子镇流器检修基本知识。

第一节　电子镇流器检修基本方法

电子镇流器的检修方法主要有外观检查法（即观察法）、万用表测量法和替代法3种。而波形观察法一般只适用于生产与制作中的调试，而对电子镇流器故障诊断实际价值不大。原因比较简单，目前绝大多数电子镇流器电路，振荡器的启动与高频振荡的维持，是依靠包括荧光灯和LC串联谐振电路在内的闭环反馈实现的。无论是电子镇流器出了故障还是灯出了毛病，振荡电路往往会停止工作，因而也就没有高频信号波形可以观察。

一、外观检查法

外观检查法，就是借助肉眼观察电子镇流器中的元器件和灯管是否出现异样。如果铝电解电容器击穿，外壳往往会爆裂。一旦出现这种情况，无需检测即可判断需要更换。铝电解电容器失效，有时因电解液严重外逸而“发胖”。只要电容器出现“发胖”现象，也无需作进一步的检查。

功率开关晶体管损坏，严重时塑壳会炸裂。在自镇流荧光灯中，开关晶体管损坏，有时还会连带其基极尤其是发射极串联电阻烧毁，在电阻表面出现黑色烧痕。一旦出现这种情况，即使开关管外观无异样，一般也可判断其发生了击穿。观察被检电

子镇流器配套的灯管，如果在其两端或一端靠近灯丝的部位，出现了 2cm 以上长度的管内壁严重发黑，往往是寿终或接近寿终的标志，多数情况下灯管是不能再点亮的。若灯管两端出现严重发黑不能点亮，应重点检查灯管本身是否发生了故障。灯不亮即使是因电子镇流器出现了故障所引起，在故障排除之后一般应换下接近寿终的灯管。

目前有很多电子镇流器采用细铜线代替保险丝。一旦细铜线被烧断，也很容易发现。

二、万用表测量法

万用表测量法检修电子镇流器，主要有电阻测量法和电压测量法，并且以电阻测量法为主。

1.电阻测量法

电子镇流器中有很多元件击穿短路或出现开路，都可以在不通电的情况下，使用万用表通过测量元件的电阻迅速作出判断。保险丝和灯管灯丝常被烧断，开关晶体管 C－E 极之间常发生穿通，整流二极管穿通和开路的情况都会出现，电阻烧毁大多表现为开路，有时也出现阻值变大的情况。双向触发二极管损坏，大多表现为开路。由于双向二极管在完好时用万用表测量其电阻表针也不会发生偏转，所以对其不能用电阻法判断好坏。

在利用电阻法在线测量查找故障时，必须结合具体电路进行判断。例如，在图 16－1 所示的电子镇流器半桥式逆变器电路中，启动电阻 R1 时常因功率偏小或耐压不足而烧坏，出现开路。当在线测量这支电阻的阻值时，黑表笔应接图 16－1 中的 A 点，红表笔接 B 点。如果两表笔颠倒，即黑表笔接 B 点，红表

笔接 A 点，即使 R1 烧断，由于二极管 VD5 在测量电路中正向偏置，VD5 的负极与 A 点之间又连接了一个电阻 R2，表针仍可以发生偏置，因而难以准确判断 R1 是否烧断。

图 16－1 所示的半桥式逆变器电路，功率开关 VT1、VT2 的 B－E 极之间的驱动网络不带耦合电容，由于 VT1 和 VT2 的基极和发射极电阻阻值都很小，T1b 和 T1c 只有 3～5 匝，可视为短路，所以在线测量 VT1、VT2 的 B－E 之间的正、反向电阻，阻值几乎一样。如果据此认为开关管的发射结损坏，就会出现判断错误。

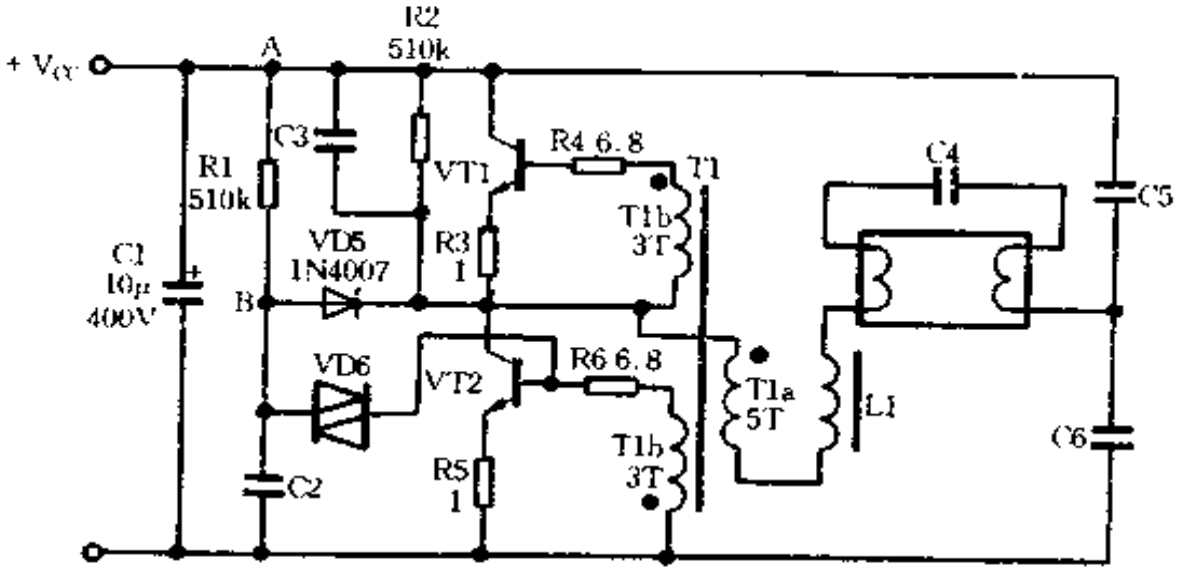


图 16－1　电子镇流器半桥式逆变器电路

电阻测量法是在不通电的情况下进行测量的，不仅安全，而且简便易行，并可避免电子镇流器的故障进一步扩大。

2. 电压测量法

在利用电阻测量法找不到故障所在部位时，则可以通电采用电压测量法寻找故障。首先应测量滤波电容器两端有无直流电压。在正常情况下，铝电解电容两端的无载直流电压应约

310V，灯可以正常点燃时则约为 280V。若测不出电压或测得的电压值不正常，则应检查整流二极管和滤波电容等元件。当镇流器维持正常振荡时，两个功率开关晶体管的发射结(BE 结)均为反偏，且约为 -0.3V。如果测量镇流器低端的晶体管发射结正偏，且为 0.7V，说明振荡器未振荡。如果低端晶体管发射结没有约 0.7V 的直流电压，则说明振荡器启动电路中的元件有的损坏，极个别情况才出现晶体管发射结损坏。由于电子镇流器与灯配套工作，主要故障现象是灯不亮。该故障既可能是灯损坏，也可能是镇流器出了故障。鉴于目前大多数电子镇流器采用的拓扑结构，只要灯不亮，一般则不会产生高频振荡。因此，应尽量避免采用交流电压测量法去查找故障。用万用表交流电压挡去测量滤波电容两端或晶体管 C - E 极之间的直流电压时，往往也可测得电压值(当然所测得的交流电压值并不等于直流电压值)，不可以据此误认为镇流器的振荡电路起振。

三、替代法

在家电维修方法中的替代法，是指对于没有检测手段或因检测手段不完备无法准确确定元件是否完好时，用相同型号或参数相近的元件将被怀疑出现故障的元件更换下来的检修方法。例如，由于双向二极管不论是完好还是内部开路，其阻值均为无穷大，因此用电阻法不能判断其好坏。当怀疑其损坏时，可用同型号的双向二极管(大多为 DB3 型)取而代之，进行验证。再如，灯管漏气，也是难以观察和用万用表可以测量判断的。当怀疑灯管出现漏气故障时，只要更换上新灯管或更换上能够正常点燃的旧灯管，则可以迅速作出判断。尤其是与镇流器配套的可插拔荧光灯，更换灯管时是非常容易的。

在电子镇流器的检修方法中，最主要的方法就是电阻测量法。电子镇流器和自镇流荧光灯绝大多数故障，都可以借助于万用表，采用电阻测量法进行诊断和排除。

第二节　电子镇流器检修实例

鉴于目前采用有源功率因数校正控制器 IC 的电子镇流器并没有实现商品化，本节只介绍广为流行的采用简单电路的电子镇流器检修实例。

例 1. 故障现象：山东产银光牌 16W2D 型自镇流灯，灯管两端发红，中间不发光。

分析检修：此故障是由并联于灯管两端的灯启动电容击穿所致。该故障现象与配用电感式镇流器起辉器短接所出现的现象相同。16W2D 型自镇流灯结构比较特殊，灯启动电容并非是焊接在印制电路板上，而是内焊于带有灯管插头的塑壳中灯管两端的灯丝上。拔下灯管，将其平放在桌面上，用螺丝刀小心撬开固定灯管与灯插头的塑壳，将灯启动电容焊下，再焊接上 2200pF 或 3300PF/630V 的聚丙烯电容。盖上塑壳，将灯管插入与电子镇流器输出线相连接的插座上。接通电源，灯点亮，故障排除。

例 2. 故障现象：永光牌 16W2D 型自镇流灯，灯管损坏，换上新购同型号灯管，通电后，灯管两端靠近灯丝的部位发亮，而灯管中间不亮。

分析检修：此故障与例 1 故障现象是不相同的。灯管两端（每端约 1～2cm）发亮而不是发红，是灯启动电容的容量偏大所

致。对于 16W 及 16W 以下的节能灯，启动电容容值若大于或等于 4700pF，则常常会出现灯管两端发亮而中间不能击穿点燃的现象。更换上 2200pF 或 3300pF 的电容，故障则可以排除。

例 3. 故障现象：一 2U 型 11W 自镇流灯，灯闪烁（频闪约 5 次/秒）。

分析检修：灯闪烁大多是因直流高压母线（$+V_{CC}$）与灯管或扼流圈与灯管之间的隔直流耦合电容（容值一般为 0.047～0.1μF/400V）击穿所致，有时是由于虚焊引起。焊下隔直电容（印记是 2A683J），用 MF－1 型万用表 R×1k 档（手头无 R×10k 档）测量其电阻，指针不动，此情况下尚不能判断其损坏。为判断隔直电容是否完好，从一个电阻上剪下长约 1.5cm 的引线，焊到隔直电容的一个引脚上，并将其插入市电火线插孔中，手持试电笔笔卡，将试电笔与该电容的另一个引脚相接触，氖泡亮，这说明隔直电容并未损坏，将其再焊到印制电路板原位置上。检查其它元件，发现滤波用铝电解电容（10μF/400V）的一根引脚松动虚焊，用电烙铁沾锡焊牢。通电后灯亮，灯闪烁故障排除。

例 4. 故障现象：业余制作 30W 直管形荧光灯电子镇流器，采用了图 16－2 所示的电路。在焊接后进行通电试验时，出现灯闪烁。

分析与检修：检查隔直电容 C4，性能完好。检查元件焊接质量，未发现有虚焊、漏焊现象。通电测得滤波电容 C1 两端的直流电压约 280V，摘掉灯管时，C1 两端直流电压约 310V，说明元件未出现软击穿或漏电等现象。根据经验，并联于 R2 两端的电容 C3 若容量太大，也会出现灯闪烁。因手头没有 1500pF 或 1000pF 的电容更换，将 C3（2200pF）焊下，通电后灯点亮，闪烁故障排除，而且镇流器工作正常。该维修实例表明，有些情况下，电容 C3 是可以省略的。

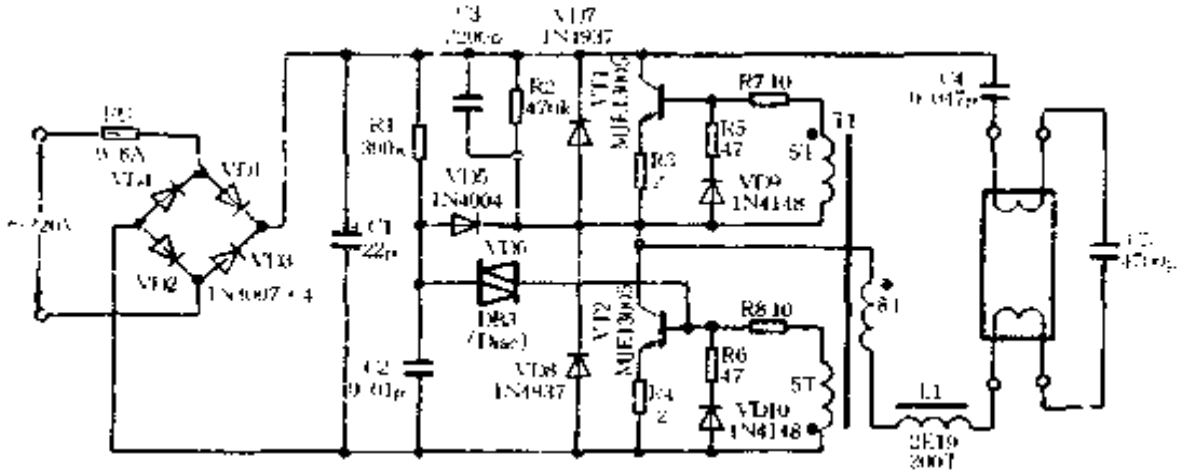


图 16－2　30W 直管形荧光灯电子镇流器电路

例 5. 故障现象：一广东广 40W 荧光灯电子镇流器，送检者称灯不能再点亮。

分析检修：不论是灯管损坏还是镇流器出了毛病，都可能会出现灯不能点亮这种情况。打开电子镇流器金属外壳，未发现元件外观有异常。检查保险丝完好，用电阻测量法未查找出元件出现击穿短路故障。根据印制电路绘出镇流器电路草图，发现与图 16－2 所示的电路一样，只是个别元件数值有所不同。通电测量滤波电容(C1)两端的直流电压，约 300V。断电后在镇流器输出端接上能够正常点燃的 40W 灯管，接通电源灯不亮，说明半桥逆变器未起振工作。断开电源，检查半桥逆变电路及其启动电路元件，未发现异常，只是怀疑启动电路中双向触发二极管 VD6 损坏。将 VD6 焊下，测量两引脚之间电阻并将两表笔在两引脚之间倒换测量一次，即使在 R×10k 挡，表针也不偏转。手头又没有这种双向电压开关器件焊上验证。为判断焊下来的双向触发二极管是否完好，将万用表拨至 ×250V 挡，测量市电电源插座火线与零线之间电压，恰为 220V。将双向二极管的一个引脚串接在一个表笔上，再将另一引脚和表笔分别插入电源插座两插孔中，万用表指针不偏转；这说明被测双向二极管内部

开路；若双向二极管完好，因其（DB3 型）击穿或转折电压约35V，故应能测得约 180V 的电压。由于双向二极管有双向对称的转折电压和负阻特性，将其引脚倒换一次，所测结果偏差△V一般不大于 4V。万用表交流电压挡为 4kΩ/V，AC250V 下的内阻 $R_i = 250 \times 4 = 1M\Omega$，所以通过双向二极管的电流在 μA 级，不会烧坏被测器件。

当手头没有 DB3 这类双向二极管更换时，可以用两个背靠背的稳压二极管（齐纳击穿电压要求不严，10～40V 均可）或 BF9013 这类 NPN 型小功率晶体管代换，如图 16－3 所示。在本例中，用一个 BF9013 和一个 10kΩ 电阻连接到其基极与发射极之间，且发射极接镇流器低端晶体管 VT2 的基极，代换后通电，灯管点亮，故障排除。

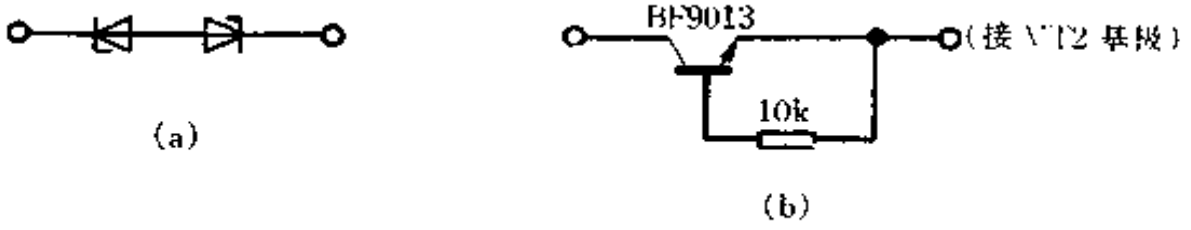


图 16－3　用背靠背的齐纳二极管或 NPN 型晶体管代换双向触发二极管

例 6. 故障现象：鲁产绿宙牌 32W 环形电子节能灯，灯不亮。

分析检修：经检查，电子镇流器输入端保险丝用细铜线替代，已烧断。用电阻测量法在线查找穿通毁坏的元件，发现桥式整流器中有 2 个二极管穿通，高端开关晶体管也（型号为 KSE13005）穿通，其它元件未发现异常。用 φ0.08mm 细铜线作为保险丝焊在印制板上，将 2 支 IN4007 和一个 MJE13005 分别替换损坏的整流二极管和开关晶体管。先不接灯管，通电后测量滤波电解电容两端有 310V 的直流电压。断电后接上灯管，接

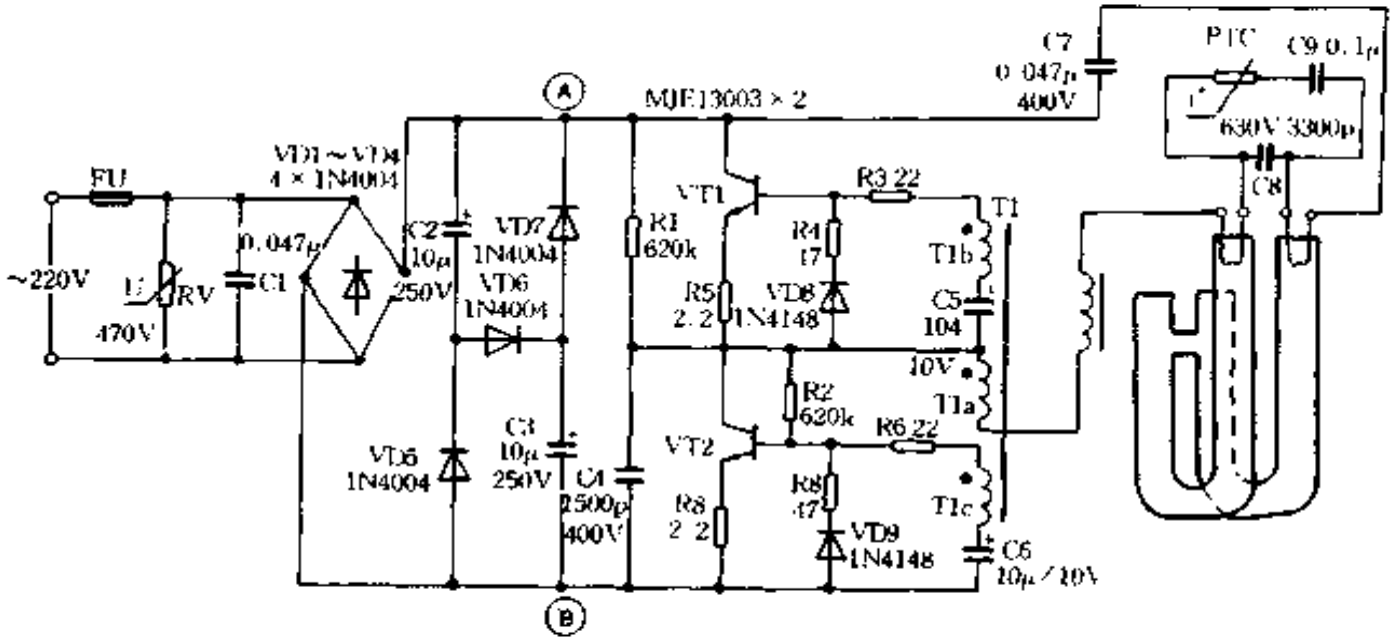
通电源，灯亮，故障排除。

例 7. 故障现象：EJND－I 型 13W2U 型自镇流灯，只点燃数小时就损坏(灯不亮)。

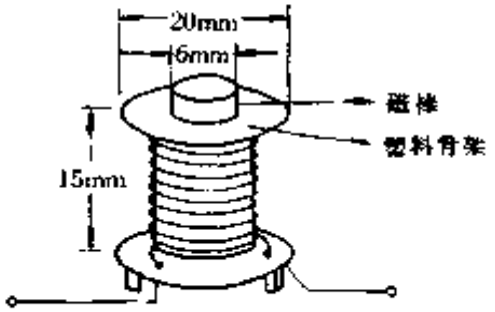
分析检修：待检自镇流灯采用了由 2 只电解电容(C2、C3)和三个二极管(VD5、VD6、VD7)组成的无源 PFC 电路，如图 16－4(a)所示。用电阻测量法检查镇流器中元件，未发现异常。检查灯管，发现有一端灯丝被烧断。换上同规格 13W2U 型灯管，通电后灯被启动，且有明显的阴极预热过程(约 1.5 秒)。灯点燃 5 分钟后，灯亮度明显过强，灯管有烫手之感，说明灯电流偏大。测量全波整流和无源谐波滤波输出(A、B 两点之间)电压，约 230V，系正常。断电测量扼流圈 L1 的直流电阻，仅约 7.8Ω。该扼流圈以磁棒作为磁芯，骨架呈线轴式，如图 16－4(b)所示，成本较低。当线圈漆包线线径约 0.15mm 时，16W2D 型节能灯中该种结构的扼流圈应约 450～600 匝，直流电阻为 9～10Ω。对于 13W2U 型自镇流灯，一般要求其扼流圈直流电阻约为 12～13Ω，相应的线圈匝数为 550～800 匝。灯电流偏大显然是因扼流圈电感值偏小所致。如果不调整扼流圈电感值，不仅仍会烧毁灯管，而且还会导致镇流器损坏。焊下扼流圈，续接 φ0.15mm 漆包线，绕 180 匝，测量扼流圈直流电阻值为 12.2Ω。焊上扼流圈，通电后灯亮度正常。

目前在 20W 以下自镇流灯中，大多采用图 16－3(b)所示的扼流圈结构。该结构虽然线圈匝数较多，但骨架和磁棒非常便宜，制作也十分简便。生产厂家为降低开关晶体管和灯管的温升，灯管的实际功耗大多都比其额定值低一些。在本检修实例中，扼流圈电感值明显偏小，此情况比较少见。可能是厂家为节约铜材故意使线圈匝数偏少，从而使电子镇流器输出功率偏大，才出现灯管很快被烧坏的故障。

通过以上检修实例可知，电子镇流器容易出现故障的元件比较集中，故障的诊断和排除也比较简单。电子镇流器的检修费用总是要比重新购置低一下，并非是得不偿失的。



(a) 13W 2U 型节能灯电子镇流器电路



(b)扼流圈结构图示

图 16－4　13W2U 型电子镇流器电路及扼流圈结构示图

[General Information]
书名=电子镇流器原理与制作
作者=BEXP
页数=485



Powered by XiaoGuo’s publishing Studio

QQ:8204136

Website: www.mcuzone.com

2005