

LED

相控调光与应用

路秋生 © 编著

LED XIANGKONG TIAOGUANG YU YINGYONG



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

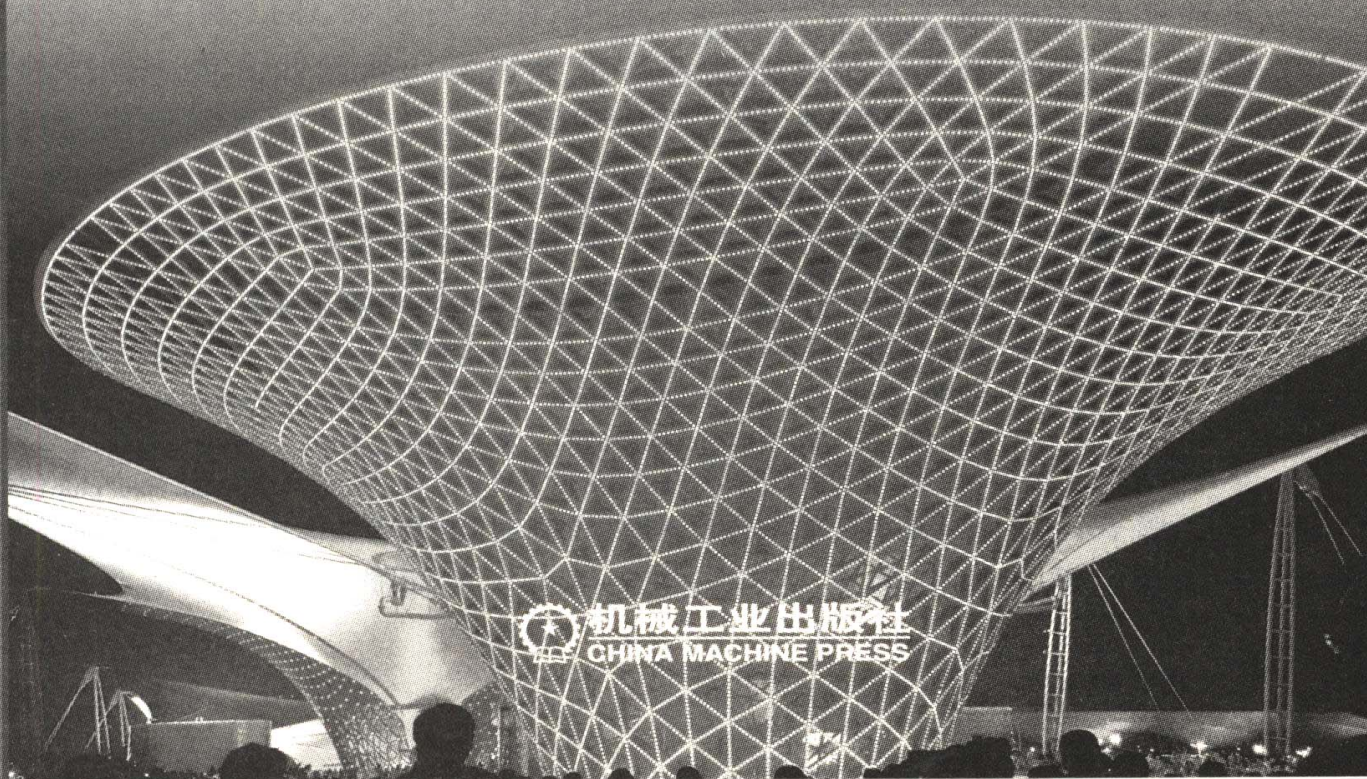


LED

相控调光与应用

路秋生 © 编著

LED XIANGKONG TIAOQUANG YU YINGYONG



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

本书共分4章,主要内容有LED照明与有关技术特性,LED照明对驱动电路的要求,LED相控调光及常用LED相控调光电路与应用等。

本书适合从事LED照明的有关工程技术人员和有关LED驱动电路的设计和有关人员阅读,也适合有关院校电子技术专业师生参考。

图书在版编目(CIP)数据

LED相控调光与应用/路秋生编著. —北京:机械工业出版社,2013.6
ISBN 978-7-111-42413-0

I. ①L… II. ①路… III. ①发光二极管—照明光源②发光二极管—电子电路 IV. ①TN383

中国版本图书馆CIP数据核字(2013)第093375号

机械工业出版社(北京市百万庄大街22号 邮政编码100037)

策划编辑:江婧婧 责任编辑:江婧婧

版式设计:常天培 责任校对:丁丽丽

封面设计:赵颖喆 责任印制:李洋

北京农业出版社印刷厂印刷

2013年7月第1版第1次印刷

184mm×260mm·18.75印张·460千字

0001—3000册

标准书号:ISBN 978-7-111-42413-0

定价:49.80元

凡购本书,如有缺页、倒页、脱页,由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服务中心:(010) 88361066 教材网:<http://www.cmpedu.com>

销售一部:(010) 68326294 机工官网:<http://www.cmpbook.com>

销售二部:(010) 88379649 机工官博:<http://weibo.com/cmp1952>

读者购书热线:(010) 88379203 封面无防伪标均为盗版



前言

LED (Light Emitting Diode) 照明具有发光效率高、使用方便、体积小、启动方便、启动时间短、易于调光控制、节能、环保等一系列优点,被公认为是继白炽灯、荧光灯和高强度气体放电灯 (HID 灯) 之后有广泛应用前景的第 4 代电光源。

目前 LED 在室内外照明、汽车照明、信号指示、大屏幕显示、背光照明等场合得到了广泛应用。

节能、环保、构建和谐和环境友好社会,促进社会和谐可持续发展是当前社会关注的主题。

LED 调光具有节能的优良特性,适应人们对照明效果的需求。利用照明调光可以营造舒适的照明环境和特殊的照明效果,也可以使照明效果灵活多变。

LED 照明调光在我们日常生活和工作中得到了广泛的应用。例如液晶显示 (Liquid Crystal Display, 简称 LCD) 平板电视的 LED 背光照明亮度调节,台式电脑和笔记本电脑 LCD 显示屏幕亮度调节,LED 照明效果的亮度调节等都对调光提出了技术要求,而在这些应用场合 LED 都得到了广泛的应用。

LED 照明调光的具体实现方法有多种,例如利用线性调节通过 LED 的正向工作电流大小可以实现 LED 的发光亮度控制,但是这种调光控制方法会产生 LED 发光颜色也随之变化的问题,在对发光颜色要求严格的应用场合,这种调光控制方法的应用受到限制。

利用调节通过 LED 正向工作电流脉冲宽度的方法也可以实现 LED 发光亮度的调节,这种调光控制方法由于通过 LED 的电流幅值保持稳定,可以避免线性调节通过 LED 正向工作电流调光存在的问题,但是须有相关的脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, 简称 PWM) 信号产生电路和控制电路,对电路的实现成本有一定要求。

由于目前在社会上存在大量白炽灯相控调光控制电路,这些相控调光电路具有电路实现简单,电路造价低和易于使用的一系列优点,在社会上得到了广泛的应用。特别是晶闸管前沿相控调光电路结构简单,电路造价比相控后沿调

光电路低，也更易于实现，应用面广。

而 LED 照明调光为了和现已有的调光设备配合使用，充分利用现有的投资，LED 前沿相控晶闸管调光是个很热的主题。有很好的市场需求和应用前景。目前世界上许多著名的半导体集成电路生产厂商推出了许多 LED 调光驱动控制电路，有的利用模拟控制技术实现 LED 的调光驱动控制，有的利用数字技术实现 LED 的调光驱动控制，性能优异。而其中就有许多是针对 LED 相控调光控制的，为扩展 LED 相控调光驱动控制电路的适用范围，许多公司推出的是既可以适用于前沿相控晶闸管调光驱动控制，也可以适用于后沿相控调光控制和无调光控制驱动的自适应驱动控制集成电路。可以自动识别电路中连接的相控调光控制器类型，使电路工作于相应的工作状态。

集成电路是一种知识集成和解决方案集成的产品，极大简化了具体电路的实现，丰富了电路功能，在 LED 驱动控制电路中得到了很好的应用。

据美国电气制造商协会（简称 NEMA）的统计，目前市面上有 200 余种前沿相控晶闸管调光器，在制作 LED 相控调光电路时需注意电路的相控调光器种类的适用范围，使制作出的 LED 相控调光电路应用范围更广，使用效果更佳。

为了使读者能更好地了解相控调光的有关内容，作者列出了有关参考文献来源，供参考。由于水平有限，书中难免有许多不足之处，望读者多多批评指正。

作 者

2013 年 2 月 26 日

目 录

前言

第 1 章 LED 照明与有关技术特性	1
1.1 LED 照明与有关术语	1
1.1.1 LED 照明的优点	1
1.1.2 LED 照明的有关术语	3
1.2 LED 的工作特性	6
1.2.1 LED 的 V/I 特性	6
1.2.2 LED 的温度工作特性	8
1.2.3 LED 的光学特性	10
1.3 LED 的分类与特点	12
1.3.1 LED 的分类	12
1.3.2 高亮度 LED (HB-LED)	13
1.3.3 交流 LED (AC LED)	14
1.3.4 OLED	15
第 2 章 LED 照明对驱动电路的要求	21
2.1 LED 驱动电路的主要功能和技术要求	21
2.1.1 LED 驱动电路的主要功能	21
2.1.2 LED 驱动电路的技术要求	21
2.1.3 LED 照明测试的有关项目和有关评价机构	24
2.2 LED 常用驱动电路与特点	25
2.2.1 常用变换器电路拓扑与特点	25
2.2.2 LED 对驱动电路的要求	38
2.2.3 LED 驱动电路的设计	39
2.3 LED 光引擎与 Zhaga 联盟	42
2.3.1 LED 光引擎	42
2.3.2 Zhaga 联盟与有关活动	43
第 3 章 LED 相控调光	56
3.1 LED 常用调光方法与特点	56
3.1.1 LED 调光	56
3.1.2 LED 调光工作原理与特点	59
3.2 LED 相控调光工作原理与分类	61
3.2.1 LED 相控调光工作原理	61
3.2.2 LED 相控调光分类	62

3.2.3	泄放电路与阻尼电路	67
3.2.4	数字相控调光	72
3.3	LED 相控调光的有关技术要求	72
3.3.1	LED 相控调光的主要技术指标	72
3.3.2	LED 相控调光需注意的有关问题	73
第4章	常用 LED 相控调光电路与应用	75
4.1	TI 公司常用 LED 相控调光驱动电路	75
4.1.1	采用 LM3450/A 的 LED 相控调光驱动电路	75
4.1.2	采用 LM3445 的 LED 相控调光驱动电路	103
4.1.3	采用 LM3447 的 LED 相控调光驱动电路	123
4.1.4	采用 TPS92210 的 LED 相控调光驱动电路	141
4.1.5	采用 TPS92010 的 LED 相控调光驱动电路	150
4.1.6	采用 TPS92070 的 LED 相控调光驱动电路	156
4.2	Fairchild 公司常用 LED 相控调光驱动电路	164
4.2.1	采用 FL7730 的 LED 相控晶闸管调光驱动电路工作原理	164
4.2.2	采用 FL7730 的 8W 相控晶闸管调光 LED 驱动电路	166
4.3	NXP 公司常用 LED 相控调光电路与应用	167
4.3.1	采用 SSL2101 的 LED 相控调光驱动电路	167
4.3.2	采用 SSL2102 的 LED 相控调光驱动电路	175
4.3.3	采用 SSL2103 的 LED 相控调光驱动电路	183
4.3.4	采用 SSL1750 的 LED 相控晶闸管调光驱动电路	192
4.4	ICL8001G 相控晶闸管 LED 调光驱动电路与应用	205
4.4.1	ICL8001G 的特点与工作原理	205
4.4.2	采用 ICL8001G 的 LED 相控晶闸管 9W 调光应用电路	207
4.5	Onsemi 公司常用相控调光驱动电路与应用	209
4.5.1	NCL30000 的特点与工作原理	209
4.5.2	采用 NCL30000 的 17W 相控晶闸管 LED 调光驱动电路	212
4.6	iWatt 公司常用相控调光 LED 驱动电路	218
4.6.1	iW3612 的工作原理与应用	218
4.6.2	iW3614 的工作原理与应用	227
4.7	Marvell 公司常用 LED 相控调光驱动电路与应用	231
4.7.1	Marvell 88EM8080/81 的工作原理与应用	231
4.7.2	Marvell 88EM8183 的工作原理与应用	236
4.8	PI 公司常用 LED 相控调光驱动电路与应用	239
4.8.1	PI 公司 LED 驱动器 LinkSwitch-PL 系列产品的工作原理与应用	239
4.8.2	PI 公司 LED 驱动器 LinkSwitch-PH 系列产品的工作原理与应用	249
4.9	Cirrus Logic 公司常用 LED 相控调光驱动电路与应用	257
4.9.1	CS1610/11/12/13 相控 LED 调光驱动电路的工作原理与应用	257
4.9.2	CS1631 两路输出相控 LED 调光驱动电路的工作原理与应用	267
4.10	Maxim 公司常用 LED 相控调光驱动电路与应用	280
4.10.1	MAX16841 的特点与工作原理	280
4.10.2	采用 MAX16841 的 10W 相控晶闸管 LED 调光电路	284
参考文献	288

第 1 章 LED 照明与有关技术特性

1.1 LED 照明与有关术语

1.1.1 LED 照明的优点

1962 年 Nick Holonyak, Jr. (Nick Holonyak, Jr. 是 IEEE 的资深会员) 和他的两个研究生 M. George Craford [M. George Craford 是 LumiLeds 公司 (现 Philips 公司) 的技术负责人] 和 Russell Dean Dupuis 一起做出了世界上第一只 LED (Light Emitting Diode)。Nick Holonyak, Jr. 是 IEEE 荣誉金奖的获得者, 自 1963 年以来是美国伊利诺伊州大学教授。

M. George Craford 在 1972 年做出了第一只黄光 LED, 是目前美国获得国家技术金奖和国家科学金奖的 13 人之一^[1]。

至今, LED 的出现已有 50 余年的历史, LED 在应用范围、技术性能上已有很大进步。起初, LED 主要用于指示灯的应用场合, 发光亮度有限。现 LED 已广泛用于室内外照明、汽车照明、LCD 背光照明、大屏幕显示等场合。由于 LED 的发光效率较白炽灯的发光效率高许多, 比荧光灯、金卤灯、钠灯等 HID 灯的发光效率高、体积小、易于使用、无环境污染、调光控制灵活, 被认为是应用前景非常好的第 4 代电光源。

据有关资料报道, 目前 LED 实验室水平的发光效率已高达 208 lm/W (APEC 2011 年会议介绍), 并且随着技术进步 LED 的发光效率还会进一步提高。

LED 是一种 PN 结结构, 其端电压具有一定势垒, 对 LED 施加正向电压, 势垒下降, P 区和 N 区的多子互相扩散, 而空穴比电子的迁移率小得多, 所以大量电子向 P 区扩散, 对 P 区注入少数载流子。价带上的空穴与电子复合, 得到的能量以光能的形式释放。这就是 LED 的发光原理。

至今, LED 的技术性能已有很大提升, 在手机、平板电视、室内外照明等场合得到了广泛的应用。

安捷伦公司的前任科学家 Roland Haitz 从 1965 年 LED 商业化至今的发展历程观察得出, LED 的价格每 10 年将为原来的 1/10, 性能则提高 20 倍。以此为基础提出了关于 LED 发展的 Haitz 定律, 给 LED 发展留出很大的想象空间。实际工作中得出的结论与预测如图 1-1 所示^[2], 能很好地和 Haitz 定律吻合。LED 发展演进 (DOE 2011 MYPP) 如表 1-1 所示, LED 发光效率的进展如图 1-2 所示^[3]。

表 1-1 LED 发展演进 (DOE 2011 MYPP)^[4]

LED 技术指标	单 位	2010 年	2012 年	2015 年	2020 年
LED 发光效率 (暖白光)	lm/W	96	141	202	253
LED 价格 (暖白光)	\$ /klm	18	7.5	2.2	1
LED 发光效率 (冷白光)	lm/W	134	176	224	258

(续)

LED 技术指标	单 位	2010 年	2012 年	2015 年	2020 年
LED 价格 (冷白光)	\$ /klm	13	6	2	1
OEM 灯价格	\$ /klm	50	23	10	5

注：1. 对冷白光封装 LED 假定：相关色温 (CCT) = 4746 ~ 7040K 和显色指数 (CRI) = 70 ~ 80，对暖白光封装 LED 假定：相关色温 = 2580 ~ 3710K 和显色指数 = 80 ~ 90。

2. 发光效率是在 25℃ 和驱动电流密度为 35 A/cm² 的条件下测得的。

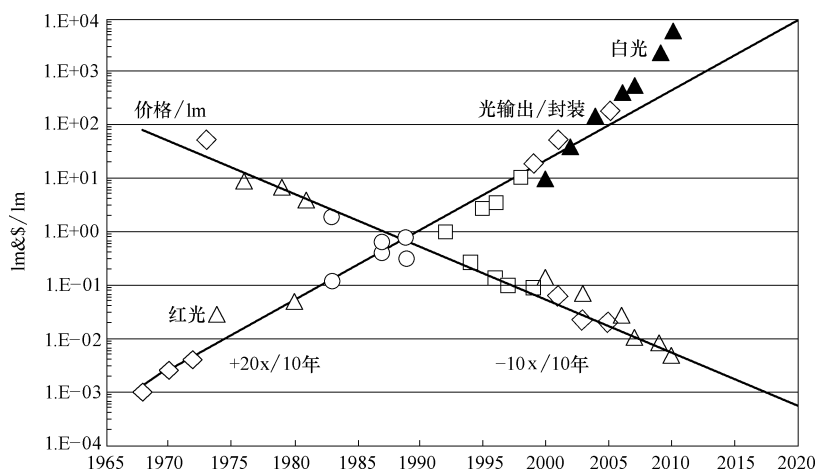


图 1-1 实际工作中得出的结论与预测

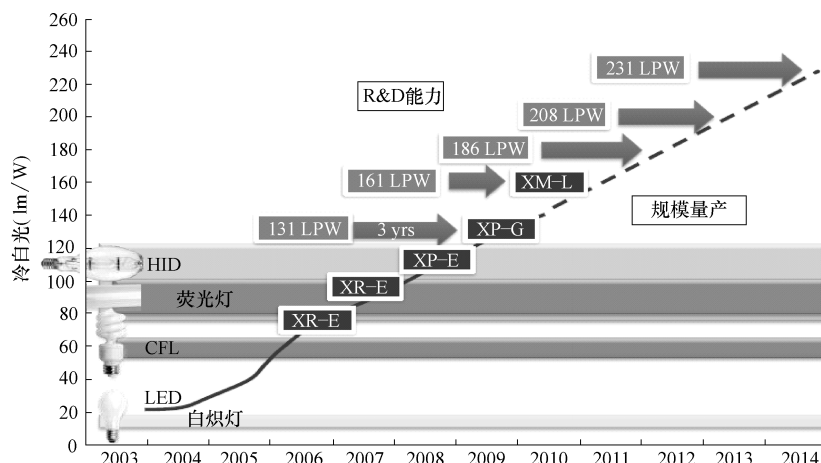


图 1-2 LED 发光效率的进展 (Cree 公司 2012 年给出的数据)

LED 照明主要有以下优点：

- 1) 使用安全，工作电压在 1.5 ~ 3.5V 之间；
- 2) 在低温环境下工作效果好，没有冷启动的问题；
- 3) 发光方向性好，没有浪费的发光，发光形式易于安排和设置；
- 4) 环境友好，无汞等重金属环境污染，不像荧光灯一样含有汞成分，废弃物可回收；

5) 启动时间短 (纳秒级), 而 HID 则需要不小于 10ms 的时间, 适用于频繁开关以及高频开关运作的应用场合;

6) 工作寿命长, L70 (70% 的发光输出流明维持率) 的条件下; 光通量衰减到 70% 的标准寿命大于 50000h。一个 LED 灯一天使用按 8h 计算, 可以使用 12 年。使用寿命方面问题最多出在驱动电源上;

7) 使用灵活、体积小, 可以平面封装, 易于开发成轻薄短小的产品, 做成点、线、面各种形式的产品。易于调光和控制、节能, 可以创造出许多新的发光效果;

8) 没有用灯丝和玻壳等容易损坏的部件, 所以抗振性好, 非正常报废率很小, 使用维护费用极低;

9) 发光效率高, 据报道, 2011 年 Cree 公司实验室水平已达 208lm/W。光谱几乎全部集中于可见光频率, 发光效率可以高达 80% ~ 90%。由于光谱中没有紫外线和红外线, 没有热辐射, 属于典型的绿色照明光源。而白炽灯可见光发光效率仅为 10% ~ 20%, 作为光源, 在同样亮度下耗电量仅为普通白炽灯的 1/10 ~ 1/8。

1.1.2 LED 照明的有关术语

LED: 发光二极管, 当被电流激发时通过传导电子和空穴的再复合产生自发辐射而发出非相干光的一种半导体二极管。

半导体照明 (Semiconductor Lighting): 采用发光二极管作为光源的照明方式。

固态照明 (Solid State Lighting, 简称 SSL): 采用固体发光材料 (如发光二极管 LED、场致发光 EL、有机发光 OLED 等) 为光源的照明方式。

发光二极管芯片 (Light Emitting Diode Chip): 具有 PN 结结构、有独立正负电极、加电后可以辐射发光的分立半导体晶片。

LED 模块 (LED Module): 由单个或多个发光二极管芯片和驱动电路、控制电路封装在一起, 带有连接接口并具有发光功能并且不可拆卸的整个单元。

LED 组件 (LED Discreteness): 由 LED 或 LED 模块和电子元器件组合在一起, 具有一定功能并可维修或拆卸的组合单元。

内量子效率 (Internal Quantum Efficiency): 有源区产生的光子数与所注入有源区的电子-空穴对数之比。

出光效率 (Light Extraction Efficiency): 逸出 LED 结构的光子数与有源区产生的光子数之比。

注入效率 (Injection Efficiency): 注入 LED 的电子-空穴对数与注入有源区的电子-空穴对数之比。

外量子效率 (External Quantum Efficiency): 逸出 LED 结构的光子数与注入 LED 的电子-空穴对数之比, 等于内量子效率与出光效率和注入效率的乘积。

单色光 LED (Monochromatic Light LED): 发出单一颜色光的 LED, 有红色、绿色、蓝色、黄色、紫色等。

白光 LED (White Light LED): 用单色芯片加荧光粉或多色芯片组合成白光的 LED。

直插式 LED (Dual In-line Package LED): 带有正负极引线、适用于通孔插入安装工艺的 LED。

贴片式 LED (Surface Mounted Devices LED): 正负电极在封装基板上, 适用于表面安装工艺的 LED。

小功率 LED (Low Power LED): 单芯片工作电流在 100mA (含 100mA) 以下的发光二极管。

功率 LED (Power LED): 工作电流在 100mA 以上的发光二极管。

LED 数码管 (LED Nixietube): 采用 LED 显示数字或字符的器件或模块。

LED 显示器 (LED Display): 采用 LED 显示数字、符号或图形的器件或模块。

LED 背光源 (LED Backlight): 采用 LED 作光源, 为被动显示器件提供光源的 LED 器件或模块。

量子阱 (Quantum Well): 组分不同或掺杂有不同的半导体超薄层材料交替排列成载流子势垒或势阱, 并且具有量子效应的材料结构。

单量子阱 (Single Quantum Well): 只有一个量子阱的材料结构。

多量子阱 (Multi-Quantum Well): 包含多个单量子阱的材料结构。

LED 封装 (LED Package): 将 LED 芯片和焊线包封起来, 并提供电连接、出光和散热通道、机械和环境保护及外形尺寸。

可见光 (Visible Light) / 可见辐射 (Visible Radiation): 能直接引起视觉的光学辐射。其波长范围一般在 380 ~ 780nm。

流明 (Lumen) /lm: 光通量的 SI 单位, 由一个发光强度为 1cd 的均匀点光源在单位立体角 (球面度) 内发射的光通量。

眩光 (Glare): 由于光亮度的分布或范围不恰当, 或对比度太强, 而引起不舒适感或分辨细节或物体的能力减弱的视觉条件。眩光分为失能性眩光和不舒适性眩光, 眩光是影响照明质量的重要因素。

发光效能 (Luminous Efficacy): 光源发射的光通量 Φ 与其消耗的电功率 P 的比值, 单位为 lm/W。

光源在给定方向的发光强度 (Luminous Intensity): 离开光源的在包含给定方向的立体角元 $d\Omega$ 内传播的光通量 $d\Phi$ 除以该立体角元。单位为 cd。

发光效率 (Luminous Efficiency): 光源消耗每一瓦电能所发出的光。单位为 lm/W。

显色指数 (Color Rendering Index): 光源显色性的度量。以被测光源下物体的颜色和参照光源下物体的颜色相符程度来表示。国际照明委员会 (CIE) 把太阳的显色指数定为 100。

显色性 (Color Rendering Properties): 光源显现被照物体真实颜色的能力。物体的真实颜色是指在参照照明体 (通常为完全辐射体) 下所呈现的颜色。

相关色温 (Correlated Color Temperature): 黑体轨迹上, 和某一光源的色品坐标相距最近的那个黑体的绝对温度, 即为该光源的相关色温。

结温 (Junction Temperature): 器件中主要发热部分半导体结的温度。

额定结温 (Rated Junction Temperature): LED 正常工作时所允许的最高结温。在这个温度下, 一切有关的额定值和特性都可以得到保证。

管壳温度 (Case Temperature): LED 工作时管壳规定点的温度。

热阻 (Thermal Resistance): 器件的有效温度与外部规定参考点温度之差除以器件中的稳态功率耗散所得的商。

结-管壳热阻 (Thermal Resistance from Junction to Case): LED PN 结到管壳之间的热阻。

结-环境热阻 (Thermal Resistance from Junction to Ambient): LED PN 结到环境之间的热阻。它提供在最少热流失的特殊环境里结到环境的热阻值。

总电容 (Capacitance): 在规定正向偏压和规定频率下, 发光二极管两端的电容。

寿命 (Life Time): LED 在规定工作条件下光输出功率或光通量衰减到初始值 50% 或 70% 时的工作时间。单位为小时 (h)。

正向电流 I_F (Forward Current): 发光二极管正常发光时, 流过 LED 器件的电流。

正向电压 V_F (Forward Voltage): 通过 LED 器件的正向电流 I_F 为规定值时, 在两极之间产生的电压降。

反向电流 I_R (Reverse Current): 加在 LED 器件两端的反向电压为规定值时, 流过 LED 器件的电流。

反向电压 V_R (Reverse Voltage): 通过 LED 器件的反向电流 I_R 为规定值时, 在两极之间产生的电压降。

最大正向电流 I_{FM} (Maximum Forward Current): 允许通过 LED 的最大正向直流电流。

最大正向峰值电流 I_{FPM} (Forward Peak Current): 允许加于 LED 两端正向脉冲电流的最大值。

额定功率: 指电光源正常工作时所消耗的电功率。单位为瓦特 (W)。

额定电流: 指电光源正常工作时的电流。单位为安培 (A) 或毫安 (mA)。

额定电压: 指维持电光源正常工作所需的工作电压。单位为伏特 (V)。

寿命: 指电光源燃点至明显失效或光电参数低于初始值的某一特定比率 (如 50%) 时的累计使用时数。单位为小时 (h)。

平均寿命: 指一批产品测得的寿命平均值。单位为小时 (h)。

色温 (Color Temperature): 色温单位为绝对温度开尔文 (K), 即将一标准黑体加热, 温度升高到一定程度时颜色开始由深红-浅红-橙黄-白-蓝, 逐渐改变, 某光源与黑体的颜色相同时, 我们将黑体当时的绝对温度称为该光源之色温。光源色温不同, 光色也不同。色温在 3300K 以下, 光色偏红给人以温暖的感觉; 有稳重的气氛, 温暖的感觉。色温在 3000 ~ 6000K 为中间, 人在此色调下无特别明显的视觉心理效果, 有爽快的感觉; 故称为“中性”色温。色温超过 6000K, 光色偏蓝, 给人以清冷的感觉。采用低色温光源照射, 能使红色更鲜艳。采用中色温光源照射, 使蓝色具有清凉感。

显色性: 光源对物体本身颜色呈现的程度称为显色性, 也就是颜色逼真的程度; 光源的显色性是由显色指数来表明, 它表示物体在光下颜色比基准光 (太阳光) 照明时颜色的偏离, 能较全面反映光源的颜色特性。显色性高的光源对颜色表现较好, 我们所见到的颜色也就接近自然色, 显色性低的光源对颜色表现较差, 我们所见到的颜色偏差也较大。国际照明委员会 (CIE) 把太阳的显色指数定为 100, 各类光源的显色指数各不相同, 例如, 高压钠灯的显色指数为 23, 荧光灯的显色指数为 60 ~ 90。

显色指数: 又称显色性, 指物体用电光源照明显现的颜色和用标准光源或准标准光源照明显现的颜色的接近程度。单位为数字, 国际上规定正常日光的显色指数为 100。

光通量: 指光源在单位时间内向周围空间辐射并引起视觉的总能量。单位为流明 (lm)。

光通维持率: 指电光源使用一段时间后的光通量与其初始值之比。单位为百分数。

光衰：表示电光源使用一段时间后其光通量的衰减情形。光衰大，光通维持率小，光衰小，光通维持率大。可以说，光衰是电光源衰减快慢的定性描述，而光通维持率是电光源衰减快慢的定量描述。

照度：单位面积内入射的光通量，也就是光通量除以面积所得到的值。单位为勒克斯(lx)。照度分为水平照度和垂直照度。水平照度为光通量入射水平表面的照度，垂直照度为光通量入射到垂直面的照度。

1.2 LED 的工作特性

影响 LED 工作特性有三大因素，它们是 LED 的电气特性 (V/I 特性)、LED 热学特性和 LED 光学特性。下面分别加以讨论。

1.2.1 LED 的 V/I 特性

LED 是一个半导体二极管，它和所有二极管一样具有一个伏安 (V/I) 特性，也和所有的半导体二极管一样，这个伏安特性有一个温度特性。其特点就是当温度上升的时候，伏安特性左移。图 1-3 所示为 LED 工作的 V/I 工作特性曲线。具有和一般半导体二极管相似的 V/I 特性曲线。

假定对 LED 以 I_0 恒流供电，在结温为 T_1 时，结电压为 V_1 ，而当结温升高为 T_2 时，整个伏安特性左移为 V_2 ，电流 I_0 不变。这两个电压差除以温度差，就可以得到以 $\text{mV}/^\circ\text{C}$ 表示的 LED 温度系数。对于普通硅二极管，这个温度系数大约为 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。但是 LED 大多数不是用硅材料制成的，所以温度系数会有所不同。例如 Cree 公司的 XLamp7090 XR-E 大功率 LED，温度系数为 $-4\text{mV}/^\circ\text{C}$ ，是普通硅二极管的 2 倍。

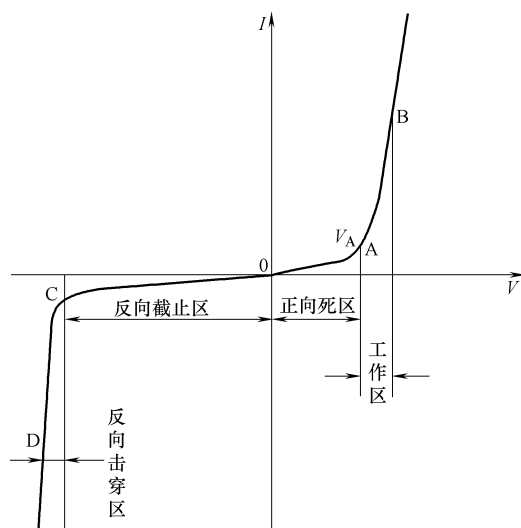


图 1-3 LED 工作的 V/I 工作特性曲线

在图 1-3 中，0A 段为 LED 的正向死区， V_A 为 LED 发光的开启电压。红色（黄色）LED 的开启电压一般为 $0.2 \sim 0.25 \text{ V}$ ，绿色（蓝色）LED 的开启电压一般为 $0.3 \sim 0.35 \text{ V}$ 。LED 处于正向工作状态，在达到它的开启电压值时，LED 开始发光。继续加大 LED 的正向工作电压，LED 的发光亮度急剧增加。如果继续加大 LED 的正向工作电压，LED 有可能很快损坏。所以，LED 属于电流器件，正是由于这一工作特性，决定了 LED 必须在恒流工作状态下才可以安全工作。

AB 段为 LED 的工作区，在这一工作区段，LED 一般随着正向电压的增加正向工作电流随之增加，发光亮度也随之增大。但在这个工作区内要特别注意，如果不加任何保护，当 LED 的正向工作电压增加到一定值后，LED 的正向电流会很大。如果没有保护电路，LED 会因为电流过大而烧坏。

0C 段为 LED 的反向截止区，LED 在反向电压工作区不发光（不工作），但有反向电流，这个反向电流通常很小。

CD 段为 LED 的反向击穿区，LED 的反向电压一般要大于 10V，最大不超过 15V。超过这个电压，LED 就会出现反向击穿，导致 LED 损坏。

如图 1-4 所示，一般 LED 的光输出随 LED 的正向工作电流的加大而加大，但是 LED 的发光效率会随 LED 的正向工作电流的加大而下降，所以实用中需在 LED 光输出、发光效率和正向工作电流之间合理选择。

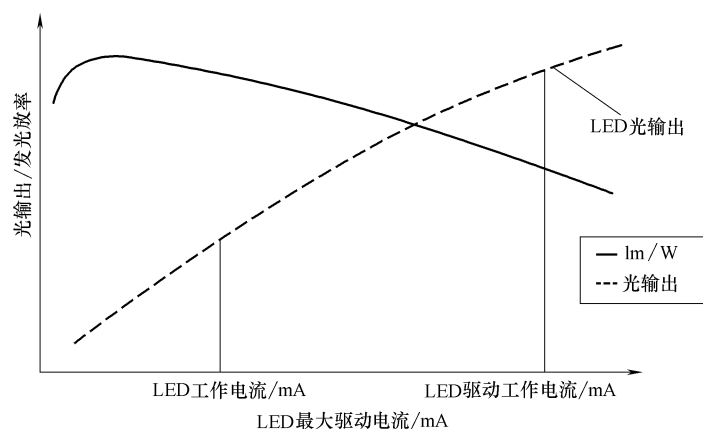


图 1-4 LED 的光输出、发光效率和正向工作电流的关系曲线

LED 的发光波长和 LED 的正向工作电流有关，如图 1-5 所示，LED 的正向工作电流发生变化时，LED 的主要发光波长也会发生变化，即 LED 的输出光颜色也发生变化。为确保 LED 的光输出颜色稳定，实用中需保持 LED 的正向工作电流不变。LED 的相关色温与驱动电流的关系曲线如图 1-6 所示，即随 LED 的正向工作电流加大，LED 发光色温加大（具体变化规律和 LED 的型号有关）。

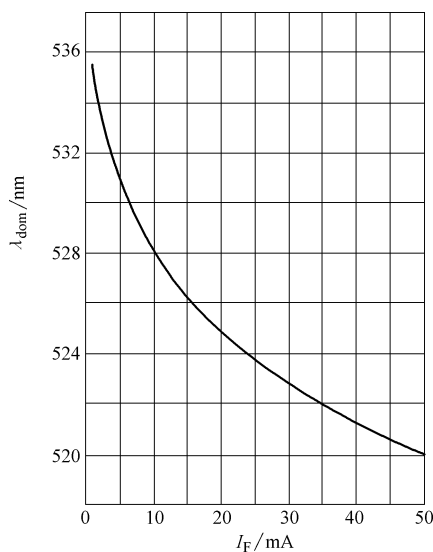


图 1-5 LED 的发光波长和正向工作电流的关系曲线

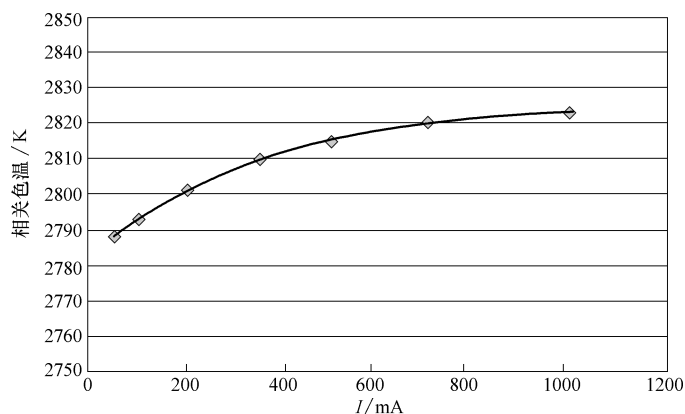
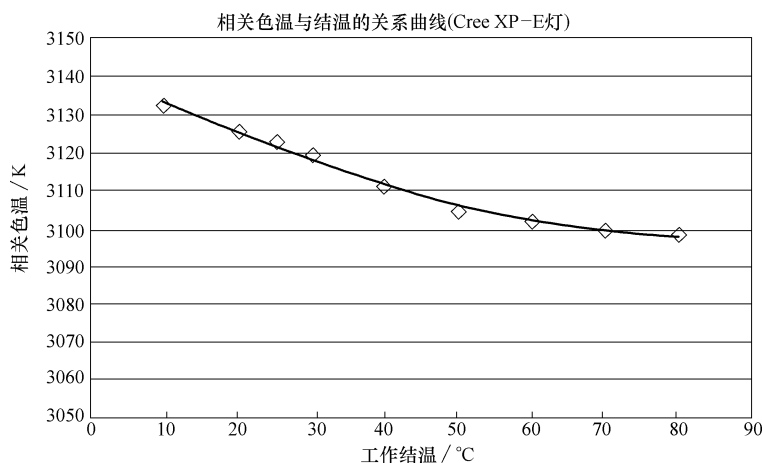


图 1-6 LED 的相关色温与驱动电流的关系曲线

1.2.2 LED 的温度工作特性

LED 的结温和环境之间的热阻对 LED 的最大正向工作电流有很大的影响，减小这个热阻对提高 LED 的工作寿命和改善 LED 的光学特性有很大的帮助。例如，LED 随着结温 T_j 的上升，LED 的正向电压降 V_F 下降，同时 LED 的输入功率也下降。并且，LED 内部和外部环境的改变都会影响 LED 的正向电压降 V_F 和结温 T_j 。LED 驱动电路的印制电路板（PCB）的设计是否合理，机械部件的设计和安装和 LED 的热管理是否合理，LED 驱动器的外壳设计和垫片/密封剂（密封材料）的安装和设计是否合理，LED 工作时的色漂移（LED 工作温度的变化对它的色漂移会有影响）等因素都会对 LED 的热工作特性有所影响，LED 的相关色温和结温 T_j 的关系曲线如图 1-7 所示，可见随 LED 的工作结温 T_j 加大，LED 发光的相关色温下降。即温度升高，LED 的颜色发生红移。如图 1-8 所示，随 LED 工作结温的加大，LED 的工作寿命显著下降。并且，随着 LED 工作环境温度的加大，LED 的最大正向工作的电流也随之下降，图 1-9 给出了不同热阻情况下，LED 正向工作电流随环境温度的变化规律（具体变化规律和 LED 的型号有关），所以温度对 LED 的工作有明显的影

图 1-7 LED 的相关色温和结温 T_j 的关系曲线

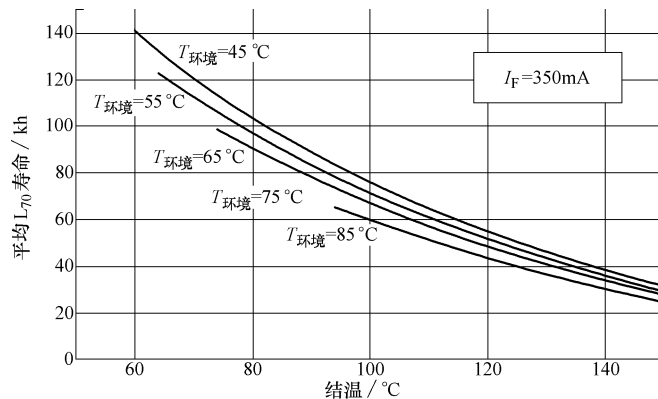


图 1-8 Cree 公司的 XLamp XR-E 白光 LED 的寿命预测

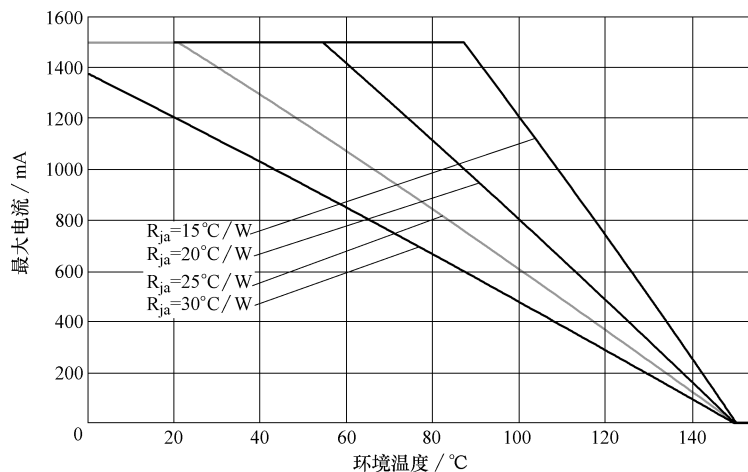


图 1-9 不同热阻情况下 LED 正向工作电流随环境温度的变化规律

使用中 LED 的焊接温度应在 250℃ 以下，焊接时间需控制在 3 ~ 5s 之间。应注意避免 LED 温度过高从而使芯片受损。LED 的亮度输出与温度成反比，温度不仅影响 LED 的亮度输出，也影响它的寿命。使用中尽量减少 LED 驱动电路发热，并做好驱动电路的散热处理。

LED 和其他照明光源的有关数据比较如表 1-2 所示（由于 LED 的技术指标变化很快，表中所示有关数据仅供参考），可见在白炽灯中只有 8% 的输入功率被转换为光输出，92% 的输入功率被转换为红外热和热传导输出。而在 LED 中，输入能量以光和热的两种形式转换，25% 的输入功率被转换为可见光输出，而热传导占总输入能量的 75%，LED 的发光效率比白炽灯高得多，节能效果非常明显。如果 LED 照明采用调光控制，则节能效果更为明显。但是 LED 的散热是个很重要的问题，LED 的功率越大，这个问题越重要。

表 1-2 LED 和其他照明光源的有关数据比较表

光 源	发光效率/(lm/W)	可见光(%)	紫外线(%)	红外线(%)	热传导(%)
白炽灯	15	8	0	73	19
金卤灯	70	27	19	17	37
荧光灯	90	21	0	37	42
LED	60	25	0	0	75

虽然 LED 的优点很多,但是也有自身的劣势。由于 LED 没有红外及紫外辐射,其消耗的能量除转换为光能输出外,几乎都是热能,并且只能以热传导的形式传出。如果让 LED 长期工作在较高的温度下,其使用寿命将大打折扣,甚至有烧毁的危险。又由于 LED 亮度与电流成正比,与温度成反比。当 LED 因散热不利而导致 LED 温度升高时,会严重影响 LED 的发光亮度。因此,在 LED 的使用过程中一定要考虑好散热问题。

LED 是一种使用寿命极长的光源(可长达 5 万 h),需要为 LED 提供适当的保护,因为偶尔 LED 也会失效,如因局部的组装缺陷或因瞬态现象等都可能导致失效。必须对这些可能的失效提供预防措施。

LED 灯具中有关部件损坏的比例如图 1-10 所示,其中,LEDs(多个 LED)的损坏率为 10%,控制电路为 7%,LED 灯具的安装为 31%,LED 驱动器为 52%。可见在 LED 灯具中 LEDs 的损坏率并不高,LED 驱动电路失效率相对较高为 52%,LED 灯具失效 90% 并非来自 LED(数据来源:Appalachian Lighting Systems)^[6]。该数据的统计条件是在 5400 件 LED 灯具中失效灯具为 29 件(失效率为 0.54%)的实验条件下进行的。

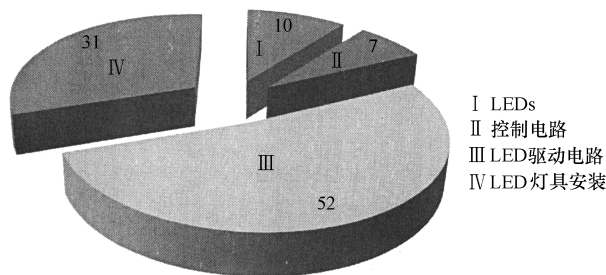


图 1-10 LED 灯具中有关部件损坏的比例

由于 LED 研发的不断升入,产品技术指标不断更新,表 1-3 给出了暖白光和冷白光 LED 的发光效率和每千流明输出单价的变化趋势^[4]。

表 1-3 LED 技术指标进展表

指 标	单 位	2011 年	2013 年	2015 年	2020 年
LED 发光效率(暖白光)	lm/W	98	129	162	224
LED 价格(暖白光)	\$/klm	12.5	5.1	2.3	0.7
LED 发光效率(冷白光)	lm/W	135	164	190	235
LED 价格(冷白光)	\$/klm	9	4	2	0.7

1.2.3 LED 的光学特性

发光二极管有非可见(例如红外发光二极管)与可见光两个系列,前者可用辐射度,后者可用光度学来量度其光学特性。LED 的光学特性主要有以下技术指标。

1. 发光角分布及法向光强

(1) 发光强度的角分布是描述 LED 发光在空间各个方向上光强分布。它主要取决于封装的工艺(包括支架、模粒头、环氧树脂中添加散射剂与否)。

(2) 发光强度(法向光强)是表征发光器件发光强弱的重要性能。LED 大量应用要求是圆柱、圆球封装,由于凸透镜的作用,故都具有很强指向性。LED 发光位于法向方向光

强最大，其与水平面交角为 90° 。当偏离正法向不同 θ 角度，光强也随之变化。发光强度随着不同封装形状而依赖于角的方向。

2. 发光峰值波长及其光谱分布

(1) LED 发光强度或光功率输出随着波长的变化而不同，绘成一条分布曲线-光谱分布曲线。当此曲线确定之后，器件的有关主波长、纯度等相关色度学参数亦随之确定。

LED 的光谱分布与制备所用化合物半导体种类、性质及 PN 结结构（外延层厚度、掺杂杂质）等因素有关，而与器件的几何形状、封装方式无关。

无论什么材料制成的 LED，都有一个相对光强度最强处（光输出最大），与之相对应有一个波长，此波长叫峰值波长，用 λ_p 表示。只有单色光才有 λ_p 波长。

(2) 主波长。有的 LED 发光不单是单一色，即不仅有一个峰值波长，甚至有多个峰值，并非单色光。为此描述 LED 色度特性而引入主波长。主波长就是人眼所能观察到的，由 LED 发出主要单色光的波长。单色性越好，则 λ_p 也就是主波长。

(3) 谱线宽度。在 LED 谱线的峰值两侧 $\pm \Delta\lambda$ 处，存在两个光强等于峰值（最大光强度）一半的点，此两点分别对应 $\lambda_p - \Delta\lambda$ ， $\lambda_p + \Delta\lambda$ 之间宽度叫谱线宽度，也称半功率宽度或半高宽度。半高宽度反映谱线宽窄，即 LED 单色性的参数，LED 的半功率宽度小于 40nm。

3. 光通量

光通量是表征 LED 总光输出的辐射能量，它可以标志 LED 器件的性能优劣。光通量为 LED 向各个方向发光的能量之和，它和工作电流直接有关。随着工作电流增加，LED 的光通量随之增大。可见光 LED 的光通量单位为流明 (lm)。

LED 向外辐射的功率-光通量与 LED 芯片材料、封装工艺水平及外加驱动恒流源大小有关。

4. 视觉灵敏度和发光效率

(1) 视觉灵敏度是实用照明与光度学中的参量。

(2) 发光效率，即量子效率 $\eta = \text{发射的光子数} / \text{PN 结载流子数}$ 。

(3) LED 发光效率有内部效率（PN 结附近由电能转化成光能的效率）与外部效率（辐射到外部的效率）。前者只是用来分析和评价芯片优劣的特性。

LED 发光二极管最重要的技术指标就是用辐射出光能量（发光量）与输入电能之比，即发光效率。

(4) 流明效率：LED 的光通量/外加耗电功率。

它是评价具有外封装 LED 特性，LED 高的流明效率是指在同样外加电流下辐射可见光的能量较大，所以也叫可见光发光效率。

品质优良的 LED 要求向外辐射的光能量大，向外发出的光尽可能多，即外部效率要高。事实上，LED 向外发光仅是内部发光的一部分，总的发光效率应为向为 PN 结区少数载流子注入效率 η_i 、在势垒区少数载流子与多数载流子复合效率 η_c 和外部出光（光取出效率）效率 η_e 三项的乘积，即 $\eta = \eta_i \times \eta_c \times \eta_e$ 。

5. 发光亮度

发光亮度是 LED 发光性能又一重要参数，具有很强方向性。LED 发光亮度与外加电流密度有关，一般的 LED 电流密度增加发光亮度也近似增大。另外，发光亮度还与环境温度有关，环境温度升高，LED 发光亮度下降。当环境温度不变，电流增大足以引起 PN 结结温升高，温升后，LED 发光亮度呈饱和状态。

6. LED 的使用寿命

老化是指 LED 发光亮度随着长时间工作而出现光强或发光亮度衰减的现象。器件老化程度与外加恒流源的大小有关，可描述为 $B_t = B_0 e^{-t/\tau}$ ，公式中 B_t 为 t 时间后的亮度， B_0 为初始亮度。

通常把发光亮度降到 $B_t = 1/2 B_0$ 所经历的时间 t 称为发光二极管的寿命。测定 t 要花很长的时间，通常以推算求得寿命。测量方法：给 LED 通以一定恒流源，工作 $10^3 \sim 10^4$ h 后，先后测得 B_0 ， $B_t = 1000 \sim 10000$ ，代入 $B_t = B_0 e^{-t/\tau}$ 求出 τ ，再把 $B_t = 1/2 B_0$ 代入公式 $B_t = B_0 e^{-t/\tau}$ ，可求出寿命 t 。

1.3 LED 的分类与特点

1.3.1 LED 的分类

LED 根据发光管发光颜色、发光管出光面特征、发光管结构、发光强度、工作电流、芯片材料和功能等标准有不同的分类方法。

1. 按功率大小分

按 LED 的功率分有小功率 LED，中功率 LED，大功率 LED（1W 或以上功率），随着 LED 生产技术的不断发展，LED 的功率越做越大。

大功率 LED 是指发光强度较高的产品，如常见的 LED 灯管，因为这类产品的芯片尺寸都比较大，发光亮度较高，所以分类为大功率 LED。

小功率 LED 是指发光强度较低的产品，如常见的指示灯和手机背光灯等，因为这类产品的芯片尺寸都较小，发光亮度较低，通常用在指示、显示等场合，所以分类为小功率 LED。

2. 按封装方式分

按封装方式分有插件式和贴片式两种 插件式是指 LED 在使用时，PCB 基板上需要开孔（钻孔），LED 需要穿过 PCB 的板材能焊接，这类 LED 通常都有较长的外接引脚。如图 1-11 所示。



图 1-11 常见 LED 封装

而贴片式 LED 是指 LED 在使用时, PCB 上不需要开孔(钻孔), LED 直接贴于 PCB 基板上就能焊接, 这类 LED 通常没有外接引脚(或呈片状金属电极)。

3. 按胶体颜色分

按胶体颜色分有无色透明、有色透明、有色散射和无色散射等。

4. 根据发光管发光颜色分

根据发光管发光颜色的不同, 可分成红色、橙色、黄色、黄绿色、绿色、蓝绿色、蓝色、紫色、紫外线、白色和红外线 LED 等。另外, 有的 LED 中包含两种或三种颜色的 LED 芯片。

根据 LED 出光处掺或不掺散射剂、有色还是无色, 上述各种颜色的 LED 还可分成有色透明、无色透明、有色散射和无色散射四种类型。散射型 LED 适合于作指示灯用。

5. 按发光强度和工作电流分

按发光强度和工作电流分有普通亮度的 LED、高亮度 LED (HB-LED) 和超高亮度 LED (UHB-LED)。

6. 按 LED 的封装结构分

按 LED 的封装结构分有全环氧封装、金属底座环氧封装、陶瓷底座环氧封装及玻璃封装等封装结构。

7. 按发光管出光面特征分

按发光管出光面特征分有圆灯、方灯、矩形、面发光管、侧向管、表面安装用微型管灯等。

8. 按发光强度角分布图分

按发光强度角分布图分有高指向性、标准型和散射型等。

(1) 高指向性。一般为尖头环氧封装, 或是带金属反射腔封装, 并且不加散射剂。半值角为 $5^{\circ} \sim 20^{\circ}$ 或更小, 具有很强的指向性, 可以作为局部照明光源用, 或与光检出器用于组成自动检测系统。

(2) 标准型。通常用作指示灯, 其半值角为 $20^{\circ} \sim 45^{\circ}$ 。

(3) 散射型。这是视角较大的指示灯, 半值角为 $45^{\circ} \sim 90^{\circ}$ 或更大, 散射剂的用量较大。

9. 根据封装形式分

根据封装形式分有贴片 (SMD) 和直插 (DIP) 两种。

1.3.2 高亮度 LED (HB-LED)

1.3.2.1 LED 的技术性能提升

自 LED 研制成功至今已 50 多年的时间, LED 得到了广泛的应用, 发光效率不断提高, 据报道 2011 年已有 208lm/W 的实验室水平 LED 推出 (APEC 2011 年会议介绍)。

(1) 最早使用 GaAsP 材料应用半导体 PN 结发光原理制成的 LED 光源是 20 世纪 60 年代初。只能发红光, 到 70 年代中期, LED 发展到绿光、黄光和橙光。80 年代初, 发光亮度极大提高。

(2) LED 从红光 LED 到蓝光 LED 以及白光 LED 经过了三个发展阶段, 红光及绿光 LED 都是单色 LED。1996 年出现的白光 LED 是复合光 LED, 1998 年复合光白光 LED 的市场运用, 把 LED 照明的发展推到了新的高度。

(3) 随着技术的不断进步,近年来白光 LED 的发展相当迅速,白光 LED 的发光效率大大超过白炽灯,HB-LED 也运用于汽车远光灯等需要高亮度照明的应用场合。

1.3.2.2 高亮度 LED (HB-LED) 的应用

HB-LED 有长工作寿命、抗振、发光效率高、对光源有良好的控制能力等优点,目前 HB-LED 已广泛应用于如汽车电子、交通信号灯、背光源、建筑照明和装饰照明等领域。随着发光亮度的提高和价格的降低,超高亮度 LED (UHB-LED) 得到了高速发展。如图 1-12 所示,HB-LED 和 UHB-LED 在如通用照明、标志照明、LCD 电视背光、汽车仪表盘、尾灯、指示灯、高位制动灯、倒车灯及车内照明等领域得到了广泛应用。

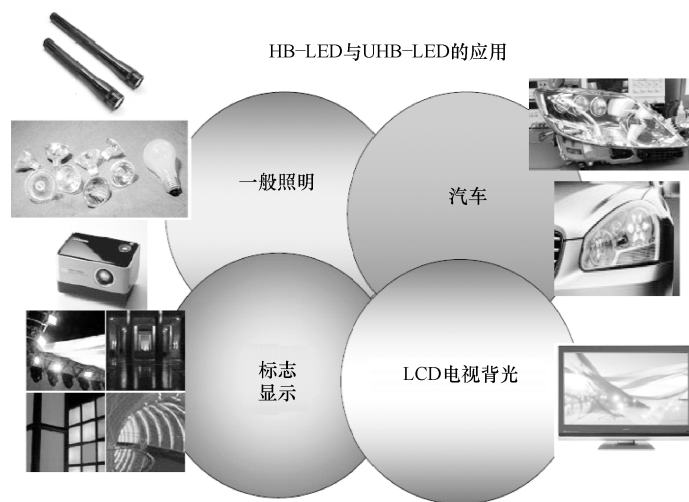


图 1-12 HB-LED 和 UHB-LED 的应用

1.3.3 交流 LED (AC LED)

1.3.3.1 交流 LED 驱动电路结构与工作原理

今天可用的多数 LED 都需要直流供电,因此,大多数 LED 照明系统都含有如图 1-13 所示的 AC-DC 变换电路,将交流输入市电电源转换为 LED 供电的直流电源。不过,最近推出了一种可以直接用交流输入市电供电的 LED 电路(如图 1-15 和图 1-16 所示),电路用一只表面贴装电阻设定输入电压,交流输入市电供电范围有 AC100 ~ 110V 和 AC220 ~ 230V 两种。在交流 LED 芯片中,LED 包含了多层 LED 半导体结,使交流 LED 二极管 PN 结总正向电压接近于 AC110V 或 AC220V 的交流输入市电电压。

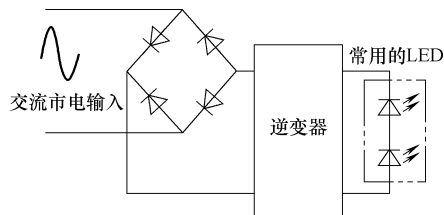


图 1-13 常用的 LED 驱动电路结构

LED 直接采用交流输入市电供电简化了电源变换电路的设计,增加了系统的工作可靠性,并减少了 LED 驱动电路设计时间。

交流 LED 驱动的重大技术突破是超细 LED 晶粒在封装时采用特殊交错的矩阵排列组合技术,同时利用 LED 的 PN 结二极管特性兼作整流,半导体制作过程在其中扮演着相当重要

的角色。交流 LED 通过半导体制作过程整合成一堆采用交错矩阵式排列工艺的微小晶粒，并加入桥式电路至芯片设计，使交流电流通过 LED 可以双向导通，实现 LED 的发光。交流 LED 晶粒的排列如图 1-14 所示，因此只需要两根导线引入交流输入市电电源即可使交流 LED 发光工作。

1.3.3.2 交流 LED (AC LED) 驱动的实现

如图 1-14 所示，将一堆 LED 微小晶粒采用交错的矩阵式排列工艺均分为 5 串，5 串交流 LED 晶粒组成类似一个整流桥的电路，整流桥的两端分别连接 AC110V/220V

交流输入市电电源，交流 LED 的另两端再连接一串 LED 晶粒，交流输入市电的正半周沿 1→5→4 通路流动，3 串 LED 晶粒发光，交流输入市电的负半周沿 2→5→3 通路流动，又有 3 串 LED 晶粒发光，4 个桥臂上的 LED 晶粒轮流发光，中间一串 LED 晶粒同时发光。4 个桥臂上的 LED 以每秒 50/60 次的频率交替点亮。通过整流桥的直流电流是脉动直流电流，LED 的发光是闪动的，由于 LED 有断电余辉续光的特性，并且由于人眼的视觉停留作用，使人眼对 LED 的发光感觉是连续发光。交流 LED 驱动工作原理见图 1-15。

也可以采用图 1-16 所示的电路为交流 LED 供电，这时先经过桥式交流市电整流电路输出直流高电压为高压负载 LED 供电，使高压 LED 负载串连续导通发光工作。

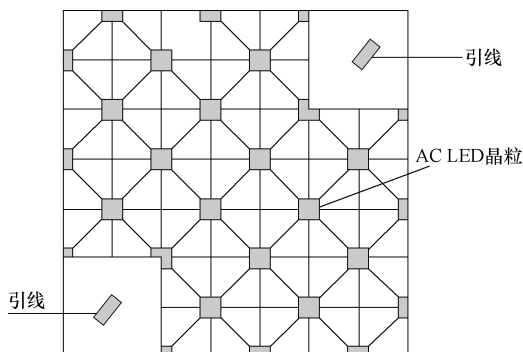


图 1-15 交流 LED 驱动工作原理图 1

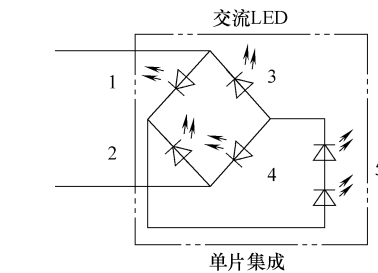


图 1-14 交流 LED 晶粒排列示意图

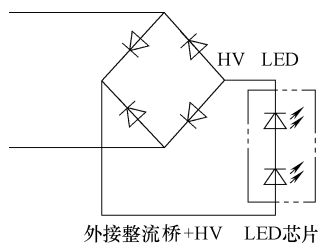


图 1-16 交流 LED 驱动工作原理图 2

1.3.4 OLED

1.3.4.1 OLED 工作原理

OLED (Organic Light-Emitting Diode/Organic Light Emitting Display, 有机发光二极管/有机发光显示器) 是指有机半导体材料和发光材料在电场驱动下，通过载流子注入和复合导致的发光现象。根据这一工作原理制成的发光器件叫 OLED 发光器件。

如图 1-17 所示，OLED 发光显示器的工作原理是分别利用氧化铟锡 (ITO) 透明电极和金属电极作为器件的阳极和阴极，在一定电压的驱动下，电子和空穴分别从阴极和阳极注入到电子和空穴传输层，电子和空穴分别经过电子和空穴传输层迁移到发光层，在发光层中相遇，形成激子并使发光分子激发，发光分子中的原子原子核激发经过辐射弛豫而发出可见光。辐射出的光线可以从氧化铟锡 (ITO) 透明电极一侧观测到，阴极金属电极膜同时也起

到了反射层的作用。根据这种工作原理制作的发光显示器叫做有机发光显示器，也叫 OLED 发光显示器。

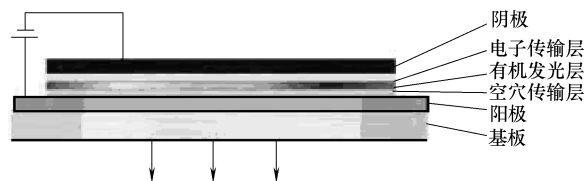


图 1-17 OLED 发光显示器的结构

据报道，在 1979 年的一天晚上，在柯达公司从事科研工作的华裔科学家邓青云博士 (Dr. C. W. Tang) 回家的路上突然想起有东西忘在实验室。回到实验室，邓博士发现黑暗中有个发亮的东西。打开灯，原来是一块做实验的有机蓄电池在发光，OLED 的研究从此开始。邓青云博士因此被称为“OLED 之父”。

1.3.4.2 OLED 特点

与 LCD 相比，OLED 具有主动发光，无需背光源，发光效率高，无视角问题（视角大于 170° ），重量轻、厚度小、发光亮度高、发光效率高，发光材料丰富，易于实现彩色显示，发光响应速度快（ μs 级），动态画面质量高，直流低电压驱动，使用温度范围宽（在 $-40 \sim +70^\circ\text{C}$ 范围内都可以正常工作），可以柔性显示，工艺简单，成本低，抗振能力强等一系列优点，被称为是未来理想的发光器件和显示器件。

OLED 具有超薄、全固化、自发光、发光反应速度快、温度特性好、可以柔软显示等工作特性，应用广泛。目前 OLED 主要应用场合有家电仪表用段式显示屏，手机，数码相机，PDA，便携式电脑，壁挂式电视机的显示终端，电子书籍和坦克、飞机等现代化武器的显示终端。

OLED 为自发光材料，无需用到背光板，同时视角广、画质均匀、反应速度快、较易彩色化、用简单驱动电路即可达到发光、制程简单、可制作成挠曲式面板、符合轻薄短小的原则，应用于中小尺寸面板。被业内人士认为是最有可能在未来的发光显示器件市场上占据霸主地位的新一代发光显示器件。作为一项崭新的发光显示技术，OLED 目前在材料、器件使用寿命、良品率等方面还有待于进一步研究和提高，应用领域也有待于进一步扩大。

OLED 的主要优点如下：

- 1) 制造工艺简单，成本更低；
- 2) 固态机构，没有液体物质，因此抗振性能更好，不怕摔；
- 3) 厚度可以小于 1mm，仅为 LCD 的 $1/3$ ，并且重量也更轻；
- 4) 能够在不同材质的基板上制造，可以做成能弯曲的柔软显示器；
- 5) 低温工作特性好，在 -40°C 下仍能正常显示，而 LCD 则无法做到；
- 6) 发光效率比 LCD 高，亮度高、色彩丰富、分辨率高，图像稳定；
- 7) 响应时间是 LCD 的 $1/1000$ ，显示运动画面绝对不会有拖影的现象；
- 8) 几乎没有可视角度的问题，即使在很大的视角下观看，画面仍然不失真。

工作特点是驱动电压低、能耗低，可与太阳电池、集成电路等相匹配。

OLED 有两个技术分支，一个是小分子有机发光二极管 (Organic Light Emitting Diode,

简称为 OLED 或 SM-OLED)；另一个是高分子（又称聚合物）有机发光二极管（Polymer Light-Emitting Diode，简称为 PLED 或 P-OLED）。人们一般都认为，聚合物材料比有机小分子材料要稳定，这也成了发展聚合物 OLED 的原动力。

OLED 发光显示器的特点如表 1-4 所示，OLED 的应用分别如图 1-18 ~ 图 1-21 所示，OLED 的现状与进展如表 1-5 所示。

表 1-4 OLED 照明的特点

现 有	优 点
超薄	设计使用方便，占用空间小
重量轻	在重量应用敏感的应用场合是理想选择
扩散发光，低亮度发光面	无眩光，发光柔和
发光效率	现今的发光效率不断提升，未来可能达 140 ~ 150lm/W
不含有害物质	环境友好，易于循环使用
工作电压低	使用安全，例如在儿童使用的场合无危害
未来	优点
发光颜色可调	可以通过使用不同发光颜色的 OLED 实现
高显色指数	有高的显色指数
透明，是一种使用灵活的光源	在不发光的条件下可以隐藏，使用非常灵活



图 1-18 OLED 的应用 1

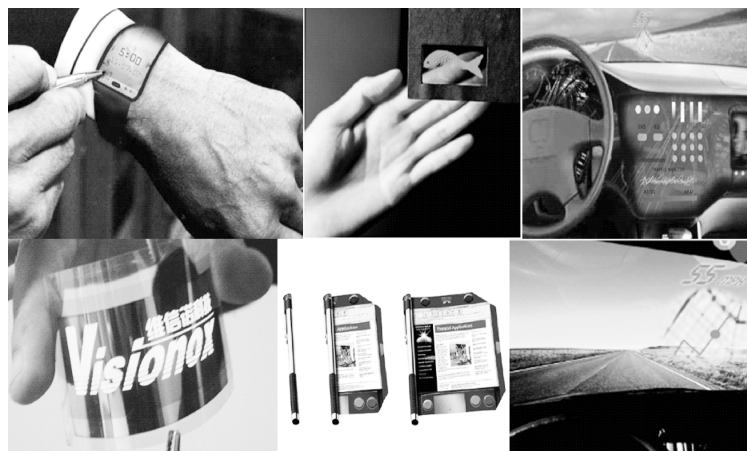


图 1-19 OLED 的应用 2



图 1-20 OLED 的应用 3



图 1-21 OLED 的应用 4

表 1-5 OLED 的现状与进展

时 间 指 标	现 状	2012 年	2015 年	2020 年
造价	\$ 14, 000/klm	\$ 235/klm	\$ 50/klm	\$ 15/klm
寿命	10kh	25 kh	50 kh	100 kh
亮度	3, 000lm/m ²	6, 000lm/m ²	10, 000lm/m ²	10, 000lm/m ²
发光效率	45lm/W	77 lm/W	105 lm/W	148 lm/W

注：源于 DOE Market Introduction Workshop 2011. Seattle. WA。

LED 照明与 OLED 照明的对比是在自然光环境下，点光源→太阳，面光源→天空。而在人工照明环境下，点光源→LED，面光源→OLED。

由于 LED 和 OLED 研发的不断投入，产品技术指标不断更新，表 1-6 给出了暖白光和冷

白光 LED 的发光效率和 OLED 发光效率的变化趋势（资料来源：2012 DOE SSL Multi-Year Program Plan）。

表 1-6 LED 与 OLED 的技术性能比较

技术指标	2011 年	2013 年	2015 年	2020 年	目标值
冷白光发光效率 ^① (lm/W)	135	164	190	235	266
冷白光发光效率 ^② (lm/W)	135	157	173	192	199
暖白光发光效率 ^① (lm/W)	97	129	162	224	266
暖白光发光效率 ^② (lm/W)	98	126	150	185	199
OLED 发光效率 (lm/W)	58	80	100	140	190

① 混色。

② 荧光粉。

1.3.4.3 OLED 的驱动

OLED 按驱动电路与基板的关系可以分为无源驱动（PMOLED）和有源驱动（AMOLED）两大类。

1. 无源驱动

所谓无源驱动是指在 OLED 基板周边需要外接驱动电路的 OLED 器件。无源驱动 OLED 显示基板上的发光区域仅是发光像素（电极和各功能层），所有的驱动和控制功能由集成 IC 完成（IC 可以置于基板外或在基板的非显示区域）。无源驱动分为静态驱动电路和动态驱动电路两种。

（1）静态驱动各 OLED 发光像素的相同电极（例如阴极）是连在一起引出的，各像素的另一电极（例如阳极）是分离引出的，分立电极上施加的电压决定对应像素是否发光。

在静态驱动的 OLED 发光器件上，一般各 OLED 发光像素的阴极是连在一起引出的，各像素的阳极是分立引出的，这就是共阴的连接方式。若要一个像素发光，只要让恒流源的电压与阴极的电压之差大于像素发光值的前提下，像素将在恒流源的驱动下发光，如果要一个像素不发光，就将它的阳极接在一个负电压上，就可将它反向截止。但是在图像变化比较多时可能出现交叉效应，为了避免交叉效应必须采用交流的发光形式。静态驱动电路一般用于段式显示屏的驱动上。

（2）如图 1-22 所示，在动态驱动的 OLED 发光显示器件上把像素的两个电极做成了矩阵型结构，即水平一组显示像素的同一性质的电极是共用的，纵向一组显示像素的相同性质的另一电极是共用的。如果像素可分为 N 行和 M 列，就可有 N 个行电极和 M 个列电极。行和列分别对应发光像素的阴极和阳极两个电极。

为了点亮整个屏像素，采取逐行点亮或逐列点亮的方法来点亮整个显示屏的时间小于人眼视觉停留 20ms 时间的方法，确保发光稳定，就叫做动态驱动。

在实际电路驱动的过程中，要逐行点亮或要逐列点亮像素，通常采用逐行扫描的方式，行扫描，列电极为数据电极。实现方式是循环地给每行电极施加脉冲，同时所有列电极给

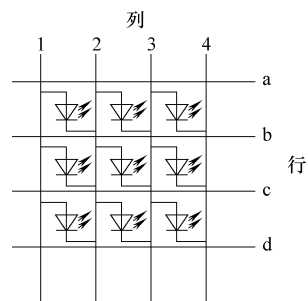


图 1-22 被动矩阵 OLED 显示器的简单示意图

出该行像素的驱动电流脉冲，从而实现一行所有像素的显示。该行不在同一行或同一列的像素就加上反向电压使其不显示，以避免“交叉效应”，这种扫描是以逐行顺序进行的，扫描所有行所需时间叫做帧周期。

在一帧中每一行的选择时间是均等的。假设一帧的扫描行数为 N ，扫描一帧的时间为 1s ，那么一行所占有的选择时间为一帧时间的 $(1/N)\text{s}$ ，这个值被称为占空比系数。在同等电流下，扫描行数增多将使占空比下降，从而引起有机电致发光像素上的电流注入在一帧中的有效值下降，降低了发光显示质量。因此随着显示像素的增多，为了保证发光显示质量，就需要适度地提高驱动电流或采用双屏电极结构以提高占空比系数。

2. 有源驱动

所谓有源驱动 OLED 发光器件是指外围电路和显示阵列集成在同一基板上的 OLED 发光器件。有源驱动在显示基板上的显示区域内，每个像素至少配备两个薄膜晶体管和一个电荷存储电容，用于保证扫描寻址时，扫描一场的周期内，每个像素的发光与否状态不变。提高了发光亮度，减少了电极引线的功耗，提高了发光均匀性和工作寿命，使大面积和高分辨率发光显示成为可能。

有源驱动具有存储效应，可进行 100% 负载驱动，可以对各像素独立进行选择调节。

有源驱动无占空比问题，驱动不受扫描电极数的限制，易于实现高亮度和高分辨率。有源驱动由于可以对亮度的红色和蓝色像素独立进行灰度调节驱动，这更有利于 OLED 彩色化实现。

有源矩阵的驱动电路藏于显示屏内，更易于实现集成度和小型化。另外由于解决了外围驱动电路与屏的连接问题，这在一定程度上提高了成品率和显示发光工作的可靠性。

3. 有源驱动与无源驱动的比较

(1) 结构不同。无源驱动矩阵的像素由阴极和阳极单纯基板构成，阴极和阳极的交叉部分可以发光，驱动用 IC 需要有相应连接方式进行外装。有源驱动每个像素配备具有开关功能的低温多晶硅薄膜晶体管，而且每个像素配备一个电荷存储电容，外围电路和显示阵列整个系统集成在同一玻璃基板上。OLED 依赖于电流驱动，其发光亮度与电流成正比，所以，除了 ON/OFF 切换动作的选址薄膜晶体管 (TFT) 外，还需要能让足够的电流流过 ON 阻抗低的小型驱动薄膜晶体管。

(2) 驱动方式不同。无源矩阵的驱动方式多为多路动态驱动，这种驱动方式受扫描电极数的限制，占空比系数是无源驱动的重要参数。

有源矩阵的驱动方式属于静态驱动方式，有源矩阵 OLED 具有存储效应，可以进行 100% 负载驱动，这种驱动不受扫描电极数的限制，可以对个像素独立进行选择调节。

(3) 有源矩阵可以实现高亮度和高分辨率。为了达到发光显示屏一定的亮度，扫描时每列的亮度应为屏的平均亮度乘以列数。如 64 列时，平均亮度为 $100\text{cd}/\text{m}^2$ ，则 1 列的亮度应为 $6400\text{cd}/\text{m}^2$ 。随着列数的增加，每列的亮度必须相应增加，相应的必须提高驱动电流密度。所以，无源矩阵难以实现高亮度和高分辨率。

第 2 章 LED 照明对驱动电路的要求

2.1 LED 驱动电路的主要功能和技术要求

2.1.1 LED 驱动电路的主要功能

LED 是一种固体光源，LED 的发光机理是在它两端加上正向电压，使半导体中的少数载流子和多数载流子发生复合，放出的过剩能量引起光子发射。LED 驱动电路的主要功能是将输入供电电源（交流供电或直流供电电压）转换为适合 LED 驱动的供电电源输出为 LED 负载供电，按照 LED 的工作电压和电流要求完成与 LED 负载的电压和电流匹配。

LED 驱动电路的主要功能有两个。

1. LED 的恒流工作特性

保持 LED 的恒流工作特性，尤其在电源电压发生变化时，仍应能保持 LED 工作电流的稳定。实现：

- 1) 避免 LED 驱动电流超出最大额定值，影响 LED 负载的工作可靠性；
- 2) 获得要求的亮度输出，并保证各 LED 发光亮度和发光色度的一致性；
- 3) 确保 LED 负载工作电流的稳定。

2. 低功耗和可靠工作

驱动电路应保持较低的自身功耗，这样才能使 LED 照明系统的工作效率保持在较高水平。尤其在调光方面，LED 不仅可实现 0 ~ 100% 的调光，而且可以保证在整个调光过程中保持较高的发光效率，并不损害 LED 的工作寿命（参见第 3 章的有关介绍），而气体放电灯则很难做到这一点。

从 LED 的伏安 (V/I) 工作特性曲线可以看出，LED 在正向导通后其正向电压的微小变化将引起 LED 正向工作电流的很大变化。并且，环境温度和 LED 老化时间等因素也会影响 LED 的电气工作特性。而 LED 的光输出直接与 LED 正向导通工作电流有关，所以 LED 驱动电路在输入电压和环境温度等因素发生变化的情况下最好能控制 LED 正向导通工作电流的稳定。否则，LED 的光输出将随输入电压和温度等因素的变化而变化。并且，如果 LED 的正向导通工作电流失控，LED 长期工作在大电流下将会影响 LED 的工作可靠性和使用寿命，并有可能使 LED 工作失效。

2.1.2 LED 驱动电路的技术要求

2.1.2.1 对 LED 驱动电路的主要技术要求

对 LED 驱动电路的主要技术要求如下：

- 1) 关态功耗；
- 2) 最大输出功率；
- 3) 允许工作温度范围；

- 4) 瞬态开/关工作特性;
- 5) 功率因数 (PF) 不低于 0.9;
- 6) 输入和输出电压变化范围;
- 7) 电源的总谐波失真 (THD);
- 8) 加电到负载有光输出的时间;
- 9) 允许的最大输入电压和电流;
- 10) 输出电压或输出电流的稳定性;
- 11) 与有关调光控制协议的兼容性;
- 12) 稳态过电压和过电流保护工作特性;
- 13) 闭环反馈控制, 确保输出电压或电流稳定;
- 14) 与有关环境光传感器的兼容性 (如使用该功能);
- 15) 输出电流和电压纹波小, 最好有精确的电流控制;
- 16) 在给定温度、电压等工作条件下输出电流的变化情况;
- 17) 在给定输出功率和工作温度条件下的系统工作效率和工作可靠性等。

对更高级的 LED 驱动器应具有可以监测和报告 LED 照明系统所有工作状态参数和智能电压控制功能, 例如可以实现对 LED 的 V_f 值无需分级、对由于 LED 驱动器和 LED 灯具之间的线路电压降进行自动检测和补偿、光学反馈、自动进行白光 LED 的相关色温控制、多色 LED 相关色温控制等控制功能。

同时对 LED 驱动电路还可以进行有效的热管理, 例如对 LED 驱动电源的工作温度实现智能管理和对 LED 灯具的热管理。

2.1.2.2 影响 LED 照明产品工作可靠性的主要因素

影响 LED 照明产品工作可靠性的主要因素如下:

在 LED 驱动电路的使用过程中应注意 LED 驱动电路的应用场合, 例如注意 LED 驱动电路的用途、安装方式、环境噪声干扰、正确使用 LED 驱动电路和有关技术支持会对提高 LED 驱动电源的工作可靠性有帮助。在使用 LED 驱动电路时还需注意 LED 驱动电路的输入电压适应范围、输出电压和输出电流变化范围, 合理的对 LED 和 LED 驱动电路进行热管理, LED 驱动电路应选用合适型号的电解电容器。对 LED 驱动电路的机械部件应注意安装机械应力、抗振性、防潮湿、防水等问题。注意有关光学部件和 LED 部件的光输出、发光颜色、发光角等技术参数对使用环境的影响, 注意 LED 驱动电路的抗 UV/抗化学腐蚀性和正确使用 LED 驱动电路等问题。

目前 LED 驱动电路还存在的一些主要问题如下:

- 1) 质量一般的 LED 驱动电路不采用闭环反馈控制技术;
- 2) 很少 LED 驱动技术的研发是基于复杂知识产权的要求;
- 3) 目前只有很少的 LED 驱动技术是采用远程部署管理 (RDM) 技术来实现 LED 灯具工作状态的遥控监测。

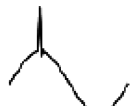
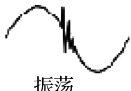




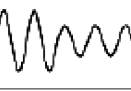

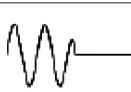
LED 驱动电路对 LED 照明系统的影响主要有直接影响和间接影响两类。直接影响主要体现在 LED 驱动电源的造价、驱动电源的工作效率、抗干扰信号 (EMI) 工作特性、工作可靠性、LED 工作电流的调节特性、功率因数、驱动电源的保护工作特性 (如过电压、过电流、过温度等) 和 LED 的工作纹波电流等方面。间接影响主要体现在 LED 照明系统的工

作效率、工作可靠性、热管理特性、工作安全性（例如输出隔离或不隔离）和系统造价等方面。

2.1.2.3 LED 驱动电路常见干扰

LED 驱动电路常见的干扰有电压下陷、电压上突、欠电压、过电压、振荡波的瞬态干扰、照明设备的瞬态干扰、输入浪涌电流或浪涌电压干扰、共模噪声、差模噪声、电压不平衡、电压失真等，这些干扰均会对 LED 照明驱动电路的正常工作造成影响，严重时有可能损坏 LED 照明驱动电路，所以在设计 LED 驱动电路时需考虑电路的抗干扰工作性能，确保驱动电路可靠工作。LED 驱动电路的常见电干扰如表 2-1 所示。

表 2-1 LED 驱动电路常见电干扰

电干扰类型	电干扰产生原因
 <p>冲击</p>  <p>振荡</p> <p>瞬态浪涌（浪涌）</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 空调器中电动机的起动、暖风空调设备（HVAC）、电梯、冷却水设备、风扇等设备的起动 2. 照明设备的工作 3. 复印机和打印机的工作 4. 静电放电 5. 常用电器设备的工作 6. 负氧离子发生器的工作 7. 厨房电器设备的工作等
 <p>噪声</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 暖风空调设备（HVAC） 2. 厨房电器设备、无线电设备、电话 3. 调光器、电力线 4. 照明电子设备、建筑物内的电源变压器 5. 负氧离子发生器和吸尘器等
 <p>谐波失真</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 计算机、电视机等家用电器设备 2. 照明电子设备等
 <p>下陷</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 空调器中的电动机起动、暖风空调设备（HVAC）、电梯、冷却水设备、风扇等设备的起动 2. 复印机和打印机的工作 3. 通用电气设备的起动等
 <p>上突</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 空调器中的电动机起动、暖风空调设备（HVAC）、电梯、冷却水设备、风扇等设备的起动 2. 复印机和打印机的工作等
 <p>欠电压</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 电源线连接不当或由于电源线对地短路 2. 复印机和打印机的工作等
 <p>过电压</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 电源线连接不当 2. 电源调节接线头的不当跳接 3. 建筑物内电源变压器的不正常工作 4. 电源线的不正常跨接
 <p>中断</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. 闪电 2. 断路器跳闸或熔丝熔断 3. 电源线坠地

2.1.3 LED 照明测试的有关项目和有关评价机构

2.1.3.1 现在和未来 LED 照明测试的有关项目

现在和未来 LED 照明测试的有关项目如图 2-1 所示（源于 DOE Solid-State Lighting CALiPER Program 2011 Roundtable Report, May 2011）。

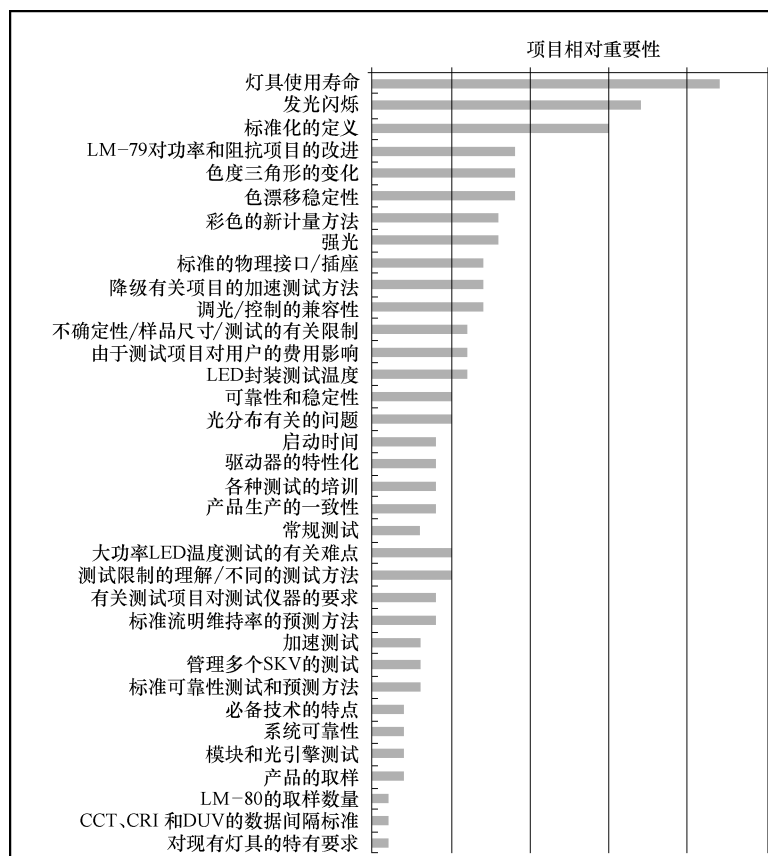


图 2-1 现在和未来 LED 照明测试的有关项目

为了推广 LED 照明产品的应用，鼓励高质量的 LED 产品进入市场，世界上有许多相关 LED 照明产品质量评价机构对 LED 产品的性能和质量进行评估，例如其中影响较为广泛的有美国的能源之星计划、Zhaga（LED 光引擎联盟）、ANSI（美国国家标准学会）、NGL（美国下一代照明电器组织）、L. PrizeSM、Lighting tomorrow、Lighting facts、GATEWAY demonstrations、加拿大标准协会（Canadian Standards Association，简称 CSA）、国际发光明委员会（International Commission on Illumination，简称 CIE）、美国照明工程学会（Illuminating Engineering Society of North America，简称 IES）、美国国家标准与技术研究院（NIST）、欧盟认证（CE）、美国电气制造商协会（National Electrical Manufacturers Association，简称 NEMA）、UL（Underwriters Laboratories Inc.）、IEEE（美国电气和电子工程师协会）、国际电工委员会（International Electrotechnical Commission，简称 IEC）等机构。而 Zhaga 主要负责 LED 光引擎的有关标准和产品接口标准方面的工作，有关组织的 LOGO 分别如图 2-2 和

图 2-3 所示。



图 2-2 有关 SSL 照明性能评价组织的 LOGO1



图 2-3 有关 SSL 照明性能评价组织的 LOGO2

2.2 LED 常用驱动电路与特点

2.2.1 常用变换器电路拓扑与特点

2.2.1.1 降电压输出（Buck）变换器

1. 降电压输出（Buck）变换器的工作原理框图

Buck 变换器的工作原理框图如图 2-4 所示。

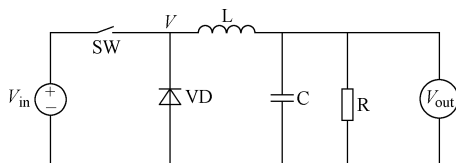


图 2-4 Buck 变换器的工作原理框图

2. Buck 变换器的特点

- (1) $V_{SWmax} = V_{in} + V_{out}$;
- (2) $V_{out} = D \times V_{in}$, 降电压输出;
- (3) $I_{SW(max)} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2}$;
- (4) $V_{VD} = V_{in}$;
- (5) $I_{VD} = I_L \times (1 - D)$;
- (6) $V_{RVD} = V_{in}$ 。

3. Buck 变换器的工作波形

Buck 变换器的工作波形如图 2-5 所示。

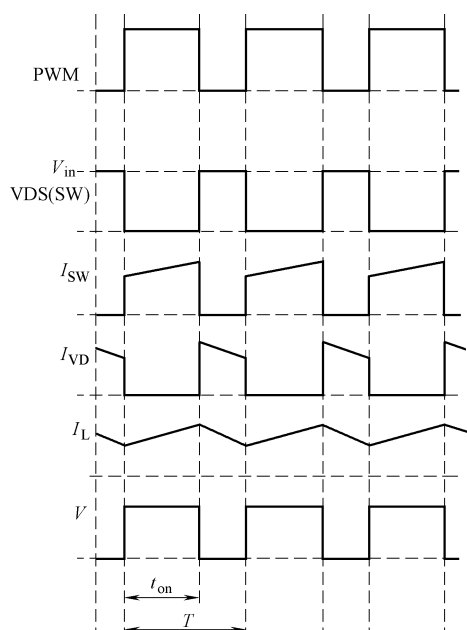


图 2-5 Buck 变换器的工作波形

2.2.1.2 升电压输出 (Boost) 变换器

1. 升电压输出 (Boost) 变换器的工作原理框图

Boost 变换器的工作原理框图如图 2-6 所示。

2. Boost 变换器的特点

- (1) $V_{SW} = V_{out}$;
- (2) $V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - D}$, 升电压输出;
- (3) $I_{SW1(max)} = I_{out} \times \frac{1}{1 - D} + \frac{\Delta I_L}{2}$;
- (4) $I_{VD} = I_{R_L}$;
- (5) $V_{RVD} = V_{out}$ 。

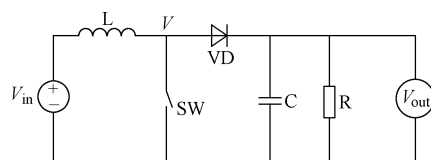


图 2-6 Boost 变换器的工作原理框图

3. Boost 的工作波形

升电压输出变换器的工作波形图如图 2-7 所示。

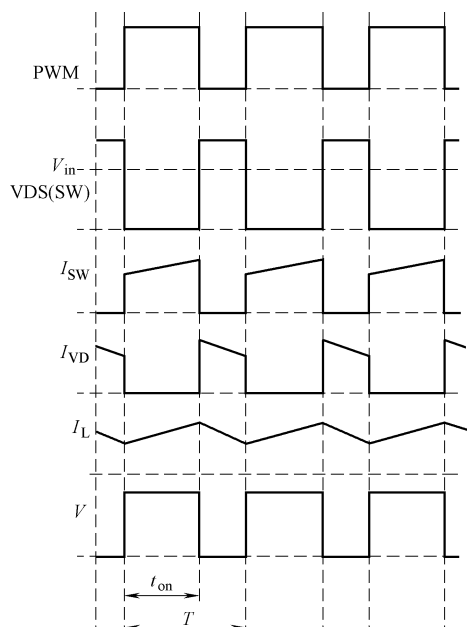


图 2-7 Boost 变换器的工作波形图

2.2.1.3 升降电压输出 (Buck-Boost) 变换器

1. 升降电压输出 (Buck-Boost) 变换器的工作原理框图

Buck-Boost 变换器的工作原理框图如图 2-8 所示。

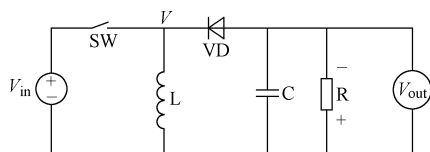


图 2-8 Buck-Boost 变换器的工作原理框图

2. Buck-Boost 变换器的特点

(1) $V_{SW} = V_{in} + |V_{out}|$;

(2) $V_{out} = -\frac{D}{1-D} \times V_{in}$, 既可以工作于升电压输出, 也可以工作于降电压输出, 并且输出电压为反相输出;

(3) $I_{SW(max)} = I_{R_L} \times \frac{1}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2}$;

(4) $I_{VD} = I_{R_L}$;

(5) $V_{RVD} = V_{in} + |V_{out}|$ 。

3. Buck-Boost 变换器的工作波形

Buck-Boost 变换器的工作波形图如图 2-9 所示。

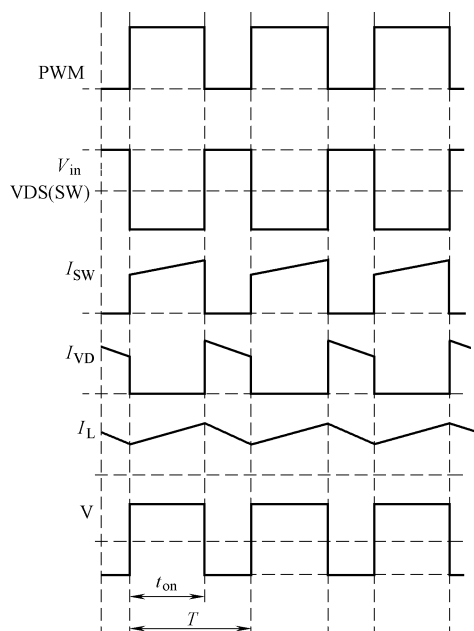


图 2-9 Buck-Boost 变换器的工作波形图

2.2.1.4 反激 (Flyback) 变换器

1. 反激 (Flyback) 变换器的工作原理框图

Flyback 变换器的工作原理框图如图 2-10 所示。

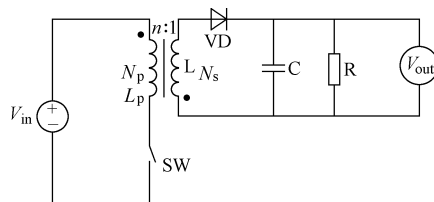


图 2-10 Flyback 变换器的工作原理框图

2. Flyback 变换器的特点

(1) 一般用于输出上限功率为 100W 左右的应用场合；

$$(2) V_{SW} = V_{in} + V_{out} \times \left(\frac{N_p}{N_s} \right);$$

(3) $V_{out} = D \times \sqrt{\frac{T \times V_{out}}{2 \times I_{R_L} \times L_p}} \times V_{in} = \frac{N_s}{N_p} \times \frac{D}{1-D} \times V_{in}$, 输出电压可以大于输入电压, 也可以小于输入电压, 取决于脉冲占空比 D 和 Flyback 变压器匝数比的大小;

$$(4) I_{SW(max)} = I_{R_L} \times \frac{D}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2} = V_{in} \times \frac{t_{on}}{L_p} = I_{R_L} \times \frac{N_s}{N_p} \times \frac{1}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2};$$

$$(5) I_{VD} = I_{R_L};$$

$$(6) V_{\text{RVD}} = V_{\text{out}} + V_{\text{in}} \times \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

3. Flyback 变换器的工作波形图

Flyback 变换器的工作波形图如图 2-11 所示。

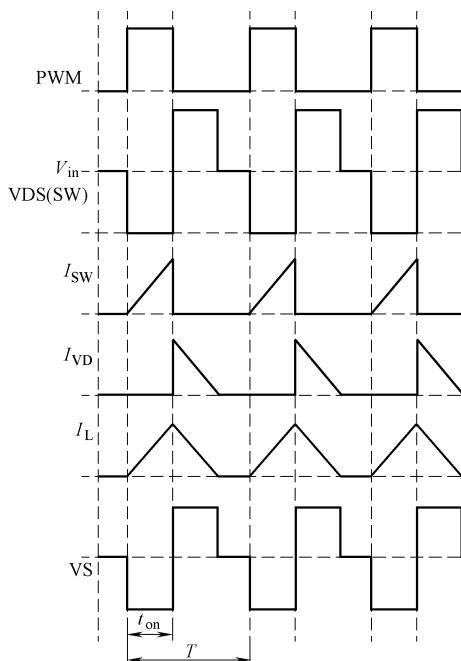


图 2-11 Flyback 变换器的工作波形图

2.2.1.5 正激 (Forward) 变换器

1. 正激 (Forward) 变换器的工作原理框图

Forward 变换器的工作原理框图如图 2-12 所示。

2. Forward 变换器的特点

- (1) 变压器 T 的设计较复杂；
- (2) 需用磁复位绕组；
- (3) 占空比 D 可以工作于大于 50% 的应用场合；
- (4) 可应用于输出功率高达 200W 的应用场合；
- (5) $V_{\text{SW}} = 2 \times V_{\text{in}}$ ；

$$(6) V_{\text{out}} = V_{\text{in}} \times \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \times \left(\frac{t_{\text{on}}}{T} \right) = V_{\text{in}} \times \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \times D, \text{ 既}$$

可以升电压输出，也可以降电压输出；

$$(7) I_{\text{SW(max)}} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \times I_{\text{RL}} + \frac{\Delta I_L}{2};$$

$$(8) I_{\text{VD}_2} = I_{\text{RL}} \times D;$$

$$(9) I_{\text{VD}_3} = I_{\text{RL}} (1 - D);$$

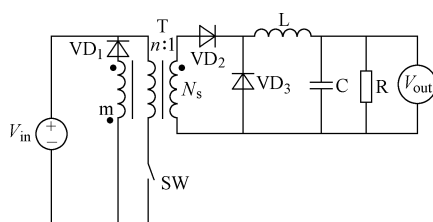


图 2-12 Forward 变换器的工作原理框图

$$(10) V_{\text{RVD}_2} = V_{\text{out}} + V_{\text{in}} \times \left(\frac{N_s}{N_p} \right)$$

3. Forward 变换器的工作波形图

Forward 变换器的工作波形图如图 2-13 所示。

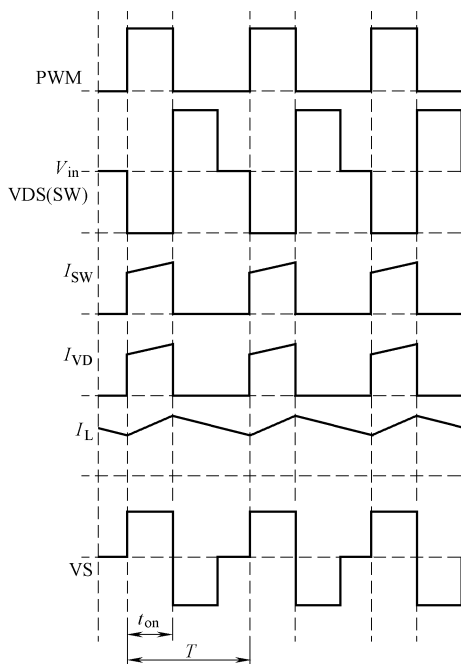


图 2-13 Forward 变换器的工作波形图

2.2.1.6 双管正激 (2 Switch Forward) 变换器

1. 双管正激 (2 Switch Forward) 变换器的工作原理框图

2 Switch Forward 变换器的工作原理框图如图 2-14 所示。

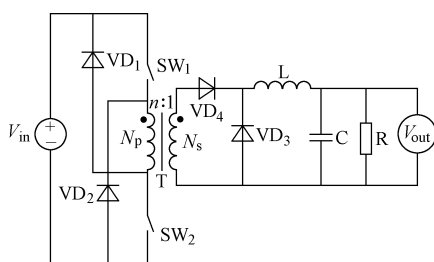


图 2-14 2 Switch Forward 变换器的工作原理框图

2. 2 Switch Forward 变换器的特点

- (1) 可应用于输出功率高达 500W 的应用场合；
- (2) 变压器 T 的设计较简单；
- (3) 变压器 T 同时也用作磁复位，工作脉冲占空比小于 50%；
- (4) $V_{\text{SW}} = V_{\text{in}}$ ；

(5) $V_{\text{out}} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{\text{on}}}{T}\right) \times V_{\text{in}} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D \times V_{\text{in}}$, D 小于 50%, 既可以升电压输出, 也可以降电压输出;

$$(6) I_{\text{SW}(\text{max})} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(I_{R_L} + \frac{\Delta I_L}{2}\right);$$

$$(7) I_{\text{VD}_4} = I_{R_L} \times D;$$

$$(8) V_{\text{RVD}_4} = V_{\text{out}} + V_{\text{in}} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)。$$

3. 2 Switch Forward 变换器的工作波形图

2 Switch Forward 变换器的工作波形图如图 2-15 所示。

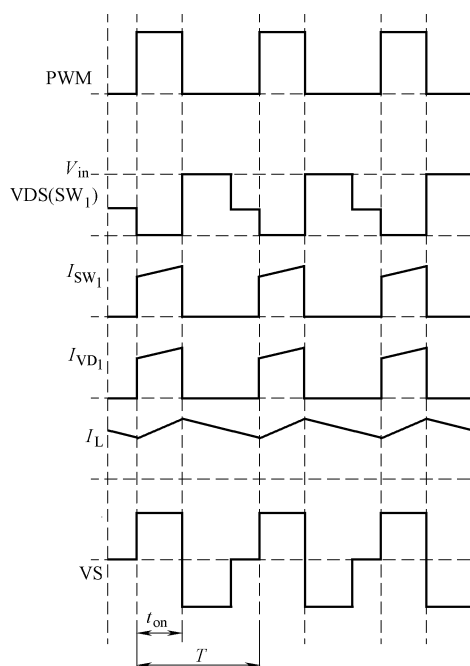


图 2-15 2 Switch Forward 变换器的工作波形图

2. 2. 1. 7 有源箝位正激 (Active Clamp Forward) 变换器

1. 有源箝位正激 (Active Clamp Forward) 变换器的工作原理框图

Active Clamp Forward 变换器的工作原理框图如图 2-16 所示。

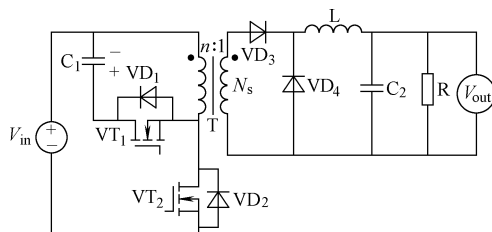


图 2-16 Active Clamp Forward 变换器的工作原理框图

2. Active Clamp Forward 变换器的特点

- (1) 变压器 T 的设计较简单；
- (2) 占空比 D 可以工作于大于 50% 的应用场合；
- (3) 可应用于输出功率高达 500W 的应用场合；
- (4) $V_{SW} = \frac{V_{in}}{1-D}$ ；
- (5) $V_{out} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{on}}{T}\right) \times V_{in} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D \times V_{in}$ ，既可以升电压输出，也可以降电压输出；
- (6) $I_{SW(max)} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(I_{R_L} + \frac{\Delta I_L}{2}\right)$ ；
- (7) $I_{VD3} = I_{R_L} \times D$ ；
- (8) $V_{RVD} = V_{out} + V_{in} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{1}{1-D}\right)$ 。

3. Active Clamp Forward 变换器的工作波形图

Active Clamp Forward 变换器的工作波形图如图 2-17 所示。

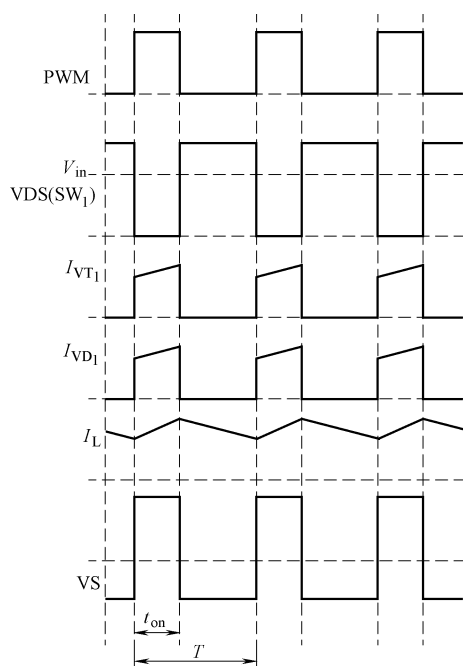


图 2-17 Active Clamp Forward 变换器的工作波形图

2.2.1.8 推挽 (Push Pull) 变换器

1. 推挽 (Push Pull) 变换器的工作原理框图

Push Pull 变换器的工作原理框图如图 2-18 所示。

2. Push Pull 变换器的特点

- (1) 在低电压供电的应用场合应用较为广泛；
- (2) 可应用于输出功率高达 1kW 的应用场合；

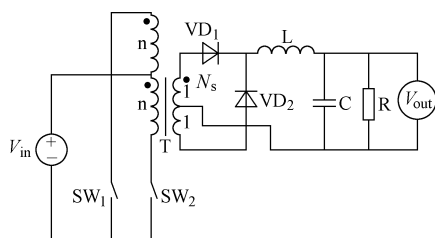


图 2-18 Push Pull 变换器的工作原理框图

(3) 变压器 T 的设计较复杂；

(4) 工作脉冲占空比小于 50%；

(5) $V_{SW} = 2 \times V_{in}$ ；

(6) $V_{out} = 2 \times V_{in} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{on}}{T}\right) = 2 \times V_{in} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D$ ，既可以升电压输出，也可以降电压输出；

$$(7) I_{SW(max)} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(I_{R_L} + \frac{\Delta I_L}{2}\right);$$

$$(8) I_{VD1} = I_{VD2} = \frac{I_{R_L}}{2};$$

$$(9) V_{RVD} = V_{in} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)。$$

3. Push Pull 变换器的工作波形图

Push Pull 变换器的工作波形图如图 2-19 所示。

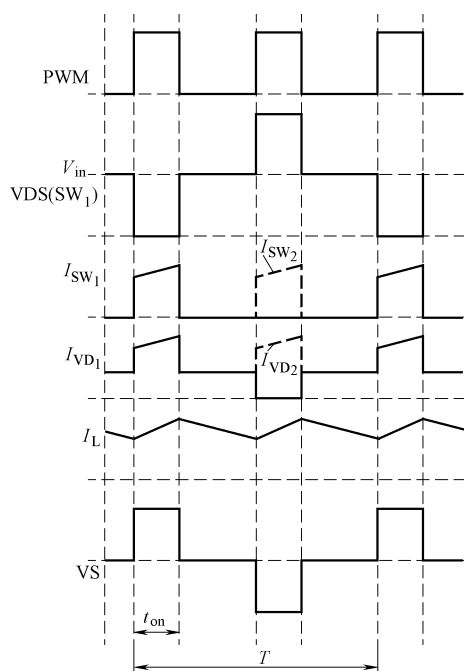


图 2-19 Push Pull 变换器的工作波形图

2.2.1.9 半桥变换器

1. 半桥变换器的工作原理框图

半桥变换器的工作原理框图如图 2-20 所示。

2. 半桥变换器的特点

- (1) 可应用于输出功率高达 500W 的应用场合；
- (2) 工作脉冲占空比小于 50%；
- (3) $V_{SW} = V_{in}$ ；
- (4) $V_{out} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{on}}{T}\right) \times V_{in} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D \times V_{in}$ ，既

可以升电压输出，也可以降电压输出；

$$(5) I_{SW(max)} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times I_{out}；$$

$$(6) I_{VD(max)} = \frac{N_s}{N_p} \left(I_{RL} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)；$$

$$(7) V_{RVD} = \frac{V_{in}}{2} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)。$$

3. 半桥变换器的工作波形图

半桥变换器的工作波形图如图 2-21 所示。

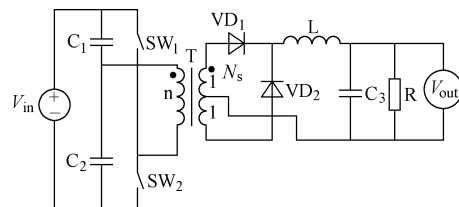


图 2-20 半桥变换器的工作原理框图

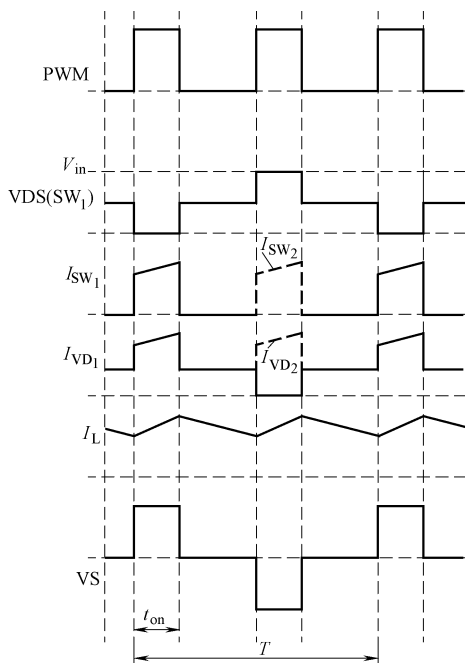


图 2-21 半桥变换器的工作波形图

2.2.1.10 全桥变换器

1. 全桥变换器的工作原理框图

全桥变换器的工作原理框图如图 2-22 所示。

2. 全桥变换器的特点

- (1) 可应用于输出功率高达 2kW 的应用场合；
- (2) 工作脉冲占空比小于 50%；
- (3) 对高功率密度的应用场合，可以工作于相移控制的模式；

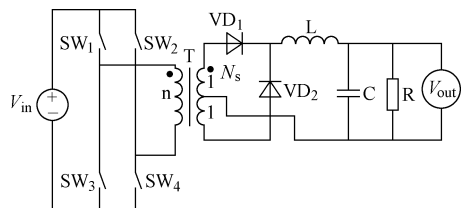


图 2-22 全桥变换器的工作原理框图

- (4) 可用于大电流输出的应用场合；
- (5) $V_{out} = 2 \times V_{in} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{on}}{T}\right) = 2 \times V_{in} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D$ ，既可以升电压输出，也可以降电压输出；

(6) $V_{SW} = V_{in}$ ；

(7) $I_{SW(max)} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2}\right)$ ；

(8) $I_{VD} = \frac{I_{RL}}{2}$ ；

(9) $V_{RVD} = V_{in} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)$ 。

3. 全桥变换器的工作波形

全桥变换器的工作波形图如图 2-23 所示。

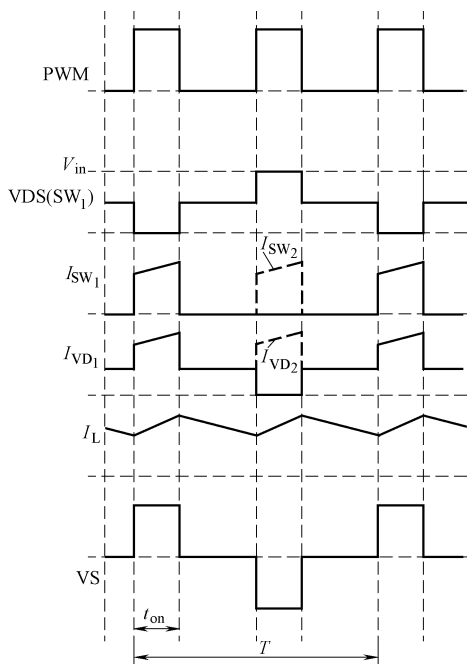


图 2-23 全桥变换器的工作波形图

2.2.1.11 SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter) 变换器

1. SEPIC 变换器的工作原理框图

SEPIC 变换器的工作原理框图如图 2-24 所示。

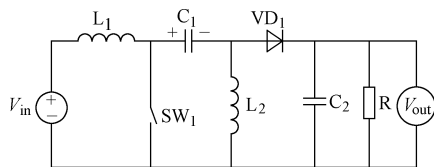


图 2-24 SEPIC 变换器的工作原理框图

2. SEPIC 变换器的特点

- (1) $V_{SW} = V_{in} + V_{out}$;
- (2) $V_{out} = \frac{D}{1-D} \times V_{in}$, 既可以升电压输出, 也可以降电压输出;
- (3) $I_{SW(max)} = I_{R_L} \times \frac{D}{1-D}$;
- (4) $I_{VD1} = I_{out}$;
- (5) $V_{VD} = V_{out} + V_{in}$ 。

3. SEPIC 变换器的工作波形图

SEPIC 变换器的工作波形图如图 2-25 所示。

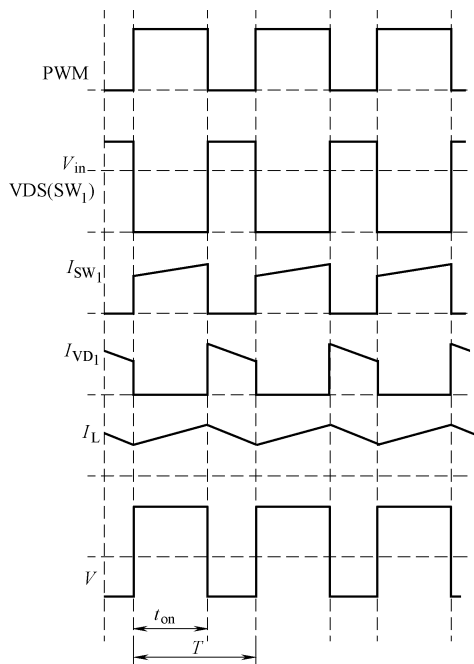


图 2-25 SEPIC 变换器的工作波形图

2. 2. 1. 12 相移零电压转换变换器 (Phase Shift ZVT, 简称 PS-ZVT)

1. 相移零电压转换变换器 (PS-ZVT) 的工作原理框图

PS-ZVT 变换器的工作原理框图如图 2-26 所示。

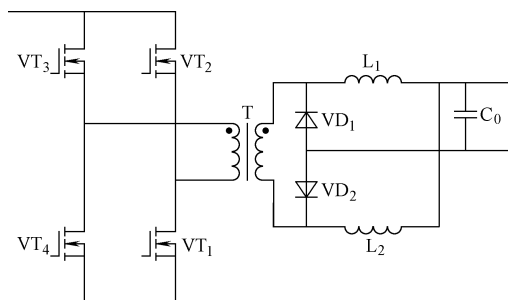


图 2-26 PS-ZVT 变换器的工作原理框图

2. PS-ZVT 变换器的特点

(1) $V_{out} = 2 \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times \left(\frac{t_{on}}{T_s}\right) \times V_{in} = 2 \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times D \times V_{in}$ ，既可以升电压输出，也可以降电压输出；

$$(2) I_{SW(max)} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) \times I_{RL};$$

$$(3) V_{SW} = V_{in};$$

$$(4) I_{VD1} = I_{VD2} = \frac{1}{2} \times I_{RL};$$

$$(5) V_{RVD} = V_{in} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)。$$

3. PS-ZVT 变换器的工作波形图

PS-ZVT 变换器的工作波形图如图 2-27 所示。

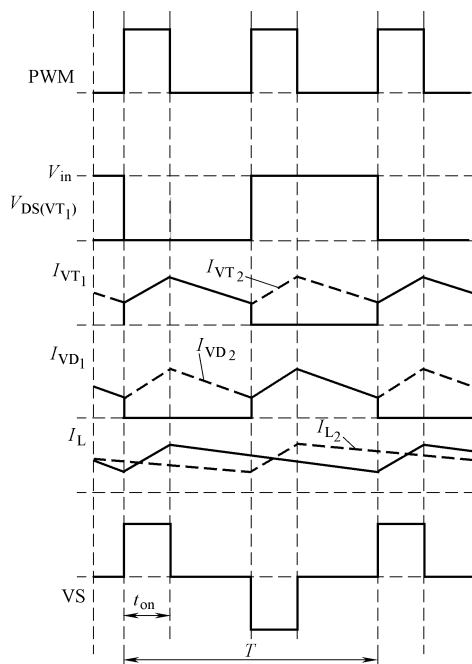


图 2-27 PS-ZVT 变换器的工作波形图

2.2.1.13 Cuk (By Slobodan Cuk) 变换器

1. Cuk 变换器的工作原理框图

Cuk 变换器的工作原理框图如图 2-28 所示。

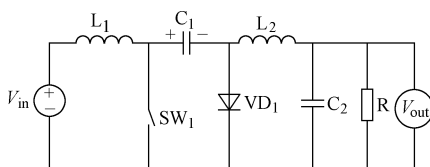


图 2-28 Cuk 变换器的工作原理框图

2. Cuk 变换器的特点

- (1) 功率开关 SW 上的电应力大于 V_{in} 或 V_{out} , $V_{SW} = |V_{out}| + V_{in}$;
- (2) $V_{out} = -\frac{D}{1-D} \times V_{in}$, 反相输出, 既可以升电压输出, 也可以降电压输出;

3. Cuk 变换器的工作波形图

Cuk 变换器的工作波形图如图 2-29 所示。

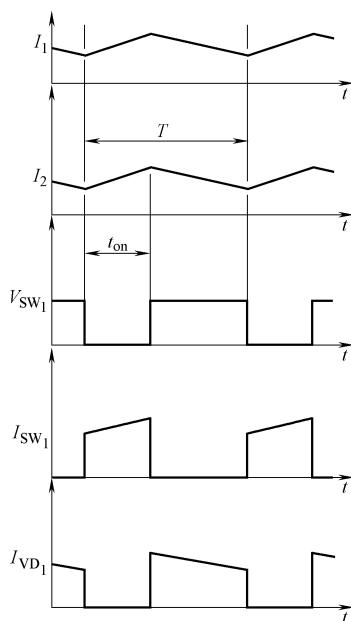


图 2-29 Cuk 变换器的工作波形图

2.2.2 LED 对驱动电路的要求

LED 灯结构图如图 2-30 所示, 可见影响 LED 灯工作的主要因素有 LED 灯的光学部件、机械结构和 LED 散热部件, 即所谓的光、机、热三个主要因素。而 LED 是一种热敏感的发光器件, 过高的工作温度会降低 LED 的发光效率和工作寿命, 严重时损坏 LED。影响 LED 灯具使用寿命的主要因素有 PCB、机械部件、热管理、外壳、色漂移和垫片/密封剂

(密封材料)等因素。

LED 可以采用恒压源供电,也可以采用恒流源供电,由于 LED 的正向工作电流对正向电压敏感,而 LED 正向电流的变化对 LED 的发光颜色有影响,所以,采用恒流源为 LED 供电,确保 LED 正向工作电流的稳定有利于发挥 LED 照明的发光稳定。

评价 LED 照明的主要技术指标有产品定位、物理特性、光学特性、热工作特性、电压和电流与热的关系特性、白光 LED 的光色稳定、发光方向性、流明维持率、热管理工作特性、系统工作特性、封装、功率控制特性、发光效率、系统工作效率、调光工作特性、造价、工作寿命和学习曲线等。

美国的能源之星对 LED 灯还做出了相关色温、色保持、显色指数、质量保证、使用条件、功率因数(对小于或等于 5W 不作要求,对大于 5W 的 LED 灯功率因数必须大于或等于 0.70)、最低工作温度、LED 工作频率(120 ~ 150Hz)、电磁和射频干扰、瞬态保护和工作电压(标称电压)等技术指标提出了要求。

2.2.3 LED 驱动电路的设计

2.2.3.1 LED 驱动电源的分类和特点

1. 按输出驱动方式分

LED 按驱动方式可以分为恒流(CC)式驱动和恒压(CV)式驱动两类。

(1) LED 恒流驱动。LED 恒流驱动具有以下特点:

- 1) 恒流驱动输出电路的输出电流是恒定的,而输出的直流电压却随着负载阻值的大小不同在一定范围内变化,负载阻值小,输出电压就低,负载阻值越大,输出电压就越高;
- 2) 恒流驱动电路不怕负载短路,但严禁负载完全开路;
- 3) 恒流驱动电路驱动 LED 是较为理想的,但相对而言电路价格较高;
- 4) 应注意所使用负载的最大承受电流及电压值,它限制了 LED 负载的使用数量。

(2) LED 恒压驱动。在恒压电路中的各项电路参数确定以后,驱动电路的输出电压是固定的,而输出电流却随着负载的变化而变化,具有以下特点:

- 1) 恒压电路不怕 LED 负载开路,但严禁 LED 负载完全短路;
- 2) 以恒压驱动电路驱动 LED 负载,每串 LED 负载需要加上合适的电阻才可以使每串 LED 负载显示亮度均匀;
- 3) 但是 LED 负载的发光亮度会受整流输出电压变化的影响。

2. 按驱动电路结构方式分

按驱动电路结构可以分为电阻、电容降压方式,电阻降压方式,常规变压器降压方式,电子变压器降压方式,RCC 降压方式开关电源,PWM 控制方式等。

(1) 电阻、电容降压方式:通过电容降压,由于电容充放电的作用,通过 LED 的瞬间电流极大,容易损坏 LED 负载。LED 负载的工作易受电网电压波动的影响,电源效率低、

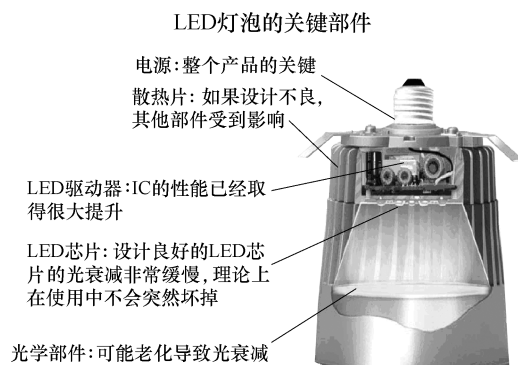


图 2-30 LED 灯结构图

工作可靠性差。

(2) 电阻降压方式：通过电阻降压，LED 负载的工作受电网电压变化的干扰较大，不易做成稳压电源，降压电阻要消耗很大部分的能量，所以这种供电方式电源效率很低，而且系统的工作可靠性也很低。

(3) 常规变压器降压方式：电源体积大、重量偏重、电源效率也很低，一般电源效率只有 45% ~ 60%，一般很少用，工作可靠性不高。

(4) 电子变压器降压方式：电源效率较低，输入供电电压范围一般为 AC180 ~ 240V，LED 负载的波纹会干扰工作电压和工作电流。

(5) RCC 降压方式开关电源：稳压范围比较宽、电源工作效率较高，一般可以做到 70% ~ 80%。由于这种控制方式的振荡频率不连续，开关频率不容易控制，负载电压波纹系数也比较大，异常负载适应性较差。

(6) PWM 控制方式开关电源：驱动电路主要由四部分组成，输入整流滤波部分、输出整流滤波部分、PWM 控制部分、开关能量转换部分。PWM 开关的基本工作原理就是在输入电压、内部参数及外接负载变化的情况下，控制电路通过被控制信号与基准信号的差值进行闭环反馈，调节主电路开关器件导通的脉冲宽度，使得开关电源的输出电压或电流保持稳定（即工作于恒压或恒流工作方式）。电源工作效率高，一般可以做到 80% ~ 90%，输出电压或电流稳定。这种驱动电路一般都可以提供更加完善的保护措施，驱动电源电路工作可靠性高。

3. 驱动电路按输出与输入隔离或不隔离分

LED 驱动电路按输出与输入隔离或不隔离可以分为输出隔离和输出非隔离两类。

(1) 非隔离式驱动电源。非隔离是指驱动电路在负载端和电源供电输入端有直接连接，因此触摸负载就有触电的危险。

非隔离驱动电源的优点是电路简单、技术指标较好，它的输出电流可以按 LED 串并联的个数决定。但是大多数情况下，它的输出电流不能太大，输出电压也不能太高。工作效率一般大约在 88% ~ 90% 之间，功率因数大约在 0.88 ~ 0.92 之间。

(2) 隔离式驱动电源。隔离式是指在驱动电源的输入端和输出端有隔离变压器隔离，这种隔离变压器可以是工频也可以是高频的。隔离式驱动电源可以避免触电的危险。一般来说，由于加入了隔离变压器，所以隔离式电源的工作效率会有所降低，工作效率通常在 88% 左右。

2.2.3.2 LED 恒压和恒流驱动电源的工作原理

如果输入供电电压总是大于 LED 负载串的工作电压，可以采用线性供电电源或降压输出电源的电路结构。但是线性供电电源的工作效率有限，为获得恒流效果可以在 LED 负载串的上边加一只电流反馈电阻或在 LED 负载串的下边加一只电流取样电阻。线性恒流驱动电源具有电路简单、使用元器件数量少和 EMI 小的特点。

LED 采用串联工作方式可以确保通过每只 LED 的工作电流一致，而恒压输出 LED 并联使用则不能确保通过每只 LED 的工作电流一致。

线性 LED 驱动电路的功耗可以用公式 $(V_{IN} - n \times V_F) \times I_F$ 表示，公式中 n 表示 LED 负载串中的 LED 数，在 LED 负载电流等于或大于 350mA 的应用场合，线性 LED 驱动电路中的功率管需用散热片，加大了电路成本和体积。

1. LED 负载恒压驱动电源工作原理

LED 负载恒压驱动电源的工作原理图如图 2-31 所示, 通过调节输出取样电阻 R_{FB1} 和 R_{FB2} 的取值可以调节输出电压的数值, 由于 LED 的发光色温、输出流明数和 LED 的正向工作电流有关, 为稳定 LED 的光输出, 实用中不宜采用恒压 LED 负载驱动。

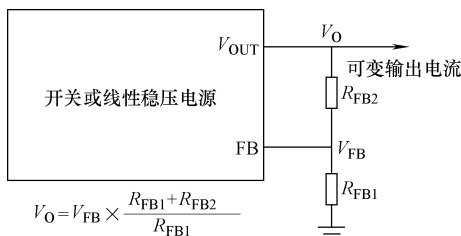


图 2-31 LED 负载恒压输出驱动电源工作原理图

2. LED 负载恒流驱动电源工作原理

LED 负载恒流驱动电源的工作原理图如图 2-32 所示, 稳定的 LED 负载工作电流对稳定 LED 的发光色温和输出流明数有利。所以, 实用中 LED 负载采用恒流驱动较为有利。在图 2-32 中, 调节电流取样电阻 R_{FB} 的参数就可以实现 LED 负载驱动工作电流的调节。

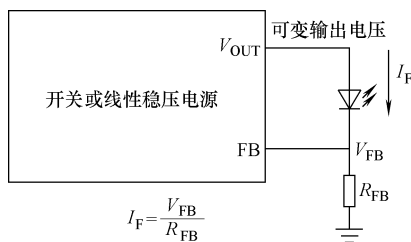


图 2-32 LED 负载恒流输出驱动电源工作原理图

如果驱动电源的输入供电电压总是大于输出电压, 则可以采用工作效率更高的降压变换器, 例如 Buck 变换器来为 LED 负载提供恒流供电。Buck 变换器具有工作效率高和所需散热片小的优点, 但是电路结构更为复杂, 并且工作噪声较线性驱动电路大。现在 Buck 变换器的开关工作频率可以做得高于 1MHz 或更高, 这样 Buck 变换器的外围元器件体积小, 并且 Buck 变换器的体积较线性驱动电源的体积要小许多。

实用中, 如果 LED 负载驱动电源的输入直流电压低于 LED 负载串的工作电压, 可以采用 Boost 变换器来为 LED 负载供电。电感型 Boost 变换器很适用于输出电流大于 350mA 的恒流 LED 驱动应用场合, 这时输出电压随 LED 负载串的电变化而变化。

如果 LED 负载驱动电源的直流输入供电电压的变化范围在 LED 负载串工作电压的变化范围内上下浮动变化, 这时可以采用 Buck-Boost, SEPIC, Cuk 或 Flyback 变换器来驱动 LED 负载。

Buck 变换器和 Flyback 变换器的许多特性使它成为 LED 驱动广泛应用的电路之一, Buck 变换器和 Flyback 变换器具有元器件少、易于构成恒流源、电路工作可靠性高、电路造价低、电路构建灵活、易于和多种控制策略配合工作等优点, 可用于各种高速调光和宽范围

调光的 LED 驱动应用场合。

2.3 LED 光引擎与 Zhaga 联盟

2.3.1 LED 光引擎

LED 光引擎是指 LED 模块和它相配套的电子控制电路（驱动器）的组合。LED 光引擎可以有图 2-33 和图 2-34 所示的两种组成方式^[7]。

（1）LED 光引擎中的电子控制电路（驱动器）和 LED 模块分开。LED 光引擎中的电子控制电路（驱动器）和 LED 模块分开安装的结构图如图 2-33 所示。

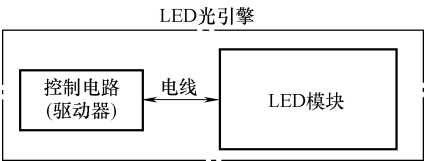


图 2-33 控制电路（驱动器）和 LED 模块分开安装

（2）LED 光引擎中的控制电路（驱动器）和 LED 模块集成。LED 光引擎中的控制电路（驱动器）和 LED 模块集成的结构图如图 2-34 所示。

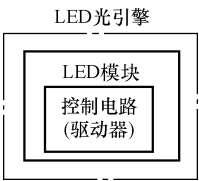


图 2-34 控制电路（驱动器）和 LED 模块集成

Zhaga 仅对不同生产厂家推出的 LED 光引擎做出互换的技术要求，使得 LED 光引擎内部和 LED 灯具的设计有很大的自由空间，Zhaga 把 LED 光引擎内部认定为一个黑盒子，为不依赖于里面采用 LED 技术形态的规定接口。LED 光引擎可以看成是由图 2-35 所示几部分组成的部件^[10]。

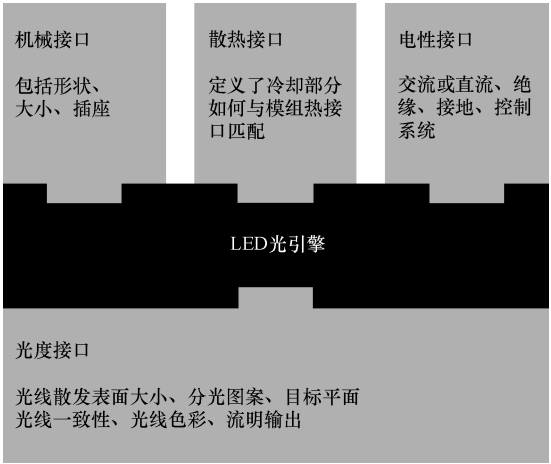


图 2-35 Zhaga 定义的接口界面

Zhaga 规格只规定光引擎的外部，特别专注于机械、散热、电气和光度接口。Zhaga 在光引擎和灯具之间规定了不同的接口，这样做的目的是为了使不同生产商生产的光源能够相

互更换。

LED 光引擎接口的机械接口和机械尺寸有关,例如和插座的型号有关。LED 光引擎接口的光学接口和流明输出、输出光色和输出光分布有关。LED 光引擎接口的热接口和热阻、散热条件有关。LED 光引擎接口的电接口和电源供电(例如直流还是交流电供电)、绝缘、接地和控制有关(有关控制可以参见有关控制方法和控制技术的具体内容和要求)。

Zhaga 只负责定义 LED 光引擎产品有关的技术要求和内容,例如负责定义 LED 光引擎的机械接口、光分布、热特性和电接口等内容,关心 LED 光引擎的互换性问题。政府部门和有关安全标识机构负责安全、LED 的工作寿命、LED 的能效指标和 LED 的色稳定性等方面的内容,关心 LED 照明的安全、质量和性能等问题。LED 产品的生产公司主要负责有关产品的技术指标和产品特性细节等内容。各自的工作范围如图 2-36 所示。

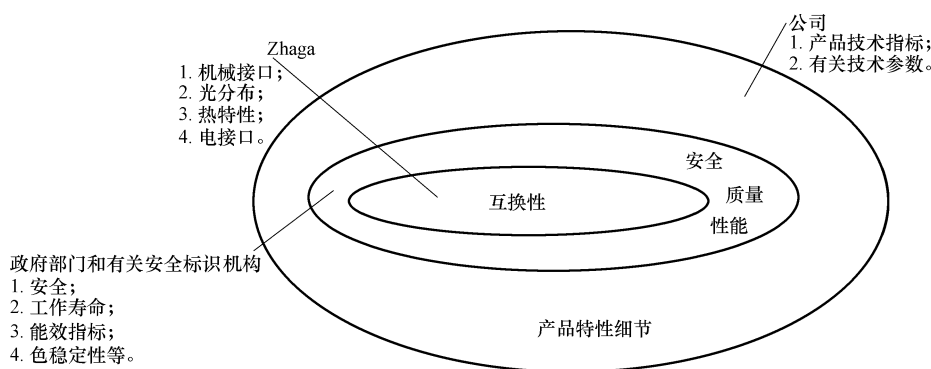


图 2-36 Zhaga、政府部门和公司各自的工作范围

Zhaga 是一个全球各地有关业界的合作组织,主要由以下成员组成:

- 1) LED 光引擎生产制造商;
- 2) LED 灯具生产制造商;
- 3) 有关元器件生产制造商(例如,散热器、光学部件等)。

Zhaga 是一个开放的联盟,是一个全球性的合作组织,业界有兴趣的单位均可以参与,以促进行业的进步,实现企业和行业的共同发展。通过 Zhaga 的努力,Zhaga 将建立业界一个自愿性的 LED 光引擎工业技术要求。

2.3.2 Zhaga 联盟与有关活动

2.3.2.1 Zhaga 联盟的建立与使命

1. Zhaga 联盟的建立

LED 由于具有节能、使用方便、工作寿命长的一系列优点得到了广泛的使用,随着世界上各大公司的不断深入研发,LED 的性能每年都有很大的提升,LED 是被照明界普遍看好的第 4 代照明电光源。但是,LED 在推广使用过程中也面临如互换性和标准等有关问题。世界上许多公司为了推广 LED 的使用成立了许多相关的技术联盟和有关产品标准组织,Zhaga 联盟就是在这种背景下成立的。

2010 年 2 月 3 日由 ABL (Acuity Brands Lighting)、库柏照明、欧司朗、松下、飞利浦、施耐德、东芝、TRILUX 和奥德堡集团等在内的九家照明行业巨头宣布将发起成立一个行业

内的合作组织——Zhaga 联盟，目的在于统一规范各种 LED 光引擎接口的标准，促成 LED 照明产品标准化。该联盟定义了各种光引擎界面的标准，使厂商在 LED 照明元件的采购上将更为容易，降低进入产业的门槛。

Zhaga 旨在通过标准化来实现光引擎的兼容性和互换性，并以此加速 LED 技术的广泛应用，是由全世界顶级的 LED 生产商组成的联盟。Zhaga 通过对光引擎界面的标准化，为灯具制造企业定义一个稳定的设计平台，可以避免大量的重复设计，简化 LED 光引擎的使用，还可以避免大量的不兼容光引擎产品在市场上流通，从而达到减少 LED 光源应用的开发成本，并通过培养竞争对手来促进市场增长。

目前 Zhaga 联盟有 283 个会员单位（截至 2012 年 12 月），包括飞利浦照明、欧司朗照明、东芝照明、上海亚明、科锐、三星等国际巨头。

Zhaga 联盟将针对 LED 照明灯具的外形、灯座制定规范。另外，与散热路径有关的热介面，控制供电、接地、绝缘要求的电气介面，以及与光束、颜色等放射性相关的光学介面，均属 Zhaga 标准化的范围。但因照明性能会依各地区、国家而有不同的差异，Zhaga 并未针对寿命、品质等条件设定标准。

LED 照明标准化将有助于 LED 照明产业整体技术水准的提升，也是 LED 照明产品未来普及的关键。

为了配合 LED 技术持续和高速的发展，通过定义各种专用光机接口数据，Zhaga 联盟覆盖 LED 光引擎的各种属性，包括物理维度、光度、电气和热性能等，从而最终实现 Zhaga 联盟内不同制造商产品之间的互换和兼容。

Zhaga 联盟建立的最终受益者将会是消费者。Zhaga 联盟通过制定的相关标准将有助于防止不兼容光学和机械结构产品的市场分化，使消费者可以安心选择和购买市场上具有可更换性的 LED 产品，同时能够持续享受 LED 技术所提供的产品性能升级。另外，从行业发展的角度而言，Zhaga 联盟相关标准的建立也会促进 LED 照明应用领域的创新和竞争。

Zhaga 通过规范接口标准，使满足 Zhaga 技术要求的 LED 照明产品更易于识别，促进在常规照明应用领域所有 LED 光引擎的互换。

Zhaga 接口规范化可以降低产业链所有环节中的风险，例如，灯具生产商知道可以从许多供应商那里获得 Zhaga 标准模组，而不需依赖于单个供应商。终端用户知道当他们以后需要相同的灯具时，这些灯具已经在升级，并且带有最先进的 LED 光源。

Zhaga 使用户对 LED 照明市场有信心，从而扩大 LED 的照明应用市场。

满足 Zhaga 技术要求的产品可以在产品上贴 Zhaga 的 Logo，Zhaga 的 Logo 如图 2-37 所示^[8]。

通过认证的 LED 光引擎产品可以使用 Zhaga 的 Logo，带 Zhaga 认证 Logo 的产品表明该产品已通过测试，而相应数据表的价值也获得了认证。当然，这些好处只有 Zhaga 成员才能获得，也只有 Zhaga 成员才能获得现有的全部规格。Zhaga 的政策是，一旦第一批认证的产品上市后，就公开发行规格，因此非 Zhaga 成员将免费根据 Zhaga 规格设计产品，但是他们不能使这些产品合格或采用 Zhaga 的 Logo。



图 2-37 Zhaga 的 Logo

Zhaga 认证除了拥有与通常的产品标准化类似的好处，Zhaga 规格具有特殊的好处，包括降低产品成本和风险。LED 光引擎一直在改善，因而迫使灯具生产商需要升级产品中的

LED。但是，如果灯具生产商采用了具有规定接口的光源，那么在升级产品时就无需重新设计，因此可以明显降低产品开发成本。另外，标准化的光源能够以更高的产量生产，因此可以帮助降低产品成本。

2. Zhaga 联盟的使命

(1) 今天，LED 照明光源是不可以互换的。例如，在 LED 光引擎的散热器设计（2、3、4 颗螺钉）、散热器的尺寸、发光面的尺寸和发光面的高度等方面。更换 LED 就意味着更换 LED 散热器和 LED 灯具中的光反射面。图 2-38 所示为 LED 光引擎的有关组成部件。

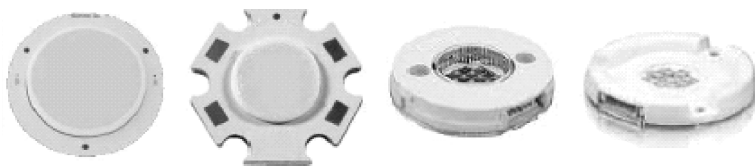


图 2-38 LED 光引擎的有关组成部件

(2) 通过 Zhaga 的努力使 LED 光源之间可以互换。LED 光源的主要参数有 LED 光源的机械尺寸和散热器的尺寸、LED 光源的发光表面尺寸、LED 光源发光表面的高度和 LED 光源发光表面等特性指标。

要使 LED 光源之间可以互换，应使 LED 光源的以上有关技术指标规范化。

2.3.2.2 Zhaga 的有关活动

1. Zhaga 的组织形式

Zhaga 由督导委员会和有关工作组组成。督导委员会（指导委员会）由全体代表会议选举产生，负责制定有关规章和制度，提出 LED 光引擎新标准的制定工作，开始这项工作或终止这项工作，决定工作组的工作（章程），指定工作组的主席、副主席人选，通过由工作组制定的标准等工作。

Zhaga 的工作组负责工作组之间的技术协调，促进工作组的工作，并负责有关 LED 光引擎技术指标的 Zhaga 文件起草。Zhaga 有 7 个活动工作组，他们是 WG1 ~ WG7 工作组。每个工作组负责有相应的工作，例如，WG1 工作组负责集成了控制器（ECG）的可插拔下射灯的有关工作，WG2 工作组负责控制器分离的点光源光引擎的有关工作，WG3 工作组负责控制器分离的街灯光引擎平板发光灯的有关工作，WG4 工作组负责控制器分离的可插拔点光源 LED 光引擎的有关工作，WG5 工作组负责控制器集成的紧凑型可插拔 LED 光引擎的有关工作，WG6 工作组负责电控装置的机械接口的有关工作，WG7 工作组负责控制器分离的室内 LED 光引擎的有关工作。

2. 关于 Zhaga 的认证、合规和交费

(1) Zhaga 将确立有关的认证方法

1) LED 光引擎应满足有关技术要求；

2) 有关附件应满足有关技术要求。

(2) 只有通过 Zhaga 认证的产品才可以贴 Zhaga 的 Logo；

(3) Zhaga 认证需由有关的实验室进行；

(4) 每年 Zhaga 的会员需交会费。

Zhaga 会员的会费主要用于有关会议的组织，有关出版物的出版，标准的推广和监督认证等用途。

3. Zhaga 光引擎的接口技术规范书

Zhaga 以其规格书闻名，LED 光引擎的接口技术规范叫规格书，规格书按序排号，到目前 Zhaga 已出版 8 册关于 LED 光引擎的接口技术规范书，其中包括：

规格书 1：通用定义和常用光引擎接口；

规格书 2：主要用于下射灯的（65mm 基座）集成控制装置的可插拔光引擎；

规格书 3：用于点光源和其他点光源控制装置分离的圆 LED 光引擎；

规格书 4：用于控制装置分离的平板街灯 LED 光引擎；

规格书 5：用于控制装置分离的可插拔 LED 光引擎；

规格书 6：用于集成控制装置的紧凑型 LED 光引擎；

规格书 7：用于控制装置分离的几种室内 LED 光引擎；

规格书 8：主要用于下射灯（85mm 基座）集成控制装置的可插拔 LED 光引擎。

规格书 1 规定了多种 Zhaga 接口规格常见的外观，例如普通规格，不同电子控制器的机械接口，和热管理接口的普通外观。

图 2-39 总结了 6 种接口规格（规格书 2~7），规格书 2~7 包含了不同形态 LED 光引擎规格。Zhaga 把 LED 光引擎定义为“LED 模组和连接控制器的组合”。控制器可以集成到 LED 光引擎里面（如规格书 2 和 6 所述），或者可以通过线缆与 LED 联结^[10]。

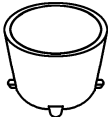
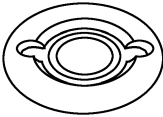
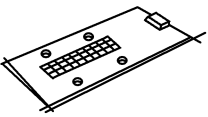
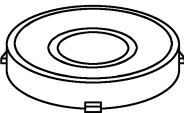
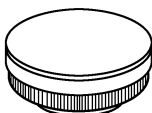
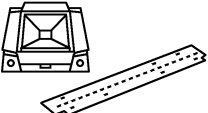
 <p>第2册:集成ECG的可镶嵌光引擎 状况:2011年2月完成</p>	 <p>第3册:带分离ECG的聚光光引擎 状况:2011年6月完成</p>	 <p>第4册:路灯引擎 状况:2011年3月完成</p>
 <p>第5册:带分离控制器的可镶嵌光引擎 状况:2011年9月完成</p>	 <p>第6册:集成控制器的可镶嵌光引擎 状况:2011年12月完成</p>	 <p>第7册:带分离控制器的办公室光引擎 状况:2012年4月完成</p>

图 2-39 6 种 Zhaga 接口规格

在每一本规格书里，会有一些不同的 LED 光引擎规格，规格书 7 规定了室内用带部分离控制器的光引擎认为光引擎包括一些不同长度和宽度的 LED 灯串，第 4 册是专注于路灯等特殊应用的规格。如图 2-40 表示规格书 5 采用的 GE 照明模组图。

未来，不同规格会添加到现有的规格书中，或者会添加新的规格书，Zhaga 联盟成员可以针对不同应用推荐不同规格，例如，第 3 册规格书中不同版本的聚光灯模组可建议采用更小的直径，以纳入 LED 性能改善的考量。不过，新提议需要能够区别



图 2-40 规格书 5 采用的 GE 照明模组图

于其他现有规格。

(1) 规格开发。Zhaga 规格书的开发分 5 个阶段,第 1 阶段由成员提议希望通过 Zhaga 标准化的光引擎接口。第 2 阶段,Zhaga 成员研究相似光源的提案,并试图将他们合并为一个简单的提案。第 2 阶段的目标是为了避免不必要和随意的变化。第 3 阶段拟写和检查初步规格,建立雏形和检验可互换性。然后成员投票通过规格。

规格书发行处于规格开发的第 4 阶段,即维护和修正规格,提供说明,并解决成员所报告的问题。到第 5 阶段,Zhaga 规格将呈上标准开发组织,如 IEC,而且最终会将进入现有的照明产业标准清单^[10]。

(2) 测试与认证。将来,只有由独立测试实验室测试过的 Zhaga 认证产品才能带上 Zhaga 的 Logo,Zhaga 组织的官网表示:“当你在产品、产品广告或产品目录上看到 Zhaga 的 Logo,那就表示该产品已通过 Zhaga 认证了。”

任何独立 Zhaga 测试实验室都必须获得 Zhaga 授权。

4. Zhaga 的会员

Zhaga 的会员分为普通会员 (Regular Members) 和准会员 (Associate Members) 两种。普通会员有投票权,普通会员和准会员都可以参加有关的会议^[9]。

准会员的年会费是 1000 欧元,普通会员的年会费是 10000 欧元。有关会员的权利和义务在 Zhaga 联盟的有关文件中有所规定。目前已有 283 个会员单位 (截至 2012 年 12 月)^[2]。

Zhaga 的普通会员名单如下:

A. A. G. STUCCHI s. r. l. u. s
 AB Fagerhult
 Acuity Brands Lighting, Inc.
 Amphenol LTW
 Bayer MaterialScience AG
 Beijing Lampearl Photoelectric Co. , Ltd
 BJB GmbH & Co. KG
 BöSha Technische Produkte GmbH & Co. KG
 Bridgelux, Inc.
 Citizen Electronics Co. , Ltd.
 Cooper Lighting, LLC
 Cree, Inc.
 DEKRA Certification B. V.
 Delta Electronics, Inc.
 Epistar Corporation
 Everlight Electronics Co. , Ltd.
 Foshan Electrical And Lighting Co. , Ltd.
 Fulham Co. Incorporated
 General Electric Company
 Guangzhou LEDWAY Lighting Technology Co. , Ltd.
 Hangzhou Hanke Optoelectronics Co. , Ltd.

Hebei Daqi Lighting Technology Co. , Ltd.
Ideal Industries , Inc.
iGuzzini illuminazione Spa
Infineon Technologies AG
Insta Electro GmbH
Istituto Italiano del Marchio di Qualità - IMQ
Intematix Corporation
Intertek Testing Services NA
Korea Institute of Lighting Technology
Leedarson Lighting
Legrand
Leviton Manufacturing Company
LG Electronics Inc.
LG Innotek Co. , Ltd.
Lustrous Technology Ltd
Lutron Electronics Inc.
Micron Technology , Inc.
Mitsubishi Chemical Corporation
Molex Incorporated
Neonlite International Limited
Nuventix
NXP B. V.
OMS s. r. o
OSRAM AG
Panasonic Corporation
Phihong Technology Co. , Ltd.
Philips Lighting B. V.
PhotonStar LED Group plc
Regent Beleuchtungskörper AG
Samsung Electronics Co. Ltd.
Schröder SA
Shanghai Yaming Lighting Co. , Ltd.
Sharp Corporation
Targetti Sankey SpA
Tatung Co.
TE Connectivity Ltd.
Toshiba Corporation
TRILUX GmbH & Co. KG
UL

Unilumin Group Co. Ltd.
 VDE Testing and Certification Institute
 WAGO Kontakttechnik GmbH & Co. KG
 Wieson Technologies Co. , Ltd.
 Wintek Corporation
 Zhejiang Shenghui Lighting Co. , Ltd.
 Zumtobel AG

在普通会员中，包括我国北京的 Beijing Lampearl Photoelectric Co. , Ltd. , 广东省广州的 Guangzhou LEDWAY Lighting Technology Co. , Ltd. , 浙江省杭州的 Hangzhou Hanke Optoelectronics Co. , Ltd. , 河北省的 Hebei Daqi Lighting Technology Co. , Ltd. , 上海的 Shanghai Yaming Lighting Co. , Ltd. 和浙江省杭州的 Zhejiang Shenghui Lighting Co. , Ltd. 等公司。

Zhaga 的准会员（联系成员，准会员）名单如下：

3Brothers
 abalight GmbH
 ADATA Technology Co. , Ltd.
 Adolf Schuch GmbH
 Advanced LEDs Ltd.
 Advanced Photoelectronic Technology
 AEG Power Solutions
 Alanod Aluminium-Veredlung GmbH & Co. KG
 Almeco S. p. A.
 Alppilux Oy
 Alux-Luxar GmbH & Co. KG
 American Illumination Inc.
 Annell Ljus + Form AB
 Ansorg GmbH
 Arditi S. p. A.
 Arlight Ltd. STL
 Asia Vital Components Co. , LTD
 Auer Lighting GmbH
 Aura Light International AB
 Award New Optoelectronic
 Bay Area Compliance Laboratories Corp. (Shenzhen)
 BEGA Gantenbrink-Leuchten KG
 Belden Deutschland GmbH
 Bender + Wirth GmbH + Co.
 Bestdisc Technology Corp
 Bilton International GmbH
 Blueview Elec-optic Tech Co. , Ltd.

BLV Licht- und Vakuumtechnik GmbH
Brumberg Leuchten GmbH & Co. KG
C. M. Salvi, S. L.
Cal-Comp Electronic Communications Company Limited
Carclo Optics
Castaldi Illuminazione
CE Lighting Ltd.
Cemdag Aydinlatma San. ve Tic. A. S.
CESI (Guangzhou) Opto-electr. stds & testing inst.
Chroma ATE
Cicor Technologies Ltd.
Compucase Enterprise Co. , Ltd.
Cordelia Lighting
Corlight srl
DEL-Ko GmbH
Delta Light nv
Dietal
dilitronics GmbH
Dongguan Kingsun Optoelectronics Co. , Ltd
Doosan Electro-Materials Corporation
e3Light Group A/S
ebm-papst St. Georgen GmbH & Co. KG
EDC GmbH
Edison Opto Corporation
EKL AG
Elec-Tech International Co. , Ltd.
Electronics TestingCenter, Taiwan
Eleko Industries (Zhongshan) Limited
ELT-Especialidades Luminotécnicas, S. A.
Energy Recovery Products
Enplas Corporation
ERCO GmbH
ES-System S. A.
EYE Lighting International of North America, Inc.
F. W. Thorpe plc
Fairchild Semiconductor Corporation
Fin-Core Corp.
Foshan Nationstar Optoelectronics Co. Ltd.
Foxsemicon Integrated Technologies Inc.

Future Lighting Solutions
 Gaash Lighting Products Ltd.
 Generation Brands
 Gerard Lighting Pty Ltd
 Good Earth Lighting, Inc.
 Green Ray LED International, LLC
 H. E. Williams, Inc.
 Hanbeam. Co. , Ltd.
 Hangzhou Hpwinner Opto Corporation
 Harvard Engineering Plc
 Harvatek Corporation
 Havells Sylvania Europe Ltd.
 Heatron Inc.
 Helvar Oy Ab
 Hengdian Tospo Lighting Co. , Ltd.
 Herbert Waldmann GmbH & Co. KG
 Hoffmeister Leuchten GmbH
 HomeLights Research Asia Ltd.
 Huaqiang Lighting Equipment (Taizhou) Co. , Ltd.
 Huizhou Foryou Opto-Electronics Techn. Co. , Ltd.
 ILUmetrix GmbH
 Indata d. o. o.
 Instrument Systems GmbH
 iWatt Inc
 JENOPTIK Polymer Systems GmbH
 Jordan Reflektoren GmbH & Co.
 Juno Lighting Group
 Kangrong Fine Ceramic Co. , Ltd.
 Ketra, Inc.
 Khatod optoelectronic s. r. l.
 Kingbright Electronic Co. , Ltd.
 KOHA Co. , Ltd.
 Korea Photonics Technology Institute
 Kuantech (Bei Hai) Co. , Ltd.
 Kumho Electric, Inc
 L&E Solid State Co. , Ltd.
 Labsphere
 Lamp SAU
 LED Lighting

LED Linear GmbH
LED Roadway Lighting Ltd.
LedEngin, Inc.
Ledil Oy
Ledionopto Lighting Inc.
Lei Yueh Enterprise Co. , Ltd.
Lextar Electronics Corporation
Light Engine Ltd.
Light-Based Technologies Inc.
Lightconsulting GmbH
Lightel Technologies, Inc.
Lighting Services Inc
Lite-on Technology Corp.
Litecontrol Corporation
LTG Crilite Ltd
Lumberg Connect GmbH
Lumenetix Inc
Lumicenter Ind E Com De Luminarias LTDA
Lumimicro Co. , Ltd.
Lumini Equipamentos
Luminus Devices
Lunoo N. V.
Mackwell Electronics Ltd
Martech UK Ltd
Mechatronix Koahsiung Co. Ltd.
Metalmek Illuminazione SRL
Metrolight LTD
Minebea Co. Ltd.
Mitsubishi Electric Lighting Corporation
Neo-Neon LED Lighting International Ltd
Neon EC
Niko nv
Nippon Keiki Works, Ltd.
Nordic light AB
Novar ED&S Limited, a Honeywell company
Nualight
NVC Lighting Technology Cooperation
Oceans King Lighting Science & Technology CO. , Ltd
Okamura Electric Corporation

Optotech Corporation
 Oree Advanced Illumination Solutions
 Pathway Lighting Products, Inc.
 Paulmann Licht GmbH
 Phoenix Contact GmbH & Co. KG
 Polymer Optics Limited
 Posco LED
 ProLight Opto Technology Corp.
 PTR Messtechnik GmbH & Co. KG
 Radiant Opto-Electronics Corporation
 RECOM Electronic GmbH
 Relco Group
 RIDI Leuchten GmbH
 Roal Electronics S. p. A
 Sansi Electronic Engineering Co. , Ltd.
 Selmic Oy
 SemiLEDs Optoelectronics Co. , Ltd.
 Seoul Semiconductors
 SGS Taiwan Ltd.
 Shanghai Dais Electric Co. , Ltd.
 Shanghai Mikia Lighting Co. , Ltd.
 Shanxi Guangyu LED Lighting Co. , Ltd.
 Shenzhen Ac. of Metrology and Quality Inspection
 Shenzhen Refond Optoelectronics Co. , Ltd.
 Sichuan Jiuzhou Optoelectronics Technology Co.
 Simontech, S. L.
 Sky-Lighting B. V.
 Solomon Systech Limited
 Soon Light & Project
 Spaapen Handelsmaatschappij B. V.
 Spittler Lichttechnik GmbH
 Steinel GmbH
 Sunonwealth Electric Machine Industry Corp.
 Suzhou DK Lighting Co. , Ltd.
 Sylumis
 Taiwan Oasis Technology Co. , Ltd.
 TCI Telecomunicazione Italia S. r. l.
 TD Elektronik Sanavi ve Diş Ticaret A S
 TechnoTeam Bildverarbeitung GmbH

tecnolight Leuchten GmbH
 Telefunken Licht AG
 Tepcomp Oy
 TerraLUX, Inc.
 The Bergquist Company
 Thermoking Technology International Co.
 TNO
 Tons Lightology Inc.
 Trato-TLV
 TSMC
 TÜV Rheinland Intercert Kft.
 TÜV Rheinland LGA Products GmbH
 U-Tron (Beijing) Electronics Co., Ltd.
 USAI Lighting
 Vexica Technology Limited
 Vimar S. p. A
 Vishay Semiconductor GmbH
 Walsin Lihwa Corporation
 Wangs Alliance Corporation
 Wellypower Optronics Corporation
 WILA Lichttechnik GmbH
 Willy Kreutz GmbH & Co. KG
 Wooree Lighting Holdings Co., Ltd.
 Wurth Electronics Midcom Inc.
 Wuxi Machinery&Equipment Import& Export Co., Ltd.
 XAL GmbH
 Xenerqi Limited
 Xiamen Hi-Light Lighting Co., Ltd.
 Yah Juang Enterprise Ltd.
 Yuyang Dnu Co., Ltd.
 Zhejiang Jingri Lighting Technology Co., Ltd.
 Zhejiang Setec Lighting Co., Ltd.
 Zhongshan Yishen Electrical Appliance Co., Ltd.

在准会员中, 包括我国上海的 Sansi Electronic Engineering Co., Ltd., Shanghai Dais Electric Co., Ltd., Shanghai Mikia Lighting Co., Ltd. 公司、山西省的 Shanxi Guangyu LED Lighting Co., Ltd. 公司、广东省深圳的 Shenzhen Ac. of Metrology and Quality Inspection, Shenzhen Refond Optoelectronics Co., Ltd. 公司、四川省的 Sichuan Jiuzhou Optoelectronics Technology Co. 光电子技术公司, 江苏省苏州的 Suzhou DK Lighting Co., Ltd. 公司、台湾省的 Taiwan Oasis Technology Co., Ltd. 公司, 江苏省无锡的 Wuxi Machinery&Equipment Import& Export

Co., Ltd. 公司, 浙江省的 Zhejiang Jingri Lighting Technology Co., Ltd.、Zhejiang Setec Lighting Co., Ltd. 和广东省广州的 Zhongshan Yishen Electrical Appliance Co., Ltd. 等公司。

5. 到目前 Zhaga 已举办的有关会议

到目前(至2012年5月)Zhaga已举办了16届会议。他们分别是。

Zhaga 第1届会议于2010年3月2日在西班牙的首都马德里召开, 世界各地来自22个公司的代表参加了会议。

Zhaga 第2届会议于2010年4月16日在德国的阿恩斯贝格市召开, 由德国 Trilux 公司承办, 世界各地来自25个公司的45位代表参加了会议。

Zhaga 第3届会议于2010年5月20日在美国的乔治亚州的桃树城召开, 会议由 Cooper 公司承办, 世界上来自27个公司的48位代表参加了会议。

Zhaga 第4届会议于2010年7月8日在日本的东芝公司召开, 会议由东芝公司承办, 世界各地来自26个公司的51名代表参加了会议。

Zhaga 第5届会议于2010年9月23日在意大利的瑞坎蒂城召开, 会议由意大利 iGuzzini 公司承办, 世界各地来自33个公司的62名代表参加了会议。

Zhaga 第6届会议于2010年10月10日在美国俄亥俄州的克利夫兰市召开, 会议由美国的 GE 公司承办, 世界各地来自29个公司的58名代表参加了会议。

Zhaga 第7届会议于2010年12月10日在韩国的坡州(Paju)召开, 会议由韩国的 LG Innotek 公司承办, 世界各地来自31个公司的66名代表参加了会议。

Zhaga 第8届会议于2011年2月16日召开, 世界上来自38个公司的79名代表参加了会议。

Zhaga 第9届会议于2011年4月14日在德国的慕尼黑召开, 世界各地来自40个公司的79名代表参加了会议。

Zhaga 第10届会议于2011年5月26日在美国北卡罗来纳州的雷利市召开, 世界各地来自41个公司的81名代表参加了会议。

Zhaga 第11届会议于2011年7月13日在德国巴伐利亚州的特劳恩施泰因县召开, 会议由德国的 Siteco 公司承办, 世界各地来自41个公司的80名代表参加了会议。

Zhaga 第12届会议于2011年9月29日在韩国的京畿道水原市召开, 会议由韩国的 Samsung 公司承办, 世界各地来自42个公司的80名代表参加了会议。

Zhaga 第13届会议于2011年11月17日在意大利伦巴第地区的莱科(Lecco)举办, 世界各地来自39个公司的80名代表参会。

Zhaga 第14届会议于2012年3月14日在我国台湾新竹举办, 会议由我国台湾晶元光电(Epistar)公司承办, 世界各地来自42个公司的92名代表参会。

Zhaga 第15届会议于2012年2月2日在德国勒沃库森(Leverkusen)举办, 会议由拜耳材料科学公司承办。

Zhaga 第16届会议于2012年5月10日在美国芝加哥举办, 会议由 UL 承办。

第 3 章 LED 相控调光

3.1 LED 常用调光方法与特点

3.1.1 LED 调光

由于 LED 照明具有很好的演色性、发光效率高、体积小、工作电压低、易于调光控制和工作寿命长等一系列优点得到了广泛的应用。由于白炽灯相控晶闸管调光得到了很好的应用，LED 照明调光应和晶闸管相控调光很好的配合使用，以充分利用现有的白炽灯晶闸管相控调光器。

由于晶闸管相控调光易于使用，符合人们的使用习惯，所以推广 LED 晶闸管相控调光有很好的市场前景。但是，在 LED 调光的应用场合，晶闸管相控调光在电路的功率因数、调光闪烁等调光控制性能等方面还需进一步努力，以扩大晶闸管相控调光在 LED 照明调光的应用范围。

LED 用于替代通用白炽灯照明，LED 调光和 LED 的发光颜色、LED 的光输出、LED 的发光效率和调光曲线等因素有关。有关调光控制方法（例如 0 ~ 10V，DALI 和 DMX 等有关调光控制协议）、散热管理、驱动方案、驱动电路拓扑架构和已有的照明基础设施等因素对 LED 调光的使用和调光控制性能的发挥有很大的影响。

现对 LED 调光应用的要求越来越多，例如要求调光范围为 0 ~ 100%，调光分辨率要高并要符合有关安规要求等。

照明调光不仅节能，照明调光还可以改变空间视觉效果，从而影响人的行为模式。

LED 正向工作电流和输出流明的关系曲线如图 3-1 所示^[11]，可见在很宽的一段区间内，LED 的正向工作电流 (I_F) 与输出流明之间呈线性关系，在 I_F 较大时呈非线性关系，在 LED 的正向工作电流非线性工作区，LED 的发光效率降低，LED 的发热加大。

LED 发光的色温与 LED 的正向工作电流、结温和老化程度有关，是 LED 的一项重要技术指标，低色温意味着更多的红黄光（即所谓的暖色温），高色温意味着更多的蓝绿光输出（即所谓的冷色温），许多 LED 用发光波长来表示发光颜色，而不用随发光波长而变化的色温来表示。

照明调光在应用中有很好的市场，相对白炽灯/气体放电灯，LED 的调光节能效果更明显。白炽灯/气体放电灯调光工作时灯的工作效率有明显下降，而 LED 调光的发光效率会提

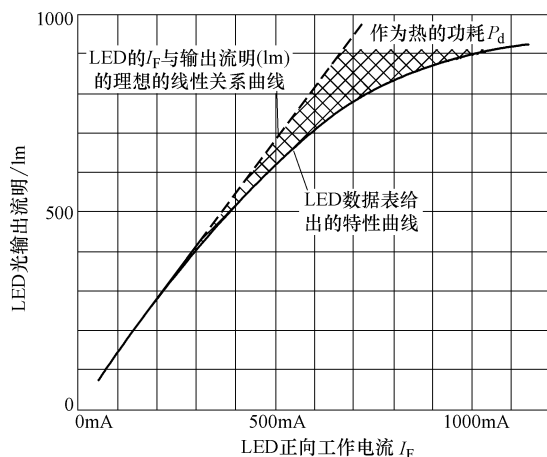


图 3-1 LED 光输出和 I_F 的关系曲线

高，这主要是由于在低发光亮度时通过 LED 的正向电流较小，在有关回路电阻成份上的损耗降低的原因。

对比 LED、CFL 和高压钠灯三种光源的调光系统工作效率。LED 结合合理的调光控制方法是最为节能的。通过比较，高压钠灯仅能调到系统最大流明输出的 40%，而且调光系统工作效率比其他调光系统的调光工作效率低（如图 3-2 所示）^[12]。换言之，要产生同样的流明输出需要更多的输入电能。

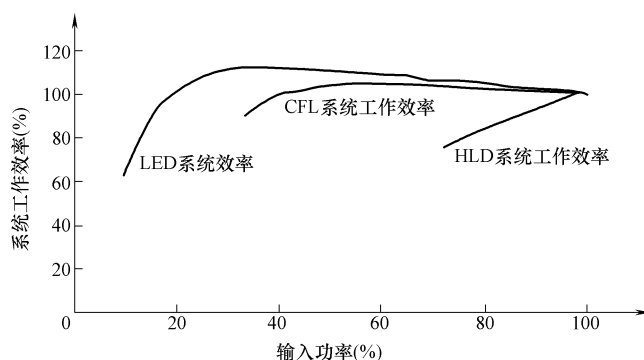


图 3-2 各种调光系统的工作效率对比

CFL 灯调光系统的调光工作效率是比较好的，他可以在低于 40% 输入功率的情况下保持高工作效率。然而，在流明输出低于 40% 的情况下，CFL 调光系统就会出现灯阴极和灯驱动电路工作效率低的问题。

由图 3-2 可以看出，LED 的调光控制范围最宽，调光工作效率最高，并且 LED 调光最低可以调到 0%。LED 调光从 100% 到 20% 调光输出的情况下，有很好的调光工作效率。

在小型 LED 照明系统中，简单的模拟开关调光控制电路（例如 0 ~ 10V）表现优越，但是在大型系统应用中需要太多的电缆，属于硬接线系统，一旦调光控制系统的接线良好，如要重新调整调光控制模式，则需要重新接线，工作量大，并且对照明环境还需重新部署，费用也较高。一些调光控制比较灵活的控制方式，例如 DALI、DMX 等调光控制方式属于软接线，调光控制系统的调光效果更改非常容易，节能效果明显，能够为大规模调光设计带来更多的设计和应用灵活性，照明系统工作状态易于监控，并且这些控制方式是可以重构的，重构灵活方便，照明效果易于控制调节，在楼宇自控系统中就对照明调光控制系统进行了集成。并且，支持即插即用操作的无线智能控制系统在照明调光控制中有他特有的使用灵活性。

目前白炽灯照明已使用了 100 多年的时间，白炽灯晶闸管相控调光已使用了近 50 年的时间，标准的晶闸管相控调光器和 LED 驱动电路的连接存在一些问题，更为严重的是，目前在市场有多种型号的晶闸管相控调光控制电路，而每种晶闸管相控调光控制电路的性能都有所不同，虽然目前有性能更好更新的后延相控调光控制电路，但是，前沿相控晶闸管调光电路占市场的份额很大，所以不能忽略前沿相控晶闸管调光电路在 LED 照明应用中使用兼容性的问题。

LED 驱动电路一般采用恒流源供电，所以相控调光器输出的相控调光控制信号和相控

交流输出电压波形之间需要有一定的对应关系，这个对应关系可用于 LED 输出电流调节的基准控制信号。虽然这对 LED 相控调光驱动电路的设计不是个大问题，但是在具体实现过程中还有许多深层次的具体问题需考虑。其中一个最明显的问题就是 LED 负载不是一个纯电阻性的负载，而 LED 驱动电路和与之对应的相控调光电路缺乏针对驱动电路内电容和电感所需对应电阻性负载的工作特性。这样，对相控调光前沿的剧烈变化就会遇到如剧烈的 di/dt 和 dV/dt 变化问题，一般在电路中采用 RC 吸收电路的方法来减缓剧烈 di/dt 和 dV/dt 变化的问题，但是这样又会由于 RC 吸收电路的附加损耗的原因而降低调光电路的工作效率。

相控调光按工作方式可以分为前沿相控调光和后沿相控调光两种，前沿相控调光一般采用半控型器件晶闸管（三端双向晶闸管）控制，电路结构相对比较简单，但是晶闸管开关的控制沿较陡峭，所以电路的 EMI 较高，而后沿相控调光一般采用 MOSFET/IGBT 等全控型功率器件，控制沿较为缓慢，因而电路的 EMI 较低。这两种类型的调光器均通过切割掉一部分交流波形来调节照明灯的功率，顾名思义，前沿相控调光器切割交流输入市电波形过零后的前沿，后沿相控调光器则切割掉交流输入市电波形过零之前的部分。前沿相控调光器适合电阻性或电感性负载，而后沿相控调光器适合电阻性或电容性负载。

前沿相控调光和后沿相控调光电路的工作原理图分别如图 3-3、图 3-4 和图 3-5 所示。

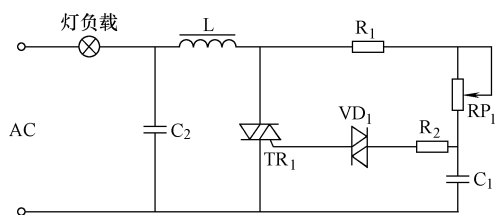


图 3-3 双向二极管前沿相控调光电路工作原理图

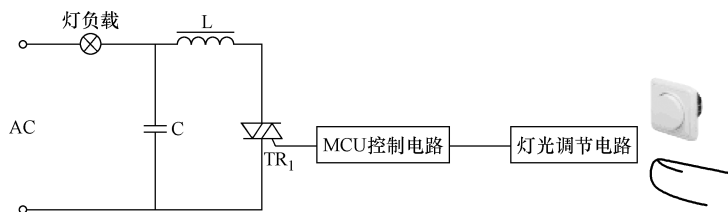


图 3-4 微控制器控制前沿相控调光电路工作原理图

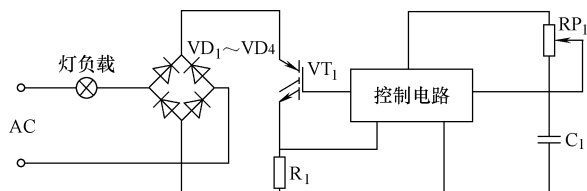


图 3-5 后沿相控调光电路工作原理图

3.1.2 LED 调光工作原理与特点

3.1.2.1 LED 调光工作原理

由图 3-1 所示的 LED 光输出和正向工作电流 I_F 关系曲线可以看出, LED 的光输出和正向工作电流有关, 加大 LED 的正向工作电流, LED 的光输出加大。但是, 用调节 LED 正向工作电流 I_F 的方法来调节 LED 的光输出会产生一个问题, 那就是在调亮度的同时也会改变 LED 光输出的光谱和色温。因为目前白光 LED 大多是用蓝光 LED 激发黄色荧光粉来产生白光, 当 LED 的正向电流减小时, 蓝光 LED 输出蓝光亮度减小, 而黄色荧光粉的厚度并没有按比例减薄, 从而使 LED 的发光色温发生变化, 并且 LED 光输出的波长和 LED 的正向工作电流 I_F 也有关, 所以在对发光颜色重要的应用场合不宜采用这种调光控制方法。

同时, LED 的正向工作电压 V_F 和 LED 的正向工作电流 I_F 也有关, 当 LED 的正向工作电流减小时, LED 负载串的总正向电压降可能低于 LED 驱动电源的输入直流电压。而当 LED 的正向工作电流加大时, LED 负载串的总正向电压降可能大于 LED 驱动电源的输入直流电压。这样单纯升压型输出或降压型输出 LED 驱动电路就不能适应 LED 负载串调光工作状态工作的需要, 使用中需根据合理选用 LED 驱动电路的电路拓扑结构。

而采用 PWM 调光控制不会改变 LED 的峰值工作电流, 通过 PWM 开关改变 LED 输入供电电流的脉冲占空比 D , 就可以改变 LED 正向工作电流的平均值, 从而达到 LED 调光控制的目的。

PWM 调光的开关控制频率一般需要大于 200Hz 或更高, 这样可以避免 LED 发光的闪烁对人眼视觉的影响, LED 的 PWM 调光工作电流平均值正比于调光脉冲占空比 $D_{\text{调光}}$, 可以利用下式计算。

$$I_{\text{调光-LED}} = D_{\text{调光}} \times I_{\text{LED}}$$

式中, $I_{\text{调光-LED}}$ 是通过 LED 的平均电流; $D_{\text{调光}}$ 是调光脉冲占空比; I_{LED} 是 LED 的峰值工作电流。

可以看出, 在 PWM 调光控制方式下, 如果脉冲占空比 D 的调节范围为 0.1% ~ 100%, 则调光控制范围可达 100/0.1, 即可以达到 1000 倍, 而模拟调光如要达到 1000 倍的调光控制范围会有一定的难度。并且, 在 PWM 调光控制方式下由于 LED 的峰值电流保持恒定, 所以不会对 LED 的发光色温造成影响。

3.1.2.2 LED 常用的调光控制接口

1. 模拟调光 (0 ~ 10V)

模拟调光, 也常常叫做 0 ~ 10V 调光, 是使用一条独立于交流输入市供电线输入的控制线路来给 LED 调光灯具提供 0 ~ 10V 的调光控制信号。0 ~ 10V 模拟调光控制器一般是一个 0 ~ 10V 输出的墙面调光器或控制系统中的调光电路, 可以用一个控制信号来并行的控制多个灯具或 LED 驱动电路。当调光输入为 10V 时, LED 灯以全亮度输出, 并随调光控制电压的减小而线性降低到零亮度光输出 (如图 3-6 所示)。如果不需要使用 LED 调光灯具的调光输入控制信号, 可以简单地让调光控制电路处于开路状态, 控制器内部

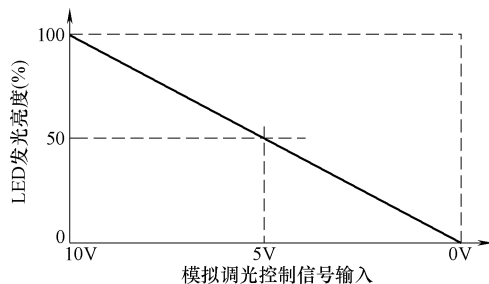


图 3-6 0 ~ 10V 模拟调光控制工作特性

会将调光控制电压上拉到 10V。

2. 数控调光

数控调光采用数字调光控制方法，可以通过有关数字通信协议传输数字调光信号，如图 3-7 所示。根据数控调光信号的常用传输接口分有线和无线两类，有线传输接口有 PLC、以太网、DMX、KNX 和 DALI 等，无线有 Zigbee 和 WiFi 等。不同调光接口的性能对比如表 3-1 所示^[11]。

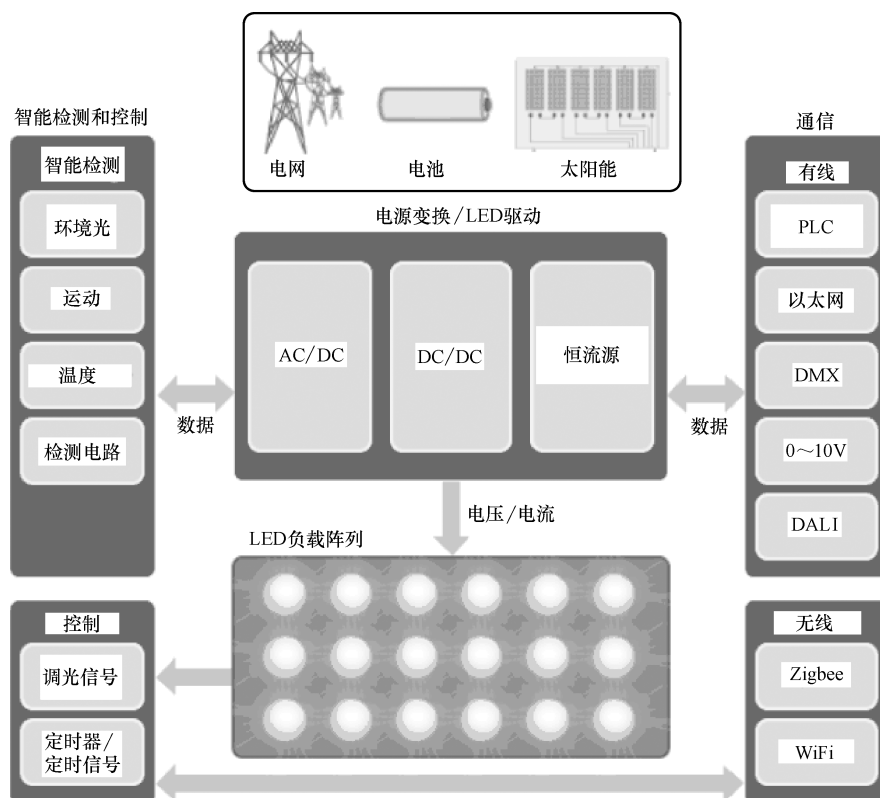


图 3-7 先进 LED 照明系统结构图

表 3-1 相关调光接口的性能对比

调 光 接 口	优 点	缺 点
交流电力线（后沿相控）	1. 无需控制电路； 2. 可以利用现有后沿相控调光电路。	1. 不能平滑调光到零亮度光输出； 2. 一些调光器要求有最小负载； 3. 可能存在调光发光闪烁的问题； 4. 难以宽范围的实现交流输入市电电压变化范围调光控制。
交流电力线（电源控制）	无需控制电路	只适用于专用场合
模拟控制（0~10V）	1. 可以使用现有的 0~10V 照明控制方法； 2. 可以平滑的调光到零亮度输出； 3. 驱动电路实现简单。	1. 增加了控制线路的成本； 2. 需要有调光控制器。

(续)

调 光 接 口	优 点	缺 点
数字式 (DALI)	1. 是一种控制多组调光灯具的现已使用标准; 2. 可以具备 LED 灯具工作状态的监控能力。	1. 增加了控制线路的成本; 2. 需要控制器。
数字式 (DMX)	1. DMX 是一种专用于剧院/舞台照明调光控制的标准; 2. 可以提供例如移动、倾斜、放大、色彩、图像等效果的复杂调光控制。	1. 增加了控制线路的成本; 2. 需要有控制器。
无线 (Zigbee)	1. 无需控制线路; 2. 可以提供复杂的调光控制。	1. 驱动信号和控制器更加复杂; 2. 无线信号覆盖范围有限。

3.2 LED 相控调光工作原理与分类

3.2.1 LED 相控调光工作原理

相控调光最早用于白炽灯调光,相控调光的主要优点是使用、安装方便。LED 相控调光的频率应不低于 100Hz,以避免人眼感到发光闪烁,相控导通角越大则 LED 的发光亮度越大,相控半导体器件可用可控硅、场效应晶体管或有关半导体功率器件。

由于现有的相控调光器被设计用于白炽灯(近似阻性负载,功率大多为 20~50W),由于 LED 的发光效率较白炽灯的发光效率要高,所以在相同光输出的情况下,LED 灯的所需输入电功率较白炽灯要小,交流输入电流也相应要小,因此需要一些额外的电路才能允许现有的相控调光器用于 LED 照明调光应用场合。

用于白炽灯调光控制的晶闸管相控调光器电流调节范围为 100mA~1A。相控晶闸管通过一个简单的时间延迟触发电路使晶闸管触发导通,直至电流低于相控晶闸管的维持电流时晶闸管关断,晶闸管关断会发生在交流输入市电供电过零时刻的附近。通过调节晶闸管的触发导通角可以控制通过白炽灯负载电流的有效值和光输出,这就是所谓的晶闸管相控调光。由于晶闸管相控调光电路简单和使用方便,所以在白炽灯照明调光控制应用场合得到了广泛应用。

在晶闸管的使用过程中有两个电流参数需引起注意,一个是维持电流;一个是掣住电流。维持电流表示在室温并且门极开路时,晶闸管从较大的通态电流降至刚好能维持它导通所需的最小阳极电流称维持电流(一般用符号 I_H 表示), I_H 一般约为几十毫安。结温越高,维持电流越小。维持电流大的晶闸管元件容易关断。掣住电流(一般用符号 I_L 表示)表示在晶闸管加上触发电压,当晶闸管从阻断状态刚转为导通状态就去掉触发电压,此时要保持晶闸管继续导通所需要的最小阳极电流,称掣住电流。对同一个晶闸管,通常掣住电流 I_L 约为维持电流 I_H 的 2~4 倍。

在一个工作周期内,晶闸管相控调光由于电流过早降低到低于晶闸管的维持电流,如果没有足够的维持电流,晶闸管相控调光器有时会有几次不稳定的触发,从而导致 LED 灯严重的发光闪烁,致使 LED 灯发光不稳定。要避免这种情况的出现可以通过“泄放(bleed-

er) ”电路来使晶闸管相控调光器保持稳定工作。但是，这样又会消耗额外的电流，降低了调光电路的工作效率。

在 220V 的交流供电系统中，泄放电路的损耗要大于 120V 的交流供电系统，从而限制了某些类型的晶闸管相控调光器在 LED 调光中的使用。

由于目前市场上还没有白炽灯调光器标准，所以市场上有大量不同性能和参数值的白炽灯晶闸管相控调光器，据 NEMA 标准化技术委员会的有关数据统计，目前在市面上有 200 余种晶闸管前沿相控调光器。所以，现有的晶闸管相控调光器和 LED 驱动电路的工作性能匹配也是一个需引起注意的问题。晶闸管相控调光存在以下问题需引起注意。

- 1) 晶闸管相控调光影响了交流输入市电正弦波的正弦波形，降低了电路的功率因数，并且晶闸管相控调光器的导通角越小时电路功率因数越差；
- 2) 由于非正弦的交流输入市电波形加大了电路的总谐波失真；
- 3) 非正弦的交流输入市电波形会在线路上产生严重的 EMI；
- 4) 在普通晶闸管相控调光电路输出到 LED 的驱动电源时，还会产生由于交流输入市电供电输入端的 LC 滤波器有可能使晶闸管相控调光电路产生振荡，由于白炽灯的热惯性人眼看不出这种振荡对白炽灯相控调光正常工作的影响，但是对 LED 驱动电源就会产生音频噪声和调光发光闪烁的问题；

5) 在 LED 负载低调光亮度输出时电路很容易出现工作不稳定，为使晶闸管相控调光电路可靠工作还必须加泄放电路，而这个泄放电路可以采用电阻泄放或有源泄放电路（有源泄放电路的工作原理参见本章有关内容的介绍），泄放电路的添加会降低电路的工作效率，泄放电路至少要消耗 1~2W 的功率。为降低泄放电路的功耗，有的公司采用了强泄放电路和弱泄放电路结合的工作方式，用以降低由于泄放电路而引入的过多功耗，强泄放电路和弱泄放电路工作原理框图如图 3-8 所示。

强泄放电路用于确保晶闸管导通电流过零和可控硅导通时可靠工作，弱泄放电路用于为可控硅调光电路中的晶闸管提供维持导通电流。在强泄放电路输出有效时，弱泄放电路输出驱动信号无效。相反，在弱泄放电路输出有效时，强泄放电路输出驱动信号无效，从而降低泄放电路的功耗，提高泄放电路的工作效率。图 3-8 中的 I_{SENSE} 检测信号来自于对 LED 驱动电路功率开关管导通电流的检测，实现对控制回路的控制，用于控制强泄放电路或弱泄放电路的工作。

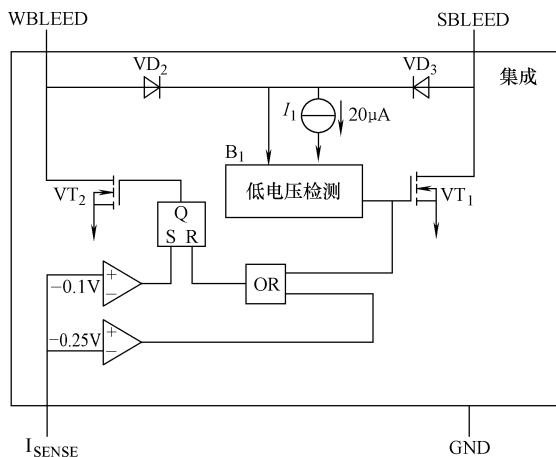


图 3-8 工作原理图

3.2.2 LED 相控调光分类

按 LED 相控调光的工作方式可以分为前沿相控调光、后沿相控调光和数字相控调光几类，下面分别对他们的工作原理加以介绍。

3.2.2.1 前沿相控调光

前沿相控调光（前切调光）由于电路实现简单所以得到了广泛的应用，开关器件常用晶闸管，通过控制晶闸管的导通角来实现对输出交流电有效值的控制，达到调光控制目的。典型的晶闸管前沿相控调光电路与LED灯负载的电路连接图如图3-9所示，晶闸管的擎住电流和维持电流足够时，晶闸管前沿相控调光器的工作电压波形如图3-10所示，晶闸管前沿相控调光器的电路工作原理图如图3-11所示。

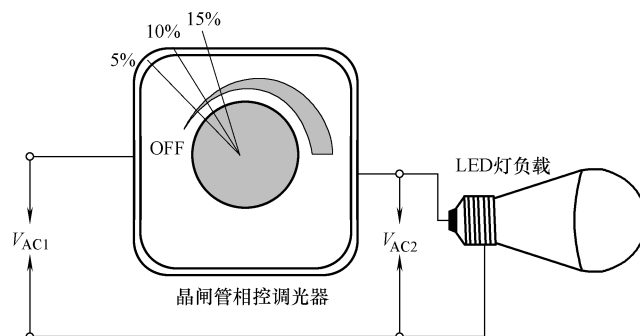


图 3-9 LED 晶闸管相控调光工作原理图

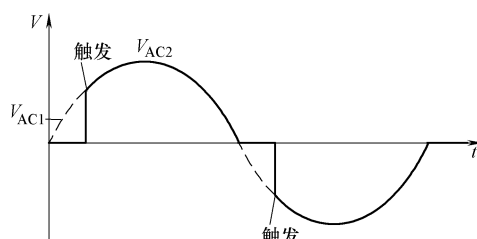


图 3-10 擎住电流和维持电流足够时相控调光器工作波形

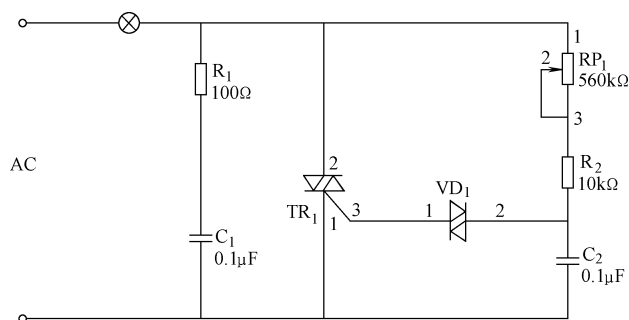


图 3-11 晶闸管前沿相控调光电路工作原理图

在图3-11所示电路中通过调节电位器 RP_1 的阻值就可以调节 RC 充放电时间常数，从而控制晶闸管 TR_1 的导通延迟时间（即晶闸管 TR_1 的触发导通时间），晶闸管 TR_1 的导通时间与晶闸管的导通角有关，最终输出的交流市电波形为图3-10所示的切相正弦波。白炽灯为纯阻性负载，晶闸管前沿相控调光电路在白炽灯调光的应用场合有很好的应用，随着晶闸管

导通角的变化，加到白炽灯灯丝的平均电压也发生变化，从而产生平滑的调光控制效果。

晶闸管相控调光器需要在晶闸管触发后能够擎住电流，并且在触发后的导通期间内能够维持晶闸管的导通电流。如果不能满足这两种电流，晶闸管相控调光器会出现误触发和 LED 发光闪烁的问题。如图 3-12 所示，如果流过晶闸管相控调光器的擎住电流和维持电流不足，晶闸管相控调光器将会出现不正常关断的问题，影响晶闸管相控调光的使用效果^[13]。

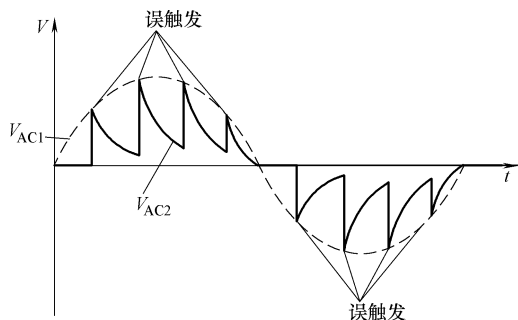


图 3-12 擎住电流和维持电流不足时晶闸管相控调光器的工作波形

对 LED 晶闸管前沿相控调光，目前最大的问题在于调光器的兼容性。传统晶闸管相控调光器的原始设计是要处理数百瓦白炽灯泡消耗的功率，所以很容易满足对相控晶闸管最低维持电流的要求，而功率小于 20W 的 LED 灯泡，在采用晶闸管前沿相控调光时，相控晶闸管工作时需要有一个最低的维持电流，在晶闸管整个导通角内通过相控晶闸管的电流必须大于这个最小维持电流，以确保相控晶闸管的可靠导通。

并且，采用由大功率开关器件晶闸管构成的晶闸管前沿相控调光电路会和 LED 驱动电路之间产生相互影响。如果相控调光器和 LED 驱动电路之间的相互影响不稳定，就会出现 LED 光输出发光闪烁的问题，影响 LED 相控调光电路的正常使用。为了防止 LED 调光发光闪烁，实用中还需要考虑一些稳定 LED 晶闸管前沿相控调光电路工作的特别要求。

当 LED 灯具进行调光工作时，相控晶闸管有可能误触发而导致在整个导通角内不能为 LED 灯负载提供足够的工作电流，而相控晶闸管的这种误触发导通在整个交流市电整流输出的全波输出通常是不对称的，导通角有可能在两个或多个点振荡变化，这种导通角位置的振荡变化被放大后由于低频市电（50Hz/60Hz）的原因就会产生 LED 发光闪烁的现象。

晶闸管相控调光电路在电压和电流下降的导通角结束阶段通常会出现误触发的现象，这时相控晶闸管的触发角不固定，具体情况和误触发的出现时刻有关，波形图如图 3-13 所示。

为了避免调光发光闪烁现象的出现，晶闸管相控前沿调光电路在设计时应考虑到这个问题，确保晶闸管相控前沿调光电路可靠工作。

在 LED 低调光亮度输出的工作条件下，由

于 LED 灯负载的功耗非常低，LED 灯负载吸收的电流要小于相控调光晶闸管的维持电流。LED 驱动电路的输入电容允许在相控调光晶闸管导通时有大量的浪涌电流流过。这会使 LED 驱动电路输入级和输入电容产生输入电流振荡，并有可能使输入电流低于相控晶闸管

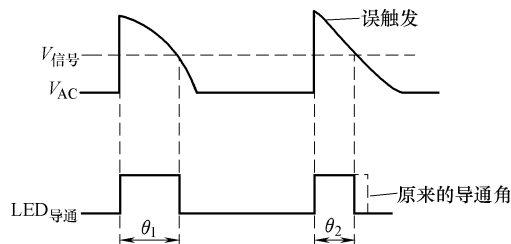


图 3-13 晶闸管相控调光电路误触发的波形

的维持电流。这两种原因都会产生 LED 灯负载调光范围受限和/或调光发光闪烁等不良情况。

要克服这些问题,需在调光应用中集成泄放电路和衰减电路这两个功能电路块(参见下面关于泄放电路和衰减电路的有关内容)。这两个功能电路块的缺点是会增大电路功耗,降低电路的工作效率。

图 3-14 表示理想前沿相控晶闸管调光器输入端的输入电压及电流波形。在图 3-14 中,晶闸管导通角为 90° ,图 3-15 表示整流后输出的理想总线电压和电流波形^[11]。

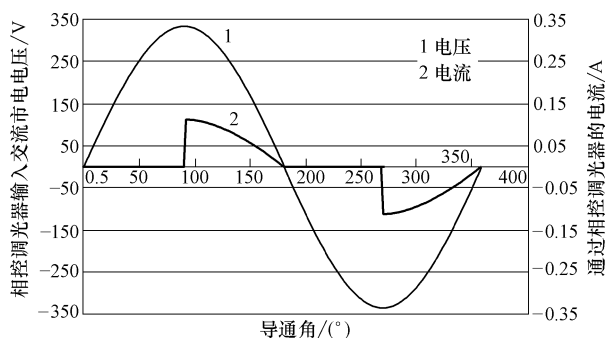


图 3-14 前沿晶闸管相控调光器在 90° 导通角下的理想输入电压及电流波形

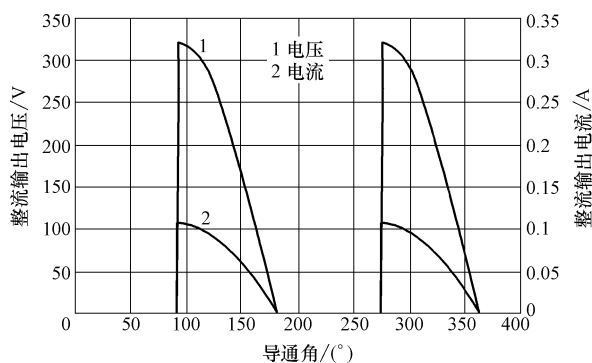


图 3-15 理想晶闸管相控调光器输出整流后形成的波形

图 3-16 表示由于相控晶闸管过早关断并重新启动,整流后输出的不太理想总线电压和

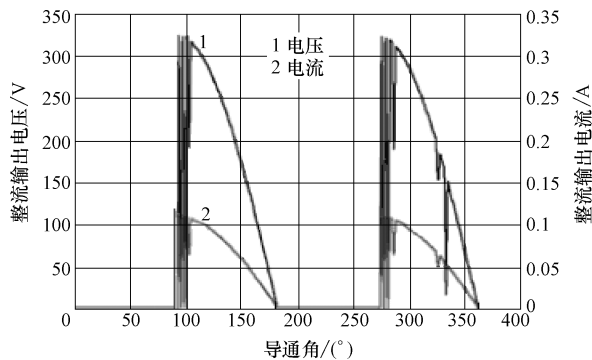


图 3-16 导通不稳定的相控晶闸管调光器波形

电流波形。在第一个半周期，这是由于输入电流振荡低于相控晶闸管的维持电流造成的，振荡源于初始浪涌电流。第二个半周期也显示相控晶闸管关断，原因是电流在导通角即将结束时低于维持电流。这种交替性半周期的行为差异频发出现，是由于在两个工作象限中相控晶闸管的维持电流存在差异而引起的。

如果相控晶闸管在半周期结束之前关断，或发生相控晶闸管的快速导通和关断，那么就需要使用泄放电路和衰减电路。一般来说，随着泄放电路和衰减电路功耗的加大，相控调光器的工作可靠性和兼容性也随之增强。

相控晶闸管调光器通常会因制造商和额定功率的不同而表现有所差异。例如，由于使用低额定电流的晶闸管（其维持电流通常较低），300W 相控晶闸管调光器所要求的衰减作用和泄放功耗要小于 600W 和 1000W 相控晶闸管调光器。线路阻抗差异也会造成相控晶闸管调光控制特性变化，因此在电路设计过程中，建议使用的交流供电电源特性保持一致，还必须对交流输入市电进行测试^[13]。

3.2.2.2 后沿相控调光

后沿相控调光（反切调光）常用于电子变压器低电压卤钨灯调光的应用场合，后沿相控调光的电压变化较前沿晶闸管相控调光平缓，因而通过电路的浪涌电流小，后沿相控调光的功率开关器件常用场效应晶体管（MOSFET/IGBT），通过定时电路控制 MOSFET/IGBT 的导通和关断，后沿相控调光有关波形如图 3-17 所示。后沿相控调光器调光功率范围一般为 200 ~ 500W，内含复杂的时基电路控制功率开关器件的延迟关断。当后沿相控调光器驱动低功率 LED 负载时，简单的控制方案很难准确检测到相控下降沿。后沿相控调光电路工作原理图如图 3-18 所示。后沿相控调光电路的特点如下。

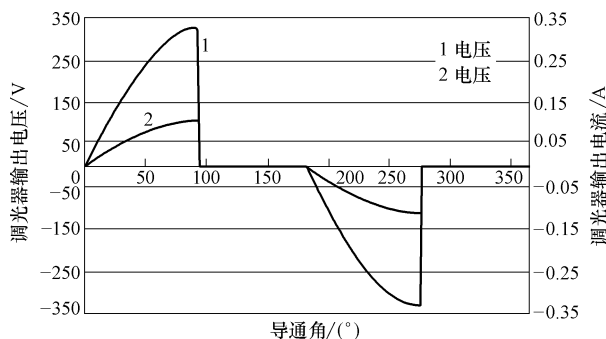


图 3-17 后沿相控调光器在 90° 导通角下的理想调光器输出电压及电流波形

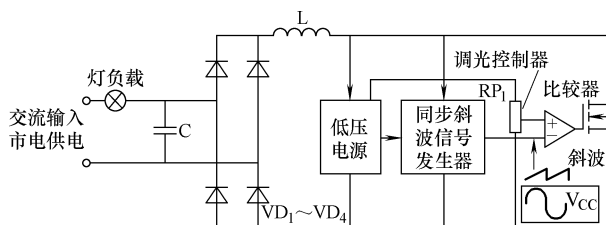


图 3-18 晶体管后沿相控调光电路工作原理图

- 1) 导通时没有尖峰电流;
- 2) 不存在维持电流的问题;
- 3) 使用昂贵的 MOSFET/IGBT;
- 4) 电路工作效率高, 纹波电流低;
- 5) 可以降低电路工作音频噪声和 EMI。

图 3-17 表示采用后沿相控调光器的电源输入端的理想输入电压和电流波形。在图 3-17 中, 后沿相控调光器导通角为 90° 。另外, 由于相控导通在过零点开始, 高电流浪涌和线路振荡对电路正常工作不是问题。在使用后沿相控调光器时, 一般不需要加衰减电路和泄放电路^[3]。后沿相控和前沿相控调光器工作特点对比如表 3-2 所示。

表 3-2 后沿相控和前沿相控调光器特点

调光器类别	应用比例	相控方式	驱动方式
晶闸管前沿相控调光器	90%	前沿相控	RC/双向二极管/LC
晶体管后沿相控调光器	10%	后沿相控	V_{CC} 逻辑/MOSFET/IGBT

3.2.3 泄放电路与阻尼电路

3.2.3.1 无源泄放电路与特点

使用无源泄放电路是为了使晶闸管前沿相控调光电路可靠导通, 并提供晶闸管前沿相控调光所需的擎住电流和维持电流, 消除晶闸管前沿相控调光电路的误触发和调光闪烁。图 3-19 给出了采用无源泄放电路的电路工作原理图^[14]。

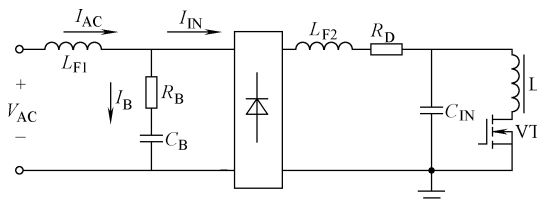


图 3-19 采用无源泄放电路的 LED 驱动电路工作原理框图

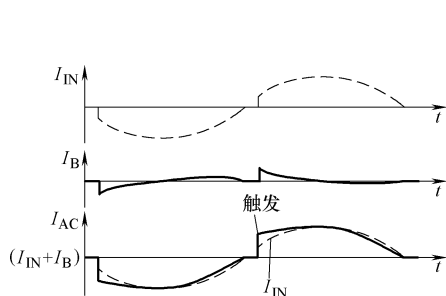
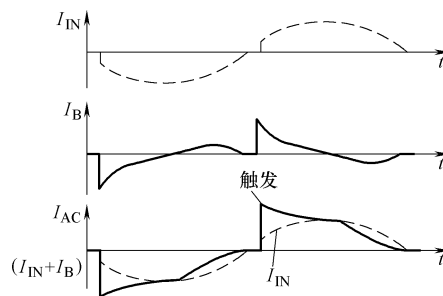
如图 3-19 所示, 所谓无源泄放电路是由电阻 R_B 和电容 C_B 构成 (电容量为几百 nF)。电感 L_{F1} 和 L_{F2} 为输入滤波电感, C_{IN} 为输入滤波电容, R_D 为阻尼电阻。

在调光电路设计中, 如果电容并联在电源线之间, 电阻 (例如 R_B , R_D) 需要与电容 (例如 C_B , C_{IN}) 串联。如果不串联电阻, 由于前沿相控晶闸管触发时电容的快速充电作用, 将会出现较高的电压和电流尖峰。电流尖峰有可能损坏前沿相控晶闸管调光器, 特别当多个 LED 灯并联时更为如此, 因为来自每个 LED 灯的电流尖峰之和将会超过前沿相控晶闸管调光器的额定电流。电流尖峰之后会出现电流振荡, 由于振荡中会出现低于维持电流的负电流, 这又可能引起前沿相控晶闸管调光器的误触发。电压尖峰如果超过前沿相控晶闸管调光器的额定击穿电压, 会损坏前沿相控晶闸管调光电路中的有关电路元器件。

1. 无源泄放电容 (C_B) 的选择

电容 C_B 容量的大小决定相控晶闸管导通泄放电流的大小。对前沿相控晶闸管调光, 电

容 C_B 容量越大,泄放电流较大,调光控制的稳定性越高。图 3-20 和图 3-21 给出了较小与较大泄放电容 C_B 时的有关电源电流波形。输入电流 I_{IN} 为送至二极管整流桥和后面 LED 驱动 Flyback 变换器的电流。经过功率因数校正后, I_{IN} 与电源电压同相位。 I_B 为泄放电流,电源电流 I_{AC} 为 I_{IN} 与 I_B 之和 (如图 3-19 所示)。

图 3-20 较小泄放电容 (C_B) 时的电流波形图 3-21 较大泄放电容 (C_B) 时的电流波形

I_{AC} 应该大于前沿相控晶闸管的擎住电流和维持电流,这是因为 I_{AC} 直接流过前沿相控晶闸管调光器。在图 3-20 中,触发时的 I_{AC} 不是足够大,原因是 C_B 较小,如图 3-12 所示,前沿相控晶闸管调光器将发生误触发。在图 3-21 中,调光器触发时, I_{AC} 足够高,原因是 C_B 较大,这样可以保持前沿相控晶闸管的正常导通状态。由于可以提供更高的 I_B , C_B 较大时的前沿相控晶闸管调光器触发效果优于 C_B 较小时的触发效果。但是, C_B 较大时也会对电路功率因数、总谐波失真和前沿相控晶闸管调光电路的工作效率产生不利影响。

所以,对无源泄放电路,在选择电容 C_B 时,应在前沿相控晶闸管调光控制效果和功率因数大小之间权衡利弊,尤其对要求高功率因数的应用场合。在选择电容 C_B 时,应先检查前沿相控晶闸管调光器触发时的电流 I_B 。通过改变电容 C_B 容量的大小,校验前沿相控晶闸管调光器触发时是否会出现由于电流 I_B 不足引起相控晶闸管的误触发。在前沿相控晶闸管调光器触发没有出现工作异常的 C_B 选择范围内,选择容量较小的 C_B ,可以使前沿相控晶闸管调光电路获得较高的功率因数和工作效率。

由于 R_B 与 C_B 串联,阻断了 C_B 对噪声的滤波,使电路的 EMI 不受电容 C_B 的影响。

2. 无源泄放电阻 (R_B) 的选择

电阻 R_B 起阻尼作用,可以抑制前沿相控晶闸管触发时由于电容 C_B 快速充电而引起的尖峰电流。阻值太大的电阻 R_B 可以显著地阻尼电流 I_B ,导致电流 I_B 在触发时低于前沿相控晶闸管的擎住电流,在前沿相控晶闸管受到触发后,相控晶闸管调光器会出现误触发,LED 出现发光闪烁。

关于电阻 R_B 选择的另外一个考虑是功耗。在选择电阻 R_B 时,应该首先找出过大或过小的电阻 R_B 取值。然后,在可以获得较高工作效率和确保前沿相控晶闸管可靠工作的条件下挑选阻值最小的电阻 R_B 。

3.2.3.2 有源泄放电路与特点

保持前沿相控晶闸管调光电路中晶闸管导通维持电流的另外一种方法是采用有源泄放电路。相对无源泄放电路,在电源输入周期中,有源泄放电路可以覆盖更宽范围的相控晶闸管开通。图 3-22 所示的有源泄放电路能够通过调节输入电流保持相控晶闸管的维持电流,降低泄放电路的功耗^[13]。

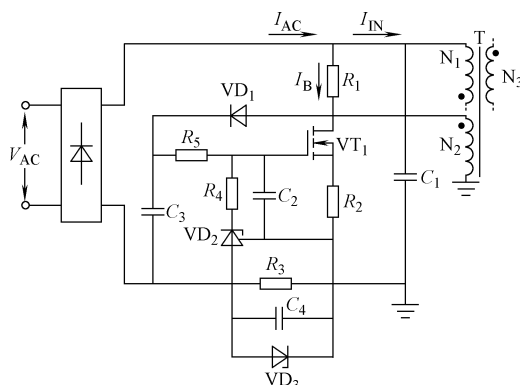


图 3-22 有源泄放电路工作原理图

图 3-22 中, I_{AC} 为 I_B (有源泄放电流) 和 I_{IN} (LED Flyback 变换驱动电路输入电流) 之和。电阻 R_3 为电流检测电阻, 用于检测电流 I_{AC} 。 C_4 为滤波电容, 用以滤除电阻 R_3 上电压的开关噪声。 VD_2 为分流调节器 (例如 TL431)。在前沿相控晶闸管调光器触发时, 较大的电流毛刺将会在电阻 R_3 上引起较大的电压降。稳压二极管 VD_3 能够限制电流检测电阻 R_3 上的电压, 从而保护 VD_2 组成的基准电压参考电路。驱动泄放 MOSFET 管 VT_1 的偏置电路属于线性调节器, 由辅助绕组 N_2 通过 VD_1 供电, 偏置供电电路由 VD_1 和 C_3 构成。 VT_1 的栅极受控制于 C_3 偏置电压和 VD_2 的阴极电位。总驱动电流受限制于电阻 R_5 和 R_4 。电容 C_2 能够减缓调节环的频率响应特性, 使有源泄放电路稳定工作。电阻 R_2 用做负反馈电阻, 起稳定补偿控制环路工作的作用。电阻 R_1 为泄放电阻, 同泄放 MOSFET 管 VT_1 一起消耗部分泄放功率。

R_5 、 R_4 、 C_2 、 R_2 和 C_4 与有源泄放电路的反馈响应工作特性之间存在密切关系。电阻 R_5 、 R_4 和 R_2 的阻值和电容 C_2 、 C_4 容量较小时, 能够加快反馈控制环路的控制速度。如果反馈环路工作过快, 电流 I_B 有可能会产生大纹波的振荡。

有源泄放电路的工作需要与控制电路的工作周期同步。当控制电路工作状态出现异常时, 例如 LED 出现短路或开路, 由于栅极信号已经被封锁, 不会出现电流 I_{IN} 。如果在异常工作条件下, 有源泄放电路仍然处于活跃工作状态, 在没有电流 I_{IN} 的情况下, 该电路保持维持电流, 电路的功耗会变得较高, 致使泄放 MOSFET 管 VT_1 发生热损坏。因此, 偏置电流应来自变压器 T 的辅助绕组 N_2 。这样, 当 LED 驱动 Flyback 变换器的功率开关作用停止后, 有源泄放电路也被迫停止工作。

有源泄放电路会消耗大量的功耗, 特别当电源电压较高时更是如此。在电源供电电压较高时, 电流 I_{IN} 降低, I_B 应该补偿维持电流的缺失部分。在这种状况下, 如果没有电阻 R_1 , 泄放 MOSFET 管 VT_1 温升较高。由于电阻 R_1 的串联使用, 可以分摊有源泄放电路的部分功耗。但是, 电阻 R_1 的取值不能太大, 否则不能有效分摊功耗, 原因是, 电阻 R_1 的阻值过大时, 限制了电流 I_B , 很容易引起保持维持电流工作失败, 而使相控调光晶闸管不可靠工作。

由于电流 I_{IN} 的减少, 有源泄放电路应该补偿更多的电流 I_B 。这就是有源泄放电路的功耗处于中等调光角范围的原因。如果想要校验泄放电路的最高温度, 应选择中等调光角和最大电源供电电压的位置进行测试。

图 3-23 所示电路为一种 8W LED 晶闸管前沿相控调光有源泄放电路的实用电路^[13]。

图 3-23 中 V_{RSENSE} 表示在电流检测电阻 R_4 上的电压, V_{IN} 表示输入电压, V_{S} 表示泄放 MOSFET 管 VT 源极上的电压, 该电压与泄放电流成正比, I_{AC} 表示交流输入市电供电电流。高调光角时的实测 V_{IN} 、 V_{S} 、 I_{AC} 和 V_{RSENSE} 的波形如图 3-24 所示, 可见输入电流 I_{AC} 没有出现振荡现象。

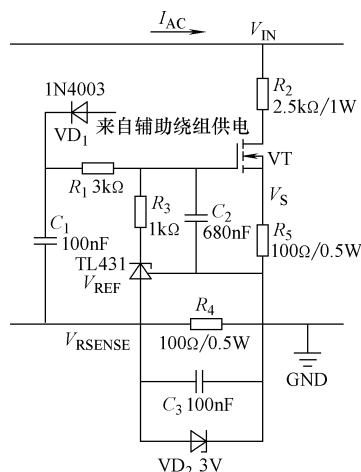


图 3-23 8W LED 灯有源泄放电路实用电路

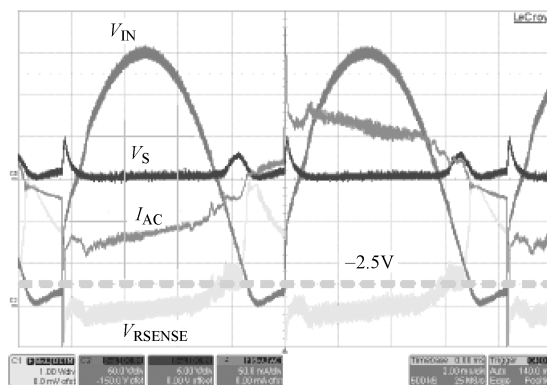


图 3-24 高调光角时的实测波形

3.2.3.3 阻尼电路

通过阻尼电路可以阻尼前沿相控晶闸管调光工作过程中出现的振荡现象, 阻尼电路按工作方式可以分为无源阻尼和有源阻尼两大类。无源阻尼一般采用耗能元器件 (例如电阻) 做阻尼元件, 特点是电路简单, 电路造价低, 易于实现, 但是电路的功耗较大, 在对电路的工作效率要求较高的应用场所一般不采用。而有源阻尼电路的阻尼效果较好, 电路工作效率高, 得到了广泛的应用。下面介绍有源阻尼电路的工作原理与应用。

1. 有源阻尼电路

在前沿相控晶闸管调光器触发时, 有必要采用与输入滤波电容串联的阻性阻尼。在前沿相控晶闸管调光器触发时, 引起较大的电流尖峰, 通过电源线路为电容 C_{IN} 快速充电 (如图 3-25 所示)。如果没有阻性阻尼, 该电流尖峰将引起电源电流振荡, 大幅值的振荡电流将会引起前沿相控晶闸管调光器的误触发, 损坏晶闸管相控调光器。采用阻尼电阻可以抑制尖峰电流, 阻尼电阻的功耗也会较高。阻尼电阻不仅能够阻尼尖峰电流, 而且也能够阻尼来自 LED Flyback 驱动变换器的输入电流。

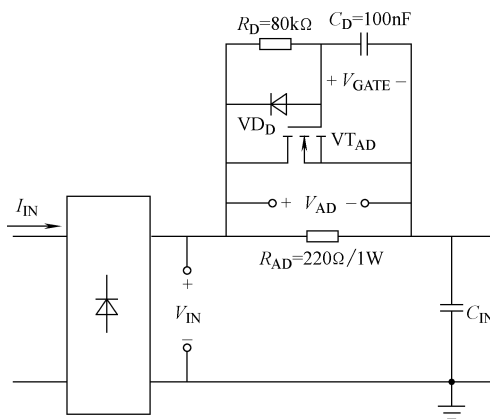


图 3-25 有源阻尼电路工作原理图

图 3-25 所示有源阻尼电路具有所需外围器件少的优点, 图 3-25 中电阻 R_{AD} 为阻尼电阻, VT_{AD} 为有源 MOSFET 管, 用以降低阻尼电阻 R_{AD} 上的功耗。电阻 R_{D} 和电容 C_{D} 为延时电路元件。VD_D 为复位二极管, 用于泄放电容 C_{D} 上的电荷。

80kΩ 电阻 R_{D} 与 100nF 电容 C_{D} 产生的延时时间大约为 1ms。在延时期间, 220Ω 电阻

R_{AD} 在阻尼电压和电流尖峰时,使电路不会出现电流振荡或晶闸管相控调光器误触发。有源阻尼电路的功耗远远低于无源阻尼电路的功耗。

2. 有源阻尼电阻 (R_{AD}) 的选择

应该首先检测电路的电压与电流尖峰。在电路的电压与电流尖峰超过额定电压和电流时,电压尖峰能够损坏阻尼 MOSFET 管和滤波电容。在前沿相控晶闸管调光器触发时,电流尖峰会引起电流振荡,如果电阻 R_{AD} 取值较小,出现电流 I_{IN} 振荡。该振荡电流使 I_{IN} 下降,进而下降的 I_{IN} 导致出现前沿相控晶闸管的误触发和 LED 发光的可见闪烁。另外,采用较小阻值的电阻 R_{AD} 时,过大的电流尖峰会损坏晶闸管相控调光器,尤其当调光 LED 灯泡并联时更为如此。所以在选取电阻 R_{AD} 的参数时,应该注意以下几点:

- 1) 电压尖峰 (应低于器件的击穿电压);
- 2) 电流振荡 (校验触发时电流 I_{IN} 的降低程度,判定是否足够高于相控调光晶闸管的维持电流);
- 3) 电流尖峰 (应低于晶闸管相控调光器的额定工作电流。如果考虑 LED 灯泡并联,电流尖峰的降低应与 LED 灯泡数量成反比)。

在完成上述检验后,为了获得电路最大工作效率,选择最小阻值的阻尼电阻 R_{AD} 。

阻尼电阻 (R_{AD}) 较小时 V_{IN} 和 I_{AC} 波形如图 3-26 所示,由于阻尼电阻 (R_{AD}) 的阻值较小,多余的能量致使输入电流 I_{AC} 产生振荡,从而影响相控调光电路的工作可靠性,致使 LED 灯负载相控调光时出现发光闪烁,影响 LED 灯负载的调光效果。

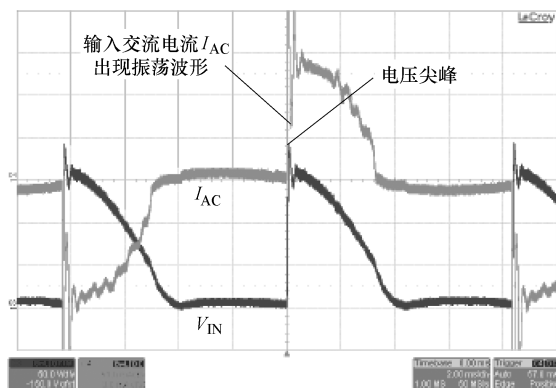


图 3-26 阻尼电阻 (R_{AD}) 较小时 V_{IN} 和 I_{AC}

3. 主要有源阻尼元件的选用

(1) 有源阻尼二极管 (VD_D) 的选择

有源阻尼二极管 VD_D 对电容 C_D 放电,用来复位 V_{GATE} 。额定正向电流 1A 的二极管足够用来对电容 C_D 放电。在选择 VD_D 的反向电压时,应该首先在 90° 调光角和最高输入电源供电电压时检测最大 V_{AD} 。

(2) 有源阻尼 MOSFET 管 (VT_{AD}) 的选择

最大电压 V_{AD} 应该低于有源阻尼 MOSFET 管 VT_{AD} 的击穿电压。选择电阻 R_{AD} 之后,可以在 90° 调光角下检验最大电压 V_{AD} 。然后,选择击穿电压合适的有源阻尼 MOSFET 管 VT_{AD} 。对 8W LED 灯泡,选择 1~2A 的额定电流就可以。具有较低阈值电压的阻尼 MOSFET 管

$V_{T_{AD}}$ 能够降低损耗,原因是 V_{AD} 已经被调节成阻尼 MOSFET 管 $V_{T_{AD}}$ 的阈值电压。

(3) 有源阻尼延时电路 (R_D, C_D) 的选择

在 $V_{T_{AD}}$ 开通之前,延时电路 (R_D, C_D) 应该产生一个足够长的延时时间,用于阻尼电阻 R_{AD} 阻尼电流尖峰。对尖峰电流,最坏的情况是调光角为 90° 。应该首先在调光角为 90° 时,对尖峰电流振荡进行校验,以确定阻尼尖峰电流需要多长时间。然后,调节 R_D 和 C_D 的参数,确保有足够的阻尼时间。推荐的 R_D 和 C_D 值为几百 nF 和几十 k Ω 。如果 C_D 过大和 R_D 过小, V_{D_D} 不能完全对电容 C_D 放电^[13]。

3.2.4 数字相控调光

数字相控调光采用数字电路的方法将输入交流市电电压的相位信息转换为数字相位信息,通过有关的数字控制电路完成对前沿相控晶闸管或后沿相控开关器件导通角的控制,完成数字相控调光控制功能。

数字相控调光具有控制准确度高,工作稳定性好,控制灵活等一系列优点,通过控制集成电路内部有关工作状态参数的寄存器有关参数的设定,就可以完成有关调光控制工作状态的修改,使用灵活、方便。例如 Cirrus Logic 公司的 CS16XX 系列 LED 相控调光控制器,采用 Cirrus Logic 的全新数字 TruDim 技术,内置调光控制算法,可与目前市面上的众多相控晶闸管调光控制器实现接近 100% 的兼容^[16]。

3.3 LED 相控调光的有关技术要求

3.3.1 LED 相控调光的主要技术指标

由于人们用惯了白炽灯晶闸管相控调光器,所以 LED 相控调光器应能兼容晶闸管相控调光器,并应考虑以下技术指标^[14]。

1) 调光范围 调光范围常用最大亮度值的百分比表示,例如 $X\% \sim XX\%$ 。实用中,随着 LED 灯发光亮度的降低,人眼瞳孔会放大,这样人眼接收的光线并不很快随 LED 灯发光亮度的降低而降低,如表示为最大发光亮度级的百分数,则人眼接收的光是测得光百分数的均方根值。例如,测得调光电平为最大发光值的 10%,则人眼接收的光为 $\sqrt{0.1} = 0.316 \approx 30\%$ 的最大发光值,即所谓的心理物理学定律。

- 2) 在整个调光范围应平滑调光变化;
- 3) 运动控制/有无人检测/光电检测等部件能控制 LED 灯负载的工作;
- 4) 达到预定的调光电平后 LED 灯负载发光应稳定,不应有发光闪烁现象;
- 5) 在整个调光范围内 LED 灯负载、LED 驱动电源和调光控制器不应有可闻噪声;
- 6) LED 灯负载在最低调光电平时启动 LED 灯负载发光应很快达到预定的发光值。

调光对大部分光源可以延长其使用寿命,因为在低发光亮度下灯的功耗和发热降低了,有利于提高光源的使用寿命。

温度对电子元器件的寿命有重要的影响,低温对延长电子元器件的使用寿命有帮助,LED 灯负载为灯和电子元器件的一体的灯,所以整体 LED 灯负载的工作寿命受使用寿命最短的电子元器件的寿命制约,调光有利于降低 LED 灯负载的工作温度,有利于保证 LED 灯

负载的光通量维持率和延长 LED 灯的使用寿命。

3.3.2 LED 相控调光需注意的有关问题

常见评价晶闸管相控 LED 调光系统时需注意的有关问题如下。

1. 100% 光输出

当调光器调至 100% 位置时和不调光输出时光输出衰减了多少？

2. 最大调光级

可调光 LED 照明系统的最大调光级是多少？

3. 调光器的物理调节范围和光输出特性

(1) 调光器的物理调节范围是多少？相应 LED 的调光范围是多少？

(2) 在关断调光器前在低光输出调节区间的调光光输出不变的物理调节范围是多少？

(3) 调光器的物理调节位置、光输出和加到 LED 灯负载上的电压有效值（相位角、导通时间、占空比等）是否有关系？

4. 调光器可调光的 LED 数量范围/最低负载

(1) 调光器可正常调光的 LED 负载数量范围是多少？

(2) 白炽灯晶闸管调光器可带的最小负载和相控晶闸管的维持电流有关，在最低 LED 调光亮度时 LED 的最小工作电流能否满足相控调光晶闸管的维持电流要求。

5. 浪涌电流

对白炽灯相控晶闸管调光而言，它的浪涌输入电流和白炽灯灯丝的冷电阻有关，对 LED 调光负载，这个浪涌输入电流值要比白炽灯晶闸管相控调光时要小，以确保晶闸管相控调光电路可靠工作。

6. 重复峰值电压

相控调光晶闸管的耐压值有限，使用时应确保 LED 应用时的重复峰值电压低于白炽灯晶闸管相控调光器的重复峰值电压，以确保晶闸管相控调光电路的可靠工作。

7. 最小调光范围

在晶闸管相控调光器的最低调光位置 LED 是否还导通工作。

8. LED 不发光的调光位置

实用中在晶闸管相控调光器由最大到最小或由最小到最大调光时有可能在调光器的中间某个位置 LED 不工作，这个 LED 晶闸管相控调光器是否有这种现象。

9. 导通延迟时间

(1) LED 晶闸管相控调光器的最大导通延迟时间是多少？

(2) LED 晶闸管相控调光器的导通延迟在调光器的什么位置出现？

(3) 导通延迟和调光级是否有关？

(4) 当不同的 LED 产品接至 LED 晶闸管相控调光器时这个导通延迟时间是否变化？调光时是否会产生调光“爆米花”效应（调光的光输出闪动）？

10. 调光闪烁

在 LED 晶闸管相控调光器调光时是否有调光发光闪烁现象？在 LED 晶闸管相控调光器调光时是否有频闪效应？

11. 变色

在 LED 晶闸管相控调光器调光时是否有 LED 发光颜色改变？如有颜色变化如何？

12. 可闻噪声

LED 晶闸管相控调光器调光时是否有可闻噪声？LED 晶闸管相控调光器调光时可闻噪声的出现是否和某些因素有关（例如 LED 晶闸管相控调光器带的 LED 灯的数量和 LED 晶闸管相控调光器的调光位置等因素有关）？

在 LED 照明中有许多相关技术标准和技术指南文件推出，例如 NEMA 负责生成的如表 3-3 所示有关 SSL 照明技术文件，其中 NEMA SSL-6 标准就是关于用于白炽灯替换和白炽灯调光产品替换 SSL 的照明标准^[15]。

表 3-3 NEMA 推出的有关 SSL 照明技术标准和文件

SSL-1-2010	LED 器件、阵列或系统的驱动器。对用于常规照明应用场合非集成电子驱动器的工作技术指标和工作特性指标设定
SSL-3-2010	用于常规照明应用场合大功率白光 LED 的分级。在用于常规照明应用场合大功率白光 LED 的生产和集成到照明产品中分类（分级）提供一致性和确立有关标准
SSL-6-2010	用于白炽灯替换和白炽灯调光产品替换的 SSL 照明。用于确立螺口白炽灯调光照明产品替换为改型 SSL 产品的标准。
LSD 44-2009	SSL 照明产品对新一代插座和连接器的要求。提出元件接口的发展过程和归纳标准的优点
LSD 45-2009	推荐用于灯具的 SSL 子系统接口。提出用于 SSL 照明产品的连接器（插座）结构和设计要求
LSD 49-2010	用于晶闸管相控调光白炽灯产品替换为 SSL 照明产品的最佳实践。用于替换螺口可调光白炽灯 SSL 照明产品的讨论和推荐意见
LSD 51-2009	用于功能和装饰 SSL 照明的定义。定义该用途不同类型 SSL 照明产品

由于相控调光易于使用，符合人们的使用习惯，所以推广 LED 相控调光有很好的市场前景。但是，在 LED 调光的应用场合，相控调光在电路的功率因数、调光闪烁等调光性能和造价等方面还需进一步做出努力，以扩大相控调光在 LED 照明调光的应用范围。

第 4 章 常用 LED 相控调光电路与应用

4.1 TI 公司常用 LED 相控调光驱动电路

4.1.1 采用 LM3450/A 的 LED 相控调光驱动电路

4.1.1.1 LM3450/50A 主要技术特点

1. LM3450/50A 主要功能

LM3450/50A 是一款具有相控调光译码和有源功率因数校正功能的 LED 驱动控制集成电路，内部的有源功率因数校正（PFC）控制电路可以稳定输出直流电压并获得高的输入功率因数。相控调光译码电路将相控调光相位信号转换为 500Hz 的 PWM 调光信号输出，适用于 10 ~ 100W 离线式 LED 相控调光驱动应用场合。具有使用灵活方便的特点。

LM3450/50A 内部的动态滤波器和可变取样率电路可以提供平滑的相控调光控制特性，内部的相控晶闸管导通动态泄放电路可以确保调光相控角被准确的译码，提高了电路的工作效率。除在 LM3450 中相控晶闸管导通动态泄放电流被取样，而在 LM3450A 中是连续的不一样外，在电路结构上 LM3450 和 LM3450A 基本是一致的。所以也就决定了 LM3450/50A 的各自用途，表 4-1 可供使用选型参考^[17]。

表 4-1 LM3450/50A 的特点

产 品	交流输入电压	输 出 功 率	器 件	电 路 拓 扑
高端下射 LED 灯	120V	$P_{OUT} < 15W$	LM3450	两级变换
		$P_{OUT} > 15W$	LM3450A	
	230V	$P_{OUT} < 25W$	LM3450	
		$P_{OUT} > 25W$	LM3450A	
低价位下射灯或大功率高端应用 LED 灯	120V	$P_{OUT} > 15W$	LM3450A	单级变换
	230V	$P_{OUT} > 25W$		

2. LM3450/50A 的主要特点

- (1) 反馈短路保护；
- (2) 精确的基准电压；
- (3) 输出过电压保护；
- (4) 兼容前沿/后沿相控调光；
- (5) 工作于临界导通（CRM）模式 PFC 的相控调光；
- (6) 对来自相控调光器信号 70 : 1 调光范围的 PWM 译码；
- (7) 可用于输出功率高达 100W 的 LED 驱动电路应用场合；

(9) 特有的动态泄放电路, 可用于高性能、平滑调光转换, 平滑和无调光闪烁的调光控制应用场合。

3. LM3450/50A 的引脚功能与典型应用电路

LM3450/50A 为 16 引脚 TSSOP 封装, LM3450/50A 的引脚图如图 4-1 所示, 电路工作原理框图如图 4-2 所示, 典型应用电路工作原理图如图 4-3 所示, 引脚功能如表 4-2 所示。

1	V_{REF}	BIAS	16
2	V_{ADJ}	HOLD	15
3	FLT2	ZCD	14
4	FLT1	V_{CC}	13
5	DIM	GATE	12
6	V_{AC}	CS	11
7	COMP	GND	10
8	FB	I_{SEN}	9

图 4-1 引脚图

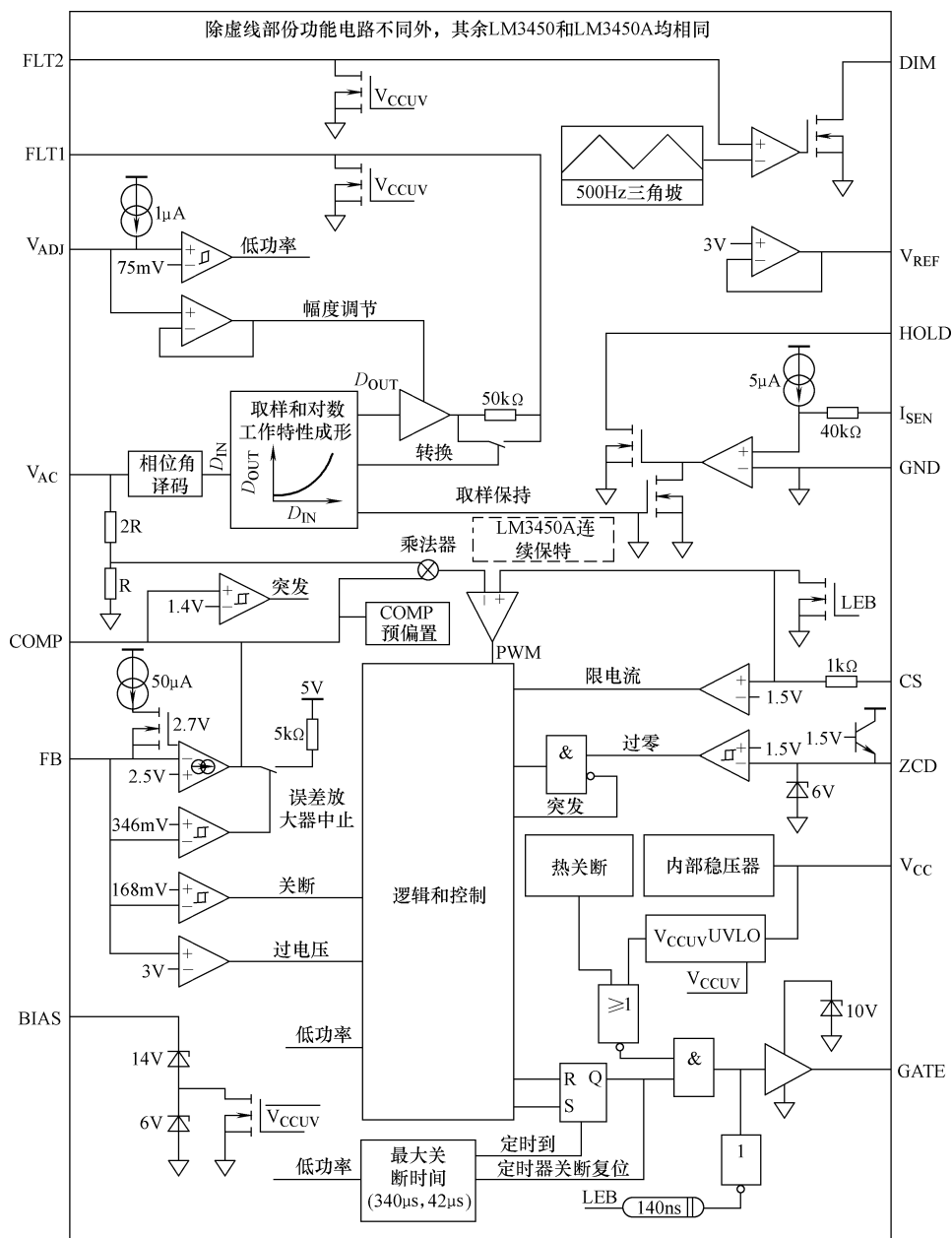


图 4-2 电路工作原理框图

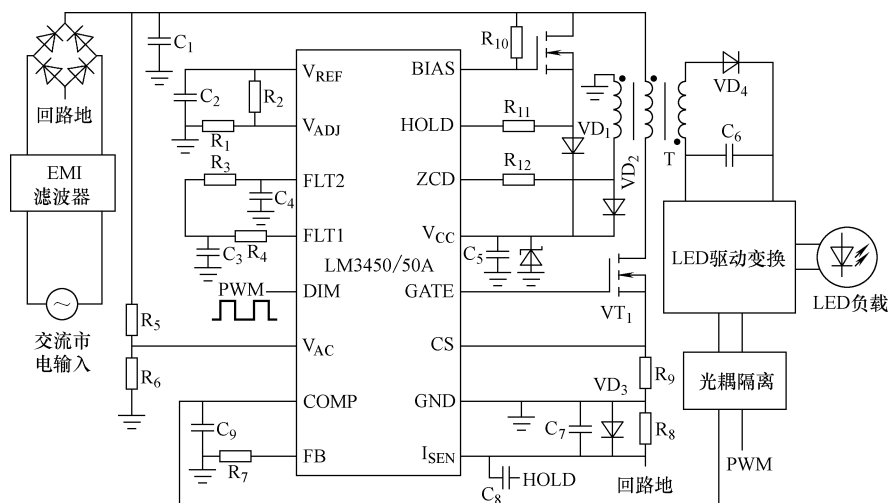


图 4-3 典型应用电路工作原理图

表 4-2 引脚功能

引脚号	引脚符号	引脚功能
①	V_{REF}	3V 基准电压输出，直接连接到 V_{ADJ} 或连接到 V_{ADJ} 的电阻分压器
②	V_{ADJ}	模拟调光和相控调光范围输入，直接连接到 V_{REF} 来产生 70% 的标准相控调光控制范围，连接至 V_{REF} 的电阻分压器可以扩展相控调光器或模拟调光器的调光控制范围，也可以用于如热折返式保护、传感器接口的应用场合
③	FLT2	滤波器 2，斜波比较器输入，由 FLT1 电容连接一个检测电阻，并接一只电容到地可以建立第二滤波器极点
④	FLT1	滤波器 1，模拟译码器输出，通过连接一个检测电阻和接地的电容器产生第一滤波器极点
⑤	DIM	漏极开路 500Hz PWM 调光信号输出，连接到 LED 驱动器（直接耦合或采用隔离的方法）的调光输入，用以提供调光译码控制信号
⑥	V_{AC}	交流输入市电整流输出取样电压，乘法器和模拟译码器输入，连接到交流输入市电整流输出直流电压的电阻分压器
⑦	COMP	误差放大器输出和 PWM 比较器输入，对地连接一个电容器，可以设定补偿工作特性
⑧	FB	反馈控制，误差放大器的反相输入端，通过一个电阻分压器连接到输出电压，可以在非隔离应用场合控制 PFC 电压控制环路，在隔离输出的应用时连接一只 5.11k Ω 的电阻到地旁路误差放大器，同时也具有过电压保护和关断控制功能
⑨	I_{SEN}	输入电流检测反相输入，连接到桥式整流二极管的回路和接地的电阻，用于晶闸管动态泄放电流的电流检测，使用时需连接一只 0.1 μ F 的电容和肖特基二极管到地和一只 0.22 μ F 的电容到 HOLD 引脚
⑩	GND	电源地
⑪	CS	功率 MOSFET 管电流检测信号输入，电流检测电阻的高电位端接功率 MOSFET 管的源极
⑫	GATE	栅极驱动输出，PFC 功率 MOSFET 管的栅驱动信号输出
⑬	V_{CC}	供电输入，使用时需在该引脚与地之间接一只 0.1 μ F 的旁路电容

(续)

引脚号	引脚符号	引脚功能
⑭	ZCD	变压器或电感绕组退磁检测信号输入，接一只 100k Ω 电阻到变压器或电感绕组，检测变压器或电感绕组是否所有能量已释放完
⑮	HOLD	漏极开路动态泄放输入，使用时连接一只动态泄放电阻到旁路 FET 管的源极
⑯	BIAS	预稳压电路栅极的偏置输出，连接到旁路 FET 管的栅极，通过一只电阻接至交流输入市电的整流输出，帮助电路的启动

4. LM3450/50A 工作原理

LM3450/50A 可以用于隔离 Flyback 变换驱动器的应用场合，LM3450/50A 可以将相控调光控制信号转换为 PWM 调光控制信号来驱动控制 LED 灯负载，适用于交流输入市电供电 10 ~ 100W 相控调光 LED 驱动应用场合，也可以用于升电压输出驱动应用场合。但是，由于 Flyback 隔离变换 LED 驱动的应用范围较广，所以下面主要讨论 LM3450/50A 在 Flyback 隔离变换 LED 驱动中的应用。

LM3450/50A 中的 PFC 电路采用过零检测技术 (ZCD)，工作于 CRM 工作模式。PFC 电路部分含有误差放大器、乘法器、电流检测电路、过零检测电路和栅极驱动等功能电路，内部误差放大器用于非隔离输出电压反馈控制，如果电路用于隔离输出变换应用场合，误差放大器需置于次级侧电路。

相控调光译码电路检测交流输入市电整流输出的调光控制相位角，经译码、滤波转换为 500Hz 的 PWM 调光驱动控制信号输出，PWM 调光驱动控制信号可以直接输出，也可以通过光耦合器输出，输出到第二级 LED 驱动电路的调光控制输入级。相控晶闸管动态泄放电路可以确保相控晶闸管调光电路的可靠触发，通过电流监控电路检测输入电流，当输入电流低于预定电流最低值时，动态泄放电路提供更多的输入电流。

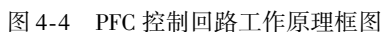
在 LM3450 中，动态泄放电路和译码电路同时取样以避免由于附加泄放电流而降低电路的工作效率，当出现一个译码取样周期时，动态泄放电路开始工作，确保调光相控角被正确的译码转换，由于采用了这种取样控制方法，在不取样的工作周期内有可能导致相控调光电路的误触发，但是不会影响 LED 输出电流的稳定调节控制。对大功率应用场合，动态泄放电路提供较小的泄放电流，这时可采用 LM3450A。

LM3450A 具有连续的动态泄放控制特性，可以避免相控调光电路的误触发，这在单级变换的应用场合非常有用。连续动态泄放电路对大功率两级变换应用场合也是非常有用的，在这种应用场合输入滤波电容的容量取的较大。相控译码器最明显的一个特点是动态滤波，通过可变的取样速率可以提供快速和平滑的调光控制特性。

5. PFC 控制回路

LM3450/50A 工作于 CRM 工作模式来稳定输出电压和完成 PFC，PFC 控制回路工作原理框图如图 4-4 所示，在非隔离升电压输出工作模式下，通过外接电阻分压器 (R_{FB1} , R_{FB2}) 来检测输出电压，输出电压检测信号送到内部闭环误差放大器的反馈输入端 (FB)，闭环误差放大器的同相端基准电压为 2.5V，通过闭环误差放大器的调节控制稳定输出电压。

在反馈信号被短路和电路输出过电压时，通过误差放大器反相输入端 (FB) 可以关断电路的工作。



当电流检测电压 (V_{CS}) 大于乘法器的输出电压时, 功率 MOSFET 管 VT 关断, 在功率 MOSFET 管 VT 导通期间通过电感 L 的电流线性上升至峰值电流, 导通时间基本恒定, 导通时间可以利用式 (4-1) 计算。

通过正弦峰值电流检测产生正弦包络的交流输入电流，使交流输入电流的相位和交流输入电压同相位，完成 PFC。

如图 4-4 所示, 电流检测电阻 (R_{CS}) 检测通过功率 MOSFET 管 VT 源极的电流, 当检测电压 V_{CS} 超过乘法器的输出电压时, 功率 MOSFET 管 VT 关断。在整个交流输入市电周期内乘法器的输出电压是变化的, 是交流输入市电 (V_{AC}) 整流输出电压取样值、误差放大器的输出电压、乘法器的增益 (K_M) 和 PWM 比较器失调电压 (V_{OS}) 的函数。

79

在功率 MOSFET 管 VT 导通瞬间产生的振荡, 限制功率 MOSFET 管 VT 的最小脉冲占空比。

7. 输出过电流保护

在 LM3450/50A 的电流检测引脚 (CS) 有一个限电流阈值电压 ($V_{\text{LIM}} = 1.5\text{V}$), 如果电压 V_{CS} 超过了限电流阈值电压 (V_{LIM}), 功率 MOSFET 管 VT 立即关断, 直至过零检测电路又出发一个新的导通控制信号, 开始一个新的开关工作周期, 在电路输出过电流时实现过电流保护。

8. 零电流检测

通过接至图 4-4 所示 ZCD 引脚到 Flyback 变压器耦合绕组或电感的 $100\text{k}\Omega$ 电阻 (R_{ZCD}) 可以实现电流过零检测。当 V_{ZCD} 低于 1.3V 时, 反激变压器 T 被认为已退磁, 功率 MOSFET 管 VT 又开始导通, 电流过零检测引脚电压保持为低电位, 直至 V_{ZCD} 为高电位, 功率 MOSFET 管 VT 关断, 通过峰值检测电路又开始周期重复工作。PFC 功率 MOSFET 管 VT 漏极与 V_{ZCD} 的工作波形如图 4-5 所示。

PFC 功率 MOSFET 管工作频率不固定, 开关工作频率和开关脉冲占空比 D 、输入直流电压峰值 ($V_{\text{IN-PK}}$)、开关电流峰值 ($I_{\text{IN-PK}}$) 和变压器 T 的一次绕组电感量 (L) 有关。

9. 误差放大器

LM3450/50A 用于非隔离 (升电压输出) 应用场合时, 可以直接通过反馈引脚 (FB) 的分压取样电阻检测输出直流电压, 反馈引脚 (FB) 是跨导放大器的反相输入, 电压为 2.5V , COMP 是误差放大器的输出, 外接补偿回路可以用一个电容 C_{CMP} 接于 COMP 引脚和地 GND 引脚之间 (如图 4-4 所示), 具体补偿方法和所需要的瞬态工作特性和环路增益有关。

如果 COMP 引脚的电压低于 1.4V , 电路进入突发工作模式, 功率 MOSFET 管 VT 关断 $340\mu\text{s}$ 后又导通。但是, 如果电压 V_{CMP} 上升高于 1.4V , 电路又继续开关工作, 直至电压 V_{CMP} 又低于阈值电压, 这个工作特性可以确保能量合理的转换。

通过 FB 引脚 LM3450/50A 还可以实现反馈短路保护和输出过电压保护, 如果 V_{FB} 电压超过 3V , 输出过电压保护功能动作, 直至电压 V_{FB} 低于 3V 。如果电压 V_{FB} 降低低于 168mV , 关断电路的工作, 直至电压 V_{FB} 高于 188mV 。

10. 第二级误差放大器

对隔离驱动输出应用场合, 第二级误差放大器应为比例补偿电路工作方式, 如图 4-6 所示, 这个误差放大器一般常和 LMV431 一起使用, 输出级电阻分压电路 (R_{FB1} 和 R_{FB2}) 为 LMV431 的反相输入端提供输出电压检测信号, 通过连接到 LMV431 输入和输出引脚的电阻 R_{SC} 和电容 C_{SC} 实现补偿。同时, 在 COMP 引脚与地 GND 之间连接的电容 C_{CMP} 可以抑制高频噪声。

如图 4-6 所示, 利用一只电容、两只二极管和一只稳压二极管还可以实现电路的软启动, 二次侧软启动电路没有再启动控制功能, 所以实用中推荐使用一次侧软启动。

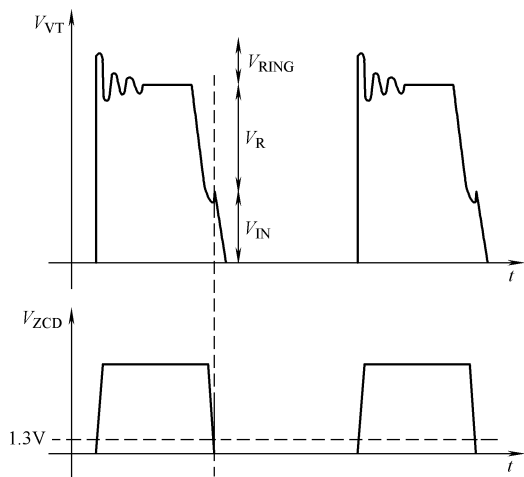


图 4-5 Flyback 变换过零检测波形

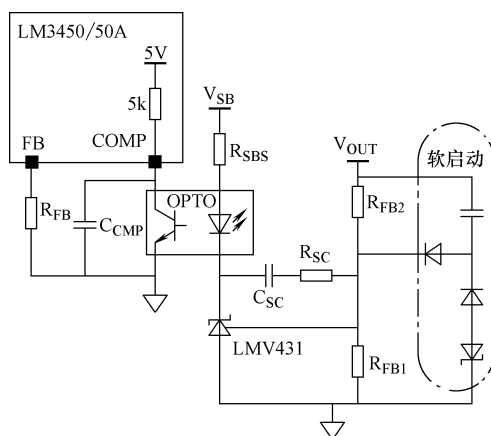


图 4-6 输出隔离的误差放大器

11. 精密基准电压

LM3450/50A 内部有用于 V_{ADJ} 引脚供电和其他外部电路供电的 3V 基准电压 (V_{REF})，一旦 V_{CC} 超过 3V 时 V_{REF} 电压就开始稳定。这个 3V 基准电压 (V_{REF}) 的输出电流不超过 2mA，使用时需在 V_{REF} 与地 GND 之间加一只 10nF 的陶瓷滤波电容。

12. 低功耗关断

通过使 LM3450/50A 的 V_{ADJ} 引脚接地可以使 LM3450/50A 进入低功耗关断工作状态，在低功耗关断工作状态，LM3450/50A 将导通 GATE 一个工作周期，然后再接着 42μs 固定关断时间，并周而复始。在低功耗关断工作状态，DIM 引脚输出高电位（负载 LED 无光输出）。

13. 热关断

热关断控制功能用于保护 LM3450/50A 工作时不会超过允许的最高结温，热关断的预置温度设为 160℃，回滞温度为 20℃，在热关断工作期间 LM3450/50A 的 GATE 无输出驱动信号。

14. 相控调光

前沿相控调光电路工作原理图如图 4-7 所示，由电位器 RP、电阻 R_2 和电容 C_1 组成的 RC 网络可以延时相控晶闸管 (TRIAC) 的导通，直至电容 C_1 上的电压达到双向二极管的触发导通电压，加大电位器 RP 的阻值（中心抽头往下移）可以加大相控晶闸管的导通延时时间，降低相控晶闸管的导通时间（即降低相控晶闸管的导通角），从而降低加到 LED 负载的平均功率。

要实现相控调光需对输入交流市电的相位角加以检测和转换（译码），将输入交流市电相位转换为可以控制 LED 负载电流的 PWM 控制信号。

15. 相控调光译码器

LM3450/50A 利用交流输入市电整流输出直流电压进

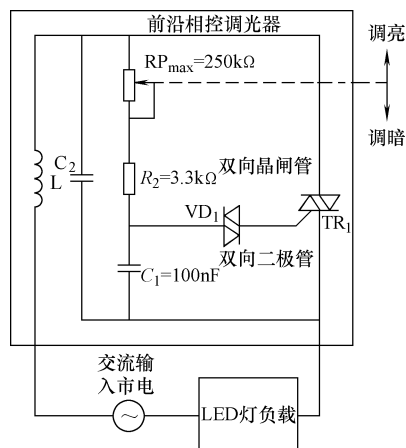


图 4-7 前沿相控调光电路工作原理图

行导通角检测控制，LM3450/50A 导通角检测控制电路（译码）和有关外围电路的工作原理图如图 4-8 所示，交流输入市电整流输出的直流电压经过取样电阻（ R_{AC1} ， R_{AC2} ）取样，取样电压又被送到了 LM3450/50A 的 V_{AC} 引脚， V_{AC} 引脚电压又和内部 356mV 的基准电压比较，产生图 4-9 所示 2 倍交流输入市电频率的 PWM 调光控制信号。

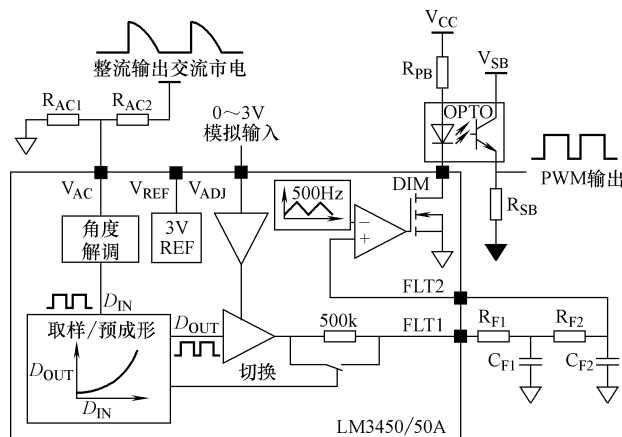


图 4-8 相控调光译码电路

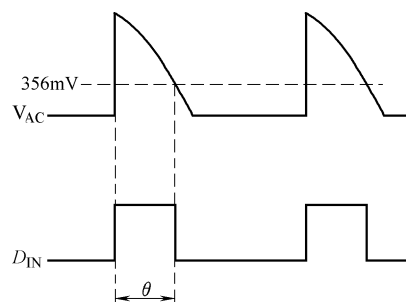


图 4-9 相控角与 PWM 控制信号的转换

解调的 PWM 调光信号脉冲占空比被取样并以对数的关系对应 PWM 调光控制信号，这样可以很好的适应人眼视觉特性，可以获得最大 70:1 的调光范围。以图 4-10 所示幅度的 V_{ADJ} 信号经过滤波器 FLT1 输出。

如图 4-8 所示，FLT1 的输出信号经过 2 极点的低通滤波器（ R_{F1} 、 C_{F1} 、 R_{F2} 、 C_{F2} ）输出，以滤除 2 倍交流输入市电电压频率的纹波，最终在 FLT2 的模拟信号与 500Hz 三角波信号相比较在 DIM 引脚产生图 4-11 所示的反相 PWM 相控调光控制信号。

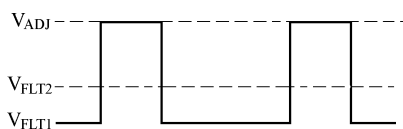


图 4-10 FLT₁ 与 FLT₂ 信号幅度关系图

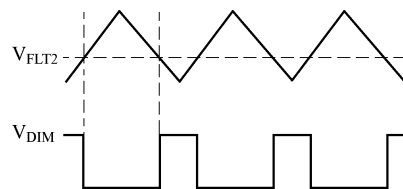


图 4-11 FLT₂ 与 DIM 的波形对应关系

DIM 引脚的 PWM 调光控制信号可以输入到第二级 LED 驱动电路，DIM 为一漏极开路输出信号（如图 4-8 所示），可用于输出隔离驱动应用场合。可以用光耦合器隔离，对大多数光耦合器而言，信号波形的变化率和通过光耦合器的驱动电流大小有关，电压 V_{CC} 与发光二极管阳极之间的电阻（ R_{PB} ）参数决定驱动电流的大小。

可变取样率和动态滤波可以确保电路快速、平滑的实现调光转换（调光器的调光调节），使调光过程平滑进行。取样率与调光控制角度信息有关。

动态滤波为双模式滤波，在待机工作模式没有进行调光操作时，如图 4-8 所示在缓冲电路的输出端和 FLT1 之间接了一只 500kΩ 的电阻。当检测到调光器有大的调光变化时，500kΩ 的电阻被短路，这就加快了滤波器的滤波速度，改进了调光器的调光响应时间。

FLT1 和 FLT2 的滤波控制特性由相应 RC 元器件参数决定（ R_{F1} 和 C_{F1} ， R_{F2} 和 C_{F2} ），可

以按以下原则设定。

- 1) 对所有应用场合, 电容 C_{F1} 和 C_{F2} 可以选用 $1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容器;
- 2) 电阻 R_{F1} 和 R_{F2} 的取值范围为 $15\text{k}\Omega$ ($\sim 10\text{Hz}$) 和 $75\text{k}\Omega$ ($\sim 2\text{Hz}$)。
2Hz 极点对应平滑的调光控制, 而 10Hz 极点对应快速的调光控制。

16. 动态泄放电路

在前沿相控晶闸管调光应用场合, 在晶闸管导通工作期间晶闸管需要有一个导通维持电流, 如果不能满足相控晶闸管的最小维持导通电流, 相控晶闸管会关断 (或误触发)。

在相控晶闸管的正常工作期间, LED 驱动电路需要有一定的工作电流, 但是在整个工作周期内可能会有某点使输入电流过低而导致相控晶闸管的误触发, 使相控晶闸管电路工作不可靠。

如图 4-12 所示, 在 LM3450/50A 的取样工作期间, 不允许相控晶闸管被误触发或相控晶闸管的译码触发角不准确, 由于相控晶闸管触发时每半波之间是不对称的, 所以误触发可能出现在波形的不同位置。这样会在相控译码角之间产生很大的不同, 从而产生 LED 调光发光闪烁的问题。

为确保相控晶闸管在取样周期内不会被误取样, 并且相位角被正确的译码转换, 电路中采用了图 4-13 所示的动态泄放电路, 通过接至 GND 引脚

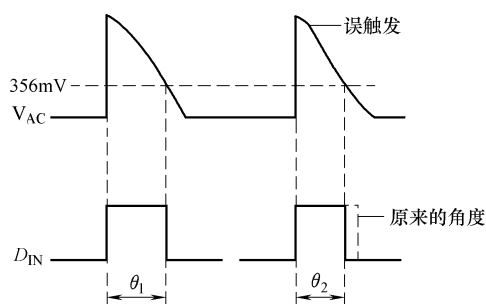


图 4-12 相控晶闸管前沿相控波形

与 I_{SEN} 引脚 (全桥整流电路的回路地) 的电阻 R_{SEN} 对输入电流取样, 如果这个电阻上的电压降低于 200mV , 电路通过泄放电路提供一个维持电流, 使电阻 R_{SEN} 上的电压维持 200mV , 通过线性调节 VT_4 的栅极电压来提供附加的泄放电流, 随着 VT_4 栅极电压的增加, HOLD 引脚电压下降, 在 VT_1 源极与 HOLD 引脚之间的电阻 R_{HLD} 上产生一个电压。额外的附加电流流入相控晶闸管, LM3450 典型动态泄放电流的波形如图 4-14 所示。在第 1 个工作时间段为非取样的导通角时间段, 在第 2 个工作时间段为触发角工作期, 在第 3 个工作时间段为导通角取样时间段。LM3450A 可以确保每个导通角都工作在图 4-14 所示的第 3 个工作时间段。

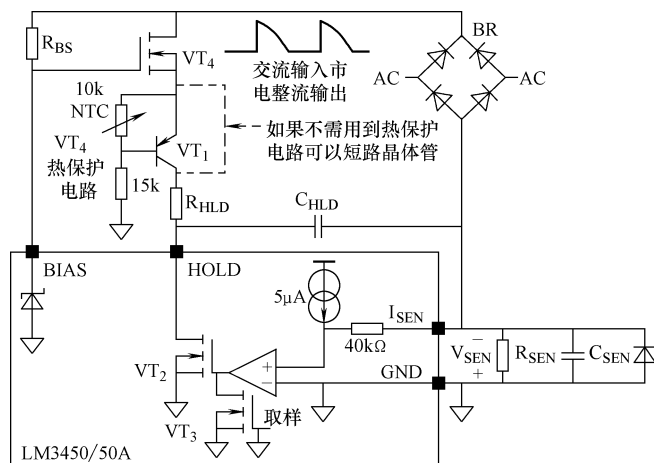


图 4-13 动态泄放电路

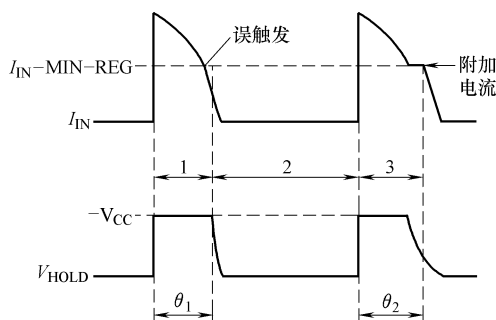


图 4-14 动态泄放工作波形

但是后沿相控调光器不用晶闸管，所以也就不需要泄放电流。但是，在后沿相控调光中需用到假负载电流，当后沿相控调光器关断时，交流输入电压为最大值，对总的输入电容（EMI 电容、PFC 电容和滤波电容等）有一个放电 RC 时间常数，直至达到 356mV 阈值电压时译码电路才会记录相位角值，这就会使译码角比实际值要大，大的具体值和图 4-15 所示的 RC 时间常数有关。

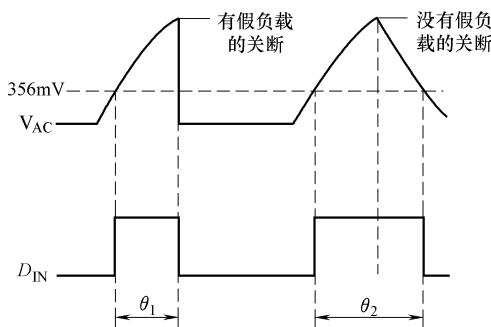


图 4-15 后沿相控调光波形

动态泄放要求假负载关断，电路充电以调节电阻 R_{SEN} 两端的电压，确保相控角译码的精确性。

在导通角（ θ ）期间，LM3450 仅在取样时间内动态泄放电路工作，但是 LM3450 在开始触发期间（延迟时间）内动态泄放电路一直工作，这样由于相控调光器的漏电流就可以确保整流输出的交流输入市电电压不会上升。而在相控晶闸管导通期和触发角内 LM3450A 的动态泄放电路一直工作。

电路最低输入电流可以利用式（4-2）计算。

$$I_{IN-MIN-REG} = \frac{200mV}{R_{SEN}} \quad (4-2)$$

最大可能附加泄放电流（这通常在相控晶闸管触发的上升沿当 HOLD 引脚的电位仍处于变化的时刻有可能出现这种情况）可以利用式（4-3）计算。

$$I_{HOLD-MAX} = \frac{V_{CC}}{R_{HLD} + 30\Omega} \quad (4-3)$$

使用中，推荐最大泄放电流取得比最低输入电流高 10% ~ 15%，并在 I_{SEN} 引脚和 HOLD

引脚之间接一只最小容量为 $0.1\mu\text{F}$ 的电容器,以限制动态泄放电路的带宽,使动态泄放电路带宽比开关频率低得多,但是,如果电容器的容量取得过大,则会由于电路的带宽太低以至于电路不能很好响应交流输入市电电压的变化。为了获得良好的电路工作特性应确保这个电容器的最大容量不要超过 $0.47\mu\text{F}$ 。

最后,在使用中应在 LM3450/LM3450A 的 GND 引脚与 I_{SEN} 引脚之间接一只小的肖特基二极管以吸收在相控晶闸管触发期间产生的大电流尖峰信号,这只肖特基二极管的正向电压降在最坏工作温度下应大于 200mV ,以避免影响动态泄放电路的工作稳定性。

17. 热保护电路

在 LM3450A 中的场效应晶体管 VT_4 (如图 4-13 所示) 要比 LM3450 中的场效应晶体管 VT_4 的功耗要大,例如在 LED 负载开路最坏的工作条件下,无论相控晶闸管处于什么触发位置,LED 驱动电路的输出电流都非常低,如果这时相控调光器的导通角很大,而驱动电路又空载,由于动态泄放电路试图要通过数十 mA 的电流,场效应晶体管 VT_4 就必须消耗许多功率,但是在 LM3450 中由于动态取样电路不是总在工作,所以对 LM3450 而言这不会是个问题。

但是,LM3450A 在每个工作周期都吸收泄放电流,这很快就会成为一个问题,如果交流输入市电电压有很多噪声,这样在 LM3450A 的 V_{AC} 引脚输入信号中引入的噪声就会影响相位译码电路的正常工作,而使相控晶闸管调光电路误认为电路处于不断调光的工作状态,会极大的增大电路的取样率,对场效应晶体管 VT_4 产生很大的热应力。

为减缓这个问题,如图 4-13 所示,在 LM3450A 中需要加热保护电路(在 LM3450 中也可以这样做),负温度系数热敏电阻在 PCB 的反面直接置于场效应晶体管 VT_4 漏极下面,这样可以确保良好的热耦合又可以满足电路对高压绝缘的距离要求。在电路启动期间负温度系数热敏电阻电阻值很大,使晶体管 VT_1 (如图 4-13 所示) 完全导通,从而为动态泄放电路提供一个通路,随着负温度系数热敏电阻的温度增加,电阻值也随之下降,相应晶体管 VT_1 的正向偏置电压也随之下降,晶体管 VT_1 转而进入放大区,晶体管 VT_1 的集电极与发射极之间的电阻加大,从而使通过的最大的动态泄放电流降低,从而降低 VT_4 的热应力,如 VT_4 有足够的余量,电路将以安全工作方式达到热平衡。

这种热保护方法随温度增加线性降低了最大泄放电流,但是这种反馈控制方法会使 LED 的最低调光电流值随温度的增加而增加,而降低调光控制范围。

18. 一次侧电路供电

LM3450/50A 的 V_{CC} 引脚电压不能超过 25V ,具有上升和下降阈值电压分别为 12.9V 和 7.9V 的欠电压锁定输出保护(UVLO)的功能,在 LM3450/50A 的 V_{CC} 引脚与地 GND 引脚之间内部接有一只 24V 的稳压二极管,用以避免由于大的尖峰电压对器件的损坏。

图 4-16 表示在 LM3450/50A 的启动工作期间快速产生所需 V_{CC} 电压的工作原理图。

由于交流输入市电电压的峰值总是高于控制电路的额定值,所以需用如图 4-16 所示 N 沟道的 MOSFET 管 VT_4 ,N 沟道的 MOSFET 管 VT_4 的漏极接到了交流输入市电整流输出直流电压,MOSFET 管 VT_4 的栅极接到了 LM3450/50A 的 BIAS 引脚,在 LM3450/50A 的 BIAS 引脚内部接有两只稳压二极管,这两只稳压二极管通过外接电阻 R_{BS} 接到交流输入市电整流输出直流电压,通过 VT_4 的源极电流为外接电容 C_{VCC} 充电,如果电容 C_{VCC} 的容量足够大,则在

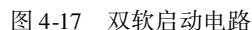


这样可以确保 LM3450/50A 的可靠启动，一旦 LM3450/50A 正常工作，LM3450/50A 的 V_{CC} 通过变换器变压器或电感的辅助绕组供电（也同时用于过零检测），这两条供电通路通过二极管（如图 4-16 所示）VD₁ 和 VD₂ 为 V_{CC} 引脚供电，确保两条供电电路中的较高电压回路为 V_{CC} 供电。在需要电路快速启动的应用场合，这种供电方式可以极大的改进电路的工作效率。

需注意的是 V_{CC} 引脚欠电压锁定保护的大回滞电压，BIAS 的双供电工作模式可以使辅助供电回路电压有一定的变化范围，便于变压器或电感磁回路的设计。

19. 软启动

图 4-17 所示电路可以提供这种同时启动控制功能, V_{ADJ} 引脚和 COMP 引脚都通过 V_{CC} 供电的 RC 充电回路供电, 通过接至 BIAS 引脚的 18V 稳压二极管、一只电阻和一只 NPN 晶体管可以完成复位控制, 当 V_{CC} 引脚的欠电压锁定输出达到下降阈值电压和 BIAS 引脚电压达到 20V 时, LM3450/50A 的复位功能有效, 当 RC 回路完全放电, V_{CC} 引脚的欠电压锁定输出达到上升阈值电压, 并且 BIAS 电压又达到 14V 时, RC 软启动电路又开始工作。



通过 RC 电路电容 C_1 充电至 3.9V 的稳压二极管 VD_4 的箝位电压（这大于 COMP 引脚和 V_{ADJ} 引脚的动态电压范围）使电路可以启动工作，直至下一个关断工作过程。

20. LM3450 和 LM3450A 在使用中需注意的有关问题

LM3450 和 LM3450A 两者不同主要在图 4-13 所示电路中流入旁路 MOSFET 管 VT_4 （泄放）的功耗不一样，旁路 MOSFET 管 VT_4 通过交流输入市电整流输出的供电回路为泄放电路提供泄放电流，旁路 MOSFET 管 VT_4 工作于线性工作区，旁路 MOSFET 管 VT_4 上的功耗等于管压降和通过电流的乘积。

LM3450 通过对泄放电流取样的工作方式降低在泄放 MOSFET 管 VT_4 上的功耗，固定调光工作状态下（调光器不动）的取样率不高，对泄放 MOSFET 管 VT_4 的热耗考虑要求不高，虽然在某些应用场合不希望有动态泄放电流（例如大负载电流的应用场合），在单级 Flyback 变换器输出直接接到 LED 负载的应用场合取样动态泄放电流就有可能引起不希望的效果，这时如果相控调光器误触发或在输入电压和电流波形有随机的不同时就会引起 LED 光输出变化，在小输入电流调光应用场合 LED 光输出的变化是可以明显观察到的，由于相控调光器的误触发，输入电压小的波动就有可能产生明显的光输出变化。如果采用第二级 LED 驱动电路的电路结构就可以避免这个问题。

在对价格敏感应用场合，单级 LED 驱动电路结构可能是个选择，LM3450A 主要应用于这个市场，在整个交流输入市电工作周期内 LM3450A 提供连续的动态泄放电流以避免相控调光器的误触发和 LED 负载调光闪烁。同时连续动态泄放电流可以降低对输入 EMI R/C 缓冲网络的应力。

在使用 LM3450A 时需注意在泄放 MOSFET 管 VT_4 上的功耗，在任何应用电路结构都应考虑最坏的工作条件，对 LM3450A 而言相控晶闸管的最大导通泄放电流工作条件就是最坏工作条件，这时在泄放 MOSFET 管 VT_4 上的功耗最大。

许多相控调光器需要有 25 ~ 40mA 的维持导通工作电流，在实际设计中设计人员常选用 50mA 的最低维持导通电流，LM3450/50A 中泄放 MOSFET 管 VT_4 的功耗容量一般设计为 1W 或 1.5W，这样就需要加大泄放 MOSFET 管 VT_4 的功耗容量或降低动态泄放电流。

采用单级变换的 LM3450A 典型应用电路原理图如图 4-18 所示。

4.1.1.2 采用 LM3450 的 15W 两级变换 LED 驱动电路

1. 电路特点

下面介绍 AC230V 交流输入市电供电，采用 LM3450 的 15W LED 驱动两级变换电路工作原理与有关参数计算。电路可以输出 350 mA 电流，为 1 ~ 14 只串联 LED 供电（LED 串最大供电电压为 45V）。第一级为采用 LM3450 的 Flyback 变换电路，第二级为采用 LM3409 的变换电路，第一级实现 PFC，输出隔离的 50V 稳压电压，采用 LM3409 的第二变换级利用第一级 Flyback 变换输出的 50V 直流电压为负载 LED 串提供 350mA 的恒电流输出，两级变换电路设计可以提供很好的源电压稳定性和负载稳定性，并提供输入和输出隔离功能。两级变换电路较单级变换电路有以下优点。

- 1) 更好的源电压抗干扰工作特性；
- 2) 没有 2 倍交流输入市电频率的 LED 纹波电流；
- 3) 在低调光亮度工作条件下具有更好的调光控制特性；
- 4) 在低 LED 负载工作电流条件下具有很好的工作效率。

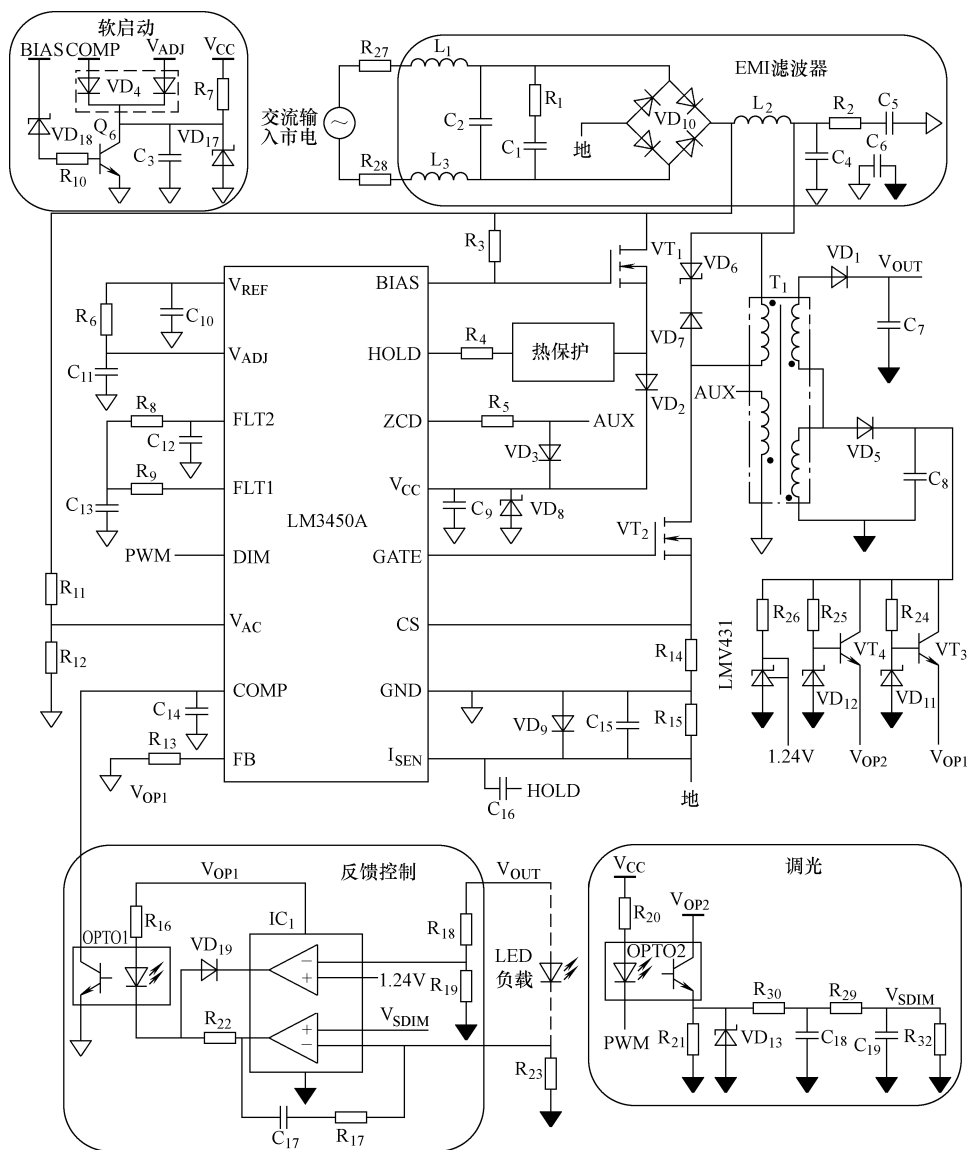


图 4-18 单级变换电路

2. 电路技术指标

- 1) 最大 LED 负载串电压: $V_{LED} < 45V$;
- 2) LED 负载恒流输出电流: $I_{LED} = 350mA$;
- 3) Flyback 变换器稳压输出直流电压: $V_{OUT} = 50V$;
- 4) 交流市电输入电压范围: $V_{IN} = AC180 \sim 265V$ 。

电路工作原理图如图 4-19 所示。

LM3409HV 的引脚图如图 4-20 所示, LM3409HV 的引脚功能如表 4-3 所示。两级变换驱动电路工作原理框图如图 4-21 所示, 两级变换电路工作原理图如图 4-22 所示。

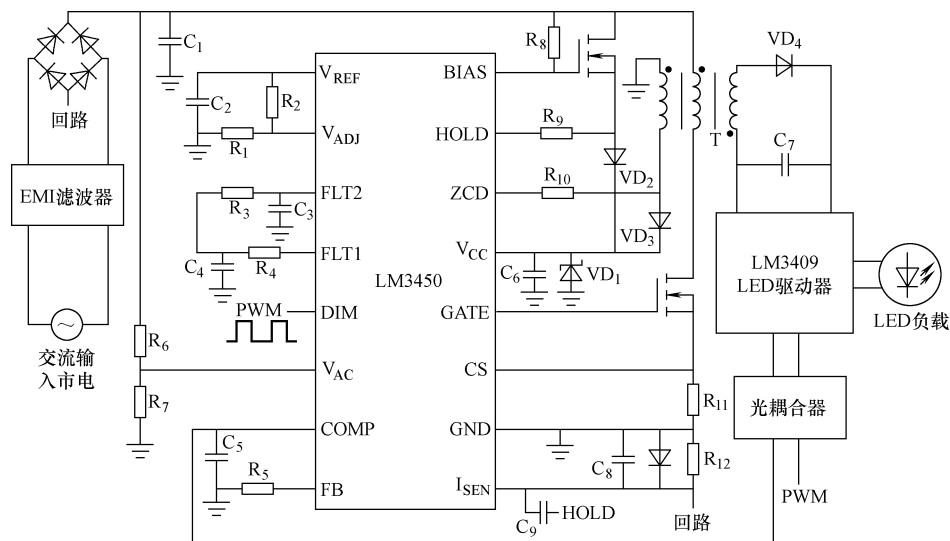


图 4-19 电路工作原理图

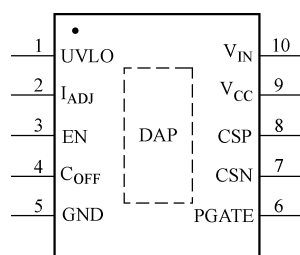


图 4-20 LM3409HV 引脚图

表 4-3 LM3409HV 的引脚功能

引脚号	引脚符号	引脚功能
1	UVLO	输入欠电压锁定输出，通过 V_{IN} 引脚接一电阻分压器，UVLO 阈值电压为 1.24V，通过 22 μ A 的电流源可以提供 UVLO 回滞电压
2	I_{ADJ}	模拟 LED 电流调节，使用时需在该引脚加 0 ~ 1.24V 的电压，或通过一只电阻接地 GND 来设定电流检测阈值电压
3	EN	逻辑电平使能，在该引脚加一个大于 1.6V 的电压可以使能 LM3409HV 的工作，PWM 调光控制信号也加到该引脚，在低功耗工作模式下该引脚电压小于 0.6V
4	C_{OFF}	关断时间设定，使用时在该引脚与输出电压 V_O 之间连接一只电阻，并在该引脚与地 GND 之间接一只用于关断时间设定的电容
5	GND	电源地，电路系统地
6	PGATE	栅极驱动信号输出，使用时该引脚接至外接功率 MOSFET 管的栅极
7	CSN	负电流检测，该引脚使用时接至电流检测电阻的负电位端
8	CSP	正电流检测，该引脚使用时接至电流检测电阻的正电位端
9	V_{CC}	线性基准稳压电压输出，使用时在该引脚接一只容量至少为 1 μ F 的瓷片电容到 CSN 引脚，该稳压器输出为功率 FET 驱动电路供电
10	V_{IN}	输入电源供电
DAP	DAP	IC 底部的散热板，使用时连接到引脚 5 (GND)

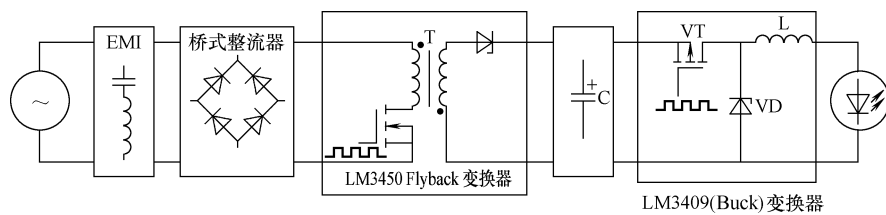


图 4-21 两级变换驱动电路工作原理框图

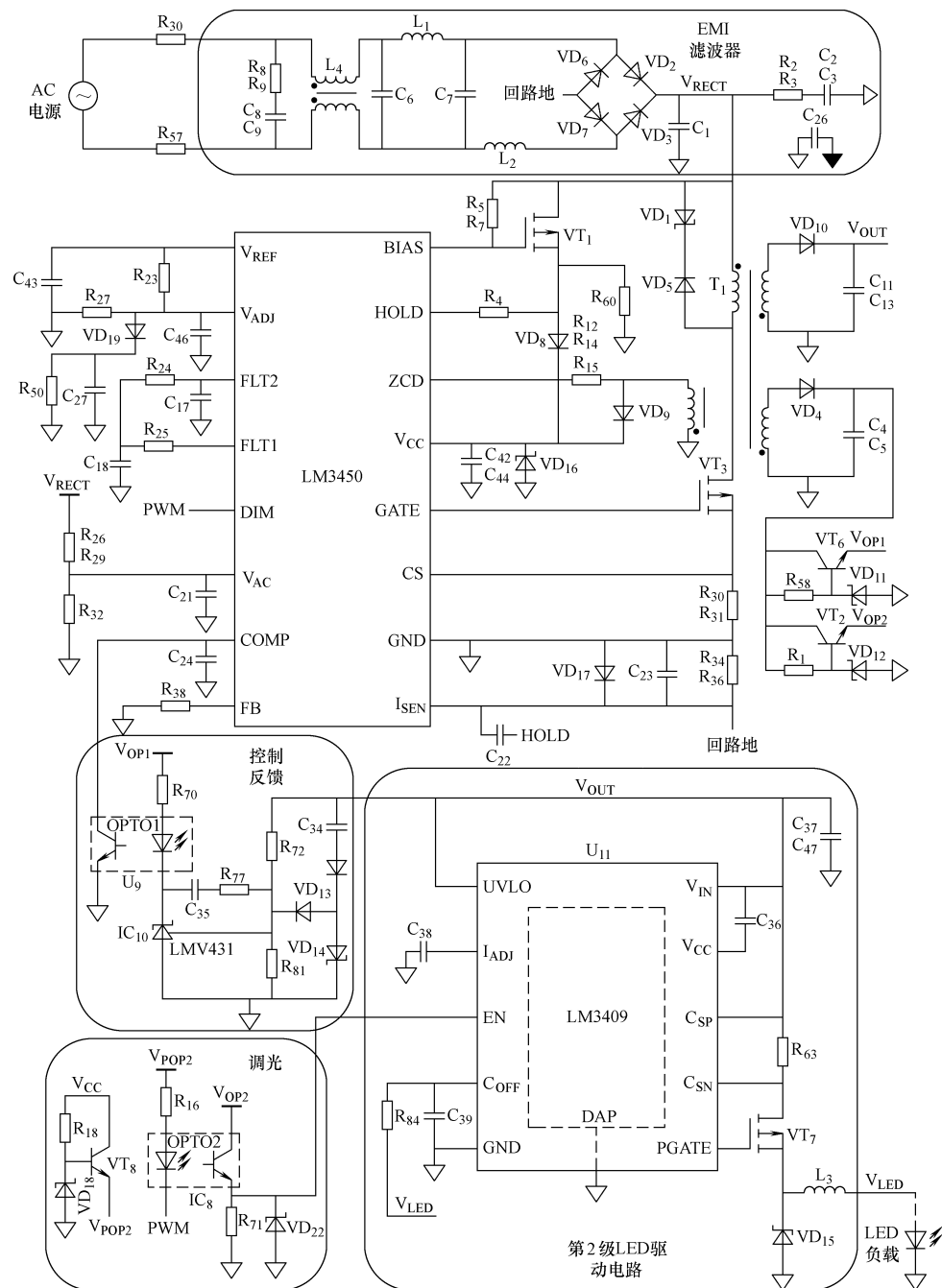


图 4-22 两级变换电路工作原理图

3. 电路工作原理

(1) 电路的第一级为工作于 CRM Flyback 变换工作模式的 PFC 电路, 工作于电流连续导通 (CCM) 和电流不连续导通 (DCM) 工作模式边界的 CRM 工作模式, 在 CRM 工作模式下主功率开关场效应晶体管 (如图 4-22 所示的 VT_3) 导通直至达到峰值电流时主功率开关场效应晶体管 (VT_3) 关断, 然后通过主功率开关场效应晶体管 (VT_3) 的电流线性下降, 直至检测到通过主功率开关场效应晶体管 (VT_3) 的电流为零, 这时主功率开关场效应晶体管 (VT_3) 又周而复始的重新开关工作。

在 CRM 工作模式 Flyback 变换 PFC 的应用场合, 交流输入市电整流输出的直流电压被直接送到了控制环路, 产生一个正弦峰值电流阈值, 这个正弦峰值电流阈值又产生一个图 4-23 所示的一次侧正弦电流包络 I_{P-PK} , 根据 PFC 变压器的匝数比在 PFC 变压器的二次侧又会产生一个正弦电流包络的二次电流 I_{S-PK} 。

假定通过输入 EMI 滤波电路对开关纹波信号有很好的衰减, 输入平均电流 $I_{IN}(t)$ 将近似为正弦波, 由于输入电流和电压的波形相同, 并且相位相同, 所以可以获得高的功率因数。

前馈控制机制在工作于 CRM 工作模式的 PFC 可以使电流波形很快的形成, 但是 PFC 控制电路必须能通过传统的反馈控制环路调节输出电压, 这可以通过一个窄带误差放大器来调节控制输出电压, 并利用输出端的储能电容来滤除 2 倍频的交流输入市电纹波电压。通过误差放大器的输出和交流输入市电整流输出电压的取样信号相乘来控制 PFC 电路的工作, 实现输入电流波形形成和输出电压稳定调节控制。

在 LM3450 中设有相位译码电路来实现相控调光控制信息和 500Hz 的 PWM 漏极驱动输出调光控制信号的转换, 这个 500Hz 的 PWM 漏极驱动输出调光控制信号被直接送到光耦合器, 通过光耦合器送到下一级 LED 驱动控制电路。同时, LM3450 还通过动态泄放电路来确保在 LED 低发光亮度工作状态下为工作于前沿相控调光控制的晶闸管正常工作提供所需的维持导通工作电流。

(2) PFC 输出被送到第二级采用 LM3409HV 的 Buck LED 驱动电路, Buck LED 驱动电路输出电流为恒流 350mA, 输出电压不大于 45V。LM3409HV 是一款具有回滞电压, 采用峰值电流检测和恒定关断时间的 LED 驱动控制电路, 可以为 LED 提供稳定的工作电流和固定频率的纹波电流驱动, 由于第二级供电为第一级 PFC 的输出直流电压, 而 PFC 输出有一个大容量的滤波电容, PFC 输出的 100Hz/120Hz 2 倍频交流输入市电纹波电压被滤除, 所以第二级 LED 驱动输出电路中就没有 100Hz/120Hz 的 2 倍频交流输入市电纹波电压, 第一级输出的 500Hz 的 PWM 调光控制信号被送到 LM3409HV, 用作 LM3409HV 的 EN 引脚调光控制信号输入, 根据初级侧得到的调光相控角信息来实现负载 LED 的调光控制。

第二级 Buck LED 驱动器电路主要技术指标如下。

1) 标称输出电压: 50V;

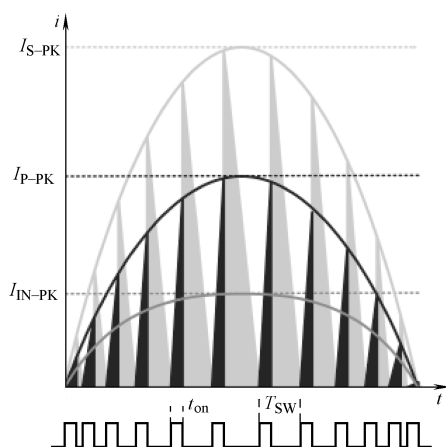


图 4-23 CRM Flyback 变换 PFC 的电流波形

- 2) 输出电流: 350mA;
- 3) 开关工作频率: 100kHz;
- 4) 标称 LED 负载串电压: 45V;
- 5) 电感/LED 的纹波电流: 100mA。

4. 有关电路参数计算

(1) 假定交流输入电压在交流输入市电频率 f_L 下为纯正弦, 整流二极管为理想的整流二极管, 加在 Flyback 变换 PFC 输入电路输入为 100Hz/120Hz (2 倍交流输入市电频率) 的脉动直流正弦波电压, 输入峰值电压 (V_{IN-PK}) 与标称交流输入电压 (V_{IN}) 的关系, 以及 Flyback 变换 PFC 输入电路的输入电压 $V_{in}(t)$ 可以用式 (4-4) 表示。式中 f_L 为交流输入市电频率。

$$V_{in}(t) = V_{IN-PK} \times |\sin(2\pi \times f_L \times t)| \quad (4-4)$$

$$V_{IN-PK} = \sqrt{2} \times V_{IN}$$

假定控制电路和变压器也是理想的, 这样就可以产生一个理想的一次正弦峰值电流包络 $I_{P-PK}(t)$ 和图 4-23 所示的二次正弦峰值电流包络 $I_{S-PK}(t)$, 这两个电流可以分别用式 (4-5) 表示。式中 I_{P-PK} 为一次峰值电流, n 为变压器的匝数比。

$$\begin{aligned} I_{P-PK}(t) &= I_{P-PK} \times |\sin(2\pi \times f_L \times t)| \\ I_{S-PK}(t) &= n \times I_{P-PK}(t) \end{aligned} \quad (4-5)$$

稳压输出电压 (V_{OUT}) 反射到一次侧的电压 (V_R) 可以用式 (4-6) 计算。

$$V_R = n \times V_{OUT} \quad (4-6)$$

CRM 工作模式控制在整个交流输入周期内产生一个可变的脉冲占空比 $D(t)$, 在交流输入峰值电压时刻产生的脉冲占空比最小, 占空比可以利用式 (4-7) 计算, 在交流市电周期内的最小占空比 (D_{MIN}) 可以利用式 (4-8) 计算。

$$D(t) = \frac{V_R}{V_R + V_{in}(t)} \quad (4-7)$$

$$D_{MIN} = \frac{V_R}{V_R + V_{IN-PK}} \quad (4-8)$$

如图 4-23 所示, 最终的输入平均电流 $I_{in}(t)$ 为每个输入三角波电流的平均值, 在交流输入峰值电压时刻出现输入峰值电流, 输入电流 $I_{in}(t)$ 和输入峰值电流 I_{IN-PK} 可以分别利用式 (4-9) 和式 (4-10) 计算。

$$I_{in}(t) = \frac{I_{P-PK} \times D(t)}{2} \quad (4-9)$$

$$I_{IN-PK} = \frac{I_{P-PK} \times D_{min}(t)}{2} \quad (4-10)$$

(2) 在隔离输出设计中需注意的一个问题就是决定变压器的匝数比, 变压器的匝数比和所需要的输出电压值与最大输入峰值电压有关。在给定最大输入峰值电压 ($V_{IN-PK-MAX}$) 和 MOSFET 管最大允许电压 ($V_{T-DES-MAX}$) 的条件下, 变压器一次侧的最大允许反射电压 (V_{R-MAX}) 可以利用式 (4-11) 计算。

$$V_{R-MAX} = \frac{2}{3} (V_{T-DES-MAX} - V_{IN-PK-MAX}) \quad (4-11)$$

最终, 变压器的匝数比 (n) 可以按反射电压 V_R 不大于计算出电压的最大允许反射电压 (V_{R-MAX}) 来计算, 有式 (4-12) 成立。

$$n < \frac{V_{R-MAX}}{V_{OUT}} \quad (4-12)$$

(3) 功率 MOSFET 管 (VT_3) 最大反向 (V_{T-MAX}) 电压、最大峰值电流 ($I_{T-PK-MAX}$) 和额定功耗值 (P_{T-MAX}) 选择可以参考以下式 (4-13)、式 (4-14)、式 (4-15) 和式 (4-16) 计算。 $V_{IN-PK-MAX}$ 为最大输入峰值电流; $D_{@IIN-PK-MAX}$ 为最大峰值输入电流时的占空比; $I_{T-RMS-MAX}$ 为 MOSFET 管最大有效值电流。

$$V_{T-MAX} = V_{IN-PK-MAX} + (1.5 \times V_R) \quad (4-13)$$

$$I_{T-PK-MAX} = I_{P-PK-MAX} \quad (4-14)$$

$$I_{T-RMS-MAX} = I_{P-PK-MAX} \times \sqrt{\frac{D_{@IIN-PK-MAX}}{3}} \quad (4-15)$$

$$P_{T-MAX} = I_{T-RMS-MAX}^2 \times R_{DS-ON} \quad (4-16)$$

峰值电流应选在至少高于最大峰值输入电流 25% 的位置, 可以按式 (4-17) 计算。 I_{LIM} 为限电流峰值

$$R_{30} // R_{31} = \frac{1.5V}{I_{LIM}} \quad (4-17)$$

限流电阻的功耗 ($P_{R_{30} // R_{31}}$) 可以按式 (4-18) 计算。

$$P_{R_{30} // R_{31}} = I_{I-RMS-MAX}^2 \times R_{31} // R_{31} \quad (4-18)$$

(4) 功率开关二极管 (VD_{10}) 的最大反向工作电压 (V_{RD-MAX})、最大平均工作电流 (I_{D-MAX})、最大峰值工作电流 ($I_{D-PK-MAX}$) 和最大功耗 (P_{D-MAX}) 可以按式 (4-19)、式 (4-20)、式 (4-21) 和式 (4-22) 计算。

$$V_{RD-MAX} = V_{OUT} + \left(\frac{V_{IN-PK-MAX}}{n} \right) \quad (4-19)$$

$$I_{D-MAX} = 2 \times I_{IN-PK-MAX} \quad (4-20)$$

$$I_{D-PK-MAX} = 2 \times I_{P-PK-MAX} \quad (4-21)$$

$$P_{D-MAX} = I_{D-MAX} \times V_{FD} \quad (4-22)$$

(5) 变压器

变压器二次绕组电感参数的决定。变压器二次绕组最大峰值输入电流出现在交流输入电压峰值的最低时刻, 决定了 Flyback 变压器的储能量, 作为一个经验公式, 在最坏工作条件下所需的脉冲占空比可以选 0.5, 以限制高压二极管的导通功耗, 最大输入电流、变换器的最大输出功率、变换器的工作效率和最低交流输入电压有关。如果考虑相控晶闸管调光工作条件还应有一个 0.85 左右的系数。

在所需脉冲占空比工作条件下, 可以近似得到最大输入电流 (I_{IN-MAX})、最大输入峰值电流 ($I_{IN-PK-MAX}$) 和变压器最大一次峰值电流 ($I_{P-PK-MAX}$) 的值, 有关计算可以参考式 (4-23)、式 (4-24) 和式 (4-25)。

$$I_{IN-MAX} = \frac{P_{OUT-MAX}}{\eta \times 0.85 \times V_{IN-MIN}} \quad (4-23)$$

$$I_{IN-PK-MAX} = \sqrt{2} \times I_{IN-MAX} \quad (4-24)$$

$$I_{P-PK-MAX} = \frac{2 \times I_{IN-PK-MAX}}{D_{@IN-MAX-PK}} \quad (4-25)$$

利用算出的变压器匝数比和电路要求的最低开关工作频率，PFC 变压器所需最低一次绕组电感量 (L_{P-MIN}) 可以利用式 (4-26) 计算。

$$L_{P-MIN} > \frac{D_{MIN@IN-PK-MAX}^2 \times V_{IN-MIN}}{2 \times f_{SW-MIN-DES} \times I_{IN-PK-MAX}} \quad (4-26)$$

(6) 假定算出的 PFC 变压器一次绕组电感量满足以上要求，开关工作频率变化范围 ($f_{SW-MIN} \sim f_{SW-MAX}$) 还会受到以下因素影响，式中 L_p 为变压器一次绕组电感量，影响如式 (4-27) 和式 (4-28) 所示。

$$f_{SW-MAX} = \frac{V_{IN-PK}}{L_P \times I_{P-PK}} \quad (4-27)$$

$$f_{SW-MIN} = \frac{V_{IN-PK} \times V_R}{L_P \times I_{P-PK} \times (V_R + V_{IN-PK})} \quad (4-28)$$

(7) 通过计算可以得到 PFC 变压器所需的磁路气隙长度。但是，计算出的磁路气隙长度有可能是个非规范值。然而，利用一个适当的变压器磁心 A_L 值 (例如 160nH/匝数²可能是个很好的选择) 可以用来计算所需的磁路气隙长度。利用第一步所选的 A_L 值、变压器一次绕组电感量 L_p 就可以计算出所需变压器的匝数，计算公式如式 (4-29) 和式 (4-30) 所示。

$$N_P = \sqrt{\frac{L_P}{A_L}} \quad (4-29)$$

$$N_S = \frac{N_P}{n} \quad (4-30)$$

先给定电源的开关工作频率范围和最大输出功率参数，利用磁心厂商给出的有关技术指标和推荐值就可以选定所需用的磁心型号。

可以通过计算最大工作磁通密度 (B_{MAX}) 得到所需用磁心的横截面积 (A_{E-MAX})，然后对以上计算结果加以验证， N_p 为变压器一次绕组匝数，计算如式 (4-31) 所示。

$$B_{MAX} = \frac{L_P \times I_{P-PK-MAX}}{N_P \times A_{E-MAX}} \quad (4-31)$$

采用最常用的磁心材料，最大工作磁通密度可以选在 300 ~ 325mT，如果计算出的值低于这个范围，可以增加 A_L 值为上一个标准值，然后再重新计算变压器的绕组匝数和磁通密度，如果计算出的值大于这个范围，可以降低 A_L 值为下一个标准值，然后再重新计算变压器的绕组匝数和磁通密度。一旦设定了磁通密度值，通过磁心生产厂商给出的有关数据就可以确定所需的磁心材料和磁心尺寸。

需注意的是磁心材料应可以承受更高的磁通密度，但是，这些磁心材料可能要更贵些，对这种应用场合可能不适用。

利用磁心材料生产厂商给出的有关数据可以完成剩下的有关设计工作，在下面设计过程中需对不同的损耗要求和安全要求之间做出设计选择，设计是个反复的过程，最终计算出所需磁心和开关工作频率范围。

在变压器设计过程之中，变压器生产厂商的有关数据对变压器的设计会有很大的帮助。

(8) 电路供电和有关电容的选用

1) 一次侧电路供电回路电路工作原理图如图 4-24 所示, 通过开关管 VT_3 的导通由辅助供电回路为 LM3450 供电, 这样可以提高电路的工作效率, 这两个供电回路分别通过 VD_8 和 VD_9 为 LM3450 的 V_{CC} 供电, LM3450 的 BIAS 引脚用于确保在 LM34560 的正常工作期间由辅助绕组回路为 LM3450 的 V_{CC} 引脚供电。二次侧二极管 VD_4 回路用于二次侧辅助回路供电。

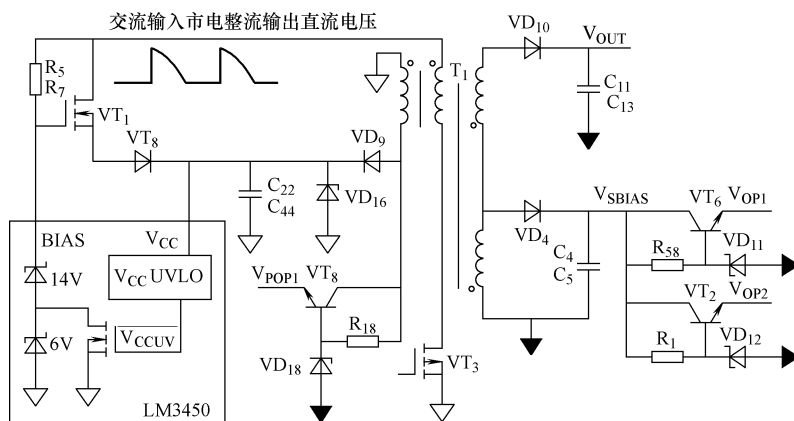


图 4-24 电路供电

2) Flyback 变换器的输入电容 (图 4-22 中的电容 C_1) 用于储能, 以便在交流输入电压的峰值期间为电路供电, 电容 C_1 应是高频、高工作稳定性的电容器 (一般采用金属膜电容, 例如聚丙烯电容或涤纶电容), 电容 C_1 的直流额定耐电压值应大于最高交流输入电压峰值加输入纹波电压峰值的 $1/2$, 电容 C_1 的取值应不低于式 (4-32) 给出的计算值。式中 $V_{IN-PK-MIN}$ 为最小输入峰值电压; ΔV_{IN-PK} 为输入峰值开关纹波电压。

$$C_1 = \frac{L_P \times I_{P-PK-MAX}^2}{\left(V_{IN-PK-MIN} + \frac{\Delta V_{IN-PK}}{2} \right)^2 - \left(V_{IN-PK-MIN} - \frac{\Delta V_{IN-PK}}{2} \right)^2} \quad (4-32)$$

3) 由于 LM3450 内含 PFC 控制电路, 电容 C_1 的电容量应取较小的值, 而输出电容 (如图 4-22 所示的 C_{11}) 的容量应取较大的值, 电容 C_{11} 用作储能, 电容 C_{11} 应选用高质量的电解电容器, 使它在 CRM 工作模式下能承受较大的脉冲电流, 耐电压值应比输出直流电压值有 25% 的余量, 在给定的输出纹波电压下电容 C_{11} 的容量可以利用式 (4-33) 计算。式中 $P_{OUT-MAX}$ 为最大输出功率; ΔV_{OUT} 为标称输出纹波电压。

$$C_{11} = \frac{P_{OUT-MAX}}{2 \times \pi \times f_L \times V_{OUT} \times \Delta V_{OUT}} \quad (4-33)$$

(9) 动态泄放电流电路和相位角检测

1) 在相控晶闸管调光应用场合通过动态泄放电路可以确保满足相控晶闸管对维持导通工作电流的要求, 通过选择电阻 $R_{34} // R_{36}$ (如图 4-22 所示) 的参数可以设定稳定的最低输入泄放电流值 ($I_{IN-MIN-REG}$), 具体可以利用式 (4-34) 计算。

$$I_{IN-MIN-REG} = \frac{200mV}{R_{34} // R_{36}} \quad (4-34)$$

最大的维持电流 ($I_{HOLD-MAX}$) 可以通过选择电阻 $R_{12} // R_{14} // R_{15}$ (如图 4-22 所示) 的参

数来决定,可以利用式(4-35)计算。式中 V_{CC} 为一次侧电路供电滤波电容。

$$I_{\text{HOLD-MAX}} = \frac{V_{CC}}{R_{12} // R_{14} // R_{15} + 30\Omega} \quad (4-35)$$

2) 由于在取样期间动态泄放电路仅调节最低的输入电流,在其余工作期间有可能存在电路误触发的问题,这样对电路的可靠工作会造成影响,可以在整流桥的输出端加一个固定泄放电路来避免相控晶闸管误触发的问题,具体可以通过在功率开关管 VT_1 的源极与地之间接一只电阻来解决这个问题(如图4-22所示的电阻 R_{60}),但是这样会降低电路1%~2%的工作效率。

3) 旁路场效应晶体管(VT_1) (如图4-24所示)工作于线性工作区,用以平衡LM3450的供电, V_{CC} 启动电流和相控调光器的泄放电流控制均通过对旁路场效应晶体管(VT_1)的控制,泄放电流远大于LM3450的启动电流,并且动态泄放电流的提供是有规律的。旁路场效应晶体管(VT_1)用于阻断最大的峰值输入电压和在取样期间提供最大的泄放电流, VT_1 的泄放电流提供能力和他的安全工作区有关,同时 VT_1 的功耗对它的正常工作也有很大的影响。可以利用式(4-36)、式(4-37)和式(4-38)来计算 VT_1 的有关参数。

$$V_{VT1} = V_{IN-PK-MAX} \quad (4-36)$$

$$I_{VT1} = \frac{I_{\text{HOLD-MAX}}}{10} \quad (4-37)$$

$$P_{VT1} = \frac{2 \times V_{VT1} \times I_{VT1}}{\pi} \quad (4-38)$$

4) 电压 V_{AC} 即是PFC电路的输入信号也是角度(相位)译码电路的输入信号,电阻分压器 $R_{26} + R_{29}$, R_{32} (如图4-22所示)需按 V_{DET} (交流输入市电整流输出相位检测电压)的要求来设定所需的相位角检测电压,一般规律是 $V_{DET} = 1/5 V_{IN}$,并且电阻 $R_{26} + R_{29}$ 的阻值在1~2M Ω 范围内取值,以限制在电阻上的功耗。有式(4-39)成立。

$$R_{32} = \frac{356\text{mV} \times (R_{26} + R_{29})}{V_{DET} - 356\text{mV}} \quad (4-39)$$

5) 滤波器(FLT1, FLT2)用于提供所需的调光瞬态响应工作特性(即在调光器调光时光输出的变化规律),其工作频率分别为 f_{FLT1} 和 f_{FLT2} 为了实现最佳工作特性,滤波器工作频率应选在2~10Hz之间(2Hz对应缓慢的调光控制,10Hz对应快速的调光控制),电容(如图4-22所示的电容 C_{17} 、 C_{18})在给定的滤波频率下可选用1 μF 的容量,电阻(R_{24} 、 R_{25})的阻值可以利用式(4-40)和式(4-41)计算。

$$R_{24} = \frac{1}{2\pi \times f_{FLT2} \times C_{17}} \quad (4-40)$$

$$R_{25} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{FLT1} \times C_{18}} \quad (4-41)$$

6) 利用光耦合器可以完成DIM引脚输出的调光控制信号到第二级变换电路的信号耦合,对光耦合器的型号无特殊要求,要求光耦合器至少具有1~2mA的电流输出驱动能力,以满足70:1调光控制范围的要求,光耦合器的输出需要箝位,以确保输出电压刚好大于第二级变换器EN引脚的输入阈值电压,可以通过一只接在LM3409的EN引脚1.8V稳压二极管(如图4-22所示的 VD_{22})来实现。

(10) CRM工作模式对电压控制环路要求为低带宽以得到稳定的输出电压。

通过输出端的电阻分压电路 (R_{81} , R_{72}) 实现对输出电压的检测 (如图 4-25 所示的电路工作原理图所示), 电阻 R_{81} 的参数可以利用式 (4-42) 计算。

$$R_{81} = \frac{1.24V \times R_{72}}{V_{OUT} - 1.24V} \quad (4-42)$$

如图 4-25 所示, 在 LMV431 中有一个误差放大器, 在反馈回路加了一个电阻 (R_{77}) 和电容 (C_{35}) 的串联补偿电路。LMV431 的输出连接到了光耦合器发光二极管的负极, 光耦合器发光二极管的正极通过电阻 R_{70} ($R_{70} = 2k\Omega$) 接到了 V_{OP1} 电源供电, 光耦合器的输出接到了 LM3450 的 COMP 引脚, 通过 LM3450 内部上拉电阻 ($5k\Omega$) 的作用, 光耦合器的一次侧电流不会超过 $1mA$, LMV431 内部的基准电压为 $1.24V$, R_{81} 和 R_{72} 组成的分压电路构成输出电压取样回路, 电容 C_{34} 、 VD_{13} 和 VD_{14} 组成软启动电路^[18]。

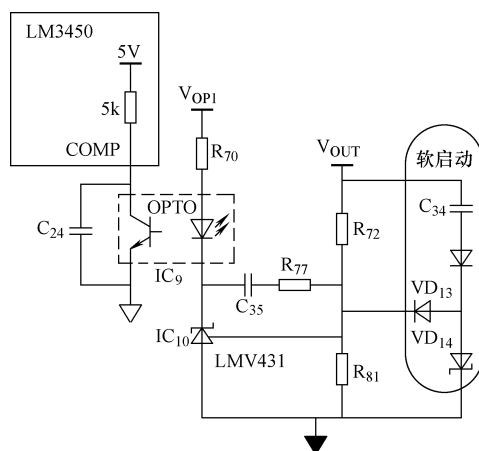


图 4-25 二次侧误差放大电路

如果 PFC 电路带宽选的较大则会在比较器输入端引入较大的 2 倍交流市电频率纹波电压, 会降低电路的功率因数, 但是可以改善 PFC 电路的瞬态响应工作特性, 这对相控调光应用场合有利。

(11) 由于 LM3450 是适用于 AC/DC 的一款 LED 驱动控制电路, 如要满足有关传导和辐射 EMI 的有关技术要求, 需加 EMI 滤波电路。EMI 滤波电路的电路形式与有关元器件参数和驱动电路输出功率、开关工作频率和 PCB 布局有关。EMI 滤波器需滤除差模干扰和共模干扰两种干扰信号。差模干扰主要反应在频率低于 $500kHz$ 的 EMI 频谱中, 而共模干扰信号的频率范围要更高些。

1) 图 4-26 表示 LM3450 常采用的 EMI 滤波电路结构, 为满足传导干扰的有关标准要求, 电路用了一个 4 阶滤波器 (C_1 、 L_2 、 C_7 和 L_1), 用到了屏蔽电感和电容, 如果参数合适可以对开关工作频率下低阶谐波差分干扰电流幅值加以衰减。共模电感 L_4 和电容 C_6 可以滤除高频噪声。接至一次地和二次地的 Y 电容 (C_{26}) 对衰减共模干扰也是非常重要的, 但是, 降低开关脉冲沿的 dV/dt 和 PCB 的合理布局对降低电源的 EMI 也很重要。

由于这两个滤波电路的使用和适当的阻尼电路 (R_2 、 R_3 、 C_2 和 C_3) 有助于电路通过 EMI 的有关技术要求^[19]。

2) 一般而言, 输入滤波电路和前沿相控调光之间不能很好的匹配, 为确保相控晶闸管

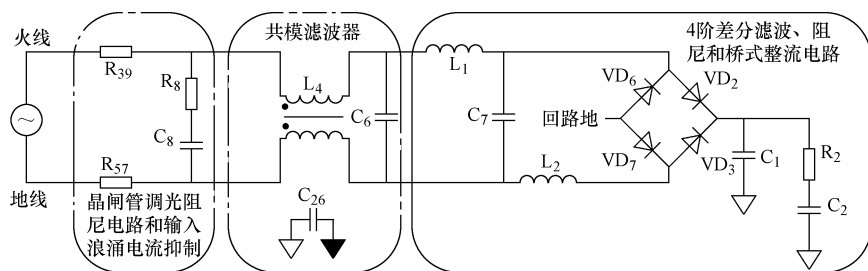


图 4-26 输入 EMI 滤波器

调光电路的可靠工作，相控晶闸管有一个最低维持电流的问题，同时变换电路也需要有一个工作电流以维持负载的要求，如不使用滤波电路，在取样期间维持电流和负载电流由 LM3450 动态泄放电路提供，但是，实际使用中调光器监控的是滤波电路的电流。而输入滤波电路的电流和滤波电容的 dV/dt 有关，在 I_{SEN} 引脚上检测到的输入电流和流过相控晶闸管电流的差在输入电容的 dV/dt 最高时为最大，面对这个问题的最好方法就是减小滤波电容器的容量和加大泄放电流，使电路有足够的电流来同时满足相控晶闸管调光器可靠工作和滤波电路的要求。

(12) 箝位、输入浪涌电流和阻尼

1) 图 4-27 表示由于变压器的漏感和功率开关管 VT_3 输出电容的原因在 VT_3 漏极有振铃，为了避免 VT_3 漏极过高电压对 VT_3 的损坏，使用中需加一个图 4-28 所示的箝位电路，这里用到了一只瞬态电压抑制器件 (TVS)。

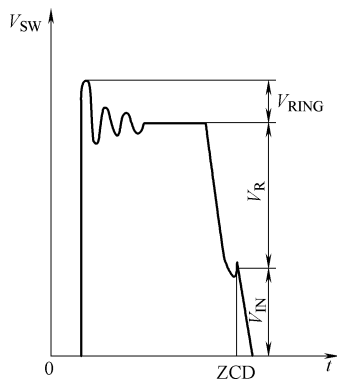


图 4-27 开关振铃波形

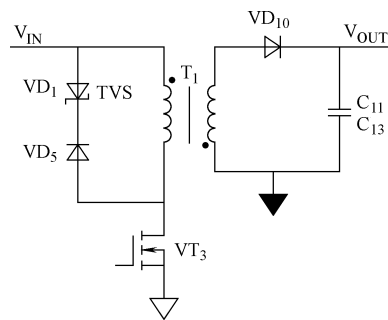


图 4-28 瞬态电压箝位电路

当 VT_3 导通时， VT_3 的漏极电压为低电位，阻尼二极管 (VD_5) 反偏，箝位电路不工作，当 VT_3 关断时， VT_3 的漏极电压上升超过正常的工作电压（次级反射电压加直流输入电压）。如果达到压敏二极管 VD_1 (VTS) 的箝位电压，箝位电路开始工作，以避免 VT_3 开关管漏极电压的进一步上升，压敏二极管 VD_1 (VTS) 的压敏电压的选取应使加到 VT_3 漏极的最高电压不要超过它的最大耐压额定值。

这种箝位方法相对其他的箝位方法具有使用简单、方便、有效的特点。但是，如果在箝位电路正常工作时振铃的幅度足够大，则振铃的能量就会以较高的频率对外辐射。辐射大小和 PCB 布局、采用的 EMI 滤波方法和具体应用要求有关。

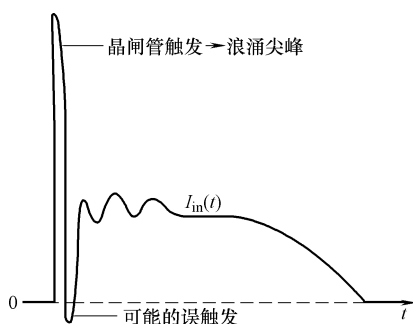


图 4-29 输入浪涌电流尖峰波形

2) 采用相控前沿晶闸管调光电路，由于非常陡峭的相控交流输入电压波形在交流输入的每个周期内都会引起如图 4-29 所示的很大输入浪涌电流，串联电阻（如电路原理图 4-22 所示中的电阻 R_{30} 和 R_{57} ）可以限制输入浪涌电流的幅度，但是这会降低电路的工作效率。电阻 R_{30} 和 R_{57} 的参数可以通过实验来确定。

3) 输入浪涌尖峰同时也会在输入滤波电路、晶闸管、输入滤波电路和变换器电路之间引起谐振，相互之间的影响可能引起图 4-29 所示的负向振铃电流，从而关断相控晶闸管的工作，引起 LED 负载发光闪烁。图 4-22 所示置于调光电路和 EMI 滤波电路之间的晶闸管阻尼电路（ R_8 、 R_9 、 C_8 和 C_9 ）可以吸收部分振铃能量，降低相控晶闸管被误触发的可能性。输入滤波电路和阻尼电路的有关参数可以通过实验来确定（参见第 3 章的有关内容）。

(13) 瞬态响应

1) LM3450 用于相控调光时，应确保电路的可靠启动，在调光电路导通的任何时刻，LM3450 都试图进入稳定工作状态，由于相控调光电路可以快速的开关，电路中的电容在相控晶闸管快速开关工作过程中还没有完全放电，这就使电路的启动状态有很大不同，电路启动的最好方法就是采用软启动，如图 4-30 所示，通过在 LM3450 的 V_{ADJ} 引脚添加二极管（ VD_{19} ）、电容（ C_{27} ）和电阻（ R_{50} ）可以实现电路的软启动，二极管（ VD_{19} ）的正向电压降要低，电容 C_{27} 的容量可以在 $10 \sim 47\mu\text{F}$ 取值，电阻 R_{50} 用于在 LM3450 关断时为电容 C_{27} 构成放电回路。

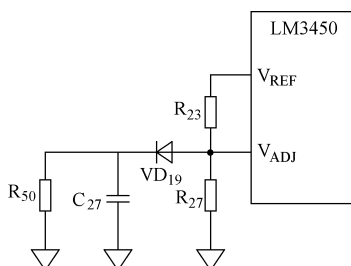


图 4-30 调光软启动电路

2) 在相控调光器的快速调光应用场合，交流输入市电的瞬态变化可能引起相控调光器不正常工作，这是由于快速交流输入市电电压变化和慢速负载响应之间的矛盾造成的，这在

交流输入市电电压快速降低时会更为明显。

在调光控制过程中，由于输入能量快速降低，但是输出能量的降低需求滞后，控制环路试图通过调节控制来使输入与输出之间能量匹配^[20]。

给定 LM3450 取样附加延时，在交流输入市电电压发生瞬态突变时，LED 发光会出现更为严重的闪烁。

可以采用图 4-31 所示前馈的方法来减小这个问题的影响，通过加快取样来减缓交流输入市电电压变化对 LM3450 正常工作的影响。具体可以通过对整流输出的交流输入市电取样并加以滤波来实现（如图 4-31 所示的 R_{20} 、 R_{21} 、 R_{52} 、 R_{53} 、 C_{14} 和 C_{15} 构成的滤波电路）。这个取样信号的 dV/dt 沿被耦合到场效应晶体管 PFET（ VT_4 ）栅极产生一个 ms 级脉宽的脉冲，这个信号被反相后又被耦合到场效应晶体管 NFET（ VT_5 ）的栅极，这样可以在 V_{ADJ} 引脚产生一个复位脉冲。

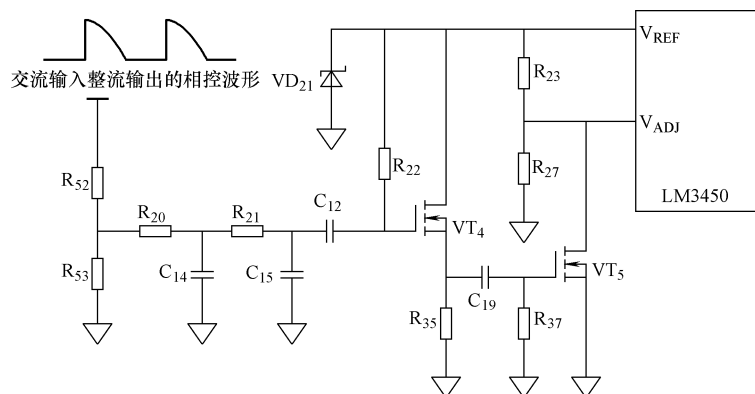


图 4-31 交流输入市电前馈电路

将 V_{ADJ} 引脚电位拉低不低于 $10\mu s$ 就可以复位取样功能模块电路，并迫使电路处于最快的取样工作状态。同时， FLT_1 的滤波时间常数将立即被置为最小，使滤波器工作于最快的滤波工作状态。

5. 有关电路原理图和 PCB

(1) 电路板实物图如图 4-32 所示^[21]。

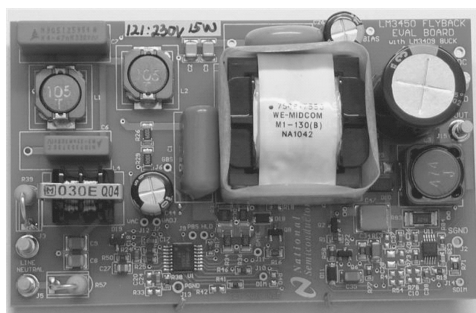


图 4-32 电路板实物图

(2) 电路工作原理图如图 4-33 所示。

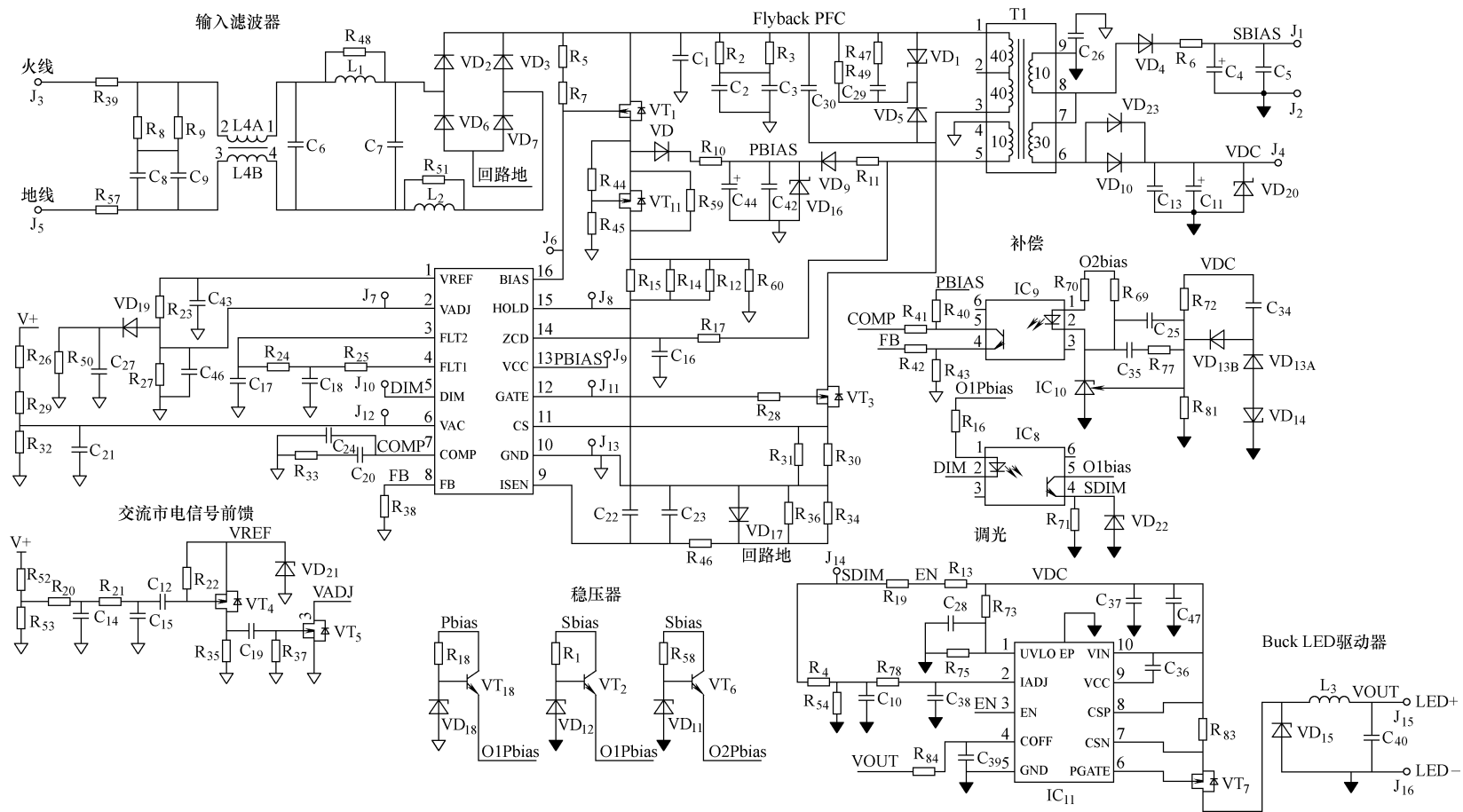


图 4-33 电路工作原理图

(3) PCB 元件面覆铜层和丝印层 元件面覆铜层和丝印层如图 4-34 所示。

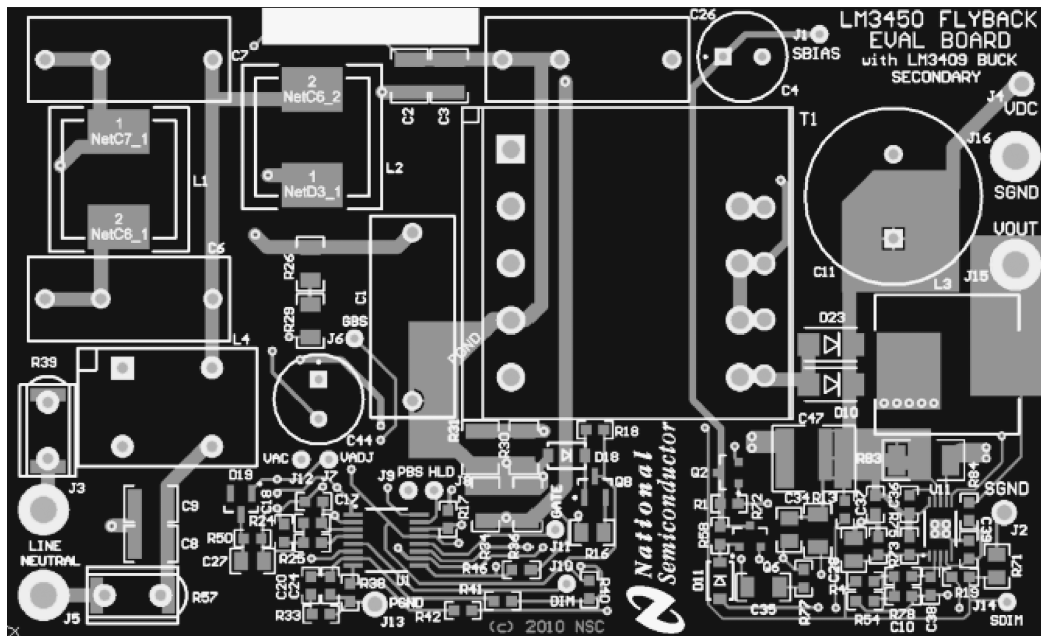


图 4-34 元件面覆铜层和丝印层

(4) PCB 底层覆铜层和丝印层如图 4-35 所示。

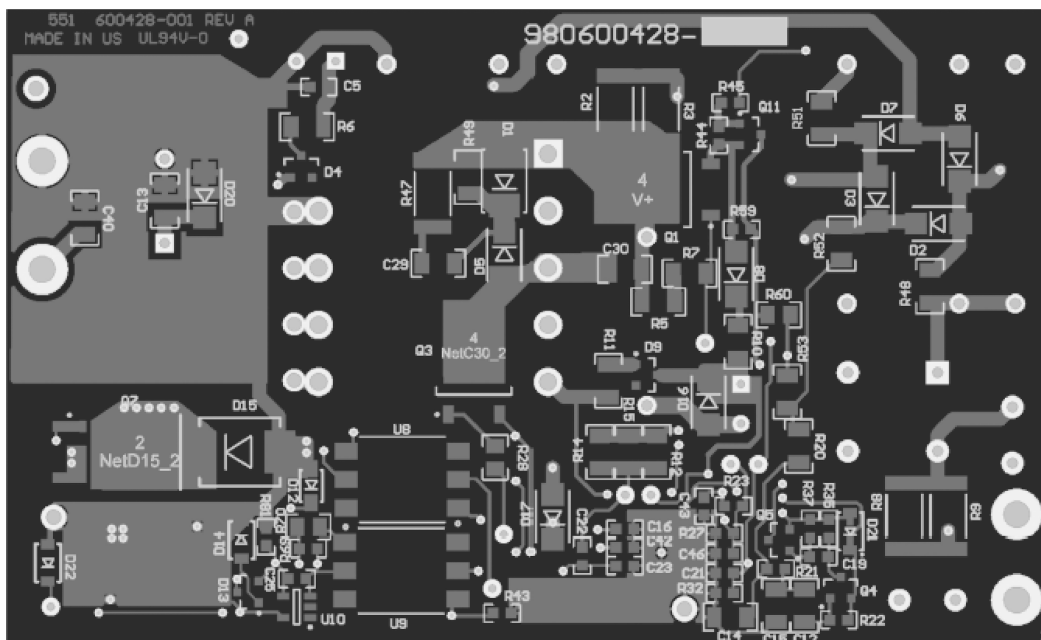


图 4-35 底层覆铜层和丝印层

4.1.2 采用 LM3445 的 LED 相控调光驱动电路

4.1.2.1 LM3445 的主要功能与特点

1. LM3445 的主要功能

LM3445 是一款可用于相控调光的离线式 AC/DC 降压输出 (Buck) 恒流 LED 驱动控制器, 内部的调光译码电路可以实现宽范围相控 LED 调光驱动控制, 由于工作频率高所以使用的元器件体积小, 内部的泄放电路可以确保相控晶闸管可靠调光工作。

通过无源 PFC 电路可以获得高功率因数, 并具有热关断、限电流和集成电路 V_{CC} 供电欠电压锁定输出控制功能。

LM3445 适用于任何标准壁挂式相控晶闸管调光器的应用, LM3445 相控调光 LED 驱动控制器具有工作效率高的特点, 满足能源之星的有关要求^[22]。

LM3445 可以提供 100 : 1 宽范围的连续无发光闪烁调光控制, 可用于宽交流输入市电变化范围 (AC80 ~ 270V) 的 LED 相控晶闸管调光应用场合, 也可用于单一相控晶闸管调光控制器控制多串 LED 负载实现平滑、无调光发光闪烁的应用场合。

LM3445 使用方便, 在不牺牲 LED 照明性能的前提下可以用于直接替换白炽灯或卤钨灯晶闸管调光应用场合。

2. LM3445 主要特点

LM3445 主要技术特性和特点如下。

- 1) 静态工作电流小;
- 2) 输出驱动电流大于 1A;
- 3) 开关工作频率可调;
- 4) 具有热关断控制功能;
- 5) 无 100Hz/120Hz 的调光发光闪烁;
- 6) 10 引脚 MSOP 或 14 引脚 SOIC 封装;
- 7) 内含 LED 相控晶闸管调光译码电路;
- 8) 自适应可编程关断时间, 可以工作于恒纹波电流;
- 9) 适用于 AC80 ~ 270V 宽交流输入市电电源应用场合;
- 10) 内部集成了 300Ω 泄放电流电阻, 确保相控晶闸管调光控制信号的可靠译码;
- 11) 可用于多通道主从 LED 相控晶闸管调光控制应用场合, 例如可用于 MR16、PAR20、PAR25、PAR30、PAR38 LED 灯调光应用场合。可用于相控 LED 调光、工业、商业照明和住宅照明等应用场合。LM3445 和 LM3450 的各自适用场合如图 4-36 所示。

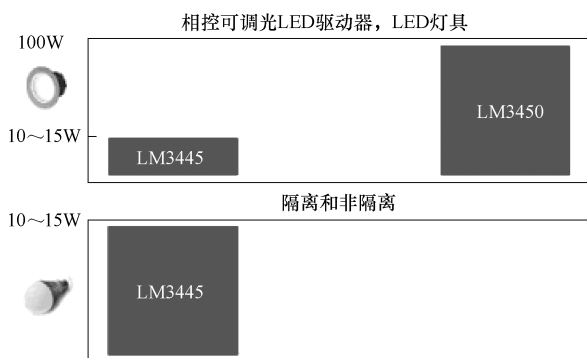


图 4-36 LM3445 和 LM3450 各自适用场合

3. LM3445 引脚功能与典型应用电路

LM3445 的 10 引脚 MSOP 封装引脚图如图 4-37 所示, 14 引脚 SOIC 封装引脚图如图 4-38 所示, 可用于前沿/后沿相控 LED 调光驱动应用场合。

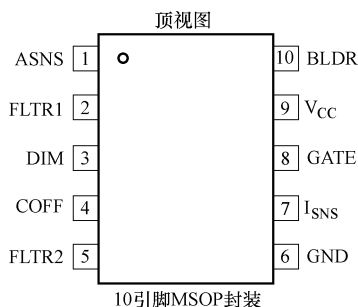


图 4-37 LM3445 的 10 引脚 MSOP 封装引脚图

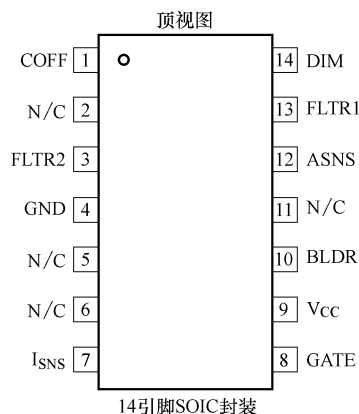


图 4-38 LM3445 的 14 引脚 SOIC 封装引脚图

(1) LM3445 引脚功能如表 4-4 所示。

表 4-4 LM3445 引脚功能

SOIC	MSOP	引脚符号	引脚功能
⑫	①	ASNS	相控晶闸管调光译码器 PWM 驱动信号输出, 输出幅度为 0 ~ 4V 的占空比正比于相控晶闸管调光器导通时间的 PWM 驱动信号
⑬	②	FLTR1	第一级滤波器输入, 来自 ASNS 引脚的 100Hz/120Hz 的 PWM 信号被滤波为直流控制信号, 这个直流控制信号有和 1 ~ 3V 的电压相比较, 产生一个 5.85kHz 占空比正比于相控晶闸管触发角的三角波信号, 通过内部电路将电平变为 4.9V 到 DIM 输出引脚
⑭	③	DIM	输入和输出双功能调光引脚, 该引脚可以通过外部 PWM 调光控制信号来调光 LED, 也可以用作另一只 LM3445 或其他 LED 调光控制器的输入来同时调光多路 LED 负载
①	④	COFF	关断时间设定引脚, 利用该引脚的外接电容可以设定驱动关断时间
③	⑤	FLTR2	第二级滤波器输入, 接至该引脚的外接电容可以将 PWM 调光控制输出信号滤波为直流电压来控制 LED 工作电流, 也可以用作模拟调光控制信号输入
④	⑥	GND	电路地
⑦	⑦	I _{SNS}	通过接至功率 MOSFET 管源极电流检测电阻检测 LED 工作电流, 可以设定 LED 的最大工作电流
⑧	⑧	GATE	功率 MOSFET 管栅极驱动信号输出引脚
⑨	⑨	V _{CC}	电源供电引脚
⑩	⑩	BLDR	相控晶闸管泄放电流引脚, 为模拟检测电路提供的输入信号, 同时通过 230Ω 电阻为相控晶闸管提供泄放电流, 确保相控晶闸管可靠触发
②、⑤、⑥、⑪	—	N/C	不用引脚

(2) LM3445 典型应用电路工作原理图如图 4-39 所示, LM3445 的工作效率与 LED 负载串联数和交流输入市电电压的关系图如图 4-40 所示。

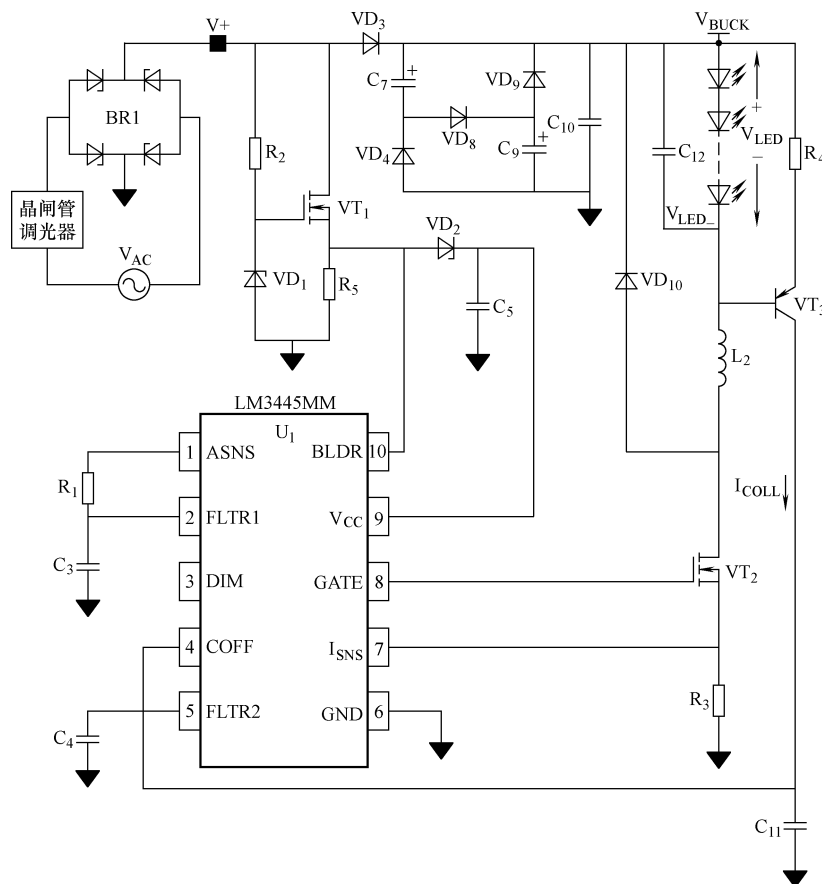


图 4-39 LM3445 典型应用电路

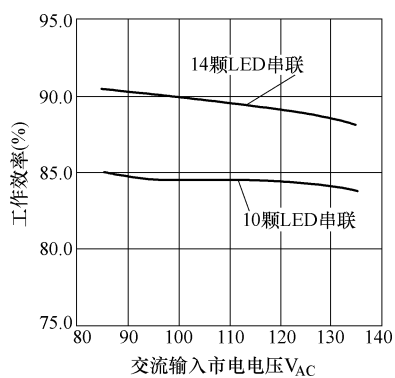


图 4-40 LM3445 工作效率图

4. LM3445 工作原理

LM3445 工作原理框图如图 4-41 所示。

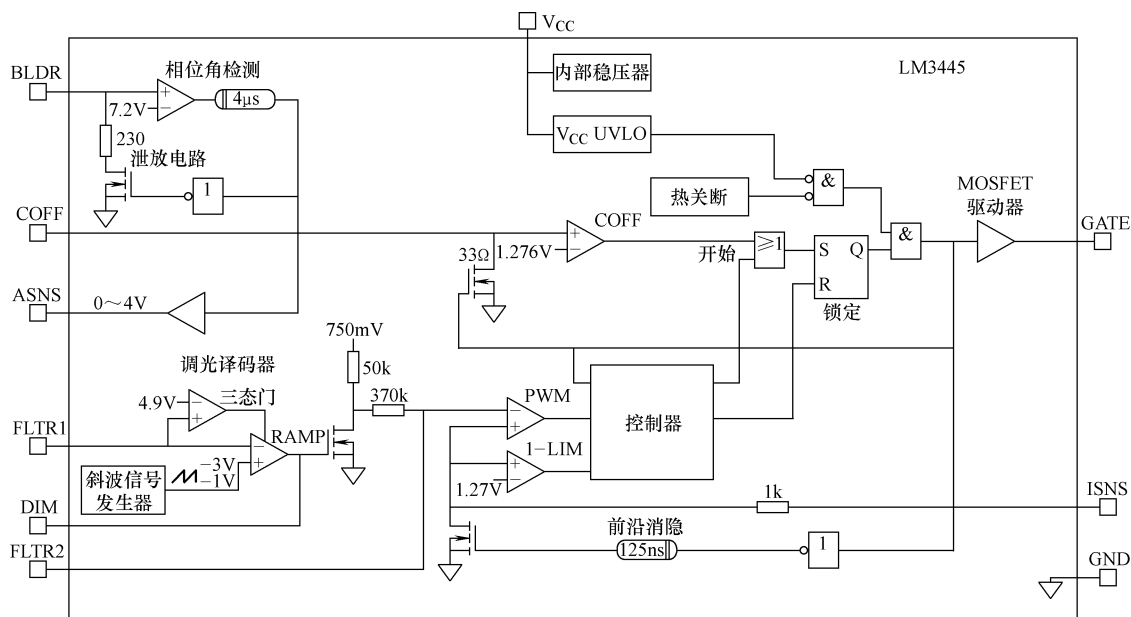


图 4-41 LM3445 工作原理框图

(1) BR_1 桥式整流电路将图 4-42c 所示的全正弦交流输入市电整流输出为图 4-42b 所示的半正弦直流电压输出，图 4-42a 为二极管 VD_3 负极的（如图 4-39 所示）填谷无源 PFC 电路的输出电压波形，即 V_{Buck} 电压波形。

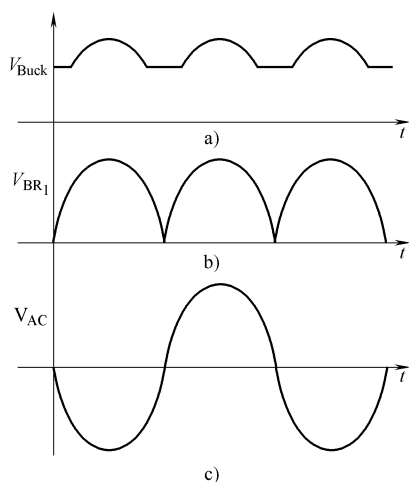


图 4-42 没有相控晶闸管调光的有关供电电压波形

(2) 通过图 4-43 所示的电路 (R_2 、 VD_1 、 VT_1) 通过 LM3445 的 BLDR 引脚可以实现对输入交流市电整流输出电压的检测。

VD_1 的稳压电压为 15V，在交流输入市电整流输出直流电压的大部分时间内晶体管 VT_1 关断，在 VT_1 的源极没有接电容，这样在 BLDR 引脚的电压低于 VD_1 的稳压电压时可以随整流输出交流输入电压的变化而变化。

二极管 VD_2 和电容 C_5 回路用于在 BLDR 引脚的电压变低时维持 V_{CC} 引脚的电压, 确保 LM3445 可靠工作, 电阻 R_5 可用于 BLDR 引脚杂散电容上电荷放电。

在 LED 调光电路中为了模拟白炽灯的应用 (白炽灯为一纯阻性负载), 在整个交流输入市电的工作周期中相控调光晶闸管需要有一个小的泄放电流。

在 VT_1 的源极与地之间的外接电阻 R_5 可以实现这个功能, 大多数相控晶闸管调光电路需有数 mA 的泄放电流, 市场上有些相控晶闸管调光电路需要更大的泄放电流, 这和电阻 R_5 的取值有关。

相控晶闸管泄放电流大小和以下因素有关。

- 1) 和 LM3445 一起使用的晶闸管型号;
- 2) LM3445 相控晶闸管调光器带了多少 LED 灯负载, 泄放电阻阻值一般在 $3 \sim 5k\Omega$ 之间取值。

如果多个 LM3445 接到了同一相控晶闸管调光电路, 这时需加大泄放电阻 R_5 的阻值。

有些相控晶闸管调光电路在单片 LM3445 使用时需电阻 R_5 值低至 $1k\Omega$ 或更低, 其折衷是电路工作效率与电路工作性能, 泄放电阻 R_5 的阻值加大, 每个 LM3445 相控晶闸管调光电路的工作效率提高。

(3) 角度检测电路通过和一个固定阈值电压 $7.21V$ 的比较器电路检测 BLDR 引脚电压来决定相控调光晶闸管的关断或导通, 比较器的输出驱动 ASNS 缓冲电路, 从而控制泄放电路的泄放电流, 电路 $4\mu s$ 的延迟时间用于滤除噪声信号。

角度检测电路输出信号通过缓冲电路幅度在 ASNS 引脚被限制在 $0 \sim 4.0V$ 之间, 电阻 R_1 和电容 C_3 组成带宽为 $1.0Hz$ 级的低通滤波电路, 角度检测电路通过滤波器电路产生对应相控晶闸管导通脉冲占空比的直流电平, 使 LM3445 在 $50Hz$ 或 $60Hz$ 交流输入市电工作条件下都能很好的工作。

(4) 当 BLDR 引脚的电位低于 $7.21V$ 阈值电压时, 在串联稳压电路通路上相控晶闸管泄放电流 MOSFET 管导通, 接通一个 230Ω 的小负载, 使相控晶闸管调光电路能可靠工作。一旦 BLDR 引脚电位高于 $7.21V$ 阈值电压, 相控晶闸管泄放电流 MOSFET 管断开 230Ω 的小负载, 以提高电路的工作效率。

(5) FLTR1 引脚有两个功能, 首先 FLTR1 引脚由 ASNS 引脚通过滤波元件 R_1 和 C_3 供电, 通过 FLTR1 引脚驱动调光译码电路。但是, 如果 FLTR1 引脚被高于 $4.9V$ 电压典型值时, 例如, 接到 V_{CC} 时, 斜波补偿电路处于三态电路工作状态, 调光译码电路不工作。

(6) 斜波发生电路产生一个幅度为 $1.0 \sim 3.0V$, 频率为 $5.85kHz$ 的锯齿波电压, 滤波后的 ASNS 信号被送到 FLTR1 引脚与斜波发生电路的输出信号比较, 斜波比较电路的导通时间反比于 FLTR1 引脚平均电压。但是, 由于 FLTR1 引脚信号的幅度范围为 $0 \sim 4.0V$ (ASNS 引脚的幅度限定范围), 斜波发生电路的输出在 $V_{FLTR1} < 1.0V$ 时将连续导通, 而 $V_{FLTR1} > 3.0V$

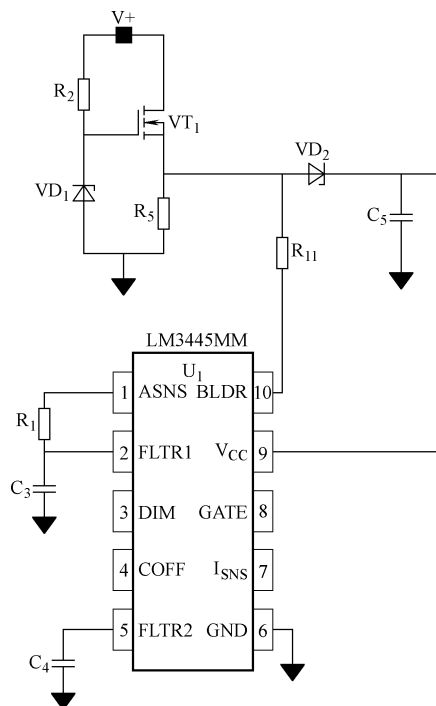


图 4-43 LM3445 交流输入市电电压检测电路

时将连续关断。这样可以使译码角的范围为 $45^\circ \sim 135^\circ$ ，确保 $0 \sim 100\%$ 的调光控制范围。

调光译码器输出为一幅度范围为 $0 \sim 750\text{mV}$ 的直流电压，对应的脉冲占空比范围为 $25\% \sim 75\%$ ，相应晶闸管导通角为 $45^\circ \sim 135^\circ$ 。

调光译码器输出直接控制 VT_2 导通期间的峰值电流（如图 4-39 所示）。一旦相控调光晶闸管导通角大于 135° ，调光译码器不再控制调光。主要原因如下。

1) V_{Buck} 电压降低，Buck 变换器超出其允许工作范围，致使 V_{Buck} 电压下降，从而引起 LED 工作电流下降，使 LED 发光亮度下降。

2) 占空比固定，这时导通时间为最小，所以 V_{Buck} 电压下降，这个变化过程是平滑的，LED 工作电流从满载到 0.5mA 的变化很容易实现。

(7) 图 4-44 所示电路中的二极管 VD_3 用于当 V_+ 关断时确保 V_{Buck} 为高电位。

填谷电路可以由两级或三级组成，常用的是两级填谷电路，如图 4-44a 所示电路为两级填谷电路工作原理图，图 4-44b 为三级填谷电路工作原理图，电容 C_7 、 C_8 和 C_9 为填谷电容，二极管 VD_5 、 VD_6 、 VD_7 和 VD_8 为填谷电路二极管，以上有关电容和二极管组成三级填谷电路，滤波电容 C_{10} 的容量取得较小，用以改善电路的功率因数。

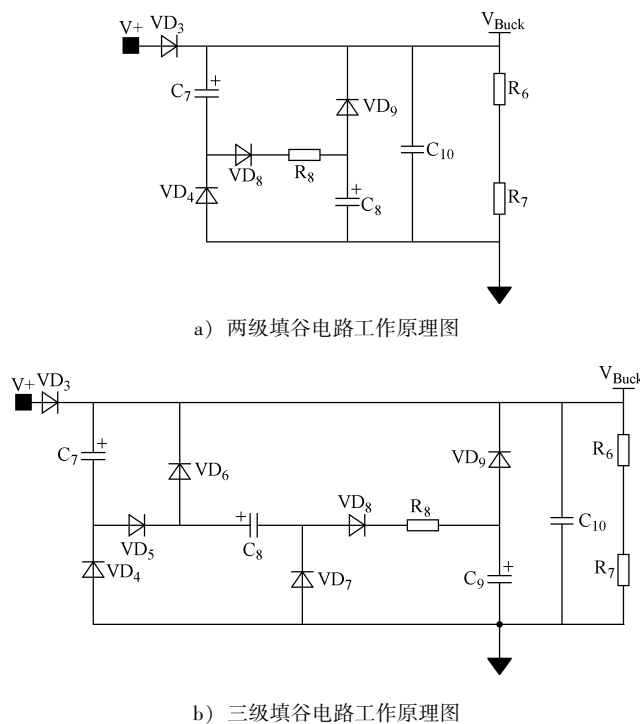


图 4-44 填谷电路工作原理图

当输入交流市电电压 ($V_{\text{AC-RMS}}$) 为高时，Buck 电路通过 VD_3 直接由如图 4-45 所示交流市电整流输出的直流电压供电，同时填谷电路为串联电容 C_7 和 C_9 充电。

两级填谷电路电容的峰值电压 ($V_{\text{VF-CAP}}$) 如式 (4-43) 所示：

$$V_{\text{VF-CAP}} = \frac{\sqrt{2} \times V_{\text{AC-RMS}}}{2} \quad (4-43)$$

在每个交流输入市电周期，当交流输入市电电压由它峰值下降时，有一交流输入市电

压点为电容 C_7 和 C_9 串联电压等于交流输入市电电压幅度的点, 在这点, 二极管 VD_3 反偏, 电容 C_7 和 C_9 并联 (如图 4-46 所示), V_{Buck} 电压等于电容上的电压。

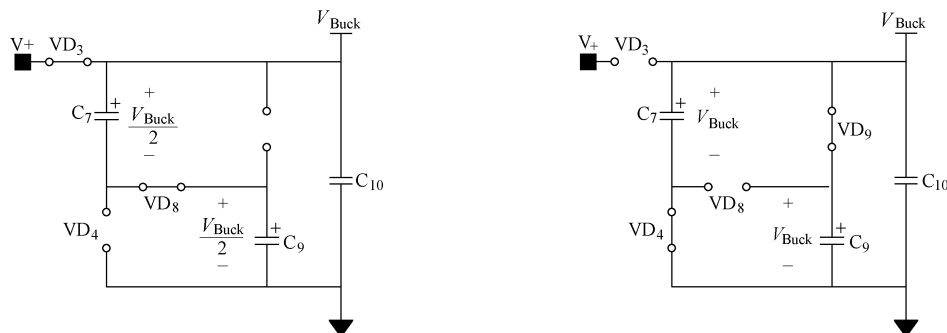


图 4-45 交流输入市电电压高时的两级填谷电路 图 4-46 当交流输入市电电压低时的两级填谷电路

对三级填谷电路而言, 除三只电容被串联充电外, 三级填谷电路的工作和两级填谷电路完全一样, 当三级填谷电路的交流输入市电电压 (V_{VF-CAP}) 降低至式 (4-44) 所示的值时。

$$V_{VF-CAP} = \frac{\sqrt{2} \times V_{AC-RMS}}{3} \quad (4-44)$$

二极管 VD_3 反偏, 三只电容相互并联。填谷电路可以优化电路的功率因数、电压保持时间、电路体积和造价。LM3445 可以很好的适应两级和三级填谷电路的应用, 电阻 R_8 用于电路在启动期间和电容串并联转换过程中限制电路的工作电流, 泄放电阻 R_6 和 R_7 的阻值取 $1M\Omega$ 。

(8) LM3445 为一 Buck 变换控制电路, 通过控制功率开关管的开关脉冲占空比 D 来实现 LED 的恒流驱动, 当 VT_2 导通时, 通过电感 L_2 和 LED 负载串的电流线性上升, 电阻 R_3 用于检测通过 LED 负载的电流 (如图 4-39 所示), 这个检测电压又被用于和 $FLTR_2$ 引脚的基准电压比较, 当这两个电压相等时, 功率开关管 VT_2 关断, 二极管 VD_{10} 导通, 通过电感 L_2 续流 LED 负载电流, 电容 C_{12} 用于滤除负载 LED 的纹波电流, 对给定的输出电压, 电阻 R_4 、电容 C_{11} 和晶体管 VT_3 用于限定线性上升电流的关断时间。

Buck 变换器的电压变比可以用式 (4-45) 表示。

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = t_{on} \times f_{SW} \quad (4-45)$$

Buck 变换器的输出电压 (V_o) 等于 LED 负载串的电压 (V_{LED}), 在给定的应用场合相对不变。

随输入交流市电电压的变化 V_{Buck} 电压也将发生变化, 导通时间的大小由电流检测电阻上的检测电压和比较器的基准电压决定。在导通时间 t_{on} 期间, 功率开关三极管 VT_2 导通, 通过电感 L_2 的电流线性上升, 电流由 V_{Buck} 流出通过 L_2 和 VT_2 流经 LED 负载, 最后通过电阻 R_3 到地。由电阻 R_3 、 I_{SNS} 引脚上的电压决定最大峰值电流导通时间, 电阻 R_3 上的电压又和调光译码电路 $FLTR2$ 的输出电压相比较来决定 VT_2 的关断时间 (t_{off})。

(9) 多个 LM3445 可以通过一个相控晶闸管调光控制器一起使用, 实现多 LED 负载串的相控晶闸管调光控制。

主/从控制电路连接原理图如图 4-47 所示, 采用分离填谷电路的主/从控制电路工作原

理框图如图 4-48 所示，共用一个填谷电路的主/从控制电路工作原理框图如图 4-49 所示。填谷电路可以是一个总的电路来为所有 LM3445 控制的电路供电，也可以是每路 LM3445 控制回路有一个填谷电路为相应的 Buck 变换器供电。

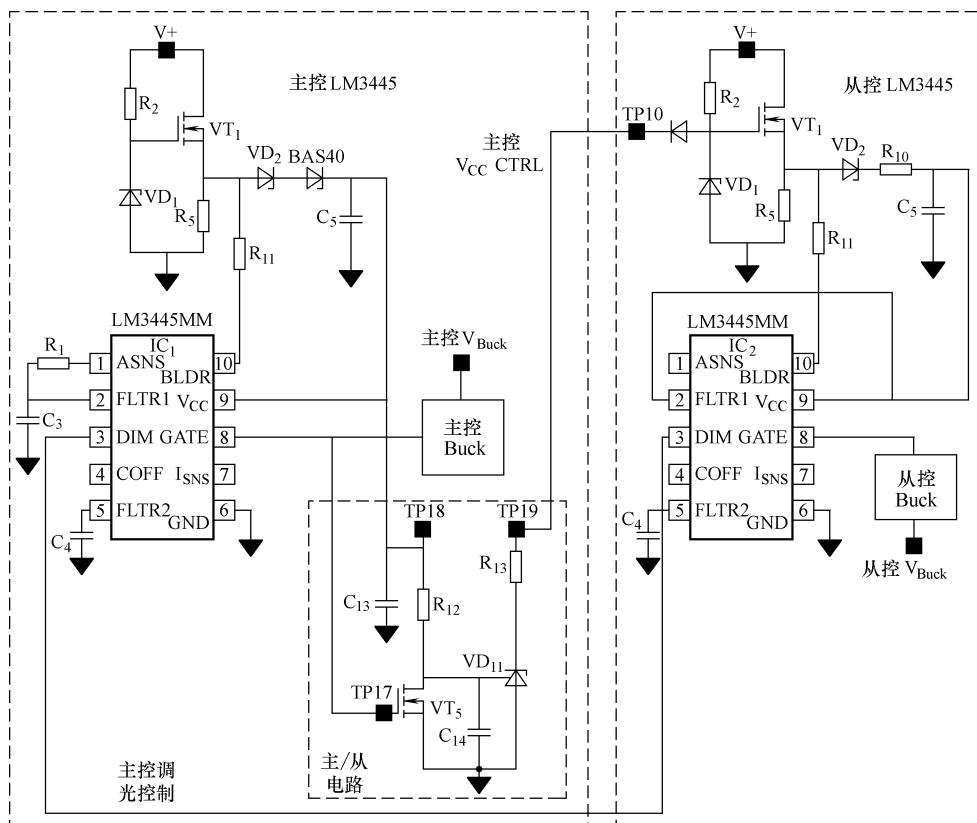


图 4-47 主/从控制电路连接工作原理图

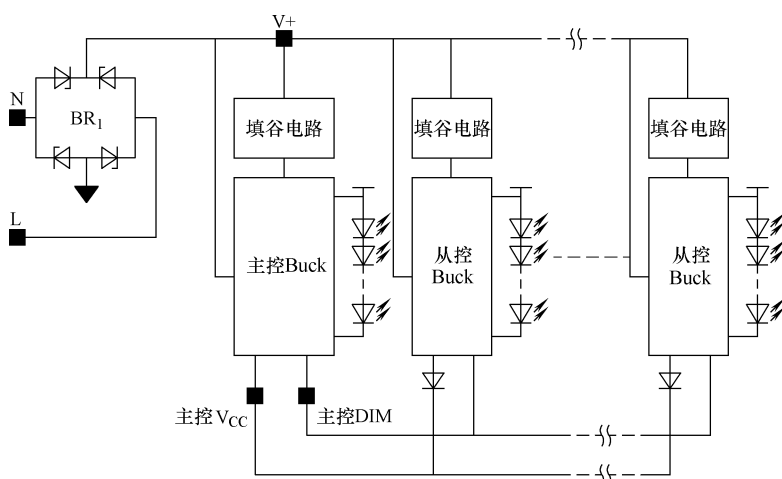


图 4-48 采用分离填谷电路的主/从控制电路工作原理框图

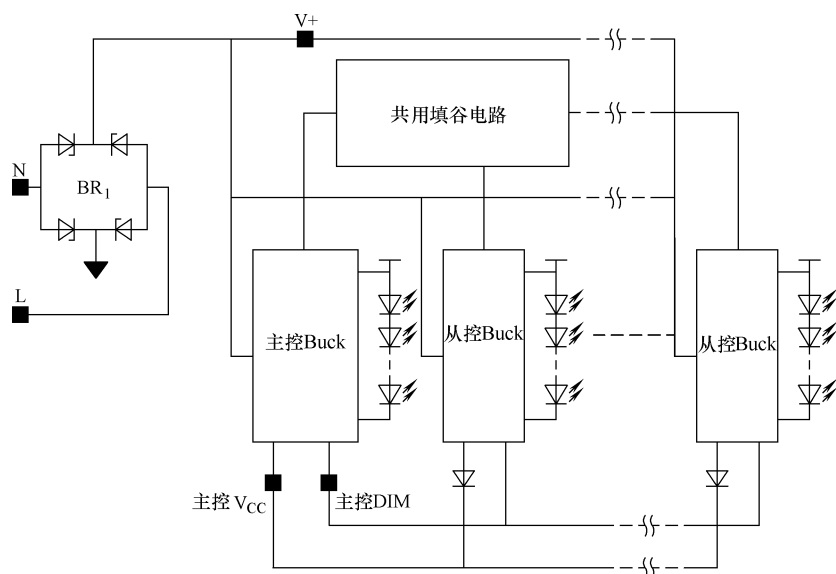


图 4-49 共用一个填谷电路的主/从控制电路工作原理框图

(10) 通过连接两串二极管在可控的 V_{CC} 电路，一路迫使主控电路板的 V_{CC} 、UVLO 为主控阈值电压。

当主控电路的 V_{CC} 电压低于 UVLO 时，主控 LM3445 的 GATE 停止输出，RC 定时器定时 ($>200\mu s$) 上升大于 TL431 的阈值电压 (2.5V)，这样反过来又拉低从控器件 (VT_1) 的栅极电位。

(11) 当 LM3445 的结温超过 $165^\circ C$ 时，LM3445 关断开关驱动输出，可以限制电路的总功耗，直至 LM3445 的结温低于 $145^\circ C$ 。

电路工作脉冲占空比 (D) 可以利用下式 (4-46) 计算。

$$\frac{V_{LED}}{V_{Buck}} = D' = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = t_{on} \times f_{sw} \quad (4-46)$$

如考虑到电路的工作效率 (η) 因素，有式 (4-47) 成立。

$$\frac{1}{\eta} \times \frac{V_{LED}}{V_{Buck}} = D \quad (4-47)$$

为简化起见，脉冲占空比 (D) 可以在之间 75% ~ 85% 取值。

LM3445 的关断时间可以由用户设定，只要 LED 负载串的工作电压保持恒定就可以确保 LED 负载恒流工作，关断时间取值取决于 LM3445 电路外围元器件的参数。

(12) 电路开关工作频率的设定需考虑电路工作效率、电路板的尺寸和电路造价等因素，Buck 变换器的输入电压 (V_{Buck}) 和交流输入市电电压的变化范围有关。

当交流输入市电电压变化时，Buck 变换器的导通时间变化，相应 Buck 变换器的输出电压 V_{Buck} 也变化，从而维持 LED 负载的电流恒定。如图 4-50 所示，当交流输入市电电压降低时，Buck 变换器的开关工作频率降低，当交流输入市电电压上升时，Buck 变换器的开关工作频率上升，开关工作频率可以根据需要在 30kHz ~ 1MHz 范围内设定，LM3445 最高工作频率由最小的导通时间 (200ns) 决定。

(13) LM3445 通过控制开关脉冲占空比 D 来稳定通过电感 L_2 的平均电流,从而达到控制 LED 负载串工作电流目的。Buck 变换器输入电压 (V_{Buck}) 随交流输入市电电压的变化而变化,LED 负载串电压相对稳定,所以通过电阻 R_4 的电流恒定(如图 4-39 所示),由于关断时间的变化使 Buck 变换器的输出伏秒积 ($V \times s$) 固定,固定的伏秒积 ($V \times s$) 使交流输入市电电压发生变化时通过电感 L_2 的电流保持恒定。

Buck 变换器有关外围电路工作原理图如图 4-51 所示。

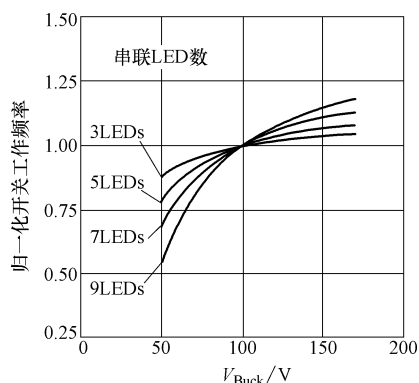


图 4-50 开关工作频率与 V_{Buck} 关系曲线

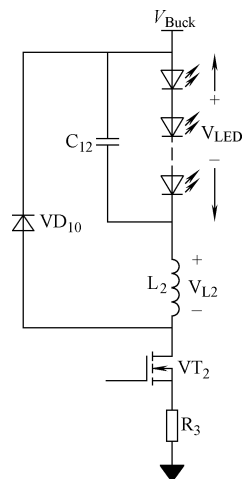


图 4-51 LM3445 组成的 Buck 变换器外围电路

理想电感的电压 (V_L) 和电流关系可以用式 (4-48) 表示。

$$V_L = -L \frac{di}{dt} \quad (4-48)$$

电感值 L 固定时,式 (4-48) 表示电感两端电压 (V_L) 正比于通过电感电流的变化率。如图 4-51 所示,在功率开关管 VT_2 导通期间,电感两端电压如式 (4-49) 所示。

$$V_{L(\text{导通时间})} = V_{\text{Buck}} - (V_{\text{LED}} + V_{\text{DS}(VT_2)} + I_{L_2} \times R_3) \quad (4-49)$$

由于功率 MOSFET 管 (VT_2) 的电压和电阻 R_3 上的电压降较小,这样公式又可以简化为式 (4-50)。

$$V_{L(\text{导通时间})} = V_{\text{Buck}} - V_{\text{LED}} \quad (4-50)$$

在关断期间,电感上电压可以近似用式 (4-51) 表示。

$$V_{L(\text{关断时间})} = V_{\text{LED}} \quad (4-51)$$

由于 LED 负载串电压相对固定,所以 $V_{L(\text{关断时间})}$ 的值相对固定, $V_{L(\text{关断时间})}$ 值可以利用式 (4-52) 和式 (4-53) 表示。

$$V_{L(\text{关断时间})} = V_{\text{LED}} = L \times \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (4-52)$$

$$V_{L(\text{关断时间})} = V_{\text{LED}} = L \times \frac{(I_{(\text{max})} - I_{(\text{min})})}{\Delta t} \quad (4-53)$$

对以上公式整理以后有式 (4-54) 成立。

$$\Delta i \approx t_{\text{off}} \times \frac{V_{\text{LED}}}{L_2} \quad (4-54)$$

这样可以看出纹波电流 (Δi) 正比于关断时间 (t_{off}) 和由电感 L_2 的电感量决定的 V_{LED} 乘积。

对上面公式进行变换后有式 (4-55) 成立。

$$L_2 \approx t_{\text{off}} \times \frac{V_{\text{LED}}}{\Delta i} \quad (4-55)$$

如式 (4-47) 所示, 有式 (4-56) 成立:

$$t_{\text{off}} = \frac{\left(1 - \frac{1}{\eta} \times \frac{V_{\text{LED}}}{V_{\text{Buck}}}\right)}{f_{\text{SW}}} \quad (4-56)$$

结合式 (4-55), 最后有式 (4-57) 成立。

$$L_2 = \frac{V_{\text{LED}} \left(1 - \frac{1}{\eta} \times \frac{V_{\text{LED}}}{V_{\text{Buck}}}\right)}{f_{\text{SW}} \times \Delta i} \quad (4-57)$$

式 (4-57) 给出了电感量 L_2 、开关工作频率、 V_{LED} 、 Δi 、电路工作效率 η 和电压 V_{Buck} 之间的关系。

(14) LM3445 通过控制回路控制开关脉冲占空比 D 来控制通过电感 L_2 的峰值电流 (I_{L_2}), 平均电感电流等于流过 LED 负载的平均电流 (I_{AVE}), 所以调节通过电感 L_2 的峰值电流 (I_{L_2}) 就可以调节通过 LED 负载的平均电流 (I_{AVE}), 电流连续导通工作模式 (CCM) 下的有关电感电流波形如图 4-52 所示。

知道所需 LED 负载平均电流 I_{AVE} 和要求允许的电感纹波电流 Δi_L , 在 CCM 工作模式下的电感峰值电流 ($I_{L_2\text{-PK}}$) 可以利用式 (4-58) 计算。

$$I_{L_2\text{-PK}} = I_{\text{AVE}} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4-58)$$

在非调光工作状态下 LED 的最大工作电流 ($I_{L_2\text{-PK(非调光)}}$) 可以利用式 (4-59) 计算。

$$I_{\text{AVE(非调光)}} = I_{L_2\text{-PK(非调光)}} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4-59)$$

这个电流值乘以电流检测电阻 R_3 可以确定 LM3445 内部比较器的触发阈值电压, 一旦达到这个 750mV 触发阈值电压点, LM3445 内部的比较器开始控制功率 MOSFET 管的关断, 有下面的式 (4-60) 成立。

$$I_{L_2\text{-PK(非调光)}} = \frac{750\text{mV}}{R_3} \quad (4-60)$$

(15) 在正常工作条件下, PWM 比较器的触发电压小于或等于 750 mV, 这主要取决于调光工作电流的大小。但是, 如果电路输出出现短路或过载的情况, 这会在 I_{SNS} 引脚产生大于 1.27V 的电压, 触发 I_{LIM} 比较器的工作, I_{LIM} 比较器复位 RS 锁定电路, 使功率开关管 VT₂ 关断, 同时也会使 COFF 引脚为低电平来禁止启动脉冲发生器和 COFF 比较器的工作。在 180μs 的时间内, 延迟电路禁止另一个新的启动工作周期。

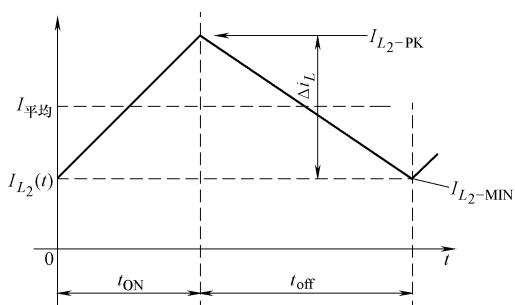


图 4-52 电感 L_2 电流波形

5. 填谷电容

(1) 填谷电容最大耐电压值 (V_{VF-CAP}) 可以利用式 (4-61) 决定。

$$V_{VF-CAP} = \frac{\sqrt{2} \times V_{AC(max)}}{\text{级数}} \quad (4-61)$$

这个公式在每个填谷电容的分压一样是正确的,但是一般填谷电容的耐压有 20% 的偏差,所以使用中每个填谷电容耐压可以取 25% ~ 50% 的余量。

(2) 当输入交流市电电压低于每个填谷电容上的分压和时 (如图 4-53 所示的时间 t_X), 填谷电容为后面的 Buck 变换器供电。实用中可以按 LED 负载为满载时的工作条件来计算填谷电容的容量, 填谷电容的容量不应取的太小。

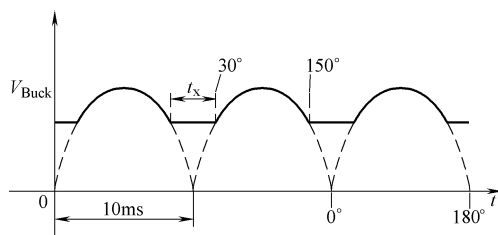


图 4-53 无相控晶闸管调光时
两级填谷电路的 V_{Buck} 波形

根据以上的假设和公式 (4-61), 在 50Hz/60Hz 交流市电供电情况下, 对两级填谷电路而言, 有以下条件成立, 半周期交流输入市电电压相位角为 180° , 半周期时间为 10ms (50Hz), 当交流输入市电电压的相位在 $30^\circ \sim 150^\circ$ 之间时, 交流输入市电电压大于串联填谷电容上的电压和, 这是 Buck 电路由交流输入市电供电和填谷电容 (C_7 和 C_9) 供电的转换点, $10/3ms$ ($60^\circ/180^\circ$) 的时间由填谷电路供电。

下面计算最多允许串联的 LED 数量。对 AC90 ~ 135V 的交流输入市电电压所需的最小 V_{Buck} 电压为 45V, 在 AC90 ~ 135V 交流输入市电电压时所需的最大电压为 64V。所以, 如取 V_{Buck} 有一定的余量, 这个电压降不能大于 15V, 电流为 P_{OUT}/V_{Buck} , 而 $P_{OUT} = V_{LED} \times I_{LED}$ 。这样就可以计算出填谷电容 C_7 和 C_9 并联的容量值。

6. Buck 变换器的输入电压

LM3445 是一款离线式 LED 驱动电路, 为确保 LED 负载串可靠工作, 要求 Buck 变换器输入电压需大于输出电压, 而 Buck 变换器输出电压应大于 LED 负载串电压 (V_{LED}), 在确定最大 LED 串联负载数量时需确定 Buck 变换器的最低输入直流电压值, 这样需确定两个变量参数。

(1) 例如 AC110V/220V 交流输入市电供电电压应用场合。

(2) 需用几级填谷电路来改善电路的功率因数 (例如 2 级或 3 级)。

下面讨论最常用的两级填谷电路。

图 4-54 的三个图表示相控晶闸管调光的有关波形, 可以看出峰值电压 (V_{PEAK}) 为 $\sqrt{2} \times V_{AC-RMS}$, 如果相控晶闸管在大于 90° 的峰值电压相位角处触发, 这时交流电压的最大值为 $\sqrt{2} \times V_{AC-RMS} \times \sin(\theta)$, 在不同触发角的交流输出市电电压波形如图 4-54 所示。

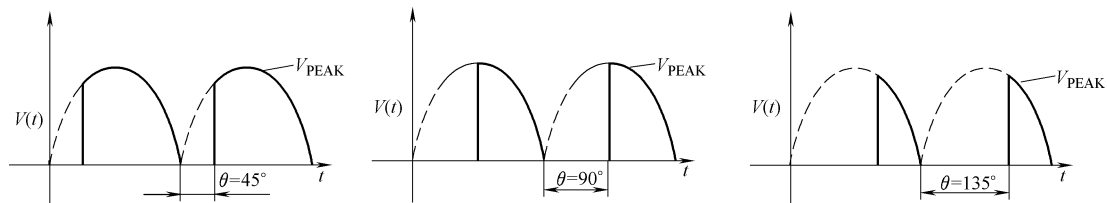


图 4-54 不同触发角的交流输出市电电压波形

填谷电路用于改善电路的功率因数，当交流输入市电电压峰值大于其峰值电压除以 2 时（对两级填谷电路而言）Buck 电路由交流输入市电供电，在这段工作期间，电容 C_7 和 C_9 被充电（如图 4-44a 所示），一旦交流输入市电电压低于峰值电压除以 2 时，两只电容并联为 Buck 变换电路供电。当晶闸管的触发角大于 90° 时， V_{Buck} 将变低，在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 和 $150^\circ \sim 180^\circ$ 的触发相位角位置， V_{Buck} 电压将变的更低， V_{Buck} 最低值和触发角、交流输入市电电压、填谷电路级数之间的关系如式（4-62）所示。

$$V_{\text{Buck}(\min)} = \frac{V_{\text{AC-RMS}(\min)} \times \sqrt{2} \times \sin(\theta)}{\text{填谷电路级数}} \quad (4-62)$$

交流输入市电电压为 AC90 ~ 135V，对两级填谷电路，有式（4-63）成立。

$$V_{\text{Buck}(\min)} = \frac{90 \times \sqrt{2} \times \sin(135^\circ)}{2} = 45\text{V} \quad (4-63)$$

具体值的大小和所用的填谷电容值有关，当填谷电容为 V_{Buck} 电路负载供电时这个电压值可能还要低，当相控晶闸管的触发角为 135° 时，流过 LED 负载的电流会很低，所以，这里 Buck 变换电路的最低电压取 42.5V，不同触发角的 V_{Buck} 电压波形如图 4-55 所示。

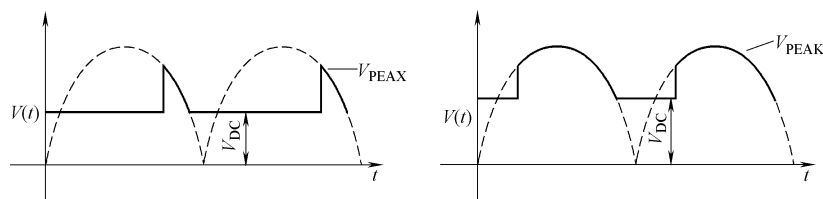


图 4-55 不同触发角的 V_{Buck} 电压波形

利用 Buck 变换器最低输出电压（42.5V）除以单只 LED 正向电压降就可以确定可以驱动 LED 负载串 LED 的颗数。例如， $42.5\text{V}/3.7\text{V} = 11.5$ 只 LED（取 11 只 LED）。

7. 输出电容的选择

和 LED 负载串联或 LED 阵列并联的电容（例如图 4-39 中的电容 C_{12} ）可以起到降低 LED 负载纹波电流的作用。Buck 电路的输出电感（ L_2 ）电感量可以取得小些，这样可以降低磁性材料的成本和体积，可以在输出电容 C_{12} 上测出 Buck 变换器的输出纹波电压。

8. 功率 MOSFET 管 VT_2 的选用

功率 MOSFET 管 VT_2 的选用应考虑电路工作效率和电路工作可靠性等因素，工作时加在功率 MOSFET 管 VT_2 漏极和源极之间的最大电压可以用式（4-64）表示。

$$V_{\text{DS}(\max)} = \sqrt{2} \times V_{\text{AC-RMS}(\max)} \quad (4-64)$$

功率 MOSFET 管 VT_2 的平均额定工作电流值应大于式（4-65）给出的值。

$$I_{\text{DS-max}} = \frac{I_{\text{LED(AVE)}}}{D_{\min}} \quad (4-65)$$

9. 续流二极管的选择

在功率 MOSFET 管 VT_2 关断期间，为确保通过 LED 负载电流的连续流动，需用到一只续流二极管 VD_{10} （参见图 4-56），理想的续流二极管 VD_{10} 应是低正向电压降和零反向恢复时间，并且能承受 V_{Buck} 的最大反向电压。

电路工作原理图如图 4-56 所示。

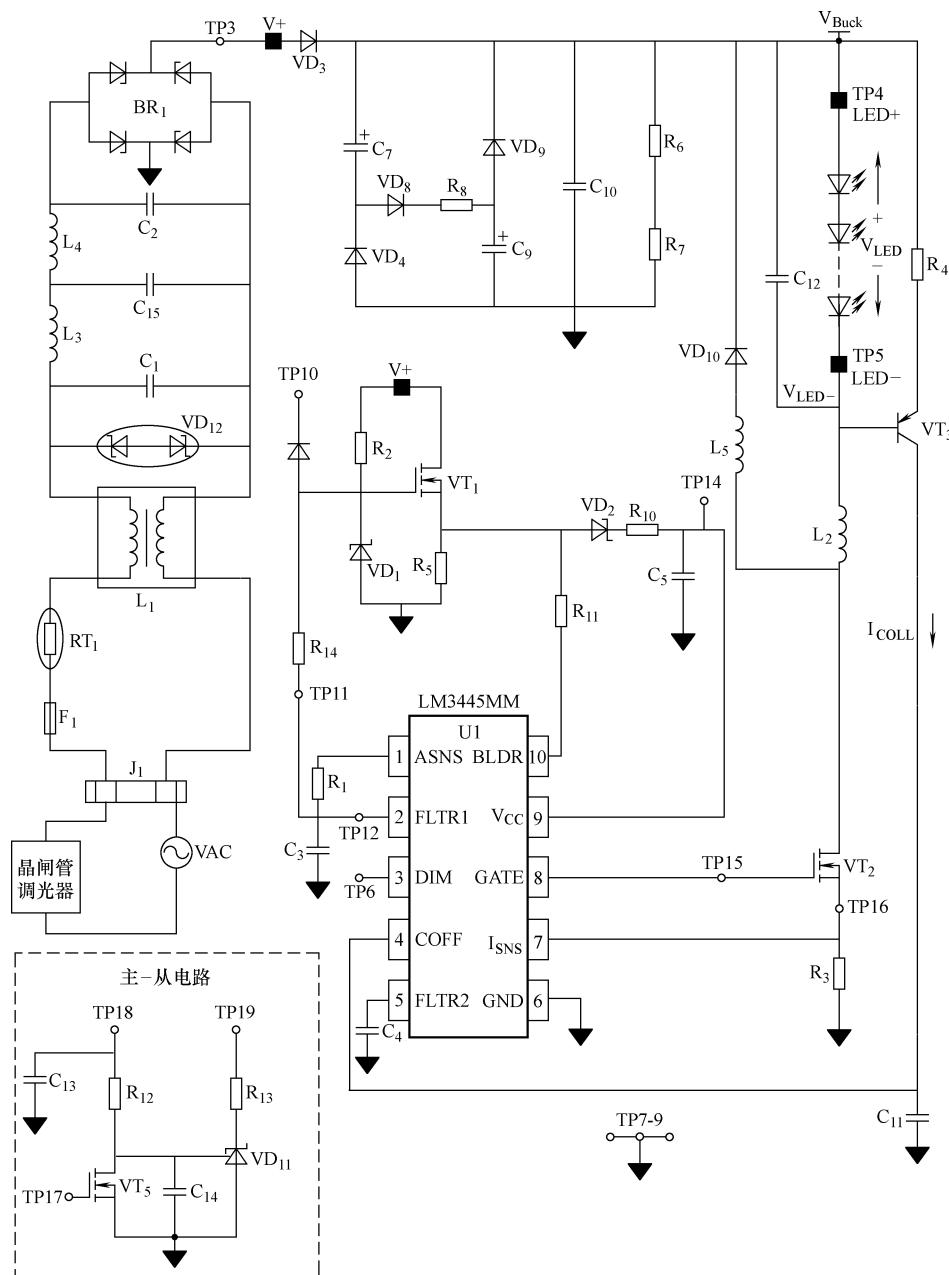


图 4-56 电路工作原理图

4.1.2.2 采用 LM3445 的 8W 隔离变换 LED 驱动电路

1. 有关电路图、工作特性曲线和 PCB 版图

采用 LM3445 的 8W 隔离变换 LED 驱动电路工作原理图如图 4-57 所示，输入 EMI 滤波和整流电路如图 4-58 所示，LED 工作电流与交流输入市电电压的关系曲线如图 4-59 所示^[23]。

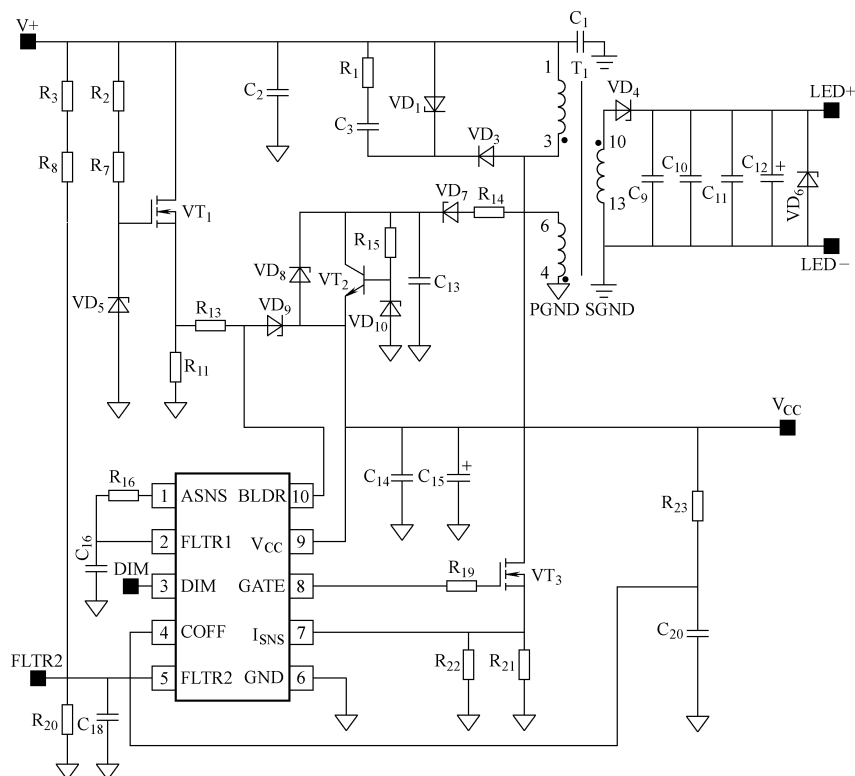


图 4-57 电路工作原理图

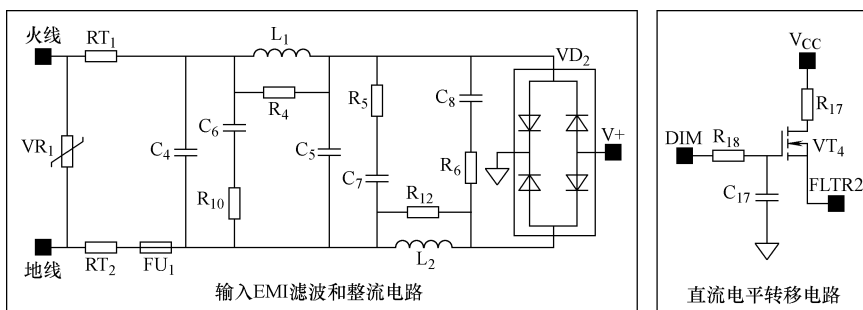


图 4-58 输入 EMI 滤波和整流电路

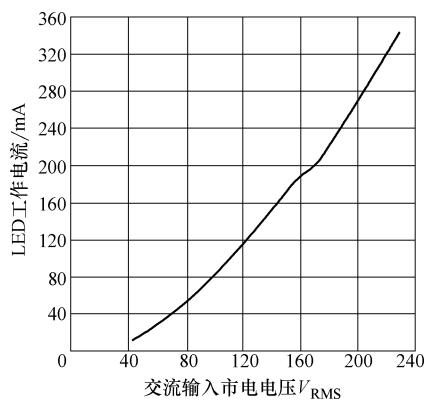


图 4-59 LED 工作电流与交流输入市电电压关系曲线

采用 LM3445 的 8W 隔离变换 LED 驱动电路板元件面如图 4-60 所示，布线面如图 4-61 所示。

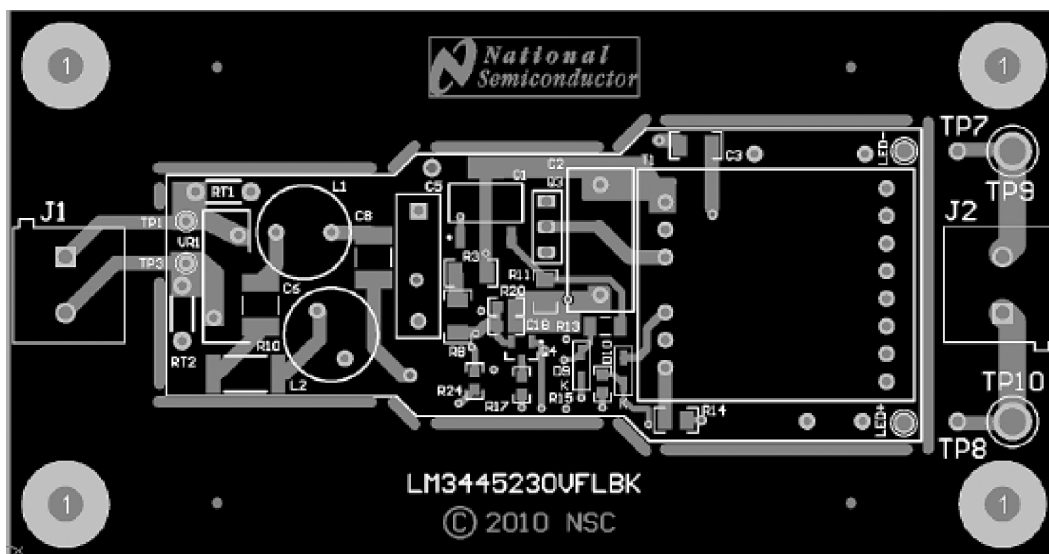


图 4-60 元件面

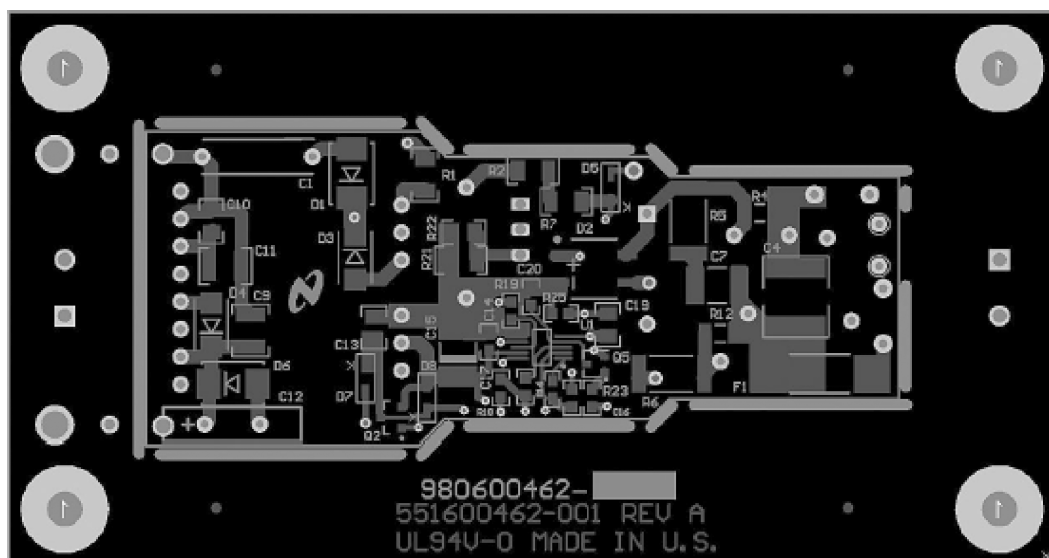


图 4-61 布线面

2. FLTR2 引脚工作原理

如图 4-57 所示，交流输入市电电压的取样值被送到 LM3445 的 FLTR2 引脚，以获得 $PFC > 0.94$ 的效果，并且电路也因此进入图 4-62 所示的恒功率 Flyback 变换工作状态。

通过交流输入市电取样电压注入技术，在没有相控晶闸管调光时 FLTR2 引脚的电压如图 4-63 所示，FLTR2 引脚的峰值电压应低于 1.25V，一旦达到 1.25V 时，电路触发电流限

定控制功能。

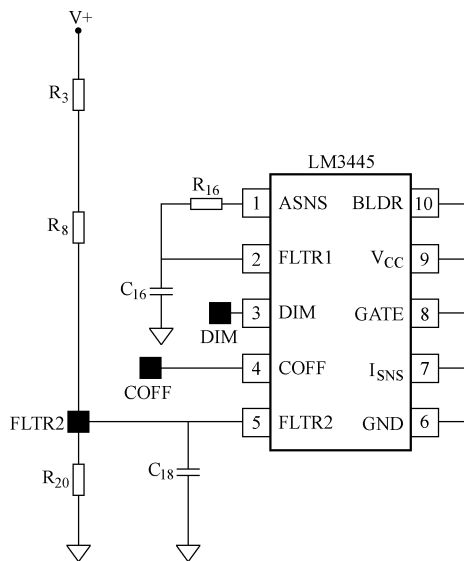


图 4-62 所示的恒功率 Flyback 变换

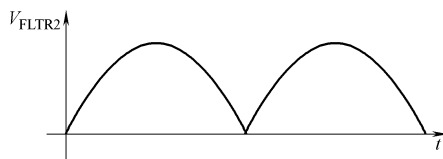


图 4-63 没有相控调光时 FLTR2 引脚的电压波形

4.1.2.3 采用 LM3445 的非隔离变换相控调光 LED 驱动电路

1. 电路工作原理原理图与技术特性

下面介绍采用 LM3445 的非隔离变换 LED 驱动电路，该电路适用于 AC176 ~ 305V 交流输入市电供电电压变化范围，输出平均电流高达 500mA 的相控晶闸管调光应用场合。

电路可用于驱动 8 ~ 16 只串联 LED、工作电流为 350mA 应用场合，电路工作频率为 80kHz。

电路板为 4 层板，底层和顶层用于元器件的焊接，电路板的输出电流、串联 LED 只数和开关工作频率可以根据需要加以调整。适用于各种相控晶闸管调光器，电路功率因数大于 0.94，工作电流可以调节，无调光发光闪烁。

电路可用于相控晶闸管调光、固态照明、工业和商用照明和室内照明等应用场合，其关键技术特性如下：

- 1) 可以多路输出；
- 2) 交流市电电压适应范围为 AC176 ~ 305V。

电路工作原理框图如图 4-64 所示，电路工作效率与交流输入市电电压的关系曲线如图 4-65 所示，电路工作原理图如图 4-66 所示。

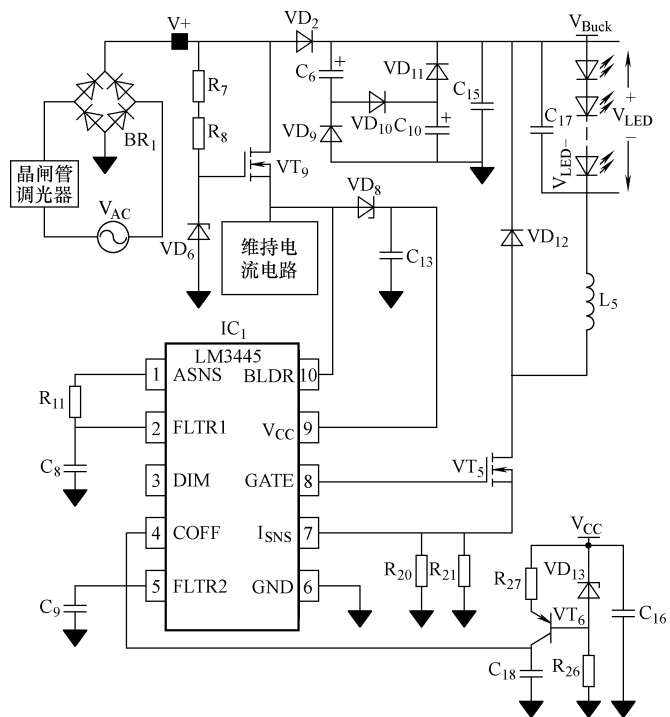


图 4-64 电路工作原理框图

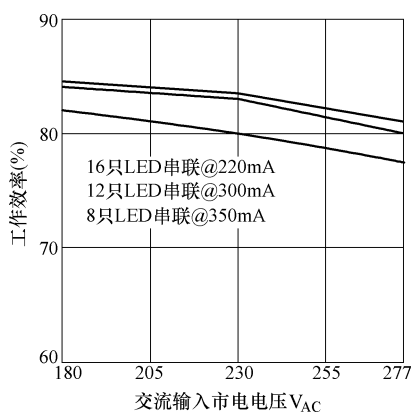


图 4-65 电路工作效率与交流输入市电电压关系曲线

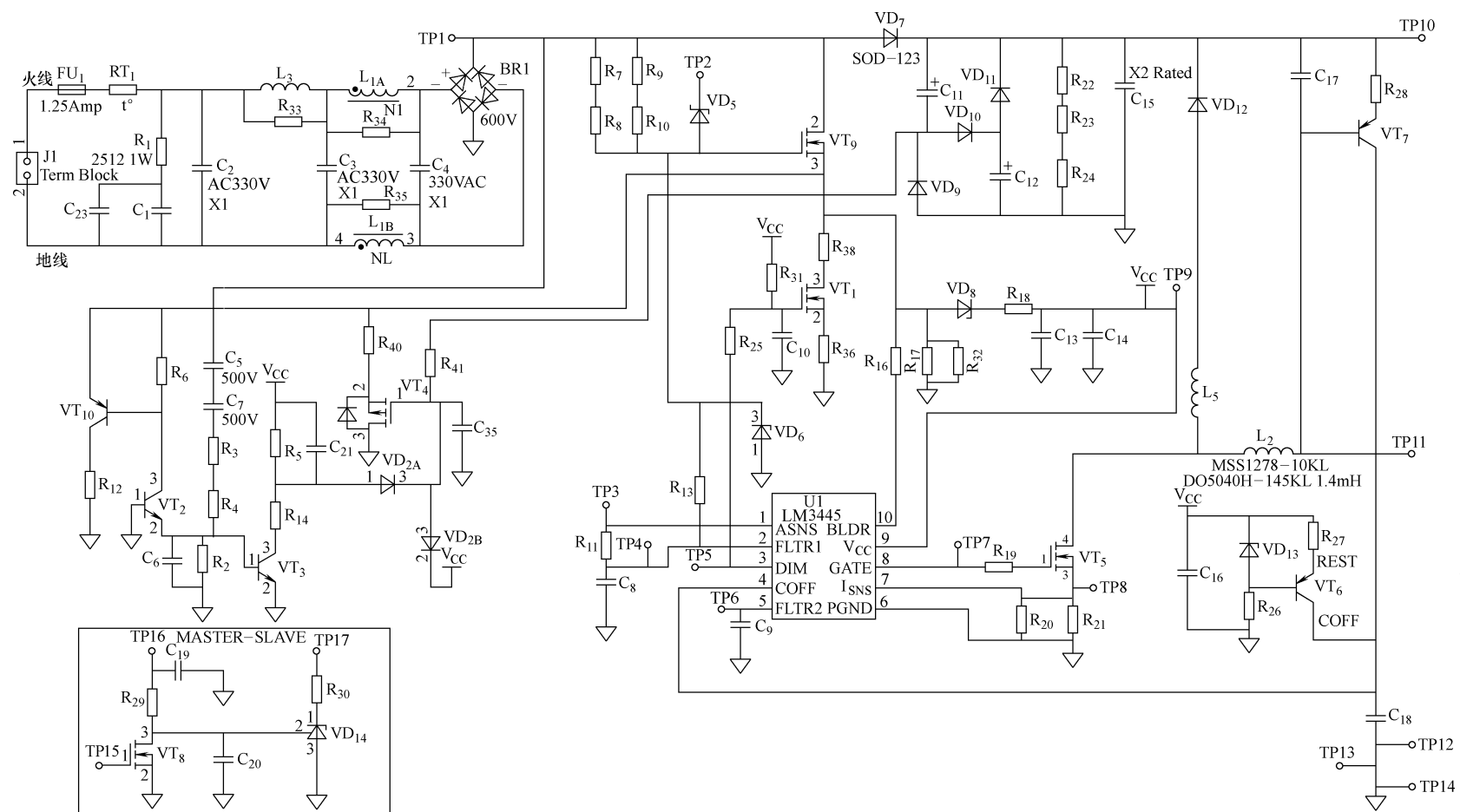


图 4-66 电路图

2. PCB 板图

PCB 的底层和顶层图分别如图 4-67 和图 4-68 所示，电路调光特性曲线如图 4-59 所示^[24]。

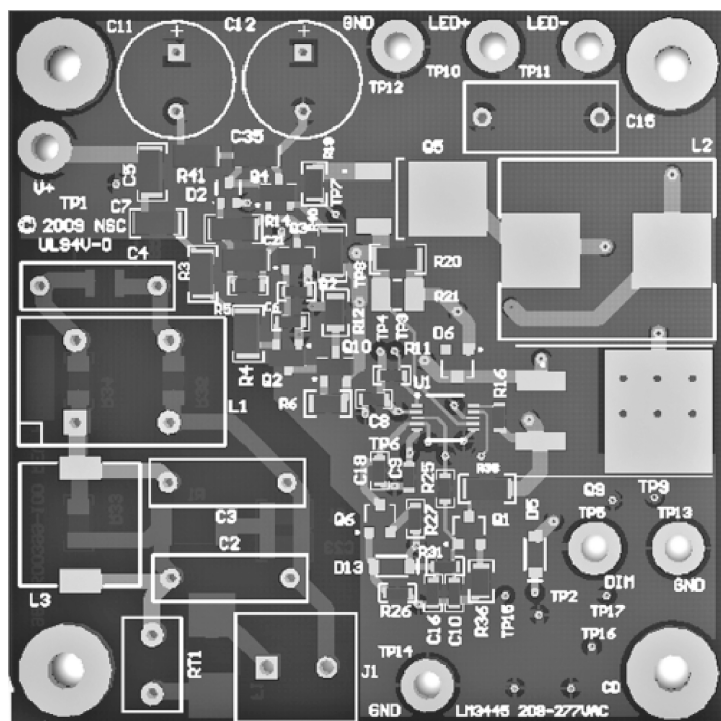


图 4-67 顶层图

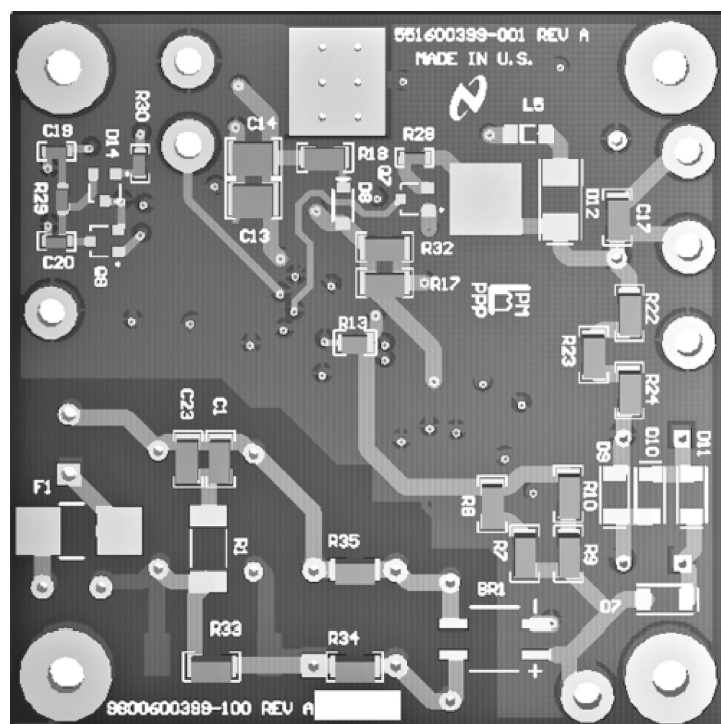


图 4-68 底层图

4.1.3 采用 LM3447 的 LED 相控调光驱动电路

4.1.3.1 LM3447 工作原理

1. LM3447 简介

LM3447 是一款用于相控调光 LED 驱动控制 AC/DC 变换具有 PFC 控制功能的驱动控制器, LM3447 采用一次侧 PFC 控制单级变换控制方法, 电路采用恒频谷底开关, 工作于电流 DCM 工作模式。可以实现在宽交流输入市电电压变化范围和宽温度变化范围 LED 负载功率的稳定控制, 可以改善 LED 的流明输出维持工作特性和维持高的 LED 发光效率, 电路总谐波失真小^[25]。

LM3447 内含相位角检测和相位角译码电路来精确的实现前/后沿相控调光相位角的译码, 内含电流可调节控制电路。LM3447 采用恒定功率调节控制, 随温度升高变化而降低的 LED 正向电压可以通过提升 LED 工作电流来解决, 保持恒定的 LED 负载功率, 这样可以在整个 LED 负载工作温度范围内将工作效率提高 10%。

基于输入电压前馈的一次侧控制技术可以在宽交流输入市电供电电压变化范围内调节稳定 LED 负载的功率, 谷底开关技术可以减小电路的 EMI, 通过外接的负温度系数热敏电阻可以实现热折返式 LED 负载温度保护。具有 LED 负载开路和短路的保护控制功能。逐周期 MOSFET 管的过电流保护, 通过内部突发工作模式下的 812ms 故障定时器电路可以实现电路故障保护和内部热关断保护控制。

LM3447 非常适用于单级隔离 Flyback 变换 AC/DC 变换 5~30W 功率范围的 LED 驱动应用场合, 同时, 经过小的电路修改可用于基于 SEPIC 和 Cuk 变换的 LED 调光 AC/DC 单级变换驱动应用场合。

LM3447 电路实现简单, 使用外围元器件少, 电路板尺寸小。LM3447 为 14 引脚的 TSSOP 封装。适用于 AC120V/230V 交流输入市电供电应用场合。

2. 电路特点

- 1) 50 : 1 调光控制范围;
- 2) LED 负载的热折返保护;
- 3) LED 负载开路和短路保护;
- 4) LED 负载开路和短路保护;
- 5) 采用输入电压前馈控制技术;
- 6) 适用于前/后沿相控调光应用场合;
- 7) 有效的相控调光晶闸管泄放电流控制;
- 8) 恒频电流 DCM 工作模式;
- 9) 谷底开关工作模式可以获得高的工作效率和低的 EMI 辐射;
- 10) 具有 PFC 控制功能, 电路总谐波失真小;
- 11) LED 负载的恒功率控制, 可以补偿在 LED 工作寿命和工作温度变化范围内 LED 负载正向压降的变化。

LM3447 引脚图如图 4-69 所示, 电路工作原理框图如图 4-70 所示, 典型应用电路工作原理图如图 4-71 所示, 引脚功能如表 4-5 所示。

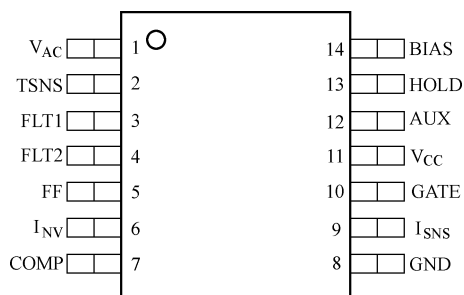


图 4-69 引脚图

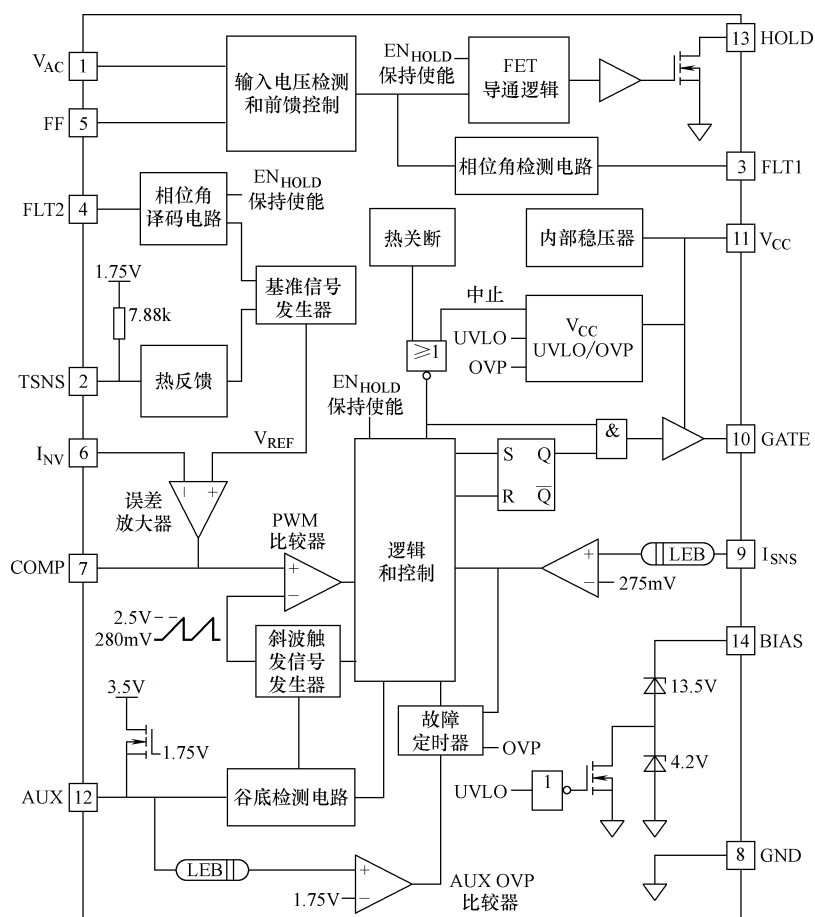


图 4-70 电路工作原理框图

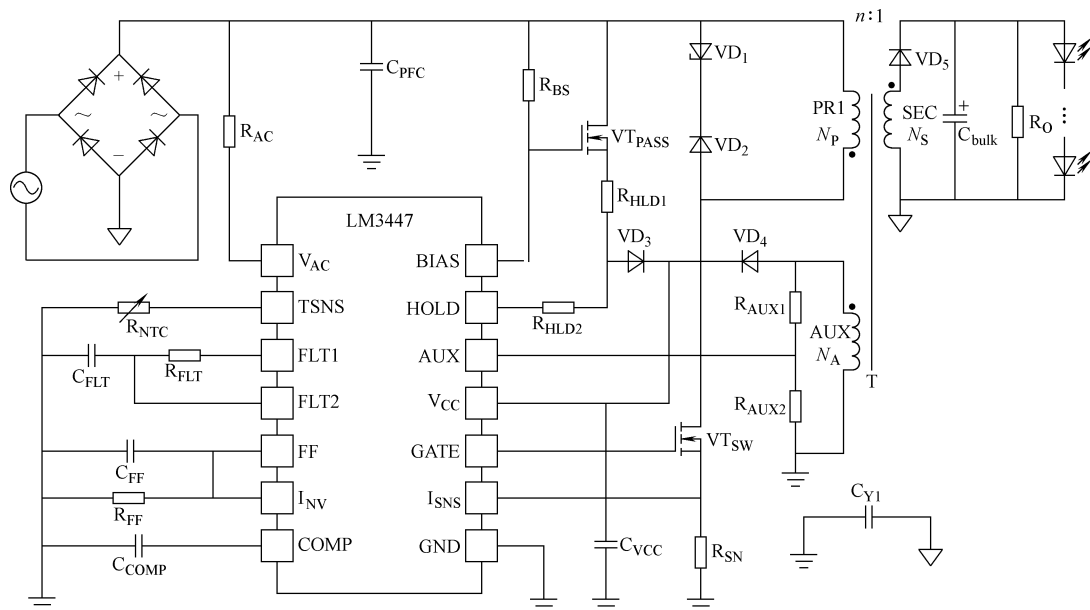


图 4-71 典型初级侧调节控制 Flyback 变换电路工作原理图

表 4-5 引脚功能

引脚号	引脚符号	I/O	引脚功能
①	V_{AC}	I	在正常工作模式下流入该引脚的电流可以设定电路输入功率，使用时该引脚通过一只电阻接到交流输入市电整流输出直流电压
②	TSNS	I	连接该引脚到外接负温度系数热敏电阻可以完成热折返温度保护控制功能
③	FLT1	O	输出相位角检测补偿引脚，使用时连接一只串接电阻到地可以设定低通滤波器带宽
④	FLT2	I	使用时该引脚输出通过一个低通滤波器加到 FLT1 引脚来使能调光控制，并且该引脚是内部调光译码器电路的输入，在非调光应用场合连接该引脚到 TSNS 引脚
⑤	FF	O	使用时连接一个电阻和电容的并联电路到该引脚与地之间，以滤除 2 倍频交流输入市电纹波，该引脚是输入电压前馈电路的输出
⑥	I_{NV}	I	该引脚是内部误差放大器的输入引脚，为实现一次侧功率调节控制功能，使用时需连接该引脚到 FF 引脚，如需完成二次侧电流调节稳定控制，使用时连接该引脚到光耦合器的输出
⑦	COMP	I/O	误差放大器的输出引脚，使用时连接一个电容到地，来设定环路补偿频带宽度
⑧	GND		回路地
⑨	I_{SNS}	I	使用时连接该引脚到开关功率 MOSFET 管的源极实现电流检测，当该引脚电压超过 275mV 的阈值电压时，使能过电流保护控制功能
⑩	GATE	O	外接功率 MOSFET 管栅极驱动输出信号引脚
⑪	V_{CC}		内部预稳压电路输入引脚，使用时连接一只旁路电容到地，通过输出欠电压锁定输出（UVLO）控制可以使能或终止 LM3447 的工作，当 V_{CC} 电压大于 18.9V 时进入过电压保护

(续)

引脚号	引脚符号	I/O	引脚功能
⑫	AUX	I	该引脚用于检测辅助绕组电压和完成谷底开关工作，在关断工作期间如果该引脚的电压大于 1.75V，电路进入过电压保护工作状态
⑬	HOLD		连接一只电阻从预稳压电路的漏极到该引脚，在交流输入市电整流输出电压过零时该引脚灌入电流
⑭	BIAS		使用时连接一只外接预稳压晶体管来使能电路的启动，当 V_{CC} 引脚电压低于欠电压锁定输出（UVLO）阈值电压时，该引脚电位被箝位于 17.7V，当 V_{CC} 电压大于欠电压锁定输出（UVLO）阈值电压时，该引脚电位被箝位于 13.5V

3. 典型应用场合

- 1) 工业和商业 LED 照明等应用场合;
- 2) 可调光 A19、R20、PAR30/38 LED 灯应用场合。

4. LM3447 的 V_{CC} 供电和电路启动

如图 4-72 所示, LM3447 通过外接线性稳压器电路可以实现恒定导通时间工作模式, 通过 BIAS 和 V_{CC} 欠电压锁定输出 (UVLO) 电路可以实现电路启动的时序控制。一旦电路加电, BIAS 电压为 17.7V, 电容 $C_{V_{CC}}$ 通过晶体管 VT_{PASS} 迅速充电, 电阻 R_{HLD1} 用于限制旁路晶体管 VT_{PASS} 允许通过的最大工作电流。在 BIAS 电压达到 13.5V, V_{CC} 电压超过欠电压锁定输出 (UVLO) 的上升阈值电压 10.5V 时, LM3447 开始工作。

在调光工作状态下电容 $C_{V_{CC}}$ 的容量对 V_{CC} 的纹波电压影响较大, 作为尺寸和工作性能的择中考虑, 可以选用 $22 \sim 47 \mu F$ 耐压 $25V$ 的电容, 在低调光控制电平下, 大的 V_{CC} 纹波电压和 $V_{T_{PASS}}$ 阈值电压变化会

影响电路的平滑调光工作特性。外接稳压二极管 VD_{ZBS} 可以和 BIAS 串联以提升 V_{CC} 电压和消除可见的调光不连续性，在大部分调光应用场合，稳压二极管 VD_{ZBS} 推荐使用 1.8 ~ 4.5 V 稳压电压的小功率稳压二极管（200mW）。

当 COMP 引脚电压超过内部的最小 PWM 斜波阈值电压 280mV 时, LM3447 有栅极驱动脉冲输出, 随着输出电压 V_{OUT} 的上升, 通过 Flyback 开关变压器的辅助绕组 N_A 为 LM3447 供电, 一旦 V_{CC} 引脚的电压低于 7.5V, LM3447 进入欠电压锁定输出 (UVLO) 工作状态, 迫使 BIAS 跳变到 17.7V 再开始一个新的启动工作周期。这时 BIAS 引脚的电压不断在 17.7V 和 13.5V 这两个阈值电压之间跳变, V_{CC} 引脚的欠电压锁定输出 (UVLO) 的回滞电压为 3V, 这样可以允许辅助绕组 N_A 有较大的输出电压变化范围。

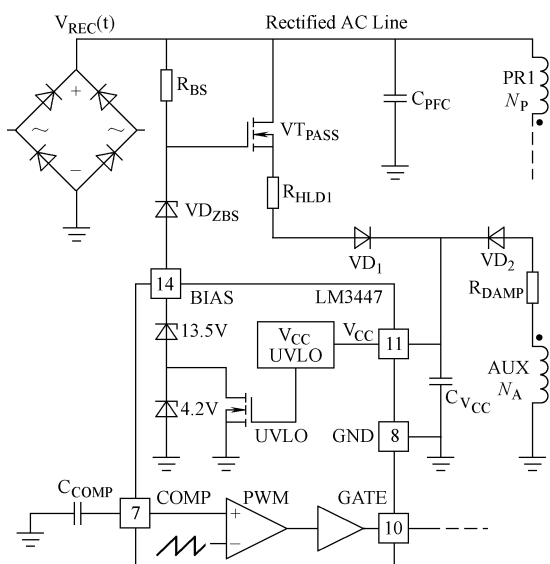


图 4-72 供电电路

在调光工作状态下电路有关工作波形和电路启动工作时序如图 4-73 所示,可以看出相控调光对 V_{BIAS} 、 V_{OUT} 和 V_{CC} 工作特性的影响,外接相控调光器对输入电压的斩波引起输出电压 V_{OUT} 随 LED 工作电流的变化而变化, V_{CC} 跟踪输出电压的变化, V_{BIAS} 的工作特性和外接相控调光电路有关。

在 LM3447 中设有过电压保护功能,以免在故障工作条件下由于 V_{CC} 的电压过高而损坏 LM3447, V_{CC} 电压通过 175mV 回滞电压的上升阈值电压比较器加以监控,一旦检测到过电压工作条件,功率开关管的栅极电位被内部故障定时器拉低 812ms,一旦电路故障消除,故障定时器不工作,电路恢复正常工作。一只可选的和辅助绕组串联的阻尼电阻 R_{DAMP} 可以避免由于 $C_{V_{\text{CC}}}$ 峰值充电电流而引入变压器漏电流和输出过电压保护电路的误触发。根据漏感大小阻尼电阻 R_{DAMP} 的参数可以在 $10 \sim 47\Omega$ 之间选取, V_{CC} 过电压保护工作原理框图如图 4-74 所示。

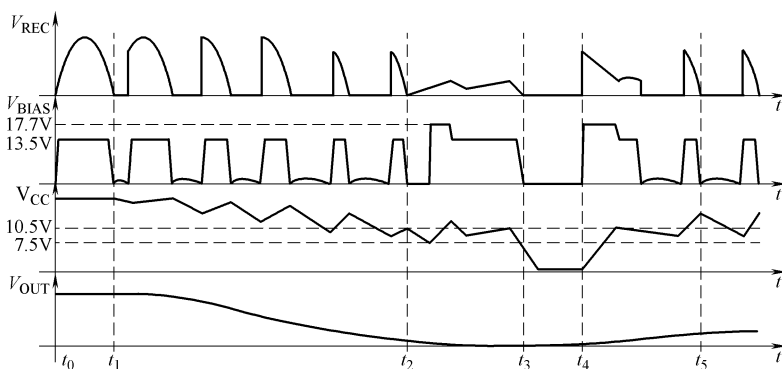


图 4-73 在调光工作状态下电路启动典型工作波形

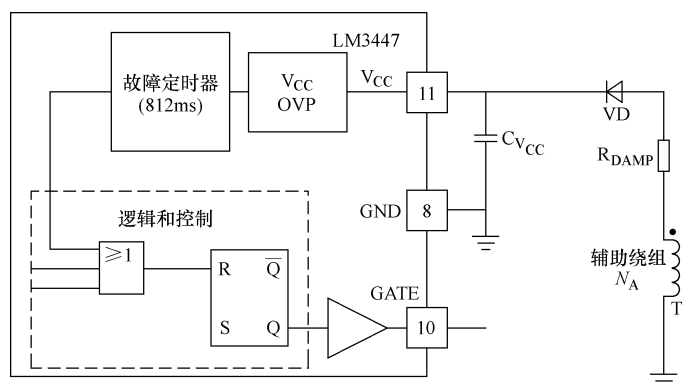


图 4-74 V_{CC} 过电压保护工作原理框图

5. PFC

PFC 有关工作波形如图 4-75a、b 所示。

PFC 电路工作于 DCM 工作模式的 Flyback 变换工作模式,在这种工作模式下, Flyback 变压器一次侧峰值电流 $I_{\text{P(PK)}}$ 可以利用式 (4-66) 式计算,电压 $V_{\text{in}}(t)$ 可以用式 (4-67)

表示。

$$I_{P(PK)} = \frac{V_{REC}(t)}{L_M} DT_s = \frac{\|V_{in}(t)\|}{L_M} DT_s \quad (4-66)$$

$$V_{in}(t) = V_{IN(PK)} \sin\left(\frac{2\pi}{T_L} t\right) \quad (4-67)$$

式 (4-67) 中的 $V_{in}(t)$ 表示输入电压, $V_{REC} = \|V_{in}\|$ 表示交流输入市电整流输出电压, L_M 表示 Flyback 变压器初级绕组电感量, D 表示脉冲占空比, T_s 表示开关工作周期, T_L 表示交流输入市电周期。对恒频开关变换器而言如果脉冲占空比 D 在交流输入市电工作周期内保持恒定, 如图 4-75a 所示, 变换器一次侧峰值电流 I_P 正比于输入直流电压, 如图 4-75b 所示, 通过对一次侧峰值电流的平均可以获得输入电流 I_{IN} , 如式 (4-66) 所示, 这个输入电流 I_{IN} 和交流输入市电同相位, 最终电路功率因数接近于 1。

Flyback 变换 PFC 电路的平均输入功率 $P_{IN(AVG)}$ 是交流输入电压 $V_{in}(t)$ 和交流输入电流 $i_{in}(t)$ 乘积在半周期 $T_L/2$ 内的平均值, 输入电流、输入电压、脉冲占空比 D 、Flyback 开关变压器一次侧电感量 L_M 的关系如式 (4-68) 所示。

$$i_{in}(t) = (I_P)_{TS} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}(t)}{L_M} D^2 T_s \quad (4-68)$$

单级 Flyback 变换 PFC 电路输出功率 P_{OUT} 是变换器工作效率 η_{FLY} 和输入功率 P_{IN} 的函数, 如式 (4-69) 所示。

$$P_{OUT} = \eta_{FLY} \times P_{IN} \quad (4-69)$$

通过 LED 的平均工作电流与 LED 电压 V_{LED} 和 V_{OUT} ($V_{LED} = V_{OUT}$) 关系可以用式 (4-70) 表示。

$$I_{LED(AVG)} = \frac{P_{OUT(AVG)}}{V_{OUT}} = \eta_{FLY} \frac{P_{IN(AVG)}}{V_{OUT}} = \eta_{FLY} \frac{V_{IN(RMS)}^2}{V_{OUT} R_e} \quad (4-70)$$

式 (4-70) 中的 R_e 表示 Flyback 变换器的低频工作特性等效电阻, 由于 PFC 工作原因, 流过 LED 负载的电流中含有 2 倍交流输入市电频率的纹波电流成份, 纹波电流幅度大小和 LED 负载并联的 Flyback 变换器 PFC 输出端连接的储能电容容量有关。

在典型应用场合这个 PFC 输出滤波电容为铝电解电容, 这个铝电解电容可以使这个纹波电流降低到一个可以接受的范围。

6. 输入功率稳定调节和输入电压前馈控制

LM3447 通过控制开关变换器的脉冲占空比 D 可以实现通过 LED 负载电流稳定。

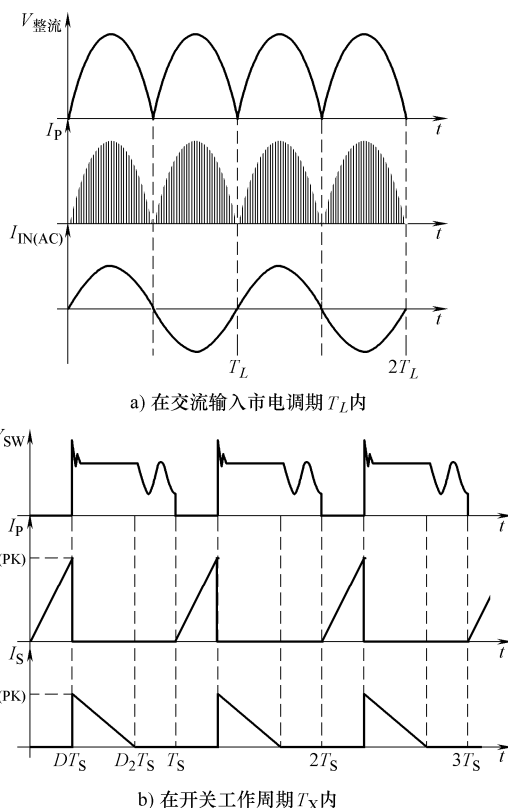


图 4-75 PFC 有关工作波形

LM3447 利用一个 LED 负载串联的电流取样电阻,通过闭环反馈控制实现 LED 负载电流的稳定控制,实用中需在变换器的一次侧、二次侧之间隔离,需用到一个光耦合器。通过前馈控制可以获得很好的源电压稳定性,前馈控制工作原理图如图 4-76 所示,前馈控制信号由电阻 R_{AC} 引入。

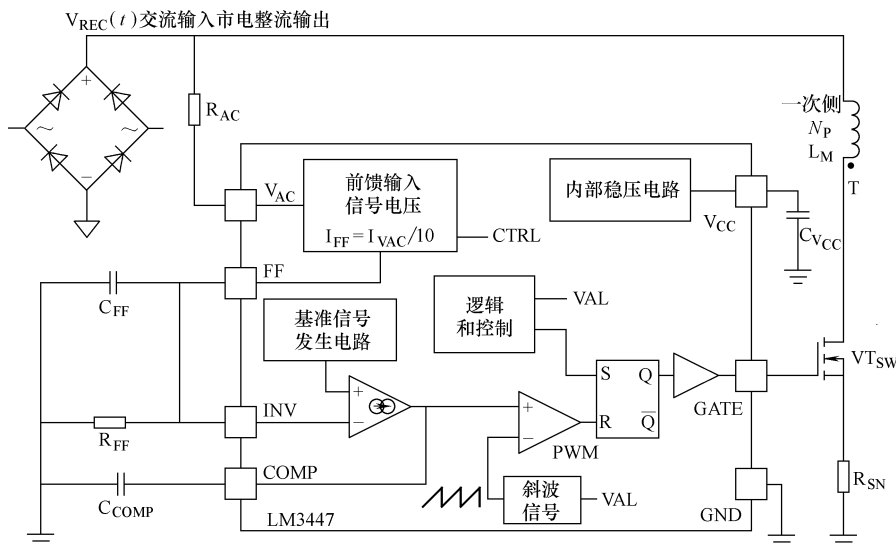


图 4-76 前馈控制工作原理图

如图 4-77 所示,在误差放大器的输出端加一只补偿电容 C_{COMP} 可以获得所需补偿效果,推荐使用容量范围为 $4.7 \sim 10\mu\text{F}$ 的补偿电容,根据功率大小和瞬态响应特性可以获得 $1 \sim 10\text{Hz}$ 的低通滤波带宽。

7. 辅助电路和谷底开关检测

如图 4-77 所示,通过一个电阻分压器 R_{AUX1} 和 R_{AUX2} 使 Flyback 变压器的辅助绕组连接到了 LM3447 的 AUX 引脚,从而实现 MOSFET 管 VT_{SW} 的谷底开关控制,当辅助绕组的电压相对地 GND 变为负时,通过检测流出 AUX 引脚的电流可以实现谷底电平检测,通过内部电路这个电压被箝位在 100mV ,以避免在负电压期间辅助绕组电压对 LM3447 造成损坏,图 4-78 表示有关工作波形。

如图 4-76 所示,电感 L_M 、内部基准电压 V_{REF} 、开关工作频率 f_s 、前馈电路的增益 G_{FF} 、电阻 R_{FF} 、 R_{AC} 和基准功率电平 P_{IN} 的关系如式 (4-71) 所示。

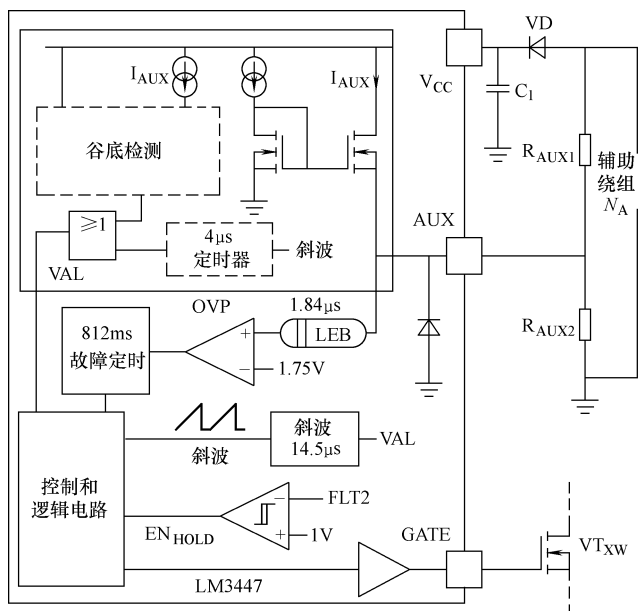


图 4-77 辅助电路工作原理图

$$\frac{R_{FF}}{R_{AC}} = \frac{\pi}{4} \times \frac{G_{FF} \times V_{REF}}{\sqrt{L_M \times P_{IN} \times f_S}} \quad (4-71)$$

为确保电感 L_M 中储存的磁能在每个开关工作周期内被退磁, 确保在基准功率电平 P_{IN} 下, 在整个交流输入电压变化范围内电路工作于 DCM 工作模式, 基于以上条件, Flyback 变压器一次绕组电感量 L_M 可以利用式 (4-72) 计算。

$$L_M \leq \frac{V_{REF}}{4P_{IN} \times f_S \left(\frac{1}{n \times V_{OUT}} + \frac{1}{V_{REC(PK, MIN)}} \right)^2} \quad (4-72)$$

式中, n 表示反激变压器的一次侧、二次侧的匝数比, $V_{OUT} = V_{LED}$, 表示 LED 负载上的电压, $V_{REC(PK, MIN)}$ 表示 Flyback 变换器的最低输入整流直流电压, 如图 4-76 所示基准电压 $V_{REF} = 1V$, Flyback 变换器前馈增益 $G_{FF} = 10$, 为使电路可靠工作, 考虑到生产的误差, Flyback 变压器一次绕组电感量 L_M 误差需控制在 $\pm(2\% \sim 10\%)$ 范围内。

电阻 R_{FF} 需并联一只小容量的电容, 形成一个低通滤波器来衰减 2 倍交流输入市电的纹波电流, 推荐滤波器的极点频率为 $10 \sim 12Hz$, 以对 2 倍交流输入市电纹波电流产生 20dB 的衰减。

在开关功率 MOSFET 管 (VT_{SW}) 导通时, 内部的一个 $14.5\mu s$ 定时器开始工作, 这个 $14.5\mu s$ 的定时器由内部斜坡信号发生器的上升时间加以设定, 如果检测到了谷底开关信号或定时器定时 $4\mu s$ ($t_{AUX(TO)}$) 时间到信号, 功率 MOSFET 管又开始下一个开关工作周期, 在斜坡信号幅度开始下降时锁定定时器立即开始工作, 从而决定电路最低开关工作频率。

功率开关管工作波形的实际谷底 (第一个、第二个) 和半周期内的交流输入市电整流输出的电压值有关。结果, 在谷底信号和斜坡信号工作期内 AUX 引脚的检测灵敏度有所提高, 可以看到在两个相邻谷底点之间开关点是在随机变化, 从而致使开关工作周期不固定, 致使在相控调光工作状态电路的纹波加大。

如图 4-79 所示, 在检测外部相控调光器开始的固定斜坡电压期间, 开关电路不是工作于谷底开关工作状态, 而是工作在硬开关工作状态。谷底开关工作状态由 FLT2 引脚的输入信号加以控制, 当 V_{FLT2} 的电压低于 $1V$ 时不工作于谷底开关工作状态, 当高于 $1.2V$ 时进入谷底开关工作状态, $200mV$ 回滞电压是为了改善电路的抗干扰工作能力。

AUX 引脚第二个功能是由于 LED 负载开路时设定电路输出过电压保护阈值电压, 通过辅助绕组可以检测输出电压的大小。在经过 $1.84\mu s$ 固定时间延迟后, 通过 GATE 驱动信号的下降沿可以对输出电压取样, 消隐电路前沿信号有助于抑制变压器漏感而引起的瞬态电压, 从而避免输出过电压误保护。当 AUX 引脚的电压大于内部阈值电压 $V_{AUX(OVP)}$ ($1.75V$) 时电路进入故障工作状态, 在输出过电压保护工作状态, 在重新进入启动工作状态前电路关断 $812ms$, 在故障工作状态下, 补偿电容 (C_{COMP}) 放电, 控制环路不工作, 一旦电路故障消失, 控制回路又重新开始正常工作。

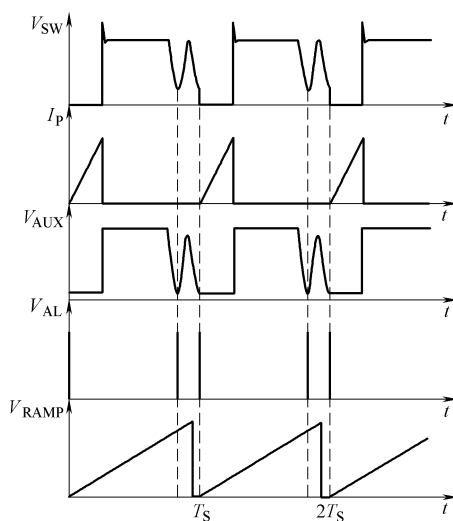


图 4-78 谷底开关波形

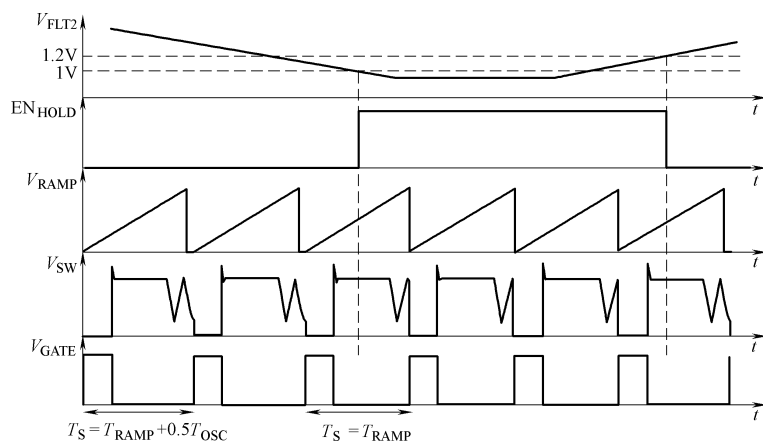


图 4-79 谷底开关工作和不工作有关波形

电阻 R_{AUX1} 和 R_{AUX2} 参数决定电路的工作性能, 电阻 R_{AUX1} 还可以在最大输入电压和给定 Flyback 变压器一次、二次绕组匝数比的情况下, 使 AUX 引脚的最大电流不超过 $200\mu\text{A}$, 电阻 R_{AUX1} 的计算如式 (4-73) 所示。

$$R_{AUX1} = \frac{N_A}{N_P} \times \frac{V_{REC(PK,MAX)}}{200 \times 10^{-6}} \quad (4-73)$$

如式 (4-74) 所示, 电阻 R_{AUX2} 可用于在给定 Flyback 变压器二次绕组和辅助绕组之间匝数比情况下设定输出过电压保护的阈值电压。

$$R_{AUX2} = \left(\frac{1.75}{\frac{N_A}{N_S} \times V_{OUT(OVP)} - 1.75} \right) \times R_{AUX1} \quad (4-74)$$

合理选择变压器一次绕组与辅助绕组之间的匝数比可以确保在 V_{CC} 过电压前 $V_{AUX(OVP)}$ 被可靠触发。

8. 电流监测和过电流保护

电流检测电路工作原理图如图 4-80 所示。

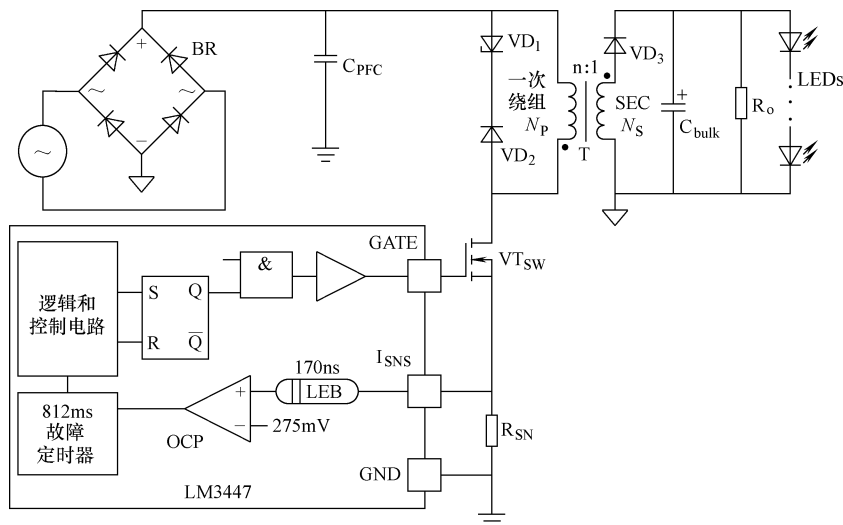


图 4-80 电流检测电路工作原理图

又被送到 FLT1 引脚, LM3447 内部的相控晶闸管导通角译码电路译码这个相控信号, 相控晶闸管导通阈值电压 $V_{\text{ADET(TH)}}$ 可以避免 EMI 滤波电容干扰相控调光电路的正常工作, 如式 (4-76) 所示, 通过电阻 R_{AC} 可以设定阈值电压 $V_{\text{ADET(TH)}}$ 。

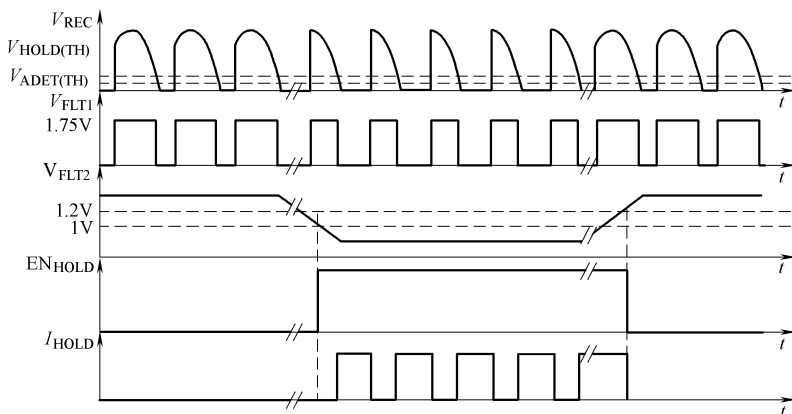


图 4-82 相位角检测和维持电流保持电路工作波形图

$$R_{\text{AC}} = \frac{V_{\text{ADET}}}{I_{\text{VAC(相位角)}}} = \frac{V_{\text{ADET}}}{66 \times 10^{-6}} \quad (4-76)$$

为获得很好的控制效果, 阈值电压 $V_{\text{ADET(TH)}}$ 设定原则如下。

- 1) 对 AC120V 交流输入市电供电应用场合, 阈值电压 $V_{\text{ADET(TH)}}$ 取值范围为 25 ~ 40V;
- 2) 对 AC230V 交流输入市电供电应用场合, 阈值电压 $V_{\text{ADET(TH)}}$ 取值范围为 50 ~ 80V。

电阻 R_{AC} 在最坏的工作条件下用于限制流入 V_{AC} 引脚的电流, 电阻 R_{AC} 参数的选取应考虑到相位角检测、 V_{ADET} 、流入 V_{AC} 引脚的电流 I_{VAC} 等因素。

10. 泄放电流保持电路

为获得电路的高工作效率, 泄放电流保持电路仅在 FLT2 引脚检测到了有外部相控调光器工作的情况和 V_{FLT2} 引脚电压低于 1V 时才会开始工作, 当 V_{FLT2} 引脚电压高于 1.2V 时, 泄放电流保持电路停止工作。通过内部基准电压为 400mV (高于相位角检测电路的基准电压) 的比较器电路可以在相位角检测电路阈值电压 $V_{\text{ADET(TH)}}$ 前提供泄放电流, 相控晶闸管维持电路有关工作波形如图 4-82 所示, 相控晶闸管泄放电流阈值电压 $V_{\text{HOLD(TH)}}$ 可以利用式 (4-77) 计算。

$$V_{\text{HOLD(TH)}} = R_{\text{AC}} \times I_{\text{VAC(HOLD)}} = 95 \times 10^{-6} \times R_{\text{AC}} \quad (4-77)$$

泄放电流 I_{HOLD} 值和 BIAS 引脚电压和电阻 R_{HOLD1} 和 R_{HOLD2} 的参数有关, 如式 (4-78) 所示。

$$I_{\text{HOLD}} = \frac{13.5 - V_{\text{GS(PASS)}}}{(R_{\text{HOLD1}} + R_{\text{HOLD2}})} \quad (4-78)$$

在选择泄放电流大小时, 需注意考虑在最坏工作条件下旁路晶体管的平均功耗和结温, 泄放电流需考虑旁路晶体管的有关安全工作参数和 LM3447 的最大额定工作电流 (70mA), 为获得最佳工作性能, 泄放电流可在 5 ~ 20mA 之间取值, 接至 R_{HOLD2} 与地 GND 引脚之间电容 C_{HOLD} 的取值范围为 2.2 ~ 10μF, 以限制由于泄放电流突变而引入输入电流的变化率 (如图 4-81 所示), 避免相控晶闸管调光器在低调光平时误触发。

11. 相位角译码和相控调光电路

LM3447 内部的线性译码电路把检测到的相控晶闸管导通角信息转换为内部调光控制信号 V_{DIM} ，在 FLT1 引脚这个导通角信息被转换为 PWM 信号输出，然后这个 PWM 信号通过外部由电阻 R_{FLT} 和电容 C_{FLT} 组成的低通滤波器滤波，通过这个低通滤波器滤除 2 倍交流输入市电频率的纹波信号，最终 FLT2 引脚的模拟信号通过线性电路再变换为调光控制命令，FLT2 输入信号 V_{FLT2} 和调光控制命令 V_{DIM} 之间的关系如图 4-83 所示。

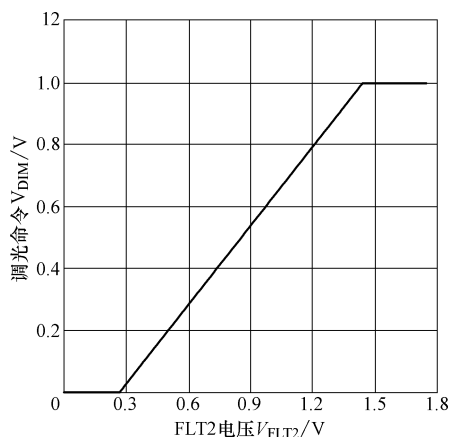


图 4-83 V_{FLT2} 和 V_{DIM} 的关系曲线

调光命令 V_{DIM} 的工作状态为，对应 V_{FLT2} 引脚的 1.75 ~ 1.45V 电压变化范围（对应的晶闸管导通角范围为 $180^\circ \sim 150^\circ$ ）， V_{DIM} 保持恒定的 1V 电压。增益为 0.877，对应 V_{FLT2} 引脚的 280mV ~ 1.45V 线性电压变化（对应相控晶闸管导通角范围为 $150^\circ \sim 30^\circ$ ）。当 V_{FLT2} 引脚电压低于 280mV 时对应相控晶闸管的导通角小于 30° ，在 V_{FLT2} 引脚电压 13mV 时电路饱和。

调光译码电路的工作特性应和外接相控调光器电路的非线性功率特性相匹配，从而改善反激 PFC 电路的工作适应性。在正常工作条件下调光控制命令 V_{DIM} 被转换为基准电压 V_{REF} ，这里 $V_{DIM} = V_{REF}$ ，随调光控制命令变化，通过前馈控制电路对应基准电压 V_{REF} 的调节控制，输入功率也发生相应变化，实现基于相控晶闸管导通角变化对输入功率和 LED 工作电流的调节控制。通过 LM3447 内部相位角译码电路和前馈控制电路的控制作用，电路可以在大于 50 : 1 调光控制范围的调光工作状态下，实现电路平滑、无发光闪烁的调光控制。

12. 热折返控制电路

为避免电路工作于极端工作环境下 LED 负载和电路的损坏，电路有必要加热保护电路，如图 4-84 所示，LM3447 中的热折返电路通过基于散热器温度与输出功率之间关系来限定 LED 负载的最大工作温度，利用一只连接于 TSNS 和 GND 引脚之间的外接负温度系数热敏电阻 R_{NTC} 可以实现 LED 负载工作温度的检测，工作原理如图 4-84a 所示，当 TSNS 引脚的电压低于 1V 的热折返阈值电压 $V_{TSNS(TH)}$ 时，热保护电路动作，根据图 4-84b 所示热折返输出电压 V_{TFB} 和输出功率关系可以调节输出功率的大小。由内部 7.88k Ω 上拉电阻、TSNS 引脚基准电压 $V_{TSNS(REF)}$ 和热保护电阻值 $R_{NTC(BK)}$ 决定电路是否进入热保护，热保护电阻 $R_{NTC(BK)}$ 值计算如式 (4-79) 所示。

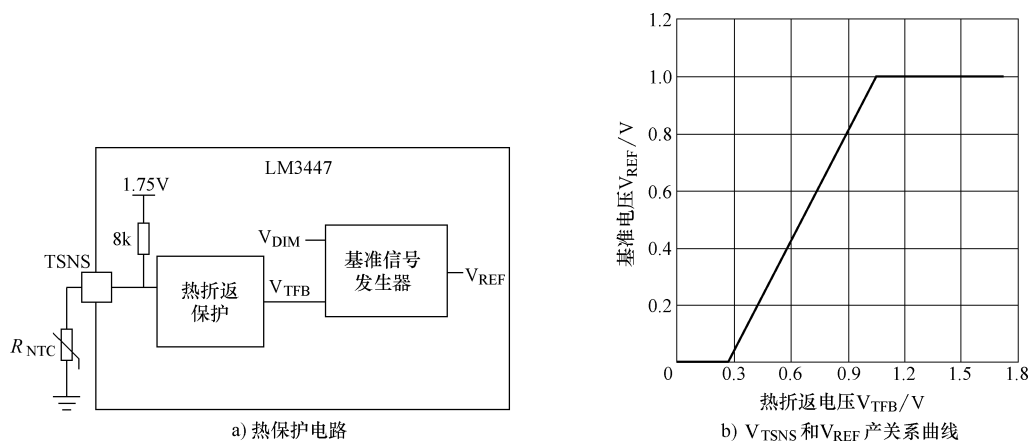


图 4-84 热折返工作特性曲线

$$R_{NTC} = \frac{7.88k\Omega}{V_{TSNS(REF)} - V_{TSNS(TH)}} \quad (4-79)$$

温度控制点 T_{BK} 和热敏电阻 R_{NTC} 的非线性系数 β 值的关系如式 (4-80) 所示。

$$R_{NTC(T_0)} = \frac{R_{NTC(BK)}}{\exp\left[\beta\left(\frac{1}{T_{BK}} - \frac{1}{T_0}\right)\right]} \quad (4-80)$$

式 (4-80) 中, T_0 表示室内温度, 单位为开尔文 (K); $R_{NTC(T_0)}$ 表示热敏电阻 NTC 的室内温度电阻值, 通过合理选择热敏电阻的电阻 (100 ~ 220k Ω) 和 β 值 (3500 ~ 4500K), 可以设定温度控制范围为 70 $^{\circ}\text{C}$ (343K) ~ 90 $^{\circ}\text{C}$ (363K)。

13. Buck 输出电容 C_{Buck}

Buck 输出电容 C_{Buck} 有利于交流输入市电过零时电路储存能量和平滑加到负载上的直流电压, 输出电容 C_{Buck} 的参数可以利用式 (4-81) 计算。

$$C_{Buck} \geq \frac{P_{IN}}{2\pi \times f_L \times R_{LED} \times V_{OUT} \times I_{LED(RIP)}} \quad (4-81)$$

式 (4-81) 中, R_{LED} 表示 LED 负载串的动态电阻, $I_{LED(RIP)}$ 表示流经 LED 负载串的平均峰值纹波电流, f_L 表示交流输入市电频率。在典型应用场合, 如对电路板体积有所要求, 应仔细选择输出 Buck 电容。如选用电解电容, 需对最坏的电容纹波电流、输出电压、工作温度和电容生产厂商推荐的降额因子等因素综合考虑, 以获得预期工作寿命。还需注意的是, 当电路断电时, PFC 输出回路应为电源供电关断或 LED 负载回路开路的情况下为电容提供放电回路, 为获得较好的放电工作特性, 放电电阻 R_0 推荐使用 20k Ω (如图 4-80 中所示的电阻 R_0)。

14. 有关技术参数计算

(1) 输入功率 P_{IN} 计算

$$P_{IN} = \frac{V_{OUT} \times I_{LED}}{\eta_{FLY}} \quad (4-82)$$

式 (4-82) 中, $V_{OUT} = V_{LED}$ 是 LED 负载串的典型工作电压, I_{LED} 是 LED 负载平均工作电流, $\eta_{TOT} = \eta_{EMI} \times \eta_{FLY}$, η_{TOT} 表示 LED 驱动电路的总工作效率, η_{EMI} 表示 EMI 输入滤波器的工

作效率, η_{FLY} 表示 Flyback 变换 PFC 电路的工作效率。

(2) Flyback PFC 变换器电路的最大允许工作脉冲占空比 D_{MAX}

$$0.4 < D_{\text{MAX}} < 0.5$$

式中, D_{MAX} 是 Flyback PFC 变换器电路的最大允许工作脉冲占空比。

(3) Flyback 变压器匝数比 n 的计算

$$n = \frac{D_{\text{MAX}} \times V_{\text{REC(PK,MIN)}}}{1 - D_{\text{MAX}} \times V_{\text{OUT}}} \quad (4-83)$$

$$V_{\text{SW}} = n \times V_{\text{OUT}} + V_{\text{REC(PK,MAX)}} + V_{\text{OS}}$$

$V_{\text{SW}} <$ 功率开关管 (VT_1) 的最大击穿电压。

式 (4-83) 中, n 是变压器的匝数比; V_{SW} 是功率 MOSFET 管上的漏源极电压; $V_{\text{IN(RMS,MIN)}}$ 是交流输入市电的最低电压有效值; $V_{\text{IN(RMS,MAX)}}$ 是交流输入市电的最大电压有效值; V_{OS} 是由于 Flyback PFC 变压器漏感引入的过冲电压; $V_{\text{REC(PK,MIN)}}$ 是交流输入市电整流输出的最小峰值电压; $V_{\text{REC(PK,MAX)}}$ 是交流输入市电整流输出的最大峰值电压。

(4) Flyback 变压器一次绕组电感量 L_{M} 计算

L_{M} Flyback 变压器一次绕组电感量可以利用式 (4-84) 计算。

$$L_{\text{M}} \leq \frac{V_{\text{REF}}}{4 \times P_{\text{IN}} \times f_{\text{S}} \left(\frac{1}{n \times V_{\text{OUT}}} + \frac{1}{V_{\text{REC(PK,MIN)}}} \right)^2} \quad (4-84)$$

式 (4-84) 中, V_{REF} 是内部基准电压, $V_{\text{REF}} = 1\text{V}$; f_{S} 是固定开关工作频率, $f_{\text{S}} = 70\text{kHz}$ 。

(5) $I_{\text{P(PK,MAX)}}$

$$I_{\text{P(PK,MAX)}} = 2 \sqrt{\frac{P_{\text{IN}} \times T_{\text{S}}}{L_{\text{M}}}} \quad (4-85)$$

式 (4-85) 中, T_{S} 是开关工作周期, $T_{\text{S}} = \frac{1}{f_{\text{S}}}$ 。

(6) Flyback 变压器的设计

1) Flyback 变压器磁心选用 (可以选用 EE, PQ, RM 型号磁心);

2) Flyback 变压器骨架选用 (UL 级 B 或 F 级);

$n = N_{\text{P}}$; N_{S} 表示 Flyback 变压器一次侧、二次侧匝数比, 有式 (4-86) 成立。

$$N_{\text{P}} = \frac{V_{\text{CC}}}{V_{\text{OUT}}} \times N_{\text{S}} \quad (4-86)$$

Flyback 变压器磁心的 $B_{\text{MAX}} < 0.3\text{T}$, B_{MAX} 表示 Flyback 变压器磁心对应 $I_{\text{P(PK,MAX)}}$ 的最大工作磁通密度。

(7) 电阻 R_{AC} 的选用

$$R_{\text{AC}} = \frac{V_{\text{ADET}}}{I_{\text{VAC(相控角)}}} \quad (4-87)$$

式 (4-87) 中, V_{ADET} 是和相控角对应的检测控制电压。 $I_{\text{VAC(相控角)}}$ 是相控角对应的控制电流。

1) 对应 AC120V 交流输入市电供电为 25 ~ 40V;

2) 对应 AC230V 交流输入市电供电为 50 ~ 80V;

(8) 电阻 R_{FF} 的选用

$$R_{FF} = \frac{\pi}{4} \times \frac{G_{FF} \times V_{REF}}{\sqrt{L_M \times P_{IN} \times f_S}} \times R_{AC} \quad (4-88)$$

式 (4-88) 中, G_{FF} 是前馈电路增益, 这里 $G_{FF} = 10$ 。

(9) 电容 C_{FF} 的选用

$$C_{FF} \leq \frac{1}{2\pi \times (10\text{Hz} - 12\text{Hz}) \times R_{FF}} \quad (4-89)$$

(10) 电容 C_{COMP} 的选用

$$4.7\mu\text{F} \leq C_{COMP} \leq 10\mu\text{F}$$

(11) 功率管 VT_{PASS} 和电阻 R_{HOLD1} 的选用

$$V_{DS(PASS)} = 1.2 V_{REC(PK,MAX)} \quad (4-90)$$

$$R_{HOLD1} = \frac{V_{BIAS(HIG)} - V_{GS(PASS)}}{I_{SOA(PASS)}} \quad (4-91)$$

式中, $V_{GS(PASS)}$ 是旁路晶体管 VT_{PASS} 栅源极之间能承受的电压; $I_{SOA(PASS)}$ 是基于安全区工作特性旁路晶体管 VT_{PASS} 能通过的最大电流。

(12) 电阻 R_{BS} 的选用

$$R_{BS} = \frac{V_{REC(PK,MAX)}}{I_{BIAS}} \quad (4-92)$$

式中, I_{BIAS} 是 BIAS 引脚的电流, $I_{BIAS} \leq 500\mu\text{A}$ 。

(13) 电阻 R_{AUX1} 和 R_{AUX2} 的选用

$$R_{AUX1} = \frac{N_A}{N_P} \times \frac{V_{REC(PK,MAX)}}{200 \times 10^{-6}} \quad (4-93)$$

$$R_{AUX2} = \left(\frac{1.75}{\frac{N_A}{N_S} \times V_{OUT(OVP)} - 1.75} \right) \times R_{AUX1} \quad (4-94)$$

式中, $V_{OUT(OVP)}$ 是在输出过电压保护工作条件下的最大输出电压。

(14) 电阻 R_{SN} 的选用

$$R_{SN} = \frac{275 \times 10^{-3}}{2 \times I_{P(PK,MAX)}} \quad (4-95)$$

(15) 电阻 R_{FLT} 和电容 C_{FLT} 的选用

$$R_{FLT} = 280 \text{ k}\Omega, C_{FLT} = 0.1\mu\text{F}。$$

(16) 电阻 R_{HOLD} 的选用

$$R_{HOLD2} = \frac{13.5 - V_{GS(PASS)}}{I_{HOLD}} - R_{HOLD1} \quad (4-96)$$

式中, I_{HOLD} 表示流过外接相控调光器的泄放电流。

(17) 热敏电阻 R_{NTC} 的选用

$$R_{NTC(T_0)} = \frac{R_{NTC(BK)}}{\exp\left[\beta\left(\frac{1}{T_{BK}} - \frac{1}{T_0}\right)\right]} \quad (4-97)$$

式中, T_0 是室温, 单位为开尔文 (K); T_{BK} 是断点温度, 单位为开尔文 (K); $R_{NTC(T_0)}$ 是室

温下的热敏电阻标称值； $R_{\text{NTC(BK)}} = 10.5\text{k}\Omega$ ，是固定的断点电阻； β 是热敏电阻生产厂商给出的电阻特征系数。

(18) C_{bulk}, R_0

$$C_{\text{bulk}} \leq \frac{P_{\text{IN}}}{2\pi \times f_L \times R_{\text{LED}} \times V_{\text{OUT}} \times I_{\text{LED(RIP)}}} \quad (4-98)$$

式中， $I_{\text{LED(RIP)}}$ 是流经 LED 负载的 2 倍交流输入市电工作频率纹波电流平均值， R_{LED} 是 LED 负载串的动态电阻值， f_L 是交流输入市电工作频率， $R_0 = 20\text{k}\Omega$ 为推荐的输出泄放电阻值。

4.1.3.2 采用 LM3447 的 A19-AC230V 的典型应用

1. 电路特点

该电路是一款采用 LM3447 的 10W，AC230V 交流市电输入的隔离相控调光 LED 驱动电路，工作于一次侧调节控制方式，具有 PFC 控制功能，可用于 A19 和 R27 的 LED 灯照明相控调光应用场合，兼容前后沿相控调光应用，电路采用恒频谷底开关工作模式，工作于电流 DCM 工作模式^[26]。

2. 典型应用场合

- 1) A19 的 LED 灯；
- 2) R27 的 LED 灯。

3. 技术特点

- 1) 恒功率控制；
- 2) 热折返控制；
- 3) 谷底开关工作模式；
- 4) 具有 PFC 控制功能；
- 5) 50 : 1 调光控制范围；
- 6) LED 负载短路和开路检测保护；
- 7) 高效的相控晶闸管泄放电流控制；
- 8) 恒频电流 DCM 工作模式。

4. 电性能指标

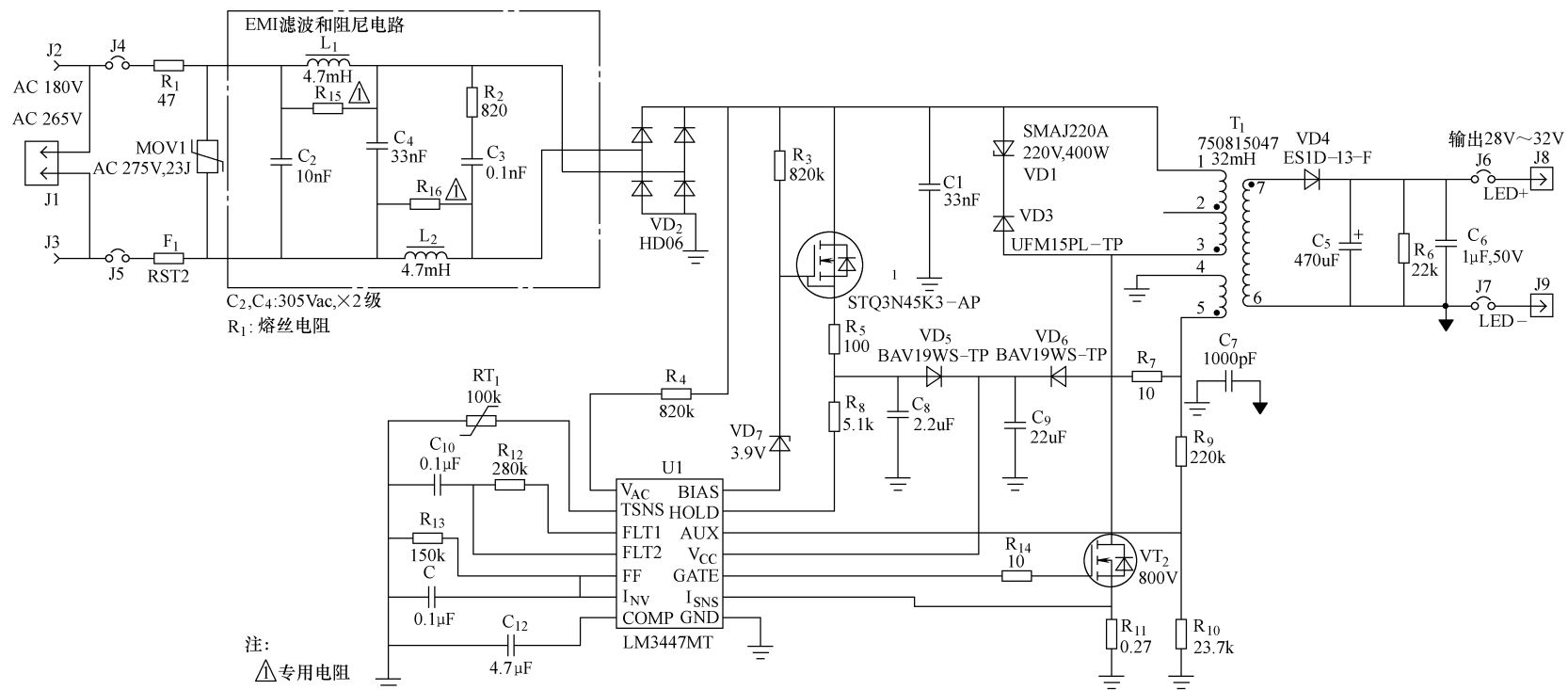
- 1) 开关工作频率：75kHz；
- 2) 功率因数典型值：0.98；
- 3) 工作效率典型值：82%；
- 4) 输出电流范围：240 ~ 310mA；
- 5) 交流输入市电电压适应范围：AC190 ~ 265V；
- 6) 输出电流纹波：AC230V 输入工作条件下典型值 100mA_{p-p}；
- 7) 输出电压范围：对 9 ~ 10 只 LED 负载应用场合，输出直流电压范围 DC28 ~ 32V。

5. 电路工作原理图

电路工作原理图如图 4-85 所示。

6. 有关电路板图

电路板顶视图如图 4-86 所示，电路板底视图如图 4-87 所示。元件组装图顶视图如图 4-88 所示，底面组装图如图 4-89 所示。



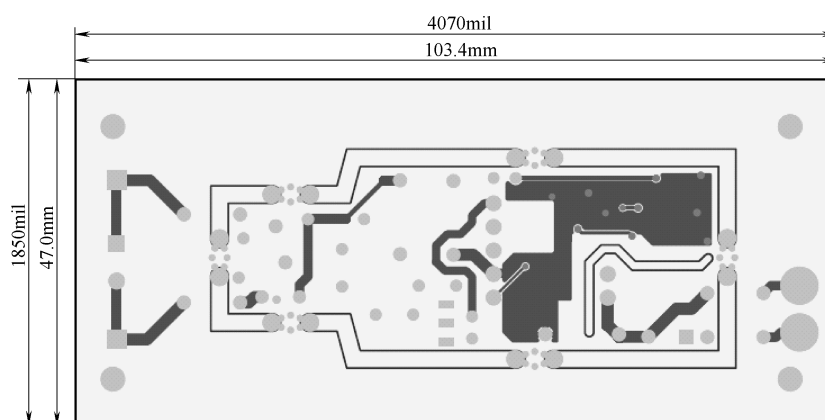


图4-86 电路板顶视图

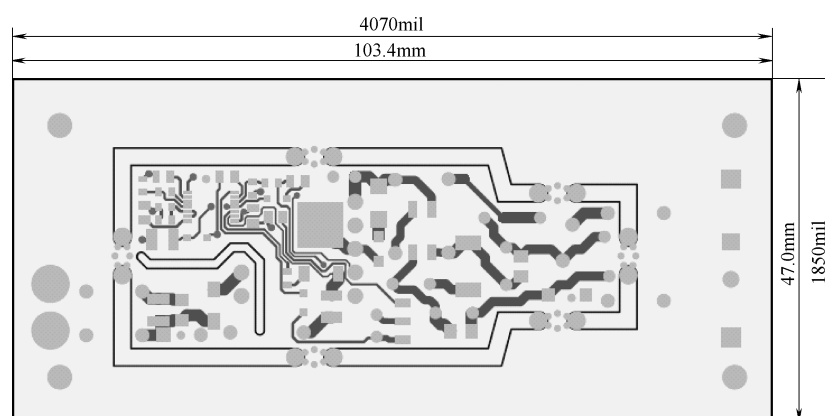


图 4-87 电路板底视图

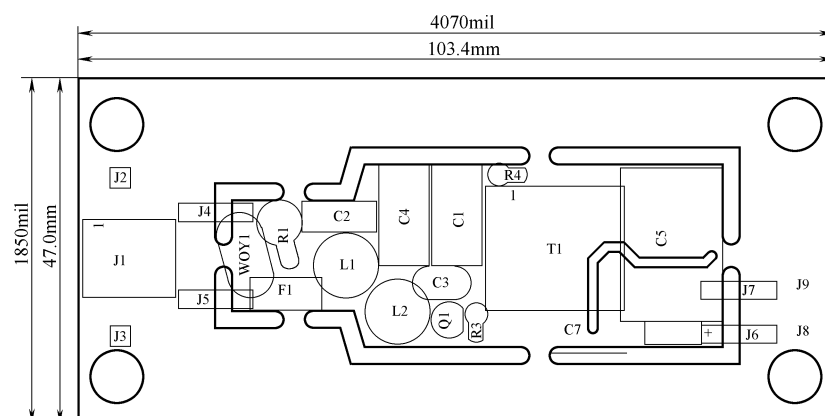


图 4-88 元件组装图顶视图

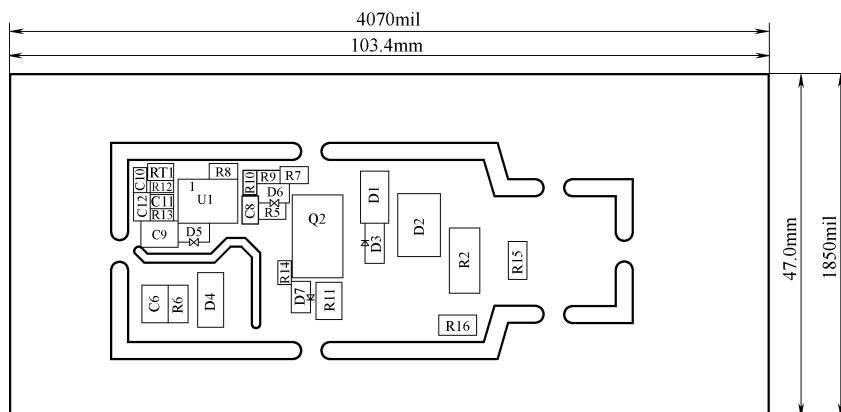


图 4-89 底面组装图

4.1.4 采用 TPS92210 的 LED 相控调光驱动电路

4.1.4.1 TPS92210 工作原理

1. TPS92210 主要技术特点

- 1) 过温度保护;
- 2) 无电流检测电阻;
- 3) LED 负载开路检测;
- 4) 初级峰值电流控制;
- 5) 电路快速可靠启动;
- 6) MOSFET 管串联结构;
- 7) 8 引脚 SOIC (D) 封装;
- 8) 功率开关变压器退磁检测;
- 9) 防交流输入浪涌电流能力强;
- 10) 输出过电流和输出过电压保护;
- 11) 谷底开关工作模式, 有利于提高电路工作效率和降低电路的 EMI;
- 12) 工作于 DCM 工作模式或 CRM 工作模式。

2. TPS92210 的典型应用场合

- 1) 商用 LED 照明应用场合;
- 2) LED 相控调光应用场合;
- 3) LED 下射灯、建筑物洗墙灯、路灯和顶灯照明应用场合;
- 4) A19 (E27/26, E14), PAR30/38, GU10, MR16, BR 室内 LED 照明应用场合。

3. TPS92210 特点

TPS92210 是一款具有 PFC 功能的 LED 相控调光驱动控制器, 具有工作效率高和集成度高等一系列优点。

TPS92210 工作于 PWM 控制 DCM 或 CRM 工作模式, TPS92210 的 MOSFET 管串联工作模式使变换器电路一次侧的开关损耗很低, 由于可以工作于 DCM 工作模式, 所以在输出整

流回路没有反向恢复损耗，在 Flyback 变换工作模式下提高了电路工作效率、工作可靠性，降低了电路造价^[27]。

由于 TPS92210 内部电路设有最大输出功率限制和在输出功率过载工作条件下有定时响应控制功能，可用于负载有突变的应用场合。用户可以根据需要设定输出过载再启动或锁定响应工作特性，通过输出过电压保护可以实现 LED 负载开路保护，具有热关断保护控制功能，TPS92210 工作结温范围为 $-40 \sim 125^{\circ}\text{C}$ 。

4. TPS92210 功能

TPS92210 引脚图如图 4-90 所示，TPS92210 工作原理框图如图 4-91 所示，TPS9221 引脚功能如表 4-6 所示，TPS92210 典型应用电路工作原理图如图 4-92 所示。

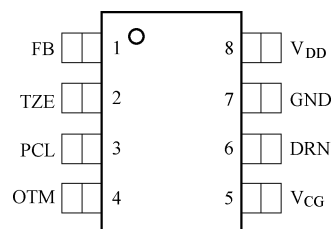


图 4-90 TPS92210 引脚图

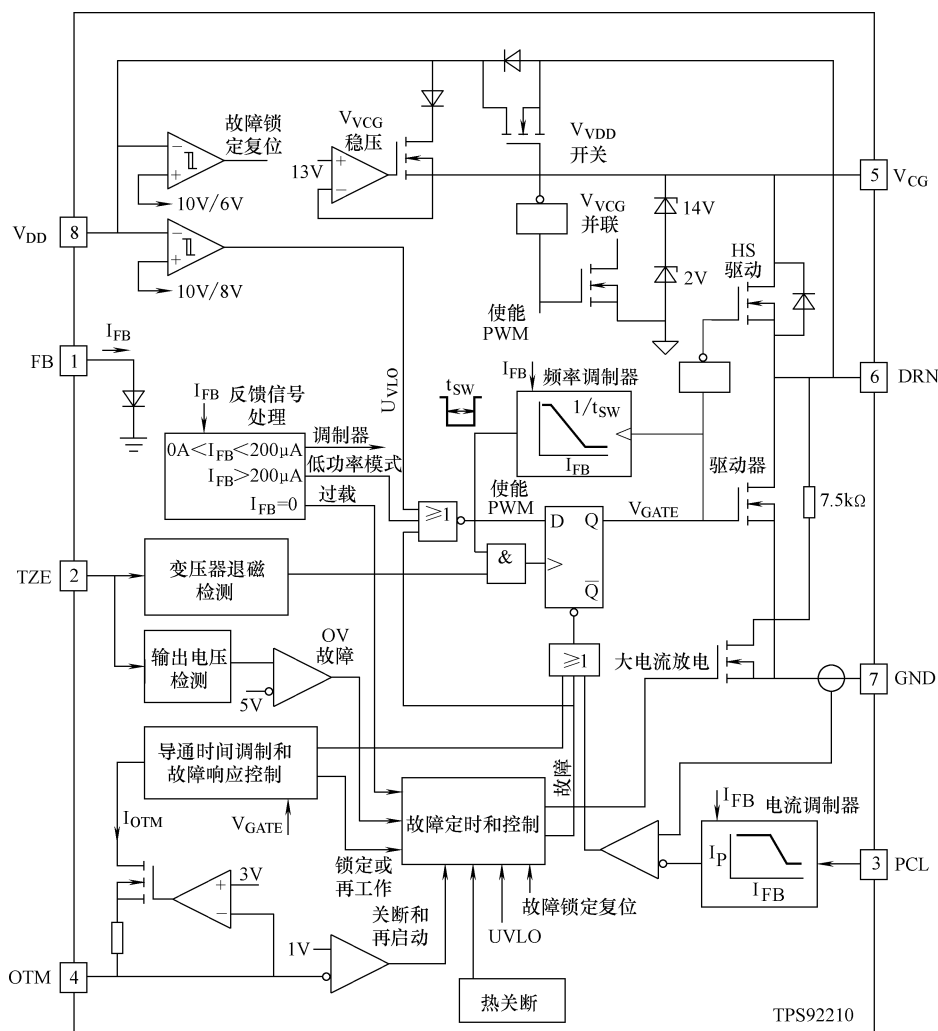


图 4-91 TPS92210 工作原理框图

表 4-6 TPS9221 引脚功能

引脚符号	引脚号	I/O	引脚功能
FB	①	I	FB 引脚稳定电压为 0.7V，通过检测输入电流（FB 引脚的电流 I_{FB} ）来决定 TPS9221 工作模式，在峰值电流工作模式，FB 引脚被连接到了反馈光耦合器的发射极，在恒定导通时间工作模式下，通过对该引脚加一个恒定电流可以设定电路的最小开关工作周期
TZE	②	I	连接于功率开关变压器辅助绕组和该引脚的分压电阻可用于检测开关变压器的退磁状态，确保功率开关变压器可靠退磁，该引脚分压电阻的分压比可以设定电路输出过电压保护工作特性
PCL	③	I	用于设定在每个开关工作周期通过 Flyback 功率开关变压器一次绕组的峰值电流，检测内部 MOSFET 管的 $R_{DS(on)}$ 可以通过对功率开关变压器一次绕组峰值电流检测实现，通过设定接至该引脚和地 GND 电阻值参数可以设定通过反激开关功率变压器一次绕组的峰值电流
OTM	④	I	通过内部电路稳压于 3V，通过连接该引脚到地 GND 的电阻 R_{OTM} 可以设定 Flyback 功率开关管的导通时间，光耦合器的集电极接到该引脚，用于控制恒定导通工作时间，该引脚阻抗范围决定电路过载或交流输入市电电压过低的故障响应（关断/重新启动或锁定工作）工作特性，如果该引脚电压通过外电路拉低于 1V，可以使电路进入关断/重新启动工作状态
V_{CC}	⑤	—	通过 V_{CC} 引脚可以为 MOSFET 管提供栅极偏置工作电压。使用时需在该引脚与地之间接一只 0.1 μF 瓷片电容，这只瓷片电容应尽量靠近高压功率 MOSFET 管。通过一只接至该引脚的启动电阻 R_{SU} 可以实现电路的启动
DRN	⑥	O	DRN 引脚接至 TPS92210 内部低压功率 MOSFET 管漏极，功率开关变压器一次绕组的峰值电流流过内部低压功率 MOSFET 管漏极。使用中，连接该引脚到外接级联功率 MOSFET 管源极，连接至 DRN 引脚和 V_{DD} 引脚之间的肖特基二极管用于电路启动工作时提供内部偏置启动电压
GND	⑦	—	TPS92210 的模拟和数字电路地
V_{DD}	⑧	—	TPS92210 电源供电引脚，可以通过外部电源或功率开关变压器的辅助供电绕组供电，使用时需在该引脚与地 GND 之间接一只 0.1 μF 瓷片电容，这只瓷片电容应尽量靠近 TPS92210，通过欠电压锁定输出（UVLO）控制可以使能或中止 TPS92210 的工作

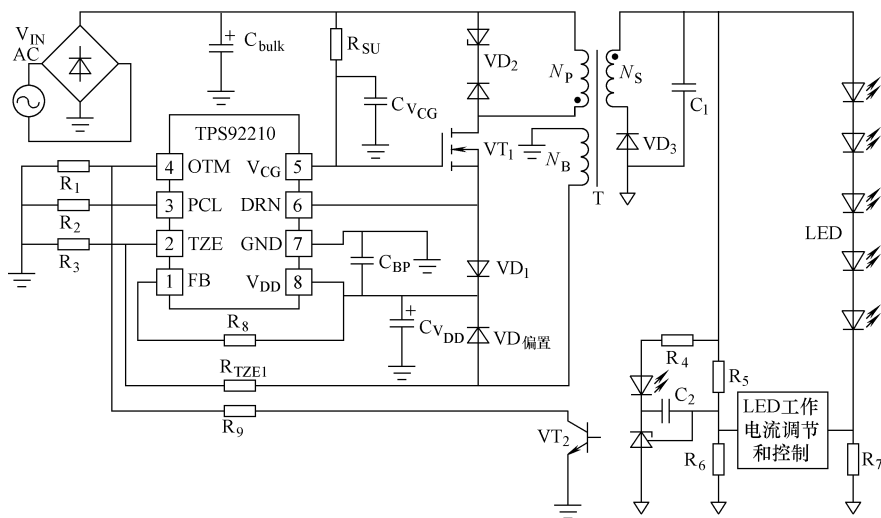


图 4-92 TPS92210 典型应用电路工作原理图

5. 偏置电压和电路启动

TPS92210 通过偏置电压和启动电路控制串联 Flyback 变换器功率 MOSFET 管的导通和关断时间，如图 4-92 所示，DRN 引脚接到了高压 MOSFET 管源极，高压 MOSFET 管栅极通过 V_{CC} 引脚保持恒定电位。TPS92210 采用串联高压 MOSFET 管驱动电路结构如图 4-93a 和 b 所示。

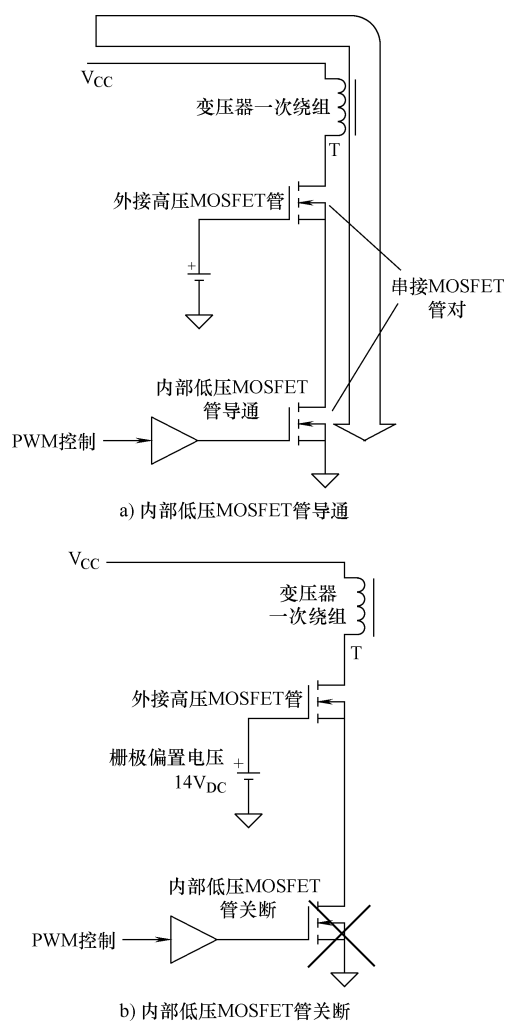


图 4-93 串联结构电路工作原理图

如图 4-94 所示，通过启动电阻 R_{SU} 可以由交流输入市电整流输出直流电供电完成电路启动，通过启动电阻 R_{SU} 为电容 $C_{V_{CC}}$ 充电，充电电流约为 $6\mu A$ ，使高压 MOSFET 管栅极电位上升，高压 MOSFET 管为一个源极跟随器，一旦 V_{CC} 引脚电压达到高压 MOSFET 管阈值电压时，DRN 引脚电压上升。在电路启动工作期间，TPS92210 处于欠电压锁定输出 (UVLO) 工作状态，使能 PWM 信号为低电位， V_{DD} 开关导通，使 DRN 引脚和 V_{DD} 引脚连通，如图 4-94 所示， $V_{V_{DD}}$ 电压也上升，接于 DRN 和 V_{DD} 引脚之间的外接肖特基二极管 VD_1 用以避免潜在的大开关电流流经内部 V_{DD} 开关 MOSFET 管的体二极管，流经串接电路的启动电流和

电流通路如图 4-94 所示,在正常工作期间 V_{CC} 引脚电位被并联稳压在 14V,在电路故障、启动和欠电压锁定输出 (UVLO) 工作期间 V_{CC} 引脚电位上升至 16V (如图 4-94 所示的 $14V + 2V$)。

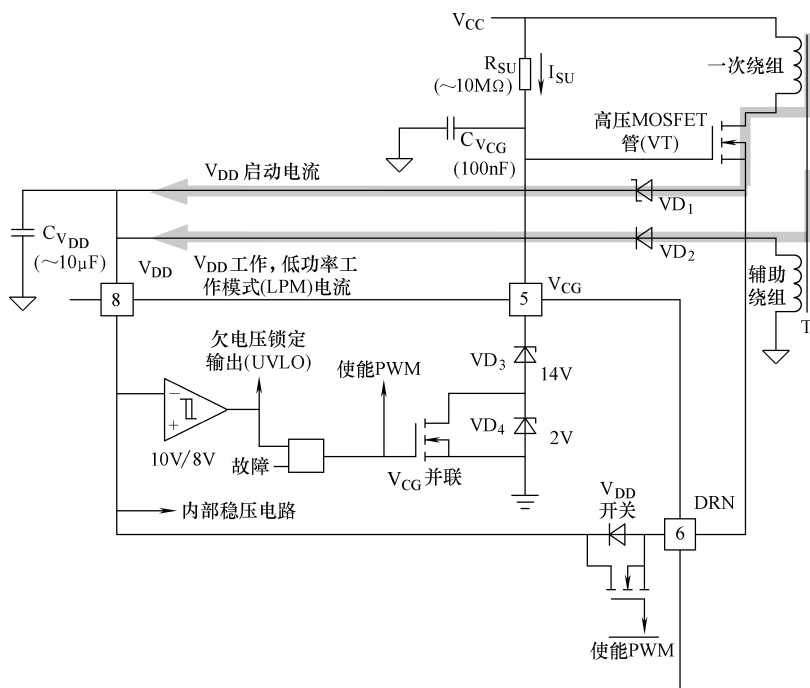


图 4-94 启动和工作期间 TPS92210 串接电路的工作电流

6. 变换器一次侧电流检测

TPS92210 集成了 LED 驱动所需的所有电流检测和驱动控制功能,省掉了外接电流检测电阻,内部低电压 MOSFET 管的典型导通电阻 $R_{DS(on)}$ 为 $90m\Omega$,通过这个内部低电压 MOSFET 管由高压 MOSFET 管源极驱动高压功率 MOSFET 管的工作。

TPS92210 通过电流镜技术来检测和控制功率变换器一次侧电流,流经内部低压 MOSFET 管的一次侧电流被取样后送到 PWM 比较器和 PCL 引脚电流相比较,从而完成功率开关变换器一次侧峰值电流检测和限电流控制功能。

在峰值电流控制工作模式下,根据 FB 引脚误差输入信号对 PCL 引脚电压影响调制 PCL 引脚电流,开关功率变换器一次侧峰值电流通过 PCL 引脚电阻 R_{PCL} 对地形成回路。TPS92210 可以根据反馈误差信号情况工作于恒定导通时间或峰值电流控制工作模式。

如果功率 MOSFET 管导通时间被限定为一个固定值,则流经功率开关变压器峰值电流正比于功率变换器电源供电电压。

在恒定导通时间工作模式下功率 MOSFET 管导通时间可以通过调节接至 OTM 引脚和 GND 之间电阻 R_{OTM} 的参数来设定,并可以通过调节接至 OTM 引脚和光耦合器集电极电阻 R_1 参数来进一步调节导通时间大小 (如图 4-92 所示)。

OTM 引脚也可用于设定系统过载响应和交流输入市电电压过低时的系统响应。使 OTM 引脚电位低于 $V_{OTM(SR)}$ 阈值电压 (典型值为 1V) 可以关断变换器工作,在关断/再启动延迟

750ms 后电路重新启动工作。

在峰值电流工作模式下，FB 引脚被用于将反馈输出误差信号引到内部调制器电路，在峰值电流工作模式下，光耦合器的发射极被连接到了 FB 引脚，并且一只电阻被连接到了 FB 引脚与地 GND 之间来抵消光耦合器的暗电流，FB 引脚仅检测输入电流，FB 引脚电压一般为 0.7V，FB 引脚与外电路的连接如图 4-95 所示。

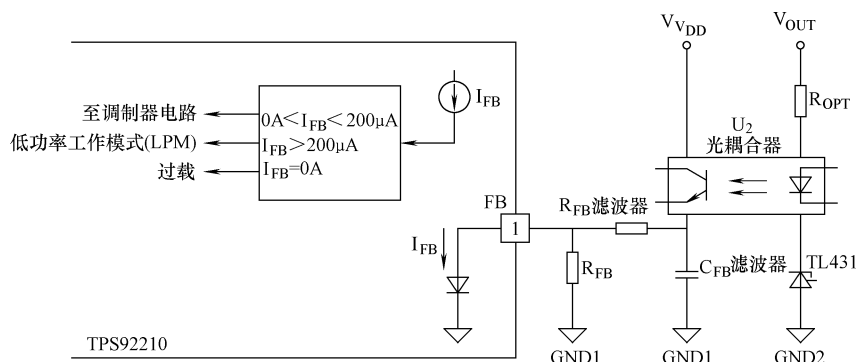


图 4-95 在峰值电流控制工作模式下 FB 引脚的有关连接

FB 引脚电流 (I_{FB}) 可以使 Flyback 变换电路工作于以下三种工作模式之一。

- 1) 调频工作模式；
- 2) 调幅工作模式；
- 3) 低功率工作模式。

在大负载工作条件下 (23% ~ 100% 峰值额定负载) 电路工作于调频工作模式，当高压 MOSFET 管的峰值电流达到最大设定值时，通过调节 FB 电流，可以调节 Flyback 变换器开关工作频率来实现输出电压调节，开关工作频率变化范围一般为 30 ~ 133kHz (23% ~ 100% 满载功率)。

高压功率 MOSFET 管的最大电流 $I_{DRN, PK(max)}$ 可以通过 PCL 引脚外接电阻设定，PCL 引脚电压变化范围为 1 ~ 3V。

7. Flyback 功率开关变压器退磁检测

通过 TPS92210 的调节控制，可以确保功率 Flyback 变换电路工作于 DCM 工作模式，在功率 Flyback 变压器磁能被完全释放完时才会重新开始一个新的开关工作周期。TZE 引脚通过一个接至功率 Flyback 变换器辅助绕组的电阻分压器来实现 Flyback 变换器变压器退磁检测，当 Flyback 变换器偏置绕组电位相对于 GND 引脚为负时，通过检测流出 TZE 引脚的电流就可以实现 Flyback 功率开关变压器退磁检测。在辅助绕组负电压变化期间，TZE 引脚电压被箝位于 -160mV，电容 C_{TZE} 添加的附加 50 ~ 200ns 短时间延迟可以确保谷底开关谐振谷底的一致，图 4-96 表示在谷底开关工作模式下高压 MOSFET 管漏极电压、TZE 引脚电压和功率开关变压器一次电流波形。从图 4-96 可以看出， C_{TZE} 电容延迟 TZE 引脚电压使 TPS92210 工作于谐振开关工作模式。

TZE 引脚功率开关变压器退磁检测和输出过电压保护工作原理图如图 4-97 所示，典型应用电路工作原理图如图 4-98 所示。

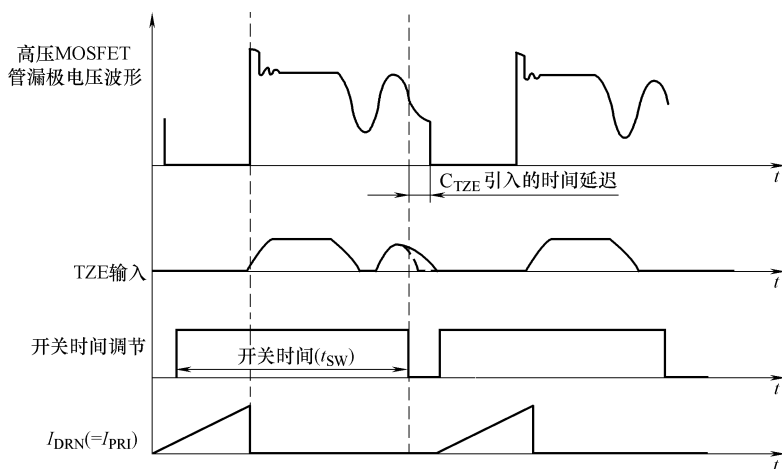


图 4-96 谷底开关工作模式下有关工作波形

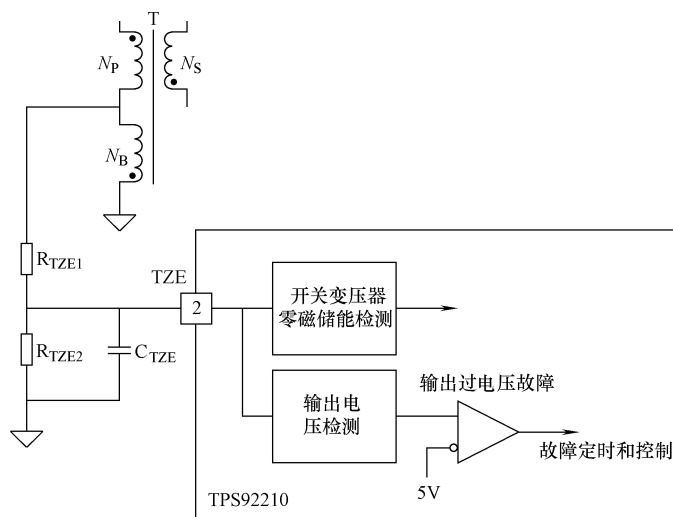


图 4-97 TZE 和输出过电压检测

4.1.4.2 TPS92210 典型应用

下面介绍采用 TPS92210 的 LED 相控晶闸管调光电路, 该电路可用于 9 ~ 10 只 LED 串联, 输出电流为 350mA、交流输入市电供电范围为 184 ~ 265V_{RMS} 应用场合。电路采用相控晶闸管调光, LED 最低输出驱动电流可调节到 0, 电路采用单级 PFC 技术, 电路功率因数大于 0.95。电路工作于 DCM Flyback 变换电路拓扑, 通过二次控制电路的控制作用, 电路可适用于各种相控晶闸管调光器应用场合, 即使 LED 负载工作电流被调光至非常低, 通过 VT₂ 和 VT₃ 回路和反馈控制回路的共同作用可以使相控晶闸管调光电路可靠工作^[28]。

电路输出直流电压变化范围为 DC19 ~ 32V, 在交流输入市电电压为 AC230V 时, 输出纹波电流典型值为 127mA_{p-p}, 输出直流电压过电压保护点为 DC36V, 开关工作频率为 115kHz, 交流输入市电电压为 AC230V 时满载工作效率典型值为 87%。

电路工作原理图如图 4-99 所示。

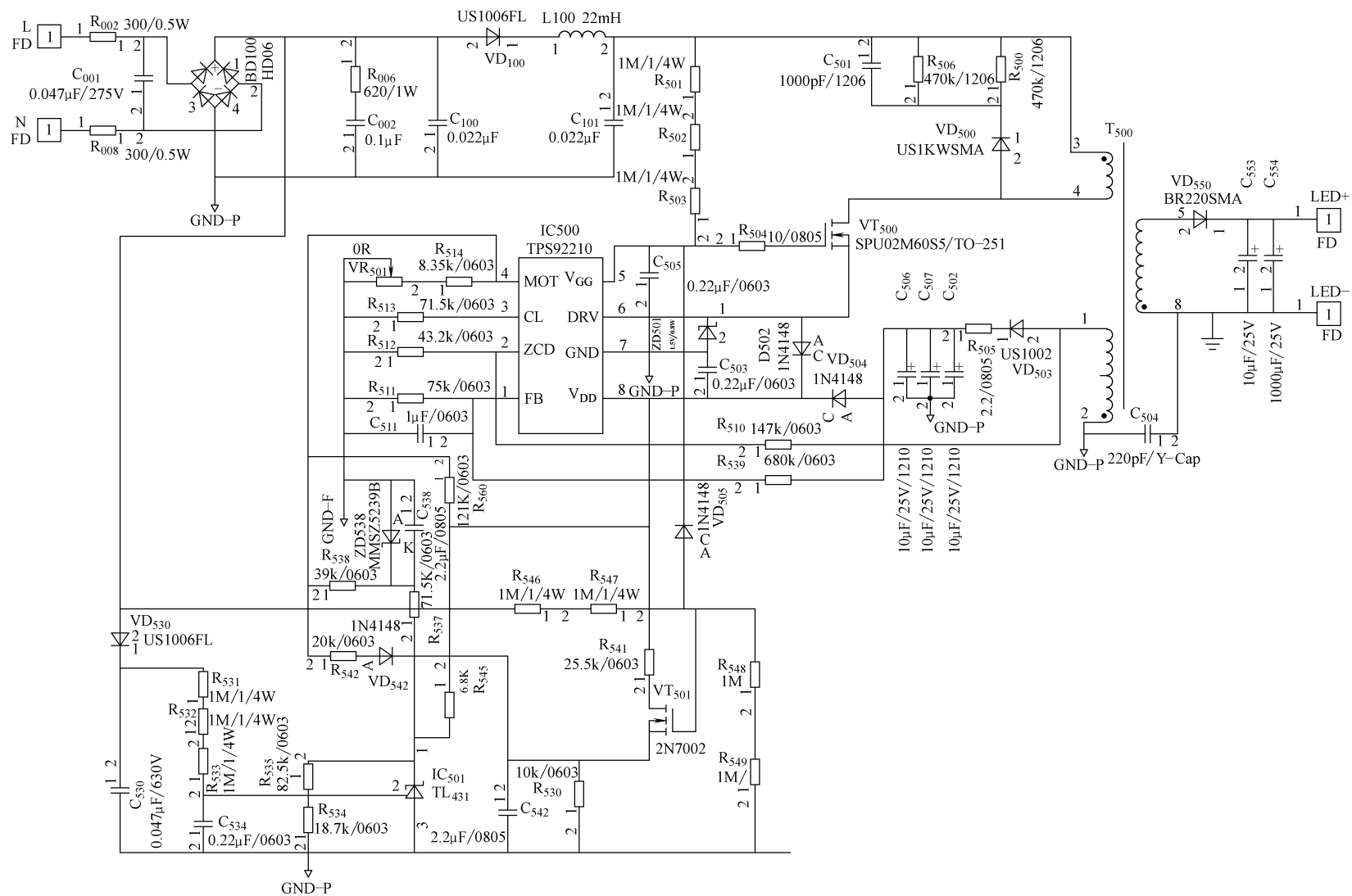


图 4-98 典型应用电路工作原理图

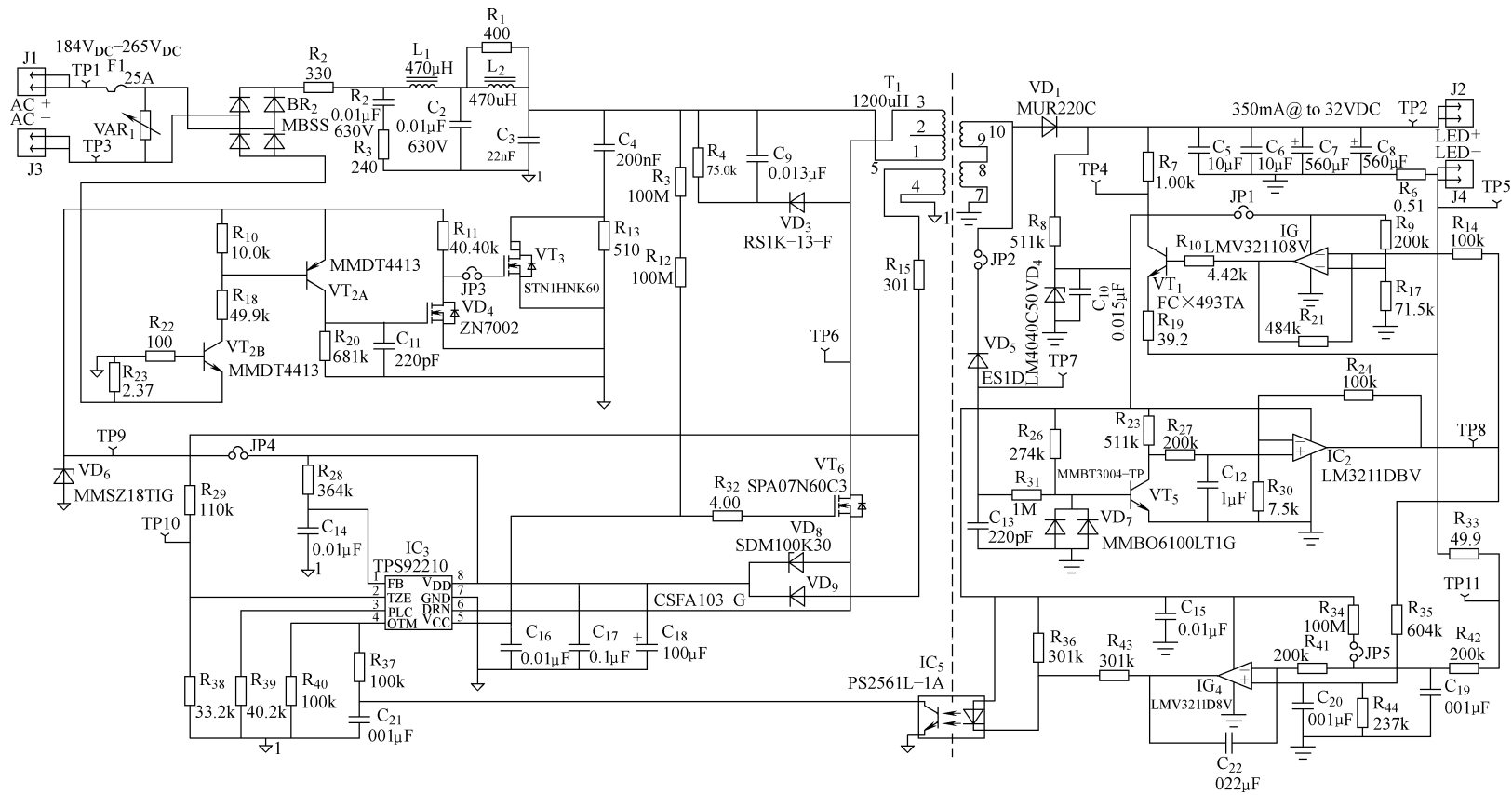


图 4-99 电路工作原理图

4.1.5 采用 TPS92010 的 LED 相控调光驱动电路

4.1.5.1 TPS92010 工作原理

1. TPS92010 主要特点

- 1) 工作效率高;
- 2) 限电流保护;
- 3) 逐周期功率限制;
- 4) 内含过温度保护;
- 5) LED 负载开路保护;
- 6) EMI 低、开关损耗低;
- 7) 工作于准谐振工作方式;
- 8) 一次侧过电流打嗝再启动工作模式;
- 9) 待机工作电流低, 可深度调光, 可编程软启动;
- 10) 1A 灌入电流和 0.75A 栅极输出电流驱动能力;
- 11) 可设定的交流输入市电过电压和输出直流过电压保护。

2. TPS92010 典型应用场合

- 1) 洗墙灯、建筑和显示照明 LED 灯驱动;
- 2) 结构和显示照明以及走廊和顶灯照明 LED 驱动;
- 3) 室内照明 A19、E12/E26/27, GU10, MR16, PAR30/38 一体 LED 灯驱动。

3. TPS92010 工作原理

TPS92010 是一款具有高工作效率的 PWM 控制 LED 相控调光驱动控制电路, 采用准谐振工作模式, 可以显著降低电路 EMI 和开关损耗, 电路启动电流小于 $25\mu\text{A}$, 负载过电压保护点可设定, 具有 LED 负载开路和过温度保护控制功能。

TPS92010 具有频率折返和低功率工作模式控制功能, 可以在轻载和空载工作条件下降低电路的开关工作频率。TPS92010 为 8 引脚 SOIC (D) 封装, 工作结温范围为 $-40 \sim 105^\circ\text{C}$ 。

TPS92010 引脚图如图 4-100 所示, 电路工作原理图框图如图 4-101 所示, 典型应用电路工作原理图如图 4-102 所示, 引脚功能如表 4-7 所示。如图 4-103 所示, FB 引脚输入信号幅度决定 TPS92010 的工作模式^[29]。

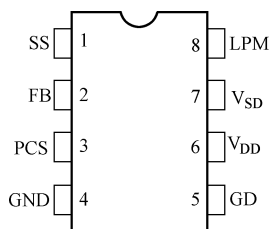


图 4-100 引脚图

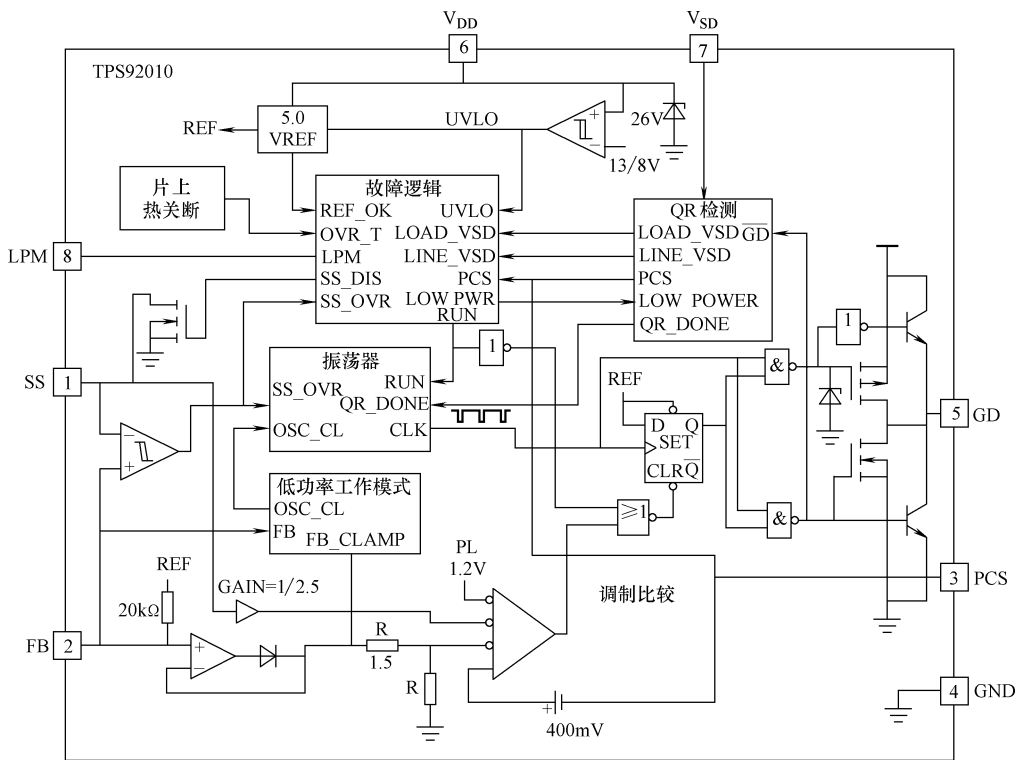


图 4-101 电路工作原理图框图

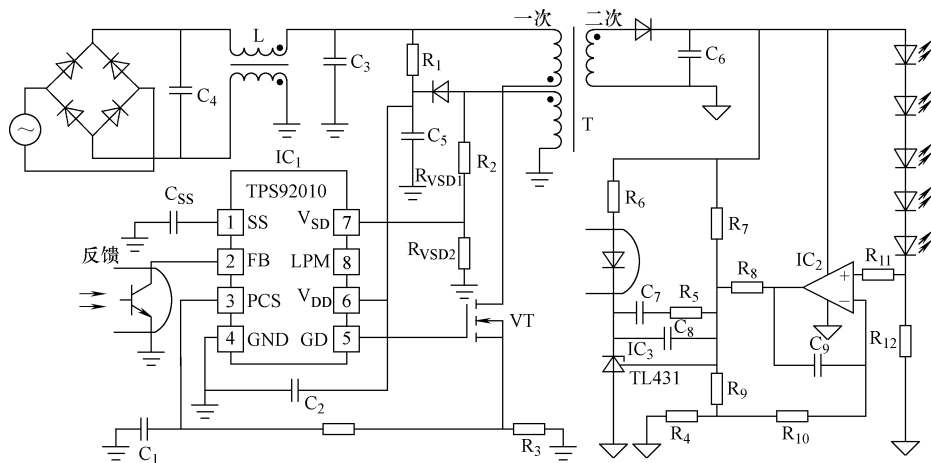


图 4-102 典型应用电路工作原理图

表 4-7 引脚功能

引脚符号	引脚号	I/O	引脚功能
SS	①	I	软启动速率设定引脚，通过接至该引脚与地的电容可以设定电路软启动速率，电路软启动速率由这个电容和内部软启动充电电流决定。启动电容应与 SS 引脚与 GND 引脚接线尽可能短，电容放电回路为通过内部导通电阻近似 100Ω 的 MOSFET 管的 $R_{DS(on)}$ ，SS 引脚与 GND，内部调制器和比较器电路受控于 SS 引脚最低电压、内部 FB 电压和峰值电流限制信号

(续)

引脚符号	引脚号	I/O	引脚功能
FB	②	I	反馈输入信号或来自输出检测电路信号送到 PWM 比较器电路来控制通过功率 MOSFET 管的峰值电流，在内部 5V 稳压电压与该引脚之间接了一只内部 20k Ω 电阻，该引脚的电压控制电路工作于准谐振 (QR)、频率折返工作模式和低功率工作模式 (LPM) 之一
PCS	③	I	峰值电流检测输入引脚，也可以用于设定电路的限功率点、控制电路的调制和有效过电流保护控制功能。这个输入信号来自电流检测电阻上的检测电压，调节该引脚与电流检测电阻之间的阻抗可以调节功率保护动作点
GND	④	—	电路地，使用时需在该引脚与 V_{DD} 引脚之间接一只 0.1 μ F 旁路电容，电容应尽量靠近该引脚
GD	⑤	O	外接功率 MOSFET 管栅极 1A 灌入电流和 0.75A 输出驱动电流引脚
V_{DD}	⑥	I	电源供电引脚，使用时需在该引脚与地之间接一支高频滤波的 0.1 μ F 瓷片电容，电路正常工作时可由辅助绕组回路供电，为避免在电路启动时有打嗝现象，需在 V_{DD} 引脚与 GND 引脚之间接一支大容量的滤波电容
V_{SD}	⑦	I	谷底开关检测引脚，通过 Flyback 变压器二次绕组来检测交流输入市电供电、负载和电路的谐振工作状态
LPM	⑧	O	该引脚为高电平时低功率工作模式有效，漏极开路信号表示电路进入低功耗工作模式。在 TPS92010 进入欠电压锁定工作模式和启动工作模式时，LPM 引脚为高电位 (V_{DD} < 启动阈值电压)

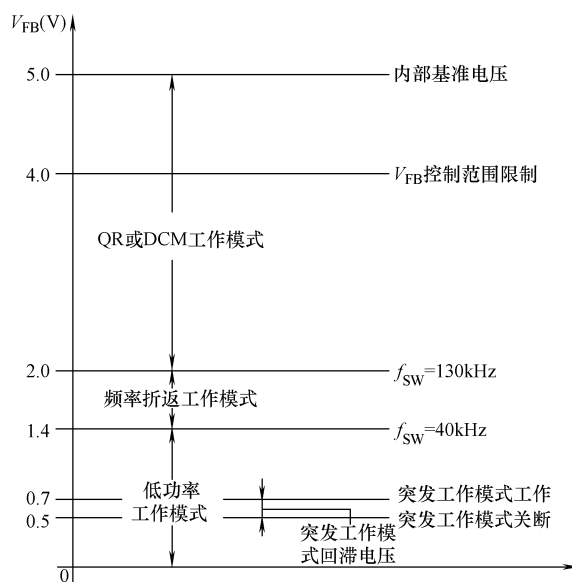


图 4-103 FB 引脚电压对应的有关工作模式

在正常额定负载范围工作条件下 (30% ~ 100% 的满载) TPS92010 控制电路工作于准谐振工作模式或 DCM 工作模式，DCM 工作模式下最大开关工作频率为 130kHz，在负载功率为

10% ~ 30% 满载功率范围时, TPS92010 控制电路工作于频率折返 (FFM) 工作模式。在频率折返工作模式下, 每个开关工作周期内 Flyback 变压器的伏秒积固定, 在 40 ~ 130kHz 范围内调节开关工作频率, 在频率折返工作模式下实现输出电压的稳定调节。在极轻负载工作条件下 (低于 10% 满载额定负载) TPS92010 工作于 40kHz 的突发工作模式, 但是在使用过程中由于变换电路设计参数的差异有可能这几个工作边界不明显。

TPS92010 内部的逻辑控制电路协调故障检测电路工作, 使电路在经历了故障工作状态后能恢复正常工作, 可以提供电路的热保护, 同时也可以实现交流输入市电电压过电压和负载过电压保护。当内部基准电压低于 4.5V 时电路停止工作, 如果检测到了热关断、电路工作故障、交流输入市电电压过电压保护、负载过电压保护, TPS92010 经历了关断/再启动工作循环等工作状态后, 电路会停止工作。

使用中负载过电压保护和交流输入市电过电压保护点可以通过调节电阻分压回路 R_{VSD1} 和 R_{VSD2} 的参数来设定 (如图 4-102 所示)。

如果 FB 引脚电位迫使电路的工作频率低于 40kHz, 则电路工作于低功率突发工作模式 (LPM)。

Flyback 变压器一次绕组电感量和输出电压反射到一次绕组电压幅度都会影响电路的工作模式, 同时, 功率 MOSFET 管输出电容和 Flyback 变压器的漏感也会在某种程度上影响各种工作模式的边界。

考虑到在功率 MOSFET 管漏极总分布电容和 Flyback 变压器一次绕组电感之间的振荡, 实际的 Flyback 变压器一次绕组电感量比计算值要小。

当 TPS92010 工作温度达到 140℃ 时电路开始过温度保护控制, 如果 TPS92010 的工作温度降低到热保护回滞温度以下时电路重新进入再启动工作状态。这时, 接至 TPS92010 第①引脚的软启动电容 C_{SS} 放电。

在当 PCS 引脚电压超过 1.25V 时, 表示 Flyback 变换电路一次侧工作电流已超过电路允许的最大电流值, TPS92010 进入关断工作状态, 在经历了 UVLO 关断/UVLO 导通工作周期后电路进入再启动工作状态。

欠电压锁定输出在 V_{DD} 引脚电压超出正常工作范围时为电路提供保护, 欠电压锁定输出电路不断检测 V_{DD} 引脚电压, 一旦 V_{DD} 电压低于欠电压锁定输出阈值电压时关断电路的工作。

4.1.5.2 采用 TPS92010 的 6W 相控晶闸管 LED 调光电路

1. 电路特点

电路采用 TPS92010 的离线式 LED 相控调光驱动电路, 具有工作效率高的优点, 电路工作于准谐振 (QR) Flyback 变换工作模式, 使电路具有价格低的优点, 驱动电路恒流输出, 纹波电流低。电路可以为 4 ~ 5 只串联高亮度 LED 提供 0.325A 的恒流驱动能力, 交流市电电压供电范围为 185 ~ 265V_{RMS}。

通过电流检测电阻和运算放大器可以实现电流检测控制, 电流检测电阻上的检测电压通过光耦合器调节 PWM 脉冲宽度, 使输出电流恒定。电路适用于市场上常用的大部分晶闸管相控调光控制器。电路为相控调光晶闸管提供一个泄放电流通路, 确保相控调光晶闸管的可靠触发^[30]。

2. 电路特点

- 1) 易于使用;
- 2) 相控晶闸管调光控制;
- 3) LED 负载的恒流精度高;
- 4) 负载为 5 只高亮度 LED 串联;
- 5) 电路造价低, 用于交流输入市电供电的 LED 灯驱动应用场合;
- 6) LED 负载电流调节范围为 0.2 ~ 0.7 A, 正常工作电流为 0.325 A。

3. 电路技术指标

电路技术指标如表 4-8 所示。

表 4-8 电路技术指标

技术指标	最小值	典型值	最大值	单位
输入电压 V_{IN}	185		265	V_{RMS}
最大输入电流 I_{MAX}		530		mA_{RMS}
输出电压 V_{OUT}	14		17	V
输出电流 I_{OUT}	310	325	340	mA
工作效率 η			85%	

注: 输入交流电压低于 AC200V 可能使输出电流下降。

4. 电路工作原理图

(1) 电路工作原理图

电路工作原理图如图 4-104 所示。

(2) 输出电流调节

如表 4-9 所示, 通过调节电阻 R_{15} 、 R_{17} 、 R_1 和 R_{42} 的参数可以调节输出电流。

表 4-9 参数调节输出电流的范围

最大输出电流/mA	最小输出电流/mA	$R_{15}/k\Omega$	R_{17}/Ω	$R_1/k\Omega$	$R_{42}/M\Omega$
200	10	1.00	150	330	1.00
225	10	1.20	86	390	1.00
250	10	1.20	220	470	1.00
275	10	1.20	560	680	0.68
300	10	1.50	220	680	0.68
325	10	1.50	330	470	1.50
350	10	1.00	1000	820	1.00
400	10	1.80	470	1000	1.00
450	10	2.20	390	1500	1.00
500	12	2.70	220	1500	1.00
600	12	3.30	150	1500	1.50
700	13	3.90	270	2200	1.50

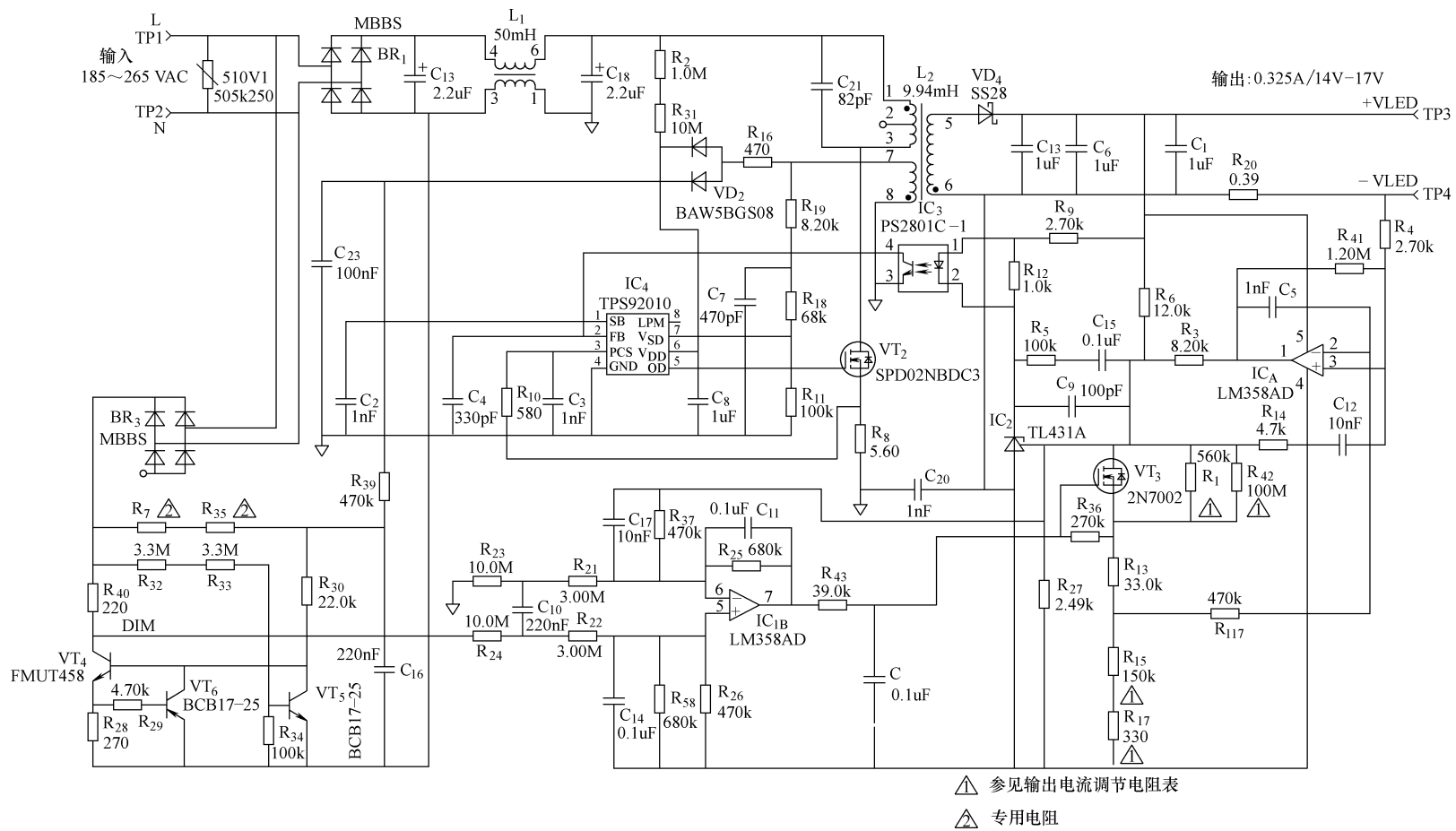


图 4-104 电路工作原理图

4.1.6 采用 TPS92070 的 LED 相控调光驱动电路

4.1.6.1 TPS92070 相控调光 LED 驱动控制器

1. TPS92070 特点

- 1) 无调光发光闪烁;
- 2) 逐周期限电流保护;
- 3) 热关断控制 (TSD);
- 4) 启动电流和待机电流低;
- 5) 16 引脚, TSSOP 封装;
- 6) 功率因数大于 0.8;
- 7) 前沿相控调光电路检测;
- 8) 适应人眼视觉特性的调光控制;
- 9) LED 工作电流稳定性优于 $\pm 5\%$;
- 10) 可用于相控调光控制应用场合;
- 11) LED 最低工作电流可以根据需要设定;
- 12) 在调光控制过程中灯与灯之间的发光一致性好;
- 13) 无光耦合器反馈控制技术, 使用外围元器件数量少;
- 14) 谷底开关和 DCM 工作模式, 可以提高电路工作效率和降低电路的 EMI。

2. 电路工作原理

TPS92070 适用于低功率、高工作效率、离线式 LED 驱动控制应用场合, 工作于 PWM 控制方式, 内含相控调光控制功能, 可以提供无调光发光闪烁的调光控制, 通过外接相控调光控制器可以实现适应人眼视觉特性的调光控制。

通过填谷电路可以获得高的功率因数。一旦检测到了外接前沿相控调光控制器, TPS92070 终止 PFC 电路的工作, 从而优化电路的驱动工作条件。通过 LED 工作电流检测电路内的精密误差放大器可以实现深度调光控制, 稳定 LED 负载工作电流^[31]。

TPS92070 内含多重保护控制电路, 可以实现逐周期工作电流限制、过电流保护、LED 负载开路保护 (输出过电压保护)、欠电压锁定输出 (UVLO) 和热关断保护等保护控制功能。TPS92070 引脚如图 4-105 所示, 内部电路工作原理框图如图 4-106 所示, 典型应用电路工作原理图如图 4-107 所示, 引脚功能如表 4-10 所示。

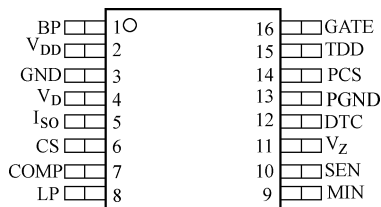


图 4-105 引脚图

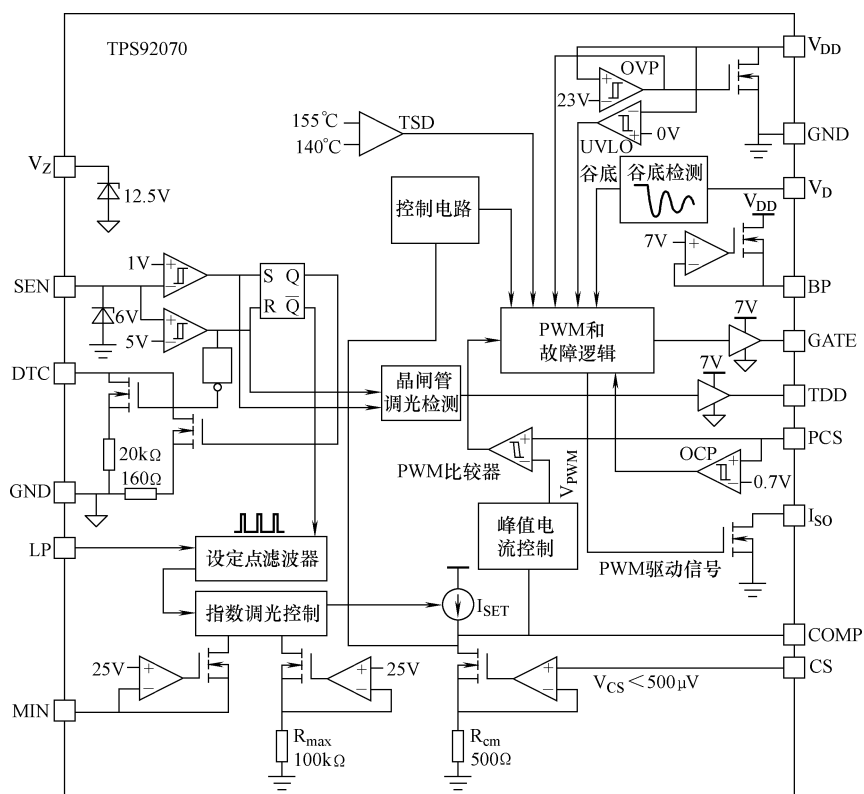


图 4-106 内部电路工作原理框图

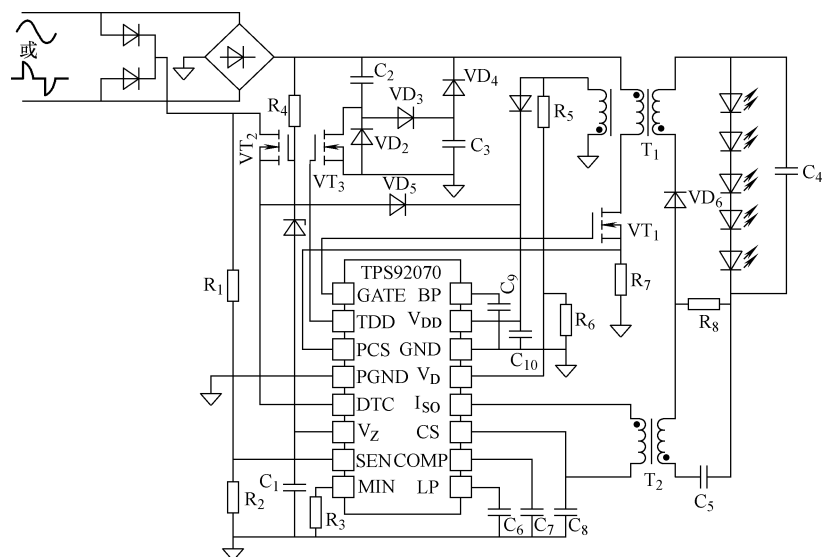


图 4-107 TPS92070 典型应用电路工作原理图

表 4-10 TPS92070 引脚功能

引 脚	引 脚 号	引 脚 功 能
BP	①	使用时需在该引脚与地 GND 引脚之间接一只 $1\mu\text{F}$ 瓷片电容来稳定内部稳压电路的工作
V_{DD}	②	供电引脚，使用时需接一只旁路电容到地 GND
GND	③	地
V_{D}	④	谷底检测信号输入引脚，通过电阻分压电路连接该引脚到开关功率变压器的辅助绕组
I_{SO}	⑤	二次侧电流检测比较器和隔离变压器缓冲电路的反相输入引脚，在非隔离应用场合连接该引脚到地 GND
CS	⑥	LED 工作电流检测反馈和误差放大器的同相输入信号引脚
COMP	⑦	控制环路补偿输出引脚，在地 GND 与该引脚之间连接补偿元件
LP	⑧	相控调光触发（DTC）低通滤波器极点，使用时需在该引脚与地 GND 之间接一只电容来设定调光电平检测电路的响应时间
MIN	⑨	最低电流设定信号输入引脚，使用时连接一只电阻到地来设定最低 LED 工作电流
SEN	⑩	调光检测信号输入引脚，通过内部窗口比较器不断检测该引脚电压来决定相控调光电路的调光设定值
V_{Z}	⑪	电压箝位引脚，该引脚可以箝位外接高压相控调光触发 N 沟道 MOSFET 管的栅极电位
DTC	⑫	相控调光触发电路的控制输入信号引脚，使用时需连接该引脚到相控调光触发电路串接高压 N 沟道 MOSFET 管的源极
PGND	⑬	栅级驱动电路功率地 GND
PCS	⑭	一次侧电流检测输入引脚，使用时该引脚连接到外接一次侧电流检测电阻的高电位点
TDD	⑮	相控调光器检测电路，当检测到外接调光器时驱动外接填谷 PFC 旁路 FET 管（如图 4-107 所示），非 PFC 应用时开路该引脚
GATE	⑯	PWM 驱动信号输出引脚，使用时连接该引脚到外接反激变换功率 MOSFET 开关管的栅极（如图 4-107 所示）

3. TPS92070 的应用

（1）当 V_{DD} 电压低于欠电压锁定输出（UVLO）的 8V 阈值电压时，启动电路通过接至交流输入市电整流输出的直流电压的启动电阻由经 V_{Z} 引脚涓电流 I_{VZ} （约为 $10\mu\text{A}$ ）为 V_{Z} 引脚充电，随着 V_{Z} 引脚的充电， V_{DD} 引脚电压随 V_{Z} 引脚电压（低于 V_{GSTH} ）上升，通过反激变压器辅助绕组为 V_{DD} 引脚提供 $135\mu\text{A}$ 的启动电流，一旦 V_{Z} 电压达到 TPS92070 内部 12.5V 稳压二极管的稳压电压时，电路进入待机工作模式，在待机工作模式下，调光触发电路、调光控制设定点滤波电路、7V 稳压电路和有关电路开始工作，当 SEN 引脚电压大于 5V 时，表明交流输入市电电压已达到时电路正常工作的电压，使相控调光电路工作，电路启动工作波形如图 4-108 所示。

（2）相控调光触发电路 DTC 引脚是一个电流灌入引脚，在交流输入市电电压过零时最大灌入电流为 20mA，确保相控调光器能可靠触发工作，当 SEN 引脚电压低于 5V 时开始灌入 DTC 引脚电流，SEN 引脚和 LP 引脚之间的滤波器设定点用于设定相控调光器的触发角，通过内部窗口比较器电路检测 SEN 引脚电压，通过 LP 滤波器由 LP 引脚产生脉冲占空比控制信号。对应 LP 引脚 0~3V 电压变化范围，SEN 引脚脉冲占空比调节范围为 0%~100%，对应 TPS92070 内部控制电压变化范围为 200~400mV。

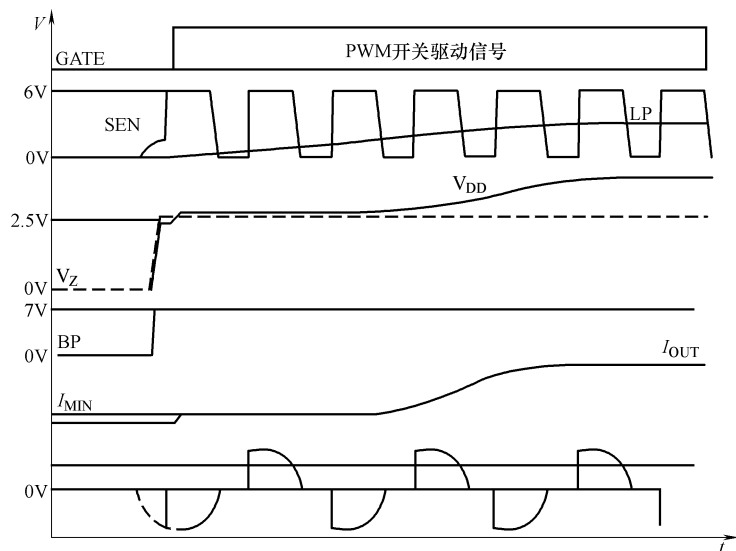


图 4-108 相控晶闸管调光触发的典型启动工作波形

在 $LP < 1V$ 时 V_{CTRL} 电压被箝位于 $0.4V$ ， $LP > 1.98V$ 时 V_{CTRL} 电压被箝位于 $0.2V$ ，控制电压变化范围为 $0.2 \sim 0.4V$ ，电流检测基准电压在预先设定的 $100mV$ 和外部设定的 V_{CS} 最低电压之间变化。

(3) 次级 LED 负载工作电流可以通过 CS 引脚加以检测，并通过内部低失调 ($500\mu V$) 跨导放大器精确地加以稳定控制。在直接电流检测工作模式下（非隔离） I_{S0} 引脚被连接到地 GND 引脚，在隔离工作模式下，二次 LED 负载工作电流可以通过图 4-109 所示电路通过一个接于 CS 引脚和 I_{S0} 引脚的小变压器实现，在 I_{S0} 引脚接有一只 270Ω 的开关下拉电阻。

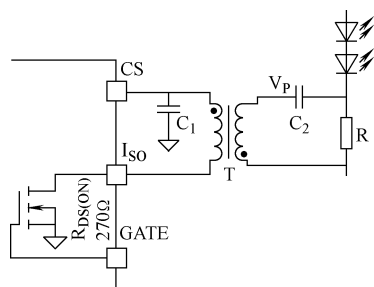


图 4-109 隔离电路中的电流检测

(4) COMP 引脚电压控制变换器一次侧峰值电流和 Flyback 变换器开关工作频率，通过改变 PWM 比较器阈值电压可以实现 Flyback 变换器一次侧电流控制，PWM 比较器阈值电压变化范围为 $0.6 \sim 0.065V$ ，COMP 引脚电压变化范围为 $3.7 \sim 2.6V$ 时对应的开关工作频率变化范围为 $20 \sim 138kHz$ ，COMP 引脚最大电压被箝位于 $3.7V$ ，允许的最大逐周期峰值电流限制 PWM 阈值电压为 $0.6V$ 。在 PWM 阈值电压被箝位于 $0.065V$ ，COMP 引脚电压变化范围为 $2.6 \sim 1.63V$ 时，对应的开关工作频率变化范围为线性 $138 \sim 20kHz$ 。

(5) 通过检测连接于外接高压功率 MOSFET 管源极和地 GND 引脚之间电流检测电阻上的电压，可以实现一次侧电流检测，PCS 引脚用于将检测电压与 PWM 阈值电压相比较，

PWM 比较器有 220ns 的前沿消隐时间以避免比较器由于任何 PCS 引脚的电容充电脉冲而误触发比较器，一旦 PCS 引脚电压达到 PWM 阈值电压时，栅极输出电位被拉低。

(6) Flyback 变压器退磁后才可以确保电路工作于 DCM 或准谐振 (QR) 工作模式，开始一个新的开关工作周期，这可以通过连接于 V_D 引脚 Flyback 变压器辅助绕组的电阻分压回路检测辅助绕组电压波形来实现，在满足以下工作条件后，TPS92070 开始一个新的开关工作周期。

1) 在 $1.63V \leq V_{COMP} \leq 3.7V$ 正常工作条件下，经历内部定时器的时间 $t_{周期}$ 后，并检测到下一个谷底时开始一个新的 PWM 开关工作周期，在使能谷底检测电路前 V_D 引脚电压必须低于 $100mV$ [$V_{VD(zc)}$]。

2) 当 $V_{COMP} < 1.63V$ 时，电路工作于最低开关工作频率箝位工作状态，这时谷底检测电路不工作。

在谐振谷底位置，Flyback 变换器功率 MOSFET 管导通，所以可以得到高的开关工作效率，当 GATE 引脚电压为高电位，辅助绕组电压变负时， V_D 引脚电压被箝位于 $-0.56V$ 。在谐振谷底检测时， V_D 引脚电位被箝位于 $-0.2V$ ，GATE 引脚电位为低电位。 V_D 引脚与辅助绕组之间的连接电路如图 4-110 所示，当 $V_{COMP} > 1.63V$ 时，为检测开关脉冲的下降沿，TPS92070 要求谐振正峰值 V_D 引脚电位高于 $0.6V$ [$V_{VD(en)}$]，确保谷底检测电路被使能。所以，当 $V_{COMP} > 1.63V$ 时，需适当选择电阻 R_{VD2} 的参数，以满足以上有关工作条件。

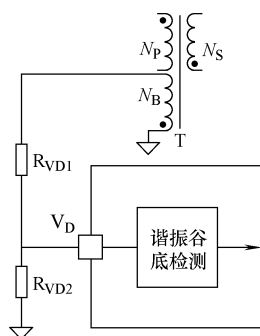


图 4-110 辅助绕组与 V_D 的连接电路

为确保谷底检测可靠工作，当 GATE 引脚为高电位时，从 V_D 引脚至少需流出 $50\mu A$ 电流 $I_{VD(min)}$ ，这就需要确定电阻 R_{VD1} 参数，当 $V_{COMP} > 1.63V$ 时辅助绕组上的电压不足以实现谷底检测，在经历时间 $t_{周期}$ 后内部设定的 $12.7\mu s$ [$t_{VD(vw)}$] 等待时间定时后，在 V_D 引脚电压过 $100mV$ 阈值电压后将会启动一个新的 PWM 开关脉冲。

(7) TDD 引脚用于当 TPS92070 检测到电路有相控调光器工作时，驱动外接旁路 FET 管旁路填谷 PFC 电路的工作，一旦有相控调光器工作，TDD 引脚为逻辑高电位 ($V_{TDD(oh)} = 7V$)，如果没有相控调光器工作时，电路就不断的检测 SEN 引脚，然后 TDD 引脚被复位为逻辑低电位 [$V_{TDD(ol)} = 0V$]，通过检测 SEN 引脚 $1 \sim 5V$ 窗口比较器的检测延迟时间就可以判定有无相控调光器存在，如果在整个交流输入市电供电周期内 $1 \sim 5V$ 上升时间大于 $135\mu s$ ，就会做出电路没有接相控调光器的判断，TDD 引脚的输出就会低电平，否则 TDD 引脚的电位保持高电位。如果 TDD 引脚为低电位，并且在连续的 4 个半交流输入市电供电周

期内检测延迟时间 ($t_{\text{DLY}_1\text{V}_5\text{V}}$) 小于 $135\mu\text{s}$, 一旦 SEN 引脚电位变低低于 1V , TDD 引脚立即变为高电位, 表明电路接有相控调光电路。

(8) 一旦电路检测到 V_{DD} 引脚的电压高到足以触发内部 23V 箝位电路时, 输出过电压保护或 LED 负载开路保护电路开始工作。这时, GATE 引脚电位被拉低, TDD 引脚恢复到逻辑高电位状态, TPS92070 停止工作, TPS92070 内部的下拉电阻 [$R_{\text{VZ}(\text{ovp})}$] 为 V_{Z} 引脚提供放电回路, 直至 V_{DD} 引脚电位低于欠电压锁定输出 (UVLO) 阈值电压时, 电路才会再启动工作。

(9) 当 PCS 引脚电位高于内部 700mV 阈值电压时, 过电流保护控制功能开始工作, 一旦电路检测到过电流故障, GATE 引脚电位被拉低, LP 引脚电位被复位为 0V , 对应 LED 的发光为最低工作状态, 一旦 SEN 引脚电位高于 5V , 这时对应 LED 由最低发光恢复到 GATE 开关工作, LED 负载恢复正常工作电流。

(10) 如果集成电路内部电路 PN 结结温超过了 155°C , TPS92070 停止工作, 进入再启动工作模式, V_{Z} 引脚放电, 直至 V_{DD} 引脚电位低于欠电压锁定输出 (UVLO) 阈值电位, TPS92070 停止再启动工作, 直至结温低于 140°C , TPS92070 恢复正常工作, 这时 LED 的光输出为预先设定的最低值。

(11) 在进行 PCB 布局时应使旁路电容尽可能的靠近有关引脚, 功率地 (PGND) 应和信号地分开 (GND), 功率地 (PGND) 应为单点接地, 应尽可能地在 TPS92070 的下面。

4.1.6.2 采用 TPS92070 的 AC230V 交流输入市电供电相控调光电路

下面介绍采用 TPS92070 的 5 只 LED 负载串联, 输出电流 370mA , 交流输入市电供电电压为 AC230V 的应用电路, 电路可用于相控晶闸管调光照明应用场合^[32]。

1. 电路特点

电路为采用 TPS92070 工作于离线式的 Flyback 变换电路, 输入供电为 $50\text{Hz}/60\text{Hz}$, AC230V, 可用于前沿相控调光应用场合, 可提供适应人眼视觉特性的调光控制。适用于 LED 替换灯、LED 照明、LED 下射灯和 LED 洗墙灯等应用场合。

2. 电路性能指标

- 1) 前沿相控调光;
- 2) 逐周期限电流保护;
- 3) 填谷式 PFC;
- 4) 开关工作频率范围为 $30 \sim 146\text{kHz}$;
- 5) AC180 ~ 240V 交流输入市电电压供电范围;
- 6) 正常工作输出电流 370mA , 最大输出电流 388mA ;
- 7) 16.5V 输出电压时 6W 输出功率, 满载工作效率 83% ;
- 8) 工作于 DCM 和谷底开关工作模式;
- 9) 最低输出工作电流为 13mA , 可以设定, 输出电流稳定性不低于 $\pm 5\%$ 。

3. 电路工作原理图

电路工作原理图如图 4-111 所示。电路输入交流市电供电电压与工作效率曲线如图 4-112 所示。非调光工作状态下输入交流市电供电电压与输出电流稳定性关系曲线如图 4-113 所示, 非调光工作状态下输入交流市电供电电压与功率因数关系曲线如图 4-114 所示, LED 工作电流与调光器导通程度关系曲线如图 4-115 所示。

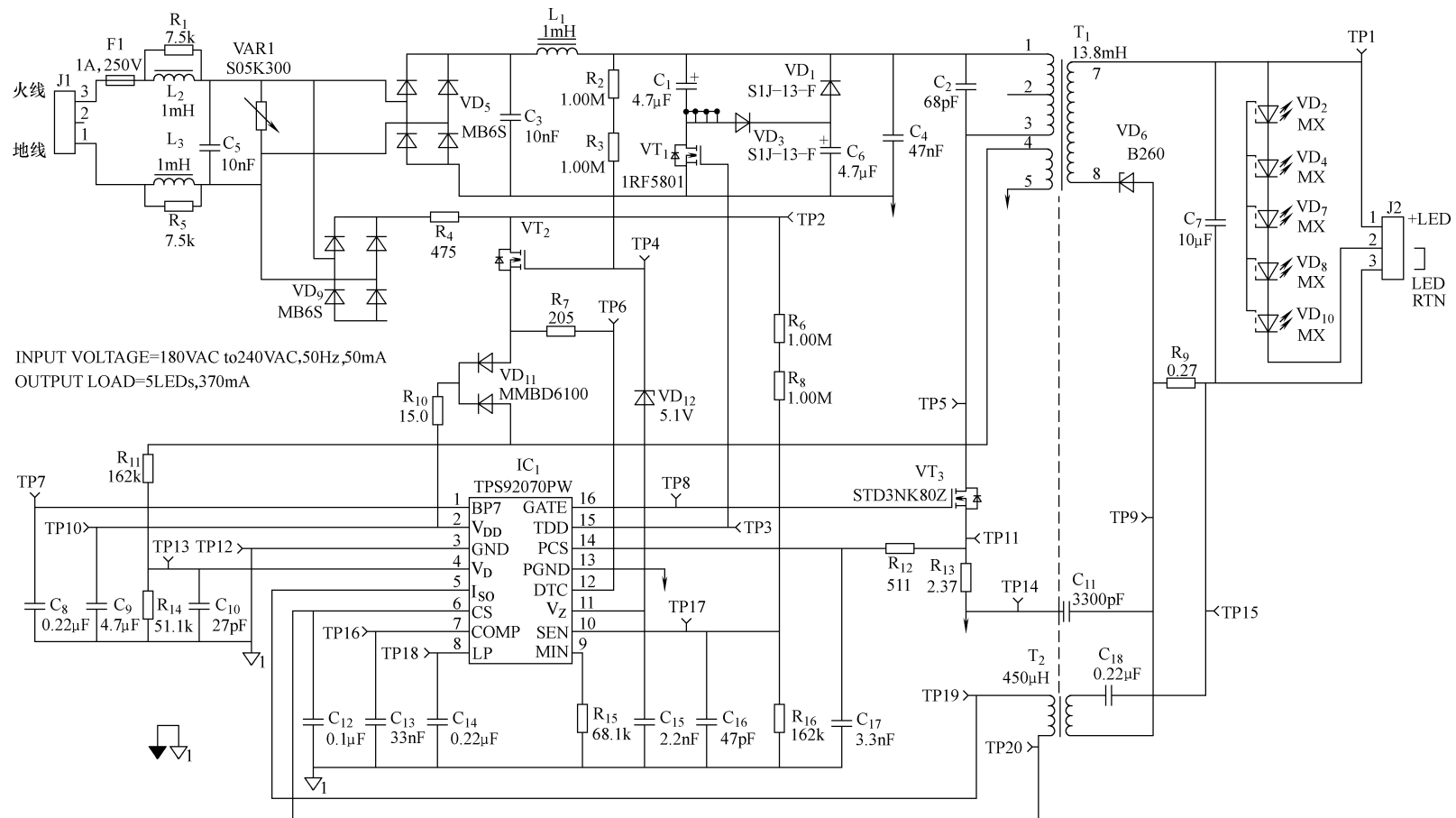


图 4-111 电路工作原理图

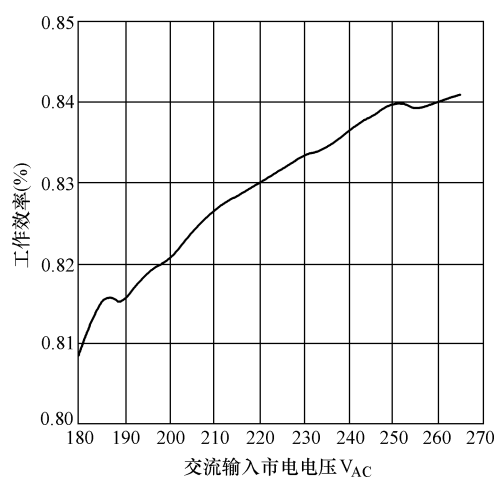


图 4-112 电路工作效率曲线

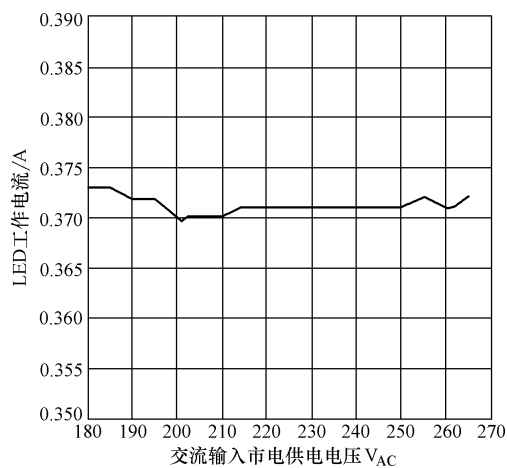


图 4-113 非调光工作状态下交流市电供电电压与输出电流稳定性关系曲线

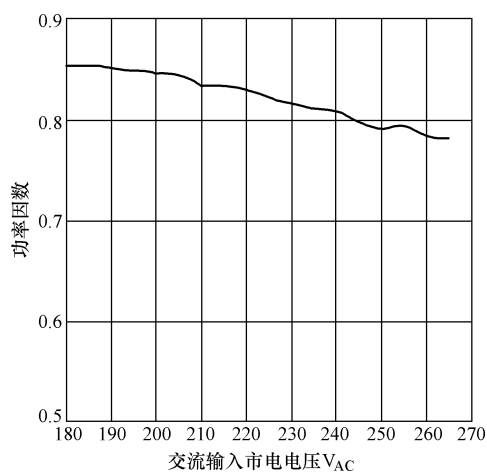


图 4-114 非调光工作状态下交流市电供电电压与功率因数关系曲线

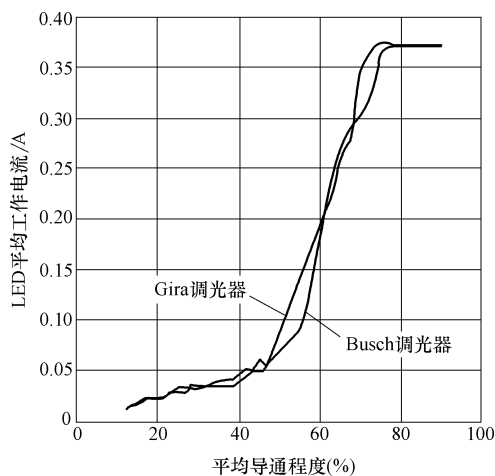


图 4-115 LED 工作电流与调光器导通程度关系曲线

4.2 Fairchild 公司常用 LED 相控调光驱动电路

4.2.1 采用 FL7730 的 LED 相控晶闸管调光驱动电路工作原理

4.2.1.1 FL7730 主要技术特点和工作原理

1. FL7730 主要技术特点

- (1) SOP-8 引脚封装；
- (2) 工作电流为 5mA；
- (3) 逐周期电流限制；
- (4) 兼容非调光电路应用；
- (5) 启动电流仅为 20 μ A；
- (6) 精确的恒流控制；
- (7) LED 灯负载开路 and 短路保护；
- (8) 具有 PFC 功能；
- (9) 无需大容量电解电容和反馈电路；
- (10) 具有自动再启动的过热保护控制功能；
- (11) 适用交流市电供电电压范围为：AC80 ~ 308V；
- (12) 兼容现有的传统晶闸管相控调光器（无需改变现有的灯结构、壁开关和电路连线）。

2. FL7730 工作原理

FL7730 是一款单端 Flyback 变换 PWM 控制器，具有 PFC 控制功能，FL7730 采用单级一次侧调节（PSR）控制，支持相控晶闸管调光和模拟调光，调光控制平滑，可以实现相控晶闸管从 0% ~ 100% 整个光输出范围内无发光闪烁调光控制。结合一次侧调节和单级 PFC 拓扑，可以极大减少整个电路使用元器件数目，无需使用大容量电解电容器，也无需加反馈控制电路，就可以获得高功率因数和低总谐波失真。

FL7730 通过接至 COMI 引脚的外接电容可以实现恒定导通时间控制。开关工作频率与输出电压成正比变化，确保电路工作于 DCM 工作模式。电路工作效率高，简化了电路设计。可以实现更小巧、工作寿命更长及系统成本更低的电路设计。

FL7730 具有 LED 负载开路、短路和驱动电路过温度保护等保护功能，保护控制功能齐全^[33]。

FL7730 内部含有一个内部误差放大器和低带宽补偿器。精确的恒流控制（ $\pm 5\%$ ）可以准确地调节输出电流而不受输入和输出电压影响，获得高性能的 LED 照明质量。

FL7730 引脚图如图 4-116 所示，内部工作原理框图如图 4-117 所示，引脚功能如表 4-11 所示，典型应用电路工作原理图如图 4-118 所示。

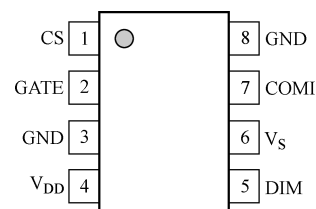


图 4-116 FL7730 引脚图

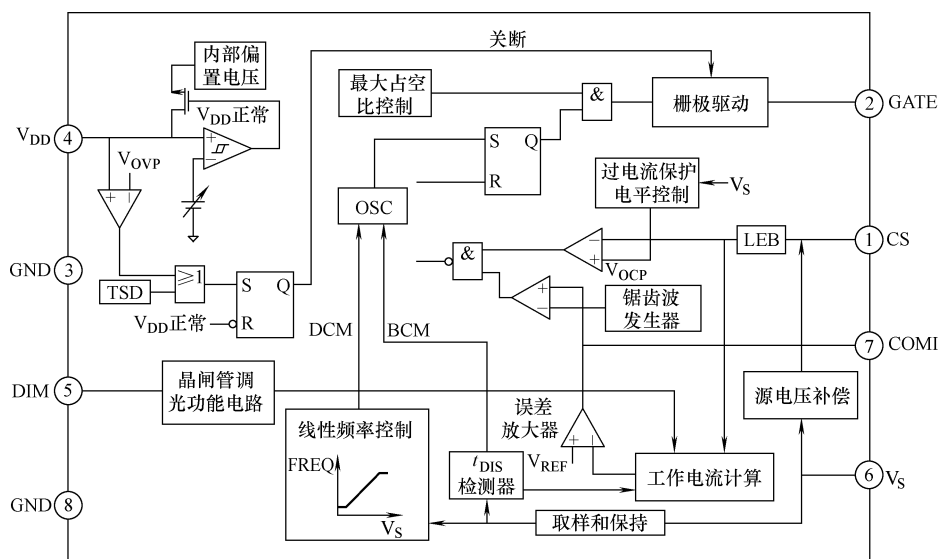
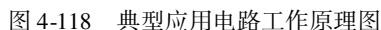


图 4-117 内部工作原理框图

表 4-11 引脚功能

引脚号	引脚符号	引脚功能
①	CS	电流检测。该引脚需要连接到电流检测电阻，用以检测通过功率 MOSFET 管的电流，在恒流调节控制中用于稳定输出电流
②	GATE	PWM 信号输出。该引脚采用内部图腾柱输出，用于驱动外接功率 MOSFET 管
③	GND	地
④	V _{DD}	电源供电引脚。通过该引脚，为芯片提供工作电流和外接功率 MOSFET 管驱动电流
⑤	DIM	调光控制引脚。该引脚用于控制 LED 负载调光
⑥	V _S	电压检测引脚。该引脚用于检测输出电压信息，用于线性频率控制和恒流调节控制。该引脚需要连接到和辅助绕组相连的分压电阻回路
⑦	COMI	恒流控制环路补偿。该引脚为跨导误差放大器的输出
⑧	GND	地



4.2.2 采用 FL7730 的 8W 相控晶闸管调光 LED 驱动电路

1. 交流输入市电频率范围: 50 ~ 60Hz;
2. 交流输入市电电压适应范围: AC180 ~ 265V;
3. 直流输出标称电流: 380mA, 输出直流电流纹波 $\pm 65\text{mA}$;
4. 输出直流电压范围: DC10 ~ 28V, 标称输出直流电压 DC22V;
5. 工作效率: AC180V 时为 84.5%, AC220V 时为 84.4%, AC230V 时为 84.5%, 65V 时为 84.5%;
6. 输出直流电流恒流准确度: 交流输入市电电压变化范围为 AC180 ~ 265V 时 $< \pm 1.9\%$, 输出直流电压变化范围为 DC10 ~ 28V 时小于 $\pm 3.1\%$;
7. 功率因数与总谐波失真: AC180V 时 $\text{PF} = 0.97$, $\text{THD} = 13.7\%$, AC220V 时 $\text{PF} = 0.93$, $\text{THD} = 16.6\%$, AC230V 时 $\text{PF} = 0.92$, $\text{THD} = 17.3\%$, AC265V 时 $\text{PF} = 0.87$, $\text{THD} = 17.7\%$ 。电路工作原理图如图 4-119 所示。^[34]

1. LED 负载开路保护

在 LED 负载开路工作条件下，通过 FL7730 内部的负载开路保护控制电路可以保护二次侧电解电容和二极管等元器件。在功率 MOSFET 管关断期间， V_{DD} 电容被充电至辅助绕组电压，而辅助绕组电压又可以反映输出电压大小，由于 V_{DD} 电压具有输出电压信息， V_{DD} 引脚内的电压比较器可以触发输出过电压保护控制功能。例如，当 LED 负载开路时，输出负载阻抗变得很高，输出电容被充电至 $V_{OVP} \times \frac{N_S}{N_A}$ ，当功率 MOSFET 管关断时， V_{DD} 电压进入打嗝

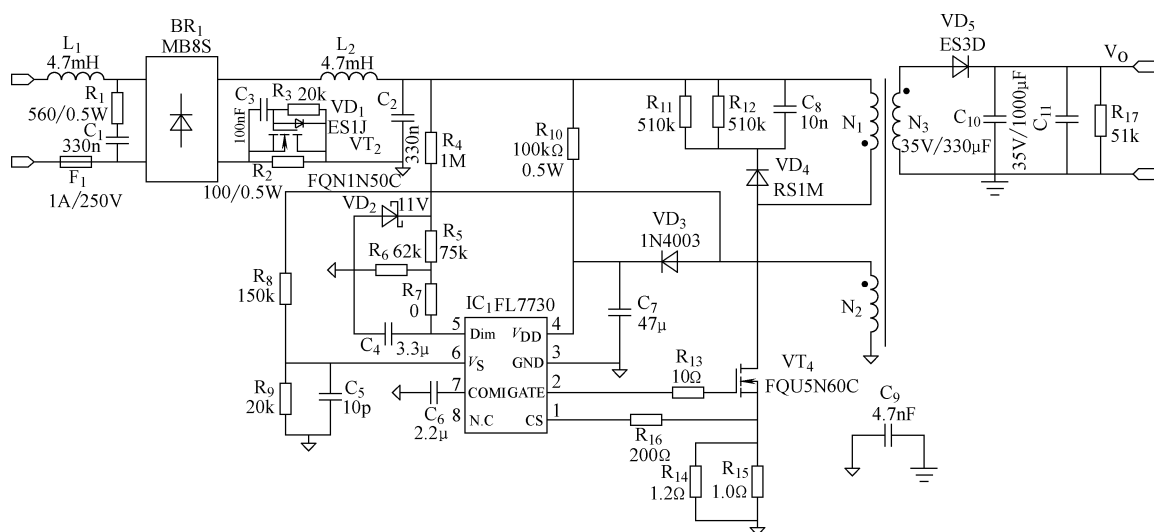


图 4-119 电路工作原理图

工作模式，直至负载 LED 开路故障被排除^[35]。

2. 输出欠电压锁定输出 (UVLO)

FL7730 的导通和关断阈值电压分别固定为 16V 和 7.5V，在启动工作期间，FL7730 的 V_{DD} 电压必须通过启动回路充电至 16V，使 FL7730 进入启动工作状态， V_{DD} 电容不断给 V_{DD} 引脚供电，直至 V_{DD} 引脚可以通过 Flyback 变压器的辅助绕组供电，在启动过程中 V_{DD} 引脚电压不能低于 7.5V，8.5V 回滞电压可以确保在电路启动过程中 V_{DD} 电容为电路可靠供电。

3. 过温度保护

当 FL7730 工作结温超过 +150℃ 时，FL7730 内部温度检测电路关断 PWM 输出电路的工作，这时 V_{DD} 电压慢慢降低至欠电压锁定输出 (UVLO) 电压，内部某些电路关断， V_{DD} 电压又慢慢上升，一旦 V_{DD} 电压达到 16V，内部所有电路又开始工作，如果结温仍然大于 +140℃，PWM 控制电路立即关断。

4.3 NXP 公司常用 LED 相控调光电路与应用

4.3.1 采用 SSL2101 的 LED 相控调光驱动电路

4.3.1.1 SSL2101 特点与工作原理

1. SSL2101 特点

SSL2101 可用于 Flyback 和 Buck 变换应用场合，可以和现有的相控调光控制器匹配，使用方便，具有以下特点。

- 1) 内置保护电路；
- 2) 小型 SO16 封装，散热性能好；
- 3) 内置功率变压器退磁检测电路；
- 4) 内置优化的谷低开关检测电路；

- 5) 满足有关安全和功率因数的技术要求;
- 6) 使用外围元器件少, 构成的电路体积小;
- 7) 支持由交流输入市电整流输出直流电压直接启动;
- 8) 可用于 LED 灯功率小于 15W 应用场合, 工作效率高;
- 9) 可调光低至 1% , 具有适应人眼视觉特性的调光控制特性;
- 10) 支持各种调光应用场合 (例如不调光和前沿/后沿相控调光应用场合)。

2. SSL2101 工作原理

SSL2101 内含高电压功率开关管和有关为相控调光电路供电的高电压电路, 这样可以减少外围电路元器件数量和降低电路成本。电路可以直接由交流输入市电整流输出直流电压启动, 无需外部启动电路^[36]。

SSL2101 采用谷底检测 (过零检测) 技术, 由于功率开关管可以在最佳时间点导通, 从而降低了 LED 驱动电路的功率损耗。

在 SSL2101 内部集成了泄放电路开关和比较器, 可以减少外围元器件数量和电路板尺寸。相控调光晶闸管导通后有一个维持电流, 只要通过相控调光晶闸管的电流不低于这个维持电流, 相控调光晶闸管就可以可靠导通。目前使用的相控调光晶闸管维持电流一般是 7 ~ 75mA (驱动电流为 7 ~ 100mA), 导通后相控调光晶闸管回路电流必须要大于这个值相控晶闸管才能可靠导通, 否则会关断再重新触发。采用智能泄放电路, SSL2101 可以检测到何时相控调光晶闸管不需要泄放电流关断泄放电路工作 (如 LED 负载电流足够大), 这可减少电路功耗和增加系统工作效率。

SSL2101 采用散热增强 SO16 封装和内置过温度保护控制功能, 可以提供可靠和安全的散热, 增加 SSL2101 工作寿命, 允许在更高的环境温度下正常工作。在 SSL2101 热保护工作期间, 工作电流降低至启动工作电流, 一旦热保护解除, SSL2101 恢复正常工作。

SSL2101 保护控制功能齐全, 具有过电流保护、绕组短路保护、短路检测和最大占空比限制等保护控制功能, 确保 SSL2101 能够可靠的工作。SSL2101 适用于功率低于 15W 的 SSL 照明, 可用于 GU10、E27 灯、LED 模组和 LED 灯串相控调光应用场合。

SSL2101 是 SSL210X 系列 LED 相控调光驱动控制集成电路中的一款, SSL210X 系列集成电路主要有 SSL2101、SSL2102 和 SSL2103 三种, 各自特点如表 4-12 所示。

表 4-12 SSL210X 平台的有关集成电路

型 号	功率开关管	泄 放 开 关	适用功率范围
SSL2101	集成	集成	高达 15W (模组)
			高达 8W (SSL 改进)
SSL2102	集成	集成	高达 25W (模组)
			高达 12W (SSL 改进)
SSL2103	外置	外置	任何功率范围

SSL2101 引脚图如图 4-120 所示, SSL2101 内部工作原理框图如图 4-121 所示, SSL2101 引脚功能如表 4-13 所示。

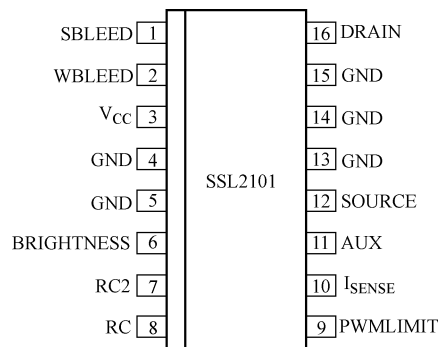


图 4-120 SSL2101 引脚图

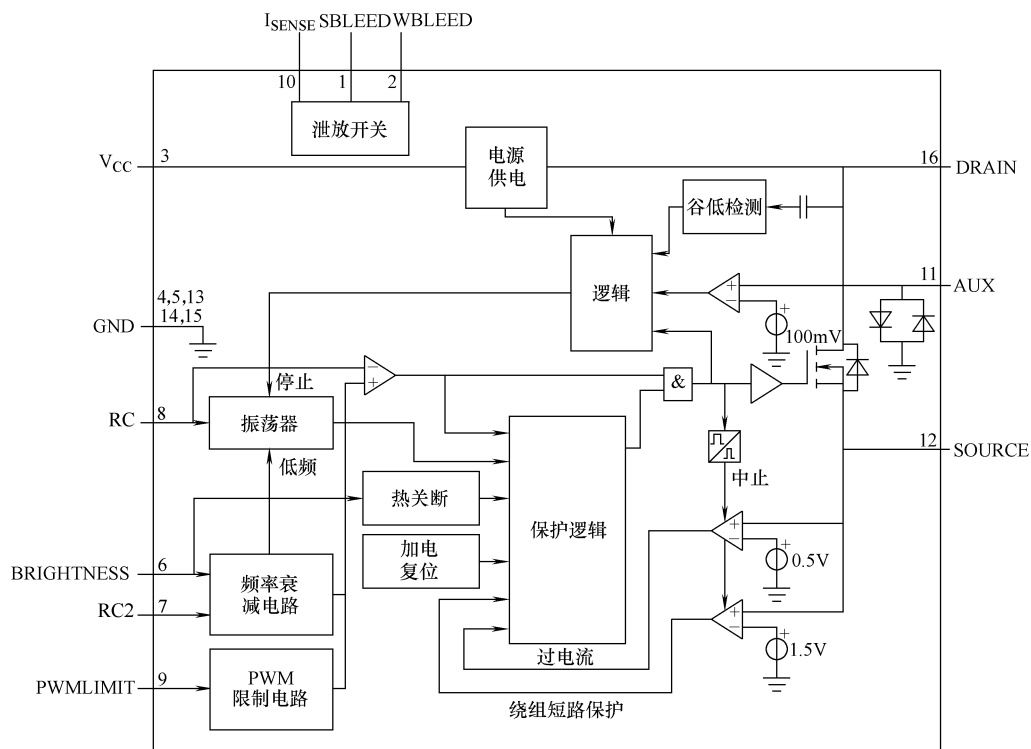


图 4-121 SSL2101 内部工作原理框图

表 4-13 SSL2101 引脚功能

引脚符号	引脚号	引脚功能
SBLEED	①	内部强泄放电路开关
WBLEED	②	内部弱泄放电路开关
V _{CC}	③	电源供电
GND	④	地
GND	⑤	地

(续)

引脚符号	引脚号	引脚功能
BRIGHTNESS	⑥	亮度信号输入
RC2	⑦	频率降低设定
RC	⑧	频率设定
PWMLIMIT	⑨	PWM 限定输入
I _{SENSE}	⑩	WBLEED 电流检测输入
AUX	⑪	来自辅助绕组用于定时（退磁）的输入信号
SOURCE	⑫	内部功率开关管源极
GND	⑬	地
GND	⑭	地
GND	⑮	地
DRAIN	⑯	内部功率开关管漏极，启动电流和谷底检测信号输入引脚

3. SSL2101 主要控制功能

SSL2101 通过导通时间控制和频率控制技术来调节 LED 发光亮度，通过 BRIGHTNESS、PWMLIMIT 引脚和外接调光器一起可以调节控制 LED 的发光亮度，PWMLIMIT 引脚也可以用于热流明管理（TLM）和 LED 工作电流的精确控制，SSL2101 主要控制功能特点如下^[37]。

（1）通过交流输入市电整流输出直流电供电可以完成电路的启动，一旦 V_{CC} 引脚电压高于 V_{CC} （启动）电压，SSL2101 就开始工作，然后由变压器辅助绕组回路供电。

一旦 V_{CC} 引脚电压低于 V_{CC} 欠电压锁定输出电压（UVLO），SSL2101 停止工作，如果供电电压足够高，SSL2101 又试图重新启动工作。

（2）SSL2101 内部振荡电路为内部逻辑电路提供定时信号，振荡频率可以通过 RC 和 RC2 引脚外接 RC 元件参数设定，外接电容被快速充电到 $V_{RC(max)}$ ，开始一个新的开关工作周期，然后外接电容被快速放电到 $V_{RC(min)}$ ，放电为指数规律。当 VBRIGHTNESS 为高电位时，电路开关工作频率可以利用式（4-99）计算。

$$RC = \frac{1}{3.5} \left(\frac{1}{f_{osc}} - t_{充电} \right) \quad (4-99)$$

式（4-99）中，电阻 R 值等于两只振荡电阻（接至 RC 和 RC2 引脚电阻）的并联值，电容 C 表示连接到 RC 引脚⑧的电容。

为确保接到 RC 引脚的电容在充电时间内被可靠充电，电容 C 的容量不要大于 1nF，由于漏电原因接至 RC 引脚电阻阻值不要大于 220kΩ。

（3）SSL2101 的脉冲占空比受内部稳压电压和 RC 引脚的振荡信号控制，PWMLIMIT 引脚电压决定最低导通时间，最低脉冲占空比可以为 0%，最大脉冲占空比为 75%。

（4）在 SSL2101 中设有适于多种相控调光器应用的强和弱泄放电路，强泄放电路用于确保相控调光晶闸管导通电流过零和相控调光晶闸管导通时可靠工作，弱泄放电路用于为相控调光晶闸管调光电路中的相控调光晶闸管提供维持导通工作电流。

强泄放电路在 WBLEED 引脚电压为最大值，SBLEED 引脚电压低于 $V_{th}(SBLEED)$ 52V 的典型值电压时导通工作，一旦 I_{SENSE} 引脚电压大于 $V_{th(高)}(I_{SENSE})$ 的 -100mV 典型值电压时，

弱泄放电路开始工作,当 I_{SENSE} 引脚电压低于 $V_{\text{th(低)}}(I_{\text{SENSE}})$ 的 -250mV 典型值电压时,弱泄放电路关断不工作。并且,强泄放电路工作时,弱泄放电路不工作,工作原理图如图 4-122 所示^[38]。

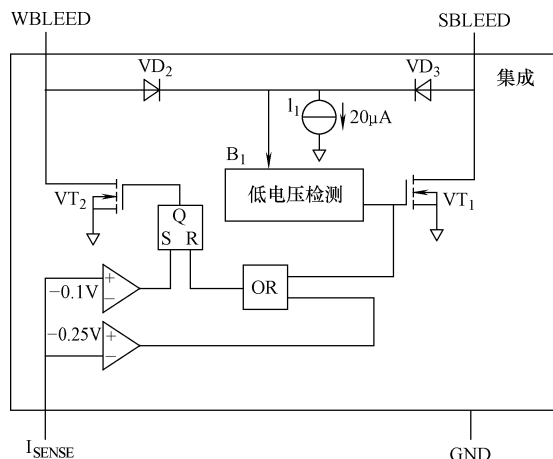


图 4-122 强、弱泄放电路工作原理图

(5) 利用 PWMLIMIT 引脚电压可以控制电路的开关工作周期,电路开关工作频率可以利用公式 (4-100) 计算。

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p \times C_p}} \quad (4-100)$$

式 (4-100) 中, L_p 是变压器一次绕组自感; C_p 是功率 MOSFET 管漏极杂散电容。

如果电路使用了 AUX 引脚,电路工作于 DCM 工作模式。

(6) 电路通过接到功率 MOSFET 管源极的电阻可以实现逐周期漏极峰值电流限制控制功能,在前沿消隐 (LEB) 时间过电流保护电路工作,以确保电路可靠工作,不会误动作。

(7) 变压器绕组短路保护 (SWP) 电路在前沿消隐时间结束后开始工作,如果在功率 MOSFET 管源极上的检测电压大于保护阈值电压 $V_{\text{th(swp)}}$ 时,电路停止工作。如果二次侧整流二极管短路,电路也会保护动作。

(8) SSL2101 内部含有过温度保护控制功能,当 SSL2101 内部的结温超过热关断温度时 SSL2101 停止工作,这时 SSL2101 工作电流低于启动工作电流,一旦过热故障消除,电路恢复正常工作。

SSL2101 的 Buck 变换典型应用电路工作原理图如图 4-123 所示,SSL2101 Flyback 变换典型应用电路工作原理图如图 4-124 所示^[39]。

4.3.1.2 采用 SSL2101 的 12W 相控晶闸管调光 LED 驱动电路

1. 电路特点与主要技术指标

下面介绍采用 SSL2101 的 12W 输出功率相控晶闸管调光电路,电路工作原理图如图 4-125 所示,电路有关技术指标如表 4-14 所示。

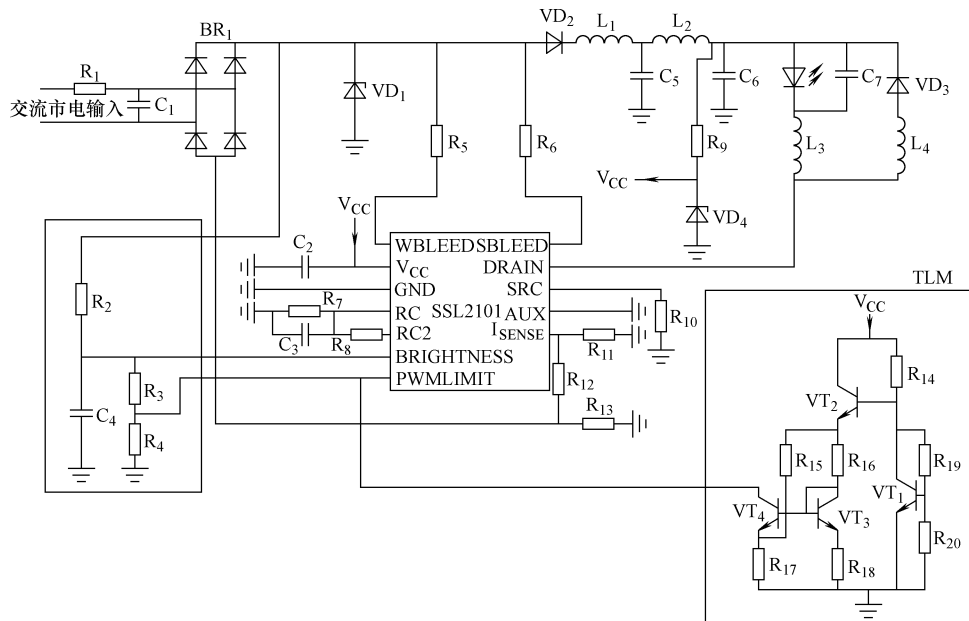


图 4-123 SSL2101 的 Buck 变换典型应用电路原理图

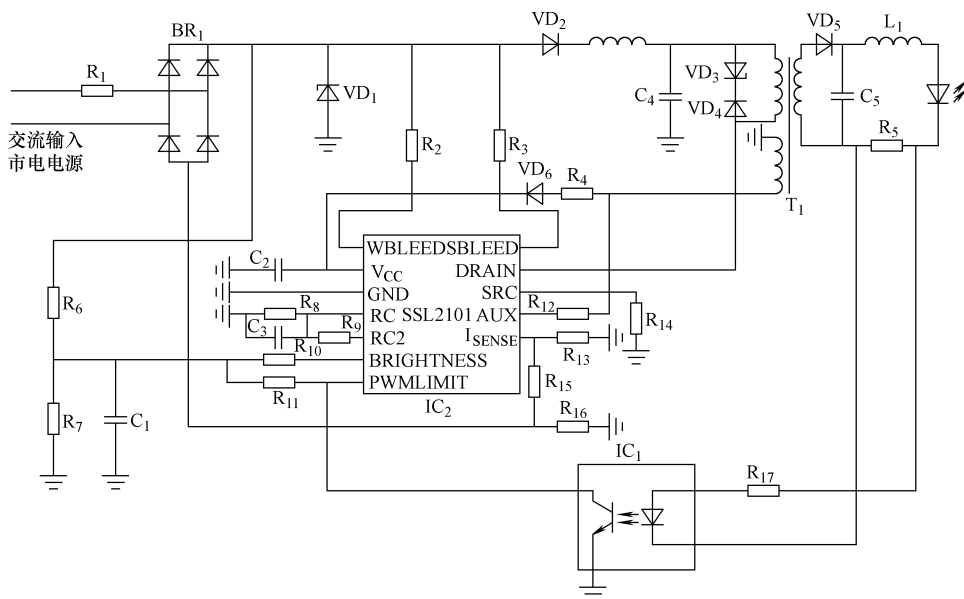


图 4-124 SSL2101 Flyback 变换典型应用电路原理图

表 4-14 电路的有关技术指标

参 数	参 数 值	说 明
交流输入市电电压	AC85 ~ 276V	电路板已优化工作于 230V/50Hz 或 120V/60Hz $\pm 10\%$ 工作条件
输出至 LED 负载电压	DC9 ~ 23V	

(续)

参 数	参 数 值	说 明
输出过电压保护点	DC25V	
输出 LED 负载的电流	400 ~ 800mA	输出电流可调节
输出负载效应	在负载范围内小于 $\pm 4\%$ /V	
纹波电流	$\pm 150\text{mA}$	在 500mA 条件下
最大输出功率 (LED 负载)	17W	在 $V_o = 21\text{V}$ 工作条件下
工作效率	70% ~ 78%	在室温 $T = 25^\circ\text{C}$ 下测得
功率因数: 在 120V/60Hz, 230V/50Hz 工作条件下	0.99	在 15W 输出功率条件下
	0.94	在 15W 输出功率条件下
	0.90	在 11W 输出功率条件下
开关工作频率	60 ~ 75kHz	—
调光控制范围	100% ~ 0%	—
绝缘电压	1.8kV	一次和二次之间
输入电压对负载电流影响	+3% ~ -3%	AC250V/50Hz ~ AC210V/50Hz

2. 影响电路工作性能的有关因素

(1) 电路功率因数大于 0.9, 为了得到高功率因数, 电路工作于固定导通时间工作模式, 如图 4-125 所示, 输出直流电压经过电容 C_6 滤波, 电路在非调光工作模式下可以获得高功率因数。在调光工作模式下, 就有在 LED 低亮度输出时相控调光晶闸管的维持导通工作电流等问题, 同时也需要有阻尼电路来吸收存储在相控调光 LC 电路中的能量, 在低功率工作条件下 ($< 10\text{W}$) 可以使用一只串联电阻来实现这个目的, 但是在高功率工作条件下如果再串一只阻尼电阻就会严重影响电路的工作效率。为了提高电路的工作效率可以采用串联电阻和阻尼电路并用的方法, 串联回路由 F_1 、 R_1 和 R_2 组成, 如图 4-125 所示, 并联阻尼电路由 C_2 和 R_3 组成。

输入滤波电路为容性, C_1 、 L_1 、 L_2 、 C_3 和 C_4 组成的滤波电路用来阻断来自输入电路的干扰信号, 由于这个滤波器呈容性的原因, 会降低电路的功率因数, 在交流输入市电电压为 AC230V 时可以采用 150nF 的滤波电容, 在 11W 输出功率工作条件下可以获得 0.9 的功率因数。

电阻 R_{18} 和晶体管 VT_1 和 VT_2 组成输出限电流功能电路, 电位器 R_{20} 可以设定限电流保护点, 同时这个回路还可以起输出过电压保护功能, 如果 LED 负载上的电压高于 23V, 就会有电流流过 R_{19} 和稳压二极管 VD_9 , 电流流过光耦合器 IC_2 将会拉低 PWMLIMIT 和 BRIGHTNESS 引脚电压, 如果 PWMLIMIT 和 BRIGHTNESS 引脚电压低于 400mV, 电路导通时间会变为零, 电路中止输出。

如图 4-125 所示, 通过检测交流输入市电整流输出电压可以实现调光范围检测, 电阻 R_4 、 R_5 和 R_{17} 组成分压电路, 电容 C_9 对分压电压滤波, 这个回路可以决定变换电路的脉冲占空比和开关工作频率。

Flyback 变换的优点之一是在不改变 Flyback 变压器一次绕组电感量的条件下, 通过改变 Flyback 变压器的匝数比就可以改变输出电压。Flyback 变换器的工作效率和输出电压有关,

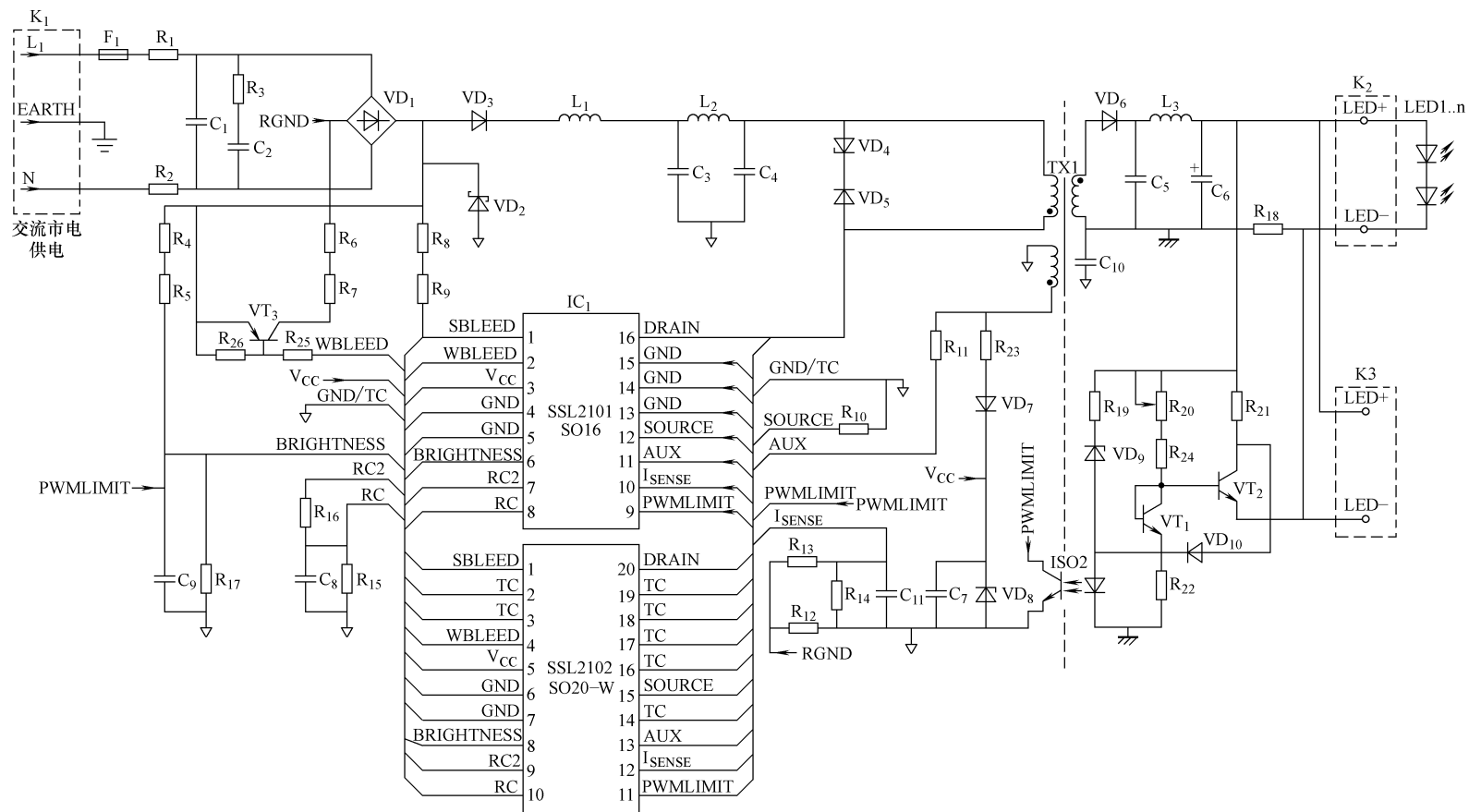


图 4-125 电路原理图

较低输出直流电压时二次输出损耗加大。一般而言,相控晶闸管调光 Flyback 变换电路在较高输出直流电压时(例如 DC60V)的工作效率在 80% 左右,在低输出直流电压(例如 DC3V 左右)的工作效率会低些,低的具体值和输出直流电压有关,在低输出直流电压情况下如果采用同步整流可以提高电路工作效率。

(2) 输出纹波电流大小和加到 LED 负载的直流电压大小、LED 的动态电阻 $R_{\text{动态}}$ 、输出滤波电容容量和输出电容的特性等因素有关,一般 $\pm 25\%$ 的 LED 负载纹波电流对应小于 1% 的光输出是可以接受的。滤波电容容量 C_{out} 可以利用式 (4-101) 计算。

$$C_{\text{out}} = \frac{I_{\text{LED}}}{\Delta I} \times \frac{1}{6 \times f_{\text{net}} \times R_{\text{动态}}} \quad (4-101)$$

(3) 有时可以使一个调光器来带多个 LED 驱动电路,同时调节几个 LED 负载的发光,后延相控调光在一个调光器带多个 LED 驱动器的应用场合较前沿相控调光有优势。

当采用后沿相控调光控制时没有浪涌电流,而前沿晶闸管相控调光由于输入电压的突然变化会在输入电容上产生很大的浪涌电流,从而引起较大的功率损耗,而后沿相控调光就没有这个问题。但是,在低负载功率的条件下如果采用相控后沿晶体管调光由于调光晶体管上的电压降会降低调光电路的工作效率^[40]。

如图 4-125 所示,为了使电压检测更为精确,可以用稳压二极管代替电阻 R_4 ,对 AC230V 输入和 AC120V 输入应取不同的稳压值。由于调光灵敏度提高了,在使用相控晶闸管调光时调光曲线变化会更为剧烈些。

4.3.2 采用 SSL2102 的 LED 相控调光驱动电路

4.3.2.1 SSL2102 特点与工作原理

1. SSL2102 特点

SSL2102 是一款 SO20 封装高集成度 LED 相控调光驱动控制集成电路,内部集成了调光控制和开关电源控制模块。具有工作效率高和高功率因数的特点,适用于相控前沿/后沿调光 LED 照明应用场合。能支持 25W 最大输出功率,调光深度可低至全光照强度的 1%,可以兼容多种类型的调光器^[41]。

SSL2102 散热性能优良,工作可靠性好,通过内部 V_{CC} 稳压电路可以直接利用交流输入市电整流输出的高电压直流电启动,通过内部优化的调光控制电路可以优化电路的调光控制特性。SSL2102 内含高电压功率开关管和为相控调光电路供电的相关高电压电路,并且内含泄放电路,利用泄放电路可以在相控晶闸管调光电路低亮度输出时,保证相控晶闸管由于低工作电流而可靠工作。退磁检测电路可以在相控晶闸管低输出电压或变压器漏感较大的情况下使电路高效和可靠工作,SSL2102 内部有关保护电路可以确保电路工作可靠性,当集成电路结温超过热关断温度时,过温度保护电路 (OTP) 可以中止集成电路的工作。在集成电路热保护工作期间,集成电路工作电流降低至启动工作电流,一旦集成电路热保护控制解除,集成电路恢复正常工作。利用外接电流检测电阻可以逐周期限制电路的峰值电流。

SSL2102 与 SSL2101 功能相同,但输出功率较 SSL2101 高,SSL2102 主要特点有:

- 1) 变压器绕组短路保护 (SWP);
- 2) 集成度高,使用外围元器件少;
- 3) 内置优化的谷低开关检测功能;

- 4) 满足有关安全和功率因数的技术要求;
- 5) 支持前沿/后沿相控调光 LED 照明应用场合;
- 6) 适用于 LED 负载总功率小于 25W 应用场合;
- 7) 支持隔离和非隔离架构 LED 驱动电路设计;
- 8) 具有过温度保护、过电流保护等保护控制功能;
- 9) 增强散热功能的 SO20 宽体封装, 增强了集成电路散热功能;
- 10) 通过内含的功率变压器退磁检测电路使功率开关电路工作于谷底开关, 提高了电路工作效率;
- 11) 易于和现有的相控调光器匹配, 应用范围广, 通过内置适应人眼视觉特性的调光曲线实现调光, 可调光低至最大发光的 1%。

SSL2102 引脚图如图 4-126 所示, 内部工作原理框图如图 4-127 所示, 引脚功能如表 4-15 所示。

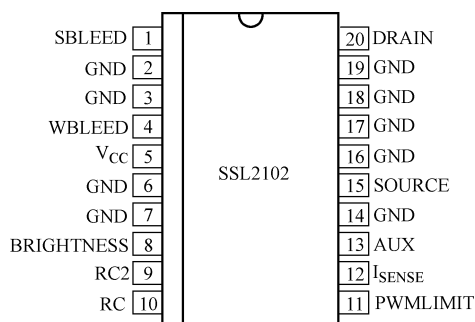


图 4-126 SSL2102 引脚图

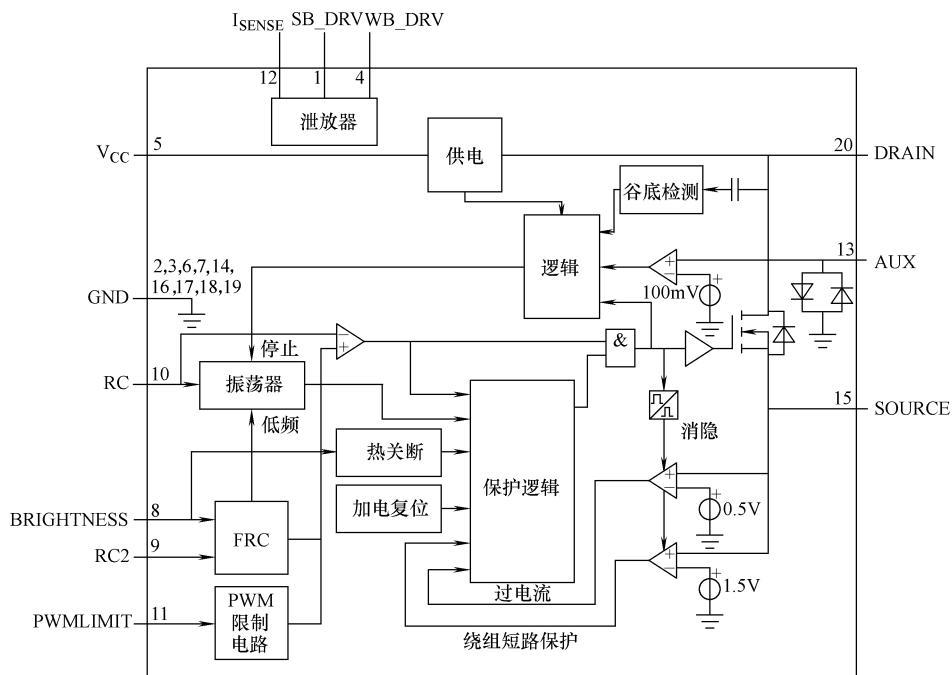


图 4-127 内部工作原理框图

表 4-15 SSL2102 引脚功能

引脚符号	引脚号	引脚功能
SBLEED	①	内部强泄放开关电路漏极
GND	②	地
GND	③	地
WBLEED	④	内部弱泄放开关电路漏极
V _{CC}	⑤	电源供电
GND	⑥	地
GND	⑦	地
BRIGHTNESS	⑧	亮度信号输入
RC2	⑨	降频设定
RC	⑩	频率设定
PWMLIMIT	⑪	PWM 限定输入
I _{SENSE}	⑫	用于 WBLEED 的电流检测输入
AUX	⑬	来自辅助绕组用于定时信号（退磁）的输入电压
GND	⑭	地
SOURCE	⑮	内部功率开关管源极
GND	⑯	地
GND	⑰	地
GND	⑱	地
GND	⑲	地
DRAIN	⑳	内部功率开关管漏极，启动电流和谷底检测信号输入

2. SSL2102 工作原理

SSL2102 工作原理和 SSL2101 类似，可以参见 SSL2101 工作原理部分有关内容。

3. SSL2102 典型应用电路

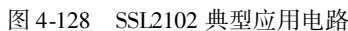
SSL2102 典型应用电路如图 4-128 所示^[42]。

4.3.2.2 采用 SSL2102 的 30W 相控晶闸管调光电路

1. 采用 SSL2102 的 30W 相控晶闸管 LED 调光驱动电路

下面介绍采用 SSL2102 的 30W 相控晶闸管 LED 调光驱动电路，电路主要技术性能指标如下^[43]。

- 1) 输出功率：30W；
- 2) 工作效率：72%；
- 3) 输出：42V/700mA；
- 4) 功率因数大于 0.7；
- 5) 输入交流市电电压：230V/50Hz；
- 6) 150mA 峰-峰值输出纹波电流（小于 10%）；
- 7) 和相控晶闸管调光器匹配，调光无发光闪烁。



2. 电路工作原理

SSL2102 最大输出功率为 25W，在高输出功率应用场合必须考虑好电路散热问题，否则会降低驱动电路和 LED 负载工作寿命。在设计 PCB 时需注意电路有效散热，输出功率这个技术指标在设计变压器时是一个重要参数，在输出功率为 30W 应用场合，需采用 E30 或 EFD30 磁心，变压器将占 PCB 大部分空间。采用 SSL2102 的 30W 相控晶闸管调光电路工作原理图如图 4-129 所示。

图 4-129 所示电路 Flyback 变压器主要技术指标如下。

- 1) E30/EFD30 磁心;
- 2) 辅助绕组 (L_1): 15 匝, 0.1mm 绝缘线绕制;
- 3) 一次绕组 (L_3): 90 匝, 0.315mm 绝缘线绕制;
- 4) 二次绕组 (L_2): 30 匝, 30 股 0.071mm 绝缘线绕制;
- 5) 一次绕组 (L_3): 电感量为 700 μ H, 电感量和磁路间隙有关。

Flyback 变压器绕制要求如下。

先绕第一层 45 匝的一次绕组，再绕第二层 30 匝的二次绕组，再绕第三层 45 匝的一次绕组，第四层绕 15 匝的辅助绕组。

图 4-129 所示电路中, 在防浪涌电流电阻 R_3 上会消耗较大的功耗, 会极大降低电路工作效率, 电路工作效率只有 72%, 如果采用有源阻尼电路, 在电路完成启动工作后就短路, 这只防浪涌输入电流电阻就可以进一步提高电路的工作效率。如果采用图 4-130 所示有源阻

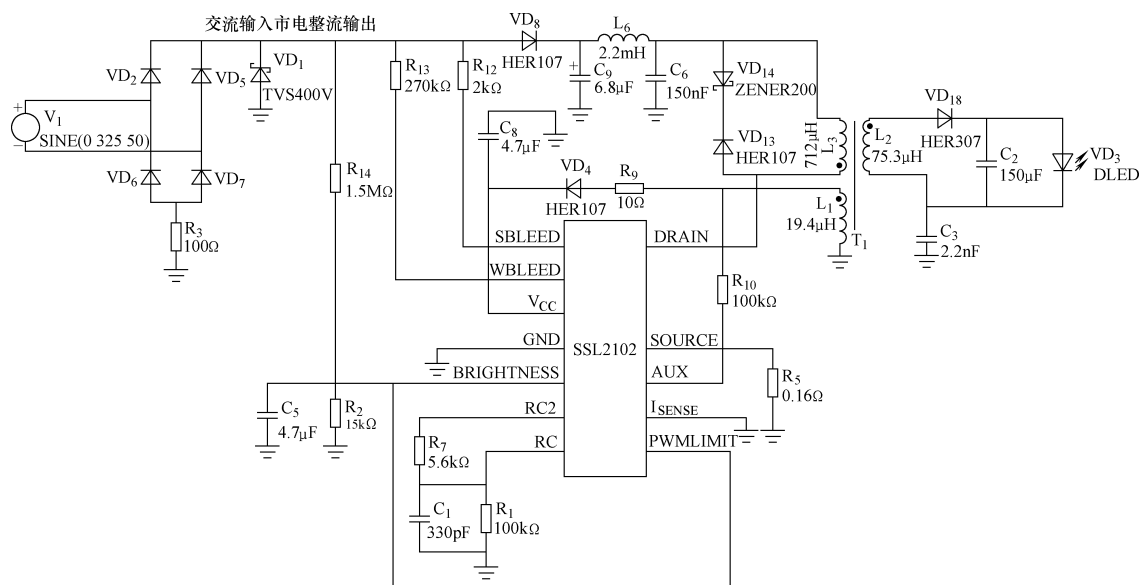


图 4-129 采用 SSL2102 的 30W 相控晶闸管调光电路

尼电路就可以立即解决电路启动防浪涌电流和电路工作效率的问题，有源阻尼电路工作原理图如图 4-130 所示。

在图 4-130 所示电路中晶体管 VT_1 的发射结电压 V_{BE} 大于它的导通电压时， VT_1 导通饱和，短路电阻 R_3 ，可以降低在电阻 R_3 上的功耗，如果电路的工作电流加大，在电阻 R_4 上的电压降加大，有可能使晶体管 VT_1 退出饱和，从而起到限制电路电流的作用。为提高电路的工作灵敏度 VT_1 可以采用达林顿管。经过这样改进后电路工作效率可以提高 9% 左右，电路功率因数为 0.65。

当输出电流为 700mA 时，在输出整流二极管上就会消耗大约 1W 的功耗，由于 MOSFET 管的导通电阻 $R_{DS(on)}$ 较小，如果采用图 4-131 所示的同步整流技术，可以明显降低整流输出二极管上的功耗。

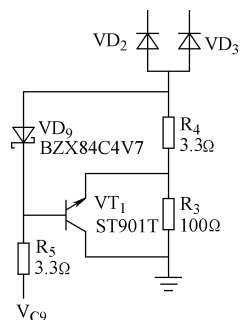


图 4-130 有源阻尼电路工作原理图

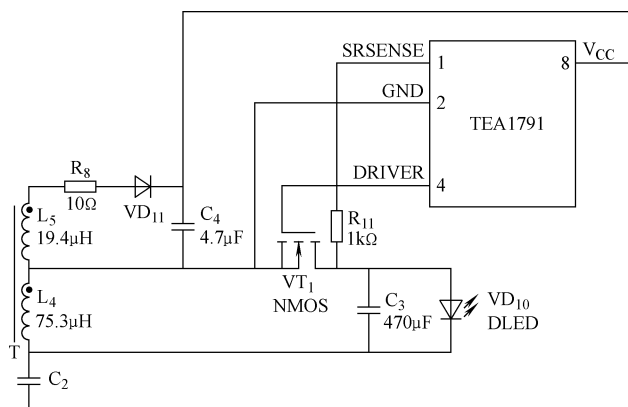


图 4-131 采用 TEA1791 的同步整流电路

但是同步整流电路需要用到有源控制电路,在有源控制电路中需用到运算放大器和一些无源器件,利用图 4-131 所示电路中的 TEA1791 可以实现同步整流。

同步整流控制电路需用到供电电源,在图 4-131 所示电路中通过辅助绕组 L_5 为 TEA1791 供电。这里同步整流 MOSFET 管 VT_1 的反向耐压应大于 200V,导通电阻 $R_{DS(on)}$ 必须低于 1Ω ,这对提高整流电路的工作效率有利。

3. 保护控制

图 4-129 所示电路没有输出过电压保护控制功能,如果出现输出过电压故障就会击穿输出滤波电解电容,采用下面介绍的方法就可以解决这个问题。

如图 4-132 所示,利用一次侧检测技术可以实现二次侧电压检测,如果输出电压高于预定值时,晶体管 VT_1 饱和导通,使 SSL2102 的 PWMLIMIT 引脚电压接地为零,从而中止 SSL2102 的工作。

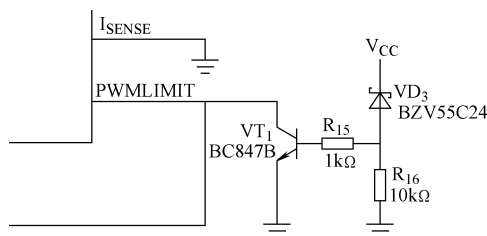


图 4-132 输出电压限制一次侧检测电路

采用图 4-133 所示电路可以实现输出过电流保护控制功能,通过光耦合器 U_1 可以实现电路一次侧、二次侧之间的隔离。

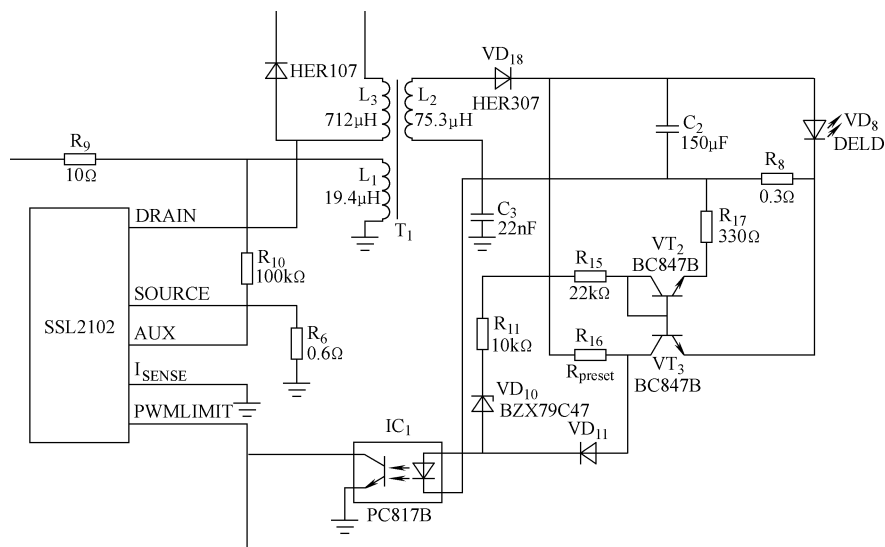


图 4-133 输出电压和输出电流反馈

4. 泄放电路

相控调光器需要有一个固定的导通工作电流,如果工作电流低于阈值导通电流,相控调

光器可能不正常工作，如图 4-134 所示电路加了一个由晶体管 VT_1 组成的泄放电路来为相控调光电路提供足够的工作电流，图 4-134 所示电路适用于 230V 交流输入市电电压应用场合^[44]。

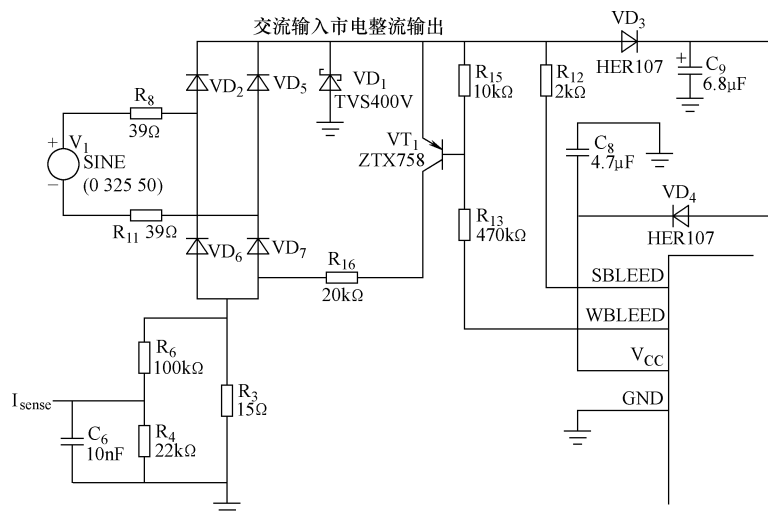


图 4-134 对电流检测和弱泄放电路的改进

5. 电路的抗干扰

开关变换电路是主要的 EMI 源，可以用 LC 滤波电路来滤除 EMI 干扰，但是对特定的干扰频率需调节 LC 滤波器的参数，并且泄放电路的开关工作也会产生 EMI 问题，如需要可以在整流电路前加滤波电路。

6. 电路工作效率的改进

对电路做一个小的修改就可以进一步提高电路工作效率，具体可以采用泄放电路和功率供电电路各自采用自己的供电回路，这时电路需要额外的高压整流二极管，电路工作原理图如图 4-135 所示。

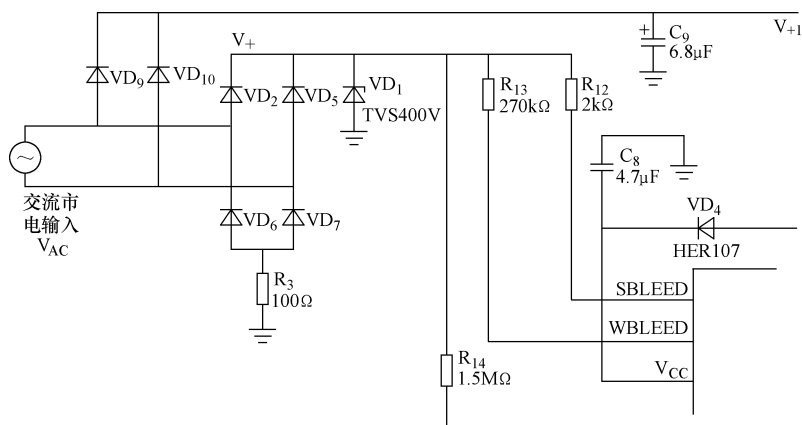


图 4-135 为提高电路工作效率采用分离的供电回路

7. 减小一次侧电路的输入电容可以提高电路的功率因数

具体实现方法如下。

- 1) 加大输出滤波电容的容量，这样可以减小输出纹波电流；
- 2) 由于减小一次侧电路的输入电容，输入电路的纹波电压会加大，为维持同样的输出功率，电路的一次侧输入峰值电流会加大，这又会引起更大的开关损耗，电路发热加大，需要能提供更大电流的变压器满足电路要求；
- 3) 加大输入电流可以适应更多类型调光器的工作。

8. 在设计 PCB 时需考虑以下有关因素

- 1) 交流输入市电整流二极管的耐压值需满足要求；
- 2) 和交流输入市电整流二极管串联的有源元件的峰值电流承受能力应足够，并不应产生音频噪声；
- 3) I_{SENSE} 、RC、BRIGHTNESS 和 PWMLIMIT 引脚是低电压引脚，易受干扰信号的干扰，在设计电路板时需注意低电压元器件在 PCB 布线时应尽可能的接近 IC，引线应尽可能的短；
- 4) IC 所有 GND 和 TC 引脚应接到 PCB 大面积的地，以确保合理散热。

经过以上有关修改后的电路工作原理图如图 4-136 所示，电路中采用了同步整流技术。

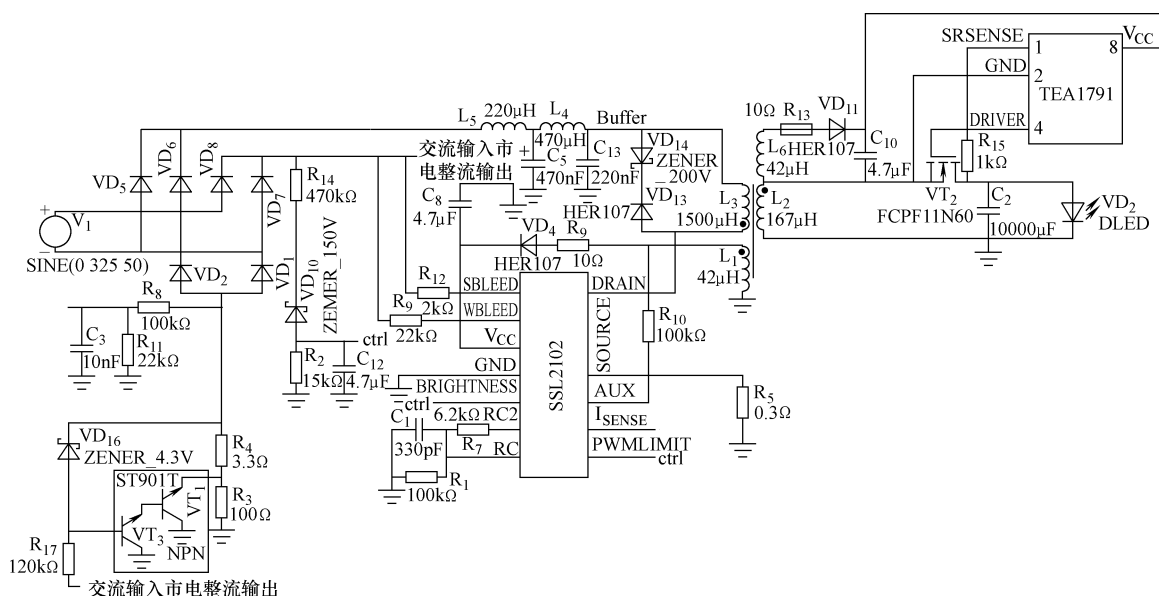


图 4-136 经过有关修改后的电路

修改后电路主要技术指标如下。

- 1) 工作效率可达 88%；
- 2) 输入滤波电容容量小，输出滤波电容容量大，功率因数可高达 0.94；
- 3) 支持后沿相控调光，调光曲线得到优化，只有总输入电流低于阈值电流时弱泄放电路才工作；
- 4) 由于输入滤波电容容量小，所以需加强 EMI 滤波，图 4-136 所示电路 Flyback 变压

器的一次绕组电感量加大为 $1500\mu\text{H}$ ，而图 4-129 所示电路中的 Flyback 变压器的一次绕组电感量为 $700\mu\text{H}$ 。调节接到 RC 引脚的电阻 R_7 的参数可以调节输出功率大小，例如电阻 R_7 参数取 $6.2\text{ k}\Omega$ 可以使电路输出功率为 28W ，如果电阻 R_7 的参数取 $6.8\text{ k}\Omega$ 可以使电路输出功率为 31W 。

4.3.3 采用 SSL2103 的 LED 相控调光驱动电路

4.3.3.1 SSL2103 特点与控制功能

1. SSL2103 特点

SSL2103 基于 SSL2101 和 SSL2102 内核，是一款小型封装、高集成度和高工作效率的交流市电输入 LED 相控调光驱动控制器，功率开关管外置，可用于任何功率等级 LED 相控调光驱动应用场合，支持大部分调光器应用（例如相控晶闸管前沿/晶体管后沿相控调光）。电路使用外围元器件少，适用于小型密封相控调光器和隔离或非隔离 LED 相控调光驱动应用场合。通过内部 V_{CC} 稳压电路可以直接利用交流输入市电整流输出的高电压直流电启动，内部调光电路优化了电路的调光控制性能。

SSL2103 外接泄放开关晶体管，扩展了调光器的互换性，利用泄放开关电路可以在相控晶闸管调光电路低亮度输出时，确保在相控晶闸管低导通工作电流时可靠工作（确保相控晶闸管的维持导通电流）。

退磁检测电路（引脚 AUX）可以确保在相控晶闸管低输出电压或变压器漏感较大的情况下电路可靠工作。

SSL2103 内部的有关保护电路可以确保电路工作可靠性，当集成电路结温超过热关断温度时过温度保护电路动作，中止 SSL2103 的工作。在 SSL2103 热保护工作期间，SSL2103 的工作电流降低至启动工作电流，一旦 SSL2103 热保护解除，SSL2103 恢复正常工作。

利用外接电流检测电阻 SSL2103 可以实现逐周期限制电路的峰值工作电流。对变压器一次、二次绕组短路电路故障绕组短路保护控制可以中止 SSL2103 的工作，实现对电路的保护^[45]。

SSL2103 引脚图如图 4-137 所示，内部功能框图如图 4-138 所示，引脚功能如表 4-16 所示。

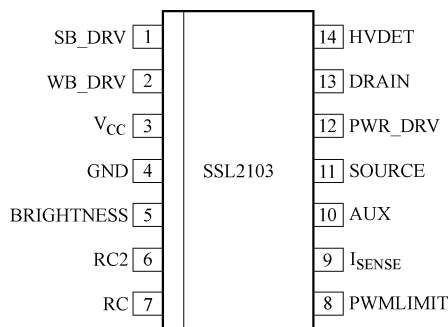


图 4-137 引脚图

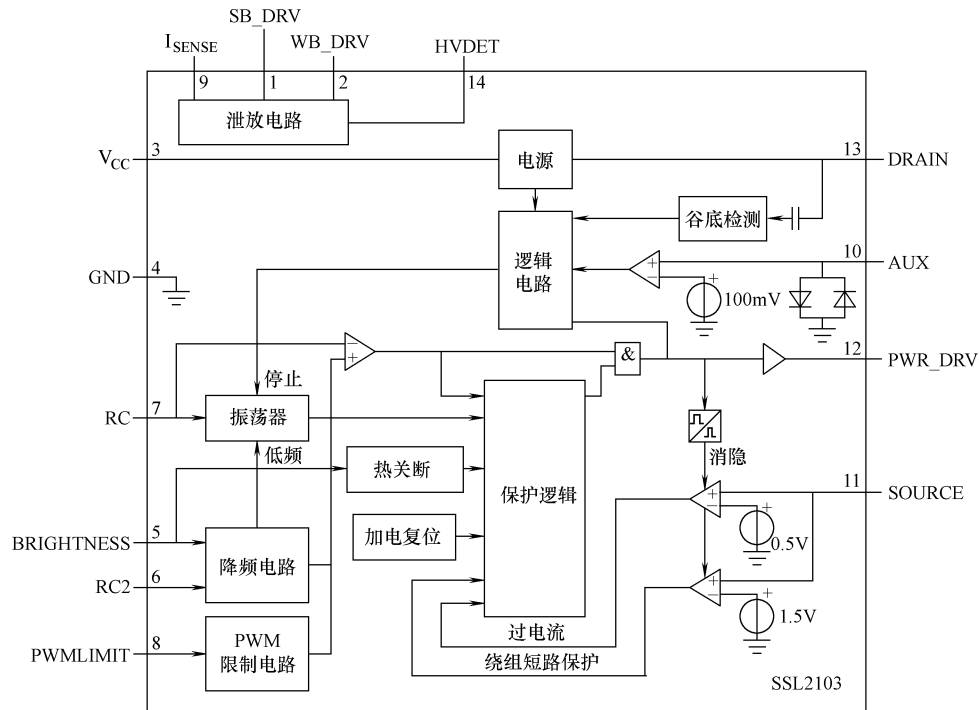


图 4-138 内部功能框图

表 4-16 引脚功能

引脚符号	引脚号	引脚功能
SB_DRV	①	强泄放开关驱动
WB_DRV	②	弱泄放开关驱动
V _{CC}	③	低压电源
GND	④	地
BRIGHTNESS	⑤	亮度输入
RC2	⑥	频率衰减设置
RC	⑦	频率设置
PWMLIMIT	⑧	PWM 极限输入
I _{SENSE}	⑨	WBLEED 电流检测输入
AUX	⑩	来自辅助绕组的电压输入（退磁）
SOURCE	⑪	外部功率开关的电流检测输入
PWR_DRV	⑫	功率开关驱动
DRAIN	⑬	内部功率开关管开关漏极，用于启动电流和波谷检测输入
HVDET	⑭	高压检测输入

SSL2103 主要特点如下。

1) 内置退磁检测电路；

- 2) SO14 封装, 散热能力好;
- 3) 满足安全和功率因数有关技术要求;
- 4) 适合于各种 LED 模块功率应用场合;
- 5) 适用于降电压输出、Flyback 变换电路拓扑;
- 6) 适应人眼视觉特性的调光控制特性, 误差低达 $\pm 1\%$;
- 7) 内置优化的谷低开关检测电路, 提高了电路工作效率;
- 8) 内置过温度和过电流等保护控制功能;
- 9) 集成度高, 使用外围元器件少, 构成的 LED 调光电路体积小。

2. SSL2103 控制功能

SSL2103 利用导通时间和频率控制实现 LED 亮度控制。外接调光器利用集成电路的 BRIGHTNESS 和 PWMLIMIT 引脚输入可以实现对 LED 亮度输出控制。PWMLIMIT 输入引脚也可以用于热流明管理 (Thermal Lumen Management, 简称为 TLM) 和精密 LED 工作电流控制。

(1) 刚一接通交流输入市电时 SSL2103 由交流输入市电整流输出的直流高压供电。一旦引脚 V_{CC} 上电压超过 $V_{CC(启动)}$, SSL2103 开始工作。一旦 V_{CC} 引脚电压足够高, 就改由 Flyback 变压器的辅助绕组回路供电, 提高了电路工作效率。

(2) SSL2103 内部振荡器用于切换变换器逻辑定时。振荡器频率由接至 RC 引脚和 RC2 引脚的外接电阻和电容参数决定。外接电容被快速充电到 $V_{RC(max)}$ 电位, 开始新的一次侧导通工作, 然后电容放电到 $V_{RC(min)}$ 电位。和线性锯齿振荡器的 PWM 系统相比, 在占空比的调节范围内有比较恒定的增益, 易于实现低占空比下电路稳定工作。当 $V_{BRIGHTNESS}$ 为高电位时, 可以利用式 (4-102) 计算变换器振荡频率。

$$RC = \frac{1}{3.5} \left(\frac{1}{f_{振荡}} - t_{充电} \right) \quad (4-102)$$

式 (4-102) 中的电阻 R 等于两个振荡器电阻的并联电阻值 (接至 RC 和 RC2 引脚的电阻), C 表示 RC 引脚上连接的电容。

BRIGHTNESS 引脚输入信号控制电路的频率降低工作模式。从图 4-139 中可以看出, 振荡器从具有 R_1/R_2 的 RC 曲线切换到只有 R_1 的 RC 曲线, BRIGHTNESS 电压较低时降低变换器工作频率。

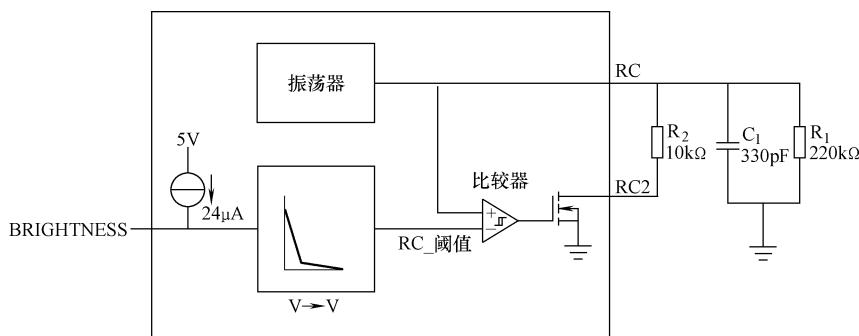


图 4-139 亮度控制功能电路

图 4-140 中表示典型的 RC 波形，RC 切换阈值由 BRIGHTNESS 引脚控制。为了保证电容器能够在规定的充电时间内充足电，振荡器电容器的取值应不大于 1nF。由于电容器会产生漏电电流，应使 RC 引脚和接地之间连接电阻的阻值不大于 220 k Ω 。

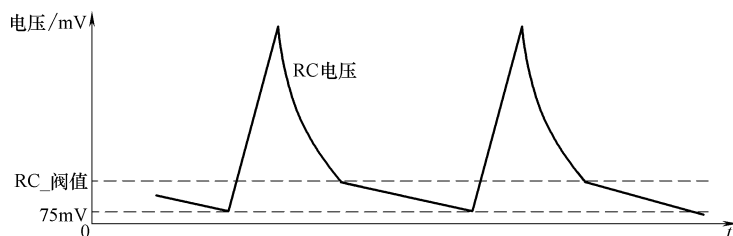


图 4-140 BRIGHTNESS 引脚波形

(3) 脉冲占空比由内部的调节电压和引脚 RC 上的振荡器信号控制，内部调节电压通过 PWMLIMIT 引脚上电压设定。

对内部功率开关，低的 PWMLIMIT 电压将导致导通时间很短。最小脉冲占空比能被设定为 0%，最大占空比被设定为 75%。

(4) SSL2103 内含一些用于兼容交流输入市电相控调光器的电路，这个电路称为泄放电路，可以实现强、弱两个外部电流的泄放。强泄放电路用于相控调光器过零交越复位，弱泄放电路用于维持通过相控调光器的维持导通电流。

如图 4-141 所示，当 SSL2103 引脚 HVDET 上的最大电压低于 $V_{th(SBLEED)}$ 电位（通常为 52V）时，SB_DRV 输出有效。一旦“ I_{SENSE} ”引脚上电压超过 $V_{th(高)}(I_{SENSE})$ 电位（通常为 -100mV）时，WB_DRV 输出立即有效。当 I_{SENSE} 电压下降到低于 $V_{th(低)}(I_{SENSE})$ 电平（通常为 -250mV）时，WB_DRV 输出无效，SB_DRV 输出有效。当强泄放开关接通时，WB_DRV 输出无效。

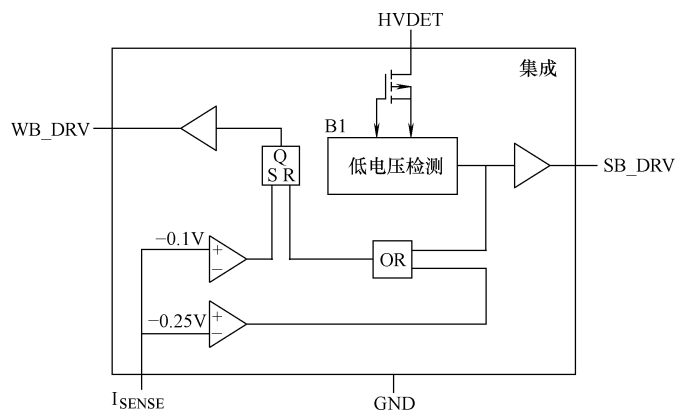


图 4-141 强、弱泄放电路工作原理图

(5) 如图 4-142 所示，当一次侧功率 MOSFET 管导通时，就会开始新的开关工作周期。经过一段时间（由振荡器电压、RC 和内部调节电平决定），一次侧功率 MOSFET 管关断，二次侧开始导通工作。

在二次侧导通工作后，功率 MOSFET 管的漏极电压会有振荡，振荡频率 f 如式 (4-103)

所示。

$$f = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_p \times C_p}} \quad (4-103)$$

式(4-103)中, C_p 为漏极节点上的寄生电容; L_p 为 Flyback 变压器一次绕组电感。

一旦振荡器电压再次变高、并且二次侧导通工作已经结束, 电路将等待一个低漏极电压, 然后开始新的一次侧导通工作过程。

图 4-142 表示功率 MOSFET 管漏极电压、波谷信号的有关波形。在低振铃频率下, 一次侧导通的开始略微早于实际波谷; 而在高振铃频率下, 则略晚于实际波谷。

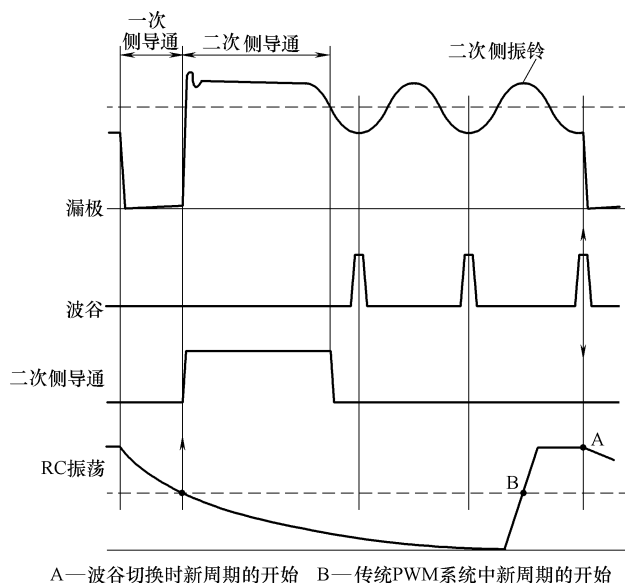


图 4-142 Flyback 变换波谷切换的信号波形

(6) 如果连接了 AUX 引脚, 只要二次侧导通还未结束, 振荡器就不会开始新的一次侧导通。在第一个抑制时间内退磁识别信号被抑制。在 Flyback 变压器有较大漏感和在低输出电压下应用场合, 有必要使用这种抑制。

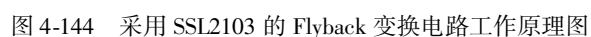
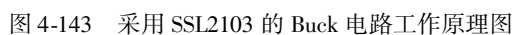
(7) 利用外接功率 MOSFET 管源极电流检测电阻 R_{sense} 可以实现逐周期漏极峰值电流限制。在上升沿延迟时间后, 过电流保护电路被激活。保护电路将 R_{sense} 电阻器上的电压限制到过电流保护阈值电压以下, 完成一次侧峰值电流限制控制功能。

(8) 在上升沿延迟时间之后, 变压器绕组短路保护 (SWP) 电路被激活。如果电路出现变压器绕组短路故障时 SSL2103 停止工作。只有电源接通复位 SSL2103 后才会重新开始正常工作。在次级侧整流二极管短路情况下, 绕组短路保护控制功能也动作。

(9) 当 SSL2103 的工作结温超过热关断温度时, SSL2103 停止工作。在热保护期间, SSL2103 电流降低到启动电流。一旦过热状态消失, SSL2103 恢复正常工作。

3. SSL2103 典型应用电路

采用 SSL2103 的 Buck 电路工作原理图如图 4-143 所示, 采用 SSL2103 的 Flyback 变换电路工作原理图如图 4-144 所示。可见电路的强泄放电路 (接至 SSL2103 的 SB_DRV 引脚) 和弱泄放电路 (接至 SSL2103 的 WB_DRV 引脚) 晶体管外接。功率 MOSFET 管外接 (接至



4.3.3.2 采用 SSL2103 的 17W 相控晶闸管调光 LED 驱动电路

1. 电路主要技术特点

下面介绍采用 SSL2103 的 17W 输出功率相控晶闸管调光 LED 驱动电路。电路技术指标如表 4-17 所示, 电路板顶视图如图 4-145 所示, 电路板底面图如图 4-146 所示, 驱动电路工作原理图如图 4-147 所示^[46]。

表 4-17 电路技术指标

技术 参 数	参 数 值	注 释
交流输入市电电压	AC210 ~ 250V, 10%, 50Hz/60Hz	适用于 AC230V 交流输入市电应用场合
输出电压 (LED 电压)	DC17 ~ 33V	
输出电压保护	DC33V	
输出电流 (LED 电流)	500mA 典型值	
源电压效应	AC210 ~ 250V, $\pm 5\%$	
负载效应	DC19 ~ 30V, $\pm 10\%$	
温度稳定性	-20 ~ +100℃, $\pm 3\%$	
纹波电流	500mA 时为 $\pm 15\%$	典型值
最大输出功率	19W	与负载有关
工作效率	78% ~ 82%	
功率因数	>0.93, AC230V	
开关工作频率	40 ~ 60kHz	AC230V 交流输入市电电压
调光范围	100% ~ 0%	晶闸管调光
外形尺寸	82mm × 62mm × 35mm	L × B × H
工作温度范围	0 ~ 105℃	—
EMC 合规	FCC15、EN 55015 和 IEC 61000-3-2	

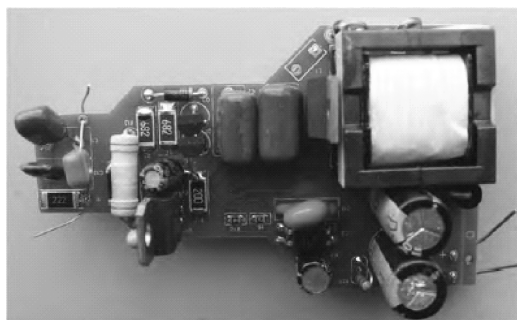


图 4-145 演示板顶视图

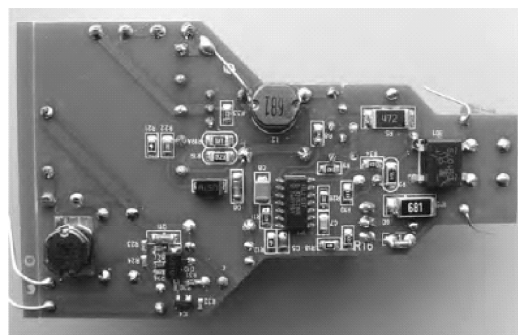
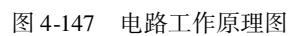


图 4-146 演示板底面



2. 电路工作原理

如图4-147所示,电路工作于Flyback变换,在PWMLMT控制电路脉冲占空比大于75%最大值和SSL2103的SOURCE引脚电压大于0.5V时电路中止工作^[47]。

在功率开关管 VT_3 截止期内,储存在Flyback变压器 T_1 中的磁能通过二次侧的整流二极管 VD_6 输出到输出电容 C_9 和 C_{10} ,为负载供电,接至RC和RC2引脚的RC元器件参数控制内部振荡器的定时,可以决定Flyback变换器的开关工作频率。可以利用BRIGHTNESS引脚来设定开关工作频率的上限和下限值,电阻 R_{11} 和 R_{12} 的参数决定Flyback变换器开关工作频率范围。

通过元件 R_1 、 C_1 和 C_{13} 组成的阻尼电路可以泄放掉存储在相控晶闸管调光电路电感元件中的能量。

电阻 R_{14} 、 R_{15} 和达灵顿晶体管 VT_4 组成限电流电路,一旦达灵顿晶体管 VT_4 基极电压高于发射极导通电压,达灵顿晶体管 VT_4 饱和导通,短路电阻 R_{15} ,一旦流过电阻 R_{14} 的电流使达灵顿晶体管 VT_4 发射极电压大到使达灵顿晶体管 VT_4 退出饱和导通时,回路串联电阻加大,起到限制电路工作电流的作用。仔细选择二极管 VD_9 和电阻 R_{13} 的参数,确保限电流电路可靠工作。由于达灵顿晶体管 VT_4 的电流放大倍数很高,所以可以满足电路工作效率和功率因数的技术要求。

为改善电路相控晶闸管调光控制特性,利用串联电阻 R_{14} 、 R_{15} 和 R_{17} 和 C_1 、 C_{13} 和 R_1 组成的串并联阻尼回路可以优化相控晶闸管调光电路的工作特性。为优化电路的工作效率,在电路有峰值浪涌电流时串联阻尼电路工作,正常工作时达灵顿晶体管 VT_4 饱和导通,旁路电阻 R_{15} ,一旦电路有峰值浪涌电流时,通过达灵顿晶体管 VT_4 控制回路的控制作用使电路工作电流被限制在500mA最大值以内。

Flyback变换电路的输入回路由 C_2 、 L_2 、 C_3 、 C_{13} 和 L_1 等元件组成,应为容性,用于滤除由于Flyback变换电路开关工作而引入的干扰,缺点是由于滤波电路为容性,降低了电路的功率因数。

电阻 R_{25} 为LED负载限电流电阻,通过 IC_4 和光耦合器 IC_3 可以实现LED负载限电流控制。可以通过电阻 R_{27} 和 R_{29} 设定限电流值,这个反馈控制环路还有输出过电压保护的控制功能。如果LED负载的电压超过33V,这时就有电流流过电阻 R_{23} 和 VD_{11} ,流过光耦合器 IC_3 的电流加大,使SSL2103的PWMLMT引脚和BRIGHTNESS引脚电位变为低电位,一旦电位低于400mV,功率MOSFET管 VT_3 关断。由于Flyback变换电路和有关元器件引入的相位移,反馈控制环路的增益对电路的工作性能有较大的影响,大的增益有利于电路可靠工作。

通过检测交流输入市电整流输出电压平均值可以实现调光控制范围检测,电阻 R_2 和 R_{10} 组成分压电路,电容 C_4 起滤波作用,这样通过PWMLMT引脚的控制电位可以决定Flyback变换电路的开关脉冲占空比和开关工作频率。

(1) Flyback变换电路较其他变换电路的优点之一就是输出电压可以通过改变Flyback变压器的匝数比调节,Flyback变换电路的工作效率和输出电压大小有关,较低的输出电压时电路的工作效率相应要低些,这是因为在输出电压较低时次级回路损耗加大的原因。

一般而言,Flyback变换电路在输出电压高于60V时工作效率可达85%,在低输出功率,例如3V/1W负载工作条件下电路工作效率可达60%。在低输出直流电压工作条件下可以采用同步整流方法来提高电路工作效率。

(2) LED 工作电压、LED 动态电阻和输出滤波电容 C_9 、 C_{10} 参数决定输出纹波电流大小, $\pm 15\%$ 输出纹波电流可以使 LED 调光达到 1% 最大光输出, 可以利用公式 (4-104) 计算滤波电容 C_9 、 C_{10} 参数。

$$C_9 + C_{10} = \frac{I_{LED}}{\Delta I} \times \frac{1}{6 \times f \times R_{dyn}} \quad (4-104)$$

例如, $\pm 5\%$ 输出纹波电流, 50Hz 交流输入市电供电频率, LED 动态电阻 R_{dyn} 为 0.6Ω , 电容 C_9 和 C_{10} 容量需采用式 (4-105) 计算。

$$C_9 + C_{10} = \frac{I_{LED}}{\Delta I} \times \frac{1}{6 \times f \times R_{dyn}} = \frac{100}{5} \times \frac{1}{6 \times 50 \times 0.6} = 111\text{mF} \quad (4-105)$$

如果 $\pm 25\%$ 的输出纹波电流, 50Hz 交流输入市电供电频率, LED 的动态电阻为 6Ω , 所需电容 C_9 和 C_{10} 的容量可以利用下式 (4-106) 计算。

$$C_9 + C_{10} = \frac{I_{LED}}{\Delta I} \times \frac{1}{6 \times f \times R_{dyn}} = \frac{100}{25} \times \frac{1}{6 \times 50 \times 6} = 2200\mu\text{F} \quad (4-106)$$

LED 负载串联的 LED 数量越多, 相应 LED 负载动态电阻值越大, 相应所需滤波电容量也越大。

(3) 相控晶闸管调光由于输入电压突变会由于输入滤波电容的充电而引入较大的浪涌输入电流, 相应也会使阻尼电路的损耗加大。

如图 4-147 所示, 适当选择弱泄放电路电阻 R_3 和 R_4 的参数可以使泄放电路的功耗维持在合理水平。

由于后延晶体管相控调光电路电压降的原因降低了后延晶体管相控调光电路的调光控制范围, SSL2103 通过检测交流输入市电整流输出的平均直流电压来实现调光控制范围检测, 为提高调光控制范围检测准确度, 可以使电阻 R_2 串连一只稳压二极管。但是, 由于电路调光灵敏度的提高, 在使用相控晶闸管调光时调光灵敏度变化可能会更大些。

(4) 如图 4-147 所示, 可以通过改变电阻 R_{29} 和 R_{27} 的参数来改变输出电流, 电路最大输出电流为 500mA, 电阻 R_{19}/R_{19A} 的参数决定电路输出限电流点和过电流保护点。

4.3.4 采用 SSL1750 的 LED 相控晶闸管调光驱动电路

4.3.4.1 SSL1750 特点与工作原理

1. SSL1750 特点

SSL1750 是一款适用于 25 ~ 250W 功率范围的 LED 开关驱动控制集成电路。

在 SSL1750 内部集成了 PFC 和 Flyback 变换控制功能, 采用 SO-16 封装。采用 SSL1750 构成的 LED 驱动电路具有外围元件少、工作效率高、结构紧凑和造价低等一系列优点。

SSL1750 内部集成了 PFC 控制电路和 Flyback 变换控制电路之间的控制信号通信电路, PFC 功率级为导通时间控制方式, 可以简化电路的设计, Flyback 变换器工作于电流控制方式, 可以很好地抑制输入纹波电压^[48]。

SSL1750 内的节能控制功能可以使 SSL1750 高工作效率, 在高输出功率应用场合 SSL1750 工作于谷底开关的准谐振工作模式, 在低输出功率应用场合工作于降频工作模式。在低输出功率应用场合 PFC 电路转换为突发工作模式以保持电路的高工作效率。在突发工作模式下, 软启动和软停止控制功能可以消除电路工作的音频噪声。

在低输出功率场合，Flyback 变换器工作于降频工作模式可以限制功率开关管的峰值电流为最大值的 25%，这样在低功率应用场合可以获得高工作效率，减小来自 Flyback 变压器的音频噪声。

SSL1750 可以直接由宽交流输入市电整流输出的直流高压启动，启动工作效率高。并且 SSL1750 保护功能齐全。

采用高电压专利技术使 SSL1750 可以通过宽交流输入市电电压变化范围整流输出的直流电启动，可以实现电路的高速保护和有关控制功能。

SSL1750 具有以下特点。

(1) 电路特点

- 1) 集成电路内含启动电路电流源；
- 2) 集成了 PFC 和 Flyback 变换控制功能；
- 3) 集成度高，使用外围元件少，电路总体成本低；
- 4) 可用于宽范围交流输入市电供电应用场合（AC70 ~ 276V）。

(2) PFC 电路部分特点

- 1) 谷底/零电压开关可以降低功率开关管的开关损耗；
- 2) 开关工作频率限制可以降低功率开关管的开关损耗。

(3) Flyback 变换电路部分特点

- 1) 功率开关电路采用谷底开关技术；
- 2) 在低输出功率应用场合通过低峰值电流的降频工作模式可以保持电路高工作效率。

(4) 保护控制功能

- 1) 过温度保护；
- 2) 系统故障工作条件下的安全再启动；
- 3) 欠电压保护（过载情况下折返式控制）；
- 4) PFC 变换级和 Flyback 变换级的开环保护；
- 5) 交流输入市电输入电压过低保护/掉电保护等；
- 6) 确保 PFC 和 Flyback 工作变换退磁检测可靠工作；
- 7) 电路软中止控制功能可以降低电路的音频噪声；
- 8) PFC 变换级和 Flyback 变换级的软启动和再启动控制；
- 9) PFC 变换级和 Flyback 变换级过电流保护点可调节；
- 10) PFC 变换级和 Flyback 变换级（Flyback 变换级的过电压保护点可调）精确的过电压保护。

2. 适用场合

SSL1750 可用于功率高达 250W 的 LED 驱动控制和相控调光应用场合，如下所示。

- 1) 街灯照明；
- 2) 隧道照明；
- 3) 大面积照明（例如停车场照明）；
- 4) 消费/工业应用场合的 LED 照明；
- 5) 功率大于 25W 的 LED 室外照明；
- 6) 功率大于 25W 的 LED 室内照明应用场合，如点光源、下射灯等。

3. SSL1750 引脚功能

SSL1750 引脚图和引脚功能分别如图 4-148 和表 4-18 所示。

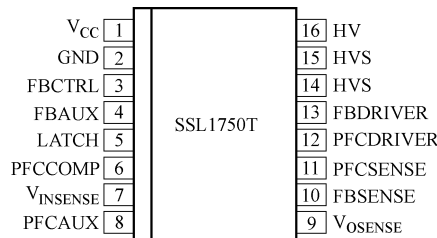


图 4-148 SSL1750 引脚图

表 4-18 SSL1750 引脚功能

引脚符号	引脚号	引脚功能
V_{CC}	①	电源供电
GND	②	地
FBCTRL	③	反馈控制输入
FBAUX	④	用于退磁定时辅助绕组和过电压保护的反馈信号输入
LATCH	⑤	保护信号输入
PFCCOMP	⑥	PFC 频率补偿信号输入
$V_{INSENSE}$	⑦	交流市电检测信号输入
PFCAUX	⑧	来自 PFC 退磁定时辅助绕组信号输入
V_{OSENSE}	⑨	PFC 退磁定时辅助绕组信号输入
FBSENSE	⑩	PFC 输出电压检测信号输入
PFCSENSE	⑪	PFC 电流检测信号输入
PFCDRIVER	⑫	PFC 变换级栅极驱动信号输入
FBDRIVER	⑬	Flyback 变换级栅极驱动信号输出
HVS	⑭	高电压安全间距, 使用时不能连接
HVS	⑮	高电压安全间距, 使用时不能连接
HV	⑯	Flyback 变换级高电压启动和谷底检测

4. SSL1750 工作原理

SSL1750 是一款恒流输出的 LED Flyback 变换驱动控制集成电路, 典型应用电路工作原理图如图 4-149 所示, SSL1750 也可以用于驱动多个 LED 驱动电路的 AC/DC 变换应用场合。

1) 当电路一接通电源, 接至 V_{CC} 引脚的电容器通过集成电路 HV 引脚内的高压供电回路充电, 只要 V_{CC} 引脚的电压低于 V_{trip} , 则充电电流很低。同样在 V_{CC} 被短路到地的故障工作条件下集成电路不工作, 可以实现对集成电路的保护。

在接至 V_{CC} 引脚的电容器经过启动时间的充电, V_{CC} 引脚电压大于 V_{trip} , V_{CC} 引脚的电容器充电直至 $V_{th(UVLO)}$, 如果 V_{CC} 引脚的电压在 $V_{th(UVLO)}$ 和 $V_{startup}$ 之间, 充电电流又变小, 确保在故障工作条件下电路以低脉冲占空比工作。

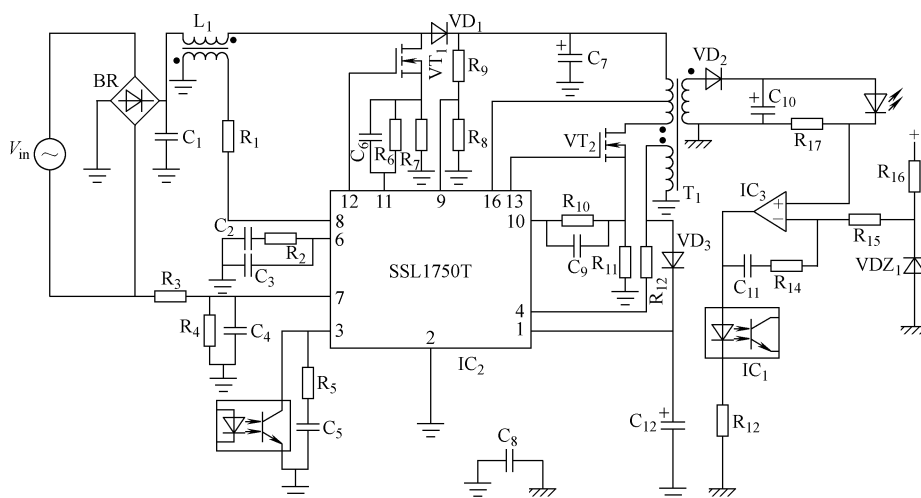


图 4-149 SSL1750 的典型应用电路工作原理图

当 SSL1750 的 V_{CC} 引脚电压超过 $V_{start-up}$ 时, 通过内部电路控制关断充电电路。首先, LATCH 引脚输出有效, 接至 PFCSENSE 和 FBSENSE 引脚的软启动电容被充电, 当 LATCH 引脚电压大于 $V_{en(LATCH)}$ 时, 接至 PFCSENSE 引脚的软启动电容被充电, PFC 电路开始工作。HV 引脚的高压供电电流回路又被关断, PFC 电路为 C_{bus} 电容充电。当 V_{OSENSE} 引脚电压达到 $V_{start(fb)}$ 时, 关断充电电流, Flyback 变换器电路开始工作 (V_{OSENSE} 引脚电容器被充电)。当 Flyback 变换器的输出电压达到正常值时, SSL1750 改由 Flyback 变换器的辅助绕组回路供电。

一旦 Flyback 变换器开始工作, FBCTRL 引脚电压被监控, 如果在预定时间内 Flyback 变换器的输出电压还没有达到设定值, FBCTRL 引脚电压达到了 $V_{to(FBCTRL)}$ 值, 误差放大器开始工作, SSL1750 开始安全启动工作。

当 SSL1750 内部其中一项保护控制功能开始工作时, PFC 控制电路和 Flyback 变换控制电路停止工作, 并且 V_{CC} 引脚电压降低至 $V_{th(UVLO)}$ 电平。通过锁定保护电路经由 HV 引脚为 V_{CC} 引脚电容充电, 但是这时 Flyback 变换电路不再重新再启动。为了实现安全再启动保护控制, 通过 HV 引脚为这个电容再充电, 电路开始再启动。

当 V_{CC} 引脚的电压低于欠电压锁定输出 (UVLO) 时, PFC 和 Flyback 变换控制电路同时停止工作, 重新进入再启动工作模式。在安全再启动工作模式下, 通过 HV 引脚为 V_{CC} 引脚电容重新充电, 这时, 无驱动信号输出。

2) SSL1750 内部所有基准电压均为片上平衡带隙式基准电压电路提供, 并进行了温度补偿, 内部基准电流由经过温度补偿的片上平衡电流基准电路产生。

3) LATCH 引脚为一通用输入引脚, 可用于关断 PFC 和 Flyback 变换器的工作, 电流流出该引脚, 一旦该引脚电压低于 1.25V 则关断 PFC 和 Flyback 变换器的工作。直至该引脚电压大于 1.35V (典型值) 时启动电路开始工作, 该引脚内的 2.7V (典型值) 稳压二极管起保护该引脚免受过电压影响的作用。

4) 在 SSL1750 内部加有精确的温度保护控制功能, 当结温超过热关断温度时, 过温度保护电路动作, SSL1750 停止工作。

5. PFC 电路

PFC 电路工作于谷底开关的准谐振或 DCM 工作模式，通过控制导通时间 (t_{on}) 来实现 PFC，只有当 PFC 功率 MOSFET 管管压降达到最低值，并且前一个开关动作结束后才会开始下一个开关工作周期，利用 PFCAUX 引脚的电压可以检测 PFC 电感的退磁状态和 PFC 功率 MOSFET 管的最小管压降。

(1) 当 PFC 电感退磁后 PFC 功率 MOSFET 管导通，接至 PFCAUX 引脚的内部电路开始检测触发脉冲的结束时间，并同时检测 PFC 功率 MOSFET 管管压降，如果 PFC 功率 MOSFET 管管压降达到最低值，则开始下一个触发工作周期，这样可以降低 PFC 功率 MOSFET 管的开关损耗和降低电路 EMI。

为了保护内部电路，建议在该引脚接一只 $5k\Omega$ 的电阻，以增强电路工作的抗干扰性，使用中应尽可能的减短引线长度，使电阻靠近集成电路 SSL1750。

在 PFC 电感有高频振铃应用场合，PFCAUX 引脚应通过一个 RC 回路连接到 PFC 电感的辅助绕组，在 PFCAUX 引脚与地之间需接一只二极管。

(2) 为优化变压器的工作和降低开关损耗，PFC 电路开关频率被限制不高于 $f_{sw(PFC)max}$ ，如果准谐振工作频率高于 $f_{sw(PFC)max}$ 限定值，电路转到 DCM 工作模式。并且，PFC 功率 MOSFET 管仅在最低管压降时导通（谷底开关）。

(3) 为了补偿由于交流输入市电电压变化对 PFC 电路工作性能的影响，在 SSL1750 内部电路加了有关校正电路。通过 $V_{INSENSE}$ 引脚可以测得平均交流输入电压信息，然后这个信息又被送到了内部补偿电路。通过这种补偿可以调节控制回路的带宽，使电路在整个交流输入电压范围内保持恒定，对阶跃负载产生快速响应，满足对交流市电谐波抑制的有关技术要求。

(4) 在典型的应用场合，通过接至 PFCCOMP 引脚的一只电阻和两只电容可以决定 PFC 控制环路的带宽。

(5) 为了避免 PFC 电感在电路启动或打嗝工作时产生的音频噪声，通过软启动电路 (PFCSense 引脚) 可以减小通过 PFC 电感峰值电流 I_{DM} 的增长速度。具体可以在 PFCSense 引脚和电流检测电阻之间接入电阻 R_{SS1} 和电容 C_{SS1} 来实现。

通过改变电阻 R_{SS1} 和电容 C_{SS1} 的参数可以调节启动时间和启动电压大小，软启动时间 τ 可以参见式 (4-107) 计算。

$$\tau_{\text{软启动}} = 3 \times R_{SS1} \times C_{SS1} \quad (4-107)$$

(6) 当 Flyback 变换器输出功率不大时 Flyback 变换器转为降频工作模式，这时相应 PFC 变换电路转换到突发工作模式。在突发工作模式下，PFC 电路停止工作，直至 V_{OSENSE} 引脚电压降低至 $V_{burst(L)}$ 。一旦 V_{OSENSE} 引脚电压达到 $V_{burst(H)}$ ，为避免音频噪声软启动电路又开始工作，在软启动工作期间，PFC 电路输出电压过冲大小取决于接至 PFCSense 引脚的电阻 R_{SS1} 和电容 C_{SS1} 时间常数大小。

突发工作模式的重复率和 PFC 电路输出总线电容 C_{bus} 的参数有关，在突发工作模式下，PFCCOMP 引脚电压被箝位于 2.7V（典型值）和 3.9V（典型值）之间，箝位电压的较低值限定在突发工作模式下的最大输出功率，并使在突发工作模式下的交流输入电流更为正弦。箝位电压上限值确保 PFC 电路能在由突发工作模式返回正常工作模式时在给定时间内回到正常稳定工作点。只要 Flyback 变换器离开降频工作模式，PFC 电路恢复正常工作模式。为

为了避免在突发工作模式和正常工作模式之间的频繁转换，在 FBCTRL 引脚设定了一个小的回滞电压（典型值为 50 mV）。

(7) 检测串接于外接 PFC 功率 MOSFET 管源极的电流检测电阻 (R_{SENSE1}) 上的电压降，通过逐周期电流限制可以限制通过 PFC 功率 MOSFET 管的最大峰值电流，实现过电流保护 (PFCSENSE 引脚)。

(8) 通过不断检测 V_{INSENSE} 引脚电压可以避免 PFC 电路在非常低的交流输入市电电压情况下工作，一旦 V_{INSENSE} 引脚电压低于 $V_{\text{stop}}(V_{\text{INSENSE}})$ 的电压，PFC 电路停止工作。如果在非常低交流输入市电电压的工作状态持续时间较长，PFC 输出总线电压会下降，然后 V_{OSENSE} 引脚电压会下降低于 $V_{\text{start(fb)}}$ ，这时反激变换器会停止工作。在经历了交流输入电压下降，交流输入电压恢复正常后电路又快速重新再启动。

(9) 为了避免由于交流输入市电电压瞬态变化和阶跃负载变化而引起输出过电压，在 SSL1750 内部加了输出过电压保护电路。只要 V_{OSENSE} 引脚电压大于 $V_{\text{ovp}}(V_{\text{OSENSE}})$ ，PFC 电路停止工作，一旦 V_{OSENSE} 引脚电压低于 $V_{\text{ovp}}(V_{\text{OSENSE}})$ 时，PFC 电路又恢复工作。当 V_{OSENSE} 引脚与地之间电阻开路时，输出过电压保护电路动作。

(10) PFC 开环保护 (V_{OSENSE} 引脚) 可以对 PFC 控制环路开环和 V_{OSENSE} 引脚短路故障情况实现保护，如果 V_{OSENSE} 引脚开路则 PFC 电路停止工作。

(11) SSL1750 的 PFCDRIVER 引脚具有典型值为 500mA 的输出驱动能力和典型值为 1.2 A 的灌入电流能力，可以确保功率 MOSFET 管高效快速的开关工作。

6. Flyback 变换控制

(1) 如图 4-150 所示，SSL1750 Flyback 变换控制电路可以工作于多种工作模式。Flyback 变换电路工作于谷底开关的准谐振或 DCM 工作模式，Flyback 变换器的辅助绕组可以提供 Flyback 变压器退磁检测和在电路启动正常工作后为 SSL1750 供电的功能。

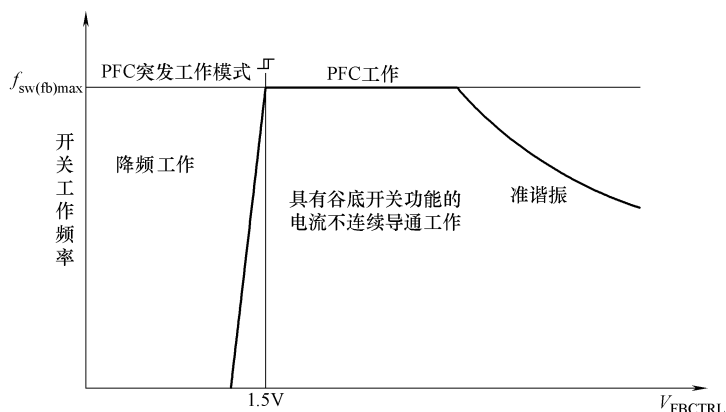


图 4-150 变换器的多模式工作图

在大功率输出应用场合 Flyback 逆变器工作于准谐振工作模式，在 Flyback 变压器退磁后 Flyback 变器开始下一个工作周期，在准谐振工作模式下在功率 MOSFET 管管压降为最小时，功率 MOSFET 开关管导通，相应功率 MOSFET 管的损耗也最低。

为避免在低负载工作条件下高频开关工作的功耗问题，在低负载工作条件下电路由准谐

振工作模式转为跳频谷底开关的 DCM 工作模式,这样可以降低电路的 EMI 和功耗,电路开关工作频率最大值为 $f_{\text{sw}(\text{fb})\text{max}}$ (典型值为 125kHz)。

在非常低输出功率和待机工作状态下电路开关工作频率由压控振荡器 (VCO) 控制,在降频工作模式下,为维持电路高工作效率使 Flyback 变换器一次绕组的峰值电流为最小值。由于在降频工作模式下峰值工作电流较低,所以在整个音频范围内没有音频噪声出现,在这种工作模式下谷底开关工作模式仍有效。

在 Flyback 变换器降频工作模式下 PFC 变换器被切换到了突发工作模式,这时 Flyback 变换器的最大工作频率变化与 FBCTRL 引脚的控制电压成线性变化关系 (如图 4-142 所示),为使在 PFC 突发工作模式下电路稳定工作,FBCTRL 引脚有典型值为 50mV 的回滞电压。在空载工作条件下 Flyback 变换器的开关工作频率可以将低至几乎为零。

(2) 在 Flyback 变换器中采用了电流型控制可以获得好的源电压稳定性,通过接至 FB-SENSE 引脚的外接电流检测电阻可以实现 Flyback 变换器初级电流检测,通过电流检测电阻上的取样电压与内部控制电压相比较,可以实现电流型控制,内部控制电压正比于 FBCTRL 引脚电压。

(3) 电路工作于准谐振或 DCM 工作模式,直至前一个触发过程结束,振荡电路才会输出一个新的触发驱动控制信号。通过降低开关工作频率 (更长的关断时间) 和 Flyback 变压器退磁控制可以实现逐周期输出短路保护控制功能。

如果引脚 FBAUX 开路或不连接,电路就认为是出现了故障,驱动电路立即停止工作,一旦故障排除电路再重新启动工作。

(4) FBCTRL 引脚通过内部电阻 (典型值为 3k Ω) 连接至内部 3.5V 的电压源,一旦 FBCTRL 引脚的电压大于 2.5V (典型值),这个连接断开,大于 2.5V 时该引脚被一个小电流偏置,当该引脚的电压大于 4.5V (典型值) 时,认定电路出了故障,电路停止工作,实现 Flyback 控制/定时到控制。

如果引脚接一支小容量电容电路可以实现控制环路开路的定时保护控制功能。通过在 FBCTRL 引脚接一支 100k Ω 电阻到地可以终止这个定时保护控制功能。

如果该引脚被短路到地可以终止 Flyback 变换器的工作,在正常工作条件下,FBCTRL 引脚电压范围为 1.4 ~ 2.0V (典型值)。

(5) 软启动 (FBSense 引脚),为避免电路在启动过程中的音频噪声,在软启动过程中使功率 MOSFET 管漏极电流 I_{DM} 缓慢增加,这个软启动控制功能可以通过在电流检测电阻和 FBSense 引脚之间加电阻和电容来实现。

只要 FBSense 引脚电压低于 0.5V 就有软启动电流,如果 FBSense 引脚电压大于 0.5V,启动电流源开始限制电流的大小,一旦 Flyback 变换器电路开始工作,启动电路的电流源关断。

(6) 最大导通时间, Flyback 变换控制电路可以限制外接功率 MOSFET 管的导通时间至典型值 25ms,如果 Flyback 变换器的导通时间大于 25ms,SSL1750 停止工作进入安全再启动工作模式。

(7) SSL1750 有多重保护控制功能,下面介绍 SSL1750 的有关保护控制功能。

1) 通过 V_{CC} 引脚的 $V_{\text{th}(\text{UVLO})}$ 对输出欠电压进行检测,当 V_{CC} 引脚电压低于 15V ($\pm 1\text{V}$) 的 $V_{\text{th}(\text{UVLO})}$ 电平时, Flyback 变换器电路关断。 V_{CC} 电压和输出电压有关,所以,当 LED 负载

的总正向电压低于 $\frac{N_s}{N_{\text{辅助}}} \times V_{\text{th(UVLO)}}$ 时, 电路进入欠电压锁定输出保护 (UVLO)。

公式中, N_s 表示二次绕组的匝数, $N_{\text{辅助}}$ 表示 Flyback 变压器辅助绕组匝数。在欠电压锁定输出时, LED 负载串的最大正向总电压为 56V。

2) 通过检测 FBAUX 引脚电压可以反应输出电压, 从而完成输出过电压保护控制功能, 辅助绕组的电压能很好地反映输出电压的大小, FBAUX 引脚通过电阻 R_{FBAUX} 连接到辅助绕组。调节电阻 R_{FBAUX} 的参数可以调节输出过电压保护点, 使电路完成精确的输出过电压保护控制。辅助绕组尖峰电压通过内部滤波器加以了滤波。

在经历了一次输出过电压保护后要再启动电路可以通过中断交流输入市电的方法来再复位内部的锁定电路。

3) PFC 总线电压保护, 一旦出现 PFC 输出过电压的情况, PFC 控制电路将停止工作。

4) 温度保护, SSL1750 内设有温度保护电路, 当 SSL1750 内部温度大于 +140℃ 时, SSL1750 关断不工作。使用时需在电路板上加一只负温度系数的热敏电阻, 这只负温度系数热敏电阻接至 LATCH 引脚。

5) 利用外接电流检测电阻 R_{SENSE2} 可以逐周期检测 Flyback 变换器变压器的一次侧峰值电流, 过电流保护电路限制 FBSENSE 引脚电压到一个内部电平, 在脉冲前沿消隐 (t_{leak}) 期间 OCP 检测功能被抑制, 以避免由于开关噪声信号而引起功率 MOSFET 管的误开关。

4.3.4.2 采用 SSL1750 的 75W 相控晶闸管调光 LED 驱动电路

1. 电路特点

下面介绍采用 SSL1750 的 230V 交流输入市电供电 75W/1000mA 相控晶闸管调光 LED 驱动电路, 电路工作效率大于 85%, 在整个交流输入供电电压范围内 ($230\text{V} \pm 10\%$) 电路的功率因数大于 0.95, 总谐波失真在 C 类设备的技术要求内。该相控晶闸管调光电路可适应多种相控晶闸管调光器, 但电路不适用于其他非晶闸管调光器的应用场合 (例如晶体管后沿相控调光器)^[49]。

2. 电路主要技术指标

电路主要技术指标如表 4-19 所示, 电路板实物图如图 4-151 所示。

表 4-19 电路主要技术指标

技术参数	参数值	说明
交流输入电压	AC230V $\pm 10\%$	
DC 输出电流	1000mA $\pm 10\%$	不调光工作时
输出功率	75W $\pm 10\%$	不调光工作时
DC 输出电压	56 ~ 82V	取决于 LED 的正向电压降
调光范围	100 ~ 1000mA	取决于调光器
驱动效率	大于 85%	在整个输入电压范围内, 75W 负载和不调光的工作条件
功率因数	大于 0.95	AC230V $\pm 10\%$ 的交流输入市电不用晶闸管调光器时

在使用中建议只使用一串 LED 负载, 使用中如需更多串的 LED 负载, 应考虑 LED 负载串之间的电流平衡问题, 表 4-20 给出了有关 LED 负载串的结构有关数据。使用时 LED 负载串的总正向电压不能超过电路的最大输出电压。

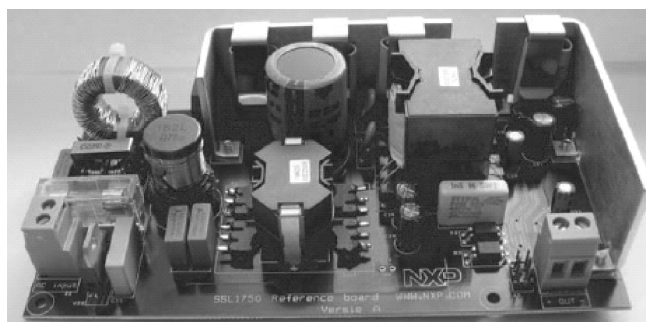


图 4-151 电路板实物图

表 4-20 LED 负载串结构与有关数据

每串 LED 的工作电流/mA	LED 串	每串 LED 的数量	V_F/V
330	3	24	3.15
500	2	23	3.25
1000	2	22	3.4

PFC 电路为升电压 DC380V 直流输出，对高达 AC250V 的交流市电输入也可以确保很好的功率因数。在低调光亮度输出应用场合 PFC 电路进入突发工作模式，以使电路有高的工作效率。

该电路可用于有相控晶闸管调光器和无相控晶闸管调光器应用场合，在无相控晶闸管调光器应用场合，电路可以提供最大 1000mA 的电流输出，在有相控晶闸管调光器应用场合，驱动电路输出电流和相控晶闸管调光器的相控角有关。相控晶闸管调光器的调光相控角被转换为调光控制参考电压，从而使相控晶闸管调光角可以决定输出电流的大小，输出电流采用模拟控制。

输出功率 75W，交流输入市电电压为 AC230V，供电频率为 50Hz/60Hz 的 LED 相控晶闸管调光电路工作原理图如图 4-152 所示。

电路不加相控晶闸管调光器时，在 75W、AC230V $\pm 10\%$ 交流输入市电电压时可以达到 85% 的工作效率。如加相控晶闸管调光器，电路工作效率和 LED 负载发光亮度有关，电路工作效率变化范围为 55% ~ 85%，85% 表示满功率时的工作效率（不加相控晶闸管调光器）。电路总谐波失真满足 IEC 61000-3-2 有关技术要求。

电路调光效果和相控晶闸管调光器类型有关，使用时需注意使用的相控晶闸管调光器型号。

相控调光晶闸管导通时间 T_{on} (ms) 与输出电流的关系曲线（50Hz 交流输入市电）如图 4-153 所示。

当调光电平过低时，例如低于某一点（ $T_{on} - 2ms$ ）时（如图 4-153 所示），电路输入电压可能过低，这时 Flyback 变换电路就会关断不工作。

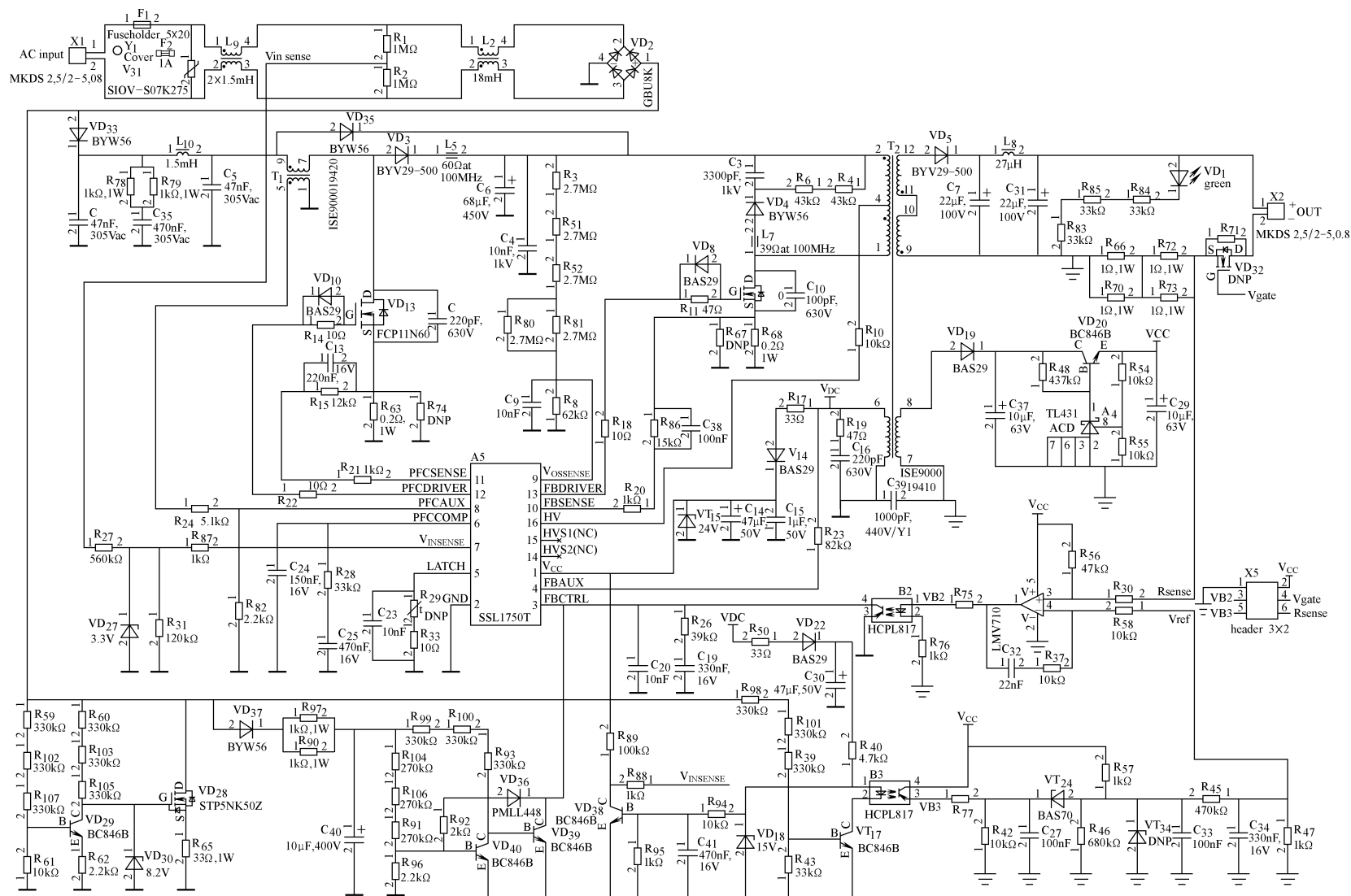


图 4-152 LED 相控晶闸管调光电路工作原理图

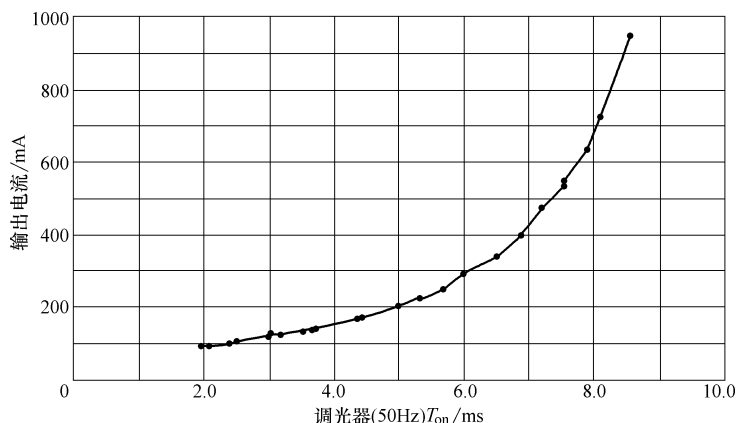


图 4-153 调光曲线

3. 电路工作原理分析

电路简化工作原理图如图 4-154 所示, 图 4-154 中除了 PFC 电路、Flyback 变换电路、泄放电路、输出电流调节电路外, 还有相控角检测电路, 下面介绍电路有关功能。

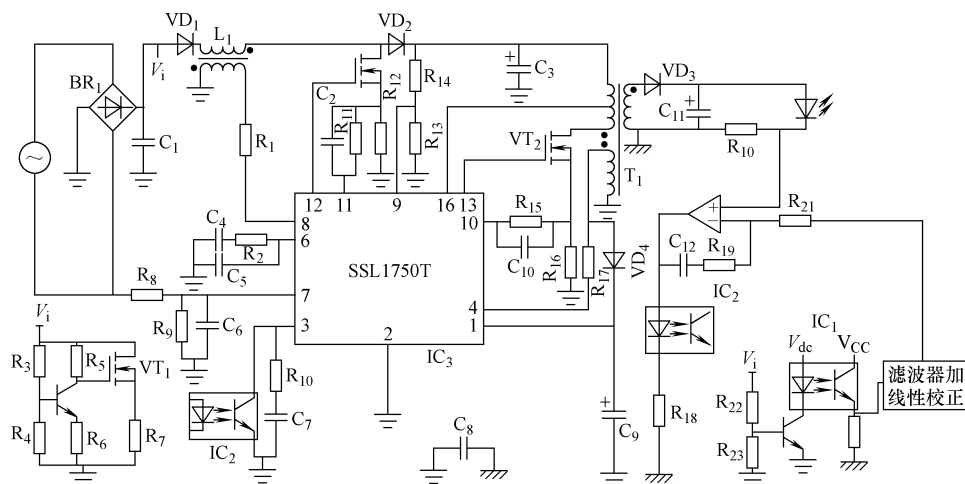


图 4-154 电路简化工作原理框图

(1) 通过接至功率开关 MOSFET 管源极的 1Ω 电流检测电阻可以检测输出电流大小, 利用 1Ω 电流检测电阻上的电压降与基准电压相比较可以实现输出电流稳定调节控制。当电路不使用相控晶闸管调光器时, 基准电压对应 1000mA 的输出电流。当使用相控晶闸管调光器时, 基准电压的大小与输出电流有关, 这个变化的基准电压与相控晶闸管调光电路的相位检测电路有关。

(2) 晶闸管调光相位检测电路工作原理图如图 4-155 所示, 通过控制环路的控制作用可以使电路在调光应用时基准电压的大小随 LED 负载电流的大小而变化。如图 4-155 所示, 反馈控制信号被送到了 Flyback 变换控制电路的 FBCTRL 引脚, 反馈控制回路具有线性校正控制功能, 确保调光控制的线性。

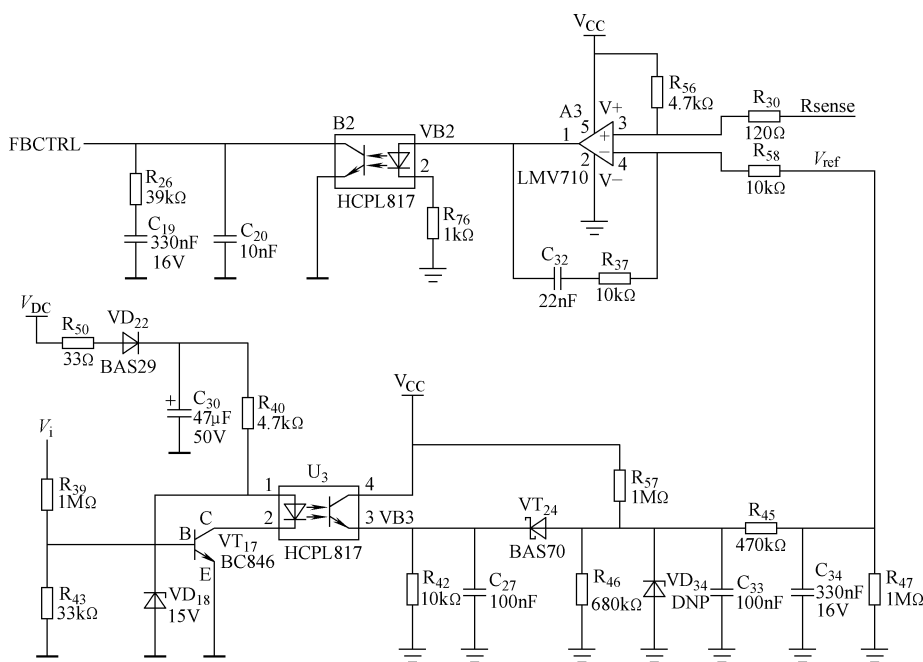


图 4-155 晶闸管调光相位检测电路工作原理图

调光信号来自桥式整流器的输出直流电压 (V_i)，当检测到的交流输入市电电压大于 50V 时，晶体管 VT_{17} 导通。当相控晶闸管调光器不导通时，晶体管 VT_{17} 关断。当相控晶闸管调光器导通时，通过光耦合器 U_3 为电容 C_{27} 充电，当晶闸管相控调光器 100% 导通时，电容 C_{27} 充满电，二极管 VD_{24} 不导通，电阻分压器 R_{57} 、 R_{46} 、 R_{45} 和 R_{47} 的参数将决定误差放大器 A_3 反相输入端的电压，这个电压将决定 LED 负载的最大电流。当晶闸管调光器调至低于 100% 的导通角时，电容 C_{27} 上的电压下降，二极管 VD_{24} 导通，电容 C_{33} 上的电压下降，致使电流反馈控制环路 A_3 的基准输入电压下降，图 4-155 中二极管 VD_{24} 的 V/I 特性为对数式，调光曲线也将为对数式的，从而实现对调光特性曲线的线性校正。

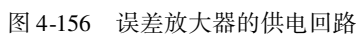
在选用二极管 VD_{24} 时需选用低正向电压降的二极管，这样可以在误差放大器 A_3 的反相输入端避免高的失调电压，并且二极管的温度特性会影响误差放大器 A_3 的基准电压数值。实用中可选用低漏电流的肖特基二极管。

图 4-155 中误差放大器 A_3 将电流检测电阻（如电路原理图 4-152 中的电阻 R_{66} 、 R_{70} 、 R_{72} 、 R_{73} ）上检测到的电压和基准电压相比较，光耦合器直接连接到了 SSL1750 Flyback 变换控制器的 FBCTRL 输入引脚，以完成对 Flyback 变换器工作频率和工作模式的控制。

图 4-155 中电阻 R_{30} 和 R_{56} 决定电流检测输入的失调电压，这样可以确保 LED 负载电流可以被调节到 0，当相控调光器导通角被调至最大时，失调电压和误差放大器反相输入端的电压也会相对应。误差放大器的供电回路如图 4-152 和电路原理图 4-156 所示，电路中用到了一个精密的电压基准源 IC_4 (TL431)。

(3) 为适应多种相控晶闸管调光器的应用，电路中设了泄放电路，以便为相控晶闸管调光器在低调光亮度时为晶闸管提供泄放电流和复位调光器定时器电路。

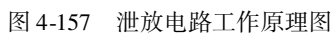
图 4-157 表示泄放电路工作原理图，图 4-157 中的 FET (VT_{28}) 为一电流源，流过电阻



R_{65} 的 $I_{\text{泄放}}$ 大小取决于稳压二极管 VD_{30} 设定的栅极电压值, $I_{\text{泄放}}$ 的值可利用式 (4-108) 计算。

$$I_{\text{泄放}} = \frac{V_{\text{稳压}} - V_{\text{th}}}{R_{65}} = \frac{8.2 - 4.5}{33} = 112\text{mA} \quad (4-108)$$

由图 4-157 可以看出, 只有当交流输入市电整流输出电压低于电阻 R_{59} 、 R_{102} 、 R_{107} 、 R_{61} 和晶体管 VT_{29} 的 V_{BE} 决定的设定值时才会有泄放电流。



(4) 在最低调光设定时, 平均输入电压太低有可能 PFC 电路不工作, 最终使电路进入启动工作状态, 这会致使输出电流中断, 从而导致 LED 发光闪烁。图 4-158 所示的电路可以在调光输出的发光亮度很低, 电路输入直流电压过低时关断 Flyback 变换器的工作, 起到避免 LED 发光闪烁的功能。

如图 4-158 所示, 当交流输入市电电压低于低限触发电平时, 晶体管 VT_{39} 将会拉 FBC-TRL 引脚为地电位, 使 Flyback 变换器停止工作, 交流输入市电整流输出的直流电压通过 VD_{37} 和电容 C_{40} 加以检测, 电路具有一个回滞电压, 以确保 LED 驱动电路不至于振荡, 可靠稳定的工作。电阻 R_{96} 和 R_{91} 的参数决定电路的触发下限电平, 晶体管 VD_{36} 和电阻 R_{96} 和 R_{92} 的参数决定上限触发电平。

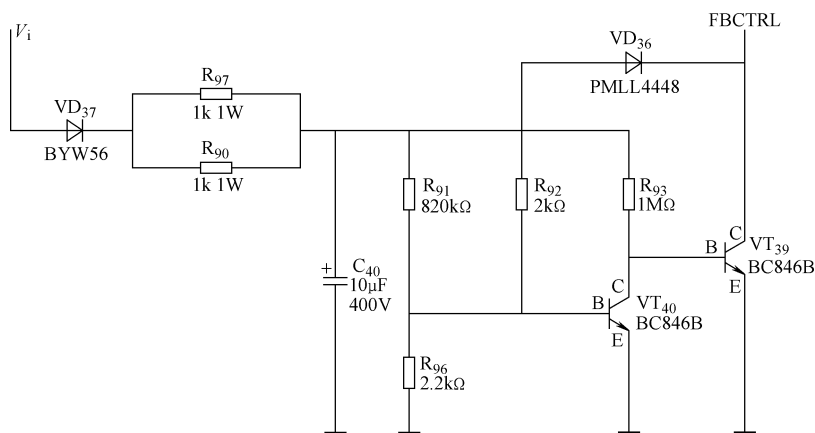


图 4-158 Flyback 变换电路关断电路工作原理图

在选取下限触发电平时应刚好选在交流输入电压（相控晶闸管调光器的输出）大于 PFC 电路关断点电压以上。

在选取上限触发电平时应刚好选在 FBCTRL 引脚开路电压刚好低于最低允许交流输入电压，使驱动电路在交流输入电压的允许范围内能正常工作。有关触发电平分别可以利用式 (4-109) 和式 (4-110) 计算。

$$V_{\text{下限(RMS)}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times V_{\text{BE}} \times \frac{R_{91} + R_{96}}{R_{96}} \quad (4-109)$$

$$V_{\text{上限(RMS)}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(V_{\text{BE}} \times \frac{R_{91}}{R_{96}} + (V_{\text{BE}} - V_{\text{F}}) \times \frac{R_{91}}{R_{92}} + V_{\text{BE}} \right) \quad (4-110)$$

式中， $V_{\text{BE}} = 0.63\text{V}$ ； $V_{\text{F}} = 0.56\text{V}$ 。

本电路中取： $V_{\text{下限(RMS)}} = 165V_{\text{(RMS)}}$ ， $V_{\text{上限(RMS)}} = 185V_{\text{(RMS)}}$ 。

由于电压尖峰的原因，在相控调光晶闸管导通期间，实际的保护点电压有时和以上计算值有所不同，减小电容 C_{40} 的容量（如图 4-158 所示）有助于降低这种影响。

4.4 ICL8001G 相控晶闸管 LED 调光驱动电路与应用

4.4.1 ICL8001G 的特点与工作原理

ICL8001G 是一款工作于准谐振工作模式、用于离线 LED 驱动应用场合的相控调光控制器，特别适用于替代白炽灯照明的 LED 相控调光应用场合，精密 PWM 控制可以确保电路可靠工作，电路为相控调光的一次侧控制电路结构，电路功率因数大于 98%，可以显著改善电路工作效率，工作效率可以高达 90%。ICL8001G 的 LED 供电工作电压范围宽（高达 26V）、功耗低，保护功能齐全，使用 ICL8001G 构成的 LED 相控晶闸管调光电路具有性能优和电路简单的优点^[50]。

ICL8001G 为 8 引脚 PG-DSO-8 封装，外形图如图 4-159 所示，ICL8001G 内部工作原理框图

如图 4-160 所示, ICL8001G 引脚功能如表 4-21 所示。

ICL8001G 主要技术特点如下。

- 1) 输出过电压保护点可调;
- 2) V_{CC} 过电压/欠电压锁定输出;
- 3) 一次侧 PFC 和精密 PWM 调光控制;
- 4) 可用于前沿/后沿相控调光应用场合;
- 5) 在整个工作范围内具有高的工作效率和工作稳定性;
- 6) 内置数控软启动控制功能, 折返式控制和逐周期峰值电流控制。

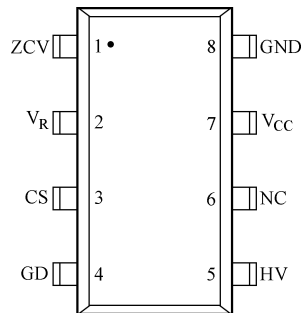


图 4-159 引脚图 (PG-DSO-8 封装)

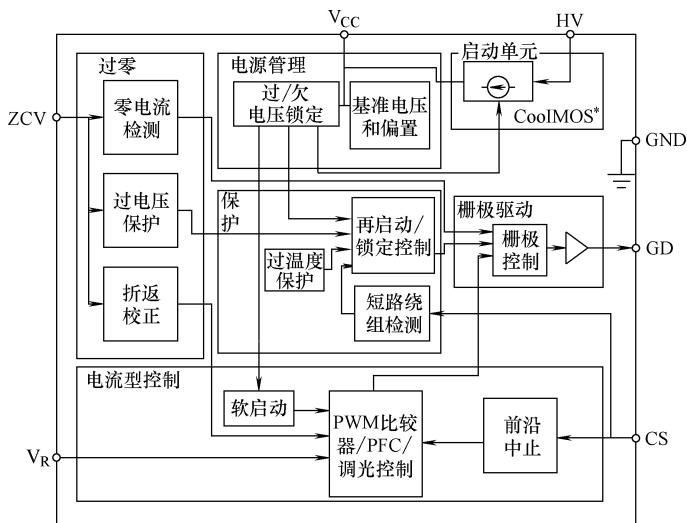


图 4-160 内部工作原理框图

表 4-21 ICL8001G 引脚功能

引脚号	引脚符号	引脚功能
①	ZCV	过零检测引脚, 来自辅助绕组的电压经延时电路延时一段时间后加到该引脚, 通过内部电路该引脚接到了过零检测器电路, 用以决定外接功率开关管的导通时间。同时, 通过比较 V_{ZC} 和内部预设定的阈值电压可以实现输出过电压检测功能
②	V_R	电压检测引脚, 通过该引脚检测交流输入市电整流输出电压, 利用这个检测电压可以设定峰值电流限制电路的峰值电流, 并完成 PFC 和相控调光控制功能
③	CS	电流检测引脚, 该引脚接至一只用于决定一次侧电流检测的电流检测电阻, 并和反馈电压一起用于决定 PWM 控制信号发生器的脉冲关断时间。在主电源开关管导通时间内通过检测 V_{CS} 的电压来实现短路绕组检测功能
④	GD	栅极驱动输出信号引脚, 该引脚输出信号用于驱动外接功率 MOSFET 管
⑤	HV	高电压输入引脚, 该引脚连接至外部总线电压, 通过外接总线电压为接至集成电路 V_{CC} 引脚的电容充电
⑥	NC	无用引脚
⑦	V_{CC}	电源供电引脚, 供电电压范围为 $V_{VCCoff} \sim V_{VCCOVp}$
⑧	GND	集成电路地引脚

ICL8001 保护控制功能如表 4-22 所示。

表 4-22 保护特性

电 参 数	功 能
V_{CC} 过电压	自动再启动
V_{CC} 欠电压	自动再启动
过温度	自动再启动
输出过电压	锁定关断
输出短路	锁定关断

4.4.2 采用 ICL8001G 的 LED 相控晶闸管 9W 调光应用电路

4.4.2.1 电路特点与应用

1. 电路特点

ICL8001G 为单级 Flyback 控制集成电路，工作于准谐振、一次侧控制工作模式，集成了 PFC 和相控调光控制功能，适用于 LED 相控调光应用场合。

2. 有关电路板

采用 ICL8001G 的 LED 相控晶闸管调光电路板顶视图和底视图分别如图 4-161 和图 4-162 所示^[51]。

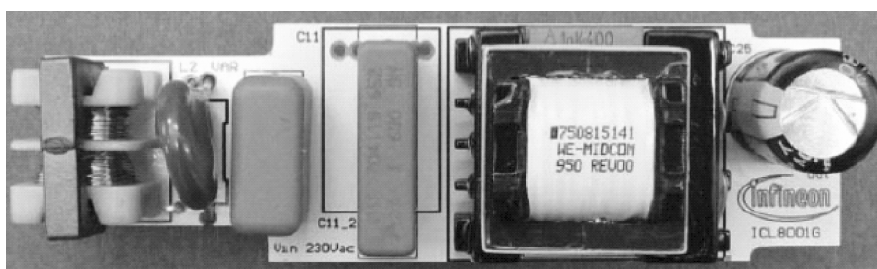


图 4-161 电路板顶视图

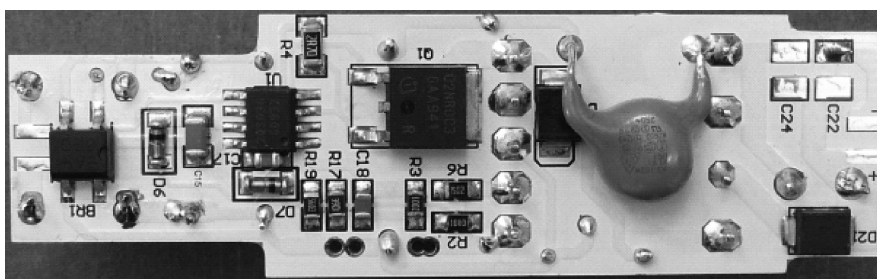


图 4-162 电路板底视图

4.4.2.2 电路主要技术性能

电路主要技术性能如下。

- 1) 短路保护后的自动再启动；

- 2) ICL8001G 内含数控软启动控制功能;
- 3) 在相控调光控制下电路保持高的工作效率;
- 4) 输出过电压保护点可调, 锁定关断工作模式;
- 5) V_{CC} 引脚过电压和欠电压锁定输出控制功能;
- 6) 具有折返式补偿和逐周期峰值电流限制功能;
- 7) 在宽的交流输入市电电压变化范围内具有稳定和高的工作效率;
- 8) 在 ICL8001G 内部具有对 V_{CC} 引脚外接电容恒电流充电控制功能;
- 9) 采用一次侧控制 Flyback 变换, 具有 PFC 和相控调光控制功能。

4.4.2.3 电路技术指标

表 4-23 给出了电路的有关技术指标, 表 4-23 中输入电压表示未经相控调光的交流输入市电电压有效值, 输出电压表示在给定的交流市电输入电压变化范围内输出直流电压变化范围。

表 4-23 电路性能指标

指 标	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单 位
输入电压	207	230	253	V
输出电压	23	26	29	V
输出电流	380	350	320	mA
输出功率	9.0	9.1	9.2	W

4.4.2.4 调光控制

通过相控晶闸管调光控制可以改变加到 LED 负载的供电电流, 从而实现 LED 调光控制。

1. 电路的加电启动

在集成电路 ICL8001G 内部有一个启动单元电路, 这个启动单元电路可以在不降低电路工作效率前提下缩短电路启动时间, 在 ICL8001G 的 V_{CC} 引脚外接电容 $C_{15} = 10\mu\text{F}$ 条件下, 电路启动时间大约为 120ms。

2. 电路 PCB 板图

电路 PCB 板图分别如图 4-163 和图 4-164 所示。

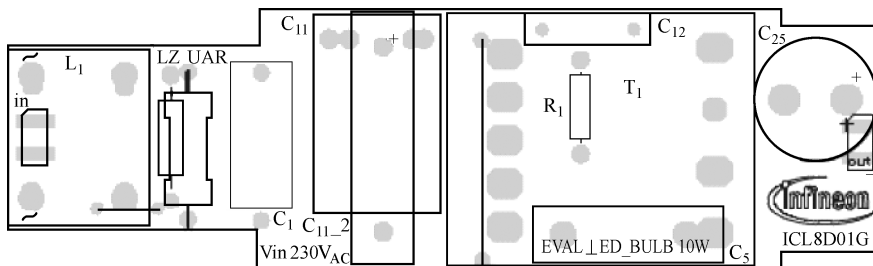


图 4-163 PCB 顶视图

3. 电路原理图

电路原理图如图 4-165 所示。

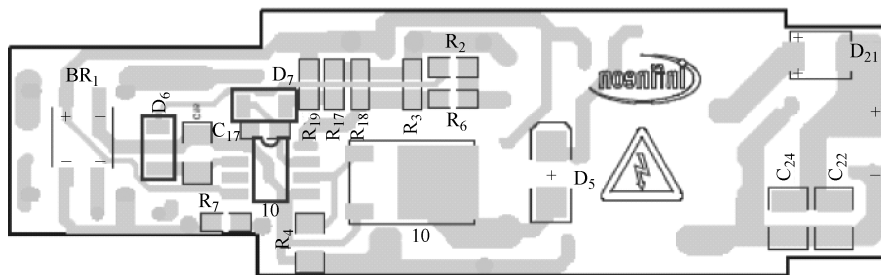


图 4-164 PCB 底视图

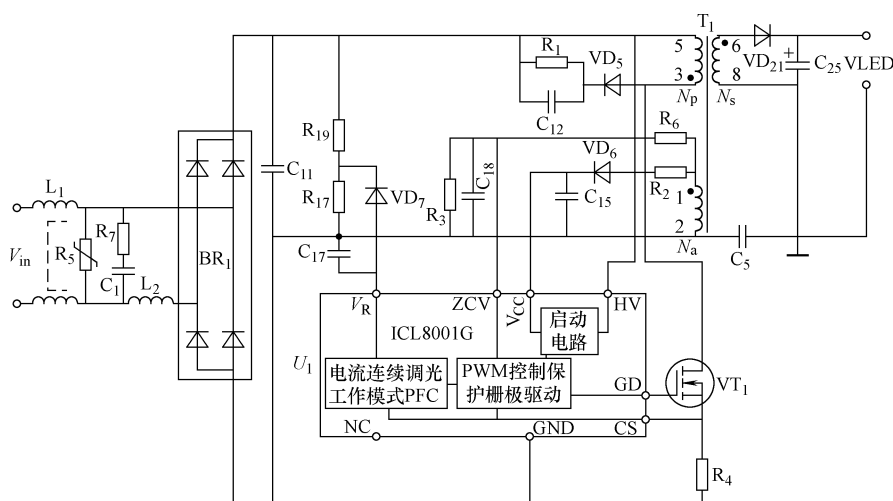


图 4-165 电路工作原理图

4.5 Onsemi 公司常用相控调光驱动电路与应用

4.5.1 NCL30000 的特点与工作原理

4.5.1.1 NCL30000 的特点

NCL30000 是一款工作于 CRM 工作模式的单级 PFC LED 驱动控制器，主要用于低、中功率 Flyback 变换或 Buck 变换 LED 驱动应用场合^[52]。

CRM 工作模式非常适用于隔离 Flyback 变换 LED 驱动应用场合，开关频率随交流输入市电压和负载的变化而变化，电路工作效率高。NCL30000 可用于商用或室内 LED 照明、LED 灯相控晶闸管调光等应用场合。NCL30000 特点如下：

- 1) 逐周期过电流保护；
- 2) 工作电流小，典型值为 2mA；
- 3) 启动电流低，典型值为 24 μ A；
- 4) 工作温度范围为 -40 ~ +125 $^{\circ}$ C；
- 5) 工作于恒定导通时间的 PWM 控制；

- 6) 栅极驱动输出能力为 500mA，栅极驱动电流灌入能力为 800mA；
- 7) 过电流保护阈值电压被设定为 500mV，可以减小在电流检测电阻上的功耗。

NCL30000 采用 SOIC-8 封装，引脚图如图 4-166 所示，内部工作原理框图如图 4-167 所示，引脚功能如表 4-24 所示。在 NCL30000 内含有四个主要的功能电路，它们是导通时间控制、零电流检测控制、功率 MOSFET 管栅极驱动信号输出、启动电路和 V_{CC} 供电管理。

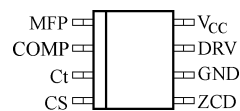


图 4-166 引脚图

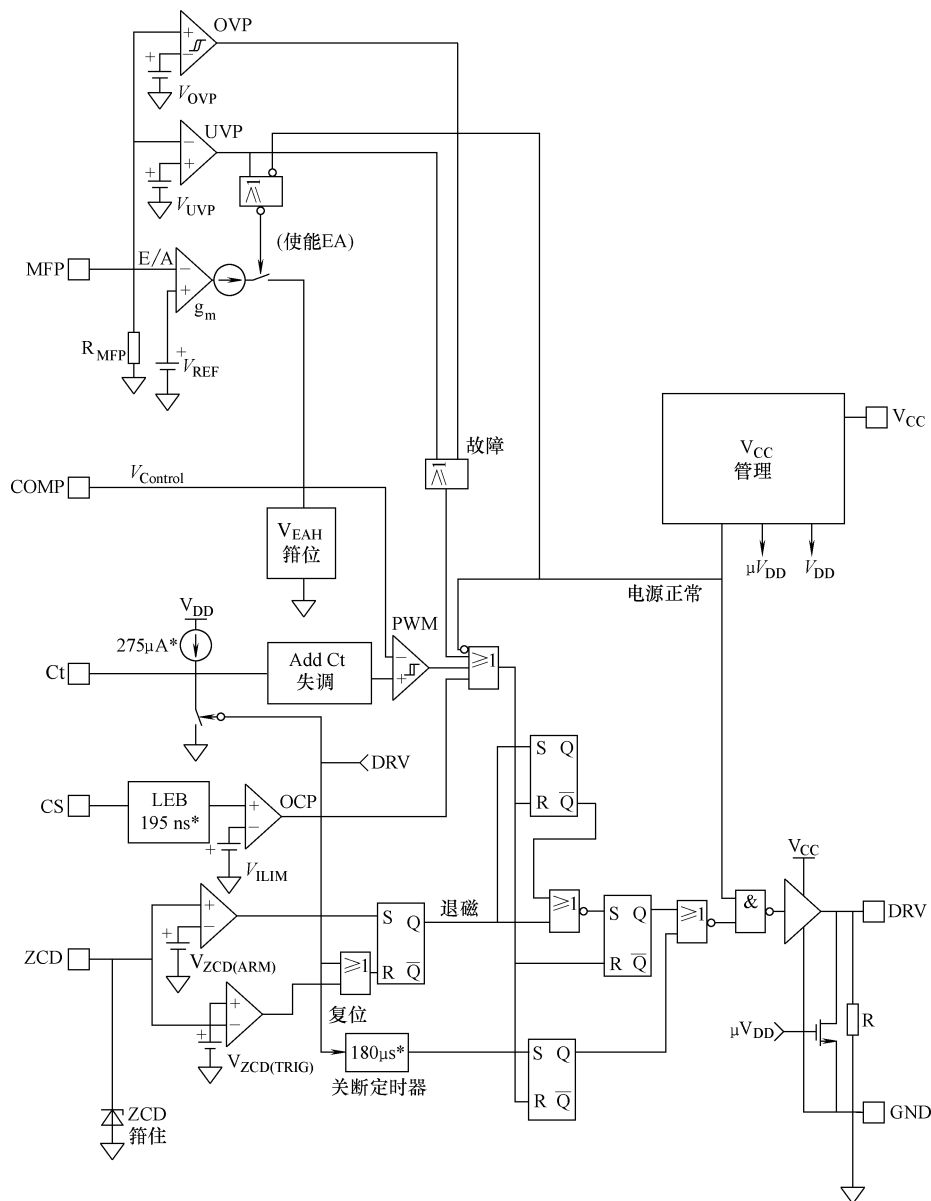


图 4-167 工作原理框图

表 4-24 引脚功能

引脚号	引脚符号	引脚功能
①	MFP	该引脚是一个多功能保护控制引脚，当 MFP 引脚电压低于欠电压保护 V_{uvp} 阈值电位时电路处于待机工作状态，一旦 MFP 引脚电压高于输出过电压保护 V_{ovp} 阈值电位时电路停止工作
②	COMP	内部误差放大器输出引脚，连接于该引脚与地之间的补偿网络可以设定环路工作频带宽度，一般这个工作频带宽度被设为低频（典型值为 10 ~ 20Hz），可以获得高的功率因数和低的总谐波失真
③	Ct	通过 Ct 引脚为外接定时电容充电，通过电容 Ct 上的电压和内部控制电压比较可以控制功率开关管的导通时间，在功率开关管导通结束时电容 Ct 放电
④	CS	CS 引脚用于流经功率 MOSFET 管和 Flyback 变压器一次绕组电流检测，可用于电路输出过电流保护应用场合。为避免电路误动作，电路内部设有前沿消隐（LEB）电路，利用这个前沿消隐（LEB）电路可以提供 190ns 时间的屏蔽，如需进一步确保电路可靠工作，可以在 NCL30000 的 CS 引脚与电流检测电阻之间加一个 RC 滤波电路，电路工作原理图如图 4-168 所示
⑤	ZCD	辅助绕组零电流检测引脚，一旦该引脚检测到了功率开关变压器绕组已退磁信号，通过内部输出的栅极驱动信号使外接功率 MOSFET 管导通
⑥	GND	模拟信号地，所有旁路元器件的接地与该引脚的接线应尽可能的短
⑦	DRV	栅极驱动信号输出
⑧	V _{cc}	电源供电引脚，一旦该引脚电压高于 12V 典型导通工作电压时电路开始工作，一旦该引脚电压低于 9.5V 典型关断工作电压时电路停止工作，2.5V 回滞电压可以确保电路可靠启动工作，通过 V _{cc} 引脚内的电源供电管理功能可以实现电路启动或关断控制，通过电源管理电路可以使电路启动电流不大于 35 μ A，使用时可以在 V _{cc} 引脚与交流输入市电整流输出直流电压之间接一支启动电阻来实现电路的启动，并且可以通过 Flyback 变压器的辅助绕组供电。该引脚允许供电电压范围为 10.2 ~ 20V

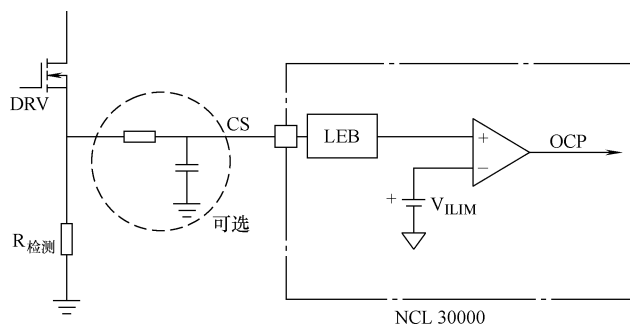


图 4-168 RC 滤波电路工作原理图

4.5.1.2 NCL30000 典型应用电路

电路工作原理

采用 NCL30000 的典型应用电路工作原理图如图 4-169 所示，在图 4-169 所示的二次侧电路中采用 NCS1002 来实现 LED 负载的恒流控制，在 NCS100 中含有两个运算放大器，输出电压和 LED 负载电流取样信号经 NCS1002 内部的比较放大器处理后送到光耦合器，经过光耦合器的控制作用实现对变换器一次侧的控制。通过检测辅助绕组可以实现次级电流过零检测和新开关工作周期开始控制。电路工作于 CRM 工作模式，临界导通工作模式在低、中

功率应用场合可以获得高的工作效率。图 4-170 给出了功率开关变压器一次和二次绕组的理论开关工作波形。

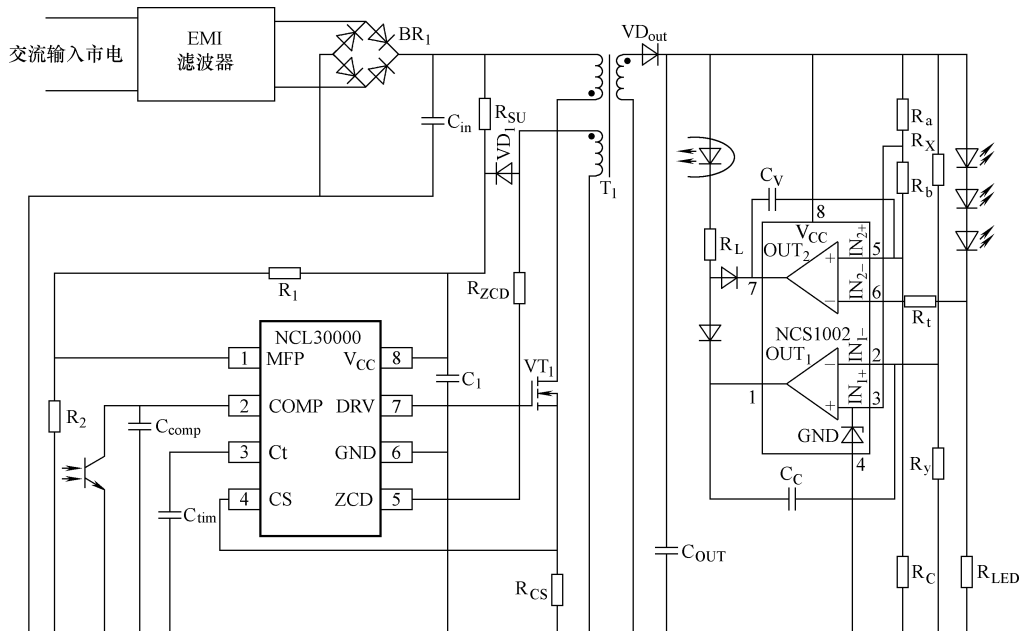


图 4-169 二次隔离恒电流输出 Flyback 变换电路工作原理图

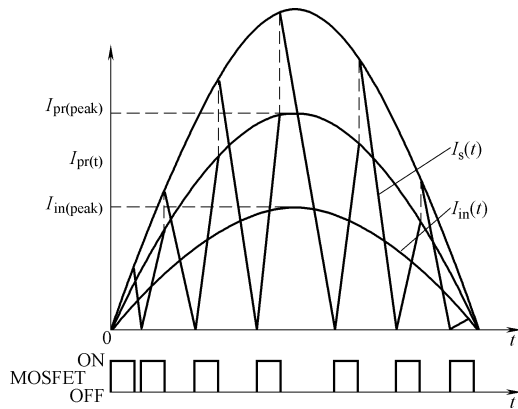


图 4-170 工作波形图

由于功率变换电路的输入直流供电为 2 倍交流输入市电供电频率的半正弦直流电，所以在输出负载上会有 2 倍交流输入市电供电频率的纹波电压。当变换电路的供电直流电压或 LED 负载电流发生变化时，通过调节功率 MOSFET 管的导通时间可以实现对 LED 负载电流的稳定控制。

4.5.2 采用 NCL30000 的 17W 相控晶闸管 LED 调光驱动电路

下面介绍采用 NCL30000 的相控晶闸管调光应用电路，该电路的交流输入市电供电电压

为 AC230V，工作于 PFC 的单级 Flyback 变换 CRM 工作模式，可用于相控前沿/后沿调光应用场合，可以驱动 4 ~ 15 只串联 LED 负载。主要保护功能有 LED 负载开路保护、过温度保护和输出过载保护等^[53]。

1. 电路主要技术指标 电路主要技术指标如下。

- 1) 工作环境温度：50℃；
- 2) 满载工作效率：>82%；
- 3) 最大输出功率：17.5W；
- 4) 输出电流：350mA ±5%；
- 5) 典型功率因数：>0.93；
- 6) 输出直流电压范围：DC12 ~ 50V；
- 7) 可用于相控前沿/后沿调光应用场合；
- 8) 交流输入市电电压适应范围：AC180 ~ 265V。

2. 电路工作原理

电路板采用双面电路板，图 4-171 为电路板的过孔元件面，图 4-172 为表面贴装元件面，图 4-173 为电路工作原理图。

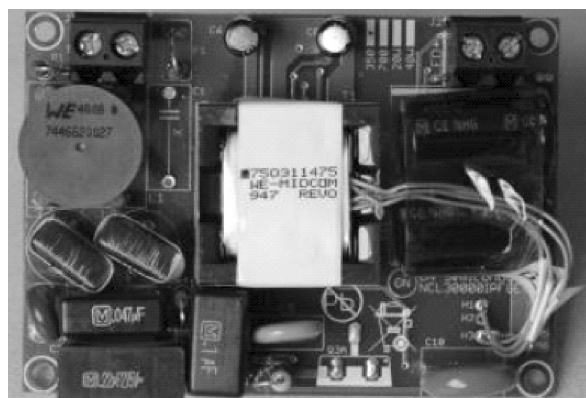


图 4-171 过孔元件面

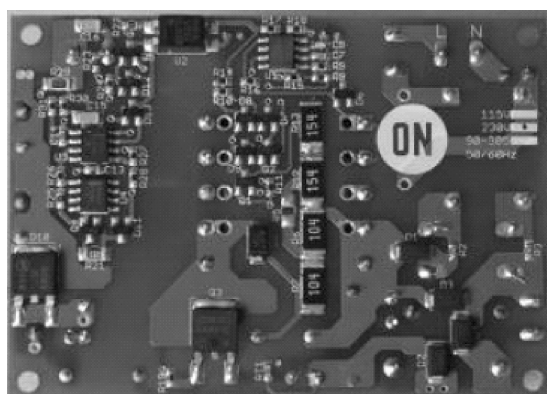


图 4-172 表面贴装元件面

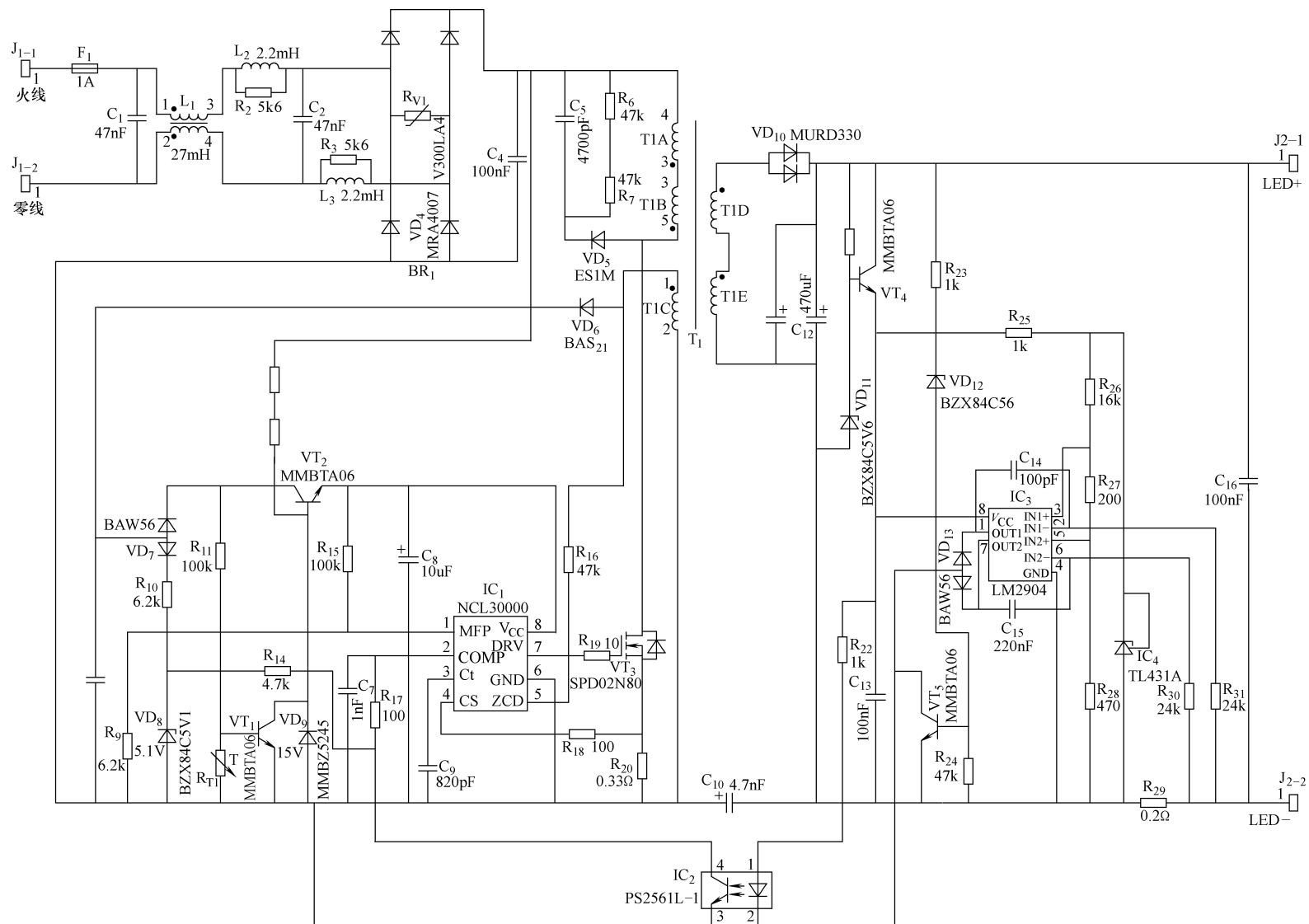


图 4-173 电路工作原理图

电路的最优调光工作负载为 12W，输出电流为 350mA，最高交流输入市电电压为 AC265V，工作性能转换点为 AC200V，当交流输入电压大约为 AC200V 时，电路控制由二次侧闭环控制转为一次侧控制，当交流输入市电电压进一步降低时，输出电流平滑的降低，以适应调光应用的要求。

如图 4-173 所示，电容 C_9 上的电压决定电路的调光和输出电流是否下降，即决定 LED 负载的功耗，有关参数之间的关系如式 (4-111) 所示，有关变量如表 4-25 所示，按表 4-25 计算出的电容 C_9 参数如式 (4-112) 所示，计算出的电容 C_9 参数供参考，使用中还需调节，本电路经过试验后选用 180pF，可以获得满意的调光转换点，小容量的电容 C_9 对应较小的相控晶闸管导通角。

$$C_9 \approx \frac{4.94 \times L_{\text{一次}} \times P_{\text{输出}} \times I_{\text{充电}}}{\eta \times V_{\text{PK}}^2 \times V_{\text{ctmax}}} \left(\frac{V_{\text{PK}}}{N \times V_{\text{输出}}} + 1 \right) \quad (4-111)$$

表 4-25 影响电容 C_9 取值的有关参数

参 数	功 能	参 数 值
$L_{\text{一次}}$	Flyback 变压器一次侧电感量	0.00172H
$P_{\text{输出}}$	输出功率	12W
$I_{\text{充电}}$	电容 C_9 充电电流	275 μ A
η	工作效率	0.87
V_{pk}	调光点峰值电压	$200V_{\text{rms}} = 282.8V_{\text{pk}}$
V_{ctmax}	电容 C_9 上的峰值电压	4.93V
N	变压器匝数比	3.83
V_{out}	LED 负载电压 (12 只 LED 串联)	37V

$$C_9 \approx \frac{4.94 \times 0.00172 \times 12 \times 275\mu\text{A}}{0.87 \times 245^2 \times 4.93} \times \left(\frac{282.8}{3.83 \times 37} + 1 \right) = 245\text{pF} \quad (4-112)$$

(1) 如图 4-173 所示，调节电阻 R_{29} 的阻值可以调节过电流保护点，具体计算如式 (4-113) 所示，电阻 R_{29} 的功耗可以利用式 (4-114) 计算。

$$R_{29} = \frac{0.07\text{V}}{I_{\text{输出}}} \quad (4-113)$$

$$P_{R_{29}} = \frac{0.07^2}{R_{29}} \quad (4-114)$$

(2) 输出纹波电流的大小和输出滤波电容的容量有关，如果输出电压稳定则 LED 负载的纹波电流要小些，如果滤波电容的等效串联电阻小，对应的 LED 负载纹波电流也会小，同时 LED 负载的纹波电流还和 LED 负载的正向工作特性有关。一般而言对 350mA 的输出负载电流，如果要求输出纹波电流不大于 30% 的输出电流，则滤波电容的容量应取 $2 \times 470\mu\text{F}$ ，同样，如果 LED 负载电流为 1A，要求 LED 负载的纹波电流不大于 30%，则要求滤波电容的容量为 $2 \times 1000\mu\text{F}$ ，两只电容并联使用。

图 4-173 所示电路中的 27mH 共模干扰抑制电感 (L_1) 和两个 470 μH 差模干扰抑制电感 (L_2 、 L_3) 和相应 47nF 的差模干扰抑制电容 (C_2) 可以对电路的有关传导干扰提供足够的抑制，4.7nF 的差模干扰抑制电容 C_{10} 可以旁路功率变压器产生的共模干扰。电路满足 B 类传导干扰的有关技术要求。

(3) 流过功率 MOSFET 管的最大电流可以通过电阻 R_{20} 来设定，可以利用式 (4-115) 计算出在启动工作条件下有 25% 电流余量的电阻 R_{20} 参数值。

$$R_{20} = \frac{0.5V}{1.25 \times I_{\text{一次}}} \quad (4-115)$$

在本电路中选择表面安装 DPAK 或 TO-220 封装的功率 MOSFET 管, 在 15W 输出功率, 工作环境温度为 +50℃ 的应用场合选用 DPAK 封装、800V/2A 额定值的 SPD02N80C3 功率 MOSFET 管, 变压器一次侧最大电流计算值为 1.15A, NCL30000 的过电流保护阈值电压为 0.5V, 为确保有 25% 的余量, 选用过电流保护电阻值为 0.348Ω, 选用标准阻值 0.33Ω, 在 NCL30000 的引脚 CS 与功率 MOSFET 管的源极之间须串接一只 100Ω 的电阻, 可以起高频干扰抑制作用。

电路中的正温度系数热敏电阻 (PTC) RT_1 用于实现电路的热关断, RT_1 应尽可能靠近功率 MOSFET 管 VT_3 , 可以可靠的检测电路工作温度。

图 4-173 中的晶体管 VT_5 和稳压二极管 VD_{12} 起 LED 负载开路或输出过电压保护功能。这里稳压二极管 VD_{12} 的稳压电压取 56V, 可以适用于 4~15 只 LED 负载串联的应用场合。

(4) Flyback 变压器在电路中用作为高频功率变换传输提供通路, 为满足对 LED 负载平均工作电流的需求, Flyback 变压器应能提供 2.5 倍的平均输出功率容量, 以确保 Flyback 变压器可靠工作, 该电路中 Flyback 变压器的功率容量设计为 43W, 实现对 17.5W 的 LED 负载供电。在该电路中匝数比取 3.83。

功率开关管的导通时间和最低交流输入电压和峰值负载功率 17.5W 有关, 最大导通时间约为 15.8μs, 根据电路的最低开关工作频率可以计算出 Flyback 变压器的一次绕组电感量为 1.72mH。

根据计算出 Flyback 变压器的一次绕组电感量、工作电压和导通时间可以算出通过 Flyback 变压器的一次侧峰值电流为 1.15A, 根据一次绕组电感量、磁心的最大磁通密度和磁心尺寸可以算出一次绕组匝数为 92 匝, 根据一次绕组匝数、工作电流和最大磁通密度可以计算出 Flyback 变压器的磁路磁缝间隙为 0.014 英寸, 根据 3.83 的匝数比可以算出二次绕组匝数为 24 匝, 二次绕组可以用 3 股绝缘线来绕制。

(5) 图 4-174 为 12 只 LED 负载串连, 输出直流电压为 37V, 输出电流为 350mA 时电路

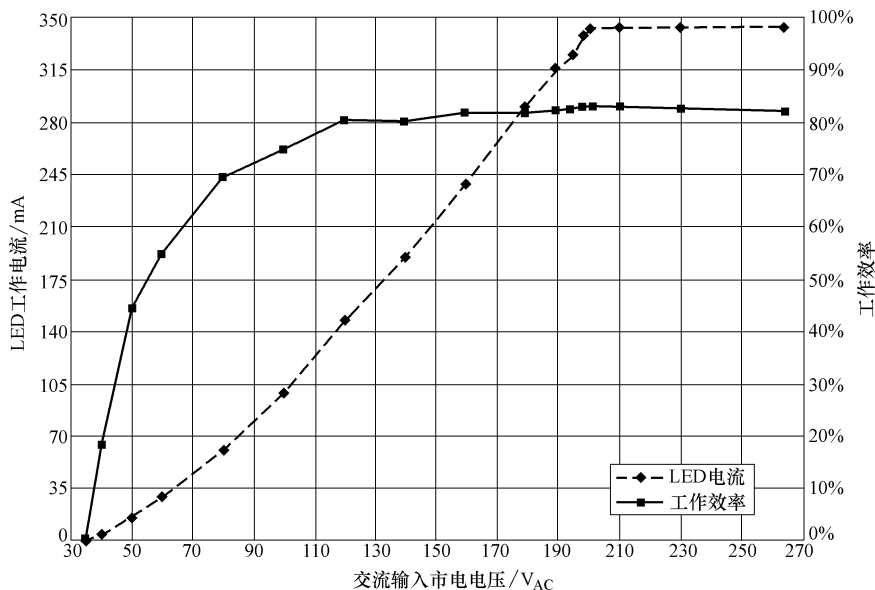


图 4-174 13W 负载时的交流输入电压与工作效率关系曲线

交流输入电压、LED 负载电流与工作效率的关系曲线，可以看出工作转换点在 AC200V 左右，交流输入市电电压高于 AC200V 时，LED 负载电流通过二次侧控制回路控制。图 4-175 为电路板的功率因数、总谐波失真与交流输入市电电压电压的关系曲线，图 4-176 为 LED 工作电流与 LED 正向电压降之间的关系曲线，从图 4-176 可以看出，电路有三个工作区，它们分别是恒压工作区、恒流工作区和故障工作区。实验证明不同的调光器调光工作性能有不同，最小导通控制角与调光器的种类有关。

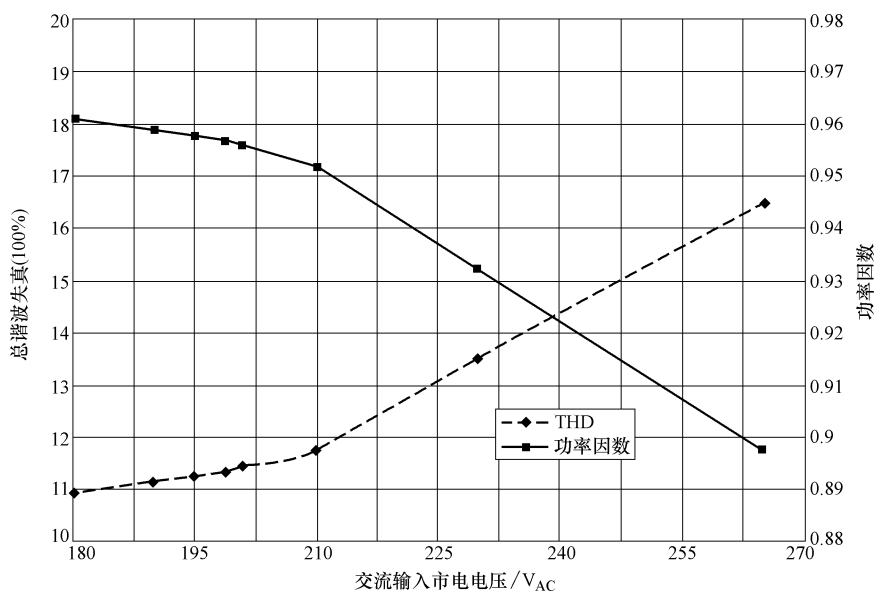


图 4-175 功率因数、总谐波失真与交流输入市电电压电压的关系曲线

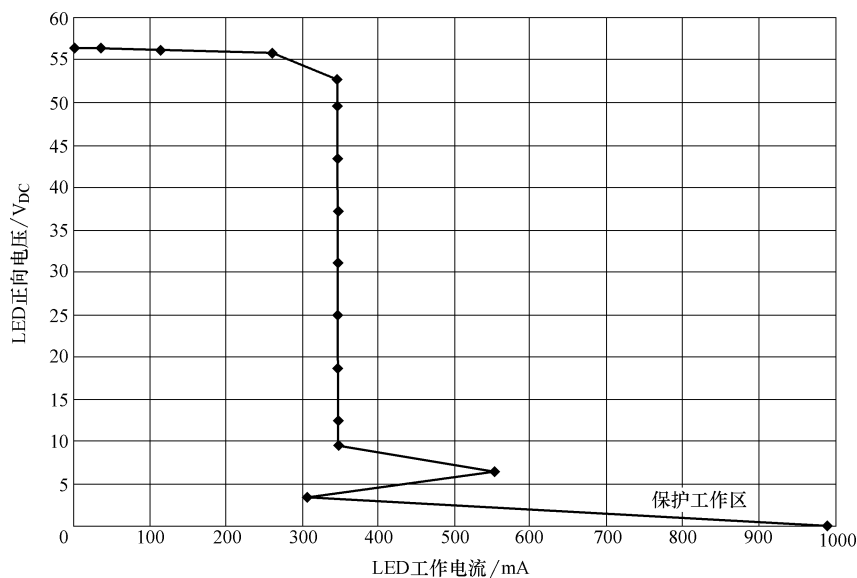


图 4-176 LED 工作电流与 LED 正向电压降之间关系曲线

电路板的功率因数、总谐波失真与交流输入市电压电压的关系曲线如图 4-175 所示，LED 工作电流与 LED 正向电压降之间的关系曲线如图 4-176 所示。

4.6 iWatt 公司常用相控调光 LED 驱动电路

4.6.1 iW3612 的工作原理与应用

4.6.1.1 iW3612 的功能与主要特点

1. iW3612 的功能

iW3612 是一款用于 LED 相控调光控制的离线式 AC/DC 高性能数字驱动控制器，采取 2 级架构设计，集斩波式 PFC 和 Flyback 恒流控制功能于 SOIC - 8 封装内，主要应用于小体积、高功率密度 LED 相控调光驱动应用场合，具有很好的相控调光器兼容性能，平滑的调光控制效果^[54]。

iW3612 采用一次侧反馈控制技术（PSR），可以省掉光耦合器和相关外围反馈控制元件，简化了电路设计，构成的 LED 驱动电源体积小，可以实现高工作效率和低 EMI。同时，在 iW3612 内部采用了逐脉冲波形分析技术，可以精确的控制通过 LED 电流的稳定性，在不使用控制环路补偿的情况下可以确保电路在工作环境下工作的稳定性。采用 iW3612 构成的 LED 驱动电路具有使用元器件数量少，EMI 设计方便和电路总造价低的特点。

iW3612 可用于 8 ~ 25W 的 LED 相控调光驱动电路应用场合。iW3612-00 主要适用于 AC100V 交流输入市电供电电压应用场合，iW3612-01 主要适用于 AC230V 交流输入市电供电电压应用场合，iW3612-03 主要适用于 AC100V/230V 交流输入市电供电电压应用场合^[55]。

iW3612 采用数控技术来检测相控调光器类型和调光相位，通过相控方法来调节通过 LED 电流的脉冲宽度，从而实现 LED 发光亮度调节。

iW3612 工作于准谐振工作模式，具有工作效率高的特点。由于采用了独有的数控技术消除了 LED 相控调光发光闪烁现象。iW3612 可以工作于相控前沿/后沿调光工作方式，也可以工作于 R 型、R-C 型或 R-L 型调光控制方式。

在不使用调光器时，iW3612 可以自动检测到没有调光器使用的工作状态。

iW3612 相控 LED 调光控制驱动器具有以下特点。

- (1) 支持 LED 负载热插拔；
- (2) 最大输出功率高达 25W；
- (3) LED 工作电流温度补偿；
- (4) 智能壁式相控调光器检测；
- (5) LED 负载恒流精度不低于 $\pm 5\%$ ；
- (6) 1% ~ 100% 宽范围调光，调光无闪烁；
- (7) 电路启动快，启动电流典型值为 10 μ A；
- (8) 交流市电输入频率适应范围为 45 ~ 66Hz；
- (9) 电路体积小，输入/输出电容和变压器体积小；
- (10) 适用于 AC110V/230V 离线式隔离 LED 驱动用 AC/DC 控制器；
- (11) 一次侧反馈控制，无需光耦合器反馈，简化了电路设计；

- (12) 相控前沿/后沿调光、非调光器检测、混合调光结构和非调光控制；
 (13) 工作于准谐振工作方式，工作效率高，在非调光工作模式下工作效率为 85%；
 (14) 保护功能全，主要保护功能如下。
- 1) LED 负载开路保护；
 - 2) 过温度保护；
 - 3) LED 负载短路保护；
 - 4) 电流检测电阻短路保护；
 - 5) 负载过电流保护。

2. iW3612 引脚功能

iW3612 外形图如图 4-177 所示，iW3612 引脚图如图 4-178 所示，引脚功能如表 4-26 所示。



图 4-177 iW3612 外形图

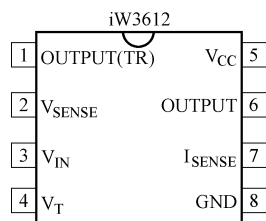


图 4-178 iW3612 引脚图

表 4-26 iW3612 引脚功能

引脚号	引脚符号	引脚类型	引脚功能
1	OUTPUT (TR)	输出	外接功率 MOSFET 管栅极驱动信号输出
2	V_{SENSE}	模拟输出	辅助绕组电压检测信号输入，用于一次侧电流控制和 ZVS 控制，为一反馈控制信号，可以稳定输出电流
3	V_{IN}	模拟输出	整流交流输入市电电压检测，该信号可用于相控调光相位信号检测，输入交流市电电压经分压电阻网络分压，该分压信号可用于电路欠电压和过电压保护。在电路启动期间该引脚电压可以为集成电路提供供电电流
4	V_T	模拟输出	输出功率限制和关断控制，如果不使用关断控制功能，该引脚可通过一只电阻接地
8	GND	地	地
7	I_{SENSE}	模拟输出	用于逐周期峰值电流限制和一次电流检测
6	OUTPUT	输出	主功率 MOSFET 管栅极驱动信号输出
5	V_{CC}	供电输入	集成电路供电输入引脚，当 V_{CC} 引脚电压达到 12V（典型值）时集成电路处于启动工作状态，当 V_{CC} 引脚电压低于 7.5V（典型值）时集成电路处于关断工作状态，使用时需在该引脚与地之间接一只滤波电容器

4.6.1.2 iW3612 的工作原理与应用

iW3612 为一款用于 LED 相控调光控制的离线式 AC/DC 高性能电源变换驱动控制器，

它采用先进的数控技术来检测相控调光器工作类型和调光相位,通过相控方法来调节通过LED电流的脉冲宽度,实现LED发光亮度调节。在低调光电平时,调光工作频率为900Hz,调光控制工作方式PWM调光控制工作方式,可以消除相控调光发光闪烁现象^[56]。

iW3612 内部含有壁挂式相控调光器类型检测、相控调光器调光相位检测和LED输出亮度调节两部分功能电路,利用一次侧反馈控制可以获得很好的LED负载恒电流工作特性,利用斩波电路可以提高电路功率因数。

iW3612 可以适用于大部分常用壁挂式相控调光器LED调光应用场合,电路造价低,可以很方便的将LED调光灯泡用于常用的白炽灯调光灯座。

iW3612 可用于前沿、后沿相控调光和无相控调光应用场合,可以对所处的前沿、后沿相控调光控制工作状态或无相控调光器工作状态自动检测,使电路工作于相应状态。iW3612 工作于高工作效率的CCM工作模式,电路EMI低。

iW3612 内部的启动控制电路可以确保iW3612稳定工作,同时iW3612还可以提供输出限电流保护、输出过电压保护和过温度保护等多重保护控制功能。利用iW3612的 V_T 引脚可以提供LED的过温度补偿控制。通过外接负温度系数热敏电阻可以检测LED的工作温度,如果 V_T 引脚电压低于 $V_{P-LIM(HI)}$,通过iW3612的控制作用可以降低LED的工作电流,如果 V_T 引脚电压低于 V_{SH-TH} ,则关断iW3612的工作。

iW3612 内部工作原理框图如图4-179所示,iW3612典型应用电路工作原理框图如图4-180所示。

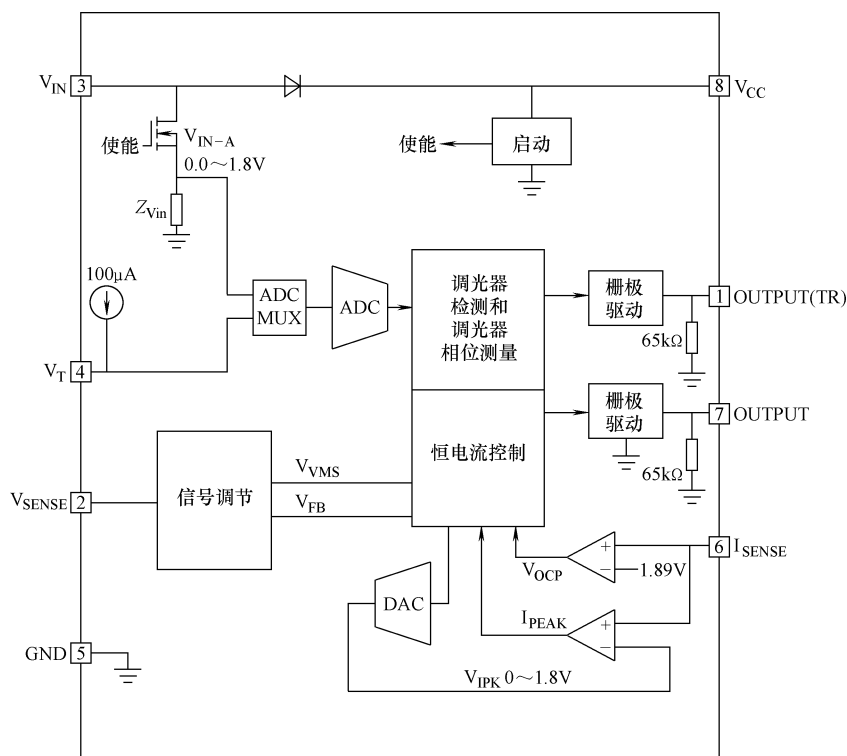


图 4-179 iW3612 内部工作原理框图

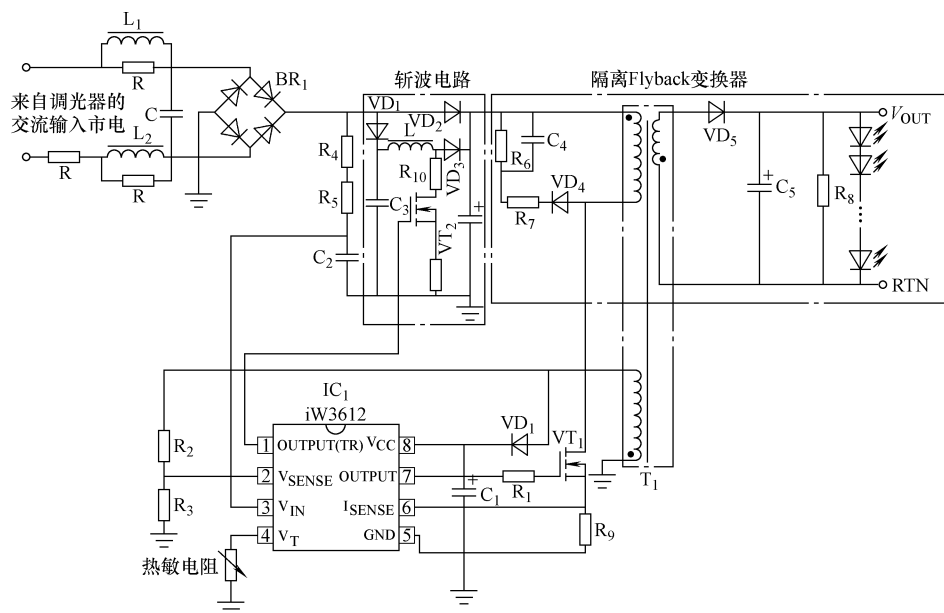


图 4-180 典型应用电路工作原理框图

(1) 常用壁挂式相控调光器有前沿相控调光器和后沿相控调光器两种。前沿相控壁挂式调光器工作波形如图 4-181 所示，后沿相控壁挂式调光器工作波形如图 4-182 所示。

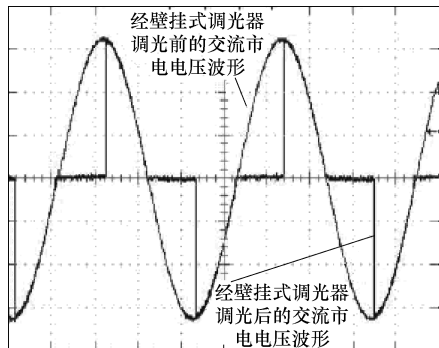


图 4-181 前沿调光壁挂式调光器波形

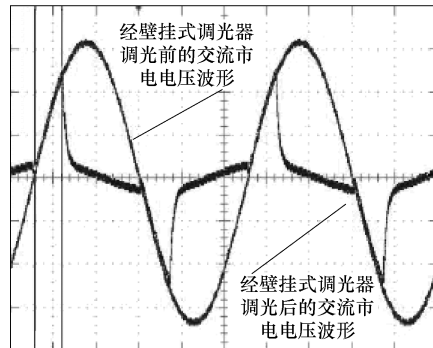


图 4-182 后沿调光壁挂式调光器波形

在电路启动后的第 3 个周期，iW3612 开始进行相控调光器类型的检测（或叫相控调光器发现），通过检测发现 LED 驱动电路是否接有相控调光电路，如有相控调光控制电路存在，则判断是前沿相控调光器还是后沿相控调光器。

通过 0.14V 阈值电压和数字化 V_{IN} 电压比较而产生一个 $V_{导通}$ 电压（参见图 4-183），在 V_{IN} 电压期间（ $t_{周期}$ ）， V_{IN} 电压持续时间通过两个过零的上升沿来决定，时间 $t_{导通}$ 通过内部时钟电路产生，如果电压 V_{IN_A} 高于 0.14V，时间 $t_{导通}$ 设定值大，如果电压 V_{IN_A} 低于 0.14V，时间 $t_{导通}$ 复位为 0。如果时间 $t_{导通}$ 低于 V_{IN} 电压持续时间过低，则检测到有调光控制器的存在，iW3612 利用产生的这个检测信号来判定具体调光器类型。大的检测信号电压值表示为前沿相控调光器，调光电路进入前沿相控调光工作模式，否则为后沿相控调光工作模式。

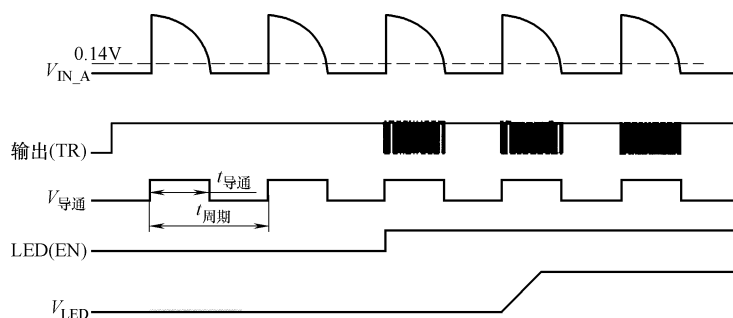


图 4-183 相控调光器检测

在相控调光器检测阶段，iW3612 的 OUTPUT (TR) 引脚保持高电平，斩波功率 MOSFET 管导通，使相控调光电路工作呈现为电阻性工作特性。

(2) 相控调光器检测和相控调光器跟踪控制策略的正常工作均取决于对输入市电电压的精确检测，在相控调光器检测过程的第二个周期进行 V_{IN} 电压检测，检测结果被锁存以备后用。并对测得到的 V_{IN} 电压持续时间进行计算，这个电压值不是一个固定值，以适应 50Hz/60Hz 交流市电供电应用场合，并允许有 10% 的频率变化范围。当 V_{IN} 超过上升阈值电压时开始相位测量。如图 4-184 所示，直至 V_{IN} 低于下降阈值电压。

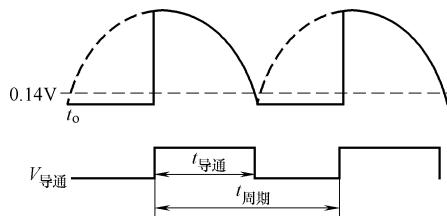


图 4-184 调光器相位测量

相控调光器相位比可以利用式 (4-116) 计算。

$$\text{调光器相位比} = \frac{t_{\text{导通}}}{t_{\text{周期}}} \quad (4-116)$$

计算得到的相控调光器相位比值被用来产生相控调光控制脉冲占空比信号 D ，相控调光控制脉冲占空比 D 可以决定通过 LED 负载电流的大小。

如果相控调光器相位比值低于 0.14，则被限定在 0.14，如果相控调光器相位比值大于 0.7，则被限定在 1.0，否则相控调光器相位比值利用式 (4-117) 计算。

$$D_{\text{比率}} = \text{调光器相位比} \times K_1 - K_2 \quad (4-117)$$

式中参数 K_1 的值被设定为 1.74， K_2 的值被设定为 0.23，利用 $V_{I_{\text{SENSE}}(\text{NOM})}$ 来表示 100% 的 LED 负载正常工作电流，调节 LED 负载电流的电压 $V_{I_{\text{SENSE}}}$ 可利用式 (4-118) 计算。

$$V_{I_{\text{SENSE}}} = V_{I_{\text{SENSE}}(\text{NOM})} \times D_{\text{比率}} \quad (4-118)$$

当相控调光控制占空比 $D=1$ 时，表示流过 LED 负载的工作电流为 100% 的标称 LED 负载工作电流，如果当调光控制占空比 $D=0.01$ ，则表示流过 LED 负载的工作电流为 1% 的 LED 负载标称工作电流。

(3) 开关变换电路工作原理图如图 4-185 所示。通过开关变换电路驱动 LED 负载，开关变换主电路由 L_c 、 VT_c 、 R_c 、 R_s 和 VD_2 等元器件组成， L_c 为开关变换储能电感，在功率 MOSFET 管 VT_c 导通工作期间，电感 L_c 储能，当功率 MOSFET 管 VT_c 关断工作期间，电感 L_c 释放所储能量，功率 MOSFET 管 VT_c 导通工作时间可以利用式 (4-119) 计算。

$$T_{\text{ON}(VT_c)} = 4\mu\text{s} - 2.2\mu\text{s}/V \times V_{IN_A} \quad (4-119)$$

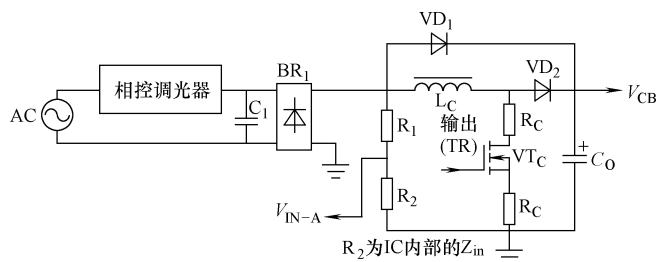


图 4-185 开关变换电路工作原理图

功率 MOSFET 管 VT_c 的开关工作周期可以利用式 (4-120) 计算。

$$T_{\text{周期}(VT_c)} = 12.2\mu\text{s} + 8.8\mu\text{s}/V \times V_{IN_A} \quad (4-120)$$

电压 V_{IN_A} 是电压 V_{IN} 的分压，电压 V_{CB} 是电容 C_B 两端的电压，当时间 $t_{\text{导通}}$ 小时，功率 MOSFET 管 VT_c 一直导通，当时间 $t_{\text{导通}}$ 大时，功率 MOSFET 管 VT_c 的工作周期由式 (4-119) 和式 (4-120) 决定。在开关工作周期内，流经电感 L_c 的平均电流和交流输入市电电压同相位，所以电路具有高的功率因数，当交流输入市电电压高于电容 C_B 上的电压时，开关变换电路通过二极管 VD_1 为电容 C_B 充电，这样可以在相控调光晶闸管被触发导通时降低输入浪涌电流。电路有关信号波形如图 4-186 所示。

(4) 在电路启动之前，通过 V_{IN} 引脚和 V_{CC} 引脚之间的二极管为接至 V_{CC} 引脚的电容充电，当 V_{CC} 引脚电压高于 iW3612 的启动阈值电压 $V_{CC(ST)}$ 时，如图 4-187 所示，iW3612 内部的使能信号有效，使 iW3612 内部控制逻辑电路开始工作，当 iW3612 内部控制逻辑电路被使能后，iW3612 进入正常工作模式。

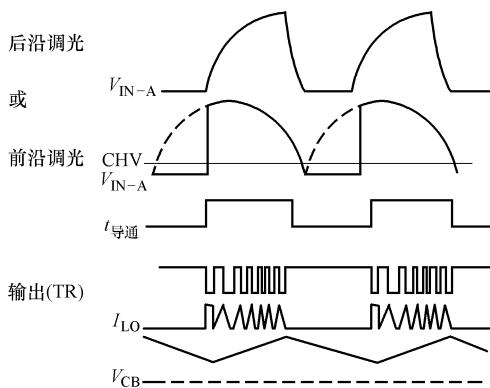


图 4-186 开关电路有关信号波形

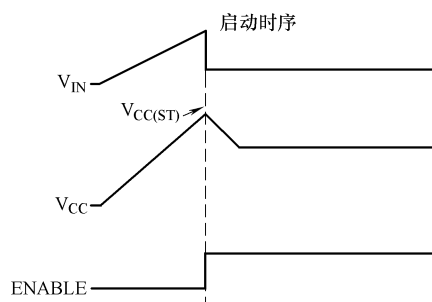


图 4-187 启动时序图

在 iW3612 的三个半交流输入市电工作周期期间，iW3612 的 OUTPUT (TR) 引脚输出保持为高电位，在完成相控调光器类型和交流输入市电周期检测后，恒电流电路被使能工作，输出电压开始斜坡上升，当输出电压高于 LED 负载的正向导通电压时，iW3612 开始进入恒电流工作模式。

在 iW3612 的启动工作期间工作于软启动工作状态，起始输出驱动脉冲宽度小并慢慢展宽，直至进入正常工作状态，通过 iW3612 内部的峰值电流 I_{PEAK} 比较器完成逐周期限电流控制。

(5) Flyback 变换器工作原理简图如图 4-188 所示, 当功率 MOSFET 管 VT_1 在时间 $t_{ON(t)}$ 内导通时, 整流输出的交流市电电压 $v_g(t)$ 流过功率 MOSFET 管 VT_1 , 电流为 $i_g(t)$, 电能变为磁能存储于开关变压器一次绕组电感 L_M 中, 这时, 二极管 VD_1 反偏, 负载电流由二次侧电容 C_0 上的电压提供, 当功率 MOSFET 管 VT_1 关断时, 二极管 VD_1 导通, 存储在开关变压器一次绕组电感 L_M 中的电能被释放输出到负载。

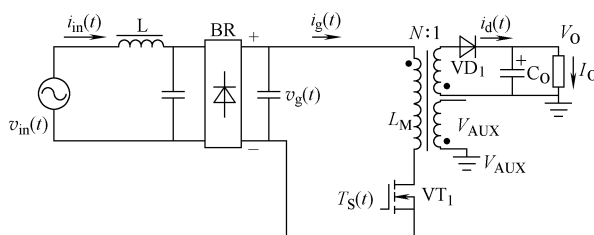


图 4-188 Flyback 变换器工作原理简图

为了能很好的调节输出电压, 电路需要精确的检测输出电压和输出电流, 对工作于电流 DCM 工作模式的 Flyback 变换器, 输出电压和输出电流信息可以通过辅助绕组或 Flyback 开关变压器的一次绕组获得, 在功率 MOSFET 管 VT_1 导通工作期间, 负载电流通过输出滤波电容 C_0 提供, 一次绕组上的电压为 $v_g(t)$, 假设功率 MOSFET 管 VT_1 导通工作期间上的电压降为零, 通过功率 MOSFET 管 VT_1 的线性电流上升斜率可利用式 (4-121) 计算。

$$\frac{di_g(t)}{dt} = \frac{v_g(t)}{L_M} \quad (4-121)$$

在功率 MOSFET 管 VT_1 导通工作结束期间的电流峰值可以利用式 (4-122) 计算。

$$i_{g_峰值}(t) = \frac{v_g(t) \times t_{ON}}{L_M} \quad (4-122)$$

存储在一次绕组磁化电感 (L_M) 内的电能可以利用式 (4-123) 计算。

$$E_g = \frac{L_M}{2} \times i_{g_峰值}(t)^2 \quad (4-123)$$

在功率 MOSFET 管 VT_1 关断工作期间, Flyback 变压器一次绕组磁化电感 (L_M) 上的电流 $i_g(t)$ 迫使一次侧磁化电感 (L_M) 绕组上的电压极性反相, 如果忽略由于开关变压器漏感 L_k 在关断瞬间而引起的交叠时间, 二次侧负载电流峰值可以利用式 (4-124) 计算。

$$i_d(t) = \frac{N_P}{N_S} \times i_{g_峰值}(t) \quad (4-124)$$

辅助绕组 $N_{辅助}$ 上的电压可以利用式 (4-125) 计算。

$$V_{辅助} = \frac{N_{辅助}}{N_S} (V_o + \Delta V) \quad (4-125)$$

辅助绕组 $N_{辅助}$ 上的电压波形如图 4-189 所示, 由于二极管上的电压降和电阻上的电压降 ΔV 损失, 负载上的电压波形不同于二次绕组上的电压波形。二极管上的电压降和通过二极管的电流大小有关。

(6) 为了降低在功率 MOSFET 管上的功耗和电路的 EMI, 在恒电流输出工作模式下

iW3612 采用了谷底开关工作模式，在谷底开关工作模式下，功率 MOSFET 管在漏源极之间电压最低时刻导通（如图 4-190 所示），这样可以显著的降低在功率 MOSFET 管上的功耗。

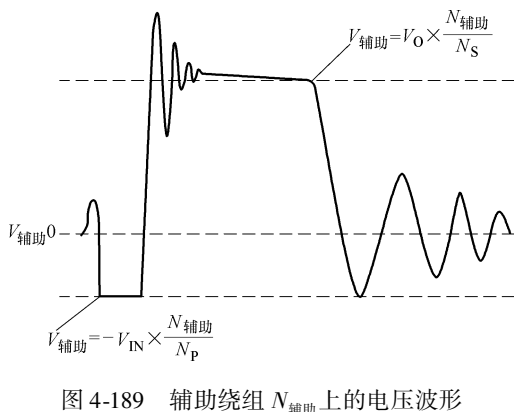
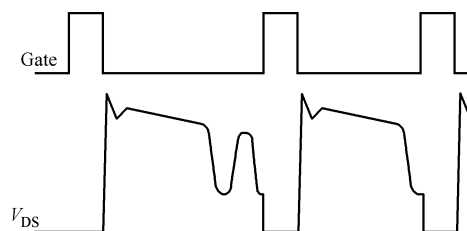
图 4-189 辅助绕组 $N_{\text{辅助}}$ 上的电压波形

图 4-190 谷底开关工作模式波形图

在 V_{DS} 最低的情况下功率 MOSFET 管导通产生的电压变化率 dV/dt 也最低，因而产生的 EMI 也最低。当开关工作频率过高时，如图 4-190 所示，iW3612 可以跳过谷底，以限制电路开关工作频率变化范围。

在 iW3612 的每个开关工作周期都要对 V_{SENSE} 的下降沿进行检测，如没有对 V_{SENSE} 的下降沿进行检测，则功率 MOSFET 管的关断时间将被扩展，直至 V_{SENSE} 的下降沿被检测到。开关变压器的最大允许复位时间为 $120\mu\text{s}$ ，当开关变压器的最大允许复位时间达到了最大允许复位时间，iW3612 立即关断。

(7) iW3612 利用专有的一次侧反馈恒电流控制技术可以在输出电压变化的情况下确保输出电流恒电流。利用接至功率 MOSFET 管源极与地之间的电流检测电阻，通过 iW3612 的 I_{SENSE} 引脚完成一次侧电流的检测，从而实现对输出电流检测。

电流 I_{SENSE} 检测电阻参数决定开关电源的最大输出电流，开关电源输出电流可以利用式 (4-126) 计算。

$$I_{\text{OUT}} = \frac{1}{2} \times N_{\text{PS}} \times \frac{V_{\text{REG-TH}}}{R_{\text{SENSE}}} \times \frac{t_{\text{R}}}{t_{\text{S}}} \quad (4-126)$$

式中的 N_{PS} 表示开关变压器的一次、二次绕组的匝数比， R_{SENSE} 表示图 4-195 中的电阻 R_{14} 或 I_{SENSE} 电流检测电阻。电路恒电流工作波形图如图 4-191 所示。

(8) V_{IN} 电阻主要用于分压，降低 iW3612 的输入电压，iW3612 决定的分压系数对 AC230V 交流输入市电电压为 0.0043，对低 AC110V 交流输入市电电压为 0.0086，假定 iW3612 的该引脚输入阻抗为 $2.5\text{k}\Omega$ ，对 AC230V 交流输入市电电压， V_{IN} 电阻可以利用式 (4-127) 计算。

$$R_{V_{\text{IN}}} = \frac{2.5\text{k}\Omega}{0.0043} - 2.5\text{k}\Omega = 463\text{k}\Omega \quad (4-127)$$

(9) iW3612 有关保护控制功能

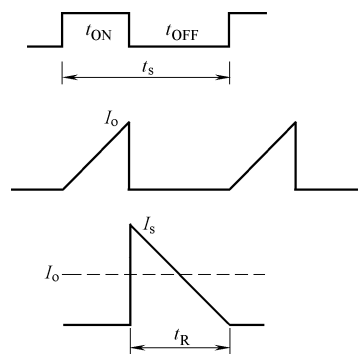


图 4-191 电路恒电流工作波形图

1) iW3612 内部含有输出过电压保护控制功能,通过 iW3612 的 V_{SENSE} 引脚可以实现对输出电压检测,如果 iW3612 的 V_{SENSE} 引脚上电压超过了它的过电压保护阈值电压, iW3612 立即处于关断工作状态。

iW3612 采用一个扩展的放电时间来确保在 iW3612 重新启动前使接至 V_{CC} 引脚的电容完全放电。如果 iW3612 的 V_{CC} 引脚上电压低于欠电压锁定输出 (UVLO) 阈值电压, iW3612 重新复位又开始一个新的软启动周期。

在故障工作条件下, iW3612 试图连续启动三次,如果三次连续启动失败, iW3612 将进入不工作模式。这时, iW3612 将不响应 V_{CC} 引脚上的加电信号,经过 29 次试启动后, iW3612 将再次进入有效工作状态,如果 iW3612 的 V_{CC} 引脚上电压已完全放电, iW3612 将被复位,一般而言这个放电时间为 3~5s,扩展的放电时间可以允许 iW3612 处于 LED 负载热插拔工作状态,而不损坏 LED 负载。

2) 峰值电流限制、过电流保护和检测电阻短路保护是 iW3612 的内部电路保护控制功能,利用 iW3612 的 I_{SENSE} 引脚可以检测 Flyback 变换电路的一次侧电流,完成逐周期电流限制和峰值电流控制功能,当一次侧电流峰值和 I_{SENSE} 电流检测电阻的乘积大于 1.89V 时,过电流保护电路动作, iW3612 立即关断栅极驱动输出信号,直至下一个工作周期。

如果接至 I_{SENSE} 引脚的电流检测电阻被短路,如果对这种故障现象不加以检测,则有可能对电路的正常工作造成潜在的危害,为了应对这种故障现象,在电路刚启动时就检测这种故障现象,如果检测到这种故障现象,应立即关断 iW3612 的工作。

3) 实用中,如果在 iW3612 的 V_T 引脚连接了负温度系数热敏电阻,则 iW3612 可以实现过温度故障的保护,通过检测 V_T 引脚上的电压可以实现对负温度系数热敏电阻上温度的检测,实现过温度保护控制。

如图 4-192 所示,随着 V_T 引脚上的电压下降,通过 iW3612 的控制作用降低开关驱动电路的输出电流。如图 4-192 和图 4-193 所示,当 V_T 引脚上电压达到 $V_{P-LIM(HI)}$ 时,开关电源电路的输出电流开始下降,在点 $V_{P-LIM(LO)}$,开关电源电路的输出电流下降至 1% 的标称输出电流,当 V_T 引脚上的电压达到 V_{SH-TH} 时, iW3612 关断,直至 V_T 引脚上的电压高于 $V_{P-LIM(HI)}$ 。

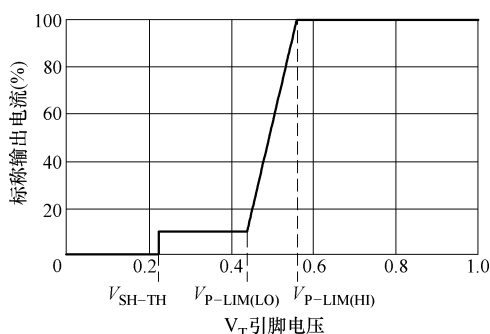


图 4-192 V_T 引脚电压与标称输出电流 (%) 关系曲线 (iW3612-00/01)

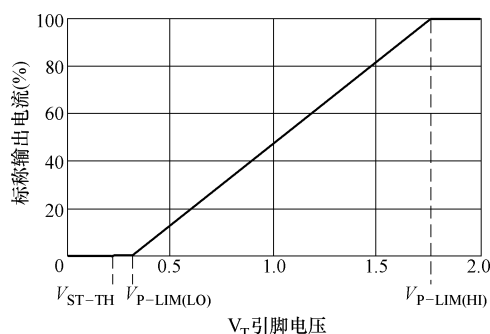


图 4-193 V_T 引脚电压与标称输出电流 (%) 关系曲线 (iW3612-03)

iW3612 调光控制特性如图 4-194 所示,采用 iW3612 的 AC230V 交流输入市电电压, DC13V/350mA 输出电路工作原理图如图 4-195 所示^[57]。

iW3602 和 iW3610 的内部结构、电路工作原理和 iW3612 类似,由 iW3602 和 iW3610 构

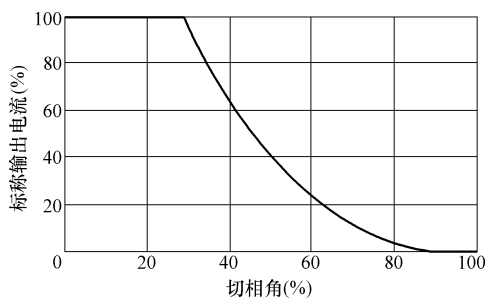


图 4-194 调光特性曲线

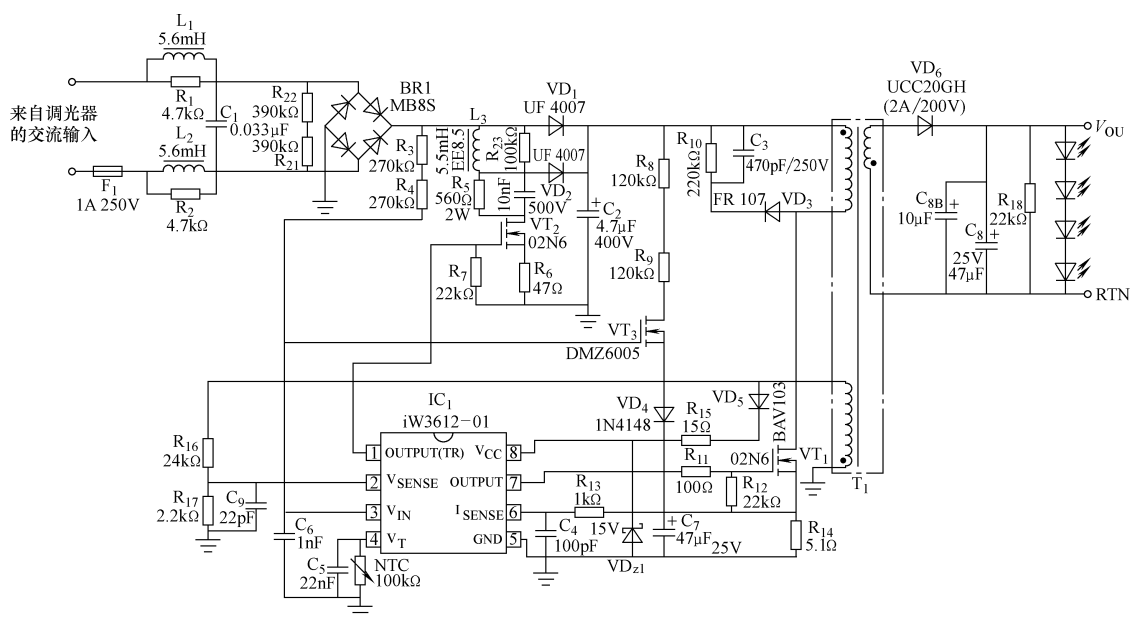


图 4-195 AC230V 交流输入市电电压 DC13V/350mA 输出电路工作原理图

成的 LED 相控晶闸管调光驱动电路最大输出功率高达 10W。实用中，可以根据工作需要来选用^{[58],[59],[60],[61]}。

4.6.2 iW3614 的工作原理与应用

4.6.2.1 iW3614 的特点、功能与应用场合

1. iW3614 的特点

- (1) 智能壁挂式相控调光器检测。
 - 1) 前沿相控调光器；
 - 2) 后沿相控调光器；
 - 3) 无相控调光器；
 - 4) 不用调光器。
- (2) 无调光发光闪烁。

- (3) 构成的电路体积小。
 - 1) 输入滤波电容体积小;
 - 2) 输出滤波电容体积小;
 - 3) 所需变压器体积小, 输出功率高达 15W。
- (4) 调光范围为 1% ~ 100%。
- (5) LED 工作电流温度补偿。
- (6) 交流输入市电供电频率范围 45 ~ 66Hz。
- (7) 准谐振开关工作, 不用调光器时, 工作效率高达 85%。
- (8) 高功率因数 (无调光器时功率因数 > 0.9), 满足谐波失真的有关技术要求。
- (9) 隔离 AC/DC 离线式 AC100V/230V 交流市电输入电压 LED 相控调光驱动控制器。
- (10) 保护功能全。
 - 1) LED 负载开路保护;
 - 2) 过温度保护;
 - 3) LED 负载短路保护;
 - 4) 输出过电流保护;
 - 5) LED 负载电流检测电阻短路保护;
 - 6) 输入过电压保护。
- (11) 支持 LED 负载模块的热插拔。
- (12) LED 负载恒流控制准确度不低于 $\pm 5\%$ 。
- (13) 电路启动快, 启动电流小, 启动电流典型值为 $10\mu\text{A}$ 。
- (14) 一次侧控制, 反馈回路无需光耦合器, 简化了电路设计。

2. iW3614 主要应用场合

- (1) 相控调光 LED 照明;
- (2) 5 ~ 15W 输出功率范围;
- (3) 通过外接功率驱动电路可经一部扩展输出功率范围。

3. 引脚和引脚功能

iW3614 外形封装图如图 4-196 所示, 引脚图如图 4-197 所示, iW3614 引脚功能如表 4-27 所示, iW3614 电路工作原理框图如图 4-198 所示, iW3614 的工作原理框图和 iW3612 基本一样, 电路工作原理请参见 iW3612 部分有关内容^[62]。

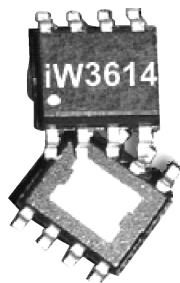


图 4-196 外形封装图

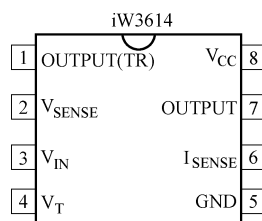


图 4-197 引脚图

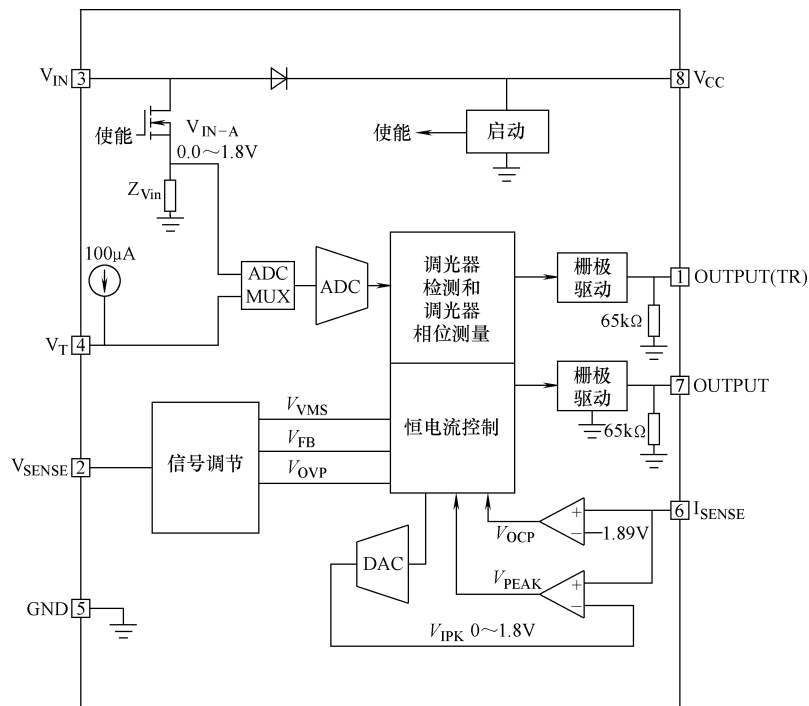


图 4-198 电路工作原理框图

表 4-27 iW3614 引脚功能

引脚号	引脚符号	引脚信号类型	引脚功能
①	OUTPUT (TR)	输出	斩波功率 MOSFET 管栅极驱动信号输出
②	V_{SENSE}	模拟输入	功率变压器辅助绕组电压检测（用于一次侧调节控制和零电压开关模式）
③	V_{IN}	模拟输入	整流交流输入市电电压检测， V_{IN} 用于调光器调光相位角检测，通过电阻分压器可以实现对交流输入市电电压过电压和欠电压检测，从而实现交流输入市电电压的过电压和欠电压保护，在电路启动工作期间，该引脚为集成电路提供供电电流
④	V_T	模拟输入	外部功率限制和关断控制引脚，如果不用关断控制功能需将该引脚通过一只电阻接地 GND
⑤	GND	地	电路地
⑥	I_{SENSE}	模拟输入	一次侧电流检测，用于逐周期峰值电流控制和限制
⑦	OUTPUT	输出	功率 MOSFET 管栅极驱动信号输出
⑧	V_{CC}	电源供电	集成电路供电引脚，当 V_{CC} 引脚电压达到 12V（典型值）时，电路开始启动工作，当 V_{CC} 引脚电压低于 7.5V（典型值）时，集成电路关断不工作。由于电源的开关工作、交流输入市电和负载的变化很容易在该引脚产生高频瞬态干扰信号，这种干扰信号有可能使 iW3614 不正常工作，所以在使用时需在该引脚和地 GND 之间接一只去耦电容，推荐使用 0.1μF 的瓷片电容

4.6.2.2 iW3614 典型应用电路与有关工作波形

1. iW3614 有关工作波形

前沿和后沿相控斩波电路的有关波形如图 4-199 和图 4-200 所示，斩波电路如图 4-204 中的 iW3614 输出驱动信号第①引脚的有关电路 VT_2 所示。后沿相控调光的有关波形如图 4-201 所示，前沿相控调光的有关波形如图 4-202 所示，无调光器时的有关工作波形如图 4-203 所示^[63]。

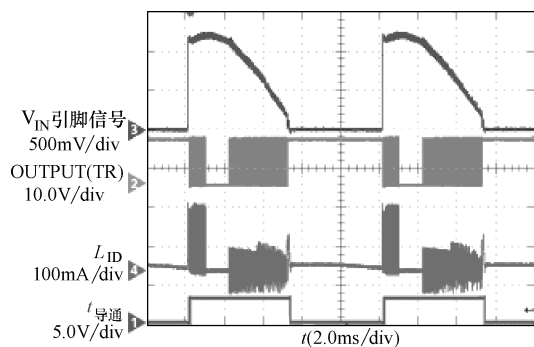


图 4-199 前沿相控斩波波形

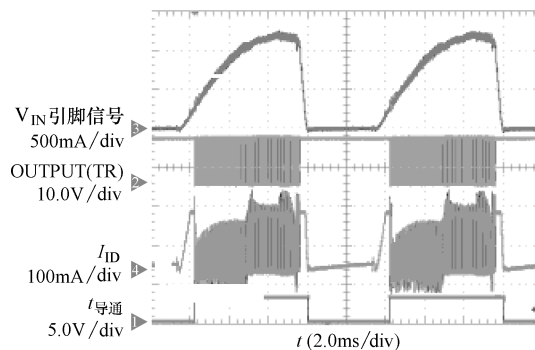


图 4-200 后沿相控斩波波形

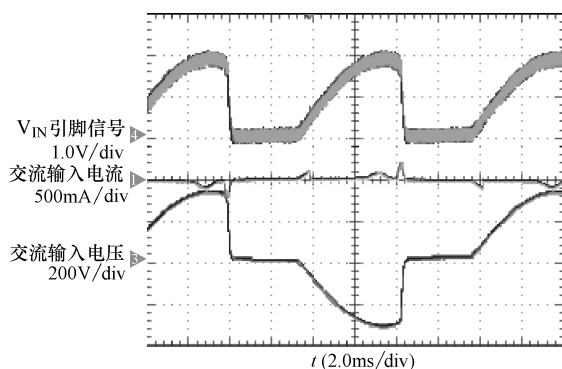


图 4-201 后沿相控调光波形

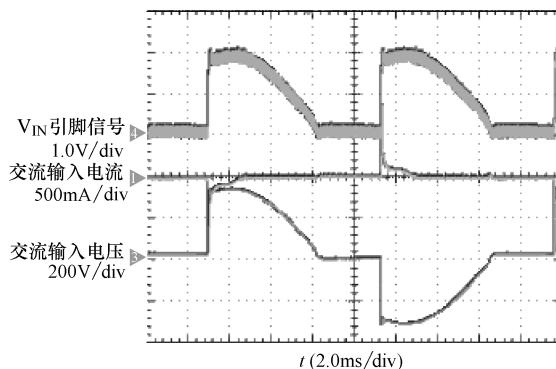


图 4-202 前沿相控调光的波形

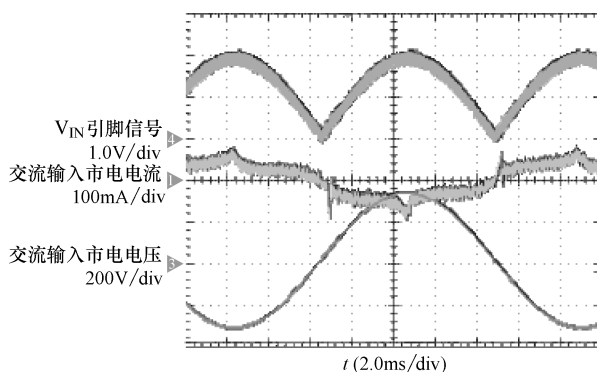


图 4-203 无调光器有关波形

2. iW3614 典型应用电路

采用 iW3614 的 230V 交流输入电压 DC40V/350mA 输出相控调光电路工作原理图如图 4-204 所示。

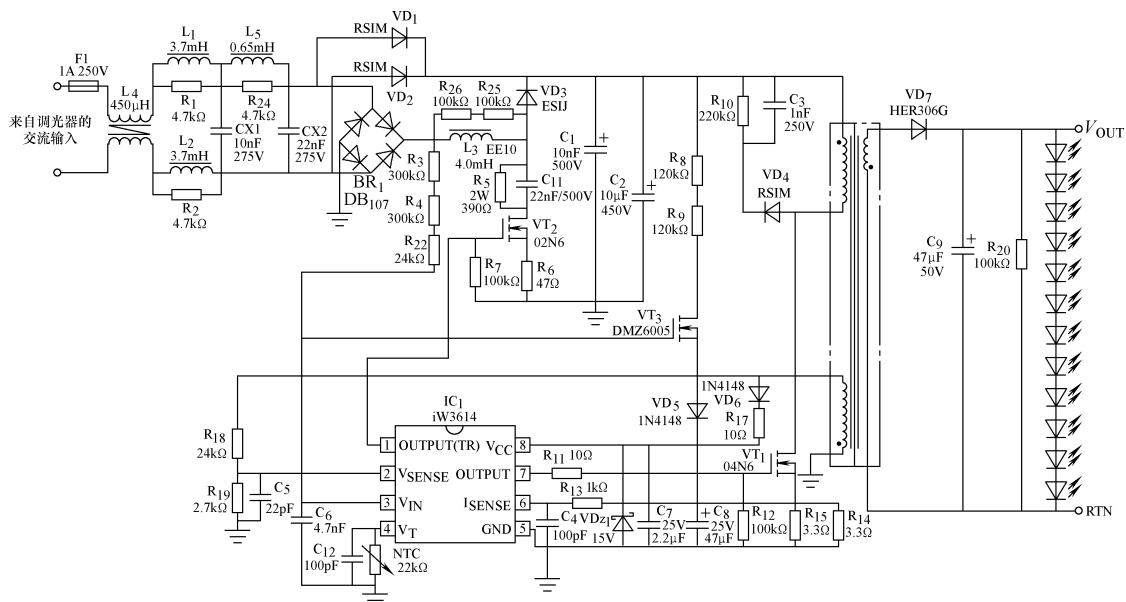


图 4-204 230V 交流输入电压 DC40V/350mA 输出相控调光电路工作原理图

而 iW3616 和 iW3617 是 iWatt 公司 2012. 08. 29 发布推出的新款 AC/DC LED 相控调光驱动控制集成电路, iW3616 和 iW3617 基于 15W 的 iW3614 技术, 扩展了 iW3614 的相控调光控制器兼容性, 改进了相控调光控制器的调光控制性能和 EMI 性能, 相对 iW3614 可以节省 10% ~ 20% 的外围元器件数量, 电路体积更小, 可以采用价位更低的双极性功率开关晶体管 (BJT), EMI 电路可以使用体积更小和价格更低的电容。电路功率因数的值大于 0.95, 总谐波失真低于 15%, 工作效率大于 85%。

iW3616 和 iW3617 可用于 AC120V/230V 交流输入市电供电的离线式 LED 相控调光驱动电路应用场合, iW3616 和 iW3617 的调光工作频率范围为 630 ~ 900Hz, 可以实现平滑、1% ~ 100% 调光范围的无发光闪烁调光, LED 负载的恒流准确度优于 $\pm 5\%$ 。具有多重保护控制功能, 如 LED 负载开路、短路、输入过电压、过温度关断保护、交流输入市电过电压保护、交流输入市电频率不正常保护、LED 负载高温降额保护等多重保护控制功能, 适用于更多种相控晶闸管调光器应用场合, 例如室内相控晶闸管调光器和更为复杂的数字调光器应用场合。

4.7 Marvell 公司常用 LED 相控调光驱动电路与应用

4.7.1 Marvell 88EM8080/81 的工作原理与应用

4.7.1.1 Marvell 88EM8080/81 的特点与工作原理

Marvell® 88EM8080/81 是 Marvell 公司新进推出的产品, 是一款高性能、低成本、外围

元器件使用少的 LED 调光驱动数字控制集成电路，具有 PFC 功能，功率因数高达 0.99。具有数控 PWM 调光控制功能，是一款用于单级 Flyback 变换的 LED 调光驱动控制集成电路，利用 88EM8080/81 构成的单级 Flyback 变换电路最大输出功率可以高达 150W^[64]。

88EM8081 是一款基于 DC/DC Buck 变换电路拓扑的双串 LED PWM 调光驱动控制集成电路，它是采用先进混合信号（模拟和数字信号）技术的高集成度集成电路，具有控制功能强、智能〔内含微控制器（MCU）〕控制功能和封装体积小（8 引脚 SOIC 封装）的特点，可用于众多不同的 LED 调光照明应用场合。

88EM8081 内含 4 只功率 MOSFET 管，所构成的 LED 调光驱动电路具有体积小，外围元器件使用少的特点。

88EM8081 可以驱动控制两串 LED 灯串，通过内部的智能数字控制功能可以实现 10 位数字调光控制，调光控制分辨率为 0.1%。利用内含的一次性编程存储器电路可以实现对单路 LED 串的电流控制。利用 88EM8081 构成的 LED 调光驱动电路具有大批量产品光输出性能一致性好的优点。通过 88EM8081 的控制可以确保暖色温光输出，并且通过红光 LED 与冷色温 LED 或蓝绿色 LED 混用可以获得高显色指数的高质量光输出。

不同于传统的模拟 PFC 解决方案，88EM8080/81 采用创新的数字信号处理（DSP）解决方案，提高了电路的稳态和瞬态工作性能。在 DSP 解决方案的基础上采用自适应控制环路设计，提升了 PFC 控制器的工作性能，可以获得高达 0.99 的功率因数和很低的总谐波失真。

88EM8081 工作于 120kHz 的固定频率，而 88EM8080 工作于 60kHz 固定频率。88EM8081 可以在 CCM 工作模式、DCM 工作模式或两者相结合的混合模式下工作。通过 88EM8080/81 内部的电压环路补偿和电流环路控制可以确保系统的工作稳定性，减少了外部元器件数量并降低了电路成本。

88EM8080/81 内部集成了 I²C 兼容的双线串行接口（TW-SI），通过双线串行接口（TW-SI）88EM8080/81 可以和不同的外设通信，例如可以和 ZigBee、PLC（电力线载波）、Wi-Fi 等实现通信，从而实现 LED 灯的调光、开关/控制，通过网络控制实现照明节能。

88EM8080/81 的 8 引脚 SOIC 封装简化了应用设计流程，节省了 PCB 空间，使用简单并且降低了电路成本。

1. Marvell 88EM8080/81 主要应用场合和技术特点

(1) Marvell 88EM8080/81 主要应用场合^[65]。

Marvell 88EM8080/81 可用于消费类照明和专用照明应用场合，例如：

- 1) 路灯和停车场灯；
- 2) 荧光灯的替代产品；
- 3) 用于零售、酒店和商业用途的射灯；
- 4) 吊灯、下射灯、重点照明和嵌入式灯具；
- 5) PAR 灯、A 灯、MR 灯、AR 灯和 GU 灯、LED 模组等；
- 6) 白炽灯泡和紧凑型荧光灯（CFL）的替代产品等应用场合。

(2) Marvell 88EM8080/81 主要特点。

- 1) 平均电流型控制；
- 2) 无需外部电路补偿；
- 3) 输出过电压保护；

- 成本低；

Marvell 88EM8080/81 引脚图如图 4-205 所示, 采用 8

框图如图 4-206 所示^[66]。

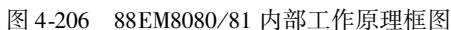


表 4-28 88EM8080/81 引脚功能

引脚号	引脚符号	引脚功能
①	PGND	集成电路功率地引脚，连接至一次侧外接功率 MOSFET 管的源极。PCB 的地线到一次侧外接功率 MOSFET 管源极的连线应尽可能的短。为减小开关噪声信号之间的相互干扰，在 IC 内部功率地 PGND 和信号地 SGND 之间相互独立
②	SGND	集成电路信号地引脚，必须采用开尔文检测连接法连接到功率地（一般应连接到外接功率 MOSFET 管的源极），所以信号地 SGND 使用时需注意，应尽可能的减小干扰信号对电路正常工作的影响
③	I _{SNS}	电流检测输入控制信号引脚，用于电流检测和过电流保护。电流检测电阻阻值的取值和具体负载使用情况有关。例如，0.15Ω 的电流取样电阻用于 120W 额定负载的应用场合，0.6Ω 的电流取样电阻用于 30W 额定负载应用场合
④	V _{IN}	电压输入控制信号引脚，连接至交流输入电源火线与地线之间的取样分压电阻之间，对整流输出的交流市电电压进行取样。该引脚为高阻输入引脚，取样分压电阻的总阻值最好不要低于 2MΩ，以降低电路的待机损耗，使用中该引脚应为高阻，并且合理的 PCB 布线设计也很重要。该输入引脚的信号在与内部的基准阈值电压信号比较后用于产生输入交流正弦信号的过零信号，并用这个过零信号来产生输入正弦波的同步信号，所产生的正弦信号用作电流基准信号。通过该引脚还可以提供掉电保护控制功能，接至电路高端和低端的 100:1 电阻分压器可以实现电源供电的掉电保护（输入交流供电为 50V _{RMS} 时动作），这个分压比增加时，相应保护电压值也提高，在如图 4-207 采用 88EM8080/81 的单级 Flyback 变换隔离 LED 驱动电路原理图中的电阻 R _a 、R _b 和 R _c 的取值决定这个分压比
⑤	FB	反馈控制输入信号引脚，输出电压 100% 的额定值在该引脚标定为 2.5V。在 V _{FB} 额定值 87.5% 的位置为软启动到正常工作的转换点，当 FB 引脚电压超过 V _{FB_OVA} 时，IC 关断 SW 引脚输出驱动脉冲输出，一旦 FB 引脚电压低于基准电压 V _{FB_REC} 时，SW 引脚输出脉冲恢复正常工作。在 FB 引脚还有一个 3.77V 的过电压保护锁定阈值电压（V _{FB_OVP_LATCH} ），当 FB 引脚电压超过 V _{FB_OVP_LATCH} 电压时，IC 完成锁定关断，直至 V _{DD} 引脚电压重新复位。FB 引脚与 GND 引脚之间的有效阻抗典型值为 200kΩ
⑥	OCP	过电流保护信号输入引脚，当该引脚为逻辑低电平时用于关断外接功率 MOSFET 管的驱动输出脉冲信号
⑦	V _{DD}	集成电路电源供电引脚，正常供电电压为 12V，在 V _{DD} < V _{DD_UVLO} 时，并且欠电压锁输出（UVLO）出现时，关断 IC 的工作。一旦 V _{DD} > V _{DD_ON} 时（典型值为 11.9V），IC 开始工作。V _{DD} 的最大电压为 16V。在具体使用时应在 V _{DD} 引脚外接一只箝位稳压二极管，确保 IC 可靠工作
⑧	SW	外接功率 MOSFET 管栅极驱动信号输出。使用时需通过一只栅极串联电阻接至外接功率 MOSFET 管栅极

4.7.1.2 采用 Marvell 88EM8080/81 典型应用电路

采用 Marvell 88EM8080/81 的单级 Flyback 变换隔离 LED 驱动典型应用电路工作原理图如图 4-207 所示，电路功率因数可以高达 0.99，具有宽交流输入市电供电电压范围、宽负载范围和低总谐波失真的特点。目前市场上有 5W、10W、20W、60W 和 100W 的 LED 驱动电路参考设计电路板（DEMO）供设计参考。15W（30V/500mA）LED 驱动电路板实物图如图 4-208 所示，50W（50V/1A）LED 驱动电路板实物图如图 4-209 所示，30W LED 驱动电路板实物图（元件面和 PCB 布线面）分别如图 4-210 和图 4-211 所示^{[67],[68]}。

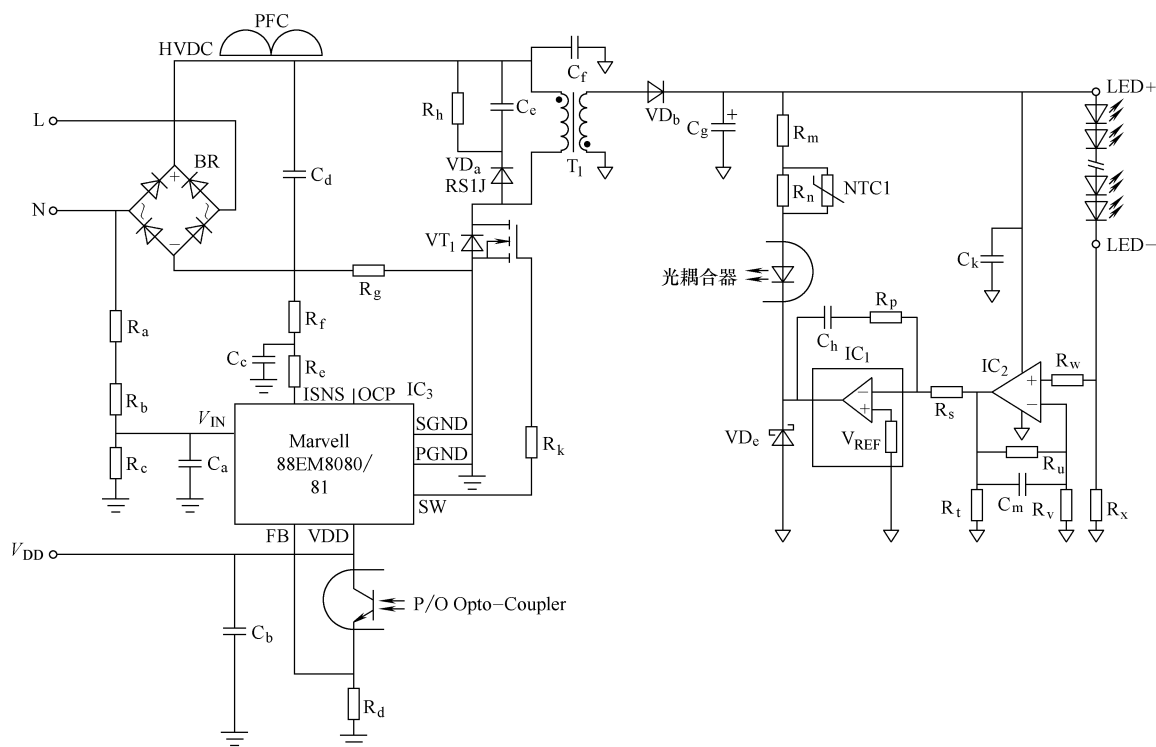


图 4-207 采用 88EM8080/81 的单级 Flyback 变换隔离 LED 驱动电路原理图

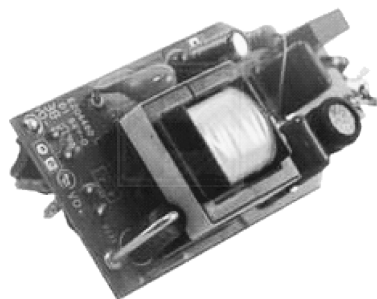


图 4-208 15W (30V/500mA) LED 驱动电路板实物图

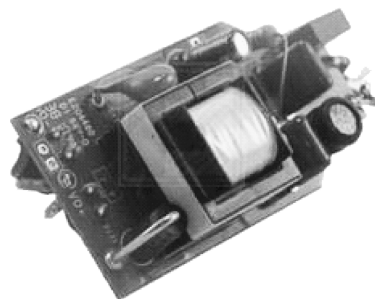


图 4-209 50W (50V/1A) LED 驱动电路板实物图

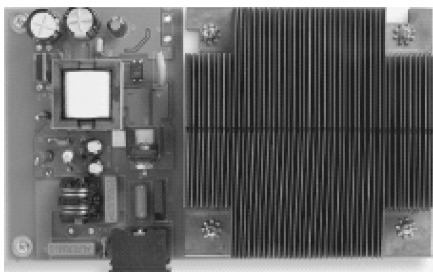


图 4-210 30W LED 驱动电路板 实物图 (元件面)

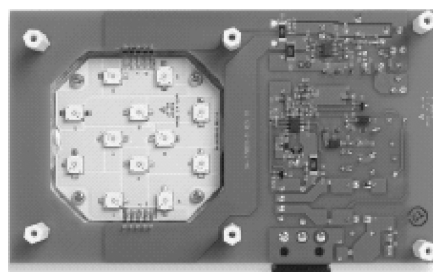


图 4-211 30W LED 驱动电路板 实物图 (PCB 面)

4.7.2 Marvell 88EM8183 的工作原理与应用

4.7.2.1 Marvell 88EM8183 可调光 LED 驱动控制器

1. 电路特点

Marvell 88EM8183 是一款 Marvell 公司新近推出用于离线式 LED 照明深度相控晶闸管调光单级 AC/DC 变换的恒流驱动控制器，并且和市面上的大多数相控晶闸管调光控制器兼容使用，88EM8183 采用专利的一次侧控制技术可以在宽交流输入市电供电电压范围内确保有很高的 LED 负载恒流控制准确度。

电路采用准谐振开关和谷底开关控制技术，具有 PFC 控制，因而可以获得高的工作效率、高的功率因数、低谐波失真和低的 EMI。由于采用一次侧控制技术省掉了反馈控制回路的光耦合器件和有关外围器件，减少了电路元器件数量，提高了电路工作可靠性^[69]。

88EM8183 LED 驱动器 IC 提供业界最广泛的调光器兼容性，同时 88EM8183 还提供卓越的光输出质量和调光性能可与白炽灯媲美。

高度集成的 LED 驱动器 88EM8183 采用了 Marvell 独特的混合信号架构和先进的调光控制技术，可平滑地实现低至 1% LED 电流的深度调光。以这种幅度调光，人眼感觉不到光强有很大的变化，因此 88EM8183 显著提高了调光控制性能。

所谓混合架构就是每个芯片里边都有 DSP 内核，可以进行算法。除了 DSP 内核，芯片内部还有一个一次性编程（OTP）存储器电路。程序并不需要自己写入，而是有一个开发工具，其中所有运算法都是固化了的。有了这个一次性编程存储器电路就可以调整驱动芯片的调光曲线。另外一个关键点在于，与利用单片机运行算法不一样，这里不需要开发软件。88EM8183 可以通过一次性编程存储器电路编程和改变外围电阻进行调光曲线调整。

嵌入的数字信号处理内核和模拟电路可有效管理调光器负载要求，同时消除了使用外部泄放电路的必要性。

88EM8183 还能与世界上不同制造商提供的 100 多种不同类型相控晶闸管壁式调光器兼容，提供出色的 LED 调光效果。此外，88EM8183 将 LED 驱动器所需组件数减少了 50% 以上，从而极大地减小了所需的电路板面积，因此能够帮助 OEM（原始设备制造商）和 ODM（原始设计制造商）适应各种外形尺寸的 LED 灯，例如 A19、PAR、BR、GU10 和蜡烛灯，并且不会有损调光性能。

此外，88EM8183 支持宽电压输入以及从几 W 到 100W 的 LED 输出功率范围。这使照明 OEM 厂商和 ODM 厂商能极大地减少设计工作，并通过采用一种产品平台的方式，提高运行效率，简化库存管理。

88EM8183 可以监视调光器工作状态，管理调光器负载，通过内部的数字内核和模拟电路保持电路正常工作，无需市场上现有解决方案所需的外部调光器泄放电路。

通过独特的设计方法，实现了高达 90% 的效率、高于 0.95 的功率因数和低于 20% 的总谐波失真，使照明原始设备制造商和原始设计制造商能轻松超过“能源之星”的要求。

88EM8183 针对隔离式和非隔离式 LED 灯应用场合，支持 Flyback 和 Buck-Boost 型拓扑，外形封装如图 4-212 所示。

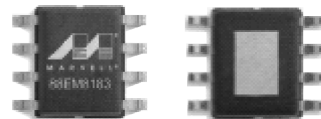


图 4-212 外形封装

2. 应用场合

- (1) LED 模组;
- (2) A19, GU-10, PAR 和 BR 灯;
- (3) 下射灯、天花板凹槽和平面照明。

3. 电路主要技术性能

- (1) 谷底开关;
- (2) SOIC-8-EP 封装;
- (3) 结温范围为 $-40 \sim 150^{\circ}\text{C}$;
- (4) 软启动可以降低电路的电压应力;
- (5) 在低功率待机输出工作条件下跳周期工作模式;
- (6) 具有负载开路、短路和过温度保护控制功能;
- (7) PFC 电路采用准谐振工作模式;
- (8) 支持所有类型的相控晶闸管调光控制器 (前沿/后沿) 和特殊的 (智能) 调光器;
- (9) 精确的一次侧电流稳定控制, 在整个交流输入市电供电电压变化范围内确保 $\pm 2\%$ 的输出电流准确度;
- (10) 集成了高压启动电路, 可以在加电时供电时电路启动工作, 无需外部场效应晶体管和有关电源电路;
- (11) 采用了先进的调光控制算法, 符合美国国家电气制造商协会 NEMA SSL 6 调光标准的要求。

4. 电路优势

- (1) 工作效率高达 90%;
- (2) 所需电路板尺寸小;
- (3) 功率因数大于 0.95;
- (4) 总谐波失真小于 20%;
- (5) 优秀的调光控制性能, 可以无调光闪烁和调光微光的调光至 1% 的调光深度;
- (6) 适用于大多数壁挂式相控晶闸管调光控制器, 完全满足 NEMA SSL 6 技术标准对 LED 调光的有关技术要求;
- (7) 省掉了光耦合器等反馈电路外围元器件, 省掉了外围启动电路, 省掉了相控调光晶闸管泄放电路, 所需外围元器件少, 降低了电路的造价, 节省了电路空间。

4.7.2.2 采用 88EM8183 的单级 Flyback 变换 (A19) 的电路板

1. 电路特点

下面介绍采用 88EM8183 的单级 Flyback 变换 (A19) 电路实现与有关技术性能, 该电路输出直流电压为 DC30V, 输出电流为 300mA, 可以替换 60W 的白炽灯。电路可用于 AC110V/220V 交流输入市电供电应用场合, 可用于离线式 AC/DC 变换 LED 驱动电路, 可以适用于大多数的壁挂式相控晶闸管调光器应用场合^[70]。

由于反馈回路没有采用光耦合器, 所以省掉了有关反馈回路元器件, 提高了电路的工作可靠性, 内嵌的调光控制用数字电路和模拟电路内核省掉了相控晶闸管泄放电路和启动电路, 电路集成度高, 较同类的 LED 驱动电路减少了 50% 的外围元器件, 因而减小了 PCB 的尺寸、降低了电路造价和节省了电路板的空间, 很适用于 LED 灯替换白炽灯应用场合。

2. 典型应用电路

采用 88EM8183 的单级隔离 Flyback 变换相控调光电路工作原理图如图 4-213 所示，电路实物图如图 4-214 所示，电路技术指标如表 4-29 所示。

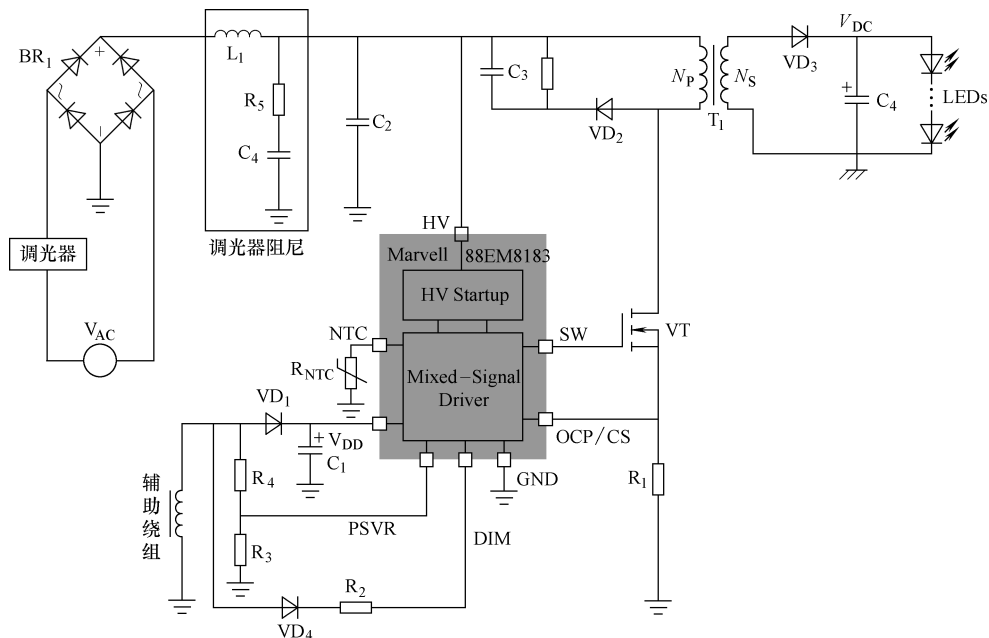


图 4-213 采用 88EM8183 的单级隔离 Flyback 变换相控调光电路

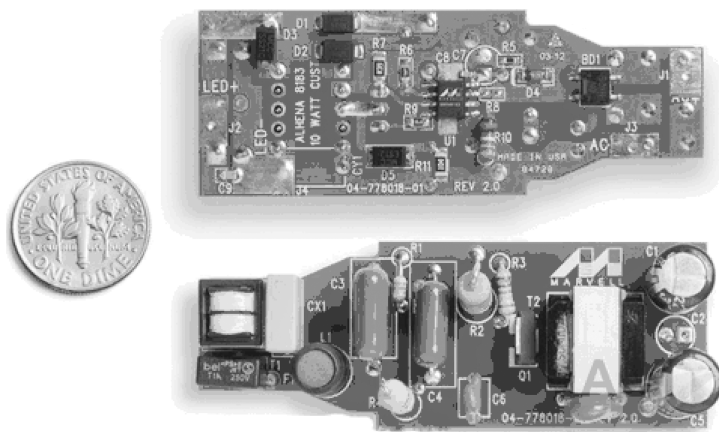


图 4-214 A19 的电路板实物图

表 4-29 电路技术指标

驱动电路性能	Marvell88EM8183 特点
输入交流市电电压范围： 高交流输入电压：AC185 ~ 265V； 低交流输入电压：AC85 ~ 135V。	单级 AC/DC PFC Flyback 变换

(续)

驱动电路性能	Marvell88EM8183 特点
LED 负载输出: 30V/300mA。	高度兼容现有各种相控晶闸管调光控制器
	深度调光至 1%, 无调光闪烁或调光微光
	完全满足 NEMA SSL 6 调光标准技术要求
功率因数大于 0.95	工作效率高
总谐波失真小于 20%	高功率因数
工作效率: 85%	低总谐波失真
电路板尺寸: 2.475 英寸×0.960 英寸	同类电路中所需元器件数量最少
满足 EMI/EMC 的有关技术要求	同类电路中 PCB 空间最小

4.8 PI 公司常用 LED 相控调光驱动电路与应用

4.8.1 PI 公司 LED 驱动器 LinkSwitch-PL 系列产品的工作原理与应用

4.8.1.1 电路功能与特点

1. 电路功能

PI 公司推出了许多基于 PI 产品的相控 LED 调光解决方案, 下面介绍采用 LinkSwitch-PL 系列产品的单级 PFC、恒流输出控制的相控 LED 调光驱动电路的工作原理与应用^[71]。

利用 LinkSwitch-PL 系列产品可以为 LED 照明设计出尺寸非常小、成本极低的单级 PFC 恒流驱动器。LinkSwitch-PL 适用于 LED 工作电流的直接检测, 可以在宽交流输入市电电压范围内工作, 提供高达 16W 的输出功率。创新的控制算法能用最少的外部元件实现无发光闪烁相控调光。

该系列器件采用 SO-8C、eSOP-12 及 eDIP-12 封装形式, 每个器件内部都集成了一个 725V 功率 MOSFET 管、一个非连续模式可变频率、可变导通时间控制频率抖动、逐周期限电流及迟滞热关断功能电路。可以极大简化离线式 LED 相控调光驱动电路设计。

LinkSwitch-PL 引脚图如图 4-215 所示, 内部功能框图如图 4-216 所示, 引脚功能如表 4-30 所示。输出功率如表 4-31 所示, 器件的负载特性表 4-32 所示。图 4-217 表示反馈引脚 (FB) 阈值工作电压与电路工作特性的关系曲线, 典型应用电路工作原理图如图 4-218 所示。

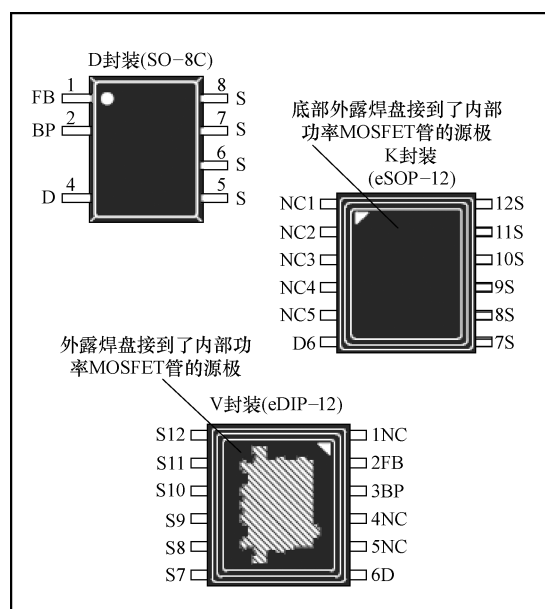


图 4-215 引脚图

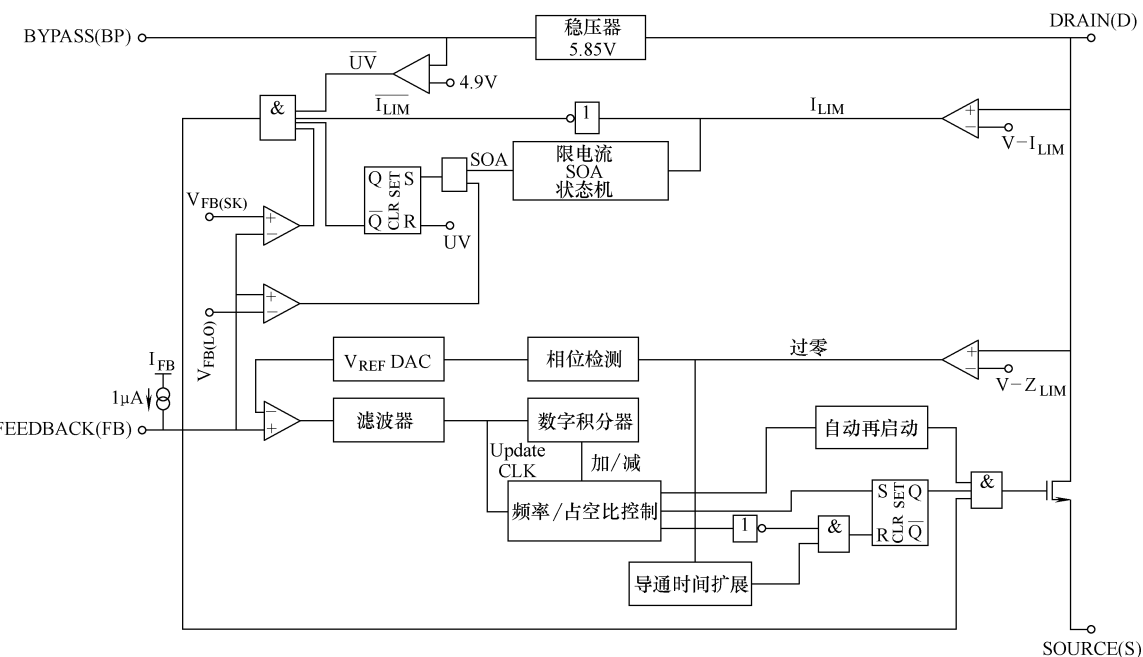


图 4-216 内部功能框图

表 4-30 引脚功能 (以图 4-215 中的 V 封装为例)

引脚符号	引脚号	引脚功能
FB	②	反馈引脚和 LED 电流检测引脚。在正常工作期间，290mV 阈值电压决定流经负载电流检测电阻电流的平均值，反馈引脚阈值工作电压与电路工作状态关系如图 4-217 所示，520mV 阈值电压表示对过大输出电流纹波进行箝位，2V 阈值电压用于防止输出短路和过电压故障
BP	③	旁路引脚，外部旁路电容连接点，用于产生内部使用的 5.85V 供电电源
S	⑦、⑧、⑨、 ⑩、⑪、⑫	内部功率 MOSFET 管源极（S）引脚，旁路引脚和反馈引脚接地参考点
D	⑥	高压功率 MOSFET 管漏极连接引脚。通过内部开关高压电流源提供启动偏置电流。漏极电流检测和相关的控制器功能也通过该引脚实现
NC	④、⑤	无电路连接引脚

表 4-31 输出功率表

产品 ^②	AC85 ~ 265 V	
	最小输出功率/W	最大输出功率 ^① /W
LNK454D	1.5	3
LNK456D	3	6
LNK457D/K/V	4	8
LNK458K/V	6	11.5
LNK460K/V	8	16

① 最大实际连续输出功率是在敞开式设计及有足够的散热, 环境温度为 $+50^{\circ}\text{C}$ 的条件下测量得到的。

② 封装: D: SO-8C, K: eSOP-12, V: eDIP-12。

表 4-32 器件负载特性

串联的 LED 灯数	输出电流			
	350mA	500mA	700mA	1000mA
1	LNK454	LNK454	LNK454	LNK456
2	LNK454	LNK456	LNK456	LNK457
3	LNK456	LNK456	LNK457	LNK458
4	LNK456	LNK457	LNK458	LNK460
5	LNK457	LNK458	LNK460	
6	LNK457	LNK458	LNK460	
7	LNK458	LNK460		
8	LNK458	LNK460		
9	LNK458	LNK460		
10	LNK460			
11	LNK460			
12	LNK460			

注：器件的选择需考虑输出 LED 灯串的长度以及电流大小。假定每个 LED 灯的典型正向电压降为 3.5V。

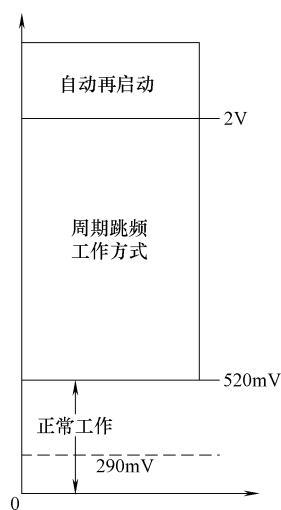


图 4-217 反馈引脚（FB）阈值工作电压

图 4-217 表示反馈引脚电压对应的有关工作阶段。LinkSwitch-PL 通过设定工作点，使稳态工作下的平均反馈引脚电压达到 290mV。该阈值比较低，是为了降低检测电阻的损耗。内部功率 MOSFET 管的开关频率和导通时间会在每个交流输入市电输入半周期更新一次，以便调整输出电流和维持高功率因数。

如果反馈引脚峰值电压超过 520mV，则触发周期跳频工作模式，集成功率 MOSFET 管所处理的功率以逐周期的方式进行箝位。在一个输入电压半周期内，开关频率会有所变化，以减缓 LED 负载上的热应力。

在反馈引脚电压超过 2V 时，会触发自动重启保护控制功能。该特性可用于输出过电

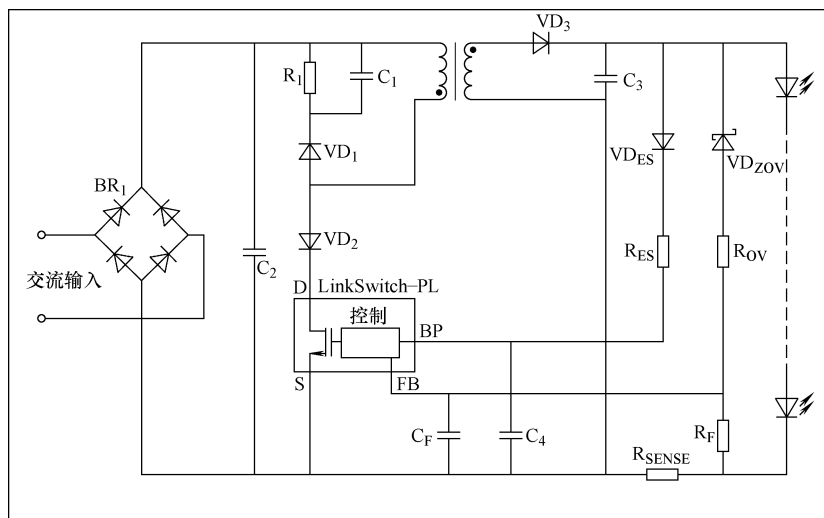


图 4-218 典型应用电路工作原理图

压保护（通过图 4-218 中的 VD_{ZOV} 和 R_{OV} ），触发 LinkSwitch-PL 进入自动重新启动工作模式。

2. 电路主要技术特点

- (1) 迟滞热关断保护；
- (2) 无发光闪烁相控调光；
- (3) 紧凑的 SO8、eSOP 及 eDIP 封装；
- (4) 适用于非隔离 Flyback 驱动电源应用场合；
- (5) 负载短路、过载、反馈开环及输出过电压保护；
- (6) 完全省去控制环路补偿，先进的工作性能特性；
- (7) 频率调制技术可极大缩减 EMI 滤波器尺寸和成本；
- (8) 单级 PFC 及精确恒流输出；
- (9) 以低功耗直接检测 LED 电流先进的保护及安全工作特性；
- (10) 高功率因数可以通过降低输入功率来提高 LED 灯电路的发光效率；
- (11) 通过对异常低输出功率进行周期跳频调节，对输出峰值电流进行箝位；
- (12) 输入不使用电解电容，容量很小，使用元件数量少，适用于紧凑型 LED 替换灯设计；
- (13) 控制算法可以平衡输入线电压和负载的开关和导通损耗，可以维持电路的最佳工作效率；
- (14) 集成 725V 功率 MOSFET 管，允许使用小容量的储能电容，可以提高电路的功率水平；
- (15) 无论在 PCB 上还是在封装上，都保证高压漏极引脚与其他所有引脚之间满足高压爬电要求，EcoSmart™-高效节能。

3. 电路控制功能

LinkSwitch-PL 在一个器件上集成了一个高压功率 MOSFET 管及一个电源控制器。LinkSwitch-PL 提供单级 PFC 和 LED 工作电流控制。LinkSwitch-PL 控制器包括一个振荡器、反馈

(检测及逻辑) 电路、5.85V 稳压器、迟滞过热保护、频率抖动、逐周期限流、环路补偿电路、自动重启动、开关导通时间延长、功率因数以及恒流控制等功能电路。

平均反馈引脚电压正比于 LED 电流, 可以直接检测 LED 负载电流, 检测电压大小取决于电流检测电阻的参数 (图 4-218 中的电阻 R_{SENSE})。小型低通滤波器 (图 4-218 中的 R_F 和 C_F) 可以降低反馈引脚 FB 的高频率噪声。

(1) LinkSwitch-PL 集成了多项控制功能, 可以在使用相控调光器时扩大调光范围和简化外部电路设计。LED 工作电流由反馈引脚电压控制, 反馈引脚电压随相控调光器的导通角按比例进行变化。当相控导通角减小时, 反馈引脚电压随之降低, 从而减小 LED 平均工作电流。反馈引脚电压 V_{FB} 与相控调光控制相位角值 (φ) 之间的关系如图 4-219 所示。

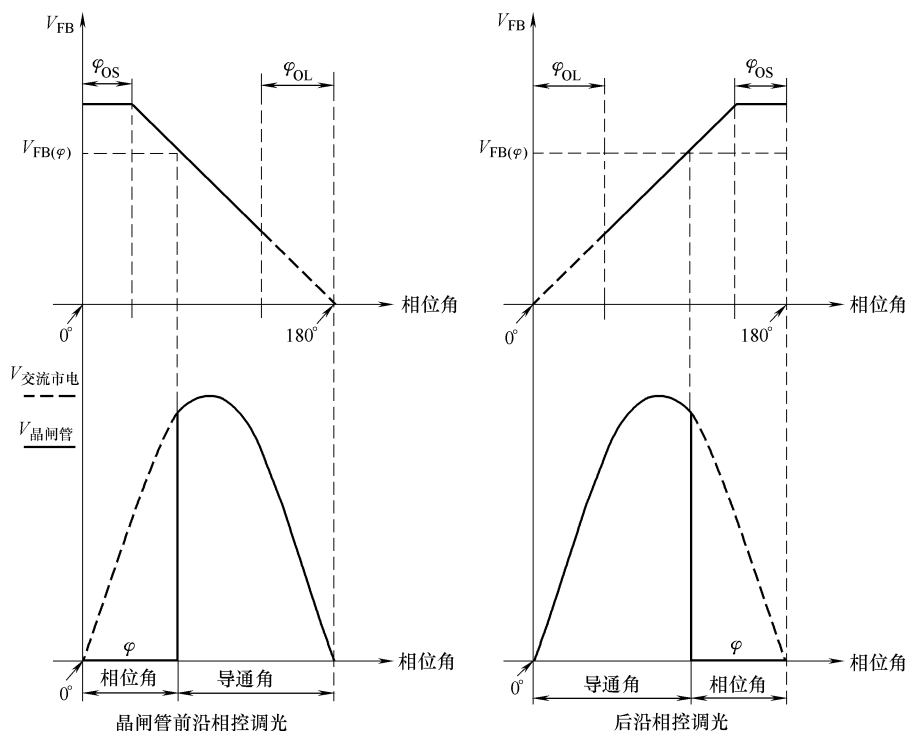


图 4-219 反馈电压相对于相位角调光特性

在接近交流输入半周期持续时间的 25% 时, 开始调整反馈引脚参考电压。超过该阈值 (φ_{OS}) 后, V_{FB} 和 LED 输出电流将降低, 直到达到第二个相位角阈值。此时, 相控导通角变的非常小, IC 以恒定的频率和占空比 (φ_{OL} 阶段) 进行开环工作, 内部集成的功率 MOSFET 管能够处理严重切相的输入电压所带来的最大功率, 从而产生深度调光光输出。

在调光期间, 520mV 箝位反馈阈值也会线性降低, 从而控制 LED 负载的纹波电流。

(2) 在内部功率 MOSFET 管关断工作期间, 内部的 5.85V 稳压器就会从漏极引脚电压吸收电流, 将连接到旁路引脚的旁路电容充电到 5.85V。旁路引脚是内部供电电压点。当功率 MOSFET 管导通时, 器件利用储存在旁路电容内的能量工作。极低的内部电路功耗使 LinkSwitch-PL 可使用从漏极吸收的电流持续工作。一个 $1\mu\text{F}$ 的旁路电容就足够实现高频噪声去耦和能量存储。但是在调光应用场合可能需要容量更大的旁路电容值。

在相控调光工作期间，当导通角较小时，交流输入电压只会出现很短的时间。在这种情况下，LinkSwitch-PL 不依靠集成的高压电流源供电，而使用外部偏置电路从输出端（图 4-218 中的 $V_{D_{ES}}$ 和 R_{ES} ）对 LinkSwitch-PL 供电。

在输出电压低于 7V 时，需要启用外部偏置电路。通过功率开关变压器的辅助绕组就可以实现这个功能，然后通过二极管（超快速二极管）和电容进行整流和滤波。所取的绕组电压（匝数）应能够在最低输出工作电流下能提供 LinkSwitch-PL 的最大功耗。

在启动、开关频率及导通时间范围启动时，控制器采用初始开关频率 f_{MIN} 和最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ 控制策略。输出电容的充电和提供到输出 LED 负载的能量，决定着在每个交流输入电压半周期内变化的功率 MOSFET 管的开关工作频率和导通时间增加幅度。

稳态开关频率和导通时间由输入电压、LED 负载上的电压降及变换器工作效率有关。

轻载条件下，当器件达到最小频率 f_{MIN} 和导通时间 $t_{ON(MIN)}$ 时，控制通过跳周期进行调整。在这种工作模式下，输入电流没有 PFC，平均输出电流无法确保处于正常范围内。反馈引脚周期跳频阈值从接近正常调整水平的两倍，减小至刚刚超出在此条件下限制输出功率所需的水平。设计合理的 LED 驱动电源在正常负载条件下是不会工作在这种模式下的。如果 LED 驱动电源设计合理，在连接到正常 LED 负载时，变换器将在 $[f_{MIN} \sim f_{MAX}]$ 的开关频率范围内工作，并且导通时间缩短到 $t_{ON(MIN)} \sim t_{ON(MAX)}$ 范围内。

如果 LED 驱动电源输出端出现空载情况下输出过电压保护动作，输出过电压稳压二极管（图 4-218 中的 DZ_{OV} ）将在达到阈值电压后立即导通。如果反馈引脚上的电压 V_{OV} 超过 $V_{FB(AR)} = 2V$ ，LinkSwitch-PL 进入自动重新启动工作模式。

(3) 如果 LED 负载发生短路，将有大量能量传输到检测电阻，从而在反馈引脚产生高电压。在这种工作条件下反馈引脚电压会超过 2V，LinkSwitch-PL 将会判定为输出短路故障，进入自动重新启动工作模式。

(4) 当功率 MOSFET 管因在电流前沿消隐时间后超过电流限定值而连续三个周期过早终止工作时，将触发安全工作区（SOA）保护模式，LinkSwitch-PL 进入自动重新启动工作模式。

(5) 迟滞热关断电路检测内部电路的温度，热关断阈值通常设置在 $+142^{\circ}\text{C}$ 并具备 $+75^{\circ}\text{C}$ 的迟滞范围。当结温度超过这个温度阈值（ $+142^{\circ}\text{C}$ ），功率 MOSFET 管停止工作，直到结温度下降 $+75^{\circ}\text{C}$ ，功率 MOSFET 管才会重新被使能开关工作。

(6) 在过载工作条件下，变换器将增大每交流半周期的工作频率和导通时间，直到达到最大工作频率和最大导通时间。达到这一工作状态后，控制器进入自动重新启动保护，从而在交流输入市电频率为 50Hz 时将功率 MOSFET 管的栅极关断约 1.28s，在 60Hz 时则关断 1.02s。在自动重新启动关断时间结束后，功率 MOSFET 管重新使能，重新开始正常启动工作，即开关频率和导通时间分别达到 f_{MIN} 和 $t_{ON(MIN)}$ ，然后逐步增大，直到再次完成调整。在持续过载工作条件下，自动重新启动占空比 D 约为 33%。在导通占空比小于 60% 的相控调光工作期间，过载保护控制功能被抑制。

4.8.1.2 采用 LNK457DG 的 7.5W/15V LED 相控晶闸管调光电路

1. 电路特点

图 4-220 所示电路可以为 LED 负载提供 15V/350mA 单路恒流输出。使用标准交流输入市电供电相控晶闸管调光器可以将输出电流减小到 1%（3mA），并且不会出现 LED 负载发

光不稳定和发光闪烁现象。该电路可以兼容低成本晶闸管前沿相控调光器和更复杂的后沿相控调光器^[72]。

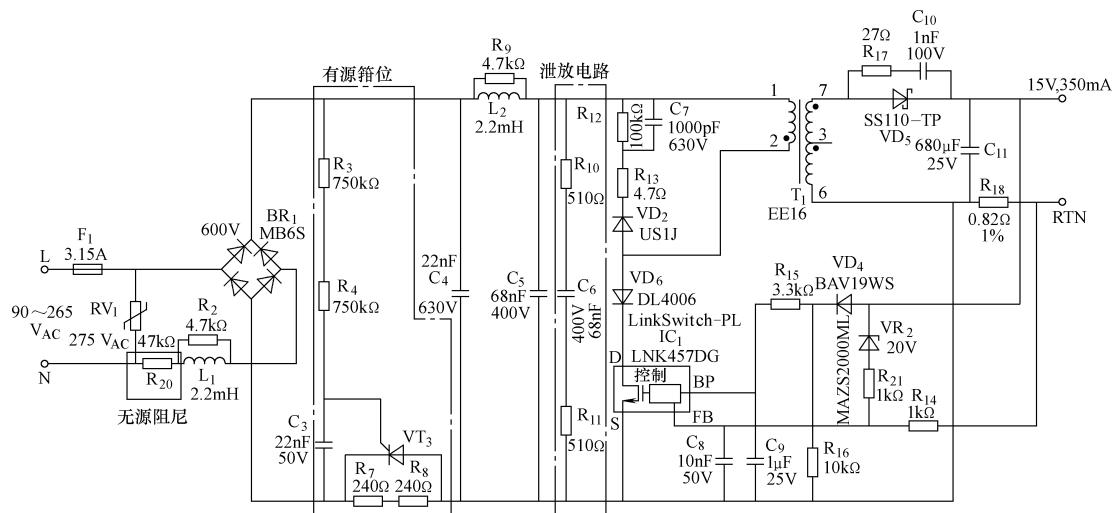


图 4-220 电路工作原理图

该电路的交流输入市电电压范围内 AC85 ~ 265V (47 ~ 63Hz)，在 AC0 ~ 300V 的交流输入电压范围内不会损坏电路，可以提升电路的工作可靠性。电路功率因数高（在 AC115V/230V 下大于 0.9）和总谐波失真低（在 AC230V 下小于 15%，在 AC115V 下小于 10%），满足所有现行国际标准的有关技术要求。

电路为非隔离输出，可用于标准梨形（A19）LED 替换灯应用场合。

2. 交流线路相控晶闸管调光器接口电路

由于 LED 照明相对于白炽照明的功耗非常低，在调光亮度输出时 LED 灯所吸收的电流可能小于相控晶闸管调光器所需的维持导通工作电流。这就会产生调光范围受限和/或调光发光闪烁等问题。相控调光晶闸管导通时对输入电容进行充电的浪涌电流会造成电流振荡，振荡可能使相控晶闸管的导通电流降至零，并在剩下的交流输入市供电周期内关断，或快速导通或关断相控晶闸管。

为克服这些问题，相控调光电路应包括三个功能电路块，一个无源衰减电路、一个有源衰减电路和一个泄放电路。这些功能电路块的缺点是会增大电路功耗，降低电路的工作效率。但是，通过对这些元件参数进行优化可以降低电路功耗并提升电路工作效率。

这些功能电路块仅适用于相控调光应用场合，对于非调光应用，可以省略这三个功能电路块，用跳线替代电阻 R_7 、 R_8 和 R_{20} （如图 4-220 所示）。

(1) 电阻 R_{10} 、 R_{11} 和电容 C_6 形成泄放电路，确保初始输入电流满足相控晶闸管的导通电流要求，特别是在相控晶闸管导通角不够大的情况下这个问题更为重要。对于非调光应用场合可以省去 R_{10} 、 R_{11} 和电容 C_6 。电感 L_1 与电容 C_4 、电感 L_2 和电容 C_5 所组成的 π 型滤波器完成 EMI 滤波。电阻 R_2 和 R_9 用以衰减来自滤波器级的自谐振，并降低传导 EMI 频谱内所产生的电流峰值。

电容 C_4 和 C_5 为交流输入市电整流输出滤波电容，电容 C_4 和 C_5 的总等效输入电容（ C_4 与

C_5 的和) 应确保 LNK457DG 对交流输入市电进行正确的过零点检测, 这对维持正确的相控调光工作很重要。

(2) 电阻 R_{20} 所形成的无源衰减电路与有源衰减电路一起用于限制在每个半周期相控晶闸管导通时所产生的浪涌峰值输入电流。电阻 R_{20} 应为阻燃电阻, 以便在单点故障 (例如桥式整流二极管故障) 时安全失效。

有源衰减电路在每个交流输入市电半周期通过输入整流管连接串联电阻 R_7 和 R_8 , 在剩下的交流输入市电周期则通过并联晶闸管 VT_3 短接电阻 R_7 和 R_8 , 起到输入浪涌电流限电流的功能。

电阻 R_3 、 R_4 和电容 C_3 决定晶闸管 VT_3 的导通延迟时间, 经过由电阻 R_3 、 R_4 和电容 C_3 决定的导通延迟时间后将阻尼电阻 R_7 和 R_8 短路, 从而降低电路功耗。

(3) LNK457DG (U1) 内集成了功率开关器件、振荡器、恒电压控制、启动电路以及保护控制等功能电路。集成的 725V 功率 MOSFET 管可以确保器件的高压耐电压裕量, 可以增强电路在输入浪涌情况下甚至是高电压应用下电路工作的稳健性。

LNK457DG 通过去耦电容 C_9 从旁路引脚获得供电启动电路工作, 电路启动时, C_9 由 U1 从内部电流源并经由漏极引脚进行充电, 在电路正常工作后则由输出经由 R_{15} 和 VD_4 供电。在非调光应用场合, 可省去 VD_4 和 R_{15} 。

VD_2 、 R_{13} 、 R_{12} 和 C_7 组成 RCD-R 箝位电路, 对用于吸收由于 Flyback 变压器 T_1 漏感引起的 LNK457DG 内部功率 MOSFET 管漏极尖峰电压。

二极管 VD_6 用于防止 LNK457DG 在内部功率 MOSFET 管关断和输入电压低于反射输出电压 (V_{OR}) 时产生负向振荡 (漏极电压低于源极电压)。

(4) 电阻 R_{18} 上的电压降决定恒流工作电流设定点, 然后馈入 U1 的反馈引脚 FB。稳压二极管 VD_{R2} 和电阻 R_{21} 提供电路输出过压保护。

(5) Flyback 变压器 T_1 的次级绕组输出电压经过 VD_5 整流输出负载所需的直流电压, 肖特基二极管有助于提高电路工作效率, 整流输出直流电压经 C_{11} 滤波。电阻 R_{17} 和 C_{10} 用来衰减高频振荡, 改善电路的传导及辐射 EMI。

(6) 为确保电路在调光工作期间正常工作, LNK457DG 必须检测交流输入电压的过零点。通过漏极节点内部电路检测 DC 总线电压降到 19V 以下时可以实现这个检测。DC 总线在每个半周期达到这个电平的要求, 限制了交流输入整流电路在 DC 侧的最大电容量。如果减小这个电容值, 会导致传导 EMI 升高, 也可以在输入整流二极管前增加电容, 以便将它与总线电容有效隔离。

对前沿相控晶闸管调光应用场合, 由于陶瓷电容通常会产生音频噪声, 建议使用薄膜电容。

(7) 输出滤波电容对输出 LED 负载的纹波电流大小有直接影响。输出滤波电容容量越大, 输出纹波电流就越小。如果输出滤波电容容量过大, 会阻止输出端在电路自动重新启动时间内达到稳压, 并会导致电路无法启动或者需要进行多次启动 (“打嗝”)。如果输出滤波电容容量过小, 会使反馈引脚 FB 的电压超过周期跳频模式的阈值, 而降低电路的功率因数, 并导致调光工作期间发生输出发光闪烁。

所以, 选取的输出滤波电容容量应能使输出电流检测电阻 (图 4-220 中的电阻 R_{18}) 上及馈入反馈引脚 FB 上的纹波电压在 $100mV_{p-p} \leq V_{反馈} \leq 400mV_{p-p}$ 的范围内, 目标值为

290mV_{p-p}。输出滤波电容要求选用等效串联电阻值较低的型号。建议温度额定值为 +105℃ 或更高，以得到更长的使用寿命。

(8) 在非调光（满功率）工作期间，反馈引脚 FB 的阈值电压（经过电流检测电阻的电压）为 290mV。为了获得最佳输出电流调整工作特性，建议将电压纹波控制在 100mV_{p-p} 至 400mV_{p-p} 之间。

这可以通过选取恰当的输出滤波电容量和电流检测电阻值来实现。如果纹波电压峰值超过 520mV，LNK457DG 将进入周期跳频工作模式，这会降低 PFC 工作性能，即降低电路的功率因数并增大电路的总谐波失真。

3. 使用前沿相控晶闸管调光器时变压器设计

由于相控晶闸管导通时变压器磁通会发生急剧变化，因此变压器中会产生一定的音频噪声。通过选用较高机械谐振频率的磁心可以降低噪声。但应避免使用具有窄长柱的磁心（如 EEL 磁心）。RM 磁心和其他罐型磁心都是比较好的选择，在相同的磁通密度下，它们所产生的音频噪声要比 EE 磁心少。降低磁心的磁通密度（BM）也可以减少音频噪声的产生。1500 高斯以下的值通常可以消除任何噪声的产生，但会降低给定磁心尺寸的输出功率。

4. 与相控晶闸管调光器的配合工作

为了使相控晶闸管前沿调光器可靠工作，白炽灯的相控调光器通常有一个规定的最小负载要求，AC230V 额定装置通常约为 40W。这是为了确保流经相控调光晶闸管的电流始终高于所规定的维持导通阈值电流。

由于 LED 照明的功耗非常低，灯吸收的电流要小于相控调光晶闸管的维持电流。驱动器的输入电容允许在相控调光晶闸管导通时大量浪涌电流流过。这会使输入级和输入电容产生输入电流振荡，有可能使电流低于相控晶闸管的维持导通电流。这两种机制都会产生调光范围受限和/或调光发光闪烁等不良情况。

要克服这些问题，需在调光应用中集成衰减电路和泄放电路这两个电路功能块。这两个电路功能块的缺点是会增大电路功耗，降低电路的工作效率。

图 4-221 表示前沿相控晶闸管调光器输入端的输入电压及电流波形。在图 4-221 中，可控硅以导通角为 90°，图 4-222 表示理想的整流后总线电压和电流波形。

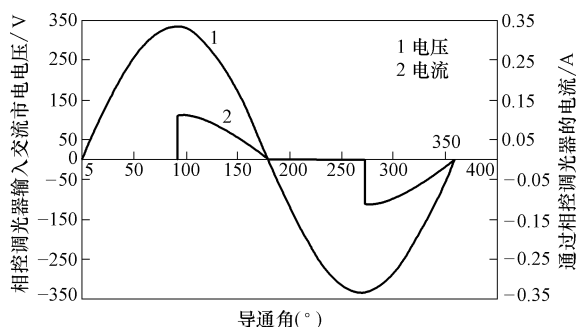


图 4-221 前沿相控晶闸管调光器在 90° 导通角下的理想输入电压及电流波形

图 4-223 表示因为相控晶闸管过早关断并重新启动，整流后不太理想的总线电压和电流波形。在第一个半周期，这是由于输入电流振荡低于相控晶闸管的维持导通电流造成的，振荡

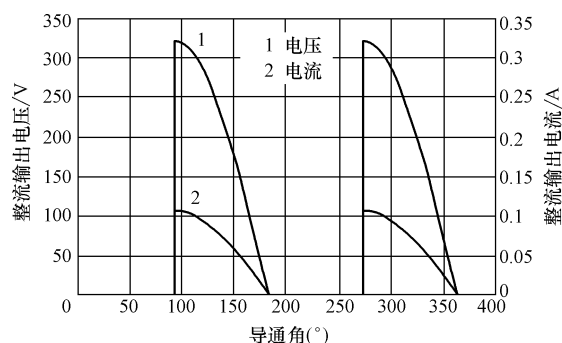


图 4-222 理想相控晶闸管调光器输出整流后形成的波形

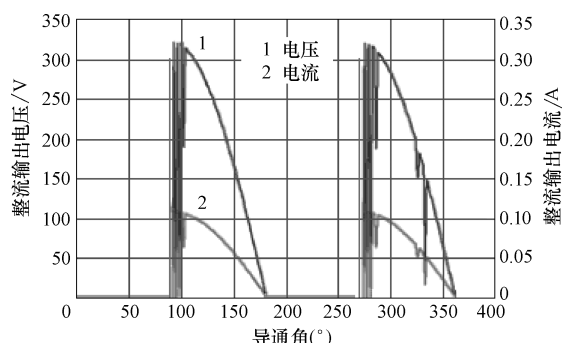


图 4-223 导通不稳定的相控晶闸管调光器波形

源于初始浪涌电流。第二个半周期也显示相控晶闸管关断，原因是电流在导通角即将结束时低于维持导通电流。这种交替性半周期的行为差异频发出现，是由于在两个工作象限中相控晶闸管的维持导通电流存在差异而引起的。

如果相控晶闸管在半周期结束之前关断，或者发生快速导通和关断，那么就需要使用泄放电路和衰减电路。一般来说，随着泄放电路和衰减电路功耗的加大，相控调光器的兼容性也随之增强。

起初，先在整流后输出直流供电回路加一个泄放电路（图 4-220 中的 R_{10} 、 R_{11} 和 C_6 ），初始值分别采用 $0.1\mu\text{F}$ 的电容、 $1\text{k}\Omega$ 的总电阻和 2W 的额定功率。

减小电容 C_6 容量的同时会降低功耗，而提升电路工作效率。如果泄放电路不能维持相控晶闸管导通，则需添加一个衰减电路。衰减电路用于限制浪涌输入电流以及在相控晶闸管导通时所产生的相关振荡。起初，先添加一个无源衰减电路，该电路由一个简单电阻与交流市电输入串联形成（如图 4-220 中的 R_{20} ），电阻 R_{20} 的典型值一般为 $10 \sim 100\Omega$ ，电阻 R_{20} 的取值和电路所允许的功耗/温度升高范围和工作效率下降范围有关。

如果无源衰减电路不足以避免相控晶闸管不适当的工作，可以再添加一个有源衰减电路，图 4-220 中的 R_3 、 R_4 、 C_3 、 VT_3 、 R_7 和 R_8 组成有源衰减电路，因为电阻 R_7 和 R_8 只在交流输入市电周期的一小部分时间内接于电路中，电阻 R_7 和 R_8 用来限制浪涌电流，电阻 R_7 和 R_8 的值可以比无源衰减电路中取得大得多，晶闸管 VT_3 在经历 R_3 、 R_4 和 C_3 决定的延迟时间后将 R_7 和 R_8 短接。

相控调光器通常会因制造商和额定功率的不同而表现有所差异。例如, 由于使用低额定电流的晶闸管 (其维持电流通常较低), 300W 调光器所要求的衰减作用和泄放功耗要小于 600W 和 1000W 相控调光器。线路阻抗差异也可以造成行为变化, 因此在开发过程中, 建议使用交流电源供应器确保性能的一致。但是, 还必须使用交流输入市电进行测试。

5. 后沿相控调光器

图 4-224 表示采用后沿相控调光器电源输入端的输入电压电流波形。在图 4-224 中, 后沿相控调光器导通角为 90° 。这类调光器通常使用一个功率 MOSFET 管或 IGBT 来提供开关相控功能, 因此不需要维持电流。另外, 由于导通在过零点开始, 高电流浪涌和线路振荡对电路正常工作不是问题。在使用后沿相控调光器时, 一般不需要衰减电路和泄放电路。

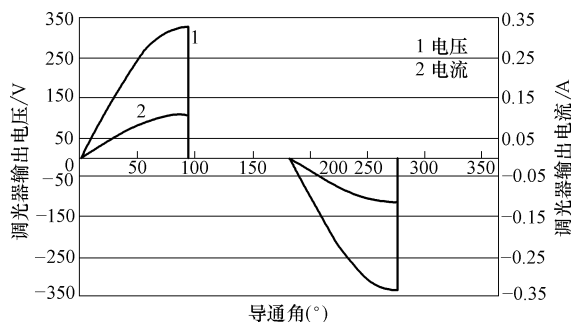


图 4-224 后沿相控调光器在 90° 导通角下的理想调光器输出电压及电流波形

4.8.2 PI 公司 LED 驱动器 LinkSwitch-PH 系列产品的工作原理与应用

4.8.2.1 PI 公司 LED 相控调光驱动 LinkSwitch-PH 系列产品的特点与有关控制功能

1. PI 公司 LED 相控调光驱动 LinkSwitch-PH 系列产品的特点

利用 LinkSwitch-PH 可以简化发光无闪烁相控调光 LED 驱动电路的设计, 驱动电路功率因数和工作效率高。

LinkSwitch-PH 采用先进的控制技术, 能够提供有源 PFC、精确恒流输出和一次侧控制。可以在宽交流输入电压范围内工作, 驱动输出功率可以高达 $50\text{W}^{[73]}$ 。

LinkSwitch-PH 与 LinkSwitch-PL 性能特点对比如表 4-33 所示。LinkSwitch-PH 引脚封装图如图 4-225 所示, 引脚图如图 4-226 所示, 内部功能框图如图 4-227 所示, LinkSwitch-PH 引脚功能如表 4-34 所示, LinkSwitch-PH 系列产品输出功率表如表 4-35 所示, 典型应用电路工作原理图如图 4-228 所示。

表 4-33 LinkSwitch-PH 与 LinkSwitch-PL 性能特点对比

产品型号	功率范围	电路特点	封装	应用场合
LinkSwitch-PH	2.5 ~ 50W	单级 PFC、一次侧恒流控制, 适用于和相控调光/非调光应用场合	eSIP-7C eSIP-7F	LED 照明
LinkSwitch-PL	1.5 ~ 16W	单级 PFC 和恒流控制的 LED 驱动器 IC, 适用于非隔离式应用和相控调光非调光应用场合	SO-8C eSOP-12 eDIP-12	LED 照明

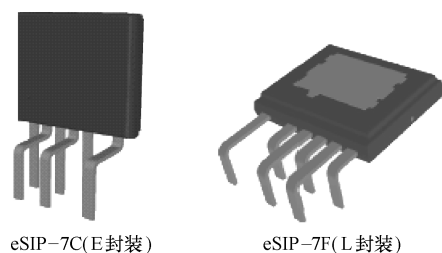


图 4-225 LinkSwitch-PH 引脚封装图

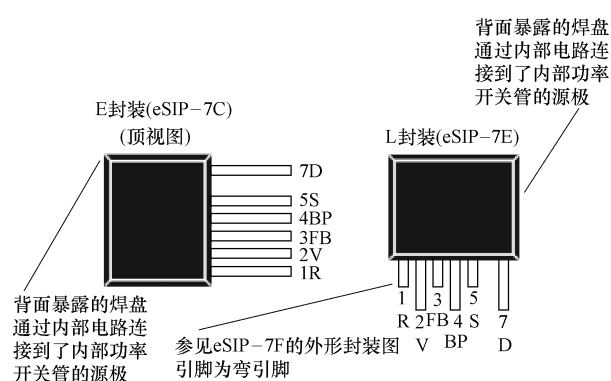


图 4-226 LinkSwitch-PH 引脚图

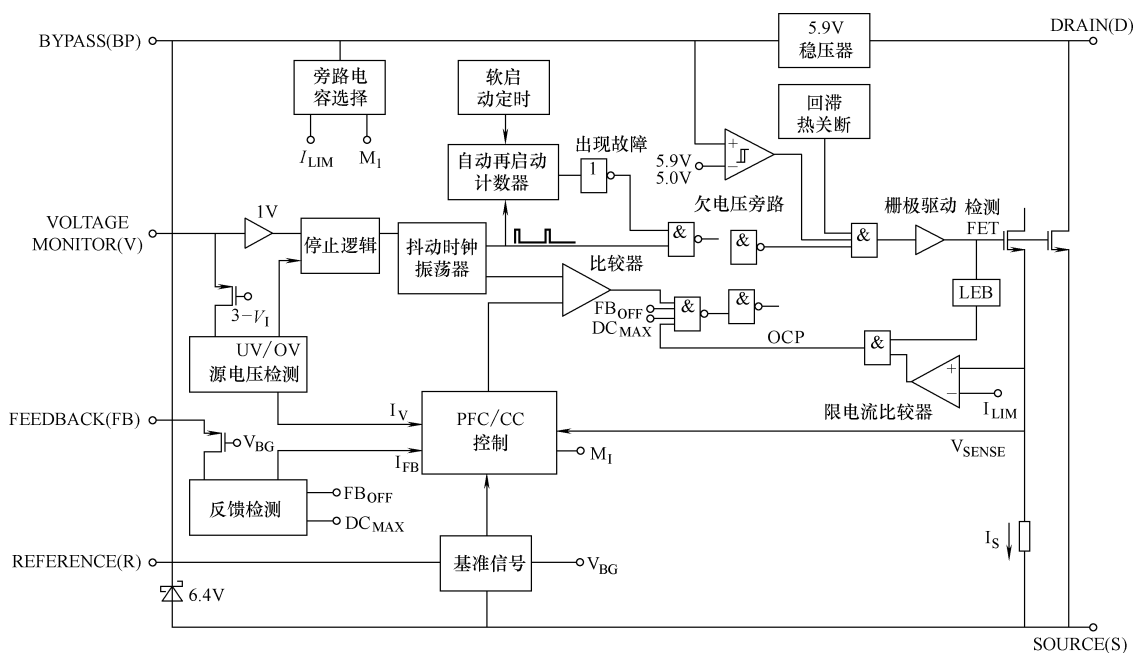


图 4-227 内部功能框图

表 4-34 LinkSwitch-PH 引脚功能

引脚符号	引脚功能
DRAIN (D)	漏极 (D) 引脚, 内部功率 MOSFET 管漏极 (D) 连接点, 在启动及稳态工作时还起提供内部工作电流的作用
SOURCE (S)	源极 (S) 引脚, 内部功率 MOSFET 管源极 (S) 连接点, 也是旁路、反馈、参考及电压监测引脚的接地参考点
BYPASS (BP)	旁路 (BP) 引脚, 一个外部旁路电容连接到这个引脚, 用于生成内部 5.9V 的供电电源。另外, 该引脚还可以通过旁路引脚电容容量的选取提供输出功率选择
FEEDBACK (FB)	反馈 (FB) 引脚, 反馈引脚用于输出电压反馈。流入反馈引脚的电流与输出电压成正比。反馈引脚内还包含负载开路和输出过载保护功能电路
REFERENCE (R)	参考 (R) 引脚, 该引脚连接到一个外部精密电阻, 用于设定调光 (LNK403-410) 工作模式与非相控晶闸管调光 (LNK413-420) 工作模式
VOLTAGE MONITOR (V)	电压监测 (V) 引脚, 该引脚和一个由整流管、滤波电容和电阻构成的外部输入交流输入市电电压峰值检测电路相连。施加的电流用于控制输入欠电压 (UV) 和过电压 (OV) 停止控制逻辑电路, 并提供前馈信号来控制输出电流和远程 ON/OFF 功能

表 4-35 LinkSwitch-PH 系列输出功率表 (参见注释: 1, 4, 5)

产 品 型 号	$R_V = 2M\Omega$		$R_V = 4M\Omega$	
	AC85 ~ 132V		AC85 ~ 308V	
	最小输出功率 ² /W	最大输出功率 ³ /W	最小输出功率 ² /W	最大输出功率 ³ /W
LNK403/413EG	2.5	4.5	6.5	12
LNK404/414EG	2.5	5.5	6.5	15
LNK405/415EG	3.8	7.0	8.5	18
LNK406/416EG	4.5	8.0	10	22
LNK407/417EG	5.5	10	12	25
LNK408/418EG	6.8	13.5	16	35
LNK409/419EG	8.0	20	18	50
LNK410/420EG	18	31	40	78

注: 1. 封装: eSIP-7C, eSIP-7F;

2. $C_{BP} = 10\mu F$ 时的最小输出功率;

3. $C_{BP} = 100\mu F$ 时的最大输出功率。LNK4x3EG $C_{BP} = 10\mu F$;

4. 功率水平根据典型的 LED 灯负载电压以效率大于 80% 计算得出;

5. 连续输出功率是在敞开式设计及有足够的散热、环境温度为 70℃ 的条件下测得。

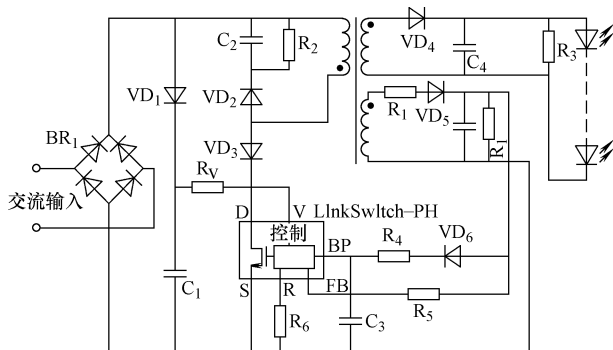


图 4-228 典型应用电路工作原理图

LinkSwitch-PH 可以大幅度简化电路设计, 工作寿命长、功率因数大于 0.9, 并具备相控调光控制功能 (LNK403-410)。

单级集成式 PFC 和恒流控制可以省去大容量电解电容。LinkSwitch-PH 器件采用先进的一次侧控制技术, 能提供精确的恒流控制, 无需反馈控制回路的光耦合器和电流控制电路。

LinkSwitch-PH 内部集成了一个耐压 725V 的功率 MOSFET 管、一个连续导通工作模式 PWM 控制器、一个自偏置的高压开关电流源、频率抖动、逐周期电流限流及迟滞热关断电路。通过其内部控制算法和小容量输入电容设计可以实现高功率因数。连续导通模式可以减小初级峰值电流和电流有效值。这些有利于降低 EMI 噪声, 可以使用更简单和更小的 EMI 滤波元件。电路无需使用二次侧检测即可实现输出电流调节, 提高了电路工作效率。

LinkSwitch-PH 控制器内部包括一个振荡器、反馈 (检测及逻辑) 电路、5.9V 稳压器、迟滞过热保护、频率抖动、逐周期限流、自动重启动、电感校正、功率因数以及恒流控制功能电路。

LinkSwitch-PH 系列产品具有以下特点。

- 1) 绿色、无卤素和符合 RoHS 要求的封装;
- 2) EcoSmart™ - 工作效率高、节能, 无需使用电流检测电阻, 所需外围元件数量少, 工作效率高达 90% 以上, 低待机功率, 具有远程 ON/OFF 控制功能 (AC230V 输入时小于 50mW);
- 3) 精确稳定的工作性能, 可以补偿输入电压变化和变压器电感容差, 频率调制技术可以大幅度减小 EMI 滤波器的尺寸和成本;
- 4) 先进的保护及安全工作特性, 负载开路故障检测, 带迟滞的自动热关断重启动, 通过自动重启动提供短路保护, 无论在 PCB 上还是封装上都可以保证高电压漏极引脚与其他所有信号引脚之间满足高电压爬电要求;
- 5) 控制环路无需外接补偿电路, 单级 PFC 和精确恒流输出, 工作寿命长 (无电解电容), 通用交流输入市电供电电压范围, 反馈回路无需光耦合器, 简化了一次侧 PWM 调光的控制接口, 适用于发光无闪烁相控 LED 调光应用场合。大幅度简化了离线式 LED 驱动电路设计。

2. PI 的 LED 驱动器 LinkSwitch-PH 系列产品的有关控制功能

(1) 图 4-229 表示反馈引脚电流与工作状态的关系曲线。当电流超过 $I_{FB(SKIP)}$ 时, 开关被禁止; 电流低于 $I_{FB(AR)}$ 时, LinkSwitch-PH 进入自动重启动工作模式。

反馈引脚电流还可用于箝位最大脉冲占空比, 用于限制输出过载和开环工作条件下的可用输出功率。这种脉冲占空比减小控制特性还可以提升单路输出电流启动工作特性, 防止输出过冲^[74]。

(2) 开关工作频率为 66kHz。为使 EMI 电平更低, 采用频率抖动技术, 开关工作频率抖动 (调制) 了约 $\pm 1\text{kHz}$ 。

(3) 控制器具有软启动时序控制功能, 它可以在软启动期间 ($t_{\text{软启动}}$) 抑制自动重启动保护功能。启动时, LinkSwitch-PH 箝位最大脉冲占空比以降低输出功率。

(4) 参考引脚 (R) 通过外接电阻接地 (源极)。通过外接电阻的取值设定内部参考基准, 从而决定电路工作于调光 (LNK403-410) 工作模式还是非调光 (LNK413-420) 工作模式, 以及电压监测引脚的输入欠电压和过电压阈值。

对于采用 LNK413-420 的非调光或 PWM 调光应用来说,高输入电压和通用输入电压设计的外接电阻应取值为 $24.9\text{k}\Omega \pm 1\%$,低输入电压设计的外部电阻应取值为 $49.9\text{k}\Omega \pm 1\%$ 。对于采用 LNK403-410 的相控调光应用,外接电阻应取值为 $49.9\text{k}\Omega \pm 1\%$ 。由于电阻误差直接影响输出误差,建议采用 $\pm 1\%$ 误差的电阻。

(5) LinkSwitch-PH 器件能够调整内部增益以适应满输出功率设置或做减输出功率设置。这样就可以根据散热和工作效率的需要,选择较大规格器件并达到降低功耗的目的。

功率增益根据旁路引脚电容的值来选择。满功率设置根据 $100\mu\text{F}$ 电容来选择,减功率设置(较高工作效率)可以根据 $10\mu\text{F}$ 电容来选择。旁路引脚电容可以同时设定内部功率增益和过电流保护阈值。与较大规格的器件不同, LNK4x3 的功率增益不可编程。LNK4x3 应使用 $10\mu\text{F}$ 电容。

(6) 远程 ON/OFF 电压监测引脚控制工作原理如图 4-230 所示,电压监测引脚的内部电路连接有 1V 的输入阈值比较器,这个电压阈值可用于实现远程 ON/OFF 控制。当电压监测引脚接收到禁止输出信号时(电压监测引脚通过一个光耦合器接地), LinkSwitch-PH 将使在内部的功率 MOSFET 管被强行关断之前完成当前开关周期。

远程 ON/OFF 功能也可以用作节能工作模式或电源开关来关断 LinkSwitch-PH,使 LinkSwitch-PH 长时间处于极低功耗状态。进入这个工作模式后,当 LinkSwitch-PH 被远程导通,它将在旁路脚电压再次达到 5.9V 时执行正常的软启动程序。

在最差工作情况下,从远程导通到启动的延迟时间可以和旁路引脚的整个充放电时间相同。这种降低功耗的远程关断工作模式可省去昂贵并且工作不可靠的机械电源开关。

(7) 在内部功率 MOSFET 管处于关断工作期间,内部的 5.9V 稳压器会从漏极电压吸收电流,将连接到旁路引脚的旁路电容充电到 5.9V 。旁路引脚是内部供电电压节点。当内部功率 MOSFET 管导通时, LinkSwitch-PH 利用储存在旁路电容内的能量工作。内部电路极低的功耗使 LinkSwitch-PH 可以使用从漏极吸收的电流持续工作,一个 $10\mu\text{F}$ 或 $100\mu\text{F}$ 的旁路电容就足够实现高频去耦及能量存储。

另外,当有电流通过一个外部的电阻为旁路引脚供电时,一个 6.4V 分流稳压箝位电路会将旁路引脚电压箝位在 6.4V 。这样就可以很方便从辅助供电绕组为 LinkSwitch-PH 供电,从而提高电路的工作效率。

(8) 在开环故障(反馈引脚电阻开路或反馈绕组短路)、输出短路或过载情况下,控制

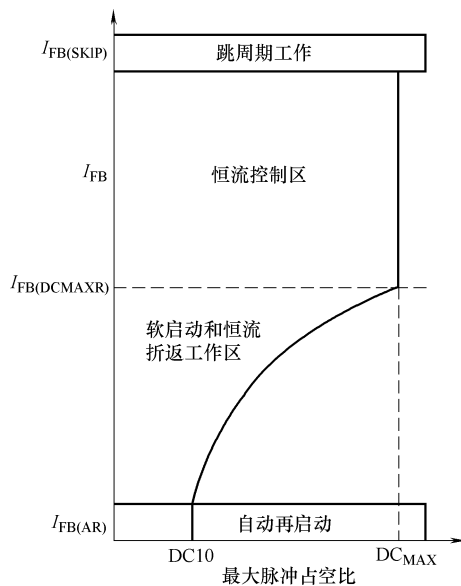


图 4-229 反馈引脚电流工作特性关系曲线

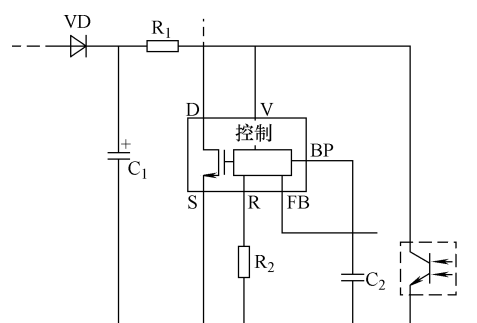


图 4-230 远程 ON/OFF 电压监测引脚控制

器进入自动再启动工作模式。在软启动结束后，一旦反馈引脚电流低于 $I_{FB(AR)}$ 阈值，控制器立即“报告”短路和开路故障。为了降低短路和开路故障情况下的功耗，关断/自动再启动电路将通常以自动重新启动占空比对电源进行接通（与软启动持续时间相同）和关断操作，直到故障排除为止。

如果故障在自动再启动关断期间消除，电源将保持自动再启动，直到整个关断时间计时结束。使用时需特别注意，应采用最适合的输出电容容量，以确保在软启动期间（ $t_{软启动}$ ）结束后，反馈引脚电流高于 $I_{FB(AR)}$ 阈值，使电源能够成功启动。软启动期间结束后，自动再启动功能只有在反馈引脚电流低于 $I_{FB(AR)}$ 时才会被激活^[75]。

(9) 通过限电流检测电路检测通过内部功率 MOSFET 管的工作电流，可以实现限电流控制功能。当电流超过内部阈值（ I_{LIMIT} ）电流时，在该周期剩余阶段会关断内部功率 MOSFET 管的工作。在内部功率 MOSFET 管导通后，前沿消隐电路会将电流限流比较器抑制一段时间（ t_{LEB} ）。通过设置前沿消隐时间，可以防止由于电容及整流二极管反向恢复产生的电流尖峰而引起内部功率 MOSFET 管提前误关断。

(10) LinkSwitch-PH 同时具有输入欠电压和过电压检测控制功能，可限制通过电压监测引脚检测到的最低启动电压和最高工作电压。这需要使用一个由二极管和电容构成的外部峰值检测器，通过电阻向电压监测引脚提供输入峰值源电压。在电路加电时， I_{UV+} 令 LinkSwitch-PH 在输入电压达到欠压阈值前保持关断。在断电时， I_{UV-} 防止它在输出失调后自动再启动。

用于设定欠电压阈值的电阻也用于设定输入过电压关断阈值，当超过阈值电压时就会强制 LinkSwitch-PH 在完成当前开关周期后停止开关工作。当输入源电压恢复正常水平后，LinkSwitch-PH 将在自动再启动关断期间结束后恢复正常工作。过电压阈值有少量迟滞以防止由于噪声而引起误关断。

(11) 热关断电路通过检测 LinkSwitch-PH 的结温度来实现热关断控制。热关断阈值温度设置在 $+142^{\circ}\text{C}$ 并有 $+75^{\circ}\text{C}$ 的迟滞范围。当结温度超过这个阈值温度（ $+142^{\circ}\text{C}$ ）时，内部功率 MOSFET 管开关工作被禁止，直到结温度下降 $+75^{\circ}\text{C}$ ，内部功率 MOSFET 管才会重新被使能。

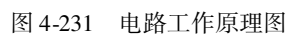
(12) LinkSwitch-PH 还具有安全工作区保护工作模式，在峰值开关电流达到 I_{LIMIT} 阈值，并且开关导通时间小于 $t_{ON(SOA)}$ 时，可以禁止 40 个周期的内部功率 MOSFET 管开关工作。这种保护工作模式可以在 LED 负载发生短路的情况下，以及在自动再启动保护被抑制的软启动期间进行电路启动时对 LinkSwitch-PH 提供保护。安全工作区保护模式在正常工作情况下仍有效。

4.8.2.2 PI 的 LED 驱动器 LinkSwitch-PH 系列产品典型应用

1. 电路工作原理

图 4-231 是采用 LinkSwitch-PH 系列器件中的 LNK406EG 的 14W 相控晶闸管调光高功率因数 LED 驱动电路工作原理图。该驱动电路为 LED 灯负载串输出 28V 的驱动电压，恒流驱动电流为 0.5 A（ $\pm 5\%$ ），适用于 PAR 灯替换灯的应用场合^[76]。

该驱动电路可在 AC90 ~ 265V 的通用交流输入市电电压范围内工作，可用于相控晶闸管前沿调光应用场合，调光范围可达 1000:1（500mA:0.5mA）、工作效率大于 85%，功率因数大于 0.9，可以实现负载空载、过载、输出短路以及过热等故障保护。



(1) 熔断器 F_1 用于电路的电流故障保护, 防止负载由于短路而对电路造成损坏, 压敏电阻 RV_1 用于电路输入尖峰过电压箝位, 使加到 LNK406EG (IC_1) 的峰值漏极电压始终低于内部功率 MOSFET 管的 725V 额定值。桥式整流器 BR_1 对输入交流市电电压进行整流。 $L_1 \sim L_3$ 、 C_1 、 R_{16} 、 R_{17} 和 Y 安全电容 (C_7) 组成 EMI 滤波器, Y 电容跨接在一次侧和二次侧之间。电阻 R_{16} 和 R_{17} 可以阻尼在 L_1 、 L_2 、 C_1 和交流输入阻抗之间形成的谐振。电容 C_2 为一次开关电流提供低阻抗回路。由于电路功率因数要求的原因, 电容 C_1 和 C_2 的取值不宜过大, 确保电路功率因数大于 0.9。

(2) 为向 LNK406EG 提供交流输入峰值电压信息, 经整流交流输入市电的输入峰值电压经由 VD_2 对 C_3 充电。然后电流经过 R_2 和 R_3 , 注入 LNK406EG 的电压监测引脚。

LNK406EG 也利用这个检测电流来设定输入过电压及欠电压保护阈值。电阻 R_1 为电容 C_3 提供放电通路, 时间常数远大于经整流交流电的放电时间, 以防止生成 2 倍频交流输入市电频率纹波电压。

电压监测引脚电流和反馈引脚电流在内部用来控制平均输出 LED 负载电流。对相控晶闸管调光应用, 可在参考引脚使用一个 49.9k Ω 电阻 (R_4), 在电压监测引脚上使用 4M Ω ($R_2 + R_3$) 的电阻, 使输入电压和输出电流之间保持线性关系, 从而扩大相控调光控制范围。电阻 R_4 还有设定 LNK406EG 内部输入欠电压及过电压保护阈值的功能。

由于 Flyback 变压器 T_1 的漏感会对电路的工作有影响, 二极管 VD_3 和 VR_1 将 LNK406EG (IC_1) 内部的功率 MOSFET 管上漏极电压箝位到一个安全水平。二极管 VD_4 用于阻止当 C_2 上经整流的直流电压低于输出反射电压 (V_{OR}) 时电源反向流过 LNK406EG。

二极管 VD_6 、 C_5 、 R_7 和 R_8 通过 Flyback 变压器 T_1 的辅助绕组为一次侧偏置供电。电容 C_4 对 LNK406EG 的旁路引脚进行滤波, 旁路引脚是内部控制器的供电引脚。在启动期间, 与 LNK406EG 漏极引脚相连的内部高压电流源对 C_4 充电至约 6V。这样可以使 LNK406EG 开始开关工作, 此时供电电流由偏置 (辅助) 电源经电阻 R_5 提供。电容 C_4 还可以用于选择输出功率模式 (如表 4-35 所示, 选用 $C_{BP} = 10\mu F$ 时对应电路的最小输出功率, $C_{BP} = 100\mu F$ 时对应最大输出功率)。

(3) 偏置 (辅助) 绕组电压与输出电压成比例 [由偏置 (辅助) 绕组与次级绕组之间的匝数比决定]。这样不需要二次侧反馈元器件就可以对输出电压进行监测。电阻 R_6 将偏置电压转换为电流, 馈入 LNK406EG 的反馈引脚。LNK406EG 中的内部电路根据反馈引脚电流、电压监测引脚电流及漏极电流信息, 在 1.5 : 1 的输出电压变化范围内 (LED 灯负载串电压变化为 $\pm 25\%$) 为 LED 灯负载提供恒定工作电流。

为限制电路空载下的输出电压, VD_7 、 C_{12} 、 R_{20} 、 VR_3 、 C_{13} 、 VT_3 及 R_{19} 等元器件组成输出过电压保护电路。如果 LED 灯负载断路, 偏置电压将升高, 直至 VR_3 导通, 这样会使 VT_3 导通并减小流入反馈引脚的电流。当该电流低于 20 μA 时, LNK406EG 进入自动重新启动模式, 开关被禁止 800ms, 使输出电压和偏置电压有足够时间下降。

(4) Flyback 变压器 T_1 次级绕组电压由整流二极管 VD_8 整流输出, 由电容 C_8 和 C_{10} 滤波。整流二极管 VD_8 选用肖特基二极管以提高整流工作效率, 所选取的电容 C_8 和 C_{10} 的总容量值可以使 LED 峰-峰纹波电流等于平均值的 40%。如果需要进一步降低纹波电流, 可以加大电容 C_8 和 C_{10} 的电容量。 R_{15} 用做输出滤波电容 C_8 和 C_{10} 的泄放电阻, 可以限制在空载条件下电路的输出电压。

2. 相控晶闸管调光控制兼容性

由于LED照明的功耗非常低，LED灯负载吸收的电流要小于相控晶闸管前沿调光器内晶闸管的维持导通电流。这样会由于相控晶闸管导通不一致而产生不良情况，比如调光范围受限和/或LED灯负载发光闪烁。由于LED灯负载的电阻相对较大，所以在相控晶闸管导通时，浪涌输入电流会对输入电容充电，造成大幅振荡，因为振荡会使相控晶闸管电流降至零并关断，这样会造成调光范围受限和/或LED灯负载发光闪烁等不良工作情况。对采用低成本相控晶闸管前沿调光器调光应用时需要在电路设计时进行全面权衡。

要克服这些问题，需增加有源衰减电路和无源泄放电路两个电路，但是，有源衰减电路和无源泄放电路会增大电路的功耗，降低电源的工作效率，这是加有源衰减电路和无源泄放电路的缺点。对于非调光应用场合，可以省略有源衰减电路和无源泄放电路。

图4-231所示电路中的有源衰减电路由元件 R_9 、 R_{10} 、 R_{11} 、 R_{12} 、 VD_1 、 VT_1 、 C_6 、 VR_2 、 VT_2 及 R_{13} 等有关元器件组成。该电路可以在前沿相控调光晶闸管导通时限制流入电容 C_2 的浪涌充电电流，工作原理是在前沿相控调光晶闸管导通的1ms时间内将电阻 R_{13} 串联在回路中，经历大约1ms的时间后， VT_2 导通将电阻 R_{13} 短路，这样可以使在电阻 R_{13} 上的功耗保持在低水平，而在电路限电流工作时可以使用较大的电阻 R_{13} 阻值。

电阻 R_9 、 R_{10} 、 R_{11} 和电容 C_6 在前沿相控调光晶闸管导通后提供1ms延迟使 VT_2 导通，短路电阻 R_{13} 。晶体管 VT_1 在前沿相控调光晶闸管不导通时对电容 C_6 放电，稳压二极管 VR_2 将 VT_2 的栅极电压箝位在15V。

电容 C_{11} 和电阻 R_{18} 构成无源泄放电路。这样可以使输入电流始终大于前沿相控调光晶闸管的维持导通电流，使在每个交流输入市电半周期内与LED负载驱动器等效电阻对应的输入电流加大。

3. 有关相控调光波形和电路工作原理

有关相控调光波形和电路工作原理参见4.9.1.2部分采用LNK457DG的7.5W/15V LED相控晶闸管调光电路的有关内容。

4.9 Cirrus Logic 公司常用LED相控调光驱动电路与应用

4.9.1 CS1610/11/12/13 相控LED调光驱动电路的工作原理与应用

4.9.1.1 CS1610/11/12/13 相控LED调光驱动电路的工作原理

1. CS1610/11/12/13 的功能

CS161X系列数字智能LED相控调光控制器可以识别使用中的调光器类型并调整其兼容性算法，实现平稳的LED相控调光控制。

决定调光控制兼容性的性能指标主要有：调光功能、LED负载瞬态和稳态工作中的无调光发光闪烁、平稳调光和调光范围（调光最大值与调光最小值）4个关键参数。据报道，Cirrus Logic的CS161X可以对200多款不同型号调光器达到98%的兼容^[77]。

CS161X系列控制器采用Cirrus Logic的全新数字TruDim™技术，采用智能自适应数字信号处理技术的控制特性是今天模拟控制器控制特性无法实现的。

CS161X系列独特的自适应调光兼容算法可以控制升压级，以在整个LED发光光谱实现

最佳无闪烁相控调光，包括利用前沿/后沿相控调光和数字调光，实现“深度调光”，可以调光至 0% 的光输出。

CS161X 系列控制器符合能源之星、NEMA SSL6 [美国电子制造商协会（NEMA）颁布的 LED 调光标准 SSL6，SSL6 规定了一个范围，中间有一条曲线，即是白炽灯的曲线，这就要求 LED 调光最好能做到和白炽灯调光曲线相吻合] 和 IEC61000-3-2 标准（低压电气及电子设备发出的谐波电流限值（设备每相输入电流小于或等于 16A））的有关要求，并且功率因数大于 0.9。

CS161X 集成了一个利用一次侧控制提供 PFC 和调光器兼容性的变量导通模式升电压变换器（CRM/CCM）、恒定的输出电流、准谐振 Flyback 或 Buck 变换输出级。CS1610/11/12/13 数控相控调光控制器具有工作效率高、电路造价低、调光无闪烁、可用于 LED 相控调光应用场合等特点。

CS1610/11 可用于准谐振 Flyback 变换应用场合，CS1612/13 可用于 Buck 变换应用场合。CS1610/12 可用于 AC120V 的交流输入市电供电应用场合，CS1611/13 可用于 AC220V 交流输入市电供电应用场合。

CS1610/11/12/13 具有 LED 工作电流温度补偿，准谐振工作模式的 LED 恒流输出，LED 负载恒流准确度优于 $\pm 5\%$ ，电路启动工作快，具有软启动控制、输出短路和开路保护控制功能，通过外接负温度系数热敏电阻可以实现过温度保护。CS16XX 技术性能对比如表 4-36 所示。

表 4-36 CS16XX 技术性能对比

型 号	相控 晶闸管 调光	输出级拓扑	输入电压 范围	最大输出 功率	LED 输出 通道数	功率因数	输出电流 稳定性	最低调光 电平	外部过温 度保护	封装形式
CS1610	V	Flyback 变 换，Buck-Boost 变换输出	100 ~ 120V	小于 25W	1	大于 0.9	小于 5%	0%	V	16eSOIC
CS1611	V	Flyback 变 换，Buck-Boost 变换输出	220 ~ 240V	小于 25W	1	大于 0.9	小于 5%	0%	V	16eSOIC
CS1612	V	Buck，变压 器带抽头的 Buck 变换输出	100 ~ 120V	小于 25W	1	大于 0.9	小于 5%	0%	V	16eSOIC
CS1613	V	Buck，变压 器带抽头的 Buck 变换输出	220 ~ 240V	小于 25W	1	大于 0.9	小于 5%	0%	V	16eSOIC
CS1630	V	Buck，变压 器带抽头的 Buck 变换输出	100 ~ 120V	小于 25W	2	大于 0.9	小于 5%	0%	V	16eSOIC
CS1631	V	Buck，变压 器带抽头的 Buck 变换输出	220 ~ 240V	小于 25W	2	大于 0.9	小于 5%	0%	V	16eSOIC

2. CS1610/11/12/13 的主要特点

（1）最佳的调光控制兼容性

- 1) 前沿相控晶闸管调光;
- 2) 后沿相控调光;
- 3) 数字调光 (集成了电源供电部分);
 - (2) 软启动。
 - (3) 快速启动。
 - (4) 无调光发光闪烁。
 - (5) 一次侧控制。
 - (6) 工作效率高达 90%。
 - (7) 功率因数大于 0.9。
 - (8) 最低亮度可以调至 0%。
 - (9) 恒流输出的 Flyback 或 Buck 准谐振变换。
 - (10) 满足 IEC-61000-3-2 有关技术要求。
 - (11) 可用于输出功率小于或等于 25W 的应用场合。
 - (12) 精准的 LED 负载电流稳定度: 恒流准确度优于 $\pm 5\%$ 。
 - (13) 含以下保护控制功能。
 - 1) 输出开路/短路保护;
 - 2) 电流检测电阻开路/短路保护;
 - 3) 通过外接负温度系数热敏电阻温敏检测元件可以实现过温度保护。

CS1610/11/12/13 引脚图如图 4-232 所示, 为 16 引脚 SOICN 封装。引脚功能如表 4-37 所示, 内部电路工作原理框图如图 4-233 所示, CS1610/11 的典型应用电路工作原理图如图 4-234 所示。

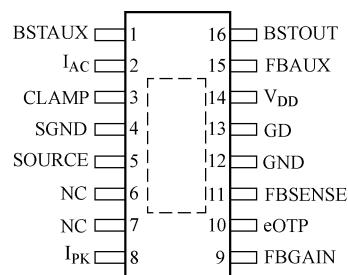


图 4-232 引脚图

表 4-37 CS1610/11/12/13 引脚功能

引脚符号	引脚号	I/O	引脚功能
BSTAUX	①	输入	升电压输出零电流检测引脚, 用于自举升电压输出电感绕组的退磁检测, 用于零电流检测信息输入, 该引脚通过外接电阻分压器连接于 PFC 升电压输出电感的辅助绕组
I _{AC}	②	输入	交流输入市电整流输出直流电压检测引脚, 和交流输入市电整流输出直流电压成正比的直流电流被送到该引脚, 通过引脚内部的 A-D 变换器变换为数字控制信号
CLAMP	③	输出	电压箝位电流源, 连接到 Boost 输出的电压箝位电路
SGND	④	PWR	SOURCE 引脚基准电流回路地
SOURCE	⑤	输入	连接于外接高电压功率 MOSFET 管源极
NC	⑥	输入	无连接, 可以通过该引脚连接一只上拉电阻到 V _{DD} 引脚
NC	⑦	输入	无连接, 可以通过该引脚连接一只上拉电阻到 V _{DD} 引脚
I _{PK}	⑧	输入	升电压输出峰值电流, 连接一只电阻到该引脚可以设定升电压输出电路的峰值电流

(续)

引脚符号	引脚号	I/O	引脚功能
FBGAIN	⑨	输入	第二级谐振变换级增益控制，连接一只电阻到该引脚可以设定开关工作频率控制回路增益
eOTP	⑩	输入	外部过温度保护引脚，通过外接负温度系数热敏电阻可以通过内部的 A-D 变换电路取样外接负温度系数热敏电阻的阻值变化信息
FBSENSE	⑪	输入	谐振功率变换级电流检测引脚，加到该引脚的电流检测信号通过内部电路的数字化可以控制谐振功率变换级的开关工作脉冲占空比
GND	⑫	PWR	输入信号和栅极驱动信号电路地
GD	⑬	输出	谐振功率变换级栅极驱动信号输出
V _{DD}	⑭	PWR	电源供电引脚
FBAUX	⑮	输入	谐振功率变换级零电流检测引脚，通过外接电阻分压电路接到辅助绕组
BSTOUP	⑯	输入	升电压输出电压检测引脚，和升电压输出电压成正比的电流被加到该引脚，这个电流信号通过内部的 A-D 变换电路变换为数字控制信号

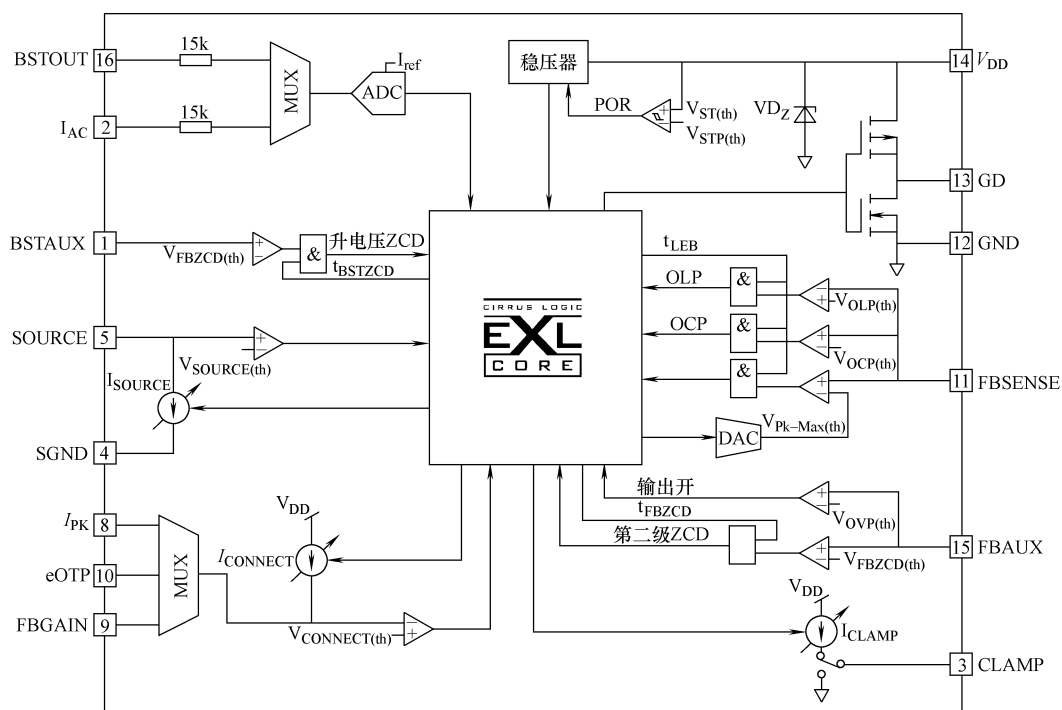


图 4-233 CS1610/11/12/13 内部电路工作原理框图

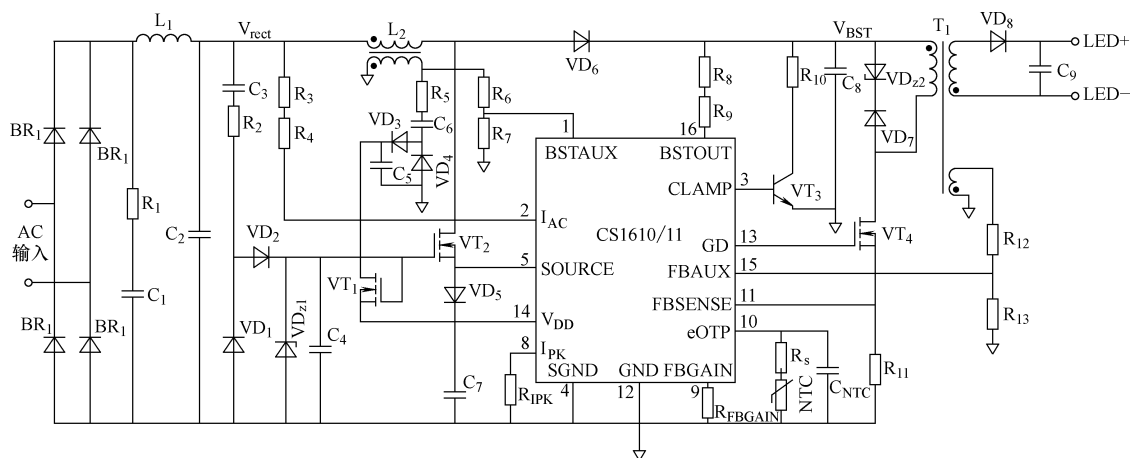


图 4-234 CS1610/11 典型应用电路工作原理图

3. 电路工作原理

(1) 图 4-234 所示电路的晶体管 VT_2 和有关外围电路元器件构成启动电路，一旦电路启动工作，通过自举升电压电感 L_2 的辅助绕组和晶体管 VT_1 为 V_{DD} 引脚供电，这样可以提高电路工作效率。

专利的外接高压源极跟随电路可以确保调光电路的兼容性，为相控调光器电路提供维持导通电流通路，在电路稳态工作期间，外接高压 MOSFET 管 VT_2 （如图 4-234 所示）通过 CS1610/11 内部可变电电流源的 SOURCE 引脚控制 VT_2 开关和升电压输出 PFC 电路的工作，建议使用低正向电压降的肖特基二极管 VD_5 ， VD_5 通过内部电路还可以起到限制电路浪涌输入电流的功能，避免损坏电路。

在图 4-234 中，通过电阻 R_3 和 R_4 将交流输入市电整流输出的直流电压加到 CS1610/11 的 I_{AC} 引脚，用于自适应调光器算法兼容性控制和提取用于相控调光输入交流市电电压的相位信息，在稳态工作条件下电路工作于 CRM 升电压输出工作模式，这样可以获得高的电路功率因数，改善调光器的兼容适应性，降低在升电压输出滤波电容上的纹波电流，为 VT_4 组成的功率变换级提供稳定的供电。

通过流入 BSTOUT 引脚的电流可以实现 Boost 变换输出，功率开关管 VT_4 组成的第二级准谐振变换电路工作于一次侧控制的峰值电流控制工作方式。由于采用了一次侧控制工作方式，所以省掉了变换电路二次侧到一次侧的有关反馈元器件，简化了电路设计，降低了电路成本。

通过接到功率开关管 VT_4 源极的电流检测电阻 R_{11} 可以实现对流过变压器 T_1 一次绕组峰值电流的控制，电流检测电阻 R_{11} 上的检测电压加到了 CS1610/11 的 FBSENSE 引脚，FBSENSE 引脚还提供前沿和后沿消隐控制功能，以避免相控调光电路的误触发。

引脚 FBAUX 用于检测 VT_4 功率变换级变压器 T_1 一次侧电感的退磁工作状态，确保 VT_4 功率变换级工作于准谐振工作状态。

如果 CS1610/11 的 eOTP 引脚连接了负温度系数热敏电阻，电路可以实现电路的工作温度检测，如果电路工作温度过高，可以通过内部电路的控制作用降低 LED 驱动电路的输出

电流，如果电路的工作温度达到了高温保护设定点，CS1610/11 关断停止 LED 驱动电路的工作。

(2) CS1610/11/12/13 调光开关检测电路可以实现电路连接调光电路的类型判断，例如判断电路接的是前沿相控调光电路、后沿相控调光电路还是未接调光器控制电路。

调光开关检测电路功能实现有两种方法，一是学习工作模式；另一种是调光器有效工作模式。一旦 CS1610/11/12/13 的供电电压达到欠电压锁定 (UVLO) 起始阈值电压 $V_{ST(th)}$ ，CS1610/11/12/13 开始工作，进入调光器学习工作模式，使调光器开关检测电路处于工作状态，使电路工作于相应于无调光器、前沿相控调光或后沿相控调光的工作状态之一。

1) 在调光器学习工作模式下，调光器检测电路停止工作大约两个交流输入市电供电周期时间，来学习电路是否接有调光器和调光器电路的类型。在调光器学习工作模式下，采用了优化的前沿相控调光算法，通过检测输入交流市电的下降沿可以决定电路是否接入了后沿相控调光器，一旦检测到了电路接有调光器和调光器电路类型，电路进入相应的工作模式。

2) 在正常工作状态下，CS1610/11/12/13 工作于调光器有效工作状态，通过调光器检测电路使电路工作于相应的调光工作状态，内部的调光器检测电路周期性的检测确认调光器的工作状态，避免调光器电路的误检测。如果检测电路的检测结果不正确，调光电路处于不正确的调光器类型工作状态，CS1610/11/12/13 将再次进入学习工作模式，从而使电路处于正确的调光算法工作状态。

3) 如果调光器检测电路检测到了没有接入调光器电路，电路工作于无调光器工作模式，这时电路的功率因数大于 0.9，CS1610-01/11/12/13 可以工作于 CRM 工作模式和 DCM 工作模式，而 CS1610 仅工作于 CRM 工作模式的升电压输出工作模式，通过调节功率开关管的峰值电流可以稳定输出电流。通过电阻 R_{IPK} 可以设定峰值电流 (如图 4-234 所示)，通过内部补偿环路控制功率开关管的导通时间可以稳定升电压 PFC 输出直流电压，通过内部算法可以降低升电压 PFC 输出功率开关管的峰值电流，确保电路输出电压稳定性和高功率因数。

4) 在前沿相控调光工作模式下，CS1610/11/12/13 通过改变调光相控角实现 LED 调光控制，在前沿相控调光器开始触发期间，通过电流连续导通升电压输出可以提供前沿相控调光器的触发峰值电流，在得到输入电流控制增益后转换为 CRM 工作模式，对输入的交流整流输出波形进行周期性的检测，检测信号用于使电路工作于对应的调光器类型，确保电路可靠工作。

5) 在后沿相控调光工作模式下，CS1610/11/12/13 基于输入交流电压波形的下降沿决定电路的调光工作模式，为使调光电路可靠工作，在输入交流电压波形的下降沿需对调光器电路中的电容充电，这样，在后沿相控调光工作模式下 CS1610/11/12/13 一直工作于输出升电压工作模式，确保和调光电路的最大可能的兼容，这时，电路的峰值工作电流不能过低，所以电路工作于 CRM 工作模式。

(3) 接到 CS1610/11/12/13 的 SOURCE 引脚外接功率 MOSFET 管源极跟随启动电路为 SOURCE 引脚提供一个可变的启动工作电流，完成电路的启动，PFC 电路工作于升电压输出，通过接至 I_{PK} 引脚的外接电阻可以设定外接功率 MOSFET 管的峰值开关工作电流。

在非调光工作方式下，PFC 电路工作于升电压输出，改善电路的功率因数。

在前沿相控调光应用场合，升电压输出 PFC 电路还需满足相控晶闸管调光器对维持导

通工作电流的要求。在后沿相控调光的应用场合，升电压输出 PFC 电路应确保相控调光在交流输入电压波形的下降沿进行，确保后沿相控调光电压和电流相位的对应关系。

1) 通过升电压电感的最大峰值电流可以通过接至引脚 I_{PK} 的外接电阻 R_{IPK} 的参数设定，电阻 R_{IPK} 上的电压被 CS1610/11 引脚 I_{PK} 内部 ADC 电路周期取样，PFC 电路的最大输出功率正比于电流 I_{PK} 。

2) 一个和 PFC 升电压输出电压 V_{BST} 成正比的电流作为反馈控制信号加到了 BSTOUT 引脚，通过内部的 ADC 电路利用电阻 R_{BST} （如图 4-234 中所示的电阻 R_8 和 R_9 ）上的电压降来检测 I_{BSTOUT} ，这个检测的电流幅度又和内部 $133\mu A$ 的基准电流 I_{ref} 进行比较。

一个和交流输入市电整流输出电压成正比的电流被加到了 I_{AC} 引脚，用于 PFC 电路算法控制，为确保电路输出电压 V_{BST} 的准确度，接至 I_{AC} 引脚的电阻 R_{IAC} 和接至 BSTOUT 引脚的电阻 R_{BST} 应选用误差为 $\pm 1\%$ 或更高的精密电阻，如图 4-234 所示的电阻（ $R_3 + R_4 = R_{IAC}$ 和电阻 $R_8 + R_9 = R_{BST}$ ）。

3) 升电压输出电感辅助绕组用于零电流检测，通过 BSTAUX 引脚检测辅助绕组上的电压，在电路稳态工作的状态下也可以为 CS1610/11/12/13 正常工作提供输入电流。

4) CS1610/11/12/13 具有 PFC 输出过电压保护控制功能，如果 PFC 电路的输出直流电压超过 DC249V（AC120V 输入），或 DC448V（AC230V 输入），就会产生 PFC 电路的输出过电压保护故障信号，这个 PFC 电路的输出过电压保护故障信号被不断的平均，如果这个平均故障保护信号大于设定的保护阈值电压，电路终止 PFC 的驱动输出，PFC 输出过电压保护平均算法设定的阈值电压使 PFC 电路输出过电压故障持续时间不大于 1.6ms。

在 PFC 电路输出过电压故障期间，第二级的谐振变换电路（ VT_4 ）仍然工作，调光输入信号被调到最大值，这样第二级谐振变换电路就可以很快的消耗掉存储在 PFC 输出电容（如图 4-234 中所示的电容 C_8 ）上的电能，使 PFC 输出直流电压降低至一个安全值。这时，负载 LED 就会发光闪烁，表明 PFC 电路出现了输出过电压故障，一旦 PFC 电路的输出电压下降到 DC195V（AC120V 输入）或 DC368V（AC230V 输入），PFC 电路又开始工作，电路恢复到正常工作模式。

(4) 为确保前沿相控晶闸管调光器电路可靠工作，晶闸管不被误触发，前沿相控晶闸管调光电路需要有一个维持晶闸管正常工作的维持导通工作电流，对前沿相控晶闸管调光的应用场合，这个功耗一般为 2W 左右（对 AC120V 或 AC230V 输入而言）。如图 4-235 所示，在 CS1610/11/12/13 通过引脚 CLAMP 提供有源箝位控制功能（泄放）。

通过 PWM 控制环路的控制作用可以使 PFC 电路的输出电压 V_{BST} 不超过 DC424V（AC230V 输入）和 DC227V（AC120V 输入），通过有源箝位电路（泄放）的工作可以吸收一部分能量，避免电压 V_{BST} 超过安全工作电压。

(5) 在电路接有调光器时，提取的调光控制信号和调光器的导通角成正比，这个调光控制信号被送到第二级谐振变换电路来实现 2% ~ 100% 的调光控制。

(6) 第二级为即可以工作于 Flyback 变换或 Buck 变换的准谐振变换电路，可以恒流输

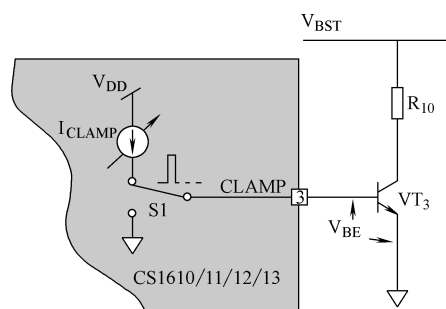


图 4-235 CLAMP 引脚电路工作原理图

出提供高工作效率和低的输出纹波电流。采用一次侧控制可以简化电路设计和减少外围电路元器件的数量。Flyback 变换电路工作原理图如图 4-236 所示, 数控调光算法可以确保 2% ~ 100% 的调光控制范围, 确保调光控制信号与 LED 工作电流的线性关系。Flyback 变换工作电流通过电阻 R_{11} 检测控制。

准谐振 Buck 变换电路工作原理图如图 4-237 所示, 通过辅助绕组电阻分压电路 (R_{12} 、 R_{13}) 可以检测 Buck 电感上的电压, 通过电阻 R_{11} 可以检测通过 Buck 变换功率开关管的工作电流。数字 Buck 算法可以确保调光范围为 2% ~ 100%, 确保调光控制信号与 LED 工作电流的线性关系。

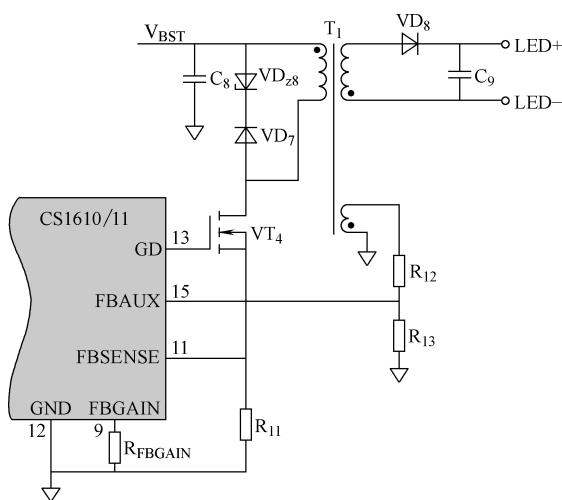


图 4-236 Flyback 变换工作原理图

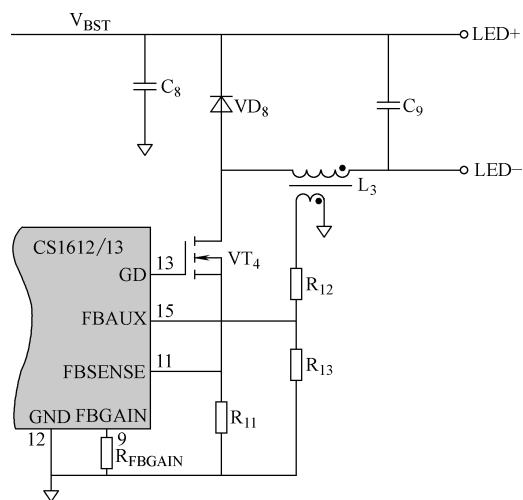


图 4-237 Buck 变换工作原理图

通过辅助绕组检测第二级功率电感的退磁可以实现第二变换级的准谐振变换, 数控算法可以抑制 PFC 前级输出的交流市电纹波电压, 确保 LED 负载的工作效率和工作寿命。

1) 辅助绕组也可以用于零电流检测和过电压保护控制, 通过 FBAUX 引脚完成这个控制功能。

2) 第二变换级控制参数如下。在交流输入市电电压变化 $\pm 10\%$ 的情况下, 确保 LED 负载电流维持恒定。在变压器磁化电感变化 $\pm 20\%$ 的情况下, 确保 LED 负载电流维持恒定。

第二谐振变换级需要有 3 个输入信号和 1 个输出信号, FBSENSE 引脚用于检测第二谐振变换级电感的电流, 但这个电流达到阈值电流值时, 栅极驱动输出关断 (GD 引脚)。电流检测信号和 FBGAIN 信号用于决定开关工作周期 $T_{\text{总}}$, 零电流检测输入引脚 FBAUX 用于决定电感 L_3 的退磁时间 T_2 , 然后控制电路利用 $T_{\text{总}}$ 来决定栅极导通时间。通过外接电阻 R_{FBGAIN} 可以设定 FBGAIN 输入信号。

3) 输出开路保护和输出过电压保护控制功能可以通过对辅助绕组的电压检测实现, 如果 FBAUX 引脚的电压超过 1.25V 的阈值电压 ($V_{\text{OVP(th)}}$), 表示电路出现了输出开路或输出过电压的故障, CS1610/11/12/13 会停止工作, 一秒钟时间过去后电路试图再重新启动。

4) 通过第二级检测电流检测电阻 (图 4-237 中的电阻 R_{11}) 上的电压可以实现过电流保护, 如果电流检测电阻 R_{11} 上的电压大于 1.69V 的阈值电压 ($V_{\text{OCP(th)}}$) 时, 电路认为出现了过电流故障, CS1610/11/12/13 会停止工作, 一秒钟时间过去后电路试图再重新启动。

5) 通过检测第二变换级检测电阻 R_{11} 上的电压可以实现开环保护, 如果 FBSENSE 引脚上的电压达到 200mV 的保护阈值电压, CS1610/11/12/13 会停止工作, 一秒钟时间过去后电路试图再重新启动。

6) CS1610/11/12/13 的输出过功率箝位保护控制逻辑电路平均箝位电路的导通时间, 如果平均值超过 49%, 输出过功率箝位保护电路动作, 终止 PFC 电路和第二级谐振变换电路的工作, 导通时间平均算法设定输出过功率箝位保护的阈值, 确保箝位过功率保护电路的导通时间不大于 13.8ms。

(7) CS1610/11/12/13 内含过温度保护控制功能, 一般采用外接负温度系数热敏电阻来实现这个控制功能。

1) 当 CS1610/11/12/13 的工作温度大于 +135℃ 时, 内部的过温度保护电路动作, 在电路恢复正常工作时有 +14℃ 的温度回滞。

2) 外部过温度保护引脚通过外接负温度系数热敏电阻实现过温度保护控制, 通过数字控制环路外部过温度保护引脚的总电阻被转换位 8 位的数字信号送到内部电路进一步处理。

ADC 输出被滤波, 并和基准数字温度信号 (125℃/130℃) 比较, 如果温度超过阈值温度, 电路进入过温度保护工作状态, 关断电路的工作, 一旦电路工作温度低于 +110℃, 电路恢复工作。电路 LED 工作电流和温度的关系如图 4-238 所示。

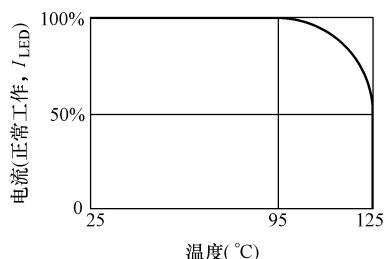


图 4-238 LED 工作电流与外部过温度保护温度关系曲线

如不需用到外部过温度保护控制功能, 可以通过一只 50~500kΩ 的电阻将外部过温度保护引脚接地。

4.9.1.2 采用 CS1611 的 8W 相控 LED 调光驱动电路

1. 电路特点

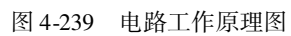
CS1611 是一款 AC230V 交流输入市供电的准谐振 Flyback 变换可调光 LED 驱动控制电路, 通过数字算法可以获得高的工作效率和大于 0.9 的功率因数, 交流输入市供电适应范围为 AC207~253V, CS1611 内部集成了 CRM 工作模式的升电压输出 PFC 变换器, 准谐振变换、恒流输出 Flyback 变换控制电路, 完成恒流输出调光驱动控制。

内部的自适应调光控制算法控制 PFC 升电压输出电路和调光控制兼容性, 确保无调光发光闪烁, 在前沿/后沿相控调光和数控调光的应用场合输出电流变化率不大于 $\pm 2\%$ [78]。

通过内部数控电路完成电路的闭环反馈控制, 变化的开关工作频率扩散了开关工作频谱, 降低了电路的 EMI, 电路含有输出开路/短路、电流检测电阻开路/短路、过温度保护等保护控制功能, 电路工作原理图如图 4-239 所示。电路可用于相控晶闸管前沿调光、相控晶体管后沿调光和数控调光, 可用于 A19 和 PAR 灯的应用场合。

2. 电路主要技术指标

- (1) 调光无发光闪烁;
- (2) 使用外围元件数量少;
- (3) 输出电压: 11.0~12.6V;
- (4) 额定输出功率: 6.6W;
- (5) 额定输入功率: 8.0W;



- (6) 恒流输出, 准谐振 Flyback 变换;
- (7) 交流输入电压: $AC230V \pm 10\%$;
- (8) 工作效率: 4 只 LED 串联, 550mA 时工作效率为 83%。

4.9.2 CS1631 两路输出相控 LED 调光驱动电路的工作原理与应用

4.9.2.1 Cirrus Logic CS1631 的工作原理

CS1631 是高性能离线 AC/DC LED 驱动控制器, 采用 Cirrus 公司的数字调光技术和数字相关色温控制系统, 能进行两路 LED 负载串混色调光控制。CS1631 适用于 AC230V 交流输入市电供电的 Flyback 变换、Buck 变换、电感带抽头的 Buck 变换器应用场合^[79]。

1. CS1631 的特点

- (1) 快速软启动;
- (2) 无调光发光闪烁;
- (3) 功率因数大于 0.9;
- (4) 高达 85% 的工作效率;
- (5) 最低调光电平可达 0%;
- (6) LED 工作电流温度补偿;
- (7) 满足 IEC-61000-3-2 有关技术要求;
- (8) 第二准谐振变换级输出恒电流值可设定;
- (9) 可设定两路串联或并联 LED 负载输出, 输出无需附加变压器;
- (10) 调光工作性能可设定, 恒色温校正控制, 黑色体线调光;
- (11) 一次侧控制, 精准的 LED 工作电流控制, 恒流准确度优于 $\pm 5\%$;
- (12) 具有输出开路/短路保护、电流检测电阻开路/短路保护、利用外接热敏电阻元件实现过热保护等保护控制功能;
- (13) 可用于前沿/后沿相控调光和数控调光 (通过 SDA 和 SCL 引脚) 应用场合, 调光器兼容性好。

2. CS1631 的主要技术性能

CS1631 是高性能离线式 AC/DC 变换 LED 调光驱动控制器集, 利用 Cirrus Logic 的数控调光兼容控制技术和数字色温校正控制技术可以确保两路 LED 负载串混色。

CS1631 内部集成了 CRM 工作模式的输出升电压输出变换控制器、PFC 控制器、一次侧调节控制准谐振高调光控制兼容性的第二级变换控制器, 可用于隔离或非隔离应用场合。数控相关色温控制可以获得数控相关色温调光和类似白炽灯调光控制特性。通过外接负温度系数热敏电阻热补偿可以优化 LED 的混色效果, 还具有电源线的补偿和电源线端的设定控制功能 (如图 4-251 所示)。

利用 CS1631 的 SDA 和 SCL 引脚可以实现和外部电路通信, 也可以对内部有关寄存器进行工作参数设定, 从而设定 CS1631 的工作状态, 内部寄存器锁定工作特性可以确保内部寄存器内容安全, 可以很好的保护寄存器内重要的信息不被泄露。

CS1631 引脚图如图 4-240 所示, 引脚功能如表 4-38 所示, 为 16 引脚 SOIC 封装, CS1631 工作原理框图如图 4-241 所示, 采用 CS1631 的典型应用电路工作原理图如图 4-242 所示。

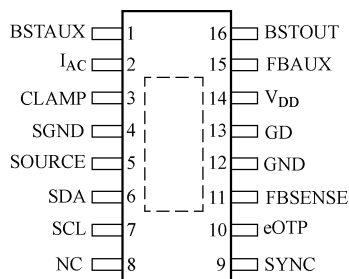


图 4-240 CS1631 引脚图

表 4-38 引脚功能

引脚符号	引脚号	I/O	引脚功能
BSTAUX	①	输入	升电压输出零电流检测，用于零电流检测信息的升电压电感退磁检测信号输入，通过一个电阻分压电路连接于 PFC 升电压电感的辅助绕组
I_{AC}	②	输入	交流输入市电整流输出电压检测，一个和交流输入市电整流输出电压成正比的电流被送入该引脚，输入该引脚的电流被内部的 ADC 变换电路转换为数字控制信号
CLAMP	③	输出	电压箝位电流源，连接到 PFC 升电压输出级的电压箝位电路
SGND	④	PWR	SOURCE 引脚的回路电流地
SOURCE	⑤	输入	连接到外接 PFC 高压功率升压 MOSFET 管源极
SDA	⑥	输入/输出	I ² C 数据通信接口
SCL	⑦	输入	I ² C 数据通信时钟信号
NC	⑧	—	无连接引脚
SYNC	⑨	输出	第二功率变换级同步，实现对每路 LED 驱动信号的数字信号同步
eOTP	⑩	输入	外部过温度保护，连接一只负温度系数热敏电阻到该引脚，通过内部的 A-D 变换器电路取样热敏电阻的阻值变化
FBSENSE	⑪	输入	通过一只接至第二功率变换级功率 MOSFET 管源极的电流检测电阻可以实现第二功率变换级工作电流检测，通过内部 A-D 变换电路数字化，可以决定第二功率变换级功率 MOSFET 管的开关脉冲占空比
GND	⑫	PWR	输入信号和栅极驱动信号地
GD	⑬	输出	第二功率变换级功率 MOSFET 管栅极驱动输出信号
V _{DD}	⑭	PWR	电源供电引脚，使用时需在该引脚接一支滤波电容
FBAUX	⑮	输入	第二功率变换级零电流检测，第二功率变换级电感退磁检测信号输入，通过接至辅助绕组的外接电阻分压电路和该引脚相连接
BSTOUT	⑯	输入	PFC 升电压输出检测，和 PFC 输出电压成正比的电流加到该引脚，这个电流信号又被内部电路 A-D 变换为数字信号

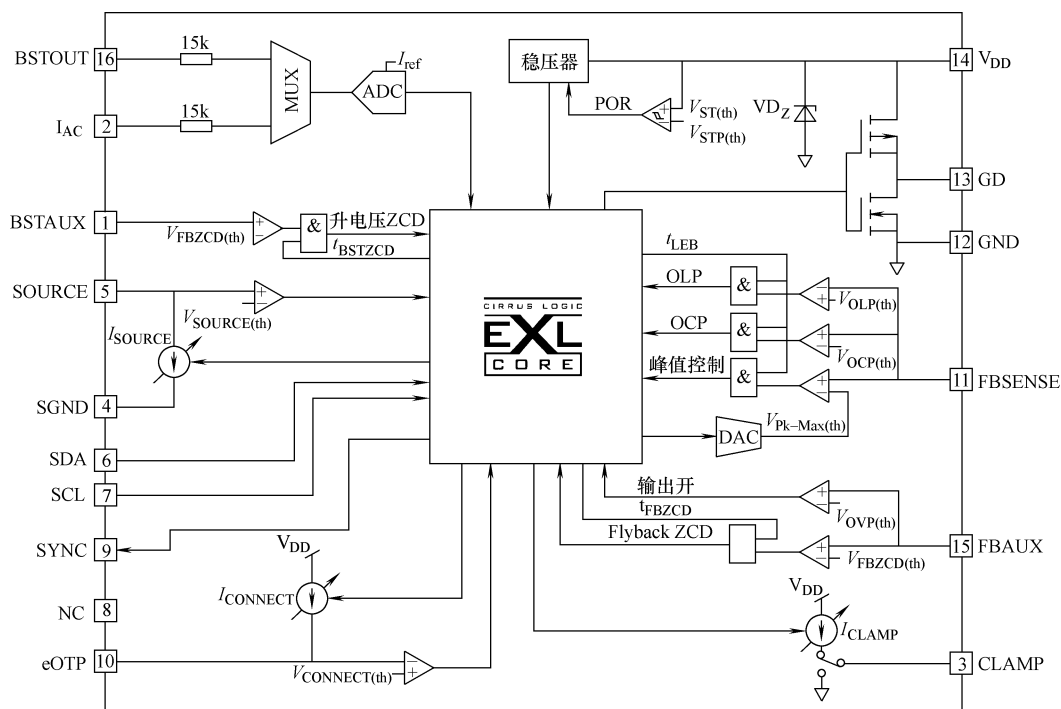


图 4-241 CS1631 工作原理框图

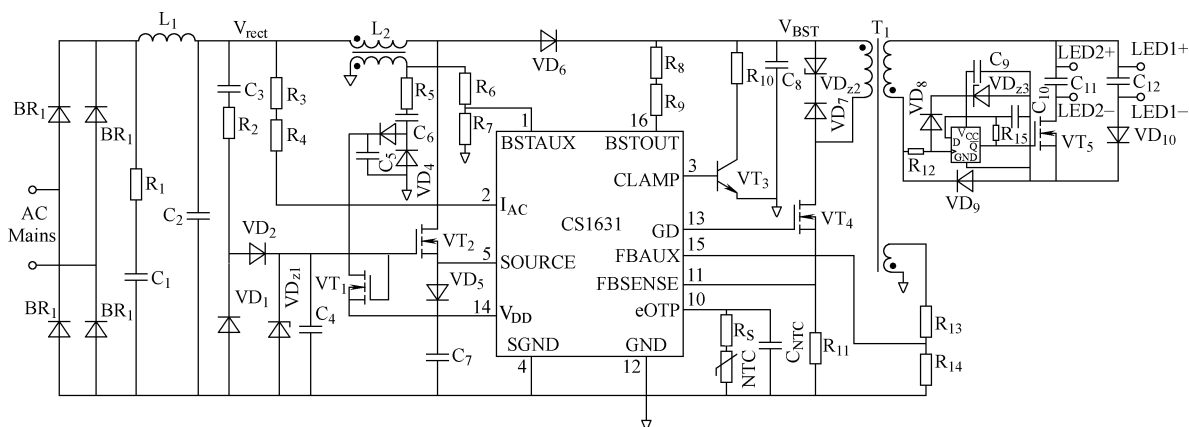


图 4-242 采用 CS1631 的典型应用电路工作原理图

如图 4-242 所示, CS1631 采用专利的外接高压射随器电路为 V_{DD} 引脚提供启动电流, 在电路稳态工作期间, 通过升压电感 L_2 上的辅助绕组为 V_{DD} 供电, 从而提高电路的工作效率。接至 PFC 功率开关管 (VT_2) 源极的二极管建议使用正向电压降低于 0.6V 的肖特基二极管 (VD_5), 这只肖特基二极管可以限制通过 PFC 功率开关管体二极管的浪涌冲击电流, 避免损坏 CS1631。

通过检测流入 CS1631 的 I_{AC} 引脚电流可以实现对交流输入市电整流输出电压的检测, 并且这个检测结果可以用于控制调光器的自适应兼容算法, 为调光控制提供输入交流市电的相

位信息。在电路稳定工作期间，外接高电压源级跟随器 VT_2 工作于 CRM 工作模式来提升输入直流电压，实现高的功率因数和调光控制兼容性，降低输出滤波电容 C_8 上的纹波电压，为下一级 Flyback 准谐振开关变换电路 (VT_4) 提供稳定的供电电压。

通过对流入升电压输出电压检测引脚 (BSTOUT) 的电流检测可以实现对 CRM 工作模式升电压输出有源 PFC 电路输出电压的检测。

第二级准谐振变换电路 (VT_4) 工作于一次侧调节控制的峰值电流控制方式，无需二次侧电路的反馈就可以完成电路的反馈控制，减少了外围元器件的数量，降低了电路复杂性。

外接电流检测电阻 (R_{11}) 可以用于检测通过第二级变换电路功率开关管 (VT_4) 的电流，这个电流检测信号被加到 FBSENSE 引脚，为避免相控调光器的误触发，在 FBSENSE 引脚内部电路加了前、后沿消隐。

FBAUX 引脚用于检测第二级变换电路变压器绕组 (T_1) 的退磁，确保第二级变换电路工作于准谐振开关工作状态。

通过反馈环路调节内部电流源可以在外部过温度保护引脚产生一个稳定的基准电压，可用于外接负温度系数热敏电阻的温度检测。外部过温度保护引脚的外接热敏电阻可以提供电路的热保护和 LED 工作温度补偿功能。如果电路工作温度超过了设定点温度，电路的输出电流稳定下降，如果电路工作温度达到了高温保护设定点，CS1631 关断停止工作。

3. CS1631 的控制功能

(1) 利用 CS1631 内部的数控相关色温控制可以实现调光控制，例如可以实现恒定色温调光控制或类似白炽灯调光效果的调光控制。通过外接的负温度系数热敏电阻可以实现 LED 工作电流的温度补偿，优化 LED 的混色效果。在电源供电线较长的应用场合还可以补偿由于电源线过长对 LED 驱动电源的影响 (如图 4-251 所示)。

(2) CS1631 内部的调光开关控制电路可以实现调光器类别的检测，可以检测电路采用了前沿相控调光器、后沿相控调光器、数控调光还是没有接调光器。

调光器类别的检测实现方法有学习工作模式和调光器有效工作模式两种。一旦 CS1631 供电达到它的欠电压锁定输出 (UVLO) 的阈值电位 $V_{ST(th)}$ ，CS1631 开始工作，进入学习工作模式，使电路工作于相应于前沿相控调光器、后沿相控调光器、数控调光或没有接调光器的工作状态。

1) 在调光器学习工作模式下，调光器检测电路用大约两个交流输入市电工作周期的时间来学习电路中是否接入了调光器，如果接入了调光器，判断接入的调光器是相控前沿调光器、后沿相控调光器、数控调光器还是没有接调光器。通过检测交流输入市电电压的后沿可以判定接入的是否后延相控调光器，一旦判定电路接入的具体调光器类型，电路进入相应的工作模式。

2) 在电路正常工作状态下，CS1631 工作于调光器有效工作状态，并进行周期性的检测，使电路工作于正确的调光控制算法，避免出现不正确的调光器检测。为保证电路的正常工作，调光器检测电路的输出信号经过低通滤波电路滤除噪声信号或瞬态干扰信号，避免由于这些噪声信号或瞬态干扰信号改变电路的正常调光工作模式。如果电路检测到电路没有处于正确的调光工作模式，CS1631 将回到调光器学习工作模式。

3) 如果电路检测到电路中没有接调光器，CS1631 工作于无调光器工作模式，这时由于电路有源 PFC 电路的作用，电路的功率因数大于 0.9。有源 PFC 电路工作于 DCM 或 CRM 的

升电压输出工作模式，这时交流输入电流的波形和交流输入电压的波形同频同相，波形相同。

为稳定升电压输出电路的输出电压，CS1631 利用内部的 PEAK_CUR 寄存器来设定峰值电流，峰值电流持续时间由内部的补偿环路决定。通过内部算法实现功率因数校正和升电压输出稳压控制，获得电路的高功率因数。

4) 在前沿相控调光工作模式下，CS1631 在维持调光器相控调光工作的情况下，稳定 PFC 电路的输出电压 (V_{BST})，在调光器刚开始触发工作期间，利用调光器的触发工作电流，PFC 电路工作于 CCM 工作模式。一旦实现对输入电流的控制，CS1631 转入 CRM 工作模式来稳定有源 PFC 电路的输出直流电压。

CS1631 周期性的检测输入交流市电电压波形，利用监测信息来使电路工作于适当的调光器工作模式。

5) 在后沿相控调光工作模式下，CS1631 基于交流输入市电电压的下降沿决定电路的工作方式，PFC 电路工作于升电压输出工作模式，为确保相控调光电路的最大兼容性，在后沿相控调光工作模式下 PFC 电路工作于峰值电流控制方式。

(3) CS1631 的色控制电路通过外部过温度保护引脚外接的负温度系数热敏电阻可以在 LED 混色应用场合调节和保持 LED 发光的相关色温，通过外部过温度保护的内部反馈控制环路可以精确的检测 LED 发光色温变化。

在暖白光混色输出的 LED 应用场合需用到红光和琥珀色的 LED 发光二极管，但是，红光和琥珀色的 LED 发光二极管对温度敏感，CS1631 通过外接负温度系数热敏电阻可以补偿由于温度变化而对 LED 相关色温变化的影响。

由于 LED 的光输出、发光色温和工作温度、正向工作电流等因素有关，所以当 LED 的工作环境温度发生变化时，可以通过改变 LED 的正向工作电流来补偿。具体可以通过外接热敏电阻来实现。

CS1631 通过改变两串 LED 负载中一串 LED 负载工作电流来实现 LED 发光色温度补偿，但是这又可能由于环境温度升高而致使 LED 的总光输出下降，为使 CS1631 内的 ADC 变换电路能对 LED 总的工作温度变化范围都可以实现补偿，使用中建议热敏电阻 (R_{NTC}) 串接一只电阻 (R_s)，并对热敏电阻的温度系数有所要求。

(4) 在调光应用场合，在时域提取调光控制信号，调光控制信号正比于相控调光器的导通角，调光控制信号被送到第二级谐振变换电路来实现 0% ~ 100% 调光范围的调光控制。

LED 调光基准电流值设定在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、调光输出为 100% 的工作状态，调光控制函数为多项式，阶数可以高至 3 阶，这个控制函数存储在多项式系数寄存器中。

(5) 升电压输出 PFC 变换级中功率开关 MOSFET 管的峰值工作电流由 PEAK_CUR 寄存器内的参数决定（可以参见峰值电流寄存器 PEAK_CUR 的有关内容）。

在非调光工作模式下，升电压输出 PFC 变换级正常工作。

在前沿相控调光应用场合，PFC 电路还需满足调光电路对相控晶闸管维持导通工作电流的要求。在后沿相控调光的应用场合，PFC 变换电路需满足调光电路在交流输入市电电压的后沿进入调光工作状态。

1) 和升电压输出 PFC 输出电压成正比的一个电流被送到了 BSTOUT 引脚，这个电流信号被用作反馈控制信号，通过电阻 R_{BST} 送到 CS1631 内部的 ADC 电路来检测电流 I_{BSTOUT} 的幅

值, 这个 I_{BSTOUT} 电流幅值又和内部的基准电流 I_{REF} ($133\mu\text{A}$) 相比较, 和交流输入市电电压成正比, 这个电流送到 I_{AC} 引脚, 用于 PFC 控制算法。

为使电路工作于最优工作条件, 电阻 R_{IAC} 和 R_{BST} 应选用误差为 $\pm 1\%$ 或更高的精密电阻, 以获得高的电压 V_{BST} 准确度。

2) Boost 电感辅助绕组用于零电流检测, 通过 BSTAUX 引脚可以检测辅助绕组电压, 用于在电路启动工作期间提供启动工作电流。

3) CS1631 具有 PFC 升电压输出过电压保护控制功能, 如果 PFC 升电压输出电压超过存储在过温度保护寄存器中预先设定的过电压保护阈值电压时, PFC 升电压输出过电压保护电路动作。对 CS1631 而言保护阈值电压 $V_{\text{BOP(th)}}$ 可以设定为 $\text{DC}432 \sim 462\text{V}$ 之间。控制逻辑电路不断地平均 PFC 升电压输出过电压故障信号, 这个信号经漏积分电路积分, 一旦漏积分电路的输出信号超过一定的阈值电压, 表明电路出现过电压故障, PFC 升电压电路中止输出。

在电路 PFC 升电压输出过电压保护期间, 第二级谐振变换电路仍然工作, 这时调光为最大输出, 这样可以很快的消耗掉存储在 PFC 输出滤波电容上的电荷, 使 PFC 电路输出电压降低至一个安全值, 这时 LED 负载的发光出现闪烁, 表明 PFC 电路工作出现了故障, 如果这时 PFC 电路的输出电压降低到 $\text{DC}392\text{V}$, 如果这时寄存器中 BOP_RSTART 位为 1, 电路又恢复正常工作。如果这时寄存器中 BOP_RSTART 位为 0, 电路仍处于故障工作状态。

(6) 为确保调光电路可靠工作, 不被误触发, 电路需要有一个最低工作电流, 在相控晶闸管调光应用场合, 这个最低工作功率为 2W 。在小调光相控角的应用场合 (小于或等于 90°), PFC 输出的功率不能完全被第二级谐振变换电路转换为负载 LED 的光输出, 这时, PFC 电路的输出电压 (V_{BST}) 有可能高于输出安全工作电压, 通过 PWM 控制回路的作用可以确保 PFC 的输出 V_{BST} 电压不会大于 $\text{DC}424\text{V}$ 。

如图 4-243 所示, 在 CS1631 的 CLAMP 引脚加有源箝位电路来确保调光电路的可靠工作。如果 V_{BST} 电压大于阈值电压, 晶体管 VT_3 导通, 泄放一部分 PFC 输出电容上的电荷, 避免 PFC 输出电压大于最大输出安全电压。

CS1631 的输出过功率箝位保护控制电路不断的检测箝位电路的导通时间, 如果在内部产生的 1s 窗口时间内累计导通时间大于 84.48ms , 输出过功率箝位保护有效, 中断 PFC 和第二级谐振变换电路的工作, 在故障工作状态下, 输出过功率箝位电路关断, 不工作。

(7) 第二级准谐振变换 DC/DC 电路可以工作于 Flyback 变换、Buck 变换或电感抽头的 Buck 变换工作方式, 具体工作方式可以通过对有关寄存器的有关位来设定。准谐振变换电路具有高工作效率的优点, 并且输出恒流工作特性好和输出纹波小。第二级准谐振变换 DC/DC 电路采用一次侧反馈控制方式, 可以有效地降低电路元器件数量和简化电路的设计。

数控调光算法可以确保获得 $0\% \sim 100\%$ 的调光控制范围, 并在调光信号与 LED 负载电流之间获得线性控制特性, 图 4-244 所示电路表示两路并联输出反激准谐振变换输出电路工

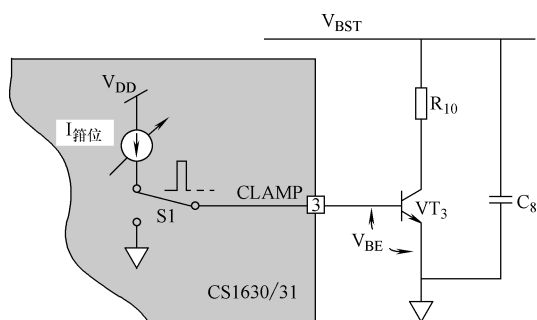


图 4-243 有源箝位电路工作原理图

作原理图。

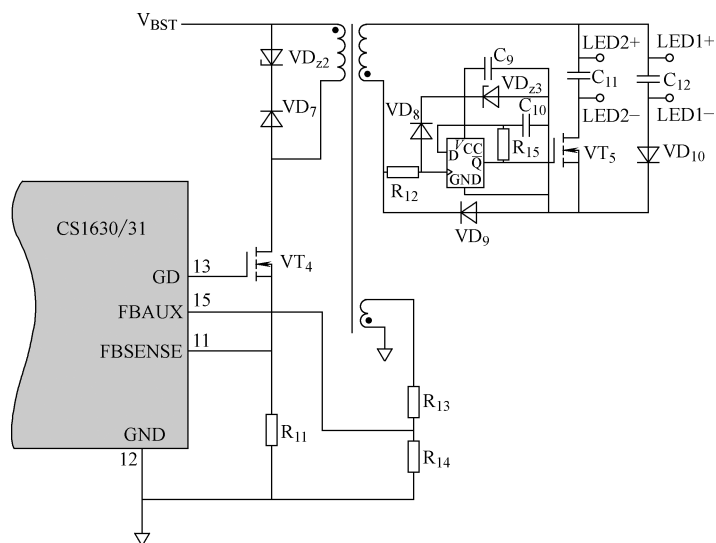


图 4-244 两路并联输出 Flyback 准谐振变换输出电路工作原理图

通过检测 Flyback 变换电路的一次侧电流和辅助绕组的电压可以控制 Flyback 谐振变换电路的工作，两路并联输出 Buck 变换电路工作原理图如图 4-245 所示。

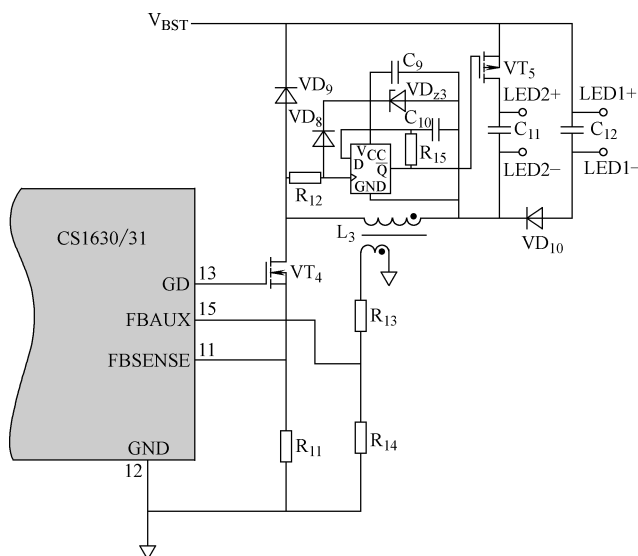


图 4-245 两路并联输出 Buck 变换电路工作原理图

通过检测通过 Buck 电感的电流和辅助绕组的电压可以控制 Buck 变换级的工作，通过检测 Buck 电感的退磁可以使电路工作于准谐振工作状态，数控算法可以降低由 PFC 电路引入的纹波电压，从而提高电路的工作效率和 LED 负载的工作寿命。

Buck 电感带抽头的 Buck 变换电路工作原理和 Buck 变换电路工作原理类似，在大输入输出电压比的工作条件下，Buck 电感带抽头的 Buck 变换电路的最小导通时间改进了电路的

工作效率，通过检测通过 Buck 电感的电流和辅助绕组的电压可以控制 Buck 电感带抽头的 Buck 变换电路的工作。利用辅助绕组来检测 Buck 电感的退磁可以使电路工作于准谐振工作状态。Buck 电感带抽头的 Buck 变换电路工作原理图如图 4-246 所示。

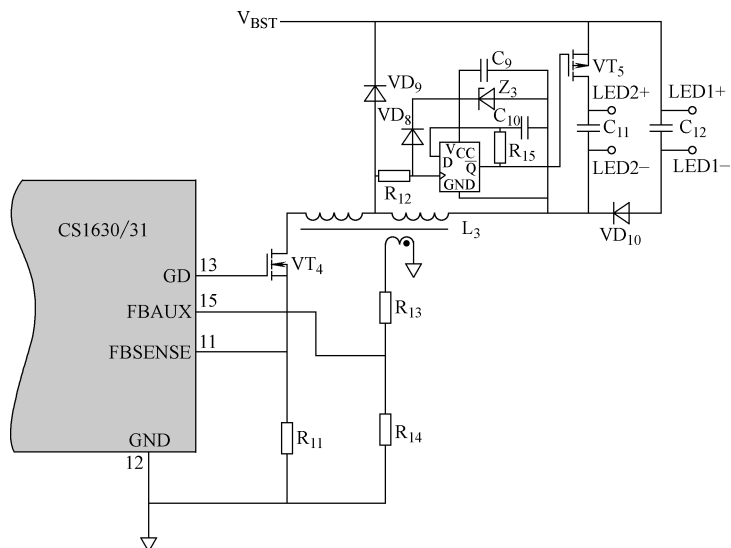


图 4-246 Buck 电感带抽头的 Buck 变换电路工作原理图

1) CS1631 可以工作于串联或并联两路 LED 负载输出工作状态，可以通过对 CS1631 寄存器相应 STRING 和 LED_ARG 位来设定。在 Flyback 变换和 Buck 变换下 LED 串并联连接电路不一样，如图 4-247、图 4-248 和图 4-249 所示，在 Flyback 变换工作模式下需用到一个 NMOSFET 管，而在 Buck/Buck 电感带抽头的 Buck 变换电路结构中，需用到一只 PMOSFET 管。

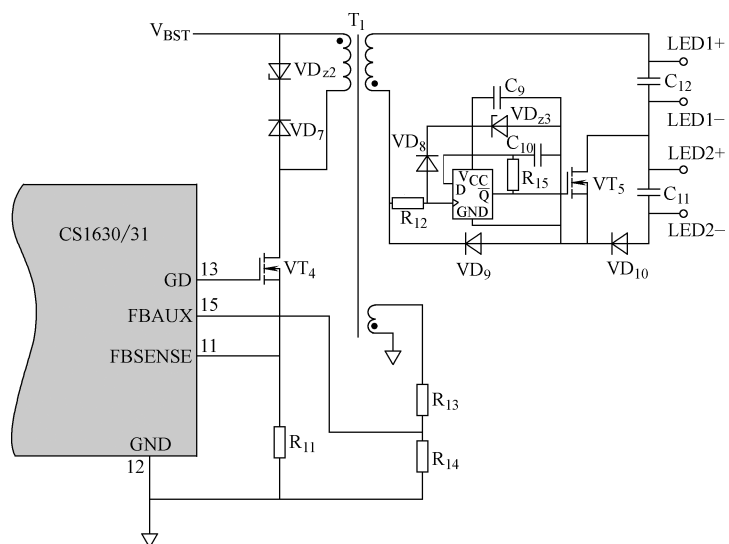


图 4-247 串联两串 LED 负载的 Flyback 变换电路工作原理图

串联两串 LED 负载的 Buck/Buck 电感带抽头的 Buck 变换电路工作原理图如图 4-248 和图 4-249 所示。

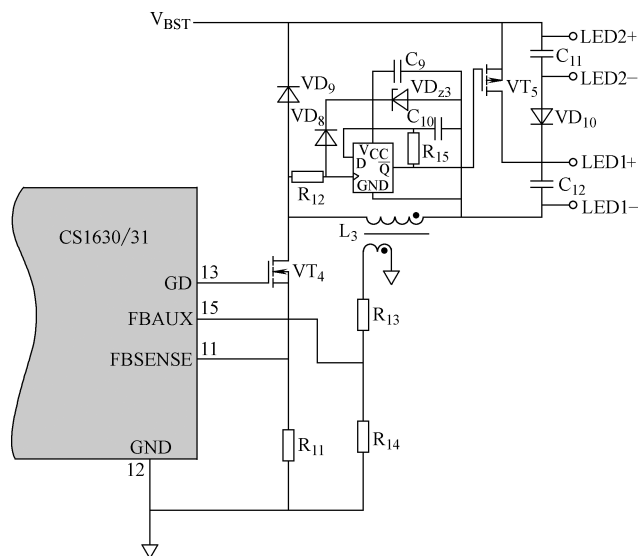


图 4-248 串联两串 LED 负载的 Buck 变换电路工作原理图

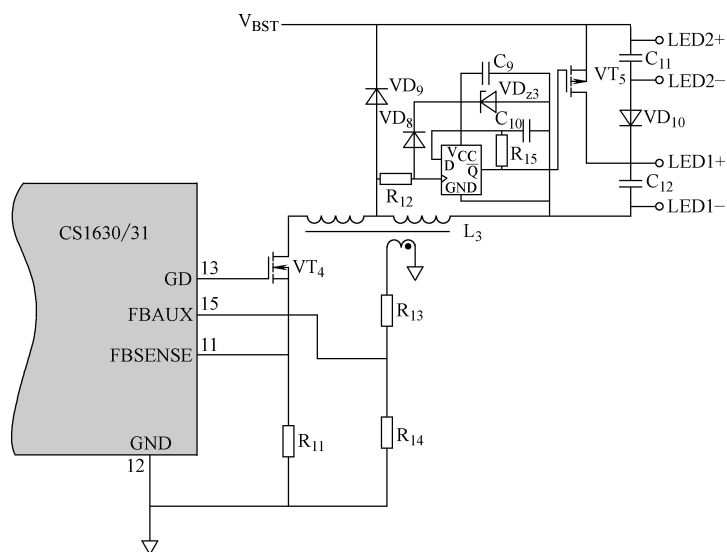


图 4-249 Buck 电感带抽头的 Buck 变换电路工作原理图

要维持恒流输出和低的输出纹波电流，电路需满足以下工作条件。对 LED 负载并联输出应用场合，应满足两串并联 LED 负载的电位差要小，对 LED 负载串联输出应用场合，应满足两串串联 LED 负载的电流差要小。

2) CS1631 利用一次侧控制方法来分别控制两路 LED 负载中每路的工作电流，可以省掉光耦合器反馈回路。控制环路工作于峰值电流控制模式，通过各自的电流控制环路逐周期控制每路 LED 负载的工作电流。通过辅助绕组由 FBAUX 引脚来检测第二变换级电感的退

磁，检测信号通过 FBAUX 引脚对数字控制环路注入一个检测电流。

通过交叠 PWM 控制两路 LED 负载的工作电流。在二次侧含有开关器件（同步整流电路），以独立的控制每路 LED 负载电流。

由于采用开关控制每路 LED 负载的输出电流，对并联应用场合，每路 LED 负载的电压差可以大于 $\pm 20\%$ ，对串联应用场合，每路 LED 负载的电流差可以大于 $\pm 20\%$ 。

3) 通过设定第二级谐振变换级的控制参数可以确保在交流输入市电电压变化 $\pm 10\%$ 的范围内，LED 负载的工作电流保持恒定。在变压器磁化电感变化 $\pm 20\%$ 的范围内，LED 负载的工作电流保持恒定。

FBSense 引脚用于检测通过第二谐振变换级电感的工作电流，当这个电流达到一定的阈值电流时，GD 引脚的栅极驱动输出信号关断。

两个一次编程（外部过温度保护）参数用于设定第二谐振变换级的输出电流，CH1CUR 用于第一路 LED 负载串的工作电流设定，CH2CUR 用于第二路 LED 负载串的工作电流设定，具体设定方法可以参考 CS1631 的有关技术文件。

电流检测电阻 R_{SENSE} 的取值和输入电压、开关工作频率、变压器的匝数比和每路 LED 负载串的工作电压和工作电流有关。

4) 通过扩频可以降低开关谐波的峰值，频率抖动的范围可以通过对寄存器的比特位 DITLEVEL [1:0] 管理实现，在非调光工作模式下 CS1631 通过比特位 DITNODIM 设 1 可以实现非调光控制。如果输出电流变化，通过设定比特位 DITCHAN [1:0] 设定可以实现两个 LED 负载通路之一的电流变化较小。

5) 通过检测辅助绕组的输出电压来实现输出开路保护和输出过电压保护，如果 FBAUX 引脚的电压超过了 1.25V 的阈值电压 ($V_{\text{OVP(th)}}$)，电路进入保护工作状态，CS1631 停止输出，在经历 1s 的时间后 CS1631 试图再重新启动工作。

6) 通过检测第二谐振变换级电流检测电阻上的电压可以实现过电流保护控制，如果这个检测电压超过 1.69V 的阈值电压 ($V_{\text{OCP(th)}}$)，电路进入保护工作状态，CS1631 停止输出，在经历 1s 的时间后 CS1631 试图再重新启动工作。

7) 通过检测第二谐振变换级电流检测电阻是否短路来实现开环保护，如果 FBSense 引脚上的电压没有达到 200mV 的保护阈值电压 ($V_{\text{OLP(th)}}$)，CS1631 停止输出，在经历 1s 的时间后 CS1631 试图再重新启动工作。

(8) 通过外接温度保护器件 CS1631 可以实现器件的过温度保护，一般使用负温度系数热敏电阻来实现温度保护。

1) 当 CS1631 的焊盘温度超过 $+135^{\circ}\text{C}$ 时，内部的过温度保护电路动作，恢复正常工作有 $+7^{\circ}\text{C}$ 的回滞温度。

2) 利用外接过温度保护热敏电阻 R_{NTC} 通过外部过温度保护引脚可以实现过温度保护控制功能，引脚的总电阻通过数字反馈电路 ADC 转换为 8 位的数字代码，实现数字控制。

在外部过温度保护跟踪范围内可获得高达 $+130^{\circ}\text{C}$ 的检测温度，外部过温度保护跟踪电路最大外接电容允许范围为 470pF。

ADC 输出经过低通滤波器滤波，这个低通滤波器的滤波时间常数可以通过寄存器的比特位 EOTP_FLP [2:0] 来设定，ADC 输出和设定的关断温度值相 $T_{\text{温度关断}}$ 比较， $T_{\text{温度关断}}$ 值可以通过寄存器的 SHUTDWN [3:0] 位设定。如果外部温度超过了设定的阈值温度，电路

关断不工作，一旦电路温度低于设定的阈值温度，电路恢复工作。如果不用外部温度保护控制功能，可以不接外接热敏电阻，这时可以用一只 $50 \sim 500\text{k}\Omega$ 的电阻连接于外部过温度保护引脚与地 GND 引脚之间。

对外部过温度保护，利用寄存器的比特位 EOTP_SZLP [2 : 0] 可以设定第二级低通滤波器的 2ms 滤波时间常数，这个滤波器可以对 ADC 的输出信号滤波，如果外部温度高于 $T_{\text{温度eOTP}}$ ，通过内部电路可以降低内部的调光控制电平，大的滤波时间常数可以确保电路稳定的调光，不至于出现调光工作不稳定，温度设定关系为： $T_{\text{温度eOTP}} < T_{\text{温度唤醒}} < T_{\text{温度关断}}$ 。相关温度值的设定可以通过对有关寄存器的设定来实现，具体实现方法可以参见有关技术资料，外部过温度保护的阻抗与温度之间的关系曲线图 4-250 所示。

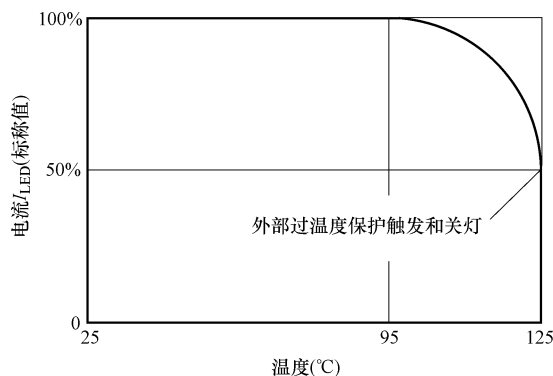


图 4-250 外部过温度保护的阻抗与温度之间的关系曲线

(9) CS1631 内含电源线标定电路，在不使用附加电路连接的情况下可以完成标定和驱动终端电路设定的功能，电路工作原理框图如图 4-251 所示。

电源线标定利用相控技术来产生有关数据和归零数据解码，无需时钟同步。利用输入相位信号可以产生编码/命令信号，在检测到初始设定模式命令时，CS1631 开始进入标定工作模式，一旦照明系统的关

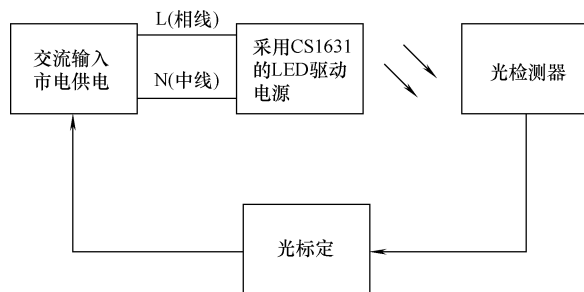


图 4-251 电路工作原理框图

键参数被设定和判定用途时，内部的代码和终端设定模式命令发出时，整个设定过程无需人的介入，在 CS1631 内部的寄存器允许通过电源线标定实现多达 3 个修改 LED 工作电流的命令，6 个寄存器存储这 3 个两路 LED 色控制参数。有关细节内容可参见有关技术资料。

1) CS1631 对 PLC 通信或 I^2C 通信端口提供寄存器锁定控制功能，以免未经授权进入专用寄存器获取有关数据，这里用到了 32 位字长的密码保护来进入过温度保护寄存器，通过设定锁定关键字寄存器可以实现这一功能。通过设定寄存器的比特位 LOCKOUT 可以使能寄存器锁定功能。

2) 采用通信功能的目的是为器件提供传输数据的功能，引脚 SDA 和 SCL 是 EXL 核内控制寄存器通信接口，如果使用不用 I^2C 通信功能，可以将 SDA 和 SCL 接到 V_{DD} ，当 SDA 和 SCL 连接到 V_{DD} 后，读/写寄存器值受控于 EXL 核。

一次设定存储器（过温度保护）用于存储调节和有关关键数据，在加电复位后（POR），一次设定存储器（过温度保护）加载，并且周期性的对来自过温度保护存储器的数据进行 CRC 校验（循环冗余纠错检错算法），如果 CRC 校验有误，可以采用缺省值。为确保 I²C 通信的正常进行，应遵从有关通信协议。

一次设定存储器（过温度保护）为 8 位，有 128 个可寻址字节，内容可以通过 I²C 通信端口读和复位，影子寄存器内的值用于控制内部工作参数，并且可以修改，但是，在加电复位或任何复位的情况下，影子寄存器内的值需利用一次设定存储器（过温度保护）内的值重写，在正常工作期间如果 CRC 验证失败，利用一次设定存储器（过温度保护）内的值重写，不管影子寄存器内值的任何变化。

在加电复位期间，在经历了一次设定存储器（过温度保护）的数据加载后，就开始 CRC 校验，通过写进 CRC 终止寄存器可以终止 CRC 的工作，在加电复位期间从一次设定存储器（过温度保护）可以再加载影子寄存器中的内容。

4.9.2.2 采用 CS631 的 9W LED 相控调光驱动电路

1. 电路特点

- (1) 电路启动快；
- (2) 调光无发光闪烁；
- (3) 电流稳定性：小于 $\pm 5\%$ ；
- (4) 额定输出功率：7.32W；
- (5) 额定输入功率：9.72W；
- (6) 恒流输出准谐振 Flyback 变换；
- (7) 红光 LED 串输出电压： $V_{\text{红}} = 10\text{V}$ ；
- (8) 交流输入市电供电： $\text{AC}230\text{V} \pm 10\%$ ；
- (9) 4 只白光 LED 串输出电压： $V_{\text{白}} = 12.96\text{V}$ ；
- (10) 两路 LED 负载串独立工作，工作稳定性调节控制互不影响；
- (11) 工作效率：419mA，4 只白光 LED 串联，190mA，5 只红光 LED 串联，两路 LED 串输出时工作效率为 75.33%。

2. 电路工作原理

该电路是一款工作于谐振 AC/DC 变换恒流两路输出的相控调光电路。同时具有 LED 混色应用场合两串 LED 负载串中单路 LED 负载串温度补偿功能，适用于 LED A19 和 PAR 灯的应用场合^[80]。

CS1631 通过内部的数控算法可以在宽的交流输入市电供电范围内（AC207 ~ 253V）获得高工作效率和高功率因数。CS1631 内部集成了 CRM 工作模式的升电压输出 PFC 电路，具有恒流输出的调光控制兼容性，第二级变换级为准谐振 Flyback 变换级。内部的自适应调光控制兼容性算法控制 PFC 变换和调光控制兼容性，可以获得调光无发光闪烁的调光控制效果，可用于前沿相控调光、后沿相控调光、无调光和数控调光应用场合。CS1631 的交叠式两路 LED 输出可以获得独立的恒流控制特性。外接负温度系数热敏电阻可以实现在环境温度变化时 LED 工作电流的温度补偿和色温补偿。

CS1631 的反馈控制环路通过内部的数控电路闭环，频率抖动技术可以降低电路的 EMI，输出开路/短路、过温度保护等保护算法可以保护电路可靠工作。电路工作原理图如图 4-252 所示。

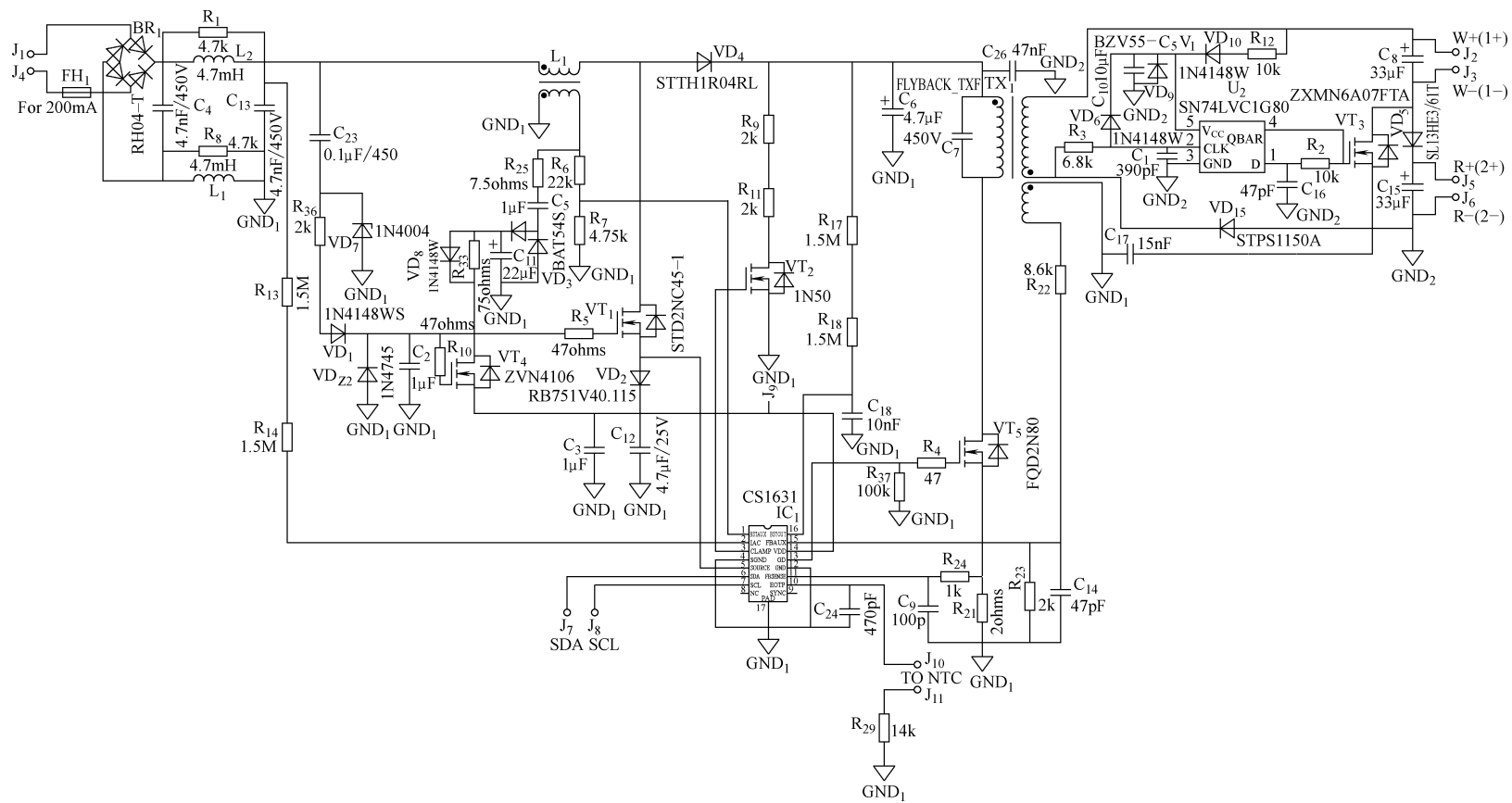


图 4-252 电路工作原理图

4.10 Maxim 公司常用 LED 相控调光驱动电路与应用

4.10.1 MAX16841 的特点与工作原理

4.10.1.1 MAX16841 的特点

MAX16841 是一款用于离线式 LED 相控调光的驱动控制器，工作效率高。可用于 AC100V、AC120V、AC220V 和 AC230V 交流市电输入相控调光 LED 驱动应用场合，可以在 100% ~ 0% 范围内平滑调光输出，并提供有源 PFC 控制功能。使用灵活，既可用于隔离变换输出（例如 Flyback 变换）应用场合、也可用于非隔离变换输出（例如 Buck 变换）应用场合。无需光耦合器就可以提供精确的输出恒流控制。

MAX16841 采用恒频控制技术，可以工作于宽交流输入市电供电电压范围（AC90 ~ 264V）的 LED 相控调光驱动应用场合。电路可以不采用电解电容，这样可以提高 LED 灯的工作寿命，这时通过 LED 负载的电流波形和交流市电频率整流输出的两倍频脉动直流电压波形（单向正弦）相同^[81]。

MAX16841 具有热关断、限电流、LED 负载开路和 V_{CC} 供电欠电压锁定保护等保护控制功能。工作温度范围为 $-40 \sim 125^{\circ}\text{C}$ 。

1. MAX16841 的主要技术特性

- (1) 热关断保护；
- (2) 8 引脚 SO 封装；
- (3) 静态工作电流很低；
- (4) 输出开路 and 短路保护；
- (5) 具有有源 PFC 控制功能；
- (6) 无需光耦合器就可以实现电路的恒功率输出控制；
- (7) 可用于前沿相控（晶闸管）和后沿相控调光应用场合；
- (8) 适用于宽交流输入市电供电（AC90 ~ 264V）范围应用场合；
- (9) 适用于隔离（例如 Flyback 变换）和非隔离（例如 Buck 变换）变换输出应用场合；
- (10) 恒频控制可以确保驱动电路在宽交流输入市电供电电压变化范围内的高工作效率。

MAX16841 外形封装图如图 4-253 所示，引脚功能如表 4-39 所示。

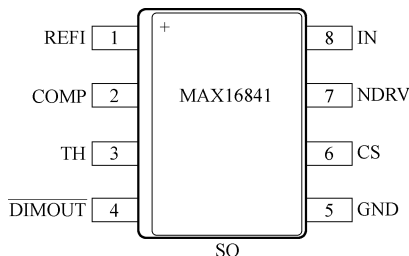


图 4-253 外形封装图

表 4-39 引脚功能

引脚号	引脚符号	引脚功能
①	REFI	REFI 引脚是 LED 驱动电路输入电流外部基准设定引脚, $50\mu\text{A}$ 的电流源流出该引脚, LED 驱动电路的输入电流正比于 REFI 引脚电压, 使用时在该引脚与地之间连接一只电阻来设定输入电流基准信号
②	COMP	补偿元件连接于该引脚和开关变换级之间, 使用时需连接一个 RC 网络到地, 该引脚是内部跨导放大器的输出引脚
③	TH	电路开关启动阈值设定输入引脚, 该阈值电压被设定为 1.24V , 使用时连接一个接至交流市电整流输出直流电压的电阻分压电路于 TH 和 GND 之间。通过 TH 引脚可以设定电路的开关工作频率, 一旦 TH 引脚直流电压达到 1.24V , 电路开始开关工作, TH 引脚有 150mV 的回滞电压, 在 Buck 变换工作模式下, V_{TH} 阈值电压可以按 Buck 变换器的直流输入电压刚好大于 LED 负载串最大正向工作电压降来设定。在 Buck-Boost 工作模式下, V_{TH} 阈值电压可以设定的低些
④	$\overline{\text{DIMOUT}}$	$\overline{\text{DIMOUT}}$ 引脚用于当交流输入市电电压低时输出驱动外接 MOSFET 管, 为前沿相控调光晶闸管提供一个电阻性导电通路 (泄放)
⑤	GND	电路地
⑥	CS	开关电流检测信号输入引脚, 功率开关 MOSFET 管的工作电流检测电阻连接于 MAX16841 引脚 CS 引脚, MAX16841 通过控制 CS 引脚的平均电压到 REFI 引脚设定的电压, 内部的 200ns (典型值) 前沿消隐可以避免功率 MOSFET 管在每个开关工作周期的提前关断
⑦	NDRV	外接功率 MOSFET 管栅极驱动信号输出引脚。外接功率 MOSFET 管栅极驱动电流大小与外接功率 MOSFET 管的开关工作频率和栅极电荷量有关。MAX16841 具有频率抖动工作特性, 可以降低电路的 EMI
⑧	IN	MAX16841 的直流供电输入引脚, 使用时需在该引脚与地之间连接一只容量不低于 $0.1\mu\text{F}$ 的旁路瓷片电容, MAX16841 的内部电路均通过 IN 引脚供电, 工作电压范围为 $\text{DC}11 \sim 20\text{V}$

2. MAX16841 内部工作原理框图

MAX16841 内部工作原理框图如图 4-254 所示。

4.10.1.2 MAX16841 的工作原理

MAX16841 工作于恒频平均电流工作模式来控制通过功率 MOSFET 管的电流, 同时, 通过内部的峰值电流比较器可以在功率 MOSFET 管开关瞬态和电路过载的工作条件下限制通过功率 MOSFET 管的峰值电流, 内部峰值电流比较器的阈值电压为 2.2V 。

通过内部的有源 PFC 电路完成 PFC 控制功能, 稳定有源 PFC 电路的直流输出电压, 在低交流输入市电供电电压 ($\text{AC}100 \sim 120\text{V}$) 应用场合, 电路工作于 CCM 工作模式, 从而可以获得高的工作效率。而在高的交流输入市电供电电压 ($\text{AC}220 \sim 240\text{V}$) 应用场合, 电路工作于 DCM 工作模式。

当 TH 引脚电压大于 1.24V 阈值电压时, 电路开始开关工作。在 Buck 变换工作条件下, V_{TH} 下降阈值电压的设定应确保 Buck 变换电路的直流输入供电电压大于 LED 负载串的最大正向工作电压。在 Buck-Boost 变换或 Flyback 变换应用场合, V_{TH} 阈值电压可以设定的低些。

MAX16841 利用电流检测技术来稳定 LED 负载的工作电流, MAX16841 的开关工作频率可以通过接于 NDRV 引脚与地之间的外接电阻来设定, 开关工作频率设定范围为 $50 \sim 300\text{kHz}$ 。

MAX16841 的外接功率 MOSFET 管栅极驱动输出和灌入电流能力高达 1A , 可以驱动外

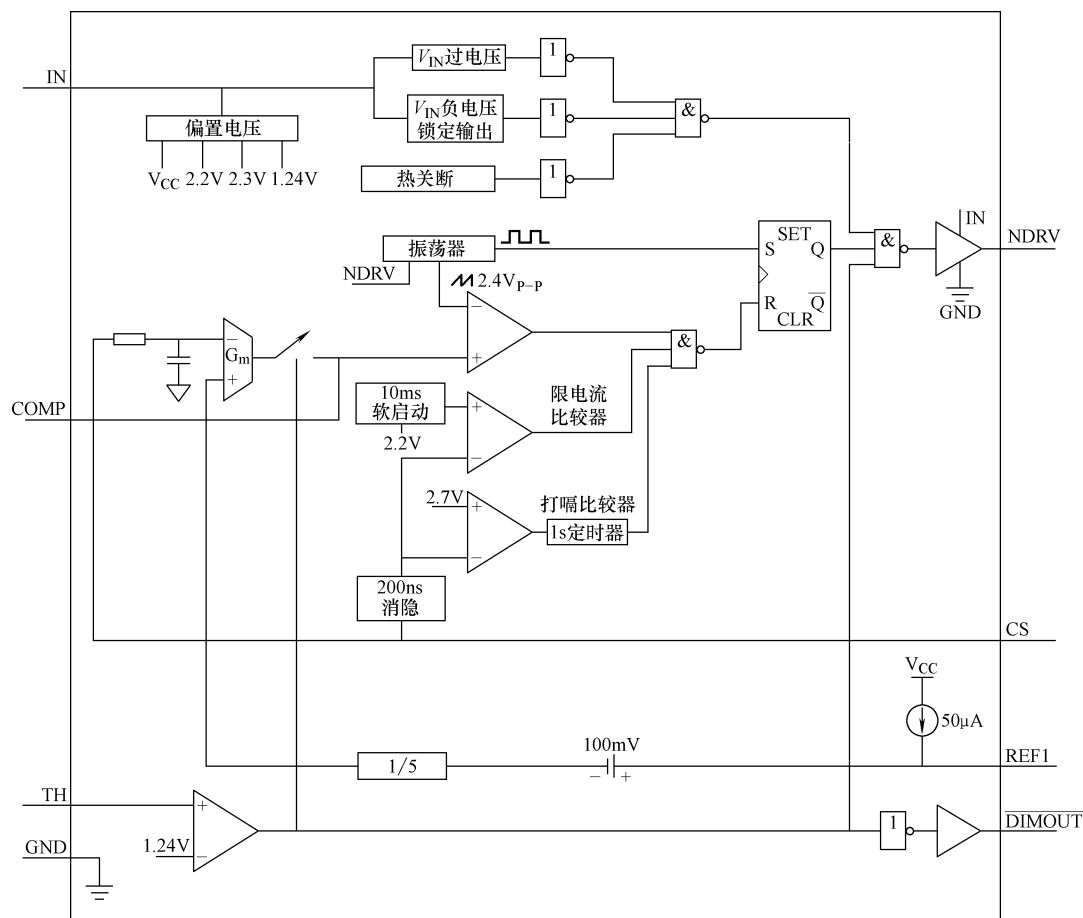


图 4-254 内部工作原理框图

接高压功率 MOSFET 管，功率开关电路输出功率高达 25W。

MAX16841 内含平均电流工作模式控制电路来调节输入电流，控制环路调节平均 CS 引脚信号至由 REF1 引脚电压决定的信号电平，控制环路参数与连接于 CS 引脚和 GND 引脚的电流检测电阻（ R_{CS} ）、跨导电流误差放大器、在开关工作频率下的 2.4V 振荡斜波电压、跨导放大器同相端控制电压和 PWM 比较器的有关参数有关。

MAX16841 具有以下主要保护控制功能。

1. 输出过电压保护

这个保护控制功能可以在 Flyback 变换器的输出 LED 负载开路时提供保护控制功能，IN 引脚被连接到了 Flyback 变压器的辅助绕组，在 LED 负载开路情况下，IN 引脚电压上升，一旦 IN 引脚电压达到 22.5V（典型值），中断 NDRV 引脚的输出，当 IN 引脚电压下降了 2V 时，NDRV 引脚信号恢复输出。

2. 短路保护

在输出短路故障工作条件下，随输入电压上升电感电流也上升，由于这时通过电感的电流大于正常工作电流，所以，CS 引脚电压也高于正常值，一旦 CS 引脚电压大于 2.7V（典型值）的打嗝阈值电压，内部打嗝电路开始工作，如果 CS 引脚电压大于 2.7V（典型值）三次，电路开关工作停止 1s 的时间。

3. 热保护

当 MAX16841 内部的结温超过 $+160^{\circ}\text{C}$ 时, MAX16841 进入热关断工作模式, 在热关断工作模式下, NDRV 引脚输出信号中断, 一旦 MAX16841 内部的结温下降 $+20^{\circ}\text{C}$ 时 (到 $+140^{\circ}\text{C}$), MAX16841 恢复工作。

4.10.1.3 MAX16841 有关应用

采用 MAX16841 的 Flyback 变换 LED 驱动电路工作原理图如图 4-255 所示, 采用 MAX16841 的 Buck 变换 LED 驱动电路工作原理图如图 4-256 所示, 采用 MAX16841 的 Buck-Boost 变换 LED 驱动电路工作原理图如图 4-257 所示^[82]。

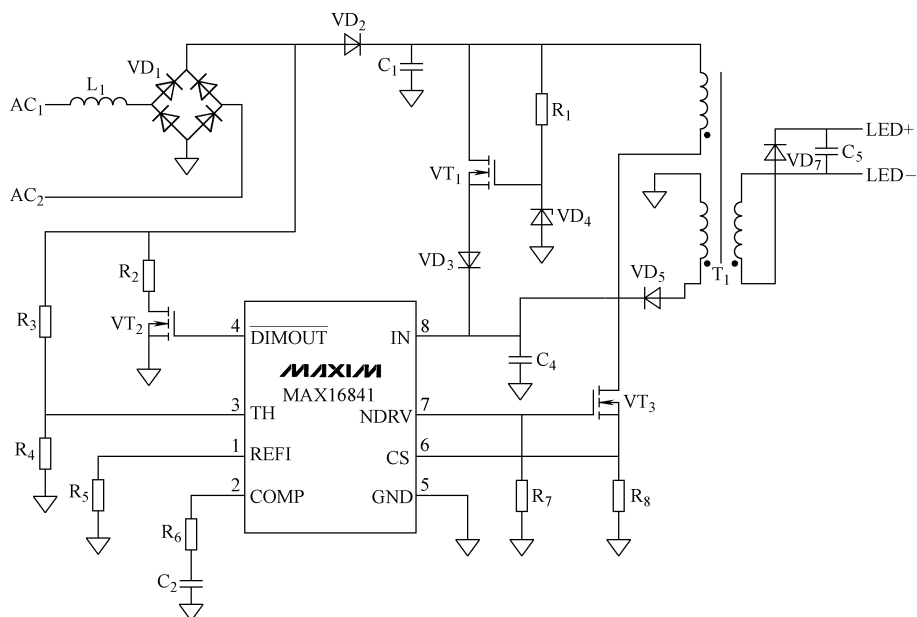


图 4-255 Flyback 变换 LED 驱动电路工作原理图

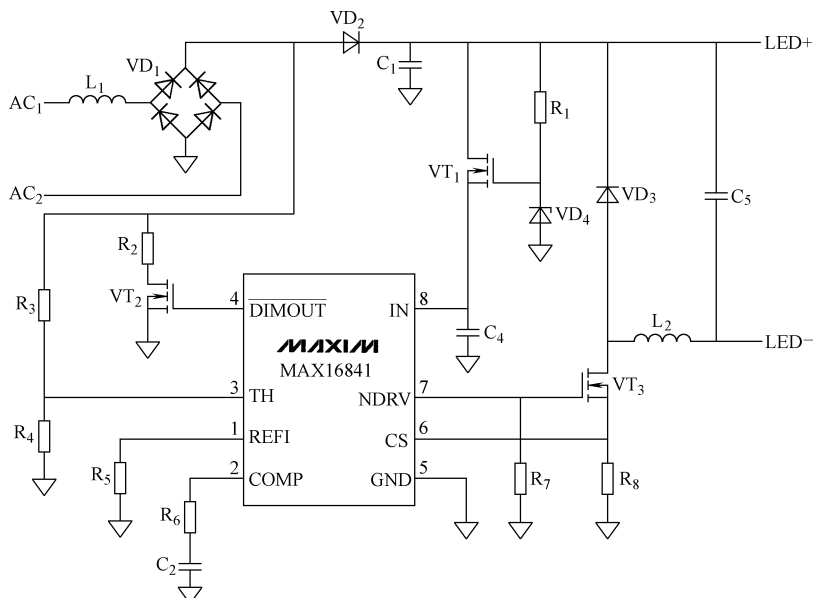


图 4-256 Buck 变换 LED 驱动电路工作原理图

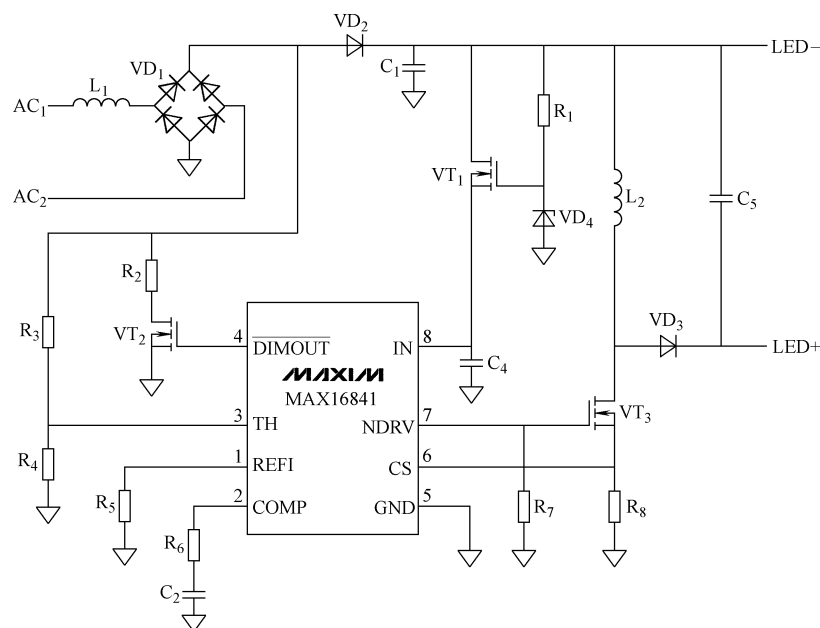


图 4-257 Buck-Boost 变换 LED 驱动电路工作原理图

4.10.1.4 PCB 布局需考虑的因素

仔细布局 PCB 对降低电路的开关损耗，使电路稳定工作很重要，对开关电路功率地的布局要注意，开关电路功率地的布局面积要大，这有利于降低电路噪声。下面的有关建议对降低电路噪声会有帮助。

- 1) 对发热元器件应有散热措施；
- 2) 对大电流回路布局应远离对噪声敏感的模拟小信号电路；
- 3) 在功率开关电路元件（例如输入滤波电容、输出滤波电容、电感、功率 MOSFET 管、整流二极管和电流检测电阻）的下面布局功率地，使 MAX16841 的 GND 和功率开关的地尽可能的接近，功率地引线应尽可能的粗短。
- 4) 有两个功率环路可以通过高频开关电流，一个是功率 MOSFET 管导通时形成的环路（由输入滤波电容的正极到输出滤波电容、电感、功率 MOSFET 管、电流检测电阻到输入滤波电容的负极），另一个环路是当功率 MOSFET 管关断时形成的回路（例如由输出滤波电容的负极、电感、整流二极管到输出滤波电容的正极形成的回路）。应使这两个环路构成的环路面积尽可能的小，这样可以有一个低感抗的开关电流通路。降低环路面积也有利于降低电路的开关辐射。

4.10.2 采用 MAX16841 的 10W 相控晶闸管 LED 调光电路

该电路可用于宽交流输入市电供电范围（AC90 ~ 265V）的离线式 LED 驱动前沿/后沿相控调光应用场合，电路工作于 Flyback 变换拓扑，电路的开关工作频率被设定为 70kHz，电路优化工作于 AC180 ~ 265V 交流输入市电供电电压范围^[83]。

电路可以驱动 6 ~ 8 只串联 LED，在交流输入市电供电电压为 AC230V 时的输入功率为 11.7W，在 8 只 LED 负载串联应用场合可以提供 10W 的输出驱动功率。

4.10.2.1 电路特点

电路主要技术特点如下。

- (1) 具有 PFC 控制功能；
- (2) DC40V 的 LED 负载开路保护；
- (3) 可用于前沿/后沿相控 LED 调光应用场合；
- (4) 满足有关 EMI 和谐波失真的有关技术要求；
- (5) 可驱动 6~8 只串联 LED 负载，额定输出电流不低于 500mA。

4.10.2.2 电路工作原理

电路工作原理图如图 4-258 所示，电路工作于平均电流控制模式，通过电流检测电阻 R_1 引脚由 REFI 内部电路逐周期检测电路的开关平均工作电流，在每个开关工作周期流入电阻 R_1 的平均电流可以利用式 (4-128) 计算。

$$I_{\text{平均}} = \frac{V_{\text{REFI}} - 0.1 \text{ V}}{5 \times R_1} \quad (4-128)$$

式中， V_{REFI} 的单位为伏特，电阻 R_1 的单位为 Ω ，平均电流 $I_{\text{平均}}$ 的单位为 A。

如图 4-258 所示，电路元件 L_1 、 L_2 、 L_3 和 C_1 组成 EMI 滤波电路，由于前沿相控晶闸管调光器在导通工作的瞬间对电容 C_3 大充电浪涌电流的原因，会使电路有明显的振荡，振荡可能致使交流输入市电电流过 0 而关断相控晶闸管的工作，使电路出现误触发，致使 LED 调光发光闪烁。电阻 R_{25} 、 R_6 和电容 C_4 就是用于衰减电路振荡，限制浪涌电流的幅值。在经历了 $55\mu\text{s}$ 的相控调光瞬间后，通过晶闸管 VT_5 的导通，短路电阻 R_2 ，从而降低在电阻 R_2 上的功耗，提高了电路工作效率。二极管 VD_4 可以在相控晶闸管调光器关断瞬间为电容 C_2 提供快速放电通路。

电容 C_3 为 Flyback 变换器供电的滤波电容，电容 C_3 的容量与电路的功率因数有关，电容 C_3 的容量不能取的过大，电容 C_7 、 C_8 和 C_9 是 LED 负载供电的滤波电容，可以滤除加到 LED 负载的两倍频交流输入市电供电频率的纹波电流。

在电路启动工作期间，MAX16841 的 IN 引脚供电来自于 VT_2 、 R_{10} 、 R_{11} 和 VD_8 组成的回路，在 MAX16841 正常工作期间，MAX16841 的 IN 引脚供电来自于 Flyback 变压器 (T_1) 的辅助绕组。

电阻 R_{15} 、 R_{16} 和 R_{17} 可以用于设定 Flyback 变换电路的开关阈值电压， $\overline{\text{DIMOUT}}$ 引脚输出信号驱动功率 MOSFET 管 VT_3 导通。交流输入市电整流输出的直流电压通过电阻 R_{18} 和功率 MOSFET 管 VT_3 对地形成回路，构成前沿相控调光晶闸管的泄放电流，确保相控调光晶闸管的可靠工作。如果交流输入市电供电电压又开始上升高于 V_{TH} 的上升阈值电压，Flyback 变换电路又开始新的开关工作周期。如果 $\overline{\text{DIMOUT}}$ 引脚输出信号变为低电平，泄放电阻 R_{18} 又被断开。

二极管 VD_6 用于当相控调光器关断期间阻止电容 C_3 和 C_4 通过电阻 R_{18} 放电，电路元件 R_{27} 、 R_{28} 、 R_{29} 、 VD_{13} 、 R_{13} 、 C_6 、 VT_4 、 R_{21} 和 R_{26} 用于设定输入基准电流，晶体管 VT_4 为镜像晶体管，电容 C_6 上的电压可以决定 R_{13} 、 R_{21} 、 R_{26} 和 VT_4 组成镜像电路的电流值，流进电阻 R_{13} 的电流近似正比于电容 C_6 上的电压，两只镜像晶体管的集电极电流近似相等，为通过电阻 R_{13} 的电流。

在 MAX16841 的 REFI 引脚有一个 $50\mu\text{A}$ 的电流源，通过流进电阻 R_{19} 的电流可以设定流

过电阻 R_1 的平均电流。这个电流可以使在整个交流输入市电供电范围内使电路输入功率保持恒定。在相控调光过程中，元件 R_{30} 、 C_{11} 、 VD_{10} 、 VD_{12} 和 R_{31} 的参数会影响输入基准电流的值，实现宽调光范围的相控调光控制。

在 LED 负载开路的故障工作条件下，驱动电路的输出电压上升，上升的输出电压可以通过 Flyback 变压器 T_1 的辅助绕组 (4-5) 反应出，致使 MAX16841 的 IN 引脚电压上升，一旦 IN 引脚的电压大于 22.5V（典型值），MAX16841 停止工作，一旦 MAX16841 的 IN 引脚电压低于 22V（典型值）MAX16841 恢复工作。

如果不需要电路的相控调光工作功能，可以将图 4-258 所示电路虚线部分的电路元器件去掉。

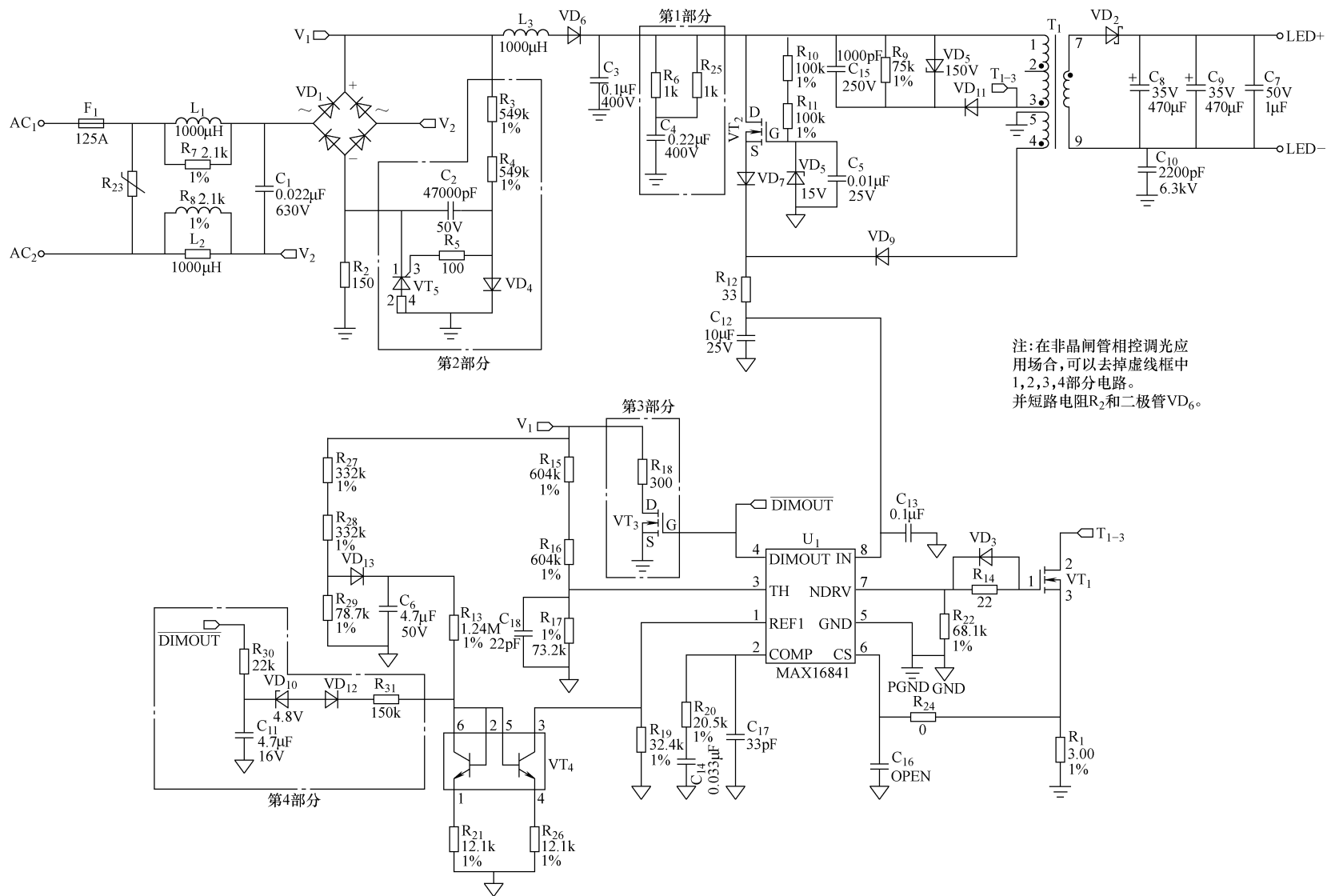


图 4-258 电路工作原理图

参考文献

- [1] 2012 亚洲 LED 高峰论坛, 广州, 2012.06.09-11.
- [2] James R. Brodrick, Ph. D. DOE. Lightfair International, May 11, 2010: PPT P4.
- [3] Paul Pickard. VP, Advanced Development, System Architecture Impacts on Power supply Design for Solid State Lighting, Cree, APEC 2012.02, USA, PPT P4.
- [4] Jim Anderson. Smart Lighting for Accelerating LED Market Adoption and Increased Energy Saving, DOE R&D Conference, 2011: PPT.
- [5] 2011, 02, APEC Cree PPT.
- [6] Dr. John W. Curran. Solid-State Lighting 101 2012 DOE Solid-State Lighting Market Introduction Workshop, July 17, 2012, PPT, P36.
- [7] 2012, 01, 21_zhaga_introduction PPT.
- [8] <http://www.zhagastandard.org>.
- [9] <http://www.zhagastandard.org/about-us/download-agreement/>.
- [10] Ted Konnerth. Zhaga 制定 LED 光引擎规格书, LEDs 科技, 2012.10/11, ISSN2077-5636, P34-35.
- [11] LED Lighting Reference design Cookbook. <http://www.ti.com/led4Q2011>.
- [12] Laura Peters. SIL Europe 技术研讨会, 聚焦从光学器件到灯具的设计, LEDs 科技, 2012: 14.
- [13] AN-9745. 采用 FL7730 的 TRIAC 调光 LED 驱动器设计指南. <http://www.fairchildsemi.com>.
- [14] AN-9745. Design Guide for TRIAC Dimmable LED Driver Using FL7730.
- [15] Solid State Lighting and Lighting Controls Sections National Electrical Manufacturers Association Solid State Lighting for Incandescent Replacement——Best Practices for Dimming 2010 LSD 49-2010.
- [16] Cirrus Logic CS1630. CS1631 2-Channel Triac Dimmable LED Driver IC, May 2012, DS954F1.
- [17] LM3450 LM3450A LED Drivers with Active Power Factor Correction and Phase Dimming Decoder, Literature Number: SNVS681C, June 20, 2011, 2011 National Semiconductor Corporation 301274. <http://www.national.com>.
- [18] LM3409HV, LM3450, LMV431, Application Note 2098 LM3450 Evaluation Board, Literature Number: SNVA463, James Patterson, November 17, 2010.
- [19] LM3409, LM3409HV Application Note 1953 LM3409HV Evaluation Board, Literature Number: SNVA390C, AN-1953, <http://www.national.com>.
- [20] AN-2098-Application Note 2098 LM3450 Evaluation Board.
- [21] LM3409HV, LM3450, LMV431, Application Note 2150 LM3450A Evaluation Board, Literature, <http://www.ti.com>.
- [22] LM3445, LM3445 Triac Dimmable Offline LED Driver, Literature Number: SNVS570K November 10, 2011, <http://www.ti.com>.
- [23] LM3445, Application Note 1995 LM3445 208-277V AC Non-Isolated Evaluation PCB, Literature Number: SNVA409A, <http://www.ti.com>.
- [24] LM3445 Application Note 2069 LM3445-230VAC, 6W-15W Isolated Flyback LED Driver Literature Number: SNVA447B, N.
- [25] LM3447, SNOSC65A A - APRIL 2012 - REVISED MAY 2012, <http://www.ti.com>.
- [26] User's Guide, SLUU978-June 2012, LM3447-A19-230VEVM is a Phase-Dimmable.
- [27] TPS92210, NATURAL PFC LED LIGHTING DRIVER CONTROLLER, SLUS989A.

- [28] User's Guide SLUU436A-August 2010-Revised November 2010, Natural PFC LED Lighting Driver Controller.
- [29] TPS92010, 8-PIN HIGH-EFFICIENCY, OFFLINE LED LIGHTING CONTROLLER, SLUSA14-DECEMBER 2009, <http://www.ti.com>.
- [30] Using the TPS92010EVM-631, User's Guide, A 230-VAC TRIAC Dimmable 6-W LED Driver SLUU430C-July 2010-Revised May 2011.
- [31] TPS92070 SLUSAN1-DRAFT 6, AUGUST 30, 2011, High-Efficiency Integrated Dimming LED Lighting Controller.
- [32] User's Guide SLUU523-July 2011, Using the TPS92070EVM-648 Integrated Dimming LED Lighting Driver Converter for AC230 V Input.
- [33] FL7730-Single-Stage Primary-Diode-Regulation PWM Controller for PFC and Dimmable Driving, <http://www.fairchildsemi.com>.
- [34] User Guide for FEBFL7730_L20H008B Dimmable LED Bulb at High Line Featured Fairchild Product; FL7730, <http://www.fairchildsemi.com>.
- [35] AN-9745, Design Guide for TRIAC Dimmable LED Driver Using FL7730.
- [36] NXP Mains LED driver IC, SSL2101 for dimmable LED lighting.
- [37] SSL2101 Dimmable GreenChip driver for LED lighting, Rev. 4. 1-5 December 2011, Product data sheet.
- [38] SSL2101 dimmable high efficiency Flyback design, Rev. 02-16 October 2009 Application note, AN10829.
- [39] SSL2101 and SSL2102 dimmable mains LED driver, Rev. 03-16 October 2009 Application note, AN10754.
- [40] UM10341, SSL2101 12 W mains dimmable LED driver, Rev. 2-3 February 2011 User manual.
- [41] SSL2102 Dimmable Greenchip driver for LED lighting, Rev. 1. 1-2 December 2011 Product data sheet.
- [42] NXP mains LED driver IC, SSL2102 for dimmable LED lighting.
- [43] AN10831 SSL2102 30 W Flyback triac dimmable LED driver, Rev. 02-23 March 2011 Application note.
- [44] UM10386 SSL2102 19 W to 22 W mains dimmable LED driver, Rev. 2-1 February 2011 User manual.
- [45] SSL2103, Dimmable Greenchip controller for LED lighting, Rev. 2. 2-5 December 2011 Product data sheet.
- [46] UM 10433, SSL2103 可调光隔离型驱动器演示版, 版本 1-2010, 用户手册.
- [47] UM10509, AC230V 17 W dimmable demo board using the SSL2103, Rev. 1-16 January 2012 User manual.
- [48] SSL1750 SMPS control IC for LED drivers, Rev. 01-15 September 2008 Product data sheet.
- [49] UM10321, 75 W SSL1750 triac dimmable 230 V mains LED driver, Rev. 01-9 October 2009, User manual.
- [50] Single-Stage Flyback and PFC Controller ICL8001G, Datasheet, Version 1.0, May 6, 2010, <http://www.infineon.com>.
- [51] LED Driver ICs, EVAL-LED-ICL8001G-Bulb02 Quasi-Resonant Flyback Converter for Phase Cut Dimming with High Power Factor, Application Note Revision 2.0, 2010-05-05, <http://www.infineon.com>.
- [52] NCL30000 Power Factor Corrected Dimmable LED Driver, Semiconductor Components Industries, LLC, 2009 December, 2009-Rev. 0 1 Publication Order Number; NCL30000/D.
- [53] Jim Young, NCL30000LED2GEVB/D 180-265 Vac up to 15 Watt Dimmable LED Driver Demo Board Operation, January, 2010-Rev. 0, <http://onsemi.com>.
- [54] REV. 0.1 iW3612 PAGE 1 PRELIMINARY SEPTEMBER 24, 2010 <http://www.iwatt.com>.
- [55] 可兼容前后沿切相调光器的数字控制芯片 iW3610, iwatt-PPT 2009. 11. 26.
- [56] iW3612 Product Brief, AC/DC Digital Power Controller for Dimmable LED Drivers, REV. 0.1 iW3612, PRELIMINARY SEPTEMBER 24, 2010, <http://www.iwatt.com>.
- [57] AC/DC Digital Power Controller for Dimmable LED Drivers, Rev. 1.1 iW3612, February 1, 2012, <http://www.iwatt.com>.
- [58] iW3610 AC/DC Digital Power Controller for Dimmable LED Drivers, Rev. 1.5 iW3610, February 1, 2012.

- [59] iW3610 Product Brief, AC/DC Digital Power Controller for Dimmable LED Drivers, Rev. 1.2 iW3610, February 1, 2012.
- [60] iW3602 AC/DC Digital Power Controller for Dimmable LED Drivers, Rev. 0.5 iW3602, Preliminary February 1, 2012.
- [61] iW3602 Product Brief AC/DC Digital Power Controller for Dimmable LED Drivers, Rev. 0.5 iW3602, February 2, 2012.
- [62] iW3614 Product Brief, AC/DC Digital Power Controller for High Power Factor Dimmable LED Drivers, Rev. 1.3, iW3614, February 1, 2012, <http://www.iwatt.com>.
- [63] iW3614, AC/DC Digital Power Controller for High Power Factor Dimmable LED Drivers, Rev. 0.5 iW3614, Preliminary February 1, 2012, <http://www.iwatt.com>.
- [64] Marvell 88EM8080/88EM8081 Digital Flyback PFC Controller For LED Lighting Applications, 2010 PDF, <http://www.marvell.com>.
- [65] Marvell 88EM8080/EM8081 Based Flyback PFC LED Power Supply Design, AppNote, Doc. No. MV-S301735-00 Rev. A, December 13, 2010.
- [66] 88EM8080/88EM8081 LED Power Supply Controller for Flyback Converters with Power Factor Correction, Datasheet, Doc. No. MV-S106340-1, Rev. C, August 27, 2010.
- [67] Marvell 88EM8080/88EM8081 Digital Flyback PFC Controller For LED Lighting Applications, <http://www.marvell.com>.
- [68] Marvell 88EM8801 Dual-string Intelligent PWM Dimming DC/DC Buck LED Driver for Professional and Consumer LED Lights, <http://www.marvell.com>.
- [69] Marvell 88EM8183, Deep Dimming Single-Stage AC/DC LED Driver IC for Replacement Offline LED Lamps and Luminaires, 88EM8183-02 product brief 2/12.
- [70] Marvell A19 LED Reference Bulb with Cree LEDs Turn-key Design for 40W Incandescent Replacement LED Lamp, Marvell-Cree-A19LED-Reference-Bulb-platform-brief-002 5/11.
- [71] DER-301 3.8 W Buck Power Supply Using LNK457EG 10-Nov-11.
- [72] LNK454/456-458/460, LinkSwitch-PL 产品系列, 带可控硅调光、单级 PFC 和恒流控制的 LED 驱动器 IC, 适用于非隔离式应用, <http://www.powerint.com> 2010 年 11 月.
- [73] LNK403-410/413-420, LinkSwitch-PH LED 驱动器 IC 产品系列, <http://www.powerint.com> May 2012.
- [74] Application Note AN-49, LinkSwitch-PH Family, Design Guide, <http://www.powerint.com> May 2011.
- [75] DER-296 7.4 W Tight CC Dimmable A19 LED Driver Using LNK403EG 03-Nov-11.
- [76] DER-314 15.3 W Dimmable LED Driver Using LNK406EG.
- [77] Cirrus Logic CS1610/11/12/13, Triac Dimmable LED Driver IC, May, 2012, DS929F5.
- [78] Cirrus Logic CRD1611-8W, 8Watt Reference Design, May 2012, DS975RD4.
- [79] Cirrus Logic CS1630/31 2-Channel Triac Dimmable LED Driver IC May 2012 DS954F1.
- [80] Cirrus Logic CRD1631-9W, 9Watt Reference Design, May 2012, DS990RD1.
- [81] Maxiam Integrated. 离线式 LED 驱动器 MAX16841 [J]. 世界电子元器件, 2013 (1), P10, CN11-3540/TN, ISSN1006-7604.
- [82] MAX16841 Controller IC for Dimmable Offline LED Lamps.
- [83] MAX16841 Evaluation Kit Evaluates: MAX16841, 19-6198; Rev 0; 02/2012.
- [84] 美满电子科技公司, 智能 LED 驱动解决方案 [J]. 世界电子元器件, 2013 (1), P12, CN11-3540/TN, ISSN1006-7604.
- [85] Dr Geoff Archenhold, An Incredible Year for LED's The story so far, Aston Science Park/SSLRC 2007 PPT.
- [86] Palph C. Tuttle. White LED Chromaticity Control-The state of the Art, Transformations in Lighting 2011 DOE

- Solid-State Lighting R&D Workshop, Cree LED Lighting PPT, P12.
- [87] 路秋生. LED 驱动电路与有关技术要求 [J]. 今日电子增刊, 2012 (10): 52-56.
 - [88] 路秋生. LED 的可控硅调光与应用 [J]. 今日电子, 2011 增刊: 34-37.
 - [89] 路秋生. ICL8001G 可控硅调光 LED 驱动电路与应用. 灯与照明, 2011 (1): 24-29.
 - [90] 路秋生. 可调光 LED 驱动 AC/DC 数字电源控制器 iW3612. 灯与照明, 2011 (2): 29-37.
 - [91] 路秋生. 发光二极管可控硅调光与应用 [J]. 光源与照明, 2011 (3): 1-3.
 - [92] 路秋生. LED 调光的实现与有关问题 [J]. 电子质量, 2011 (8): 35-38.
 - [93] 路秋生. SSL 照明技术与进展 [J]. 电源学报, 2011 (1): 99-105.
 - [94] 路秋生. 固态照明与驱动 [C]. 2010 中国电源技术年会论文集. PPT, 2010. 06.
 - [95] 路秋生. SSL 照明技术与进展 [J]. 电源技术应用, 2010 (1): 1-2.
 - [96] 路秋生. 固态照明技术 (SSL) 与进展 [J]. 光源与照明, 2010 (1): 28-32.
 - [97] 路秋生. 功率因数与功率因数计算 [C]. 第 6 届中国高校电力电子运动控制年会论文集 [C]. 2012: 371-376.
 - [98] 路秋生. 发光二极管光引擎的合作组织联盟 [J]. 光源与照明, 2012 (4): 46-48.



地址:北京市百万庄大街22号
邮政编码:100037

电话服务

社服务中心: 010-88361066

销售一部: 010-68326294

销售二部: 010-88379649

读者购书热线: 010-88379203

网络服务

教材网: <http://www.cmpedu.com>

机工官网: <http://www.cmpbook.com>

机工官博: <http://weibo.com/cmp1952>

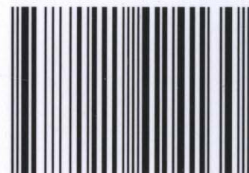
封面无防伪标均为盗版

○ ISBN 978-7-111-42413-0

○ 策划编辑: 江婧婧

○ 封面设计: 赵颖喆

ISBN 978-7-111-42413-0



9 787111 424130 >

定价: 49.80元