

大连理工大学

硕士学位论文

冷阴极荧光灯电子镇流器的分析与设计

姓名：王海林

申请学位级别：硕士

专业：电工理论与新技术

指导教师：李国锋

20070615

摘 要

冷阴极荧光灯作为一种新型的气体放电灯,是目前极为高效的显示器背景照明光源之一,具有高亮度、长寿命、低功耗、瞬时启动等优良性能,符合国家绿色照明工程的倡导,将在未来的日常照明领域占据重要地位。

冷阴极荧光灯的工作原理与热阴极荧光灯类似,只是工作电压更高,工作电流较小。然而驱动这些小型的冷阴极荧光灯管是相当棘手的事,它们对起弧电压和工作电压有特殊的要求。本论文的主要任务就是研究与冷阴极荧光灯相匹配的电子镇流器装置。

本文介绍了冷阴极荧光灯的发光原理、国内外研究现状和发展趋势;分析了 Royer、半桥、全桥和推挽等 4 种驱动电路的拓扑结构,并对半桥拓扑进行了设计、验证。

电流谐波和功率因数是电子镇流器两个非常重要的技术指标。现代高功率因数电子镇流器结构中普遍采用功率因数校正和半桥逆变谐振电路拓扑。文中阐述了功率因数校正(PFC)电路的工作原理和特点,分别设计了逐流式 PPFC 电路和基于 TDA4863 的 APFC 电路,通过对比分析,达到了预期设计目标。

本文借鉴日光灯电子镇流器的设计思路,采用适配器加逆变器的一体化方案,比传统低压输入方案体积更小,效率更高。论文从实际应用出发,设计了采用分立元件构成的市电输入半桥自激振荡 CCFL 电子镇流器。分析了它的工作原理,给出了设计过程,提供了外部元器件选择指导,并研制了一台样机,利用该样机验证了分析的正确性。

本文还研究了用于 CCFL 半桥驱动的 UBA2070 芯片的性能、特点和工作原理;并对基于此芯片的 2 管 CCFL 驱动电路的构成进行了设计;在设计中规划了主电路的构成,并在电路中实现了软启动、调光、过压、过流保护等实用功能。实验结果显示这种电子镇流器具有连续的交流电网输入电流、适当的功率因数校正和合理的总谐波失真,达到了设计标准。

关键词: 冷阴极荧光灯; 电子镇流器; 半桥驱动; 功率因数校正; 调光

Analysis and Design of an Electronic Ballast for the Cold Cathode Fluorescent Lamp (CCFL)

Abstract

The Cold Cathode Fluorescent Lamp (CCFL), one of novel gas discharge lamps, which presents good performances such as high lightness, longevity of service, low power consumption, instantaneous startup and so on, is one of the current very efficient light sources for background illumination (backlight) of display units. The merits held by CCFL tally with the advocate for national “green illumination” engineering, which makes it hold a very important position in the future daily illumination field.

CCFL hardly has any difference on the working principle with Heat Cathode Fluorescent Lamp (HCFL) except for its higher working voltage and lower working current. But how to drive the minitype light tube of CCFL is a very tough job because of its special demands on the arc and working voltages. For solving the problem, the paper aims to work out the electronic ballast device matching with CCFL.

This paper first introduces the luminescence principle of CCFL, its investigation background and actuality, and its development trend. This study also analyzes and compares several topology frames in common use including Royer, half-bridge and full-bridge topologies; designs and experiments with the half bridge topology.

Current harmonic and power factor are two of the very important technical indexes, and the power factor correction (PFC) and half-bridge inverter circuit topology are commonly used in modern high power factor electronic ballasts. So the paper expatiates on the principle and characteristic of PFC circuit and gives the circuit design method of PPFC and APFC. The results of contrast analysis indicate that the design satisfies the expected objective.

The design approach for CCFL borrows some ideas for designing electronic ballast of fluorescent lamp, in which the scheme of adaptor plus inverter is adopted. Compared with the conventional scheme of low-voltage input, this design owns the merits like smaller volume and higher efficiency. Aimed at actual application of CCFL, the half-bridge self-excited oscillation electric ballast consisted of separated elements is supplied with household electricity. The working principle, the design process and the guide for selection of elements are presented; a sample product is also developed and validated.

After studying the capability, the performance, the characteristics and the working principle of UBA2070 used in the CCFL half-bridge driver are investigated, and a driver circuit of 2-tube CCFL adopting the UBA2070 chip is designed. The structure of main circuit

given in this design realizes the functions such as “soft start”, light regulation, overvoltage (protection), overcurrent protection and so on. The experimental measuring results show that the electric ballast has the features of continuous line current, adequate power factor correction and reasonable total harmonic distortion (THD), achieve the design objective.

Key Words: Cold Cathode Fluorescent Lamp; Electronic Ballast; Half-bridge Driving; Power Factor Correction (PFC) ; Dimming

独创性说明

作者郑重声明：本硕士学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得大连理工大学或者其他单位的学位或证书所使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

作者签名：王海林 日期：2007.6.15

大连理工大学学位论文版权使用授权书

本学位论文作者及指导教师完全了解“大连理工大学硕士、博士学位论文版权使用规定”，同意大连理工大学保留并向国家有关部门或机构送交学位论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权大连理工大学可以将本学位论文的全部内容编入有关数据库进行检索，也可采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编学位论文。

作者签名： 王海林

导师签名： 李国锋

2007 年 6 月 15 日

引 言

冷阴极荧光灯 (Cold Cathode Fluorescent Lamp, 简称 CCFL) 是一种新型的气体放电灯。它具有灯管体积小、重量轻、结构简单、低温时快速启动、表面温升小、亮度高、功效高、功耗低、易加工成各种形状 (直管形、L 形、U 型、环形等)、使用寿命长、显色性好、发光均匀等优点; 是当前 LCD 的理想光源, 同时广泛应用于广告灯箱、装饰照明、扫描仪和背光源和特种照明等领域。

(1) 课题的研究背景与意义

人造光源的出现被国际科技界公认为现代文明社会起始的里程碑。电光源的发展历史也证实了它是一门与国民经济紧密联系的综合性学科。现代科技为电光源的成长奠定了理论基础和实践条件, 同时也不断要求提供具有特殊性能的各种新光源, 从而成为新光源诞生的源泉和动力。冷阴极荧光灯就是在这一背景下产生的。

照明耗电在各个国家的总发电量中占有很大的比例。目前, 我国照明耗电大体占全国总发电量的 10%~12%, 2004 年我国总发电量为 21870 亿千瓦时(度), 年照明耗电达 1807.3~2168.7 亿千瓦时, 相当于 18 个 800 万千瓦发电厂的发电量^[1], 因此照明节电具有重要意义。为此, 1993 年 11 月我国国家经贸委开始启动中国绿色照明工程^[2], 并于 1996 年正式列入国家计划。1998 年 1 月 1 日我国颁布了节能法, 其中包括照明节电。

绿色照明^[3]的两大要点: 一是节能, 二是环保。CCFL 完全符合绿色照明的这两个要求。同样的流明, 耗电仅是白炽灯的 10%~20% 左右; 与日光灯相比, 光效略低, 但寿命是日光灯的四至五倍, 且灯管内的汞含量极低或彻底无汞, 避免了汞蒸气的污染问题。可见 CCFL 是一种高效、节能、环保的绿色光源, 符合未来照明的发展趋势。

随着信息产业的发展, 作为背光源的 CCFL 获得了国内外照明行业的广泛关注。从冷阴极荧光灯管的供需来看, 目前仍属供不应求的状态, 未来需求在 LCD 监视器、LCD TVs 和普通照明领域的带动下, 仍然是可以乐观期待的^[4]。

(2) 国内外发展概况

目前, 冷阴极荧光灯在灯管制造工艺和镇流器开发上同时向前发展。

从灯管制造工艺来说, CCFL 在涂粉、烤管、封接、阴极处理、注汞等生产环节都有别于传统的荧光灯。沿用以前的生产工艺, 会碰到许多问题, 同时也难以生产出真正合格的产品。不少厂家纷纷投入人力物力加大对 CCFL 灯管的开发生产, 日本在这方面走在世界的前列。

CCFL 灯管的技术动向^[5]:

① 为增加亮度、提高光效, CCFL 向着长管化或弯曲外形发展。

② 无汞化与荧光材料的改进。依照欧洲通过的环保规定，2006 年以后含有汞的 CCFL 将禁止进口，因此无汞化灯管是未来的发展趋势，相应的荧光粉也要改进。

③ 电极与密封技术。传统电极暴露在放电空间，受离子轰击而溅射，从而缩短了灯管的使用寿命，为避免这种现象，目前正在研究外电极荧光灯技术。

要使 CCFL 正常工作，必须加装一个镇流器，以便提供其工作所需要的适当电压和电流。目前与 CCFL 配套使用的电子镇流器的开发和研制已成为国内外研究的热点之一。

从镇流器的开发来说，冷阴极荧光灯镇流器包括电感式和电子式。电感式镇流器由于效率低、功率因数低、体积大、重量重，并且消耗大量硅钢片和铜线等贵重金属，现在已基本淘汰。而向着薄型化、高效率、节能型方向发展的电子镇流器得到了越来越广泛的应用。近年来，蓬勃发展的表面安装技术有力地推动了电子元器件行业的发展，各种微型封装的集成电路、片式电阻、片式电容、片式电感相继问世，组成了片式元件（SMD）的大家族。

在 CCFL 集成控制电路方面，世界上很多公司推出了一系列的专用或通用集成控制电路，如 BIT、英飞凌、凹凸科技、IR 等。这些芯片的出现，大大简化了 CCFL 驱动电路的设计，可以方便地实现灯故障检测、控制、保护等功能。IR 公司为了方便其电子镇流器用集成电路使用和高频交流电子镇流器电路的设计，还推出了相关的计算机辅助设计软件 BDA（Ballast Design Assistant）^[4]。该软件具有良好的 Windows 图形设计界面，对给定的电路类型、灯型号和输入电压范围等技术要求，可以生成相应的电路图、元件表和相应的技术参数（如工作电压、电流、工作频率、相关电感和磁芯型号等），具有使用简单、方便、直观和物理概念清晰的优点，可以加快设计进程。

传统上，CCFL 所需要的高启辉电压和高工作电压是由高匝比绕线式磁性变压器来提供。由于铁磁式的磁路设计要求，电流方向必须与磁场方向正交，很难做到片型化，在一定程度上制约了电子镇流器向高效化及短、小、轻、薄方向的发展。近年来采用压电陶瓷材料制成的多层压电陶瓷变压器^[6,7]，利用压电陶瓷具有的电—机—电的能量转换机理，改变了传统式绕线变压器所采用的电—磁—电能量转换机理，电能与机械能可以设置在同一平面上进行转换，因而可以实现变压器的片型化。压电陶瓷变压器与传统式的绕线式变压器比较，具有高效率、薄型化、无电磁干扰、不易燃、安全稳定、简化电路设计、重量轻等优点，升压比也比绕线变压器高。由于压电陶瓷变压器是以谐振方式工作，只有在一些特定的频率下才会有较大的电压增压，因此必须用最合适的驱动回路和控制回路，才能使其正常稳定地工作。

目前作为液晶显示屏背光逆变器应用的片型化多层压电陶瓷变压器^[7]已形成系列化规模化生产，从 0.5W 到 5.0W 的不同规格的变压器已能满足从 2 寸屏到 14.1 寸屏的各

种规格液晶显示屏的要求。对 15 寸到 19 寸台式液晶显示屏要求的双灯及多灯背光逆变器, 采用 5W 到 15W 的大功率压电陶瓷变压器已能够达到样件及小批量生产^[6]。然而, 绕线式磁性变压器还会在相当长一段时间内使用, 不会立即被淘汰。

(3) 本文的主要研究内容

现在市面上的冷阴极荧光灯驱动电源大多沿用笔记本电脑的供电模式, 输入有 5V、12V、24V 等级别; 由外挂的适配器(adapter, 将 220V 的交流电转变为 12V 的直流) 加逆变器(inverter, 12V 直流转变为 1500V 高频交流) 构成。这种模式能驱动单路、双路、四路或更多 CCFL 灯管; 由于采用两级变换, 故效率低下, 产品体积不易小型化, 所用元件较多, 提高了成本; Inverter 也大多采用 Royer 或推挽拓扑, 转换效率不高。针对这种情况, 人们又开始探讨具有两级功能的单级变换电路拓扑, 把 adapter 和 inverter 二合一, 成为目前的一个研究热点。本论文正是基于这一思想, 采用 Philips 公司推出的 CCFL 镇流器驱动芯片 UBA2070P 进行市电输入一体化紧凑型 CCFL 电子镇流器的设计、研究。它突破了传统低压输入的局限, 把适配器和逆变器集成在一块电路板上, 这样可以降低成本, 减少产品体积, 优化性能; 做成的一体化螺旋型 CCFL 可直接替换现有的白炽灯、节能灯等光源用于普通照明领域, 而无需更换灯具。

为了进一步提高电源的效率和可靠性等指标, 适应冷阴极灯在高端场合的应用和发展趋势, 在电子镇流器里加入了 EMI、PFC 电路和智能调光等功能。

CCFL 电子镇流器是一个新兴的行业, 在我国起步较晚, 虽然最近几年发展很快, 也形成了一定的生产规模, 但是大多数生产厂家的产品只要求点亮, 对它的技术性能和安全性能无明确要求, 产品存在着缺陷, 无法适应和满足国内外高端市场的需要。发展和完善我国的 CCFL 电子镇流器市场, 建设一批能设计出符合 IEC928、IEC929 和 ZBK74011-89、ZBK74012-90 等标准、并具有规模生产能力和严格的检测手段的专业生产基地, 生产出高性价比的系列化电子镇流器, 以满足日益增长的国内外高端市场的需要应该是今后的工作重点。面对日益增大的电子镇流器市场, 目前具有的生产能力还远远不能满足市场需要。因此, CCFL 电子镇流器无论在研究、生产和应用等方面的进一步开发, 都具有极大的社会和经济意义以及广阔的市场前景。

1 冷阴极荧光灯概述

1.1 常用电光源

凡可以将任何一种形式的能量转换成光能，从而提供光通量的设备和器具统称为光源；而其中将电能转换为光能，从而提供光通量的设备和器具则称为照明用电光源。

按发光原理，电光源可以分为三大类：热致发光电光源、气体放电电光源和固体发光光源^[4]。

热致发光电光源：主要指利用电流将物体加热到白炽状态而产生发光的光源。如白炽灯。

固体发光光源：如场致发光器件和半导体发光器件（LED 等）。

气体放电电光源：是指在电场（电压）作用下，使电流通过气体（或蒸气）而发光的光源。这种光源具有发光效率高，使用寿命长等特点，应用广泛。

气体放电光源按放电形式又可以分为弧光放电灯和辉光放电灯两种。弧光放电灯主要利用弧光放电柱发光。阴极工作在较高温度下，所以又叫热阴极灯。通常需要专门的启动器件和线路才能工作。弧光放电灯主要有荧光灯、汞灯、钠灯等。辉光放电灯由正辉光放电柱发光。放电时阴极温度不高，所以又叫冷阴极灯。它的特点是阳极到阴极的电压降较大，电流密度小。如霓虹灯、冷阴极荧光灯即属此类。

1.2 冷阴极荧光灯结构与工作原理

冷阴极荧光灯英文全称是 Cold Cathode Fluorescent Lamp，简称 CCFL。如上所述，CCFL 是一种新型的低气压辉光气体放电灯^[8]。冷阴极荧光灯和标准热阴极荧光灯的发光形式相同。不过冷阴极荧光灯的工作状态是辉光放电，阴极是不涂发射材料的，用铁和镍制成的，中空圆柱形的，依靠灯里气体原子的能量转换成辐射发光，最常用的放电介质是 Hg 蒸汽，灯里会填充惰性气体如 Ar、Kr 等辅助启动，灯管内的游离电子被电场加速而激发 Ar 原子，受激发的 Ar 原子再让汞原子电离放出辐射能，主要产生 253.7nm 和 185nm 两种紫外光，其中 253.7nm 的辐射效率最大，紫外辐射再激发管壁上的荧光粉涂层而发光。因荧光物质的组成材料不同，故能发出不同颜色的光^[9,10]。示意图如下所示。

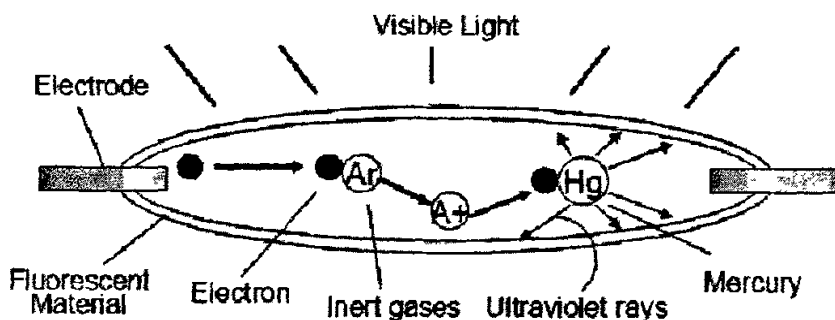


图 1.1 冷阴极荧光灯发光原理示意图

Fig.1.1 The sketch map of CCFL's luminescent principle

1.3 冷阴极荧光灯工作特性

冷阴极荧光灯与普通荧光灯类似，也具有负阻特性^[11,12]。典型的 CCFL 电压—电流特性曲线如图 1.2 所示。曲线分为启动阶段和工作阶段。当供电电压小于启动电压 V_{start} （不同的灯管， V_{start} 不同，一般为 800~1200V）时，灯管内的电流大小随电压的增大而增大，这一阶段称作启动阶段。一旦外加电压达到了灯的启动电压 V_{start} ，灯则导通，并且其两端电压立即降低，灯电流增大，呈现负阻特性，灯管两端的电压受制于电流值，即管子电流越大，管子两端的电压越小。由于外接镇流器的限流作用，使灯电流稳定在额定值，并且灯两端的导通电压降（ V_{con} ）也基本保持不变。图中， V_{con} 为导通电压， V_t 、 I_t 分别为截止电压与截止电流。灯的启动电压和正常工作电压与灯管长度、灯管直径、灯管内填充气体的种类、温度以及电极种类等因素有关^[13]。

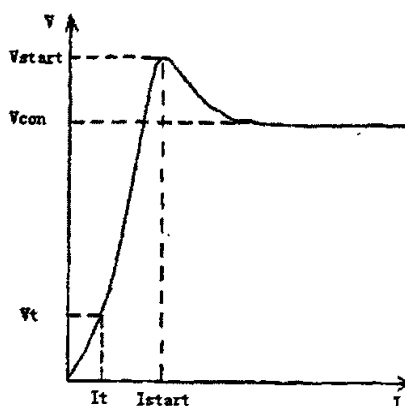


图1.2 灯管电压与电流关系曲线

Fig.1.2 The curve of CCFL tube's voltage and current

CCFL效率很大程度上受驱动灯管的电流波形的影响。正弦波形^[14]可提供最好的效率。相反地，振幅因数很大的非正弦波形不是高效的CCFL驱动信号。图1.3显示的是具有相似RMS电流的两个电流波形。虽然高振幅因数波形与正弦波形具有相同的RMS电流，但其超出正弦波形的150%峰值幅值的电流漂移并不产生额外的光，而是仅产生热。这意味着工作在高振幅因数波形下的系统，其电气功率转化为亮度输出的效率被降低很多。

DC偏移是使用CCFL时必须考虑的另一种波形问题。为降低灯管内汞迁移可能性，灯管波形必须具有最小的DC偏移。

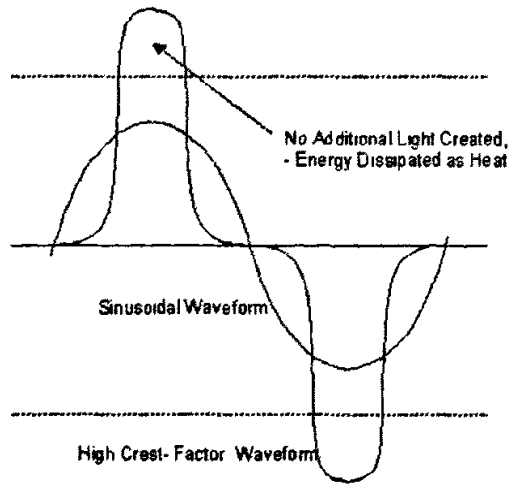


图1.3 CCFL驱动波形比较

Fig.1.3 Comparison between the different driving waveform of CCFL

1.4 冷阴极荧光灯主要参数

启辉电压：使灯管点亮所需要施加在灯管两端的电压最低有效值。低于此值，灯就无法启动。灯的使用时间越长，环境温度越低，启动电压就越高；同一类型的产品，随着灯的直径的降低或者长度的增加，启动电压就越高；灯的直径越小，表面亮度就越强^[15]。

工作电压：灯管点亮之后，在一定的灯管寿命时间内，在给定的灯管工作电流下，灯管两端的电压值。此值对特定的灯基本不变。图 1.4 为灯的电流与灯的亮度的关系。

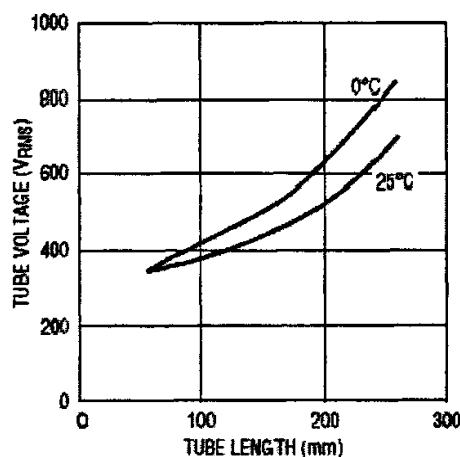


图 1.4 灯的工作电压与灯管长度的关系

Fig.1.4 The relation between working voltage and lighting tube's length

工作电流：灯管点亮之后，在一定的灯管寿命时间内，维持灯管最大发光亮度所流过灯管的电流最大值。CCFL 亮度是与灯的电流有效值成正比。但灯的电流越大，灯的寿命就越短；而且电流达到一定范围，亮度就不再增加。图1.5为灯的电流与灯的亮度的关系。

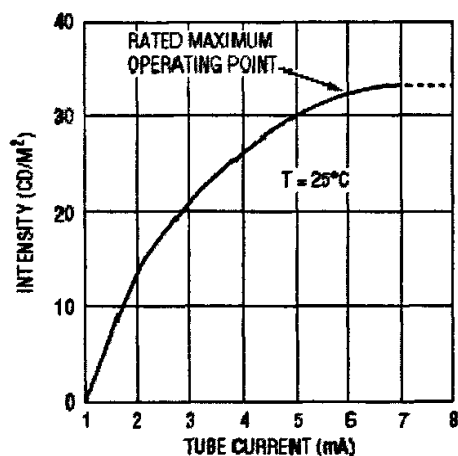


图 1.5 灯的电流与灯的亮度的关系

Fig.1.5 The relation between current and intensity of lighting tube

工作频率：灯管在交流激励下的交流激励频率，在同等工作电流、工作电压驱动下，CCFL 的发光亮度与交流激励频率有关^[16]。

等效电阻：CCFL 类似于 Zener 二极管，在未点亮前呈现无穷大的阻抗，点亮之后则基本为一个电阻性阻抗^[17]。

1.5 冷阴极荧光灯特点及用途

CCFL 具有灯管体积小、重量轻、结构简单；使用特殊气体，可在低温时自如启动；与热阴极荧光灯相比，CCFL 发热量低且管径细小，可方便用于小型调光电路和照明电路中；抗震性能好，能用于震动比较强烈的场合；可反复开关，对灯的使用寿命基本没有影响^[18]，理论寿命长达 30000 小时；同样的流明，耗电仅是白炽灯的 10%~20%，是高效、节能的绿色光源；冷阴极灯由于是高压小电流工作，抗潮性能特别好，特别适用于其它灯具不能使用的潮湿环境；冷阴极光源颜色^[17]有：2700K 白、5600K 白、6400K 白、7500K 白、10000K 白、大红、粉红、桔红、桃红、着色黄、亮黄、奶黄、绿、翠绿、青、浅蓝、蓝、紫、紫红、变色等，色彩丰富，不但可以用作照明，而且也可用作装饰性光源；易加工成各种形状（直管形、L 形、U 型、环形等），可量体裁衣，以适应不同的工作需求。

鉴于 CCFL 的诸多优点，现已得到广泛的应用。各种液晶显示屏的照明，OA 机器照明用光源，各种计算器照明光源，各种仪表，装饰件的照明光源等。常见的有显示屏 LCD 背光源、扫描仪光源、摄像机、照相机、游戏机、有机玻璃雕刻照明、超薄灯箱、装饰照明等^{[19][20]}。随着国家绿色照明工程的实施，CCFL 将有望进入普通家庭，逐步取代现有的白炽灯、日光灯、节能灯等用于普通照明领域^[21]。

2 电子镇流器

2.1 电子镇流器概述

2.1.1 常用镇流方法

由于气体放电灯是一种具有如图1.2所示 V/I 特性的负阻性电光源，即 $\Delta V/\Delta I$ 为负值。从图中可以看出，当灯电流上升时，灯管的工作电压下降，但是供电电压不会下降，多出的这点电压加到灯管后会使得灯电流进一步上升，如此循环，最终烧坏灯管或导致灯管熄灭。所以要使灯管正常工作，应配以镇流元件，用以限制和稳定灯电流。这种限流装置就叫做镇流器。常用的镇流方法^[22]有：

(1) 电阻镇流

电阻镇流的工作效率低，要确保电阻镇流电路正常工作，应使电源供电电压不低于2倍的灯工作电压，实用中应用不多。

(2) 电容镇流

电容镇流只有在很高的供电频率下才能很好地工作，如果交流供电频率太低，则会在交流供电的每半个供电周期内产生很大的峰值电流。

(3) 电感镇流

电感镇流是一种得到广泛应用的镇流方法，但它的损耗比电容镇流要大，但是灯电流在50Hz交流供电频率下的失真较电容镇流要小得多，使用时需配有启动器。

电感镇流几乎可以应用于所有的气体放电灯应用场合，它具有以下特点：

- ① 相对电阻镇流损耗低。
- ② 电路简单。

但是也有以下的缺点：

- ① 由于电路中有一个电感，所以灯电压、灯电流之间存在一个相位差，从而造成电路的功率因数较低（一般在0.5左右）。
- ② 灯的启动点火电流较大，一般是灯额定工作电流的1.5倍。
- ③ 灯工作电流对电源供电电压的变化较敏感，故镇流效果不太稳定。
- ④ 电感镇流器的体积和重量较大。

(4) 电容、电感镇流

在电容、电感镇流电路中，要求电容的容抗要比电感的感抗大。这种镇流电路和电感镇流电路时的工作情况不同，这时灯的工作电压（电流）超前电源电压一定的相位，所以又被称为超前型镇流电路。

电容、电感镇流电路有较好的稳定特性，但是重复点火能力较差。这是为何当灯的电
流过零时，电源电压的峰值和灯电压的方向正好相反的原因。

(5) 电子镇流^[23]

电子镇流器是将低频的交流电通过整流转变为直流电，再经过逆变器变换为较高频率的交流电，由高频能量来驱动一只或几只灯管，使之启辉点亮并正常工作。逆变器一般工作于 20~70kHz 的高频，通过高频高压将灯点燃，在正常点亮以后由电感限制灯的电
流。

电子镇流器与其它镇流方式相比，具有以下显著优点：

- ① 能耗低、效率高，符合国家的绿色照明工程需求。
- ② 发光效率高、光色柔和。荧光灯的发光效率和供电频率有关，即随工作频率的增加而增加。
- ③ 重量轻、无闪烁、无噪声。电子镇流器一般工作在 20kHz 以上的频率，没有铁芯电感所特有的令人十分心烦的嗡嗡噪声。由于工作频率高，只需用体积很小、重量很轻的铁氧体磁芯做成电感，大大减小了镇流器的体积。
- ④ 有异常状态保护功能。在灯出现异常状态如灯丝断、灯不启动、灯管脱落等现象时，镇流器都会得到保护而不损坏，延长了镇流器的寿命。
- ⑤ 有预热启动功能。
- ⑥ 可实现调光和智能控制。
- ⑦ 具有高功率因数。电感镇流器的功率因数一般只有 0.6~0.8，而在电子镇流器中，只要采用功率因数校正电路，或专用的集成电路，镇流器的功率因数很容易做到 0.95 以上，甚至达到 0.99，这是电感镇流器难以达到的。由于功率因数的提高，可以有效地提高供电系统和电网的利用率，改善供电质量，节约电能。

2.1.2 电子镇流器的组成

荧光灯管在电离前呈现高阻状态，需要一个很高的电压使灯管内的汞蒸汽电离，产生紫外线，进而激发涂敷在玻璃管壁上的荧光粉发光。一旦灯管启辉发光后，在正常工作状态下，它可以等效为一个电阻，即灯管电压与电流的比值。不过，这个电阻并非是一个恒定的电阻，而是随时间而变化的。因为当灯电流增加时，灯管两端的电压会下降，即随灯管电流的增加，灯管的等效电阻会下降。所以对于这样的负载，驱动它的电路应该具有较高的输出阻抗，即具有恒流特性，以便限制灯管的电流，使之不至因外电压的波动引起灯管电流过大而损坏^[11]。

电子镇流器是取代传统的铁芯式电感镇流器电源而与荧光灯配套使用的新型镇流器件。电子镇流器电路应该有镇流作用，首先是要提供一个足够高的启动电压使灯管启辉。其次，灯点亮后，应提供一个合适并受到限制的灯电流。为了提高灯管的发光效率，并避免灯管在低频工作下灭弧的缺点，电子镇流器应工作在高频状态。从电子镇流器的噪声角度而言，电子镇流器的工作频率应大于 20kHz，但是从降低镇流电感磁芯的高频损耗的角度出发，电子镇流器的工作频率有不能选得过高，一般不应大于 100kHz，并且这个工作频率的大小还和具体的灯管型号有关，同时还应考虑到电子镇流器在高频工作时产生的高频干扰信号对工作与红外工作频段的家用电器等的影响。例如工作于 RC5 系统的红外遥控电路工作于 36kHz，所以电子镇流器的工作频率不应工作在 18kHz 或 36kHz，现在 30~40kHz 这个频率范围已基本被红外遥控系统使用，所以在设计电子镇流器时，不应选择这个工作频率范围^[22]。为了进一步提高整灯的光效，并减少对红外通讯的干扰，其工作频率应尽可能高于 40kHz。

当要从交流电网获得电能时，电子镇流器需要配备有大电解电容的二极管整流桥给高频的逆变器提供平滑的直流电压。但是这样的整流电路不可避免地引入了浪涌电流，引起输入电流因带有谐波而失真，降低了输入功率因数。因此，在电子镇流器电路的前端，通常需要功率因数校正（PFC）和低通滤波器来形成连续的输入电流和降低谐波电流。

为了解决这些问题，人们提出了许多功率因数校正的方法，大致可以分为无源功率因数校正（PPFC）和有源功率因数校正（APFC）两种^[24]。而就电子镇流器来说电磁兼容（EMC）主要是防止它的传导干扰影响其它电气设备的正常工作，常用的 EMI 滤波器有 C 型、L 型、 Π 型，双 Π 型^[25,26]。对于较大功率的镇流器可采用 L 型、双 Π 型混合结构或其它混合结构。

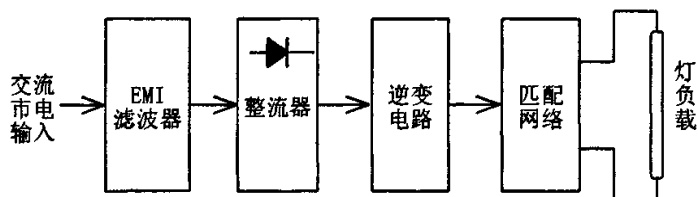


图 2.1 电子镇流器基本电路框图

Fig.2.1 Basic block diagram of electronic ballast

一个基本的电子镇流器^[11]的框图如图 2.1 所示，电路中 EMI 滤波器是抑制因辐射和传导所引起的电磁干扰；同时来自镇流器内部的高频干扰信号也不要通过传导方式和辐

射方式对同一环境中的其它用电设备造成干扰，以便达到电磁兼容。整流电路将输入的交流电转变为直流电供给后面的逆变电路。逆变电路将整流后的直流电压转换为高频电压，用来驱动荧光灯使之发光。匹配网络实现电子镇流器与灯负载的阻抗匹配、预热、保护等功能，从而使灯负载工作在最佳状态。

2.1.3 电子镇流器的发展^[27]

1978 年，飞利浦公司率先研制出电子镇流器。随着光源技术的进步和开发应用，电子镇流器经历了五代发展：

(1) 第一代：普通（简单）型电子镇流器

七十年代末生产，是低频向高频过渡的产品。多半采用简单电子线路，功能单一，缺乏可靠性和对电网影响的考虑。电气性能差：功率因数小于 0.6，电流谐波含量高达 130%。无预热启动和异常保护功能，严重影响灯管和镇流器寿命，并对电视机等有严重干扰，已不再生产使用。

(2) 第二代：无源滤波“高功率因数电子镇流器”

在第一代基础上，按 IEC 标准和国标 GB15143/15144 生产。采用无源滤波技术和功率因数校正电路（PFC），提高功率因数（ $PF > 0.9$ ）、抑制谐波含量（ $THD < 30\%$ ），并设计预热启动、异常状态保护等功能，使镇流器性能和可靠性有较大改善，加上电路简单，成本较低，有较强市场竞争力。缺点是灯电流波峰系数超过标准（ $CCF > 1.7$ ），对灯管寿命不利。此外，抗电磁干扰（EMI）差，易引起线路干扰。

(3) 第三代：有源滤波“高性能电子镇流器”

为克服电子镇流器电流谐波含量大而对电网污染（称“银网痼疾”），国外 1993 年便开发出有功率因数补偿功能的高性能电子镇流器。采用有源滤波单端脉宽调制（PWM）技术，抑制电流波形失真，实现了高性能： $PF > 0.98$ ， $THD < 10\%$ ， $CCF < 1.7$ 。同时，采用预热软启动、零电压开关（谐波逆变）、电磁兼容（EMC）等新技术，使性能、可靠性进一步提高。缺点：电路较复杂，成本及生产工艺难度相对提高。但多管驱动镇流器（如 $2 \times 40W$ 以上）多半采用此技术，成本相对下降。

(4) 第四代：高性价比电子镇流器

从上世纪 90 年代起开发，特点是采用集成技术，省去振荡电路和磁环等，将部分元器件制成专用集成电路（ASIC）或混合厚膜电路，并采用有源谐振电路使逆变器线路简化，同时，广泛采用表面贴装器件（SMD）和技术（SMT），大大提高产品性价比和可靠性，是镇流器发展的主流。

(5) 第五代：特种电子镇流器

上世纪 90 年代中、末期, 根据市场需要, 相继开发出可调光、光控电子镇流器, 并在高强度气体放电灯 (HID) 电子镇流器研制中取得进展。电子镇流器在气体放电灯—自镇流荧光灯中几乎全部取代了电感式镇流器。

2.2 电子镇流器常用电路拓扑

2.2.1 Royer 拓扑^[28]

图 2.2 是典型的电流型并联谐振逆变器 (Royer), 用来把低压直流输入电压转换为交流电压来驱动 CCFL^[15]。Royer 电路使用升压变压器的原边绕组的励磁电感作为滤波器的电感。电路的工作频率是由谐振电容 C_R 、镇流电容 C_B 、升压变压器原边绕组的励磁电感 L_m 和负载 CCFL 所构成的谐振回路决定的。由于 CCFL 是非线性负电阻系数(电流越大, 电阻越小), 所以需要镇流电容 C_B 使得变压器的次级总是保持高阻抗来保持 CCFL 电流的稳定。变压器由 3 个绕组构成, 其中推挽管 Q1、Q2 的集电极之间连接到初级绕组 (又可称作集电极绕组), CCFL 两端接次级绕组, Q1、Q2 基极之间连接到反馈绕组 (又可称作基极绕组)。该电路没有调光功能。

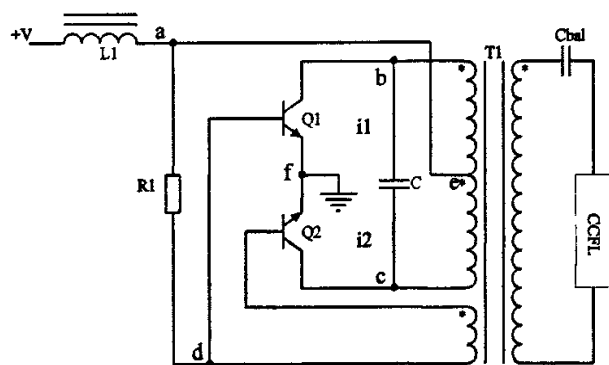


图 2.2 Royer 拓扑

Fig.2.2 Topology of Royer

Royer 电路的工作原理简述如下:

由于开关管 Q1、Q2 的性能不可能绝对一致, 所以在接通电源的瞬间, 直流电源 V 向两开关管基极注入的电流也不可能绝对平衡, 流经两开关管集电极的电流也不可能完全一致。设 $i_1 > i_2$, 则变压器的磁通大小与方向由 i_1 决定。磁通的变化在反馈绕组产生感应电势, 其极性在图中反馈绕组的 “*” 端为负。

反馈绕组的感应电势使 Q2 基极的电位下降, Q1 的基极电位(d 点)上升, 从而对 Q2 形成负反馈, 使 Q2 的集电极电流 i_2 渐小; 对 Q1 形成正反馈, 使 Q1 的集电极电流 i_1 渐大, 合成磁通渐大。磁通的变化及感应电势的相互作用使 Q1 饱和导通、Q2 截止, 此时, 磁通达到最大值, 而与磁通变化率呈正比的感应电势也为零。

反馈绕组上感应电势的消失使 Q1 的基极(d 点)电位下降, Q1 的集电极电流也下降, 电流的变化率反向, 引起磁通的变化率反向, 从而导致绕组的感应电势反向, 即反馈绕组的“*”端为正。这样引起 Q2 的基极电位上升, Q1 的电位下降, 从而对 Q1 形成负反馈, 使 Q1 的集电极电流 i_1 越小, 对 Q2 形成正反馈, 使 Q2 的集电极电流 i_2 越大。合成磁通也越大, 磁通的变化及感应电势的相互作用使 Q2 饱和导通、Q1 截止, 此时, 磁通达到最大值, 而与磁通变化率呈正比的感应电势也为零。上述两种过程不断循环, 从而在变压器的次级形成振荡。

为了使电路具有调光功能, 在 Royer 电路前加一个 Buck 电路, 通过调节开关管的占空比来调节 CCFL 的亮度^[15]。目前具有调光功能的自激式电流型推挽谐振逆变器^[28]是 CCFL 常用的驱动电路, 如图 2.3 所示。该电路的亮度是通过调节 R_S 上的电流 I_{RS} 来控制的。

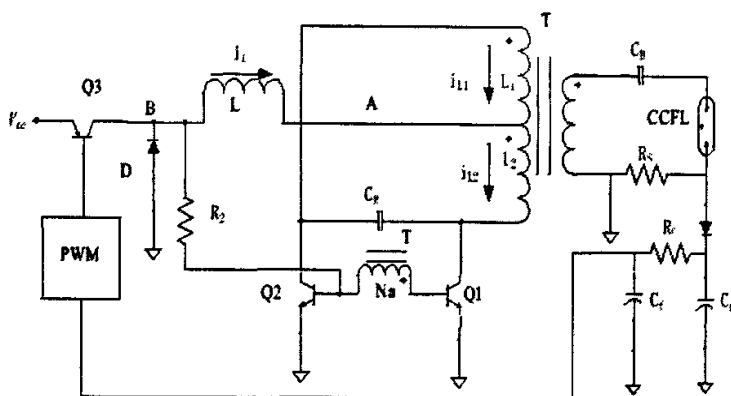


图 2.3 具有调光功能的 Royer 电路

Fig.2.3 Topology of Royer with dimming function

然而, 此电路存在以下缺点:

(1) 在实际应用中, 需要较长的导线连接驱动电路和 CCFL; 导线和系统地之间有较强的寄生电容, 寄生电容引起较大的泄漏电流流向系统的地^[15,29]。因此, 流向 R_S 的

电流并不能精确地代表 CCFL 的电流，这就导致了低效率且不能精确地调节 CCFL 的亮度。

(2) 尤其在 CCFL 的电流较小时，会出现所谓的温度计效应，即灯的两端一端亮一端暗的现象（高压端亮，接地端暗）。消除温度计效应的唯一办法是采取平衡驱动的办法，也即使变压器的副边浮地。

Royer 拓扑产生 PWM 的 IC 较普通，无需专门的 CCFL 控制器，成本低。但是 Royer 为两级能量转换，故效率较低，两级需要较多的元器件；如果要求 PCB 较小，很难达到。由于 Royer 架构是自振荡设计，受元件参数偏差的影响，很难严格控制灯频和灯电流，而这两者都会直接影响灯的亮度^[30,31]；而且前级是降压，变压器的变比较大，加上推挽和辅助边，变压器设计复杂。故 Royer 拓扑通常用于成本低廉的不需要严格控制灯频和亮度的低端设计中。

2.2.2 半桥拓扑^[32]

半桥拓扑如图 2.4 所示。电路中有两个功率开关管 VT_1 、 VT_2 和两个电容 C_1 、 C_2 ，两个功率开关管在开关驱动脉冲的作用下交替导通与断开^[4,11]。

当开关管 VT_1 导通时，输入电压 V_i 经电容 C_2 、变压器初级绕组 N_p 和开关管 VT_1 为变压器初级线圈 N_p 激磁，同时经变压器次级的灯电路网络给灯负载供电。当开关管 VT_1 关断、 VT_2 导通时，输入电源经开关管 VT_2 、变压器初级绕组 N_p 和电容 C_1 给变压器初级线圈激磁，同时经变压器 T 次级的灯电路网络给灯负载供电。开关逆变器初级电源通过功率开关管 VT_1 、 VT_2 交替给变压器初级线圈 N_p 激磁并为灯负载供电。变压器初级绕组 N_p 的脉冲电压幅度为 $1/2V_i$ ，同样电容 C_1 、 C_2 上的电压均为 $1/2V_i$ 。

在功率开关管由饱和导通转为截止关断的过程中，由变压器 T 的漏感引起的尖峰电压被二极管 VD_1 、 VD_2 钳位，因此，功率开关管上承受的最高电压不超过输入电压 V_i ，并且功率开关管的数量只有全桥开关逆变器的一半，成本相对较低。这是半桥开关逆变器的优点之一。半桥电路结构简单、高效，一般在 300W 左右的开关逆变器中应用较多。但是由于它的每个功率开关管上的电压只有电源电压的一半，所以要输出相同的功率，每个功率开关管中流过的电流要比全桥逆变器大一倍。

在半桥开关逆变器中要注意避免功率开关管 VT_1 、 VT_2 的共态导通问题，以免使两个功率开关管瞬间损坏。这可以通过让 VT_1 、 VT_2 功率开关管的导通时间相互错开来解决，相互错开的最小时间叫做死区时间。

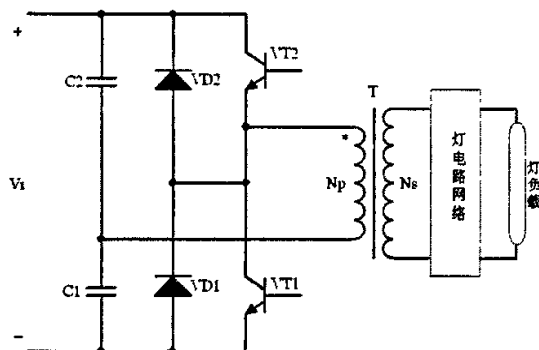


图 2.4 半桥拓扑

Fig.2.4 Topology of Half-bridge

2.2.3 全桥拓扑^[33,34]

全桥拓扑如图 2.5 所示。图中 4 个开关管 $VT_1 \sim VT_4$ 组成一个电桥形状的电路。 VT_1 、 VT_4 及 VT_2 和 VT_3 分别组成两个导通回路。当 VT_2 、 VT_3 导通时，输入电压经 VT_2 、变压器 T 的初级线圈 N_p 和开关 VT_3 形成电流回路，加至变压器 T 初级线圈的电压幅值为电源电压 V_i ，并经次级绕组 N_s 和灯电路网络为灯负载供电。同理当 VT_2 、 VT_3 关断， VT_1 、 VT_4 导通时，输入电压 V_i 从与 VT_2 、 VT_3 导通时电流相反的方向为变压器 T 初级线圈 N_p 激磁，并通过次级线圈 N_s 和灯电路网络为灯负载供电。

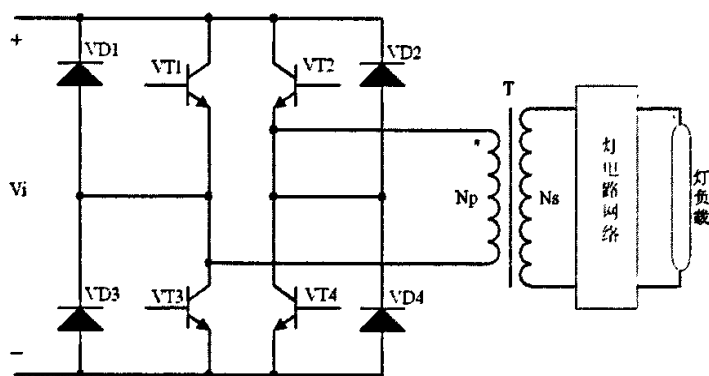


图 2.5 全桥拓扑

Fig.2.5 Topology of full bridge

全桥开关逆变器开关管稳态时的最高电压为输入电压 V_i ，暂态过程中的电压尖峰被钳位在输入电压 V_i ，比推挽电路要低一半，这就为开关管的选择带来了方便；另外钳位

二极管将变压器 T 的漏感储能返回输入电源,有利于提高效率。由于开关管的耐压较低,有利于获得大功率输出^[4]。

全桥开关逆变器的缺点是要使用 4 只开关管,需要 4 组彼此隔离的基极驱动电路,电路复杂,使用元件较多,成本相应提高^[33]。

与半桥拓扑一样,在全桥逆变器中也存在开关管 VT1、VT2、VT3 和 VT4 共态导通的问题,要设置好死区时间来克服。

2.2.4 推挽拓扑

推挽逆变器的电路如图 2.6 所示。图中加在变压器 T 的 N1 绕组上的脉冲电压的振幅为输入电压 V_i ,脉冲宽度为开关导通时间 T_{on} ,变压器次级电压经灯电路网络为灯负载供电^[4,11]。

开关管 VT1、VT2 由基极驱动信号激励而交替导通、关断,输入直流电压 V_i 被变换成高频脉冲电压。当 VT1 导通时,输入电压 V_i 通过 VT1 加到高频变压器 T 的初级绕组 N1 上,由于高频变压器 T 有两个匝数相等的初级绕组 N1,所以在 VT1 导通时,在截止开关管 VT2 上的电压幅值为两倍的输入电压 V_i 。当开关管 VT1、VT2 基极激励信号消失时,开关管 VT1、VT2 均截止,它们的集电极电压均为 V_i 。

在开关管 VT1 或 VT2 导通的瞬间,将会产生尖峰冲击电流;在开关管关断的瞬间,由于高频变压器 T 漏感储能的作用,在开关管集、射极间会产生电压尖峰,这给器件选择带来了困难。此外,初级绕组只有一半时间工作,高频变压器的利用率较低。

推挽电路的优点是只用两个开关管便能获得较大的输出功率,并且两个开关管的发射极相连,两个开关管的基极驱动电路就无需隔离,驱动电路和过流保护电路就可以简化。

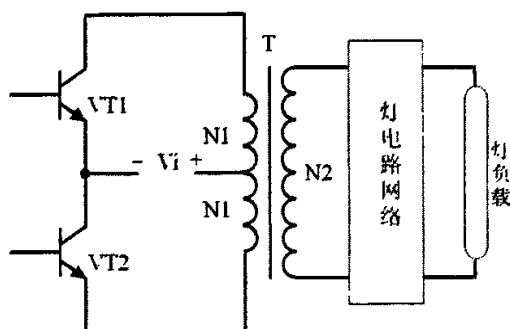


图 2.6 推挽拓扑

Fig.2.6 Topology of push and pull

2.3 电子镇流器的调光

2.3.1 电子镇流器调光应具备的功能

由于高频交流电子镇流器具有节能的优点，特别是在不需要电子镇流器满功率运行的场合下，采用调光控制^[4,11]会使节能效果更加明显。

调光控制有一个用户可控制的调光控制输入端，并应具有以下基本功能^[22]：

- (1) 能检测灯电流、灯电压和灯功率。
- (2) 利用反馈电路来调节用户设定的亮度。

2.3.2 常用调光方法^[15]

(1) 电位器调光

如图 2.7 所示，当变压器的副边流过正向电流时，D 反向截止，CCFL 的电流流过检测电阻 R_S 和电位器 R_{ADJ} ；当电流反向时，电流流过 D，检测点 V_x 被钳位到 D 的正向压降。检测点 V_x 的波形是如图所示的半波整流的正弦波。 V_x 的电压由反馈元件 R_{FB} 和 C_{FB} 来平均，当控制环有效时， V_x 的电压与 V_f 的电压相等。如果忽略二极管 D 的压降，则有：

$$I_{lamp} = \frac{V_f * \pi}{\sqrt{2}(R_S + R_{ADJ})} \quad (2.1)$$

CCFL 的电流通过调节电位器 R_{ADJ} 的大小来调节， R_S 的值设定了最大的 CCFL 的电流。

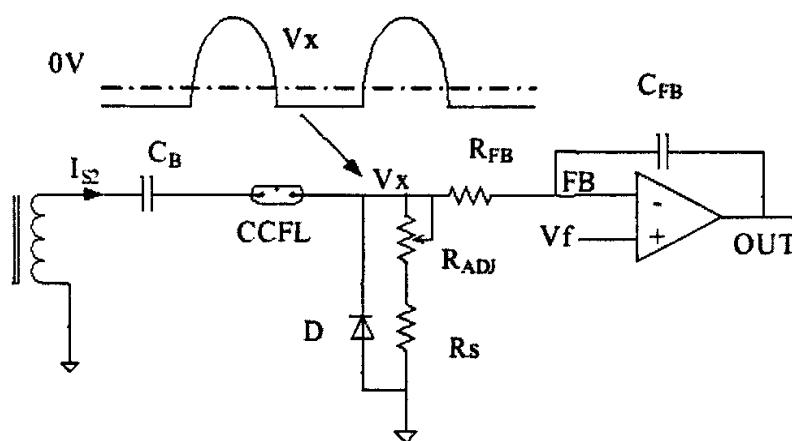


图 2.7 电位器调光

Fig.2.7 Regulation resistance dimming

(2) 模拟电压调光

如图 2.8 所示, 检测电阻 R_S 是固定值。平均电路包括 R_1 , R_2 , R_S 和 C_{FB} , 如果 V_{br} 的电压高, 则 CCFL 的电流低, 这是所谓的反向调光。由叠加原理得:

$$I_{lamp} = \frac{\pi(R_1 + R_2)}{\sqrt{2R_S \cdot R_2}} \left[V_f - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{br} \right] \quad (2.2)$$

正向调光随着 V_{br} 的增大, CCFL 的电流也增大。正向调光只需把 V_{br} 接到运放的正向输入端即可。

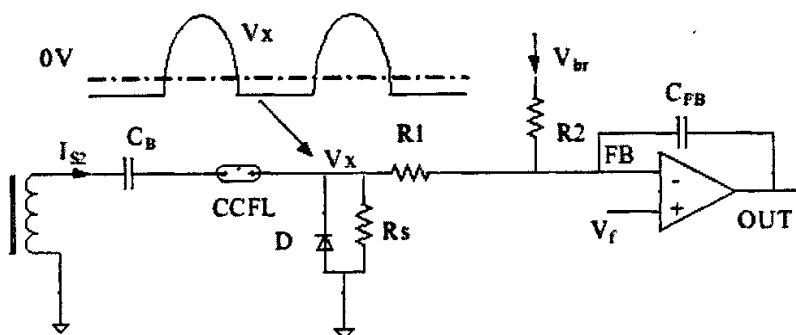


图 2.8 模拟电压调光

Fig.2.8 Analog voltage dimming

(3) 数字低频 PWM 调光

如图 2.9 所示, CCFL 的电流是 PWM 的占空比 D 的函数。为了防止 CCFL 闪烁, PWM 的频率不能太低。数字调光的范围比模拟调光的范围宽得多^[35]。

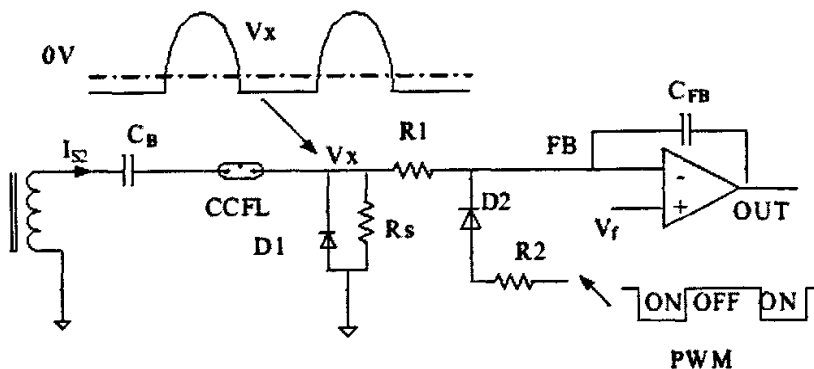


图 2.9 数字低频 PWM 调光

Fig.2.9 PWM dimming of digital low frequency

2.3.3 模拟调光系统

一般的模拟调光控制系统^[11]的工作原理框图如图 2.10 所示, 由 EMI 滤波器、整流器、功率因数校正 (APFC) 环节、可调光电子镇流器控制电路隔离的 1~10V 直流模拟调光信号接口和为荧光灯供电的电子镇流器功率输出级等几部分组成。采用 1~10V 的直流模拟调光控制信号在欧洲成为标准已有多年, 世界上已有几家公司提供多种可调光电子镇流器产品。

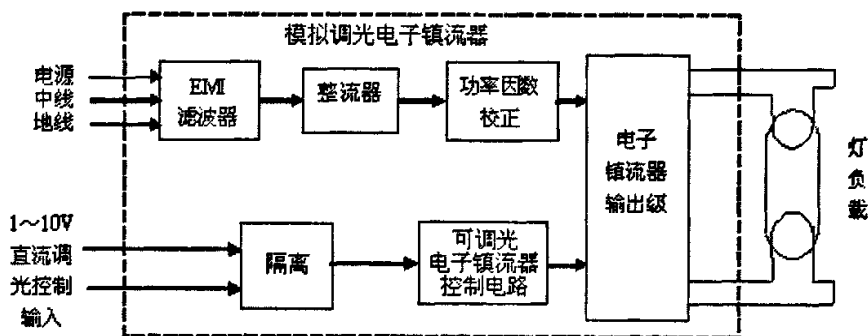


图 2.10 模拟调光控制系统的工作原理框图

Fig.2.10 Block diagram of analog dimming control system

隔离部分一般采用变压器, 利用变压器实现了 1~10V 的模拟调光信号的隔离, 为控制电路提供灯电流基准控制信号, 同时将检测到的灯工作电流送到控制电路, 其误差信号用以调节电子镇流器电路的谐振频率, 从而使灯电流得到控制, 达到灯亮度调节的目的。1V 控制电平对应灯的最小亮度, 10V 控制电平对应灯的最大亮度。

可调光电子镇流器控制电路采用光电耦合器来实现灯光控制信号的耦合和隔离, 利用光电检测器件产生的灯光检测信号又被送到控制单元并和预先设定的调光基准电平相比较, 最终误差控制信号又被送到电子镇流器的 1~10V 调光控制输入端, 从而实现照明系统的调光控制。

2.3.4 数字调光系统

一种典型的数字调光控制系统^[11]如图 2.11 所示。它由电磁干扰抑制 (EMI) 滤波器、整流器、功率因数校正 (APFC) 电路、数字控制调光电子镇流器、镇流器功率因数输出级和微控制器等几部分组成。数字调光的电子镇流器照明系统应包括用于数字控制信息传输、接受的微控制器, 微控制器能完成电子镇流器地址的存储、接受用户指令、设

定调光电平、接受电子镇流器控制单元的状态信息和将电子镇流器的工作状态信息再送回给用户等功能,镇流器控制/电路含有用于灯和微控制器之间通信的数字接口单元,从而完成整个照明系统的精确控制。

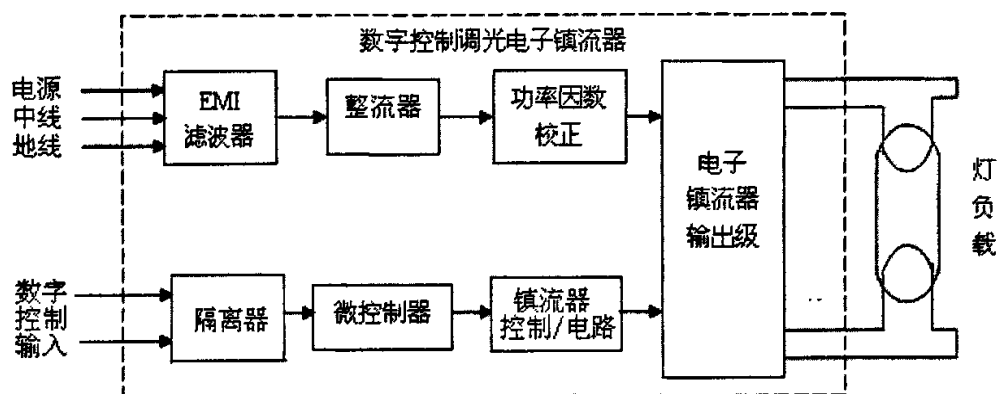


图 2.11 数字调光控制系统的工作原理框图

Fig.2.11 Block diagram of digital dimming control system

3 功率因数校正电路的设计

荧光灯电子镇流器电源输入电流的谐波含量和线路功率因数是两个非常重要的技术指标^[39]。能否有效地抑制电子镇流器电源电流波形失真,实现低谐波畸变要求和高功率因数,一直是人们开发高性能高可靠性电子镇流器需要解决的关键课题。

3.1 电流谐波和功率因数

电子镇流器和开关电源一样,都是将输入交流电源直接加到由非线性二极管所组成的桥式整流电路(如图 3.1 所示)进行整流,再通过大容量的电解电容器滤波,变为平滑的直流电压,供给逆变电路。如果未采用谐波滤波和功率因数校正措施,仅利用全桥整流和大容量电容滤波,必然会导致电源输入端的波形畸变。主要存在的问题^[36]有:

(1) 启动时产生很大的浪涌冲击电流,为正常工作电流的十几倍至数十倍。

(2) 正常工作时,一般整流滤波电路由于导通角很小,形成一个幅度很高的窄脉冲,电流波峰因数(所谓的电流波峰系数(Current Crest Factor: CCF)也称为电流波峰比,是指经调制或未经调制的包迹波的电流峰值与电流有效均方根值的比值^[4,24]。)值很高;电流总谐波失真(THD)通常超过 100%,同时引起输入电压波形的畸变。

(3) 功率因数(PF)很低,一般为 0.5~0.6。

在桥式整流器的输出并联的滤波用电解电容两端的直流电压,随其充电和放电产生略呈锯齿形的纹波。滤波电容上电压最小值远非为零,而与其最大值相差并不很多。根据桥式整流器中二极管的单向导电性,只有在输入端交流电压瞬时值超过滤波电容上的电压时,整流二极管才会因正向偏置而导通。而输入交流电压瞬时值低于滤波电容上的电压时,整流二极管则因反向偏置而截止。于是,整流二极管只有在输入交流电压峰值附近才会导通,导通角(Φ)远小于 180° ,一般只有 60° 左右。整流二极管导通角的明显变小,对交流输入电压波形的影响并不是很大,仍然可大体保持正弦波形,但交流输入电流却发生了严重畸变,呈高幅值的尖峰脉冲,如图 3.2 中的 i_D 所示。这不仅使输入交流电压和输入电流之间产生附加相移,而且产生大量高次谐波,致使功率因数(PF)严重降低。感性负载或容性负载均会使输入交流电压和电流之间产生附加相移,使功率因数和电能利用率降低;非阻性负载还会产生严重的谐波失真,对电网产生谐波干扰^[37,38]。

由此可见,电子镇流器电源输入端电流的波形畸变是因整流二极管导通角太小引起的,而二极管导通角变小的直接原因则是由于大容量的滤波电容直接并接于桥式整流器输出所致。为了减少对公共电网的干扰,世界各国根据自己的条件和市场状况,对电子

镇流器输入侧功率因数和电流谐波提出了不同的要求和规定了不同的标准。因而，电子镇流器产品如何提高整流滤波电路部分的功率因数，降低输入电流的谐波成了重要的研究课题。

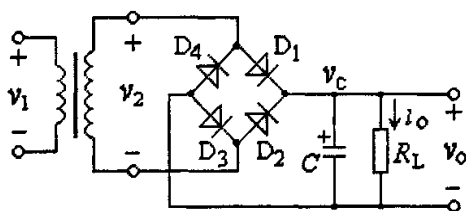


图 3.1 桥式整流电路

Fig.3.1 Rectifier circuit of full bridge

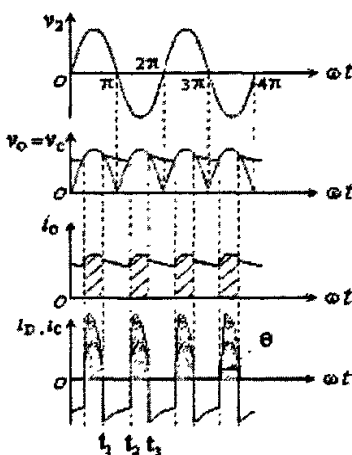


图 3.2 桥式整流电路各点波形

Fig.3.2 Waveforms of full bridge rectifier circuit

从电工学原理可知，任何一个非正弦周期信号都可以分解为一系列不同频率的正弦波的叠加，其中包含基波、二次谐波、三次谐波……。这些不同频率的每一个正弦成份，则被称为一个谐波分量^[4,11,24]。

一般来说，如果不采取功率因数校正电路，电子镇流器的功率因数都较低，输入电流中基波分量只占其中一小部分，而二次及其以上的各个谐波含量却十分丰富，它们的总有效值甚至比基波的有效值还要大。为了说明谐波含量的多少，引入了电流总谐波失真 THD (Total Harmonic Distortion of Current) 这个参数，其定义为：

$$THD = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \times 100\% \quad (3.1)$$

式中 I_2 、 I_3 …… I_n 分别表示 2 次、3 次…… n 次等各次谐波电流的有效值。

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

过去对小功率的低功率因数节能灯的 THD 这一参数并不提出定量要求，近年来随着对节能灯电路认识的深入，考虑到谐波失真对电网的污染，分别对小功率（功率小于或者等于 25W）及大功率（功率大于 25W）的灯的谐波含量做出了不同的要求和限制，这部分内容可以查阅相关国家标准。

电子镇流器线路功率因数与电源电流谐波含量是密切相关的。对于未采取功率因数校正措施的电子镇流器，线路功率因数并不等于 $\cos \Phi$ ，传统的测量功率因数的仪器和方法也并不适用。

功率因数 λ (PF) 是指交流输入有功功率 (P) 与输入视在功率 (S) 的比值^[24]，即

$$\lambda = PF = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos \Phi}{V_1 I_{rms}} = \frac{I_1}{I_{rms}} \times \cos \Phi = \gamma \cos \Phi \quad (3.2)$$

式中： I_1 表示基波电流有效值； I_{rms} 表示输入电流有效值； $\gamma = \frac{I_1}{I_{rms}}$ ，表示输入电流失真系数。 $\cos \Phi$ 表示基波电压、基波电流相移因数。所以功率因数可以定义为输入电流失真系数 (γ) 与相移因数 ($\cos \Phi$) 的乘积。

如前所述，对于一个非正弦周期信号，输入电流的总有效值为

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} = I_1 \sqrt{1 + \frac{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}{I_1^2}} = I_1 \sqrt{1 + THD^2} \quad (3.3)$$

从而得到功率因数 λ (PF) 和谐波失真 (THD) 两者之间的关系为

$$\lambda = PF = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \cos \Phi \quad (3.4)$$

可见功率因数由电流失真系数和基波电压、基波电流相移因数决定。 $\cos \Phi$ 越低，则表示电气设备的无功功率越大，设备利用率越低，导线、变压器绕组损耗越大。同时， γ 值越低，则表示输入电流谐波分量越大，将造成输入电流波形畸变，对电网造成污染，

严重时对三相四线制供电，还会造成中线电位偏移，致使电气设备损坏。

相移因数 ($\cos \Phi$) 减少了对供电线路的有效能量传送，致使无功功率在供电线路上传送，降低了供电线路的效率。由于常规整流设备装置使用非线性器件，整流器件的导通角小于 180° ，从而产生大量谐波电流成份，而谐波电流成份不做功，只有基波电流成份做功。所以相移因数 ($\cos \Phi$) 和电流失真系数 (γ) 相比，输入电流失真系数 (γ) 对供电线路功率因数 (PF) 的影响较大。

为了改善供电线路供电质量，提高供电线路功率因数，保护用电设备，世界上许多国家和相关国际组织制定出相应的技术标准，以限制谐波电路含量。如 IEC555-2、IEC61000-3-2、EN60555-2 等标准，他们规定了允许产生的最大谐波电流。我国于 1994 年颁布了电能质量公用电网谐波标准 GB/T14549-49。

3.2 无源功率因数校正电路 (PPFC) 的设计

功率因数校正 (Power Factor Correction: PFC) 亦称谐波滤波，是荧光灯交流电子镇流器的关键技术之一。在国内外的电子镇流器产品中，为了改善电子镇流器的功率因数 (PF) 和总谐波失真 (THD)，采用了不同的整流滤波电路^[4,11,24]。归纳起来主要有：LC 整流滤波电路、LC 谐振式整流滤波电路、逐流式（填谷）整流滤波电路、直流反馈式整流滤波电路、高频反馈式整流滤波电路和有源滤波电路（有源功率因数校正）。

PFC 技术分为无源 PFC（简称 PPFC）和有源 PFC（简称 APFC）两种主要方案。电子镇流器的 PPFC 电路中不含有源元件，而是全部由电容、二极管、电感和电阻等无源元件连接而成。目前比较流行的 PPFC 典型电路只要有以下两种类型：无源谐波滤波逐流电路和高频能量反馈式无源谐波滤波电路。这里主要介绍逐流式（填谷）整流滤波电路的工作原理及其实现方法。

3.2.1 逐流电路的构成

所谓逐流，是指电子镇流器交流输入端的电源电流追逐电源电压瞬时变化轨迹，既含有追逐，又含有续流之内涵。典型的逐流电路^[11,24]如图 3.3 所示。这种无源谐波滤波网络由两个电容 C1、C2 和三个二极管 VD5~VD6 组成，用以替代普通桥式整流电容滤波电路中的单只滤波电容。

逐流电路是最先介绍到我国的一种无源 PFC 电路，在国内使用较多。然而受到原理和电路结构的限制，输出直流电压的纹波成份较大，直流峰点和谷点的电压比值接近于 2:1。虽然波动的直流电压对镇流器正常工作不会有大的影响，但是对镇流电路输出灯电流的波峰因数 (CCF) 影响很大。在实际使用中常串入一个滤波电感。

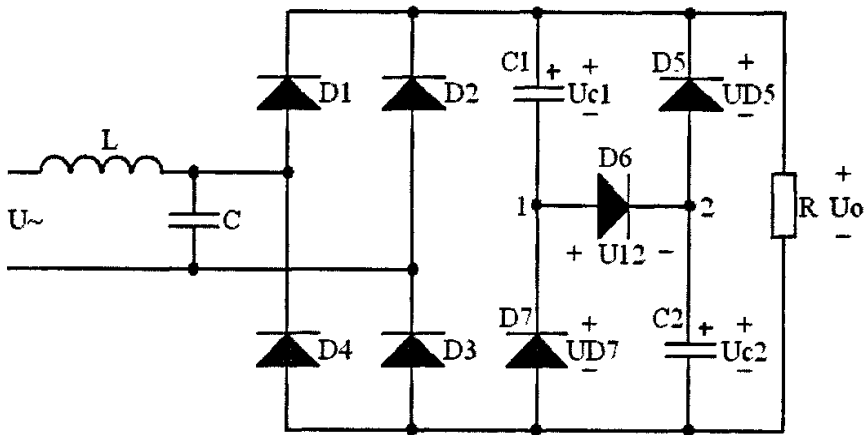


图 3.3 逐流电路

Fig.3.3 Filter circuit of pursue current

逐流电路具有结构简单、易于实现和成本低廉等优点，从国内现实出发，它比较适合我国国情的改善镇流器功率因数的电路，目前仍在广泛使用。随着有源功率因数校正集成电路价格的逐渐降低，对电子镇流器性能要求的日益提高，在电子镇流器中采用有源功率因数校正电路已日见增多，像逐流电路这样的无源功率因数校正电路将逐步被淘汰。

3.2.2 逐流电路的工作原理分析^[39]

逐流电路的工作原理基于降低输出直流电压，在每一个半周期内，将交流输入电压高于直流输出电压的时间拉长，整流二极管的导通角就可以增大，电源电流过零的死区时间则缩短。现结合图 3.3 所示的电路，来说明逐流电路的原理与功能。

(1) 电容器 C_1 、 C_2 和二极管 D_5 、 D_6 、 D_7 的连接是一个电桥结构。 U_0 是跨接在桥的一对对角上的电压， D_6 接在桥的另一对角上。因为 U_0 是脉动的，所以各元件上的电压 U_{C1} 、 U_{C2} 、 U_{D5} 、 U_{D6} 、 U_{D7} 也是变化的。根据基尔霍夫电压定律，有 $U_0 = U_{C1} + U_{D7} = U_{C2} + U_{D5}$ ，若 $C_1 = C_2$ ，则 $U_{C1} = U_{C2}$ ， $U_{D7} = U_{D5}$ 。 U_0 与 U_{C1} 、 U_{C2} 的联系由 D_5 、 D_6 、 D_7 控制。 D_5 、 D_7 起隔离和放电阀作用， D_6 起隔离和充电阀作用。

(2) 只有当交流电压 $U_{\sim} > U_{C1} + U_{C2}$ 时， D_6 充电阀开通， C_1 、 C_2 才能串联充电，又只有当 $U_{\sim} < U_{C1} = U_{C2}$ 时， D_5 、 D_7 放电阀开通， C_1 、 C_2 才能并联放电，向负载提供电流。其余时刻因 D_5 、 D_6 、 D_7 均关闭。所以 C_1 、 C_2 既不充电也不放电。 $U_{C1} = U_{C2}$ 保持充电完毕或放电完毕的值不变。

(3) C_1 、 C_2 串联充电时， U_0 由 $U_{C1} + U_{C2}$ 决定， $U_0 = U_{C1} + U_{C2}$ ；当 C_1 、 C_2 并联放电

时, 如果 $C_1 = C_2$, U_0 由 $U_{C1} = U_{C2}$ 决定, $U_0 = U_{C1} = U_{C2}$ 。这种充电和放电与单个电容器滤波电路的充电和放电性质相同。当 C_1 、 C_2 既不充电又不放电时, U_0 跟踪着交流电压 $U_~$ 作上升或下降的变化。这种情况, 同没有滤波的全波整流电阻负载电路一样。

(4) 如果 $C_1 \neq C_2$, 则充电完毕, 两个电容电压不相等, 电容量小的, 其电压高, 反之电压低, 可按下面公式计算:

$$U_{C1} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} U_0 \quad (3.5)$$

$$U_{C2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} U_0 \quad (3.6)$$

C_1 、 C_2 放电也不同, 电压高的先放电, 放至与另一电容电压相等时就一齐并联放电。放电完毕时, 仍然 $U_{C1} = U_{C2}$ 。放电特性分为 d_m 和 m_c 两段, 两者的放电时间常数不同, 如图3.4所示。

(5) 不管 C_1 、 C_2 相等与否, 放电完毕总是 $U_{C1} = U_{C2}$, 所以串联充电是同时的。放电时, 若 $C_1 = C_2$, 则 C_1 、 C_2 并联同时放电。若 $C_1 \neq C_2$, 则电压高的电容器对应的放电阀开通, 先放电, 放至等于另一个电容电压时另一个放电阀也开通, 一起并联继续放电, 而决不是一个电容放电至零值才轮到另一个放电。

(6) 交流电压按正弦规律变化, $U_~ = V_m \sin \omega t$, 如图3.4(a)曲线所示。对于单一电容滤波电路, 电容器电压 U_C 按指数函数规律变化, 即 $U_C = V_m \sin \omega t (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$, 式中 R 为充电回路等效电阻, 通常很小, 所以电容器充电的快慢就由 C 的大小决定, C 值越小, 充电越快, U_C 跟踪 $U_~$ 变化越紧。当 $C = 0$, $e^{-\frac{t}{RC}} = 0$, 则 $U_C = V_m \sin \omega t$, 也就是说, 没有滤波的全波整流电阻负载电路, 输出电压 U_0 就是由 $U_~$ 决定的脉动直流电压, 在每个半周期中都有 $U_0 = U_C = V_m \sin \omega t$ 。

3.2.3 实验波形分析

在桥式整流器输入端, 50Hz的交流电压 $U_~ = V_m \sin \omega t$ ($\omega = 2\pi f$) 以正弦规律变化, 现截取交流电压正半周的整流波形分析。分析时, 均忽略整流桥的二极管和滤波器二极管正向导通时的管压降。并取 $C_1 = C_2$, 根据上述基本概念, 分为4个阶段, 把图3.3、图3.4结合起来, 分析如下:

(1) $t_1 = t \leq t_2$: U_0 跟踪 $U_~$ 上升阶段

交流电压 $U_~$ 过零后上升, 与 U_0 相交于 a 点, 当 $U_~ > U_{C1} = U_{C2}$, D_5 , D_7 反偏, C_1 、 C_2 停止放电, 整流桥 D_1 、 D_3 导通, 交流电流 $i_~$ 向负载 R_L 供电, U_0 跟踪 $U_~$ 升, 此时又因

$U_0 < U_{C1} + U_{C2}$, D6反偏(见图3.4(b)中曲线 $U_{12}=f(t)$), C1、C2无法充电, $U_{C1}=U_{C2}$ 维持放电结束时的值不变(见图3.4(b)中 $U_{C1}=U_{C2}=f(t)$), 所以这一阶段, C1、C2既不充电也不放电, U_0 跟踪 U_- 上升变化的波形, 见图3.4(b) $U_0=f(t)$ 中的ab段。

(2) $t_2 \leq t \leq t_3$: C1、C2串联充电阶段

$t \geq t_2$ 时, $U_0 \geq U_{C1} + U_{C2}$, D6正偏, C1、C2立即进入串联充电状态, 交流电流 i_- 出现一个尖峰脉冲, 随着充电电压的上升, i_- 慢慢下降。在 $t_2 < t < t_3$ 时, 交流电流 i_- 一方面向C1、C2充电, 另一方面向负载 R_L 提供电流。输出电压 U_0 跟踪 U_- 变化到超过峰值后, C1、C2才停止充电, 此时 $U_{C1}=U_{C2} \approx 1/2V_m$ 保持不变, U_0 波形为图3.4(b) $U_0=f(t)$ 中的bc段。

(3) $t_3 \leq t \leq t_4$: U_0 跟踪 U_- 下降阶段

$t \geq t_3$ 时, $U_0 < U_{C1} + U_{C2}$, D6反偏, C1、C2停止充电。又因 $U_0 > U_{C1} = U_{C2}$, D5、D7也反偏, 故C1、C2也不放电, U_0 跟踪 U_- 作下降变化, i_- 向负载 R_L 提供电流。 U_0 的波形见图3.4(b)的 $U_0=f(t)$ 中cd段。

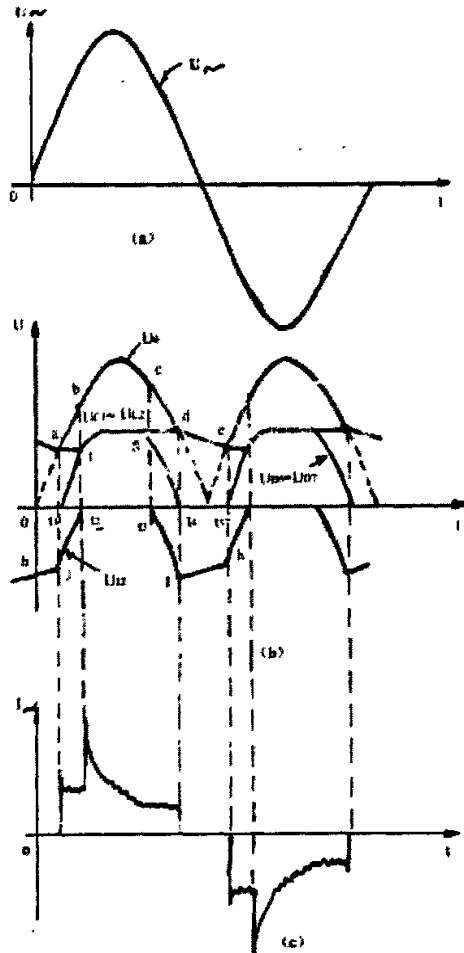
(4) $t_4 \leq t \leq t_5$: C1、C2并联放电阶段

$t \geq t_4$ 时, U_- 下降到 $U_- < U_0 = U_{C1} = U_{C2}$, D5、D7正偏, C1、C2并联放电, 向负载提供电流。因 $U_- < U_0$, 整流桥D1、D3截止, $i_- = 0$, 波形 U_0 脱离了 U_- 而按电容器放电指数规律变化, 即 $U_0 = U_{C1} = U_{C2} = \frac{1}{2}V_m e^{\frac{-t}{R_L C}}$, 式中 $C=C_1+C_2$ 。 U_0 的波形见图3.4(b) $U_0=f(t)$ 中的de段。并联放电时, D6反向承受着输出电压 U_0 。

综合上述4个阶段可见: 全波整流逐流滤波电阻负载电路, 实质上就是由全波整流电阻负载电路和全波整流电容滤波电阻负载电路组合而成。第1、3阶段, 输出电压 U_0 遵循无滤波电路的跟踪特性变化, 第2、4阶段, 输出电压 U_0 遵循电容滤波电路的充放电特性变化。

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

通过实验可以看出, 在桥式整流器输出用两个电容和三个二极管组成的逐流电路取代单只电容滤波后, 三次谐波分量由77.1%降至10.8%, THD由117.5%降低至28%, 线路功率因数由0.592提高到0.945。但是, 灯电流波峰系数却由1.63升高到2.01, 这是由逐流滤波电路的固有特性所决定。对于串联谐振式电子镇流器来说, 功率因数、谐波含量和灯电流波峰比的矛盾是不可调和的^[39]。



$$\begin{aligned}
 U_0 &= f(t) : abcde; & U_{C1} &= U_{C2} = f(t) : afgde; \\
 U_{D5} &= U_{D7} = f(t) : t_1 f g t_4 t_5; & U_{12} &= f(t) : it_1 t_2 t_3 j k;
 \end{aligned}$$

图3.4 逐流电路各点电压电流波形

Fig.3.4 Voltage and current waveforms of pursue current filter circuit.

设计 PPFC 电路要考虑确保线路简单和成本低廉的固有特点。如果在 PPFC 电路设计上过于复杂,即使技术水平相当高,也不会得到实际应用,因为这样的电路必然会被 APFC 电路所取代。从技术水平上讲,PPFC 电路是难以与 APFC 电路媲美的。当 PPFC 电路的复杂程度和成本与 APFC 电路相接近时,显然人们会选用 APFC 技术^[24]。开发新一代 PPFC 电路,追求的目标并非完全是高性能,而是高性价比,用最低的成本,使电子镇流器达到对输入谐波电流的限制和 EMC 标准的要求。

3.3 有源功率因数校正电路 (APFC) 的设计

3.3.1 有源功率因数校正的特点和类型

(1) 有源功率因数校正的特点

有源功率因数校正 (APFC) 电路与无源功率因数校正 (PPFC) 电路的主要不同点就是除了使用了无源器件外, 还采用了晶体管 and 专用集成电路 (ASIC)。在谐波滤波电路中, 只要使用了一个像晶体三极管这类的有源器件, 就称作 APFC 电路^[11,40]。

有源功率因数校正电路能对变化的谐波进行迅速的动态跟踪校正, 而且校正特性不受电网阻抗、负载阻抗的影响, 所以与无源功率因数校正相比具有校正特性好的优点, 因而近些年来得到了广泛的应用。现在有源功率因数校正的控制电路一般都采用集成电路。

高频有源功率因数校正是抑制谐波电流、提高功率因数的有效方法。其工作原理框图如图 3.5 所示。

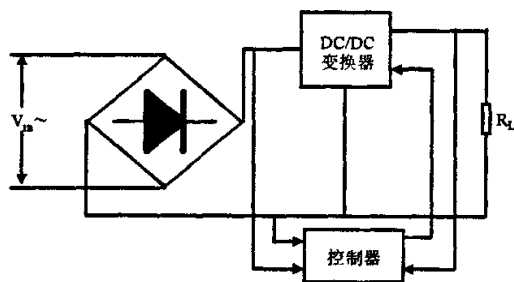


图 3.5 APFC 工作原理框图

Fig.3.5 Block diagram of APFC operation principle

交流输入电压经全波整流后, 再经 DC/DC 变换, 通过相应的控制使输入电流平均值自动跟随全波整流电压基准值, 并保持输出电压稳定。APFC 电路有两个反馈控制环: 电流控制环使 DC/DC 变换器输入电流与全波整流电压的波形相同, 输出电压控制环使 DC/DC 变换器输出直流电压稳定为已直流稳压源。

APFC 电路基本工作原理是通过控制电路强迫输入电流跟踪输入电压, 实现输入电流正弦化, 并与输入电压同步, 其作用相当于一个纯电阻, 所以 APFC 又叫电阻仿真器 (Resistor Emulator)。其中关键电路是乘法器和除法器。高频有源功率因数校正电路的特点^[41]有:

- ① 有平滑的输入交流电流波形。

- ② 高功率因数, PF 可达 0.99 以上。
- ③ 低总谐波失真, THD<10%。
- ④ 宽输入电压范围, 可达 90~270V。
- ⑤ 直流输出电压稳定。

高频有源功率因数校正是电子镇流器应用的重要发展方向之一, 由于高频有源功率因数校正的效果好, 所以得到了广泛应用。它主要有以下优点:

- ① 交流输入电压变化范围宽。
 - ② 由于直流输出电压稳定, 在电网电压变化时灯功率也比较稳定。
- 主要缺点是使用了较多的元器件, 电路比较复杂, 成本较高。

(2) 有源功率因数校正电路的基本类型

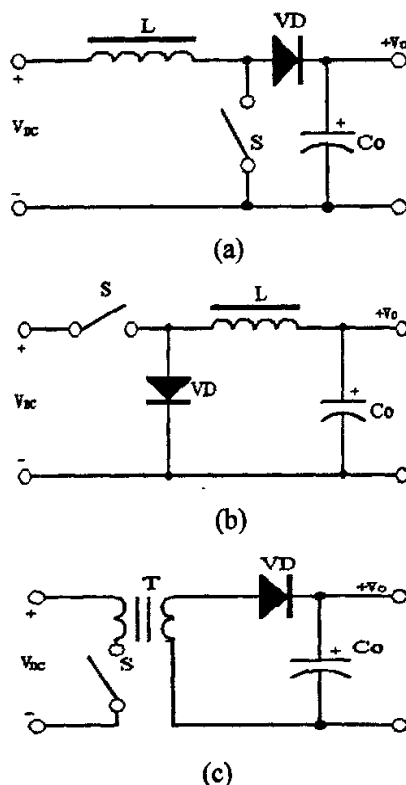


图 3.6 APFC 的三种类型

Fig.3.6 Three types of APFC

一般有源功率因数校正电路置于桥式整流器和滤波用电解电容器之间, 其电路形式

和开关电源相似，实际上是一种 DC-DC 变换器。APFC 变换器电路主要有升压式、降压式和回扫式三种类型^[11,24]，如图 3.6 所示，其输入是整流后的单向正弦电压。

图中开关 S 一般都由功率开关晶体管并且几乎全部是由 MOSFET 或者 IGBT 担当，并由专用集成电路以较高的频率控制和驱动，使之导通与截止，达到功率因数校正的目的。电解电容器 C_0 上的直流电压，可能比输入的已整流电压 V_{DC} 高（图 3.6(a)，称为升压型）或低（图 3.6(b)，称为降压型）。图 3.6(c)采用隔离变压器，使已整流电压 V_{DC} 和 C_0 输出直流电压隔离，没有共地端，它的输出电压可能高于或低于输入直流电压（由变压器的匝数比决定）。由于专用集成电路的控制，电容 C_0 上的输出直流电压在输入电压较宽范围内波动时，仍有稳定的输出，用来给半桥逆变器供电，使输出功率基本保持恒定不变。

由于升压型（Boost）变换器具有电感电流连续，储能电感也可以用作滤波器抑制 RFI 和 EMI 噪声，电流波形失真小，在一定的输出功率下可以减小输出电流，因而可以减小输出滤波电容的容值和体积，驱动电路简单等优点，所以在电子镇流器中大多采用升压型有源功率因数校正电路，在输入为 220V 的交流电压下， C_0 上的直流电压可以选定为 400V。提高直流电压，有利于灯管的启辉，减小工作电流和损耗，从而提高效率。

3.3.2 有源功率因数校正电路的工作原理

升压型 APFC 电路的工作原理^[4,11]可用图 3.7 所示的电路来说明。电路由功率 MOS 开关管 VT_1 、升压电感 L 、升压二极管 VD 、输出电容 C_0 及 APFC 控制器集成电路所组成。其核心部件是功率因数校正控制器，有的文献称之为功率因数变换器或功率因数预调整器。它能校正功率因数，并调整输出直流电压，使输出直流电压不受输入交流电压或负载变动的影响，保持为恒定值。

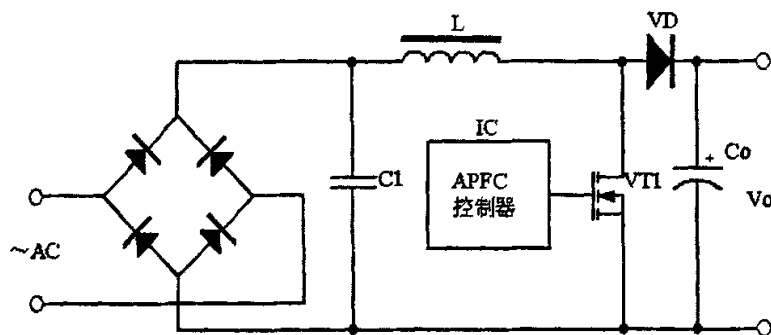


图 3.7 升压型 APFC 电路工作原理

Fig.3.7 The principle of boost APFC circuit

下面对它的工作情况，分不同阶段加以分析说明。

(1) 开关管 VT_1 导通期间 (t_{on})

假设在控制器集成电路的控制下，开关管导通（相当于开关 S_1 接通），二极管 VD 受输出直流电压的反偏而截止（相当于开关 S_2 断开），电解电容器 C_0 对负载放电，向负载提供能量。

交流电压由桥式整流器整流后得到了一个单向脉动的正弦波电压，不考虑整流二极管的压降，此电压 u_i 和输入交流电压大小是相同的。这样，图 3.7 可简化为图 3.8 形式。

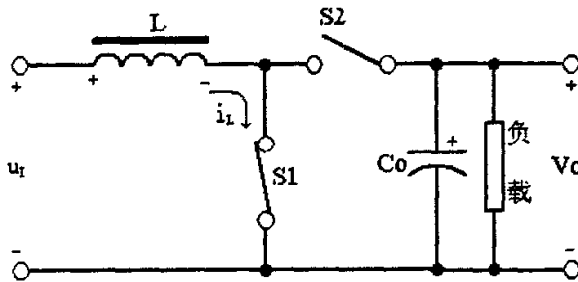


图 3.8 MOS 管导通时的等效电路

Fig.3.8 The equivalent circuit when MOS is turn on

在 u_i 作用下，流过电感 L 的电流经开关 S_1 由零直线上升，考虑到开关管的开关频率很高（一般最小为 25kHz 左右），因此在短时间内，电压 u_i 可近似看作不变，而电流上升速率满足关系式

$$L \frac{di_L}{dt} = u_i \quad (3.7)$$

可见，电流上升速率 $\frac{di_L}{dt} = \frac{u_i}{L}$ 是一个常数，即电流 i_L 是一个直线上升的三角波，上升斜率为 u_i/L ，与该时刻输入电压 u_i 的瞬时值成正比。

在电流 i_L 上升过程中，电感中储存的磁能 $\frac{1}{2} Li_L^2$ 也随 i_L 的上升而增加。

当控制器集成电路检测流过电感电流即流过开关管的电流峰值 I_{LP} 达到与此时刻输入电压大小相对应的某一数值时，控制器集成电路便输出控制信号，使开关管 VT_1 截止，电感电流停止上升。

(2) 开关管截止期间 (t_{off})

当开关管截止时，图 3.7 电路可简化成图 3.9 形式，由于电感电流 i_L 是不能突变的，只能由原来的峰值 I_{LP} 下降，并将原来储存在线圈中的磁能释放出来。这时电感上的电

压与输入电压相叠加，对电容 C_o 充电。显然， C_o 上所输出的电压 V_o 将大于输入电压 u_i ，故称此电路为升压式 APFC 电路。

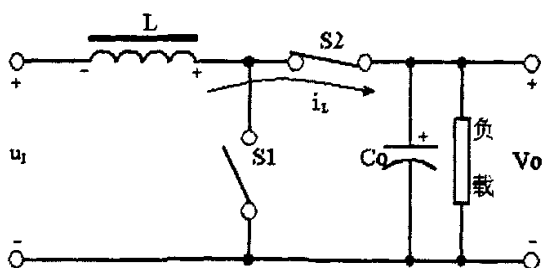


图 3.9 MOS 管截止时的等效电路

Fig.3.9 The equivalent circuit when MOS is turn off

从开关管截止时起，流过电感的电流 i_L 将随电感所储存的磁能的减小而下降，并满足以下关系式：

$$u_i + L \frac{di_L}{dt} = V_o \quad (3.8)$$

$$\text{或 } L \frac{di_L}{dt} = V_o - u_i \quad (3.9)$$

电流下降的斜率为 $\frac{V_o - u_i}{L}$ ，与该时刻输入电压 u_i 有关。 u_i 越大，电流下降速率越小，下降愈慢；反之，则愈快。

当控制器集成电路检测到电感下降到零时，控制器集成电路又将输出控制信号，使开关管 VT_1 再一次导通，开始下一个开关周期。图 3.10 示意了在一个开关周期 T_{sw} 中电流 i_L 的波形，它是一个线性上升、线性下降的三角波。

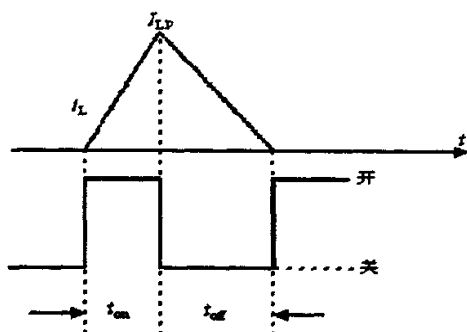


图 3.10 电感电流的波形

Fig.3.10 Waveform of inductance current

由控制器集成电路控制的开关频率一般在 25kHz 以上，一个周期 $T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} < 40\mu s$ ，

小于输出电压半个周期（10ms）的 1/250。因此，我们在上面分析过程中，把三极管导通时期和关断时期（ t_{on} 和 t_{off} ）内的 u_i 看作近似不变是完全允许的。

这样，在输入交流电压半周内，输入电流将是一串峰值 I_{LP} 随输入电压 u_i 变化的三角波，如图 3.11 所示，三角波电流的平均值是其峰值电流一半，因此，它的变化规律是随输入电压按正弦变化的波形，电路的输入电流平均值与输入电压波形形状是相似的，又没有相移，电路的功率因数可以达到很高， $PF=0.99$ ，而谐波失真很小，在采用有效的 EMI 滤波器后，电路中高频开关信号的泄漏很低，故其电流总谐波失真 THD 一般不会超过 10%。

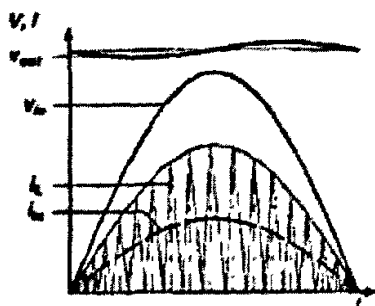


图 3.11 APFC 电路中有关电压电流波形

Fig.3.11 Waveform of voltage and current in APFC circuit

有源功率因数校正电路可实现较理想的功率因数校正，可使功率因数接近或等于 1， $THD < 5\%$ 。有源功率因数校正大多采用升压型电路拓扑，APFC 电感电流以连续导通（CCM）或以非连续导通（DCM）模式工作^[24]，APFC 开关管工作在恒频或者变频模式。在 500W 以下的情况普遍采用变频峰值电流型 APFC 电路，这种工作模式下的 APFC 电路电感较小，所需器件少，成本低，具有很高的性价比优势。另外，APFC 电路有许多专用的集成电路支持，可以满足各种要求。APFC 电路的作用是，不仅能提高功率因数，还具有输出电压预稳压功能。由于 APFC 电路的输出电压 V_o 是稳定的，可使后面的电子镇流器高频变换电路有良好的工作环境，减轻了电子镇流器变换电路的电压应力。常见的 APFC 用集成电路有很多，结合电子镇流器应用的实际情况和综合考虑性价比等各方面因素，决定采用控制集成电路 TDA4863 设计有源功率因数校正电路。

3.3.3 TDA4863 集成控制电路^[42]

TDA4863 是德国西门子公司 (Siemens AG) 推出的高功率因数控制器 TDA4862 的增强版本, 现由英飞凌技术公司生产。TDA4863 是一种用于控制输入电压有源 PFC 转换器的 8 管脚集成电路。这种 IC 以控制峰值电流的不连续模式 (DCM) 工作。TDA4863 通过控制升压变换器, 使得从单相交流电网中输出正弦电流, 并在输出端得到稳定的直流电压。这种有源谐波滤波器可以抑制常规整流电路中电容器的脉冲充电谐波电流。所得到的由有功功率与视在功率比值定义的功率因数接近 1, 而且输出端的电压波动可以有效地得到补偿。下面分别介绍 TDA4863 的引脚、功能、工作原理。

(1) 引脚介绍

VSENSE (引脚①): 电压放大器反相输入端。该端通过电阻分压器与升压变换器输出端相连。引脚 2 通过反馈电容与该端相连, 构成反馈补偿网络;

VAOUT (引脚②): 电压放大器输出端。该端在控制器内部与乘法器的一个输入端相连。为避免输入电压发生过冲, 该端内接 5V 箝位电路。当输入电压低于 2.2V 时, 驱动输出电路将被禁止。如果流入该端的电流超出了阈值, 乘法器的输出信号将下降, 以防止升压功率 MOSFET 因过压故障而损坏。

MULTIN (引脚③): 乘法器的另一个输入端。该端通过电阻分压器与全波整流输出电压相连。

ISENSE (引脚④): 电流检测信号输入端。该端在控制器内部与电流检测比较器的反相输入端相连, 通过外接检测电阻实现对升压功率 MOSFET 源极电流的控制。为了避免负输入电压对控制器产生影响, 该端被内部箝位于 -0.3V。另外, 为了抑制升压功率 MOSFET 导通时引入的电压尖峰, TDA4863 的电流检测信号输入端内接低通滤波网络, 并在 TDA4862 基础上增加了上升沿消隐电路。

DETIN (引脚⑤): 零电流检测器输入端。该端通过升压电感辅助绕组实现对电感电流的过零监测。

GND (引脚⑥): 信号地。VCC 与该端之间应接入旁路电容。

GTDRV (引脚⑦): 驱动输出端。该端是大电流图腾柱式驱动电路的输出端, 内接箝位网络, 可直接驱动功率 MOSFET。TDA4863 内部在 TDA4862 基础上增加了有源箝位电路, 以确保该端输出信号在控制器停止工作后保持低电平。

VCC (引脚⑧): 偏置电源接入端。为了吸收电流尖峰, 该端应外接滤波电容。

(2) 功能介绍

传统电子镇流器和开关电源都有桥式整流器和大容量的滤波电容的设计。这种电路的缺点是只有当输入交流瞬时电压高于电容器上的电压时, 电路才从交流电网获得功

率。这发生在电网电压峰值附近，引起较高的充电电流尖峰。电流尖峰有以下的特点：视在功率高于真正所需功率，即意味着功率因数低；电流尖峰不再是正弦波形，而是含有大量的谐波成份，引起电路噪声；整流后输出的电压取决于负载情况，并且需要大容量的电容器；必须对噪声抑制作特别处理。

利用 TDA4863 预调节器, 输入电流随着输入正弦半波电压的瞬时值按比例变化, 从而得到正弦输入电流和接近 1 的功率因数。这是因为从交流输入电网端看进去, 无论任何复杂的负载都相当于一电阻器。谐波失真也得到了降低并满足 IEC555 标准的要求。

(3) 工作原理

TDA4863 内部集成有精密微调基准电源、宽带电压放大器、过压调节器、单象限乘法器、电流检测比较器、零电流检测器、PWM 锁存器、重启动定时器、大电流图腾柱式输出电路以及欠压锁定电路, 其原理框图分别如图 3.12 所示。

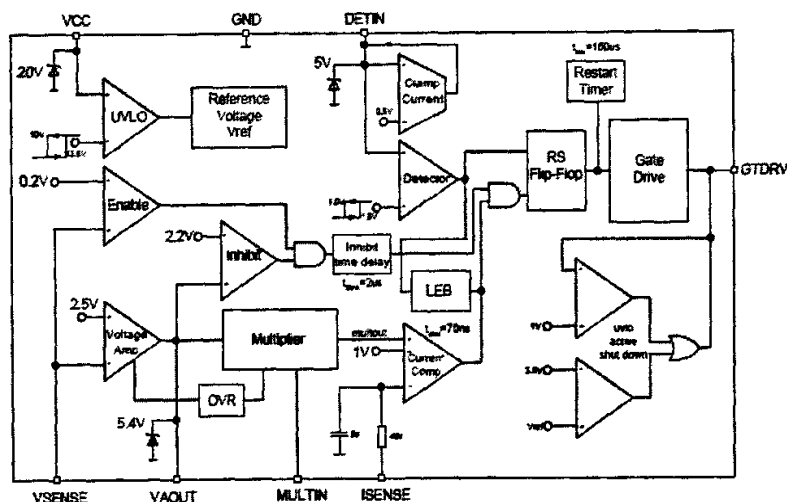


图 3.12 TDA4863 内部原理框图

Fig.3.12 Internal block diagram of TDA4863

① 电压放大器

TDA4862 中的电压放大器的增益带宽为 0.8MHz，相位裕量达到 80° 。电压放大器非反相输入端作为基准信号输入端，被内部箝位于 2.5V，而其反相输入端则通过电阻分压器与前置变换器的输出端相连，实现对输出电压的检测。电压放大器的输出端与反相输入端之间外接一只电容，构成反馈积分网络。反馈网络的带宽一般应低于 20Hz，这样可以有效抑制输入整流电压纹波中的二次谐波。为了使输出电压保持稳定，电压放大

器的输出信号直接输入乘法器，以获取电流检测比较器的编程信号。

TDA4863 中的电压放大器的增益带宽提高到了 3MHz，同时增加了门禁电路。当 TDA4863 引脚①上的电压低于 0.2V，或引脚②上的电压低于 2.2V 时，驱动输出电路被禁止。

② 过压调节器

电压放大器的反馈积分网络对输出电压的突变不起作用。输出电压突变的情况通常发生在系统启动、掉载或输出端弧光放电时，上述情况会在电压放大器的输入端上引入电流尖峰，而与此同时电压放大器的差动输入电压仍保持为零。于是，电流尖峰信号通过反馈电容流入电压放大器的输出端，从而引起乘法器输出信号的下降。

③ 乘法器

乘法器是控制器中的核心元件。乘法器根据直流输出电压和交流正弦半波输入电压对驱动输出电路进行控制。乘法器两个输入端的动态范围的线性度都非常的好，其中 MULTIN（引脚③）为 0V~4V，而电压放大器输出端（引脚②）则为 2.5V~4V。乘法器的输出信号被箝位于 1.3V，这样可以有效防止升压功率 MOSFET 在系统启动时工作在临界状态。

④ 电流检测比较器和 RS 锁存器

乘法器的输出信号与电流检测信号相比较，得到驱动输出电路的编程控制信号。为了保证在给定的周期内驱动输出端上只有一个驱动脉冲信号，控制器内部增加了 RS 锁存器。乘法器的输出信号和电流检测阈值都被箝位于 1.3V，这样可以有效防止升压功率 MOSFET 在系统启动时工作在临界状态。另外，为了防止输入负脉冲信号，控制器内部增加了一个电流源。当引脚④上的电位低于地电位时，该电流源将向引脚④提供灌电流。同时，控制器内部集成的 RC 滤波网络能够有效减小导通时的峰值电流。

TDA4863 内部增加了上升沿消隐电路，该电路使升压功率 MOSFET 的导通电流峰值信号被延迟一段时间，其典型值通常为 200ns。

⑤ 零电流检测器

零电流检测器通过升压电感上的辅助绕组实现对电感电流的监测，在电感电流过零时，进入下一个导通周期，这样升压二极管的反向恢复损耗将大大降低。当分压电阻上的电压达到乘法器输出阈值时，升压功率 MOSFET 被关断。因此，升压电流波形是连续的三角波，波形之间没有死区间隔。这样，由于交流输入线电流连续，峰值开关电流就被限制为平均输入电流的两倍。为防止误触发，零电流检测器采用了施密特触发器结构，TDA4862 中零电流检测器的滞回电压为 0.6V，而 TDA4863 中零电流检测器的滞回电压则为 0.5V。内置 5V 箝位电路可以对零电流检测器输入端提供过压保护，内置的箝

位电路则能够有效防止基极注入。另外，辅助绕组上必须串接限流电阻，以免箝位电路因过流而损坏。

⑥ 重启动定时器

如果电感电流到达零点 $150\mu\text{s}$ 后，驱动输出端仍然处于关断状态，重启动定时器将使控制器重新启动。由于控制器内部集成了重启动定时器，因此无需振荡器。

⑦ 欠压锁定电路

当 VCC（引脚⑤）上的电压超过上限阈值时，欠压锁定电路将激活驱动输出电路。当 VCC（引脚⑤）上的电压低于下限阈值时，欠压锁定电路将使驱动输出电路关断。在待机模式下，TDA4863 的偏置电流低于 $100\mu\text{A}$ 。为防止控制器因过压而损坏，VCC 上增加了内置接地箝位电路。启动电流由外接启动电阻和储能电容提供。

⑧ 驱动输出电路

TDA4863 内置的图腾柱式驱动输出电路能够直接驱动功率 MOSFET。当控制器处于待机状态时，控制器内部的保护电路被激活，确保升压功率 MOSFET 可靠关断。TDA4863 的驱动输出电路针对高速工作状态进行了优化，最大限度地减小了通态重叠电流。另外，与灌电流输出晶体管和拉电流输出晶体管串接的两只 4Ω 电阻，也能有效降低通态重叠电流。

3.3.4 基于 TDA4863 的 APFC 电路设计^[42]

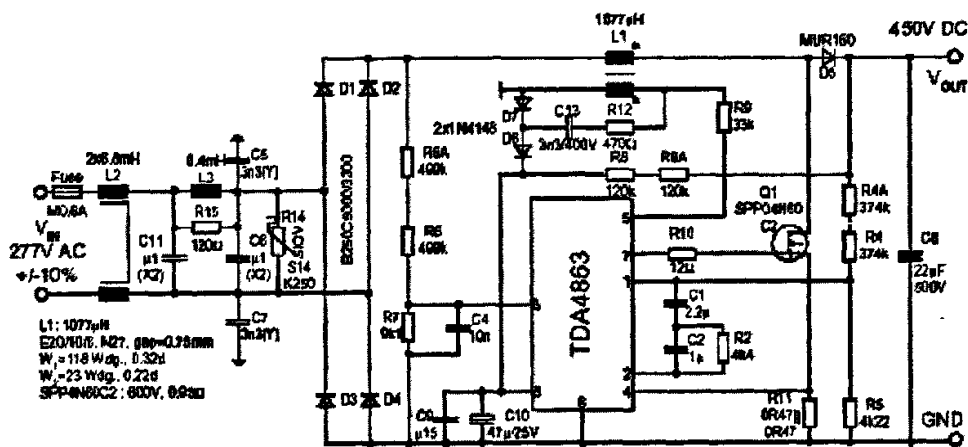


图 3.13 TDA4863 构成的功率因数校正电路

Fig.3.13 Power factor correction circuit with TDA4863

传统整流电路的电流畸变会导致低功率因数，各国的工业标准对电流失真而造成的

低功率因数做出了严格的规定。本节讨论的电路是专门设计的电子镇流器用低成本高功率因数校正电路。该有源谐波滤波器电路采用 TDA4863 控制器芯片,可以有效抑制常规整流电路中电容器脉冲充电时的谐波电流。所得到的功率因数接近 1,而且输出端的电压波动可以有效地得到补偿。为了提高效率,电路采用第三代 CoolMOS^[43]作为电力开关,它具有最低的单位面积导通电阻。最后设计完成的完整电路如图 3.13 所示。

所设计的电路由以下几部分组成:

(1) 市电输入

交流输入部分包括用作过流保护的输入保险丝 Fuse,扼流圈 L_2 、 X_2 , 电容器 C_6 和 C_{11} 以及 Y 电容器 C_5 和 C_7 用作射频传导干扰抑制器。 L_3 和 C_6 过滤高频电流纹波。

(2) 功率级—升压型 PFC 转换器

桥式整流器之后,是由 L_1 、 Q_1 、 D_6 和 C_8 构成的升压型 PFC 转换器。第三代 CoolMOS SPP04N60C2 用作电压开关 Q_1 。得益于其较低的导通电阻、小巧的散热器能够满足散热要求。输出电容器 C_8 提供能量缓冲,将输出电压纹波(100Hz)降至可接受的水平。

(3) 电流检测

零电流探测器通过一个辅助线圈感应电感器电流,并确保下一次当电感器电流达到零时立即启动 MOSFET。这样可以将升压型变换器二极管的反向恢复损失降至最低。IC 供电由辅助线圈提供,并通过 C_9 和 C_{10} 进行过滤和缓冲。IC 供电也使用了由 D_7 、 R_{12} 和 C_{13} 组成的电荷泵电路,适用于宽范围交流输入的状况。

外接电阻 R_{11} 检测 MOSFET 电流。检测电压输入 TDA4863 脚④,并与内部控制电压进行比较,从而实现 PWM 控制。

(4) 升压型变换器的 PWM 控制

借助 8 管脚 DCM PFC IC TDA4863 实现 PWM 控制。由 R_8 、 R_{8A} 、 R_4 、 R_{4A} 和 R_5 构成的分压器检测输出电压。补偿网络 C_1 、 C_2 、 R_2 构成误差电压放大器的外部电路。该电路允许根据不同的负载状况调节回馈,从而实现稳定的控制。为了不对 100Hz 纹波作出反应,因此环路补偿后的带宽较低。误差电压放大器的输出电压传输至内部乘法器与正弦波检测信号相乘。乘法器输出作为峰值电流模式 PWM 控制的内部控制电压。当检测的峰值电流超过控制电压时,门极关闭。

(5) 门极驱动输出

IC 输出门极驱动是一种快速的推拉输出电路门极驱动,专门设计用于驱动大型 MOS 晶体管。利用门极驱动电阻器 R_{10} 来抑制门极脉冲电流,并驱动 MOSFET 实现快速开关。

(6) 保护特性

由于 PFC 电路固有的低带宽特性,因此不能在足够的时间内完成对输出电压的快速调节。在初始启动、突然取消负荷或输出产生电弧火花时,输出将出现快速变动。此 IC 独特的输出过电压保护是通过感应流入 IC 针脚②VAOUT 的电流而实现的。如果该电流超出了内部确定的限值(通常为 $40\mu\text{A}$),那么过电压调节电路将被激活,并降低倍增器输出电压。从而缩短了 MOSFET 的导通时间和输出过电压保护。

而当 VCC 电压低于最低电压切断阈值 V_{ccoff} 时(通常为 10V),IC 将关闭,从而实现 IC 电源欠电压切断。门极驱动将从内部降至低电平,以维持关闭状态。VCC 重新充电,准备自动重启,从而实现了 IC 电源的欠电压切断。

3.3.5 实验结果分析

图 3.14、3.15 为单个 APFC 电路工作时的实测波形,上边通道为电源电压波形,下边通道为电源电流波形。从图中可以看到,当输入电压为 255V 时,电压波形光滑;在电源电压的峰值处有电流的振荡;加入 APFC 电路后,电流振荡消失。

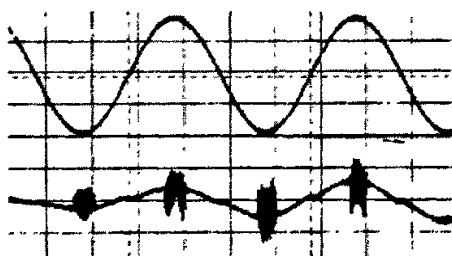


图 3.14 输入 255V/50Hz 时,未加 APFC 电路的波形

Fig.3.14 Waveforms without APFC when the input of 255V/50Hz

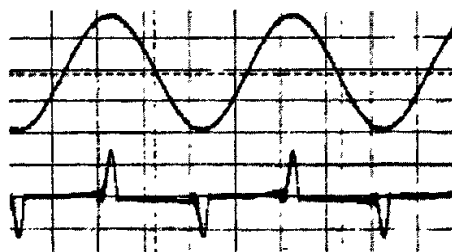


图 3.15 输入 255V/50Hz 时,加入 APFC 电路的波形

Fig.3.15 Waveforms with APFC when the input of 255V/50Hz

实验表明,在合理配置电路参数的情况下采用该电路后,不仅获得了稳定的直流电压输出,而且输出电压的纹波大大降低,实现了功率因数校正。由于电子镇流器工作在高频交流电压下,噪声、频闪的现象自然消失了,因而它的节能特点尤为突出。

3.4 本章小结

本章阐述了电流谐波的危害和功率因数校正的意义。根据实际需要,分别设计了填谷式无源功率因数校正电路和由TDA4863集成电路芯片构成有源功率因数校正电路。实验结果显示,所设计的PFC电路能够有效减少电子镇流器对电网的高频干扰,提高了整灯的效率。

4 基于分立元件的半桥驱动电路设计

4.1 电路设计

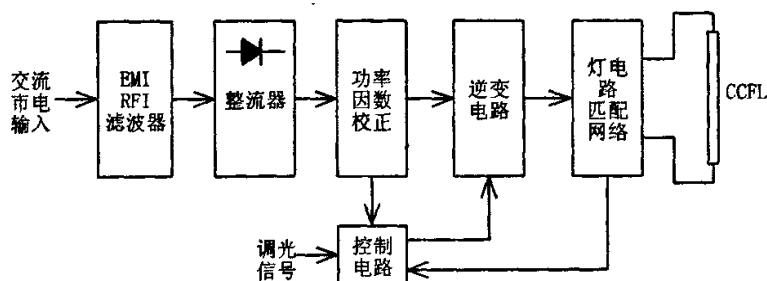


图 4.1 电子镇流器功能框图

Fig.4.1 Functional block diagram of electronic ballast

高性能电子镇流器^[11]结构如图 4.1 所示，电路中 EMI (Electro Magnetic Interference) 和 RFI (Radio Frequency Interference) 滤波器将来自电网的电磁干扰和射频干扰滤除，同时防止镇流器电路产生的电磁干扰和射频干扰进入电网，起到双向隔离作用。桥式整流电路将输入交流 220V / 50Hz 市电变换成 300V 左右的脉动直流电压，经功率因数校正后加至高频半桥逆变电路。逆变电路的主要功能是将直流电变换为高频交流电，通过灯电路匹配网络传递给灯负载。匹配网络除了传递电功率之外，还完成荧光灯灯丝预热、灯管工作状态检测及阻抗匹配变换等功能。控制电路完成调光、异常状态保护等功能。

本文采用分立元件设计的半桥逆变式冷阴极荧光灯电子镇流器电路如图 4.2 所示。

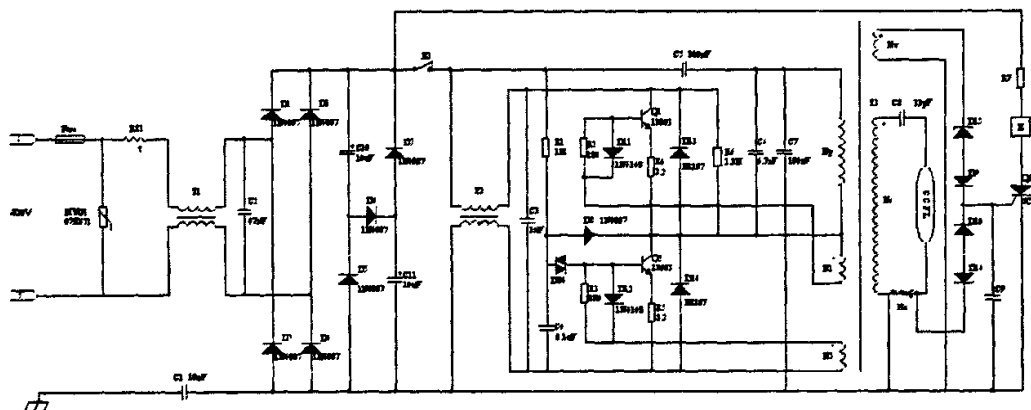


图 4.2 半桥逆变电路图

Fig.4.2 Circuit diagram of half bridge inverter

4.2 工作原理

电路基于电压馈电式^[44]半桥逆变电路的原理而设计,由EMI/RFI滤波器、全桥整流电路、逐流无源功率因数校正电路(填谷电路)、谐振电路、半桥开关电路以及高频变压器输出电路组成。

图中FUSE、MYG1起过流、过压保护作用。RT1是负温度系数热敏电阻,缓解开机时的冲击电流。 T_1 、 C_2 组成双 Π 型EMI滤波器,主要用来滤除半桥逆变电路所产生的电磁干扰信号,不使它们通过电源线进入其它电气设备引起传导干扰。二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 组成桥式整流电路将交流电压转变为脉动直流电压。

由于桥式整流电路的输出含有丰富的谐波分量,严重影响了镇流器的功率因数。为了提高效率,减少谐波畸变率,必须进行功率因数校正。考虑到成本问题,在低功率的条件下,本文采用了一种逐流充放电式的无源功率因数校正电路^[39]。逐流无源功率因数校正电路由图中 $D_5 \sim D_7$ 、 C_{10} 、 C_{11} 构成。其工作原理是基于降低输出直流电压,在每一个半周期内,将交流输入电压高于直流输出电压的时间拉长,这样整流二极管的导通角就可以增大,电源电流过零的死区时间则缩短,其输入的电流波形可以得到较大的改善(接近正弦波),从而提高功率因数。实验表明,采用逐流无源功率因数校正电路可使输入电流总谐波含量降低到30%以下,功率因数可提高到0.90以上。

图中三极管 Q_1 、 Q_2 组成有源半桥支路,电容 C_5 、 C_7 组成无源半桥支路,变压器初级绕组 N_p 跨接在两个半桥中点之间。当接通220V/50Hz交流电源后,直流电压提供的电流经 R_1 对积分电容 C_4 充电,一旦电压达到并超过触发二极管DB4的转折电压后,该二极管击穿导通,并有电流流入 Q_2 的基极,使 Q_2 导通。 Q_2 集电极电流的增长趋势在脉冲变压器的初级绕组 N_p 上产生感应电动势,同时在其次级绕组 N_1 、 N_2 也产生感应电动势。由于脉冲变压器的绕组 N_p 与 N_2 同相, N_p 与 N_1 反相,从而使 Q_2 的基极电位升高,基极电流、集电极电流进一步加大,连锁式的正反馈作用使 Q_2 导通并饱和。

当 Q_2 电流增加使磁环趋向饱和,各绕组感应电动势急剧下降, Q_2 基极电位也下降,在脉冲变压器中将产生与 Q_2 集电极电流增加时相反极性的电动势。这样一来, Q_1 的基极电位上升,集电极电流增加,而流过 N_2 的电流与 Q_2 导通时的电流方向相反。从而使 Q_1 的基极电位升高,基极电流和集电极电流进一步加大。结果, Q_2 迅速退出饱和变为截止,而 Q_1 迅速由截止变为导通并饱和。

图中 R_2 、 D_{11} 和 R_3 、 D_{12} 是加速电路^[31],改善了双极型晶体管的开关特性,减少了晶体管的损耗。 D_{13} 和 D_{14} 是阻尼二极管,起保护作用,防止晶体管因反向导通而损坏。 C_6 是续流电容,在两个晶体管都不导通时,能保证有电流流过灯管,使电流是连续的。

上述过程周而复始地重复下去, Q_1 、 Q_2 轮流导通和截止, 在两个半桥中点之间形成交变的方波电压。此交变电压经过续流电容 C_6 、 N_p 自身电感的谐振作用, 其电流变为接近正弦波, 最后经过变压器次级绕组 N_s 的升压后加在灯管上, 从而将灯管启辉点亮。

4.3 保护电路^[11]

电路具有输出过电压、输出过电流自动保护功能。绕组 N_v 为灯管断路检测线圈, 它与灯管短路检测绕组 N_c , 继电器 K , 可控硅 SCR , 二极管 D_9 、 D_{10} , 门限控制二极管 D_{15} 、 D_{16} , 降压限流电阻 R_7 以及延时电容 C_9 共同组成灯管断路、短路保护电路。当灯管负载短路(或断路)时, 互感器 N_c (N_v) 感应出一个比正常工作电压高几倍的电压。该电压经 D_{16} (D_{15}) 后经 D_{10} (D_9), 触发可控硅动作, 继电器 K 吸合, 带动继电器常闭触点断开, 从而实现负载短路(或断路)的自动保护功能。改变门限二极管^[8]的导通电压, 可以调整电子变压器的空载耐压和过载承受能力。保护电路一旦动作后, 只有关掉电源, 重新加电, 电路才会工作。

4.4 参数选择

将冷阴极荧光灯的几个基本参数^[45]的符号统一为启动电压 V_{start} 、工作电压 V_{on} 、工作电流 I_{ccfl} 、工作频率 f_{opt} 、等效电阻 R_{ccfl} 。电路设计的任务是根据所选定的 CCFL 的电气特性, 计算如图 4.2 所示的半桥逆变式冷阴极荧光灯电子镇流器电路主要元件的电参数, 设计过程可归纳为以下步骤:

4.4.1 计算镇流电容

根据 CCFL 启动电压与工作电压确定镇流电容 C_8

$$C_8 = \frac{I_{ccfl}}{2\pi f_{opt} \sqrt{V_{start}^2 - V_{on}^2}} \quad (4.1)$$

4.4.2 计算次级电感

根据 CCFL 最佳工作频率 f 确定次级电感 L_{sec}

$$L_{sec} = \frac{f^2}{2\pi} \cdot \frac{2\pi f_{opt} \sqrt{V_{start}^2 - V_{on}^2}}{I_{ccfl}} = \frac{f^2}{2\pi C_{bal}} \quad (4.2)$$

4.4.3 计算初级绕组与次级绕组匝数比 N

变压器 $T3$ 的匝数比和灯的启动电压、最小直流输入电压值有关, 可用下式计算

$$N = \frac{N_p}{N_s} = \frac{\pi V_{in(min)}}{V_{start}}, \quad \text{式中 } V_{in(min)} \text{ 为 PFC 级最小直流输出电压} \quad (4.3)$$

4.4.4 功率开关管的选择^[4]

开关管所承受的最大集-发射极电压和最大集电极电流是选择开关管的指标。

$$V_{(BR)CEO} > V_{\text{电源峰值}} \quad (4.4)$$

对于220V交流供电电源使用的情况，有 $V_{(BR)CEO} > \sqrt{2} \times 220 \times (1+15\%) = 357V$ ，其中15%表示电源电压变化范围为±15%。推荐使用400V耐压值的开关管。

最大集电极电流的确定：假设灯管功率为 P_{cfl} ，灯管工作电压为 V_{on} ，则稳态下所需要的集电极峰值电流近似为：

$$I_p = \sqrt{2} \times I_{rms} = \sqrt{2} \times \frac{P_{cfl}}{V_{on}} \quad (4.5)$$

考虑到灯管电流的波峰系数（CCF），再加上启动电容的电流，则三极管集电极电流还要适当加大一些，则集电极电流峰值应取为：

$$I_p = CCF \times \frac{P_{cfl}}{V_{on}} \quad (4.6)$$

在无源功率因数校正电路中，由于提供给三极管的直流电压波动较大，灯管电流的波峰系数 CCF 一般远大于 $\sqrt{2}$ ，一般 $CCF=1.9\sim 2.2$ ，甚至更大一些，这时用公式 4.6 计算集电极电流峰值更恰当一些。

4.4.5 确定谐振电容 C_6 和初级电感 L_p

为了得到正弦震荡波形，初级电路必须满足下列条件：

$$\sqrt{\frac{L_p}{C_6}} < \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 \cdot R_{cfl} \quad (4.7)$$

同时电路所输出的呈现良好特性的正弦波形的振荡频率 f_0 为：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{4L_p C_6}} \quad (4.8)$$

根据上面两式，可以分别解得谐振电容 C_6 和初级电感 L_p ：

$$C_6 > \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \cdot \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 R_{cfl}^2} \quad (4.9)$$

$$L_p = \frac{1}{4C_6(2\pi f_o)^2} \quad (4.10)$$

上式中, C_6 越大, 相应的 L_p 越小, 振荡波形越趋于正弦波, 变压器的初级绕组的铜损^[10]也越大。

4.5 实验结果

结合上述原理和实际电路, 经实验得到了半桥逆变式高频电子镇流器的性能测试结果。实验负载采用 $\phi=3.0\text{mm}$, $L=400.00\text{mm}$, $P=5.0\text{W}$ 的冷阴极荧光灯管。实测波形如下。

4.5.1 输入电压电流波形

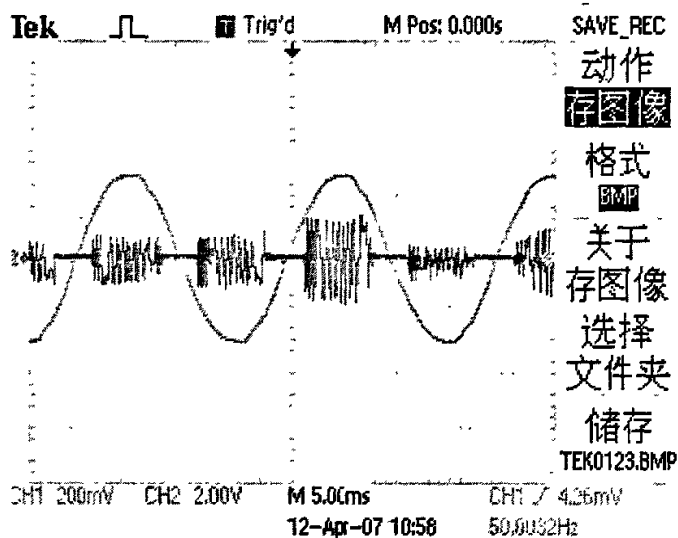


图 4.3 输入电压电流波形

Fig.4.3 Waveforms of the input voltage and current

由图 4.3 测试结果可知, 输入电源频率为 50.00Hz, 电压有效值 220.00V, 电压峰值 311.3V。输入电流有效值 0.024A, 电流峰值 0.040A。输入功率 $220\text{V} \times 0.024\text{A} = 5.28\text{W}$ 。

4.5.2 灯管电压电流波形

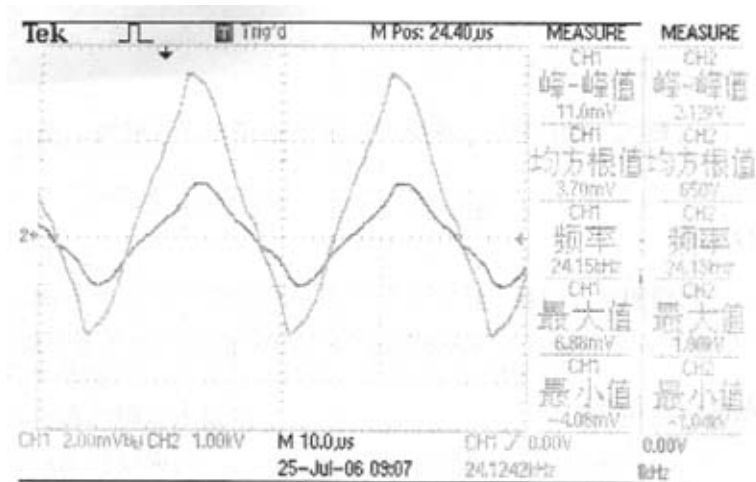


图 4.4 灯管电压电流波形

Fig.4.4 Voltage and current waveforms of CCFL tube

由图 4.4 可以看出, 灯管电压有效值 650V, 峰值 1KV。灯管电流有效值 $3.70\text{mV} \times 2\text{mA/mV} = 7.40\text{mA}$, 峰值 13.76mA。输出功率 $650\text{V} \times 7.40 \times 10^{-3}\text{A} \approx 4.80\text{W}$, 振荡频率 24kHz, 功率因数 $\text{PF} = 4.80/5.28 \approx 90.91\%$ 。

4.6 本章小结

本章借鉴了日光灯电子镇流器的设计思路, 设计了采用分立元件构成的市电输入半桥自激振荡 CCFL 电子镇流器, 分析了电路的工作原理, 给出了设计过程, 提供了主要元器件选型指导, 并研制了一台样机 (如图 4.5 所示), 利用该样机验证了分析的正确性。

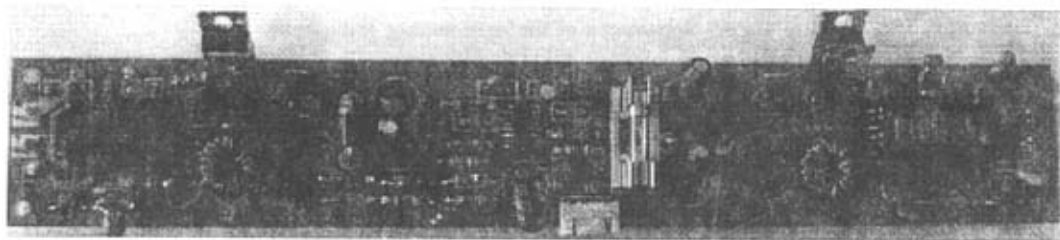


图 4.5 半桥逆变式 CCFL 电子镇流器样机

Fig.4.5 Model machine of CCFL's electronic ballast by half bridge inverter

5 基于 UBA2070 的半桥驱动电路设计

5.1 磁环变压器驱动的半桥逆变电路的缺点

现在电子镇流器大多数都采用半桥逆变电路结构的网络拓扑。利用分立元件组装的电子镇流器由于其自身分散元件的影响,存在一些固有的弊端^[4]。现在被大多数灯生产厂家所沿用的用磁环变压器驱动的半桥逆变电路存在以下缺点:

(1) 不能自启动,必须依靠积分电容、触发二极管或直接经由电阻向晶体管基极提供触发电流脉冲来引起振荡。作为振荡反馈回路的组成部分有晶体管、磁环变压器、电感和荧光灯管,三者的工作是相互依存、相互影响的,其中任何一个部分的参数发生变化,必然导致整个电路性能指标的改变。因此,要对整灯性能进行严格而定量的控制是十分困难的。

(2) 电路中晶体管的导通与截止由磁环变压器来驱动,这个驱动波形很不理想。特别是当外界电源电压波动(上升或下降)时,引起驱动电压变化,或者激励不足,或者驱动过分,导致三极管发热严重,甚至过热而烧毁,降低了灯的可靠性。

因此,在这种电路中对磁环的选择是十分重要的,对它的选用或更换必须持慎重态度。在参数确定之后,还要对整灯性能作全面试验和考核,只有在取得满意的效果之后,才能最后确认这个参数的选择是合理的、可行的。而且,这种实验和考核必须在批量生产的基础上进行。

(3) 不便于调光和增加保护功能,也很难做到灯丝无功耗的预热启动。

(4) 磁环的加工和绕制费工费时,不利于大量生产。电路的工作频率受磁环的参数、温度的影响很大,其数值很难控制在一定范围内。如果对频率范围还有要求,在大量生产中是很难做到的。

在半桥逆变电路中,作为其核心的两只三极管,既是功率开关器件,又是电路自激振荡元件。虽然这样的电路结构因元件少、造价低等优点而被市场上的高频电子镇流器广泛采用,但是电路工作状态的调整非常不方便。因为不论是改变磁环变压器的磁环尺寸、匝数或磁性材料,还是改变反馈回路中任何一个元件,都会牵一发而动全身,影响整个电路的工作状态、性能参数,甚至影响它的整体可靠性。例如,为了使工作频率能在 40kHz 以上,可能要改变磁环匝数,这就会影响到电路的输出功率、三极管的功耗等。在这种情况下,电路的调整、设计会带来许多麻烦和困难。而且,如果还要增加其他一些功能,如灯管的预热启动、异常状态的保护等,将会使电路变得十分复杂,而且电路的设计、元件参数的选择和电路的调试等也是很很不方便的。

5.2 电子镇流器集成控制芯片 UBA2070

20 世纪 90 年代以来,随着绿色照明产业的蓬勃发展,为了克服上述磁环变压器的缺陷,世界上许多国家的大电子公司先后推出了各种性能和用途的电子镇流器专用集成电路^[4,11,46]。采用这类器件,不仅可以节省大量的外接元件,使电子镇流器电路的设计大为简化,而且由于其功能强、性能优越、使用灵活多变、具有很高的性价比,这就为电子镇流器的设计、功能扩展和智能控制带来了极大的方便和可能。电子镇流器的性能优劣,在很大程度上与控制芯片的性能好坏、功能多寡以及正确选用这类器件并充分发挥它们的性能有很大关系。

现在电子镇流器控制集成电路有很多,作为率先研制出电子镇流器的 Philips 公司的 UBA2070 就是其中一款价格便宜、易于使用的集成半桥驱动芯片的代表。

UBA2070 是 Philips 公司推出的一款 CCFL 镇流器驱动芯片^[11,47]。它采用半桥拓扑结构和零电压开关技术,可以接受 600V 以内的高压输入,变压器的初级侧电流小;具有外围器件少、成本低、效率高(90%以上)、更低的 EMI 等优点;可以为 CCFL 镇流器提供灯启动引燃、驱动与控制及故障保护等所有的必需功能。

UBA2070 采用 16 脚 DIP 型或 16 脚 SO 型封装,650V 双极 CMOS DMOS(BCD)功率逻辑工艺制作,在芯片上集成了电压控制振荡器(VCO)、点火定时器、控制逻辑、高端和低端驱动器、灯电压和灯电流传感器及保护电路等,功能框图如图 5.1 所示。主要特点如下:

- ① 适用于全球 AC 供电线路,可在高达 277V (RMS) 的 AC 线路上操作;
- ② 高端和低端输出驱动器适合于驱动外部半桥逆变电路中的两只功率开关 MOSFET 或 IGBT,并履行自适应非交叠时间控制;
- ③ 压控振荡器(VCO)振荡频率在设定范围内变化,是半桥输出频率的 2 倍;
- ④ 内置灯启动(点火)定时器,在设定时间(约 0.265s)内使灯引燃,灯进入燃点状态输出频率降低;
- ⑤ 内置灯电压传感器,对灯失效或灯脱落提供保护;
- ⑥ 内置平均电流传感器,通过对半桥开关电流检测改变 VCO 频率,从而适当调节和控制灯电流。

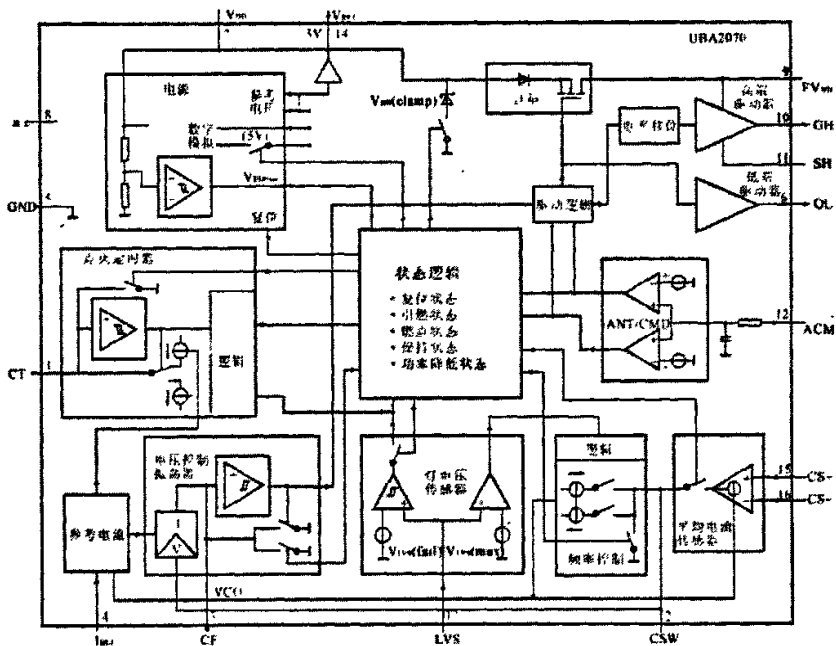


图 5.1 UBA2070 逻辑框图

Fig.5.1 Block diagram of UBA2070

表 5.1 UBA2070 各引脚功能定义

Tab.5.1 Pinning of UBA2070

引脚号	符号	功能	引脚号	符号	功能
1	CT	点火定时器输出	9	FVDD	高端开关悬浮电源
2	CSW	VCO 输入	10	GH	高端栅极开关输出
3	CF	振荡器输出	11	SH	高端开关源极
4	IREF	内部参考电流输入	12	ACM	电容性模式输出
5	GND	地	13	LVS	灯电压感测输入
6	GL	低端开关栅极驱动器输出	14	VREF	参考电压输出
7	VDD	低压电源电压施加端	15	CS+	平均电流传感器正输入
8	N.C.	不连接	16	CS-	平均电流传感器负输入

5.3 电路构成

用 UBA2070 设计的 CCFL 电子镇流器如图 5.2 所示。300V 的 DC 高压可以从 AC 线路经全波整流和铝高压电解电容器滤波获得。UBA2070 的脚 10 (GH) 和脚 6 (GL) 的高端和低端驱动器输出，分别驱动半桥拓扑中的功率开关 T_{hs} 和 T_{ls} 。半桥逆变器输

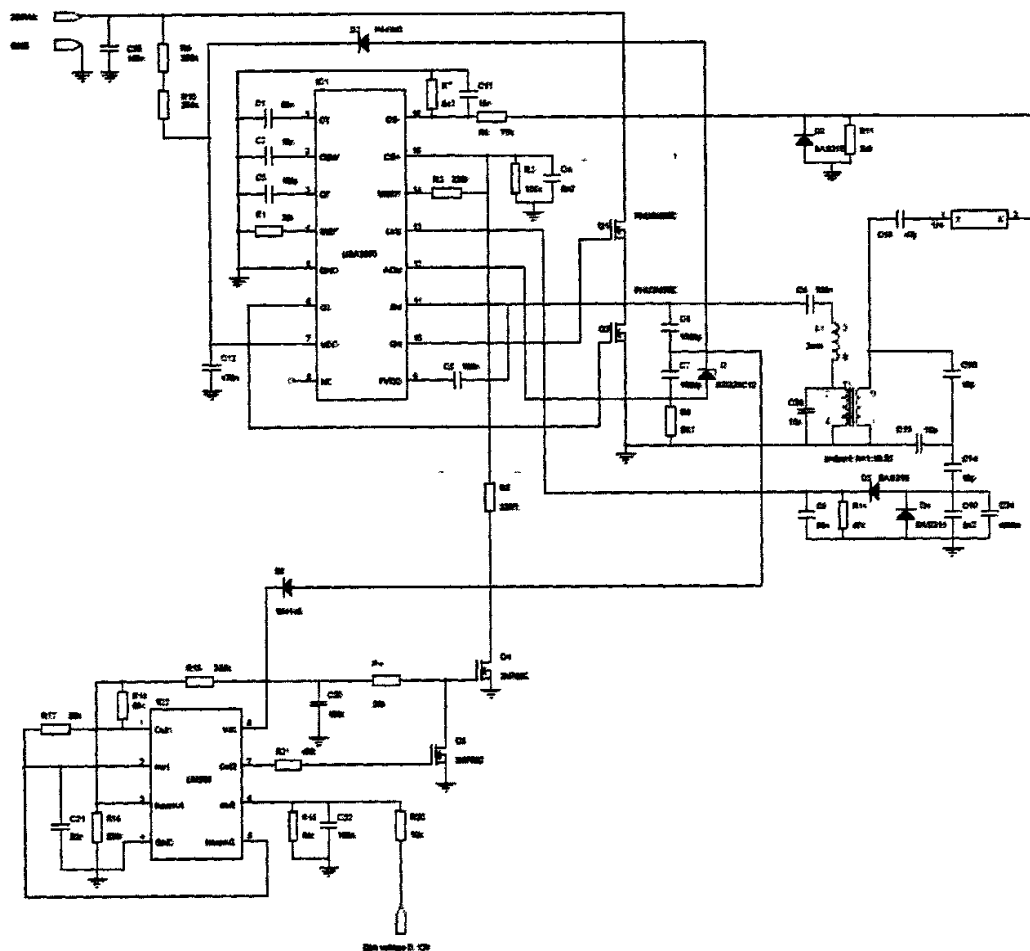


图 5.3 具有调光功能的 UBA2070 驱动电路

Fig.5.3 Driving circuit of UBA2070 with dimming function

5.4 工作原理

5.4.1 电路启动与振荡

通电后, 流经电阻器 RVDD 的电流对电容器 CVDD 充电。当 CVDD 上的电压达到大约 13V 时, UBA2070 内的 VCO 则开始振荡。VCO 的振荡频率由 IC 的脚 3 外部的接地电容 CCF、参考电阻 Rref 和脚 2 (CSW) 上的电压决定。在 IC 的脚 3 (CF) 上产生锯齿波电压, 其频率为半桥频率的 2 倍。IC 的脚 10 (GH) 和脚 6 (GL) 上的输出驱动高端 MOSFET (Tsh) 和低端 MOSFET (Tls) 交替导通, 并带 50% 的占空因数。当振荡器开始振荡时的频率最高 (f_{max}) 在第一个开关期之内, 低端开关 Tls 导通, IC 的自

举电路对自举电容器 C_{boot} 充电。半桥输出高频信号的一部分经电容器 C_{BR1} 和二极管 $DVDD$ 整流、电容器 $CVDD$ 滤波馈送到 IC 的脚 VDD ，为 IC 启动之后提供工作条件。

UBA2070 内置自适应非交迭电路，利用半桥输出电压的斜率和横跨电阻器 R_{ACM} 两端电压的检测来确定非交迭时间。最大的非交迭时间约被固定在桥路周期时间的 25% 上（约 $6.7\mu s$ ）。

5.4.2 点火与燃点

在电路启动后，由于 IC 内部的一个固定电流对脚 2 外部的电容器 $CCSW$ 充电，输出频率将降低。当频率接近电路的谐振频率时，将产生一个高电压，施加到灯管两端使灯引燃，进入正常燃点阶段。

灯电压被采样后，通过二极管（ $DLVS1$ ）整流和电容器（ $CLVS2$ ）滤波，经 IC 的脚 1 被内部的灯电压传感器监测。设计的灯点火电压在 $VLVS$ (fail) 电平（约 1.25V）以上。只要灯电压使 IC 的脚 13 (LVS) 上的电压超过 $VLVS$ (fail)，IC 内的引燃定时器被启动。灯启动（点火）时间被限定在 IC 的引脚 1 (CT) 上的一个脉冲之内，只要灯电压超过点火门限，定时器电路则开始工作，点火时间约 257ms。当定时器不工作时，IC 的脚 CT 上的电容器 CCT 通过 1mA 的电流放电到 0V。

$VLVS$ (max) 约为 1.76V。如果灯电压不能使 IC 的脚 LVS 上的电压超过 1.76V，IC 的脚 CSW 上的电压将增加到钳位电压电平（ 3.1 ± 0.3 ）V，并导致 VCO 的频率降至最小值。一旦频率达到最小值，灯则完成点火，并进入燃点状态。在正常燃点状态下，IC 内部的平均电流传感器（ACS）电路被触发。只要电流感测电阻器 R_{sense} 两端的平均电压达到 IC 的脚 $CS+$ 上的参考电平（最大值限制在 5V），ACS 电路将执行灯电流控制职能。流经 R_{sense} 的平均电流将传输一个电压到 VCO，VCO 通过频率调节从而控制灯电流。

5.4.3 灯故障保护

(1) 灯点火失败

如果灯未能被启动引燃，IC 的脚 LVS 上的感测电压电平升高，并被调节在 $VLVS$ (max) 电平上。在脚 LVS 上，电压超过 $VLVS$ (fail) 电平时，点火定时器启动。如果在设定的时间内灯未能被引燃，电路停止振荡，并进入功率速降模式，半桥中的两个开关（ T_{hs} 和 T_{ls} ）均截止，IC 的脚 LVS 上的电压降为 0V，如图 5.4 所示。在功率下降状态下， VDD 被内部钳位在 11V。当电源电压 VDD 降低到复位电压 $VDD(reset)$ (5.5V) 以下时，则电路从功率下降模式解除。

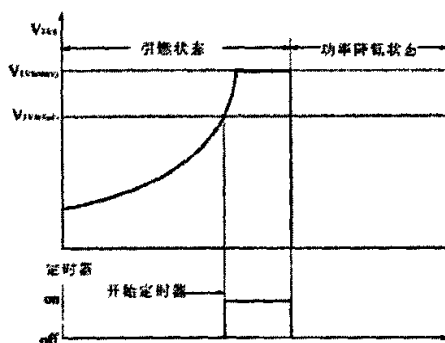


图 5.4 引燃期间故障模式下相关波形

Fig.5.4 Waveforms of lamp failure during ignition state

(2) 灯在点燃期间失效

如果 CCFL 在正常运行期间出现故障, 灯电压将升高, 脚 LVS 上的电压会超过 VLVS (fail) 电平, 从而迫使电路重新进入点火状态, 试图对灯再次进行启动引燃。如果灯仍未被引燃, 在点火时间结束时, 电路迅速进入功率下降模式, 如图 5.5 所示。在功率下降模式下, 半桥中的高端开关 Ths 和低端开关 Tls 均截止。在灯点燃过程中, 若灯管脱落, 与灯失效情况相同。

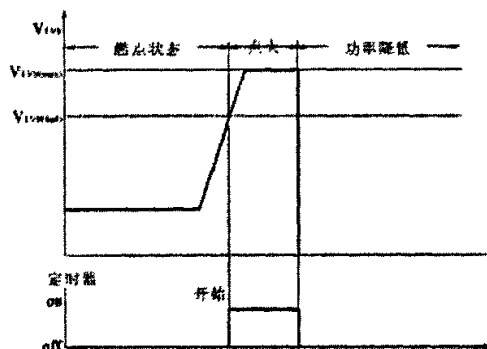


图 5.5 燃点期间故障模式下的相关波形

Fig.5.5 Waveforms of lamp failure during burn state

(3) 电容性模式保护

UBA2070 的脚 ACM 外部与地之间连接的电阻器 RACM 两端的电压信号, 同时也给出有关半桥开关性能信息。如果在非交迭时间内在 RACM 上的电压不超过 VCMD 电平, 电容性模式^[34]检测 (CMD) 电路将进入电容性模式操作, 使频率直接升高到 f_{max} 。在此过程中, 直到 IC 的脚 CSW 上电压放电到 0V 之前, 频率特性将消除 VCSW 的影响。

在脚 ACM 内部的一个 30ns 的滤波器, 用作提高抗干扰性能。IC 的脚 ACM 的电容性模式正检测电平 V_{CDM+} 为 (100 ± 20) mV, 负检测电平 V_{CMD-} 典型值是 -85 mV。

5.4.4 调光电路

在前面已设计电路的基础上, 利用 UBA2070 调光的接口, 采用调频调光法来调节输出功率可以较简便地实现电子镇流器的调光功能。设计完成的调光接口电路如图 5.6 所示。

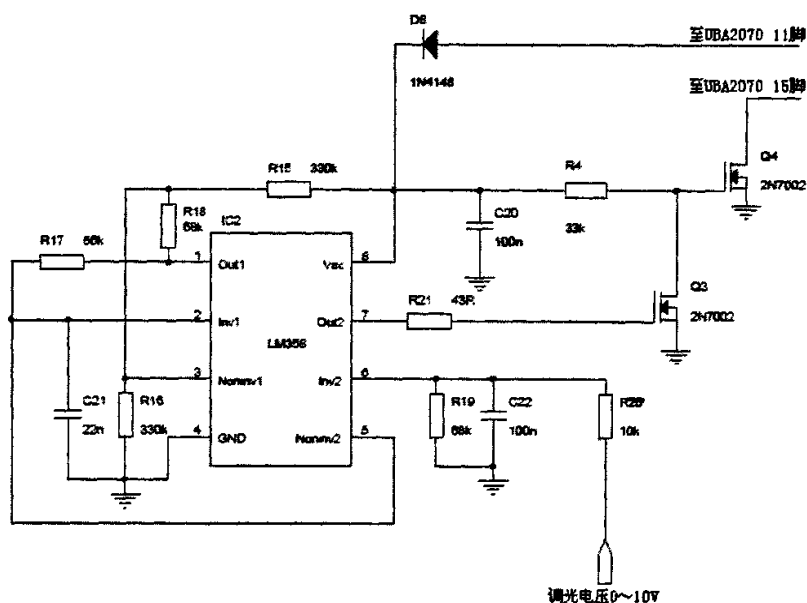


图 5.6 调光电路接口图

Fig.5.6 Dimming interface circuit

外接的 0~10V 直流可调电压经隔离变压器后送到 UBA2070 的 11 引脚和 15 引脚, 调节 UBA2070 的内部振荡频率, 从而就可以实现线性的平滑调光功能。

在调光实验中发现, 当电子镇流器工作于较低调光亮度值时, 它的总谐波失真 THD 值会增加。但是在低亮度值下, 灯功率减小, 尽管 THD 值加大, 但灯电流的减小, 致使交流市电输入电流减小, 所以不会给电网造成明显的危害。在低亮度值下的 THD 是灯满功率工作时的 2~4 倍。并且在调光过程中灯电路的功率因数 (PF) 值也会随之发生变化。一般而言由于在低亮度值时灯电路的 THD 值加大, 相应会导致灯电路的功率因数下降。但总的来说, 试制的电子镇流器在整个调光范围内, 灯电流波峰系数良好,

总谐波失真在允许范围之内。

实验显示,这种方法能在很窄的频率范围内实现较深度的调光。并且在整个调光范围内基本上保持 ZVS 开关状态,调光时保持较高的效率,达到了节能的目的。同时在整个调光范围内维持良好的灯电流波峰因数,延长了灯的寿命。

5.5 电路关键参数选择

本小节讨论用来驱动冷阴极荧光灯管的电子镇流器控制集成电路 UBA2070 设计中一些关键参数的计算选择问题。

对于半桥逆变谐振工作模式,假定输入 $V_{DC}=400V$, $f=45kHz$ 。这样可以先计算出:

$$V_{HB} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times 400V = 180V \quad (5.1)$$

以及最小工作频率:

$$f_{min} = 1.2 \times 10^{-2} \times R_1 \times C_3 = 24kHz \quad (5.2)$$

一般我们把镇流器的最低频率设置在 24kHz,由于芯片设定的最大频率是最小频率的 2.5 倍,因此:

$$f_{max} = 2.5 \times f_{min} = 60kHz \quad (5.3)$$

(1) 如何选取预热时间

为了延长灯管的使用寿命,或者在低温环境下使用,要对灯管进行预热。灯管预热时间的计算公式为:

$$T_{pre} = 1.7 \times 10^{-4} \times R_1 \times C_1 \quad (5.4)$$

若设定预热时间为 1.0s,那么我们可以设置 R_1 为 39k Ω , C_1 为 220nF。如果我们要设置预热时间为其它值时,可以用下面的公式计算:

$$T_{pre} = 1.0s \times C_1 / 220 \times R_1 / 39 \quad (5.5)$$

(2) 如何选取电流采样电阻

由于 R_6 作为整流器正常运行时电流检测用,以 5W 冷阴极荧光灯为例,流经半桥的满功率电流是:

$$I_{average} = 5W / 400V = 12.5mA \quad (5.6)$$

这时 $V_{CS+(max)} = 5.0V \times 8.2k / (220k + 8.2k) = 0.18V$ 。因为 $V_{R6} = V_{CS+(max)}$,所以 $R_6 = 0.18V / 0.1875A = 1\Omega$ 。

从而得到结论:电流采样电阻以及分压网络的选取仅由以下参数决定:

① 灯管的额定功率。

- ② 输入电压。
- ③ 需要的预热电流。
- (3) 如何选取谐振电感以及电容:
 - ① 选取的谐振电感以及电容要能达到灯管的最大功率。
 - ② 在预热阶段, 灯管的电压降要小于点火电压, 灯管在预热阶段不能被点燃。
 - ③ 点火频率要比芯片的最小频率要大, 以使得灯管能被正常点亮。
 - ④ 电感要能承受很大的点火电流。

5.6 实验结果

图 5.7、5.8 分别是实测的电源输入电压电流波形和冷阴极荧光灯的工作电压电流波形。负载采用 $\phi=3.0\text{mm}$, $L=600.00\text{mm}$ 的冷阴极荧光灯管, 通过实验, 得到了 UBA2070 半桥逆变式电子镇流器的性能测试结果。

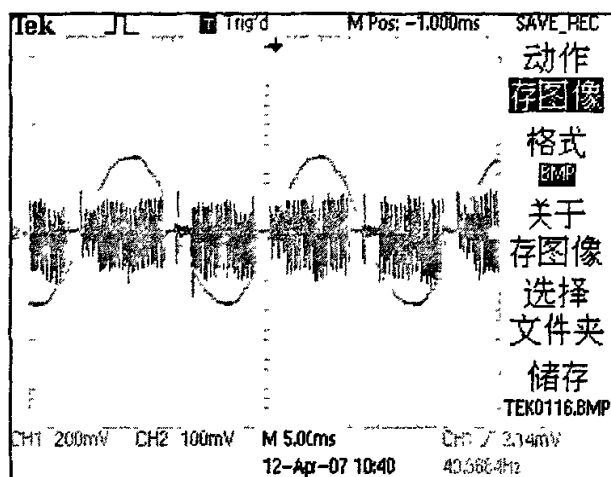


图 5.7 输入电压电流波形

Fig.5.7 Waveforms of the input voltage and current

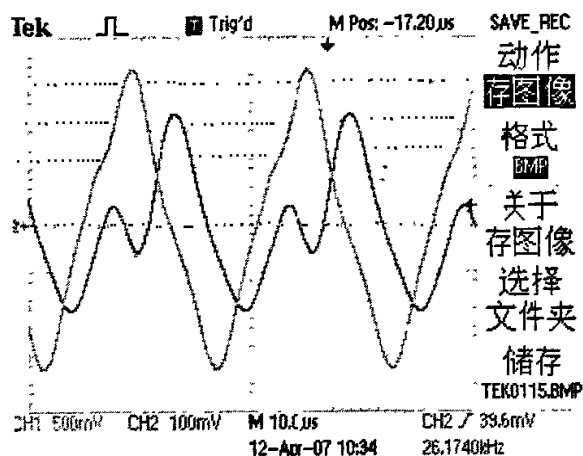


图 5.8 CCFL 电压电流波形

Fig.5.8 Voltage and current waveforms of CCFL tube

5.7 本章小结

本章研究了用于 CCFL 半桥驱动的控制芯片 UBA2070; 分析了电路的工作原理; 在此基础上设计了两灯 CCFL 驱动电路。在电路中实现了软启动、调光、过压、过流保护等功能。通过实验测试了相关波形, 达到了预期设计目标。

结 论

冷阴极荧光灯是当前的主要背光源和绿色照明光源之一,与之配套的电子镇流器是目前研究和应用的热点。本文正是在这一背景下对冷阴极荧光灯的发光原理、特性、驱动方式以及调光策略进行了研究,设计了由分立元件构成的半桥驱动电路和一种由集成电路芯片 UBA2070 构成的高功率因数的可调光电子镇流器。主要工作概括如下:

① 研究了冷阴极荧光灯的发光原理、特性和有关参数。

② 详细分析并比较了用于 CCFL 驱动电路的 Royer、半桥、全桥和推挽 4 种拓扑结构。通过对比研究,最终选用了半桥拓扑做为本论文所设计的 CCFL 电子镇流器的主拓扑。

③ 阐述了电流谐波的危害和功率因数校正的概念。为了提高整灯效率,分别设计了填谷式无源功率因数校正电路和由 TDA4863 集成电路芯片构成有源功率因数校正电路。实验结果显示,所设计的 PFC 电路降低了谐波失真,减少由电子镇流器侵入电网的高频干扰,从而提高了功率因数,稳定了输出电压。

④ 在分析了半桥驱动电路结构和性能的基础上,设计了采用分立元件构成的半桥自激振荡 CCFL 电子镇流器。此方案摒弃了传统低压输入的设计思路,将适配器和逆变器一体化,采用市电 220V 输入,与传统低压输入方案相比,新方案体积小、效率高。

⑤ 为了克服分立元件及磁环变压器的缺点,决定采用 CCFL 专用控制集成电路。研究了用于 CCFL 半桥驱动的 UBA2070 芯片的性能、特点和工作原理;并对基于此芯片的冷阴极荧光灯驱动电路进行了设计;在设计中规划了主电路的构成,并在电路中实现了软启动、调光、过压、过流保护等实用功能。通过实验测试,得到了有关这种电子镇流器的测试结果,基本上达到了预期的设计目标。

经过一年多的研究和实验,本人对冷阴极荧光灯驱动电源的研究已经取得了一些成果,但由于本人水平有限,离实际的工程应用还有一定差距。进一步研究的重点如下:

① 将压电陶瓷变压器引入到冷阴极荧光灯驱动电路。压电变压器(PZT)的最新进展为背光源应用提供了许多潜在的优势,包括效率更高、体积更小、电磁噪声更低、可得到的激发电压更高、不可燃和正弦运行等。

② 在多灯管的驱动电路实际电源中,各灯管的亮度不均衡的现象还是比较明显的,所以对多灯管的驱动来讲,均流研究是重点。

③ 对 CCFL 进行建模,CCFL 具有非线性,如果成功建模,就可以优化电路设计。

④ 进一步做好工程化研究,实现技术成果产品化。

参考文献

- [1] 张文. 绿色照明. 天津电力技术, 2006(4):11-12.
- [2] 蒋小佳. 绿色照明工程及节能分析. 中国照明电器, 2006(1):21-23.
- [3] 刘虹. 中国绿色照明工程实施十周年回顾与展望. 中国能源, 28(6):17-21.
- [4] 路秋生. 高频交流电子镇流器技术与应用. 北京:人民邮电出版社, 2004.
- [5] 腾鹤松, 李慧芝. 液晶显示背光源用高效细径冷阴极荧光灯 CCFL 的研究. 光电子技术, 1999, 19(1):64-68.
- [6] Lo Y K, Lin C H, Pai K J. Design and Analysis of a Piezoelectric Transformer-Based Half-Bridge Resonant Inverter for CCFL Backlight Modules. Ind. Electro., IEEE International Symposium on 2006, 2:892-896.
- [7] 罗小泉. 磁性变压器和压电变压器在 CCFL 应用中的比较. 世界电子元器件, 2002, 5:47-49.
- [8] Zhang X, den Engelsen D, Raper K et al. Lumen Efficiency of Cold Cathode Fluorescent Lamp (CCFL) Improvement with MgO Coated Cathode. IVESC Int. Vac. Electron Sources Conf. Proc., 2006, 25(27):131-132.
- [9] 庾晋, 周洁. LCD 背光源中的冷阴极荧光灯技术. 信息产品与节能, 2003, 2:10-15.
- [10] 王尔镇, 王春锋. 高效率冷阴极荧光灯开发技术. 灯与照明, 2003, 27(1):1-5.
- [11] 陈传虞. 电子节能灯与电子镇流器的原理和制作. 北京:人民邮电出版社, 2004:38-44.
- [12] 王元庆. CCFL 的亮度特性及其驱动电路分析. 液晶与显示, 2004, 19(3):202-206.
- [13] William J. Designing supplies for powering LCD backlighting. EDN, 1992, 29(1):125-129.
- [14] 王尔镇. 背光照明用冷阴极荧光灯技术发展. 中国照明电器, 2000(6):18-20.
- [15] 薛坚. 冷阴极荧光灯驱动电源的研究:(硕士学位论文). 南京:南京航空航天大学, 2005.
- [16] Lin C H, Lu Y, Pai K J. Digital-dimming controller with current spikes elimination technique for LCD backlight electronic ballast. Conf. Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. APEC, 2004, 1:153-158.
- [17] 王世和. 背照明用冷阴极荧光灯的工艺研究. 中国照明电器, 2002(6):1-2.
- [18] 周忠伟. 大尺寸 LCD-TV 用冷阴极管的最新技术动向. 真空电子技术, 2005, 6:17-20.
- [19] 苏云飞. 细管径冷阴极荧光灯 (CCFL) 的开发. 照明工程学报, 2001, 12(3):36-37.
- [20] Graovac M, Dawson F P. Fluorescent lamp cold environment performance improvement. IEEE Trans. Ind. Electron., 1999, 46(2):2158-2163.
- [21] Anderson B, Brush L. CCFL Inverters: Opportunity or Threat. Conf. Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. APEC, 2006, 21(1):19-23.
- [22] 路秋生. 电子镇流器的设计与调光控制. 北京:科学出版社, 2005.
- [23] 赵申苓. 电子镇流与电容充放电. 照明工程学报, 2007, 18(1):56-71.
- [24] 毛兴武, 祝大卫. 电子镇流器原理与制作. 北京:人民邮电出版社, 2004.

- [25] 陈剑瑜, 章红芳, 秦会斌. 电子镇流器电路的 EMC 改进. 杭州电子工业学院学报, 2002, 22(1):26-30.
- [26] 沙占友. EMI 滤波器的设计原理. 电子技术应用, 2001, 5:46-48.
- [27] 路秋生, 吴亚娟. 新型电子镇流器. 灯与照明, 2000, 24(3):22-28.
- [28] Lin M S, Ho W J, Shih F Y. A cold-cathode fluorescent lamp driver circuit with synchronous primary-side dimming control. IEEE Trans. Ind. Electron., 1998, 45(2):249-255.
- [29] Lin Y L, Wittulski A F. Analysis and Design of Current-Fed Push Pull Resonant Inverters-Cold Cathode Fluorescent Lamp Drivers. Conf. Rec. IAS Annu. Meet., 1996, 4: 2149-2152.
- [30] Yang S, Lee S, Mok H. A New Current Balancing Methods of CCFL for LCD TV Backlight. PESC Rec. IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf., 2006, 18-22:1-5.
- [31] Hsieh A C, Lin C H. Primary-side charge-pump dimming controller for the cold-cathode fluorescent lamp ballast. IEEE Reg. 10 Internat. Conf. on Electr. and Electr. Technol., 2001, 19-22:717-723.
- [32] 周云正. 电子镇流器半桥逆变输入电路分析与设计. 电源技术应用, 2006, 9(4):38-45.
- [33] Lin Y L, Witulski A F. Class L-a new single-ended DC-to-AC power inverter. Conf. Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. APEC, 1997, 2:776-782.
- [34] 张卫平, 吴兆麟. 一个新颖的高功率因数—软开关—全桥逆变电路. 电子学报, 1998, 26(12):104-106.
- [35] 王元庆. 脉宽调制亮度调节方式下冷阴极荧光灯性能的实验研究. 发光学报, 2004, 25(4):455-459.
- [36] 周润文, 张琳, 丘晓华. 抑制电网干扰的直接整流电路. 电力电子技术, 1997, 2(1):45-47.
- [37] 黎耿. 电子镇流器对电网的影响及对策. 中国路灯, 1999, (3):13-14.
- [38] 黄荣华, 李明. 电子镇流器谐波测试及谐波对电力系统影响的探讨. 电网技术, 1994, 18(1):34-42.
- [39] 罗初东, 陈鸟常. 逐流滤波电路及改善三项指标的思路. 中国照明电器, 2001, 9:9-12.
- [40] 程为彬. 电子镇流器中的有源功率因数校正电路. 现代电子技术, 2000, (7):43-46.
- [41] 刘霞, 李国柱, 郭东道. 单相 APFC 变换器主电路的设计. 西安文理学院学报:自然科学版, 2007, 10(1):110-113.
- [42] Luo J, Lim S, Jeoh M K. 使用 TDA4863-2 和 SPP08N50C3 设计的 160W PFC 电路. 世界电子元器件, 2004, 7:34-35.
- [43] 邓仁清, 胡修愚. 一种采用 coolMOS 管的大功率电子镇流器. 中国照明电器, 2006, 7:6-10.
- [44] Moo C S, Chen W M, Hsieh H K. Electronic ballast with piezoelectric transformer for cold cathode fluorescent lamps. IEE Proc. Electr. Power Appl., 2003, 150(3):278-282.
- [45] 王元庆. TFT-LCD 中高效率背光模块驱动电路. 仪表技术与传感器, 2004, 11:32-34.
- [46] 徐卿. 集成化电子镇流器设计中保护电路的设计与研究:(硕士学位论文). 上海:同济大学, 2004.

- [47] UBA2070 600 V CCFL ballast driver IC. Philips Semiconductors, 2002, 10.
- [48] 程慧萍. 用于 LCD TV 的新型适配器+逆变器一体化电源方案. 飞利浦半导体, 2006.

攻读硕士学位期间发表学术论文情况

王海林, 李国锋, 王宁会. 冷阴极荧光灯电子镇流器的分析与设计. 大连理工大学研究生网络学刊. (第四章)

致 谢

本文在选题、研究和撰写中，自始至终得到了我的导师李国锋副教授和实验室王宁会教授的全力指导，老师们付出了大量的心血和汗水。他们渊博的学识、严谨的治学态度、开拓进取求实创新的科学精神令我终生难忘，受益匪浅。在此向两位老师表示衷心的感谢和崇高的敬意！

两年来，在我的学习和生活过程中，离不开实验室其他老师和同学们的热情帮助，在此向你们表示衷心的感谢。

谨向所有关心、支持和帮助我的老师、亲人、朋友和同学致以最诚挚的谢意。

冷阴极荧光灯电子镇流器的分析与设计

作者: [王海林](#)
学位授予单位: [大连理工大学](#)

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1092698.aspx

下载时间: 2009年10月15日