

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级:

学 号: 10810016

浙江大学

博 士 学 位 论 文



中文论文题目: 多输出 LED 驱动器的无源精确均流方法研究

英文论文题目: Research on Passive Precise Current Sharing Method of Multi-output LED Driver

申请人姓名: 胡 晨

指导教师: 吴新科

合作导师: 钱照明 彭方正

专业名称: 电气工程(电力电子与电力传动)

研究方向: LED 驱动技术

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2014 年 4 月

多输出 LED 驱动器的无源精确均流方法研究



论文作者签名:_____

指导教师签名:_____

论文评阅人 1: _____ 匿名评审

评阅人 2: _____ 匿名评审

评阅人 3: _____ 匿名评审

评阅人 4: _____ 匿名评审

评阅人 5: _____ 匿名评审

答辩委员会主席: _____

委员 1: _____

委员 2: _____

委员 3: _____

委员 4: _____

委员 5: _____

答辩日期: 2014-06-05

Research on Passive Precise Current Sharing Method of Multi-output LED Driver



Author's signature: _____

Supervisor's signature: _____

External Reviewers: _____ Anonymous reviewer
_____ Anonymous reviewer
_____ Anonymous reviewer
_____ Anonymous reviewer
_____ Anonymous reviewer

Examining Committee Chairperson:

Examining Committee Members:

Date of oral defence: 2014-06-05

浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。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 浙江大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：

签字日期： 年 月 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期： 年 月 日

签字日期： 年 月 日

致 谢

时光荏苒，我已在求是园度过了十年的光阴，校园的每个角落都留下了我的回忆，其中有幸福的笑容，也有无助的迷惘。站在博士阶段的终点，对在求学过程中关怀、帮助、鼓励我的师长、同学和亲友们，有太多的感谢需要表达。

首先要感谢的是导师彭方正教授和钱照明教授。他们渊博的知识、前瞻的眼见、严谨的态度和坚定的信念让我深深折服，是我永远的学习榜样。在我的求学过程中，无论科研工作方面还是日常生活方面，导师都给予了无私的指导、耐心的帮助和悉心的关怀。导师的言传身教使我受益终身，谨借此论文完成之际，像两位老师致以深深的敬意和衷心的感谢，祝愿两位老师身体健康，阖家欢乐。

感谢吴新科副教授在我研究生阶段对我的悉心指导、无私帮助和包容。吴新科副教授兢兢业业的工作态度，精益求精的工作作风让我敬佩，每次与吴老师的讨论都使我受益匪浅。在我的心中，吴新科副教授是一名乐知者，因此我相信吴老师一定能在学术上取得更多、更新、更大的成就。祝愿吴老师工作顺利，家庭美满。

在实验室中，董伯藩教授给予了我无私的帮助和指导。平时遇到问题，每每与董老师讨论都能收获良多，在学位论文撰写期间，董老师更是给予了许多宝贵的意见。董老师扎实的学术功底、严谨的学术作风和乐观的人生态度都让我敬重。在此谨向董老师表示深深的感谢，衷心祝愿董老师及家人身体健康，美满幸福。

感谢张军明教授在我的学习过程中给予的指导和帮助，张老师一丝不苟的工作态度、严谨求是的科研精神、严于律己的工作作风是我前进的标尺，祝您与家人幸福安康。

感谢周莉英大姐为实验室所有成员提供了稳定扎实的后勤保障和大量热情、无私的帮助，使我能够一心一意地学习知识，保证了科研工作顺利进行。祝愿您及全家幸福快乐。

感谢实验室的每一位成员，师兄及师姐谢小高、黄华高、林氩、马瑜、赵晨、郑晟、孟培培、刘丽、姚爽、袁伟、成晶晶、张国兴；同窗黄秀成、杨剑友、杜韦静、徐亮辉、张哲；师弟和师妹陈越、王莉、王朝辉、陈慧、张元军、戈现勉、徐晨汀、秦伟，共同的学习和生活让我们结下了深厚的友谊，祝你们前程似锦，心想事成。

感谢我所有的朋友们，是你们给我的学习生活增添了无穷的乐趣，离开了你们我的生活将会黯然失色、索然无味。

最后，感谢我的父母对我的养育之恩，你们辛劳了大半辈子，把我培育成人，给予

了我你们的所有，养育之恩，无以为报！祝愿父母身体健康，万事如意。感谢我的未婚妻对我的支持和理解，在我研究生阶段陪伴我、鼓励我、等待我，希望与你一起，走过人生中的每一个阶段。祝她永远年轻美丽，幸福快乐！

胡晨

2014年6月于求是园

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

摘 要

作为新型高效固体光源，发光二极管（Light-Emitting Diode-LED）具有长寿命、节能、绿色环保等显著优点，可望发展成为继热辐射电光源、低压气体放电电光源、高压气体放电电光源之后的第四代电光源。在能源危机日益突显的背景下，LED 照明市场规模不断扩大，并显示出了越来越广阔的市场前景。受到散热及成本等因素的制约，为达到所需的光通量，需要同时使用多个 LED 模块。为保证各个 LED 模块性能一致，可直接将 LED 模块全部串联以保证各 LED 模块电流相等，但若其中的一个 LED 模块开路，将导致整个 LED 系统失效，同时还会带来器件电压应力及安全方面的问题。将 LED 模块并联使用时，由于 LED 模块的伏安特性与功率二极管类似，使用时易产生较大的电流偏差，因此必须引入均流技术，保持并联 LED 模块的电流均衡。本文将现有的多输出 LED 驱动器均流技术按照供电母线的类型，分为交流母线和直流母线两类。在比较已有的各种均流方法的均流能力、成本、损耗等技术指标基础上，针对已有方法的不足，在大功率 LED 照明和中小功率 LED 照明场合，分别提出了新颖的多输出 LED 驱动器无源精确均流方法。

针对大功率多输出 LED 驱动器，基于隔直电容充、放电电荷平衡原理，本文提出了电容电荷直接交换的多输出均流方法，构建了最少均流电容器的多路输出整流拓扑。该拓扑仅利用隔直电容和整流二极管作为均流元件，使相邻两串 LED 在一个开关周期的正、负半周分别与隔直电容串联，从而实现相邻两串 LED 负载的精确均流；同时通过本文提出的新型多输出整流结构，使上述隔直电容在正、负半周与相邻两个隔直电容分别串联，从而实现相邻隔直电容的电荷直接交换，获得各路负载间的精确均流。该整流拓扑实现了多路输出的精确均流，具有成本低、均流精度高、可靠性高等优点，适用于原边等效电路为交流电流源的逆变拓扑。

在隔直电容电荷平衡及电荷交换的均流方法基础上，结合高效率三元件串-并联谐振（LLC）DC-DC 拓扑，将隔直电容与谐振电容复合，从而提出了一种 LLCC 谐振拓扑。该拓扑中，隔直电容作为串联谐振元件，与 LLC 拓扑中原有谐振腔串联，形成了新的四元件 LLCC 谐振腔，从而减小隔直电容所需容量，降低 LED 驱动器的体积和成本。由于复用的谐振电容位于变压器副边，能够消除占空比不对称时变压器励磁电流的直流分量，本文将不对称 PWM 控制策略应用于所提出的 LLCC 谐振拓扑，解决了传统 PFM（Pluse-

Frequency Modulation) 控制的 LLCC 谐振变流器轻载时开关频率大幅提升的问题, 提高了轻载变换效率, 简化了变流器控制策略, 拓展了输出电压和输出电流范围。

针对中小功率的 LED 照明场合, 首先提出了反激变压器串-级联均流拓扑, 简化了恒流多输出反激变流器的副边电气连接和原边准谐振控制实现方式, 进而提出了整流二极管并联电容进行电荷补偿实现精确均流的方法。变压器串-级联均流拓扑中, 前级变压器负责能量的传递, 后级变压器利用变压器原边绕组串联的方法实现了多路输出均流; 并通过在后级变压器副边的整流二极管两端并联谐振电容, 利用该电容与后级变压器励磁电感谐振, 对励磁电流差导致的输出电荷偏差进行补偿, 获得了各路输出的精确均流。该方法实现了多路输出的精确均流, 简化了原边控制方式和副边电气连接, 降低了成本。

关键词: LED 驱动器, 多路, 无源, 精确, 均流, 电荷直接交换, LLCC 谐振变流器, 变压器串-级联, 电荷补偿

仅限PMIC会员单位内部使用, 不得外传

Abstract

As a new and efficient solid light source, Light-emitting diode (LED) has significant advantages of long life, high efficacy, environmental friendliness, etc. LED is expected to be the fourth generation of electric light source after the thermal radiation light source, the low-pressure gas discharge lamp and the high intensity discharge (HID) lamp. With the increased attention to energy saving and environmental protection, the LED lighting market is rapidly expanded and looks to be an irreversible tendency in the near future. The rated power of individual LED module is limited due to the packaging technology and the thermal management limitation. Thus a large number of LEDs are required in a single system to achieve expected luminance value. It is important to keep the current in each LED identical for the same luminance and thermal performance. The series structure is the easiest way to balance the current in LEDs. But this will result in low reliability because the whole system will be invalid once one LED occurs open circuit failure. Meanwhile it leads to high voltage stress and safety issue. But the current sharing ability is poor in LEDs because the LED's exponential voltage-current characteristic and the negative temperature coefficient of its forward voltage drop, thus current balancing technique is necessary in multi-string LEDs. The feeding bus of the LED driver is divided into DC bus and AC bus in this paper. Improved passive precise current sharing method is proposed for high power and medium to low power LED lighting application respectively by comparing the current sharing ability, cost, loss and convenience of expansion, etc..

A new rectifier for multi-output LED driver is proposed based on directly charge exchanging and balancing principle in the secondary capacitors for high power LED driver. The proposed rectifier structure has the minimum quantity of secondary charge balancing capacitors. The charge balancing principle guarantees the current sharing between two neighboring LED connected to the capacitor. The charge exchanging between adjacent capacitor ensures the precise current sharing among each LED module. It has the advantages such as low cost, high precision, high reliability, etc. It is appropriate for the topologies in which the primary side could equal to an AC current source.

Based on the proposed current sharing method, a four elements LLC resonant topology is proposed by combining the LLC topology and smaller DC blocking capacitance. The DC blocking capacitor is connected with the LLC resonator in series and used as a resonant element. The capacitance is smaller and the cost is reduced in the proposed topology. There is no DC bias in magnetizing current because of the capacitor on the secondary side. Thus an asymmetrical

PWM control LLC resonant converter is proposed. Because the frequency is much higher in light load condition for PFM (Pluse-Frequency Modulation) controlled LLC resonant topology. The PWM control strategy could achieve higher efficiency over wider output voltage and current range.

In medium to low power LED lighting application, the series-cascaded transformer structure is proposed for flyback converter. The problems of complex electrical connections in secondary side and inconvenient quasi-resonant control are solved when the series-cascaded transformer structure is adopted in flyback topology. The first stage transformer transfer the energy while the second stage transformers realize current sharing by series primary windings. A more accurate current sharing method is proposed for the series-cascaded transformer structure in flyback converter. Paralleling capacitor across the rectifier diode could decrease the current deviation by utilizing the resonant between the capacitor and the magnetizing inductor of the second stage transformer. Precise current sharing is achieved by the proposed structure and method. Meanwhile the control of primary side and the electrical connection is simplified, thus the cost is decreased.

Key Words: LED driver, multi-output, passive, precise, current sharing, directly charge exchanging, LLC resonant converter, series-cascaded transformer, charge compensation.

目 录

摘 要..... I

ABSTRACT..... III

目 录..... V

第一章 绪论..... 1

 1.1 照明光源发展现状 1

 1.2 多路 LED 驱动器均流技术研究现状 2

 1.2.1 LED 驱动器均流技术的必要性..... 2

 1.2.2 直流母线 5

 1.2.3 交流母线 8

 1.2.4 各种均流方法比较 12

 1.3 交流均流方法工作机理分析 14

 1.3.1 电容充放电电荷平衡均流 14

 1.3.2 矩阵变压器 20

 1.4 本文的选题意义及主要研究内容 22

第二章 多隔直电容的电荷直接交换均流方法..... 25

 2.1 电容器最少的电容充放电电荷平衡及电荷直接交换均流方法 25

 2.1.1 多电容电荷直接交换拓扑 25

 2.1.2 多电容电荷直接交换均流原理 29

 2.2 LLC 四路输出 LED 驱动器 31

 2.2.1 原边拓扑选择 31

 2.2.2 工作原理分析 32

 2.2.3 副边整流拓扑等效简化 37

 2.2.4 输出均流范围推导 39

 2.2.5 实验结果 41

 2.3 本章小结 45

第三章 电容均流多输出四元件 (LLCC) 谐振拓扑及其控制策略 46

 3.1 LLCC 多路均流 LED 驱动器 46

 3.1.1 工作原理分析 46

 3.1.2 副边整流拓扑等效简化 51

 3.1.3 电路直流增益推导 54

 3.1.4 实验结果 56

 3.2 不对称 PWM 控制 LLCC 谐振型双路 LED 驱动器 60

 3.2.1 工作原理分析 61

 3.2.2 谐振电容电压应力计算 64

 3.2.3 副边整流拓扑等效简化 67

 3.2.4 电路直流增益推导 69

3.2.5 实验结果	72
3.3 本章小结	77
第四章 变压器串-级联多输出精确均流方法	79
4.1 变压器串联的多路 LED 驱动器拓扑演进	79
4.1.1 储能电感外置的方案	79
4.1.2 两级变压器的方案	80
4.2 变压器串-级联均流多路输出反激变流器工作原理	82
4.3 利用电容谐振进行电荷补偿的反激变流器多输出精确均流方法	86
4.3.1 电路各工作模态时间推导	89
4.3.2 后级变压器励磁电流解析式推导	90
4.3.3 电容电荷补偿减小输出电流偏差限制条件	93
4.4 实验结果	95
4.5 本章小结	101
第五章 总结与展望	102
5.1 本文工作总结	102
5.2 后续研究展望	103
参考文献	106
攻读博士学位期间的科研成果	114

第一章 绪论

1.1 照明光源发展现状

照明指使用各种光源（人工的如灯泡，或自然的日光）来照亮特定的场所或环境。现代的人工照明主要使用电力照明装置，而过去则使用煤气灯（瓦斯灯）、蜡烛、油灯等。

1879 年 10 月爱迪生研制成功世界上第一只实用白炽灯电光源，自此人类开始告别火把、蜡烛、煤油灯等光源，从火、油发展到了电照明时代。随着科学技术的突飞猛进，人造电光源技术得到了迅速的发展，电光源技术经历了以白炽灯为代表的第一代热辐射电光源、以荧光灯为代表的第二代低压气体放电电光源、以高压汞灯、高压钠灯和金卤灯为代表的第三代高压气体放电电光源变迁^[1-3]。

白炽灯使用通电的方式加热玻璃泡壳内的灯丝，利用灯丝产生热辐射而发光。常用于住宅基本照明及装饰照明，具有安装容易、立即启动、成本低廉、工作电压范围宽、无需附加电路等优点。但是，在所有用电的照明灯具中，白炽灯的效率是最低的。大部分白炽灯会把消耗能量中的 98% 转化成无用的热能，只有约 2% 的能量会成为光。同时，白炽灯的使用寿命通常不会超过 1000 小时。

荧光灯利用低气压的汞蒸气在放电过程中辐射紫外线，从而使荧光粉发出可见光。由于荧光灯所消耗的电能大部分用于产生紫外线，荧光灯的发光效率远比白炽灯高，属于节能电光源。但是荧光管内有水银成份，对人体有害，胡乱弃置荧光管会对环境造成污染。目前只有部份国家（例如：韩国、巴西、台湾）会对废弃的荧光管进行回收并安全地处理。由于在荧光管内仅能使用水银蒸气，实际的水银含量很低(少于 1mg)，增加了回收难度。

高压气体放电（HID）灯包含了水银灯、金属卤化灯、高压钠灯、低压钠灯、高压水银灯、短弧氙气灯等多个种类。它们依靠特殊设计、内部布涂石英或铝的灯管，并透过两端钨电极打出的加压电弧，通过灯管而发出光线。这些灯管内充满了气体和金属。气体帮助灯泡启动，而金属加热达到蒸发点，形成等离子态后发出光线。因高压气体放电灯成本偏高、维护不便，多用于大型场所照明及车用照明等区域而不适于家用照明。

近年来,LED (Light-Emitting Diode) 技术的不断进步使得白光 LED 的光效已经赶上并超过了室内照明中使用最为广泛的荧光灯^[4]。同时,它具备使用寿命长、环境污染小、反应时间短、产品体积小等诸多优点,可望发展成为第四代电光源^[5-8]。

LED 的理论寿命可以达到十万小时,即使综合考虑封装材料的老化、荧光粉的劣化等因素,实际使用寿命也可达到三万五千至五万小时^[9],远高于传统的三类电光源,同时 LED 的损坏形式为衰退而并非传统光源中的直接损坏。LED 在使用过程中不会产生紫外线、红外线等辐射效应,也不会产生有毒物质,且制造原料中不含重金属元素,废弃物可回收,十分有利于环境保护^[10]。随着半导体工艺的进步,LED 的光效至今仍在不断提高。

LED 的诸多优势也得到了各国政府部门的重视。美国从 2000 年起投资 5 亿美元实施“国家半导体照明计划”^[11],欧盟也在 2000 年 7 月宣布启动类似的“彩虹计划”^[12]。我国科技部在“863”计划的支持下,2003 年 6 月份首次提出发展半导体照明计划。国家发改委于 2010 年发布了《半导体照明节能产业发展意见》^[13],并明确了半导体照明节能产业发展的“六年计划”。该意见中提出了我国半导体照明节能产业的发展目标:到 2015 年,半导体照明节能产业产值年均增长率在 30%左右;产品市场占有率逐年提高,功能性照明达到 20%左右,液晶背光源达到 50%以上,景观装饰等产品市场占有率达到 70%以上;实现年节电 400 亿千瓦时,相当于年减排二氧化碳 4000 万吨。2012 年 7 月 11 日,科技部网站发布了《关于印发半导体照明科技发展“十二五”专项规划的通知》^[14],提出到 2015 年,LED 产业规模达到 5000 亿元;LED 照明产品在通用照明市场的比例达到 30%;实现年节电 1000 亿度,年节约标准煤 3500 万吨;减少 NO₂、SO₂、CO₂ 和粉尘排放一亿吨等目标。

因此,LED 成为替代传统照明光源的一大潜力商品,有着良好的发展前景^[15-20]。LED 及其相关技术已成为现在的一个研究热点。

1.2 多路 LED 驱动器均流技术研究现状

1.2.1 LED 驱动器均流技术的必要性

高亮度 LED 的伏安特性曲线与功率二极管类似,如图 1.1 所示。当 LED 导通时若两端的电压有一较小的扰动,会对流过 LED 的电流产生较大的影响。而 LED 的亮度由流

过 LED 模块的电流决定，为了维持 LED 亮度的恒定，通常采用电流源对 LED 进行驱动 [21, 22]。

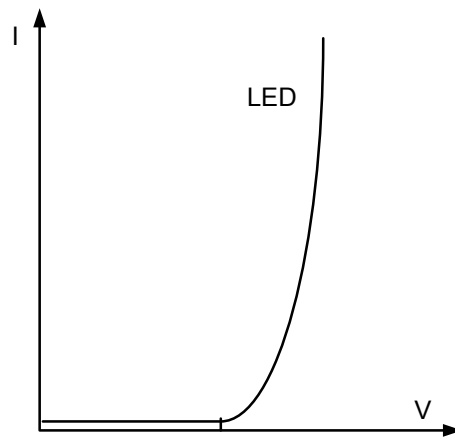


图 1.1 LED 伏安特性曲线

受到散热和成本的限制，目前广泛使用的 LED 模块功率大多在 3W 以下，这有利于散热片的封装和 LED 的工作温度控制^[23]。在高亮度的应用场合，为了达到所需的光通量，需要同时使用多个 LED 模块。多个 LED 模块同时使用时，为了保证各 LED 模块的亮度一致，流过 LED 模块的电流必须相同。实现各 LED 模块电流相同的方法是将 LED 全部串联，如图 1.2 所示。但这会导致输出电压的升高，带来半导体器件电压应力的问题。同时，如果串联的 LED 模块中任意一个 LED 模块发生断路故障，整串 LED 都将无法工作，降低了系统的可靠性。

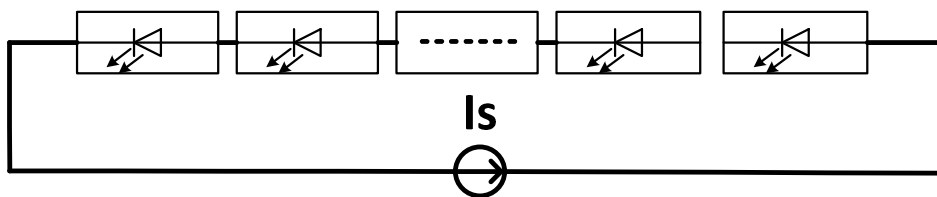


图 1.2 LED 模块串联示意图

因此，在需要同时使用多个 LED 模块的场合，首先将适当数量的 LED 模块串联，再将串联的 LED 模块并联组合已经成为共识，LED 模块串并联组合的结构如图 1.3 所示。

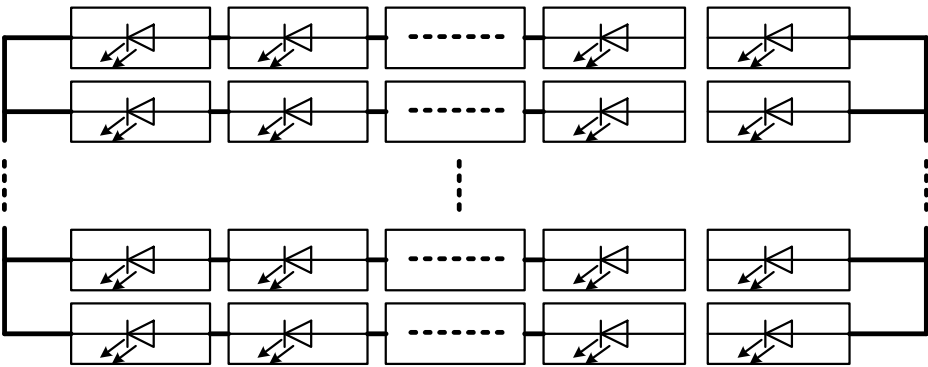


图 1.3 LED 模块串并联组合示意图

与单个 LED 模块类似，LED 模块串联后，其伏安特性仍为指数关系，若 LED 串上的电压相同，由于 LED 模块的离散性，流过各串 LED 模块的电流存在很大差异，如图 1.4 所示，两个 LED 模块两端的电压相同但流过 LED 模块的电流相差很大。因此，在 LED 模块串并联组合时必须引入均流技术，确保流过各路 LED 模块的电流相等。

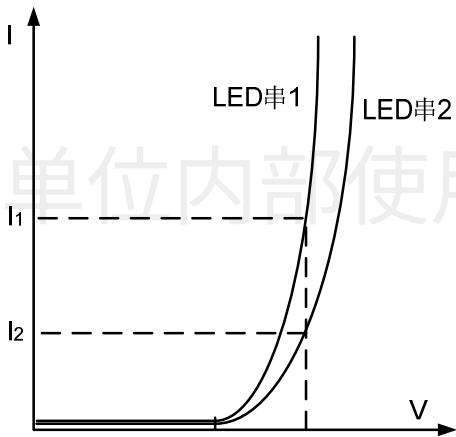


图 1.4 LED 模块串并联组合电流差异示意图

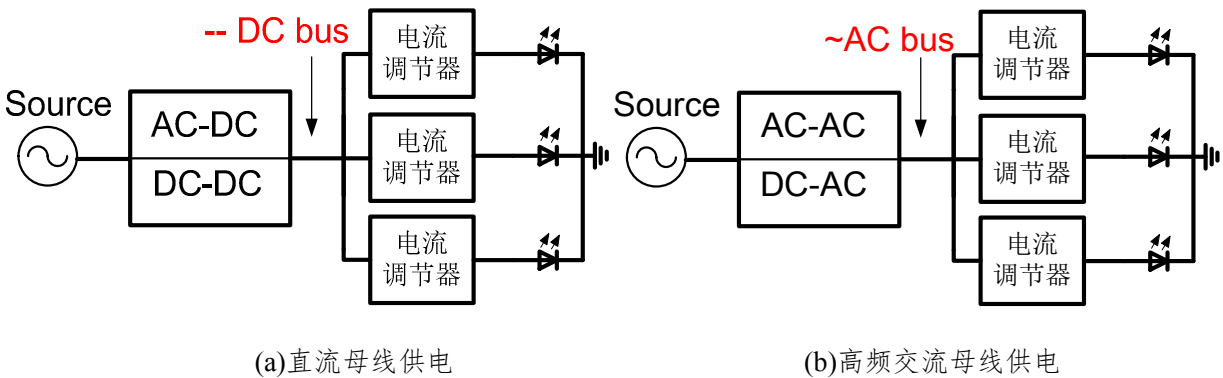


图 1.5 多路输出 LED 驱动器结构

为了减小驱动器的体积，降低生产成本，多输出端口的 LED 驱动器通常采用公共母线供电。依据公共母线的类型，可以将公共母线分为直流母线和交流母线两类。无论采用直流母线还是交流母线供电，都需要在串联的 LED 模块和母线之间使用电流调节器，达到控制电流的目的。图 1.5 为将多路输出 LED 驱动器按照公共母线分类示意图。

1.2.2 直流母线

1.2.2.1 直流电压母线

采用直流电压母线时，最简单的方法是在每串 LED 模块中串联线性电路^[24-34]，其示意图如图 1.6 所示。图中，每个用于均流的线性电路都具有反馈调节能力，通过采样流过各串 LED 模块的电流，反馈调节线性电路两端的电压，保证每串 LED 模块流过的电流相同。由于采用直流电压母线，因此直流母线的电压必须高于可能接入驱动器的任意一串 LED 模块的最高电压，同时还需要考虑串联的线性电路压降，而直流电压母线电压与 LED 模块导通电压之间的电压差将全部由串联的线性电路承担，这会带来线性电路上极大的导通损耗。

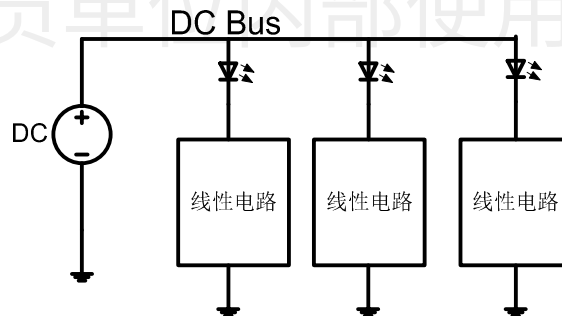


图 1.6 直流电压母线线性电路均流

为了减小线性电路上的导通损耗，^[35-42]提出了母线电压自适应的技术，如图 1.7 所示。这种控制方法不仅反馈调节流过各串 LED 模块的电流，同时还检测每个线性电路两端的压降，并采样线性电路压降的最小值，将其与设定的基准值比较，反馈调节直流母线的电压，保证线性电路压降的最小值等于设定的基准值。这种方法既能确保该线性电路工作于三极管或 MOSFET 的放大区，保证各串 LED 模块的输出电流相等，又能调节母线电压至略大于实际使用的串联 LED 模块压降的数值，以提高电路效率。但各串 LED 模块的压降差，仍需由线性电路承担。当各串 LED 模块的压降相差较大时，较大的导通损耗

耗仍然无法避免。通过检测 MOSFET 的门极电压也可以达到同样的效果^[40, 41]，其优势在于用于反馈调节母线电压的信号更强，但基本原理是相同的。

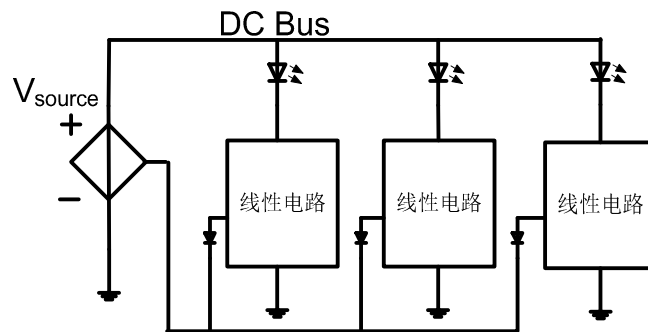


图 1.7 直流电压母线采用母线电压自适应技术的线性电路均流

在功率较大时，采用线性电路实现均流会产生大量热量，降低电路的工作效率，采用开关电路^[43-51]，可以提高电流调节器的效率。图 1.8 为采用开关电路均流的直流电压母线多路 LED 驱动器示意图，图中每个 DC-DC 变流器互相并联，单独反馈调节与其相连的串联 LED 模块的电流。多种 DC-DC 变流器拓扑如 Buck、Boost、Sepic 等，都可以作为电流调节器。由于每串 LED 模块都需要单独的 DC-DC 变流器，额外的控制电路和开关半导体器件都会增加电路的成本。

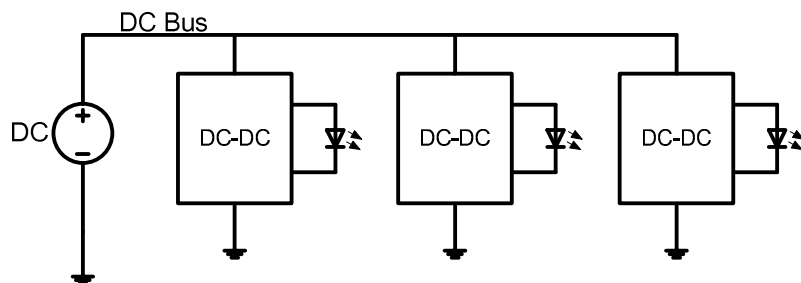


图 1.8 直流电压母线开关电路均流

文献^[52, 53]对图 1.8 中的方法进行改进，每个 DC-DC 变流器的输入电压为母线电压和串联 LED 模块两端电压之差，如图 1.9 所示。这可以减小 DC-DC 变流器所需处理的功率，提高电路的效率，降低 DC-DC 变流器中半导体器件的电压应力，但控制电路和开关半导体器件的数量并没有减少。

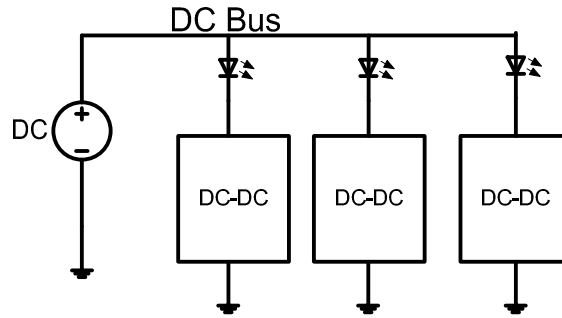


图 1.9 改进的直流电压母线开关电路均流

使用开关电路作为电流调节器时^[54-56]，还可以采用如图 1.10 所示的输入串联的开关电路实现均流。变流器的输入端互相串联，各变流器的输入电流保持一致。由于变流器参数相同，可以将变流器视为直流变压器，保持各个变流器的占空比相等，因此各变流器的输出电流也相同。这种均流方法每个变流器不需要单独的反馈，简化了电路的控制，但各个模块之间需要进行通信，并且半导体器件的数量与单独反馈的开关电路均流的方法相同，电路的复杂性并不能显著降低。

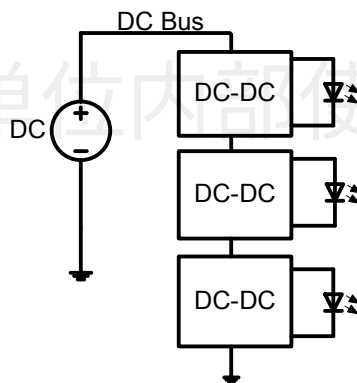


图 1.10 直流电压母线输入串联的开关电路均流

1.2.2.2 直流电流母线

使用直流母线供电，既可以采用电压母线的形式，也可以采用电流母线的形式。采用电流母线形式最为简单的方法是在每串 LED 模块中串入相同阻值电阻实现各串 LED 模块的均流^[57]，如图 1.11 所示。这种方法成本很低，适用于对成本敏感且对输出电流偏差要求较低的小功率场合。当电流增大时，电阻上的损耗会大大增加，同时还会影响系统的散热。

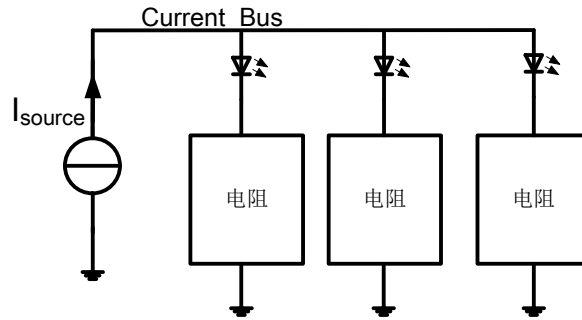


图 1.11 直流电流母线串联电阻均流

与直流电压母线类似，在每串 LED 模块中串联线性电路也可以实现各串 LED 模块的均流^[58]。采用直流电流母线时，控制电路只需要控制线性电源两端的压降以确保各串联 LED 模块的均流。由于主电路是电流源，母线电压会自动跟随负载电压的变化而变化，因此用作电流调节器的线性开关及其控制电路无需与母线供电电路通信就能够实现线性电路用于直流电压母线时的自适应功能。与直流电压母线中使用线性电路均流相同，损耗较大是该方案无法避免的缺陷。

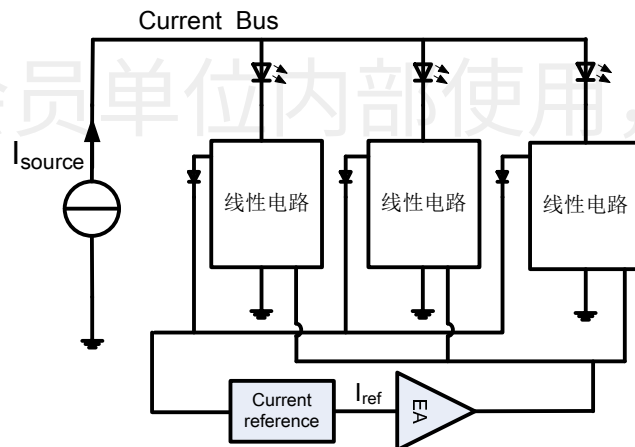


图 1.12 直流电流母线线性电路均流

1.2.3 交流母线

采用交流母线的结构时，通常需要使用高频开关电源产生交流母线。

1.2.3.1 串联阻抗

与直流母线类似，使用高频交流母线时，也可以采用串联阻抗的方法实现均流，此时，串联的阻抗不仅可以是电阻，还可以是电容等交流阻抗^[59-61]，其示意图如图 1.13 (a) 所示。采用这种方法时，与 LED 负载串联的交流阻抗需要远远大于 LED 的等效阻抗，

如图 1.13 (b) 所示, 流过每个支路的电流几乎由与 LED 模块串联的阻抗决定, 各个支路的电流保持基本相同。尽管这种方法简便、成本低廉, 但是当串联的 LED 模块前向导通压降相差较大时, 各路输出之间的电流偏差会增加。

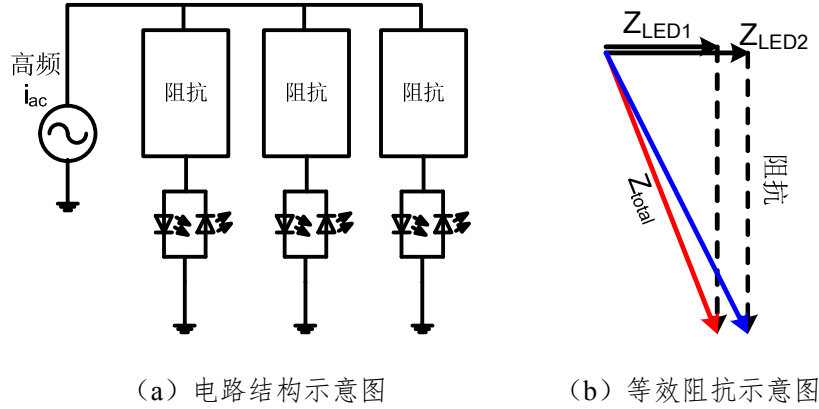


图 1.13 交流母线串联阻抗均流

1.2.3.2 矩阵变压器

采用高频交流母线时, 可以将多个变压器的原边绕组串联, 如图 1.14 所示, 利用矩阵变压器^[62, 63]的方法实现输出均流。由于各个变压器原边绕组串联, 流过变压器原边绕组的电流一致, 各变压器的匝比均相同, 因此流过各个变压器副边绕组的电流即输出电流也相同。该方法既适用于双端型拓扑, 也适用于单端型拓扑。电路实际工作过程中, 流过变压器原边的电流包括励磁电流和流过变压器副边绕组的电流两个组成部分, 当励磁电流较大时, 各路输出电流偏差也会增加。一些拓扑中, 励磁电感会影响主电路的工作状态, 例如 LLC 谐振电路中, 励磁电流能够帮助开关管实现零电压 (ZVS) 开通。此时较大的励磁电流会增加输出电流的偏差。同时, 每个变压器都需要满足安规绝缘的要求, 会增加生产的成本。

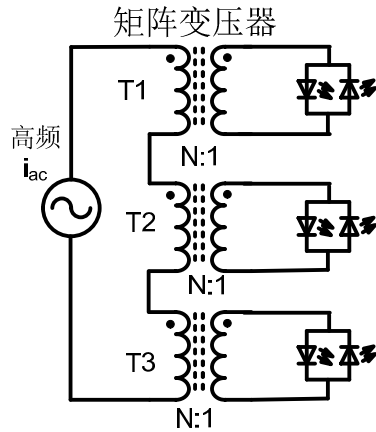


图 1.14 交流母线矩阵变压器均流

1.2.3.3 均流变压器

采用均流变压器^[64-71]实现均流的方法如图 1.15 所示。这种方法也十分简便和可靠。与采用矩阵变压器的方法类似，它既适用于双端型的拓扑，也适用于单端型的拓扑。引入均流变压器需要增加额外的磁性元件，会带来额外的铜损和铁损。图 1.15 中，各路输出之间都需要通过均流变压器进行耦合，因此电路的电气连接较为复杂，使得 PCB 板布局难以优化，也不利于电路的模块化设计。与矩阵变压器均流类似，均流变压器的励磁电流也会影响输出电流的偏差。

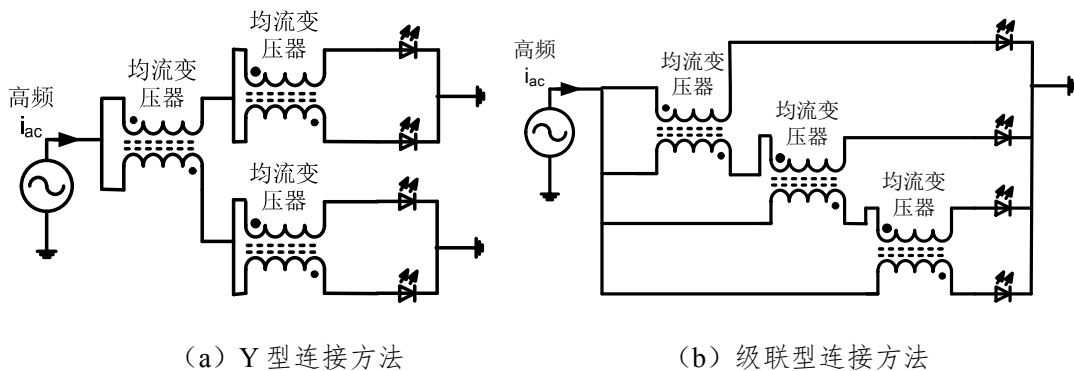


图 1.15 交流母线均流变压器均流

1.2.3.4 电容充放电平衡

图 1.16 中，利用一个电容器的充放电电荷平衡，可以实现两路串联 LED 模块的输出均流。利用电容的充放电电荷平衡^[72-74]实现多路输出均流的方法简便、精确、成本低、可靠性高，但当电路需要扩展到更多路时，需要控制多个电容器的充放电回路才能实现

多路输出之间的均流。这部分内容将在 1.3 节中进行探讨。同时,利用电容充放电电荷平衡实现均流的方法只适用于双端型的拓扑而无法应用于如正激、反激等单端型变流器。

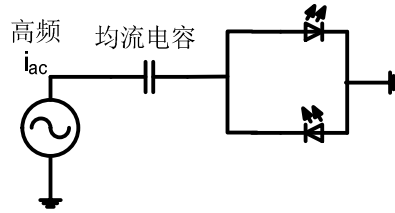


图 1.16 交流母线电容充放电平衡实现两路均流

1.2.3.5 电容充放电平衡与其它方法组合

前文中提到的交流母线中的各种均流方法均能够互相结合扩展输出的路数。由于利用电容充放电电荷平衡实现两路输出均流的方法具有实现简便、精确、效率高等优点,但拓展到更多路输出时存在一定的困难,因此常常将它与其它方法结合以实现更多路输出的均流。

文献^[75-77]利用将串联阻抗的方法与利用电容充放电电荷平衡实现各路输出均流的方法相结合,图 1.17 为其电路结构示意图。该方法中,与同一个电容相连的两路串联 LED 模块,如 LED₁ 和 LED₂、LED₃ 和 LED₄ 等与 1.2.3.4 中所述相同,通过电容的充放电电荷平衡实现两路之间的均流。不同的支路之间,需要通过电容的阻抗实现均流。

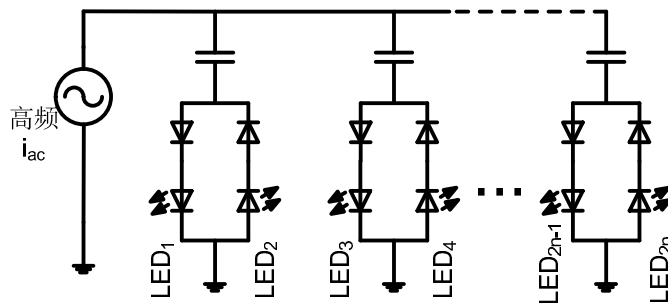


图 1.17 电容阻抗结合电容充放电平衡实现多路扩展

文献^[78-81]将矩阵变压器的方法与利用电容充放电平衡实现均流的方法相结合,其电路结构示意图如图 1.18 所示。该方法中与同一个电容相连的两路 LED 负载通过电容充放电电荷平衡实现输出均流,与不同变压器副边绕组相连的负载通过矩阵变压器的方法实现均流。

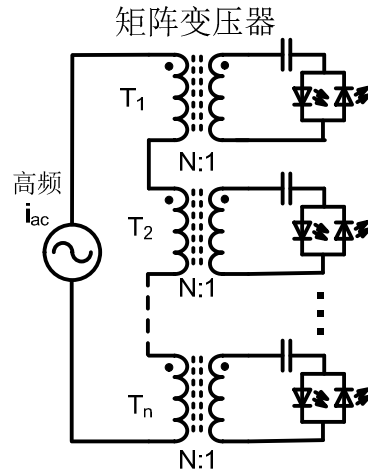


图 1.18 矩阵变压器结合电容充放电平衡实现多路扩展

文献^[82-84]将均流变压器的方法与利用电容充放电电荷平衡实现均流的方法相结合，其电路结构如图 1.19 所示。该方法中与同一个电容相连的两路 LED 负载通过电容充放电电荷平衡实现输出均流，连接不同的电容的支路通过均流变压器实现均流。

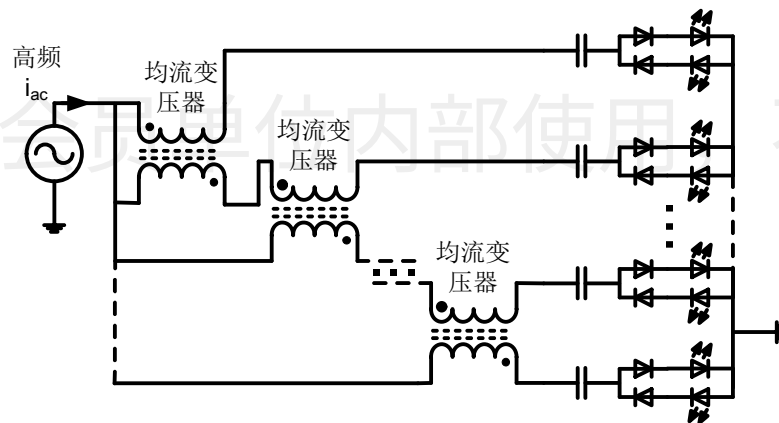


图 1.19 均流变压器结合电容充放电平衡实现多路扩展

1.2.4 各种均流方法比较

根据前文的分析，本文将所述的均流方法进行分类，如图 1.20 所示。表 1.1 列出了各种均流方案的性能比较，包括成本、损耗和电流偏差三个方面。各种方案中，使用直流母线的方案中，串联线性电路的方法实现简便、成本低廉，但是较大的损耗和发热限制了其应用范围，在功率较大的场合，该方法不适用；而使用开关电路的方法虽然适用于多种应用场合，但高昂的成本使其在商业照明领域应用受到限制。而采用高频交流母线的方案在成本、损耗、输出电流偏差等方面都具有较好的性能，因此在大功率的场合是更为适宜的方案。

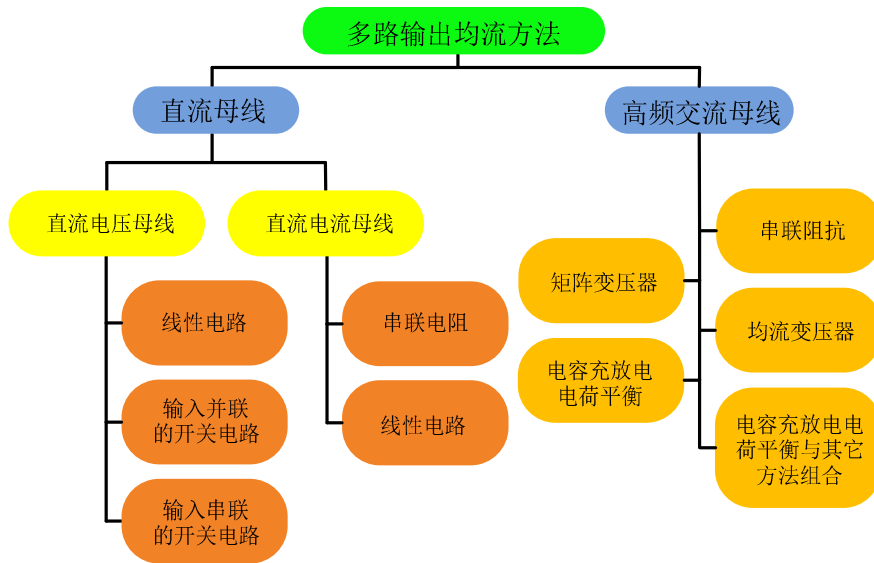


图 1.20 多路输出 LED 驱动器均流方法归类图

表 1.1 多路输出 LED 驱动器均流方法比较

均流方法		成本	损耗	输出电流偏差	扩展难易程度
直流母线	线性电路	低	高	低	容易
	线性电路（电流母线）	低	高	低	容易
	并联 DC-DC 变流器	高	低	低	容易
	输入串联 DC-DC 变流器	高	低	中等	容易
高频交流 母线	串联阻抗	低	中等	高	容易
	均流变压器	中等	中等	低	中等
	矩阵变压器	中等	中等	中等	容易
	电容充放电电荷平衡	低	低	低	困难

利用电容充放电电荷平衡的方法与其它方法相结合的方法包含多种方案，其性能可认为是利用电容充放电电荷平衡的方法及与其结合的方法的叠加。例如图 1.17 中，用于阻抗均流的电容容抗很大，电容电压应力高，还会带来 LED 驱动器的无功循环能量，同时与不同电容相连的 LED 模块输出电流间的偏差会受到 LED 模块压降偏差的影响。图 1.18 中，矩阵变压器的励磁电流会影响输出电流的偏差，尤其是该方法应用于对变压器的励磁电感量有限制的拓扑时，输出电流的偏差将更为明显。图 1.19 中，均流变压器会

来带额外的铜损和铁损，增加 PCB 板布局和电路模块化的难度，励磁电流也会引起各路输出电流间的偏差。

1.3 交流均流方法工作机理分析

通过前文的比较，在无源 LED 均流技术中，基于电容充放电电荷平衡原理的均流方法均流精度最高，利用矩阵变压器和均流变压器都能实现较高的均流精度，但均流变压器会导致复杂恶电气连接，不利于驱动器成本的降低。从均流精度和生产成本等角度综合考虑，本节将详细介绍基于电容充放电电荷平衡的均流方法和利用矩阵变压器实现多路输出均流的方法。

1.3.1 电容充放电电荷平衡均流

在各种应用于高频交流母线的均流方法中，利用电容充放电电荷平衡的均流方法损耗小、成本低、输出电流偏差小，具备较为明显的优势。但是一个电容器只能实现两路输出间的均流，在进行多路扩展时若配合其它的均流方式，会带来损耗增加、成本提高和输出电流偏差增大等问题。本节将详细分析利用电容充放电电荷平衡的均流原理并回顾利用多个电容器实现多路输出的方法。

1.3.1.1 单电容充放电平衡两路均流原理

图 1.21 为利用单个电容充放电电荷平衡原理的两路 LED 驱动器等效电路图^[73]。图中，变压器原边的电路简化为高频交流电流源， C_b 与变压器副边绕组串联，可以承担两路输出电压 V_{O1} 和 V_{O2} 之间的电压差。由于 C_b 的正负半周充放电电荷平衡，两路输出能够实现精确均流。

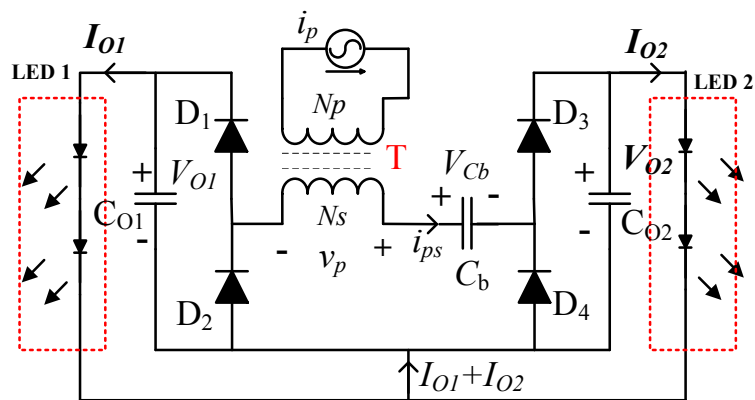


图 1.21 利用电容充放电平衡的两路 LED 驱动器示意图

圖 1.21 中電流源 i_p 既可以工作於斷續模式，也可以工作於連續模式。當其工作於斷續模式時，其工作波形如圖 1.22 (a) 所示；當其工作於連續模式時，其工作波形如圖 1.22 (b) 所示，圖中 i_{ps} 為 i_p 折算至變壓器副邊後的等效電流源。 C_{o1} 、 C_{o2} 為輸出濾波電容，它們的容量很大，因此在一個開關周期內，輸出電壓可以視作恒定值，同時兩路負載 LED₁ 和 LED₂ 中的電流紋波也很小。圖 1.22 (a) 中原邊等效電流源工作於斷續模式時，電路在一個開關周期內可以分為四個工作狀態，各個模態的等效電路圖如圖 1.23 所示。若電流源工作於連續模式，圖 1.23 中模態 2 和模態 4 不再存在，工作模態更為簡單。

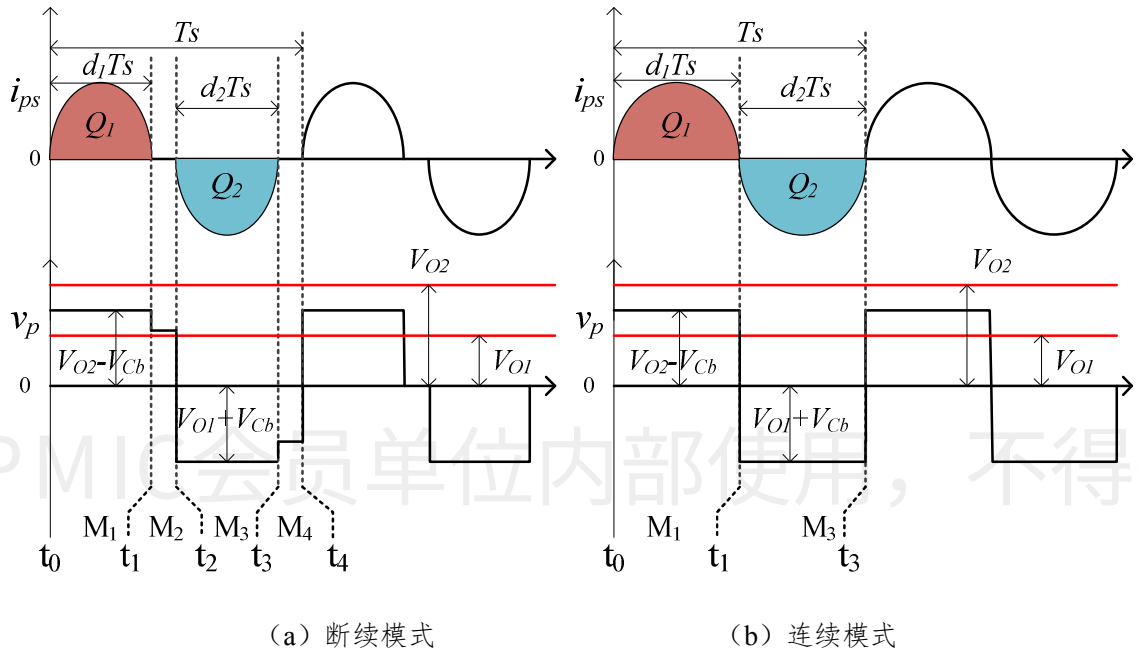


圖 1.22 兩路 LED 驅動器工作波形圖

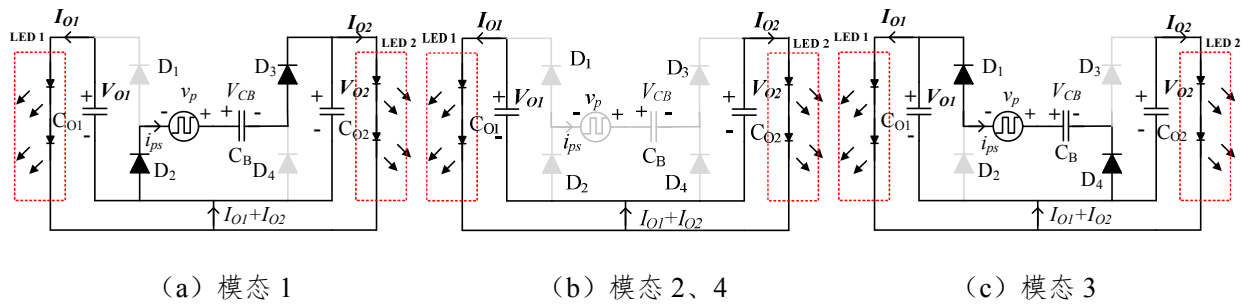


圖 1.23 各模態等效電路圖

模態 1 (t_0 - t_1)：該模態中，二極管 D_2 和 D_3 導通。原邊電流源折算至副邊為 i_{ps} ，給輸出電容 C_{o2} 充電並為 LED₂ 提供能量。由於 D_1 和 D_4 關斷，LED₁ 中的電流由輸出電容 C_{o1} 提供，該模態等效電路圖如圖 1.23 (a) 所示，簡化等效電路圖如圖 1.24 (a) 所示。 C_b 兩端的電壓包含直流和交流兩個部分，其中直流成分為電容上的平均電壓，交流成分

为电容上的电压纹波。因此电容上电压的直流成分被等效为直流电压源 V_{cb} ，纹波电压加在电容 C_b 两端。该模态内 i_{ps} 对 C_b 充电。

模态 2 (t_1-t_2)：若电流源 i_{ps} 工作于断续模式，则该模态内电流源输出电流为 0，所有整流二极管全部关断。输出电容 C_{o1} 、 C_{o2} 分别为 LED_1 和 LED_2 提供能量。若电流源 i_{ps} 工作于连续模式，则该模态不再存在。该模态等效电路图如图 1.23 (b) 所示。

模态 3 (t_2-t_3)： t_2 时刻后， i_{ps} 不再为 0，二极管 D_1 和 D_4 开始导通， i_{ps} 给输出电容 C_{o1} 充电。与模态 1 类似，此模态内 LED_2 中的电流由输出电容 C_{o2} 提供。该模态等效电路图如图 1.23 (c) 所示，简化等效电路图如图 1.24 (b) 所示。该模态内 i_{ps} 对 C_b 放电。

模态 4 (t_3-t_4)：该模态与模态 2 工作状态相同，若电源 i_{ps} 工作于连续模式，则该工作模态不再存在。

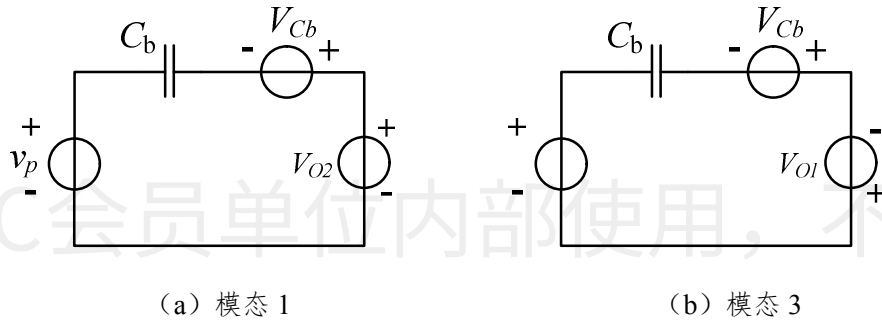


图 1.24 模态 1 和模态 3 简化等效电路图

根据电容的充放电电荷平衡原理，一个开关周期中， i_{ps} 在模态 1 中对 C_b 充电，在模态 3 中对 C_b 放电，模态 1 中充电的电荷 Q_1 必然与模态 3 中放电的电荷 Q_2 相等。 Q_1 和 Q_2 可表示为式(1.1)。

$$\begin{cases} Q_1 = \int_{t_0}^{t_1} i_{p-p}(t) dt \\ Q_2 = \int_{t_2}^{t_3} i_{p-n}(t) dt \end{cases} \quad (1.1)$$

其中 i_{p-p} 为 i_{ps} 在模态 1 内的正向数值，而 i_{p-n} 为 i_{ps} 在模态 3 内的负向数值。显然，流过 LED_2 的电流平均值为正向电流 i_{p-p} 的开关周期平均值而流过 LED_1 的电流平均值为负向电流 i_{p-n} 的开关周期平均值。由于 C_{o1} 、 C_{o2} 很大，因此流过 LED_1 、 LED_2 的电流在开关周期内基本保持不变，如式(1.2)所示。由于 Q_1 和 Q_2 相等，两路输出电流也相等，如式(1.3)所示。其中， T_s 为图 1.22 中的开关周期。

$$\begin{cases} I_{o1} = \frac{Q_2}{T_s} \\ I_{o2} = \frac{Q_1}{T_s} \end{cases} \quad (1.2)$$

$$I_{o1} = I_{o2} = I_o \quad (1.3)$$

根据变压器绕组的伏秒平衡, 可得式(1.4)。C_b 两端的电压 V_{cb} 可以根据式(1.4)推导, 结果如式(1.5)所示, 其中 $d_1 = (t_1 - t_0) / T_s$, $d_2 = (t_3 - t_2) / T_s$ 。式(1.5)中 V_{cb} 与电流源的幅度及频率没有关系, 因此无论变压器原边采用何种拓扑及控制方式, 该结果均成立。

$$(V_{o1} + V_{Cb})(t_3 - t_2) = (V_{o2} - V_{Cb})(t_1 - t_0) \quad (1.4)$$

$$V_{Cb} = \frac{V_{o2}d_1 - V_{o1}d_2}{d_2 + d_1} \quad (1.5)$$

当 C_b 一定时, C_b 两端的电压纹波峰峰值如(1.6)所示。

$$\Delta V_{Cb} = \frac{Q_1}{C_b} = \frac{I_o T_s}{C_b} \quad (1.6)$$

变压器副边绕组两端的电压可以根据图 1.22 和式(1.5)解出。变压器副边绕组两端的正向电压 V_{pp} 和负向电压 V_{pn} 如式(1.7)所示。

$$\begin{cases} V_{pp} = V_{o2} - V_{Cb} \\ V_{pn} = V_{o1} + V_{Cb} \end{cases} \quad (1.7)$$

对于对称的高频交流源, d₁ 和 d₂ 相等, 此时变压器绕组两端正向电压 V_{pp} 和负向电压 V_{pn} 幅值相等, 如式(1.8)所示。

$$V_p = V_{pp} = V_{pn} = \frac{V_{o1} + V_{o2}}{2} \quad (1.8)$$

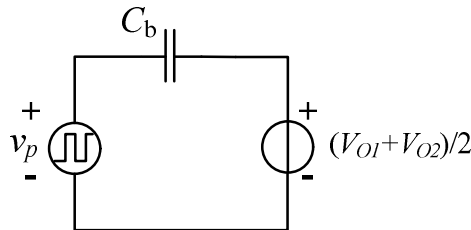


图 1.25 两路输出等效为一路

求得变压器绕组两端的电压后，两路副边输出可以等效为一 路，如图 1.25 所示，简化电路原边的设计。

1.3.1.2 电容充放电电荷平衡多路扩展

如前文所述，一个电容器的充放电平衡能也仅能实现两路输出的均流，当串联 LED 模块数量更多时，仅利用电容实现多路 LED 负载的均流还需要依靠电容间的电荷交换。

文献^[85]采用有源元件，控制电容的充放电回路，实现电容电荷的交换，其电路图如图 1.26 所示，工作过程如图 1.27 所示。在一个工作周期中，电路共分为两个工作模态。

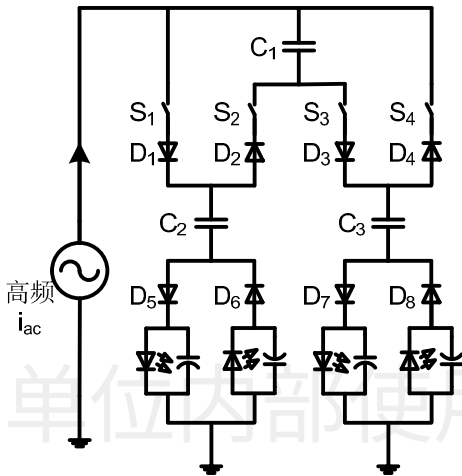


图 1.26 有源元件控制电容充放电回路实现多路扩展

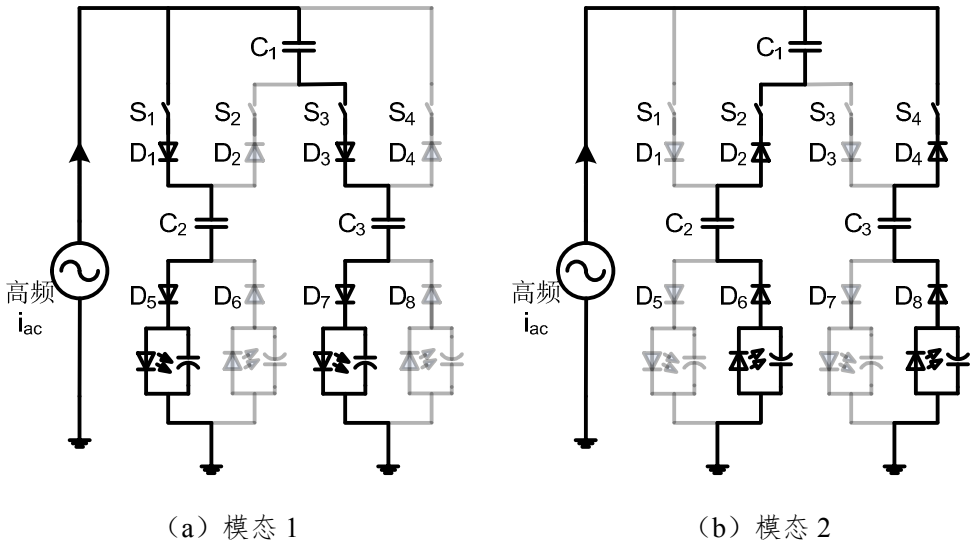


图 1.27 有源元件控制电容充放电回路实现多路扩展等效模态图

模态 1 中，高频交流源电流为正，开关 S_1 和 S_3 导通，二极管 D_1 、 D_3 、 D_5 和 D_7 导通，此时电容 C_1 、 C_2 和 C_3 均充电，同时流过 C_1 和 C_3 的电流相同，因此 C_1 和 C_3 的充电电量

也相同。同理，模式 2 中，高频交流源电流为负，开关 S_2 和 S_4 导通，二极管 D_2 、 D_4 、 D_6 和 D_8 导通，此时电容 C_1 、 C_2 和 C_3 均放电，同时流过 C_1 和 C_2 的电流相同，因此 C_1 和 C_2 的放电电量也相同。由于电容 C_2 和 C_3 的充放电电荷平衡，流过 LED_1 和 LED_2 以及 LED_3 和 LED_4 的电流分别相等。由于 C_1 的充放电电荷平衡，而 C_1 和 C_3 的充电电量相同， C_1 和 C_2 的放电电量相同，因此 C_1 和 C_3 的充放电电量相同，四路 LED 输出中的电流完全相同。图 1.26 所示电路工作过程中，模式 1 内 C_1 和 C_3 进行电荷交换，模式 2 内 C_1 和 C_2 进行电荷交换，通过引入电容 C_1 ，间接完成了电容 C_2 和 C_3 电荷交换，实现了多路输出的扩展。该方法虽然仅使用电容和半导体元件，实现了多路 LED 的充放电平衡，但由于增加了有源元件，控制策略复杂、成本升高、可靠性降低。文献^[86]也采用了有源元件控制电容的充放电回路，实现电容电荷的交换，虽然电路结构不同，但具有类似的工作原理和特性。

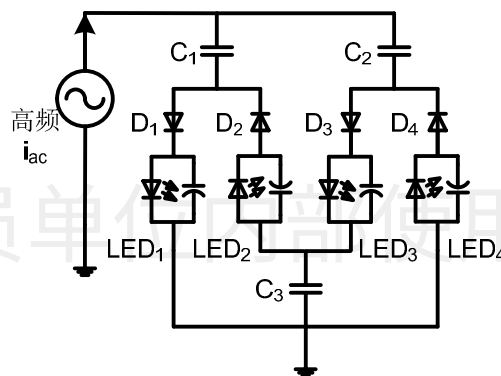


图 1.28 无源元件控制电容充放电回路实现多路扩展

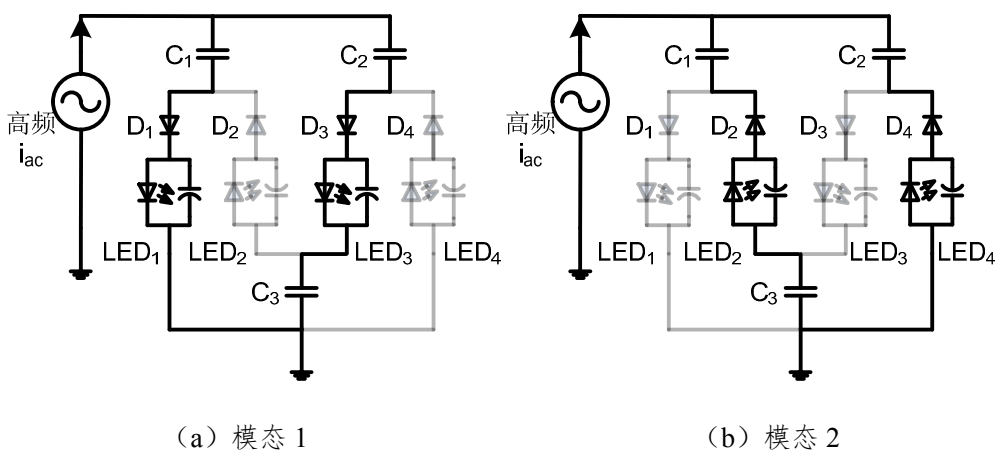


图 1.29 无源元件控制电容充放电回路实现多路扩展等效模式图

针对增加有源元件带来的弊端，文献^[87, 88]提出了利用无源元件控制电容充放电回路，依靠电荷交换实现多路串联 LED 模块均流的方法，其电路图如图 1.28 所示，各模式等效

电路图如图 1.29 所示。电路的工作过程同样分为两个模态。模态 1 中，高频交流源电流为正，二极管 D_1 和 D_3 导通，此时电容 C_1 、 C_2 和 C_3 均充电，同时流过 C_2 和 C_3 的电流相同，因此 C_2 和 C_3 的充电电量也相同。模态 2 中，高频交流源电流为负，二极管 D_2 和 D_4 导通，此时电容 C_1 、 C_2 和 C_3 均放电，同时流过 C_1 和 C_3 的电流相同，因此 C_1 和 C_3 的放电电量也相同。由于电容 C_1 和 C_2 的充放电电荷平衡，流过 LED_1 和 LED_2 以及 LED_3 和 LED_4 的电流分别相等。由于 C_3 的充放电电荷平衡，而 C_2 和 C_3 的充电电量相同， C_1 和 C_3 的放电电量相同，因此 C_1 和 C_2 的充放电电量相同，四路 LED 输出中的电流完全相同。该方法的均流原理与图 1.26 所示电路相同，通过引入电容 C_3 ，完成了电容 C_1 和 C_2 电荷的间接交换。与图 1.26 中的均流方法相比，该方法仅使用无源元件，实现了电容充放电回路的控制，简化了控制策略、降低了生产成本、提高了电路的可靠性。

由于 LED 在控制和安全等方面的要求，通常多个串联的 LED 模块需要共地连接。针对图 1.28 所提出的整流电路，各路输出共地时的拓扑如图 1.30 所示^[87, 88]。

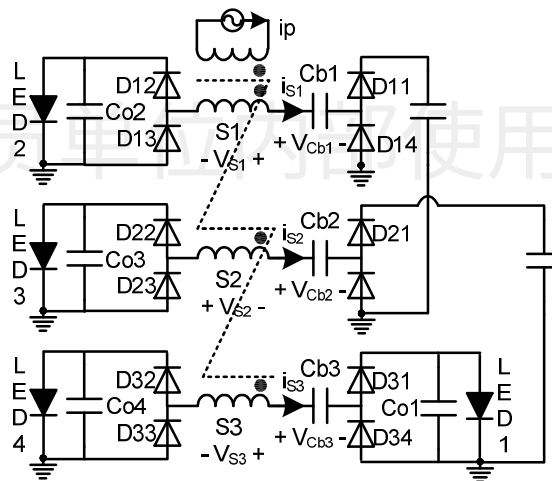


图 1.30 无源元件控制电容充放电回路实现多路共地扩展

图 1.30 所示均流方法，实现 $2n$ 路输出均流，共有 $2n-1$ 个变压器副边绕组，需要使用 $2(2n-1)-1=4n-3$ 个均流电容器和 $4(2n-1)=8n-4$ 个整流二极管，随着输出路数的增加，均流电容器和整流二极管的数目大大增加，因此在输出路数扩展时，电路的成本会大大提高。

1.3.2 矩阵变压器

如前文所述，虽然利用电容充放电平衡的方法相对其它均流方法具有较大的优势，但它无法在单端型拓扑中使用，限制了其应用范围。采用矩阵变压器均流和采用均流变

压器均流的方法相比,电路结构和电气连接更为简单,有利于电路的模块化设计。但在小功率 LED 驱动器的应用场合,当矩阵变压器的方法应用于反激变流器时,存在着无法精确均流和准谐振控制实现复杂的问题。

文献^[63]提出了基于矩阵变压器均流的多路输出反激变流器,其电路图如图 1.31 所示,不妨设变压器匝比为 1:1。电路工作于断续模式,主要可以分为三个工作模式,如图 1.32 所示,电路主要波形如图 1.33 所示。模式 1 中,开关管 Q 导通,变压器副边二极管关断,由于各个变压器原边绕组互相串联,因此流过各个变压器原边绕组的电流相等,其电流变化斜率为输入电压与各个变压器励磁电感之和的比值 ($V_{in}/(L_{m1}+L_{m2}+\dots+L_{mn})$)。模式 2 中,开关管 Q 关断,此时励磁电感通过副边二极管续流,各变压器中的励磁电流线性下降,电流下降的斜率分别为各路输出电压与对应的励磁电感之间的比值 (V_{o1}/L_{m1} 、 $V_{o2}/L_{m2}\dots V_{on}/L_{mn}$)。由于各路输出电压和对应的励磁电感比值不同,因此各个变压器的励磁电流将按照输出电压与励磁电感间的比值大小关系依次下降至 0。模式 3 中,所有变压器的励磁电流均下降至零,副边二极管全部关断,直至下一开关周期中开关管 Q 导通。由电路的模式分析可知,各路输出电流为模式 2 中励磁电流在开关周期中的平均值,将变压器原边绕组串联构成变压器矩阵,仅能保证图 1.33 中各个励磁电流在模式 2 起始时刻的电流初值相同,由于电流下降斜率的不同,将导致各路输出电流之间的偏差。即使忽略各个变压器励磁电感之间的偏差,该电路也仅能实现各路输出功率相等而无法实现输出均流,当各路输出电压偏差较大时,输出电流的偏差也很大。

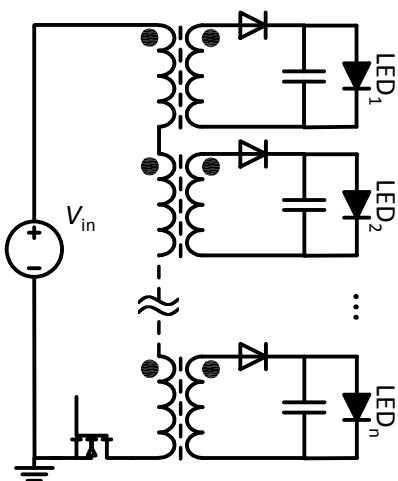


图 1.31 矩阵变压器均流的多路输出反激变流器

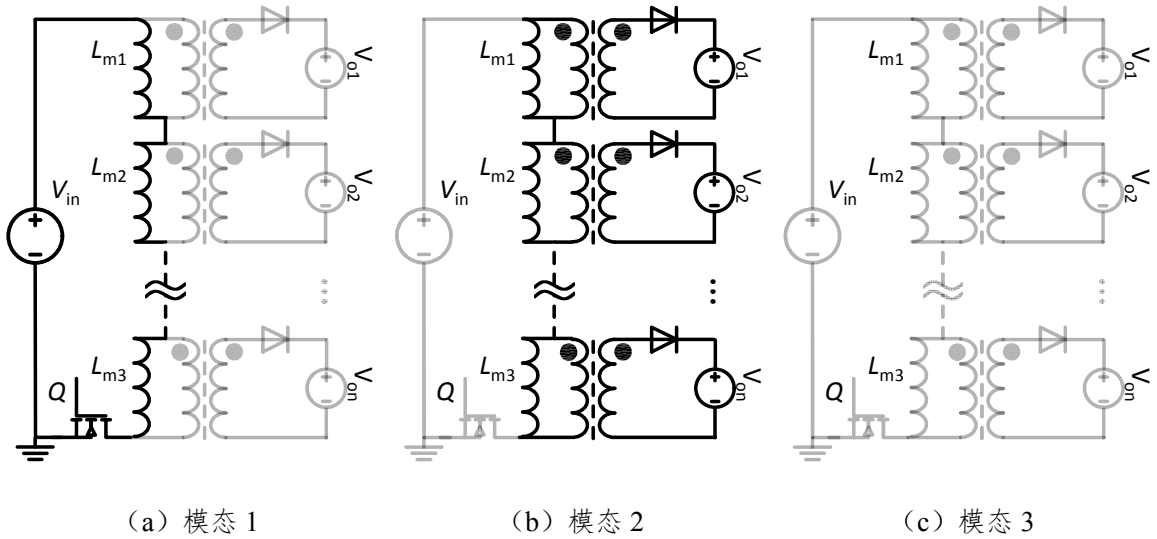


图 1.32 矩阵变压器均流的多路输出反激变流器工作模式

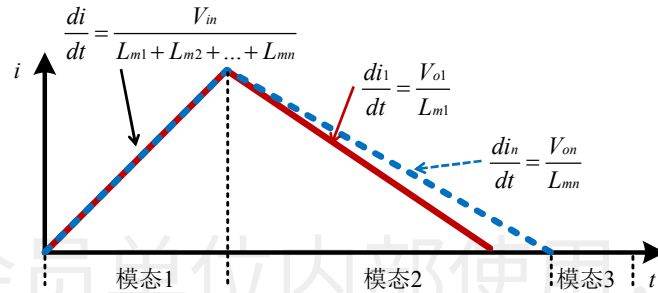


图 1.33 矩阵变压器均流的多路输出反激变流器工作波形

在反激变流器中，常常采用准谐振控制^[89-93]使电路工作于临界连续模式，这既能够实现磁芯利用率的最大化、降低变压器尺寸；也能使副边整流二极管工作处于零电流开通状态、减小反向恢复带来的损耗；还能利用励磁电感与开关管寄生电容之间的振荡，减小开关管的开通损耗。准谐振控制通常通过检测变压器辅助绕组两端的电压过零实现，但图 1.31 所示的电路中无法利用该方法实现电路的准谐振控制，必须增加辅助电路才能实现此功能。

1.4 本文的选题意义及主要研究内容

LED 节能、高效、环保、长寿命等优点使得 LED 市场快速发展，有望成为第四代电光源。由于 LED 的伏安特性与功率二极管类似，LED 模块两端较小的电压波动会带来很大的电流偏差。同时使用多个 LED 模块时，器件离散性、工作环境差异等因素使得 LED 模块的伏安特性各不相同，LED 模块并联将导致各个 LED 模块的电流存在很大差异，因此必须引入均流技术。尤其在有调光需求的应用场合^[94-98]，输出电流的减小对各路输出

均流的精度提出了更高的要求。现有的均流技术方案中，基于电容充放电电荷平衡原理的均流方法和利用矩阵变压器的均流方法在均流精度和成本等方面具有一定的优势，但这两种方法也有各自的问题：基于电容充放电电荷平衡和电容电荷间接交换原理的均流方法能够实现多路输出的精确均流，但随着输出路数的增加，所需的电容器及整流二极管数目会大大增加；利用矩阵变压器均流的方法应用于反激变流器时无法实现多路输出的精确均流，还会令变流器的准谐振控制实现更为复杂。基于此，本文提出了新颖的多输出 LED 驱动器无源元件精确均流方法，改进了现有均流技术的不足，能够分别应用于大功率 LED 照明和中小功率 LED 照明场合，具有较高的理论意义和实用价值。

本文从实现多路输出精确均流的角度出发，研究内容主要包括以下三个方面：

第二章中，本文基于隔直电容充、放电电荷平衡原理，首先提出了电容电荷直接交换的均流方法，构建了使用最少均流电容器的多路输出整流拓扑。该均流方法既具有电容充放电电荷平衡均流方法的均流精度高、成本低等优点，又利用电容电荷的直接交换，解决了现有技术方案中利用电容充放电电荷平衡及电荷交换实现多路输出均流时电容器和整流二极管的数量大大增加的问题，减小了 LED 驱动器的体积，降低了生产成本。该整流拓扑适用于原边可等效为交流电流源的多种拓扑，文中探讨了该多路输出整流拓扑的均流原理及输出均流范围。本文在对原边拓扑比较和分析后，在电路原边选用了 LLC 拓扑加以实现。在电路设计过程中，通过对副边整流结构的等效和简化，将多路副边输出等效为一，为电路的优化提供了便利。

创新点：基于隔直电容充放电电荷平衡，率先提出了电容电荷直接交换的均流方法，构建了均流电容器数量最少的多路输出整流拓扑，大大减少了多路输出时电容器及整流二极管数量。

第三章中，将用于均流的隔直电容与谐振电容复用，复用后该副边电容不仅能够依靠电荷平衡和电荷交换实现多路输出均流，同时还与电路原边的 LLC 拓扑共同构成了新的四元件谐振腔。文中分析了该谐振电路与 LLC 拓扑间的差异，推导了电路的谐振频率和输出直流增益。将隔直电容与谐振电容复用后，本文依然将副边电路等效为一从而简化电路的设计。

传统的采用脉冲频率调制 (PFM-Pluse Frequency Modulating) 控制策略 LLC 变流器在电路负载较轻时, 开关频率会大幅度提高, 引起变换效率的下降。LLCC 拓扑中位于副边的电容不仅能够起到输出均流的作用, 还能够消除占空比不对称时变压器励磁电流的直流分量。因此本文提出了采用不对称 PWM 控制的 LLCC 谐振变流器, 提高了电路的轻载变换效率, 拓展了输出电压和输出电流的范围。文中将采用不对称 PWM 控制的 LLCC 谐振变流器的两路输出等效为一路, 推导了电路的直流增益, 以指导变流器的设计。

创新点: 提出了一种 LLCC 谐振拓扑, 将隔直电容与谐振电容复合, 大大减小了隔直电容所需容量。并将不对称 PWM 控制策略应用于所提出的 LLCC 谐振拓扑, 提出了不对称 PWM 控制的 LLCC 谐振变流器, 提高了电路轻载效率, 扩展了输出电压和输出电流范围。

第四章中, 针对在中小功率场合广泛使用的单端型拓扑电路, 提出了变压器串-级联的多路输出均流方法。现有的均流方法中, 由于单端型拓扑电路工作原理的限制, 利用电容充放电电荷平衡的均流方法不再适用; 串联阻抗均流的方法无法实现精确均流; 使用均流变压器会导致副边复杂的电气连接, 不利于电路的模块化和生产成本的降低; 矩阵变压器均流的方法则有均流精度不高和控制复杂等问题。与上述均流方法相比, 变压器串-级联的均流方法应用于单端型拓扑时, 具有均流精度高、电气连接简单、准谐振控制实现简便等优点, 保证输出均流精度的同时能够降低驱动器的生产成本。针对励磁电感电流影响输出电流偏差的问题, 本文在整流二极管两端并联电容, 利用电容的电荷补偿效应改善了多路输出的均流精度。文中详细分析了电容电荷补偿的工作原理, 并给出了补偿电容的选取方法, 对电路设计进行理论指导。

创新点: 针对反激变流器, 提出了变压器串-级联均流拓扑, 改善了均流精度, 简化了准谐振控制实现方式; 通过在整流二极管两端并联电容, 利用电容的电荷补偿效应, 弥补励磁电感电流带来的偏差, 进一步提高了多路输出的均流精度。

第五章对全文进行了总结, 并对多输出 LED 驱动器的无源精确均流方法未来的研究工作进行了展望。

第二章 多隔直电容的电荷直接交换均流方法

如第一章所述,采用高频交流母线,利用无源元件实现多路 LED 输出均流是较为合适的选择。其中基于电容充放电电荷平衡原理的均流方法相对于串联阻抗均流的方法,减小了各路输出电流之间的偏差,提高了均流精度;相对于利用磁性元件均流的方法,降低了损耗,也避免了励磁电流引起的输出电流偏差,实现简便、成本低廉、均流精度高。这种方法在应用中的主要限制是,一个电容器的充放电平衡只能实现两路输出之间的均流,当输出扩展到更多路时,需要使用该方法与其它均流方法相结合。本章在利用电容充放电电荷平衡实现两路输出均流的基础上,提出了基于隔直电容充放电电荷平衡及电容电荷直接交换的均流方法,构建了使用最少均流电容器的多路输出整流拓扑,扩展了利用电容充放电电荷平衡实现多路输出均流的应用范围。

2.1 电容器最少的电容充放电电荷平衡及电荷直接交换均流方法

2.1.1 多电容电荷直接交换拓扑

本文在如图 1.28 所示的利用无源元件控制电容充放电回路实现多路扩展的基础上,将电容电荷交换的过程优化为直接交换,进一步简化电路,减少使用的电容器及整流二极管的数量。该拓扑电路图如图 2.1 所示。各模态等效电路图如图 2.2 所示。电路的工作过程分为两个模态。模态 1 中,高频交流源电流为正,二极管 D_1 和 D_4 导通,此时电容 C_1 充电, C_2 放电。模态 2 中,高频交流源电流为负,二极管 D_2 和 D_3 导通,此时电容 C_1 放电, C_2 充电,同时 C_1 和 C_2 串联,两电容的电荷直接交换, C_1 的放电电量和 C_2 的充电电量相同。由于电容 C_1 和 C_2 的充放电电荷平衡,流过 LED_1 和 LED_2 以及 LED_3 和 LED_4 的电流分别相等。由于 C_1 的放电电量和 C_2 的充电电量相同,因此 C_1 和 C_2 的充放电电量相同,四路 LED 输出中的电流完全相同。该方法引入了两个极性相反的交流电源,实际电路中,可以采用两个同名端相反的变压器副边绕组实现,相对于图 1.28,该拓扑减少了所使用电容器的数量,降低了成本。

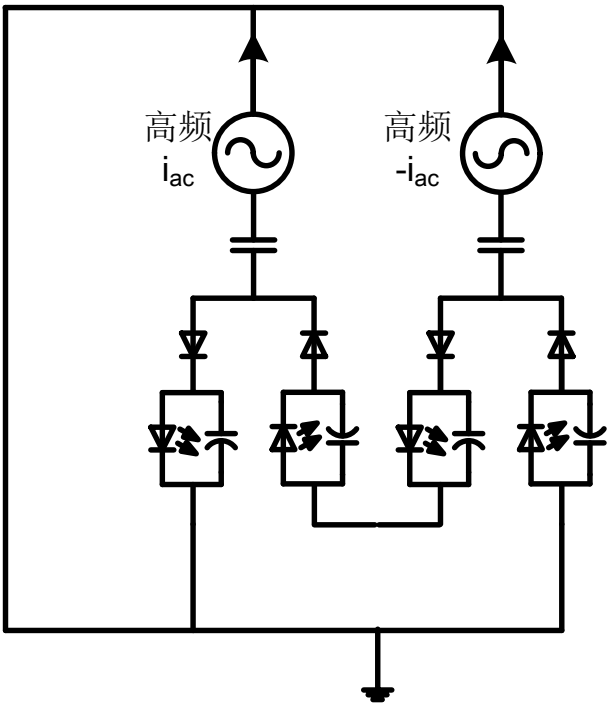


图 2.1 提出的多路输出整流拓扑

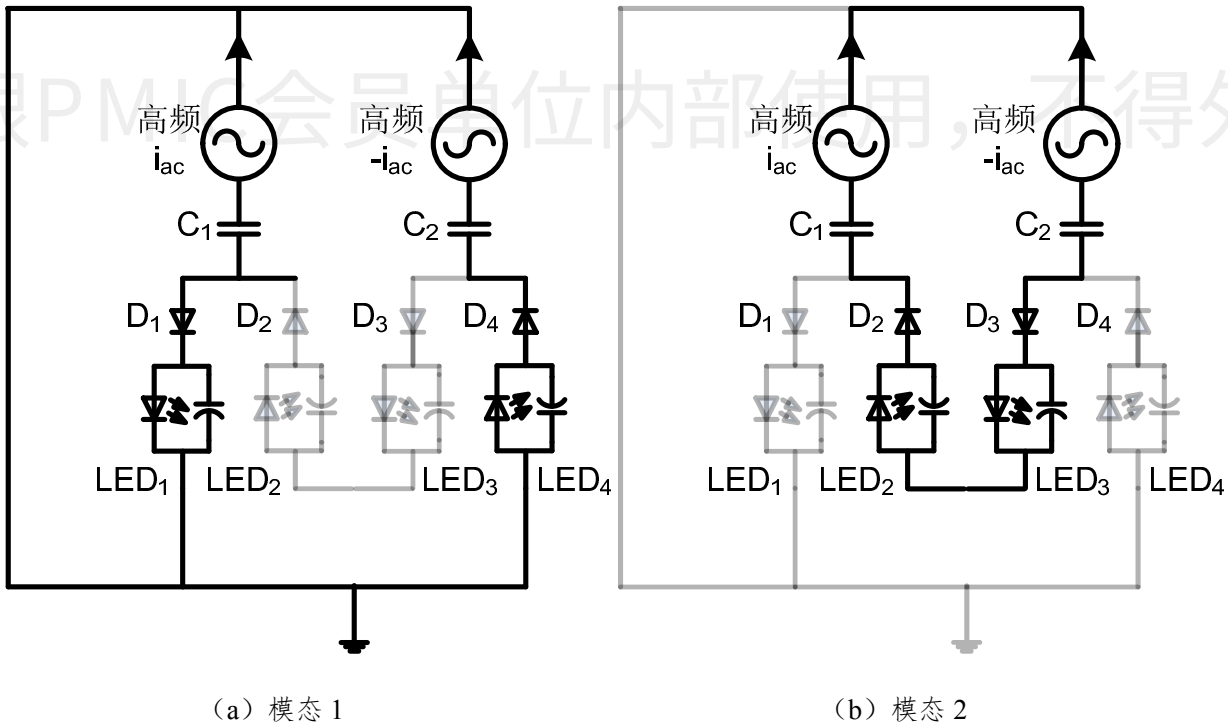


图 2.2 提出的多路输出整流拓扑等效模态图

针对图 2.1 所提出的整流电路，将各路输出转换成共地，其结构如图 2.3 所示。图 2.1 与图 1.28 相比，为了实现电容电荷的直接交换，需要两个极性相反的高频交流电源。各路输出共地时，图 1.30 本身也需要多个高频交流源，图 2.3 与图 1.30 中高频交流源常

利用变压器的副边绕组产生，而两图中所需的变压器副边绕组的数目相同，但图 2.3 电容器的数目更少。当输出路数更多时，电容器数量的减少更为明显。同时，图 2.3 中的整流结构二极管数目也大大减少。图 2.4 (a) 为本文提出的多路输出整流拓扑扩展至 $2n$ 路输出的电路图，图 2.4 (b) 为本文提出的多路共地输出整流拓扑扩展至 n 路输出的电路图。

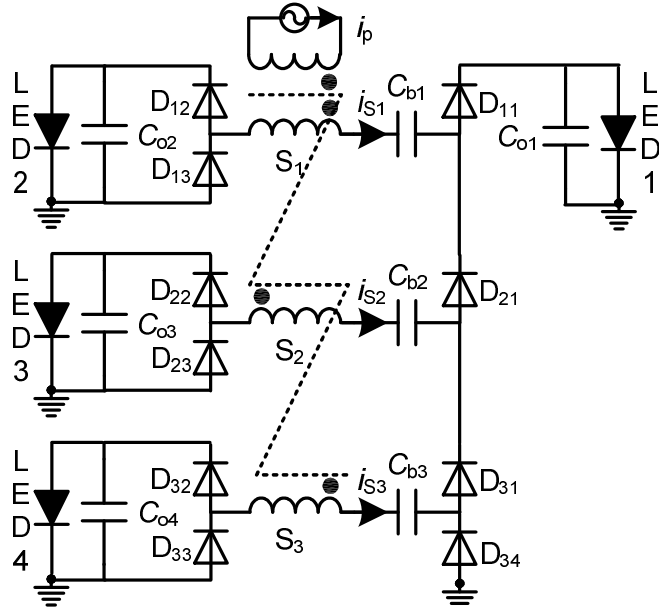
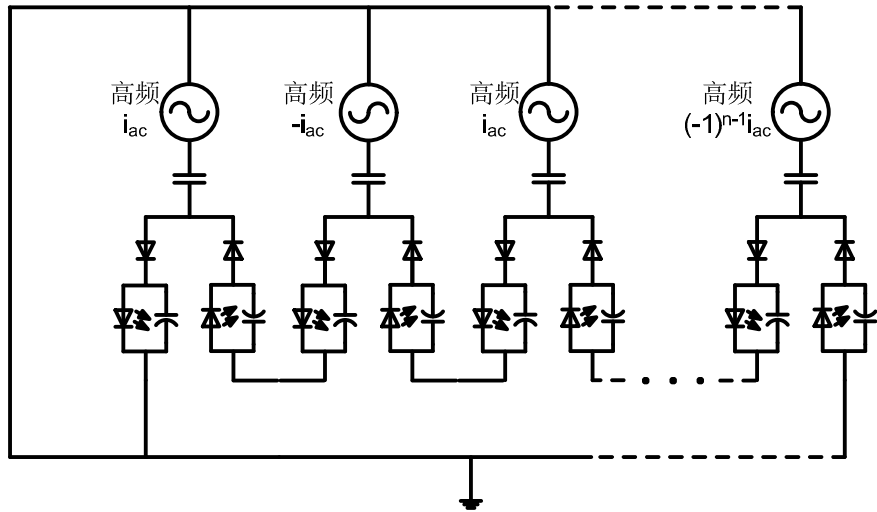


图 2.3 提出的多路输出共地整流拓扑



(a) $2n$ 路不共地输出拓扑

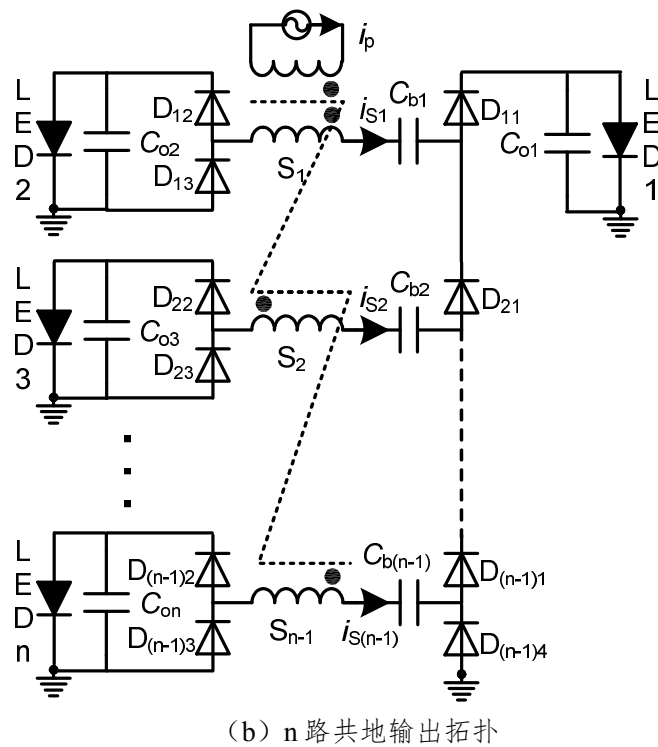


图 2.4 提出的多路输出共地整流拓扑任意路扩展

表 2.1 为利用电容充放电平衡特性实现 $2n$ 路共地输出均流的四种拓扑成本及性能比较，从表中可以看出本文提出的拓扑和图 1.30 所示的拓扑，均流精度最高。本文提出的拓扑相对于图 1.30 所示拓扑，变压器绕组的数目一致但是能大大减少所需的整流二极管及电容器的数量。

表 2.1 多路共地输出无源均流方法成本比较

元件数量	电容充放电平衡结合 均流变压器 ^[79]	电容充放电平衡结合 电容阻抗 ^[75]	电容电荷间接交换整 流拓扑 ^[87, 88]	本文提出的 整流拓扑
输出电容	$2n$	$2n$	$2n$	$2n$
整流二极管	$4n$	$4n$	$8n-4$	$6n-2$
均流电容	n	n	$4n-3$	$2n-1$
均流变压器	$n-1$	0	0	0
副边绕组	n	n	$2n-1$	$2n-1$
输出电流偏差	好	一般	很好	很好

2.1.2 多电容电荷直接交换均流原理

图 2.3 为本文提出的电容电荷直接交换的四路输出共地整流副边拓扑，为简化分析，变压器原边的电路等效为高频交流电流源 i_p ，该电流源既可以工作于连续模式，也可以工作于断续模式。当其工作于断续模式时，其工作波形如图 2.5 (a) 所示，当其工作于连续模式时，其工作波形如图 2.5 (b) 所示。图 2.5 (a) 中原边等效电流源工作于断续模式时，电路在一个开关周期内可分为四个工作状态，各个模态的等效电路图如图 2.6 所示。若电流源工作于连续模式，图 2.6 中模态 II 和模态 IV 不再存在，工作模态更为简单。

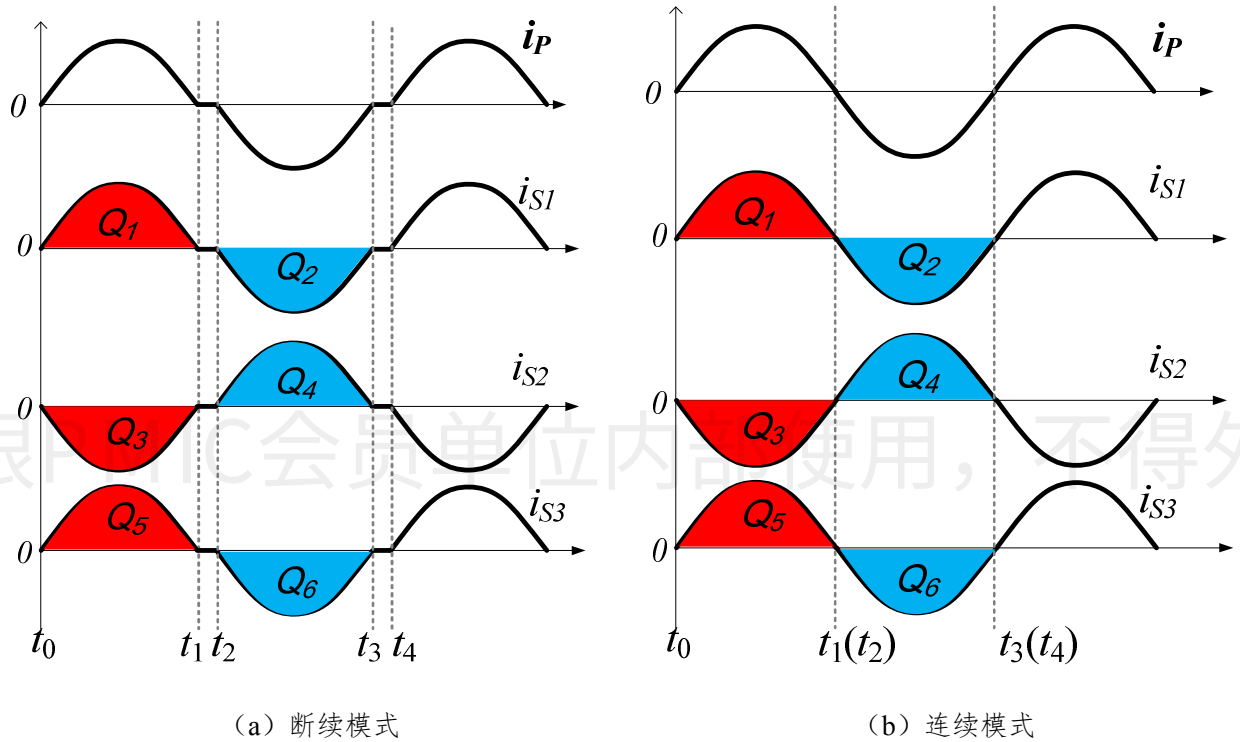


图 2.5 四路 LED 驱动器工作波形图

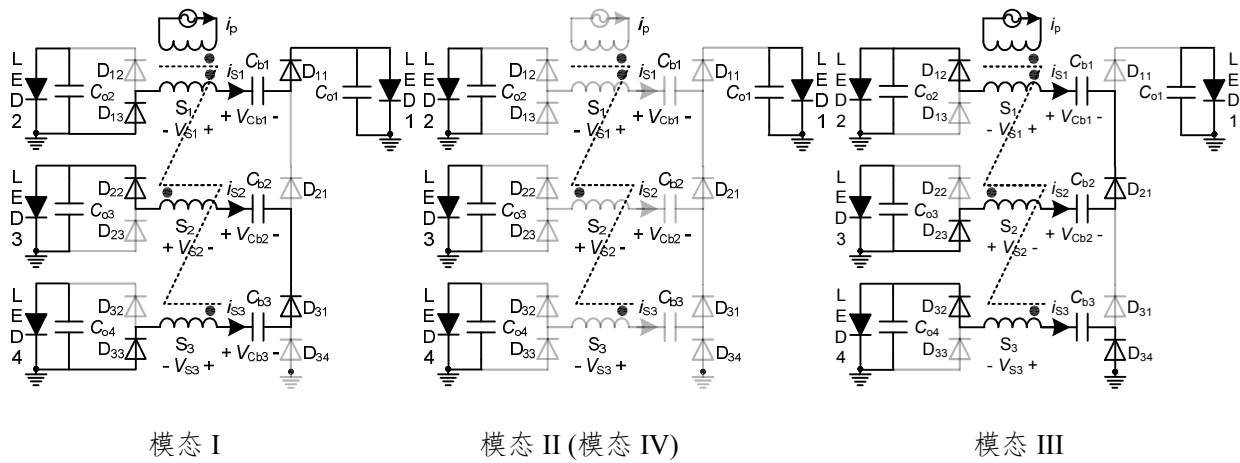


图 2.6 四路 LED 驱动器各模态等效电路

模态 I(t_0 - t_1): 模态 1 中, i_p 大于 0, i_{s1} 、 i_{s3} 大于 0, i_{s2} 小于 0, D_{11} 、 D_{13} 、 D_{22} 、 D_{31} 和 D_{33} 导通。 S_2 与 S_3 互相串联, 因此该模态中 i_{s2} 等于 i_{s3} 。 i_{s1} 和 i_{s3} 分别对 C_{b1} 和 C_{b3} 充电, i_{s2} 对 C_{b2} 放电。 i_{s1} 对 LED₁ 输出能量, $i_{s2}(i_{s3})$ 对 LED₃ 输出能量。

模态 II(t_1 - t_2): 电路工作于断续模式, 该模态 i_p 为 0, i_{s1} 、 i_{s2} 、 i_{s3} 均为 0。所有副边二极管均关断。

模态 III(t_2 - t_3): 与模态 I 相反, i_p 自 t_6 时刻起小于 0, i_{s1} 、 i_{s3} 小于 0, i_{s2} 大于 0, D_{12} 、 D_{21} 、 D_{23} 、 D_{32} 和 D_{34} 导通。 S_1 和 S_2 互相串联, 因此该模态中 i_{s1} 等于 i_{s2} 。 i_{s1} 和 i_{s3} 分别对 C_{b1} 和 C_{b3} 放电, i_{s2} 对 C_{b2} 充电。 $i_{s1}(i_{s2})$ 对 LED₂ 输出能量, i_{s3} 对 LED₄ 输出能量。

模态 IV(t_3 - t_4): 此模态电路工作状态与模态 2 相同。

由均流电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 在模态 I 和模态 III 的充放电电量相同可以推出式(2.1)。此外, 基于上述模态分析, 在模态 I 中 S_2 和 S_3 互相串联, $i_{s2}=i_{s3}$; 在模态 III 中 S_1 和 S_2 互相串联, $i_{s1}=i_{s2}$, 由此可以推出式(2.2)。流过四路负载 LED₁、LED₂、LED₃、LED₄ 的平均电流分别是式(2.3)中的 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_6 的开关周期平均值。式(2.1)、(2.2)、(2.3)联立可得每路输出的平均电流相同, 驱动器输出均流。

$$\begin{cases} Q_1 = \int_{t_1}^{t_3} i_{s1} dt = Q_2 = \int_{t_3}^{t_5} i_{s1} dt; \\ Q_3 = \int_{t_1}^{t_2} i_{s2} dt = Q_4 = \int_{t_3}^{t_5} i_{s2} dt; \\ Q_5 = \int_{t_1}^{t_3} i_{s3} dt = Q_6 = \int_{t_3}^{t_5} i_{s3} dt. \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} Q_3 = \int_{t_1}^{t_3} i_{s2} dt = Q_5 = \int_{t_1}^{t_3} i_{s3} dt; \\ Q_2 = \int_{t_3}^{t_5} i_{s1} dt = Q_4 = \int_{t_3}^{t_5} i_{s2} dt. \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} I_{LED1} = Q_1 / Ts, I_{LED2} = Q_2 / Ts; \\ I_{LED3} = Q_3 / Ts, I_{LED4} = Q_6 / Ts. \end{cases} \quad (2.3)$$

2.2 LLC 四路输出 LED 驱动器

2.2.1 原边拓扑选择

前文为分析电路的均流原理，变压器的原边均简化为交流电流源。实际电路中，需要对电路原边的拓扑进行筛选。大功率 LED 驱动器通常包含功率因数校正（PFC）电路和隔离型 DC-DC 变流器两级^[99-103]。本节中所涉及的为第二级即 DC-DC 变流器。实际电路中，第一级变流器即功率因数校正电路，不仅需要实现交流-直流转换的功能，产生第二级变流器输入端的直流母线，还需要满足电磁兼容设计的要求。

传统 PWM 控制 DC-DC 变流器实现功率器件软开关通常需要外加辅助电路，这虽然能降低开关损耗，提高变流器的开关频率，但辅助电路本身也会带来一定的损耗，因此整机效率提升并不显著，也无法大幅度提高变流器的功率密度。同时，外加辅助电路会使得变流器的设计过程变得更为复杂，增加了生产成本与变流器体积，因此只有少数利用辅助电路来实现软开关的电路在工业界得到应用。

由于谐振型电路不需要额外增加辅助电路实现功率器件的软开关，与传统的 PWM 变流器相比，既能够有效的降低开关损耗，又不会带来额外的损耗，能够有效提高变流器的开关频率、变换效率和功率密度。

常用的谐振型拓扑有四种，分别是串联谐振变流器 SRC（Series Resonant Converter），并联谐振变流器 PRC（Parallel Rsonnant converter），串并联谐振变流器 SPRC（Series Parallel Resonant Converter）（LCC），以及 LLC 四种拓扑，它们的电路结构如图 2.7 所示。

四种谐振型拓扑中，SRC^[104-108]只能工作在降压模式，开关频率通常高于谐振频率，虽然能够实现开关管的 ZVS 开通，但会增加开关管的关断电流，带来较大的关断损耗，同时 SRC 还存在轻载调制的问题；PRC^[109-113]即使负载较轻时，谐振环路内循环能量依然很大，导致电路的轻载效率降低，限制了 PRC 的应用范围，同时 PRC 的主开关管关断电流仍然较大，因此关断损耗较大；LCC^[114-121]结合了 SRC 和 PRC 的优点，相对于 SRC 能够缩小负载变化时的开关频率范围，相对于 PRC 能够减小开关管的关断电流，但当输入电压范围较宽情况下，在输入电压较高时，电路的关断损耗依然明显，并且轻载或空载条件下的环流损耗也很大，限制了 LCC 变流器的变换效率和功率密度的提高。LLC^[122-129]谐振变流器不仅具有 LCC 谐振变流器的优点，同时能够有效的降低开关管的关断损耗，

轻载或空载时环流损耗也很小，因此已成为目前使用最为广泛的谐振变流器，许多芯片厂商都针对 LLC 谐振变换器推出了商用控制芯片^[130, 131]，简化了电路的设计流程和控制复杂程度，降低了电路的生产制造成本。因此本文提出的多路均流 LED 驱动器原边采用了 LLC 拓扑结构。

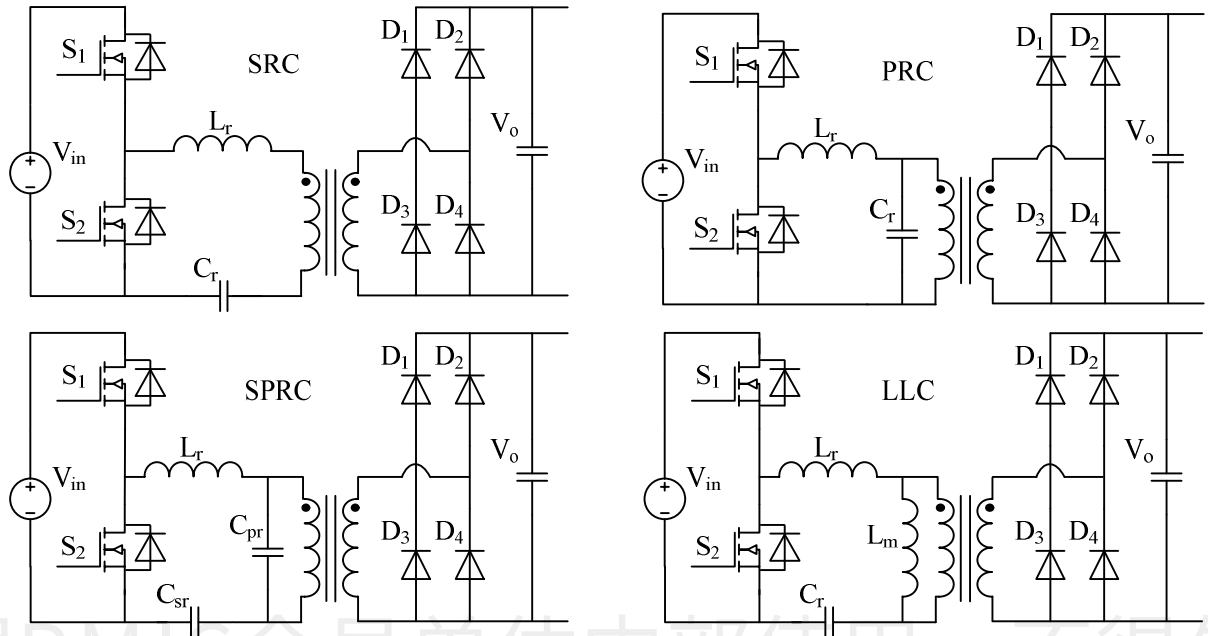


图 2.7 四种常见的谐振型拓扑

2.2.2 工作原理分析

图 2.8 为副边采用本文提出的多路均流输出整流拓扑，原边采用 LLC 拓扑的四路输出 LED 驱动器。由于整流电路中的电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 很大，在开关频率时其阻抗可等效为短路，不影响原边的工作状态。根据开关频率与 L_r 、 C_r 谐振频率的关系，电路的工作状态可以分为断续模式和连续模式。当开关频率低于谐振频率时，电路工作于断续模式，图 2.9 是电路在断续模式下的稳态工作波形，图 2.10 是各模态对应的等效电路，其中与各路负载并联的输出滤波电容较大，可等效为电压源，隔直电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 也等效为直流电压源。

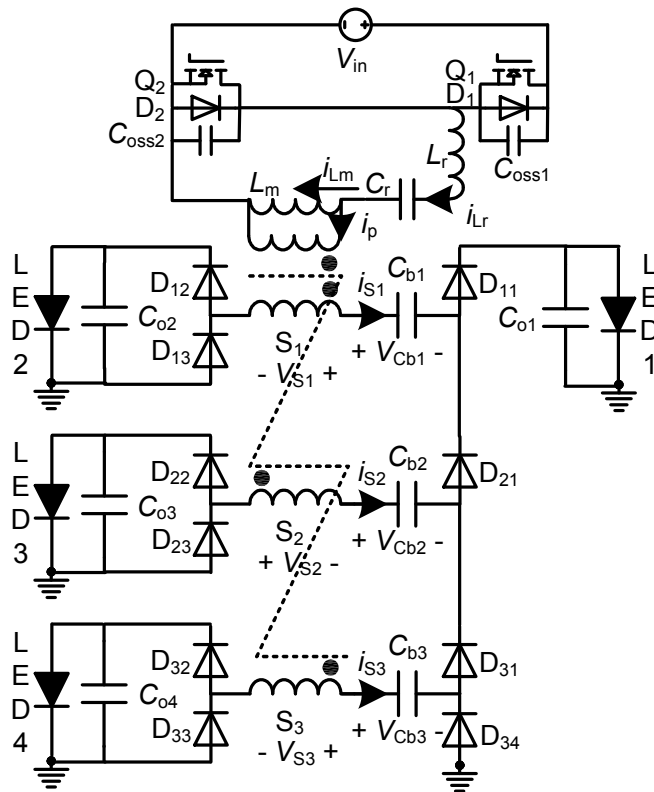


图 2.8 四路输出 LLC 多路 LED 驱动器

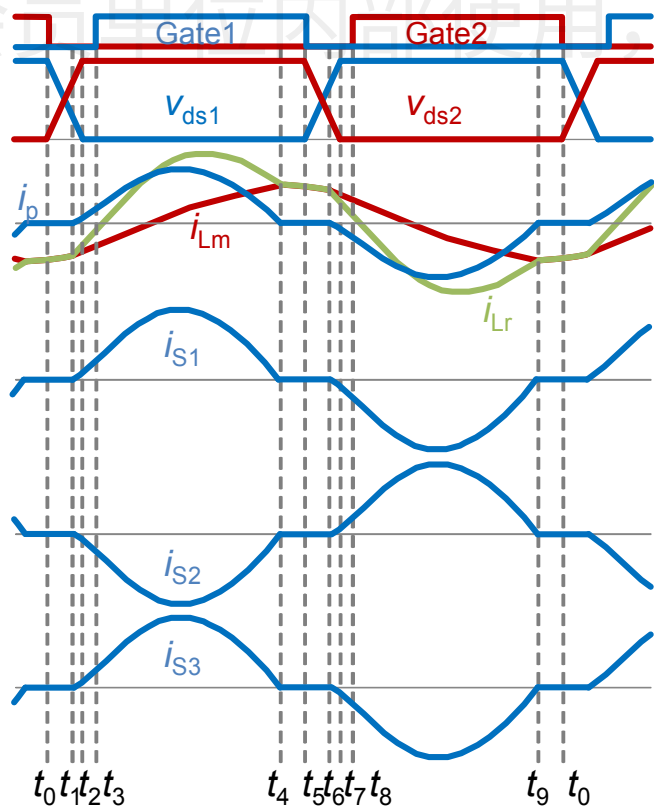


图 2.9 电流断续模式稳态工作波形

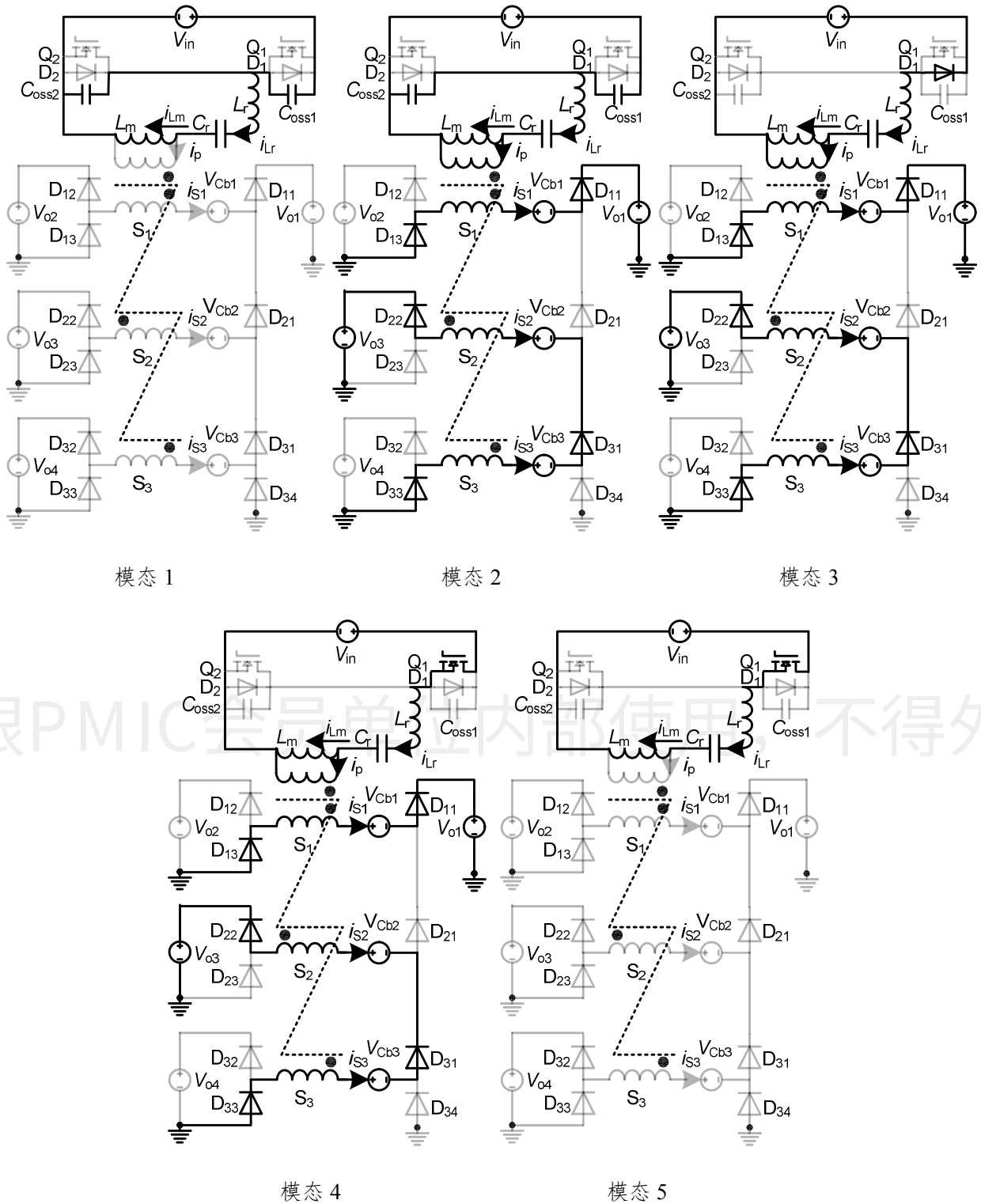


图 2.10 电流断续模式等效电路图

断续模式时电路的具体工作模态分析如下：

模态 1(t_0-t_1): t_0 时刻，原边开关管 Q_2 关断，由于电路工作于断续模式，此时流经励磁电感 L_m 的电流 i_{Lm} 与流经谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 相等，流经理想变压器原边的电流 i_p 为

0, 同时流经变压器副边绕组 S_1 、 S_2 、 S_3 的电流 i_{s1} 、 i_{s2} 、 i_{s3} 也都为 0。开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 开始充放电。

模态 2(t_1 - t_2): t_1 时刻, L_m 上的电压开始被副边输出电压箝位, i_{Lr} 大于 i_{Lm} , 两者的差值 i_p 流过理想变压器的原边。此时副边二极管 D_{11} 、 D_{13} 、 D_{22} 、 D_{31} 和 D_{33} 开通。由于 L_m 两端电压被输出电压箝位, L_m 将不再参与谐振直至电压箝位消失。

模态 3(t_2 - t_3): t_2 时刻, 开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 充放电结束, i_{Lr} 流过开关管寄生二极管 D_1 , 为 Q_1 的 ZVS 开通创造了条件。

模态 4(t_3 - t_4): t_3 时刻, 开关管 Q_1 ZVS 开通。 i_{Lr} 流过开关管 Q_1 , 不再通过 D_1 续流。

模态 5(t_4 - t_5): t_4 时刻 i_{Lr} 和 i_{Lm} 相等, $i_p=0$, 此时不再有电流流经变压器副边, 电路工作于断续模式。之前模态中导通的二极管 D_{11} 、 D_{13} 、 D_{22} 、 D_{31} 和 D_{33} 反偏。励磁电感 L_m 不再受副边电压箝位, 与 L_r 、 C_r 共同参与谐振, 直至 t_5 时刻 Q_1 关断。

此后半个周期中 (t_5 - t_0) 电路的工作状态与此前半个周期类似, 不同的是 Q_2 将先开通再关断。

当开关频率高于谐振频率时, 电路工作于连续模式, 图 2.11 是电路在连续模式下的稳态工作波形, 图 2.12 是各模态对应的等效电路。

连续模式时电路的具体工作模态分析如下:

模态 1(t_0 - t_1): t_0 时刻, 原边开关管 Q_2 关断, 开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 开始充放电。此时 i_p 为负, 副边二极管 D_{12} 、 D_{21} 、 D_{23} 、 D_{32} 和 D_{34} 导通。

模态 2(t_1 - t_2): t_1 时刻, 开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 充放电结束, i_{Lr} 流过开关管寄生二极管 D_1 , 为 Q_1 的 ZVS 开通创造了条件。

模态 3(t_2 - t_3): t_2 时刻, 开关管 Q_1 ZVS 开通。 i_{Lr} 流过开关管 Q_1 , 不再通过 D_1 续流。由于谐振腔输入电压的变化, i_{Lr} 在该模态内反向。

模态 4(t_3 - t_4): t_3 时刻, $i_{Lm}=i_{Lr}$, $i_p=0$ 。此后 i_p 方向发生改变, 副边二极管 D_{12} 、 D_{21} 、 D_{23} 、 D_{32} 和 D_{34} 关断, D_{11} 、 D_{13} 、 D_{22} 、 D_{31} 和 D_{33} 开通。

t_4 时刻, 开关管 Q_1 关断, 此后半个周期中 (t_4 - t_0) 电路的工作状态与此前半个周期类似, 不同的是 Q_2 将先开通再关断。

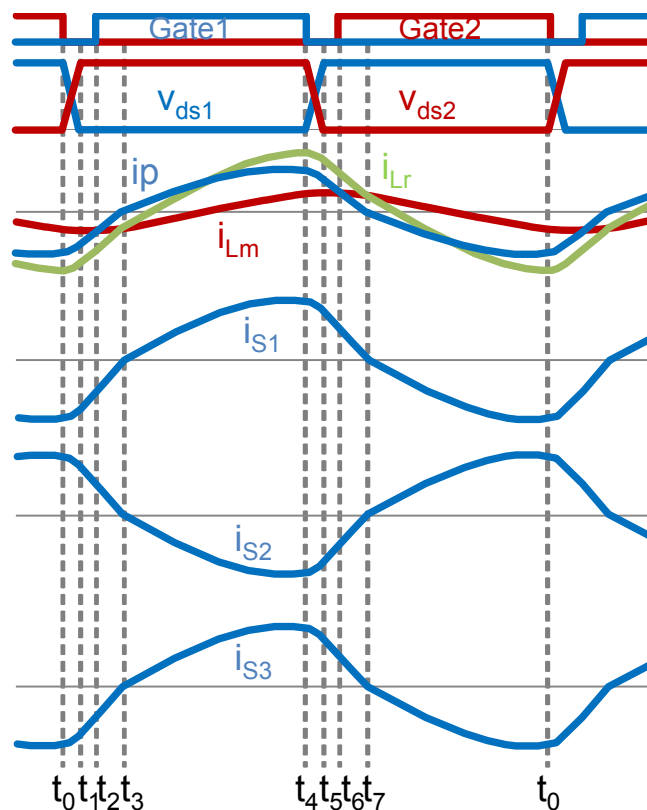
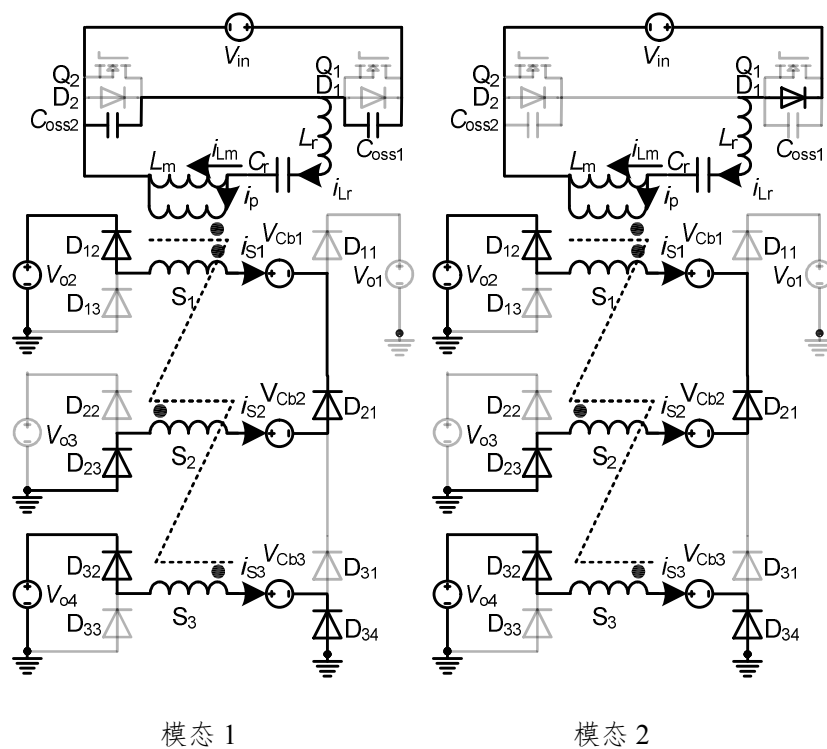


图 2.11 电流连续模式稳态工作波形

图 2.11 电流连续模式稳态工作波形



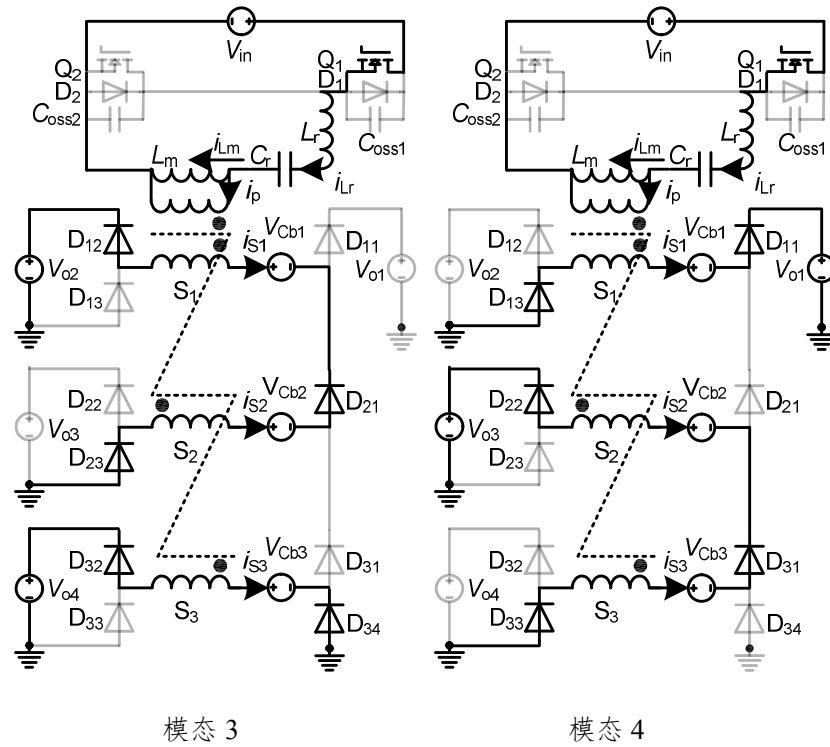


图 2.12 电流连续模式等效电路图

2.2.3 副边整流拓扑等效简化

LLC 电路由于其诸多优势目前已得到了广泛应用，许多文献对其工作原理和设计方法进行了阐述。文献^[126]详细分析了 LLC 拓扑的几种工作模式，通过仿真拟合得到了电路直流增益曲线，并将将电路的性能与不对称半桥电路进行了比较；文献^[132]对电路工作状态进行分析，通过电路的软开关条件及保持时间等限制因素得到了 LLC 拓扑的优化设计方法，优化了电路的损耗；文献^[133]在时域对 LLC 电路进行分析，得到了电路的直流增益曲线，相对于频域分析的方法提高了电路分析的精确度，进而提出了普适的优化设计流程；文献^[134]运用基波等效(FHA)的方法得到交流等效电路及电路直流增益的解析表达式，通过分析软开关限制条件和磁集成的实现提出了详细的电路设计流程。但这些文献中的分析过程和优化设计方法均基于电路输出为一路的情况，而本文中变流器副边采用了多路输出均流整流拓扑，因此电路设计过程中需要对电路的副边进行简化，将多路输出等效为一路

进行副边整流拓扑等效和简化时，可以将变压器原边的 LLC 拓扑等效为交流电流源，依据电路副边的工作状态划分工作模式，电路的各个工作模式等效电路图如图 2.13 所示。

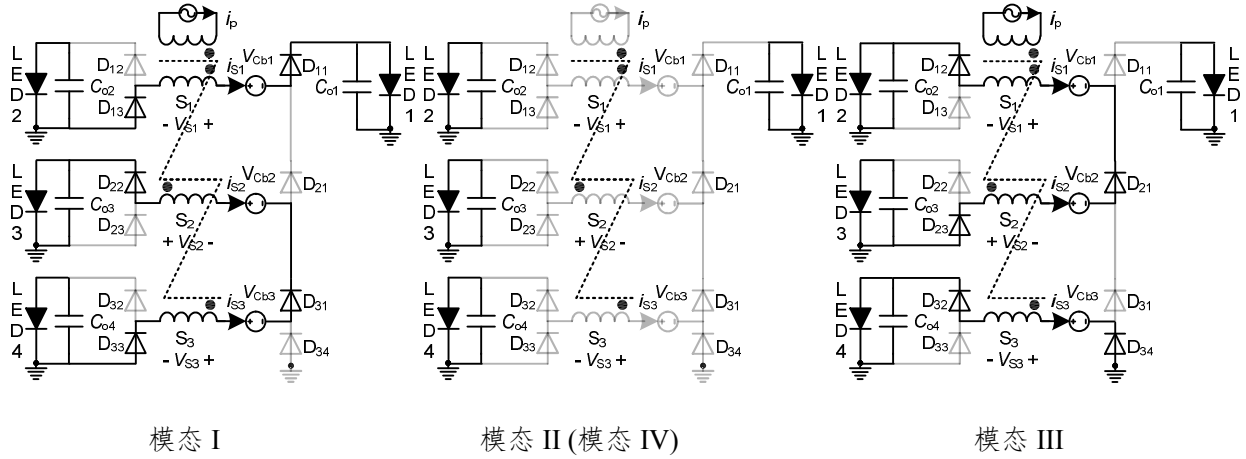


图 2.13 原边简化为电流源后各模态等效电路

不妨设变压器的三个副边绕组匝数相同，因此三个变压器副边绕组的电压也相同，即 $V_{s1}=V_{s2}=V_{s3}$ 。如前文所述，电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 容量足够大，电容两端的电压可以视为直流电压。模态 I 中，二极管 D_{11} 、 D_{13} 、 D_{22} 、 D_{31} 和 D_{33} 导通，根据基尔霍夫电压定律，可得式(2.4)，同理，在模态 III 中，二极管 D_{12} 、 D_{21} 、 D_{23} 、 D_{32} 和 D_{34} 导通，根据基尔霍夫电压定律，可得式(2.5)。式(2.4)和式(2.5)联立，可以解得 V_{s1} 、 V_{s2} 、 V_{s3} 和 V_{cb1} 、 V_{cb2} 、 V_{cb3} ，它们分别如式(2.6)和(2.7)所示。

$$\begin{cases} V_{s1} - V_{cb1} = V_{o1} \\ V_{s3} - V_{cb3} + V_{cb2} + V_{s2} = V_{o3} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} -V_{s2} - V_{cb2} + V_{cb1} - V_{s1} = V_{o2} \\ -V_{s3} + V_{cb3} = V_{o4} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$V_{s1} = V_{s2} = V_{s3} = \begin{cases} \frac{V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} + V_{o4}}{6}; \\ -\frac{V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} + V_{o4}}{6}. \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} V_{cb1} = -\frac{5V_{o1} - V_{o2} - V_{o3} - V_{o4}}{6} \\ V_{cb2} = \frac{V_{o3} + V_{o4} - V_{o1} - V_{o2}}{2} \\ V_{cb3} = \frac{5V_{o4} - V_{o1} - V_{o2} - V_{o3}}{6} \end{cases} \quad (2.7)$$

变压器绕组两端的负载可以用大小相等的电压源代替，如图 2.14 所示。由于三个副边绕组的电压相等，因此可以将三个变压器副边绕组等效为一个变压器副边绕组，如图

2.15 所示。将三个变压器副边绕组等效为一后，电路原边 LLC 拓扑就能够参照已有的电路优化方法设计^[135, 136]。

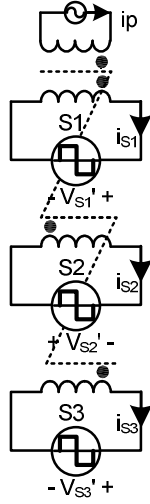


图 2.14 变压器绕组两端负载用电压源等效

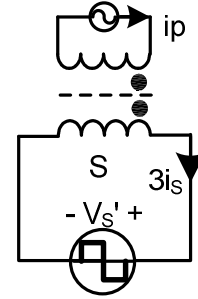
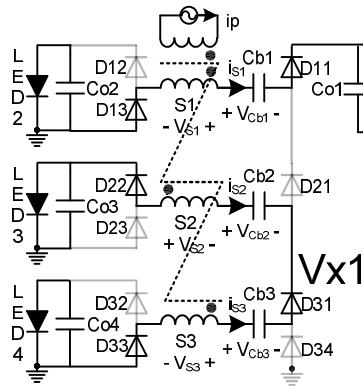


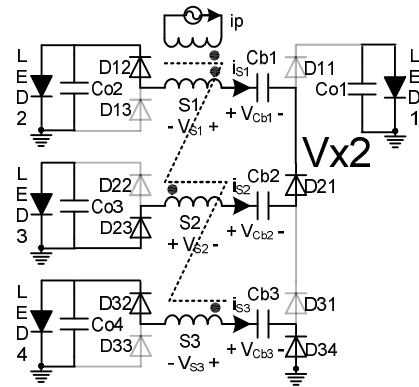
图 2.15 三路变压器副边绕组等效为一后

2.2.4 输出均流范围推导

前文的电路均流原理一节中提到，在模式 I 中 S_2 和 S_3 互相串联， $-i_{s2}$ 等于 i_{s3} ；在模式 III 中 S_1 和 S_2 互相串联， i_{s1} 等于 $-i_{s2}$ ，这也是本文提出的副边整流拓扑能够实现多路输出均流的先决条件。在模式 I 中 S_2 和 S_3 互相串联，要求模式 I 中如图 2.16 (a) 中所示的 V_{x1} 点电位满足式(2.8)的要求，否则 D_{21} 或 D_{34} 将导通， $-i_{s2}$ 与 i_{s3} 不再相等。类似的，模式 III 中如图 2.16 (b) 所示的 V_{x2} 点电位需满足式(2.9)的要求。在模式 I 中， V_{x1} 可通过式(2.10)求得，同理模式 III 中， V_{x2} 可通过式(2.11)求得。式(2.8)、(2.9)、(2.10)和(2.11)联立，可以解出电路输出均流的充分必要条件，如式(2.12)所示。



(a) V_{x1} in mode I



(b) V_{x2} in mode III

图 2.16 输出均流范围推导

$$0 < V_{x1} < V_{o1} \quad (2.8)$$

$$0 < V_{x2} < V_{o1} \quad (2.9)$$

$$V_{x1} = V_{s3} - V_{cb3} = \frac{V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} - 2V_{o4}}{3} \quad (2.10)$$

$$V_{x2} = -V_{s2} - V_{cb2} = \frac{2V_{o1} + 2V_{o2} - V_{o3} - V_{o4}}{3} \quad (2.11)$$

$$\begin{cases} V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} > 2V_{o4} \\ 2V_{o1} + 2V_{o4} > V_{o2} + V_{o3} \\ 2V_{o1} + 2V_{o2} > V_{o3} + V_{o4} \\ V_{o1} + V_{o3} + V_{o4} > 2V_{o2} \end{cases} \quad (2.12)$$

驱动器的输出电压具有一定的变化范围，而在电路实际使用过程中，四路 LED 负载是随机连接至输出端口的，因此每一路输出的电压是随机的。定义四路输出电压中最小值为 $\min\{V_{oi}\}$ ，最大值为 $\max\{V_{oi}\}$ ，该最小值和最大值可能出现在驱动器的任意一路输出。若式(2.12)中大于号左边的变量都取最小值而大于号右边的变量都取最大值，则式(2.12)恒成立。此时式(2.12)可以简化为式(2.13)。显然，当电路的输出电压满足式(2.13)时，驱动器的各路输出必然均流，因此式(2.13)为电路输出均流的充分条件。但式(2.12)简化为式(2.13)的条件：大于号左边的变量都取最小值而大于号右边的变量都取最大值实际上不可能发生，因此式(2.13)并不是电路均流的必要条件，某些在此范围外的情况也可以实现四路输出的均流。

$$3\min\{V_{oi}\} > 2\max\{V_{oi}\} \quad (2.13)$$

将驱动器的最高输出电压记为 V_{olim} ，驱动器的输出均流范围可以用图 2.17 表示。图 2.17 中，将电路实际工作时的输出电压最大值 $\max\{V_{oi}\}$ 和驱动器的最高输出电压 V_{olim} 的比例定义为横坐标，将电路实际工作时的输出电压 V_{oi} 和最高输出电压 V_{olim} 的比例定义为纵坐标。红线表示 $V_{oi} = \max\{V_{oi}\}$ ，蓝线表示 $V_{oi} = 2/3\max\{V_{oi}\}$ ，由红线和蓝线包围形成的区域 I 表示 $\max\{V_{oi}\} > V_{oi} > 2/3\max\{V_{oi}\}$ ，这也是驱动器输出均流的充分条件。蓝线以下的区域 II 则不能保证驱动器的输出均流。电路实际工作时， $\max\{V_{oi}\}$ 是确定的，例如 $\max\{V_{oi}\}$ 等于 $80\%V_{olim}$ 时，电路的工作状态如绿色竖直线段所示，此时若其它三路的输出电压均在区域 I 内的实线线段范围内，则能够保证四路输出均流。若其它三路的输出电压落在区域 II 的虚线范围内，则无法确保电路的四路输出均流，此时需要根据式(2.12)

来判断电路输出是否均流。根据图 2.17 可知当电路的最大输出电压 $\max\{V_{oi}\}$ 一定时，电路的输出均流范围。需要注意的是，利用电容电荷直接交换的均流方法构建的最少均流电容器的多路输出整流拓扑，其均流范围对于如图 1.30 所示的电容电荷间接交换的整流结构，输出均流范围有类似的计算结果。

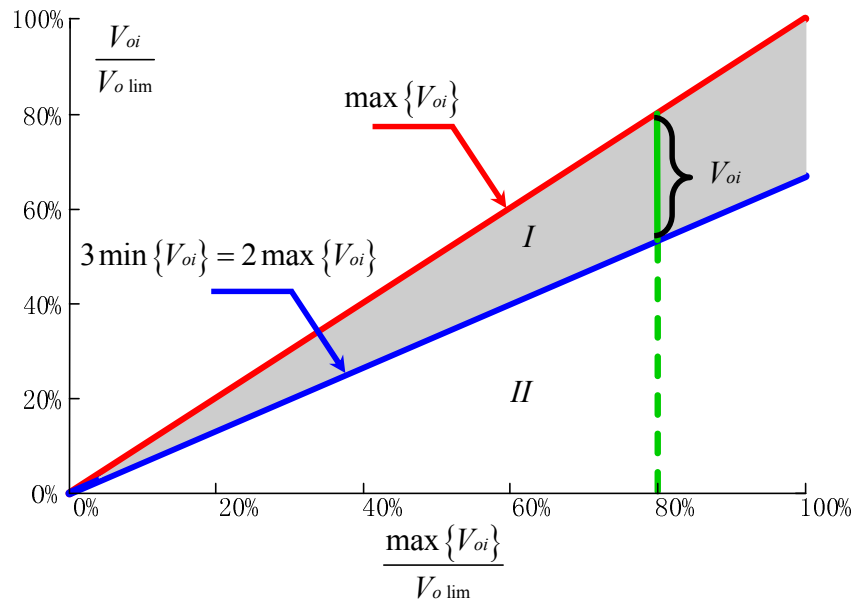


图 2.17 四路输出 LED 驱动器均流范围

2.2.5 实验结果

为验证前文的理论分析，制作了一台四路输出，每路输出电流 350mA，输出电压 50-100V，输入电压 400V 的样机进行试验验证，表 2.2 为样机主要参数。

表 2.2 样机主要参数

Parameters		Parameters	
fr	67 kHz	Lr	257 uH
Np:Ns1:Ns2:Ns3	33:13:13:13	Cr	22 nF
Lm	803 uH	C₁, C₂, C₃	1 uF

图 2.18 为副边使用本文提出的最少均流电容器的多路输出整流拓扑，原边采用 LLC 拓扑的四路样机原理图。采样电阻 R_s 检测流过四路 LED 模块的总电流，反馈电路将电流采样信号与基准值 I_{ref} 比较，通过采用 PFM 控制的 L6599 芯片调节原边电路的开关频率实现输出电流恒定。每路输出均具备开路保护的功能，若某一路 LED 模块开路，由于采用恒流控制，对应的输出电容上电压将会升高，当电容两端电压超过设定的最高输出

电压时，会触发晶闸管将这一路 LED 负载短路，同时短路后的电流也将通过 R_s 采样进入反馈环以保证其余负载的输出电流不变。

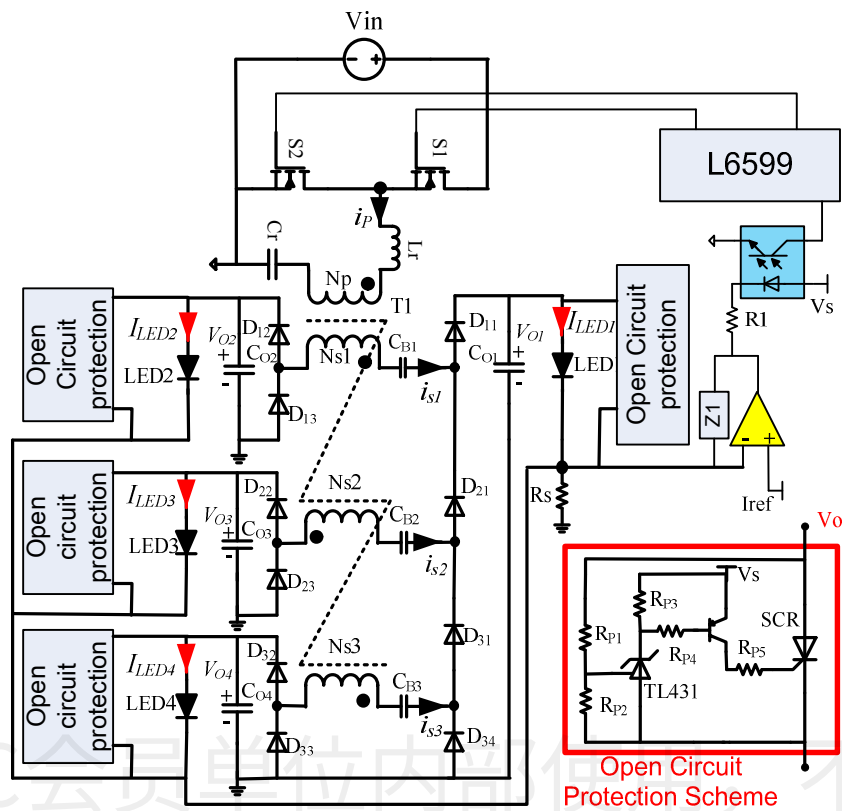


图 2.18 采用电容器数量最少整流结构的 LLC 样机原理图

为验证电路的均流能力，两路输出分别串联不同数目的 LED 模拟输出电压不等时的情况。图 2.19 中，其中 $V_{o1}=100V$ ， $V_{o2}=86V$ ， $V_{o3}=64V$ ， $V_{o4}=50V$ ，各路输出电流均为 $350mA$ 。尽管四路输出电压各不相同，电路仍能保证四路输出的均流。

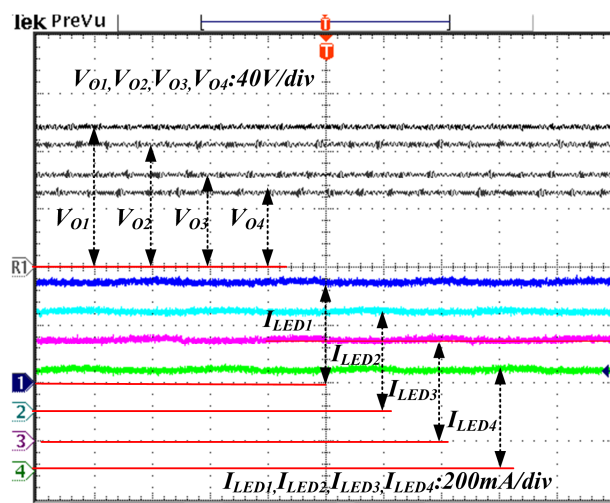


图 2.19 四路 LED 输出电压及输出电流波形

图 2.20 为电路工作于连续模式和断续模式下的变压器的原边绕组电流及三个副边绕组电流。图中可以看到电路的工作波形与理论分析一致，变压器副边绕组电流大小相等，从而实现了各路输出的均流。

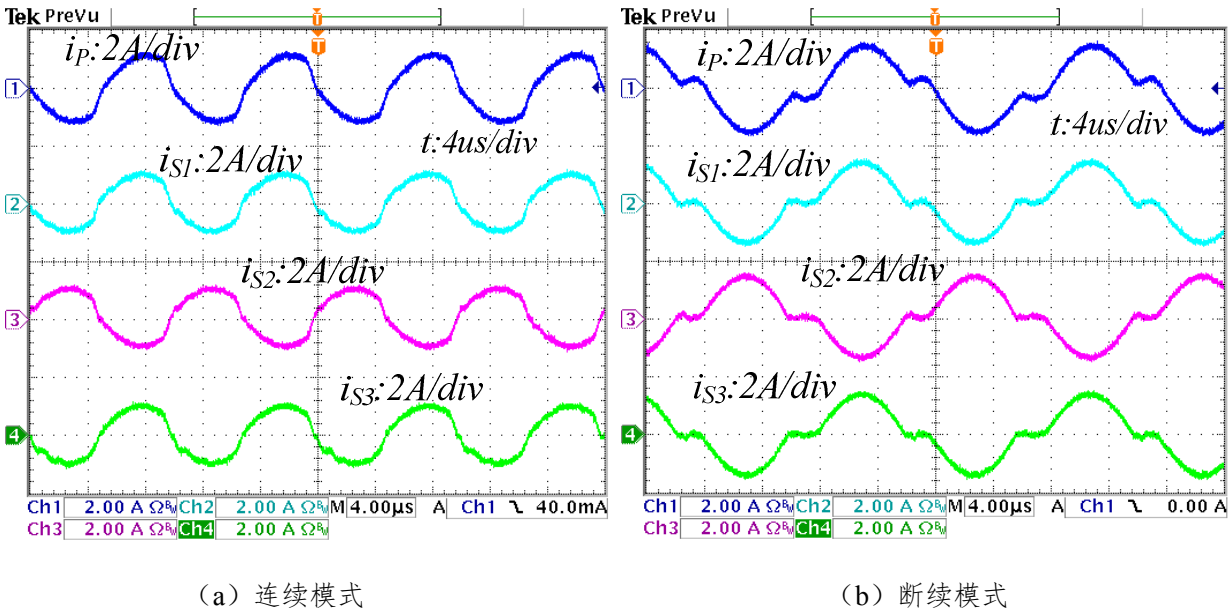


图 2.20 变压器原副边电流波形

表 2.3 列出了一些特定情况下电路的输出电压和输出电流情况，可以看到当电路工作于输出均流范围内（区域 I）时，电路各路输出能够保证精确均流，当电路工作于输出均流范围外（区域 II）时，需要对电路的均流条件进行验证，此时电路的输出仍有可能保持均流。

表 2.3 特定输出状态下输出电压及输出电流情况

Case	V _{O1} (V)	V _{O2} (V)	V _{O3} (V)	V _{O4} (V)	I _{LED1} (mA)	I _{LED2} (mA)	I _{LED3} (mA)	I _{LED4} (mA)	Region
A	99.7	99.6	99.6	99.8	340	339	340	340	I
B	49.8	49.7	49.6	49.7	340	339	340	340	I
C	79.1	55.1	55.1	55.0	340	339	340	340	I
D	55.1	79.1	55.1	55.0	340	339	340	340	I
E	84.9	55.1	55.1	55.0	340	339	340	340	II
F	55.5	84.5	55.6	55.6	366	311	366	366	II

图 2.21 给出了变流器启动时输出均流性能，图中 I_{total} 为四路输出电流之和。由于四路输出电压有所差别，电路的启动过程可以分为三个阶段。 T_{s1} 至 T_{s2} 时间段内，电路给输出电容充电，由于尚未达到 LED 模块的开通电压，此时没有电流流过 LED 模块。在 T_{s2} 时刻，导通压降最小的一路 LED 开始有电流流过，流过四路 LED 模块的总电流也开

始上升, 其它各路输出电容继续充电过程。 T_{s3} 时刻, 各路 LED 模块内的总电流达到设定值, 电流反馈环开始工作, 输出总电流恒定, 各路输出电流相等。

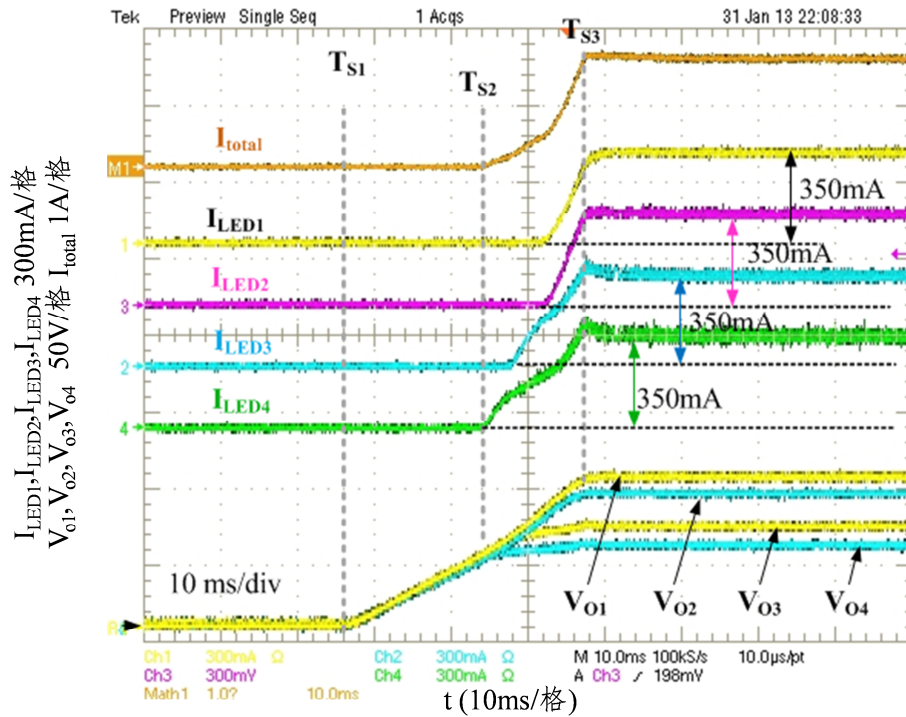


图 2.21 变流器启动时输出电压和输出电流波形

图 2.22 为变流器开路保护时的输出电压及输出电流波形。在 T_{o1} 时刻, 某串 LED 负载开路时, 由于对应输出电容上的电压还不能触发开路保护, 流过其它三路 LED 负载的电流之和为设定的输出电流基准值。开路保护电路工作后将开路的 LED 负载旁路, 流过其它三路 LED 负载的电流也回到原有的工作状态。图 2.22 中, T_{o1} 时刻第二路负载开路时, 不再有电流流过 LED_2 。由于采样输出总电流进行反馈, 流过其它三路 LED 负载的电流之和为设定的输出电流基准值, 因此该时间段内流过其它三路 LED 负载的电流值将为正常情况下的 $4/3$ 。此时, 第二路负载开路, 由副边整流拓扑的均流特性, 输出电容 C_{o2} 将被与其它各路 LED 负载相同的电流充电, 两端电压上升, 当 V_{o2} 上升至设计的过压保护值 V_{omax} 时, 将触发开路保护电路, 旁路开路的第二路负载 LED_2 , 旁路后的电流也将流过电流采样电阻, 此时四路电流都将被采样和反馈。由于 LED_2 被旁路, 流过 LED 负载的总电流变为正常情况下的 $3/4$ 。剩余的三路 LED 负载由于整流拓扑的均流作用仍保持各路输出电流相等。

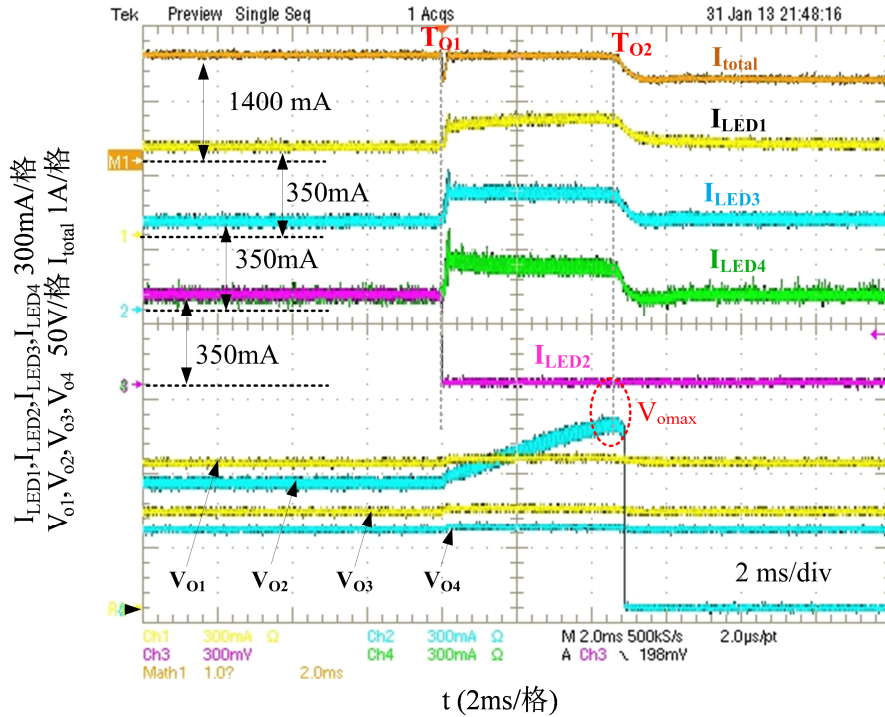


图 2.22 变流器开路保护时输出电压和输出电流波形

2.3 本章小结

一个电容器的充放电电荷平衡只能实现两路输出的精确均流，若不依靠额外的磁性元件，需要借助电容间的电荷交换实现多路输出的均流。现有的技术方案中，随着输出路数的增加，电容器和整流二极管的数量都将大大增加。因此，本文提出了基于隔直电容充、放电电荷平衡原理及电容电荷直接交换的均流方法，构建了使用最少均流电容器的多路输出整流拓扑，该拓扑适用于原边电路可以等效为交流电流源的拓扑。该整流拓扑中，均流电容在开关周期的正负半周内，不仅分别与相邻的两路 LED 负载相连，实现这两路负载的精确均流，还分别与相邻的均流电容串联，依靠电容电荷的直接交换，实现与其它负载间的精确均流。由于电容电荷的直接交换，所需的电容器和整流二极管数量都大大减少，降低了生产成本。

本章第二节中对多路输出 LED 驱动器的原边拓扑进行了筛选，优选了 LLC 拓扑作为电路原边拓扑。在此基础上，通过分析四路输出 LED 驱动器的工作过程，将多路 LED 负载等效为一，简化了原边拓扑的设计。同时文中还推导了四路输出 LED 驱动器的输出均流范围。实验结果验证了理论分析的正确性，在电路的均流范围内，电路能够实现多路输出的精确均流。

第三章 电容均流多输出四元件 (LLCC) 谐振拓扑及其控制策略

3.1 LLCC 多路均流 LED 驱动器

由第二章的分析可知, 流过变压器副边的电流都将流过用于均流的电容即电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} , 因此这三个电容都具有很大的电流纹波。在电容选择时需要选取寄生电阻 (ESR) 小的电容, 以获得较高的效率, 通常选取和原边谐振电容相同材质的电容。第二章的实验中选取的是金属化聚丙烯介质 (MKP) 电容。同时该电容还具有较高的电压应力, 若选取容量很大的电容, 电容器的体积很大, 而且成本很高。本节中, 将隔直电容与谐振电容复用, 提出了 LLCC 拓扑, 减小了隔直电容容量, 并进一步分析了隔直电容减小后电路的简化等效过程及电路直流增益。

3.1.1 工作原理分析

将与变压器副边绕组相连的电容容量减小后, 该电容也将参与到电路的谐振过程中, 电路原边的 LLC 拓扑与电路副边参与谐振的电容共同构成了 LLCC 谐振变流器。图 3.1 所示为四路输出的 LLCC 谐振变流器原理图, 电路结构与利用隔直电容充放电平衡和电荷交换实现多路输出均流的 LLC 四路输出 LED 驱动器类似, 但处于副边的电容容量较小, 将参与电路的谐振过程。

与 LLC 拓扑类似, LLCC 电路的工作状态也可以依据开关频率与谐振频率之间的关系, 分为断续模式和连续模式, 当电路的开关频率低于电路的谐振频率时, 电路工作于电流断续模式, 反之当电路的开关频率高于电路的谐振频率时, 电路工作于电流连续模式。需要注意的是, LLCC 电路的谐振频率与 LLC 拓扑有所区别, 相关内容将在后续章节进行探讨。

图 3.2 和图 3.3 分别为电路工作于电流断续模式时的稳态工作波形和各模态等效电路图。由于副边电容容量的减小, 与 2.2 节中的驱动器不同, 图 3.2 中副边电容上的电压不再为直流电压, 而是直流电压叠加一交流分量。

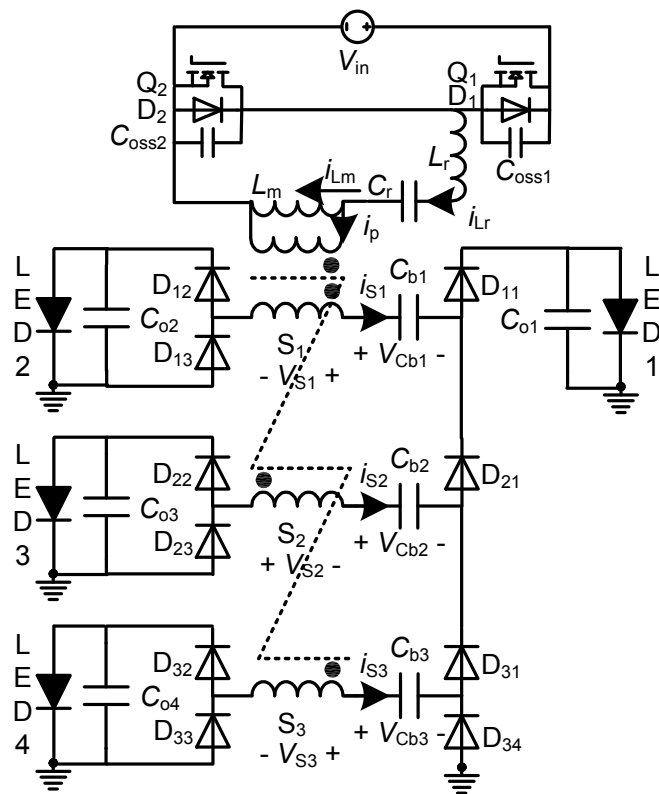


图 3.1 四路输出 LLC 多路 LED 驱动器

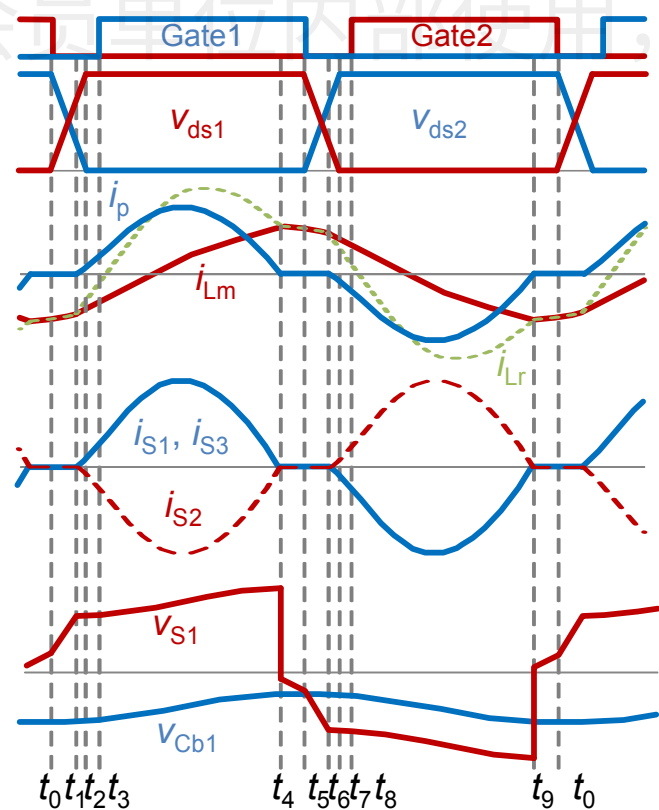


图 3.2 电流断续模式稳态工作波形

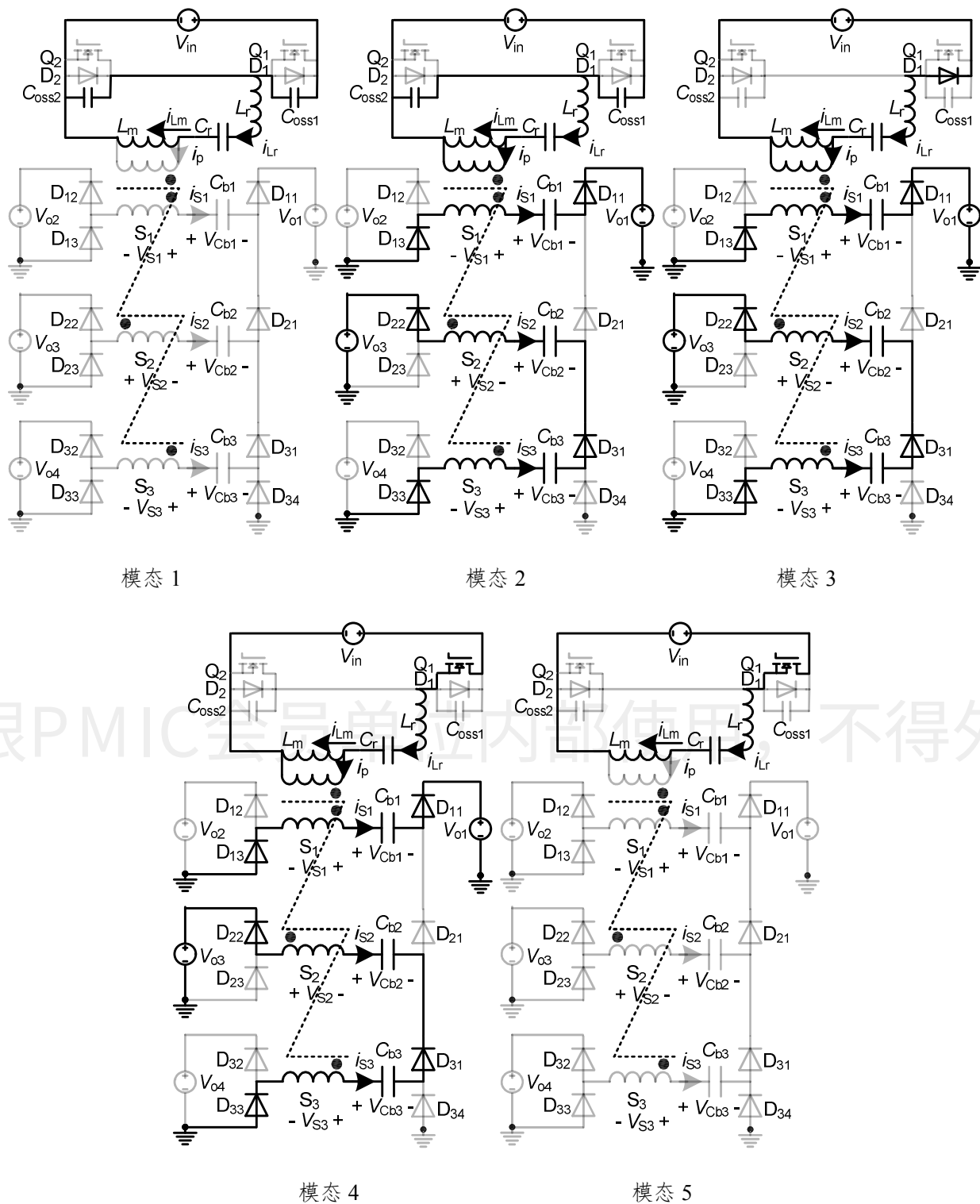


图 3.3 电流断续模式等效电路图

断续模式时电路的具体工作模态分析如下:

模态 1(t_0 - t_1): t_0 时刻, 原边开关管 Q_2 关断, 由于电路工作于断续模式, 此时流经励磁电感 L_m 的电流 i_{Lm} 与流经谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 相等, 流理想变压器原边的电流 i_p 为

0。由于开关管 Q_2 关断, i_{Lm} 与 i_{Lr} 开始对开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 充放电。该模态内流经变压器副边绕组 S_1 、 S_2 、 S_3 的电流 i_{s1} 、 i_{s2} 、 i_{s3} 都为 0, 副边电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 上的电压 v_{Cb1} 、 v_{Cb2} 和 v_{Cb3} 在该模态内保持不变, C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 不参与原边电路谐振。

模态 2(t_1 - t_2): t_1 时刻, L_m 两端电压开始被副边输出电压箝位, i_{Lr} 大于 i_{Lm} , 两者的差值 i_p 流过理想变压器的原边。此时副边二极管 D_{11} 、 D_{13} 、 D_{22} 、 D_{31} 和 D_{33} 开通。由于 L_m 被输出电压箝位, L_m 将不再参与谐振直至电压箝位消失。该模态内 i_{s1} 、 i_{s3} 大于零, i_{s2} 小于零, 因此 C_{b1} 和 C_{b3} 上的电压 v_{Cb1} 和 v_{Cb3} 开始升高, C_{b2} 上的电压 v_{Cb2} 开始下降, C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 开始参与电路的谐振过程。

模态 3(t_2 - t_3): t_2 时刻, 开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 充放电结束, v_{ds1} 等于 0, v_{ds2} 等于输入电压。 i_{Lr} 通过开关管寄生二极管 D_1 续流, 为 Q_1 的 ZVS 开通创造了条件。

模态 4(t_3 - t_4): t_3 时刻, 开关管 Q_1 ZVS 开通。 i_{Lr} 流过开关管 Q_1 , 不再通过 D_1 续流。

模态 5(t_4 - t_5): 由于开关频率低于谐振频率, t_4 时刻 i_{Lr} 和 i_{Lm} 相等, i_p 等于 0, 此时不再有电流流经变压器副边, 电路工作于断续模式。之前模态中导通的二极管 D_{11} 、 D_{13} 、 D_{22} 、 D_{31} 和 D_{33} 反偏。 i_{s1} 、 i_{s2} 、 i_{s3} 均为 0, 副边电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 不再参与电路谐振, 它们的电压 v_{Cb1} 、 v_{Cb2} 和 v_{Cb3} 保持不变。励磁电感 L_m 不再受副边电压箝位, 与 L_r 、 C_r 共同参与谐振, 直至 t_5 时刻 Q_1 关断。

此后半周期中 (t_5 - t_0) 电路的工作状态与此前半周期类似, 不同的是 Q_2 将先开通再关断。

图 3.4 和图 3.5 分别为电路工作于电流连续模式时的稳态工作波形和各模态等效电路图。由于副边电容容量的减小, 与 2.2 节中的驱动器不同, 图 3.4 中副边电容上的电压不再为直流电压, 而是直流电压叠加一交流分量。

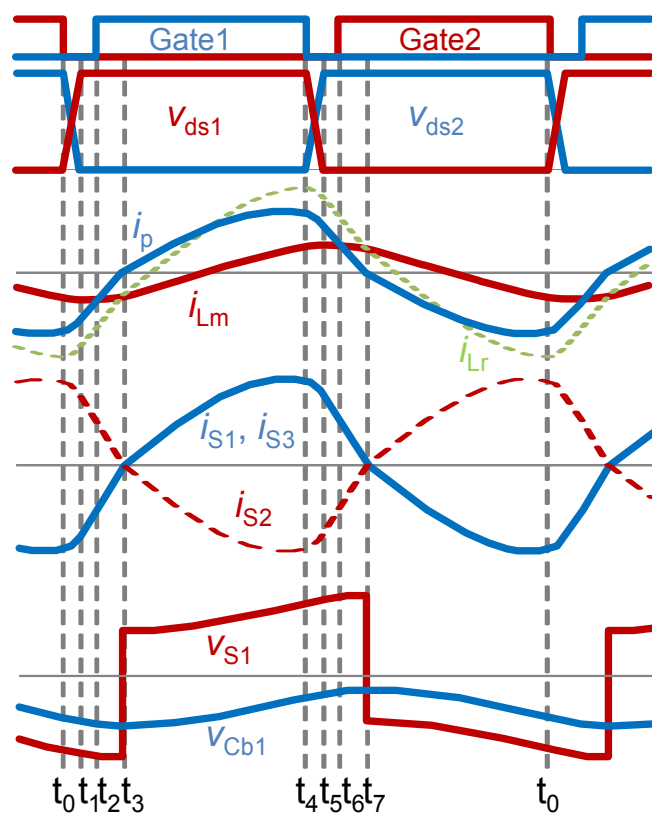
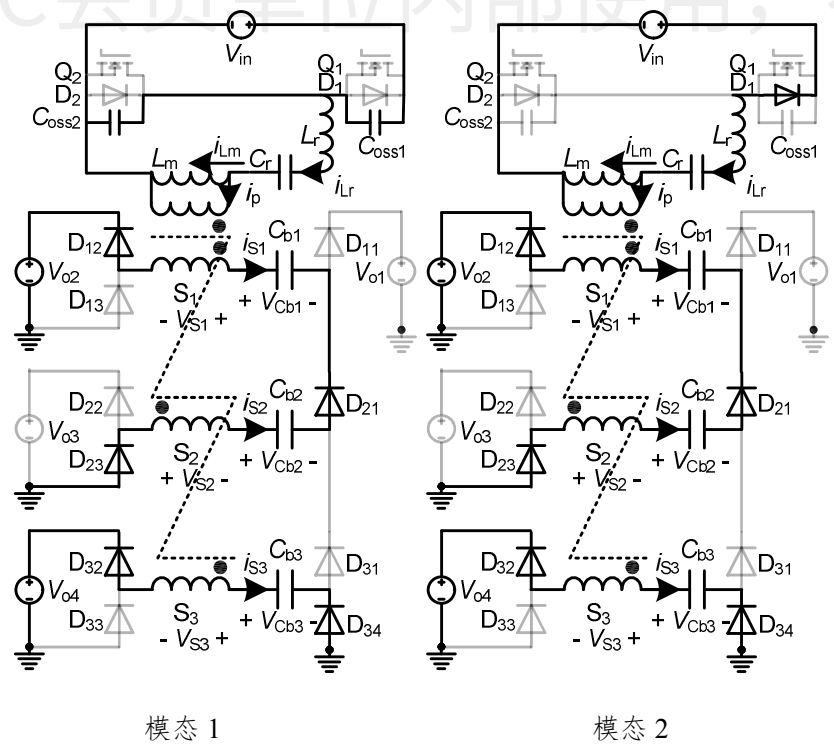


图 3.4 电流连续模式稳态工作波形



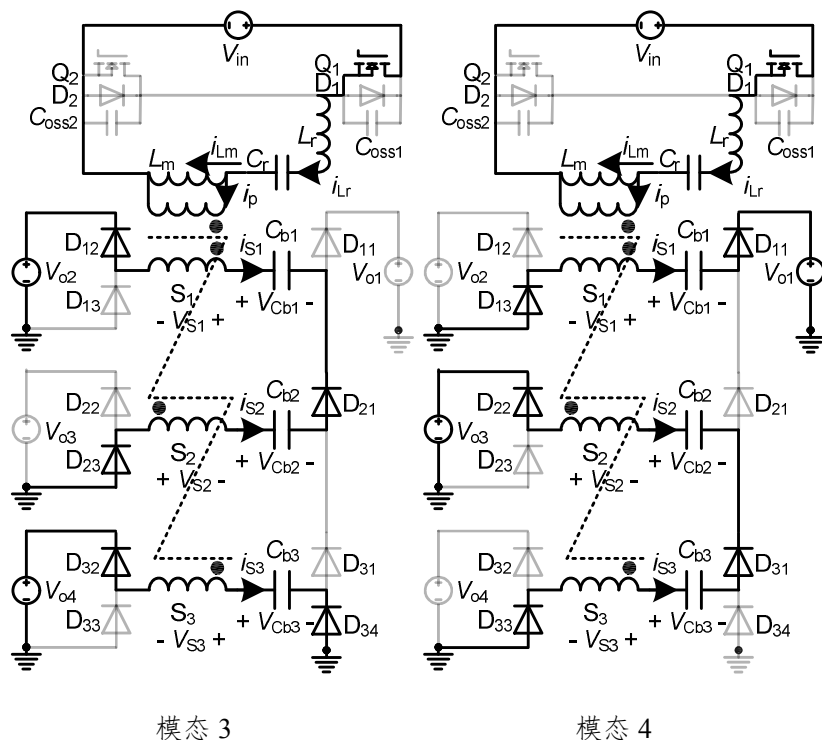


图 3.5 电流连续模式等效电路图

连续模式时电路的具体工作模态分析如下:

模态 1(t_0 - t_1): t_0 时刻, 原边开关管 Q_2 关断, 流经谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 开始对开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 充放电。由于开关频率高于谐振频率, 此时 i_p 为负, 副边二极管 D_{12} 、 D_{21} 、 D_{23} 、 D_{32} 和 D_{34} 导通。该模态内 i_{s1} 、 i_{s3} 小于零, i_{s2} 大于零, 因此 C_{b1} 和 C_{b3} 上的电压 v_{Cb1} 和 v_{Cb3} 下降, C_{b2} 上的电压 v_{Cb2} 升高。

模态 2(t₁-t₂): t₁时刻, v_{ds1}等于 0, v_{ds2}等于输入电压, 开关管寄生电容 C_{oss1}和 C_{oss2}充放电结束。i_{Lr}通过开关管寄生二极管 D₁续流, 为 Q₁的 ZVS 开通创造了条件。

模态 3(t_2 - t_3): t_2 时刻, 开关管 Q_1 ZVS 开通。 i_{Lr} 流过开关管 Q_1 , 不再通过 D_1 续流。

模态 4(t_3 - t_4): t_3 时刻, i_{Lm} 与 i_{Lr} 相等, i_p 等于零。此后 i_p 方向发生改变, 副边二极管 D_{12} 、 D_{21} 、 D_{23} 、 D_{32} 和 D_{34} 关断, D_{11} 、 D_{13} 、 D_{22} 、 D_{31} 和 D_{33} 开通。

t_4 时刻, 开关管 Q_1 关断, 此后半周期中 (t_4-t_0) 电路的工作状态与此前半周期类似, 不同的是 Q_2 将先开通再关断。

3.1.2 副边整流拓扑等效简化

由于副边电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 容量较小, 在副边整流拓扑简化等效时, C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 不能视为直流电压源, 因此副边整流拓扑简化等效过程与 2.2.3 节中有所不同。

进行副边整流拓扑等效和简化时, 可以将变压器原边等效为交流电流源, 依据变压器副边电路的工作状态划分工作模式, 各个工作模式等效电路如图 3.6 所示。

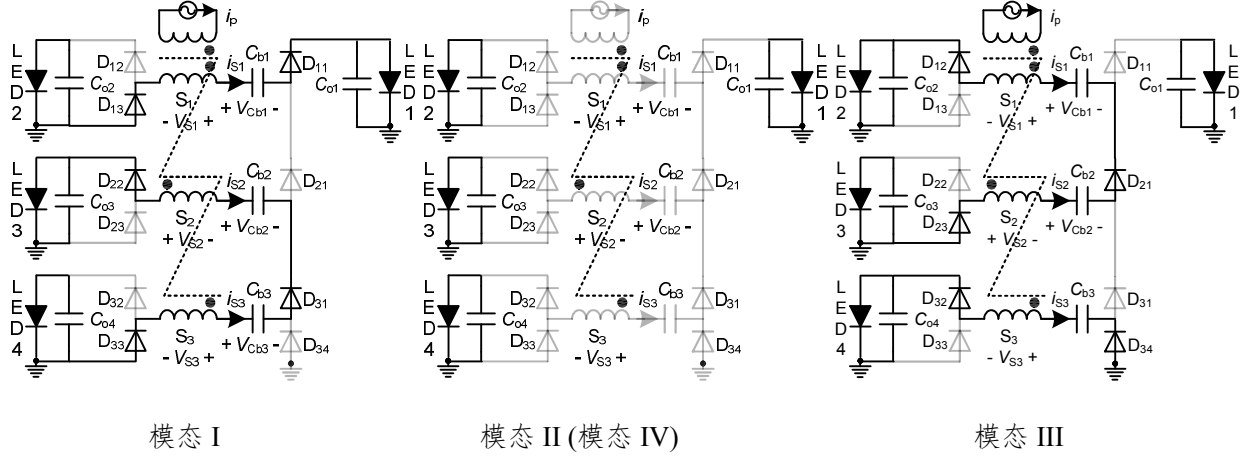


图 3.6 原边简化为电流源后各模式等效电路

与 2.2.3 节中相同, 仍假设变压器的三个副边绕组匝数相同, 因此三个变压器副边绕组的电压也相同, 即 $v_{s1}(t) = v_{s2}(t) = v_{s3}(t)$ 。模式 I 中, 二极管 D_{11} 、 D_{13} 、 D_{22} 、 D_{31} 和 D_{33} 导通, 根据基尔霍夫电压定律, 可得式(3.1), 同理, 在模式 III 中, 二极管 D_{12} 、 D_{21} 、 D_{23} 、 D_{32} 和 D_{34} 导通, 根据基尔霍夫电压定律, 可得式(3.2)。

$$\begin{cases} v_{s1}(t) - v_{cb1}(t) = V_{o1} \\ v_{s3}(t) - v_{cb3}(t) + v_{cb2}(t) + v_{s2}(t) = V_{o3} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} -v_{s2}(t) - v_{cb2}(t) + v_{cb1}(t) - v_{s1}(t) = V_{o2} \\ -v_{s3}(t) + v_{cb3}(t) = V_{o4} \end{cases} \quad (3.2)$$

根据电路的对称性, 模式 1 和模式 3 持续的时间相同, 不妨设其时间为 DT_s , 则 $v_{s1}(t)$ 、 $v_{s2}(t)$ 和 $v_{s3}(t)$ 在各自模式内的平均值可用 V_{s1} 、 V_{s2} 和 V_{s3} 表示, 如式(3.3)所示。由于变压器的伏秒平衡, $v_{s1}(t)$ 、 $v_{s2}(t)$ 和 $v_{s3}(t)$ 在模式 1 和模式 3 内的平均相等。同时由于变压器的副边绕组匝数相同, 因此 $V_{s1} = V_{s2} = V_{s3}$ 。

$$\begin{cases} \frac{1}{DT_s} \int_0^{DT_s} v_{s1}(t) dt = V_{s1} = \frac{1}{DT_s} \int_{T_s/2}^{T_s/2+DT_s} v_{s1}(t) dt \\ \frac{1}{DT_s} \int_0^{DT_s} v_{s2}(t) dt = V_{s2} = \frac{1}{DT_s} \int_{T_s/2}^{T_s/2+DT_s} v_{s2}(t) dt \\ \frac{1}{DT_s} \int_0^{DT_s} v_{s3}(t) dt = V_{s3} = \frac{1}{DT_s} \int_{T_s/2}^{T_s/2+DT_s} v_{s3}(t) dt \end{cases} \quad (3.3)$$

将式(3.1)和(3.2)在各自模态内求取平均值并将式(3.3)中结果代入, 可得副边绕组电压的平均值 V_{s1} 、 V_{s2} 、 V_{s3} 以及电容 C_{b1} 、 C_{b2} 、 C_{b3} 上电压平均值 V_{Cb1} 、 V_{Cb2} 、 V_{Cb3} 与各路输出电压之间的关系, 如式(3.4)和(3.5)所示。

$$V_{s1} = V_{s2} = V_{s3} = \begin{cases} \frac{V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} + V_{o4}}{6}; \\ -\frac{V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} + V_{o4}}{6}. \end{cases} \quad (3.4)$$

$$\begin{cases} V_{cb1} = -\frac{5V_{o1} - V_{o2} - V_{o3} - V_{o4}}{6} \\ V_{cb2} = \frac{V_{o3} + V_{o4} - V_{o1} - V_{o2}}{2} \\ V_{cb3} = \frac{5V_{o4} - V_{o1} - V_{o2} - V_{o3}}{6} \end{cases} \quad (3.5)$$

将电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 两端的电压分解为直流和交流两个部分, 其中直流部分为电容上的平均电压, 可以使用直流电压源进行替代, 他们的数值分别为 V_{Cb1} 、 V_{Cb2} 和 V_{Cb3} , 交流部分仍然使用 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 进行表示, 等效后的电路图如图 3.7 所示。为简化分析, 图中将各变压器绕组两端电压和对应的交流电容两端的电压分别记为 V_{s1}' 、 V_{s2}' 和 V_{s3}' 。

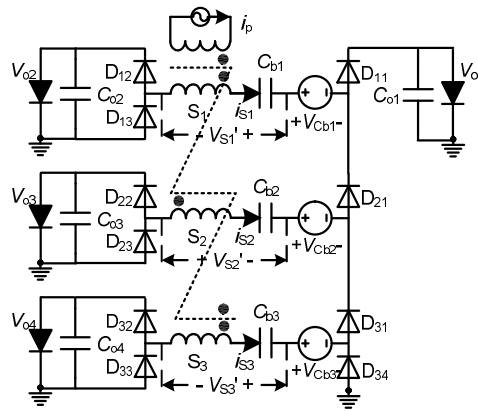


图 3.7 电容两端电压分解为直流交流两个部分的等效电路图

由于各路输出电压以及各电容上电压的直流分量均为直流电压, 所以 V_{s1}' 、 V_{s2}' 和 V_{s3}' 均为方波, 并且它们的幅值等于副边绕组电压的平均值 V_{s1} 、 V_{s2} 和 V_{s3} , 因此他们的幅值相等即 $V_{s1}'=V_{s2}'=V_{s3}'$ 。可以将各个变压器副边绕组的负载使用方波电压源 V_{s1}' 、 V_{s2}' 和 V_{s3}' 进行替代, 如图 3.8 所示。由于用于均流的电容 C_{b1} 、 C_{b2} 和 C_{b3} 的容量相等, 所以三个变压器副边绕组可以等效为一个变压器副边绕组, 如图 3.9 所示。

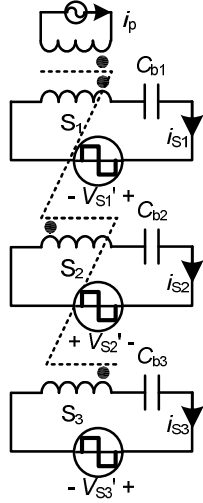


图 3.8 负载用方波电压源等效电路图

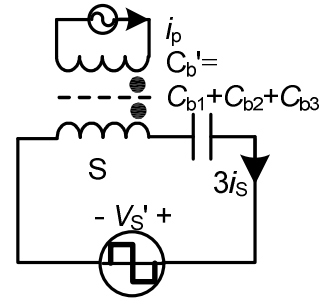


图 3.9 三路变压器副边绕组等效为一图

3.1.3 电路直流增益推导

根据图 3.9, 多路输出 LLCC 谐振变换器可等效为单路输出 LLCC 谐振变换器。与 LLC 电路类似, 本文将使用基波等效简化电路的分析^[137-142]。首先, 需要推导出交流等效电路, 定义 $V_o=(V_{o1}+V_{o2}+V_{o3}+V_{o4})/6$, $R_o=V_o/I_o$ 。根据式(3.6), 可推导出交流等效阻抗 R_{ac} , 如式(3.7)所示。将 C_b' 和 R_{ac} 等效到变压器的原边, 可得如图 3.10 所示的交流等效电路。根据交流等效电路, 可得如式(3.8)所示的电路直流增益。本文中 LED 驱动器采样输出电流进行反馈, 为恒流输出, 因此输出电流不变而输出电压是可变的。这意味着不同的输出电压下, 交流电阻 R_{ac} 不同, 电路的品质因数也随之发生变化。图 3.11 是 LLCC 电路在恒流输出状态下的直流增益曲线（各交点连线）求解过程。图中, 实线表示给定输 LED 电流时, 输出电压不同使得交流电阻 R_{ac} 不同时电路的直流增益, 虚线表示不同输出电压下电路的直流增益。实线和虚线的交点表示在某输出电压及对应交流电阻(用相同颜色表示)下电路的实际工作点, 此时电路的输出电流为输出电压与交流电阻的比值。由各交点构成的连线就是 LLCC 电路在恒流输出状态的直流增益曲线。

$$\begin{cases} I_{LED} = I_{s_max} \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \sin wtdwt = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{s_rms} \\ V'_{s_rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} V'_{s_max} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot V_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_o \end{cases} \quad (3.6)$$

$$R_{ac} = \frac{V'_{s_rms}}{3I_{s_rms}} = \frac{4}{3\pi^2} \frac{V_o}{I_{LED}} = \frac{8}{9\pi^2} \frac{V_{LED}}{I_{LED}} \quad (3.7)$$

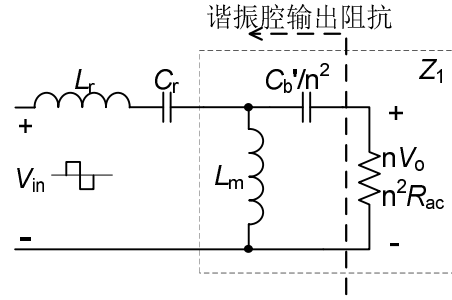


图 3.10 交流等效电路

$$\begin{cases} G = \frac{n \cdot V_o}{\frac{V_{in}}{2}} = \left| \frac{Z_1}{j \cdot 2\pi f_s \cdot L_r + \frac{1}{j \cdot 2\pi f_s \cdot C_r} + Z_1} \cdot \frac{n^2 R_{ac}}{\frac{n^2}{j \cdot 2\pi f_s \cdot C_{b'}} + n^2 R_{ac}} \right| \\ Z_1 = j \cdot 2\pi f_s \cdot L_m // \left(\frac{n^2}{j \cdot 2\pi f_s \cdot C_{b'}} + n^2 R_{ac} \right) \end{cases} \quad (3.8)$$

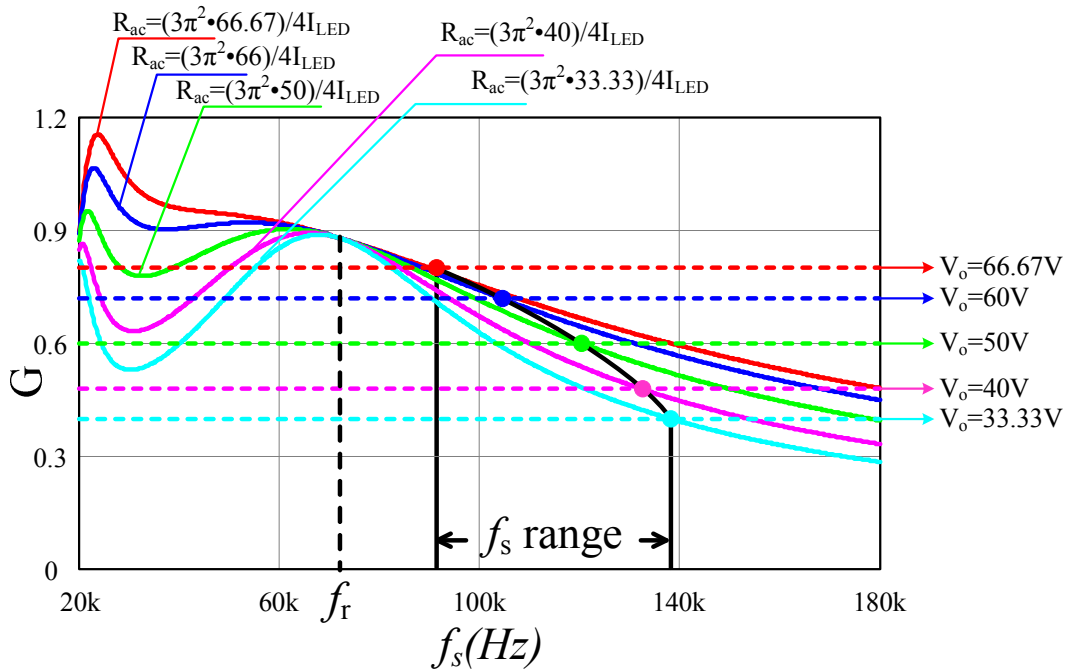


图 3.11 输出电压不同时电路的增益曲线

不同交流电阻 R_{ac} 下的直流增益曲线在谐振频率 f_r 处增益均相同，在此谐振频率下，如图 3.10 所示的谐振腔的输出阻抗为 0，由此可以解得电路的谐振频率。一般情况下，变压器的励磁电感 L_m 较大，在计算时可以忽略，此时该谐振频率约等于 L_r 、 C_r 和 C_b'/n^2 的谐振频率，该谐振频率如式(3.9)所示。在实验样机参数下（如表 3.1 所示），电路的准确谐振频率为 71.82kHz，近似计算得到的谐振频率为 70kHz。

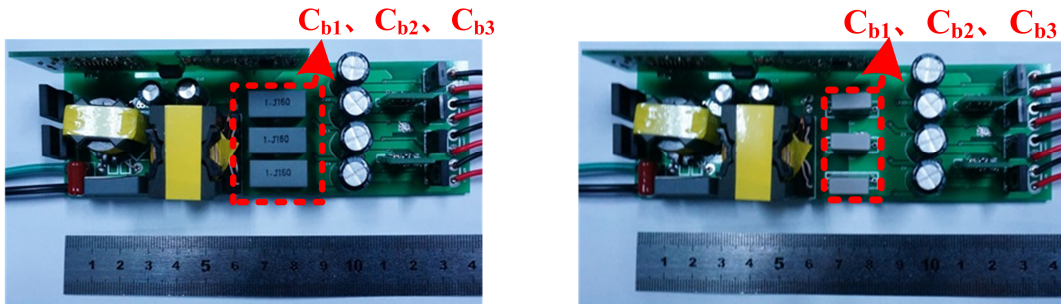
$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot \frac{C_r \cdot C_b'}{n^2 C_r + C_b'}}} \quad (3.9)$$

若 C_b'/n^2 远远大于 C_r ， C_b'/n^2 对变换器谐振频率 f_r 的影响可以忽略，此时 f_r 与传统的 LLC 变流器相同，为 L_r 和 C_r 的谐振频率，即 2.2 节中的四路输出 LED 驱动器的谐振频率。为了减小电容器的体积，降低电路生产成本， C_b 不宜选取得过大。当电路的谐振频率一定时， C_r 和 C_b 会共同影响电路的谐振频率， C_b 取值很小，意味着 C_r 的取值较大，会增加 C_r 的体积。同时若 C_r 很大 C_b 很小，从电路结构上看，电路类似于 SRC 拓扑，失去了 LLC 拓扑的优点。

得到电路的谐振频率及直流增益后，与 LLC 电路的优化设计过程类似，通过电路的直流增益选择适的变压器原副边匝比，通过谐振频率以及电路的开关频率变化范围，可以确定谐振腔中元件的参数^[143]。

3.1.4 实验结果

为验证前文的理论分析，制作了一台四路输出，每路输出电流 350mA，输出电压 50-100V，输入电压 400V 的样机进行试验验证，图 3.12 为选取不同的副边电容容量时样机照片对比，图中可以看出选取较小的 C_{b1} 、 C_{b2} 、 C_{b3} 能够显著减小电容器的体积。



(a) C_{b1} 、 C_{b2} 、 C_{b3} 为 1uF

(b) C_{b1} 、 C_{b2} 、 C_{b3} 为 100nF

图 3.12 副边选取不同容量时样机对比

表 3.1 为样机主要参数。相对于 2.2 节中样机，本台样机减小 C_{b1} 、 C_{b2} 、 C_{b3} 容量的同时增加了原边谐振电容 C_r 的容量，谐振频率基本保持不变。

表 3.1 四路输出 LLCC 样机主要参数

Parameters		Parameters	
f_r	70 kHz	L_r	256 μ H
$N_p:N_{s1}:N_{s2}:N_{s3}$	33:13:13:13	C_r	33 nF
L_m	803 μ H	C_{b1}, C_{b2}, C_{b3}	100 nF

为验证电路的均流能力，四路输出分别串联不同数目的 LED 模拟输出电压不等时的情况。图 3.13 中， $V_{o1}=99V$ ， $V_{o2}=85V$ ， $V_{o3}=63V$ ， $V_{o4}=50V$ ，四路 LED 负载的电流均为 350mA。

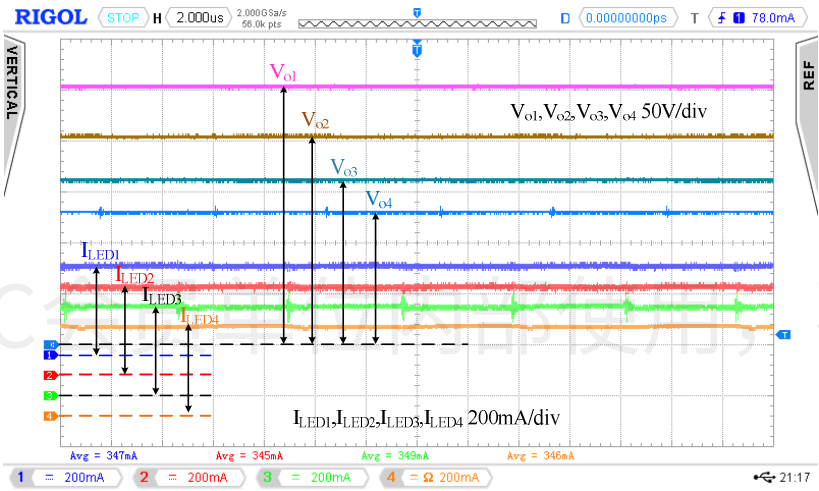
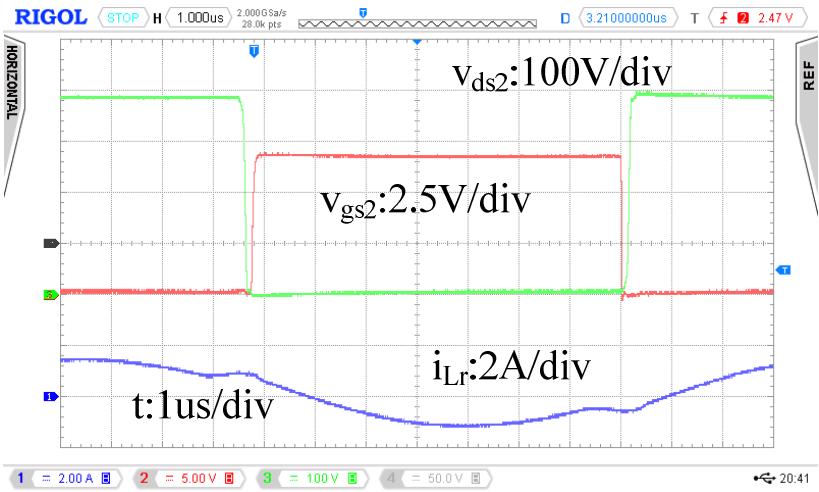
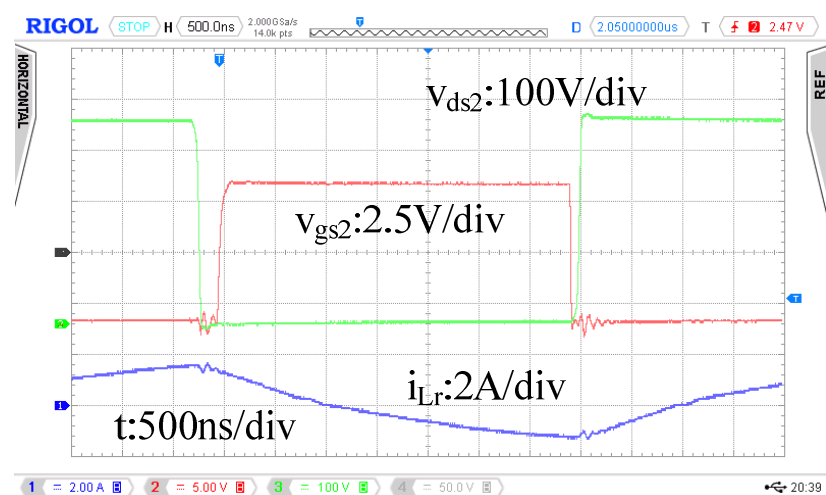


图 3.13 四路 LED 输出电压及输出电流波形



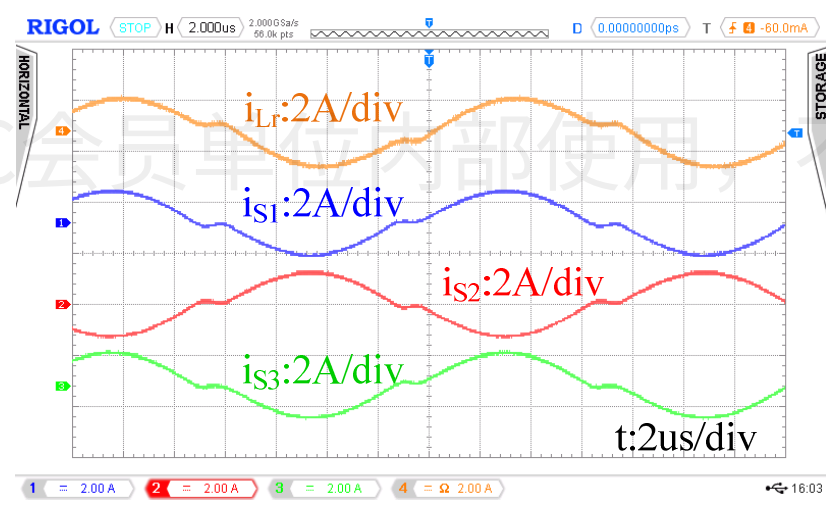
(a) 断续模式



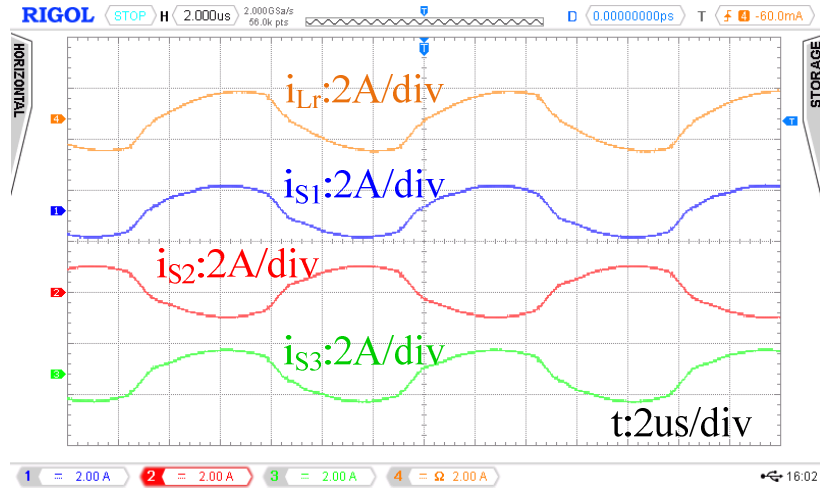
(b) 连续模式

图 3.14 开关管软开关波形

图 3.14 为电路分别工作于断续模式和连续模式下的开关管软开关波形。不论电路工作于何种模式，均能实现开关的 ZVS 开通。



(a) 断续模式

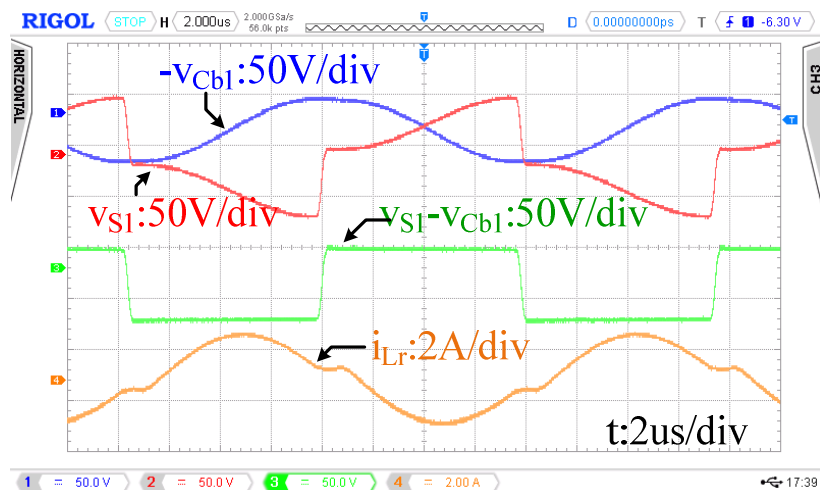


(b) 连续模式

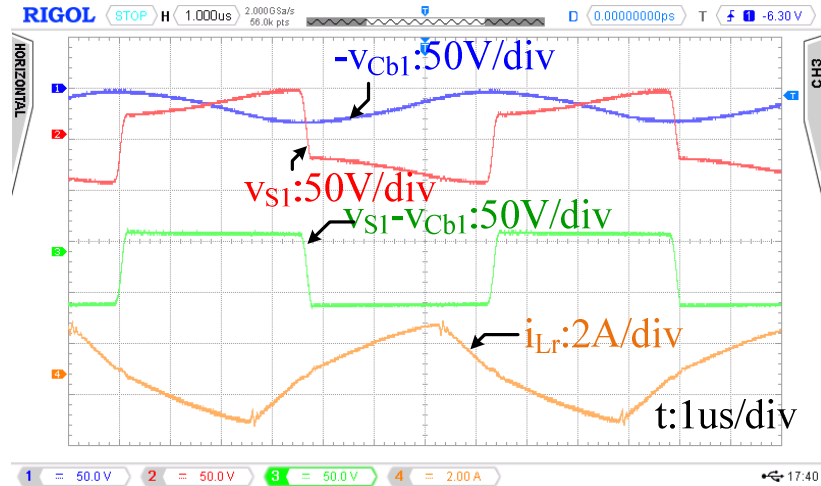
图 3.15 变压器原副边绕组电流波形

图 3.15 为电路分别工作于连续模式和断续模式时的变压器原副边绕组电流波形，流过副边绕组 S_1 、 S_2 和 S_3 的电流幅度和相位均保持一致，从而保证了四路输出的均流。

变压器副边绕组两端的电压及副边电容 C_{b1} 、 C_{b2} 、 C_{b3} 两端的电压如图 3.16 所示。由于 C_{b1} 、 C_{b2} 、 C_{b3} 容量较小，它们不仅具有直流分量，同时还具有开关频率纹波。图中还给出了 v_{s1} 与 v_{Cb1} 之和的波形，由于包含了电容上电压的直流分量，因此它是具有直流分量的方波。



(a) 断续模式



(b) 连续模式

图 3.16 变压器副边绕组及副边电容电压波形

图 3.17 (a)、(b) 分别为输出电流为额定值，输出电压从 V_{omin} 变化为 V_{omax} 时四路输出 LLCC 样机和四路输出 LLC 样机的效率曲线。图中可以看出，虽然副边 C_{b1} 、 C_{b2} 、 C_{b3} 容量较小，采用 LLCC 拓扑样机的变换效率与 LLC 样机的变换效率几乎相同。

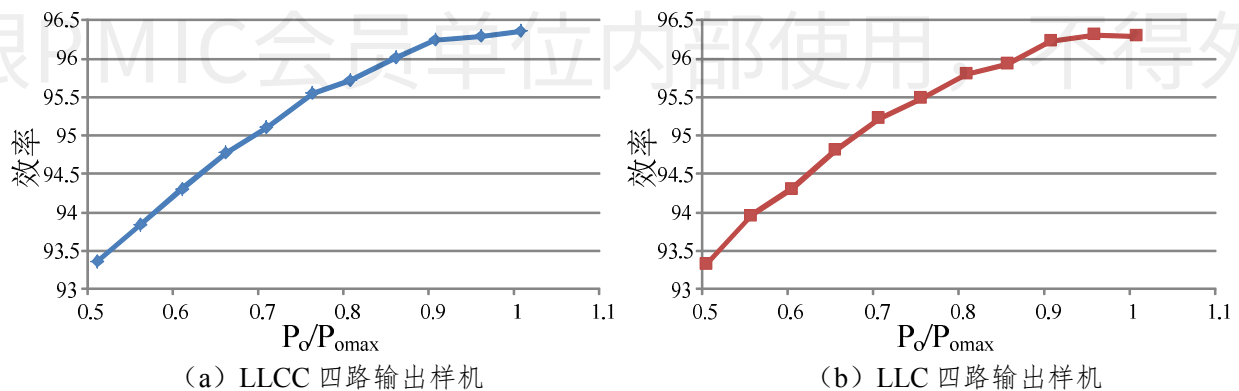


图 3.17 输出电压变化时样机效率曲线

3.2 不对称 PWM 控制 LLCC 谐振型双路 LED 驱动器

传统的 LLC 谐振型电路通常采用脉冲频率调制 (PFM)，电路的负载变轻时，电路的开关频率会提高，这不利于电路轻载时效率的提高。由于 LED 驱动器为恒流输出，在额定电流下负载的变化意味着输出电压的变化，相对于恒压输出的变流器，其直流增益的变化更为明显。当驱动器输出电压较低时，驱动器的直流增益减小，因此电路的开关频率将大大提高，这会增加电路的开关损耗和驱动损耗，导致变流器效率下降^[144-149]。此外，在有调光需求的应用场合，输出电压变化的同时，输出电流的减小会使电路等效直

流输出电阻增加, 进一步提高电路的开关频率。当所需要的开关频率高于设定的电路开关频率上限时, 电路将进入间歇工作的模式 (Burst 模式, 也称为打嗝模式, 电路将在远大于开关频率的低频周期中, 一段时间内工作, 对负载输出能量, 另一段时间内停止工作, 以减小电路的输出能量)。这不仅会影响变流器的效率, 还会带来 LED 闪烁和驱动器噪音的问题。同时 Burst 模式还会使控制回路补偿变得更加困难, 一些实际产品中会在轻载时切换控制环, 以得到稳定的控制性能, 这增加了电路的设计难度和制造成本。

针对输出电压和输出电流调节范围均较宽的应用场合, 由于位于副边的电容能够消除变压器励磁电流的直流分量, 本文提出了采用不对称 PWM 控制的 LLC 谐振型变流器, 提高电路轻载时的效率。

3.2.1 工作原理分析

本文所提出的不对称 PWM 控制 LLC 谐振型双路 LED 驱动器原理图如图 3.18 所示。变流器采用恒频 PWM 控制, 上管 Q_1 与下管 Q_2 驱动信号互补。变压器副边采用了 1.3 节中利用电容充放电平衡实现两路共地输出均流的整流拓扑。与 3.1 节中的普通 LLC 谐振型变流器类似, 副边用于实现两路输出均流的电容 C_b 取值不大, 因此会参与电路原边的谐振过程。

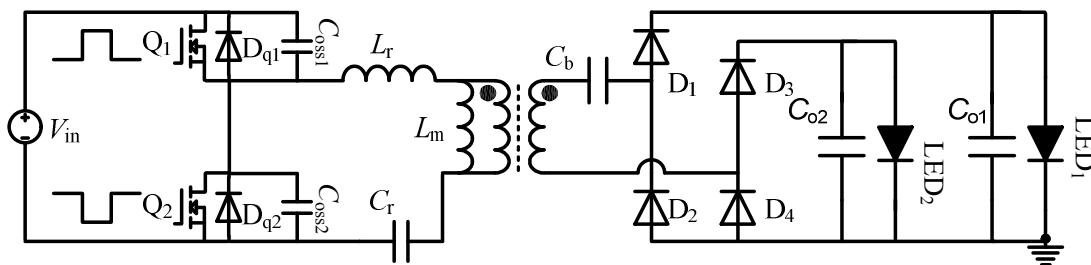


图 3.18 不对称控制 LLC 谐振型双路 LED 驱动器

电路工作的稳态波形图和各工作模态等效电路分别如图 3.19 和图 3.20 所示。

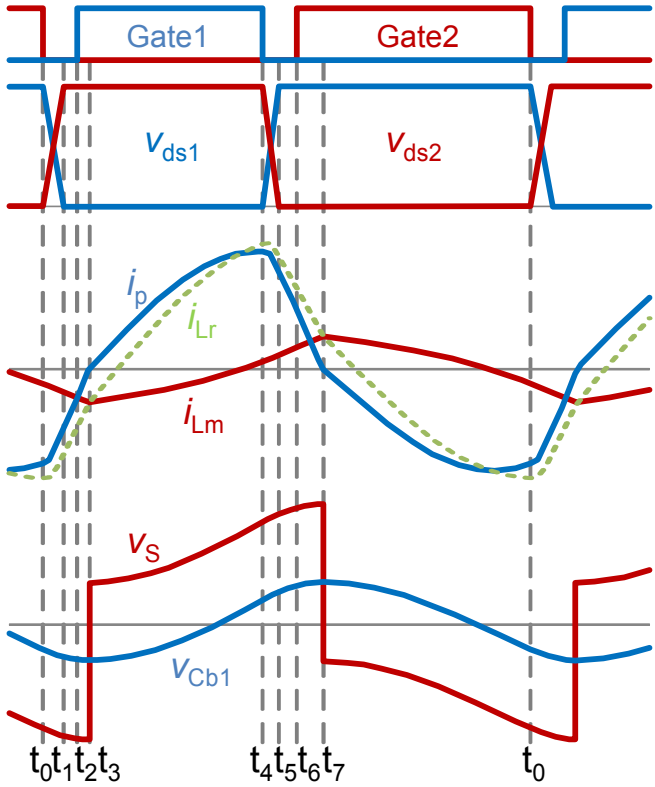
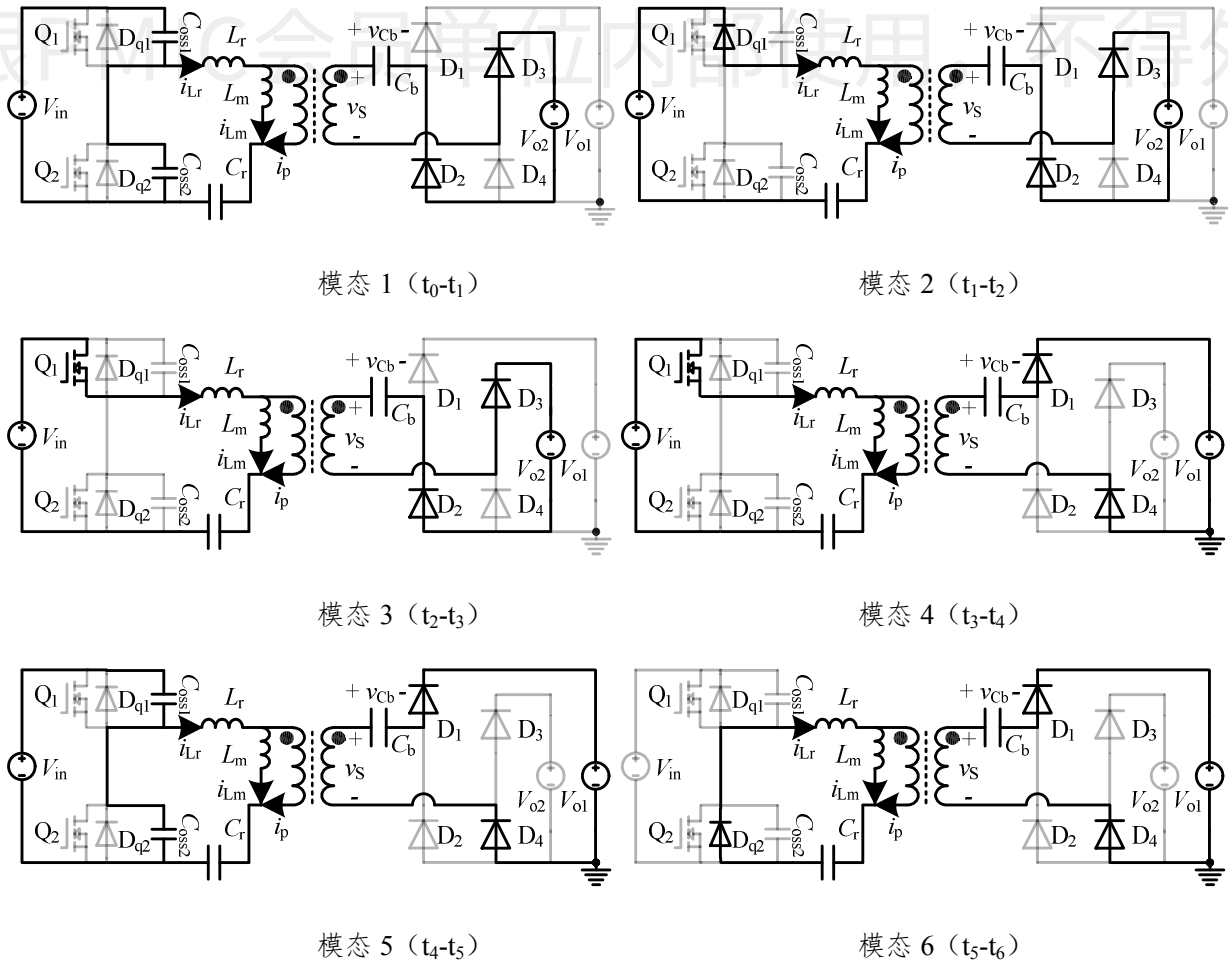


图 3.19 电路稳态工作波形



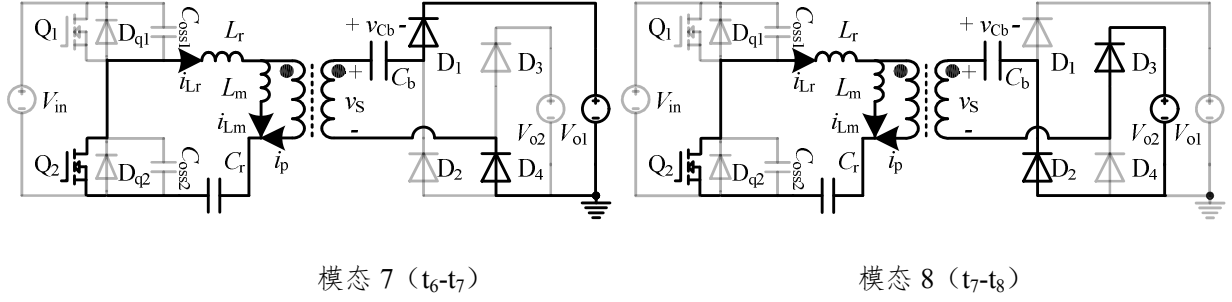


图 3.20 各模态等效电路图

与普通的不对称半桥电路不同，本电路中 C_r 和 C_b 的容量不大，电路的谐振频率与 3.1 节中所述相同。与传统不对称半桥电路中开关频率远远高于谐振频率情况不同，本电路的开关频率略高于谐振频率。当电路工作于最大占空比（0.5）时，该不对称 PWM 谐振型 LLC 变流器工作状态与 3.1 中所述的 LLC 变流器在连续模式时的工作状态相同，当占空比小于 0.5 时，电路的工作过程与 3.1 中所述的 LLC 变流器工作于电流连续模式时类似。

输出端的电容 C_{o1} 和 C_{o2} 很大，在一个开关周期内两路输出电压几乎保持不变，在模态分析中将两路输出等效为电压源 V_{o1} 和 V_{o2} ，电路的具体工作模态分析如下：

模态 1 (t_0-t_1)： t_0 时刻，原边开关管 Q_2 关断，流经谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 开始对开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 充放电。由于开关频率高于谐振频率，此时 i_p 仍为负，副边二极管 D_2 和 D_3 导通，电路对第二路负载 V_{o2} 输出能量，此时副边电流对 C_b 放电， v_{Cb} 下降。

模态 2 (t_1-t_2)： t_1 时刻， v_{ds1} 等于 0， v_{ds2} 等于输入电压，开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 充放电结束。 i_{Lr} 通过开关管 Q_1 的寄生二极管 D_{q1} 续流，为 Q_1 的 ZVS 开通创造了条件。

模态 3 (t_2-t_3)： t_2 时刻，开关管 Q_1 ZVS 开通。 i_{Lr} 流过开关管 Q_1 ，不再流过 D_{q1} 。

模态 4 (t_3-t_4)： t_3 时刻， i_{Lm} 与 i_{Lr} 相等， i_p 等于零。此后 i_p 向正方向流动，副边二极管 D_2 和 D_3 关断，同时 D_1 和 D_4 开通。电路对第一路负载 V_{o1} 输出能量，此时副边电流对 C_b 充电， v_{Cb} 上升。

模态 5 (t_4-t_5)： t_4 时刻， Q_1 关断，流经谐振电感的电流 i_{Lr} 开始对开关管寄生电容 C_{oss1} 和 C_{oss2} 充放电。由于开关频率高于谐振频率，电路副边的工作状态此时不发生改变。

模态 6 (t_5-t_6)： t_5 时刻， C_{oss1} 和 C_{oss2} 充放电过程结束， i_{Lr} 通过开关管 Q_2 的寄生二极管 D_{q2} 续流，为 Q_2 的 ZVS 开通创造了条件。

模态 7(t_6-t_7): t_6 时刻, 开关管 Q_2 ZVS 开通。 i_{Lr} 流过开关管 Q_2 , 不再流经过 D_{q2} 。

模态 8(t_7-t_0): t_7 时刻, i_{Lm} 与 i_{Lr} 在此相等, i_p 等于零。此后 i_p 向负方向流动, 副边二极管 D_1 和 D_2 关断, 同时 D_2 和 D_3 开通。电路对第二路负载 V_{o2} 输出能量, 此时副边电流对 C_b 放电, v_{Cb} 下降。

由于电路采用了不对称 PWM 控制, 上管 Q_1 与下管 Q_2 的驱动信号互补, 电路的占空比 $D \leq 0.5$, 因此与 3.1 节中的采用 PFM 控制的 LLCC 谐振电路正负半周工作状态完全对称不同, 该电路正负半周的工作状态不完全相同。例如电路对输出 V_{o1} 和 V_{o2} 输出能量的时间有所差别, 对 V_{o1} 输出能量的时间 (t_3-t_7) 相较于对 V_{o2} 输出能量的时间 (t_7-t_0 及 t_0-t_3) 的时间更短, 这会引起副边用作均流的电容 C_b 两端电压的直流分量; 开关管 Q_1 和 Q_2 关断时流过 L_r 的电流 i_{Lr} 的数值也有所差别, Q_1 开通前 i_{Lr} 的绝对值小于 Q_2 开通前 i_{Lr} 的绝对值, 因此 Q_1 的 ZVS 开通相对更难实现, 为保证上管的 ZVS 开通, 应合理设计变压器的励磁电感, 同时保证上管开通前的死区时间, 后续章节中将分析和验证这些差别。

该电路实现两路输出均流的原理与 1.3 节所述的利用单个电容器的充放电电荷平衡实现两路输出均流的原理相同, 利用电容 C_b 在一个开关周期内的充放电电荷平衡, 两路输出能够实现精确均流, 具体的均流原理此处不再赘述。

3.2.2 谐振电容电压应力计算

由于采用了不对称控制, 原边谐振电容 C_r 的电压应力与 LLCC 谐振变流器有所不同。计算原边谐振电容 C_r 的电压应力时, 忽略开关管的寄生电容及上下管之间的死区时间, 谐振腔的输入可等效为一方波电压源, 等效后电路的原理图如图 3.21 所示。根据基尔霍夫电压定律, 谐振电容两端的电压 v_{Cr} 可用输入电压 v_{in} 、谐振电感两端电压 v_{Lr} 和变压器原边绕组两端电压 v_p 表示, 如式(3.10)所示。对式(3.10)进行开关周期平均, 可得式(3.11)。由于谐振电感和变压器原边绕组的伏秒平衡, v_{Lr} 和 v_p 在一个开关周期的积分量为 0, 同时在一个开关周期内, 上管导通时间为 DT_s , 该时间段内谐振腔两端电压为输入电压 V_{in} , 下管导通时间为 $(1-D)T_s$, 该时间段内谐振腔两端的输入电压为 0, 因此原边谐振电容两端电压的直流分量为 DV_{in} 。

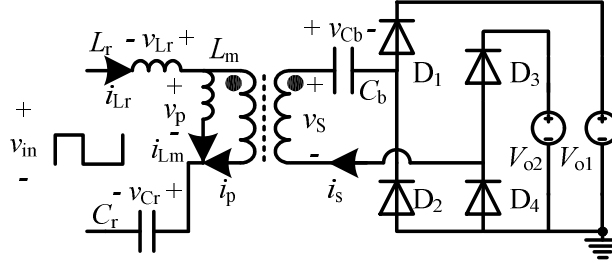


图 3.21 输入端等效为方波电压源

$$v_{Cr} = v_{in} - v_{Lr} - v_p \quad (3.10)$$

$$V_{Cr} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{Cr} dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{T_s} v_{in} dt - \int_0^{T_s} v_{Lr} dt - \int_0^{T_s} v_p dt \right) = DV_{in} \quad (3.11)$$

流过原边谐振电容 C_r 的电流等于流过谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} ，它由两部分组成，分别是流过理想变压器原边的电流 i_p 和流过变压器励磁电感的电流 i_{Lm} 。通常变压器的励磁电感取值较大，将励磁电感电流 i_{Lm} 忽略。变压器匝比为 $n:1$ ，流过理想变压器原边的电流 $i_p = i_s/n$ ，而根据电路的均流原理可知， i_s 在正半周（或负半周）内的开关周期平均值为输出电流 I_o ，由此可近似得到原边谐振电容的电压纹波，如式(3.12)所示。

$$\Delta v_{Cr} \approx \frac{1}{C_r} \int_{t_3}^{t_7} i_p dt = \frac{1}{C_r} \int_{t_3}^{t_7} \frac{i_s}{n} dt = \frac{1}{nC_r} I_o T_s \quad (3.12)$$

将原边谐振电容 C_r 两端电压的直流分量与交流分量互相叠加，可得其电压应力，如式(3.13)所示。

$$v_{Cr} = V_{Cr} + \frac{1}{2} \Delta v_{Cr} = DV_{in} + \frac{1}{2nC_r} I_o T_s \quad (3.13)$$

用于均流的副边电容 C_b 两端的电压直流分量，受到占空比不对称和两路输出电压偏差的共同影响。

首先计算由于占空比不对称对 C_b 电压直流分量的影响。假定电路的两路输出电压相同，均为 V_{oeq} ，可以将两路输出合并为一，合并后的副边等效电路如图 3.22 所示。副边电路的工作状态共包含两个模态，一个模态中二极管 D_1 和 D_4 导通，另一个模态中二极管 D_2 和 D_3 导通，两个模态的等效电路如图 3.23 所示。模态 I 对应于图 3.19 中的 t_3-t_7 ，模态 II 对应于图 3.19 中的 t_7-t_0 及 t_0-t_3 。由于电路的不对称控制，两个模态持续的时间不同，将模态 I 持续的时间定义为 $D_p T_s$ ，在一个开关周期内所占的比例为 D_p ，将模态 II 持续的时间定义为 $D_n T_s$ ，在一个开关周期内所占的比例为 D_n ， $D_p + D_n = 1$ 。

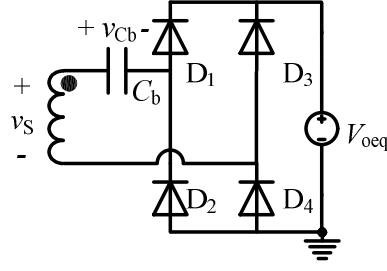


图 3.22 两路输出电压相等时副边等效电路

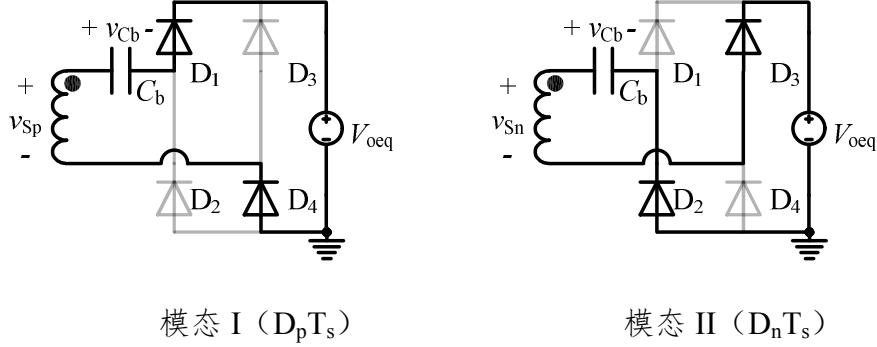


图 3.23 两路输出电压相等时副边等效模态图

在模态 I 和模态 II 中根据基尔霍夫电压定律可得式(3.14)。由于变压器副边绕组的伏秒平衡，可得 $\int_0^{D_p T_s} v_{Sp} dt = \int_{D_p T_s}^{T_s} v_{Sn} dt$ ，将式(3.14)代入，可得式(3.15)，化简后可得在两路输出电压均等于 V_{oeq} 时，电容两端的平均电压如(3.16)所示。

$$\begin{cases} v_{Sp} = V_{oeq} + v_{Cb} & (0 < t < D_p T_s) \\ v_{Sn} = -V_{oeq} + v_{Cb} & (D_p T_s < t < T_s) \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{D_p T_s} v_{Sp} dt + \int_{D_p T_s}^{T_s} v_{Sn} dt &= D_p T_s V_{oeq} + \int_0^{D_p T_s} v_{Cb} dt - D_n T_s V_{oeq} + \int_{D_p T_s}^{T_s} v_{Cb} dt \\ &= D_p T_s V_{oeq} - D_n T_s V_{oeq} + \int_0^{T_s} v_{Cb} dt = 0 \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{Cb} dt = D_n V_{oeq} - D_p V_{oeq} \quad (3.16)$$

当两路输出电压不等而模态 I 与模态 II 的时间相等时，根据 1.3 的分析，易得 C_b 上的平均电压为 $(V_{o2} - V_{o1}) / 2$ 。

当两路输出电压不等且模态 I 与模态 II 持续时间不等时，定义 V_{oeq} 为 $(V_{o1} + V_{o2}) / 2$ ，根据图 3.24 所示的副边电路工作模态，可将式(3.14)、(3.15)和(3.16)分别重写为式(3.17) (3.18)和(3.19)。

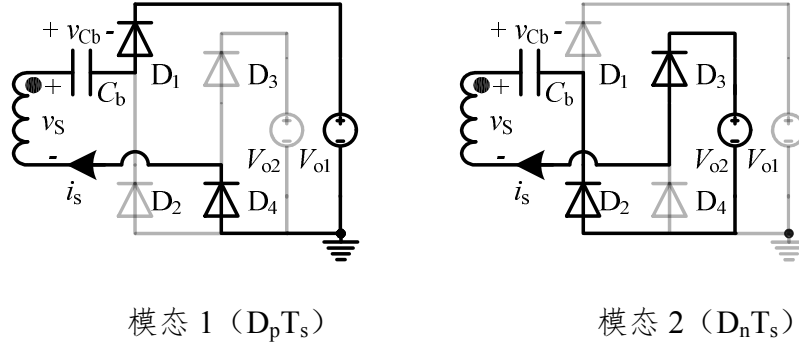


图 3.24 副边等效模态图

$$\begin{cases} v_{Sp} = v_{o1} + v_{Cb} & (0 < t < D_p T_s) \\ v_{Sn} = -v_{o2} + v_{Cb} & (D_p T_s < t < T_s) \end{cases} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} \int_0^{D_p T_s} v_{Sp} dt + \int_{D_p T_s}^{T_s} v_{Sn} dt &= D_p T_s V_{o1} + \int_0^{D_p T_s} v_{Cb} dt - D_n T_s V_{o2} + \int_{D_p T_s}^{T_s} v_{Cb} dt \\ &= D_p T_s V_{o1} - D_n T_s V_{o2} + \int_0^{T_s} v_{Cb} dt = 0 \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{Cb} dt &= D_n V_{o2} - D_p V_{o1} = D_n \left(\frac{V_{o1} + V_{o2}}{2} - \frac{V_{o1} - V_{o2}}{2} \right) - D_p \left(\frac{V_{o1} + V_{o2}}{2} + \frac{V_{o1} - V_{o2}}{2} \right) \\ &= D_n V_{oeq} - D_p V_{oeq} + \frac{V_{o2} - V_{o1}}{2} \end{aligned} \quad (3.19)$$

根据式(3.19)可知，当两路输出电压不同时，电容 C_b 上的直流电压为两路输出电压相等而两模态维持时间不同和两路输出电压不等而两模态维持时间相等二者的叠加。

与原边侧谐振电容 C_r 的交流纹波分析类似， C_b 上的交流纹波可表示为式(3.20)。

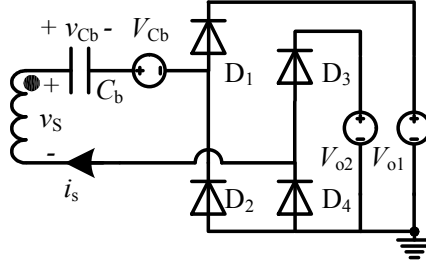
$$\Delta v_{Cb} = \frac{1}{C_b} \int_{t_3}^{t_7} i_s dt = \frac{1}{C_b} I_o T_s \quad (3.20)$$

将 C_b 的直流电压与交流纹波叠加，可得 C_b 的电压应力，如式(3.21)所示。

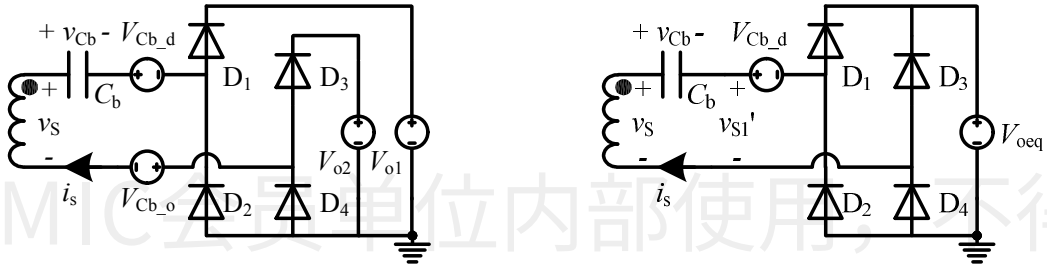
$$v_{Cb} = V_{Cb} + \frac{1}{2} \Delta v_{Cb} = |D_n V_{o2} - D_p V_{o1}| + \frac{1}{2C_b} I_o T_s \quad (3.21)$$

3.2.3 副边整流拓扑等效简化

首先，与 3.1.2 中类似，将电容 C_b 两端电压的直流成分用直流电压源表示，而 C_b 两端电压的交流成分仍使用电容 C_b 表征，等效后的副边电路如图 3.25 所示。

图 3.25 v_{Cb} 等效为直流成分与交流成分

根据 3.2.2 中结论, C_b 上电压的直流分量可表示为由占空比不对称引起的直流分量 (V_{Cb_d}) 和由两路输出电压之差 (V_{Cb_o}) 引起的直流分量两部分, 如图 3.26 (a) 所示。将由两路输出电压之差引起的电容电压直流分量 (V_{Cb_o}) 与负载等效的电压源进行合并, 两路输出可合并为一, 副边等效电路可进一步简化为图 3.26 (b), 其中 V_{oeq} 等于 $(V_{o1}+V_{o2})/2$, 图 3.26 (b) 表明当两路输出电压之和一定时, 副边的等效电路相同。



(a) 电容直流电压分解

(b) 由输出引起的直流分量与输出电压合并

图 3.26 两路副边输出等效为一

显然, 图 3.26 中副边绕组及电容上的交流电压之和 v_{s1}' 为方波, 在模式 1 ($0-D_p T_s$) 内, 其电压幅值为 $D_n (V_{o1}+V_{o2})$, 在模式 2 ($D_p T_s-T_s$) 内, 其电压幅值为 $-D_p (V_{o1}+V_{o2})$, 将 v_{s1}' 用方波电压源代替, 可得到等效后的副边电路, 如图 3.27 所示。

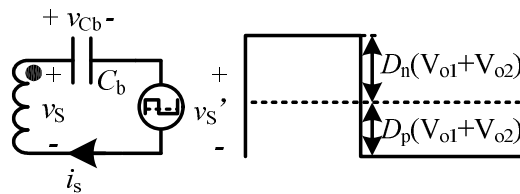


图 3.27 等效后的副边电路

由于 C_b 上的电压在正半周 (或负半周) 始终升高 (或降低), 变压器副边绕组两端电压 v_s 和的伏秒值与副边绕组及电容上的交流电压之和 v_{s1}' 的伏秒值相等。根据图 3.27

可知, v_{s1} 的伏秒值为 $D_n (V_{o1} + V_{o2})$ 与 $D_p T_s$ 的乘积, 在占空比等于 0.5 时取得最大值。根据变压器副边绕组的最大伏秒值, 可以对变压器进行优化设计。

3.2.4 电路直流增益推导

与 LLC 或 LLCC 电路的直流增益推导类似, 本节将首先推导不对称 PWM 控制的 LLCC 谐振型双路 LED 驱动器的交流等效电路, 之后根据交流等效电路导出电路的直流增益。

在 3.2.3 节中, 已经将电路的副边等效为一输出。图 3.27 中, 电路的输出为一方波电压源。根据电路的工作波形, 将电路的输出电流 i_s 在副边电路的模式 I ($0-D_p T_s$) 和模式 II ($D_p T_s-T_s$) 中分别等效为正弦波, 模式 I 中, 正弦波的周期为 $2D_p T_s$, 角频率为 $\pi/D_p T_s$, 模式 II 中, 正弦波的周期为 $2D_n T_s$, 角频率为 $\pi/D_n T_s$ 。而模式 I 中, 正弦波的开关周期平均值为输出电流 I_o , 同理在模式 II 中, 正弦波的开关周期平均值也为输出电流 I_o , 如式(3.22)所示。由此, 可以得到输出电压和输出电流的表达式, 为了使后续分析更为简便, 将时间原点定义于模式 I 时间的中点, 输出电压和输出电流的表达式分别如式(3.23)和(3.24)所示。

$$\begin{cases} \frac{1}{T_s} \int_0^{D_p T_s} I_{Dp-peak} \sin(\frac{\pi}{D_p T_s} t) dt = I_o \\ \frac{1}{T_s} \int_{D_p T_s}^{T_s} I_{Dn-peak} \sin(\frac{\pi}{D_n T_s} t) dt = I_o \end{cases} \quad (3.22)$$

$$u_o = \begin{cases} -2D_p V_{oeq} & -T_s/2 < t < -D_p T_s/2 \\ 2D_n V_{oeq} & -D_p T_s/2 < t < D_p T_s/2 \\ -2D_p V_{oeq} & D_p T_s/2 < t < T_s/2 \end{cases} \quad (3.23)$$

$$i_o = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} \frac{I_o}{D_n} \cos[\frac{\pi}{D_n T_s} (t - \frac{1}{2})] & -T_s/2 < t < -D_p T_s/2 \\ \frac{\pi}{2} \frac{I_o}{D_p} \cos \frac{\pi}{D_p T_s} t & -D_p T_s/2 < t < D_p T_s/2 \\ -\frac{\pi}{2} \frac{I_o}{D_n} \cos[\frac{\pi}{D_n T_s} (t + \frac{1}{2})] & D_p T_s/2 < t < T_s/2 \end{cases} \quad (3.24)$$

对于输出电压 u_o 和 i_o , 可以分别进行傅里叶分解, 由于 u_o 和 i_o 均为偶函数, 傅里叶分解后不包含 $\sin(n\omega t)$ 项, 它们的表达式如式(3.25)所示。

$$\begin{cases} u_o = V_{oeq} \sum_{n=1}^{\infty} a_{un} \cos(n\omega t) \\ i_o = I_o \sum_{n=1}^{\infty} a_{in} \cos(n\omega t) \end{cases} \quad (3.25)$$

其中, $a_{un} = \frac{2}{T_s V_{oeq}} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} u_o \cos(n\omega t) dt$, $a_{in} = \frac{2}{T_s I_o} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} i_o \cos(n\omega t) dt$ 。由于三角函数的正交性, 不同频率的两个余弦函数乘积在 $0-T_s$ 中的积分为零, 即第 i 次余弦电压只与第 i 次余弦电流产生功率, 因此可以定义 R_{acn} 表示第 n 次谐波的交流电阻, R_{acn} 的表达式如式 (3.26) 所示, 其中 $R_{dc} = V_{oeq}/I_o$ 。

$$R_{acn} = \frac{a_{un}}{a_{in}} \frac{V_{oeq}}{I_o} = \frac{a_{un}}{a_{in}} R_{dc} \quad (3.26)$$

同理在谐振腔的输入端即两开关管的中点处, 电压为一方波, 其表达式如 (3.27) 所示。

$$u_i = \begin{cases} V_{in} & -DT_s < t < DT_s \\ 0 & t < -DT_s/2 \text{ 或 } t > DT_s/2 \end{cases} \quad (3.27)$$

u_i 傅里叶分解后, 表达式如 (3.28) 所示。

$$u_i = DV_{in} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n V_{in} \cos(n\omega t) \quad (3.28)$$

根据傅里叶分解的结果, 当变压器匝比为 $m:1$ 时, 将等效的副边交流电阻和副边谐振电容 C_b 等效到电路原边, 可得电路的交流等效电路, 如图 3.28 所示。其中, u_{in} 表示输出电压的 n 次谐波分量而 R_{acn} 表示 n 次谐波作用下的交流电阻。

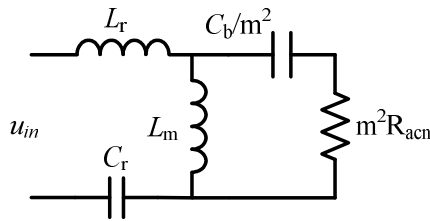


图 3.28 交流等效电路

根据图 3.28 所示的交流等效电路, 可以得到折算到原边后的输出电压与输入电压之间的函数关系, 如式 (3.29) 所示。

$$u_o = V_{in} \begin{pmatrix} a_1 & a_2 & \cdots & a_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} G_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & G_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & G_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \omega t \\ \cos(2\omega t) \\ \vdots \\ \cos(n\omega t) \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

式(3.29)中, G_n 为 n 次谐波下电路的增益, 其表达式如式(3.30)所示。

$$\begin{cases} G_n = \left| \frac{Z_1}{j \cdot 2\pi n f_s \cdot L_r + \frac{1}{j \cdot 2\pi n f_s \cdot C_r} + Z_1} \cdot \frac{m^2 R_{ac}}{\frac{m^2}{j \cdot 2\pi n f_s \cdot C_b} + m^2 R_{acn}} \right| \\ Z_1 = j \cdot 2\pi n f_s \cdot L_m / \left(\frac{m^2}{j \cdot 2\pi n f_s \cdot C_b} + m^2 R_{acn} \right) \end{cases} \quad (3.30)$$

为简化式(3.29)电路的直流增益的求解过程, 本文在计算过程中进行了如下近似^[150-166]: 对于不同的副边占空比和不同的交流输出电压频率, 假设 R_{acn} 相同, 且均为基波下的交流等效电阻。在普通的 LLC 电路中, 交流等效电阻 $R_{ac}=8/\pi^2 R_{dc}$, 由于本文中有两路输出负载, 因此交流等效电阻与直流电阻 R_{dc} 间的函数关系变化为 $R_{ac}=4/\pi^2 R_{dc}$, 其中 $R_{dc}=V_{oec}/I_o$ 。在此近似的前提下, 当电路参数一定时, 可以求解得到电路直流增益的具体数值。与 LLC 电路中有所不同的是, 采用不对称 PWM 控制的 LLCC 谐振型电路输入电压的高次分量会对电路的直流增益产生较大的影响, 在求解电路的直流增益时考虑高次谐波的影响可以获得更为精确的直流增益。

图 3.30 为计算得到的电路直流增益与仿真得到的电路直流增益对比, 仿真和实验的参数为实验样机参数, 将在下一节中给出。本文中不对称 PWM 控制 LLCC 谐振型双路 LED 驱动器每路输出电压为 100-200V, 最大输出电流为 0.35A, 最小输出电流为 0.035A, 因此 R_{dc} 最小值为 $(100/0.35) \Omega$, R_{dc} 最大值为 $(200/0.035) \Omega$ 。 R_{dc} 的变化范围如图 3.29 所示。图 3.30 (a) 中, R_{dc} 为 $(100/0.35) \Omega$, 图 3.30 (b) 中 $R_{dc}=(140/0.035) \Omega$ 。

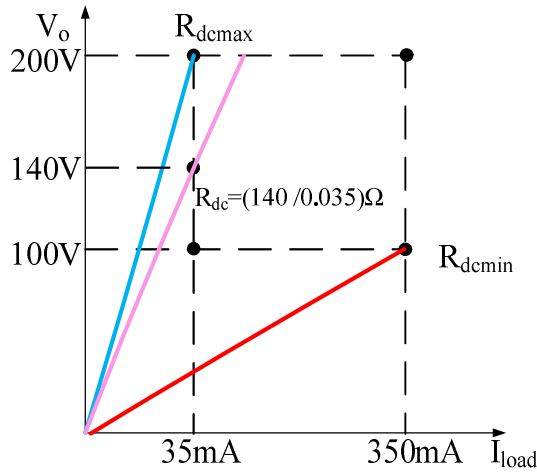
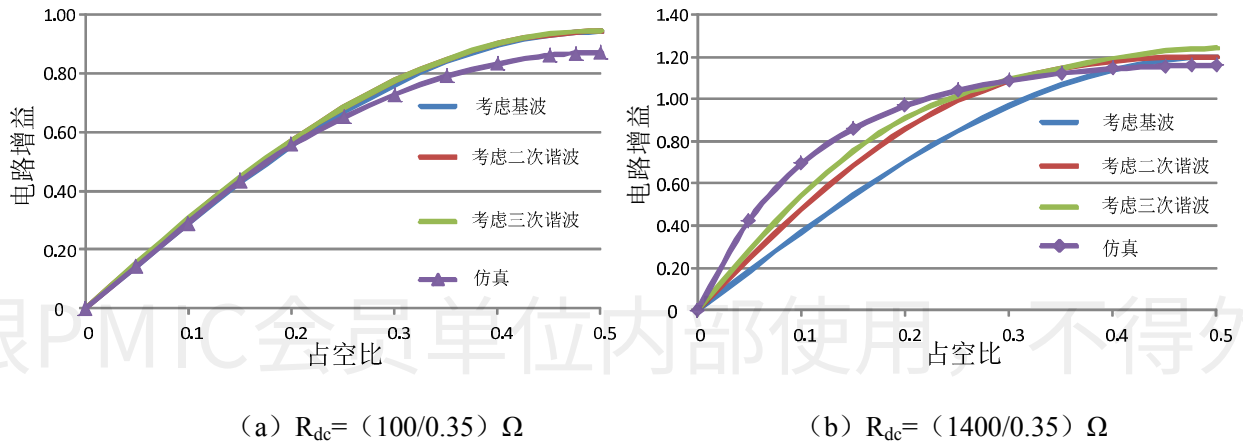
图 3.29 R_{dc} 变化范围示意图

图 3.30 计算与仿真电路直流增益

从图 3.30 中可以看出，当电路的负载较重时，计算所得的电路增益较为准确，同时基波等效的结果也较为准确，是否考虑二次谐波和三次谐波对电路的直流增益影响很小，当电路负载较轻时，计算所得的电路增益与仿真所得的电路增益偏差相对增大，尤其是在占空比较小时，偏差更为明显，同时考虑电路的高次谐波会使计算所得的电路增益更为准确。直流增益计算过程中的误差主要来自于两处近似^[167]：1.将输出电流在副边电路的两个模态中等效为正弦波；2.将不同的副边占空比和不同的交流输出电压频率下的交流等效电阻 R_{ac} 近似为 $4/\pi^2 R_{dc}$ 。

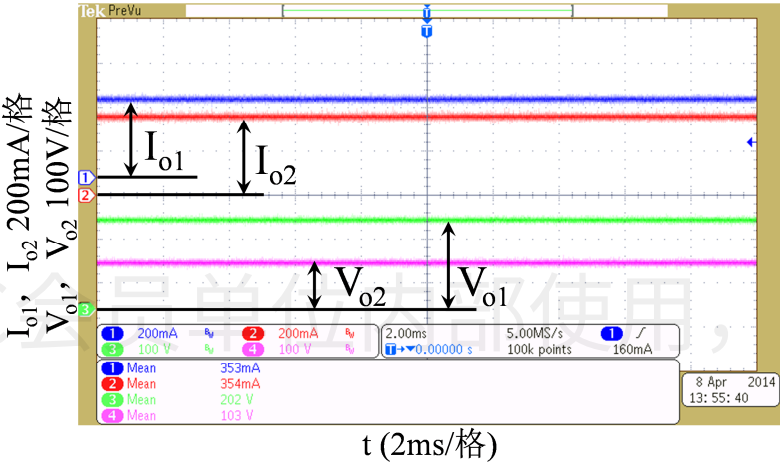
3.2.5 实验结果

为验证理论分析结果，制作了不对称 PWM 控制 LLCC 谐振型双路 LED 驱动器样机，输入电压为 400V，每路输出电压为 100-200V，输出电流为每路 350mA。样机具体实验参数如表 3.2 所示。

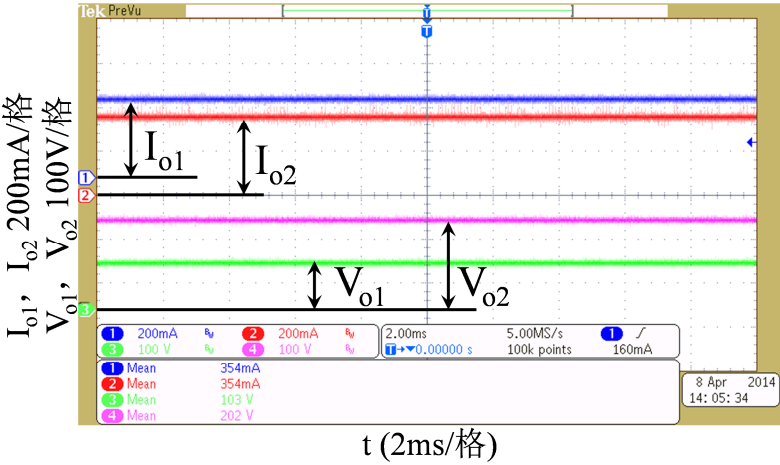
表 3.2 样机主要参数

开关频率	88.8kHz	变压器匝比	47:32
Q1、Q2	1:1	D ₁ ~D ₄	1.77 nF
L _r	256 μH	L _m	410 μH
C _r	33 nF	C _b	22nF

为验证电路的均流能力，两路输出分别串联不同数目的 LED 模拟输出电压不等时的情况。图 3.31（a）中， $V_{o1}=202V,V_{o2}=103V$ ，两路 LED 负载的均为 350mA，图 3.31（b）中，将两路负载互换， $V_{o1}=103V,V_{o2}=202V$ ，两路 LED 负载的电流保持不变，仍为 350mA。



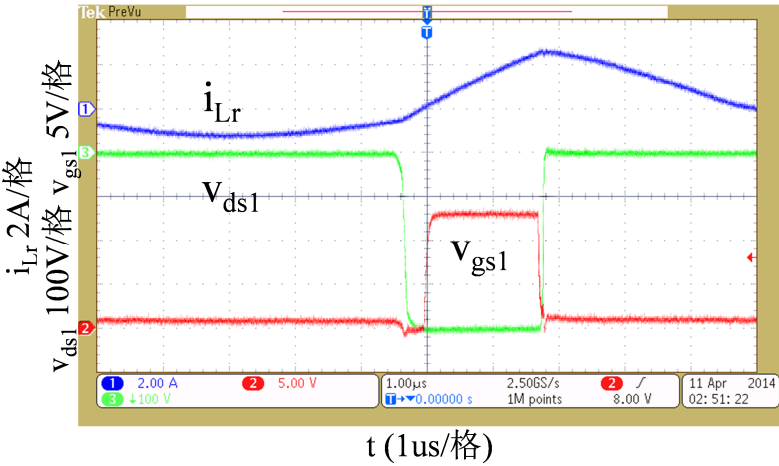
(a) $V_{o1}=V_{omax}$, $V_{o2}=V_{omin}$



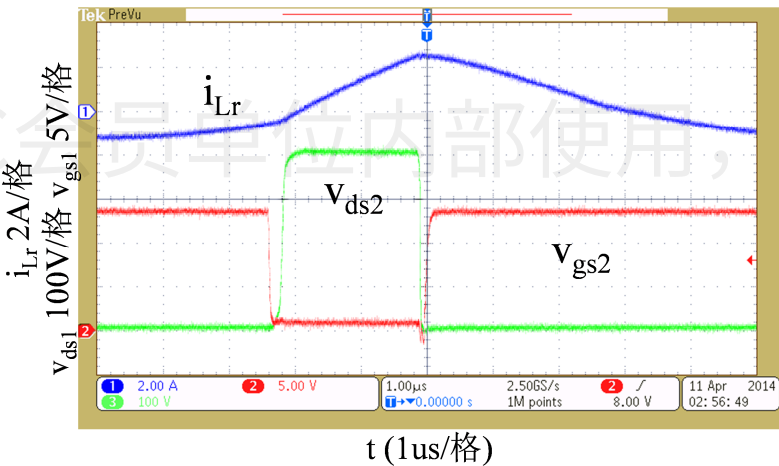
(b) $V_{o1}=V_{omin}$, $V_{o2}=V_{omax}$

图 3.31 两路 LED 输出电压及输出电流波形

图 3.32 和图 3.33 为两路输出电压均为 100V 和 200V 时的上管与下管的软开关波形图，从图中可以看出，下管的软开关相对上管更容易实现，上管占空比较大时，上管的软开关更容易实现。为了保证电路的软开关范围，上管预留的死区时间较下管更长。

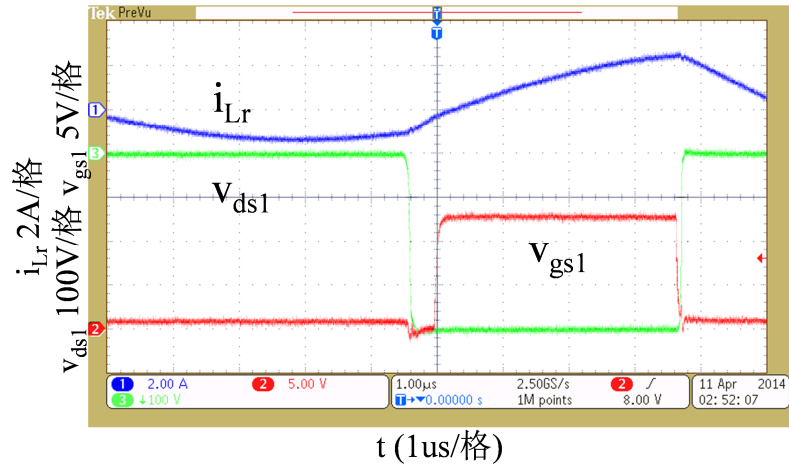


(a) 上管软开关波形

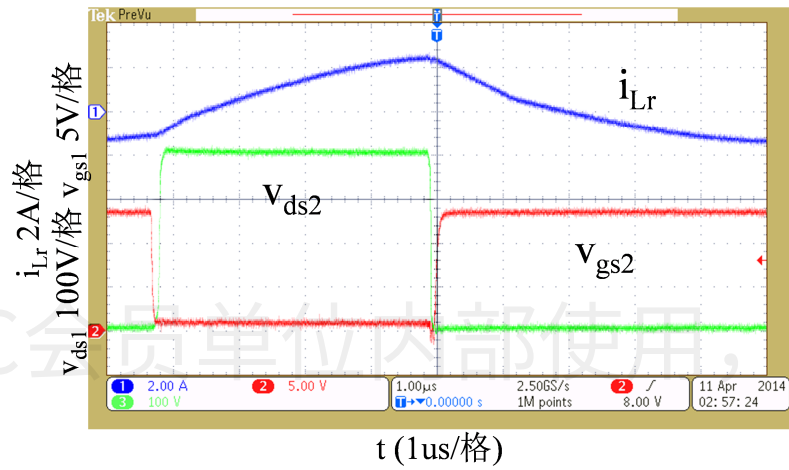


(b) 下管软开关波形

图 3.32 两路输出均为 100V 时软开关波形



(a) 上管软开关波形



(b) 下管软开关波形

图 3.33 两路输出均为 200V 时软开关波形

图 3.34 为 $V_{o1}=200\text{V}$, $V_{o2}=100\text{V}$ 时电路的一些关键波形, 图 3.34 (a) 中为 v_{gs1} 、 v_{gs2} 、 i_{Lr} 、 v_{Lr} 和 v_{Lm} 的波形, 图 3.34 (b) 中为 V_{o1} 、 V_{o2} 、 v_s 、 v_s-v_{Cb} 和 v_{Cb} 的波形, 从电路的驱动波形中可以看到电路采用了不对称控制策略, v_s-v_{Cb} 为方波。电路的实验波形与理论分析结果一致

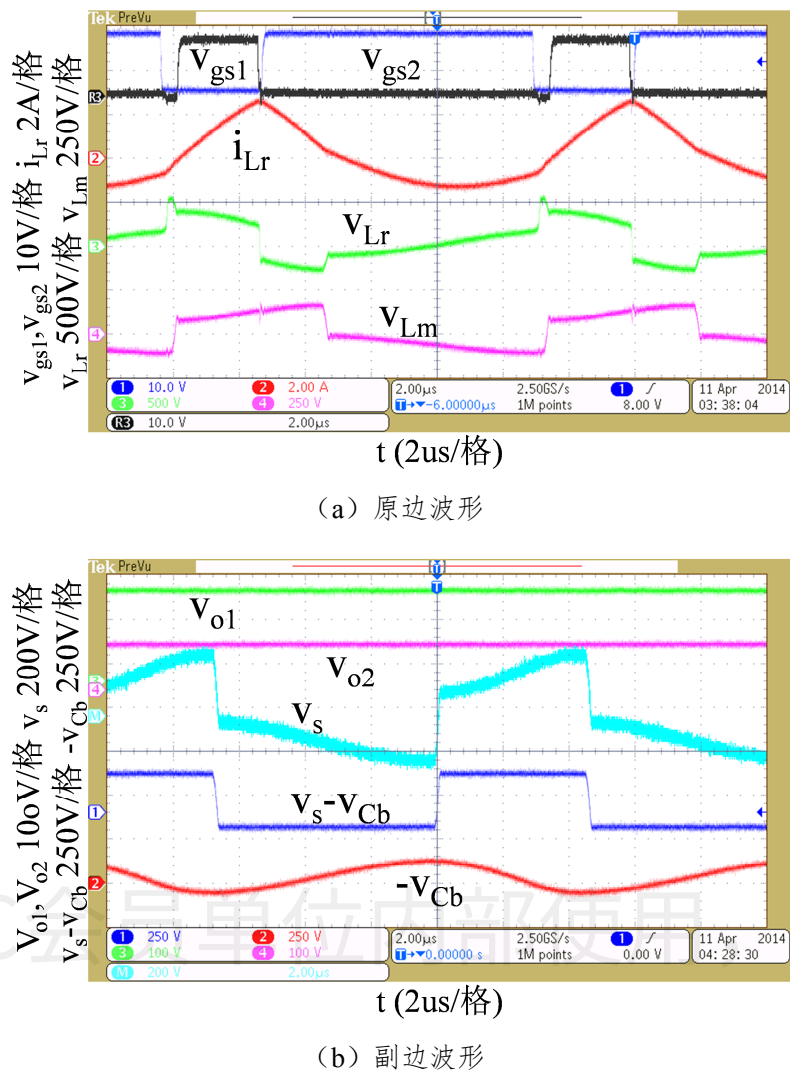


图 3.34 $V_{o1}=200V$ ， $V_{o2}=100V$ 电路关键波形

图 3.35 为样机输出电流为 350mA，两路输出电压相等，从 100V 变化至 200V 的样机效率曲线。

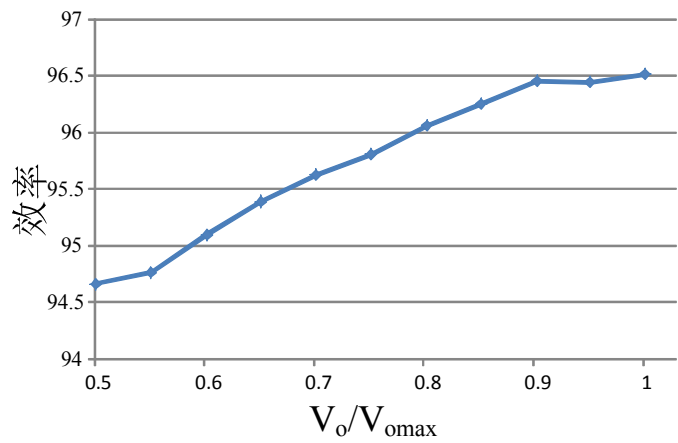
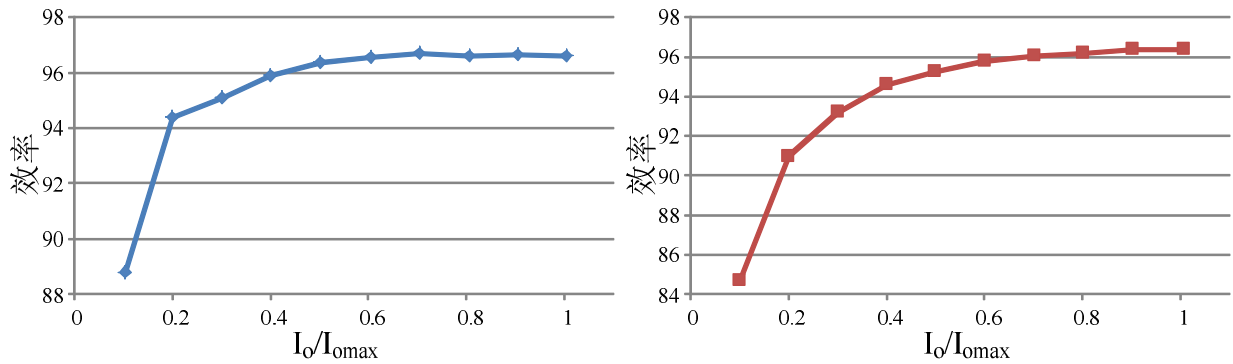


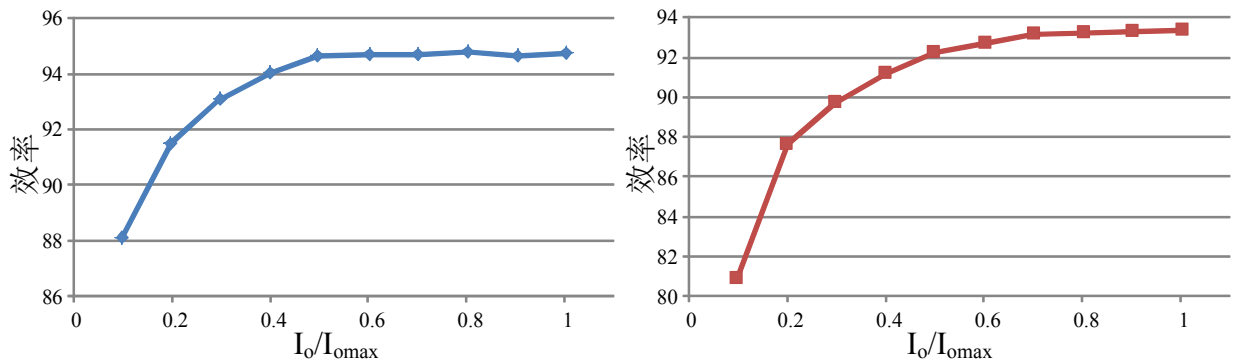
图 3.35 输出电压变化时样机效率曲线

图 3.36 和图 3.37 分别为输出电压为 V_{omax} 和 V_{omin} 时样机的调光效率。作为对比，图中还给出了四路输出 PFM 控制的 LLCC 拓扑在相同情况下的调光效率，虽然副边整流结构有所区别，但由于二极管引起的损耗随输出电流的变化近似为线性关系，因此调光时的效率具备一定的参考意义。从图中可以看出，采用不对称 PWM 控制的 LLCC 谐振型样机在输出电流减小时，效率的跌落相对较少，能够在更宽的电流调节范围内实现较高的变换效率，尤其是在输出电压为 V_{omin} 时，差距更为明显，这种情况下采用 PFM 控制的样机开关频率较高，甚至可能进入 Burst 模式。



(a) 两路输出不对称 PWM 控制 LLCC 拓扑

(b) 四路输出 PFM 控制 LLCC 拓扑

图 3.36 输出电压为 V_{omax} 时样机调光效率曲线

(a) 两路输出不对称 PWM 控制 LLCC 拓扑

(b) 四路输出 PFM 控制 LLCC 拓扑

图 3.37 输出电压为 V_{omin} 时样机调光效率曲线

3.3 本章小结

本章提出了 LLCC 四元件谐振拓扑，通过将隔直电容与谐振电容复用，减小了隔直电容所需容量，降低了 LED 驱动器的体积和成本。当隔直电容与谐振电容复用，副边整流拓扑与原有结构有所差异，多路 LED 负载等效为一路的过程也有所差别。将多路

LED 负载等效为一落后，本文推导了 LLCC 谐振变流器的谐振频率以及电路的直流增益曲线。实验结果表明 LLCC 谐振变流器也能够实现多路负载的精确均流和与 LLC 谐振电路相当的变换效率。

由于 LLCC 谐振电路中，位于副边的电容能够消除占空比不对称时变压器励磁电流的直流分量，本文将不对称 PWM 控制策略应用于 LLCC 谐振电路。这可以解决传统的 PFM 控制 LLCC 谐振变流器应用于 LED 驱动器时，轻载时电路开关频率的升高带来的轻载效率下降的问题。文中计算了采用不对称 PWM 控制对原副边谐振电容的电压应力影响，还根据基波等效推导了电路直流增益随占空比的变化曲线以指导原边电路的设计。实验结果表明采用不对称 PWM 控制的谐振变流器能够在较宽的输出电压和输出电流变化范围内获得较高的变换效率。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第四章 变压器串-级联多输出精确均流方法

在中小功率 LED 照明的应用场合，反激电路由于其结构简单、控制方便、成本低廉而得到了广泛的应用^[168-171]。由于反激电路为单端型拓扑，结构的限制使其无法利用二、三两章提出的利用电容的充放电电荷平衡和电容电荷交换实现多路输出均流的方法。其它无源均流方法中，串联阻抗均流的方法输出电流偏差大；利用均流变压器实现多路输出均流的方法，相邻的两路之间都需要通过均流变压器耦合，电气连接复杂，不利于电路的模块化设计；利用矩阵变压器均流的方法只能保证各路输出的功率相同，也无法实现反激电路的准谐振控制。本文提出了变压器串-级联的均流方法，既能保证各路输出电流的偏差较小，副边的电气结构也十分简单，同时还能方便的实现电路的准谐振控制。

4.1 变压器串联的多路 LED 驱动器拓扑演进

4.1.1 储能电感外置的方案

在图 1.31 所示电路的基础上，图 4.1 所示电路将反激变流器的储能电感外置，此时各个变压器的励磁电感不再承担将能量从电路原边传递至副边的功能，因此励磁电感取值可以远远大于储能电感，忽略各变压器的励磁电流，电路处于临界连续状态的工作模式如图 4.2 所示。在模式 1 中，开关管 Q 开通，储能电感两端电压为输入电压，储能电感内电流线性上升，模式 2 中，储能电感电流通过副边二极管续流。与图 1.31 所示电路不同，虽然各路输出电压不同，但是由于变压器原边绕组互相串联，因此流过变压器原边绕组的电流是相同的，它们都等于储能电感内的电流，其电流变化斜率为各路输出电压之和折算至变压器原边后的电压与储能电感的比值。

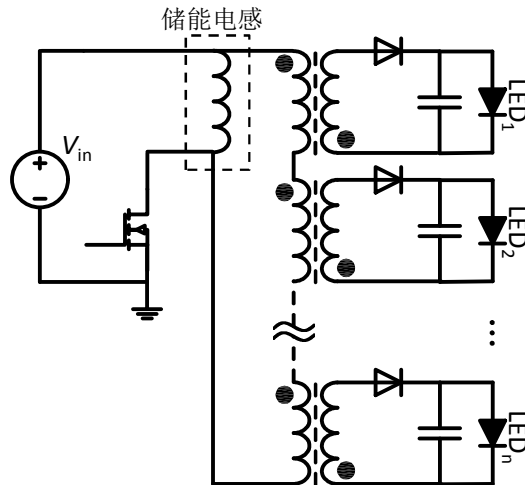


图 4.1 储能电感外置的变压器矩阵均流多路输出反激变流器

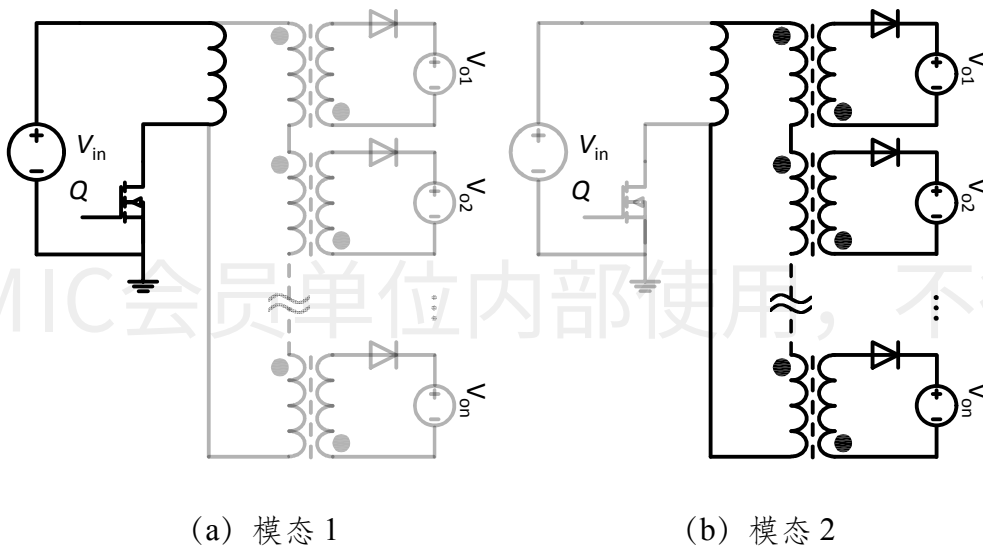


图 4.2 储能电感外置的变压器矩阵均流多路输出反激变流器工作模式

与图 1.31 所示电路相比，由于图 4.2 所示电路在模式 2 中流过各个变压器原边绕组的电流相同，该电路可以真正实现各路输出均流而非各路输出功率相等，大大减小了输出电流的偏差。同时针对图 1.31 所示电路实现准谐振控制复杂的问题，本电路可以通过检测储能电感辅助绕组上的电压，简便地实现电路的准谐振控制。

4.1.2 两级变压器的方案

LED 驱动器产品中，电路的原边和副边需要满足安规隔离的要求，因此图 4.2 所示电路中每个变压器都需要满足安规绝缘强度。这将导致变压器制造成本的提高，同时也会增大变压器的漏感。而在反激变流器中，变压器漏感会带来器件电压应力提高、电路

效率下降等问题。因此，针对图 4.2 所示电路，增加一级变压器，构成图 4.3 所示的变压器串-级联均流的多路输出反激变流器。两级变压器中，前级变压器励磁电感较小，相当于图 4.2 所示电路中的储能电感，后级包含多个原边绕组互相串联的变压器，励磁电感较大，实现输出均流。该电路工作原理与图 4.1 所示电路类似，也可分为两个工作模式，如图 4.4 所示。该电路中只有前级变压器需要满足安规绝缘的要求，能够降低变压器的生产成本，减小变压器漏感，提高电路的工作效率。

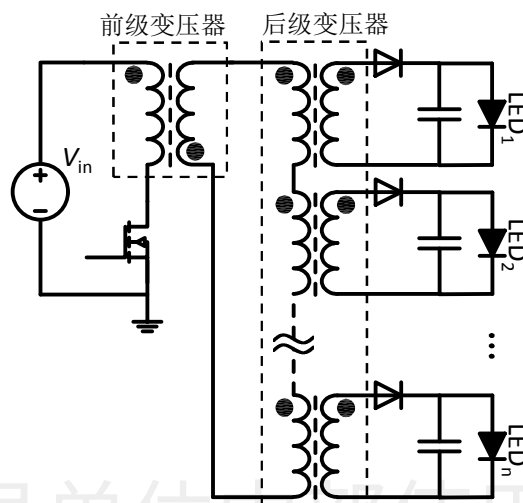
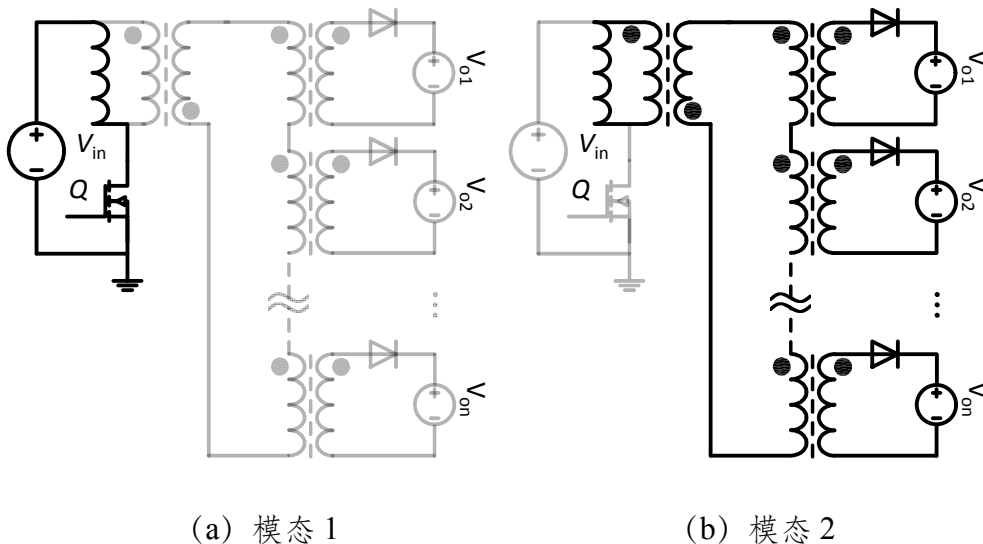


图 4.3 变压器串-级联均流的多路输出反激变流器



(a) 模式 1

(b) 模式 2

图 4.4 变压器串-级联均流的多路输出反激变流器工作模式

前文所述为反激变流器中，变压器串-级均流方法的推演过程，该方法同样适用于其它拓扑。图 4.5 为矩阵变压器均流的多路输出 LLC 变流器。在 LLC 拓扑中，变压器的励磁电感值不能太大，否则会影响实现开关管的零电压开通。将各个变压器原边绕组互相

串联，能够保证流过变压器原边绕组的电流相等。流过变压器原边绕组的电流包括变压器励磁电流和流过变压器副边绕组的电流两部分。由于变压器励磁电感取值的限制，变压器励磁电流较大，因此励磁电流的偏差会带来较大的输出电流偏差。图 4.6 为变压器串-级均流方法应用于 LLC 拓扑的电路，除了只有后级变压器需要满足安规绝缘的要求之外，电路软开关状态的保证可以通过前级变压器实现，原边绕组相互串联的后级变压器励磁电感不受软开关状态的限制，能够减小输出电流之间的偏差。

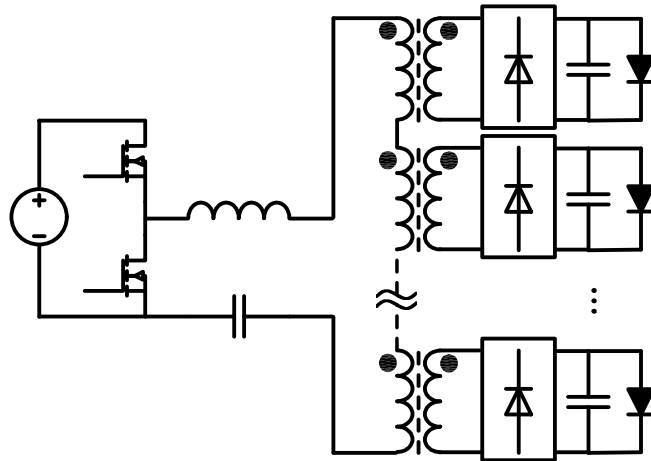


图 4.5 变压器矩阵均流的多路输出 LLC 变流器

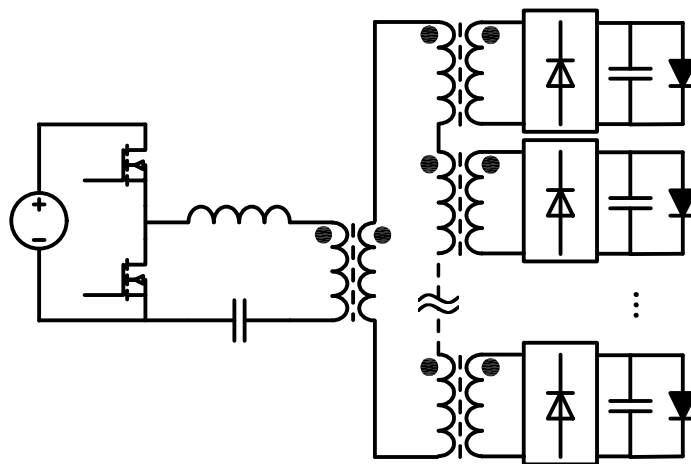


图 4.6 变压器串-级联均流的多路输出 LLC 变流器

4.2 变压器串-级联均流多路输出反激变流器工作原理

图 4.7 为后级变压器串-级联均流的两路输出反激 LED 驱动器，前级变压器匝比为 $n:1$ ，由变流器的电压增益决定。后级变压器匝比为 $1:1$ ，原边绕组和副边绕组采取两股并绕的方法减小漏感。该电路的工作波形如图 4.8 所示。

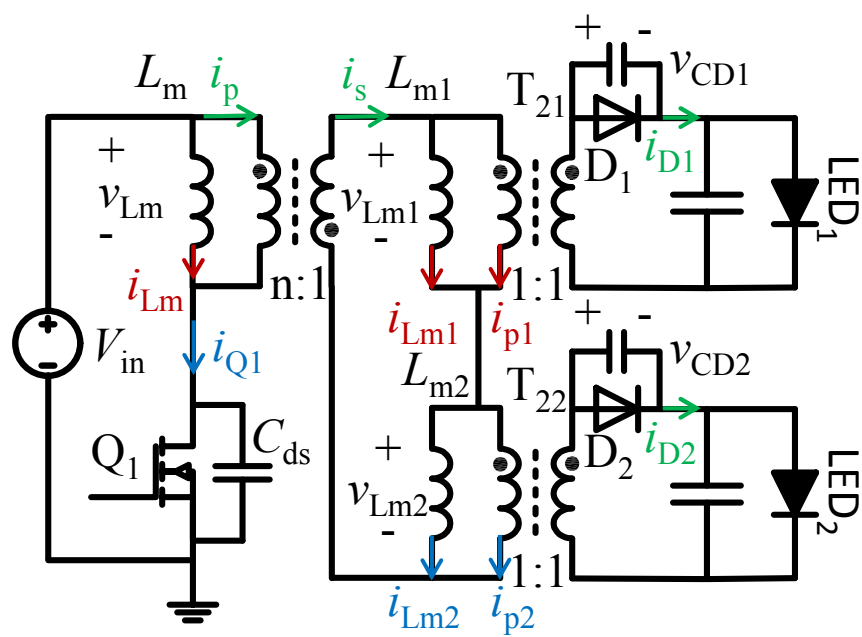


图 4.7 变压器串-级联均流的两路路输出反激变流器

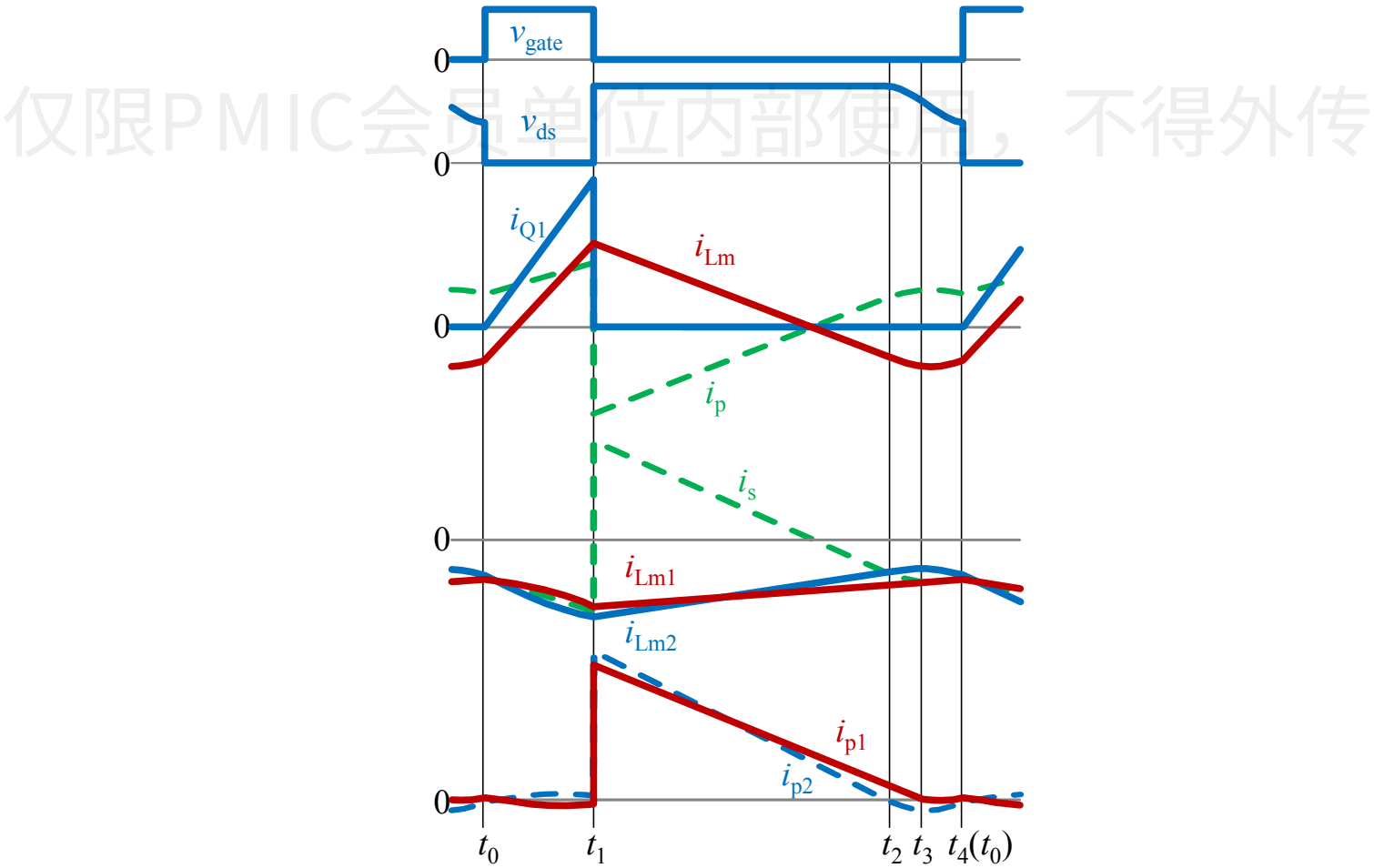


图 4.8 变压器串-级联均流的两路输出反激变流器工作波形图

图 4.8 中, 变压器励磁电感电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 均有直流偏置。实际电路中, 前级变压器副边绕组和后级变压器原边绕组都存在寄生电阻, 该寄生电阻会引起前级变压器副边和后级变压器原边回路内的环流, 导致后级变压器的直流磁偏。在设计后级变压器时, 需考虑此直流偏置的影响。

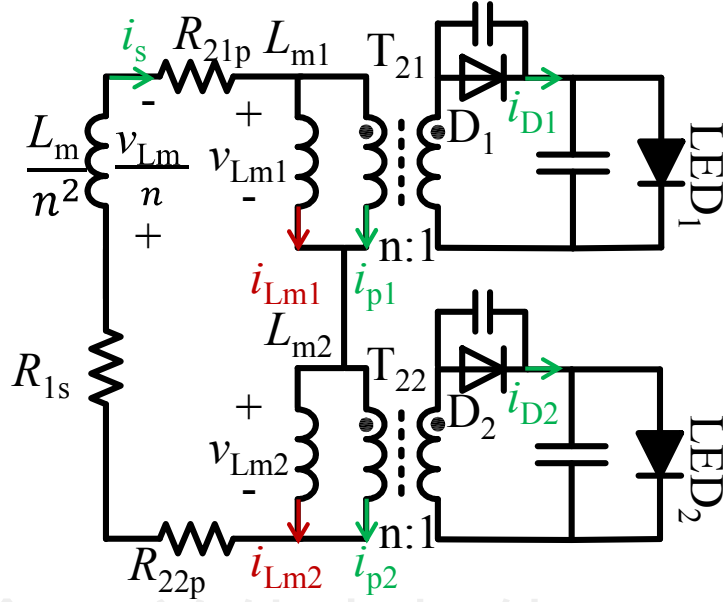


图 4.9 环流原理图

图 4.9 中, 前级变压器的副边及后级变压器的原边稳态工作时在一个开关周期内都应满足伏秒平衡, 由此可得式(4.1)。

$$\int_0^{T_s} -\frac{v_{Lm}}{n} dt = \int_0^{T_s} v_{Lm1} dt = \int_0^{T_s} v_{Lm2} dt = 0 \quad (4.1)$$

前级变压器副边绕组的寄生电阻记为 R_{1s} , 两后级变压器副边绕组的寄生电阻分别记为 R_{21p} 和 R_{22p} 。根据基尔霍夫电压定律, 将后级变压器 T_{22} 原边绕组两端的电压用另外两个变压器绕组两端的电压及流过回路的电流和寄生电阻表示, 可得式(4.2)。式(4.1)和式(4.2)联立, 可得式(4.3)。

$$v_{Lm2} = -\frac{v_{Lm}}{n} - i_s R_{1s} - v_{Lm1} - i_s R_{21p} - i_s R_{22p} \quad (4.2)$$

$$\int_0^{T_s} i_s (R_{1s} + R_{21p} + R_{22p}) dt = 0 \quad (4.3)$$

由式(4.3)可知, i_s 在一个开关周期内的平均值为 0。对于后级变压器 T_{21} , $i_s = i_{Lm1} + i_{D1}$, 一个开关周期内 i_{D1} 平均值为 I_{LED1} , 因此变压器 T_{21} 励磁电感的直流偏置 $I_{Lm1} = -I_{LED1}$ 。同理, 对于后级变压器 T_{22} , 励磁电感的直流偏置 $I_{Lm2} = -I_{LED2}$ 。

虽然 R_{ls} 、 R_{21p} 和 R_{22p} 会影响储能电感和两变压器的直流偏置, 但由于本身数值很小, 在模态分析时可将其忽略。图 4.8 中, 电路的工作过程可以分为四个模态, 各模态等效电路图如图 4.10 所示。

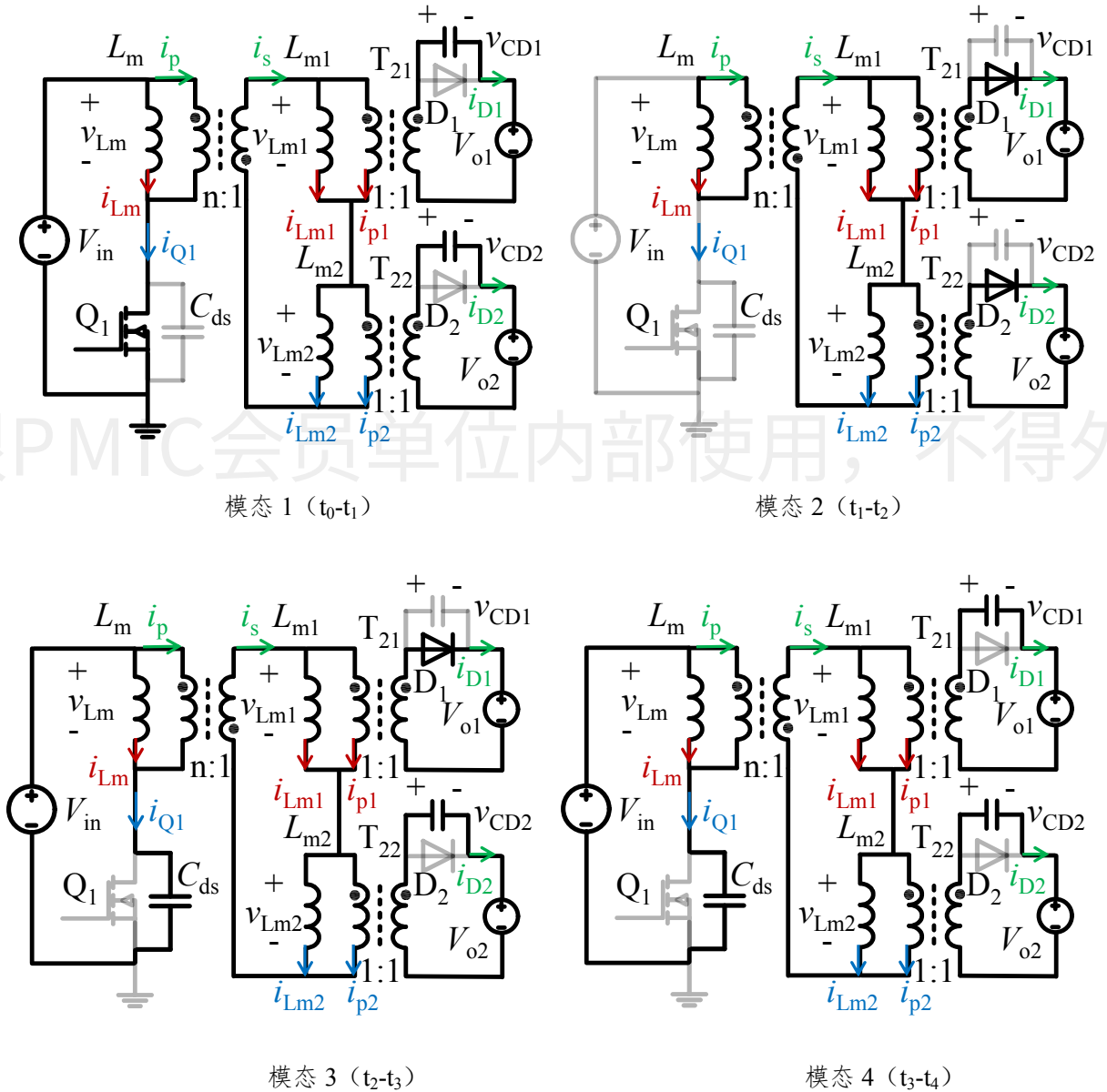


图 4.10 变压器串-级联均流的两路路输出反激变流器各模态等效电路

模态 1 (t_0-t_1): t_0 时刻, 开关管开通, 前级变压器励磁电感 L_m 电流 i_{Lm} 上升斜率为 V_{in}/L_m , $v_{Lm1} + v_{Lm2} = V_{in}/n$, 与变压器 T_{21} 、 T_{22} 副边绕组相连的二极管 D_1 、 D_2 此时承受反

压关断。二极管寄生电容的初始电压、变压器 T_{21} 、 T_{22} 励磁电感电流 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 的初始值和变压器励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 的偏差将引起该模态内 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 的振荡。

模态 2 (t_1 - t_2) : t_1 时刻, 开关管关断, 前级变压器励磁电感电流通过后级变压器副边续流, 对负载输出能量, D_1 和 D_2 导通, L_{m1} 两端电压为 V_{o1} , L_{m2} 两端电压为 V_{o2} , i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 线性上升, i_{Lm1} 变化斜率为 V_{o1}/L_{m1} , i_{Lm2} 变化斜率为 V_{o2}/L_{m2} 。此时流过前级变压器励磁电感的电流 i_{Lm} 变化斜率为 $-n(V_{o1}+V_{o2})/L_m$, 为简化分析, 不妨设 $V_{o1}/L_{m1} < V_{o2}/L_{m2}$, 即 i_{Lm2} 在该模态内变化较快。

模态 3 (t_2 - t_3) : 由于 i_{Lm2} 变化较快, 在 t_2 时刻, i_{Lm2} 首先上升至与 i_s 相等, D_2 关断, 电路开始准谐振过程, 此时 D_1 内仍有电流流过, T_{21} 副边绕组被 V_{o1} 箝位, 因此 L_{m1} 不参与谐振, i_{Lm1} 变化斜率仍为 V_{o1}/L_{m1} 。 L_m 、 L_{m2} 、 C_{ds} 及二极管寄生电容 C_{D2} 共同参与准谐振过程。

模态 4 (t_3 - t_4) : 由于模态 3 中 i_{Lm1} 依然线性上升, 在 t_3 时刻, i_{Lm1} 上升至与 i_s 相等, D_1 关断, L_{m1} 也参与到电路的准谐振过程中。此时 L_m 、 L_{m1} 、 L_{m2} 、 C_{ds} 及二极管寄生电容 C_{D1} 、 C_{D2} 共同参与准谐振过程。直至 t_4 (t_0) 时刻, 开关管两端电压谐振至谷底, 开关管开通, 准谐振过程结束。

当 V_{o1}/L_{m1} 与 V_{o2}/L_{m2} 相等时, i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在电路工作过程中也保持相等, 因此电路开始准谐振过程时, L_{m1} 和 L_{m2} 同时开始参与准谐振过程, 模态 3 不再存在。当 V_{o1}/L_{m1} 与 V_{o2}/L_{m2} 相差很大时, 电路开始准谐振过程时工作模态为模态 3, 虽然模态 3 中 i_{Lm1} 继续增加, 但由于 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在 t_2 时刻的值相差较大, 直至准谐振过程结束, 仍然小于 i_s 。这种情况下, 模态 4 不再存在。当 V_{o1}/L_{m1} 与 V_{o2}/L_{m2} 相差不大时, 电路开始准谐振过程时工作模态为模态 3, 准谐振尚未结束时 i_{Lm1} 与 i_s 已经相等, 两电流相等后电路的工作模态切换为模态 4, 此时模态 3 和模态 4 共同构成了电路的准谐振过程。电路工作过程中, 准谐振的控制通过检测辅助绕组两端的电压实现, 因此无论 L_{m1} 是否参与准谐振, 电路均能稳定工作。

4.3 利用电容谐振进行电荷补偿的反激变流器多输出精确均流方法

在变压器串-级联实现反激变流器多路输出均流的基础上, 为弥补由励磁电感电流偏差带来的输出电流差异, 本文提出了在整流二极管两端并联电容, 利用该电容与后级变压器励磁电感之间的谐振对输出电流进行电荷补偿, 实现输出精确均流的方法。

由电路的工作原理分析可知, 当两路 LED 负载的电压 V_{o1} 、 V_{o2} 不同或两后级变压器的励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 不等时, 两后级变压器的励磁电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 会产生偏差。由于流过两后级变压器原边绕组的电流 i_s 相同, 而对于变压器 T_{21} 的原边绕组, 有 $i_s = i_{Lm1} + i_{p1} = i_{Lm1} + i_{D1}$, 同理对于变压器 T_{22} 的原边绕组, 有 $i_s = i_{Lm2} + i_{p2} = i_{Lm2} + i_{D2}$, i_{D1} 和 i_{D2} 的开关周期平均值即两路输出电流的平均值, 若 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 存在偏差, 则两路输出电流也将产生偏差, 它们可以由 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 表示, 如式(4.4)所示。

$$I_{LED1} - I_{LED2} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} (i_{D1} - i_{D2}) dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} [(i_s - i_{Lm1}) - (i_s - i_{Lm2})] dt = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} (i_{Lm2} - i_{Lm1}) dt \quad (4.4)$$

若两路输出电压及负载完全相同, 则在电路的各个工作模式中, 均有 $i_{Lm1} = i_{Lm2}$, 两路输出电流也相同。当两路输出电压或两变压器的励磁电感不等时 (仍然假设 $V_{o1}/L_{m1} < V_{o2}/L_{m2}$), 模式 2 中 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 变化斜率不同, i_{Lm1} 变化较慢而 i_{Lm2} 变化较快。若在 t_1 时刻, $i_{Lm1}(t_1)$ 与 $i_{Lm2}(t_1)$ 相等, 则模式 2 中 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 变化斜率不同会导致第二路输出电流小于第一路输出电流。若在 t_1 时刻, $i_{Lm1}(t_1)$ 大于 $i_{Lm2}(t_1)$, 如图 4.11 (a) 所示, 则 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 的积分阴影部分可以互相抵消, 由于模式 2 中 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 变化斜率不同带来的输出电流偏差将减小。反之, 若在 t_1 时刻, $i_{Lm1}(t_1)$ 小于 $i_{Lm2}(t_1)$, 如图 4.11 (b) 所示, 则由于 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 变化斜率不同带来的输出电流偏差将进一步增大。因此, 为达到图 4.11 (a) 中输出电流偏差减小的效果, 应通过模式 1 中 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 的振荡, 使得 t_1 时刻 $i_{Lm1}(t_1)$ 大于 $i_{Lm2}(t_1)$ 。图 4.11 中所示情况为 i_{Lm1} 与 i_{Lm2} 在模式 2 中斜率相差较大, 因此在 t_2 时刻 $i_{Lm1}(t_2)$ 与 $i_{Lm2}(t_2)$ 的值也相差较大, 准谐振过程结束时, L_{m1} 仍然未参与谐振的情况, 因此电路工作过程中仅包含了三个模式, 模式 4 不再存在。若 i_{Lm1} 与 i_{Lm2} 在模式 2 中斜率相差不大, 则电路的工作过程包含四个模式, 但分析过程类似, 分析结果一致, 此处不再赘述。当 $V_{o1}/L_{m1} > V_{o2}/L_{m2}$ 时, 由于电路的对称性, i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在 t_1 时刻的大小关系也应相反。

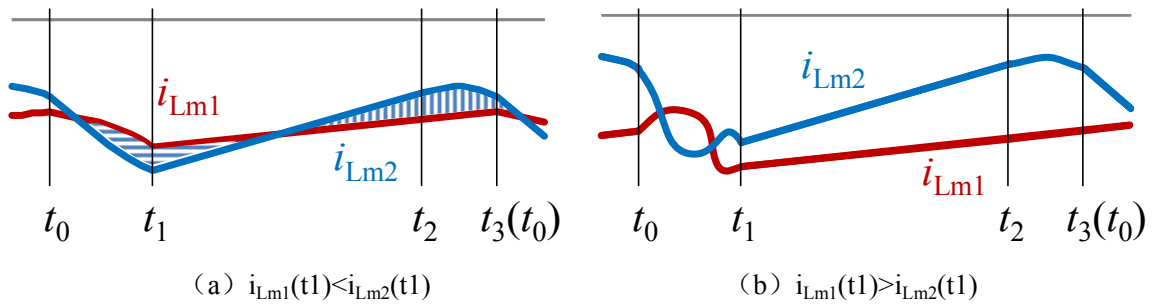


图 4.11 通过励磁电流振荡减小输出电流偏差示意图

前文的分析表明，可以通过改变并联在整流二极管的电容，控制 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在模式 1 内的谐振过程，影响输出电流的偏差。下面将计算该电容对于输出电流偏差的影响。

先不考虑二极管寄生电容的作用，电路在模式 1 中的等效电路如图 4.12 所示。图 4.12 中此时 L_{m1} 与 L_{m2} 直接串联，因此在 t_1 时刻 i_{Lm1} 与 i_{Lm2} 相等， i_{Lm1} 与 i_{Lm2} 的波形如图 4.13 所示。（与前文类似，图 4.12 中所示为两路输出电压相差较大，电路工作过程仅包含三个工作模态的情况。）这种情况下，两路输出的电流偏差完全由 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在模式 2 及模式 3 中的差引起。

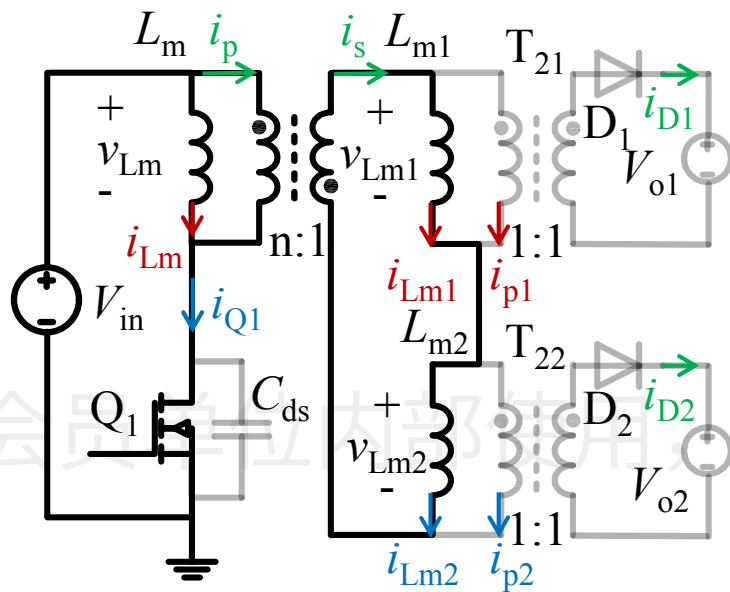


图 4.12 不考虑二极管寄生电容时模式 1 等效电路

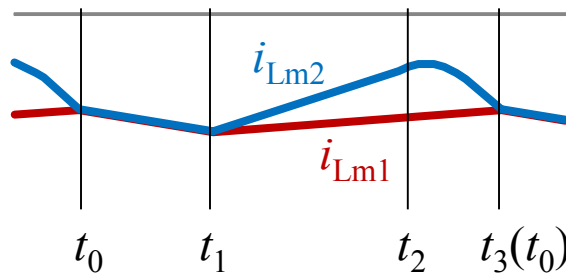


图 4.13 不考虑二极管寄生电容时 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 波形

在不考虑二极管寄生电容与励磁电感的谐振时，可以计算得出两路输出电流的偏差。此时两路输出电流的偏差主要受到两路输出电压之差的影响，图 4.14 (a) 为可能的两路输出电压偏差的最大值相对于两路输出电压之和的变化曲线，图 4.14 (b) 为后级变压器励磁电感在两不同数值时，可能的两路输出电流偏差相对于两路输出电压之和的变化曲

线。从图中可以看出,可能的输出电压的偏差在 $(V_{o1}+V_{o2})/2V_{omax}=0.75$ 时有最大值,对应于一路输出电压为 V_{omax} , 另一路输出电压为 V_{omin} 的情况。(定义驱动器的每路最大输出电压为 V_{omax} , 最小输出电压为 V_{omin} , 且该驱动器 $V_{omax}=2V_{omin}$ 。)而输出电流偏差与输出电压偏差有相同的变化趋势,同样在 $V_{o1}+V_{o2}=1.5V_{omax}$ 时有最大值。

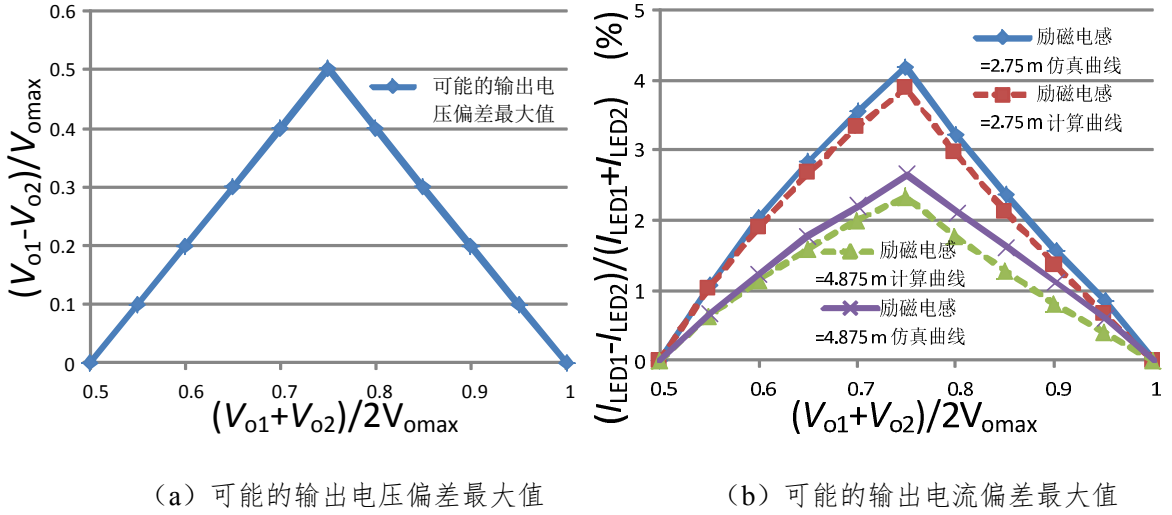


图 4.14 输出电流偏差随输出电压之和的变化曲线

如前文所述,二极管寄生电容与后级变压器励磁电感之间的振荡会影响输出电流的偏差,本文希望通过该振荡达到图 4.11 (a) 中所示效果,减小输出电流间的偏差。图 4.14 中找到了不考虑该谐振时,输出电流偏差的极值点,因此可以利用二极管寄生电容与后级变压器励磁电感之间的振荡减小输出电流偏差的优化设计,即针对该点使得输出电流偏差的极值尽量减小,同时在整个输出范围内尽量减小两路输出电流的偏差。

式(4.4)为输出电流偏差的表达式,为了通过该式求得输出电流的偏差,需要求解各个模态的时间以及两后级变压器励磁电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在各个模态内的解析式,以下 4.3.1 和 4.3.2 两小节将对两者分别求解。

4.3.1 电路各工作模态时间推导

t_1-t_0 、 t_2-t_1 、 t_3-t_2 、 t_4-t_3 四个模态的时间主要受到电路输出功率的影响。由于后级变压器励磁电感阻抗远大于负载 LED 等效阻抗,励磁电流对负载电流的影响很小,因此在负载电压不同及两后级变压器励磁电感不等时,可认为两路 LED 负载电流近似相等。在计算各模态时间时,将两路负载等效为一,其输出电压为 V_{o12} , 对应后级变压器励磁电

感为 L_{m12} ，他们满足式(4.5)。近似后电路的输出功率几乎不变，各模态的时间变化也很小^[66, 68]。

$$\begin{cases} V_{o12} = V_{o1} + V_{o2} \\ L_{m12} = L_{m1} + L_{m2} \end{cases} \quad (4.5)$$

近似后，各模态时间记为 $t_1'-t_0'$ 、 $t_2'-t_1'$ 、 $t_3'-t_2'$ 、 $t_4'-t_3'$ 。等效为一路后，模态 3 不再存在， $t_3'-t_2'=0$ 。假定开关管恰好在 v_{ds} 谷底开通，则 $t_4'-t_3'$ 为 C_{ds} 与 L_m 、 L_{m12} 谐振周期的一半，根据流过整流二极管的平均电流等于输出电流以及励磁电感 L_m 伏秒平衡，可得方程组(4.6)，近似求解出各模态时间。

$$\begin{cases} t_4' - t_3' = \pi \sqrt{[(n^2 L_{m12}) \parallel L_m] C_{ds}} \\ t_3' - t_2' = 0 \\ \frac{1}{t_4' - t_0'} \frac{[i_s(t_1) - i_{Lm}(t_1)](t_2' - t_1')}{2} = I_{LED} \\ V_m(t_1' - t_0') = n V_{o12}(t_2' - t_1') \end{cases} \quad (4.6)$$

当输出电压不同或后级变压器励磁电感不等时，由于近似过程对电路的输出功率影响很小，可认为模态 1 时间 t_1-t_0 和模态 2 时间 t_2-t_1 不受近似过程影响；而 t_3-t_2 为准谐振过程，由于谐振电路与近似前不同， t_3-t_2 不再满足式(4.6)。与前述模态分析相同，仍假设 $V_{o1}/L_{m1} < V_{o2}/L_{m2}$ 。由于输出电流偏差优化过程基于输出电流偏差的最大点，此时两路输出电压的偏差最大， V_{o1}/L_{m1} 与 V_{o2}/L_{m2} 相差也最大。模态 3 和模态 4 共同构成了变流器的准谐振过程，当 V_{o1}/L_{m1} 与 V_{o2}/L_{m2} 相差很大时，电路的准谐振过程以模态 3 为主，模态 4 所占比例很小或不再存在，因此计算各模态时间时，准谐振阶段仅考虑模态 3，各个模态的时间可按照式(4.7)进行修正。此外，由于准谐振的时间相对于开关周期很短，即使输出电流偏差较小时，准谐振的频率发生变化，按照式(4.7)进行近似，计算结果仍能保持较高的准确性。

$$\begin{cases} t_1 - t_0 = t_1' - t_0' \\ t_2 - t_1 = t_2' - t_1' \\ t_3 - t_2 = \pi \sqrt{[(n^2 L_{m2}) \parallel L_m] C_{ds}} \\ t_4 - t_3 = 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

4.3.2 后级变压器励磁电流解析式推导

与电路各工作模态时间推导相同，由于输出电流偏差优化过程基于输出电流偏差的最大点，此时模态 4 所占比例很小或不再存在，因此计算后级变压器励磁电流解析式时将模态 4 忽略。

电路工作于模态 1 时， L_m 被输入电压箝位，等效谐振电路可简化为图 4.15。参与振荡的元件包括 L_{m1} 、 L_{m2} 、 C_{D1} 以及 C_{D2} ，源包括 V_{in} 、 V_{o1} 、 V_{o2} ，此外， L_{m1} 和 L_{m2} 具有初始电流， C_{D1} 和 C_{D2} 具有初始电压。假定开关管恰好在谷底开通，根据模态 3 可得， C_{D1} 和 C_{D2} 的初始电压。根据图 4.15 以及电感和电容的初始状态，可以得到 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在模态 1 的变化方程，如式(4.8)所示。

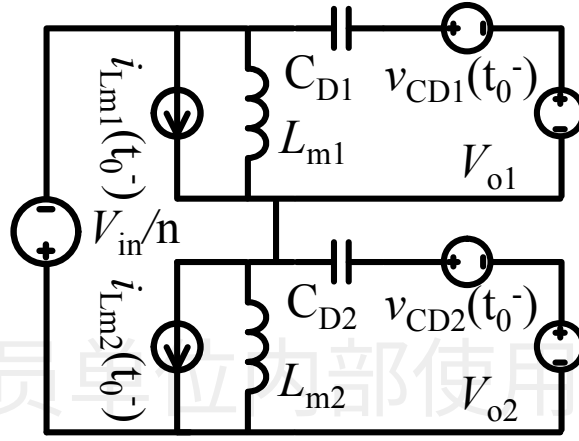


图 4.15 模态 1 等效谐振电路

$$\left\{ \begin{aligned} i_{Lm1}(s) &= \frac{i_{Lm1}(t_0^-)}{s} + \frac{\frac{V_{in}}{n}}{Z_1(s)} \frac{1}{L_{m1}s + \frac{1}{C_{D1}s}} + \frac{i_{Lm1}(t_0^-) - i_{Lm2}(t_0^-)}{s} \left(\frac{1}{C_{D1}s} \parallel \frac{1}{C_{D2}s} \right) \frac{L_{m2}s}{L_{m1}s + L_{m2}s} \\ &\quad + \frac{-(v_{CD1}C_{D1} - v_{CD2}C_{D2}) \left(\frac{1}{C_{D1}s} \parallel \frac{1}{C_{D2}s} \right)}{Z_2(s)} \frac{L_{m2}s}{L_{m1}s + L_{m2}s} \\ i_{Lm2}(s) &= \frac{i_{Lm2}(t_0^-)}{s} + \frac{\frac{V_{in}}{n}}{Z_1(s)} \frac{1}{L_{m2}s + \frac{1}{C_{D2}s}} + \frac{-i_{Lm1}(t_0^-) + i_{Lm2}(t_0^-)}{s} \left(\frac{1}{C_{D1}s} \parallel \frac{1}{C_{D2}s} \right) \frac{L_{m1}s}{L_{m1}s + L_{m2}s} \\ &\quad + \frac{(v_{CD1}C_{D1} - v_{CD2}C_{D2}) \left(\frac{1}{C_{D1}s} \parallel \frac{1}{C_{D2}s} \right)}{Z_2(s)} \frac{L_{m1}s}{L_{m1}s + L_{m2}s} \end{aligned} \right. \quad (4.8)$$

其中， $Z_1(s) = L_{m1}s \parallel \frac{1}{C_{D1}s} + L_{m2}s \parallel \frac{1}{C_{D2}s}$ ， $Z_2(s) = L_{m1}s \parallel L_{m2}s + \frac{1}{C_{D1}s} \parallel \frac{1}{C_{D2}s}$ 。

电路工作于模态 2 时，等效电路可简化为图 4.16， L_{m1} 和 L_{m2} 被输出电压箝位， i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 变化的斜率分别为 V_{o1}/L_{m1} 和 V_{o2}/L_{m2} ，根据图 4.16 可以得到 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在模态 2 的变化方程，如式(4.9)所示。

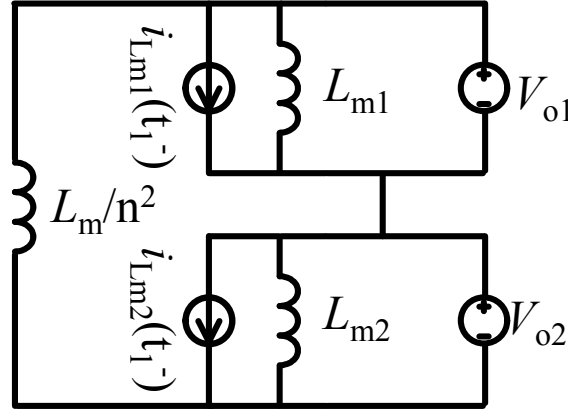


图 4.16 模态 2 简化电路

$$\begin{cases} i_{Lm1}(s) = \frac{i_{Lm1}(t_1^-)}{s} + \frac{V_{o1}/s}{L_{m1}s} \\ i_{Lm2}(s) = \frac{i_{Lm2}(t_1^-)}{s} + \frac{V_{o2}/s}{L_{m2}s} \end{cases} \quad (4.9)$$

电路工作于模态 3 时， L_{m1} 仍被输出电压箝位， i_{Lm1} 变化的斜率为 V_{o1}/L_{m1} 。该模态等效谐振电路可简化为图 4.17，参与准谐振过程的元件包括 L_m 、 L_{m2} 以及 C_{D2} ，参与准谐振过程的源包括 V_{in} 、 V_{o1} 、 V_{o2} 。 i_{Lm} 等于 i_{Lm2} 时电路开始准谐振过程，根据叠加原理， L_m 和 L_{m2} 的初始电流对谐振的影响可以互相抵消， C_{D2} 初始电压为 0。根据图 4.17 以及电感和电容的初始状态，可以得到 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 在模态 3 的变化方程，如式(4.10)所示。

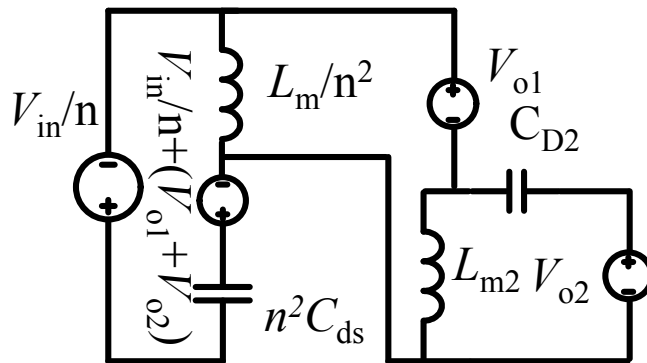


图 4.17 模态 3 等效谐振电路

$$\begin{cases} i_{Lm1}(s) = \frac{i_{Lm1}(t_2^-)}{s} + \frac{V_{o1}/s}{L_{m1}s} \\ i_{Lm2}(s) = \frac{i_{Lm2}(t_2^-)}{s} - \frac{V_{o1}+V_{o2}}{s} \frac{\frac{L_m}{n^2}s \parallel \frac{1}{C_{D2}s}}{Z_1(s) \frac{L_m}{n^2}s \parallel \frac{1}{C_{D2}s} + L_{m2}s} + \frac{-V_{o1}}{Z_2(s)} \frac{\frac{1}{C_{D2}s}}{L_{m2}s + \frac{1}{C_{D2}s}} \\ + \frac{V_{o2}}{Z_3(s)} \frac{\frac{L_m}{n^2}s \parallel \frac{1}{C_{ds}s}}{\frac{L_m}{n^2}s \parallel \frac{1}{C_{ds}s} + \frac{1}{C_{D2}s}} \end{cases} \quad (4.10)$$

其中， $Z_1(s) = \frac{L_ms}{n^2} \parallel L_{m2}s \parallel \frac{1}{C_{D2}s} + \frac{1}{n^2 C_{ds}s}$ ， $Z_2(s) = L_ms \parallel \frac{1}{n^2 C_{ds}s} + L_{m2}s \parallel \frac{n^2}{C_{D2}s}$ ， $Z_3(s) = L_ms \parallel L_{m2}s \parallel \frac{1}{n^2 C_{ds}s} + \frac{1}{C_{D2}s}$ 。

式(4.8)、(4.9)和(4.10)联立，并利用电路的初始值条件，可以解出 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在各个模态内的变化方程。

4.3.3 电容电荷补偿减小输出电流偏差限制条件

前文中求出了各个工作模态的时间和后级变压器励磁电感电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 在各个模态内的变化方程，由此可以计算得到二极管两端电容不同时，两路输出电流偏差与相对于并联电容容量的变化曲线，如图 4.18 所示。图中横坐标为二极管两端并联的电容容量大小，纵坐标为输出电流的偏差。图中的蓝色虚线为二极管两端无电容时两路输出电流的偏差，当红色实线高于蓝色虚线时，代表并联电容后，输出电流的偏差反而大于无电容时的输出电流偏差，即图 4.11 (b) 所示的情况。图中的计算过程除并联在整流二极管两端的电容容量为变量外，其它参数均参照表 4.1 中的实验样机参数。

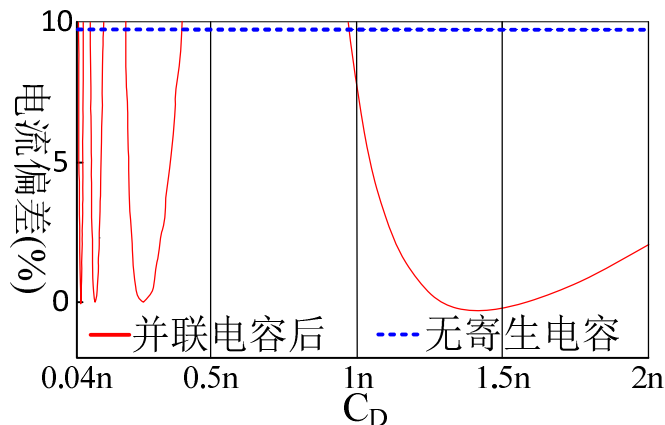


图 4.18 并联电容容量大小对输出电流偏差的影响

从图中可以看出,当二极管两端并联的电容容量较小时,输出电流的偏差随着容量的变化改变十分剧烈,因此在实际的使用过程中,通常在二极管两端并联容量较大的电容实现输出电流偏差的优化设计。这主要出于以下三个方面因素的考虑:

第一,如果并联的电容容量较小,则电容的离散性将对电路的均流性能产生显著影响,微小的容量偏差会带来很大的输出电流偏差。

第二,二极管本身存在的寄生电容将与外并在二极管两端的电容共同作用,影响输出电流的偏差,而二极管的寄生电容容量会随着电路工作状态的变化而变化,当外并的电容容量较小时,变化的寄生二极管电容容量会影响电路的均流性能。

第三,图 4.18 所示为一路输出电压为 V_{omax} ,另一路输出电压为 V_{omin} 时,电路的输出电流偏差随容量变化的关系曲线。当电路的输出状况不同时,电路处于模式 1 的时间也将发生变化,并联的容量较小可能会使电路在其它输出状况时的输出电流偏差变大。

综上所述,在实际电路中,通常会在二极管两端并联容量较大的电容,使得电路的全部输出范围内,在二极管两端并联电容均能起到减小电路输出电流偏差的作用。

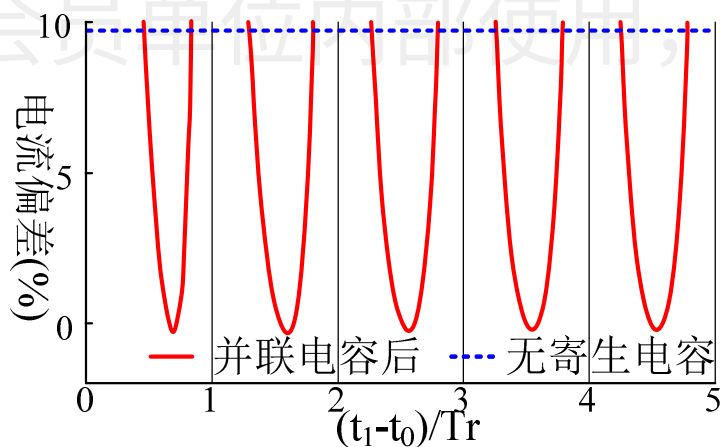


图 4.19 模式 1 时间与谐振周期比值对输出电流偏差的影响

图 4.19 为模式 1 时间与二极管两端并联电容和后级变压器励磁电感振荡周期比值对输出电流偏差的影响。图 4.19 表明,当并联电容后使得模式 1 的时间与模式 1 中谐振周期的比例在 $n+0.5$ ($n=0,1,2,\dots$) 左右时,输出电流偏差较小。与图 4.18 一致,若二极管两端并联的电容容量较小,则电容与后级变压器励磁电感振荡的周期也较小。当电路的输出条件变化时,模式 1 的时间将发生变化,较小的振荡周期会使得电路工作状态变化时模式 1 的时间与谐振周期变化很大,在其它输出状况下可能无法起到减小电路的输出

电流偏差的作用。由于在计算电路各工作模态时间时，并没有考虑电路的损耗等因素，因此计算得到的电路在模态 1 内的工作时间与实际电路相比存在一定的偏差，由于图 4.19 为相对计算结果，此时可以根据图 4.19，对二极管两端所并联的电容量进行调整，以达到优化电路输出电流偏差的目的。

4.4 实验结果

为验证理论分析，制作了两路输出的两级变压器准谐振反激 LED 驱动器样机，输入电压为 400V，每路输出电压为 35-70V，输出电流为每路 700mA。样机具体实验参数如表 4.1 所示。

表 4.1 样机主要参数

前级变压器匝比	47:32	后级变压器匝比	1:1
整流二极管并联电容	1.77 nF	L_m	1310 μ H
		L_{m1}	1176 μ H
		L_{m2}	1174 μ H

为验证电路的均流能力，两路输出分别串联不同数目的 LED 模拟输出电压不等时的情况。图 4.20 中， V_{o1} =35.04V, V_{o2} =70.0V， I_{LED1} =665mA， I_{LED2} =671mA。虽然两路输出电压相差很大，但两路输出电流的偏差很小。

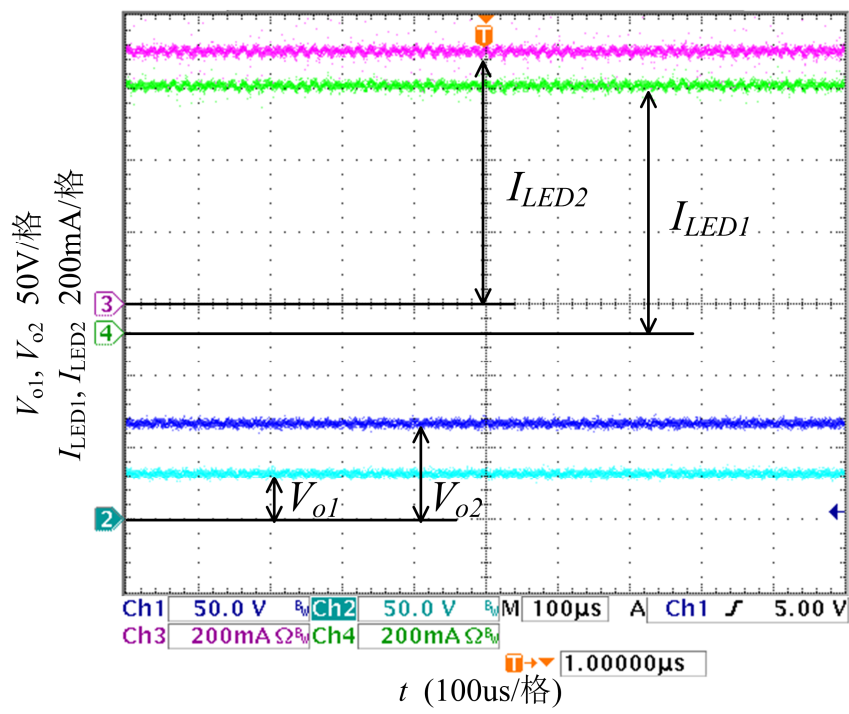


图 4.20 两路 LED 输出电压及输出电流波形

图 4.21 为原边开关管栅极驱动波形及漏源级电压波形，图中开关管在 v_{ds} 谷底开通。此时 $V_{o1}=70.0V$, $I_{LED1}=0.666A$, $V_{o2}=70.0V$, $I_{LED2}=0.668A$ 。

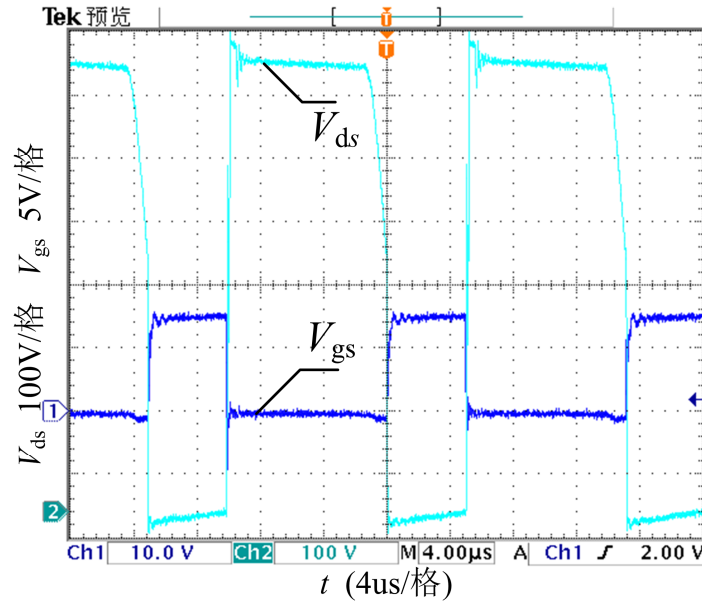


图 4.21 原边开关管 Q1 的栅极和源漏极电压波形

图 4.22 和图 4.23 分别为 $V_{o1}=35.04V$, $I_{LED1}=0.665A$, $V_{o2}=70.0V$, $I_{LED2}=0.671A$ 时，流过两整流二极管的电流 i_{D1} 、 i_{D2} 和后级变压器两端电压 v_{Lm1} 、 v_{Lm2} 波形。从图 4.22 中可以看出，虽然此时 V_{o1}/L_{m1} 与 V_{o2}/L_{m2} 相差很大导致 i_{D1} 、 i_{D2} 在二极管开通时变化斜率相差也很大，但由于谐振的补偿作用，在二极管开通 i_{D1} 时小于 i_{D2} ，减小了由于变化斜率不同带来的输出电流偏差。图 4.23 中可以看到，此时模式 1 的时间 t_1-t_0 略大于二极管两端并联电容与后级变压器励磁电感谐振周期的一半。

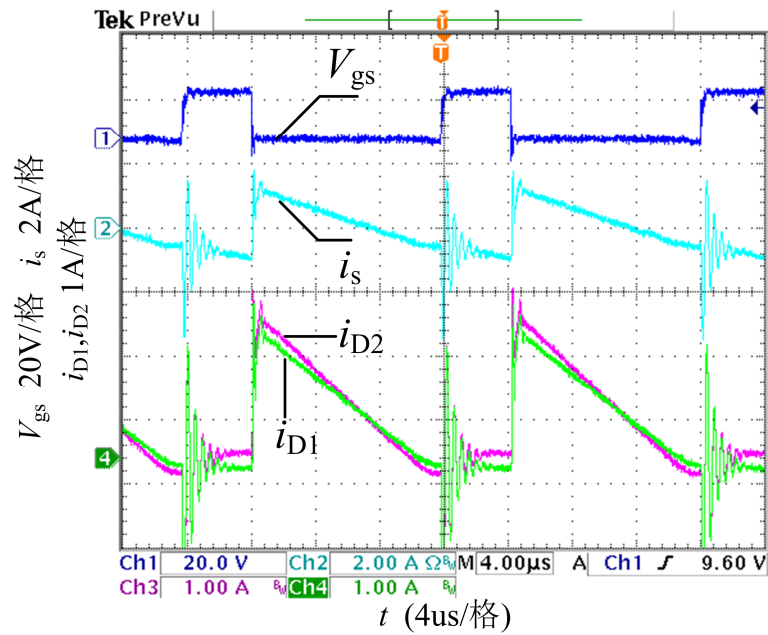


图 4.22 整流二极管电流波形

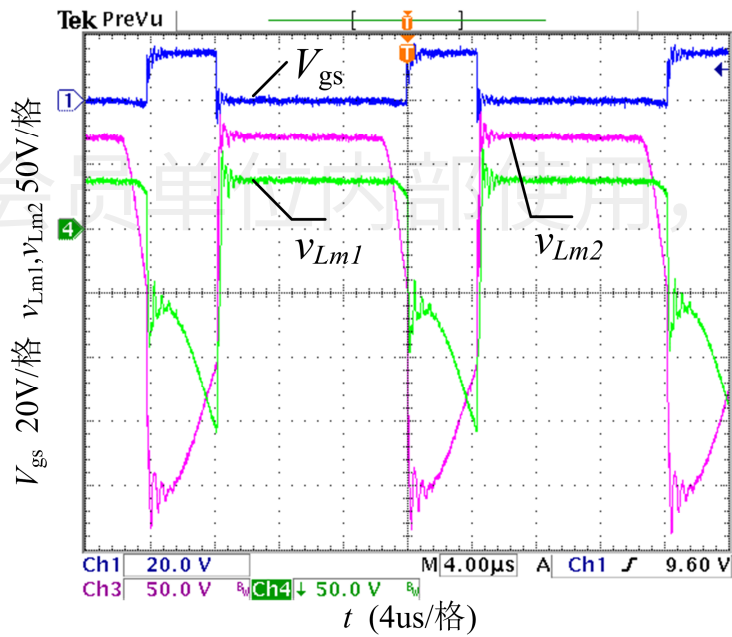


图 4.23 后级变压器原边电压波形

表 4.2 和表 4.3 分别为采用本文的输出电流偏差优化设计方法和未采用本文的输出电流偏差优化设计方法时，一些特定情况下驱动器的输出电压和输出电流。未在二极管两端并联电容时，电容本身的寄生二极管也会对输出电流的偏差产生影响。通过对比，本文所提出的利用电容谐振进行电荷补偿的优化设计方法能够有效地减小两路输出电流之间的偏差，验证了理论分析的正确性。表中 $\Delta I = (I_{LED1} - I_{LED2}) / (I_{LED1} + I_{LED2})$ 。

表 4.2 优化设计后特定情况下驱动器的输出电压及输出电流情况

V_{o1}/V	V_{o2}/V	I_{LED1}/A	I_{LED2}/A	$\Delta I/\%$
35.04	35.14	0.663	0.675	-0.90
35.04	42.2	0.664	0.674	-0.75
35.04	49.1	0.664	0.673	-0.67
35.04	56.1	0.664	0.673	-0.67
35.04	63.1	0.665	0.672	-0.52
35.04	70.0	0.665	0.671	-0.45
41.9	70.0	0.666	0.670	-0.30
48.9	70.0	0.666	0.669	-0.22
56.0	70.0	0.666	0.668	-0.15
63.0	70.0	0.667	0.668	-0.07
70.0	70.0	0.666	0.668	-0.15

表 4.3 优化设计前特定情况下驱动器的输出电压及输出电流情况

V_{o1}/V	V_{o2}/V	I_{LED1}/A	I_{LED2}/A	$\Delta I/\%$
35.44	35.33	0.652	0.684	-2.40
35.40	42.2	0.655	0.681	-1.95
35.41	49.2	0.658	0.678	-1.50
35.42	56.2	0.663	0.672	-0.67
35.42	63.2	0.669	0.666	0.22
35.43	70.2	0.677	0.658	1.42
42.3	70.2	0.671	0.663	0.60
49.3	70.2	0.672	0.661	0.83
56.3	70.2	0.677	0.656	1.58
63.3	70.2	0.68	0.653	2.03
70.3	70.2	0.685	0.647	2.85

本驱动器采样输出电流进行反馈，当输出电压变化时输出功率随之改变。图 4.24 为输出功率变化时样机效率曲线。满载时电路的工作效率为 92.3%。

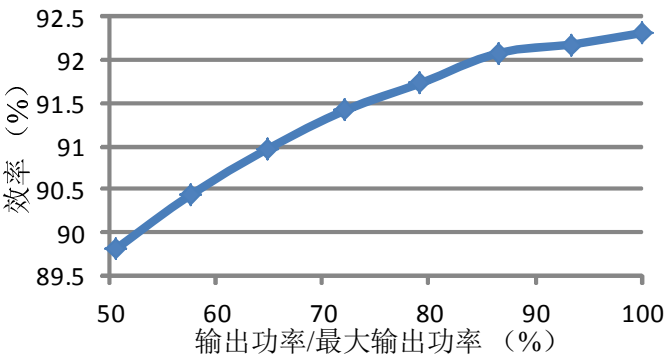


图 4.24 两路输出样机效率曲线

此外，还制作了一台三路输出的两级变压器准谐振反激 LED 驱动器样机，每路输出电压为 23.3-46.6V，输出电流为 700mA。样机具体实验参数如表 4.4 所示。

表 4.4 样机主要参数

输入电压		输出电压		输出电流	
400V		23.3-46.6V		700mA	
前级变压器匝比		后级变压器匝比		整流二极管并联电容	
47:32		1:1		2.2nF	
Lm	Lm1		Lm2		Lm3
1310 μ H	882 μ H		847 μ H		818 μ H

为验证电路的均流能力，三路输出串联不同数目的 LED 模拟输出电压不等时的情况。图 4.25 中， V_{o1} =22.0V， V_{o2} =31.8V， V_{o3} =41.9V， I_{LED1} =655mA， I_{LED2} =649mA， I_{LED3} =660mA。

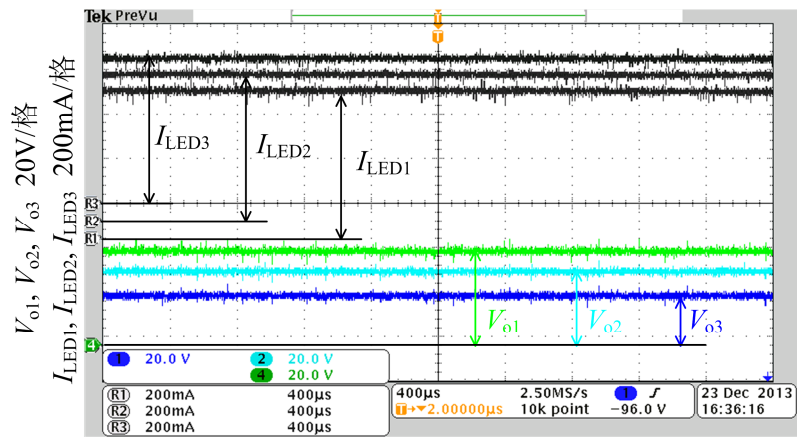


图 4.25 三路 LED 输出电压及输出电流波形

表 4.5 和表 4.6 分别为采用本文的输出电流偏差优化设计方法和未采用本文的输出电流偏差优化设计方法时，一些特定情况下电路的输出电压和输出电流。表中各路输出电流偏差为各路电流与输出平均电流之差占输出平均电流的比例，如式(4.11)所示。

$$\Delta I_{LEDi} = \frac{I_{LEDi} - (I_{LED1} + I_{LED2} + I_{LED3}) / 3}{(I_{LED1} + I_{LED2} + I_{LED3}) / 3} \quad i = 1, 2, 3$$

(4.11)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

表 4.5 优化设计后特定情况下驱动器的输出电压及输出电流情况

V _{o1}	V _{o2}	V _{o3}	I _{LED1}	I _{LED1}	I _{LED2}	I _{LED2}	I _{LED3}	I _{LED3}
/V	/V	/V	/A	偏差/%	/A	偏差/%	/A	偏差/%
23.3	35.1	46.2	0.665	1.58	0.662	1.12	0.637	-2.70
23.3	46.0	35.3	0.668	1.98	0.635	-3.05	0.662	1.07
35.3	23.2	46.2	0.659	0.61	0.669	2.14	0.637	-2.75
35.3	46.0	23.4	0.664	1.37	0.638	-2.60	0.663	1.22
46.2	23.2	35.3	0.646	-1.42	0.667	1.78	0.653	-0.36
46.2	35.1	23.4	0.648	-1.12	0.659	0.56	0.659	0.56

表 4.6 优化设计前特定情况下驱动器的输出电压及输出电流情况

V_{o1}	V_{o2}	V_{o3}	I_{LED1}	I_{LED1}	I_{LED2}	I_{LED2}	I_{LED3}	I_{LED3}
/V	/V	/V	/A	偏差/%	/A	偏差/%	/A	偏差/%
23.3	35.2	46.2	0.693	5.75	0.632	-0.04	0.641	-2.19
23.3	46.1	35.3	0.709	8.08	0.593	-0.10	0.666	1.52
35.3	23.3	46.2	0.652	-0.51	0.708	0.08	0.606	-7.53
23.3	46.1	23.3	0.684	4.27	0.602	-0.08	0.682	3.96
46.2	23.3	35.2	0.624	-4.93	0.702	0.07	0.643	-2.03
46.1	35.2	23.3	0.627	-4.57	0.674	0.03	0.670	1.98

4.5 本章小结

在中小功率 LED 照明场合，针对单端型拓扑的限制，本文提出了变压器串-级联的均流方法，既能够实现精确均流，也回避了使用均流变压器电气连接复杂和使用矩阵变压器无法实现精确均流及准谐振控制实现困难的不足。变压器串-级联均流拓扑中，仅一级变压器需要满足安规绝缘的要求，进一步降低了电路的生产成本。该拓扑中，前级变压器实现功率的传递，后级各个变压器的原边绕组互相串联实现多路输出的均流。文中详细分析了变压器串-级联拓扑应用于反激变流器的各个工作模态。

针对后级变压器励磁电感电流影响输出均流精度的问题，本文提出在整流二极管两端并联电容，利用该电容与后级变压器励磁电感的谐振对输出电流进行电荷补偿实现精确均流的方法。文中给出了两路输出反激变流器进行电容电荷补偿实现精确均流时所需电容容量的定量计算方法。实验结果验证了理论分析的正确性。

第五章 总结与展望

5.1 本文工作总结

LED 模块的串并联组合是 LED 模块使用时最为常见的连接方式。由于 LED 本身的伏安特性,直接将 LED 模块并联会导致各模块中很大的电流偏差,因此 LED 模块在串并联使用时要求 LED 驱动器具有多路输出均流能力。根据 LED 驱动器的供电母线类型,本文将现有的均流技术分为直流母线和交流母线两类,比较了现有的各种均流方法。由于交流母线配合无源元件实现均流的方法能够兼顾均流精度、成本、损耗等多项技术指标,已经成为了目前的研究热点。本文在归纳和比较的基础上,针对大功率和中小功率的 LED 照明场合,研究和探讨了新颖的多输出无源精确均流拓扑,研究内容和创新点包括以下几个方面:

➤ 针对大功率多输出 LED 驱动器,本文基于隔直电容充、放电电荷平衡原理,提出了电容电荷直接交换的均流方法,构建了最少均流电容器的多路输出整流拓扑。

基于电容充放电电荷平衡原理实现多路输出均流的方法均流精度好、成本低、可靠性高,但一个电容器的充放电平衡只能实现两路输出的精确均流。利用电容充放电电荷平衡原理的均流方法扩展到更多路输出时,还需借助电容间的电荷交换。本文提出了一种基于隔直电容的充放电电荷平衡原理和电容电荷直接交换的均流方法,利用该方法构建了均流电容器数量最少的多路输出均流拓扑。该拓扑具有均流精度高、成本低、可靠性高等优点。该拓扑中,隔直电容在一个开关周期的正负半周内分别与相邻两串 LED 串联,实现这两串 LED 间的均流,同时隔直电容在正负半周还分别与相邻的两个隔直电容串联,实现电容电荷的直接交换,使得驱动器各路负载间能够精确均流。文中通过将隔直电容等效为虚拟的电压源,弥补了各路输出的电压差,并使各变压器副边绕组可等效为独立输出。由于副边绕组匝数相同,从而多路输出等效为单路,简化了主电路设计方法。文中对上述理论和方法进行了实验验证,制作了基于 LLC 谐振拓扑的四路输出 LED 驱动器样机,实现了四路输出的精确均流。

➤ 结合 LLC 谐振拓扑,将隔直电容与谐振电容复用,提出了 LLCC 四元件谐振电路,减小了隔直电容所需容量和 LED 驱动器体积,降低了 LED 驱动器生产成

本。基于 LLCC 谐振变流器，配合不对称 PWM 控制策略，解决了原有 PFM 控制电路轻载效率下降的问题，拓展了变流器的输出电压和输出电流范围。

在原边采用 LLC 拓扑、副边采用最少均流电容器多输出整流拓扑的基础上，将隔直电容作为新增加的谐振元件，与原有的三元件 LLC 谐振腔串联，形成了四元件 LLCC 谐振腔。这可以减小隔直电容所需容量，降低 LED 驱动器的体积和成本。LLCC 谐振拓扑中，副边整流结构在电容容量减少后，仍可采用前文的简化设计方法，对多路输出进行等效，从而得到电路的直流增益，指导主电路的设计。

由于 LLCC 谐振拓扑中位于副边的电容能够消除励磁电感电流的直流分量，本文在 LLCC 谐振拓扑中运用了不对称 PWM 控制策略，简化了变流器控制，解决了传统的变频控制谐振变流器在电路负载变轻尤其是输出电压下降时开关频率升高的问题。采用不对称 PWM 控制的 LLCC 谐振变流器提高了轻载时电路的变换效率，拓展了变流器的输出电压和输出电流变化范围。本文分别制作了脉冲频率调制（PFM）控制的四路输出 LLCC 谐振变流器和不对称 PWM 控制的两路输出 LLCC 谐振变流器样机，验证了理论分析结果。

➤ 针对中小功率多路输出 LED 驱动器中单端型拓扑的限制条件，提出了变压器串-级联均流拓扑；同时通过在二极管两端并联电容进行电荷补偿，实现多路输出的精确均流。

考虑均流精度和成本等因素，将变压器串-级联均流拓扑应用于反激变流器。该拓扑中前级变压器实现能量的传递，多个后级变压器的原边绕组串联，利用矩阵变压器的原理实现多路输出的均流。反激变压器串-级联均流拓扑解决了矩阵变压器应用于反激变流器时输出电流偏差大以及准谐振控制实现复杂的问题，也避免了采用均流变压器时副边复杂的电气连接。为解决后级变压器励磁电感电流偏差带来输出电流精度下降的问题，本文提出了在整流二极管两端并联电容，依靠该电容与后级变压器励磁电感的谐振进行电荷补偿，减小输出电流的偏差，实现各路输出间的精确均流的方法。文中详细分析了该方法中电容的选取原则，根据该原则制作了两路输出及三路输出样机，验证了该方法的有效性。

5.2 后续研究展望

本文中针对大功率 LED 照明场合和中小功率 LED 照明场合, 分别提出了基于隔直电容充、放电电荷平衡原理及电容电荷直接交换的均流方法和利用电容谐振进行电荷补偿的变压器串-级联均流方法, 基于这两种均流方法, 还有许多值得探讨的问题:

本文中基于隔直电容充、放电电荷平衡原理及电容电荷直接交换的均流方法构建的最少均流电容器的多路输出整流拓扑, 在精确均流时对于各路输出电压有一定的限制条件。输出路数较少时, 该限制条件远远超过 LED 模块压降的偏差。输出路数很多时, 该限制条件更为严格, 实际使用过程中可以对 LED 模块与输出端口进行匹配解决该问题。通过对均流条件的分析, 当第一路输出电压很大时, 能够满足所有的均流条件, 因此可以通过增加辅助电路, 提高第一路的输出电压或者改进电路的拓扑结构, 改善电路的均流条件, 在更多路输出的情况下, 降低用户的使用难度。

无论是脉冲频率调制 (PFM) 控制的 LLCC 谐振变流器还是 PWM 控制的 LLCC 谐振变流器, 其负载均由整流二极管、输出电容和 LED 负载构成, 这是一个典型的非线性系统, 因此在求解电路直流增益的过程中必须对电路进行近似。本文首先推导了电路的准确直流增益, 并运用基波等效方法近似计算, 而基波等效在整个开关频率变化范围或占空比变化范围内会产生一定的偏差从而影响直流增益的计算精度。本文考虑了除基波外高次谐波传递能量对电路直流增益的影响, 较基波等效的计算结果更为准确。计算过程中将高次谐波的交流等效电阻也按照基波的交流等效电阻计算, 这会引入一定的计算误差。后续研究工作中, 可以通过对非线性系统更准确的建模, 运用本文提出的电路直流增益计算方法, 获得更为精确的计算结果。

在变压器串-级联拓扑中, 由于变压器绕组寄生电阻的作用, 后级变压器励磁电流具有直流偏置。本文通过在整流二极管两端并联电容进行电荷补偿提高均流精度的方法, 减小所需的励磁电感量, 缓解直流偏置对变压器设计的不利影响。此外也可以在前级变压器和后级变压器构成的环路中增加二极管消除此直流偏置, 但增加的二极管会带来额外的损耗。本文对两种实验结果进行了比较, 增加二极管所带来的损耗较并联电容引起的损耗更为明显。后续研究工作中, 希望通过对串-级联拓扑的改进, 找到更为巧妙地消除直流偏置的方法, 进一步优化后级变压器的设计, 降低 LED 驱动器的成本。

此外，仍有其它的均流方案可以实现多路输出间的均流，希望将目前的各种均流方案进行进一步梳理，从更高的角度将其分类和归纳，总结出具有普适性的均流原理及拓展方法，并利用这种方法推演得到更多多路输出精确均流的方法和拓扑结构。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] 路秋生. SSL照明技术与进展. 电源学报, 2011(01):99-106.
- [2] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. LED驱动电路设计实例. 电子工业出版社, 2008
- [3] 周志敏, 纪爱华. LED照明技术与工程应用. 中国电力出版社, 2010
- [4] 王晓明, 郭伟玲, 高国, 等. LED——新一代照明光源. 现代显示, 2005(07):15-19.
- [5] Hui S Y R, Si N L, Xue H T, et al. A Novel Passive Offline LED Driver With Long Lifetime. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2010,25(10):2665-2672.
- [6] Thomas B A. Edison revisited: Impact of DC distribution on the cost of LED lighting and distributed generation: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, Palm Springs, CA, 2010[C]. 21-25 Feb. 2010.
- [7] Narendran N, Gu Y. Life of LED-based white light sources. Display Technology, Journal of, 2005,1(1):167-171.
- [8] Hua G, Taiming Z. Expected application of LEDs in city landscape lighting, 2004[C].
- [9] Useful Life: Understanding LM-80, Lumen maintenance, and LED fixture lifetime. Available:<http://www.colorkinetics.com/support/whitepapers/LEDLifetime.pdf>.
- [10] 宋贤杰, 屠其非, 周伟, 等. 高亮度发光二极管及其在照明领域中的应用. 半导体光电, 2002(05):356-360.
- [11] 王声学, 吴广宁, 蒋伟, 等. LED原理及其照明应用. 灯与照明, 2006(04):32-35.
- [12] 崔元日, 潘苏予. 第四代照明光源——白光LED. 灯与照明, 2004(02):31-34.
- [13] 国家发改委. 半导体照明节能产业发展意见. 2010
- [14] 国家科技部网站. 关于印发半导体照明科技发展“十二五”专项规划的通知. 2012
- [15] 廖志凌, 阮新波. 半导体照明工程的现状与发展趋势. 电工技术学报, 2006(09):106-111.
- [16] 刘宗源. 大功率LED封装设计与制造的关键问题研究[博士学位论文]. 华中科技大学, 2010.
- [17] Ting J, Hulong Z, Junming Z, et al. A primary side feedforward control scheme for low power LED driver compatible with Triac dimmer: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, Orlando, FL, 2012[C]. 5-9 Feb. 2012.
- [18] Avestruz A, Cooley J J, Vickery D, et al. Dimmable Solid State Ballast With Integral Capacitive Occupancy Sensor. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2012,59(4):1739-1750.
- [19] Xinke W, Jianyou Y, Junming Z, et al. Variable On-Time (VOT)-Controlled Critical Conduction Mode Buck PFC Converter for High-Input AC/DC HB-LED Lighting Applications. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2012,27(11):4530-4539.
- [20] Tsao J Y. Solid-state lighting: lamps, chips, and materials for tomorrow. Circuits and Devices Magazine, IEEE, 2004,20(3):28-37.
- [21] [Online] Available: <http://www.philipslumileds.com/uploads/14/NA05-pdf>.
- [22] Van der Broeck H, Sauerlander G, Wendt M. Power driver topologies and control schemes for LEDs: Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, Anaheim, CA, USA, 2007[C]. Feb. 25-March 1 2007.
- [23] [Online] Available: <http://www.philipslumileds.com/uploads/226/AB20-4-pdf>.
- [24] Hung-I H, Peng S W, Jhih-Ting C. Low-dropout voltage regulator for stabilizing LEDs drives in dimmable group current sinks: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011[C].
- [25] Doshi M, Zane R. Control of Solid-State Lamps Using a Multiphase Pulsewidth Modulation Technique. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2010,25(7):1894-1904.
- [26] Cusinato, Paolo Giovanni Villeneuve-Loubet F C, Pierre Michel Tournettes Sur Loup F P, et al. Unbalanced plural string LED driver with common return resistor: 7,642,725.
- [27] Yu-Kang L, Kuan-Hung W, Kai-Jun P, et al. Design and Implementation of RGB LED Drivers for LCD Backlight Modules. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2009,56(12):4862-4871.
- [28] Chang-Yu W, Tsai-Fu W, Jiun-Ren T, et al. Multistring LED Backlight Driving System for LCD

- Panels With Color Sequential Display and Area Control. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2008,55(10):3791-3800.
- [29] Doshi M, Zane R. Reconfigurable and fault tolerant digital phase shifted modulator for luminance control of LED light sources: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008*[C].
- [30] Chia-Lin C, Ke-Horng C. A high accuracy current-balanced control technique for LED backlight: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008*[C].
- [31] Wey C. Driver and method for driving a semiconductor light emitting device array: US patent. 2007
- [32] Sang-Yun L, Hyung-Suk K, Jae-Wook K, et al. New Design of Integrated Power and Integrated Driver with LED Module (IP-IDLM) Driving System for LED Backlight in LCD: *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, 2007[C].
- [33] Doshi M, Zane R. Digital Architecture for Driving Large LED Arrays with Dynamic Bus Voltage Regulation and Phase Shifted PWM: *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, 2007*[C].
- [34] C. Chang, Integrated LED driving device with current sharing for multiple LED strings, U.S. Patent 6 621 235, Sep. 16, 2003.
- [35] Seok-In H, Jin-Wook H, Dong-Hee K, et al. A double-loop control LED backlight driver IC for medium-sized LCDs: *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2010 IEEE International*, 2010[C].
- [36] Huang-Jen C, Yu-Kang L, Jun-Ting C, et al. A High-Efficiency Dimmable LED Driver for Low-Power Lighting Applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2010,57(2):735-743.
- [37] Hasan J, Do H N, Ang S S. A RGB-driver for LED display panels: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, 2010*[C].
- [38] C. C. Yang, G. M. Lei, and Y. C. Lai, "Light emitting diode circuit having even current," U.S. Patent 7 675 240, Mar. 9, 2010..
- [39] Eun C K, Duckki K, Jae E Y, et al. A new low voltage detecting method for multi-string LED BLU circuit: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009[C].
- [40] Yuequan H, Jovanovic M M. LED Driver With Self-Adaptive Drive Voltage. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2008,23(6):3116-3125.
- [41] Yuequan H, Jovanovic M M. A novel LED driver with adaptive drive voltage: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, 2008*[C].
- [42] L. Burgyan and F. Prinz, "High efficiency LED driver," U. S. Patent6690146, Feb. 10, 2004.
- [43] Hai C, Yi Z, Dongsheng M. A SIMO Parallel-String Driver IC for Dimmable LED Backlighting With Local Bus Voltage Optimization and Single Time-Shared Regulation Loop. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,27(1):452-462.
- [44] Hwu K I, Yau Y T. Applying One-Comparator Counter-Based Sampling to Current Sharing Control of Multichannel LED Strings. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2011,47(6):2413-2421.
- [45] Hwu K I, Yau Y T. Applying one-comparator counter-based sampling to current sharing control of multi-channel LED strings: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, 2010*[C].
- [46] Xiaohui Q, Siu-Chung W, Tse C K. Noncascading Structure for Electronic Ballast Design for Multiple LED Lamps With Independent Brightness Control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2010,25(2):331-340.
- [47] Jacobs J, Shen J, Hente D. A simple digital current controller for solid-state lighting: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008*[C].
- [48] Chien-Chih C, Chang-Yu W, Yaow-Ming C, et al. Sequential Color LED Backlight Driving System for LCD Panels. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2007,22(3):919-925.
- [49] Torres A, Garcia J, Secades M R, et al. Advancing Towards Digital Control for Low Cost High Power LED Drivers: *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, 2007[C].
- [50] Chang-Hua L, Tsung-You H, Chien-Ming W, et al. A Balancing Strategy and Implementation of Current Equalizer for High Power LED Backlighting: *Power Electronics and Drive Systems, 2007*.

- PEDS '07. 7th International Conference on, 2007[C].
- [51] Muthu S, Gaines J. Red, green and blue LED-based white light source: implementation challenges and control design: Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, 2003[C].
- [52] Ting J, Junming Z, Kuang S, et al. High-efficiency quasi-two-stage converter with current sharing for multi-channel LED driver: Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013 1st International, Tainan, 2013[C]. 3-6 Nov. 2013.
- [53] Wensong Y, Jih-Sheng L, Hongbo M, et al. High-Efficiency DC-DC Converter With Twin Bus for Dimmable LED Lighting. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2011,26(8):2095-2100.
- [54] Qingcong H, Zane R. LED Driver Circuit with Series-Input-Connected Converter Cells Operating in Continuous Conduction Mode. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2010,25(3):574-582.
- [55] Qingcong H, Zane R. LED Drive Circuit with Series Input Connected Converter Cells Operating in Continuous Conduction Mode: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009[C].
- [56] Patterson J, Zane R. Series input modular architecture for driving multiple LEDs: Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008[C].
- [57] M. Khatib, "Ballast resistor calculation: Current matching in parallel LEDs," Texas Instrument Application Report SLVA325, Apr. 2009.
- [58] Si N L, Zhong W W X, Wu C, et al. Novel Self-Configurable Current-Mirror Techniques for Reducing Current Imbalance in Parallel Light-Emitting Diode (LED) Strings. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2012,27(4):2153-2162.
- [59] Quanming L, Shubo Z, Can Z, et al. An LED Driver With Dynamic High-Frequency Sinusoidal Bus Voltage Regulation for Multistring Applications. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2014,29(1):491-500.
- [60] Thomas W, Pforr J. A novel low-cost current-sharing method for automotive LED-lighting systems: Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, 2009[C].
- [61] Baddela S M, Zinger D S. Parallel connected LEDs operated at high to improve current sharing: Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, 2004[C].
- [62] Shu J, Haoran W, Xiaoyong R, et al. Multi-channel constant current (MC3) LED driver: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011[C].
- [63] Thomas W, Pforr J. Power-transfer of isolated converter with integrated power sharing for LED-lighting system dependent on transformer coupling: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, 2010[C].
- [64] Zhang R, Chung H S H. Use of Daisy-Chained Transformers for Current-Balancing Multiple LED Strings. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2014,29(3):1418-1433.
- [65] Lin Y, Chiu H, Lo Y, et al. LED Backlight Driver Circuit with Dual-Mode Dimming Control and Current-Balancing Design: Industrial Electronics, IEEE Transactions on[Z]. 2013: PP, 1.
- [66] Xinke W, Zhaohui W, Junming Z. Design Considerations for Dual-Output Quasi-Resonant Flyback LED Driver With Current-Sharing Transformer. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2013,28(10):4820-4830.
- [67] Hwu K I, Tu W C, Hong M. A LED current balancing driver with magnetizing inductance energy recycling considered: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012[C].
- [68] Zhaohui W, Xinke W, Min C, et al. Optimal design methodology for the current-sharing transformer in a quasi-resonant (QR) flyback LED driver: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012[C].
- [69] Kwang-Hyun J, Jin-Wan Y, Chong-Yeun P. A design of current balancing circuit for parallel connected LED strings using balancing transformers: Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on, 2011[C].
- [70] Yuequan H, Jovanovic X, M. M. A new current-balancing method for paralleled LED strings: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011[C].

- [71] Hwu K I, Sheng-Chien C. A Simple Current-Balancing Converter for LED Lighting: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009[C].
- [72] Junming Z, Jianfeng W, Guoxing Z, et al. A Hybrid Driving Scheme for Full-Bridge Synchronous Rectifier in LLC Resonant Converter. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2012,27(11):4549-4561.
- [73] Xinke W, Junming Z, Zhaoming Q. A Simple Two-Channel LED Driver With Automatic Precise Current Sharing. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2011,58(10):4783-4788.
- [74] Jianfeng W, Junming Z, Xiucheng H, et al. A family of capacitive current balancing methods for multi-output LED drivers: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011[C].
- [75] Loo K H, Lai Y M, Tse C K. Design and Analysis of LCC Resonant Network for Quasi-Lossless Current Balancing in Multistring AC-LED Array. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2013,28(2):1047-1059.
- [76] Sungjin C, Taehoon K. Symmetric Current-Balancing Circuit for LED Backlight With Dimming. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2012,59(4):1698-1707.
- [77] Sungjin C, Agarwal P, Teahoon K, et al. Symmetric current balancing circuit for multiple DC loads: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, 2010[C].
- [78] Junming Z, Lianghui X, Xinke W, et al. A Precise Passive Current Balancing Method for Multioutput LED Drivers. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2011,26(8):2149-2159.
- [79] Yue C, Xinke W, Zhaoming Q. Analysis and design considerations of LLC resonant Dc-Dc converter with precise current sharing for two-channel LED driver: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, 2011[C].
- [80] Haoran W, Shu J, Lee F C, et al. Multi-channel constant current (MC3) LLC resonant LED driver: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, 2011[C].
- [81] Hong S, Lee S, Cho S, et al. A new cost-effective current-balancing multi-channel LED driver for a large screen LCD backlight units. Journal of Power electronics, 2010,10(4):351-356.
- [82] Ting J, Jianfeng W, Junming Z, et al. Hybrid passive current sharing method for multi-channel SRC LED driver: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, 2013[C]. 15-19 Sept. 2013.
- [83] Junming Z, Jianfeng W, Xinke W. A Capacitor-Isolated LED Driver With Inherent Current Balance Capability. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2012,59(4):1708-1716.
- [84] Jianfeng W, Junming Z, Xinke W, et al. A novel high efficiency and low-cost current balancing method for multi-LED driver: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, 2011[C].
- [85] Shaobin Z, Qiaoliang C, Julu S, et al. High-accuracy passive current balancing schemes for large-scale LED backlight system: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011[C].
- [86] Yijie Y, Fanghua Z, Jianjun N. Capacitor Clamped Current-Sharing Circuit for Multistring LEDs. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2014,61(5):2423-2431.
- [87] Chen Z, Xiaogao X, Shirong L. Multioutput LED Drivers With Precise Passive Current Balancing. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2013,28(3):1438-1448.
- [88] Chen Z, Xiaogao X, Shirong L. A simple precise capacitive current balancing method for the multi-output LED drivers: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 2012[C]. 15-20 Sept. 2012.
- [89] Guan-Chun H, Tsorng-Juu L, Kai-Hui C. Losses analysis and low standby losses quasi-resonant flyback converter design: Circuits and Systems (ISCAS), 2012 IEEE International Symposium on, 2012[C]. 20-23 May 2012.
- [90] Jiamin C, Xianfeng Y, Ling W, et al. The control-loop design of quasi-resonant flyback converter for HI-bright LED driver: Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011 International Conference on, 2011[C]. 16-18 Sept. 2011.
- [91] Junming Z, Hulong Z, Xinke W. An Adaptive Blanking Time Control Scheme for an Audible Noise-Free Quasi-Resonant Flyback Converter. Power Electronics, IEEE Transactions on,

- 2011,26(10):2735-2742.
- [92] Liu K, Lee F C Y. Zero-voltage switching technique in DC/DC converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 1990,5(3):293-304.
- [93] Ridley R B, Lotfi A, Vorperian V, et al. Design and control of a full-wave, quasi-resonant flyback converter: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1988. APEC '88. Conference Proceedings 1988., Third Annual IEEE, 1988*[C].1-5 Feb 1988.
- [94] Zhang R, Chung H S H. A TRIAC-Dimmable LED Lamp Driver With Wide Dimming Range. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2014,29(3):1434-1446.
- [95] Loo K H, Lai Y M, Tan S C, et al. On the Color Stability of Phosphor-Converted White LEDs Under DC, PWM, and Bilevel Drive. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,27(2):974-984.
- [96] Chin-Sien M, Yu-Jen C, Wen-Ching Y. An Efficient Driver for Dimmable LED Lighting. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,27(11):4613-4618.
- [97] Garcia J, Calleja A J, Lo X, et al. Interleaved Buck Converter for Fast PWM Dimming of High-Brightness LEDs. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2011,26(9):2627-2636.
- [98] Garcia J, Dalla-Costa M A, Cardesin J, et al. Dimming of High-Brightness LEDs by Means of Luminous Flux Thermal Estimation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2009,24(4):1107-1114.
- [99] Aguilar D, Henze C P. LED driver circuit with inherent PFC: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, 2010*[C].21-25 Feb. 2010.
- [100] Cardesin J, Ribas J, Garcia-Garcia J, et al. LED Permanent Emergency Lighting System Based on a Single Magnetic Component. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2009,24(5):1409-1416.
- [101] Lamar D G, Zuniga J S, Alonso A R, et al. A Very Simple Control Strategy for Power Factor Correctors Driving High-Brightness LEDs. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2009,24(8):2032-2042.
- [102] Kening Z, Jian G Z, Yuvarajan S, et al. Quasi-Active Power Factor Correction Circuit for HB LED Driver. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2008,23(3):1410-1415.
- [103] Carraro G. Solving high-voltage off-line HB-LED constantcurrent contro-circuit issues: *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, 2007*[C].
- [104] Kotte H B, Ambatipudi R, Bertilsson K. High speed series resonant converter (SRC) using multilayered coreless printed circuit board (PCB) step-down power transformer: *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2011 IEEE 33rd International, 2011*[C].9-13 Oct. 2011.
- [105] Carrasco J M, Galvan E, Valderrama G E, et al. Analysis and experimentation of nonlinear adaptive controllers for the series resonant converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2000,15(3):536-544.
- [106] Lee C Q, Siri K. Analysis and Design of Series Resonant Converter by State-Plane Diagram. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 1986,AES-22(6):757-763.
- [107] Wittulski A F, Erickson R W. Steady-State Analysis of the Series Resonant Converter. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 1985,AES-21(6):791-799.
- [108] Schwarz F C. An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters. *Industrial Electronics and Control Instrumentation, IEEE Transactions on*, 1976,IECI-23(2):133-141.
- [109] Diaz J, Villegas Saiz P J, Martin-Ramos J A, et al. A High-Voltage AC/DC Resonant Converter Based on PRC With Single Capacitor as an Output Filter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2010,46(6):2134-2142.
- [110] Jeyalakshmi A, Prabhakar M. Effect of leakage inductance on the performance of parallel resonant converter: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on, 2006*[C].23-26 May 2006.
- [111] Batarseh I. State-plane approach for the analysis of half-bridge parallel resonant converters. *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings -, 1995*,142(3):200-204.
- [112] Emsermann M. An approximate steady state and small signal analysis of the parallel resonant converter running above resonance: *Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991., Fourth International Conference on, 1990*[C].17-19 Jul 1990.
- [113] Johnson S D, Erickson R W. Steady-state analysis and design of the parallel resonant converter.

- Power Electronics, IEEE Transactions on, 1988,3(1):93-104.
- [114] Loo K H, Lai Y M, Tse C K. Design and Analysis of LCC Resonant Network for Quasi-Lossless Current Balancing in Multistring AC-LED Array. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2013,28(2):1047-1059.
- [115] Cho K A, Ahn S H, Ok S B, et al. Design of LCC resonant converter for renewable energy systems with wide-range input voltage: Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International, 2012[C].2-5 June 2012.
- [116] Jun L, Licheng S, Jianjiang S, et al. Design of High Voltage, High Power and High Frequency Transformer in LCC Resonant Converter: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009[C].15-19 Feb. 2009.
- [117] Batarseh I, Liu R, Lee C Q, et al. Theoretical and experimental studies of the LCC-type parallel resonant converter. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1990,5(2):140-150.
- [118] Martin-Ramos J A, Diaz J, Pernia A M, et al. Dynamic and Steady-State Models for the PRC-LCC Resonant Topology With a Capacitor as Output Filter. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2007,54(4):2262-2275.
- [119] Foster M P, Sewell H I, Bingham C M, et al. Methodologies for the design of LCC voltage-output resonant converters. Electric Power Applications, IEE Proceedings -, 2006,153(4):559-567.
- [120] Forsyth A J, Ward G A, Molloy S V. Extended fundamental frequency analysis of the LCC resonant converter. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2003,18(6):1286-1292.
- [121] Sewell H I, Foster M P, Bingham C M, et al. Analysis of voltage output LCC resonant converters, including boost mode operation. Electric Power Applications, IEE Proceedings -, 2003,150(6):673-679.
- [122] Il-Oun L, Gun-Woo M. The k-Q Analysis for an LLC Series Resonant Converter. Power Electronics, IEEE Transactions on, 2014,29(1):13-16.
- [123] Adragna C, De Simone S, Spini C. A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of resonant tank currents.: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE, 2008[C].24-28 Feb. 2008.
- [124] 赵晨, 石洋, 吴新科, 等. 三元件串联LLC谐振变换器的优化设计策略. 电工技术学报, 2008(01):65-71.
- [125] Guan-Chyun H, Cheng-Yuan T, Hsu W. Synchronous Rectification LLC Series-Resonant Converter: Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, 2007[C].2007 Feb. 25 2007-March 1 2007.
- [126] Yang B, Lee F C, Zhang A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, 2002[C].2002.
- [127] Lazar J F, Martinelli R. Steady-state analysis of the LLC series resonant converter: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, 2001[C].2001.
- [128] Severns R P. Topologies for three-element resonant converters. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1992,7(1):89-98.
- [129] Steigerwald R L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1988,3(2):174-182.
- [130] NCP1396 datasheet, <http://www.onsemi.cn>.
- [131] L6599 datasheet, <http://www.stmicroelectronics.com.cn>.
- [132] Bing L, Wenduo L, Yan L, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE, 2006[C].19-23 March 2006.
- [133] Teng L, Ziyang Z, Aiming X, et al. A Novel Precise Design Method for LLC Series Resonant Converter: Telecommunications Energy Conference, 2006. INTELEC '06. 28th Annual International, Providence, RI, 2006[C].Sept. 2006.
- [134] De Simone S, Adragna C, Spini C, et al. Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA: Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on, Taormina, 2006[C].23-26 May 2006.

- [135] Beiranvand R, Rashidian B, Zolghadri M R, et al. A Design Procedure for Optimizing the LLC Resonant Converter as a Wide Output Range Voltage Source. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,27(8):3749-3763.
- [136] Yue C, Xinke W, Zhaoming Q, et al. Design and optimization of a wide output voltage range LED driver based on LLC resonant topology: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, 2011 IEEE 8th International Conference on, Jeju, 2011[C].May 30 2011-June 3 2011.
- [137] Xiaodong L. A LLC-Type Dual-Bridge Resonant Converter: Analysis, Design, Simulation, and Experimental Results. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2014,29(8):4313-4321.
- [138] Oeder C, Duerbaum T. ZVS investigation of llc converters based on FHA assumptions: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE, 2013[C].17-21 March 2013.
- [139] Xiang F, Haibing H, Lin C, et al. Operation analysis and numerical approximation for the LLC DC-DC converter: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012[C].5-9 Feb. 2012.
- [140] Shafiei N, Farzanehfard H, Motahari S R, et al. Analysis and simulation of LCL resonant inverter for low cold resistance application: *Electrical Engineering (ICEE)*, 2011 19th Iranian Conference on, 2011[C].17-19 May 2011.
- [141] Oeder C, Bucher A, Stahl J, et al. A comparison of different design methods for the multiresonant LLC converter with capacitive output filter: *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2010 IEEE 12th Workshop on, 2010[C].28-30 June 2010.
- [142] Jee-Hoon J, Joong-Gi K. Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter: *Power Electronics and Applications*, 2007 European Conference on, 2007[C].2-5 Sept. 2007.
- [143] Yue C, Xinke W, Zhaoming Q. Analysis and design considerations of LLCC resonant Dc-Dc converter with precise current sharing for two-channel LED driver: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011 IEEE, 2011[C].17-22 Sept. 2011.
- [144] Feng W, Lee F C, Mattavelli P. Optimal Trajectory Control of LLC Resonant Converters for LED PWM Dimming. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2014,29(2):979-987.
- [145] Jae-Bum L, Jea-Kuk K, Jae-Hyun K, et al. A high efficiency PFM half-bridge converter utilizing a half-bridge LLC converter under light load conditions: *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia)*, 2013 IEEE, 2013[C].3-6 June 2013.
- [146] Jifeng Q, Moussaoui Z, Jun L, et al. Light load efficiency enhancement of a LLC resonant converter: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE, 2011[C].6-11 March 2011.
- [147] Ya-Chun C, Tsorng-Juu L, Wei-Jing T, et al. Design and implementation of LLC resonant converter with high efficiency at light load condition: *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2010 2nd IEEE International Symposium on, 2010[C].16-18 June 2010.
- [148] Bin W, Xiaoni X, Stone W, et al. Analysis and Implementation of LLC Burst Mode for Light Load Efficiency Improvement: *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009[C].15-19 Feb. 2009.
- [149] Yiqing Y, Chao Y, Jianhong Z, et al. A novel light load solution for LLC series resonant converter: *Telecommunications Energy Conference*, 2007. INTELEC 2007. 29th International, 2007[C].Sept. 30 2007-Oct. 4 2007.
- [150] In-Ho C, Young-Do K, Gun-Woo M. A Half-Bridge LLC Resonant Converter Adopting Boost PWM Control Scheme for Hold-Up State Operation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2014,29(2):841-850.
- [151] Abe S, Zaitzu T, Yamamoto J, et al. Principle of overall AC equivalent model for bidirectional series resonant DC-DC converter: *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2012 IEEE 13th Workshop on, Kyoto, 2012[C].10-13 June 2012.
- [152] Xiang F, Haibing H, Shen Z J, et al. Operation Mode Analysis and Peak Gain Approximation of the LLC Resonant Converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,27(4):1985-1995.
- [153] Jee-Hoon J. Feed-Forward Compensator of Operating Frequency for APWM HB Flyback Converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,27(1):211-223.
- [154] Tschirhart D J, Jain P K. Design Procedure for High-Frequency Operation of the Modified Series-

- Resonant APWM Converter to Reduce Size and Circulating Current. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,27(10):4181-4191.
- [155] Bong-Chul K, Ki-Bum P, Gun-Woo M. Asymmetric PWM Control Scheme During Hold-Up Time for LLC Resonant Converter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,59(7):2992-2997.
- [156] Lucia O, Burdio J M, Milla X, et al. Efficiency optimization of half-bridge series resonant inverter with asymmetrical duty cycle control for domestic induction heating: *Power Electronics and Applications*, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, 2009[C].8-10 Sept. 2009.
- [157] Cherl-Jin K, Eung-Seok K, Heung-Kyo S. A study on the power LEDs drive circuit design with asymmetrical half-bridge resonant converter: *Electrical Machines and Systems*, 2009. ICEMS 2009. International Conference on, 2009[C].15-18 Nov. 2009.
- [158] Han L, Wenjun Z, Shiping Z, et al. Analysis and design of high frequency asymmetrical half bridge flyback converter: *Electrical Machines and Systems*, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, 2008[C].17-20 Oct. 2008.
- [159] Bor-Ren L, Huann-Keng C, Kao-Cheng C, et al. Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter: *Power Electronics and Drives Systems*, 2005. PEDS 2005. International Conference on, 2005[C].
- [160] Simmi M, Mei Q, Jain P. A modified asymmetrical pulse-width-Modulated resonant DC/DC converter topology. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2004,19(1):104-111.
- [161] Bhat A K S. Analysis and design of a fixed-frequency LCL-type series-resonant converter with capacitive output filter. *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings -*, 1997,144(2):97-103.
- [162] Jain P K, St-Martin A, Edwards G. Asymmetrical pulse-width-modulated resonant DC/DC converter topologies. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 1996,11(3):413-422.
- [163] Raju G S N, Doradla S. An LCL resonant converter with PWM control-analysis, simulation, and implementation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 1995,10(2):164-174.
- [164] Batarseh I, Siri K. LLC-type series resonant convertor with PWM control. *Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings -*, 1994,141(2):73-81.
- [165] Freitas Vieira J L, Barbi I. Constant frequency PWM capacitor voltage-clamped series resonant power supply. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 1993,8(2):120-126.
- [166] Bhat A K S. A unified approach for the steady-state analysis of resonant converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 1991,38(4):251-259.
- [167] Hong H. FHA-based voltage gain function with harmonic compensation for LLC resonant converter: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, 2010[C]. 21-25 Feb. 2010.
- [168] Hsiao-Hsing C, Yuh-Shyan H, Jiann-Jong C. An Adaptive Output Current Estimation Circuit for a Primary-Side Controlled LED Driver. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2013,28(10):4811-4819.
- [169] Junming Z, Hulong Z, Ting J. A Primary-Side Control Scheme for High-Power-Factor LED Driver With TRIAC Dimming Capability. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,27(11):4619-4629.
- [170] Xiaogao X, Jian W, Chen Z, et al. A Novel Output Current Estimation and Regulation Circuit for Primary Side Controlled High Power Factor Single-Stage Flyback LED Driver. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 2012,27(11):4602-4612.
- [171] Watson R, Lee F C, Hua G C. Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 1996,11(1):162-169.

攻读博士学位期间的科研成果

学术论文:

第一作者:

1. **Chen Hu**, Yuanjun Zhang, Xinke Wu. State-of-the-art multiple outputs high brightness (HB) LED driving technology. 2014. 3284-3289. (EI源)
2. **Chen Hu**, Yuanjun Zhang, XinkeWu, F. Z. Peng. A multi-channel Dc/Dc LED driver with inductor-less series-parallel auto-regulated rectifier. 2013. 829-834. (EI收录)
3. **Chen Hu**, XinkeWu, F. Z. Peng. A hybrid ZVZCS phase-shift full-bridge converter with series/parallel auto-regulated transformer windings. 2012. 329-334. (EI收录)
4. 胡晨, 吴新科, 彭方正, 钱照明, 变压器级联的双路均流准谐振反激LED驱动器, 浙大学报工学版 (EI源, 已录用)
5. 胡晨, 吴新科, 彭方正, 钱照明, 基于多电容充放电平衡的多路输出LED驱动器, 浙大学报工学版 (EI源, 已录用)

第二作者:

6. Xinke Wu, **Chen Hu**, Junming Zhang, Chen Zhao. Series-Parallel Autoregulated Charge-Balancing Rectifier for Multioutput Light-Emitting Diode Driver. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. 2014. 61. (3). 1262-1268. (SCI收录)
7. Xinke Wu, **Chen Hu**, Junming Zhang, Zhaoming Qian. Analysis and Design Considerations of LLC Resonant Multi-Output Dc/Dc LED Driver with Charge Balancing and Exchanging of Secondary Series Resonant Capacitances. Power Electronics, IEEE Transactions on. (SCI源, 已录用)
8. Yuanjun Zhang, ChenHu, Xinke Wu. Analysis and design of LLC resonant four-channel DC-DC LED driver with current sharing transformer. 2013. 3295-3300. (EI收录)

发明专利:

第二发明人:

1. 吴新科, 胡晨, 张军明, 输出能量直流侧回馈的电源测试系统, 专利号: ZL2009 1 0097987.2