

分类号: TM461

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21110183

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 宽范围电压适应性的高效率

AC-DC LED 驱动电源研究

英文论文题目: Research on High Efficient AC-DC

LED Driver with Universal Input and Wide

Output Voltages

申请人姓名: 张元军

指导教师: 吴新科

专业名称: 电气工程

研究方向: 宽范围 LED 驱动器

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2014.1.15

宽范围电压适应性的高效率 AC-DC

LED 驱动电源研究



论文作者签名:_____

指导教师签名:_____

论文评阅人 1: _____ 董伯藩

评阅人 2: _____ 姚文熙

评阅人 3: _____ 谢小高

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: _____ 张军明

委员 1: _____ 吴新科

委员 2: _____ 陈恒林

委员 3: _____ 谢小高

委员 4: _____

委员 5: _____

答辩日期: _____ 2014.3.3

Research on High Efficient AC-DC LED Driver with
Universal Input and Wide Output Voltage



Author's signature: _____

Supervisor's signature: _____

External Reviewers: _____

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Examining Committee Chairperson:

Examining Committee Members:

Date of oral defence: _____

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

学位论文版权使用授权书

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

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

本论文是在导师吴新科老师的悉心指导之下完成的。吴老师兢兢业业的工作态度、严谨治学的作风以及高瞻远瞩的学术洞察力，在我的研究生生涯中深深地影响着我。他用实际行动给我们做出了表率，让我不仅懂得了如何做学问，更加懂得了如何做人。师恩难谢，在此对吴老师表示最诚挚的敬意，祝吴老师生活幸福，身体健康，工作顺利，阖家欢乐！

在实验室的日常生活中，董伯藩教授悉心的指导、无私的帮助，让我学术上收获很多，他敬业的精神、乐观的人生态度、实事求是的作风也让我懂得了更加认真、快乐地对待生活。在此表示对董老师最诚挚的谢意。同时在此感谢博兰实验室周莉英大姐日常生活中无微不至的帮助，祝愿周大姐身体健康，阖家幸福，祝愿周大姐女儿学业有成！

感谢博兰实验室王朝晖、胡晨师兄、陈慧师姐在学术上的无私指导，让我在初入实验室尽快融入，学会了如何搞科研，祝愿他们早日毕业；感谢已经毕业的陈越、王莉师姐，她们在学术上对我初期指导让我更快地学习了很多知识，祝愿陈越师姐工作顺利，家庭幸福，早生贵子，祝愿王莉师姐在美国学业有成，身体健康；感谢博兰实验室里的每个成员：黄华高、戈现免、徐晨汀、秦伟、赵思阳等人，感谢你们让我感受到了集体的温暖。

感谢硕士班同学张弛、李维、刘秦维、王富等人，感谢室友刘仲方、朱天宇、周维正、侯尧杰、刘雪松、石烨等人，感谢他们在我生活、学习道路上的陪伴，让我度过了充实的研究生阶段。

最后，感谢一路上支持我的家人！衷心地感谢我的爸爸妈妈，正是有你们一直以来对我的关心、爱护与包容，让我能够乐观、开心地面对每一天，让我获得现阶段的收获，祝您们身体健康！感谢我的姐姐，感谢你悉心的照顾、关心让我的生活充满温暖，祝您家庭幸福，开心每一天！

张元军

2014年1月于浙大求是园

摘要

随着人们节能环保意识的日益增强,LED 以其寿命长、节能、安全可靠、绿色等优点越来越多地应用在日常生活中,已经成为电力电子领域一个研究热点,而 LED 大功率照明作为研究内容的一部分同样受到越来越多的重视。基于以上背景,本课题主要对宽电压范围大功率多路 LED 电源展开研究,主要分为两个方面:宽电压范围功率因数校正(PFC)变流器,宽电压范围多路输出 LLC 变流器,就变流器的拓扑选择、工作原理、参数设计等展开了探讨。

本文着重研究了宽电压范围输入、宽电压范围输出双管级联型 buck-boost 变流器的分析设计。电路根据输入、输出电压比较选择工作于 boost 模式或 buck-boost 模式,并采用电感电流临界断续控制消除了主电路中二极管的反向恢复损耗。在此基础之上,提出一种比例导通时间控制,保证了平均输入电流在电路模式切换时平滑过渡,减少了电流畸变和谐波成分。主要研究内容包括控制策略分析、工作原理、参数设计以及控制电路设计等。最后搭建了一台 150W 样机对理论分析和控制策略进行了验证。

本课题的另一研究内容为基于 LLC 拓扑的 DC-DC 多路宽范围 LED 驱动器的分析设计。通过使用均流电容,两路 LED 负载中的电流可以实现均流,在此基础之上,本文提出了一种具有两变压器副边、两个均流电容以及一个额外均流变压器的四路 LLC 拓扑,实现多路均流。均流电容、均流变压器并且承担着多路输出负载的电压差。主要研究内容包括电路工作原理、均流原理,稳态特性分析以及参数设计考虑因素等,最后并搭建了一台样机对理论分析进行了验证。

关键词: 宽范围 LED 驱动器, 宽范围级联型 buck-boost PFC, LLC, 多路均流

Abstract

With the increasing of people's awareness of energy saving, LED is used in our life more and more for its advantage such as long lifetime, energy saving, safe, reliable and green. LED has become a hot research topic in the field of power electronics. As part of the research, high power LED lighting gets more and more attention. Based on the background, this project focus on wide input and output multi-channel LED driver, including two parts: high efficiency wide input and wide output cascaded buck-boost PFC converter and wide output multi-channel LLC converter. Topology choosing, operating principle and design considerations are discussed in this paper.

A boost/buck-boost Power Factor Correction (PFC) converter with wide output voltage is proposed in this paper. The converter operates in boost mode when input is lower than output and in buck-boost mode when input voltage is higher than output voltage. In order to reduce the reverse recovery loss in both operating modes, the converter can achieve boundary conduction mode with a pseudo constant-on-time (COT) control. Furthermore, with the improved Pseudo-COT control the input line current keeps smooth during the operating mode transitions. Theoretical analysis and design considerations for the proposed converter and control strategy are presented and verified by a prototype with universal input voltage and wide output voltage.

In order to balance four LED strings, a new LLC resonant converter with two secondary side windings in main transformer, two secondary resonant capacitors in and an additional current sharing transformer (CST) is proposed. Each secondary resonant capacitor can balance the currents in one pair of outputs. And it bears the DC output voltage difference between two outputs of each pair. Meanwhile, the CST is used to balance currents of two pairs. The circuit operation principle, steady state characteristic and design considerations are discussed. A prototype is built to verify the proposed current sharing circuit.

Keyword: wide output voltage LED driver, universal buck-boost PFC, LLC, multi-channel current-sharing

目录

致谢	I
摘要	II
Abstract	III
目录	IV
1 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 PFC 研究现状	3
1.2.1 无源 PFC	3
1.2.2 有源 PFC	4
1.3 DC/DC 拓扑	6
1.4 现有多路均流方案	7
1.4.1 有源均流方案	7
1.4.2 无源均流方案	8
1.5 宽电压范围 AC-DC LED 驱动器方案	9
1.6 课题主要研究内容	10
2 宽电压范围 PFC 变流器	12
2.1 双管 buck-boost 变流器控制方式	12
2.2 工作原理	15
2.3 比例导通时间(POT)控制方法	17
2.3.1 恒导通时间控制 (COT)	17
2.3.2 比例导通时间控制 (POT)	19
2.4 参数设计	20
2.4.1 最低点频率取得	21
2.4.2 α 值选取	24
2.4.3 电感值确定	26
2.5 PFC 控制电路设计	27
2.6 本章小结	29
3 基于 LLC 拓扑的多路 LED 驱动电源分析设计	30
3.1 工作原理分析	30
3.1.1 LLC 谐振型变流器简介	30
3.1.2 电路拓扑分析	32
3.1.3 工作模态分析	33
3.1.4 均流原理分析	36
3.2 电路稳态分析	37
3.3 直流增益曲线	41
3.4 参数设计	42
3.5 本章小结	43
4 实验结果与分析	44
4.1 宽范围 PFC 实验	44

4.2 多路 LLCC LED 驱动电源实验结果	46
5 总结与展望	49
参考文献	51
附录	54

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

1 绪论

1.1 引言

能源一直是关乎每个国家经济发展和民众生活的一个重要议题，进入 21 世纪以来，能源日益趋紧。2010 年中国超过美国成为世界第一大能源消费国，随着能源消耗的不断增长，高效地利用能源已成为共识，在《中国的能源政策(2012)》白皮书中，“节约优先、立足国内、多元发展、保护环境、科技创新、深化改革、国际合作、改善民生”八个方面被列为中国的能源发展方针^[1]。在世界电力使用结构中，全球照明用电已经占到总用电量的 20%，照明耗电已成为能源消耗中重要组成部分。因此如何高效地实现照明节能已成为每个国家关注的重要的课题。

LED 诞生于 1970 年左右，在早期仅仅用于数字显示和指示灯，具有发光强度低，效率低，功率小的缺点。但是近年来随着半导体技术的发展白色光 LED 发展十分迅速，LED 的光效不断提高，已经能够高达 150lm/W，远远大于白炽灯。并且随着成本的不断降低，从应用于室内照明的台灯、吸顶灯等，到应用于室外照明的路灯、隧道灯、景观灯等，LED 照明越来越多的走进人们的日常生活。相比于传统光源，LED 具有寿命长（长达 50~100k 小时）、能耗小、安全可靠（驱动电压较低）、健康化（无红外、紫外辐射）、调光性能优异等诸多优点^[2-3]。因此，LED 照明已经成为关乎人们日常生活的研究热点。

根据 LED 发光特性，当 LED 灯珠中有恒定电流流过时，才能保持发光强度的稳定。根据应用场合的不同，LED 灯具的功率等级各不相同，因此 LED 驱动器有多种电路拓扑选择。在小功率等级应用场合，考虑到 LED 驱动器体积、成本等因素，具有功率因数校正的单级变流器拓扑被采用。但是在大功率的应用场合，LED 驱动器为了满足不同地区的不同电能质量要求，需要采用两级甚至三级结构来实现。其中在美国能源之星标准（V1.0）中，对于大于 5W 的 LED 驱动器，要求民用场合功率因数需大于 0.7，商用场合需大于 0.9。在欧洲大于 24W 的 LED 驱动器需满足 EN61000-3-2 Class C 标准。

在两级 LED 驱动器中，通常第一级为功率因数校正变流器，使得 LED 驱动器满足输入电流谐波要求，输出为直流电压，作为第二级 DC/DC 的输入；第二级为隔离型 DC/DC 变流器，为 LED 负载提供相应电压电流。

在大功率 LED 应用场合，单个 LED 功率太小，因此通常会把多个 LED 串联以达到相应功率，并且保证了每个 LED 电流相同，使得他们的发光强度相同。但是由于功率较高，仅仅把 LED 串联使用，LED 灯串的电压很高，会造成器件应力高、安全系数降低、可靠性下降等一系列问题。因此为了降低器件应力、提高可靠性、提高安全系数，可以把一定数量的 LED 灯串进行并联，使得 LED 负载达到相应功率等级如图 1.1 所示。但是由于制造工艺、环境温度等影响，LED 特性呈现离散分布，每一串中的电流并不相同，在多路输出 LED 驱动器中，如何保证每一串 LED 的电流相同，从而使得亮度一致是必须的^[4-7]。

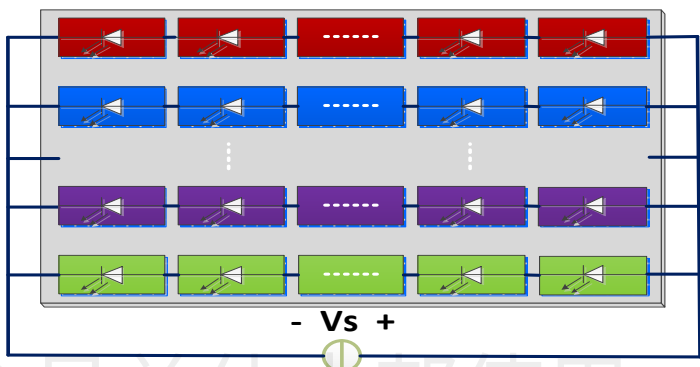


图 1.1 LED 串并联方式

由于灯具中 LED 串并联组合方式多种多样，灯具负载的电压、电流规格千变万化，为了满足灯具 LED 负载不同电压电流要求，市场上 LED 驱动器种类繁多。表 1.1 为 LED 厂商 150W 系列 LED 驱动器，每款驱动器仅能覆盖小部分电压电流规格，因此提高驱动器适配范围，能够适用于更多电压、电流规格的灯具是必要的。

表 1.1 150W 系列 LED 驱动器规格参数

型号		HVGC-150-350□	HVGC-150-500□	HVGC-150-700□	HVGC-150-1050□	HVGC-150-1400□
输出	额定电流	350mA	500mA	700mA	1050mA	1400mA
	电流精度	±5.0%				
	最大输出电压	42~428V	30~300V	21~215V	15~143V	12~107V
	额定功率	149.8W	150W	150.5W	150.15W	149.8W
	纹波与噪声 (最大)备注2	2Vp-p	1.5Vp-p	1Vp-p	1Vp-p	1Vp-p
	电流调整范围	可以通过输出线和内部电位器调节				
		210~350mA	300~500mA	420~700mA	630~1050mA	840~1400mA

1.2 PFC 研究现状

如今电力电子设备已经应用于各行各业,大部分用电设备的电源基本采用开关电源。开关电源具有体积小,效率高、功率密度大的优点,在电源市场中已占据主导地位。但是由于开关电源中大量使用磁性元器件以及半导体器件,网侧输入功率因数会降低。功率因数作为衡量用电设备性能的重要指标,已经引起了越来越多的重视。不同国家地区出台了相关标准,如 IEC61000-3-2、Energy Star 等(表 1.2、表 1.3 所示)。为满足这些标准,厂家需采用相关技术来提高功率因数。

表 1.2 IEC61000-3-2 class C 谐波标准

Harmonic order n	Maximum permissible harmonic current (% of fund)
2	2
3	30*PF
5	10
7	7
9	5
11≤n≤39	3

表 1.3 能源之星 LED 驱动器功率因数要求

功率因数要求 (>5 Watts) (V 1.0)	
民用	≥0.70
商用	≥0.90

1.2.1 无源 PFC

无源 PFC 变流器是通过在整流桥后增加电感和电容等无源滤波网络,使输

入电流接近正弦波，提高功率因数^[8-9]，如图 1.2 所示。无源 PFC 变流器具有电路简单、可靠性高、成本低的优点。但同时具有以下主要缺点：由于采用的滤波电感和电容值相对较大，会存在体积大、重量重的问题，并且 PF 值并不能提高到理想水平，尤其是轻载情况下 PF 值较低，在要求较高的领域不能达到相应标准。另外，无源网络输出电压是后级 DC/DC 变流器的输入电压，随负载阻抗变化而变化，影响后级优化设计，使得后级变流器不易稳定工作。因此仅在功率小、体积和重量要求不高、价格要求低的场合下可以使用无源 PFC 变流器。

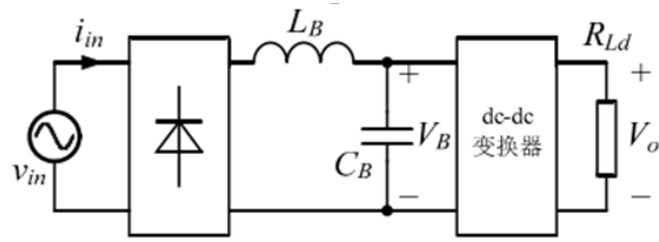


图 1.2 无源 PFC 变流器

1.2.2 有源 PFC

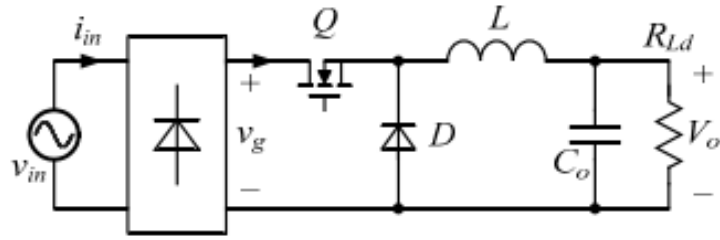
有源 PFC 是在用电设备中采用功率因数校正变流器，使得输入电压与输入电流同相位，并使输入电流波形接近正弦，实现功率因数校正功能。除此之外，它可以稳定输出电压，从而使得后级变流器输入电压稳定。相比于无源 PFC，有源 PFC 变流器具有高功率因数高、体积小、后级电压稳定等优点^[8-9]。常见变流器拓扑 Buck、Boost、Buck-Boost 电路等（图 1.3 所示）都可以用作 PFC 变流器。

Boost PFC 变流器已经被广泛应用于 PFC 变流器中，具有很多优点：1 在宽范围输入电压内获得较高的功率因数；2 电路简单、可靠，成本较低；3 高输出电压使得输出电容储能能力大，减小了输出电容体积。但是正是由于 boost 只能升压不能降压的特点，使得后级电压一直过高，对后级变流器设计带来一定不便^[10-11]。除此之外，由于开关频率受输入电压及负载影响，EMI 滤波器设计比较复杂。

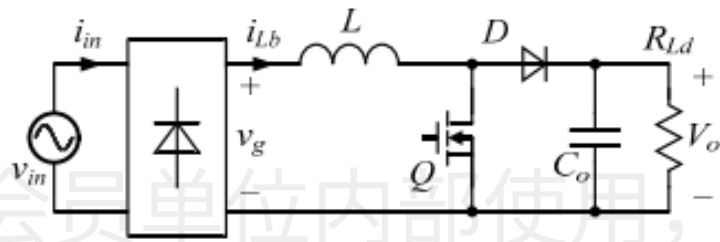
对于 Buck PFC 变流器而言，由于输出电压较低，因此在低输入电压乃至宽范围输入电压下能够保持相对高效率，有利于热设计。但是低输出电压使得其后级应用场合有一定限制。另外由于 buck 变流器只能工作于输出电压低于输入电压情况下，输入功率因数会受到影响而变低。由于输入电流断续，需要较大输

入滤波器消除高频电流纹波^[12]。

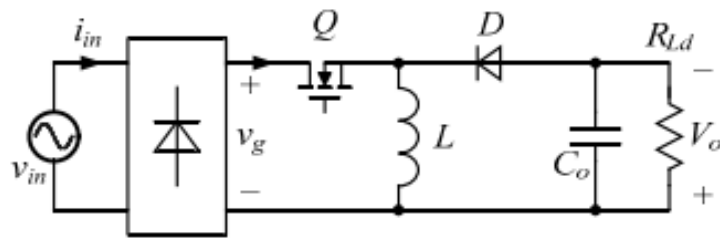
Buck-Boost PFC 变流器具有以下优点：可以获得高 PF，既可以工作于升压模式也可以工作于降压模式，可以实现宽范围输出电压，有利于后级变流器的优化设计。但是其输入电流与 buck 变流器类似，均为断续，需要较大输入滤波器来消除高频电流纹波。并且，功率器件上电压应力很高，为输出电压和整流电压峰值之和。另外，输出电压反向，限制了应用场合^[13]。



(a) Buck PFC 变换器



(b) Boost PFC 变换器



(c) Buck-Boost PFC 变换器

图 1.3 有源 PFC 变流器拓扑

文献^[14]提出了一种双管级联型 buck-boost 变流器，如图 1.4 所示，具有 buck-boost 变流器的优点。除此之外，相比于 buck-boost 变流器功率器件上电压应力降低，输出电压和整流后电压保持同向。但是由于采用两个开关管以及两个二极管成本相对提高，以及电路复杂度提高使得控制方式选择需更加谨慎。

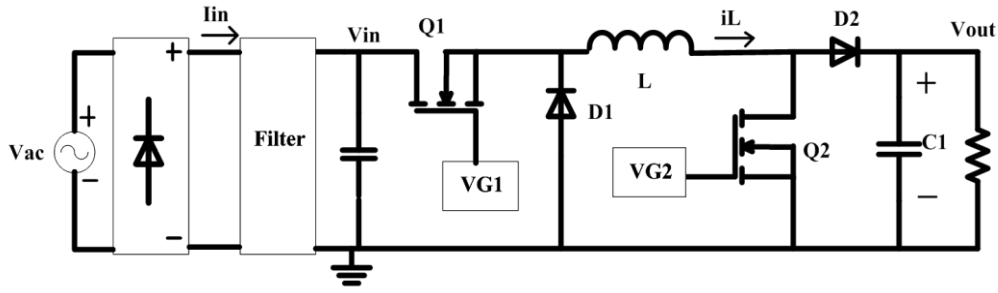


图 1.4 级联型双管 buck-boost 变流器

1.3 DC/DC 拓扑

在 LED 驱动器的第二级结构中，我们可以采用传统 PWM 全桥、半桥变流器、谐振型变流器拓扑。为了追求更高的效率和更高的功率密度，电路工作于频率较高的情况下。当频率较高时，功率器件的开关损耗增加。传统 PWM 全桥变流器工作于硬开关状态，在高频应用场合，开关损耗很大，不宜选用。谐振型变流器由于工作于软开关状态，开关损耗小，适用于高频场合。

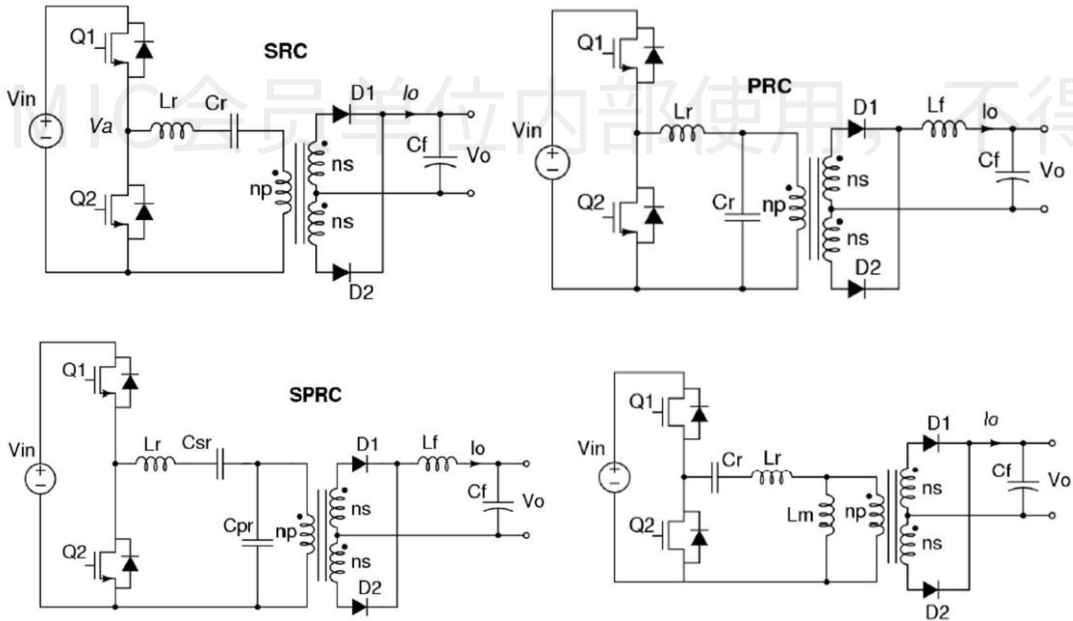


图 1.5 常用的谐振型电路拓扑

常用的谐振型拓扑有：SRC 串联谐振拓扑，PRC 并联谐振拓扑，SPRC 串并联谐振拓扑(LCC)，以及 LLC。四种拓扑如图 1.5 所示。SRC 串联谐振拓扑只能工作于降压模式下，存在轻载调制问题，并且当输入电压高时不易优化；PRC 并联谐振拓扑只能工作于升压模式，循环能量很大，轻载时有较大损耗；LCC

包含了 SRC 和 PRC 各自具有的优点,既可以工作于升压模式也可工作于降压模式,循环能量较小,但当输入电压高时依然不易于优化。

LLC 谐振变流器相对于以上谐振变流器具有如下优点:既可以工作于升压模式,也可以工作于降压模式;可调增益范围较大;能够实现原边功率开关管的 ZVS 和副边整流二极管的 ZCS,通过实现软开关减小开关损耗;无需次级滤波电感,滤波电路简单;主电路中开关管、整流管等器件电压、电流应力低,易于器件选型并降低器件成本^[15-16]。因此 LLC 谐振变流器广泛应用于中小功率电源中。

1.4 现有多路均流方案

1.4.1 有源均流方案

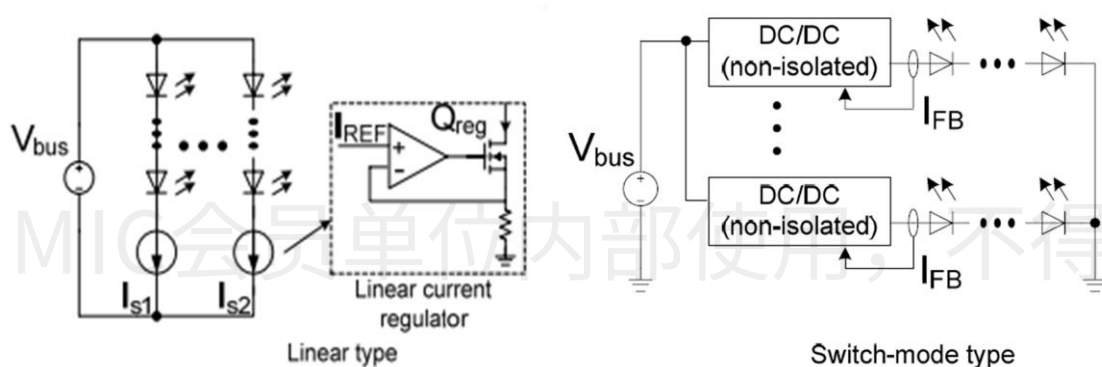


图 1.6 有源均流方法

有源均流方法是将有源器件与 LED 负载串联,通过采用一些控制方法使得每路负载中电流相等。有源均流方法包括线性有源均流方案和开关模式有源均流方案^[17-19],如图 1.6 所示。

在线性有源均流方案中,有源器件可以看作一个有源电阻,它的作用是承担每路由于负载不同产生的电压差。因为等效的有源电阻始终有电流流过,即产生相应的功率损耗,效率降低,并且在每一路中都需要放置有源器件,多路情况下成本较高。开关模式的有源均流方案为:在每一路 LED 负载中串联 DC/DC 变流器,通过单独的反馈和控制,实现每一路电流的精准控制,可以达到很高的均流精度,并且控制、保护容易实现,有源器件工作于开关模式,损耗相对线性有源均流方案要小,但多个有源元件依然会产生一定的额外损耗。而且这种方法使得电路复杂,元器件很多,成本很高。

因此有源均流方法虽然可以实现多路均流，但是成本高、电路复杂、效率低的缺点使得它不能作为均流的首选方案。

1.4.2 无源均流方案

无源均流方案则是利用电路中电阻、电容、电感等无源元件，实现多路均流。无源均流方案包括电阻、耦合电感、电容三种不同方式。

电阻均流方案如图 1.7 所示。这种方法成本低、简单、容易实现，但是不能保证每路电流相等，均流效果比较差，并且电阻产生的损耗比较大。

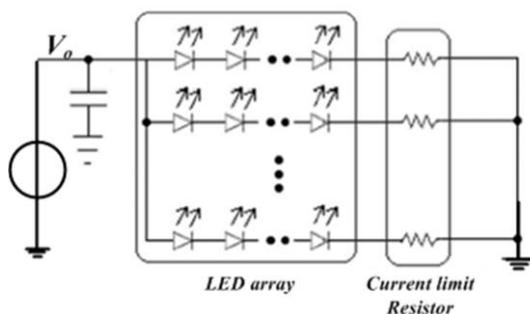


图 1.7 电阻均流方法

文献^[20]中采用耦合电感进行均流，如图 1.8 所示。功率开关已经将直流转变为交流，在 LED 驱动器两路负载情况下，LED 灯串与电感串联，然后再将两个电感耦合，就可以实现均流。将次级耦合电感看作理想变压器，变压器原副边匝比为 1，则两路负载电流相等。此方法可以扩展到多路负载，但所需的耦合电感增多，体积、重量增加。

综上，采用耦合电感可以实现比较好的均流效果，但是多个耦合电感的体积、重量成为制约因素。

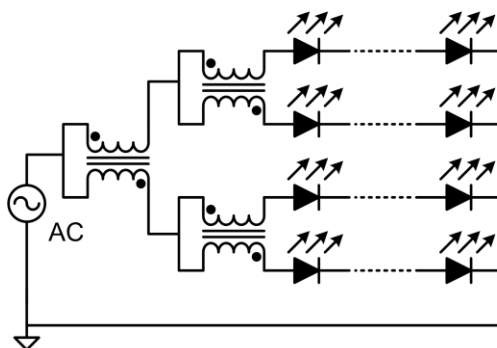


图 1.8 耦合电感均流方法

文献^[21]提出了利用电容实现均流的方法，如图 1.9 所示。LED 驱动电源输出

端是等效为一个交流源，每两路 LED 负载首先反向并联，然后再和一个电容串联，再将这样的结构并联后组成均流电路，一共有 $2n$ 路输出。将反向并联的两路 LED 负载等效为阻性负载，与之串联的电容为低容值，则总阻抗由电容决定，几乎与 LED 负载等效阻抗无关，因此即使每两路之间的负载有差异，与电容串联之后的总阻抗基本相等，这时负载电流也基本相等。在图 1.9 所示电路中，流经 LED 负载的电流是脉动电流，不是恒定电流，存在较大的电流纹波，效率较低。文献^[22]提出了一种改进的方法，通过在每一路 LED 负载中加入整流桥以及滤波电容，减小电流纹波。采用电容均流的方法不是非常精确的均流方法，因为电容容值不能确保完全相同，均流效果会变差，另外每路 LED 负载灯的数目不同，均流效果也会变差，除此之外电路中存在着比较大的循环能量。因此利用电容阻抗均流达不到非常理想的均流效果。

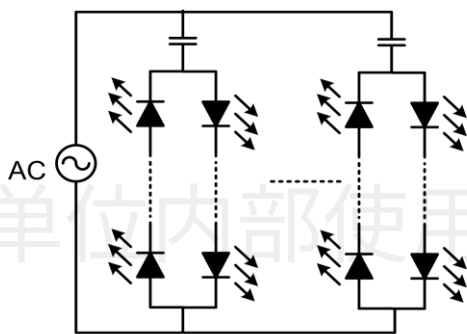


图 1.9 电容均流方法

综上所述，相比于有源均流方法，无源均流方案有元器件少，成本低，电路简单的优点。但是存在均流效果一般或体积较大等问题。

1.5 宽电压范围 AC-DC LED 驱动器方案

LED 驱动器的第一级结构为电源中带有功率因数校正功能的变流器，使得 LED 驱动器满足功率因数要求及谐波要求，并为第二级 DC/DC 拓扑提供直流母线。有以下几种方案可以考虑：

方案一如图 1.10(a)所示，前级选用 Boost PFC 变流器，后级采用 LLC 变流器。通过采用传统 Boost PFC 变流器得到一个固定的较高直流电压，为了满足宽范围 LED 负载的不同电压、电流需求，LLC 变流器会在远离谐振点处工作，此时效率会急剧下降；

方案二如图 1.10(b)所示, 在 boost PFC 变流器和 LLC 拓扑中加入一级 buck 电路来调整 LLC 输入电压, 使 LLC 拓扑始终工作在谐振点附近, 驱动器效率高, 但是由于采用三级结构, 驱动器结构复杂, 成本很高。

方案三如图 1.10(c)所示, 驱动器第一级结构采用级联型双管 buck-boost 控制器, 相比于第二种方案, 结构简单, 同样可以实现为后级 LLC 提供宽范围母线电压, 使得 LLC 工作于谐振点附近, 效率提高, 并且控制方式更为灵活。

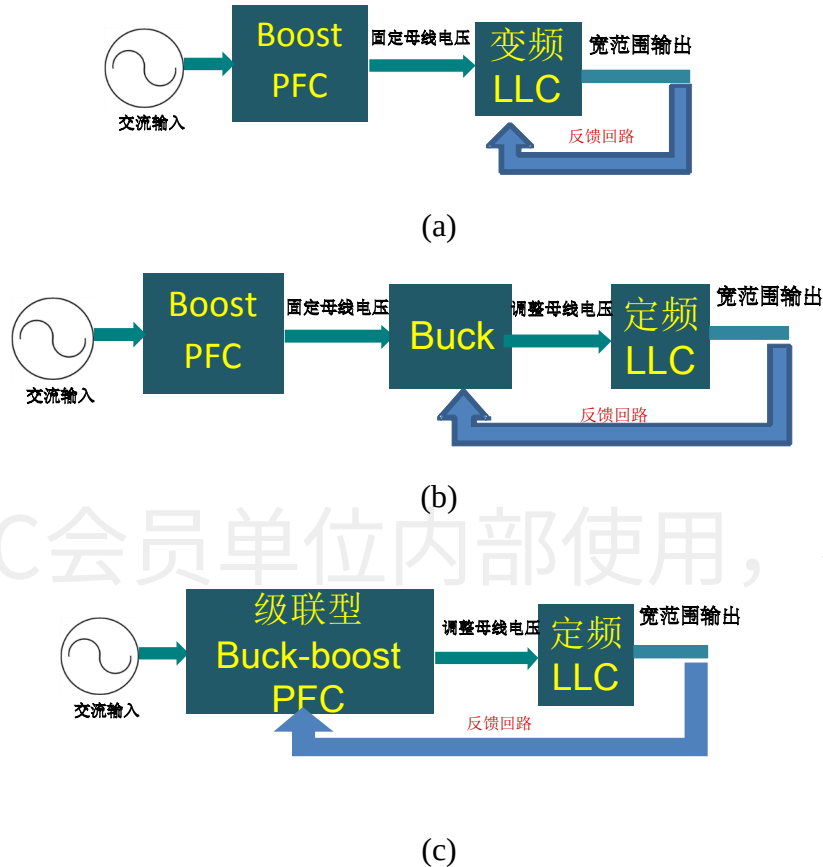


图 1.10 LED 驱动器方案

1.6 课题主要研究内容

本课题题目为宽电压范围适应性的高效率 LED 驱动电源研究。课题分为两个方面。

首先是基于宽范围输入、宽范围输出的高效率级联型 buck-boost 变流器分析设计。电路采用电感电流临界断续控制方式, 消除主电路中二极管反向恢复压降; 在此基础之上, 提出一种比例导通时间控制方法, 电路根据输入、输出电压选择工作于不同模式, 通过控制不同模式下导通时间比例使得平均输入电流平滑过渡。

在提高功率因数的同时，电路具有宽电压范围输入、宽电压范围输出的能力，同时保证了电路具有较高效率。这一部分的主要研究内容包括级联型 buck-boost 变流器的模态分析、参数设计，并通过具体实验与理论分析进行对比。

本课题第二方面是 DC/DC 级多路均流电路的分析设计。提出了一种由 LLC 拓扑拓展而来的 LLCC 多元件谐振电路，在保留 LLC 拓扑优势的同时，通过增加电容和均流变压器等无源元件实现多路均流，并且具有很高均流精度。这一部分的主要研究内容为电路模态分析、稳态等效电路、设计考虑因素等，并构建样机进行实验，将实验结果同理论分析进行对比。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

2 宽电压范围 PFC 变流器

目前在大多数用电设备中,非线性元件和储能元件等都会使得输入交流电流波形产生畸变,PF 低,不能满足不同地区的电能质量要求,其中包括国际标准 IEC61000-3-2 的谐波要求,美国能源之星对用电设备的功率因数要求等等,因此功率因数校正电路广泛应用于用电设备中。在大功率 LED 照明应用场合,由于 LED 模块电压各不相同,以及灯具应用在不同国家地区,因此具有宽范围输入、输出电压的前级 PFC 电路是很有必要的。传统有源功率因数校正电路大多数采用采用升压(Boost)拓扑,因其具有控制容易、驱动简单以及在整个工频周期内都可以进行开关工作、功率因数接近于 1 等优点,但是在宽范围输入段(90Vac-265Vac) Boost 电路输入电压高,后级电路设计空间变小,不利于优化后级电路设计。因此如果能够采用一种宽范围输入、宽范围输出能力的前级 PFC 电路,并且具有较高效率,将为电路后级方案选择、优化带来很大优势,能够适用于更宽范围的 LED 负载。传统的具有宽输入电压范围、宽输出电压范围的电路拓扑有 buck-boost、flyback、SEPIC、Cuk 电路^[23-24],但是存在电压、电流应力高、输出电压反向的问题。级联型双管 buck-boost 电路输出电压与输入电压同向,且具有宽范围输出电压能力,以及器件上电压电流应力较小,因此适合于大功率宽范围输入、宽范围输出场合^[25-27]。

本章提出了一种基于级联型双管 buck-boost 变流器(图 2-1)的新型控制方法,在宽范围输入的同时,具有宽范围输出的能力,并且具有较高的效率。本章首先介绍了控制方法,工作原理,然后详细介绍了电路中磁元件电感的设计流程,最后给出了 PFC 控制电路框图。

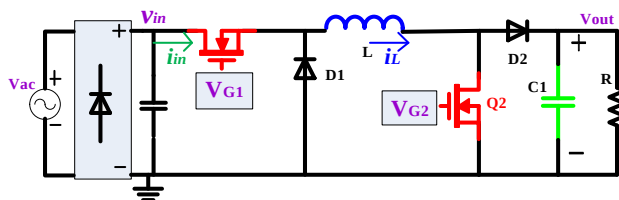


图 2-1 级联型 buck-boost 变流器

2.1 双管 buck-boost 变流器控制方式

文献^[14]中提出了一种基于双管级联 buck-boost 电路的电感电流连续控制

(CCM) 方式, 当输出电压比输入电压高时, 开关管 Q1 常通, 开关管 Q2 进行开关动作, 电路在半个工频周期内工作于 boost 模式, 输入电流等于电感电流; 当输出电压比输入电压低时, Q2 关断, 开关管 Q1 进行开关动作, 电路工作于 buck 模式, 此时输入电流断续, 需提高电感电流使得输入电流波形接近正弦波, 如图 2.2 所示。电路采用 CCM 控制方式, 电感电流纹波较小, 电感电流的均方根值较小, 因此电感上线圈损耗较小。但是主电路中两个二极管不是零电流关断, 二极管应力较大, 不能使用肖特基二极管, 因此必然存在比较大的反向恢复损耗, 使主电路效率降低。

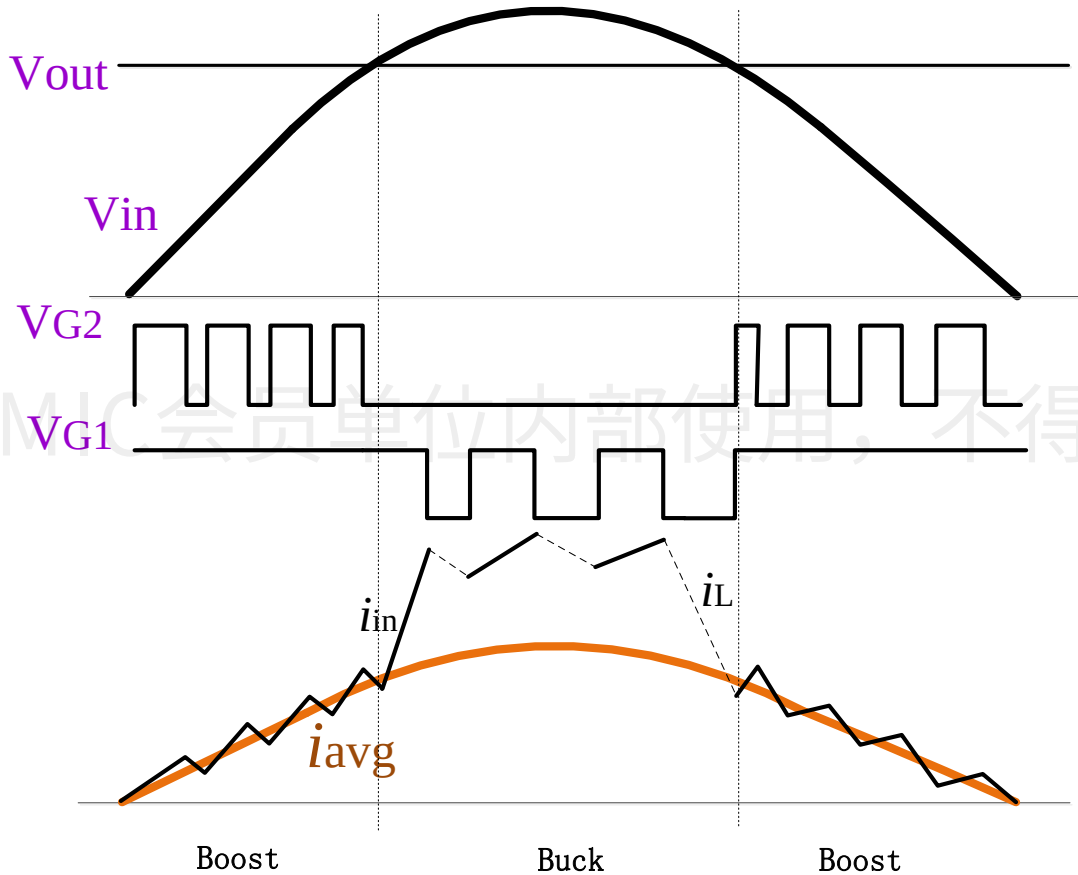


图 2.2 级联型 buck-boost CCM 模式波形图

在文献^[28]中, 主电路采用电感电流临界断续控制 (BCM) 方式, 电路工作于 buck-boost 模式, 电路波形如图 2.3 所示。相比于上节中 CCM 控制方式, 具有以下优点: 消除了主电路中二极管的反向恢复; 电路中两个开关管同时开通关断, 控制简单。但是由于在半个工频周期内输入电流断续, 电感电流峰值较大, 电感设计尺寸变大, 效率降低。

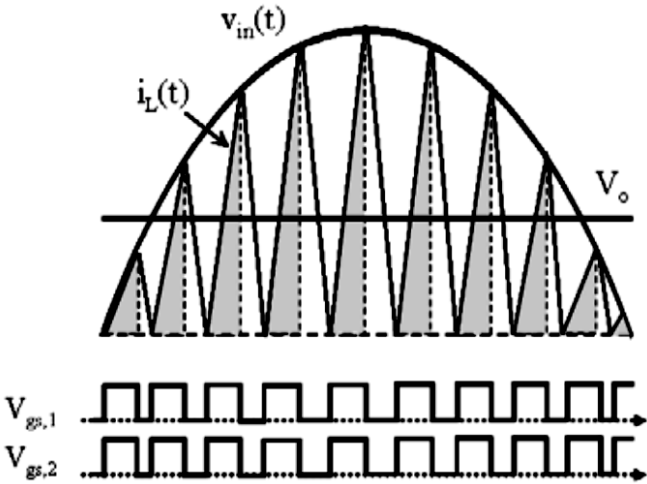
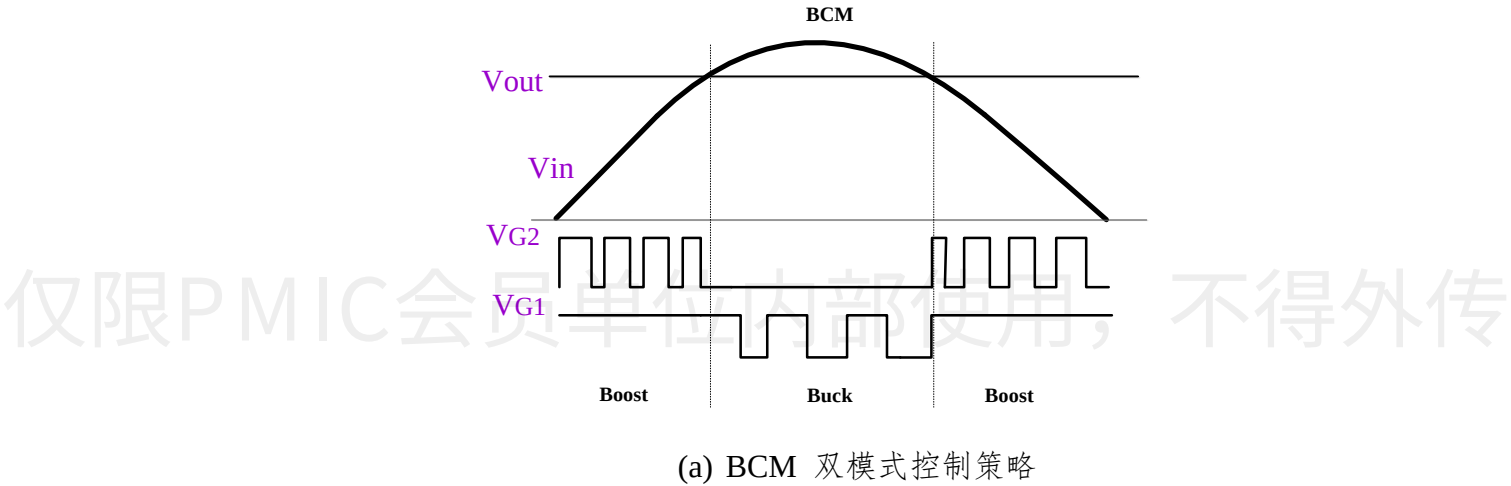
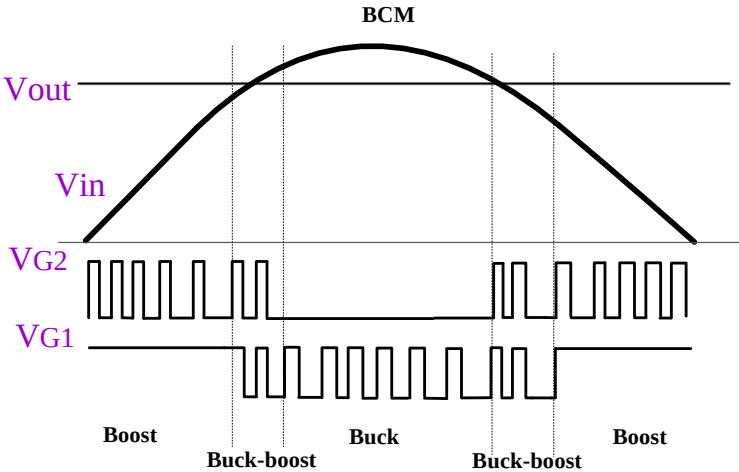


图 2.3 级联型 buck-boost BCM 单模态波形图



(a) BCM 双模式控制策略



(b) BCM 三模态控制策略

图 2.4 级联型 buck-boost 变流器控制策略

前面介绍了两种双管级联型 buck-boost 变流器的两种控制方式，各有优缺点。如果能够尽量的融合两者优点，去其缺点，主电路性能必然大大提高。首先，因为主电路中二极管上电压应力为输入电压峰值和输出电压两者中较大一者，电压应力较大，无法使用肖特基二极管，因此为消除二极管中的反向恢复损耗，电路采用了 BCM 控制方式；为减小电感电流均方根值，将电路分为两个工作模式，buck 模式和 boost 模式，如图 2.4(a)所示。但是这时候存在一个问题：当输入电压、输出电压非常接近时，boost 模式下电路工作频率非常低，而切换到 buck 模式下电路工作频率非常高，电路无法正常工作。因此在电路中插入一小段 buck-boost 模式，使得电路能够在输入电压、输出电压接近时正常切换，如图 2.4(b)所示。但是此时由于在半个工频周期内需进行多次模态切换（boost 到 buck-boost 到 buck 到 buck-boost 到 boost），必然使得控制极为复杂，无法使用简单控制芯片实现。采用 DSP 等数字控制则导致成本的增加。

因此从以上各方面折中考虑，主电路采用 BCM 控制方式，电路工作于 boost 和 buck-boost 两种模式，并且在输入电压低于输出电压时即进行切换，如图 2.5 所示。下面章节则就具体电路工作原理展开阐述，并继续对电路控制策略作进一步改进。

2.2 工作原理

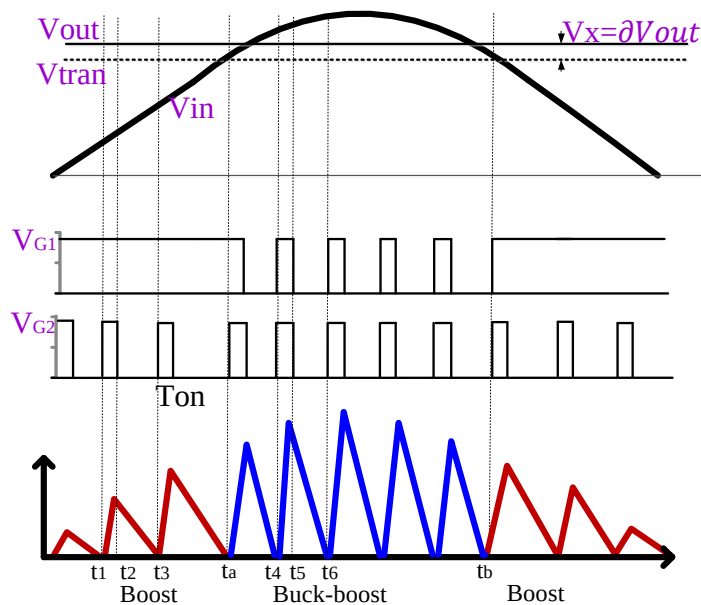
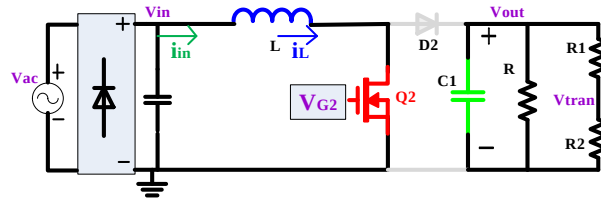


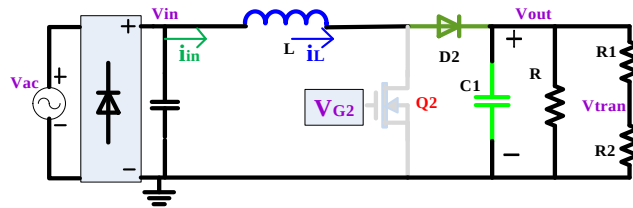
图 2.5 BCM boost+buck-boost 双模态控制方法

电路工作于 boost 和 buck-boost 模式，输入输出电压波形、开关管波形以

及电感电流波形如图所 2.5 示,为阐明电路工作原理,分别将 boost 和 buck-boost 两种模式下各自分为两个模式。

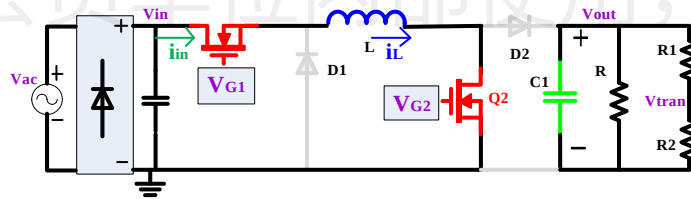


(a) 模式 1

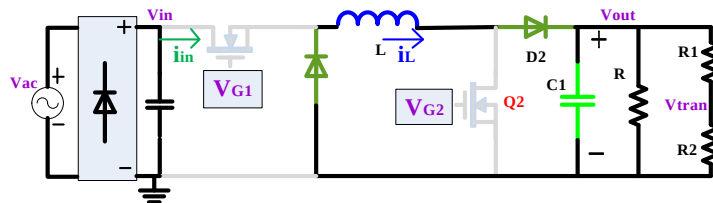


(b) 模式 2

图 2.6 boost 模式工作模式



(a) 模式 3



(b) 模式 4

图 2.7 Buck-boost 模式工作模式

V_{tran} 为切换电压,即电路进行模式切换的电压。由于电路工作于 BCM 模式,在输入电压与输出电压相等时,boost 模式下电路工作频率很低,因此主

电路的切换电压需小于输出电压，即在低于输出电压时进行模式切换。当输入电压小于切换电压时，电路工作于 boost 模式，当输入电压高于切换电压时，电路工作于 buck-boost 模式。

1) boost 模式

在 boost 模式，输入电压小于切换电压，开关管 Q1 恒导通，开关管 Q2 进行开关动作，如图 2.6 所示。

模态 1(t_1 — t_2): t_1 时刻开关管 Q2 开始导通，电感电流从零开始增大，电感两端电压为整流后的输入电压，二极管 D1、D2 关断，负载电流由输出电容 C1 提供。

模态 2(t_2 — t_3): t_2 时刻开关管 Q2 关断，二极管 D2 导通，电感电流开始减小，电感两端电压为输出电压与整流后的输入电压之差，电容 C1 充电。

2) buck-boost 模式

模态 3(t_4 — t_5):开关管 Q1、Q2 同时开通，电感电流从 0 开始增大，电感两端电压为整流后的输入电压 V_{in} ，输出电容 C1 给负载供电，如图 2.7(a)所示。

模态 4(t_5 — t_6): 开关管 Q1、Q2 同时关断，电感电流开始减小，此时电感两端电压为输出电压- V_{out} ，电感上能量向负载转移，如图 2.7(b)所示。

2.3 比例导通时间(POT)控制方法

2.3.1 恒导通时间控制 (COT)

恒导通时间控制 (COT) 方式在 boost PFC 中的应用已经非常成熟，不需要正弦参考电压以及乘法器，具有自然的功率因数校正功能。主电路工作于 boost 和 buck-boost 两个模式，电路如果选用恒导通时间控制方式，主电路以及控制框图如图 2.8 所示。

由于在一个工频周期内输出电压基本不变，误差放大电路的输出基本不变，因此 V_{ctrl} 基本不变，电容 CT 被恒流源 I_{chare1} 充电，因此充电时间不变，始终为 T_{on} ，在 boost 模式下，电路关断时间由输入电压、输出电压决定，在 buck-boost 模式下，电路关断时间则由输出电压决定。 I_{peak1} 为 boost 模式下输入电流波形峰值， I_{peak2} 为 buck-boost 模式下输入电流波形峰值。 I_{avg1} 为 boost 模式下输入平均电流， I_{avg2} 为 buck-boost 模式下输入平均电流， θ_b 为

boost 模式向 buck-boost 模式转换时的角度。

$$I_{peak1} = \frac{\sqrt{2}V_{in}\sin(\theta)T_{on}}{L} \quad (2-1)$$

$$I_{peak2} = \frac{\sqrt{2}V_{in}\sin(\theta)T_{on}}{L} \quad (2-2)$$

其中 V_{in} 为输入电压有效值。

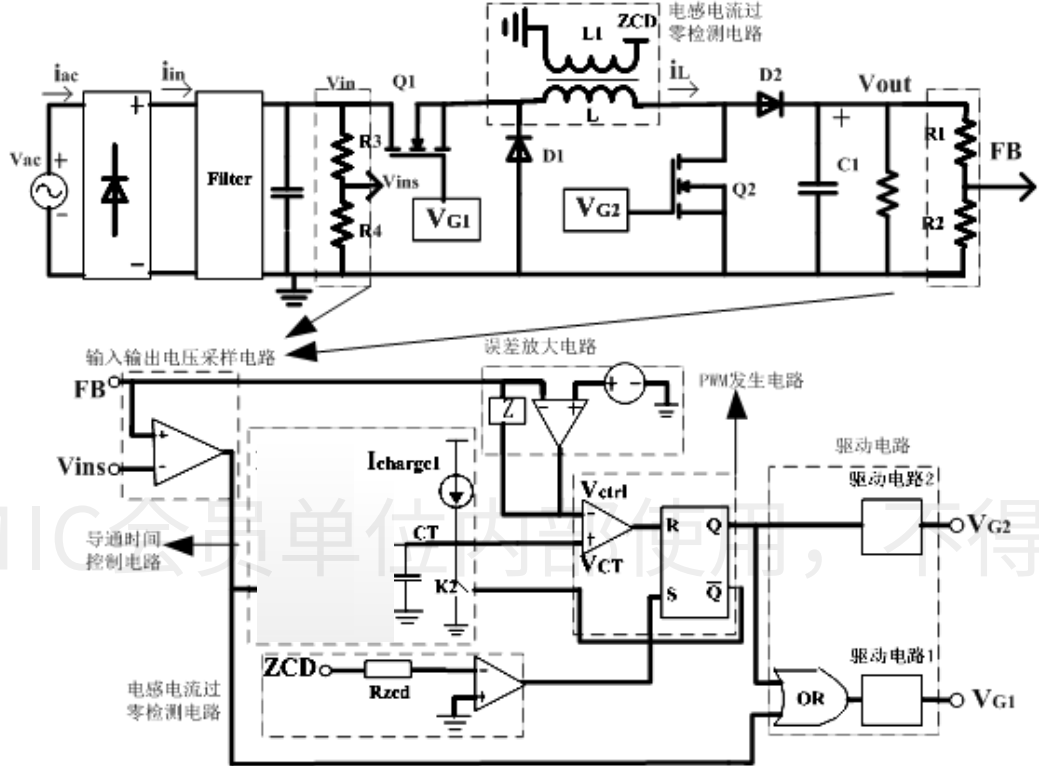


图 2.8 COT 控制电路

Boost 模式下电感电流和输入电流相同，整流桥后输入电流连续，此时平均输入电流和电感电流峰值关系为：

$$I_{avg1} = \frac{1}{2}I_{peak1} \quad (2-3)$$

Buck-boost 模式下由于两个开关管同时开通关断，整流桥后输入电流断续，输入电流在开关管导通时和电感电流相等，此时平均输入电流和电感电流峰值关系为：

$$I_{avg2} = \frac{1}{2}I_{peak2} \cdot D \quad (2-4)$$

从 boost 模式向 buck-boost 模式切换角度为 θ_b ， V_{tran} 为切换电压

$$\theta_b = \arcsin \frac{V_{tran}}{\sqrt{2}V_{in}} \quad (2-5)$$

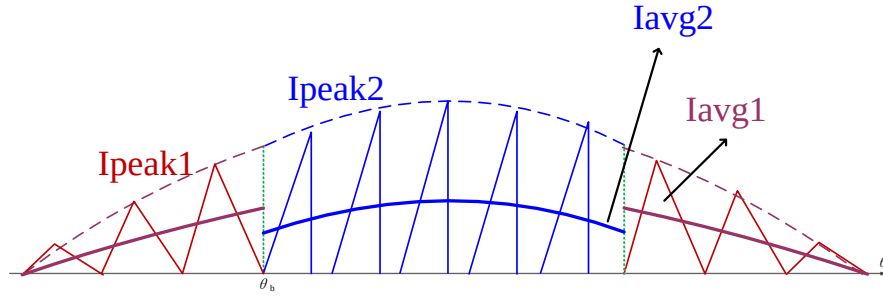


图 2.9 COT 控制电流波形

很明显, 由于采用 COT 控制在切换处 boost 最后一个开关周期内的平均电流和 buck-boost 模式第一个开关周期内导通时间相同, 但是平均电流不相等, 如图 2.9 所示。这样在半个工频周期内存在输入平均电流畸变, 首先导致功率因数会受到影响而降低, 另外, 由于工频周期内的电流畸变会带来噪音, 因此为了消除切换处的电流畸变, 需要改进 COT 控制方式。

2.3.2 比例导通时间控制 (POT)

上一节中提到的 COT 控制方式存在电流畸变问题, 为了解决这个问题, 本文提出了一种比例导通时间控制 (POT) 方式, 即当主电路工作于 boost 模式时, 导通时间为 T_{on} , 而当主电路工作于 buck-boost 模式时, 导通时间为 kT_{on} , 通过控制导通时间比例 k , 使得切换处输入电流平滑过渡, 接近正弦波。改进后的主要波形示意图如图 2.10 所示。此时 buck-boost 模式下的输入电流峰值及平均值如式所示:

$$I_{peak2} = \frac{\sqrt{2}V_{in} \sin(\theta)kT_{on}}{L} \quad (2-6)$$

$$I_{avg2} = \frac{1}{2}I_{peak2} \cdot D \quad (2-7)$$

为保证输入电流平滑过渡, 那么切换处 boost 最后一个开关周期和 buck-boost 第一个开关周期的平均电流需要相等, 即

$$I_{avg1} = I_{avg2} \quad (2-8)$$

联立以上各式可以得到

$$k = 2 - \theta \quad (2-9)$$

其中 θ 为切换电压与输出电压之间的差值比例, 如图 2.10 所示。

通过比例控制导通时间，就可以保证输入电流能够平滑切换。

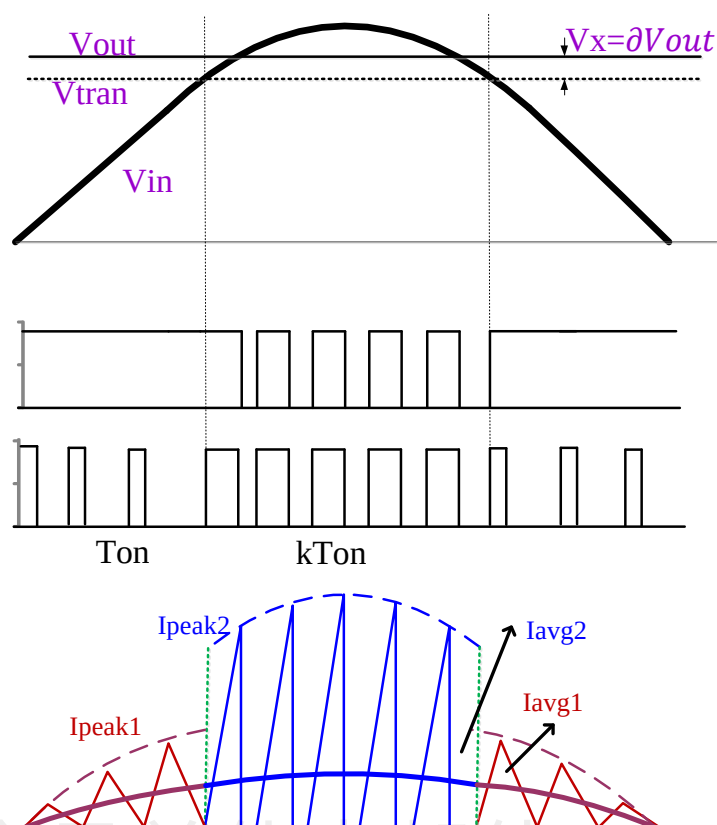


图 2.10 POT 控制方法及电流波形

2.4 参数设计

在主电路中，电感作为最重要的磁性元件，它的设计好坏关乎整个电路的工作性能，能否设计一个合适的电感是电路参数设计最重要的一环。另外，由于电路在低于输出电压时即进行切换，那么切换电压 V_{tran} 的选取同样关乎电路性能。主电路工作设计参数给出如表 2.1 所示：

表 2.1 电路设计参数

V_{inmin}	90Vac
V_{inmax}	265Vac
V_{outmin}	200V
V_{outmax}	400V

在固定某一输出电压条件下，宽范围输入电压时，主电路工作区域可用以

下三维图表示,如图 2.11 所示,其中 x 坐标轴为输入电压有效值, y 坐标轴为半个工频周期内,主电路工作在某一相位 θ , z 坐标轴则表示输入电压瞬时值。 A 区域表示输入电压峰值小于切换电压 V_{tran} 时,电路仅工作于 boost 模式,即图中 A 区域;当输入电压峰值大于切换电压 V_{tran} 时,电路工作于 boost 模式(B 区域)和 buck-boost 模式(C 区域)。

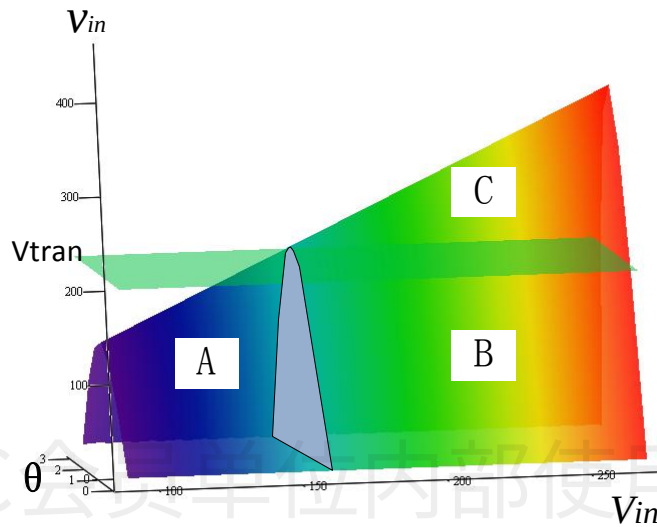


图 2.11 电路工作区域

2.4.1 最低点频率取得

(1) boost 模式

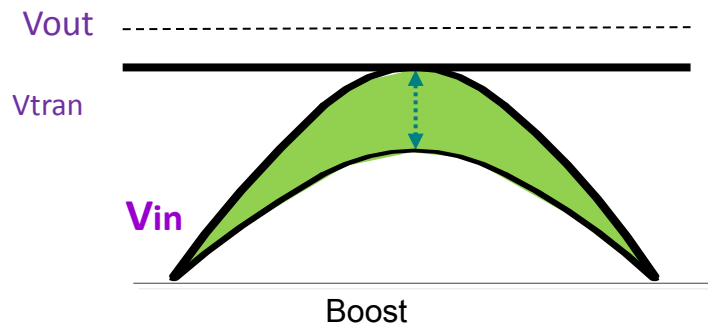


图 2.12 电路工作于 boost 单模式

当输入电压峰值小于输出电压时,电路全部工作于 boost 模式,对应图 区

域 A。折射到平面上如下图 2.12 所示。此时电路和 BCM boost PFC 完全等效。

此时某一输入电压下电感充电过程为方程(2-10)所示

$$L \frac{I_{peak1}}{T_{on}} = \sqrt{2} V_{in} \sin \theta \quad (2-10)$$

通过峰值电流与平均输入电流关系可以得到峰值电流表达式:

$$I_{peak1} = \frac{2\sqrt{2}P_{in}\sin\theta}{V_{in}} \quad (2-11)$$

开关管关断时间为 T_{off} ，因为电感电流一个周期内伏秒平衡，可以得到

$$\sqrt{2}V_{in}\sin\theta \cdot T_{on} = (V_{out} - \sqrt{2}V_{in}\sin\theta) \cdot T_{off} \quad (2-12)$$

开关管频率

$$f_s = 1/(T_{on} + T_{off}) \quad (2-13)$$

联立上式, 得到频率表达式:

$$fs = \frac{V_{in}^2}{2LP_{in}} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_{in}\sin\theta}{V_{out}}\right) \quad (2-14)$$

从上式可以看出，当 $\theta = \pi/2$ 时，电路工作于最小频率处，此时

$$f_{sminboost} = \frac{V_{in}^2}{2LP_{in}} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_{in}}{V_{out}}\right) \quad (2-15)$$

(2) boost 和 buck-boost 双模式

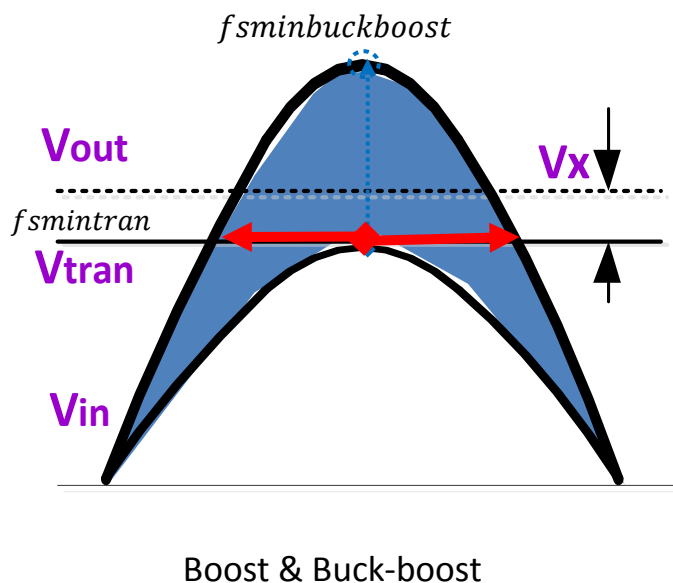


图 2.13 电路工作于 boost+buck-boost 双模式

当输入电压的峰值高于输出电压时，在半个工频周期内电路工作于 boost

和 buck-boost 两个模式，对应图 2.11 区域 B 和区域 C。折射到平面图如图 2.13 所示。对半个工频周期内的功率积分，可以得到功率的表达式：

$$P_{in} = \frac{\int_0^{\theta_b} I_{avg1} \cdot \sqrt{2}V_{in} \sin(\theta) d\theta + \int_{\theta_b}^{\frac{\pi}{2}} I_{avg2} \cdot \sqrt{2}V_{in} \sin(\theta) d\theta}{\frac{\pi}{2}} \quad (2-16)$$

将 I_{avg1} 于 I_{avg2} 的表达式代入上式中，当电路工作于 boost 和 buck-boost 模式双模态下的 T_{on} 表达式为：

$$T_{on} = \frac{\pi/2 \cdot P_{in} \cdot L}{\int_0^{\theta_b} V_{in}^2 \sin^2(\theta) d\theta + \int_{\theta_b}^{\pi/2} V_{in}^2 \sin^2(\theta) \cdot k \cdot \frac{V_{out}}{\sqrt{2}V_{in} \sin(\theta) + V_{out}} d\theta} \quad (2-17)$$

当电路工作于双模态，对于 boost 模式，已经得到了频率表达式()，此时在 $\theta=\theta_b$ 处取得最小频率，代入 θ_b 表达式，可以得到此时 boost 模式下最小频率：

$$f_s(\theta_b)_{boost} = \frac{1}{T_{on} + \frac{1-\alpha}{\alpha} T_{on}} \quad (2-18)$$

当电路切换进入 buck-boost 模式下时，导通时间变为 kT_{on} ，根据电感伏秒平衡原理，有：

$$\sqrt{2}V_{in} \sin\theta \cdot kT_{on} = (V_{out} - \sqrt{2}V_{in} \sin\theta) \cdot T_{off} \quad (2-19)$$

Buck-boost 模式下的频率表达式可以求得：

$$f_{sbuckboost} = \frac{1}{kT_{on} + \frac{\sqrt{2}V_{in} \sin\theta}{V_{out}} kT_{on}} \quad (2-20)$$

当 $\theta = \pi/2$ 时，电路工作于 buck-boost 模式下最小频率处，此时

$$f_{sminbuckboost} = \frac{1}{kT_{on} + \frac{\sqrt{2}V_{in}}{V_{out}} kT_{on}} \quad (2-21)$$

综上所述，我们得到了主电路中全输入范围下在不同区域段的最小频率曲

线，其中区域 A 为 $f_{sminboost}$ ，区域 B 为 f_{stran} ，区域 C 为 $f_{sbuck-boost}$ 。

2.4.2 α 值选取

由于主电路工作于 BCM 模式下，因此电路需在小于输出电压时，切换进入 buck-boost 模式下，切换电压的选取则会影响电路整个工作，因此需要合理设置切换电压，切换电压与输出电压之间的差值比例 α 需要合理设计。

首先对于 boost 模式来说，当输入电压与输出电压差值较大时，效率会下降，因为当 V_{in} 小时，输入电流很大，此时电路中线路损耗较大，功率开关管、二极管的导通损耗较大。电路的效率最差点在 90Vac 处。

在上一节中，在三个区域中的最小频率曲线已经得到，在何处取得最小频率点关乎电路性能。因为 90Vac 处效率最差，是热设计因素，因此如果电路在 90Vac 处工作频率等于或接近最低频率点，这样在最低输入电压处，功率器件上的开关损耗相对较小，因此可以提高整个电路的热性能。

当电路工作于双模态时，随着输入电压有效值的增大，在功率不变的情况下，输入电流减小，因此导通时间 T_{on} 减小，所以在 B 区域，根据已经求得的最小频率表达式，可以知道在切换处取得最小频率，而在区域 A 最小频率在 90Vac 处或切换处取得，而切换处频率即 B 区域最小频率，因此假设对于 A、B 区域最小频率点分别为 f_A 、 f_B

$$f_A = f_{sminboost}(V_{in} = 90Vac) \quad (2-22)$$

$$f_B = f_{stran}(V_{in} = \frac{V_{tran}}{\sqrt{2}}) \quad (2-23)$$

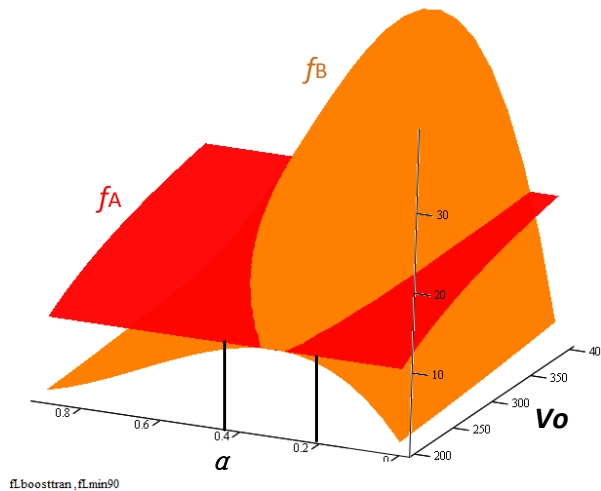


图 2.14 A、B 区域最小频率曲面

因此我们可以根据 f_A 、 f_B 的表达式得到关于 α 、 V_{out} 的关系，如图 2.14 所示，从图中可以看出当输出电压取最小值时，频率最小，因此取得最小频率点处在 $V_{out}=200V$ 处。

为了确保考虑到整个电路工作范围，给出了一个 α 选取流程，选择过程中确保 90Vac 处频率 f_A 等于或接近最低频率；由于电路工作于 buck-boost 模式时，电流峰值较大，效率较低，因此需电路尽可能工作于 boost 模式多一些。选取流程图如图 2.15 所示：

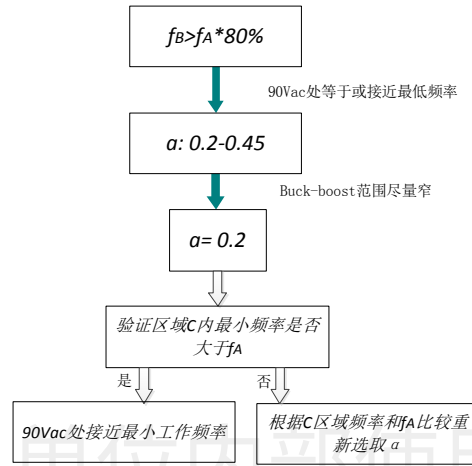


图 2.15 α 值选取流程图

根据已经得到的 α 值，我们可以得到整个范围内最小频率曲面，如图 2.16 所示，通过比较区域 C 能够取得最小频率的平面 $f_{buck-boost}$ ，可以看出区域 C 内的频率始终高于最小频率，因此 α 值可以使用，这样既确保了在低输入电压时，开关频率不会很高，导致电源热性能降低；同时保证了电路工作于 boost 范围较宽，电流峰值较低，buck-boost 范围较窄，整体效率较优。

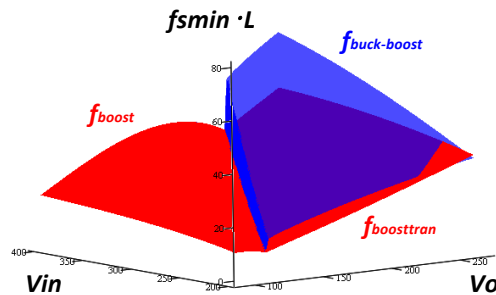


图 2.16 A、B、C 区域最小频率曲面

2.4.3 电感值确定

在上一节中确定了切换电压与输出电压的关系，同时得到了整个电路在不同输入电压、不同输出电压下的频率曲面，由图中可以知道当 $V_{out}=200V$ 时，在电压切换时，取得整个电路的最小频率点，此时 90Vac 处频率和最小频率处频率接近，开关损耗较小。切换电压

$$V_{tran}=V_{out}(1-\alpha)=160V \quad (2-24)$$

最低频率点表达式为：

$$f_{smin} = f_{sminboost} \left(\frac{160}{\sqrt{2}} \right) \quad (2-25)$$

开关电源最低频率一般需要高于 20kHz，本文那种设定电感工作最低频率高于 25kHz，因此另

$$f_{smin} = 25kHz \quad (2-26)$$

求得电感值

$$L = 331\mu H \quad (2-27)$$

同样，我们可以分别求得区域 A、区域 B、C 下的最大伏秒值，然后根据最大伏秒来确定电感匝数。

区域 A 内电路工作于 boost 模式，最大伏秒可以得到：

$$\lambda_A = 2P_{in} \cdot L \cdot \sqrt{2}/V_{in} \quad (2-28)$$

区域 B、C 的最大伏秒在区域 B 取得，因为 buck-boost 模式下电流峰值较大，而 T_{on} 也比 boost 模式要大，因此这两个区域内的最大伏秒 $V_k T_{on}$ 为：

$$\lambda_{BC} = (2 - \alpha) \cdot \sqrt{2} V_{in} \cdot T_{on} \quad (2-29)$$

图 2.17 所示为不同电压下的不同伏秒值，从图中可以得知在输出电压最小时，输入电压峰值等于切换电压时，取得最大伏秒，即在刚刚进入 buck-boost 模式时伏秒最大。记最大伏秒为 λ_{max} ，

$$\lambda_{max} = \frac{2P_{in} \cdot L \cdot \sqrt{2}}{(1-\theta) V_{outmin}/\sqrt{2}} \quad (2-30)$$

选取磁芯 RM12，得到匝数 N

$$N = \frac{V_{Tmax}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (2-31)$$

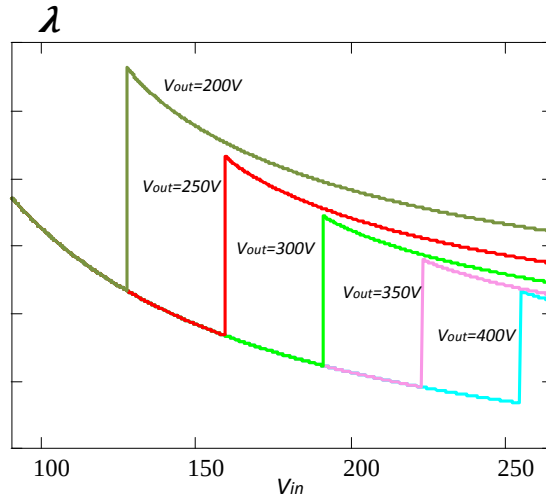


图 2.17 伏秒曲线

2.5 PFC 控制电路设计

本章前面章节介绍了宽电压范围输入、宽电压范围输出 PFC 电路的工作原理，以及控制方式，本节详细介绍控制电路并通过仿真进行了验证。

电路控制框图如图 2.18 所示，该控制电路通过两个驱动电路分别连接至 buck-boost 变流器主电路 Q1 和 Q2 的两个门极；所述控制电路包括：输入电压采样单元、输出电压采样单元、误差放大电路、PWM 发生电路、导通时间控制电路和电感电流过零检测电路。

采样信号单元用来比较输入、输出电压大小，并且通过采样输出电压，使得电路最终稳定工作于一个固定的输出电压下；电感电流过零检测电路则是通过检测电感电流，使得当电感电流到零时给出驱动信号，使得电路实现 BCM 模式；误差放大电路则是通过将输出电压的采样值与参考电压进行比较，控制电路最终稳定电压，并且在一个工频周期内，其输出基本不变，使得电路导通时间恒定；PWM 发生电路则是产生信号来控制电流源短路与否实现控制驱动信号，并通过和输入输出采样单元信号进行比较后控制开关管。

上一节提出了比例导通时间 (POT) 控制方式，即 boost 模式下导通时间为 T_{on} ，buck-boost 模式下导通时间为 kT_{on} ，为实现比例导通时间控制，在导通时间控制电路中，通过控制两个电流源对电容 C_T 充电来控制导通时间。在 boost 模式下，导通时间为 T_{on} ，此时通过控制导通时间电路中开关 k1、k2 导

通，两个电流源 I_{chare1} 、 I_{chare2} 同时对电容 C_T 充电，如图 2.19(a)所示，充电时间内有：

$$(I_{charge1} + I_{charge2}) \cdot T_{ON} = C_T \cdot V_{CTRL} \quad (2-32)$$

当电路进入 buck-boot 模式，此时导通时间电路模块中开关 $k1$ 导通，电流源 I_{chare1} 短路，只有电流源 I_{chare2} 对电容 C_t 充电，此时导通时间为 kT_{on} ，主要波形图如图 2.19(b)所示，充电时间内有：

$$I_{charge1} \cdot kT_{ON} = C_T \cdot V_{CTRL} \quad (2-33)$$

两式联立，代入 k 值，即可得到两个电流源之间的关系：

$$I_{charge2} = (1 - \delta)I_{charge1} \quad (2-34)$$

因此最终可以通过控制两个电流源大小实现对两个模式下比例导通时间的控制，由于一般控制芯片中通常有一个固定电流源，对电容 C_T 充电来控制导通时间，只需要设计一个额外电流源满足上述条件即可实现比例导通时间控制。

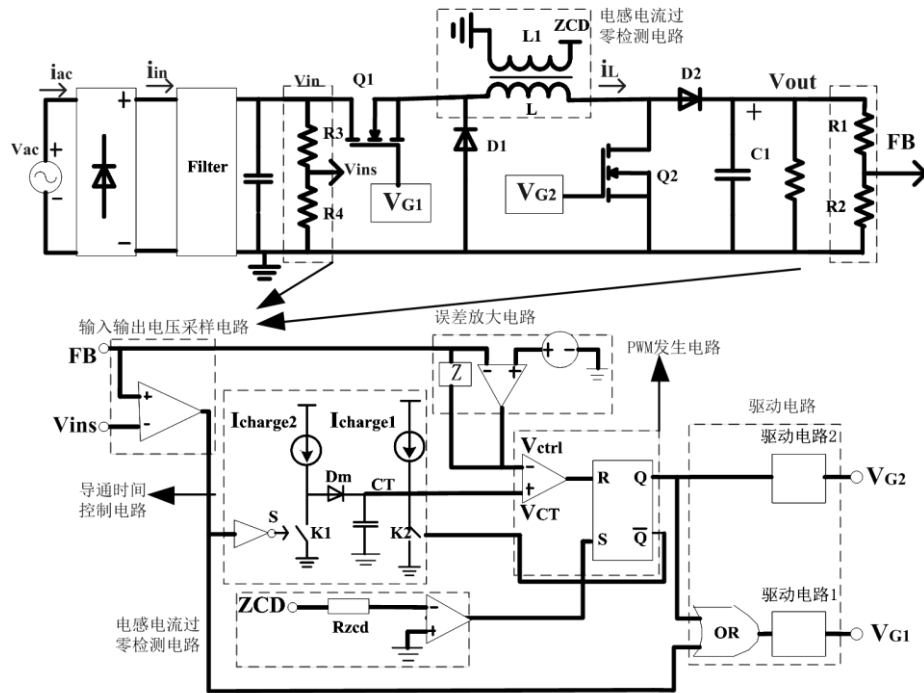


图 2.18 电路控制框图

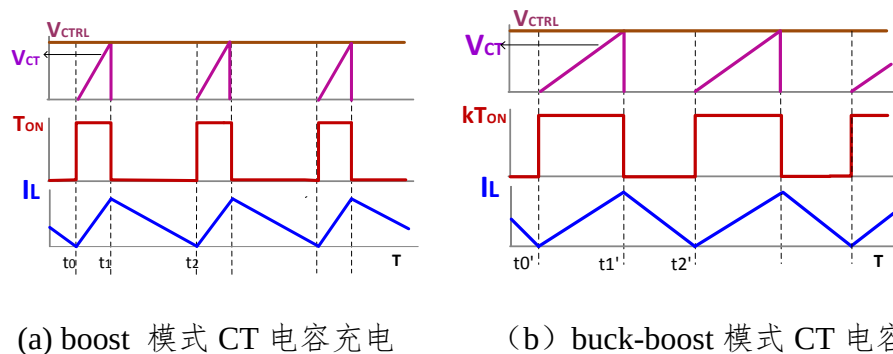


图 2.19 CT 充电过程

2.6 本章小结

本章介绍了一种双管级联型 buck-boost 变流器的新型控制方法——比例导通时间控制方式，通过比较输入电压和输出电压，主电路分别工作于 boost 模式或 buck-boost 模式，并通过控制两种模式下导通时间的比例实现了输入电流的平滑过渡，然后介绍了电路工作原理、最低频率点的取得、电路切换电压的选取、电感 L 的设计过程，最后给出了实现上述功能的控制电路框图。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

3 基于 LLCC 拓扑的多路 LED 驱动电源分析设计

本章主要设计了一台多路输出 LED 驱动器，具有宽范围输出电压能力。首先对 LLCC 拓扑的工作原理做简要介绍，然后就均流原理、工作模式分析、稳态分析展开讨论，并介绍了实验电路参数选取应考虑的因素。最后设计了一台高效率样机，通过实验验证了多路 LLCC 谐振电路的均流特性。

3.1 工作原理分析

3.1.1 LLC 谐振型变流器简介

LLC 谐振型变流器因其高效率、结构简单等优点已广泛应用于中小功率 DC/DC 电源中^[29]，图 3.1 为 LLC 谐振型变流器拓扑结构，有三种工作模式：断续模式、连续模式以及临界模式。Psim 仿真电路图如图 3.2 所示，主要稳态工作波形如图 3.3 所示。

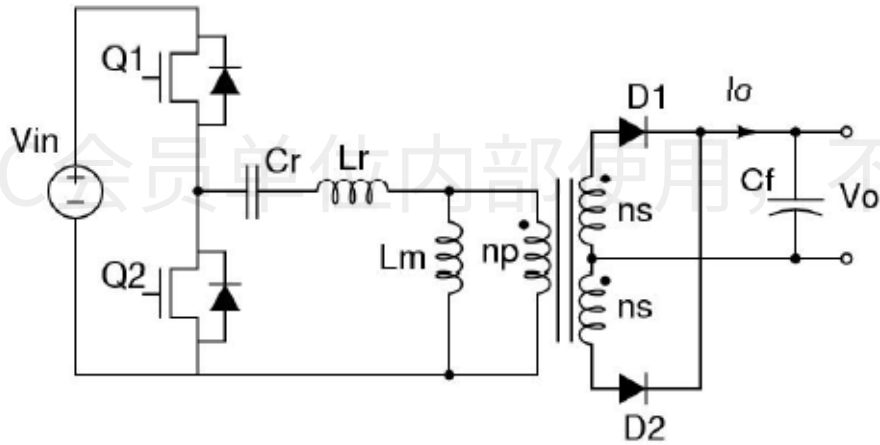


图 3.1 LLC 谐振型变流器拓扑

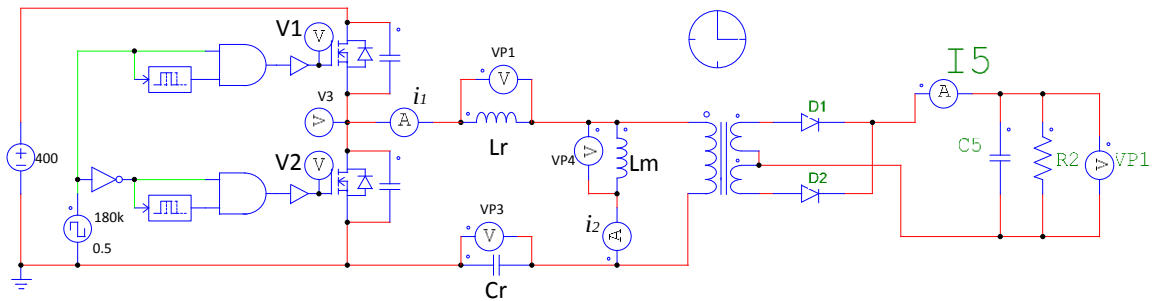
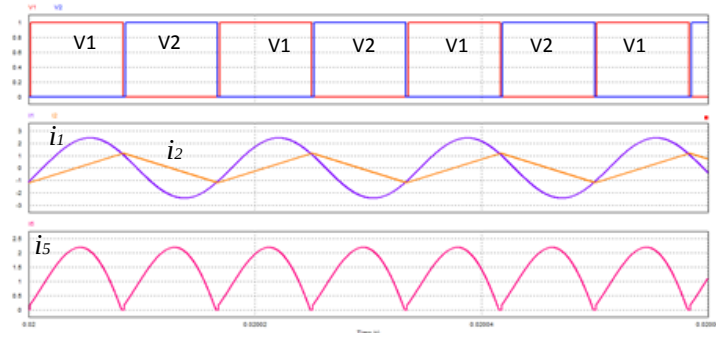
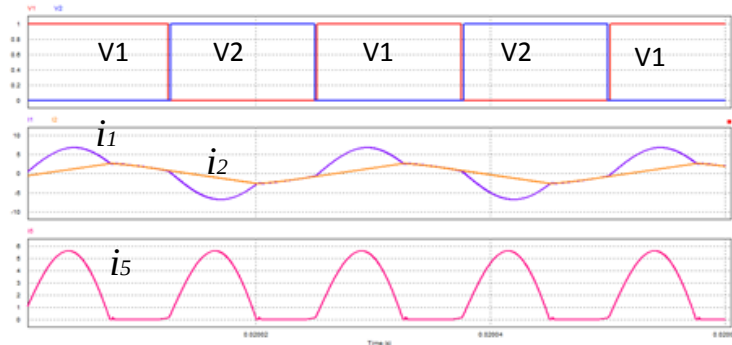


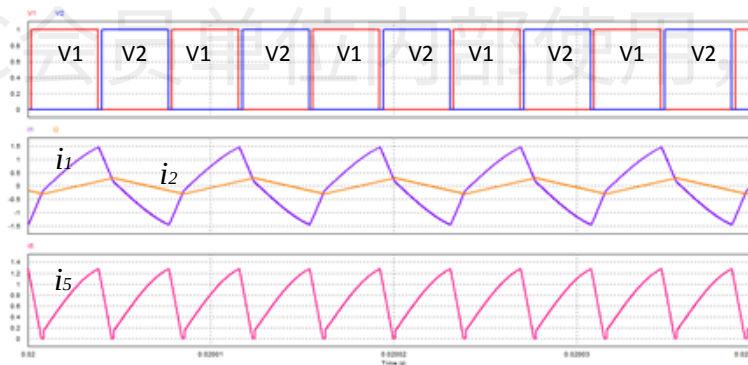
图 3.2 LLC 电路仿真图



(a) 临界模式



(b) 断续模式



(c) 连续模式

图 3.3 电路不同模式下仿真波形图

当开关频率 f_s 等于谐振频率 f_r 时, LLC 工作于临界模式, 如图 3.3 (a) 所示, 当开关频率 f_s 小于谐振频率 f_r 时, LLC 工作于断续模式, 如图 3.3(b)所示, 当开关频率 f_s 大于谐振频率 f_r 时, LLC 工作于连续模式, 如图 3.3(c)所示。其中临界模式是 LLC 谐振型变流器最理想工作状态, 此时原副边电流有效值小, 谐振腔增益始终为 1, 不随负载变化而变化, 并且可以实现原边两开关管的 ZVS 和副边两整流管的 ZCS。但是在 LED 负载的应用中, 由于 LED 负载通常都有一

定电压范围，因此通常变频工作。

当驱动器工作于断续模式时，能够获得大于 1 的增益，以及原边两个开关管的 ZVS 和副边两个整流管 ZCS，但是此时原副边电流有效值变大，电源损耗增加。对于 LED 电源，负载工作于宽电压范围，对应增益范围较宽，无法保证全范围工作于 ZVS 区域。另外，由于电路工作于最大增益点和谐振点之间，满载时工作于较低频率，远离谐振点，不利于满载效率优化。

如果 LLC 工作于连续模式，谐振腔增益小于 1，此时原边两个开关管可以实现 ZVS，但是副边整流管无法实现 ZCS 软开关。但是由于输出电流不是很大，影响较小。除此之外增益曲线斜率较大，窄频率段内可以实现较宽范围增益的调节。且满载时工作于谐振点附近，易于满载效率优化。因此对于 LED 宽范围 LED 驱动电源选择工作于连续模式^[30-31]。

3.1.2 电路拓扑分析

四路均流 LLCC 谐振型 LED 驱动电源电路拓扑如图 3.4 所示。

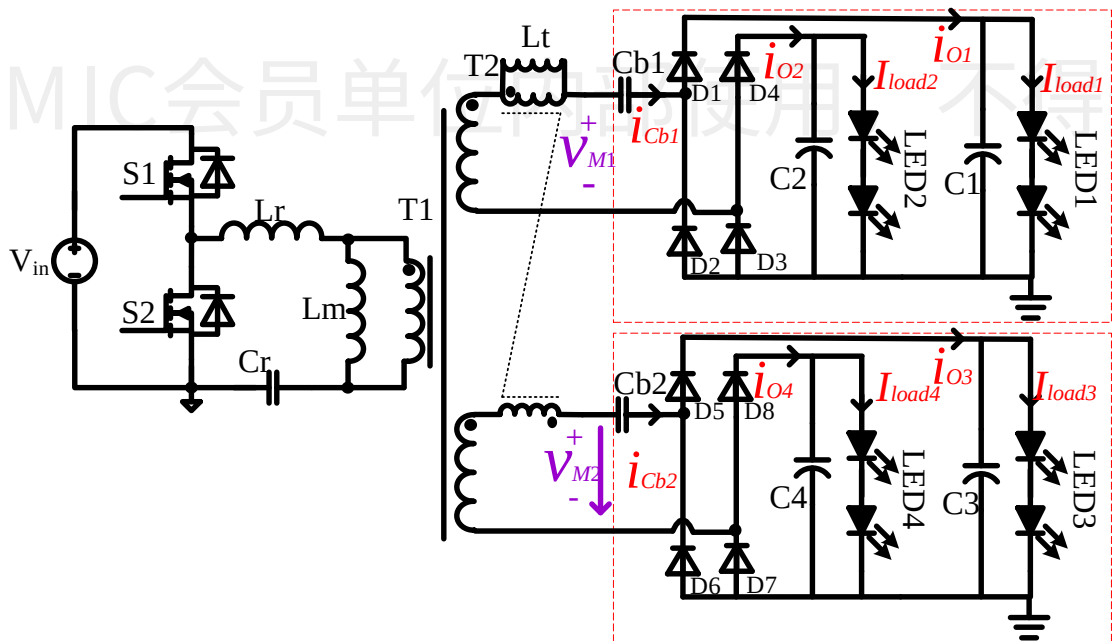


图 3.4 四路均流 LLCC 谐振型 LED 驱动拓扑

主电路原边采用半桥结构，开关管 S1、S2 的驱动信号互补。谐振腔主要包括原边谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、变压器励磁电感 L_m ，除此之外，副边的均流电容 C_{b1} 、 C_{b2} 也参与谐振。变压器有两个相同匝数副边，在与副边相连的每个模块中，整流桥为两路输出结构，每一路可以单独驱动 LED 灯串负载。其中 D1、

D3 与负载 LED1 组成一路，D2、D4 与负载 LED2 组成一路，D5、D7 与 LED3 组成一路，D6、D8 与 LED4 组成一路。因为四路输出为半波整流，C1、C2、C3、C4 作为滤波电容能够吸收电流纹波，为 LED 负载提供恒定电流。由电容充放电平衡原理可知，均流电容 Cb1、Cb2 实现模块内两路负载的自动均流。除此之外，Cb1、Cb2 承担模块内两路输出的电压差。使得在两路负载电压相差较大时，依然有良好均流效果。另外通过增加均流变压器 T2 实现了两个模块间的均流，同时，均流变压器承担模块间的电压差，以保证在负载电压不同时的均流精度。

3.1.3 工作模态分析

本文中 LLCC 谐振型电路工作于连续模式，主电路原边用一个高频连续电流源来代替。简化后的电路图如图 3.5 所示。

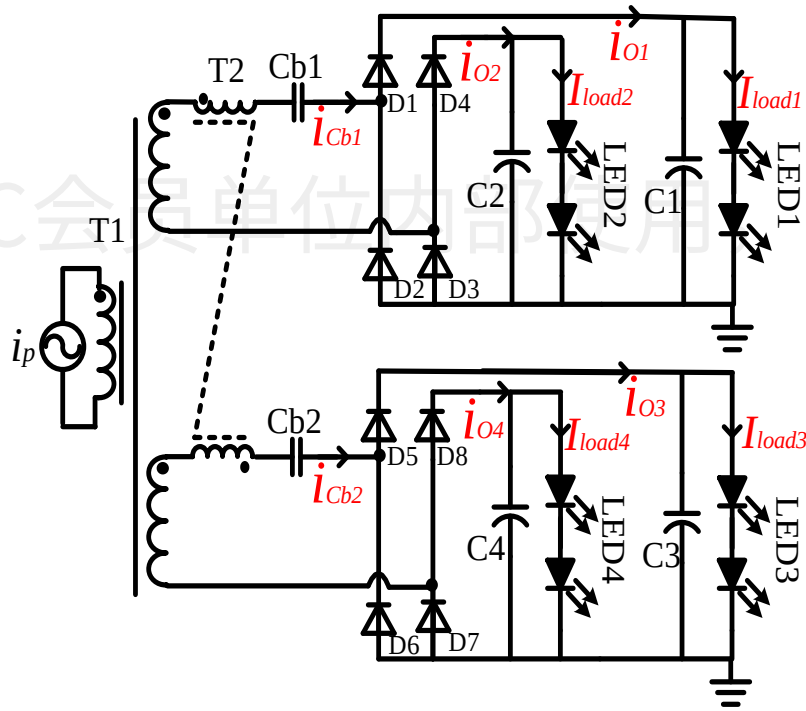


图 3.5 原边简化后电路拓扑

电路工作于 CCM 模式的主要电路波形图如图 3.6 所示。为阐明电路工作原理，分析电路在整个工作周期内的工作情况，电路可以划分为两个模态，每个模态的等效电路如图 3.7 所示。

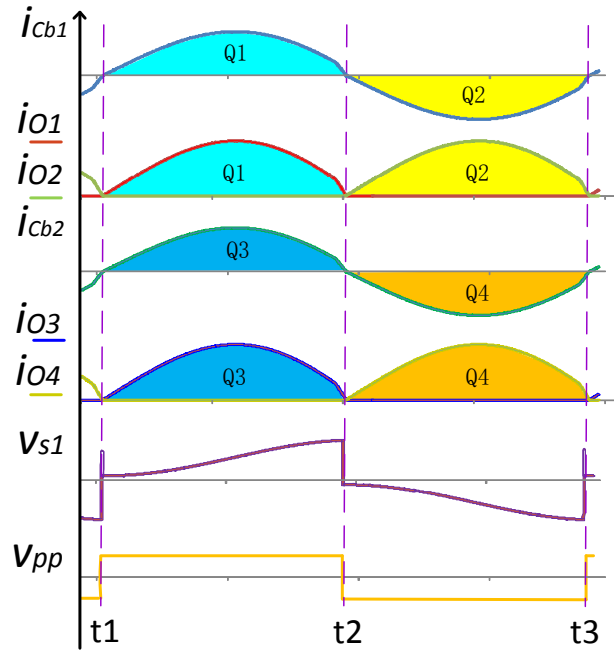
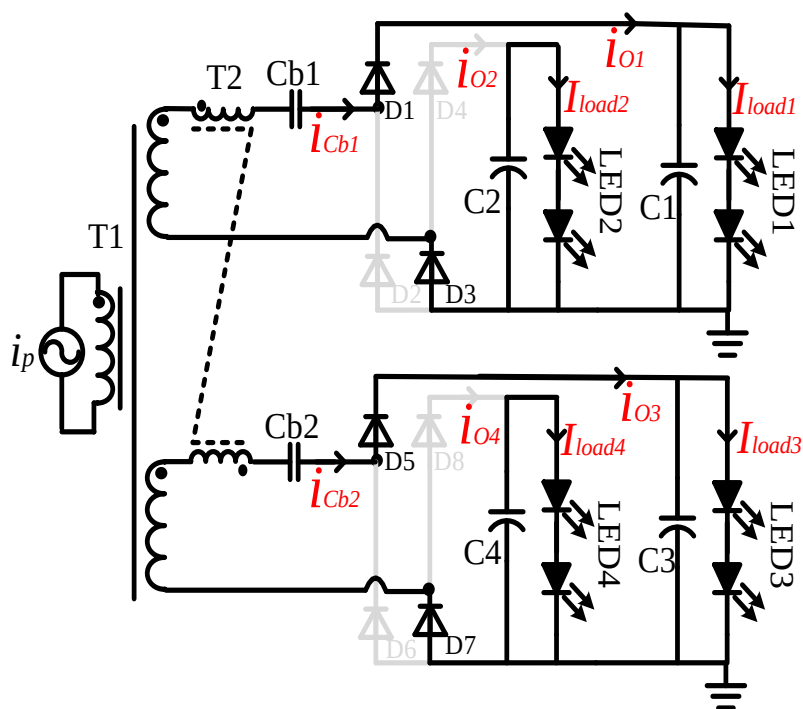


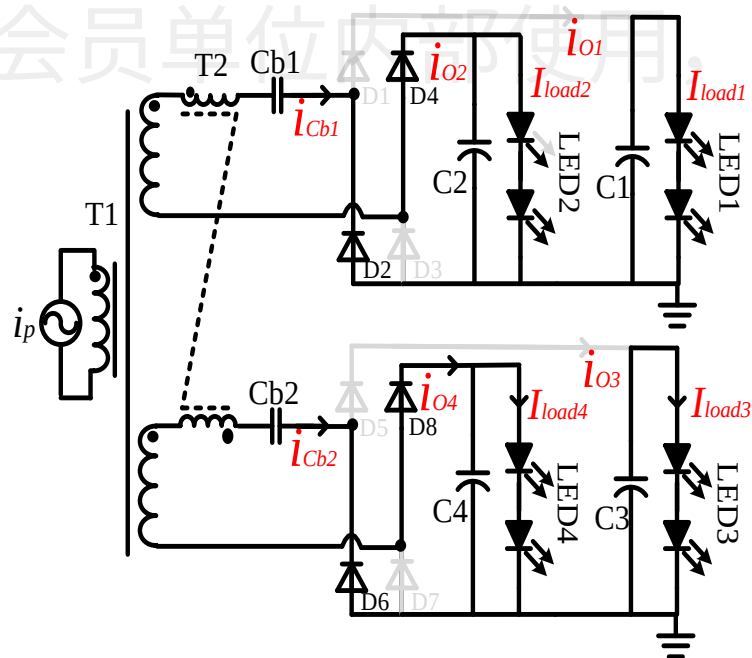
图 3.6 主要电路波形图

模态 1 (t_1 — t_2): 电路工作于 t_1 — t_2 的等效电路如图所示。从 t_1 时刻开始, 副边电流从零开始变为正值, 给输出电容 C_1 、 C_3 充电, 电流分别流经 LED1、LED3, 由于 D2、D4、D6、D8 关断, 负载 LED2、LED4 中电流由输出电容 C_2 、 C_4 提供。

模态 2 (t_2 — t_3): 电路工作于 t_2 — t_3 的等效电路如图所示。从 t_2 时刻开始, 副边电流从零开始变为负值, 给输出电容 C_2 、 C_4 充电, 电流分别流经 LED2、LED4, 由于 D1、D3、D5、D7 关断, 负载 LED1、LED3 中电流由输出电容 C_1 、 C_3 提供。



(a) 模式 1



(b) 模式 2

图 3.7 不同模式下等效电路

3.1.4 均流原理分析

主电路副边一个模块内的两路负载通过电容 Cb1、Cb2 实现自动均流。根据电容的充电平衡原理，在一个开关周期内电容的电荷总和为零，即正电荷量等于负电荷量，如式 (3-1)、(3-2) 所示

$$Q1 = \int_{t1}^{t2} i_{Cb1} dt = \int_{t2}^{t3} i_{Cb1} dt = Q2 \quad (3-1)$$

$$Q3 = \int_{t1}^{t2} i_{Cb2} dt = \int_{t2}^{t3} i_{Cb2} dt = Q4 \quad (3-2)$$

在一个周期内流经 1、2 路负载的电荷如公式(3-3)、(3-4)所示

$$I_{load1} \cdot Ts = \int_{t1}^{t3} i_{o1}(t) dt = \int_{t1}^{t2} i_{Cb1}(t) dt \quad (3-3)$$

$$I_{load2} \cdot Ts = \int_{t1}^{t3} i_{o2}(t) dt = \int_{t2}^{t3} i_{Cb1}(t) dt \quad (3-4)$$

与式(3-1)、(3-2)联立可以得到

$$I_{load1} = I_{load2} \quad (3-5)$$

在一个周期内流经 3、4 路负载的电荷如公式所示

$$I_{load3} \cdot Ts = \int_{t1}^{t3} i_{o3}(t) dt = \int_{t1}^{t2} i_{Cb2}(t) dt \quad (3-6)$$

$$I_{load4} \cdot Ts = \int_{t1}^{t3} i_{o4}(t) dt = \int_{t2}^{t3} i_{Cb2}(t) dt \quad (3-7)$$

联立可以得到

$$I_{load3} = I_{load4} \quad (3-8)$$

另外，均流变压器原副边匝数相同，所以

$$i_{Cb1} = i_{Cb2} \quad (3-9)$$

联立式(3-3)与式(3-6)、(3-9)，可得

$$I_{load1} = I_{load3} \quad (3-10)$$

联立式(3-4)、(3-7)与式(3-9)，可得

$$I_{load2} = I_{load4} \quad (3-11)$$

因此最终可以推得

$$I_{load1} = I_{load2} = I_{load3} = I_{load4} \quad (3-12)$$

即四路输出负载电流相等，由此可见，通过两个均流电容以及一个均流变压器，可以实现四路 LED 负载的自动均流。

3.2 电路稳态分析

主电路原边 L_m 、 L_r 、 C_r 三个元件参与谐振，副边均流电容 C_{b1} 、 C_{b2} 在均流的同时参与原边谐振，主电路为 LLCC 多元件谐振电路。为了简化分析种多元件谐振电路，本文采用基波近似的方法，即假设原边电流中基波分量向副边传送能量，其他谐波分量忽略。最终目的是通过此方法将变压器副边的均流变压器、整流桥结构等进行简化。

C_{b1} 、 C_{b2} 上的电压可以被视为直流分量和交流分量两部分之和。交流分量为 $v_{Cb'1}$ 、 $v_{Cb'2}$ ，直流分量为 V_{DC1} 、 V_{DC2} 。如图 3.8 所示，其中 $C_{b1'}$ 、 $C_{b2'}$ 为不含直流分量的电容。

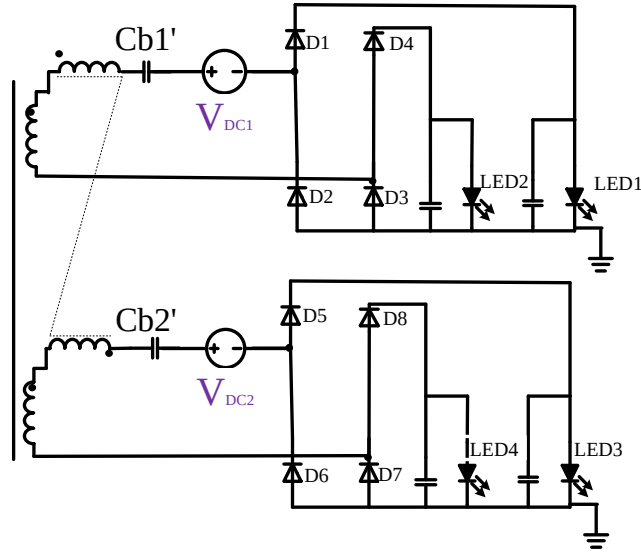


图 3.8 电容简化后副边电路图

在模态 1(t_1 — t_2)阶段，整流二极管 D1、D3、D5、D7 导通，负载等效为电压源，电路此时可以化简如图 3.9 所示

同理，模态 2(t_2 — t_3)阶段电路化简如图 3.10 所示

根据变压器副边绕组的伏秒平衡原理，当电路工作在稳定状态时变压器两个副边绕组一个周期内的伏秒值等于零，可以得到：

$$(V_{O1} + V_{DC1})(t_2 - t_1) + (-V_{O2} + V_{DC1})(t_3 - t_2) = 0 \quad (3-13)$$

$$(V_{O3} + V_{DC2})(t_2 - t_1) + (-V_{O4} + V_{DC2})(t_3 - t_2) = 0 \quad (3-14)$$

由于原边的两个开关管互补对称工作，变压器的正负半周时间完全相等即模态 1、模态 2 时间相等，可以求出：

$$V_{DC2} = (V_{O4} - V_{O3}) / 2 \quad (3-15)$$

$$V_{DC1} = (V_{O2} - V_{O1}) / 2 \quad (3-16)$$

将电容中直流电压与负载电压相加后合并，一个模块中除去电容中的交流分量其剩余部分为方波分量，其中

$$v'_{s1} = \pm(V_{O1} + V_{O2}) / 2 \quad (3-17)$$

$$v'_{s2} = \pm(V_{O3} + V_{O4})/2 \quad (3-18)$$

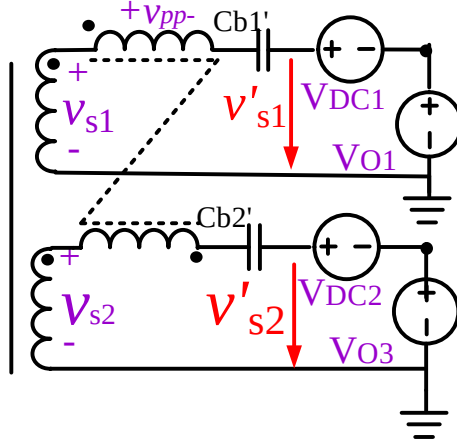


图 3.9 负载简化后模式 1 对应电路图

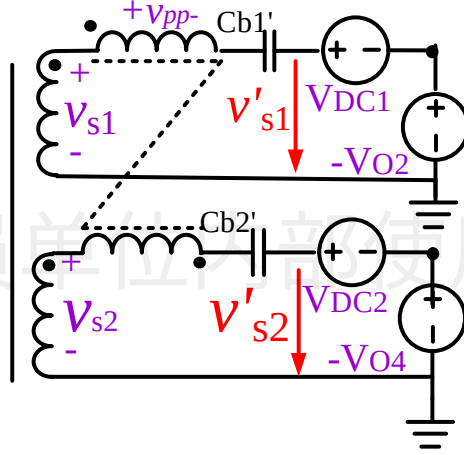


图 3.10 负载简化后模式 2 对应电路图

在一个周期内电路副边电路可以等效如图 3.11 所示：

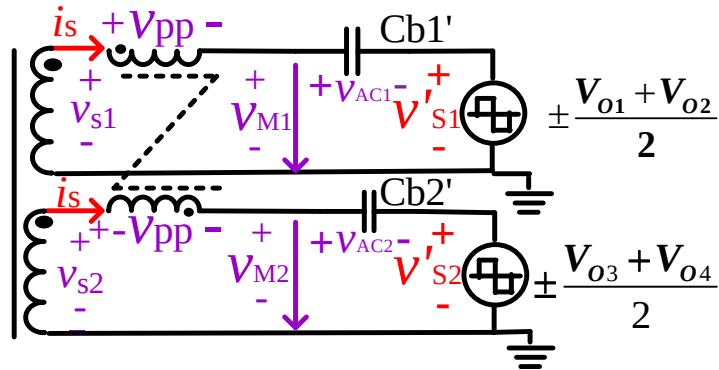


图 3.11 两模式合并后电路化简图

均流变压器用来平衡两个模块间的电流，于此同时，均流变压器上承担着副边两个模块间的电压差。由于副边两绕组匝数相同，可以得到：

$$v_{s1} = v_{s2} \quad (3-19)$$

根据基尔霍夫电压定律，在两个副边回路中有：

$$v_{s1} = v_{M1} + v_{pp} \quad (3-20)$$

$$v_{s2} = v_{M1} + v_{pp} \quad (3-21)$$

联立以上各式可以得到

$$v_{pp} = \pm \frac{(V_{O3}+V_{O4})-(V_{O1}+V_{O2})}{4} + \frac{1}{2} \int_{t1}^t \left(\frac{1}{C_{b2'}} - \frac{1}{C_{b1'}} \right) i_s dt \quad (3-22)$$

均流变压器原副边电压中的方波分量分别与图 11 模块中方波电压叠加，交流分量可以用电容来表示，这样，电路简化为图 3.12 (a)。此时将两个副边进行合并化简，电路等效如图 3.12(b)。其中

$$C_b = \frac{4C_{b1}C_{b2}}{C_{b1}+C_{b2}} \quad (3-23)$$

定义 V_O 为四路输出电压平均值

$$V_O = \frac{V_{O1}+V_{O2}+V_{O3}+V_{O4}}{4} \quad (3-24)$$

定义单路输出等效电路的输出阻抗为 R_{load}

$$R_{load} = \frac{V_O}{I_{load}} \quad (3-25)$$

通过基波等效化简，可以得到交流等效电阻如式所示：

$$R_{ac} = \frac{2}{\pi^2} R_{load} \quad (3-26)$$

最终副边电路等效化简电路如图 3.12 (c) 所示。将电容和电阻等效到原边后化简如图 3.13 所示。

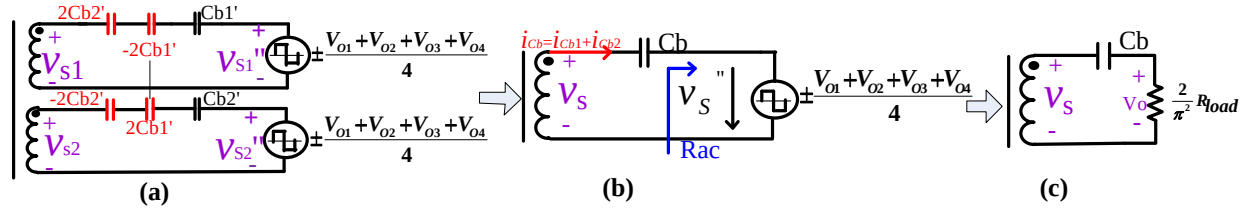


图 3.12 均流变压器化简过程

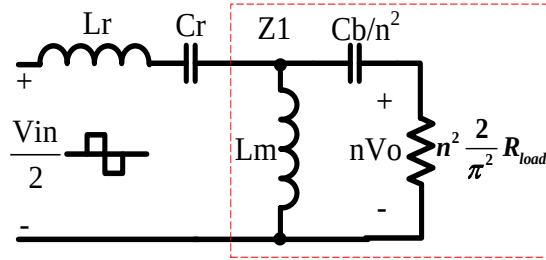


图 3.13 最终交流等效电路

3.3 直流增益曲线

在上一节中，通过基波近似的方法得到了主电路的交流等效简化电路，如图所示。根据电路参数可以推导出主电路对应的直流增益公式，如式

$$Z_1 = j \cdot 2\pi f_s \cdot L_m \parallel \left(\frac{n^2}{j \cdot 2\pi f_s \cdot C_b} + \frac{2n^2}{\pi^2} R_{load} \right) \quad (3-27)$$

$$G = \frac{n \cdot V_o}{\frac{V_{in}}{2}} = \left| \frac{Z_1}{\left(j \cdot 2\pi f_s \cdot L_r + \frac{1}{j \cdot 2\pi f_s \cdot C_r + Z_1} \right)} \cdot \frac{\frac{2n^2 R_{load}}{\pi^2}}{\left(\frac{n^2}{j \cdot 2\pi f_s \cdot C_b} + \frac{2n^2 R_{load}}{\pi^2} \right)} \right| \quad (3-28)$$

Z_1 为红色虚线框中的等效阻抗， f_s 为电路开关频率。

主电路工作范围如图 3.14 所示，工作区域中每一个点都对应一个 R_{load} ，不同大小的 R_{load} 用不同颜色线段来表示。本章中样机参数如表 3.1 所示。可以得到样机不同负载下增益曲线如图 3.15 所示通过描点法得到 $I_{load}=350\text{mA}$ 恒流工作曲线。

表 3.1 LLCC 电路工作参数

Input Voltage	400V DC
Output Power	70-140W
Output	50-100V
Output Current	350mA/cha

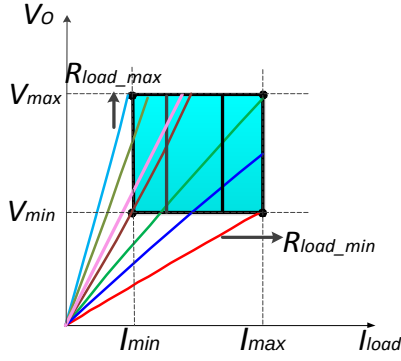


图 3.14 电路工作范围图

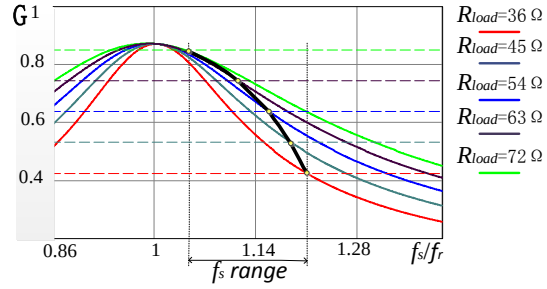


图 3.15 恒流工作曲线

3.4 参数设计

在 LLCC 四元件谐振电路中，副边均流电容同样参与谐振，定义谐振频率为

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r \frac{C_r C_b}{n^2 C_r + C_b}}} \quad (3-29)$$

为保证主电路原边 MOSFET 能够实现零电压开通，工作区域频率大于谐振频率，电路工作于连续模式。

较高的工作频率可以提高功率密度，减小磁元件体积，但是同时带来开关损耗增大的后果。由于负载具有宽范围的特性，电路工作于一定频率范围之内，如图 所示，考虑到轻载时频率不能太高，因此谐振频率设计在 60-80kHz 较为适宜，这样半载时工作频率不会过高导致损耗显著增加。

文献^[36-40]中介绍了四元件参谐振腔的参数设计时考虑因素。L_r、C_r、C_b 同时参与谐振。为提高效率，适当减小 L_r 值可以减小谐振电感中的磁损和铜损，但是在 LED 电源中由于负载具有一定的宽输出范围，L_r 如果取值过小会导致频率范围段变宽，使得轻载时频率过高效率严重下降。因此 L_r 取值需折中考虑。

在交流等效电路中，忽略励磁电感 L_m 的作用，均流电容 C_b 以及谐振电容 C_r 串联，与 L_r 构成谐振腔。因此 C_b、C_r 同时影响电路谐振过程。C_b 和 C_r 有多种取值组合，不同的组合对电路影响不同。如果 C_b 取值较大，电路谐振频率则主要由 L_r、C_r 确定，电路工作过程接近于 LLC 电路。但是过大的 C_b 使得副边每一个模块中两路之间的瞬态均流效果变差，输出电流较小时，影响更为明显，瞬态过程中的电流相差比较大。因此 C_b 不能取得过大，应该取与 C_r 同一数量级左右。

对于励磁电感 L_m ，如果 L_m 越大，则原副边电流均方根值减小^[Lm]，因此 L_m 越大，则原副边的导通损耗越小。但是 L_m 越大， L_m 于谐振电感 L_r 比值增大，将会导致恒流增益曲线变宽，工作频率变大，电路高频工作时效率降低。同时 L_m 增大变压器磁损、铜损也会相应增加，影响电源效率。因此 L_m 需合理选取， L_m/L_r 比例在 3-6 之间较为适宜。

另外，图中副边电压为方波叠加正弦波，而 LLC 电路中电路中原边绕组电压为方波，因此如果 LLCC 电路原边匝数与普通 LLC 电路相同，则 LLCC 电路中对单位体积磁芯上损耗更大，在设计时需考虑此因素。

对于均流变压器而言，同样也是设计中需要重要考虑因素之一。前面介绍了均流变压器绕组承担着两个模块间的电压差，为保证均流变压器正常工作，均流变压器在其承担的电压下不能饱和，其匝数必须合理设计，匝数表达式如公式(76)所示：

$$N = \frac{V_{Omax} - V_{Omin}}{4\Delta B \cdot Ae \cdot f_s} \quad (3-30)$$

其中 ΔB 为均流变压器所用磁芯的允许磁通密度， Ae 为磁芯等效截面积， f_s 为开关频率， V_{Omax} 为负载最大输出电压， V_{Omin} 为最小输出电压。

由于均流变压器对两个模块间进行均流，励磁电感的大小将会对均流精度造成影响。如果励磁电感过小，励磁电流较大，则均流精度较差。因此励磁电感应尽量取大，使得励磁电流较小，提高均流精度。

3.5 本章小结

本章介绍了一种基于 LLCC 拓扑的多路宽范围输出 LED 驱动电源。通过采用简单均流电容、均流变压器，实现了多路均流，且具有很高的均流精度。对电路工作原理、均流原理进行了阐述，并对交流等效电路进行了化简，得到了直流增益曲线，对如何选取电路参数给出指导。这种均流方法可以扩展到更多路输出场合。

4 实验结果与分析

4.1 宽范围 PFC 实验

为验证双管级联型 buck-boost 变流器的控制方式及理论分析，搭建了一台 150W 样机，样机参数如下：

表 4.1 双管级联型 buck-boost 工作参数

Q1 Q2	TK15A60U
D1 D2	8ETH06FP
L	200uH(RM12/TP4A)
Vin	90V-265V
Vout	200V-400V
C1	200uF/420V
Icharge1, 2	270uA, 270uA

图 4.1 中， V_{in} 为整流后的输入电压有效值， V_{out} 为输出电压， V_j 则为输入电压和输出电压采样比较后的输出信号， i_{in} 为整流后输入电流波形。由波形图中可以得知，电路在输入电压低于输出电压时即进行模式切换，且模式切换后输入电流波形保持平滑过渡。

将电路由 boost 模式向 buck-boost 模式切换处展开，如图 4.2(a)所示，当输入、输出采样比较信号 V_j 由低电平变为高电平，说明此时输入电压瞬时值刚刚高于切换电压，电路切换进入 buck-boost 模式。 V_j 变为高电平后，开关管 Q1 信号由常通态变为进行开关动作，并保持和开关管 Q2 信号同步通断。在未进行切换时，开关管 Q2 导通时间为 T_{on} ，切换进入 buck-boost 模式后由于外加电流源不再对 CT 电容充电，导通时间增大，变为 kT_{on} 。实现了比例导通时间控制(POT)。此时电感电流峰值由于导通时间的增加峰值也有所增加。

当输入电压和输出电压采样比较后的信号 V_j 由高电平变为低电平时，如图 4.2(b)所示，此时输入电压瞬时值小于切换电压，开关管 Q1 又变为常通，开关

管 Q2 继续开关动作，并且导通时间由 kT_{on} 变为 T_{on} ，电路由 buck-boost 模式切换到 boost 模式。

图 4.3 所示为交流输入电压和输入电流波形图。由图可知，输入电流跟随输出电压，并且输入电流保持平滑，接近正弦波，实现了功率因数校正功能。

图 4.4 为不同输出电压时电路效率曲线，红色曲线为传统 boost PFC 效率曲线，由图可见当本电路工作于 boost 模式时，电路效率与传统 boost PFC 接近，而当电路工作于 boost 模式和 buck-boost 双模式时，由于 buck-boost 模式下电感电流峰值较大，此时主电路效率有所降低，主电路最低点效率发生在最低输入电压处，因此双管级联型 buck-boost 变流器的热设计和 boost 相似。

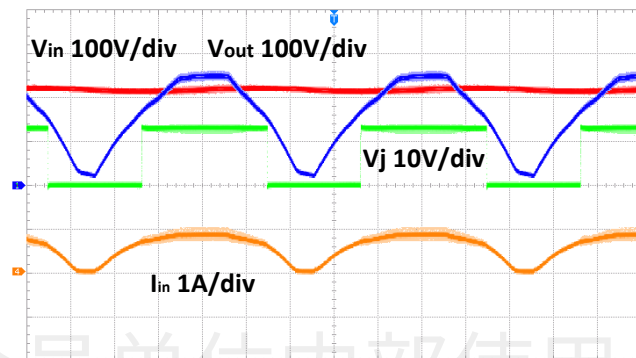
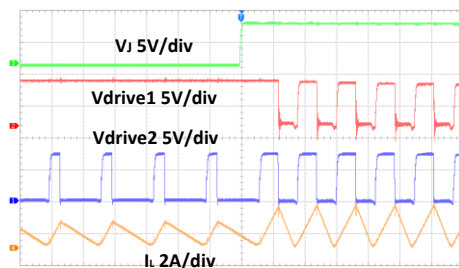
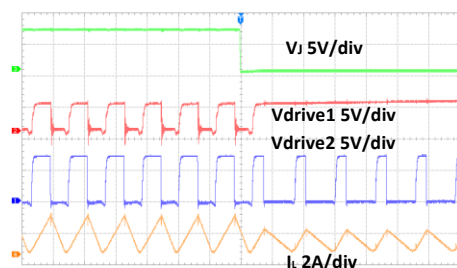


图 4.1 电路主要实验波形图



(a) Boost 切换到 buck-boost 模式



(b) buck-boost 切换到 boost 模式

图 4.2 模式切换时波形图

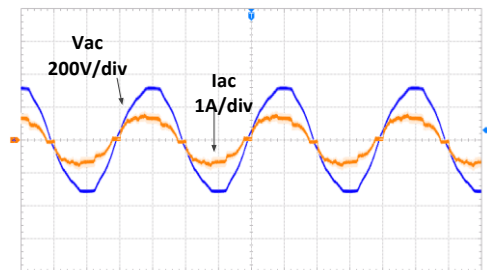
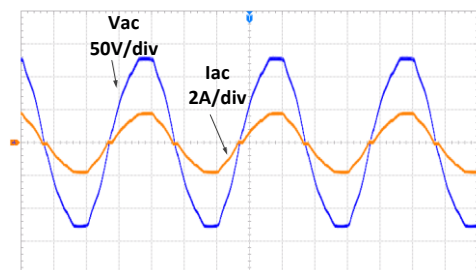
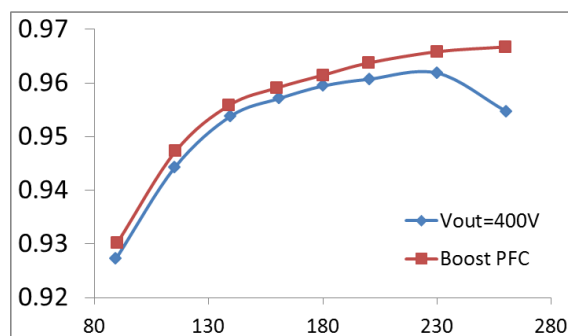
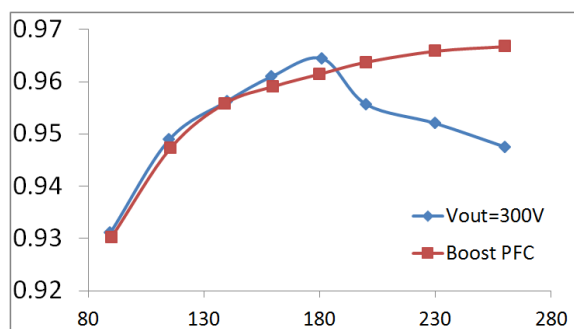


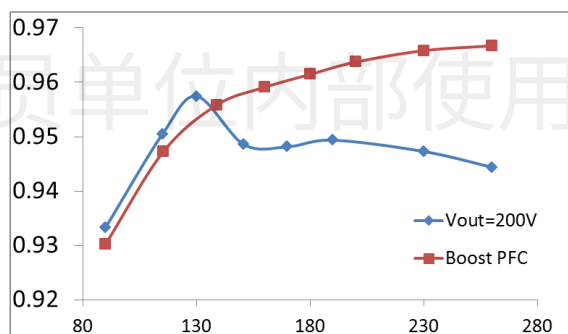
图 4.3 不同输出电压下输入电压、输入电流波形图



(a) 400V 输出时效率曲线



(b) 300V 输出时效率曲线



(c) 200V 输出时效率曲线

图 4.4 不同输出电压下效率曲线

4.2 多路 LLCC LED 驱动电源实验结果

图 4.5 所示为不同输出电压下输出电流波形，由图可知，当四路输出电压各不相同，电路依然可以实现均流，且均流精度很高。

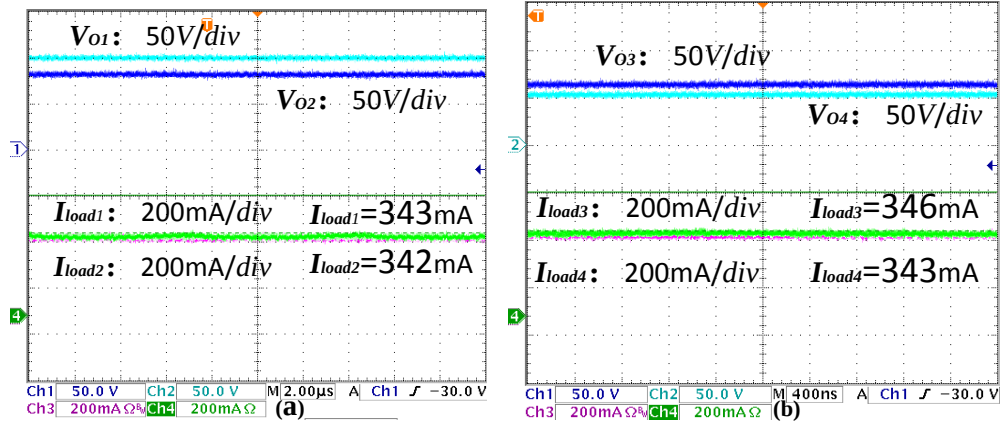
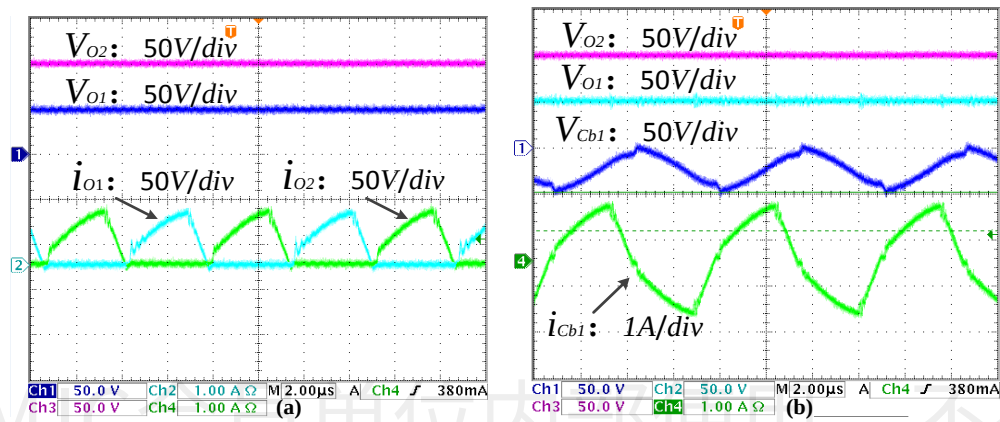
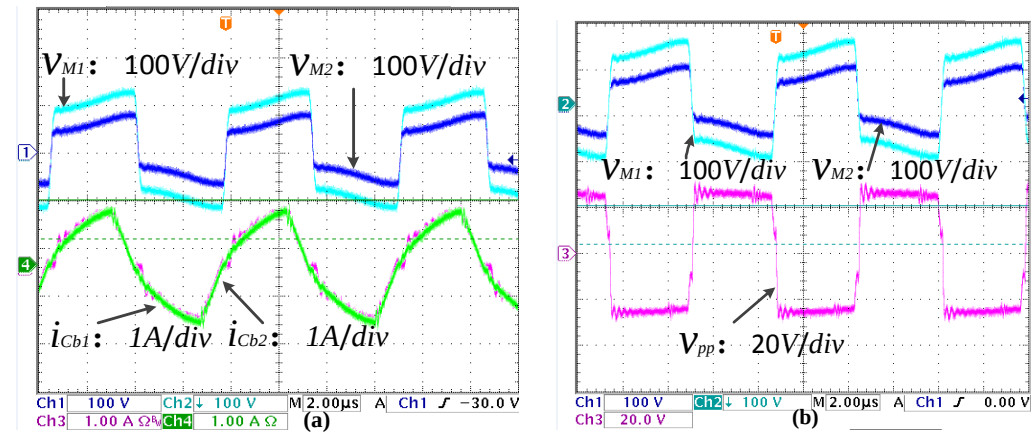
图 4.5 不同输出电压下输出电流($V_{O1}=100V, V_{O2}=80V, V_{O3}=60V, V_{O4}=50V$)图 4.6 电压电流波形图($V_{O1}=V_{O3}=50V, V_{O2}=V_{O4}=100V$)图 4.7 电压电流波形图($V_{O1}=V_{O2}=100V, V_{O3}=V_{O4}=50V$)

图 4.6 所示为当第一路、第三路输出电压为 50V，第二路、第四路输出电压为 100V 时电路中主要电流和电压波形图。此时第一路和第二路以及第三路和第四路输出电压差最大，即一个模块内两路压差最大，由图 4.6(a)可知此时流经模块内两路的电流波形接近，模块内两路通过均流电容实现了均流。此时均流电容 C_{b1} 承担着第一路、第二路两路之间的压差， C_{b1} 上电压有直流偏置，如图 4.6(b)

所示。

图 4.7 所示为当第一路、第二路输出电压为 100V，第三路、第四路为 50V 时电压电流波形，此时两模块间电压差最大，两模块间通过均流变压器来均流，由图 4.7(a)可知，即使两模块间压差最大，此时流经两均流电容的电流相同，即两个模块间电流相同。同时由图 4.7(b)可知，均流变压器承担着两模块间压差。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

5 总结与展望

随着人们低碳环保观念的日益增强,照明行业中,LED 以其寿命长、节能、安全可靠、绿色等优点异军突起,已成为电力电子领域研究热点。大功率 LED 照明作为其中重要的一部分也受到了很多关注。基于以上背景,本课题主要对宽范围大功率多路 LED 电源展开研究,探索宽范围 LED 驱动电源电路拓扑及控制方法,并对多路均流展开了研究。

本文首先就 LED 技术背景展开阐述,然后介绍了用于大功率 LED 驱动电源中 PFC 变流器的发展现状,指出了不同 PFC 变流器特点,分析了多路均流的必要性并介绍了多路均流方案,然后综合各个拓扑特点选出了宽范围适应性 LED 驱动电源的两级方案。

本文第二章对基于双管级联型 buck-boost 拓扑的宽范围 PFC 驱动电源进行了详细分析,包括控制方法的选择、电路工作原理、参数设计、控制电路设计等,电路具有以下优点:

- 1) 通过简单的控制电路实现临界导通模式的双模式 (boost 和 buck-boost) 控制;
- 2) 实现宽范围输入、宽范围输出,并且输出可以比输入峰值电压低;
- 3) 在输入电压低于输出电压时工作于 boost 模式,降低电感电流,获得更高效率;
- 4) 电感电流工作于临界模式,消除了二极管的反向恢复;
- 5) 通过控制两种模式下的不同恒导通时间,使得平均输入电流在模式切换处平滑过渡,减小电流畸变和谐波成分,获得更高功率因数。

本文第三章介绍了一种基于 LLC 拓扑的多路 LED 驱动电源,首先对电路拓扑进行了分析,分析了工作原理、均流原理,然后利用基波等效的方法对电路进行了等效化简,通过最终化简的电路得到电路增益方程及增益曲线,并分析了电路中电感、电容、变压器、均流电容、均流变压器参数的选取考虑因素。设计得到的多路 LED 驱动电源具有以下优点:

- 1) 具有宽范围输出能力,每一路负载输出电压可以各不相同;
- 2) 谐振电路于 LLC 谐振电路相似,具有 LLC 拓扑优势;
- 3) 电路采用较少的无源元件(两个均流电容、一个均流变压器)实现多路

均流并具有很高的均流精度。

第四章给出了两种电路拓扑的实验结果，通过构建样机对第二章、第三章中的理论分析进行了验证。

受研究时间及个人学术能力限制，本课题中还有很多需要解决的地方：

首先，在双管级联型 **buck-boost** 宽范围 PFC 变流器中，受功率器件限制，本课题电路效率还需要进行优化，并且应该就数字控制方法进行探索，对工作于更多模式下的电路进行分析、实验；

其次，在基于 LLCC 拓扑的多路 LED 驱动电源设计中，电路工作区间工作于连续模式，对于断续模式下的电路特性有待进一步分析验证。

最后，实验中尚未将两级联调，在两级连在一起后可能会遇到一些问题，需要进一步进行分析及实验验证。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] N.Narendran, Y.Gu, "Life of LED-Based White Light Source", J. Display Technology, vol.1, no. 1, pp.167-171, Sept.2005.
- [2] S.W.R. Lee, C.H. Lau, S.P. Chan, K.Y. Ma, M.H. Ng, Y.W. Ng, K.H. Lee, J.C.C. Lo, "Development and prototyping of a HB-LED array module for indoor solid state lighting," High Density Microsystem Design and Packaging and Component Failure Analysis, 2006. HDP'06. Conference on, vol., no., pp.141-145, 27-28 June 2006
- [3] J. Y. Tsao, "Solid-state lighting: Lamps, chips and materials for tomorrow," IEEE Circuits Devices Mag., vol. 20, no. 3, pp. 28-37, May 2004.
- [4] Steve Winder, "Power supplies for LED drivers", 2008, published by Elsevier Inc.
- [5] Liu. Yu, Jinming. Yang, "The Topologies of White LED Lamps' Power Drivers." Power Electronics Systems and Applications, PESA 2009. Issue Date: 20-22 May 2009, pp.1-6.
- [6] Van der Broeck. Heinz, Sauerlander. Georg, Wendt. Matthias, "Power driver topologies and control schemes for LEDs." Applied Power Electronics Conference, APEC 2007, pp. 1319-1325.
- [7] Chen. W, Li S.N., Hui S.Y.R., "A Comparative Study on the Circuit Topologies for Offline Passive Light-Emitting Diode (LED) Drivers with Long Lifetime & High efficiency." Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, pp.724 -730.
- [8] Garcia, O.; Cobos, J.A.; Prieto, R.; Alou, P.; Uceda, J., "Single phase power factor correction: a survey," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.18, no.3, pp.749,755, May 2003
- [9] Zaohong Yang; Sen, P.C., "Recent developments in high power factor switch-mode converters," Electrical and Computer Engineering, 1998. IEEE Canadian Conference on, vol.2, no., pp.477,480 vol.2, 24-28 May 1998
- [10] Oscar Garc á, Jos é A. Cobos, Roberto Prieto, Pedro Alou, and Javier Uceda "Single Phase Power Factor Correction: A Survey," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 3, pp. 749-755, May 2003.
- [11] Dhaval Dalal, "Efficient Architectures for Internal and External Computer Power Supplies," On semiconductor.
- [12] Xinke Wu, Jianyou Yang, Junming Zhang, Ming Xu, "Design Considerations of Soft-Switched Buck PFC Converter With Constant On-Time (COT) Control," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.26, no.11, pp.3144,3152, Nov. 2011
- [13] R. Erickson, M. Madigan, and S. Singer, "Design of a simple high power factor rectifier based on the flyback converter," in Proc. IEEE Applied Power Electron. Conf., 1990, pp. 792-801.
- [14] Ghanem, M.C.; Al-Haddad, K.; Roy, G., "A new single phase buck-boost converter with unity power factor," Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993

- [15] Steigerwald, R.L.; "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 3, Issue: 2, 1988, pp. 174-182.
- [16] Severns, R.P.; "Topologies for three-element resonant converters," IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 7, Issue: 1, 1992, pp. 89-98.
- [17] Yuequan Hu, Jovanovic M.M., "A novel LED driver with adaptive driver voltage", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2008, pp. 565 – 571.
- [18] Lin Chiu, Ke-Horng Chen, "A High Accuracy Current-Balanced Control Technique for LED Backlight", Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008, pp.4202 - 4206.
- [19] Y. Hu, and M. M. Jovanovic, "LED Driver With Self-Adaptive Drive Voltage" IEEE Trans. Power Electronics, November 2008.vol.23, no. 6, pp. 3116-3125.
- [20] Hwu, K.I., Sheng-Chien Chou, "A Simple Current-Balancing Converter for LED Lighting", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2009, pp. 587 - 590.
- [21] Baddela S.M., Zinger D.S., "Parallel Connected LEDs Operated at High Frequency to Improve Current Sharing", Industry Applications Conference, IAS 2004, pp. 1677 - 1681 vol.3.
- [22] Sungjin Choi, Agarwal P., Teahoon Kim, Joonhyun Yang, Baikhee Han, "Symmetric Current Balancing Circuit for Multiple DC loads", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010, pp. 512 - 518.
- [23] M. Brkovic and S. Cuk, "Input current shaping using Cuk converter," in Proc. Intelec, 1992, pp. 532–539.
- [24] Zane, R., Maksimovic, D., "Nonlinear-Carrier control for high-power-factor rectifiers based on up-down switching converters, " IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, no. 2, pp. 213 –221, Mar. 1998.
- [25] P. Midya, K. Haddad, and M. Miller, "Buck or boost tracking power converter," IEEE Trans, Ind. Letters. , vol. 2, no. 4, pp. 131-134, Dec. 2004.
- [26] L. Young-Joo, A. Khaligh and A. Emadi, "A compensation technique for smooth transitions in non-inverting buck-boost converter," in Proc. IEEE APEC , 2009, pp. 608-614.
- [27] C. Jingquan, D. Maksimoviü and R. W. Erickson, "Analysis and design of a low-stress buck-boost converter in universal-input PFC applications," IEEE Trans, Power Electron., vol. 21, no. 2, pp. 320-329, Mar. 2006.
- [28] Ray-Lee Lin; Rui-Che Wang, "Non-inverting buck-boost power-factor-correction converter with wide input-voltage-range applications," IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , vol., no., pp.599,604, 7-10 Nov. 2010
- [29] Xinke Wu; Baohong Li; Zhaoming Qian; Zhao, Rongxiang, "Current driven synchronous rectifier with primary current sensing for LLC converter," Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE , vol., no., pp.738,743, 20-24 Sept. 2009

- [30] Yue Chen; Xinke Wu; Zhaoming Qian, "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 , vol., no., pp.2771,2776, 17-22 Sept. 2011
- [31] Wu, X., Zhang, J., Qian, Z., "A Simple Two-Channel LED Driver with Automatic Precise Current Sharing", IEEE Transactions on Industrial Electronics, unpublished.
- [32] Jianyou Yang; Junming Zhang; Xinke Wu; Zhaoming Qian; Ming Xu, "Performance comparison between buck and boost CRM PFC converter," Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2010 IEEE 12th Workshop on , vol., no., pp.1,5, 28-30 June 2010
- [33] Junming Zhang; Xiucheng Huang; Xinke Wu; Zhaoming Qian, "A High Efficiency Flyback Converter With New Active Clamp Technique," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.25, no.7, pp.1775,1785, July 2010
- [34] Jianyou Yang; Xinke Wu; Junming Zhang; Zhaoming Qian, "Design considerations of a high efficiency ZVS buck AC-DC converter with constant on-time control," Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 32nd International , vol., no., pp.1,5, 6-10 June 2010
- [35] Junming Zhang; Jianfeng Wang; Xinke Wu, "A Capacitor-Isolated LED Driver With Inherent Current Balance Capability," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.59, no.4, pp.1708,1716, April 2012
- [36] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovi, "Fundamentals of Power Electronics."
- [37] Kanchubotla, S.A., Diong, B.M., "Analysis, simulation and testing of a novel 4-element current-source resonant inverter", System Theory, 2003, 16-18 March 2003, pp. 468-472.
- [38] Dianbo Fu, Lee, F.C., Ya Liu; Ming Xu, "Novel multi-element resonant converters for front-end dc/dc converters", Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008, 15-19 June 2008, pp. 250-256.
- [39] Ang, Y.A., Foster, M.P., Bingham, C.M., Stone, D.A., Sewell, H.I., Howe, D., "Analysis of 4th-order LCLC resonant power converters", Electric Power Applications, Mar 2004, pp. 169-181.
- [40] Batarseh, I., Lee, C.Q., "Steady-state analysis of the parallel resonant converter with LLC-type commutation network", IEEE Transactions on Power Electronics, Jul 1991, pp. 525-538.

附录

作者攻读硕士期间发表的论文

Yuanjun Zhang; Chen Hu; Xinke Wu, "Analysis and design of LLC resonant four-channel DC-DC LED driver with current sharing transformer," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE* , vol., no., pp.3295,3300, 17-21 March 2013

Zhang, Yuanjun; Ge, Xianmian; Wu, Xinke, "Analysis and design of a ZVS boost/buck-boost dual mode PFC converter with universal input and wide output voltages," *Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2013 1st International* , vol., no., pp.36,41, 3-6 Nov. 2013

Chen Hu; Yuanjun Zhang; Xinke Wu; Peng, F.Z., "A multi-channel Dc/Dc LED driver with inductor-less series-parallel auto-regulated rectifier," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE* , vol., no., pp.829,834, 17-21 March 2013

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传