

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: \_\_\_\_\_

学 号: 21410010

# 浙江大学

## 硕士学位论文



中文论文题目: 高频高效四开关 Buck-Boost 变换器控制策略研究

英文论文题目: Research on High Frequency and High Efficiency  
Four Switch Buck - Boost Converter

申请人姓名: 李海燕

指导教师: 张军明 教授

合作指导教师: 盛况、吴新科 教授

专业名称: 电气工程

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2017 年 6 月

# 高频高效四开关 Buck-Boost 变换器

## 控制策略研究



论文作者签名:\_\_\_\_\_

指导教师签名:\_\_\_\_\_

论文评阅人 1: \_\_\_\_\_

评阅人 2: \_\_\_\_\_

评阅人 3: \_\_\_\_\_

评阅人 4: \_\_\_\_\_

评阅人 5: \_\_\_\_\_

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: \_\_\_\_\_

# 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

本论文相关研究工作是在吴新科教授的悉心指导下完成的，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！

感谢我的导师盛况教授为我们创造了这么好的工作与学习环境，盛老师在学业与工作上给了我很大帮助与指导，盛老师深厚的理论基础、一丝不苟的治学态度、谦恭和蔼的为人风度无不令我佩服，在今后的工作与生活中，我当以盛老师为榜样，严格要求自己。祝盛老师工作顺利，阖家欢乐，桃李天下。

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，祝您工作顺利，身体健康。

感谢董伯藩教授在我研究生阶段给我的帮助，董老师虽然已经退休，但是仍然坚持每天到实验室，为同学答疑解惑，董老师的敬业精神是我辈应该学习的，祝董老师身体健康，阖家欢乐。

感谢周莉英大姐、王妹芳、金森燕等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，保证了科研工作顺利进行，祝您们生活开心，身体健康。

感谢实验室每一位成员：师兄及师姐黄华高、陈慧、周伟成、徐晨汀、严阳、秦伟、肖强、李琦、汤岑、任娜、仲雪倩；同窗孙佳慧、吕海军、蓝桂星、江芙蓉、刘邵凯、董泽政、徐宏毅；师弟和师妹杨金旭、张乐、周宗杰、施鸿波、赵臣凯、裘雅蕾、江明明、龙虎、张瀚元等。很高兴与大家在实验室的大家庭中相遇，在学习科研和生活中我们结下了深厚的友谊，这是我人生道路上一笔宝贵的财富，祝愿所有人前程似锦，心想事成。

感谢硕士班同学陈发毅、王乾、马灵甫等人，感谢室友陈筱、周咪咪、王叙萌，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涯。

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，事事顺心。

李海燕

2017年6月于浙大求是园

## 摘要

四开关 Buck-Boost 变换器 (Four Switch Buck-Boost,FSBB)由于其具有升降压功能、输入输出极性相同、无源元件少以及开关器件电压应力低等诸多优点一直都受到人们的关注,适用于输入电压变化范围较宽的场合,在通信电源电路中也是获得较为广泛的应用。如何控制该变换器在整个输入电压范围内都具有高效率和良好的动态响应是研究的热点之一。

FSBB 传统控制策略存在多模式切换、双频驱动和软开关实现复杂等问题,在传统控制策略的基础上本文提出了 FSBB 混合单模式零电压控制策略。该控制策略下变换器只工作在一种模式,不存在多模式切换的问题,并且能实现四个开关管的零电压开通,使电路在高频工作的同时减小了开关损耗,提高变换器效率。

针对提出的 FSBB 混合单模式零电压控制策略,本文提出了三种频率模式控制方法:恒频、变频和分段变频,对比分析了这三种频率模式控制方法的优缺点,并详细介绍了各频率模式控制方法的关键参数设计及数字控制实现方案。最后搭建了一台输入电压 48V(36~75V),输出电压 48V(20~60V),额定功率 300W 的样机,验证了所提出的控制策略的有效性。实验结果表明,四开关 Buck-Boost 变换器在提出的控制策略下不管升压还是降压电路都只工作在一种模式,并能在全功率范围内都能实现四个开关管的零电压 ZVS 开通,在高频工作的同时开关损耗低,效率高,动态性能好。

**关键词:** 四开关 Buck-Boost 变换器; 零电压; 频率模式; 数字控制

## Abstract

Due to the inherent advantages, including the ability of both voltage step-up and step-down, positive output voltage, and reduced number of passive components and voltage stress of the power devices, the four switch buck-boost (FSBB) converter has been attracting people's attention. It is suitable for wide range of input voltage occasion, and it also has been widely used in the telecom power supply. So, How to control the converter to make sure it has high efficiency and good dynamic response in the whole input voltage range is one of the hot research spots.

The traditional control strategy of FSBB converter has many problems such as multi-mode switching, dual-frequency drive and soft-switching implementation. Based on the traditional control strategy, this paper proposes a control strategy “Mixed One Mode ZVS” of the four-switch Buck-Boost converter, which work in only one mode, there is no problem of multi-mode switching, and can achieve zero-voltage switching of the four switches, enabling high frequency operation while minimizing switching losses and maximize efficiency.

For the proposed control strategy, this paper presents three frequency mode control methods: constant frequency, frequency conversion and segmented frequency conversion. The advantages and disadvantages of these three frequency mode control methods are analyzed and compared, and the key parameters of each frequency mode control method and the realization scheme of digital control are introduced in detail. And a 48V(36~75V) input, 48V(20~60V) output and 300W rated power prototype is built and tested to verify the effectiveness of this proposed control strategy. The experimental results show that in the control strategy the four-switch Buck-Boost converter work on only one mode and can achieve zero-voltage switching of the four switches in the full input voltage, the full output voltage and the full load range. The circuit in the high-frequency operation at the same time switching loss is low, high efficiency, dynamic performance.

**Key words:** Four switch buck-boost; ZVS; Frequency mode; Digital control

## 目录

|                                 |     |
|---------------------------------|-----|
| 致谢 .....                        | I   |
| 摘要 .....                        | II  |
| Abstract .....                  | III |
| 1 绪论 .....                      | 1   |
| 1.1 研究背景 .....                  | 1   |
| 1.1.1 通信电源供电架构 .....            | 1   |
| 1.1.2 通信电源功率变换电路 .....          | 3   |
| 1.2 本文主要研究内容 .....              | 6   |
| 2 FSBB 混合单模式零电压(ZVS)控制推导 .....  | 8   |
| 2.1 FSBB 传统控制策略 .....           | 8   |
| 2.1.1 单模式同开同关控制 .....           | 9   |
| 2.1.2 两模式控制 .....               | 10  |
| 2.1.3 三模式控制 .....               | 11  |
| 2.2 FSBB 混合单模式 ZVS 控制 .....     | 15  |
| 2.2.1 FSBB 工作模态 .....           | 15  |
| 2.2.2 FSBB 混合单模式 ZVS 推导 .....   | 17  |
| 2.3 本章小结 .....                  | 22  |
| 3 FSBB 混合单模式 ZVS 控制策略 .....     | 23  |
| 3.1 FSBB 混合单模式 ZVS 工作原理 .....   | 23  |
| 3.2 FSBB 混合单模式 ZVS 恒频控制 .....   | 25  |
| 3.2.1 参数设计 .....                | 25  |
| 3.2.2 电流有效值优化设计 .....           | 30  |
| 3.2.3 数字控制 .....                | 33  |
| 3.3 FSBB 混合单模式 ZVS 变频控制 .....   | 43  |
| 3.3.1 参数设计 .....                | 43  |
| 3.3.2 数字控制 .....                | 44  |
| 3.4 FSBB 混合单模式 ZVS 分段变频控制 ..... | 45  |
| 3.4.1 电流有效值优化设计 .....           | 46  |

3.4.2 数字控制 ..... 50

3.5 本章小结 ..... 52

4 实验结果与分析 ..... 52

4.1 FSBB 混合单模式 ZVS 恒频控制实验结果 ..... 52

4.2 FSBB 混合单模式 ZVS 分段变频控制实验结果 ..... 55

5 总结与展望 ..... 63

参考文献 ..... 64

攻读硕士学位期间所发表的论文 ..... 67

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

# 1 绪论

## 1.1 研究背景

近年来，通信技术发展迅速，通信产品日趋小型化、绿色化，这对其供电模块，即通信电源模块，提出了越来越高的要求<sup>错误!未找到引用源。</sup>，极大地刺激了电力电子技术的发展。一方面，新型材料 SiC、GaN 电力电子器件出现，为通信电源模块奠定了物质基础；另一方面，各种电力电子拓扑、封装技术、制造工艺等发展也促进了通信电源模块的进步。同时，通信电源供电架构也在一步一步不断优化中，从而才能从整体上得到各种性能同时满足要求的供电方案<sup>错误!未找到引用源。</sup>。

### 1.1.1 通信电源供电架构

所谓的通信电源供电架构，是指电源系统元件如何布局，如何分配相关的电源任务<sup>错误!未找到引用源。</sup>。按总线上电压形式可分为直流供电架构和高频交流分布式供电架构<sup>错误!未找到引用源。</sup>。在信息、通信系统应用中，直流供电架构占绝大多数，是目前的一个研究热点。直流供电架构主要有集中式、分布式、中间母线式等几种供电架构<sup>错误!未找到引用源。</sup>。

#### 1. 集中式供电架构

集中式供电架构是一种比较传统的供电架构，如图 1.1 所示，它采用一个变换器，将市电变换为多路输出电压，向不同负载供电。586 系列以前的计算机电源都是采用这种结构，计算机主板、CPU 以及其他电子装置通过“Silver box”供电。这种供电结构一般称为集中式电源系统（Centralize power system, CPS），其优点是功率变换集中在一个独立装置中，系统较简单，便于设计和采购<sup>错误!未找到引用源。</sup>。

集中式电源系统的缺点是：电源装置与负载端距离较远，线损较大；负载之间存在相互影响；动态响应较差。随着负载电压越来越低、电流越来越大，这些缺点愈发明显<sup>错误!未找到引用源。</sup>。同时，集中式电源系统的热量比较集中，降低了系统的可靠性。

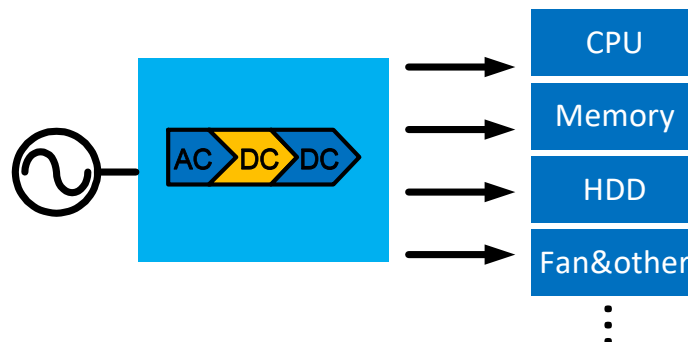


图1.1 集中式供电架构示意图

## 2. 分布式供电架构

分布式供电架构（如图 1.2）基于电源模块化技术，对系统结构作了改进，缩短了负载与电源之间的距离<sup>错误!未找到引用源。错误!未找到引用源。</sup>。

与集中式电源系统相比，分布式电源系统最典型的一个特点就是系统中引入了电压母线。在分布式电源系统中，多个源可以通过物理位置不同的变换器模块向电压母线提供能量，再由不同的变换器模块将母线电压变换成负载所需要的电压<sup>错误!未找到引用源。错误!未找到引用源。</sup>。由于各种变换器模块分布在源和负载的物理位置附近，因而该供电架构被称为分布式供电架构。

与集中式供电相比，分布式供电架构提高了供电的可靠性，当某一变换器发生故障的时候，不会影响到其他设备的正常工作。并且，如果采用冗余设计，当某个变换器出现故障的时候，还可以通过其他变换器对设备进行供电。同时，每一个变换器功率都较小，发热比较低，电源发热量是平均散布在系统机箱内，散热比集中式更加容易，可靠性更高，在分布式母线上还可以接入蓄电池备用，实现不间断供电<sup>错误!未找到引用源。</sup>。

目前，分布式供电架构已经基本完全替代集中式供电架构，成为信息、通信等现代高性能数字系统的主要供电方式，也广泛适用于航空、航天以及军事领域。

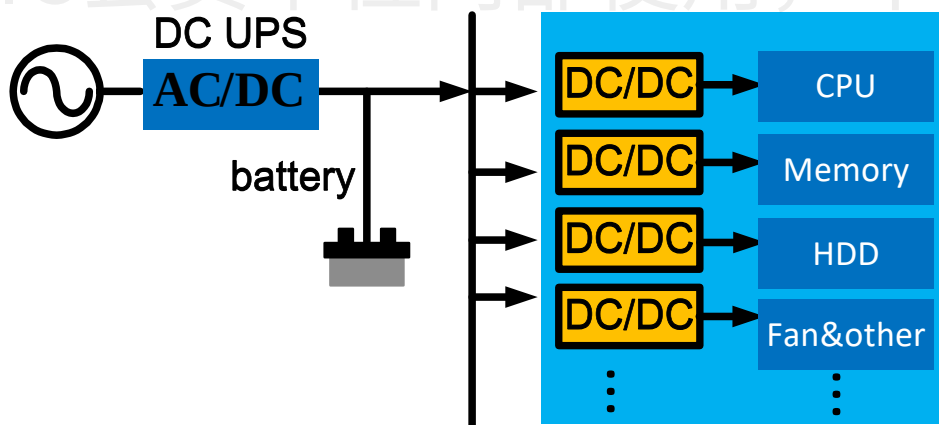


图1.2 分布式供电架构示意图

## 3. 中间母线式供电架构

传统的分布式供电系统，由一级 DC-DC 变换器直接将母线电压转换成负载所需电压。由于负载的供电电压越来越低，而功率需求越来越大，通常需要提高母线电压以减小母线上的线损。所以，即便负载之间没有电气隔离的要求，也需要隔离性电路拓扑来实现负载大幅度的降压。但是隔离型变换器不管从成本还是架构的复杂程度都比非隔离型电路拓扑要高。所以，减少系统中隔离型变换器的使用量，采用母线隔离的方式成为一种趋势<sup>错误!未</sup>

找到引用源。

因此，在分布式供电架构的基础上，提出了一种改进的供电架构——中间母线式供电架构（Intermediate bus architecture, IBA），如图 1.3 所示。它具备分布式供电架构的可靠性高、扩容性好、电压损耗小等优点，并且降低了复杂程度和成本，同时也使得系统的功能更加强大。因此 中央母线供电架构正逐渐成为现代信息、通信以及服务器等高性能电子设备的主要电源系统结构<sup>错误!未找到引用源。</sup><sup>错误!未找到引用源。</sup>。由于引入了中间母线（即图中母线 II），功率转换由传统的两级增加到三级。

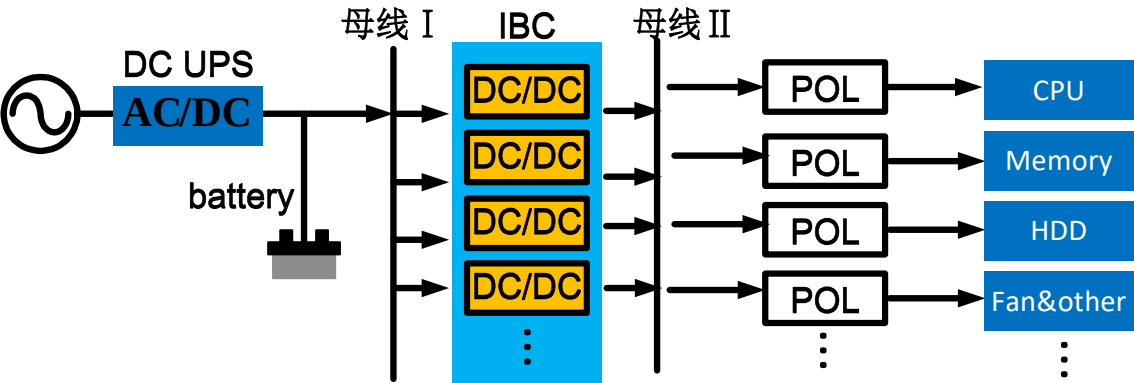


图1.3 中央母线供电架构示意图

1.1.2 通信电源功率变换电路

1. 前端变换器

前端变换器用于实现 AC/DC 变换，通常由电磁干扰（Electro-magnetic interference, EMI）滤波器、功率因数校正（Power factor correction, PFC）变换器以及 DC/DC 变换器组成。前端变换器大多采用 N+1 结构备份工作，以提高系统的可靠性、可维护性。前端变换器中 DC/DC 变换器用于将 PFC 的输出电压进行降压以获得直流母线电压 I。

目前，通信电源前端变换器技术已经相对比较成熟，并已应用于实际产品中，本文不再作深入研究。

2. POL

由于输入和输出不需要电气隔离，POL 一般采用最为简单的 Buck 变换器。关于 POL 的研究，主要集中在提高动态响应速度和优化输出性能。通过增大输出滤波电容，可以减小动态时对输出电压的影响；而采用步进电感也可改善动态响应<sup>错误!未找到引用源。</sup><sup>错误!未找到引用源。</sup>。在控制上，提高系统的带宽可以有效提高变换器动态响应速度。文献<sup>错误!未找到引用源。</sup>在分析系统带宽、电感值与动态响应关系的基础上，提出了临界电感的概念，以优化变换器动态性能。

在拓扑结构上,可以采用多相交错并联方式提高等效带宽来提高动态响应速度,还可以在动态时引入混合源、辅助源结构等方式改变电感电流变化率,以提高变换器动态响应速度。本文也不做深入研究。

### 3. IBC

母线 I 后的 DC/DC 变换器用于将母线 I 变换成母线 II,也就是中间母线,同时实现两者之间的电气隔离。因此它也被称之为中间母线变换器 (Intermediate bus converter, IBC)。为了保证安全和优化效率,IBC 的输入和输出必须进行电气隔离,所以多采用一级隔离型拓扑结构。通信电源中央母线供电架构中有两个母线电压,即 48V 和 12V。IBC 用于将 48V 电压变换成 12V 电压。

如上图 1.3 所示,备用电池并联在 48V 母线上,用于保证系统不间断供电。市电正常时,由市电向负载供电;当市电中断时,则由电池向负载供电。考虑到电池的充放电状态,并满足全球通用的要求,IBC 的工作电压范围一般为 36~75V 错误!未找到引用源。错误!未找到引用源。。

针对宽输入电压范围,选择合适的电路拓扑十分重要。Buck 型拓扑结构的变换效率最高点一般在输入电压较低时,而 Boost 型则恰恰相反,因此很难在额定输入电压时取得最高的效率。但是通信电源模块大多数时间工作在额定输入电压下,因此保证额定输入电压时的高效率十分重要,它是高功率密度和高可靠性的保障。

文献 错误!未找到引用源。错误!未找到引用源。 提出的复合式全桥三电平变换器可以工作在三电平和两电平 2 种工作模式,适用于宽输入电压范围的场合,并可通过调整工作模式的切换点来提高额定输入电压的效率。但是控制相对复杂,不适合在低压场合应用。

调研市场上单级调整性 IBC 产品,其功率密度和效率分布如图 1.4 所示。

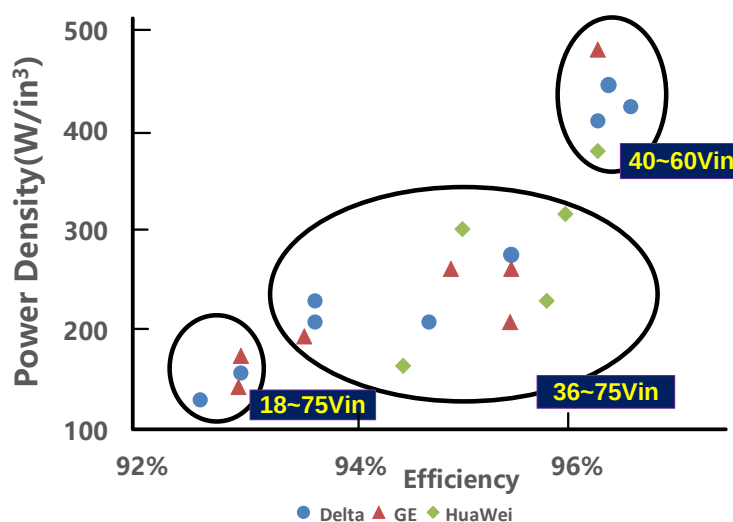


图1.4 单级可调整 IBC

从图中可以看到随着输入电压范围变宽,单级可调整性 IBC 变换器功率密度、效率都会降低。对于隔离型变换器而言,其输入电压范围越宽,其开关器件的电压和电流应力越大。而 MOSFET 的导通损耗为导通电阻与有效值电流平方的乘积,其开关损耗则与开关管电压和电流应力有关。

所以,为了提高 IBC 在宽输入电压范围的效率和功率密度,文献<sup>[1]</sup>提出两级式变换拓扑,如图 1.5 所示,前级为非隔离型预稳压模块,将宽范围的输入电压(36~75V)预调到一个稳定的电压,缩小了第二级隔离性变换器的输入电压范围,有利于第二级变换器的效率和功率密度的提高。第二级隔离性变换器实现隔离和变压功能,开环运行,大大简化了变换器结构,节约成本,前级预稳压模块只需实现稳压功能,不需要隔离变压器,体积比较小。

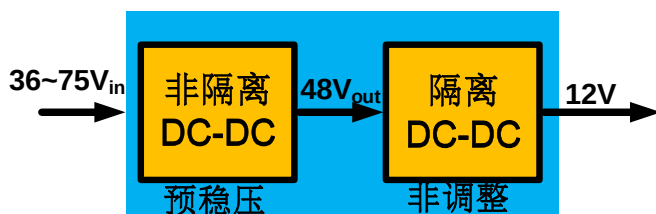


图1.5 两级式变换拓扑

但前级非隔离型预稳压模块输入电压范围比较宽,使用简单基本的非隔离性拓扑,例如 Buck 或者 Boost,在额定输入电压时效率都不高。因为 Buck 和 Boost 输出电压分别低于或高于输入电压。以 48 V(36~75 V)输入为例,如果它们的输出电压分别为 25 和 86 V,开关频率均为 300 kHz,输出功率均为 300 W,其变换效率曲线如图 1.6 所示。显然,额定输入电压附近的效率不是最高的,同时由于输入范围宽,整体效率也不够高。

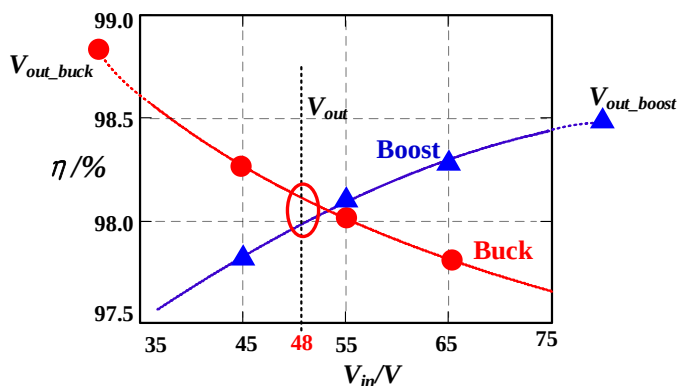


图1.6 Buck 和 Boost 典型的效率曲线

如果前级变换器能同时具备 Buck 与 Boost 工作模式,这样便可以让额定输入电压附近的效率最高。能同时实现升、降的基本变换器有 Buck-Boost、Cuk、Zeta 和 Sepic。Buck-

Boost 与 Cuk 的输出是反极性的，且辅助电源和驱动实现困难；而 Cuk、Zeta 和 Sepic 变换器无源元件较多，不利于实现高功率密度。因此，这四种基本拓扑不适合在此场合使用。

考虑到这些变换器均是由 Buck 和 Boost 2 种基本拓扑演变而来，故可将两个基本变换器级联，如图 1.7 所示。

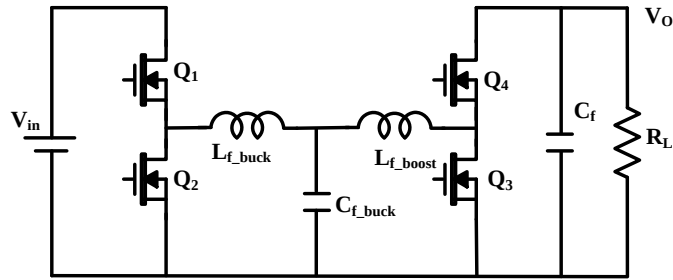


图1.7 Buck 与 Boost 级联结构

为了提高变换效率，两个拓扑均采用同步整流方式。由于两只电感电流平均值实际上是相等的，故中间电容  $C_{f\_buck}$  可以去掉，于是两个电感便合并为一个电感。这样就得到一个新的变换拓扑，如图 1.8 所示。为了区别传统的 Buck-Boost 变换器，定义其为四开关 Buck-Boost 变换器(Four switch Buck-Boost, FSBB)。该变换器结构简单，输入输出同极性、共地，同步整流技术的使用也使得其具有较高的变换效率。

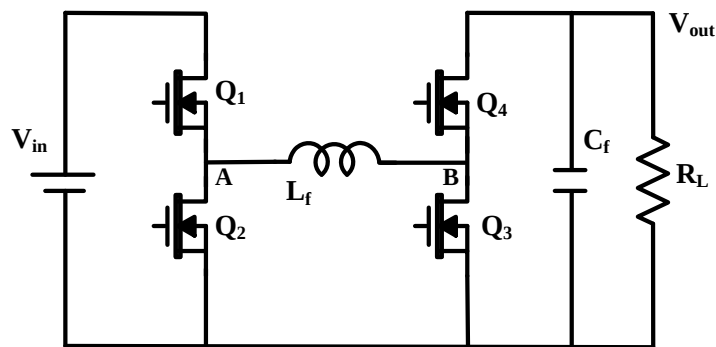


图1.8 四开关 Buck-Boost 变换器

## 1.2 本文主要研究内容

随着集成电路技术的快速发展，尤其在原材料价格上涨和能源危机的今天，作为大规模集成电路应用典型的信息和通信系统，对高效率、高功率密度、高可靠性的电源系统的需求愈显迫切。因此，通信电源高效率、高功率密度的实现就十分关键。

针对通信电源中间母线式供电架构的单级 IBC 拓扑结构存在的宽输入电压范围功率密度和效率低的问题，提出了两级式 IBC 拓扑结构。第二级隔离性拓扑研究技术相对比较

成熟，所以本文主要分析两级式 IBC 前级拓扑的选择，控制策略与优化设计，以实现高效率、高功率密度的功率变换。本文主要由以下内容组成：

第一章，绪论，阐述了论文研究的相关背景，指出通信电源 IBC 存在的问题，提出采用四开关 Buck-Boost 变换器 (FSBB) 作为两级式 IBC 的预调器。

第二章，介绍了 FSBB 传统控制策略的难点和问题，提出了 FSBB 混合单模式控制思路，并给出了混合单模式零电压 (ZVS) 控制的各种组合方式，比较分析选择了一种最合适的控制模式。

第三章，介绍了 FSBB 混合单模式控制工作原理，提出了三种频率模式控制：恒频、变频和分段变频，并对比分析了三种频率模式控制策略优缺点，详细给出了三种频率模式控制策略下的器件选型、最小负流选取、电感 L 设计、电感电流有效值最优化设计及数字控制算法分析。

第四章，实验验证，主要对比分析了 FSBB 混合单模式恒频控制与分段变频控制实验结果。

第五章，对全文工作进行了总结，并对未来研究工作进行了展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

## 2 FSBB 混合单模式零电压(ZVS)控制推导

### 2.1 FSBB 传统控制策略

FSBB 由于其输入输出极性相同、开关损耗低、输出电压可升可降等优点一直都受到人们的关注，适用于输入电压变化范围较宽の場合，在通讯电源电路中也是获得较为广泛的应用。如何在整个输入电压范围内保证该变换器的高效率和良好的动态响应是研究热点之一。

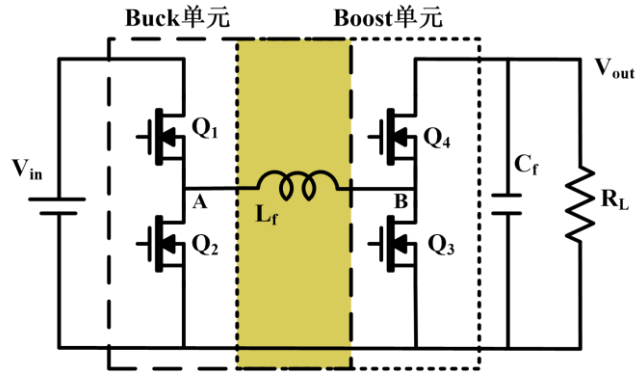


图2.1 四开关 Buck-Boost 变换器

FSBB 是由 Buck 与 Boost 级联简化而来，可以将其分成两个部分：Q<sub>1</sub> 与 Q<sub>2</sub> 组成 Buck 单元，Q<sub>3</sub> 和 Q<sub>4</sub> 组成 Boost 单元。定义 d<sub>1</sub> 和 d<sub>2</sub> 分别为两个单元主开关管 Q<sub>1</sub> 和 Q<sub>3</sub> 的占空比，则图 2.1 中电感两端 A、B 的平均电压分别为：

$$\overline{v_A} = d_1 \cdot V_{in} \quad (2-1)$$

$$\overline{v_B} = (1 - d_2) \cdot V_{out} \quad (2-2)$$

稳态工作时，在两只主控管开关的周期的公倍数时间段内，电感 L<sub>f</sub> 上的伏秒面积为零，即其两端电压的平均值相等，也就是：

$$\overline{v_A} = \overline{v_B} \quad (2-3)$$

由式(2-1)~(2-3)可以推出 FSBB 的输入和输出电压之间的关系为：

$$V_{out} = \frac{d_1}{1 - d_2} V_{in} \quad (2-4)$$

由式(2-4)可以看出，输出电压 V<sub>out</sub> 是 d<sub>1</sub> 和 d<sub>2</sub> 的函数，d<sub>1</sub> 和 d<sub>2</sub> 可以分别控制，不同组合 d<sub>1</sub> 和 d<sub>2</sub> 可以实现升压和降压。如何控制这两个主开关管来保证变换器整个输入电压范围内的高效率变换则是目前常见的一个优化目标。电感电流在任何时刻都流经变换器的开

关管，以及电感本身。开关管和电感的导通损耗由电感电流有效值决定，而电感电流有效值又取决于电感电流的平均值和脉动量。因此，为了减小变换器的导通损耗，提高变换器的效率，有必要减小电感电流的脉动量和平均值。减小变换器的开关损耗，则可以采用软开关技术，实现开关管 ZVS ON 或者 ZCS OFF 等。目前，对这种电路的控制方案主要有简单的单模式同开同关、两模式、双沿调制两模式、三模式、双沿调制三模式等几种模式控制方法。

### 2.1.1 单模式同开同关控制

FSBB 最简单的控制策略就是让两个主开关管的占空比相等，即  $d_1=d_2=d$ ，两开关管工作在同时开通和关断状态，工作原理同传统的 Buck-Boost 变换器是一样的，只是输入电压输出电压极性相同。

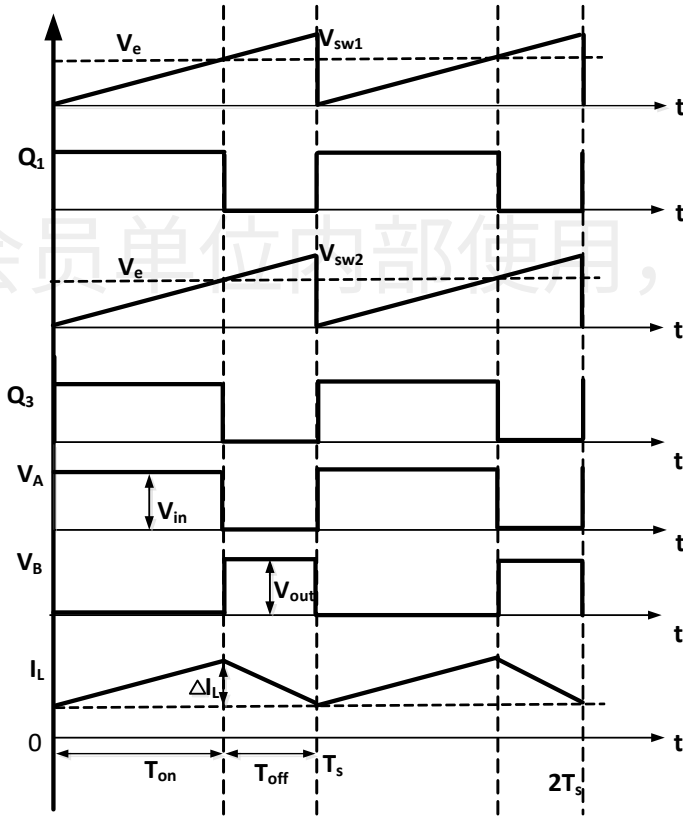


图2.2 单模式同开同关控制主要波形

图 2.2 给出了该控制方法的主要波形，其中， $V_{sw1}$  和  $V_{sw2}$  分别为  $Q_1$  和  $Q_3$  的载波信号，它们具有相同的峰峰值和频率； $V_e$  为  $Q_1$  和  $Q_3$  的共用的调制信号，因此两只开关管的占空比相等，即  $d_1=d_2=d$ 。 $V_A$  和  $V_B$  为电感两端的电压波形； $I_L$  为电感电流波形，为其脉动量。由图 2.2 可以看出，此时的电感电流脉动由  $Q_1$  和  $Q_3$  的导通时间  $T_{on}=dT_s$  或关断时间  $T_{off}=$

(1-d)  $T_s$  决定, 其中  $T_s$  为开关周期, 对应的电感电压分别为  $V_{in}$  和  $-V_{out}$ 。该控制方法, 控制简单, 电感脉动电流、电感应力大, 并且不存在直接功率传递通路, 即  $Q_1$  和  $Q_4$  同时导通, 输入通过  $Q_1$  和  $Q_4$  直接向输出运送能量, 很难实现高效率。

### 2.1.2 两模式控制

从图 2.1 FSBB 示意图可以看到, FSBB 存在一个直接功率通路, 即  $V_{in}-Q_1-L_f-Q_4-V_{out}$ 。所以想要增加直接功率比重( $P_{direct}/P_{out}$ )<sup>错误!未找到引用源。</sup>, 就应该使  $Q_1$  和  $Q_4$  同时导通的时间尽可能长。假设每个开关周期中两只开关管的开通时刻相同, 那么为了使  $Q_1$  和  $Q_4$  存在共同导通时间, 则要求  $d_1 > d_2$ , 此时两者共同导通时间为  $(d_1 - d_2)T_s$ 。这样直接功率比重为:

$$P_{direct} / P_{out} = d_1 - d_2 \quad (2-5)$$

为了增大直接功率比重, 应尽量增大  $d_1$ , 减小  $d_2$ 。从式(2-4)可以看出, 当  $V_{out}/V_{in}$  恒定时, 如果  $d_1$  增大, 则  $d_2$  减小。

观察式(2-4), 可以得到:

当  $V_{in} \leq V_{out}$  时, 有:

$$d_1 + d_2 \geq 1 \quad (2-6)$$

当  $V_{in} > V_{out}$  时, 有:

$$d_1 + d_2 < 1 \quad (2-7)$$

从式(2-6)可知, 当  $V_{in} \leq V_{out}$  时,  $d_2$  越小, 则  $d_1$  越大, 但  $d_1$  的最大值为 1。因此可以让  $d_1$  取最大值 1, 这样  $Q_1$  一直处于导通状态, 而  $Q_2$  一直处于关断状态, 此时通过调节  $d_2$  来调节输出电压, FSBB 等效为一个 Boost 变换器, 此时有:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d_2} \quad (2-8)$$

从式(2-7)可知, 当  $V_{in} > V_{out}$  时,  $d_2$  取最小值 0, 即  $Q_3$  一直处于关断状态, 而  $Q_4$  一直处于导通状态, 此时通过调节  $d_1$  来调节输出电压, FSBB 等效为一个 Buck 变换器, 此时有:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = d_1 \quad (2-9)$$

所以, 为了增加直接功率比重, 可让  $d_2$  最小化, FSBB 工作在两个不同模式状态下, 当  $V_{in} \leq V_{out}$  时, FSBB 工作在 Boost 模式下, 相当于一个 Boost 变换器, 当  $V_{in} > V_{out}$  时,

FSBB 工作在 Buck 模式下,相当于一个 Buck 变换器,这种控制方式就称之为两模式控制。我们将工作在 Buck 模式称之为降压模式,工作在 Boost 模式称之为升压模式。

两模式控制方式与单模式控制方式相比,总的开关损耗大幅度减小,因为不管 FSBB 工作在 Buck 还是 Boost 模式下,都同时只有两个开关管处于高频工作下。图 2.3 给出了两模式和单模式控制下电感电流有效值随输入电压变化曲线<sup>错误!未找到引用源。</sup>,其中电感电流有效值进行了标幺化,可以看出两模式控制下的电感电流有效值也比单模式控制下的电感电流脉动大大减小,从而可以大大提高 FSBB 的效率。

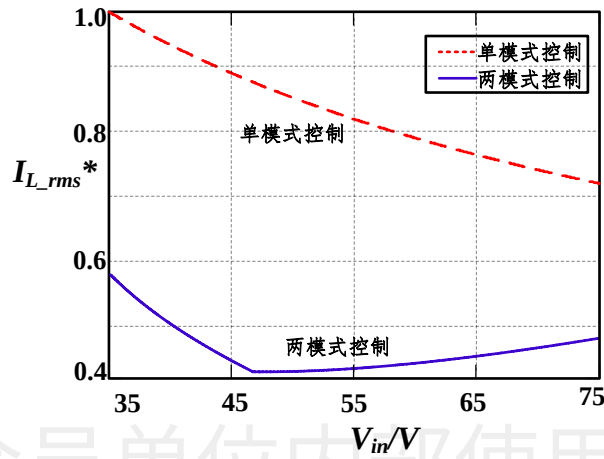


图2.3 FSBB 电感电流有效值标幺对比曲线

### 2.1.3 三模式控制

两模式控制方式虽然比简单的单模式控制在效率上有很大的提高,但是当变换器输入电压和输出电压接近时,变换器将会在升压和降压两个模式之间不停地切换,输出电压存在较大脉动,大大影响到电路稳定性。为此,可以在  $V_{in}$  和  $V_{out}$  接近的工作区间引入第三个工作模式,即 Buck-Boost 模式,以保证输出电压的稳定。在 Buck-Boost 模式 空比较大,从而减小  $Q_3$  的占空比,且此时  $Q_1$  和  $Q_3$  采用双沿调制<sup>错误!未找到引用源。</sup>来减小电感电流脉动。这样一种含有 Buck、Boost 和 Buck-Boost 三个工作模式的控制策略被称为三模式控制方法<sup>错误!未找到引用源。</sup>。

图 2.4 为三模式控制方法下四开关 Buck-Boost 变换器的工作示意图,其中  $V_{th}$  为 Buck-Boost 模式的滞环宽度。当  $V_{in} < V_{out} - V_{th}$  时,变换器工作在 Boost 模式;当  $V_{in} > V_{out} + V_{th}$  时,变换器工作在 Buck 模式。考虑到 Buck-Boost 模式下  $V_{in}$  和  $V_o$  很接近,电感电流脉动很小,可以降低该模式下的开关频率以减小开关损耗。

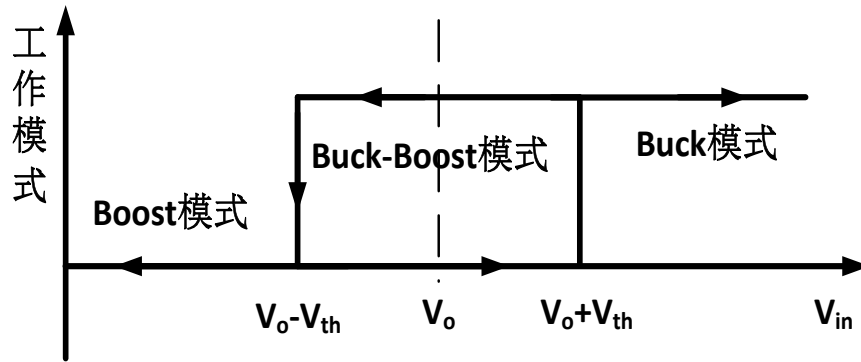


图2.4 三模式控制示意图

文献<sup>错误!未找到引用源。</sup>中提到三模式双频双沿控制方法，当 FSBB 工作在 $[36V, 48V - V_{th}]$ ，或者 $[48V + V_{th}, 75V]$ 时，工作频率选择 200kHz，工作在 $[48V - V_{th}, 48V + V_{th}]$ 时选择工作频率切换到 40kHz，如图 2.5 所示。

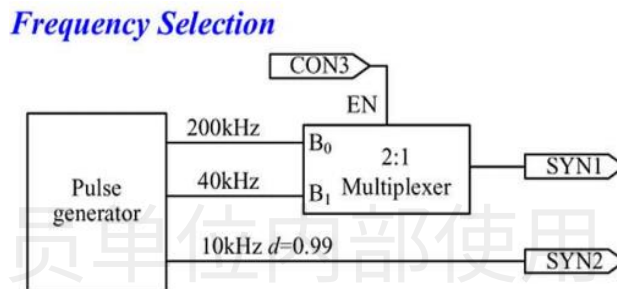


图2.5 三模式双频控制频率选择示意图

其中，FSBB 工作在降压或者升压模式时，分别需要  $d_2$  取最小值 0 和  $d_1$  取最大值 1。FSBB 两个单元实际上就是两个桥臂结构，最常采样的驱动方式为自举驱动。图 2.6 给出了一个自举驱动电路示意图，输入信号通过逻辑控制电路后分别送给上管驱动和下管驱动，桥臂上管驱动的能量由自举电容  $C_B$  提供。以 FSBB 的 Buck 单元为例， $C_B$  的能量补充需要开通桥臂下管  $Q_2$  对它充电，但是 FSBB 的降压模式需要  $d_1$  为最大值 1，也就是要求  $Q_1$  一直导通， $Q_2$  持续关断，那么自举电容  $C_B$  无法进行充电，上管  $Q_1$  也就无法导通。所以文献<sup>错误!未找到引用源。</sup>中还提到为了解决上面那个问题，增加一路 10kHz 脉冲信号，以 0.01 的占空比开通两个桥臂的下管  $Q_2$  和  $Q_3$ ，即每 100us 开关周期内，有 1us 时间用于开通  $Q_2$  和  $Q_3$  来对他们的举电容  $C_B$  充电，来保证上管稳定的驱动信号。这也就增加了驱动控制电路的复杂性并且，开关器件开通关断都需要一定的时间，开关管最小开通或关断时间都受到一定的限制。开关频率越高，占空比允许变换的范围也就越窄。当开关频率在 100~200kHz 时，要求开关管占空比在 0.1~0.9 范围变化<sup>错误!未找到引用源。</sup>。

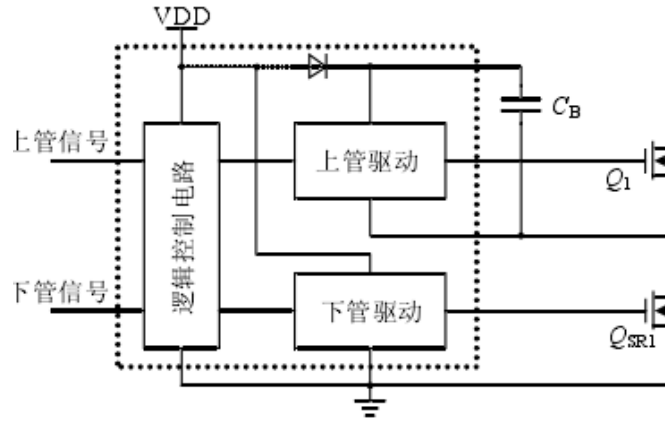


图2.6 自举驱动结构示意图

尽管 Buck-Boost 模式下，电路工作在低频下，但是相比降压或者升压模式，开关损耗仍比较大；而且由于  $Q_3$  的占空比大于 0，与 Boost 模式相比，电感电流平均值略大，变换器的导通损耗有所增大。因此，在 Buck-Boost 模式时，四开关 Buck-Boost 变换器的效率仍会有所降低。针对该问题，还有学者采用 Buck 和 Boost 模式的混合工作模式来代替 Buck-Boost 模式<sup>错误!未找到引用源。</sup>，即用  $M$  个开关周期的 Buck 模式和  $N$  个开关周期的 Boost 模式的混合工作来保证  $V_{in}$  与  $V_o$  接近时工作电压的稳定。当时  $V_{in} > V_o$  时， $M > N$  反之，则  $N < M$ 。这样，任意时刻只有一只开关管开关工作，开关损耗和导通损耗较小。不过，这种方法实现起来较为复杂。

另外，为了提高电路功率密度，我们需要提高电路工作频率，如果开关管一直工作在高频硬开关状态下，开关损耗将大大地增大，严重降低变换器的效率。文献<sup>错误!未找到引用源。</sup>给出了 FSBB 三模式零电压(ZVS)控制方式。主开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  需要在一个反向的电感电流开通才能实现 ZVS ON，对应的负流最小值为：

$$I_{\min} = \frac{2C_{oss} \cdot \text{MAX}(V_{in}, V_{out})}{t_{dead}} \quad (2-10)$$

其中， $C_{oss}$  为开关管的输出结电容， $t_{dead}$  为桥臂开关管之间的死区时间。

FSBB 分别工作在 Buck、Boost 和 Buck-Boost 模式，通过调节各模式下的工作频率来实现开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  的 ZVS，表 2.1 给出了三种模式下，开关频率与输入电压，输出电压，电感平均电流之间的关系式。采集输入输出电压和电感平均电流按照不同模式下频率表达式计算得到对应的工作频率。这种控制方式，由于三种模式频率对应的表达式不同，在频率选择的时候需要首先进行模态选择，再查询频率数据表，会存在不同模态切换频率控制

不稳定的状况，并且频率控制精度难于保障，并在高频电路中对控制器处理速度要求也很高。

| 工作模式              | 工作频率                                                                                               |
|-------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Buck</b>       | $\frac{V_{in} \cdot V_{out} - V_{in}^2}{V_{out}} \cdot \frac{1}{2 \cdot L \cdot (I_L + I_{min})}$  |
| <b>Buck-Boost</b> | $\frac{V_{in} \cdot V_{out}}{V_{out} + V_{in}} \cdot \frac{1}{2 \cdot L \cdot (I_L + I_{min})}$    |
| <b>Boost</b>      | $\frac{V_{in} \cdot V_{out} - V_{out}^2}{V_{out}} \cdot \frac{1}{2 \cdot L \cdot (I_L + I_{min})}$ |

表2.1 三模式 ZVS 工作频率

根据上面提到的一系列关于 FSBB 的控制策略，控制难点主要总结为以下几点：

1. FSBB 单模式控制简单，电感脉动电流和电感电压应力大，不存在直接功率传递通路，效率低；
2. FSBB 两模式控制策略，在输入输出电压接近时，变换器将会在升压和降压两个模式之间不停地切换；
3. FSBB 变换器三模式控制策略，中间过渡的 Buck-Boost 模式会增加变换器的开关损耗和导通损耗，降低整体效率；
4. FSBB 两模式或者三模式控制策略，对于自举驱动方式，需要采用双频驱动，增加了驱动控制的复杂度，输出存在低频脉动；
5. FSBB 工作在多模式下，各模式控制策略不同，存在模式之间如何平滑切换，软开关实现复杂等问题。

针对上面提出的 FSBB 传统控制策略的问题和难点，本文提出一种 FSBB 混合单模式零电压(ZVS)控制策略。该控制策略，无论升压还是降压，FSBB 变换器一直工作在一种模式下，不存在多种模式切换的问题，并能实现四个开关管的零电压开通(ZVS ON)。

## 2.2 FSBB 混合单模式 ZVS 控制

### 2.2.1 FSBB 工作模式

前面提到 FSBB 是由 Buck 与 Boost 级联简化而来，可以将其分成两个部分： $Q_1$  与  $Q_2$  组成 Buck 单元， $Q_3$  和  $Q_4$  组成 Boost 单元。四个开关管组成四种不同的工作模式，分别为工作模式 A、B、C 和 D 如图 2.7 所示。

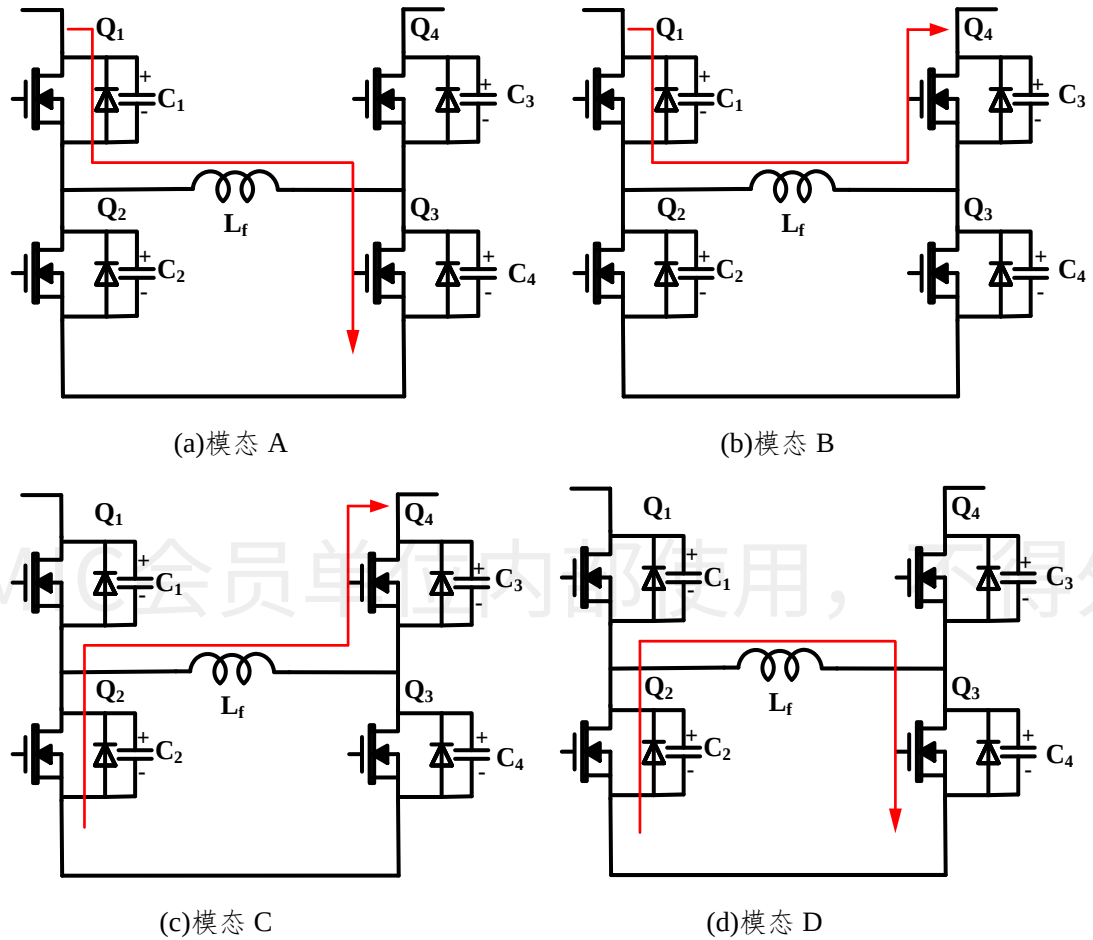


图2.7 FSBB 四种工作模式

工作模式 A，开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  导通，形成  $V_{in}-Q_1-L_f-Q_3-V_{in}$  通路，电感电压应力为  $V_{in}$ ；工作模式 B，开关管  $Q_1$  和  $Q_4$  导通，形成  $V_{in}-Q_1-L_f-Q_4-V_{out}$  通路，电感电压应力为  $V_{in}-V_{out}$ ；工作模式 C，开关管  $Q_2$  和  $Q_4$  导通，形成  $Q_2-L_f-Q_4-V_{out}$  通路，电感电压应力为  $V_{out}$ ；工作模式 D，开关管  $Q_2$  和  $Q_3$  导通，形成  $Q_2-L_f-Q_3$  通路，电感电压应力为 0。四种工作模式可以组成不同的工作模式，模式 A+模式 B 等效为 Boost 工作模式，模式 B+模式 C 等效为 Buck 工作模式，模式 D 电感电压应力为 0，可以通过增大或者减小 D 模式时长来维持电路工作频率大小。

FSBB 在工作模式 A、B 之间切换，等效为同步升压模式，当电路在工作模式 B、C 之

间切换，等效为同步降压模式，当电路在工作模式 A、C 之间切换，等效为传统的同开同关升降压模式。在工作模式 A、C 之间加入一个工作模式 B，如图 2.8 所示，让电路工作在一个周期 Boost 模式和一个周期的 Buck 模式，在 C 模式后面增加一个 D 模式用来调节电路工作频率大小。则电路在模式 A、B、C、(D)之间切换，等效为同步升降压模式，这种工作模式称之为 FSBB 混合单模式，它可以看作是升压、降压两个模式组合而成。FSBB 混合单模式控制可以通过调节四种工作模式的时间来实现升压或者降压变换，不存在不同模式切换的问题。

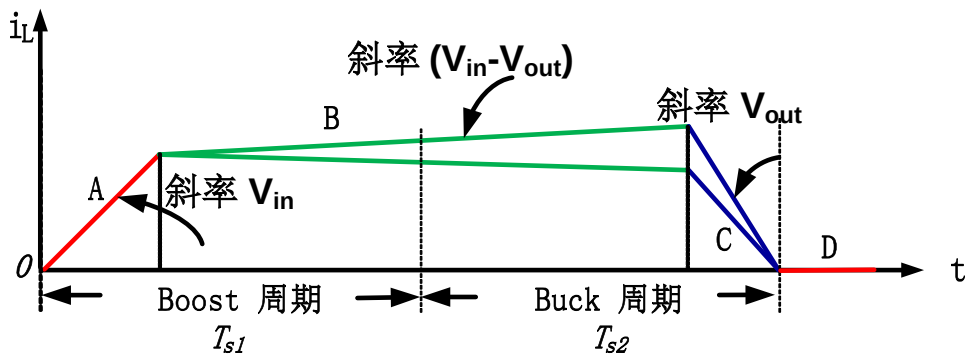


图2.8 同步升降压模式组合

定义电感电流从输入流向输出的方向为正，如图 2.9 所示，反方向为负。FSBB 四个开关管能够实现 ZVS 的条件总结为如下两点：

条件 1：当关断开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  的时候，电感电流  $i_L$  必须为正向电流

条件 2：当关断开关管  $Q_2$  和  $Q_4$  的时候，电感电流  $i_L$  必须为反向电流

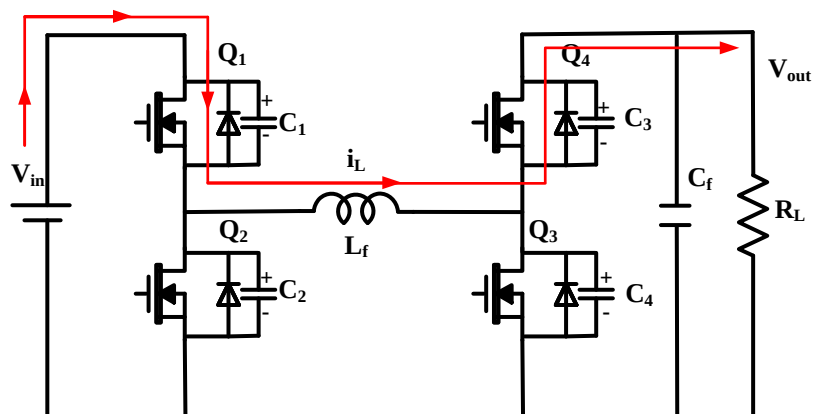


图2.9 FSBB 电感正向电流示意

例如，电感电流  $i_L$  为负，开关管  $Q_1$  处于关断状态， $Q_2$  处于开通状态，如图 2.10(a)所示。当关断开关管  $Q_2$  后，电感电流不能从  $Q_2$  的沟道换向到体二极管  $D_2$ ，并且由于开关管  $Q_1$  两端存在的压降  $v_1$ ，电感电流也不能换向到  $Q_1$  的体二极管  $D_1$ 。所以电感电流只能流向

$Q_1$  和  $Q_2$  的输出电容  $C_1$  和  $C_2$ , 如图 2.10 (b)所示,  $C_1$  放电,  $C_2$  充电, 直到开关管  $Q_1$  两端的电压  $v_1$  降低到 0,  $Q_1$  的体二极管导通。然后开关管  $Q_1$  可以在零电压的时候开通, 如图 2.10 (c)所示。

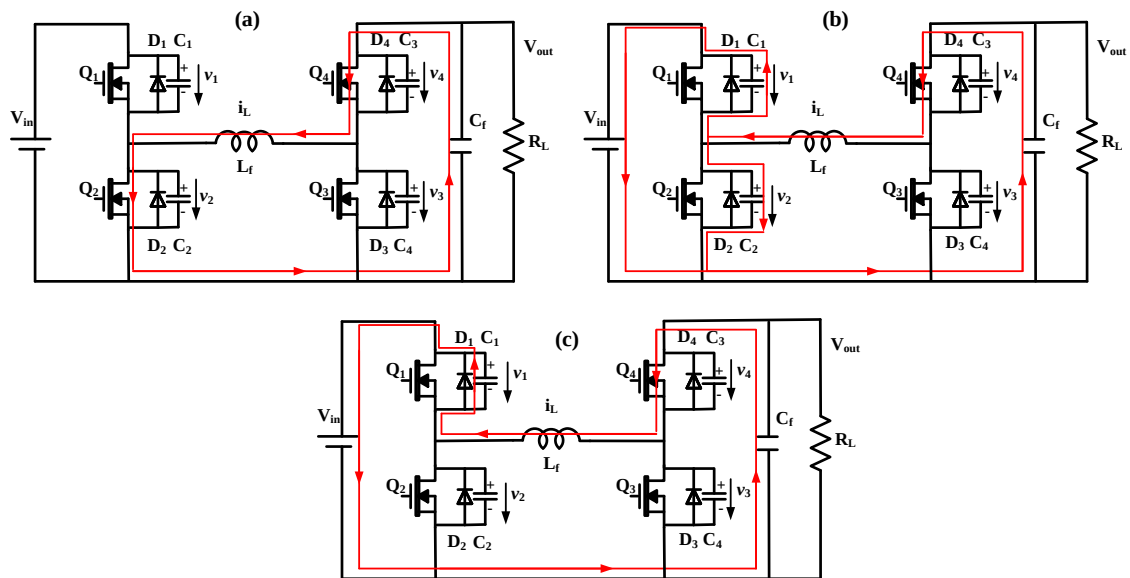


图2.10 开关管  $Q_1$  实现 ZVS 过程

### 2.2.2 FSBB 混合单模式 ZVS 推导

四种工作模式 A、B、C、D 可以按照不同顺序组合得到不同的工作模式, 接下来将对分析 FSBB 存在的不同工作模式, 推演出单一模式实现升降压, 并能实现四个开关管 ZVS 的混合单模式 ZVS 控制策略。

#### 1. 无同开同关

FSBB 一共有四个开关管, 不同开通关断组合呈现不同的工作模式, 假设四个开关管工作在相同频率下, 在不同的时刻分别开通, 以开关管  $Q_1$  开通为起点, 可以推导出 6 种不同的开关模式, 如表 2.2 所示。

| 时刻 1     | 时刻 2     | 时刻 3     | 时刻 4     |
|----------|----------|----------|----------|
| $Q_1$ on | $Q_2$ on | $Q_3$ on | $Q_4$ on |
|          |          | $Q_4$ on | $Q_3$ on |
|          | $Q_3$ on | $Q_2$ on | $Q_4$ on |
|          |          | $Q_4$ on | $Q_2$ on |
|          | $Q_4$ on | $Q_3$ on | $Q_2$ on |
|          |          | $Q_2$ on | $Q_3$ on |

表2.2 无同开同关模式组合

根据 A、B、C、D 四种模式对应的开关管开通关断状态, 这 6 种开关模式对应的 6 种

工作模式分别为：

1. 模态 B—模态 C—模态 D—模态 C，简化为工作模式：BCDC；
2. 模态 A—模态 D—模态 C—模态 D，简化为工作模式：ADCD；
3. 模态 B—模态 A—模态 D—模态 C，简化为工作模式：BADC；
4. 模态 B—模态 A—模态 B—模态 C，简化为工作模式：BABC；
5. 模态 A—模态 B—模态 A—模态 D，简化为工作模式：ABAD；
6. 模态 A—模态 B—模态 C—模态 D，简化为工作模式：ABCD。

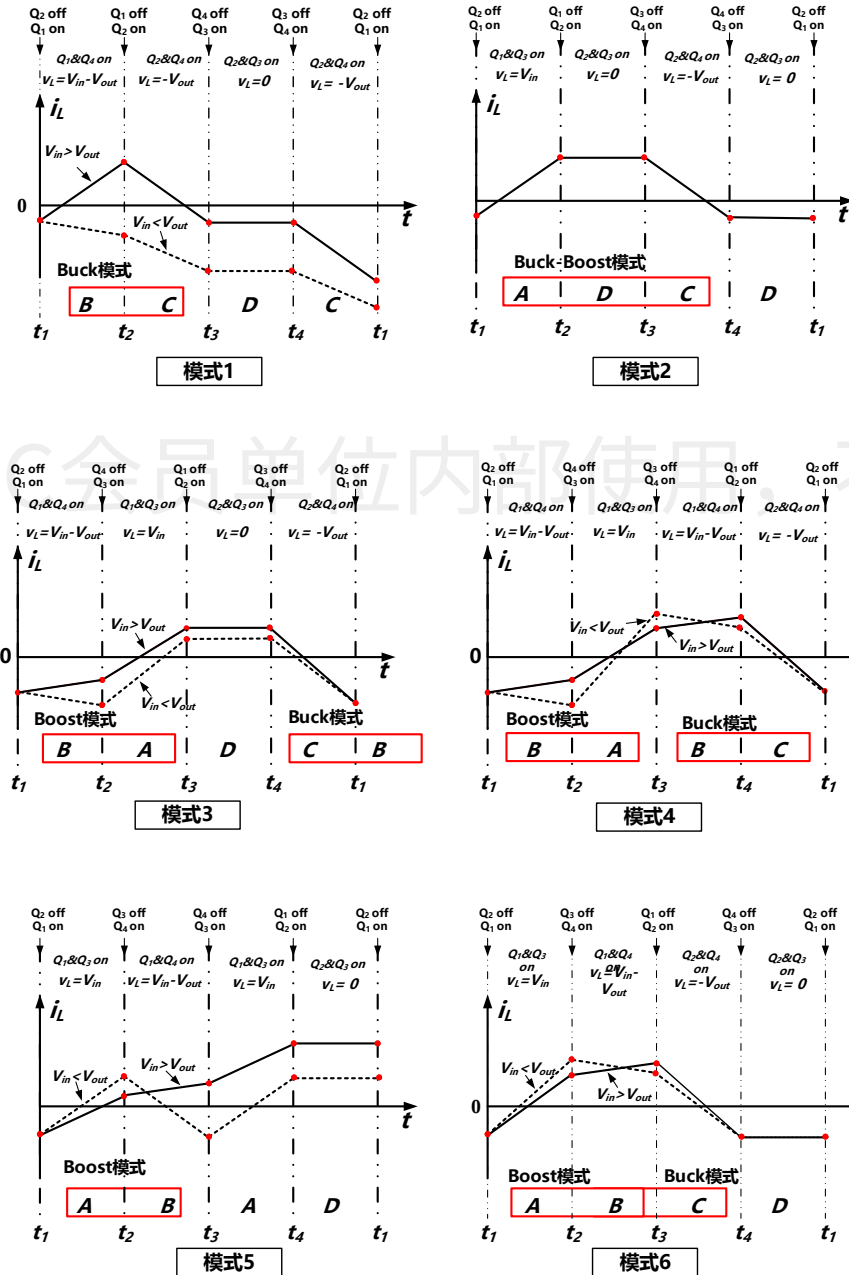


图2.11 6种工作模式电感电流波形

这 6 种工作模式对应的电感电流波形如图 2.11 所示。从图中可以看出无论输入电压

高于还是低于输出电压,工作模式 2(ADCD)、3(BADC)、4(BABC)、6(ABCD)都可以单一模式实现升降压功能,并满足四个开关管实现 ZVS 的两个条件,其中工作模式 3、4、和 6 都可以看作是 buck 和 boost 模式组合而成的,为 FSBB 混合单模式。工作模式 1(BCDC)、5(ABAD)则无法满足升降压功能和 ZVS 条件。

## 2. 存在同开同关

上面 6 种工作模式是在四个开关管不存在同开同关情况下推导出来的,那么假设四个开关管工作在相同频率下,并只存在一对开关管同时开通,同样以开关管  $Q_1$  开通为起点,可以推导出 8 种不同的开关模式,如表 2.3 所示。

| 时刻 1             | 时刻 2             | 时刻 3             |
|------------------|------------------|------------------|
| $Q_1$ 、 $Q_3$ on | $Q_4$ on         | $Q_2$ on         |
|                  | $Q_2$ on         | $Q_4$ on         |
| $Q_1$ 、 $Q_4$ on | $Q_3$ on         | $Q_2$ on         |
|                  | $Q_2$ on         | $Q_3$ on         |
| $Q_1$ on         | $Q_4$ on         | $Q_2$ 、 $Q_3$ on |
|                  | $Q_2$ 、 $Q_3$ on | $Q_4$ on         |
|                  | $Q_2$ 、 $Q_4$ on | $Q_3$ on         |
|                  | $Q_3$ on         | $Q_2$ 、 $Q_4$ on |

表 2.3 有同开同关模式组合

根据 A、B、C、D 四种模态开关管开通关断状态,这 8 种开关模式对应的 8 种工作模式分别为:

1. 模态 A—模态 B—模态 C,简化为工作模式: ABC;
2. 模态 A—模态 D—模态 C,简化为工作模式: ADC;
3. 模态 B—模态 A—模态 D,简化为工作模式: BAD;
4. 模态 B—模态 C—模态 D,简化为工作模式: BCD;
5. 模态 A—模态 B—模态 D,简化为工作模式: ABD;
6. 模态 B—模态 D—模态 C,简化为工作模式: BDC;
7. 模态 A—模态 C—模态 D,简化为工作模式: ACD;
8. 模态 B—模态 A—模态 C,简化为工作模式: BAC。

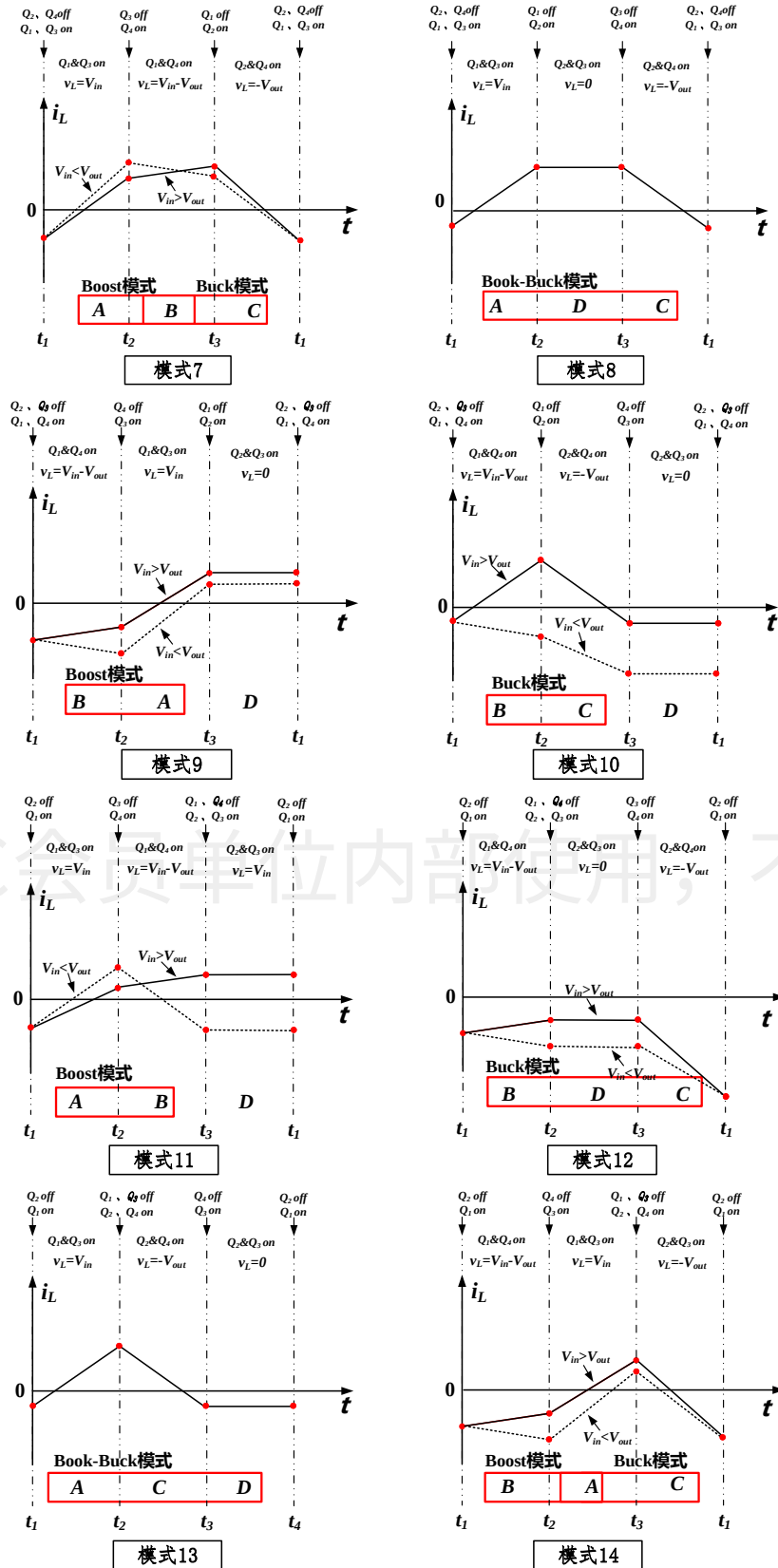


图2.12 8种工作模式电感电流波形

这 8 种工作模式对应的电感电流波形如图 2.12 所示。从图中可以看出无论输入电压高于还是低于输出电压，工作模式 7(ABC)、8(ADC)、13(ACD)、14(BAC)都可以单一模式

实现升降压功能,并满足四个开关管实现 ZVS 的两个条件,其中工作模式 7 和 14 都可以看作是 buck 和 boost 模式组合而成的,为 FSBB 混合单模式。工作模式 9(BAD)、10(BCD)、11(ABD)、12(BDC)则无法满足升降压功能和 ZVS 条件。如果存在两对开关管同时开通,即为前面提到的单模式同开同关控制。

综合分析得出能够单一模式实现升降压功能并满足四个开关管实现 ZVS 的工作模式有:工作模式 2(ADCD)、3(BADC)、4(BABC)、6(ABCD)、7(ABC)、8(ADC)、13(ACD)和 14(BAC)。D 模态可以作为一个频率调节的过渡的模态,该模态下电感电压应力为 0,电流不变,所以可以将上面 8 种工作模式简化为以下 4 种:

1. 工作模式一:模态 A—(模态 D)—模态 C—(模态 D),即 A(D)C(D);
2. 工作模式二:模态 B—模态 A—(模态 D)—模态 C,即 BA(D)C;
3. 工作模式三:模态 B—模态 A—模态 B—模态 C,即 BABC;
4. 工作模式四:模态 A—模态 B—模态 C—模态 D,即 ABC(D)。

工作模式二、三、四都可以看作是 buck 和 boost 模式组合而成的,为 FSBB 混合单模式。实现四个开关管的 ZVS,电感电流必须有正有负,相比于硬开关电感电流纹波会有所增大,这就导致开关管的导通损耗、电感的磁芯损耗和线圈损耗都会有所增大。所以,为了获得最大的功率转换效率,在满足 ZVS 条件提前下,要尽可能使电感电流纹波最小,也就是说能量应当主要在电感电流变化最慢的阶段传递。

工作模态 A,电感电压应力为  $V_{in}$ ;工作模态 B,电感电压应力为  $V_{in}-V_{out}$ ;工作模态 C,电感电压应力为  $V_{out}$ ,所以能量应主要在工作模态 B 传递,该模态也就是前面提到的直接功率通路( $V_{in}-Q_1-L_f-Q_4-V_{out}$ )。针对上面四种模式,工作模式一不存在模态 B,所以该模式无法获得最大的功率转换效率。

工作模式二,为了满足开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  实现 ZVS 的条件,在工作模态 B 期间,电感电流必须为负,能量由输出向输入传递。定义正能量传输为能量从输入传递到输出,负能量传输为能量从输出传递到输入,所以工作模式二更适合负能量传输。

工作模式三,有两段时间工作在工作模态 B,当需要负向能量传输时,模式三中的第一段 B 模态期间应该尽可能长,第三段 B 模态期间尽可能短,趋近于模式 BAC,也就是工作模式二;当需要正向能量传输时,模式三中的第一段 B 模态期间应该尽可能短,第三段 B 模态期间尽可能长,趋近于模式 ABC,也就是工作模式四。所以工作模式 3 适合应用在双向电路场合,并且它的极限模式分别趋于工作模式二和工作模式四。该模式不存在工作模态 D,在相同电感量下,电路需要工作在一个很宽的频率范围才能在全负载范围内实现

ZVS, 后面章节会具体讨论 D 模态对电路频率调节的影响。

工作模式四, 在工作模式 B 期间, 电感电流为正, 能量由输入向输出传递, 适合单向电路场合, 并且存在模态 D 可以灵活地来调节电路频率。

通过上面的对比分析, 本文选择工作模式四: ABC(D)这样一种混合单模式 ZVS 控制来实现通信电源 IBC 前级电路的升降压和 ZVS 的功能, 并将围绕如何实现 FSBB 高频、高效及稳定控制展开具体研究。

## 2.3 本章小结

本章介绍了 FSBB 的几种传统控制策略: 简单的单模式同开同关、两模式、双沿调制两模式、三模式、双沿调制三模式。并指出这几种传统控制策略的难点和问题, 提出了 FSBB 混合单模式的控制思路, 给出了混合单模式存在的多种组合模式, 对比分析选择了一种最合适最优的混合单模式控制策略即工作模式为 ABC(D)的控制策略。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

### 3 FSBB 混合单模式 ZVS 控制策略

#### 3.1 FSBB 混合单模式 ZVS 工作原理

FSBB 混合单模式 ZVS 控制工作模态顺序为模态 A—模态 B—模态 C—模态 D，电路工作在升压或者降压状态，开关管开通关断时序不变，电路始终按照模态 ABC(D)顺序工作，FSBB 开关管控制信号和电感电流波形如图 3.1 所示。

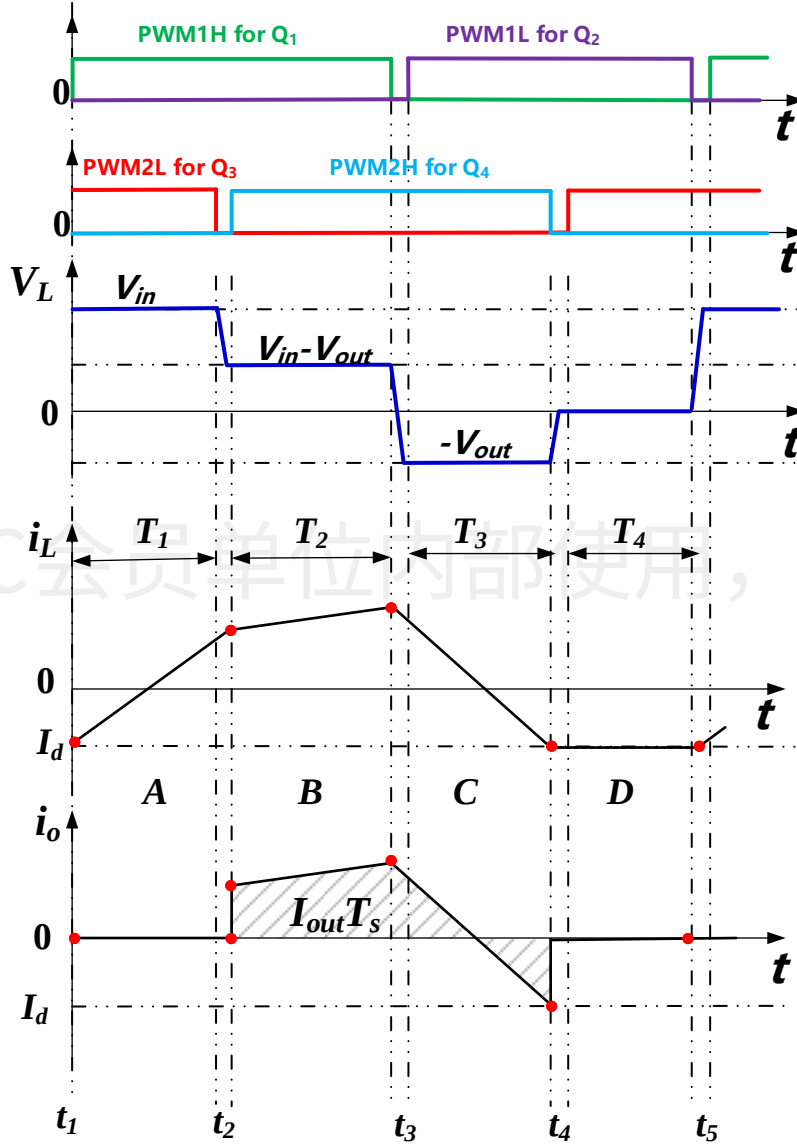


图3.1 混合单模式开关管控制信号和电感电流波形

开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  分别由驱动信号 PWM1H 和 PWM1L 驱动，开关管  $Q_4$  和  $Q_3$  分别由驱动信号 PWM2H 和 PWM2L 驱动，他们具有相同的周期。

$t_1$  至  $t_2$ ，电路工作在模态 A， $Q_1$  和  $Q_3$  导通，导通时长记为  $T_1$ ，电感电压应力为  $V_{in}$ ，电流上升斜率为  $V_{in}/L$ ，输出电流  $i_o$  为 0； $t_2$  至  $t_3$ ，电路工作在模态 B， $Q_1$  和  $Q_4$  导通，导

通时长记为  $T_2$ ，电感电压应力为  $V_{in}-V_{out}$ ，电流斜率为  $V_{in}-V_{out}/L$ ，输出电流  $i_o$  等于电感电流  $i_L$ ； $t_3$  至  $t_4$ ，电路工作在模态 C， $Q_2$  和  $Q_4$  导通，导通时长记为  $T_3$ ，电感电压应力为  $V_{out}$ ，电流斜率为  $-V_{out}/L$ ，输出电流  $i_o$  等于电感电流  $i_L$ ； $t_4$  至  $t_5$ ，电路工作在模态 D， $Q_2$  和  $Q_3$  导通，导通时长记为  $T_4$ ，电感电压应力为 0，电流斜率为 0，输出电流  $i_o$  为 0。在一个周期内电感电流方向变化两次，存在一个负流  $I_d$  来实现开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  的 ZVS。

忽略开关管互补信号中的死区时间，稳态工作时，每一个开关周期内电感电流积分为 0，有：

$$V_{in} \cdot T_1 + (V_{in} - V_{out}) \cdot T_2 + (-V_{out}) \cdot T_3 + 0 \cdot T_4 = 0 \quad (3-1)$$

所以  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  和输入输出电压之间的关系表达式为：

$$V_{in} \cdot (T_1 + T_2) = V_{out} \cdot (T_2 + T_3) \quad (3-2)$$

从而得到输出电压表达式为：

$$V_{out} = \frac{V_{in} \cdot (T_1 + T_2)}{(T_2 + T_3)} \quad (3-3)$$

一个周期内，电感电流  $i_L$  表达式如下：

$$i_L(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{L} \cdot t + I_d & 0 < t < T_1 \\ \frac{V_{in}}{L} \cdot T_1 + \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot (t - T_1) + I_d & T_1 < t < T_1 + T_2 \\ \frac{V_{in}}{L} \cdot T_1 + \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot T_2 - \frac{V_{out}}{L} \cdot (t - T_1 - T_2) + I_d & T_1 + T_2 < t < T_1 + T_2 + T_3 \\ I_d & T_1 + T_2 + T_3 < t < T_s \end{cases} \quad (3-4)$$

式中  $T_s$  为开关管工作周期，有：

$$T_s = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \quad (3-5)$$

式中  $I_d$  为图 3.1  $t_1$  时刻电感负流，一个周期内输出电流  $i_o$  表达式为：

$$i_o(t) = \begin{cases} 0 & 0 < t < T_1 \\ \frac{V_{in}}{L} \cdot T_1 + \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot (t - T_1) + I_d & T_1 < t < T_1 + T_2 \\ \frac{V_{in}}{L} \cdot T_1 + \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \cdot T_2 - \frac{V_{out}}{L} \cdot (t - T_1 - T_2) + I_d & T_1 + T_2 < t < T_1 + T_2 + T_3 \\ 0 & T_1 + T_2 + T_3 < t < T_s \end{cases} \quad (3-6)$$

输出电流平均值为  $I_{out}$  有：

$$I_{out} \cdot T_s = \int_0^{T_s} i_o(t) dt \quad (3-7)$$

联立式(3-3)、(3-6)和(3-7)有：

$$I_{out} - \frac{I_d \cdot (T_2 + T_3)}{T_s} = \frac{T_1^2 \cdot V_{in}^2 + 2T_1 \cdot T_2 \cdot V_{in}^2 + T_2^2 \cdot V_{in}^2 - V_{out} \cdot T_2^2 \cdot V_{in}}{2L \cdot T_s \cdot V_{out}} \quad (3-8)$$

### 3.2 FSBB 混合单模式 ZVS 恒频控制

FSBB 在整个功率范围内，电路工作模态顺序为 ABC(D)，通过调节 T4 大小来维持不同负载下的恒频工作，并且在全功率范围内都能实现 ZVS 的控制称之为 FSBB 混合单模式 ZVS 恒频控制，整个负载下，工作频率曲线如图 3.2 所示。

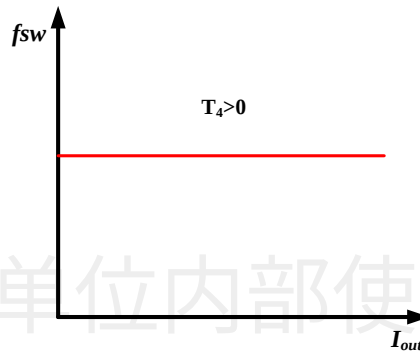


图3.2 恒频控制频率与负载曲线

#### 3.2.1 参数设计

前文提到通信电源 IBC 变换器为了满足全球通用的要求，工作电压范围一般为 36~75V<sup>[24-27]</sup>，输出电压为母线额定电压 48V，本文主电路输出电压为 48V(20~60V range)，按照宽输出电压进行电路设计，输出功率为 300W，输出电流最大为 6.25A，具体参数示意如表 3.1 所示：

|                             |              |
|-----------------------------|--------------|
| <b>V<sub>in(min)</sub></b>  | <b>36V</b>   |
| <b>V<sub>in(max)</sub></b>  | <b>75V</b>   |
| <b>V<sub>out(min)</sub></b> | <b>20V</b>   |
| <b>V<sub>out(max)</sub></b> | <b>60V</b>   |
| <b>P<sub>out(max)</sub></b> | <b>300W</b>  |
| <b>I<sub>out(max)</sub></b> | <b>6.25A</b> |

表3.1 电路参数

开关电源电路中选择合适、性能好的 MOSFET，至关重要。其次在主电路中，电感作为最重要的磁性元件，它的设计好坏也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。

### 1. MOSFET 选型

MOSFET 有一个普适的性能测量基准，即品质因素(FOM)，品质因素可以用导通电阻  $R_{DS(on)}$  和栅极电荷( $Q_g$ )的乘积表示，即  $FOM = R_{DS(on)} \cdot Q_g$ 。  $R_{DS(on)}$  直接关系到器件导通损耗，  $Q_g$  直接关系到开关损耗，因此 FOM 值越小，器件性能也就越好。

在 2014，David Reusch 提出了用于硬开关和软开关的品质因素 FOM 表达式<sup>[33]</sup>：

$$FOM_{HS} = (Q_{GD} + Q_{GS2}) \cdot R_{DS(on)} \quad (3-9)$$

$$FOM_{SS} = (Q_{OSS} + Q_{GS}) \cdot R_{DS(on)} \quad (3-10)$$

FSBB 变换器有两个同步整流管， $Q_2$  和  $Q_4$ ，为天生的软开关，主要考虑导通损耗，可以应用上式中的软开关 FOM 作为 MOS 选型基准。主开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  虽然能够 ZVS 开通，仍存在关断损耗，可以应用上式中的硬开关 FOM 作为 MOS 选型的基准。

由于本文设计的电路输入电压范围为 36~75V，输出为 48V(20~60V range)，留有 10%-20%电压裕度，选取 100V 的 MOS 管。

调研市场上现有的 Si 材料 MOS，100V 的 MOS 硬开关 FOM 分布如图 3.3 所示，图中给出的数据都是经过对比选取的最小 FOM 数据。

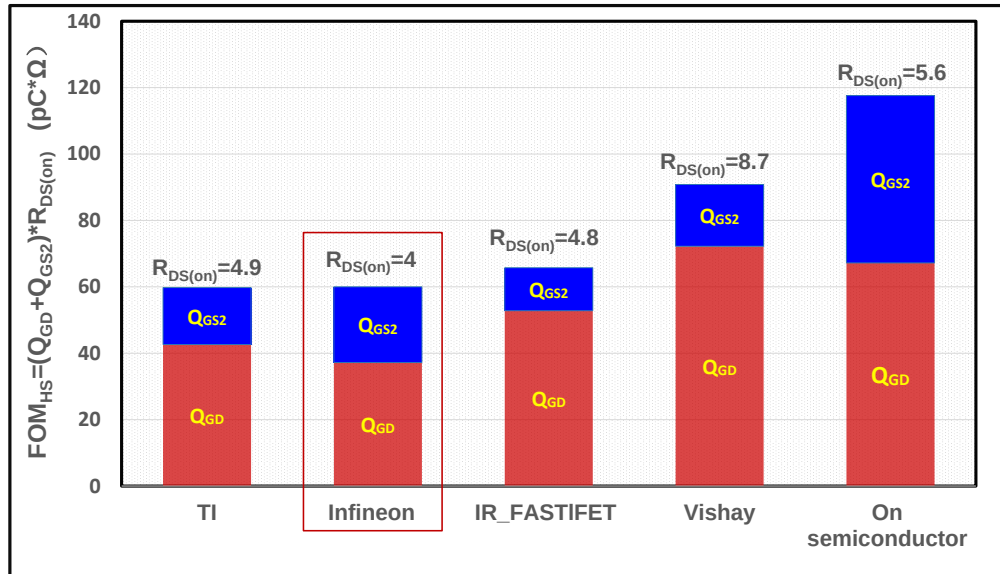


图3.3 硬开关 FOM 对比

软开关 FOM 分布如图 3.4 所示。

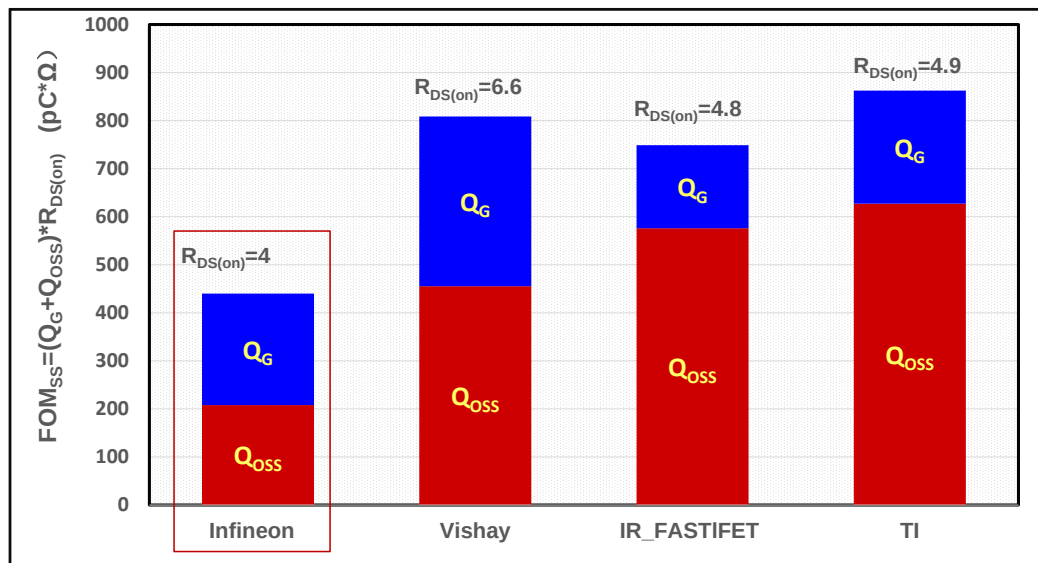


图3.4 软开关 FOM 对比

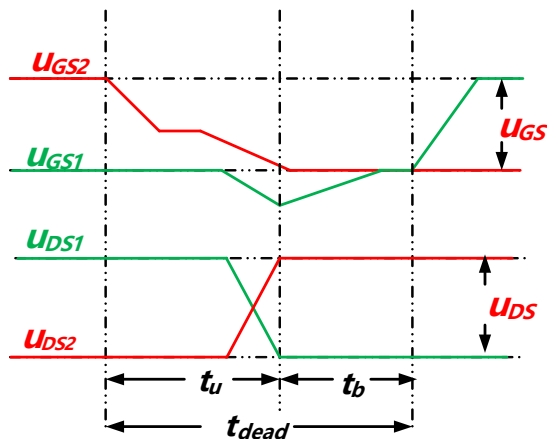
通过上面的对比分析，本文 FSBB 变换器四个开关管选取的 MOS 管都为 Infineon OptiMOS™ 5 的 BSC040N10NS5。它的主要性能参数如表 3.2 所示。

| 型号           | 封装       | $V_{DS\ max}$ | $Q_G$ | $R_{DS\ (on)\ max}$ | $C_{OSS\ max}$ |
|--------------|----------|---------------|-------|---------------------|----------------|
| BSC040N10NS5 | SuperSO8 | 100V          | 58nC  | 4.0mΩ               | 820pF          |

表3.2 MOS 参数

## 2. 最小负流 $I_{d(min)}$ 选取

如图 2.10 所述的软开关实现过程可以知道，当开通开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  时，电感电流必须为反向电流，反向电流值大小决定了  $Q_1$  和  $Q_2$  或者  $Q_3$  和  $Q_4$  结电容充放电快慢，从而影响到  $Q_1$  和  $Q_2$  或者  $Q_3$  和  $Q_4$  互补导通死区时间  $t_{dead}$  大小。为了使开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  实现完全的 ZVS，必须在死区时间  $t_{dead}$  内完成结电容的充放电。图 3.5 给出了开关管  $Q_2$  关断切换到  $Q_1$  开通那段死区时间，两开关管  $u_{GS}$  和  $u_{DS}$  波形。

图3.5 死区时间  $u_{GS}$  和  $u_{DS}$  波形

图中,  $u_{GS1}$ 、 $u_{ds1}$ 、分别为开关管  $Q_1$  的栅极电压和漏极电压;  $u_{GS2}$ 、 $u_{ds2}$ 、分别为开关管  $Q_2$  的栅极电压和漏极电压;  $t_u$  为  $Q_1$  输出电容  $C_1$  放电所需的时间;  $t_b$  为缓冲时间;  $t_{dead}$  为桥臂总的死区时间。在开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  死区时间内, 电感电流可以看作为一个电流源电流大小为  $I_d$ , 在  $C_1$  放电时间  $t_u$  内, 有:

$$I_d = 2C_{OSS} \frac{\Delta u_{DS}}{t_u} \Rightarrow t_u = \frac{2C_{OSS} \cdot \Delta u_{DS}}{I_d} \quad (3-11)$$

$C_{OSS}$  为开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  的输出电容, 两个管子  $C_{OSS}$  相等。要保证  $Q_1$  能够实现完全的零电压开通,  $t_u \leq t_{dead}$ , 所以有:

$$\frac{2C_{OSS} \cdot \Delta u_{DS}}{I_d} \leq t_{dead} \Rightarrow I_d \geq \frac{2C_{OSS} \cdot \Delta u_{DS}}{t_{dead}} \quad (3-12)$$

式中  $\Delta u_{DS}$  为电路的输出电压  $V_{in}$ , 那么在右桥臂  $Q_3$  开通时候对应的  $\Delta u_{DS}$  为电路的输入电压  $V_{out}$ , 所以为了保证开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  都能够实现 ZVS, 存在一个最小的电感负流  $I_{d(min)}$ :

$$I_{d(min)} = \frac{2C_{OSS} \cdot \text{MAX}(V_{in}, V_{out})}{t_{dead}} \quad (3-13)$$

根据电路具体参数, 最后选取  $I_{d(min)}$  为 4A, 死区时间  $t_{dead}$  在整个功率范围固定为 60ns。

### 3. 电感设计

如图 3.1 所示,  $t_4$  时刻电感负流必须超过最小电感负流  $I_{d(min)}$ , 才能保证开关管  $Q_1$  和  $Q_3$  都能够完全实现 ZVS。 $t_4$  至  $t_5$  时刻这段时长  $T_4=0$ , 即不存在 D 模式, 并电感负流等于最小负流  $I_{d(min)}$ , 此时电路刚好能够完全实现 ZVS。如图 3.6 所示, 只要保证在各电压下的满载点能够刚好完全实现 ZVS, 在非满载点, 通过增加 D 模式, 调节该模式  $T_4$  时间的大小来维持电路恒频工作, 则全功率范围内都能实现  $Q_1$  和  $Q_3$  的 ZVS。对于整个输入输出电压范围, 即可按照满载点能够刚好完全实现 ZVS 这个临界条件来进行电感量的设计。

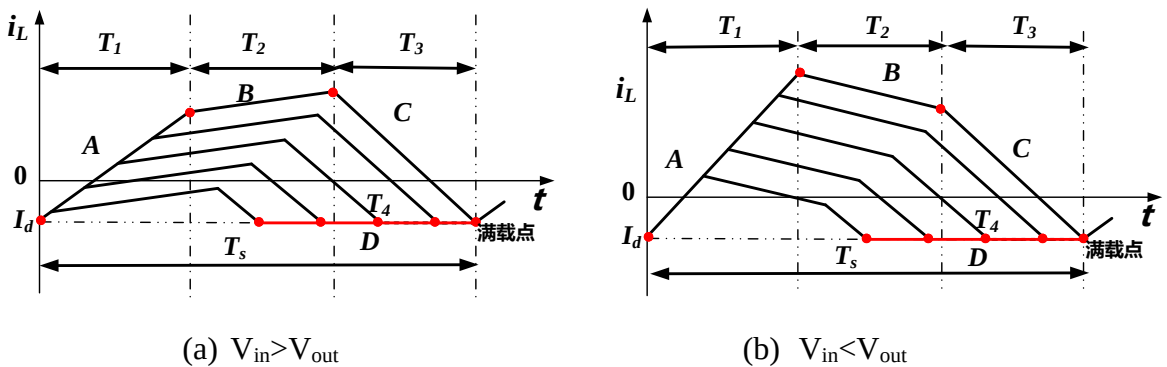


图3.6 恒频控制不同负载电感电流

根据式(3-2)、(3-5)和(3-8)可以得到控制变量  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  在满载点下，同输入电压  $V_{in}$ ，输出电压  $V_{out}$ ，电感量  $L$  和工作周期  $T_s$  之间的方程组表达式如下：

$$\begin{cases} I_{out(max)} - \frac{I_{d(min)} \cdot (T_2 + T_3)}{T_s} = \frac{T_1^2 \cdot V_{in}^2 + 2T_1 \cdot T_2 \cdot V_{in}^2 + T_2^2 \cdot V_{in}^2 - V_{out} \cdot T_2^2 \cdot V_{in}}{2L \cdot T_s \cdot V_{out}} \\ V_{out} = \frac{V_{in} \cdot (T_1 + T_2)}{(T_2 + T_3)} \\ T_s = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \end{cases} \quad (3-14)$$

其中  $I_{out(max)}$  为满载点负载电流，满载点刚好实现 ZVS 则  $T_4=0$ 。对于某一工作点( $V_{in}$ ,  $V_{out}$ ,  $T_s$ )，求解上面方程组，存在一个最大的电感量  $L_{max}$  使得上面的方程组有解( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ )，即能够保证该工作点下对应的满载点能够刚好实现 ZVS。如果电感量  $L$  大于这个最大的电感量  $L_{max}$ ，则 ZVS 丢失。在固定周期下，最大电感量  $L_{max}$  同输入输出电压关系曲线如图 3.7 所示。

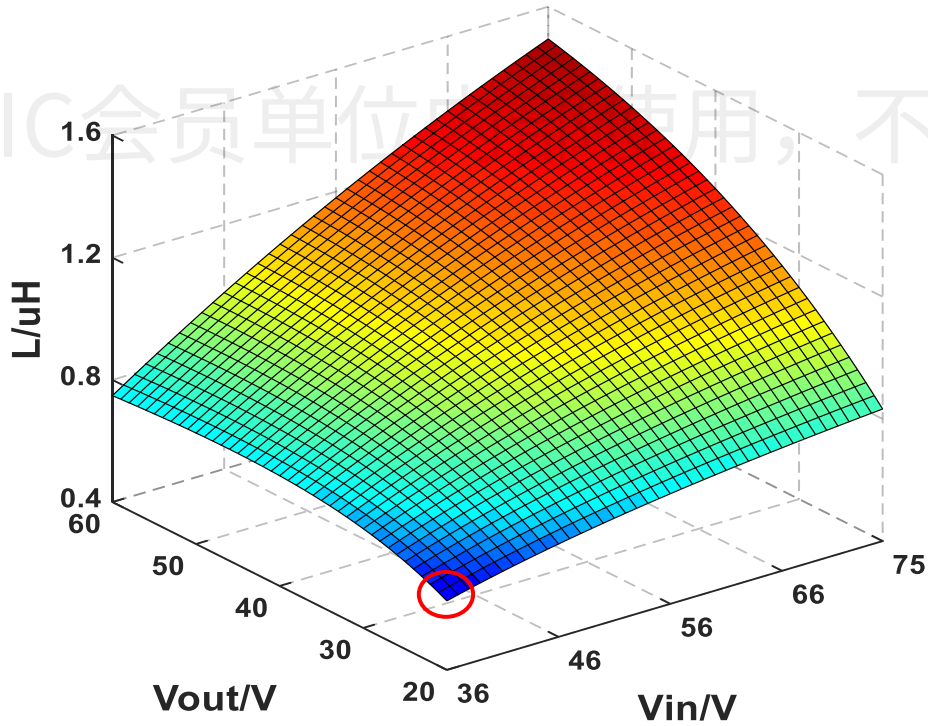


图3.7 恒频控制电感  $L$  和输入输出电压关系曲线

要使得整个输入输出电压范围内的满载点都能刚好实现 ZVS，电感  $L$  必须小于图 3.7 中的最低点，即输入电压输出电压都为最小值点。根据我们的输入输出电压范围，有  $L_{max}=L(V_{in(min)}, V_{out(min)})=L(36, 20)$ 。在输入电压  $V_{in}=36V$ ，输出电压  $V_{out}=20V$  工作点下，最大电感量  $L_{max}$  和电流工作频率之间的关系曲线如下图 3.8 所示，则保证整个负载范围内

都能实现 ZVS 电感量  $L$  的选值为图中阴影区域。

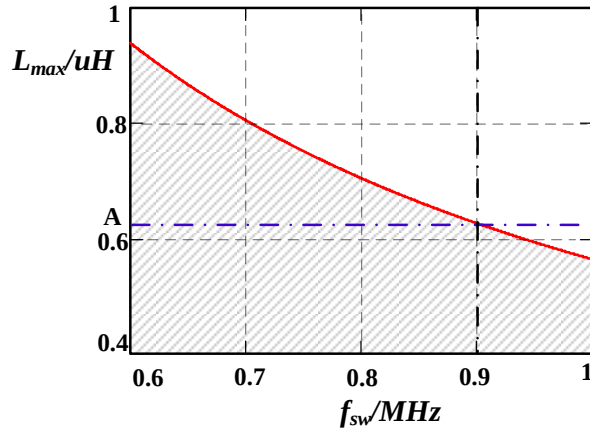


图3.8 恒频控制电感  $L$  和频率关系曲线

选取 FSBB 变换器恒频控制工作频率为 900k, 则选取的电感量  $L$  必须小于图 3.8 中 A 点对应的电感值, 最后选定电感量  $L=0.6\mu\text{H}$ 。

### 3.2.2 电流有效值优化设计

在 FSBB 混合单模式 ZVS 控制下, 四个开关管都能实现 ZVS, 所以为了提高变换器效率, 要尽可能地减小开关管导通损耗和电感损耗。而开关管电导通损耗都是由电感电流有效值决定, 因此减小电感电流有效值, 有利于减小开关管和电导通损耗, 从而减小变换器损耗, 提高变换器效率。

电感电流有效值表达式为:

$$I_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L^2(t) dt} \quad (3-15)$$

将式(3-4)中的  $i_L(t)$  代入式(3-15)即可得到电感电流有效值  $I_{L,rms}$  关于  $(V_{in}, V_{out}, I_{out}, T_1, T_2, T_3)$  的表达式, 由方程组表达式(3-14)可以解出  $T_1, T_3$  关于  $(V_{in}, V_{out}, I_{out}, T_2)$  的表达式, 则可以得出电感电流有效值  $I_{L,rms}$  关于  $(V_{in}, V_{out}, I_{out}, T_2)$  的表达式, 由于表达式的复杂性, 这里就不列出  $I_{L,rms}$  具体的数学表达式, 但可以知道对于固定的工作点  $(V_{in}, V_{out}, I_{out})$ , 电感电流有效值  $I_{L,rms}$  的大小取决于  $T_2$  的大小, 可通过优化  $T_2$  取值来减小  $I_{L,rms}$  从而实现变换器的高效率变换。

由电感电流有效值  $I_{L,rms}$  关于  $(V_{in}, V_{out}, I_{out}, T_2)$  的关系表达式, 可以得到不同输入输出电压下,  $I_{L,rms}$  与  $T_2$  的关系曲线, 如图 3.9 所示, 对应负载电流固定为 5A。从图中可以看出在输入电压与输出电压不接近时, 电流有效值  $I_{L,rms}$  与  $T_2$  成抛物线关系, 在最低点可取得最优的  $T_2$ , 输出电压接近于输入电压时, 电流有效值  $I_{L,rms}$  与  $T_2$  成单调递减的关系,

电感电流有效值随着  $T_2$  增大逐渐变小, 对于固定的周期, 最优的  $T_2$  在电路刚好实现 ZVS 的临界点取得, 即  $T_4=0$ 。

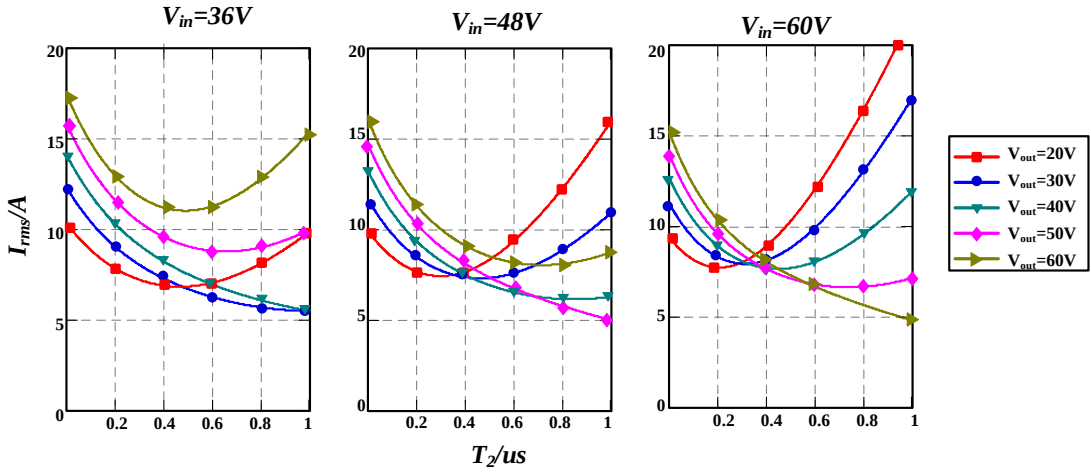


图3.9 不同输入输出电压电感电流有效值与  $T_2$  曲线

图 3.10(a)为输入电压固定为 36V, 输出电压固定为 20V, 不同负载电流下,  $I_{L,rms}$  与  $T_2$  的关系曲线。从图中可以看出, 在输入电压与输出电压不接近时, 并且电感电流有效值与  $T_2$  成抛物线, 电感电流有效值最小时对应的最优  $T_2$  值随着负载电流变大而变大。

固定频率  $f_{sw}$  为 900kHz, 电感刚好实现 ZVS 的临界点下,  $T_2$  取值与电感电流有效值关系曲线如图 3.10(b)所示,  $T_2$  取值随着负载电流变大而变小。

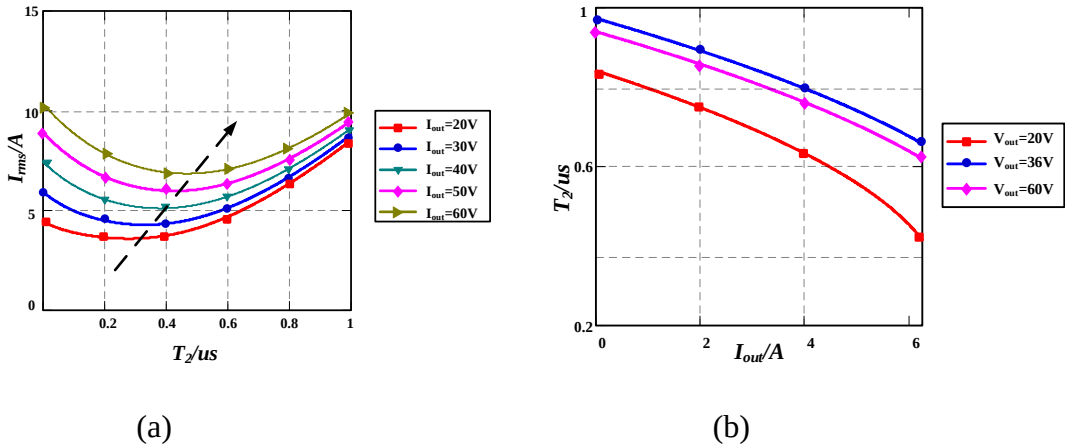


图3.10 不同负载电流电感电流有效值与  $T_2$  曲线

为了得到整个功率范围内下最优的  $T_2$ , 可以建立电感电流有效值最优解模型, 最优模型表达形式如下:

$$\begin{aligned}
& \min I_{L,rms}(x), x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T = [T_1 \ T_2 \ T_3 \ T_s]^T \\
& \text{subject to } \begin{cases} V_{in}(x_1 + x_2) = V_{out}(x_2 + x_3) \\ I_{out} - \frac{I_d \cdot (x_2 + x_3)}{x_4} = \frac{x_1^2 \cdot V_{in}^2 + 2x_1 \cdot x_2 \cdot V_{in}^2 + x_2^2 \cdot V_{in}^2 - V_{out} \cdot x_2^2 \cdot V_{in}}{2L \cdot x_4 \cdot V_{out}} \\ I_d = I_{d(\min)} \\ x_1 + x_2 + x_3 \leq x_4 \\ x_1 \geq 0, x_2 > 0, x_3 \geq 0 \end{cases} \quad (3-16)
\end{aligned}$$

式中  $T_s$  为工作周期，在恒频控制下， $T_s$  取频率  $f_{sw}$  为 900kHz 对应的周期值。针对功率范围内的所有工作点求解式(3-16)对应的最优解模型可以得到功率范围内最优的  $T_2$  分布。

在功率范围内，输入电压  $V_{in}(36V \sim 75V)$ ，输出电压  $V_{out}(20V \sim 60V)$ ，输出电流  $I_{out}(1A \sim 6A)$ ，最优的  $T_2$  分布在不同输入电压和输出电流下与输出电压关系曲线如图 3.11 所示，图中标识的  $T_2$  实际为占空比  $T_2/T_s$ 。从图 3.11 可以看出， $T_2$  随着输出电压增大而增大，直到输出电压接近于输入电压，到达最大值，再随着输出电压增大而慢慢变小。输出电压接近输入电压时， $T_2$  随着输出电流增大而减小；输入电压和输出电压差值不够大时， $T_2$  随着输出电流增大先增大，再不断减小；输入电压和输出电压差值比较大时， $T_2$  随着输出电流增大而增大。

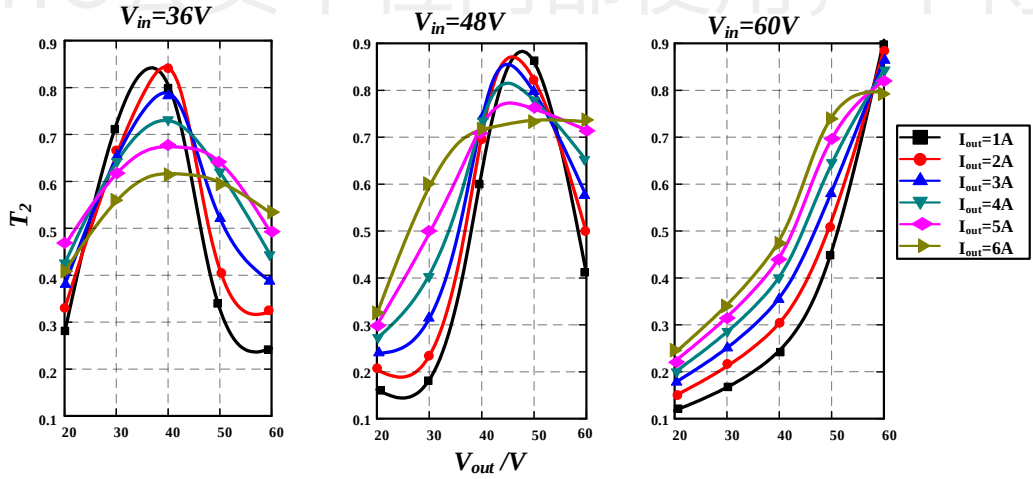
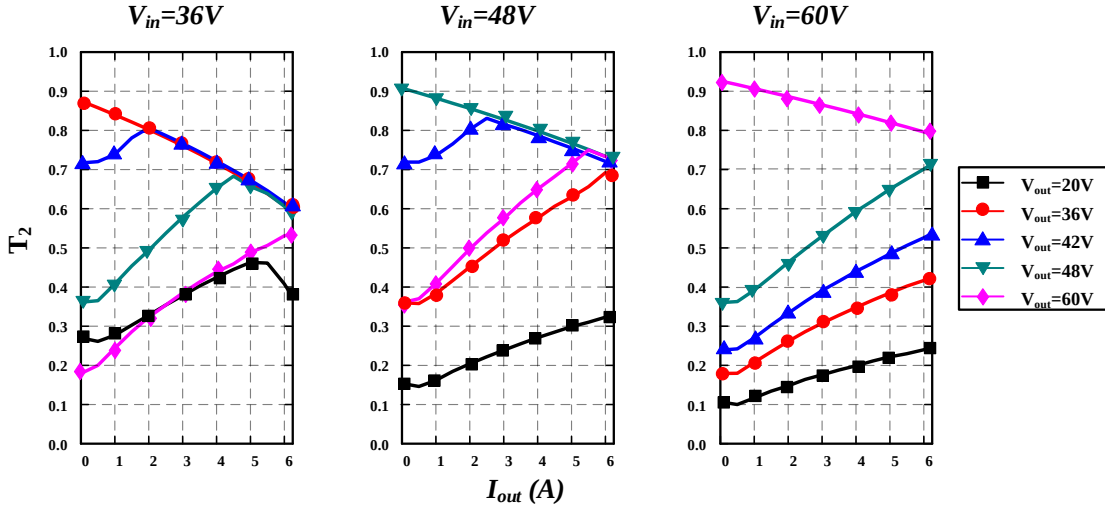


图3.11 恒频控制最优  $T_2$  分布与输出电压关系曲线

最优的  $T_2$  分布在不同输入电压和输出电压下与输出电流关系曲线如图 3.12 所示，最优  $T_2$  取值随着负载电流变化趋势呈现了两种情况。在输入电压与输出电压不接近轻载情况下，最优  $T_2$  值随着负载电流变大而变大；随着负载加重，最优  $T_2$  在电路刚好实现 ZVS 的临界点取得， $T_2$  随着负载电流变大而变小；输入电压与输出电压越接近， $T_2$  与负载电流成负相关性分布的区域越宽，当输入电压等于输出电压时，全负载范围内  $T_2$  随着负载电流变大而变小。

图3.12 恒频控制最优  $T_2$  分布与输出电流关系曲线

功率范围内的所有工作点，电感电流有效值最优解分布如图 3.13 所示。从图 3.13 可以看出电感电流有效值在输出电压接近于输入电压点最小，随着负载增大而增大。

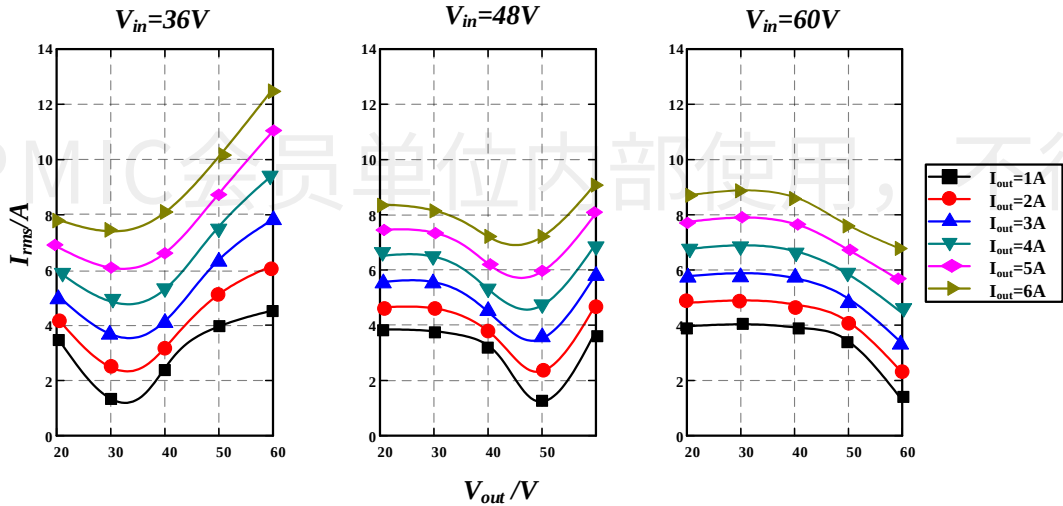


图3.13 恒频控制电感电流有效值最优分布

### 3.2.3 数字控制

FSBB 混合单模式 ZVS 控制的三个控制变量  $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$  和  $T_4$ ， $T_1$  通过输出电压稳压 PI 环输出控制， $T_3$  通过检测电感负流控制， $T_2$  取电感电流有效值最小下对应的最优解  $T_2(V_{in}, V_{out}, I_{out})$ 。整体的数字控制框图如图 3.14 所示，其中需要采集四个变量：输入电压  $V_{in}$ 、输出电压  $V_{ou}$ 、输出电流  $I_{out}$  和电感电流  $i_L$ 。采集电感电流用于负流检测控制  $T_3$  大小；采集输出电压，经过 PI 控制环得到输出量导通时间  $T_1$ ，并通过对  $T_1$  的控制来控制输出电压的稳定；采集输入电压  $V_{in}$ 、输出电压  $V_{out}$ 、输出电流  $I_{out}$ ，通过 LUT 查表方式，得到  $T_2$  控制量。

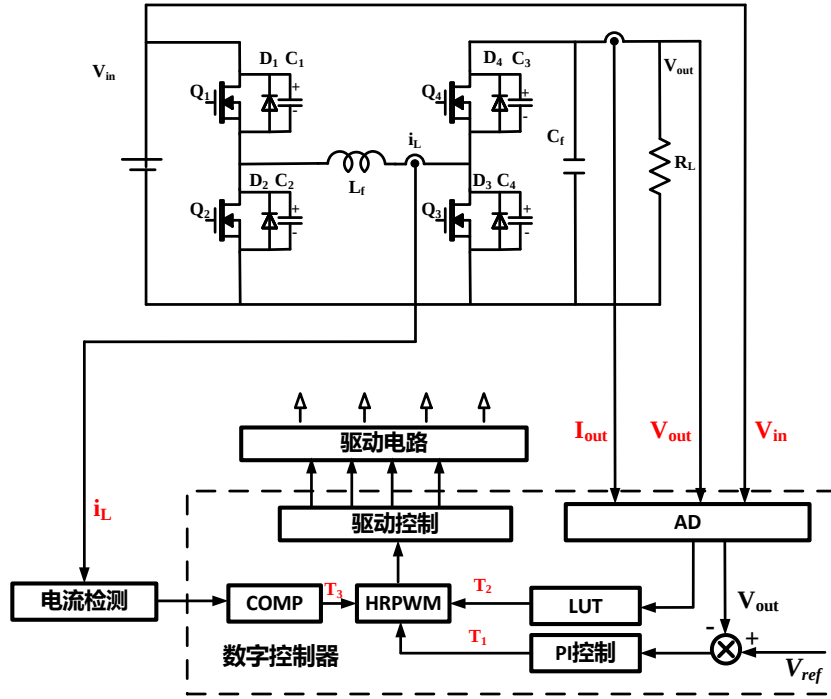


图3.14 FSBB 混合单模式 ZVS 控制框图

### 1. 采样电路设计

从图 3.14 的控制框图可以知道，FSBB 混合单模式 ZVS 控制需要四个采样电路：输入电压采样、输出电压采样、电感电流采样以及输出电流采样。

#### (1) 输入电压、输出电压采样

通常输出电压采样可以采用电阻直接分压，也可以采用运放差分采样，这里简要说明差分采样原理。如图 3.15 所示，根据运放虚短虚断原理，可以知道经过采样后的电压值为：

$$V_{oadc} = V_o \cdot \frac{R \cdot (R_1 + R_3)}{R_1 \cdot (R + R_1)} \quad (3-17)$$

考虑到输出电压较高，为减小采样电阻上的损耗，\$R\_1\$ 一般选择阻值较大的电阻，则公式(3-17)可以简化为：

$$V_{oadc} = V_o \cdot \frac{R}{R_1} \quad (3-18)$$

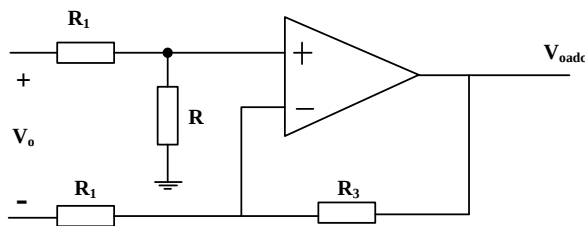


图3.15 电压差分采样电路

## (2) 电感电流采样

通过前文的分析可以知道，FSBB 混合单模式 ZVS 控制能够实现 ZVS 的关键是控制电感电流反向过零，保持一定的反向电流实现自然换流的目的。所以应该对电感电流检测，检测电感电流达到某一负流时对电路进行实时控制。采样电感电流的方法有很多种，电阻直接采样、电流互感器和电流霍尔传感器采样等。由于本文设计的电路频率在 1MHz 左右，频率较高，霍尔传感器最高带宽一般只有 200kHz 左右，无法满足要求。并且电感电流存在很大的直流分量，电流有正有负，本文采用最简单的电阻采样方案。为了减小电感电流在采样电阻上产生较大的损耗，在采样电阻后再加一级高带宽运算放大器对采样电流进行放大，并提供一个正向的电压偏置，把负流在电阻上电压拉到正电位以上。

FSBB 变换器电感电流电阻采样，为了减小共模干扰，电阻采样点有三种方式，如图 3.16 所示。

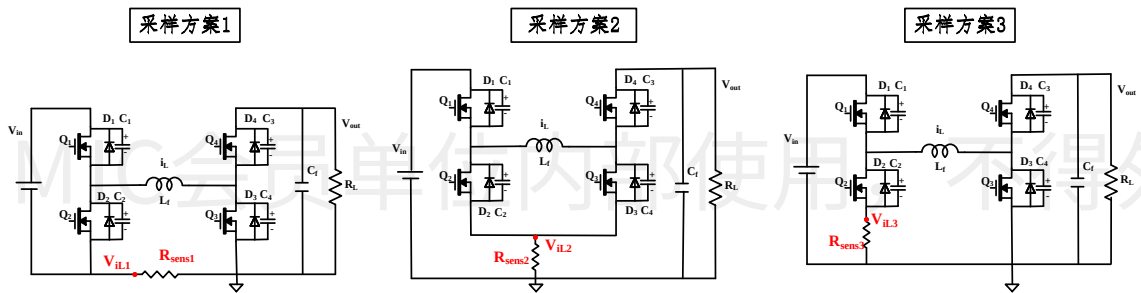


图3.16 电阻采样三种方式

上面三种电阻采样方式，采样电阻电压波形如图 3.17 所示，采样方案 1，采样电阻可以采样到电感完整的电流波形，在图中  $M_1$  点检测到电流过最小负流  $I_{d(min)}$ ，比较器动作关断开关管  $Q_4$ ，开通  $Q_3$ ，由模式 C 切换到 D 模式工作；采样方案 2，采样电阻只能采样到 A 模式和 C 模式的电感电流，在图中  $M_2$  点发生比较动作，采样电流变为 0，但是在 A 模式期间存在存在一个和  $M_2$  点等电位的点，所以比较器需要在此段时间被屏蔽掉，避免误动作；采样方案 3，采样电阻采样到 C 模式和 D 模式的电感电流，在图中  $M_3$  点发生比较动作，由 C 模式切换到 D 模式工作，对比分析，采样方案 3 采样电流有效值最小，电阻损耗最小，并且不容易产生误动作，所以最后选择采样方案 3 最为电阻采样的最终方案。

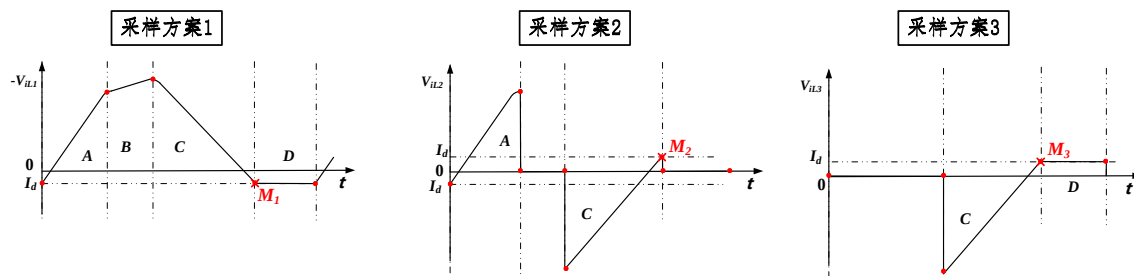


图3.17 三种电阻采样电压波形

采样电阻，采样输出后需要接一级高带宽的运算放大器对采样电压进行放大，并提供一个正向电压偏置，为了减小共模干扰，放大电路采样差分放大形式。在 PCB 布局上运放两端要尽可能从采样电阻两端以最小距离接过去，并要避免同主功率存在共有回路，减小干扰，放大示意图如图 3.18 所示。

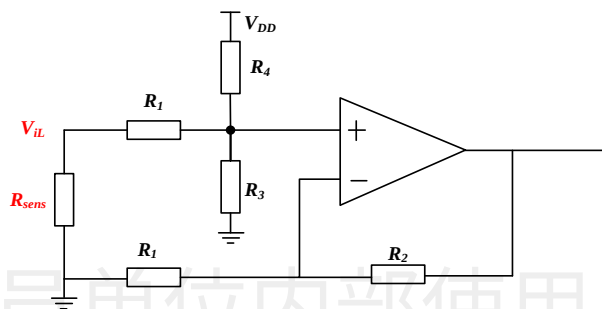


图3.18 电阻采样放大电路

### (3) 输出电流采样

采样的输出电流是经过输出电容滤波后接近直流的平均电流，可以用一个高精度、高速输出电流分流监控器进行电流采样。该分流监控器类似于一个差分放大器，易于设计，更加精准且不易产生噪声。工作原理图如图 3.19 所示，在输出接入一个采样电阻，然后再把采样电阻两端分别接到分流监控器的+IN 和-IN，经过内部差分放大，得到输出电流等比例的电压。

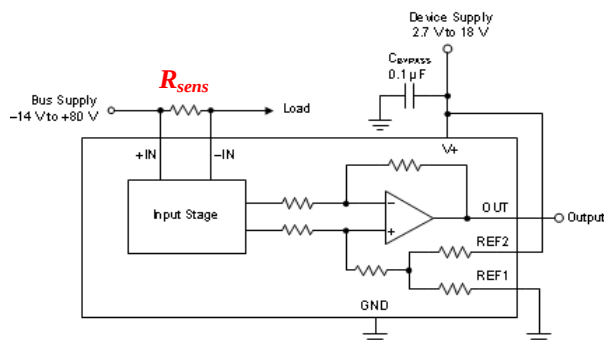


图3.19 输出电流采样

## 2. 数字控制器选择

相比起数字控制，模拟控制适合于低成本，控制简单的系统中，但是模拟控制存在着控制系统复杂，调试困难，元器件参数匹配等问题，随着数字处理器的发展，现在已经出现许多针对于电源控制的数字控制芯片。采用数字处理器能极大地简化系统的复杂程度，提高可靠性与移植性，同时不同于模拟控制，数字控制可以通过程序的变化方便地更改控制算法，降低调试难度。本文接下来将简要介绍一些针对数字电源的处理芯片，并针对本系统中的具体数字实现进行详细的说明。

针对电源控制的数字控制器市面上已有不同公司，性能不一的商业芯片这里主要对德州仪器公司以及英飞凌公司的几款控制芯片进行比较，如表 3.3 所示。本文控制需要对电感电流进行检测，当检测到电流到达最小负流  $I_{d(min)}$  时发生动作。所以需要将采样电阻采样后的电压信号与阈值电压进行比较，由于电路工作频率在 1MHz 左右，需要选取高速比较器。但是使用外部比较器，与前面采样电路中的高带宽运放一起工作，外搭非集成电路容易被干扰，且外置比较器阈值电压调节不方便。如果数字控制器中有内置高速比较器，这样通过对比较器的配置可以完成负流检测的功能，极大地减少了外围电路，同时对阈值电压的配置也相对简单。

| 公司   | 芯片编号           | 内核  | 最高晶振   | 是否含有比较器 |
|------|----------------|-----|--------|---------|
| 英飞凌  | XMC 系列         | ARM | 90MHz  | 有       |
| 德州仪器 | TMS320F283X 系列 | DSP | 150MHz | 无       |
| 德州仪器 | TMS320F280X 系列 | DSP | 120MHz | 有       |

表3.3 数字处理器比较

通过对表中的数字处理器比较，考虑到实验室已有的数字平台，选用德州仪器的 TMS320F280X 系列中的 TMS320F28069 芯片，其晶振频率高达 90MHz，拥有一个 32 位的 CPU 以及一个独立的 32 位可编程计算加速器(CLA)，并针对数字电源应用场合，其包含着 16 个通用 PWM 输出通道，分辨率为系统晶振频率，其中包含 8 路高分辨率 HPWM 输出通道，分辨率能达到 150ps。并且其包含 16 路高采样速率的模数转换器(ADC)，采样速率高达 3.46Msps，同时具有 3 路高速比较器，每个比较器都具有独立的数模转换器，能产生所需要的基准比较电压。

### 3. 控制算法介绍

根据图 3.12 的控制框图，数字控制器需要采集四个变量，输入电压、输出电压、输出

电流, 和电感电流, 并产生四路驱动信号。整个控制框图可以看作是由一个电流环、电压 PI 环组成。电流环主要监测电感负流, 电感电流经过采样电阻直接采样, 再由一级运算放大器放大后输入数字控制器的比较器, 当被比较电压达到阈值电压, 比较器直接输出开关控制信号。电压 PI 环, 可以通过设置一个定时器中断, 定时进入中断程序, 对采样信号进行处理, 产生  $T_1$  和  $T_2$  控制量。数字控制主程序流程图如图 3.20 所示, 主程序主要配置相关模块初始化。

主程序

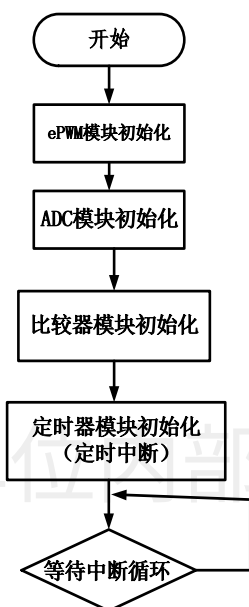


图3.20 系统主程序流程图

主程序中需要初始化四个模块, 分别是 ePWM 模块、ADC 模块、比较器模块和定时器中断模块。其中通过配置定时器中断模块来产生一个定时中断信号; ADC 模块主要配置采样通道以及采样速率等; 配置比较器模块, 用于检测电感电流负流是否到达最小负流  $I_{d(min)}$ , 并产生 PWM 控制信号; ePWM 模块用于产生周期性的驱动时序脉冲。

#### (1) 比较器模块配置

通过图 3.18 电阻采样放大后, 电感电流转化成电压信号, 将其输入进 TMS320F28069 的比较器模块的输入脚, 如图 3.21 所示。该模块有一个内置的 DAC 基准电压生成器, 并可以通过 TZ 子模块设置触发事件源。当电感电流达到最小负流  $I_{d(min)}$  时, 比较器触发, 产生一个下降沿或者上升沿 TZ 信号, 来控制 ePWM 输出。由于比较控制延时, 以及驱动延时, 从比较器发生动作, 到开关管关断或者开通, 存在一定的时间差, 在这段时间差里, 电感电流会继续下降。所以, 在设计比较器阈值电压时, 要考虑到这一时间差, 即 DAC 设

置对应的  $I_d$  应该比  $I_{d(\min)}$  要小。

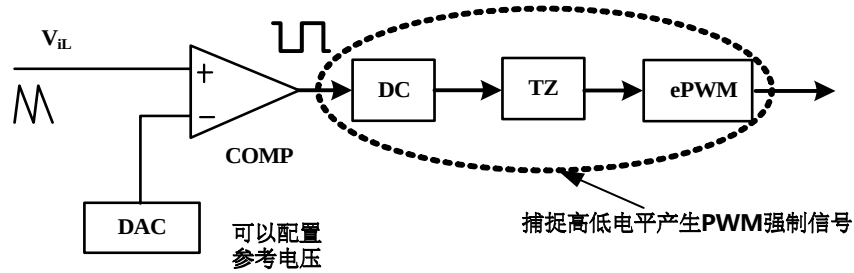


图3.21 比较器模块框图

同时，考虑到开关管动作时会有较大的干扰，经过电阻采样放大后的电压信号  $V_{IL}$  会有很大的震荡，如果不做处理，会导致比较器模块误动作。可以利用比较器模块的 Blank 功能来屏蔽噪声，其主要原理是当触发开关管动作后设置一段时间空白时间让比较器不动作，以达到消除干扰的作用。

## (2) ePWM 配置

FSBB 混合单模式 ZVS 恒频控制，电路工作频率固定为 900kHz 不变，所以 ePWM 初始化配置计数器周期为一个固定数 PRD。ePWM 控制逻辑如图 3.22 所示，其中 PWM1H、PWM1L、PWM2L、PWM2H 分别驱动开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$  和  $Q_4$ ，PWM1H 和 PWM1L 为一对互补信号，PWM2H 和 PWM2L 为另一对互补信号。忽略死区时间，当计数器为 0 时，PWM1H 输出置 1，PWM2H 输出置 0，电路工作在 A 模态；当计数器  $CMP=CMP1$  时，PWM2H 输出置 1，电路由 A 模态过渡到 B 模态， $CMP1=T_1$ ；当计数器  $CMP=CMP2$  时，PWM1H 输出置 0，电路由 B 模态过渡到 C 模态， $CMP2=T_1+T_2$ ；当电感电流达到最小负流  $I_{d(\min)}$  时，比较器产生一个下降沿触发信号 TZ，强制拉低 PWM2H，拉高 PWM2L，进入 D 模态。图中在比较器后面还设置了一段 Blank，消除开关管动作干扰以及比较器对计数器的干扰。

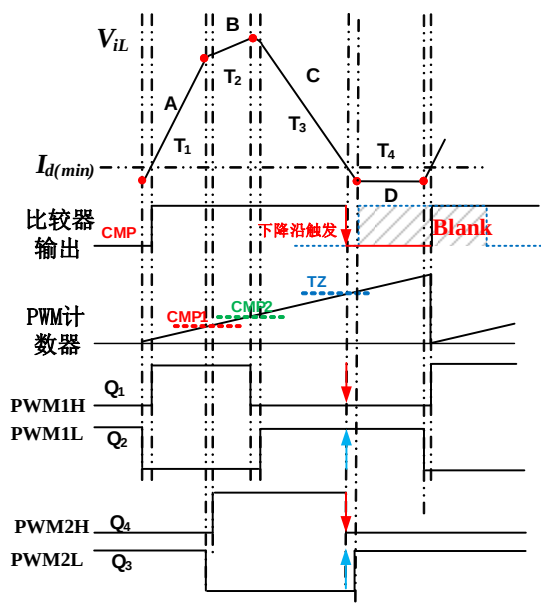


图3.22 恒频控制 ePWM 控制示意图

在输入电压小于输出电压轻载情况下，电路由 A 模式过渡到 B 模式，电感电流达到最小负流  $I_{d(min)}$  时，计数器  $CMP < CMP2$ ，此时如果比较器触发信号 TZ 不强制拉低 PWM1H，则 ePWM 控制的电感电流示意图如图 3.23(a)所示，电路工作在 ABAD 模式下，开关管 Q1 不能实现 ZVS。为了避免在升压轻载情况下出现这种不正常的工作模式，比较器触发信号 TZ 强制拉低 PWM2H，拉高 PWM2L 的同时需要拉低 PWM1H，拉高 PWM1L，ePWM 控制电感电流示意图如图 3.23(b)所示，此时电路工作在 ABD 模式下，C 模式时间接近 0。

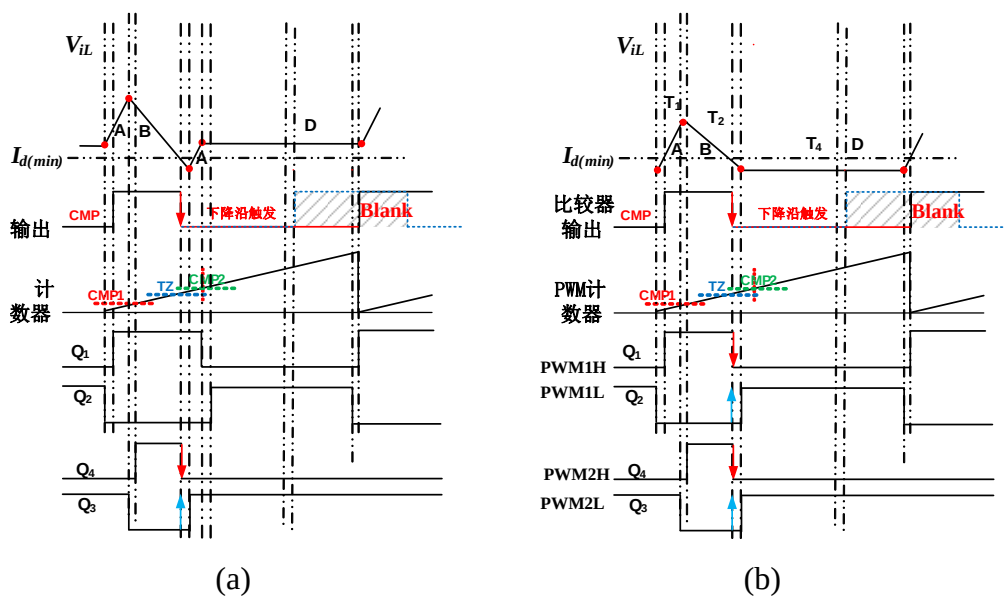


图3.23 降压轻载 ePWM 控制示意图对比分析

### (3) 定时器中断

主程序定时器中断模块主要配置定时器中断, 定时器中断主要处理相关采集量并进行电压环计算, 定时器中断程序包括三大块: 输入电压判断、软启动和控制量计算更新。输入电压判断程序流程图如图 3.24 所示, 定时器触发中断进入中断子程序, 先读取输入电压采样值, 判断输入电压是否在电路工作范围 36~75V, 如果是, 并且启动标志位  $\text{StartFlag}=0$ , 则使能 ePWM 模块, 并把标志位  $\text{StartFlag}$  置 1; 如果输入电压超过电路工作范围 36~75V, 则禁止 PWM 输出, 并把标志位  $\text{StartFlag}$  复位为 0。

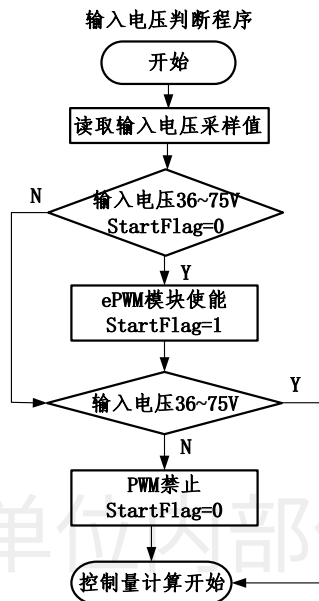


图3.24 输入电压判断程序流程图

输入电压判断程序执行完后进入控制量计算更新程序, 程序流程图如图 3.25 所示。

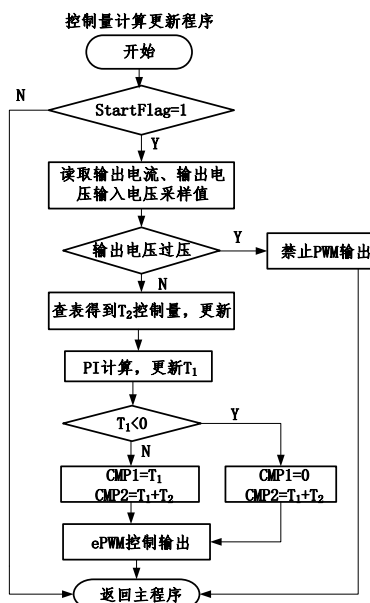


图3.25 控制量计算更新程序流程图

首先判断启动标志位  $\text{StartFlag}$  是否为 1, 如果为 1, 进入控制量计算和更新。读取输

入电压、输出电压和输出电流采样值，当输出电压过高时，会触发过电压保护，将 ePWM 模块输出拉低关闭四个开关管。如果输出电压正常，则根据输入电压、输出电流和输出电压参考值三维表查询得到对应的  $T_2$  控制量，然后 PI 计算得到  $T_1$  控制量，更新 ePWM 的 CMP1、CMP2 值， $CMP1=T_1$ ， $CMP2=T_1+T_2$ 。在输入电压大于输出电压轻载情况下，PI 计算得到的  $T_1$  值会出现为负的情况，这时  $CMP1=0$ ， $CMP2=T_1+T_2$ ，电路工作在 BCD 模式下。

在电路启动环节，定时器中断子程序会判断输出电压是否达到启动电压，如果没有达到启动电压会进入软启动过程，软启动程序流程图如所示，初始化时配置 ePWM 的 CMP1、CMP2 都为最小占空比对应数值。首先读取输入电压和输出电流采样值，再根据输入电压、输出电流和输出电压参考值  $V_{ref}$  (这里的参考电压值由程序给定) 三维表查询得到对应的  $T_2$  控制量。然后按照固定步长  $d_1$  慢慢增大 CMP2，保持 CMP1 为初始化值，直到  $CMP2 \geq CMP1 + T_2$ ，输出电压已经上升到一个比较大的电压值，读取输出电压采样值，PI 计算得到  $T_1$  控制量，CMP1 以固定较小步长  $d_1$  开始慢慢增大，比较 CMP1 与  $T_1$  大小再把两者中的小值赋给 CMP1 输出， $CMP2 = CMP1 + T_2$ 。输出电压继续缓慢上升，直到上升到参考电压附近，CMP1 等于 PI 计算的  $T_1$ ， $CMP2 = T_1 + T_2$  电路达到稳定，稳压输出，软启动结束。

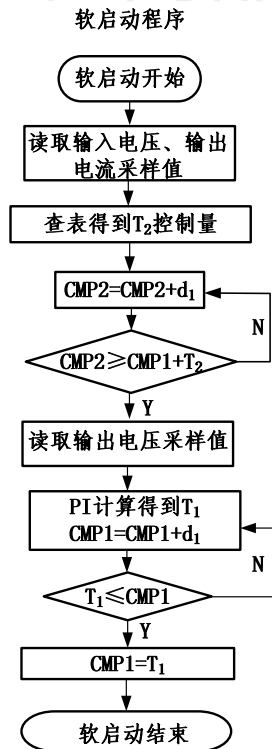


图3.26 软启动程序流程图

### 3.3 FSBB 混合单模式 ZVS 变频控制

在整个功率范围内,电路工作在 ABC 模式下,通过调节电路工作频率大小来实现 ZVS 的控制称之为 FSBB 混合单模式 ZVS 变频控制,该控制下不存在 D 模态,  $T_4=0$ , 频率与负载曲线如图 3.27 所示,随着负载变大,需要更低的频率保证电路能够实现 ZVS。整个功率范围内电路最大的工作频率宽度为  $[f_{sw(min)}, f_{sw(max)}]$ 。

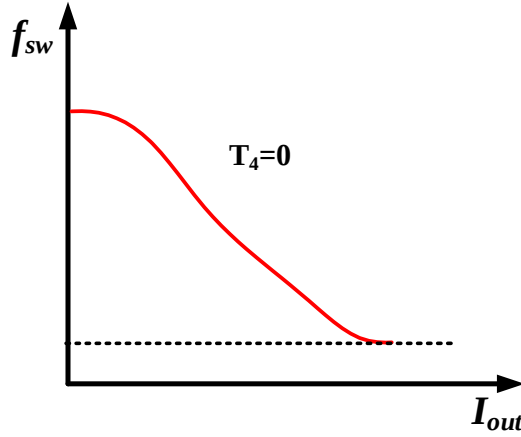
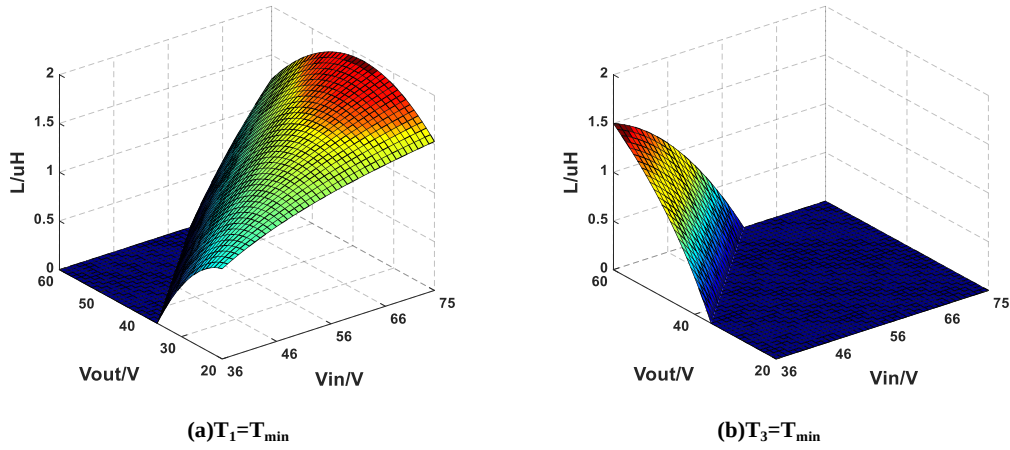


图3.27 变频控制频率与负载曲线

#### 3.3.1 参数设计

FSBB 变频控制下,限制电路工作的最大频率为  $f_{sw(max)}$ ,在输入电压大于输出电压轻载情况下,电路工作模式会趋向于极限模式 BC,即 Buck 模式,在输入电压小于输出电压轻载情况下,电路工作模式会趋向于极限模式 AB,即 Boost 模式。所以在设计电路参数的时候要确保整个功率范围内 A 模态或者 C 模态对应的时间都大于最小占空比,保证整个功率范围内电路都能工作在 ABC 模式下。

在最大频率为  $f_{sw(max)}=1.1\text{MHz}$  下,各电压 5%负载点 A 模态或者 C 模态时间为最小值时,电感量  $L$  和输入输出电压关系曲线如图 3.28 所示。电感量  $L$  必须大于图中最高点,才能保证整个电压范围内  $T_1$  和  $T_3$  都能大于最小值  $T_{min}$ 。曲线(a),电感  $L$  在  $(V_{in}=75\text{V}, V_{out}=36\text{V})$ 点取得最大值,有  $L_{min1}=L(75, 36)$ ; 曲线(b),电感  $L$  在  $(V_{in}=36\text{V}, V_{out}=60\text{V})$ 点取得最大值,有  $L_{min2}=L(36, 60)$ 。所以为了使得整个功率范围  $T_1$  和  $T_3$  都能够大于最小值  $T_{min}$ ,电感  $L$  必须大于这两者的最大值,  $L_{min}=\max(L_{min1}, L_{min2})$ 。

图3.28 5%负载点电感  $L$  与输入输出电压曲线

FSBB 变频控制下, 限制电路工作的最小频率为  $f_{sw(min)}$ , 由恒频控制参数设计章节分析可以知道, 保证各电压满载点刚好实现 ZVS, 即  $T_4=0$ , 输入输出电压越小, 所需的电感值越小, 有  $L_{max}=L(V_{in(min)}, V_{out(min)})=L(36, 20)$ 。

得到  $L$  和频率之间的关系如下图 3.29 所示, 为了保证整个功率范围内都能实现 ZVS, 电感  $L$  必须为图中满载处对应的阴影区域。为了保证整个功率范围内电路都能工作在 ABC 模式下, 即  $T_1$  和  $T_3$  都能够大于最小值  $T_{min}$ , 电感  $L$  必须为图中 5%负载处对应的阴影区域。取电感量  $L$  为图中 A 点对应的电感值, 则 FSBB 变频控制下电路限制的最低工作频率不能大于图中对应的  $f_{sw(min)_A}$ , 电路限制的最高工作频率不能小于图中对应的  $f_{sw(max)_A}$ , 所以整个功率范围内, FSBB 电路工作的最大频率宽度为  $[f_{sw(min)_A}, f_{sw(max)_A}]$ 。

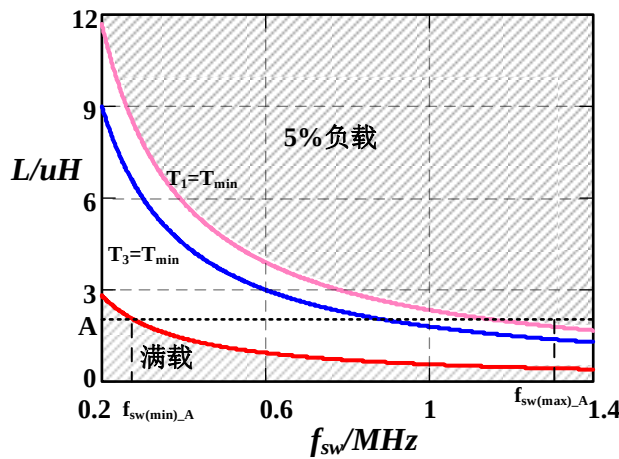


图3.29 变频控制限制工作频率取值

### 3.3.2 数字控制

FSBB 混合单模式 ZVS 变频控制的数字控制整体框图和恒频控制基本一致, 只是在 ePWM 配置有所不同。具体配置如图 3.30 所示, 由于变频控制下电路工作频率是变化的,

不能确定 PWM 计数器周期, 可以把计数器设置为限制的最低工作频率对应的周期数, 通过检测电感电流到达最小负流  $I_{d(\min)}$ , 比较器 TZ 触发计数器清零。忽略死区时间, 当计数器 0 时, PWM1H 输出置 1, PWM2H 输出置 0, 电路工作在 A 模态; 当计数器  $CMP=CMP1$  时, PWM2H 输出置 1, 电路由 A 模态过渡到 B 模态,  $CMP1=T_1$ ; 当计数器  $CMP=CMP2$  时, PWM1H 输出置 0, 电路由 B 模态过渡到 C 模态,  $CMP2=T_1+T_2$ ; 当电感电流达到最小负流  $I_{d(\min)}$  时, 比较器产生一个下降沿触发信号 TZ, 计数器清零。整个控制下, 电路工作在 ABC 模式下。

该控制, 整个功率范围, 频率变化范围宽, 对于本文电路参数, 频率宽度可达[300kHz, 1200kHz], 轻载频率高, 效率低, 满载频率低, 很难提高整体的功率密度, 工作在一种频率模式下, 控制简单, 能实现全范围 ZVS。

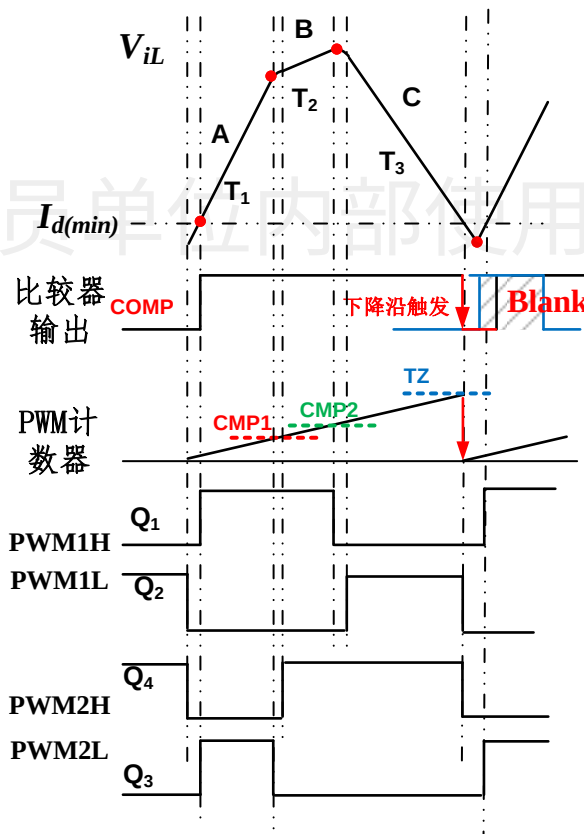


图3.30 变频控制 ePWM 控制示意图

### 3.4 FSBB 混合单模式 ZVS 分段变频控制

变频控制的主要问题就是工作频率宽度太宽, 要么满载频率太低, 要么轻载频率太高, 可以先让电路工作在 ABC 变频模式下, 随着负载变轻, 频率达到限制的最高频率  $f_{sw(max)}$ ,

再进入 ABCD 恒频控制模式，这样的控制方法称之为 FSBB 混合单模式 ZVS 分段变频控制，频率与负载曲线如图 3.31 所示。整个功率范围内电路最大的工作频率宽度为 $[f_{sw(min)}, f_{sw(max)}]$ 。

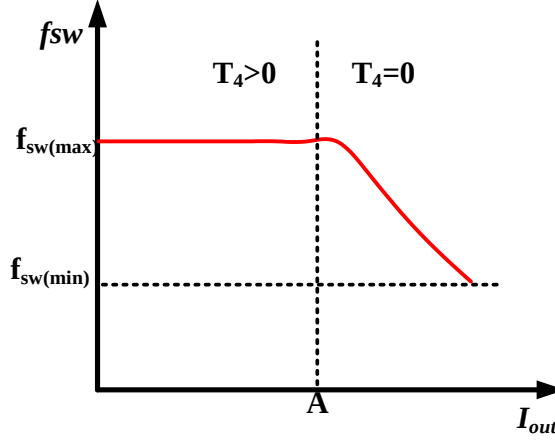


图3.31 分段变频控制频率与负载曲线

#### 3.4.1 电流有效值优化设计

FSBB 混合单模式 ZVS 的分段变频控制电感设计和恒频控制基本一致，只要保证整个功率范围的满载点能够刚好实现 ZVS，全负载范围都能实现 ZVS，同理按照满载点能够刚好实现 ZVS 进行电感量的设计。有  $L_{max}=L(V_{in(min)}, V_{out(min)})=L(36, 20)$ ，该电压点下电感  $L$  和频率关系曲线如图 3.32 所示。分段变频控制最低工作频率  $f_{sw(min)}$  限制为 700kHz，最高工作频率限制在  $f_{sw(max)}$  为 1.1MHz，则电感  $L$  最大可取 0.8uH，如图 3.32 所示。

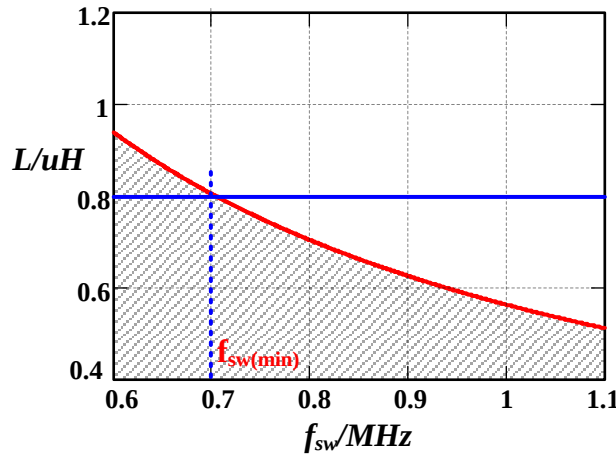


图3.32 分段变频控制电感  $L$  设计

FSBB 混合单模式 ZVS 的分段变频控制工作频率为  $f_{sw}$ ，当电路工作频率还没达到最高限制频率  $f_{sw(max)}$  时，电路工作在变频模式下，即  $T_4=0$  模式，最低频率限制在  $f_{sw(min)}$ ；当电路工作频率达到最高限制频率  $f_{sw(max)}$  时，电路工作在恒频模式下，通过调节  $T_4$  大小以

最高频率  $f_{sw(max)}$  恒频工作。整个功率范围分段变频控制工作频率表达式为如式(3-19)所示, 其中频率  $f_{sw}$  单位为 MHz。

$$f_{sw} = \begin{cases} 0.7 & f_{sw} \leq 0.7, T_4 = 0 \\ f_{sw} & 0.7 < f_{sw} \leq 1.1, T_4 = 0 \\ 1.1 & f_{sw} > 1.1, T_4 > 0 \end{cases} \quad (3-19)$$

前文提到为了提高变换器效率, 要尽可能减小电感电流有效值, 分段变频控制下电感电流有效值最优解模型, 表达式如式(3-16)所示, 式中周期  $T_s$  根据式(3-19)来控制。针对功率范围内的所有工作点求解式(3-16)对应的最优解模型可以得到全功率范围内最优的  $T_2$  分布。

电路工作在变频模式下,  $T_4=0$ , 最优  $T_2$  取值为电感电流有效值最小对应的  $T_2$  大小, 根据方程组表达式(3-14)计算出对应的最优工作频率; 当最优工作频率达到限制的最低工作频率  $f_{sw(min)}$  时, 最优  $T_2$  取该最低工作频率下并且  $T_4=0$  对应的  $T_2$  大小; 当最优工作频率达到限制的最高工作频率  $f_{sw(max)}$  时, 电路进入恒频工作模式, 频率固定为  $f_{sw(max)}$ , 最优  $T_2$  取恒频工作下电感电流有效值最小对应的  $T_2$  大小。

在功率范围内, 输入电压  $V_{in}(36V \sim 75V)$ , 输出电压  $V_{out}(20V \sim 60V)$ , 输出电流  $I_{out}(1A \sim 6A)$ , 最优的  $T_2$  分布如图 3.33 所示, 图中标识的  $T_2$  实际为占空比  $T_2/T_s$ 。最优  $T_2$  分布趋势基本和恒频控制一致, 在输出电压接近于输入电压, 取得最大值。

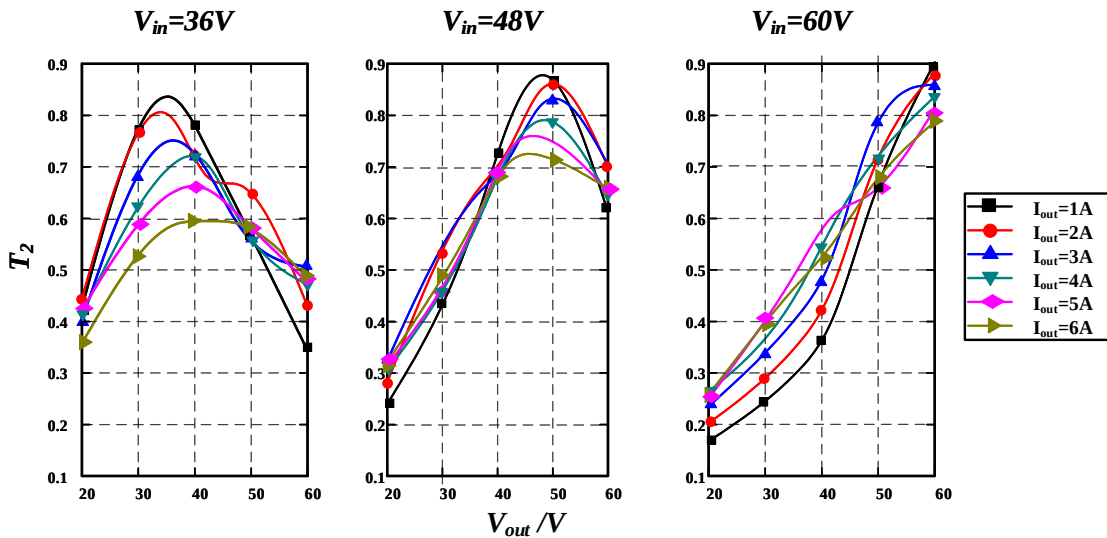


图3.33 分段变频控制最优  $T_2$  分布

功率范围内的所有工作点, 电路最优工作频率  $f_{sw}$  分布如图 3.34 所示, 输出电压等于输入电压时, 电路工作频率在限制的最低频率下取得电感电流最小值。输出电压不等于输入电压时, 最优工作频率随着负载加重, 先分布在限制的最高频率附近后慢慢降低, 直到

降低到最低频率，限制工作频率为最低频率。输入电压越大，工作频率越高，并且输入电压越接近输出电压，最优频率分布在最低频率的区域越宽。功率范围内的所有工作点，电感电流有效值最优解分布如图 3.35 所示。电感电流有效值在输出电压接近于输入电压点取得最小，随着负载增大而增大。

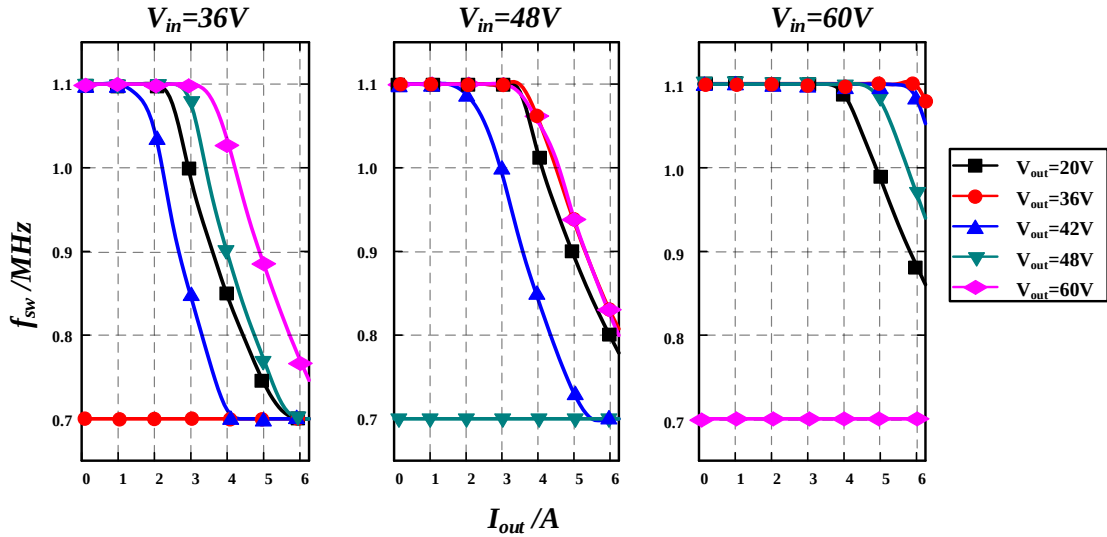


图3.34 分段变频控制最优频率  $f_{sw}$  分布

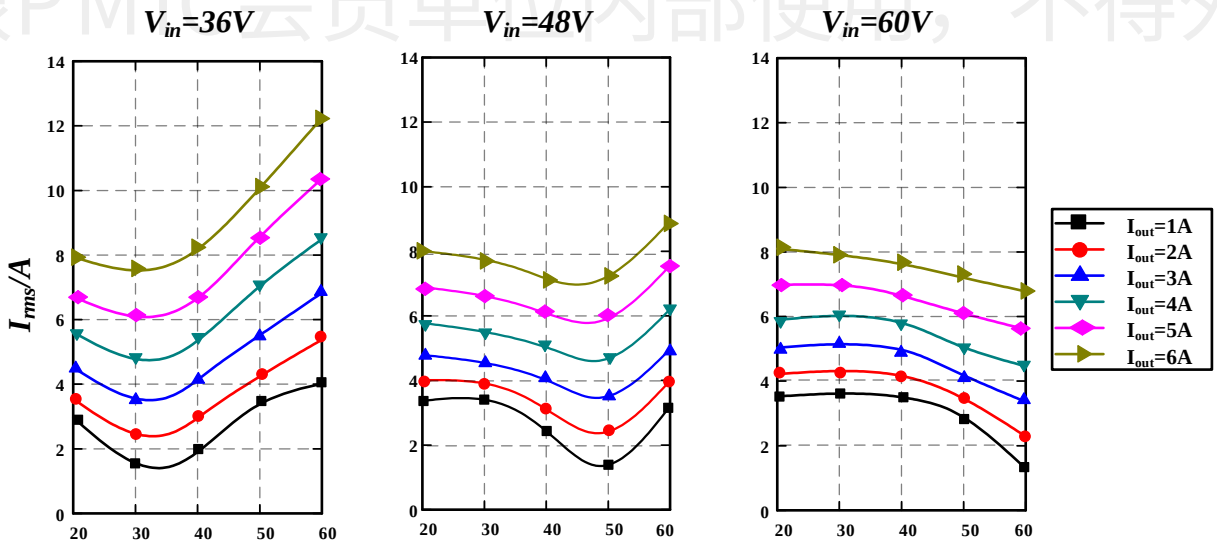


图3.35 分段变频控制电感电流有效值最优分布

输入电压不等于输出电压时，电感电流有效值分别与电感  $L$  和频率之间关系如图 3.36 所示，可以看出，电路电感  $L$  越大或者工作频率越高，电感电流有效值越小。

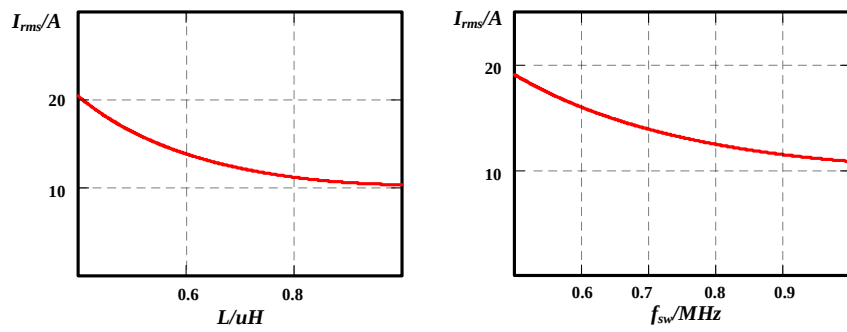


图3.36 电感电流有效值与 L 和频率关系( $V_{in}$  不等于  $V_{out}$ )

当输入电压接近等于输出电压时,电感电流有效值分别与电感  $L$  和频率之间关系如图 3.37 所示,可以看出,电路电感  $L$  越大或者工作频率越高,电感电流有效值越大,变化趋势与上面相反。

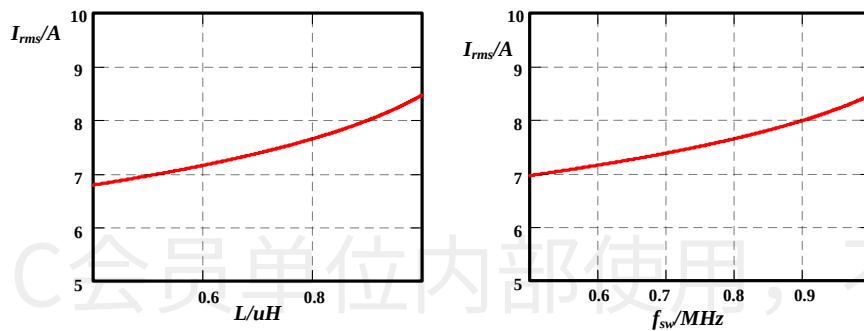


图3.37 电感电流有效值与 L 和频率关系( $V_{in}$  等于  $V_{out}$ )

分段变频控制下,小输入电压,且不等于输出电压时,轻载点,工作频率比恒频控制频率高,所以电感电流有效值比恒频控制下的电感电流有效值更小。输入电压越接近输出电压,分段变频控制下的电感电流有效值比恒频控制下的电感电流有效值大所对应的负载区域越小,如图 3.38 所示。

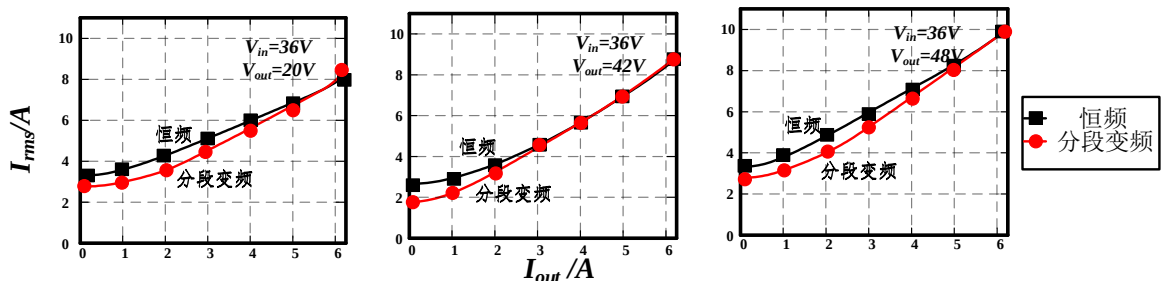


图3.38 小输入电压两种控制电感电流有效值对比

分段变频控制,大输入电压,且不等于输出电压时,整个负载范围,电路工作频率都比恒频控制频率高,所以全负载范围,分段变频控制下的电感电流有效值都比恒频控制下

的电感电流有效值小，如图 3.39 所示。

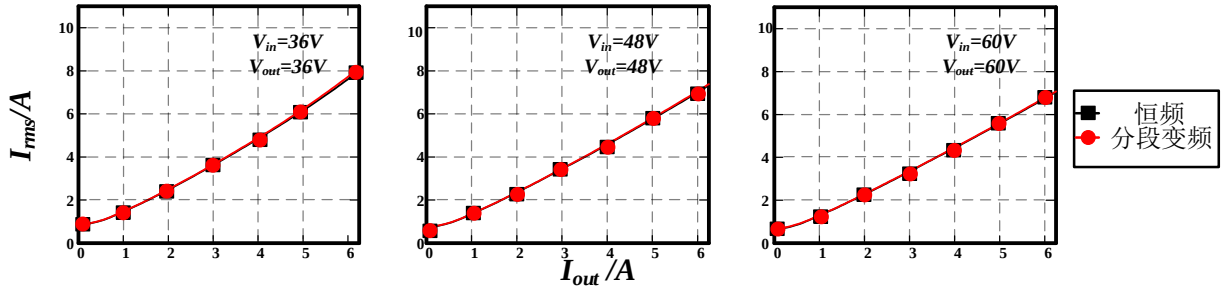


图3.39 大输入电压两种控制电感电流有效值对比

当输入电压接近等于输出电压时，在相同的电感  $L$  下，分段变频控制最优工作频率与恒频控制频率相等，两种控制电感电流有效值基本相等，如图 3.40 所示。

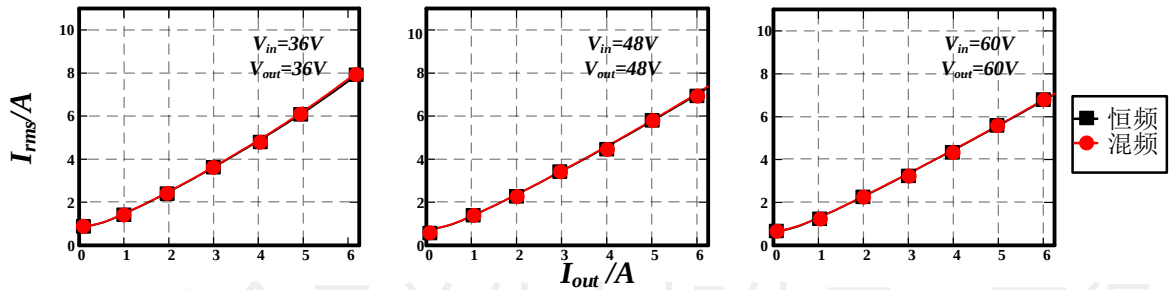


图3.40 两种控制电感电流有效值对比( $V_{in}=V_{out}$ )

### 3.4.2 数字控制

FSBB 混合单模式 ZVS 的分段变频控制工作在两种频率模式下，在变频模式下  $T_4=0$ ，随着负载变轻，频率达到限制的最高频率  $f_{sw(max)}$ ，进入恒频控制模式，调节  $T_4$  大小以最高频率  $f_{sw(max)}$  恒频工作。所以分段变频数字控制难点就在于如何进行两种频率模式的判断，从而进入不同的 ePWM 配置控制模式。

最简单的想法就是，首先把计数器设置为最小频率  $f_{sw(min)}$  对应的周期数，比较器触发计数器清零，ePWM 控制示意图如图 3.30 所示。比较器每次发生触发动作的时候读取此时计数器数，当计数器小于最高频率  $f_{sw(max)}$  对应的周期数，设置计数器周期数为最高频率  $f_{sw(max)}$  对应的最小周期数  $T_{min}$ ，电路进入恒频控制模式，比较器触发 PWM 强制拉低信号，具体 ePWM 控制示意图如图 3.22 所示。

为了避免当计数器周期接近最小周期数时，电路频繁在这两种频率模式下切换，可以引入一个滞环控制，滞环宽度为  $2T_h$ ，当计数器周期小于  $T_{min}-T_h$ ，电路切换到变频模式，当计数器周期大于  $T_{min}+T_h$ ，电路切换到恒频控制模式，周期在  $[T_{min}-T_h, T_{min}+T_h]$  期间，则保持上一个工作模式不变。

但是，由于所选数字控制器，比较器 TZ 触发类似于硬件触发，发生触发时，要去读取计数器数值，必须通过一个中断程序，但中断存在一定的延时，读取的计数器数值并不是当时发生触发时对应的计数器数值，这一思路在 FPGA 控制器下更加容易实现。

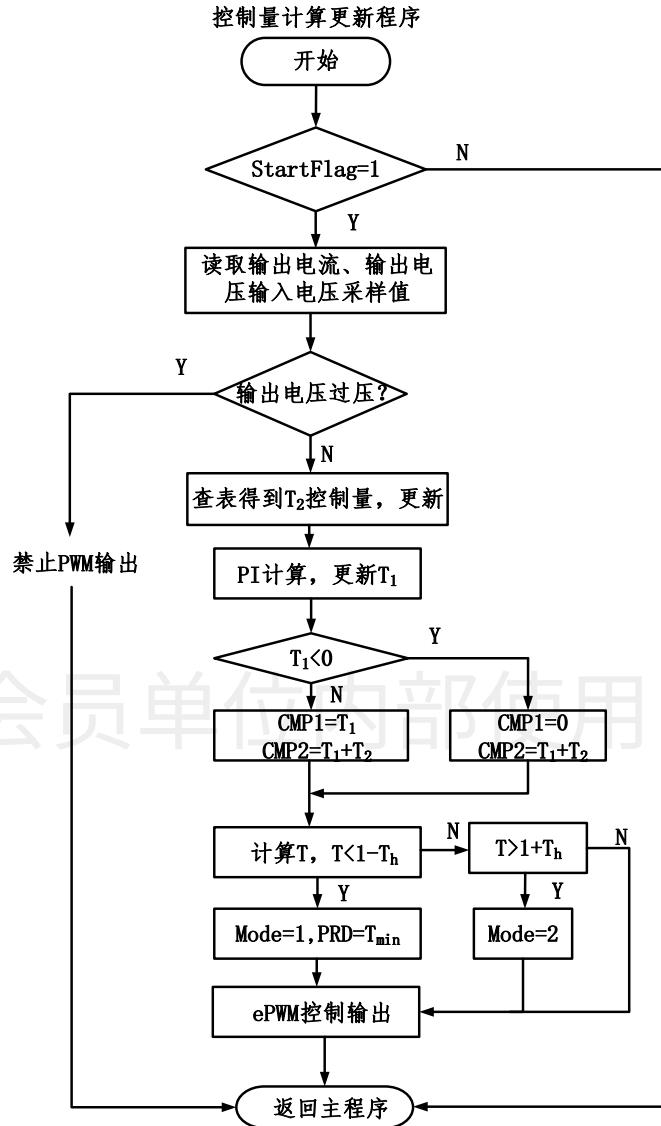


图3.41 分段变频控制控制量计算更新程序流程图

所以为了进行两种频率模式判断，必须另外选取一个更具代表性的变量。根据图 3.14 数字控制框图，控制思路是  $T_3$  通过检测电感负流控制， $T_2$  通过输入电压、输出电压、输出电流查表查询获取， $T_1$  由输出电压 PI 计算得到。令  $T = (T_1 + T_2 + T_3)$ ，由式(3-2)有：

$$T = \frac{V_{in}(T_1 + T_2)}{V_{out}} + T_1 \quad (3-20)$$

变频模式下， $T_4=0$ ，稳定工作的  $T$  对应占空比大小为 1。随着负载变轻，工作频率慢慢变大，增大到最高频率，由于频率被限制住，只能不断增大  $T_4$  才能维持最高频率恒频工

作，此时稳定工作的  $T$  对应占空比小于 1。所以可以选取  $T$  作为频率模式判断的控制量，把式(3-23)中的  $V_{out}$  修正为参考电压  $V_{REF}$  值。分段变频控制中断控制量计算更新程序流程图如图 3.41 所示，相比于恒频控制增加了一个  $T$  判断， $T < 1 - T_h$  时，模式  $Mode=1$ ，电路工作在恒频模式  $PRD=T_{min}$ ，比较器触发强制拉低 PWM 信号； $T > 1 + T_h$  时，模式  $Mode=2$ ，电路工作在变频模式，比较器触发计数器清零信号，这时  $PRD$  周期设置为最小频率对应的最大周期数；当  $T$  在  $[1 - T_h, 1 + T_h]$  之间， $Mode$  为上一个工作模式不变。

分段变频控制 ePWM 配置如图 3.42 所示，模式  $Mode=1$  时，工作在恒频模式，比较器下降沿触发 ePWM 强制拉低信号，由模态 C 过渡到 D 模态；模式  $Mode=2$  时，工作在变频模式，比较器下降沿触发计数器清零信号，模态 C 结束进入下一个周期。

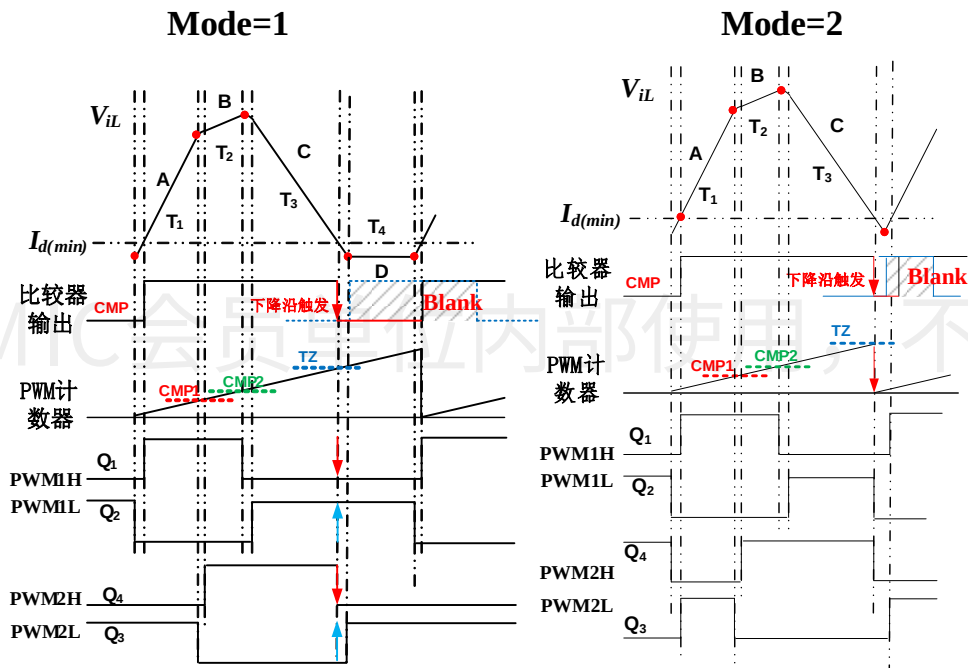


图3.42 分段变频控制 ePWM 控制示意图

FSBB 混合单模式 ZVS 的分段变频控制工作在两种频率模式下，控制相对恒频或者变频单一频率模式要复杂，能实现全范围 ZVS，对比于恒频控制，分段变频控制能提高小输入电压轻载效率和高输入电压全负载效率。

### 3.5 本章小结

本章介绍了 FSBB 混合单模式控制工作原理，提出了三种频率模式控制：恒频、变频和分段变频，对比分析了三种频率模式控制策略优缺点。并详细介绍了三种频率模式控制策略下的器件选型、最小负流选取、电感  $L$  设计、电感电流有效值最优化设计及数字控制算法分析。

4 实验结果与分析

4.1 FSBB 混合单模式 ZVS 恒频控制实验结果

为验证四开关 Buck-Boost 变换器混合单模式 ZVS 恒频控制策略及理论分析，本文搭建了一台 300W 样机，如图 4.1 所示，样机参数如表 4.1 所示。

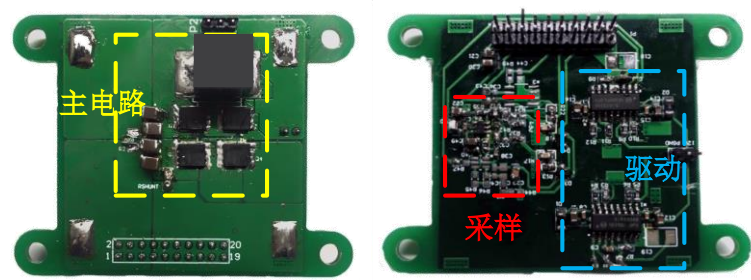


图4.1 实验样机图

| 开关管          | 电感值   | 输入电压   | 输出电压   | 满载功率 | 工作频率   | 输出最大电流 |
|--------------|-------|--------|--------|------|--------|--------|
| BSC040N10NS5 | 0.6uH | 36~75V | 20~60V | 300W | 900kHz | 6.25A  |

表4.1 恒频控制参数

图 4.2 为输入电压 48V，输出电压 20V 对应的电感电流检测波形，分别为采样电阻放大输出电压  $V_{iL}$ ，比较器输出电压，电感电流电压和  $Q_4$  驱动的 PWM 输入波形，从图中可以看出比较器触发动作到电感负流下降截止点存在着一段时延，为 PWM 驱动延时和死区时间，所以比较器电压阈值应该比最小负流对应的电压值要小。

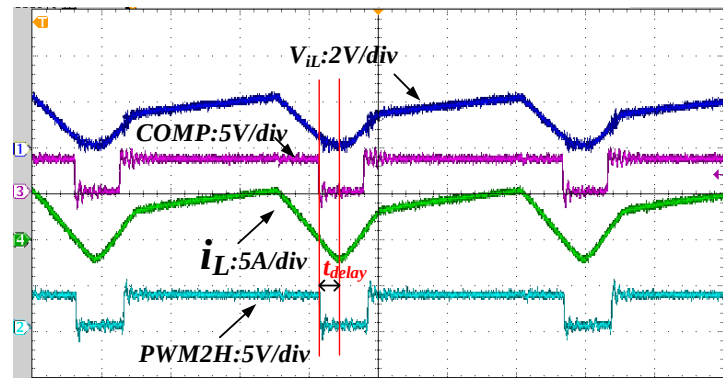


图4.2 电感电流检测波形

图 4.3 分别为输入电压为 36V，输出电压为 20V、36V、48V 和 60V 满载点图 2.1 中 A、B 点电压波形和电感电流波形。可以看出不管升压还是降压电路都只工作在一种模式，不存在模式切换问题，并实现了四个开关管的零电压开通。随着输入或者输出电压增大，满载点对应的 D 模态  $T_4$  时间变大。

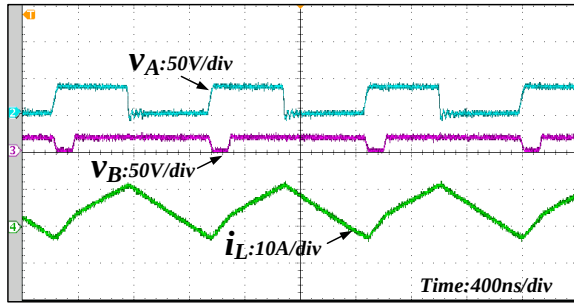
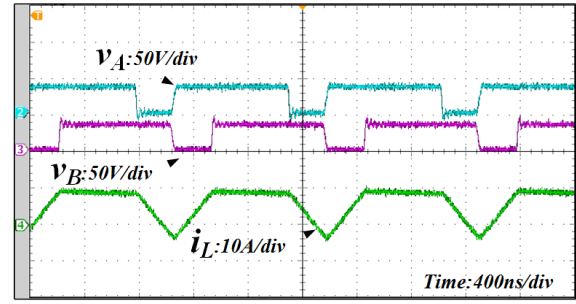
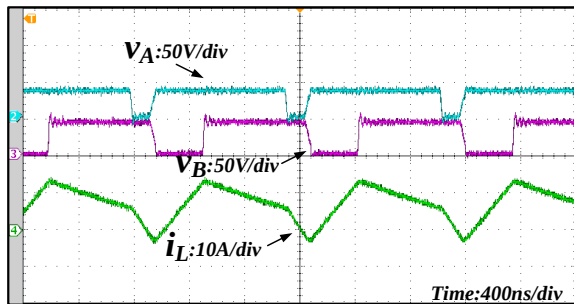
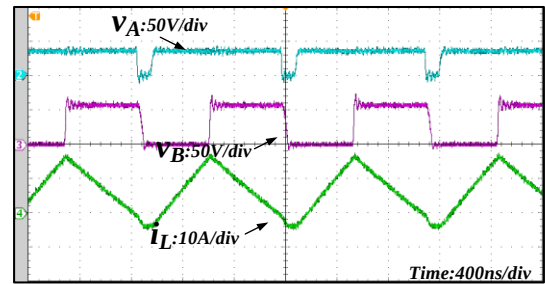
(a)  $V_{in}=36V$ ,  $V_{out}=20V$  满载点波形(b)  $V_{in}=36V$ ,  $V_{out}=36V$  满载点波形(c)  $V_{in}=36V$ ,  $V_{out}=48V$  满载点波形(d)  $V_{in}=36V$ ,  $V_{out}=60V$  满载点波形

图4.3 恒频控制不同输出电压工作波形

图 4.4 为输入电压 36V，输出电压 20V 不同负载图 2.1 中 A、B 点电压波形和电感电流波形，负载越小，D 模式  $T_4$  时间越大。

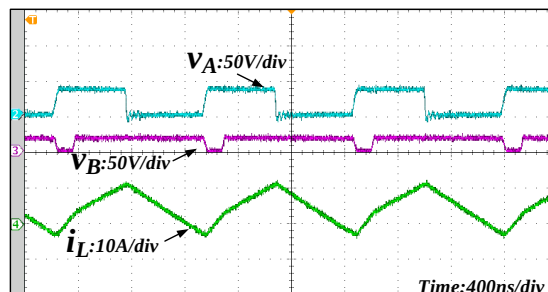
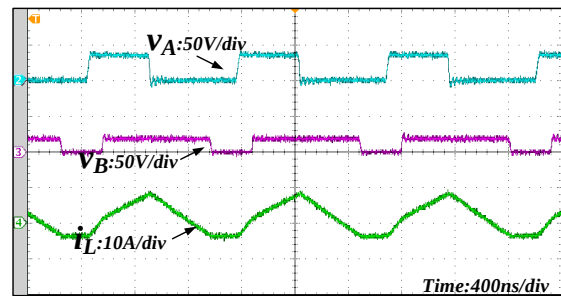
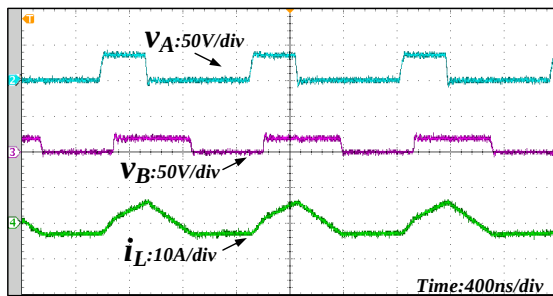


图4.4 恒频控制不同负载工作波形

图 4.5 为电路输出电压 48V 对应的软启动工作波形，分别为输出电压、 $Q_4$  驱动的 PWM 输入波形和电感电流波形。由图可知，电路软启动时间接近 5ms 左右，启动平缓，无过冲。

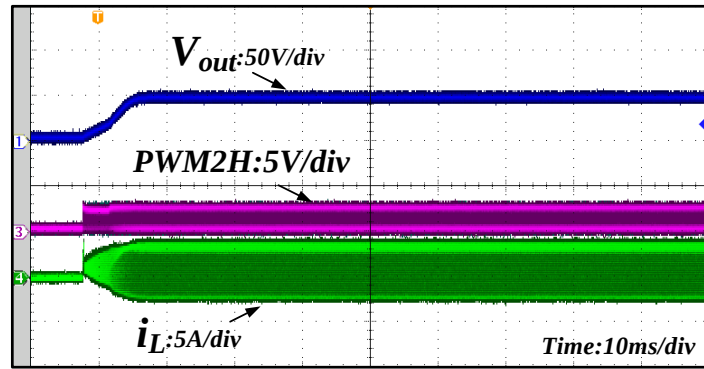


图4.5 软启动工作波形

图 4.6 为输入电压以 1ms 时间从 36V 上升到 75V，对应的输出电压和电感电流波形。由图可知输入电压变化，输出电压稳定不变，基本没有过冲；电感电流平稳变化，且负流稳定在 4A 左右。

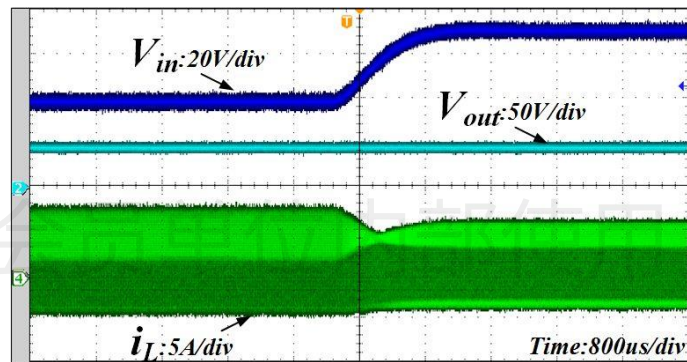


图4.6 输入电压突变工作波形

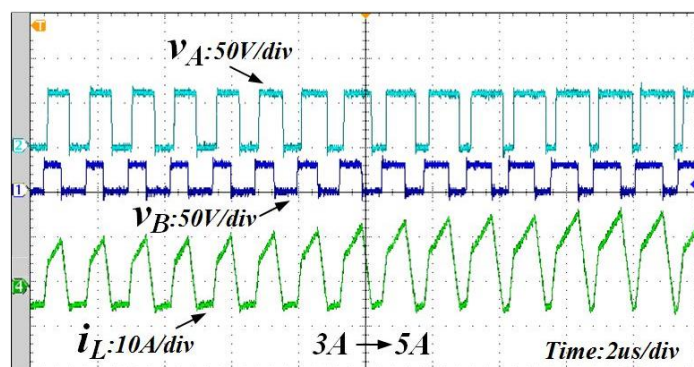
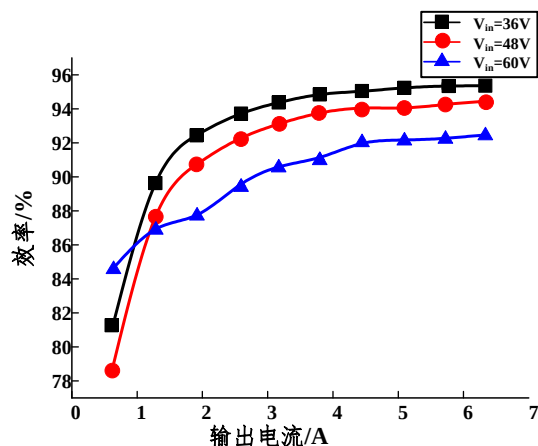


图4.7 负载突变工作波形

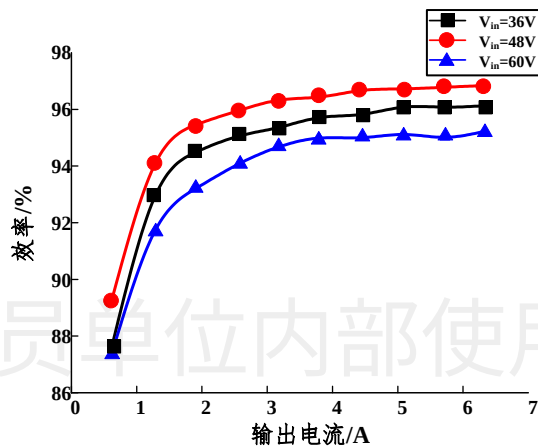
图 4.7 为负载由 3A 突变为 5A，图 2.1 中 A、B 点电压波形和电感电流波形。负载突变，电感电流调节时间大概在 8us 左右，约为 7 个工作周期，且电感负流稳定在 4A 左右。

图 4.8 为不同输出电压时输入电压分别为 36V、48V、60V 电路效率曲线，在输入电

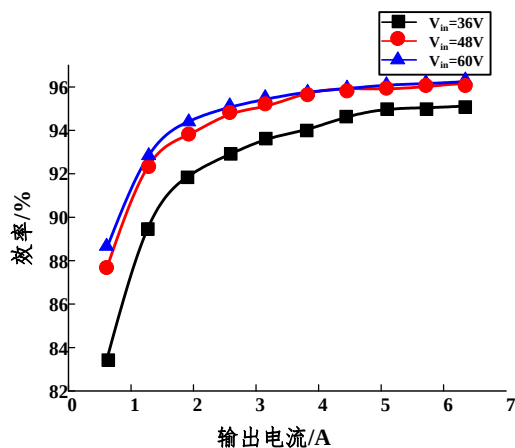
压 48V 输出电压 48V 满载点，变换器效率最高达 96.8%，工作频率为 900kHz。



(a) 20V 输出效率曲线



(b) 48V 输出效率曲线



(c) 60V 输出效率曲线

图4.8 恒频控制不同输出效率曲线

## 4.2 FSBB 混合单模式 ZVS 分段变频控制实验结果

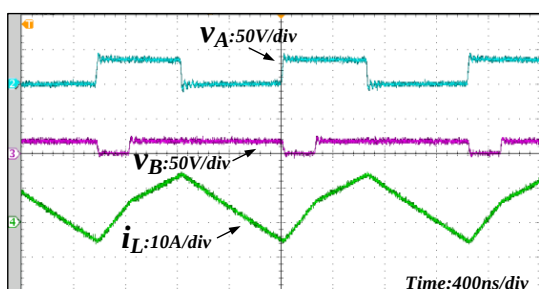
四开关 Buck-Boost 变换器混合单模式 ZVS 分段变频控制样机参数如表 4.2 所示，对比

恒频控制电感值由  $0.6\mu\text{H}$  增大到  $0.8\mu\text{H}$ ，工作频率由恒频  $900\text{kHz}$  变为  $700\sim 1100\text{kHz}$ 。

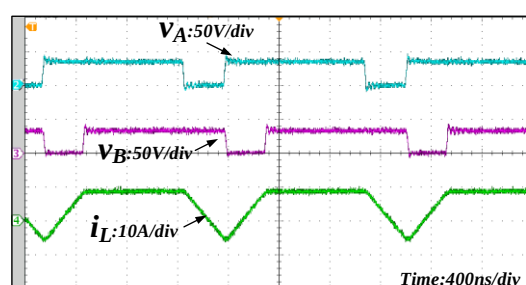
| 开关管          | 电感值              | 输入电压                | 输出电压                | 满载功率          | 工作频率                     | 输出最大电流         |
|--------------|------------------|---------------------|---------------------|---------------|--------------------------|----------------|
| BSC040N10NS5 | $0.8\mu\text{H}$ | $36\sim 75\text{V}$ | $20\sim 60\text{V}$ | $300\text{W}$ | $700\sim 1100\text{kHz}$ | $6.25\text{A}$ |

表4.2 分段变频控制参数

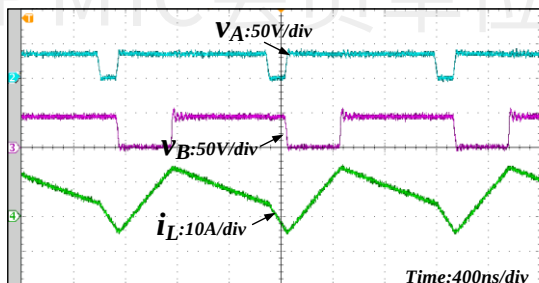
图 4.9 分别为输入电压为  $36\text{V}$ ，输出电压为  $20\text{V}$ 、 $36\text{V}$ 、 $48\text{V}$  和  $60\text{V}$  负载为  $5\text{A}$  图 2.1 中 A、B 点电压波形和电感电流波形。对应的工作频率分别为  $750\text{kHz}$ 、 $700\text{kHz}$ 、 $750\text{kHz}$  和  $880\text{kHz}$ 。可以看出相同输入电压，输出电压与输入电压差值越大，工作频率越高，且在频率小于最高频率  $1.1\text{MHz}$  时电路工作在变频模式， $T_4=0$ 。



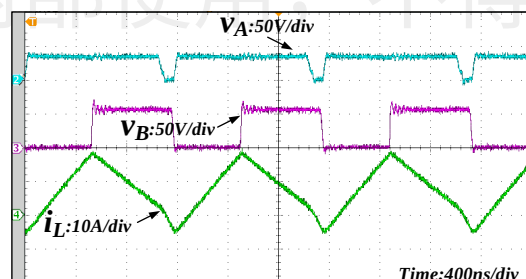
(a)  $V_{in}=36\text{V}$ ,  $V_{out}=20\text{V}$ ,  $I_{out}=5\text{A}$  波形



(b)  $V_{in}=36\text{V}$ ,  $V_{out}=36\text{V}$ ,  $I_{out}=5\text{A}$  波形

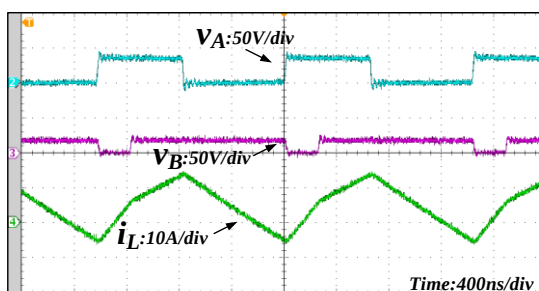


(c)  $V_{in}=36\text{V}$ ,  $V_{out}=48\text{V}$ ,  $I_{out}=5\text{A}$  波形

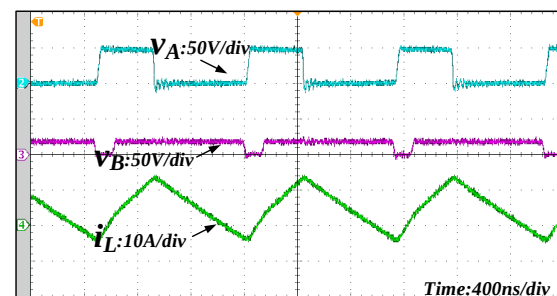


(d)  $V_{in}=36\text{V}$ ,  $V_{out}=60\text{V}$ ,  $I_{out}=5\text{A}$  波形

图4.9 分段变频控制不同输出电压工作波形



(a)  $V_{in}=48\text{V}$ ,  $V_{out}=20\text{V}$ ,  $I_{out}=5\text{A}$  波形



(b)  $V_{in}=36\text{V}$ ,  $V_{out}=20\text{V}$ ,  $I_{out}=5\text{A}$  波形

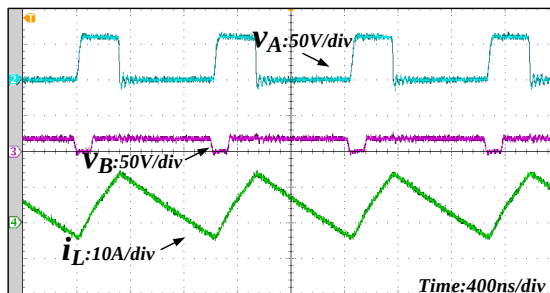
(c)  $V_{in}=60V$ ,  $V_{out}=20V$ ,  $I_{out}=5A$  波形

图4.10 不同输入电压工作波形

图 4.10 分别为输出电压为 20V，输出电压为 36V、48V 和 60V 负载为 5A 图 2.1 中 A、B 点电压波形和电感电流波形。对应的工作频率分别为 750kHz、900kHz 和 1MHz。可以看出相同输出电压，输入电压与输出电压差值越大，工作频率越高，且在频率小于最高频率 1.1MHz 时电路工作在变频模式， $T_4=0$ 。

图 4.11 为输入电压 36V，输出电压 60V 不同负载图 2.1 中 A、B 点电压波形和电感电流波形，对应的工作频率分别为 1.1MHz、1.1MHz 和 880kHz。可以看出负载越小，工作频率越高，频率小于最高频率 1.1MHz 时电路工作在变频模式， $T_4=0$ ，频率等于最高频率时电路工作在恒频模式， $T_4 \geq 0$ ，通过调节  $T_4$  大小来维持恒频工作，极限状态频率为 1.1MHz， $T_4=0$ ，负载再加重，过渡到变频模式。

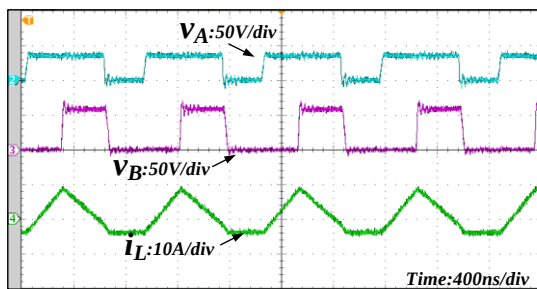
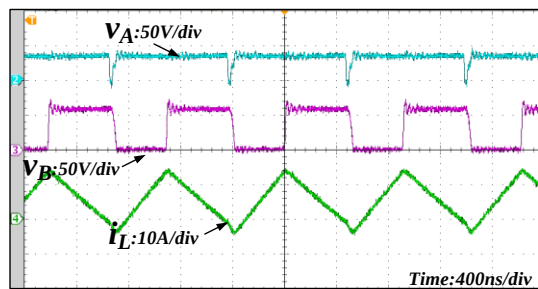
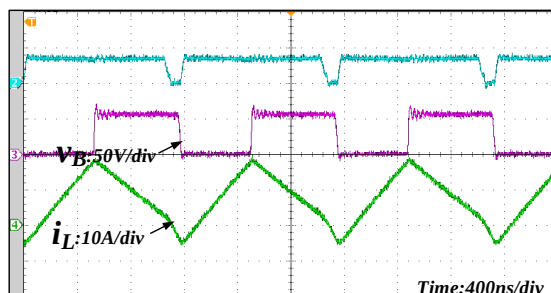
(a)  $V_{in}=36V$ ,  $V_{out}=60V$ ,  $I_{out}=1A$  波形(b)  $V_{in}=36V$ ,  $V_{out}=60V$ ,  $I_{out}=3A$  波形(c)  $V_{in}=36V$ ,  $V_{out}=60V$ ,  $I_{out}=5A$  波形

图4.11 不同负载工作波形

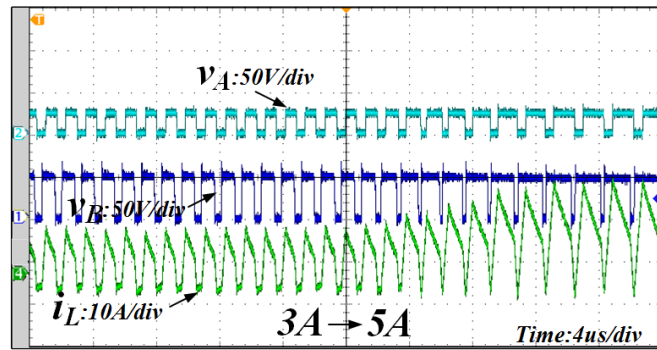
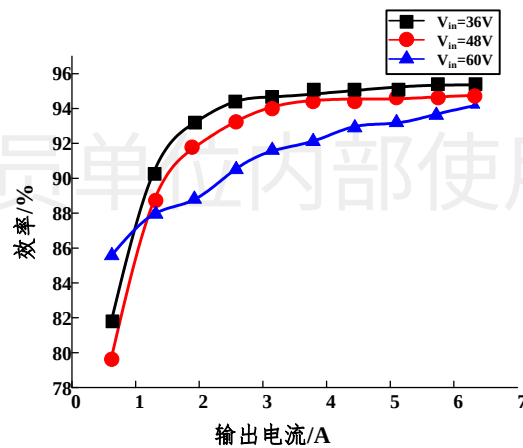


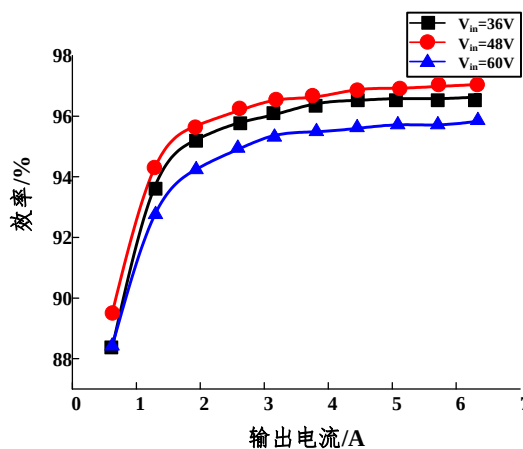
图4.12 负载突变工作波形

图 4.12 为负载由 3A 突变为 5A，图 2.1 中 A、B 点电压波形和电感电流波形。可以看出负载突变，电路可以从恒频模式(频率为最高频率 1.1MHz)很平滑地过渡到变频模式  $T_4=0$ ，调节时间大约为 12us，电感负流稳定在 4A 左右。

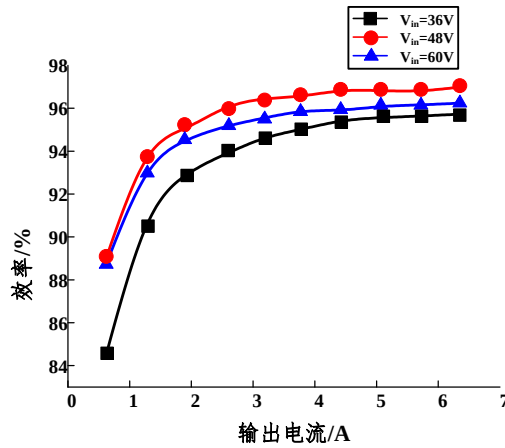
图 4.13 为不同输出电压时输入电压分别为 36V、48V、60V 电路效率曲线，在输入电压 48V 输出电压 48V 满载点，变换器效率最高达 97%，工作频率为 700kHz。



(a) 20V 输出效率曲线



(b) 48V 输出效率曲线



(c) 60V 输出效率曲线

图4.13 分段变频不同输出效率曲线

图 4.14 为恒频控制与分段变频控制效率对比曲线，从图中可以看出，对比于恒频控制，分段变频控制提高了大输入或输出电压全负载效率，提高了小输入或输出电压轻载效率。

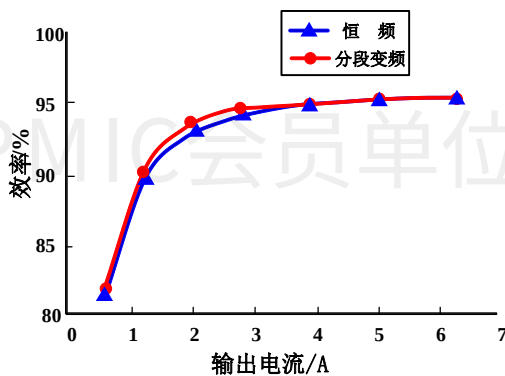
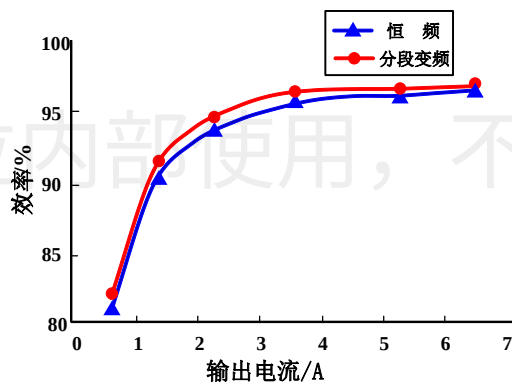
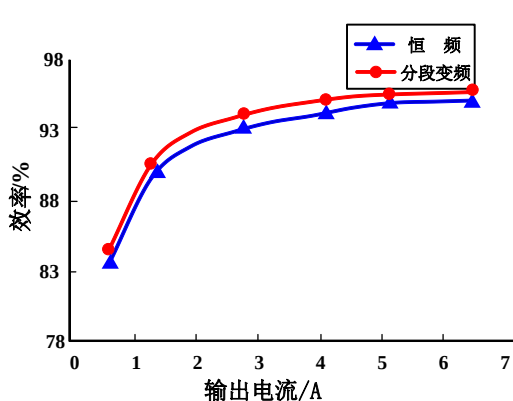
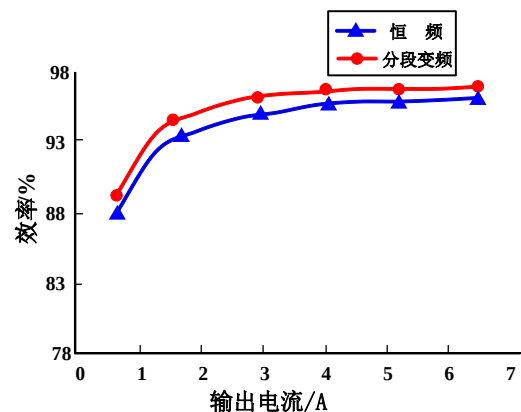
(a)  $V_{in}=36V, V_{out}=20V$ (b)  $V_{in}=48V, V_{out}=20V$ (c)  $V_{in}=36V, V_{out}=60V$ (d)  $V_{in}=48V, V_{out}=60V$ 

图4.14 恒频控制与分段变频控制效率对比

## 5 总结与展望

四开关 Buck-Boost 变换器由于其输入输出极性相同、开关损耗低、输出电压可升可降等优点一直都受到人们的关注,适用于输入电压变化范围较宽的场所,在通信电源电路中也是获得较为广泛的应用。如何在整个输入电压范围内保证该变换器的高效率和良好的动态响应是研究热点之一。基于以上背景,本课题主要对四开关 Buck-Boost 变换器软开关控制策略展开了研究,主要研究内容和成果如下:

1. 详细介绍了四开关 Buck-Boost 变换器单模式同开同关、两模式、三模式、双沿调制三模式、三模式零电压等几种控制策略,并指出了以上几种控制策略主要存在的问题和控制难点。

2. 在原有控制策略的基础上推导出四开关 Buck-Boost 混合单模式 ZVS 控制策略,并给出了混合单模式 ZVS 控制的各种组合方式,比较分析选择了一种最合适的控制模式。

3. 针对提出的四开关 Buck-Boost 混合单模式 ZVS 控制策略,分析了其工作原理,并提出了三种频率模式控制方法:恒频、变频和分段变频,对比分析了三种频率模式控制策略的优缺点,详细介绍了这三种频率模式控制的关键参数设计及数字控制算法分析。

4. 搭建了一台输入电压 48V(36~75V),输出电压 48V(20~60V),额定功率 300W 的四开关 Buck-Boost 变换器样机,并进行了相关实验研究。实验内容主要包括四开关 Buck-Boost 变换器混合单模式恒频 ZVS 控制策略和分段变频 ZVS 控制策略实验验证,整个功率范围内都能实现 ZVS,并且工作稳定,表明所提出的变换器控制策略都是有效的。

由于时间和条件的限制,课题的研究还不够完善,今后还需在以下几个方面进行深入研究:

1. 本文只研究了通信电源 IBC 两级式拓扑结构的前级变换器拓扑选择及控制策略,接下来可以继续研究后级隔离性 DC-DC 对前级的影响,以及级联后会遇到的一系列问题。

2. 本文最终给出了四种四开关单模式零电压控制组合方式,其中有一种适合双向应用场合,一种适合反向能量传递场合,一种适合正向能量传递场合,所以可以就双向应用领域对这几种组合控制展开具体研究。

3. 高频化是开关电源的一个重要发展趋势,而新器件如 GaN 也开始广泛应用于高频电路,因此关于四开关 Buck-Boost 变换器新器件的应用同样也值得研究。

4. 本文采用的电感电流采样方法具有较大采样损耗导致电路整体效率不高,就高频小功率电流采样电路优化设计可以展开进一步的研究。

## 参考文献

- [1] Wetzel H, Frohleke N, Bocker J, et al. High efficient 3kW three-stage power supply[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE. IEEE, 2006: 7 pp.
- [2] Takao K, Irokawa H, Hayashi Y, et al. Novel exact power loss design method for high output power density converter[C]//Proceedings of 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). 2006: 2651-2655.
- [3] Ren X Y, Ruan X. Two-stage converter applicable to high voltage input low voltage output case[C]//Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao(Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering). 2005, 25(23): 153-157.
- [4] Gu Y L, Huang G S, Zhang J F, et al. Novel synchronous rectifier driving circuit[C]//Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao(Proc. Chin. Soc. Electr. Eng.). 2005, 25(5): 74-78.
- [5] 胡德成, 蔡丽娟. 开关电源供电架构的发展[J]. 电源世界, 2005 (9): 1-5.
- [6] Lee F C, Barbosa P, Xu P, et al. Topologies and design considerations for distributed power system applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2001, 89(6): 939-950.
- [7] Luo S, Gu W, Batarseh I, et al. Investigation of candidate techniques for high-frequency AC distributed power systems[C]//Circuits and Systems, 2000. Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on. IEEE, 2000, 2: 650-653.
- [8] 陈义龙. 应用于通信系统的分布式电源设计要求[J]. 电源世界, 2007 (10): 32-34.
- [9] Ye M, Xu P, Yang B, et al. Investigation of topology candidates for 48 V VRM[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE. IEEE, 2002, 2: 699-705.
- [10] Ren Y, Xu M, Sun J, et al. A family of high power density unregulated bus converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(5): 1045-1054.
- [11] Zhou J, Xu M, Sun J, et al. A self-driven soft-switching voltage regulator for future microprocessors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4): 806-814.
- [12] Luo S. Front-end converter design and system integration techniques in distributed power systems[J]. 2001.
- [13] Lee F C. Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system[J]. Bo yang, 2003: 94-95.
- [14] Guo J. Distributed, Modular, Open Control Architecture for Power Conversion Systems[D]. Virginia Tech, 2005.
- [15] Lindman P, Thorsell L. Applying distributed power modules in telecom systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(2): 365-373.

- [16] Lee F C, Xu M, Wang S, et al. Design challenges for distributed power systems[C]//Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International. IEEE, 2006, 1: 1-15.
- [17] Arnedo L, Boroyevich D, Burgos R, et al. Black-box terminal characterization models for the analysis and simulation of distributed power electronic systems[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE. IEEE, 2007: 1968-1973.
- [18] Tabisz W A, Jovanovic M M, Lee F C. Present and future of distributed power systems[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC'92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual. IEEE, 1992: 11-18.
- [19] Liu Y F. Requirements and technologies in telecom power systems[C]//Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International. IEEE, 2000, 3: 1478-1482.
- [20] Guenther R, Patel R. Intermediate bus power architecture: U.S. Patent Application 10/701,881[P]. 2003-11-5.
- [21] Miftakhutdinov R, Sheng L, Liang J, et al. Advanced control circuit for intermediate bus converter[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE. IEEE, 2008: 1515-1521.
- [22] The Development Trends of Communication Power Supplies[J]. World of Power Supply, 2006, 53(2):1-5.
- [23] Zhu J, Dou S. Intermediate bus voltage optimization for high voltage input VRM[C]//Electronic Packaging Technology, 2006. ICEPT'06. 7th International Conference on. IEEE, 2006: 1-4.
- [24] Lu D D C, Liu J C P, Poon F N K, et al. A single phase voltage regulator module (VRM) with stepping inductance for fast transient response[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 417-424.
- [25] Cao X, Oruganti R. Fast response control of stepping inductance voltage regulator module[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th. IEEE, 2005: 382-388.
- [26] Wong P L, Lee F C, Xu P, et al. Critical inductance in voltage regulator modules[J]. IEEE Transactions on power Electronics, 2002, 17(4): 485-492.
- [27] Chen J, MaksimoviC D, Erickson R. Buck-boost PWM converters having two independently controlled switches[C]//Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual. IEEE, 2001, 2: 736-741.
- [28] 董雯, 王伟. —48V 直流电源系统中的电压设置方案[J]. 邮电设计技术, 2003 (1): 50-53.
- [29] Vanderhaegen J. Battery backup for telecom: how to integrate design, selection and maintenance[C]//Telecommunications Energy Conference, 2004. INTELEC 2004. 26th Annual International. IEEE, 2004: 345-349.

- [30] 刘希禹. 通信电源系统结构的发展趋势[J]. 电信工程技术与标准化, 2003 (8): 7-12.
- [31] Ruan X, Li B. Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(1): 213-220.
- [32] Ruan X, Chen Z, Chen W. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. IEEE transactions on power electronics, 2005, 20(2): 395-404.
- [33] Zhu J Y, Lehman B. Control loop design for two-stage DC-DC converters with low voltage/high current output[J]. IEEE transactions on power electronics, 2005, 20(1): 44-55.
- [34] Ren Y, Xu M, Yao K, et al. Two-stage approach for 12-V VR[J]. IEEE transactions on power electronics, 2004, 19(6): 1498-1506.
- [35] Alou P, Cobos J A, Prieto R, et al. A two stage voltage regulator module with fast transient response capability[C]//Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual. IEEE, 2003, 1: 138-143.
- [36] Alou P, Oliver J, Cobos J A, et al. Buck+ half bridge ( $d=50\%$ ) topology applied to very low voltage power converters[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE. IEEE, 2001, 2: 715-721.
- [37] 任小永. 高效率高功率密度通信模块电源技术的研究[D]. 南京航空航天大学, 2008.
- [38] Chen C W, Chen K H, Chen Y M. Modeling and controller design for a four-switch buck-boost converter in distributed maximum power point tracking pv system applications[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE. IEEE, 2012: 1663-1668.
- [39] Wang X, Yao R, Rao F. Subsystem-interaction restraint in the two-stage DC distributed power systems with decoupling-controlled-integration structure[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(6): 1555-1563.
- [40] Huang P C, Wu W Q, Ho H H, et al. High efficiency and smooth transition buck-boost converter for extending battery life in portable devices[C]//Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE. IEEE, 2009: 2869-2872.
- [41] Yu Z, Kapels H, Hoffmann K F. High efficiency bidirectional DC-DC converter with wide input and output voltage ranges for battery systems[C]//PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of. VDE, 2015: 1-8.

## 攻读硕士学位期间所发表的论文

第一作者

李海燕 “一种高频高效四开关 Buck-Boost 变换器控制”，机电工程

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传