

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21610166

浙江大学

硕士专业学位论文



中文论文题目 : 四开关 Buck-Boost 变换器

ZVS 控制策略研究

英文论文题目: Research on ZVS Control Strategies for

Four-Switch Buck-Boost Converter

申请人姓名: 周宗杰

指导教师: 吴新科 教授

合作导师: _____

专业学位类别: 工程硕士

专业学位领域: 电气工程

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2019 年 2 月 26 日

四开关 Buck-Boost 变换器 ZVS 控制策略研究



论文作者签名: 周宗杰

指导教师签名: 吴新科

论文评阅人 1: 董伯藩\教授\浙江大学电气工程学院

评阅人 2: 姚文熙\副教授\浙江大学电气工程学院

评阅人 3: 陈 怡\教授\浙江工业大学

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: 谢小高\教授\杭州电子科技大学

委员 1: 张军明\教授\浙江大学电气工程学院

委员 2: 吴新科\教授\浙江大学电气工程学院

委员 3: 陈 敏\副教授\浙江大学电气工程学院

委员 4: 郭 清\副教授\浙江大学电气工程学院

委员 5: _____

答辩日期: 2019 年 3 月 10 日

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：周宗杰

签字日期：2019 年 4 月 1 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：周宗杰

导师签名：吴子卿

签字日期：2019 年 4 月 1 日

签字日期：2019 年 4 月 1 日

本论文研究工作受国家自然科学基金（51877191），浙江省杰出青年基金资助（LR18070001），国家重点研发计划项目（2017YFB0402804）资助。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

匆匆三年又将过去，我的研究生阶段马上结束。回想四年的本科，我接触过很多项目参加过很多比赛，学习了很多基础知识和实践技能。本科阶段，可以很快的搭建一个复杂的电路和系统，但却说不清楚为什么，更无法将它做到“全世界最好”。而尽管这三年的研究生我在基础知识和实践技能的积累很少。这并不是说一无所获，恰恰相反，这三年不仅得到了科研的训练，发现问题和思考问题以及表达能力获得了很大的提高，这也是本科阶段所欠缺的。我逐渐明白了怎么去探索和思考问题。这首先要感谢我的研究生导师吴新科教授，是他提升了我看问题的高度。他严谨的科研态度，兢兢业业的作风总是感染着实验室的每个人。他经常对我说“当你觉得很舒服的时候，恰恰是最危险的时候”，总是让我醍醐灌顶。

感谢董伯藩教授在科研过程中的指导和帮助。董老师对学生和蔼可亲。每当请教他问题时，总是耐心地为你讲解。从最基本的概念出发，深入浅出，循循善诱，最后总能让你豁然开朗。在这里祝愿董老师身体健康、吉祥如意！

感谢周大姐日常生活的关心和帮助。周大姐是我们实验室除了董老师辈分最大的长辈。平常生活中，对我们总是嘘寒问暖，像亲人一般。二十多年来，送走了实验室一批又一批毕业生，一开始从那个年代“周大姐”的称呼一直延续到现在。她始终和学生站在同一“战线上”，深受学生爱戴。祝愿周大姐身体健康，万事如意！

感谢黄华高、秦伟、徐晨汀、严阳、董泽政、吕海军、李海燕、蓝桂星、刘邵凯、刘天骥、杨金旭、赵臣凯、张乐等诸位师兄师姐在科研和生活上的帮助和关怀，祝各位身体健康，前程似锦！

感谢同级的张思亮、施鸿波、邱凯、李瑞等，很幸运能和你们一起度过三年研究生学习时光。思亮是博士研究生，还要在科研道路上继续前行。祝思亮身体健康，科研成果多多！祝另外三位同志工作顺利，前程似锦！

感谢韩阅、吴嘉文、齐雨、李光灿、陈子健、范高、孙家红、田霖等师弟师妹的帮助和陪伴。祝各位科研顺利、多发文章、早日毕业！

最后感谢我的女朋友和家人。感谢你们的支持和帮助，是你们解决了我的后顾之忧，让我能在科研上专心研究思考，生活上衣食无忧。

周宗杰

2019年1月于浙大玉泉

摘要

非隔离升降压 DC-DC 变换器越来越广泛用到通信供电系统、光伏发电和新能源电动汽车等领域,并且功率密度和效率的需求越来越高。同时,软开关技术的普及,为 DC-DC 变换器功率密度和效率的进一步提高带来了可能性。在众多升降压变换器拓扑中,四开关 Buck-Boost 变换器具有器件电气应力小的优点,是当前升降压 DC-DC 应用的一个研究热点。然而,四开关 Buck-Boost 变换器存在多个不同自由度的控制变量,增加了变换器控制策略优化的难度。

本文首先以导通损耗为优化目标,提出了一种使电感电流有效值最小的 ZVS 定频控制策略,且采用四边形电感电流调制实现了全范围 ZVS 工作。通过对电感电流的四个时间段的选取进行优化计算,使得电感电流有效值最小。并且所提出的闭环控制策略无需采样负载电流,降低了控制系统的复杂度。为了验证理论分析,本文搭建了一台 300W 的 DC-DC 实验样机,进行了输入电压,输出负载跳变的动态测试,验证了无负载电流采样最小电感电流有效值控制策略的可行性和有效性。

实现电感电流有效值最小的 ZVS 定频控制降低了导通损耗,但是在输入输出电压都变化的应用中,最小电感电流有效值算法在控制器中需要三个维度的查表操作,导致表的数据量过大。目前通用数字控制器存储器资源有限,在不外扩存储器情况下,难以实现该算法。为此,本文提出了一种统一单变量分模式变频 ZVS 控制策略,不仅能够保持低的电感电流有效值,而且计算简单,无需查表操作,大大降低了对数字控制器存储器资源的要求,使得高频 ZVS 四开关 Buck-Boost 变换器的控制可以在低成本的数字控制器中实现。针对上述控制方法,同样也搭建了一台 300W 实验样机。实验结果表明,在宽输入输出电压范围下,所提出的统一单变量简化变频 ZVS 控制策略的频率范围窄,在几乎不增加导通损耗的条件下,减小了控制器的实时运算量。

关键词: 四开关 Buck-Boost 变换器, 高频, ZVS, 数字控制

Abstract

With rapid development of power electronic technology in recent years, non-isolated DC-DC converters have been widely used in many fields such as telecommunication distributed power supply system, photovoltaic power system, electric vehicle and so on, where the power density and efficiency are increasingly demanded. Meanwhile, the popularity of soft-switching technic brings the possibility for high density and high efficiency DC-DC converter. Among many non-isolated buck-boost topologies, four-switch buck-boost (FSBB) has become one of the research hotpots in Buck-Boost DC-DC application for it features low voltage and current stress for devices. However, multiple degrees of control freedom increase the complexity and challenges in the control strategies for FSBB converter.

First, targeted in conduction loss, this paper proposed a minimum RMS of inductor current zero-voltage-switching (ZVS) fixed frequency control for FSBB converter. Quadrilateral inductor current modulation is adopted to achieve ZVS for whole operation. The four control time intervals of inductor are optimally selected to minimize the RMS value of inductor current. The proposed closed-loop control system does not require load current sampling, simplifying the control circuits. In order to verify the theoretical analysis, a 300W prototype is built. The load and input voltage transient test are conducted to test the characteristic of the proposed minimum RMS inductor current control strategy without load current sampling.

The realized fixed frequency minimum RMS inductor control reduces the conduction loss, but in the wide input and output voltages application, the minimum RMS algorithm needs 3-D look-up table, which is difficult to implemented in the general-purpose micro-controller for its limited memory resource. To solve this problem, this paper proposed a unified single variable ZVS control for FSBB converter. It not only maintains low RMS value of inductor current but also features less computation and doesn't need 3-D look-up table, dramatically mitigating the memory stress for digital controller. Therefore, a high frequency ZVS control for FSBB can be easily implemented in a lower cost MCU. A 300W prototype is built up to verify the proposed control algorithm. The results show that the proposed unified single simplified variable ZVS control has narrow frequency ranges and reduced real-time computation without increasing conduction loss.

Keywords: Four-Switch Buck-Boost, High frequency, ZVS, Digital control

插图清单

图 1-1 分布式通信供电系统结构.....	3
图 1-2 非隔离升降压 DC-DC 变换器在电动汽车动力系统中的应用.....	4
图 1-3 非隔离升降压 DC-DC 在光伏系统中的应用.....	4
图 1-4 反向输出 Buck/Boost 拓扑结构	5
图 1-5 Cuk 拓扑结构.....	5
图 1-6 Zeta 拓扑结构.....	6
图 1-7 Sepic 拓扑结构.....	7
图 1-8 两/四开关 Buck-Boost 拓扑结构	8
图 1-9 四开关 Buck-Boost 变换器及其控制变量	10
图 1-10 四开关 Buck-Boost 双沿 PWM 调制.....	11
图 1-11 四开关 Buck-Boost 变换器四边形成电感电流调制关键波形.....	12
图 1-12 一种低损耗的四开关 Buck-Boost 变换器 ZVS 调制方法.....	13
图 2-1 四开关 Buck-Boost 变换器电感电流四边形成调制模态分析.....	16
图 2-2 控制时间段随负载电流的变化 ($V_{in}=V_{out}$)	18
图 2-3 不同输入电压下电感电流有效值随 T_2 变化曲线 ($V_{out}=48V$)	20
图 2-4 不同输入电压下 T_2 最优解随负载电流变化曲线.....	20
图 2-5 无输出电流采样的最小电感电流有效值控制闭环系统.....	22
图 2-6 四路 PWM 驱动信号的产生.....	23
图 2-7 定频最小电感电流有效值控制样机照片.....	24
图 2-8 不同电感量下变换器最大输出电流随输入电压变化曲线 ($V_{out}=48V$)	26
图 2-9 不同输入电压下 Q_4 管的 ZVS 波形	26
图 2-10 不同输入电压下 Q_2 管地 ZVS 波形	27
图 2-11 输入电压从 42V 变到 54V 过程中四开关 Buck-Boost 变换器工作模式的适配调节.....	28
图 2-12 输出负载电流暂态跳变过程中电感电流和输出电压波形.....	29
图 2-13 不同控制策略下电感电流有效值 (仿真)	29
图 2-14 不同输入电压下样机转换效率曲线.....	30
图 3-1 DCM 下具有最小有效值的电感电流波形.....	33
图 3-2 不同输入输出电压下 DCM 最大输出电流.....	34
图 3-3 进入 CCM 后 T_2 作为调节变量	35
图 3-4 进入 CCM 后 T_1 作为调节变量	36
图 3-5 两种控制策略电感电流有效值对比.....	37
图 3-6 两种控制策略的频率对比.....	37
图 3-7 不同工况下控制时间 T_1 , T_2 与统一控制变量 T_u 的关系.....	38
图 3-8 基于简化变频控制策略的输出电压闭环系统.....	39
图 3-9 PWM 产生逻辑波形.....	40
图 3-10 数字控制器软件算法流程	40
图 3-11 简化变频控制样机照片	41
图 3-12 样机工作区域定义.....	42
图 3-13 不同控制算法下占用存储器资源情况.....	42
图 3-14 不同输入输出电压满载下稳态波形.....	44
图 3-15 不同输入输出电压下 Q_2 管实现 ZVS 波形	45
图 3-16 不同输入输出电压下 Q_4 管实现 ZVS 波形	46

图 3-17 不同输入输出电压下效率转换曲线..... 47

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

附表清单

表 1-1 各种非隔离升降压斩波拓扑特点对比..... 9

表 2-1 定频最小电感电流有效值控制样机参数..... 24

表 3-1 不同量化位数和维度下查表法所占用的存储器资源..... 31

表 3-2 几款主流系列电源数字控制器的只读存储器资源..... 32

表 3-3 简化变频控制策略样机电路参数..... 41

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目次

致谢	I
摘要	II
Abstract	III
插图清单	IV
附表清单	VI
目次	1
1 绪论	3
1.1 非隔离升降压 DC-DC 变换器应用背景	3
1.2 非隔离升降压 DC-DC 变换器拓扑	4
1.3 非隔离 DC-DC 升降压变换器拓扑结构对比	8
1.4 四开关 Buck-Boost 变换器控制策略综述	10
1.4.1 硬开关控制策略	10
1.4.2 软开关控制策略	11
1.5 本章小结	13
2 定频最小电感电流有效值 ZVS 控制策略	15
2.1 四边形电感电流调制模态分析	15
2.2 最小电感电流有效值 ZVS 控制策略	18
2.3 定频最小电感电流有效值 ZVS 控制闭环系统构建	21
2.4 实验验证	24
2.5 本章小结	30
3 适合宽输入输出范围的简化变频 ZVS 控制策略	31
3.1 查表法存在的问题	31
3.2 简化变频控制策略的提出	32
3.2.1 断续导通模式简化控制	32
3.2.2 连续导通模式简化控制	35
3.3 简化变频控制和定频最小电感电流有效值控制的对比	36
3.4 简化变频 ZVS 控制闭环系统构建	38
3.5 实验验证	41

3.6 本章小结 48

4 总结与展望 49

参考文献 50

作者简历及在学期间所取得的科研成果 52

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

1 绪论

1.1 非隔离升降压 DC-DC 变换器应用背景

随着人们对节能环保日益增长的需求，电力电子技术被广泛地应用到能源，通信，交通等领域中。其中非隔离升降压斩波技术已深为被业界所熟悉。近年来，越来越多的应用场合对同时具有升降压能力的 DC-DC 变换器提出了需求。

随着超大集成规模电路的发展，越来越多的晶体管被集成到更小的硅片中，对供电系统的性能提出了更高的要求^[1-4]。在通信设备供电系统中，分布式电源架构已被广泛使用^[5,6,7]。在该系统中，如图 1-1 所示第一级 AC-DC 变换器将交流市电转换成 48V 母线电压，实现功率因数校正功能。第二级将 48V 中间母线电压转换为 12V 电压实现电气隔离；第三级负载点变换器则将 12V 电压转换成负载设备所需的电压。其中，额定值为 48V 母线与备用电池并联，以实现在断电时候还能对负载继续供电。然而电池电压在 36-72V 之间变化，这给中间级母线 DC-DC 变换器的设计带来的挑战。为了提高中间母线变换器的转换效率，通常采用两级拓扑结构。其中一级 DC-DC 变换器将较宽范围的母线电压预调节成 48V 母线额定电压，后面再接一级窄电压范围的隔离 DC-DC 拓扑。而电池电压和目标电压 48V 之间则存在电压交叠，因此，中间母线预调节器应该同时具有升降压的功能。

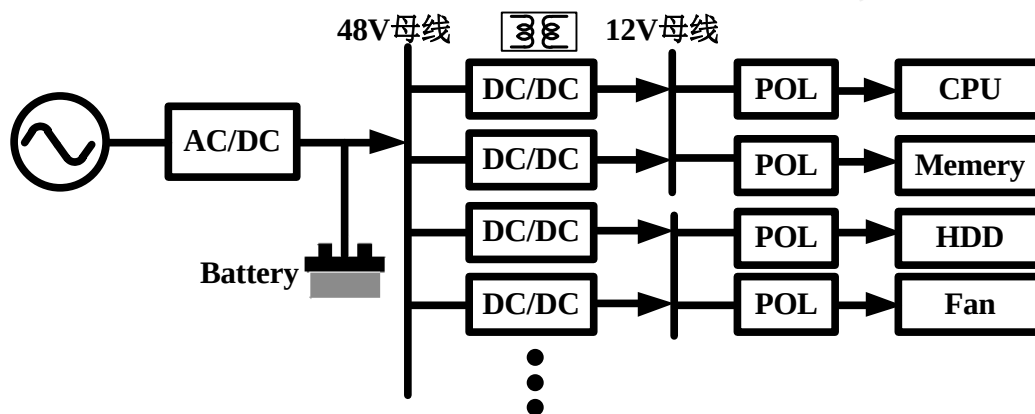


图 1-1 分布式通信供电系统结构

近年来，为了减少温室气体和污染尾气的排放，新能源电动汽车已在国内各个城市大力推广^[8]。在混合动力和燃料电池电动汽车的动力架构中，如图 1-2，电池和超级电容等储能部件和电机逆变器直流母线之间有一级双向 DC-DC 变换器^[9,10]，以适配储能动力电池和直流母线电压之间的电压，实现电动时能量的供应和制动时能量的回收。而当电池电压和直流母线电压范围的设计存在交叠时，便要求此级 DC-DC 变换器同时具有升降压的功能。

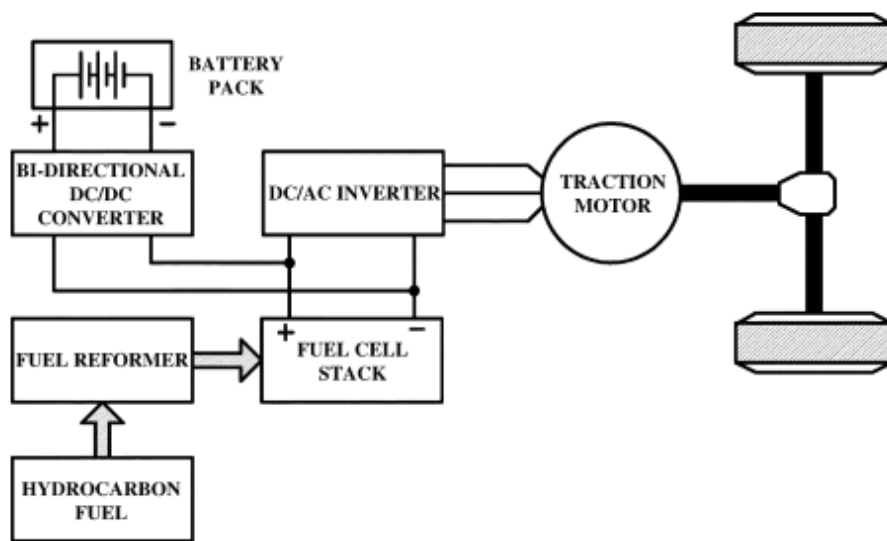


图 1-2 非隔离升降压 DC-DC 变换器在电动汽车动力系统中的应用

在分布式发电系统中，光伏发电将太阳能转化为电能，作为一种清洁而经济的发电形式受到国家的大力扶持和推广^[11,12]。在光伏储能系统中，如图 1-3 所示，光伏阵列电池板端口输出电压随着光照和温度呈现宽范围的变动，和并联在母线上储能电池和负载的电压范围存在重合。在这种应用场合下，光伏电池板的输出到电池负载之间的 DC-DC 变换器必须具有升压和降压的功能^[13]。

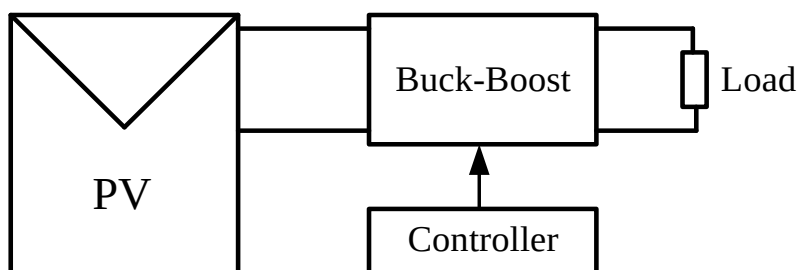


图 1-3 非隔离升降压 DC-DC 在光伏系统中的应用

1.2 非隔离升降压 DC-DC 变换器拓扑

传统基本的非隔离升降压 DC-DC 变换器拓扑有反相输出 Buck/Boost, Cuk, Zeta 和 Sepic 等，以下简要逐一介绍各个拓扑的工作状态和特点。

反相输出 Buck/Boost 如图 1-4 所示，输出电压与输入电压极性相反。在主管开通期间，输入电压 V_{in} 施加到电感 L 上，电感电流线性增加。二极管反向阻断，所承受电压应力为输入输出电压之和。在主管关断期间，电感电流通过二极管续流。在反相承受输出电压下，电感电流线性下降。此时主管承受的电压应力为输入输出电压之和。由电感的伏秒平衡关系可推得连续导通模式（CCM）下电压增益和主开关管 Q_1 占空比 D 的关系。

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (1-1)$$

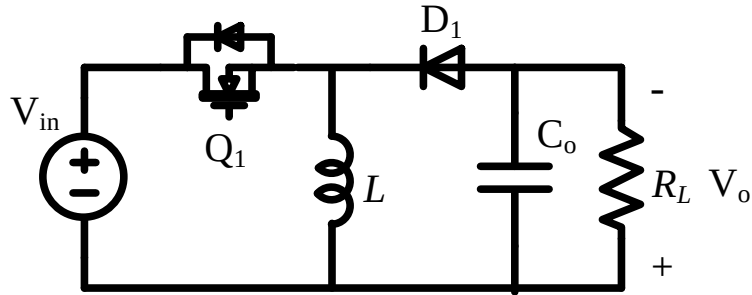


图 1-4 反向输出 Buck/Boost 拓扑结构

Cuk 升降压 DC-DC 电路如图 1-5 所示，输出电压与输入电压极性相反。主电路需要两个电感和一个电容作为开关无源储能元件。电容承受左正右负的偏置电压。在主管 Q_1 开通阶段，输入电压正向施加在电感 L_1 上，使其电流线性上升；电容电压与输出电压之差 ($V_c - V_o$) 正向施加在电感 L_2 上，使其电流线性增加。二极管承受电压等于电容电压 V_c 。在主管 Q_1 关断期间，电容 C_1 和输入电压之差 ($V_c - V_{in}$) 反向施加电感 L_1 上，使其电流线性下降。而输出电压则反向施加在电感 L_2 上，使其电流线性下降。在这期间，主管承受的电压应力为电容电压 V_c 。式(1-2)和(1-3)分别是电感 L_1 和电感 L_2 在一个稳态开关周期伏秒平衡方程。

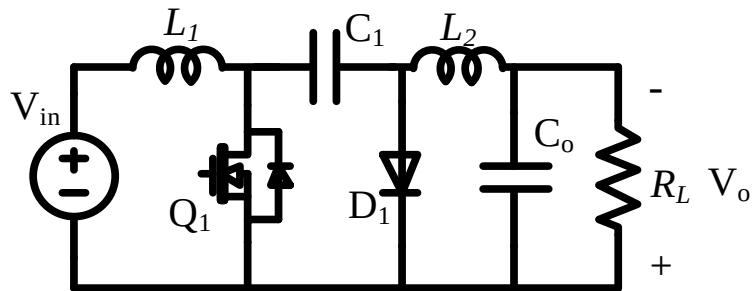


图 1-5 Cuk 拓扑结构

$$V_{in} = (1-D) \cdot V_c \quad (1-2)$$

$$D \cdot V_c = V_o \quad (1-3)$$

其中 D 为主管 Q_1 的占空比，以上两式联立可得：

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (1-4)$$

$$V_c = V_{in} + V_o \quad (1-5)$$

由式(1-5)可知, 电容偏置电压为输入输出电压之和。即在这个拓扑中, 输入输出电压增益和反相输出 Buck/Boost 一样, 主管和二极管的电压应力也是输入和输出电压之和。与 Buck/Boost 不同点在于 Cuk 拓扑增加了无源器件的个数, 输入和输出端口和电感串联, 因而输入输出电流纹波小。将式(1-5)代入(1-3), 可以发现, 一个开关周期内电感 L_1 和 L_2 的伏秒积完全一致。另外, 结合式(1-2)和(1-3), Cuk 拓扑可以看成是基本拓扑 Boost 和 Buck 的反相级联, 电容 C_1 作为中间母线电容, 且共用了主开关管和续流二极管。因此, 也增加了所共用半导体器件的电流应力。

Zeta 升降压斩波电路如图 1-6 所示, 其输出电压与输入电压极性相同。主电路由两个电感和一个电容作为开关周期储能元件。电容 C_1 偏置电压左负右正。在主管 Q_1 开通阶段, 电感 L_1 正向地承受输入电压, 电流线性增加。电容 C_1 和输入电压 V_{in} 同向叠加与输出电压之差施加到电感 L_2 上, 使其电流线性增加。在这期间, 二极管所承受的电压应力为输入电压与电容 C_1 电压之和。当主管 Q_1 关断后, 电感 L_1 和 L_2 均通过二极管续流。电感 L_1 电容 C_1 反压下, 电流线性减小; 电感 L_2 在输出反压下, 电流亦线性减小。此期间, 主管 Q_1 所承受的电压应力为输入电压和电容 C_1 电压之和。式(1-6)和(1-7)给出了一个稳态开关周期内, 电感 L_1 和 L_2 所满足的伏秒平衡方程。

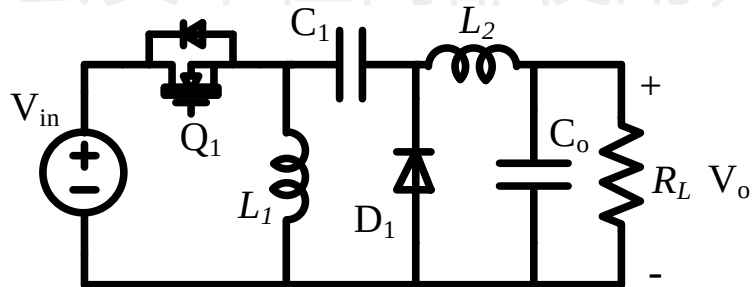


图 1-6 Zeta 拓扑结构

$$DV_{in} = (1 - D)V_C \quad (1-6)$$

$$(V_{in} + V_C)D = V_o \quad (1-7)$$

联立以上两式可得:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (1-8)$$

$$V_C = V_o \quad (1-9)$$

从(1-9)式可以看出, 电容的偏置电压就是输出电压。主电路开关管和二极管的电压应力为输入输出电压之和。从而也可以进一步推断, 一个开关周期内, 电感 L_1 和 L_2 的伏秒是完全一致的。

Sepic 升降压斩波电路如图 1-7 所示, 输出电压与输出电压极性一致。其拓扑结构可以看成是把 Zeta 电路的主管和二极管对换, 输入输出对换而成的。容易推得其输出与输入电压增压, 半导体器件电压应力与 Zeta 相同。电容 C_1 电压偏置左负右正, 与输入电压 V_{in} 相等。同样也可推得两个电感 L_1 、 L_2 伏秒也完全一致。两个拓扑不同点在于, Zeta 输入电流断续, 输出电流连续, 主管 Q_1 需要高侧浮地驱动; 而 Sepic 输入电流连续, 输出电流断续, 主管 Q_1 在低压侧便于驱动。

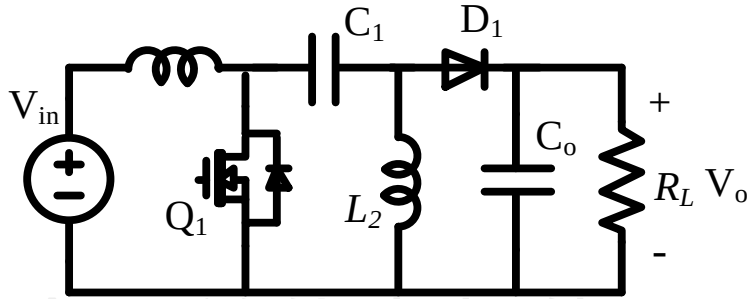
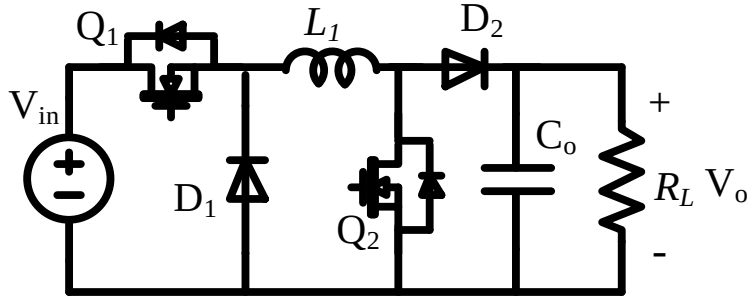


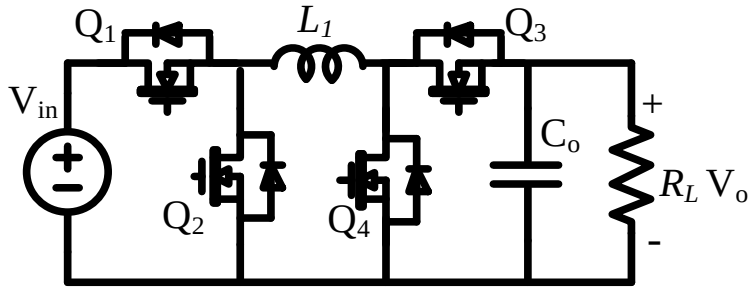
图 1-7 Sepic 拓扑结构

两开关 Buck-Boost 拓扑结构如图 1-8(a)所示, 其输出电压与输入电压极性保持一致^[14,15,16]。开关储能无源器件只有一个电感。输入侧半导体器件的电压应力等与输入电压, 输出侧半导体器件的电压应力与输出电压相等。此拓扑可看成是基本拓扑 Buck 和 Boost 级联而成。输入侧主管开关存在占空比 D_1 , 输出侧主开关管 Q_2 存在占空比 D_2 。在一个开关周期内, 取决于控制策略的不同, 电感电压有多个伏秒组合。合理的伏秒组合可以大幅度减小电感的伏秒和电流有效值。容易推得两开关 Buck-Boost 电压增益公式(1-10)。由于多占空比的存在, 以及占空比之间的相移, 使得该拓扑的优化和控制十分复杂。如果将两开关 Buck-Boost 拓扑中的二极管换成同步整流管, 即可得到如图 1-8(b)所示的四开关 Buck-Boost 变换器。

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_1}{1 - D_2} \quad (1-10)$$



(a) 两开关 Buck-Boost 拓扑结构



(b) 两开关 Buck-Boost 拓扑结构

图 1-8 两/四开关 Buck-Boost 拓扑结构

1.3 非隔离 DC-DC 升降压变换器拓扑结构对比

以上对各个基本非隔 DC-DC 升降压变换器拓扑做了简要介绍，发现不同拓扑的器件电压电流应力均不同以及器件的数量都不同，难以做比较。为了得到器件电压、电流以及个数的综合统一的比较，本文提出了一个“统一等效应力”的概念，其定义先如下：

对于半导体器件，“统一等效电应力”定义为：一个稳态开关周期内，器件所承受电压应力与电流应力的乘积。对于具有多个器件的拓扑，则取各个同类型半导体器件的电应力之和。即：

$$S_D = \sum V_m I_{av} \quad (1-11)$$

其中，上式的 V_m 表示半导体器件电压最大值，由于半导体器件的电流有效值和电感量以及电路工作模式有关，为了简化分析，本文中半导体器件的电流应力取一个稳态开关周期内电流平均值。

对于电感器件，其应力大小取决于电感的伏秒或者电感量与电流的乘积。为了便于统一比较，以上拓扑的电感量都取一样，电感的“统一等效电应力”取为一个稳态开关周期内，电感电流的平均值。具有多个电感的拓扑，则取每个电感电流平均值之和。即

$$S_L = \sum I_{av} \quad (1-12)$$

对于以上每种拓扑，如果所传送的功率为 P （假设无损传送），则按以上器件“统一电应力”的定义可计算出每种拓扑的器件应力。总结归纳各个拓扑的特点，结果如表 1-1 所示。

表 1-1 各种非隔离升降压斩波拓扑特点对比

特点	反相 Buck/Boost	Cuk	Zeta	Sepic	两/四开关 Buck-Boost
MOSFET 应力(VA)	$\left(1 + \frac{V_o}{V_{in}}\right)P$	$\left(1 + \frac{V_o}{V_{in}}\right)P$	$\left(1 + \frac{V_o}{V_{in}}\right)P$	$\left(1 + \frac{V_o}{V_{in}}\right)P$	$\frac{V_o}{V_{in}}P / \left(\frac{V_o}{V_{in}} + \frac{V_{in}}{V_o}\right)P$
二极管 应力(VA)	$\left(1 + \frac{V_{in}}{V_o}\right)P$	$\left(1 + \frac{V_{in}}{V_o}\right)P$	$\left(1 + \frac{V_{in}}{V_o}\right)P$	$\left(1 + \frac{V_{in}}{V_o}\right)P$	$\frac{V_{in}}{V_o}P / 0$
电感电流 应力(A)	$\frac{P}{V_{in}} + \frac{P}{V_o}$	$\frac{P}{V_{in}} + \frac{P}{V_o}$	$\frac{P}{V_{in}} + \frac{P}{V_o}$	$\frac{P}{V_{in}} + \frac{P}{V_o}$	$\min\left(\frac{P}{V_{in}}, \frac{P}{V_o}\right)$
电压极性	反相	反相	同相	同相	同相
输入电流	断续	连续	断续	连续	断续
输出电流	断续	连续	连续	断续	断续

注：两/四开关器件“等效统一”应力是根据文献^[17]中的控制方法计算得出的。

由以上总结对比的结果，从器件应力方面看，反相 Buck/Boost, Cuk 等非隔离单管升降压斩波拓扑器件的统一等效应力均相同（包括 MOSFET、二极管和电感）。而两开关 Buck-Boost 的半导体器件应力小，少了一个 P (VA)。如果输入输出电压相接近，则两（四）开关 Buck-Boost 的器件（包括电感）应力是前面几种拓扑的一半。因此，在要求高效高功率密度的应用场合，两（四）开关拓扑具有绝对的优势。另外，Cuk, Zeta 和 Sepic 拓扑还需要一个额外的电容器件。从输入输出端口的角度看，反相 Buck/Boost 和 Cuk 两种拓扑输出电压极性相反，两者区别在于 Cuk 输入输出电流均连续，反相 Buck/Boost 则与之相反。Zeta 和 Sepic 拓扑或输入电流断续输出连续或输入电流连续输出断续。两/四开关 Buck-Boost 拓扑的输入和输出电流均断续，这是其美中不足的地方。考虑到在 48V 电压等级需要同步整流以及电动汽车高压双向的应用场合，在后面的论述中，本文只讨论四开关 Buck-Boost 拓扑。

1.4 四开关 Buck-Boost 变换器控制策略综述

由前面几种非隔离升降压拓扑的对比结果，两（四）开关 Buck-Boost 拓扑的功率半导体和电感等器件应力都显著小于其他非隔离 DC-DC 变换器拓扑，因此在高效高功率密度的应用场合该拓扑具有绝对的优势。然而，如图 1-9 所示，四开关 Buck-Boost 拓扑有两个桥臂，分别对应着两个独立的占空比。如果再考虑两个桥臂之间占空比的相移角 ϕ ，那么四开关 Buck-Boost 变换器至少有三个独立的控制变量。多个自由控制变量给这个拓扑的优化控制带来了复杂性和巨大的挑战。

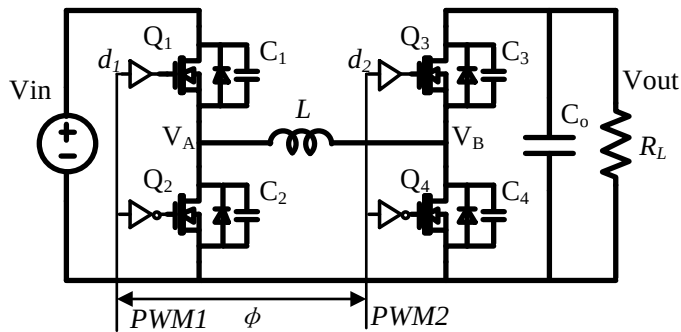


图 1-9 四开关 Buck-Boost 变换器及其控制变量

为了充分发挥四开关 Buck-Boost 拓扑的优势，不断提高效率和功率密度，近年来人们对该拓扑的控制策略做了很多研究。纵观近年来四开关 Buck-Boost 的控制策略，大体可以分为两类。第一类是以文献^[18]多模式 PWM 调制为代表的硬开关控制策略；第二类是以文献^[19,20]为代表的四边形电感电流软开关控制策略。

1.4.1 硬开关控制策略

硬开关控制相对简单，在低压电子设备电源管理中应用十分常见。如图 1-9 所示，如果保持两个占空比 d_1 和 d_2 互补驱动开关^[21]，则四开关 Buck-Boost 工作模式将与传统反向 Buck/Boost 工作模式相类似。该种控制没有工作模式的切换，实现起来十分简单，但是大大增加了半导体器件和电感电流的应力。

实际上， d_1 和 d_2 是可以完全独立工作的。为了减小器件的电流应力，^[18]提出了分模式工作的控制策略。即根据输入输出的电压不同，分 Buck、boost 和 buck/boost 三种工作模式。当输入电压高于输出电压时， Q_3 管常通， Q_4 管常关。此时四开关 Buck-Boost 拓扑便退化为 Buck 基本拓扑。仅调节占空比 d_1 即可实现输出电压的调节。当输入电压低于输出电压时， Q_1 管常开， Q_2 管常断。四开关 Buck-Boost 退化为 Boost 基本拓扑。仅调节占空比 d_2 即可实现对输出电压的调节。当输入输出电压接近交叠时，四个管同时开关动作，做工在 Buck/Boost 状态，实现对输出电压的调节，该种工作模式在文献^[18]中称作 Burst 模

式。这种工作模式下，两个桥臂均采用后沿 PWM 调制方式，开关损耗和导通损耗依旧显著。

为此，文献^[17]在 buck/boost 工作模式下，提出了双沿 PWM 调制方式，减小了导通损耗。如图 1-10 所示，第一个桥臂采用后沿 PWM 调制，第二个桥臂采用前沿 PWM 调制。在这种调制方式下，一个开关周期内，延长了输入端和输出端通过电感直通模态的时间比例，有效地减小了导通损耗。此外，为了降低开关损耗，在 Buck 或 Boost 模式下，两个桥臂的选用了两种不同的开关频率。例如在 Buck 模式下，第一个桥臂开关管 Q_1 和 Q_2 采用较高的开关频率减小无源器件的体积。采用自举式驱动器，自举电容存储的电荷有限， Q_3 管无法实现常开。因而让第二个桥臂较低的开关频率并且接近 1 的占空比开关动作，实现对驱动电路自举电容的充电，维持自举电容的驱动电压。Boost 工作模式类似。在 Buck-Boost 模式下，由于采用了双沿调制，电感的电流纹波减小，可适当降低两个桥臂的开关频率，减小开关损耗。

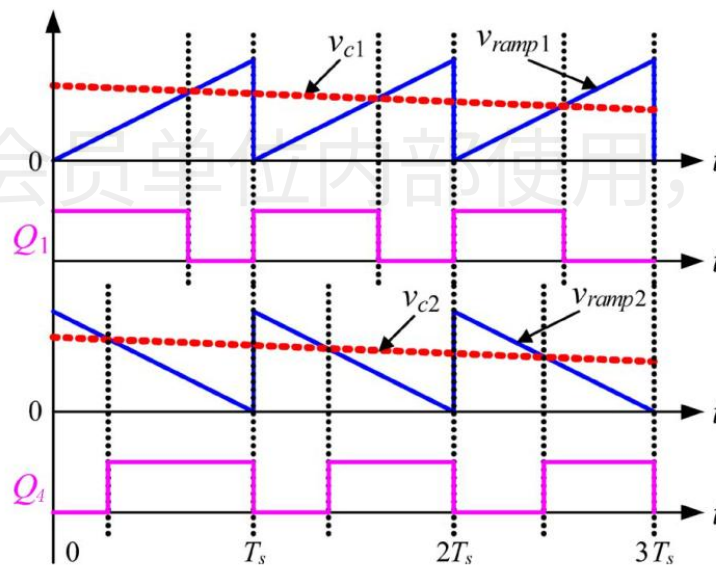


图 1-10 四开关 Buck-Boost 双沿 PWM 调制

1.4.2 软开关控制策略

在 48V 电压等级以上的应用场合中，随着功率密度和效率指标的不断提高，越来越高的开关频率使得硬开关控制策略带来的半导体器件的开关损耗变得令人难以接受。为了获得更高的效率和更高的频率，近年来，很多学者也对四开关 Buck-Boost 变换器的软开关控制做了相关的研究。

受多模式硬开关控制策略的启发，文献^[22]给出了多模式电感电流三角波变频调制的四开关 Buck-Boost ZVS 控制方式。当输入电压高于输出电压时，令第二个桥臂占空比为 1，

四开关 Buck-Boost 退化成 Buck 基本拓扑。第一个桥臂的 Q_2 作为同步整流管，天然能实现 ZVS。在 Q_1 关断 Q_2 开通后，电感电流续流至反向， Q_2 管关断， Q_1 实现零电压开通。当输入电压低于输出电压时，令第二个桥臂占空比为 1，四开关 Buck-Boost 退化成 Boost 基本拓扑。第二个桥臂的 Q_3 管作为同步整流管能天然实现 ZVS。在 Q_4 管关断 Q_3 管开通后，电感电流续流至反向， Q_3 管关断， Q_4 实现零电压开关。当输入输出电压相接近时，工作在同步 Buck-Boost 模式，即 Q_1, Q_4 共用一个驱动信号同开同关， Q_2, Q_3 驱动信号则与之互补，作为同步整流管。在 Q_2, Q_3 管开通， Q_1, Q_4 管关断期间，电感电流续流至反向后， Q_2, Q_3 管关断，实现 Q_1, Q_4 管的零电压开通。这种控制策略控制简单，在 Buck 或 Boost 模式下具有较高的效率。但在 Buck-Boost 模式下，器件的有效值和峰值都很大，因而通损耗和关断损耗都十分显著。

P. Vinciarelli 等人^[19,20]提出了一种统一模式的四边形电感电流 ZVS 调制的概念，如图 1-11 所示。但该文献只给出了稳态波形调制的概念，并没有给出具体的优化控制算法。在该调制概念中，电感电流的调制时间被分成了四段，产生一个反向电流实现四个开关管的零电压开关。该种调制方式下，不仅能实现四个开关管的零电压开关，而且不同电感电流时间段的组合为电感电流有效值的优化提供了可能性。

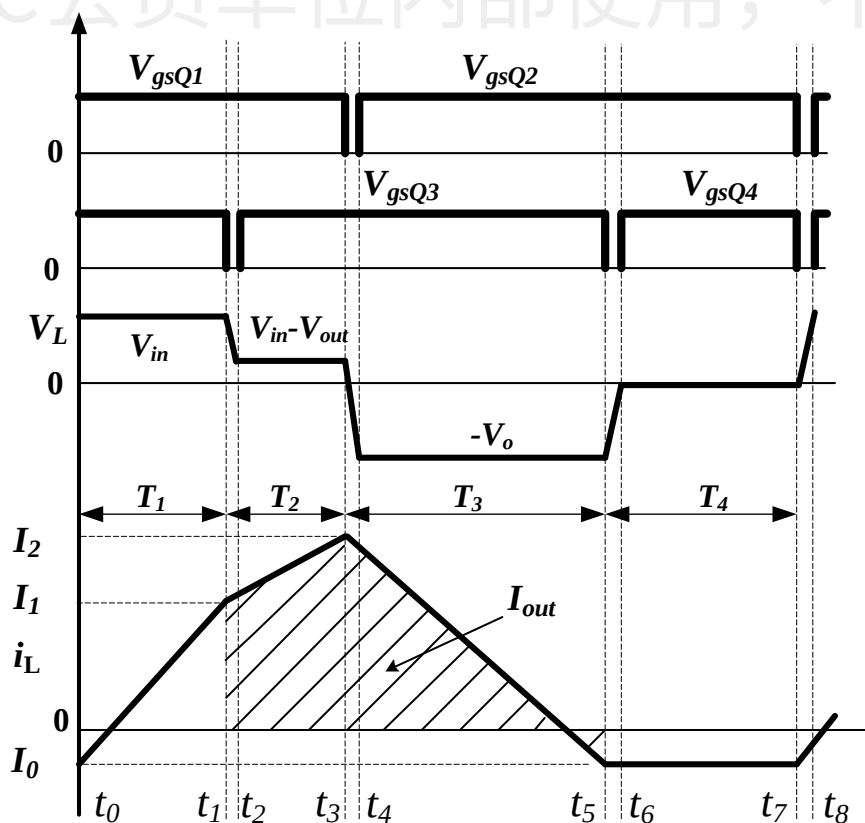


图 1-11 四开关 Buck-Boost 变换器四边形电感电流调制关键波形

基于以上的调制概念,文献^[23]给出了一种低损耗的四开关 Buck-Boost 变换器 ZVS 调制方法。如图 1-12 所示,在某个输出功率下,电感电流波形的拐点分别为 I_0 、 I_1 和 I_2 。当输出功率继续增加时,给出了 A, B 两种可能的电感电流调制方式。A 种方式:保持 t_3 时间不变,调节 t_1 和 t_2 。B 种方式:在保证 ZVS 情况下,将 t_3 往周期 T_p 延伸。比较以上两种方式,可以看出 B 方式具有更小的电感峰值和有效值。按照 B 的这种思路和规律,给出了一个 t_1 , t_2 和 t_3 三维表。数字控制器根据所采集的输入输出电压以及输出电流查找三维表中对应的控制时间,实现电感电流有效值优化的功率调节。该种控制策略实现了较小的电感电流有效值控制,但从优化方式看,只是从两种可能的方式中选取了其中一种较优的控制,并缺乏理论分析和论述。

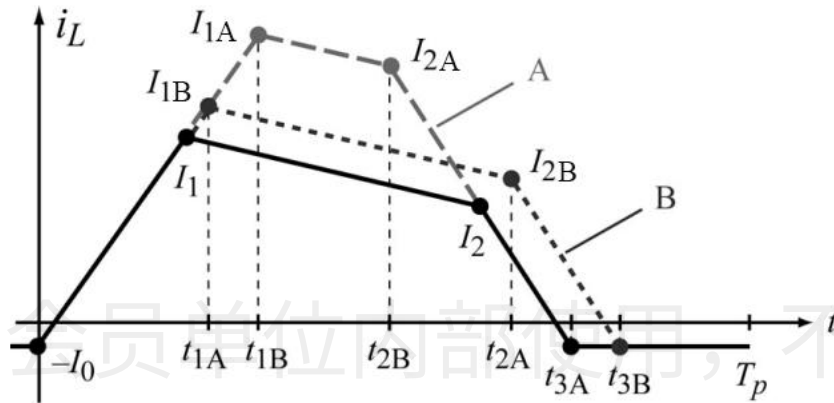


图 1-12 一种低损耗的四开关 Buck-Boost 变换器 ZVS 调制方法

文献^[24]给出了另一种电感电流有效值优化的四边形电感电流调制的四开关 Buck-Boost 变换器的 ZVS 调制方式。为了简化控制,令第二个桥臂的占空比 d_2 与第一个桥臂的占空比互补,通过优化选取两个占空比间的移相角以及开关频率使得电感电流有效值最小。该种控制策略减小了导通损耗,但为了控制上的简便性,牺牲了控制的自由度。因而电感电流有效值还可以进一步优化。另外,文献中只给出稳态下的控制调制方式,缺乏整体系统的闭环控制策略。

1.5 本章小结

本章介绍了非隔离升降压 DC-DC 变换器的应用背景,分析总结了各个可能的非隔离 DC-DC 变换器拓扑优缺点。对比发现,两/四开关 Buck-Boost 变换器具有更小的器件应力,在高效高功率密度的应用场合具有突出的优势。然而其控制变量的多维性和复杂性给拓扑的优化带来了极大的挑战。最后本章总结了近年来关于四开关 Buck-Boost 的控制策略。在高电压等级应用场合,随着对高效高功率密度的不断需求,为了降低开关损耗,软开关

控制策略越来越受到人们的青睐。然而在目前现有调制策略下，电感电流有效值的还有待进一步优化；在系统的闭环控制策略上也有待做进一步探索研究。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

2 定频最小电感电流有效值 ZVS 控制策略

四边形电感电流调制不仅能让四开关 Buck-Boost 实现全范围 ZVS 软开关, 减小开关损耗, 而且可以通过优化选取不同的电感电流时间, 减小电感电流有效值, 从而减小导通损耗。本文以四边形电感电流调制为基础, 探索寻找电感电流时间的最优组合, 构建闭环控制系统, 最后实现对四开关 Buck-Boost 变换器电感电流优化的 ZVS 闭环控制。

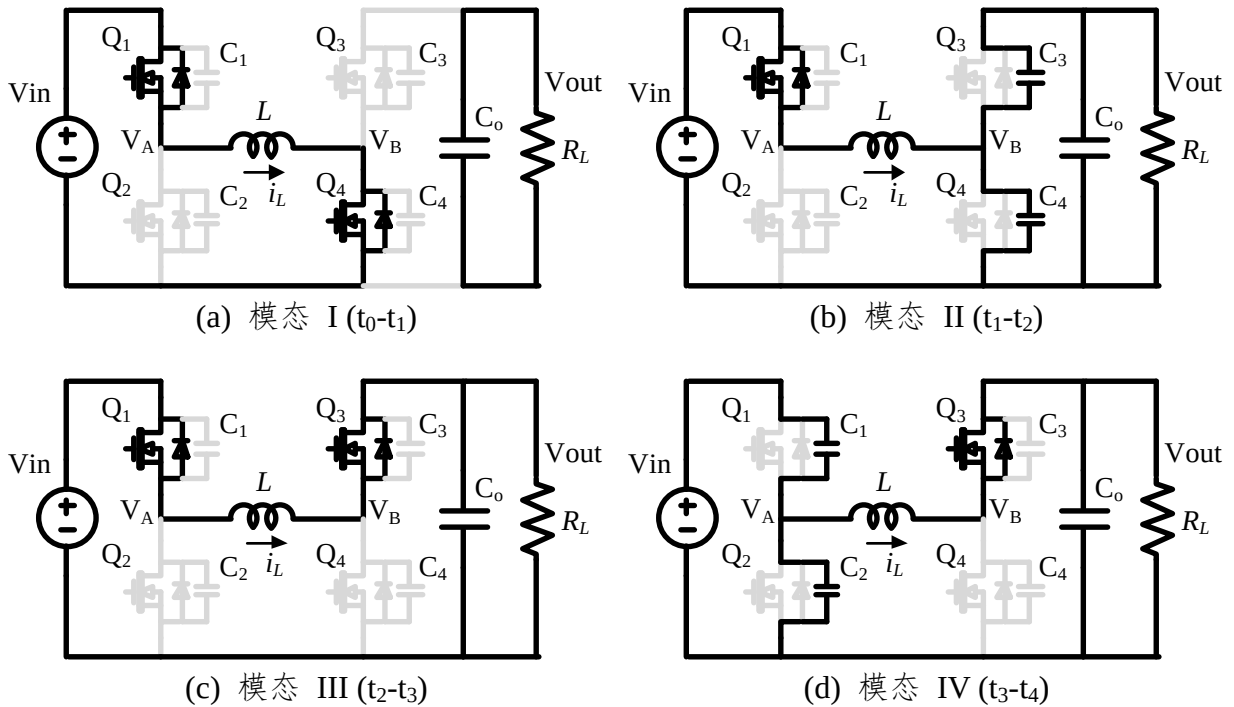
2.1 四边形电感电流调制模态分析

四开关 Buck-Boost 变换器有两个桥臂, 电感两端施加的电压有四种不同组合, 即 V_{in} , $V_{in}-V_{out}$, V_{out} 和零电压, 分别对应四段电感电流时间 T_1 , T_2 , T_3 和 T_4 。如图 1-11 所示, 对这四个电感电流时间长短和序列的合理组合可使得每个开关管开通前电流为负, 即每个开关管的体二极管先导通, 从而实现零电压开通。

为了简化分析, 以下提出几点假设:

- 1) MOS 管电容线性理想;
- 2) 定义电感电流从左到右为正方向;
- 3) 死区时间足够短;
- 4) 输出电容足够大。

基于以上几点假设, 图 2-1 给出了各个模态的等效电路, 下面逐一介绍。



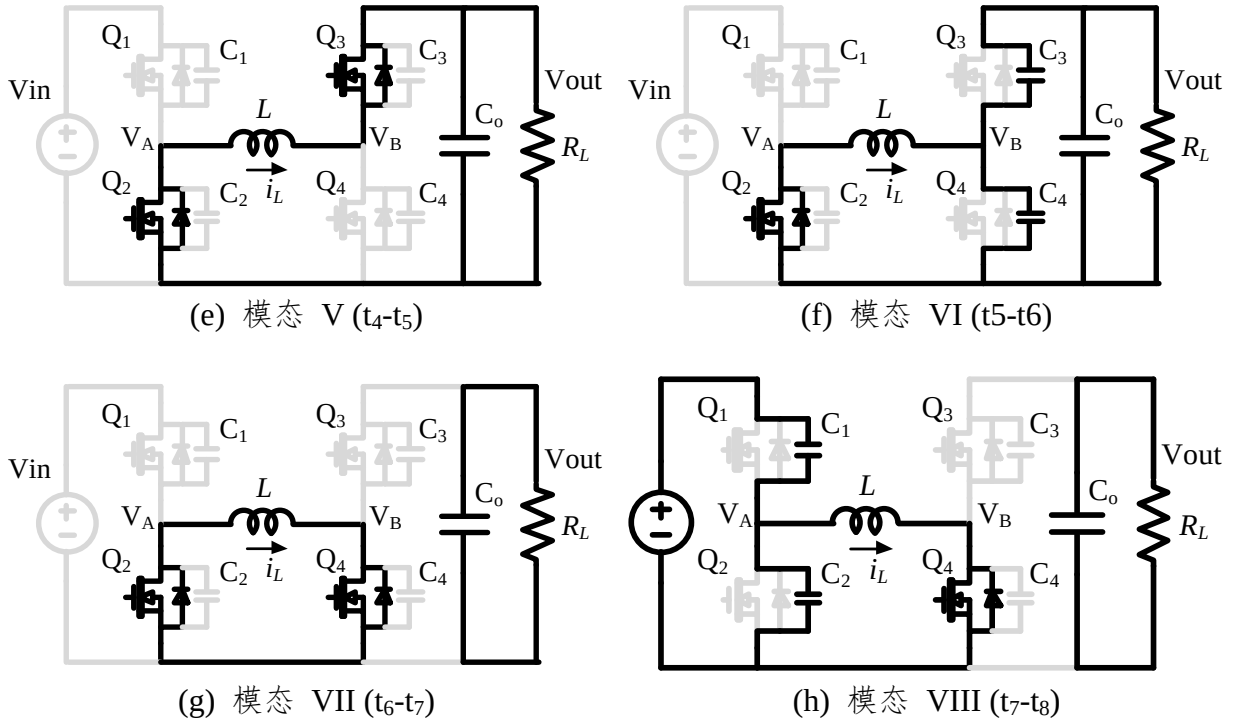


图 2-1 四开关 Buck-Boost 变换器电感电流四边行调制模态分析

模态 I (t_0-t_1): 在该模态下, Q_1 、 Q_4 管开通, Q_2 、 Q_3 关断。输入电压施加在电感上, 电感电流线性地从负变到零, 再线性地正向增加。在这期间, 只有输出电容对负载供电, 支撑输出电压。在这个模态期间末 Q_4 管关断。

模态 II (t_1-t_2): 这个模态对应的是死区时间, 该时间足够短, 电感可看成是恒流源, 其电流反向为正。 Q_4 关断后, 电感电流对寄生电容 C_4 充电, 对 C_3 放电。桥臂中点电压 V_B 从 0 开始近似线性上升, 直到与输出母线电压相等, Q_3 体二极管导通。在 t_2 时刻 Q_3 开通, 此时 Q_3 管 V_{ds} 电压为零。

模态 III (t_2-t_3): Q_3 管零电压开通后, 输入输出电压之差施加在电感上。如果输入电压大于输出电压, 则电感电流线性增加; 如果输入电压等于输出电压, 则电感电流维持不变; 如果输入电压小于输出电压, 则电感电流线性减少。在此期间内, 电感电流和输出电容一起提供负载电流。在 t_3 时刻, Q_1 管关断。

模态 IV (t_3-t_4): 这个模态对应死区时间, 电感可看成恒流源, 其电流方向为正。 Q_1 管关断后, 电感电流对寄生电容 C_1 充电, 对寄生电容 C_2 放电。桥臂中点电压 V_A 从输入电压开始近似线性下降, 直到等于零, Q_2 体二极管导通。在 t_4 时刻 Q_2 管开通, 此时 Q_2 管 V_{ds} 电压为零。

模态 V (t_4-t_5): Q_2 管开通后, 输出电压施加在电感上, 电感电流先线性的由正减小到零, 再由零线性地负向增大。在这期间, 电感电流和输出电容一起提供负载电流。在 t_5

时刻， Q_4 管关断。

模态 VI (t_5 - t_6): Q_4 管关断后，便进入死区时间，电感电流可看成恒流源，其电流方向为负。电感电流对寄生电容 C_3 充电，对 C_4 放电。输出桥臂地中点电压 V_B 从输出电压开始近似线性下降，直到为零， Q_4 体二极管导通。在 t_6 时刻， Q_4 管开通，此时 Q_4 管 V_{ds} 电压为零。

模态 VII (t_6 - t_7): Q_4 管开通后，电感电压为零，电感电流维持一定地负流不变。在这期间，只有输出电容对负载供电。在 t_7 时刻， Q_2 管关断。

模态 VIII (t_7 - t_8): 这个模态对于第一个桥臂地死区时间，死区时间足够断，电感电流可看成恒流源，其电流方向为负。 Q_2 管关断后，电感电流对寄生电容 C_2 充电，对电容 C_1 放电。第一个桥臂中点电压 V_A 从零开始线性上升，直到增加至与输入电压相等， Q_1 体二极管导通。在 t_8 时刻 Q_1 管开通，此时 Q_1 管 V_{ds} 电压为零。此模态结束后一个开关周期便结束，之后地模态又从模态 I 开始重复。

由以上模态分析，不难总结推导出四开关 Buck-Boost 实现 ZVS 的条件。设死区时间为 t_{dead} 。则在模态 II 中，死区时间内第二个桥臂开关管 Q_3 实现 ZVS 的条件为

$$I_1 \geq \frac{(C_3 + C_4)V_{out}}{t_{dead}} \quad (2-1)$$

在模态 IV 中，死区时间内 Q_2 管实现 ZVS 条件为

$$I_2 \geq \frac{(C_1 + C_2)V_{in}}{t_{dead}} \quad (2-2)$$

在模态 VI 中，死区时间内 Q_4 管实现 ZVS 条件为

$$|I_0| \geq \frac{(C_3 + C_4)V_{out}}{t_{dead}} \quad (2-3)$$

在模态 VIII 中，死区时间内 Q_1 管实现 ZVS 条件为

$$|I_0| \geq \frac{(C_1 + C_2)V_{in}}{t_{dead}} \quad (2-4)$$

为了简化分析，不妨设四个开关管的输出寄生电容均相等，即 $C_1=C_2=C_3=C_4=C_{oss}$ 。四开关 Buck-Boost 变换器实现 ZVS 的条件可简化为

$$|I_0|, I_1, I_2 \geq I_{ZVS} \quad (2-5)$$

其中

$$I_{ZVS} = \frac{2C_{oss} \cdot \max\{V_{in}, V_{out}\}}{t_{dead}} \quad (2-6)$$

由以上两式可知, I_0 , I_1 和 I_2 的绝对值必须不小于 I_{ZVS} 才能实现 ZVS。在 T_4 时间内, 即模式 VII, 电感电流维持负电流 I_0 不变。而这段时间内, 电感是不传递能量的, 因此 I_0 绝对值越大, 导通损耗越大。为了满足 ZVS 条件, 同时要减小过多环流带来的导通损耗, 只能取 I_0 等于 I_{ZVS} 。

2.2 最小电感电流有效值 ZVS 控制策略

由前面 ZVS 条件分析可知负电流 I_0 应等于 I_{ZVS} , 这个可由负电流硬件检测实现, 即 T_3 的结束可通过负电流检测在 t_5 时刻关断 Q_3 管实现。 T_4 时间不传递能量, 可根据开关周期灵活调节长短, 维持开关周期不变, 实现四开关 Buck-Boost 变换器的定频控制。这样还剩下 T_1 和 T_2 两个时间段可用来作输出电压的调节。如图 2-2 所示, 在某个给定的输入输出电压下, 电感电流波形随负载大小而变化。轻载时, 插入 T_4 时间维持开关周期不变。随着负载增大, T_4 减小直到消失。当 T_4 减小到零后, T_1 将随着负载继续增加而变长。然而, 从前面的运行模式看, 在给定的输入输出电压下以及负载电流情况下, T_1 和 T_2 是不唯一的。为了降低导通损耗, 本文添加了另一个附加约束条件, 即电感电流有效值最小。幸运的是可以找到唯一的 T_1 和 T_2 , 使得在给定的输入输出电压和负载电流情况下, 电感电流有效值最小。下面给出使得电感电流有效值最小化的时间对 (T_1, T_2) 的具体推导过程。

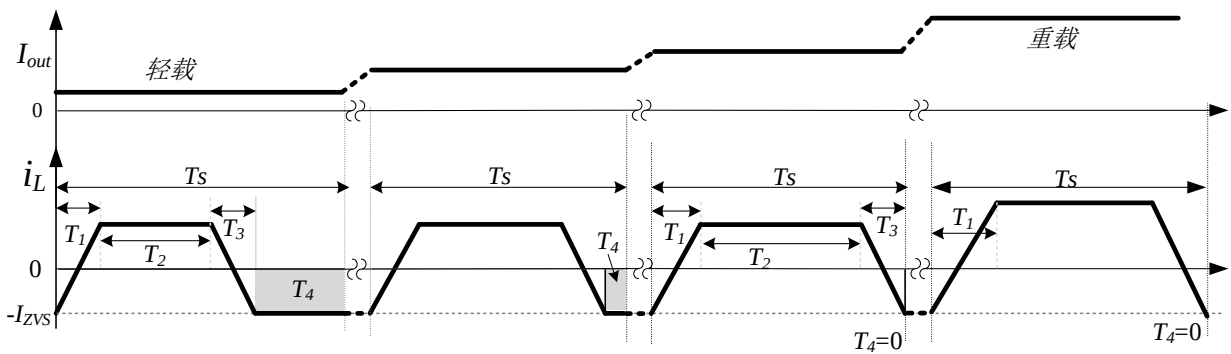


图 2-2 控制时间段随负载电流的变化 ($V_{in}=V_{out}$)

在一个开关周期内

$$T_s = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \quad (2-7)$$

$$I_1 + I_{ZVS} = \frac{V_{in}}{L} T_1 \quad (2-8)$$

$$I_2 - I_1 = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} T_2 \quad (2-9)$$

$$V_{in}(T_1 + T_2) = V_{out}(T_2 + T_3) \quad (2-10)$$

$$I_{out} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{T_2}{2} (I_1 + I_2) + \frac{T_3}{2} (-I_{ZVS} + I_2) \right] \quad (2-11)$$

其中 T_s 是开关周期， I_{out} 是输出负载电流。联立以上五个独立的等式，消去变量 I_1 ， I_2 ， T_3 和 T_4 后可得到如下 T_1 和 T_2 的关系式

$$T_1 = \frac{I_{ZVS}L - T_2V_{in} + \sqrt{I_{ZVS}^2L^2 + 2I_{out}T_sV_{out}L + V_{in}V_{out}T_2^2}}{V_{in}} \quad (2-12)$$

另一方面，为了降低变换器的导通损耗，本文以电感电流有效值作为优化目标，电感电流有效值表达式如下：

$$I_{RMS_L} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_L^2(t) dt} \quad (2-13)$$

其中 $i_L(t)$ 表示一个周期内电感电流随时间的表达式

$$i_L(t) = \begin{cases} -I_{ZVS} + \frac{V_{in}}{L}t, & 0 < t \leq T_1 \\ I_1 + \frac{V_{in} - V_{out}}{L}(t - T_1), & T_1 < t \leq T_1 + T_2 \\ I_2 - \frac{V_{out}}{L}(t - T_1 - T_2), & T_1 + T_2 < t \leq T_1 + T_2 + T_3 \\ -I_{ZVS}, & T_1 + T_2 + T_3 < t \leq T_s \end{cases} \quad (2-14)$$

将(2-14)带入(2-13)式，利用(2-7)-(2-10)约束条件，可得到电感电流有效值关于 T_1 和 T_2 的函数：

$$I_{RMS_L}(T_1, T_2) = \{[(T_1 + T_2)^3 V_{in}^3 - (T_1 + T_2)^2 (3I_{ZVS}L - T_1V_{out} + 2V_{out}T_2)V_{in}^2 - V_{out}(3LT_1^2I_{ZVS} - 3LT_2^2I_{ZVS} - T_2^3V_{out})V_{in} + 3I_{ZVS}^2L^2T_sV_{out}]/(3L^2V_{out}T_s)\}^{1/2} \quad (2-15)$$

再将(2-12)式代入(2-15)式，消去 T_1 得到电感电流有效值仅关于控制时间 T_2 的函数关系式。图 2-3 给出了在不同输入电压下，电感电流有效值随 T_2 变化的曲线。

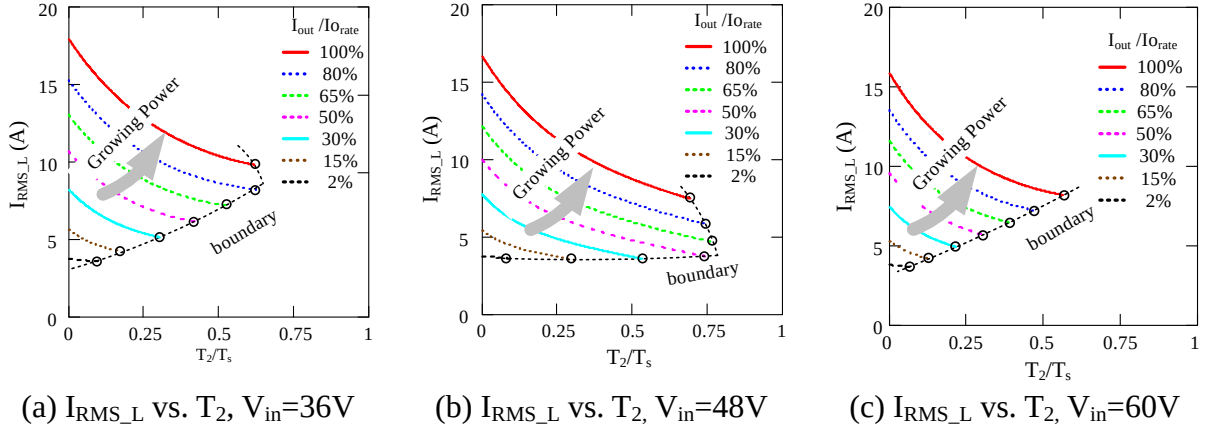


图 2-3 不同输入电压下电感电流有效值随 T_2 变化曲线 ($V_{out}=48V$)

在保证全范围 ZVS 实现约束条件下, T_2 的取值将限制在某个区间内。图 2-3 中的界限定的区域 (黑色虚线) 便是满足式(2-5)和(2-6) ZVS 条件所确定的可行域。为了实现电感电流有效值最小化, 降低导通损耗, 可根据图 2-3 选取最优的 T_2 。图中标有黑色圈的记号表示给定输入输出电压和某个特定负载电流下对应的最小电感电流有效值。在可行域内, 若 I_{RMS_L} 关于 T_2 是单调函数, 最小值点可在边界取到; 否则可根据式(2-16)对 T_2 求导获得。

$$\frac{dI_{RMS_L}}{dT_2} = 0 \quad (2-16)$$

如此, 图 2-4 给出了在不同输入电压下, 随输出负载电流变化 T_2 解的曲线。该曲线上的每一点都对应着某特定工况下四开关 Buck-Boost 变换器电感电流的最小值。

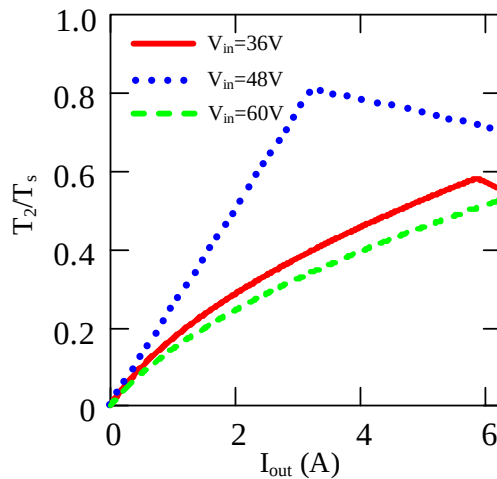


图 2-4 不同输入电压下 T_2 最优解随负载电流变化曲线

实际上, 在某个既定的四开关 Buck-Boost 变换器中, 电感量 L 和开关周期 T_s 是常数, T_2 的解可以表示成关于输入电压 V_{in} , 输出电压 V_{out} 以及负载电流 I_{out} 的函数。在已知 T_2

情况下, T_1 可由式(2-12)确定。因而, 关于电感电流有效值最优的控制时间 T_1 和 T_2 可写成如(2-17)式形式

$$[T_1, T_2]_{optimal} = f_{L, Ts}(V_{in}, V_{out}, I_{out}) \quad (2-17)$$

根据式(2-12), 在给定的输入输出电压下, 对一个既定的四开关 Buck-Boost 变换器施加一对控制时间 (T_1, T_2), 负载电流 I_{out} 将有唯一解。即控制时间 T_1 和 T_2 实际上可以反映出负载电流的信息。如果采样输入 V_{in} 和输出电压 V_{out} , 再根据式(2-17)选取关于电感电流有效值最小的 (T_1, T_2), 那么实际电路中的负载电流将跟随式(2-17)中给定的 I_{out} 。利用这个原理, 可构建四开关 Buck-Boost 变换器输出电压闭环控制系统。

2.3 定频最小电感电流有效值 ZVS 控制闭环系统构建

根据前面最有电感电流控制原理, 在给定的 V_{in} , V_{out} 和 I_{out} 下, 存在一对最优的 (T_1, T_2) 使得电感电流的有效值最小。由此也可推得两个桥臂对应的占空比

$$d_1 = \frac{T_1 + T_2}{T_s} \quad (2-18)$$

$$d_2 = \frac{T_2 + T_3}{T_s} \quad (2-19)$$

由(2-17)式可知, 电感电流最小值优化算法需要三个已知输入变量, 即 V_{in} , V_{out} 和 I_{out} 。其中输入输出电压 V_{in} , V_{out} 容易采样, 而输出负载电流 I_{out} 的采样不仅复杂还会增加额外的采样电阻损耗。为了简化控制电路和减小采样带来的损耗, 式(2-17)中的输入参数 I_{out} 被用作控制量, 由 PI 调节器接管。以此构建负反馈闭环系统。

控制系统框图如图 2-5(a)所示, 其中 Min. RMS 代表式(2-17)最小电感电流有效值算法。采样的输入电压输出电压 V_{in} 、 V_{out} 和 PI 调节器的输出分别接到 Min. RMS 模块的三个输入端去解算最优的控制时间段 T_1 和 T_2 。鉴于计算的复杂程度, 计算过程由查表或线性拟合完成。控制时间 T_3 由硬件逐周期负电流检测确定, 保证 ZVS 的实现。如图 2-5 (b)所示, 在 T_3 时间段内, 流过 Q_2 管的电流实时反映到采样电阻 R_s 的压降上, 该电压和设定的 I_{zvs} 分别接到模拟比较器的同相端和反向端。一旦负电流的绝对值超过所设定的 I_{zvs} , Q_3 管被比较器输出的信号触发关断, T_3 结束。因而负电流自然得到控制, 并等于 $-I_{zvs}$ 。时间段 T_4 由 PWM 调制器自动的插入维持定频工作。图 2-5(c)是控制环路的简化框图, 其中开关网络被等效成受控电流源。开关网络输出电流的开关周期平均由 T_1 和 T_2 决定, 而 Min. RMS 根据“ I_{out} ”输入端口选取了最优的 T_1 和 T_2 。“ I_{out} ”端口可看成是受控电流源的输入端, 该输

入端被 PI 调节器接管。电压参考 V_{ref} 和输出电压 V_{out} 做差产生误差信号给 PI 调节器。在动态过程中 PI 调节器的输出与输出的负载电流失配时，输出的压 V_{out} 将与参考电压 V_{ref} 不一致，由负反馈机制的作用，这个误差将影响 PI 的输出去校正负载电流，最后达到稳态平衡。

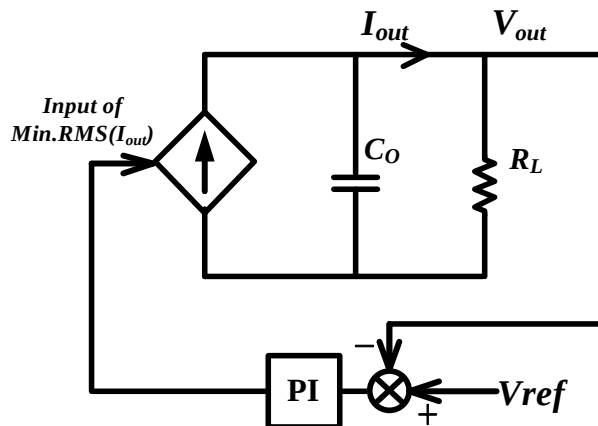
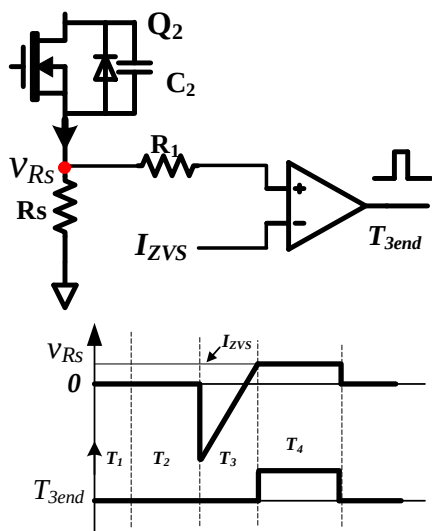
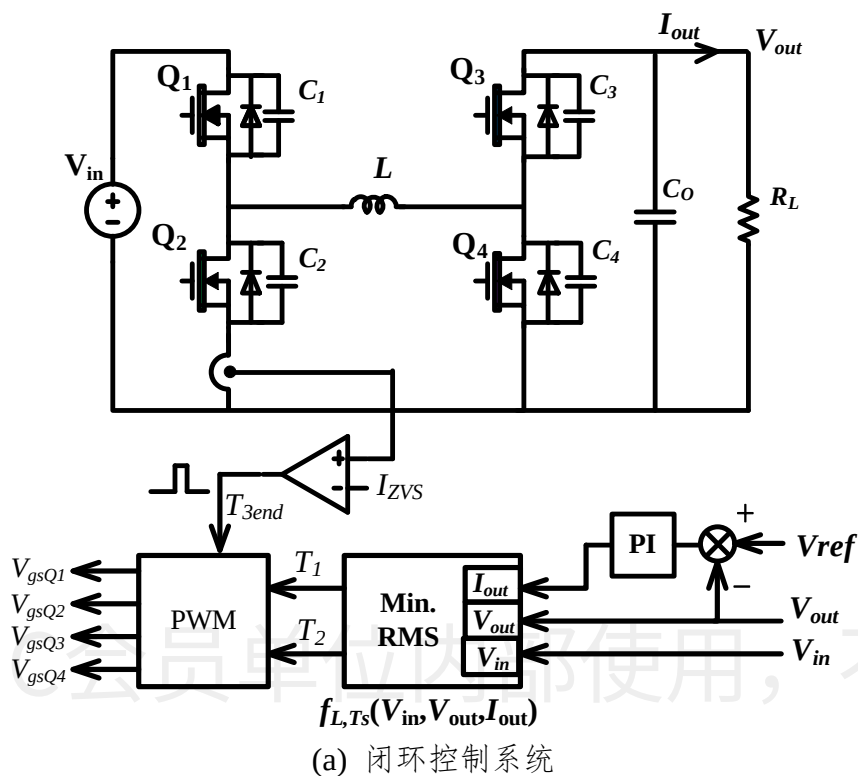


图 2-5 无输出电流采样的最小电感电流有效值控制闭环系统

图 2-6 则给出了由数字控制器 TMS320F28027 产生的 PWM 具体逻辑波形。该逻辑占用了两个 EPWM 单元，分别为 EPWM1 和 EPWM2。第一个单元 EPWM1 负责第一个

桥臂 PWM 的产生，第二个单元 EPWM2 则负责第二个桥臂 PWM 的产生。这两个 EPWM 单元的定时器同步工作，可看成一个定时器（Counter）。该定时器从 0 计数到周期值后复位到 0，如此反复不断。控制时间段 T_1 与 T_2 之和赋值给 EPWM1 的 CMPA 寄存器（记为 CMP1A）产生 EPWM1A 信号。当 CMP1A 小于计数值 Counter 时，EPWM1A 为高；当 CMP1A 大于计数值 Counter 时，EPWM1A 为低。EPWM1A 经反相得到 EPWM1B，这两路信号的上升沿加入延时（死区）后得到 V_{gsQ1} 和 V_{gsQ2} ，分别去驱动第一个桥臂的 Q_1 管和 Q_2 管。控制时间 T_1 赋值给 EPWM2 的 CMPA 寄存器（记为 CMP2A）产生 EPWM2A 信号。当计数器 Counter 从 0 计数到 CMP2A 时，EPWM2A 从低电平置位成高电平。在 T_3 阶段末，负电流检测比较器产生的 T_{3end} 经过 EPWM2 单元的 TZ（Trip Zone）模块，将 EPWM2A 清零复位成低电平。EPWM2A 经反相得到 EPWM2B，这两路信号的上升沿加入延时（死区）后得到 V_{gsQ3} 和 V_{gsQ4} ，分别去驱动第一个桥臂的 Q_3 管和 Q_4 管。所采用控制器 TMS320F28027 的最高主频只有 60MHz，当开关频率达到数百千赫兹时，普通模式下的 EPWM 的时间精度已略显不够。为了提高 PWM 的精度，可启用其 HRPWM 的功能。

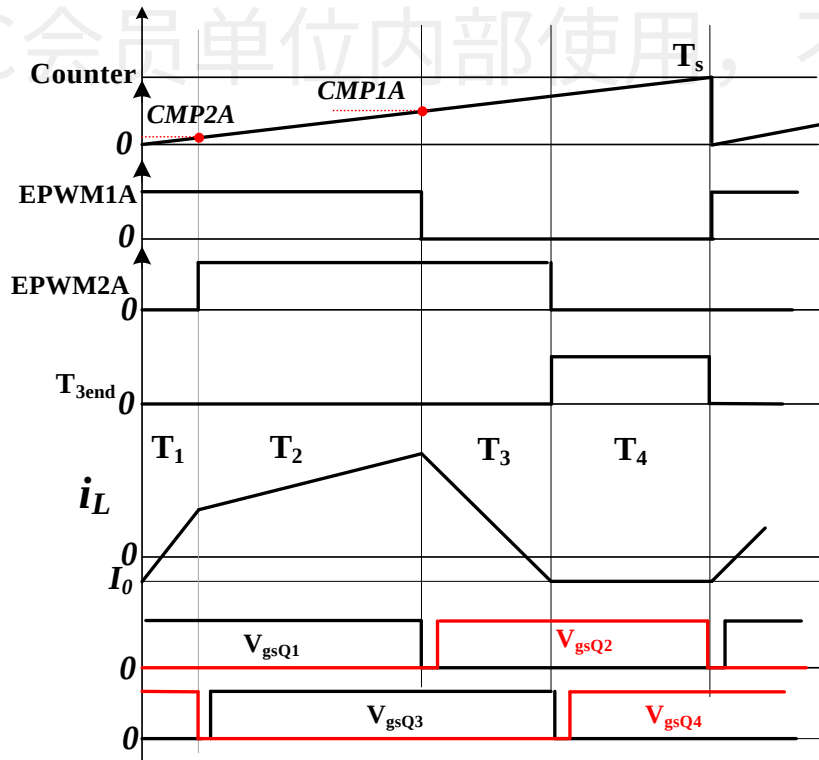


图 2-6 四路 PWM 驱动信号的产生

根据前面电路数学模型推导，最小电感电流有效值算法需要输入输出电压以及负载电流三个输入信息。尽管如此，本文构建的闭环控制系统中，将 PI 调节器的输出作为最小

电感电流有效值算法中的负载电流信息，使得实际电路的输出负载电流跟随该节点信息的变化，省去了输出负载电流采样，简化了控制电路。同时也实现了稳态下的电感电流最小化，提高了变换器整体的转换效率。

2.4 实验验证

本文搭建了一个 300W，36-72V 输入，48V 输出的四开关 Buck-Boost 样机。构建了上文所提出的无输出负载电流采样最小电感电流有效值控制策略，并做了一系列的实验验证。首先抓取了开关管实现 ZVS 过程的波形；其次对输出负载电流做阶跃跳变，测试输出电压纹波超调量；输入电压连续变化下，观测四开关 Buck-Boost 变换器控制策略的适配情况。最后做了不同控制策略下，四开关 Buck-Boost 变换器电感有效值的对比仿真实验，并测试了在所提出的最小电感电流有效值控制策略下四开关 Buck-Boost 变换器样机的转换效率。

样机照片如图 2-7 所示。左图为样机的主功率板，板上主要有四个 MOS 开关管，两个半桥驱动器芯片，功率电感以及负电流检测电路。右图是样机的控制板，主要是控制器及其辅助供电电路。其中控制器采用德州仪器公司的 TMS320F28027 数字控制器。表 2-1 给出了样机具体的器件参数和电路参数。

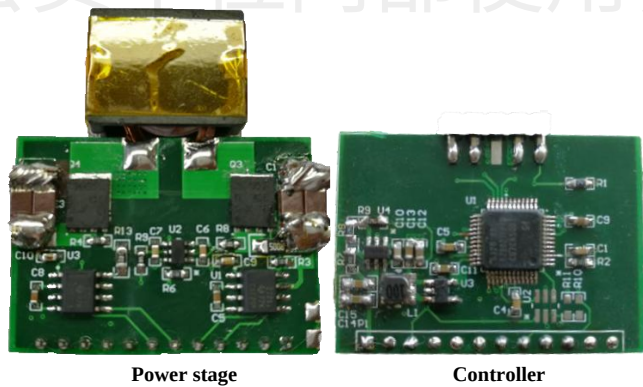


图 2-7 定频最小电感电流有效值控制样机照片

表 2-1 定频最小电感电流有效值控制样机参数

开关器件	BSC035N10S5
电感量 L	780nH
输出电容	4.7uF x4
驱动芯片	UCC27211D
开关频率	800kHz
控制器	TMS320F28027

众所周知，定频 DCM 的 Buck 或 Boost 的电感电流每个周期都会复位到零，其电感量大小的选择取决于最大输出功率（或输出电流）。于此类似，本文中的四开关变换器时电感电流被调制成四边形，电感电流逐周期复位到一个固定的负值。电感量的大小限制了四开关变换器在这种特定工作模式下传输的最大功率。即电感量的选择要取决于其传送的最大功率。本章中的四开关变换器工作在四边形电感电流定频工作模式，从电感量的选择上应保证全输入输出电压范围内满足最大电流（功率）的输出。显然，在连续导通模式（ T_4 时间段消失）下，输出的功率是较大的，因此在考虑电感量的选择上，可令 T_4 等于零，即

$$T_1 + T_2 + T_3 = T_s \quad (2-20)$$

联立式(2-8)至(2-11)得到

$$I_{out}(T_2) = aT_2^2 + bT_2 + c \quad (2-21)$$

其中

$$\begin{aligned} a &= -\frac{V_{in}^3 + V_{in}^2 V_{out} + V_{in} V_{out}^2}{2LT_s V_{in}^2 + 4LT_s V_{in} V_{out} + 2LT_s V_{out}^2} \\ b &= \frac{-2I_{ZVS} L V_{in}^2 + 2T_s V_{in}^2 V_{out} - 2I_{ZVS} L V_{in} V_{out}}{2LT_s V_{in}^2 + 4LT_s V_{in} V_{out} + 2LT_s V_{out}^2} \\ c &= \frac{T_s^2 V_{out} V_{in}^2 - 2I_{ZVS} L T_s V_{in}^2 - 2I_{ZVS} L T_s V_{in} V_{out}}{2LT_s V_{in}^2 + 4LT_s V_{in} V_{out} + 2LT_s V_{out}^2} \end{aligned}$$

由式(2-21)可知， I_{out} 是关于 T_2 的二次函数，其图像为开口朝下的抛物线，因而 I_{out} 有最大值。

$$I_{out_Max} = \frac{(V_{out} T_s^2 - 2I_{ZVS} L T_s) V_{in}^2 + (I_{ZVS}^2 L^2 - 2T_s V_{out} I_{ZVS} L) V_{in}}{2LT_s (V_{in}^2 + V_{in} V_{out} + V_{out}^2)} \quad (2-22)$$

图 2-8 给出了输出电压为 48V，额定输出电流为 6.25A，频率为 800kHz，在不同电感量下，变换器输出的最大电流随输入电压变化的曲线，如图所示，当电感量大于 8.5uH 时，部分输入电压范围内无法满足额定电流的输出；当电感量等于 8.5uH 时，恰好在整个输入电压范围内都能满足额定电流的输出；而过小的电感量尽管能满足全电压范围内额定功率的输出，但是它会使得电感电流峰值变大，从而有效值变大，增加了导通损耗。

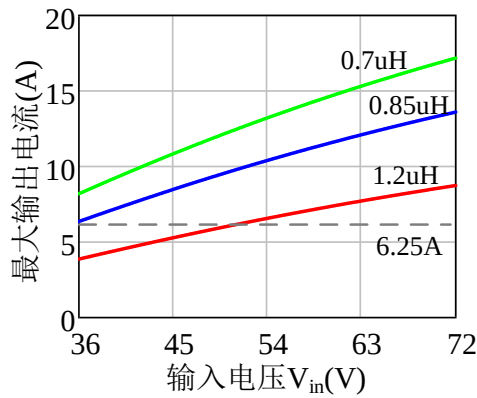
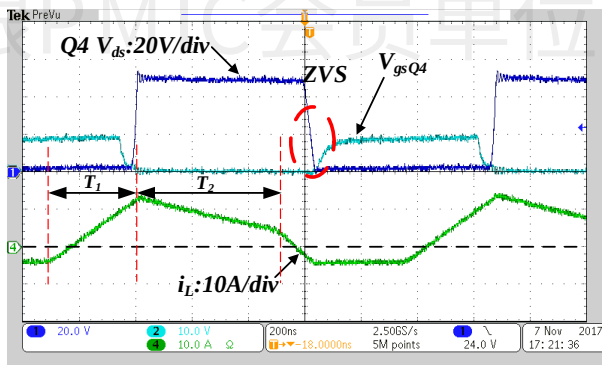


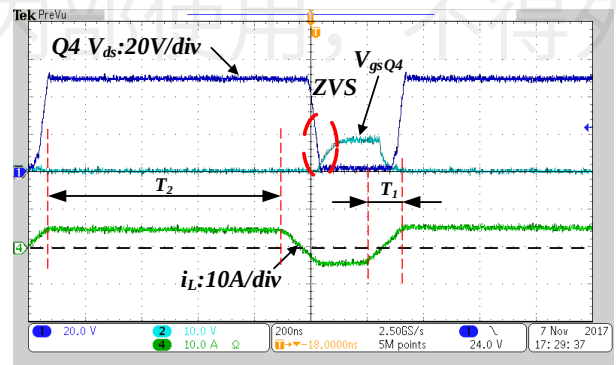
图 2-8 不同电感量下变换器最大输出电流随输入电压变化曲线 ($V_{out}=48V$)

从上面理论分析的角度看, 电感量选取 $8.6\mu H$ 是最优的, 既能满足全电压范围内功率的输出, 电感电流峰值又最小。然而, 实际上考虑到满载输出动态调节过程, 需要选择稍小一点的电感量留出一部分功率和 ZVS 的余量。本章样机的电感取为 $0.78\mu H$ 。

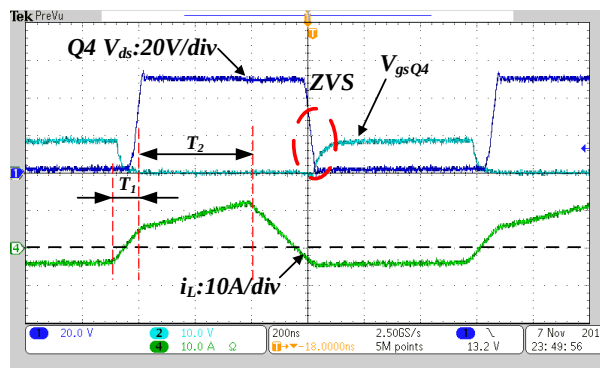
为了实现四开关 Buck-Boost 变换器的零电压开通, 本文采用了电感电流四边形调试方式, 使得每个开关管开通前的电流都是反向的。图 2-9 给出了半载时, 不同输入下压 Q_4 管实现 ZVS 过程的波形。图中深蓝色的是 Q_4 管漏源极电压波形, 青色的是 Q_4 管的门



(a) $V_{in} < V_{out}$



(b) $V_{in} = V_{out}$



(c) $V_{in} > V_{out}$

图 2-9 不同输入电压下 Q_4 管的 ZVS 波形

极电压波形，绿色的是电感电流波形。可看出在 T_3 阶段末， Q_3 管关断后， Q_4 管的漏源电压从输出电压近似线性地下降到零后， Q_4 管地门极驱动电压逐渐变高至稳态驱动电压。实现了 Q_4 管的零电压开通。

图 2-10 给出了半载时，不同输入下压 Q_2 管实现 ZVS 过程的波形。类似的，图中深蓝色的是 Q_2 管漏源极电压波形，青色的是 Q_2 管的门极电压波形，绿色的是电感电流波形。可看出在 T_2 阶段末， Q_2 管关断后， Q_2 管的漏源电压从输出电压近似线性地下降到零后， Q_2 管地门极驱动电压逐渐变高至稳态驱动电压，实现了 Q_2 管的零电压开通。

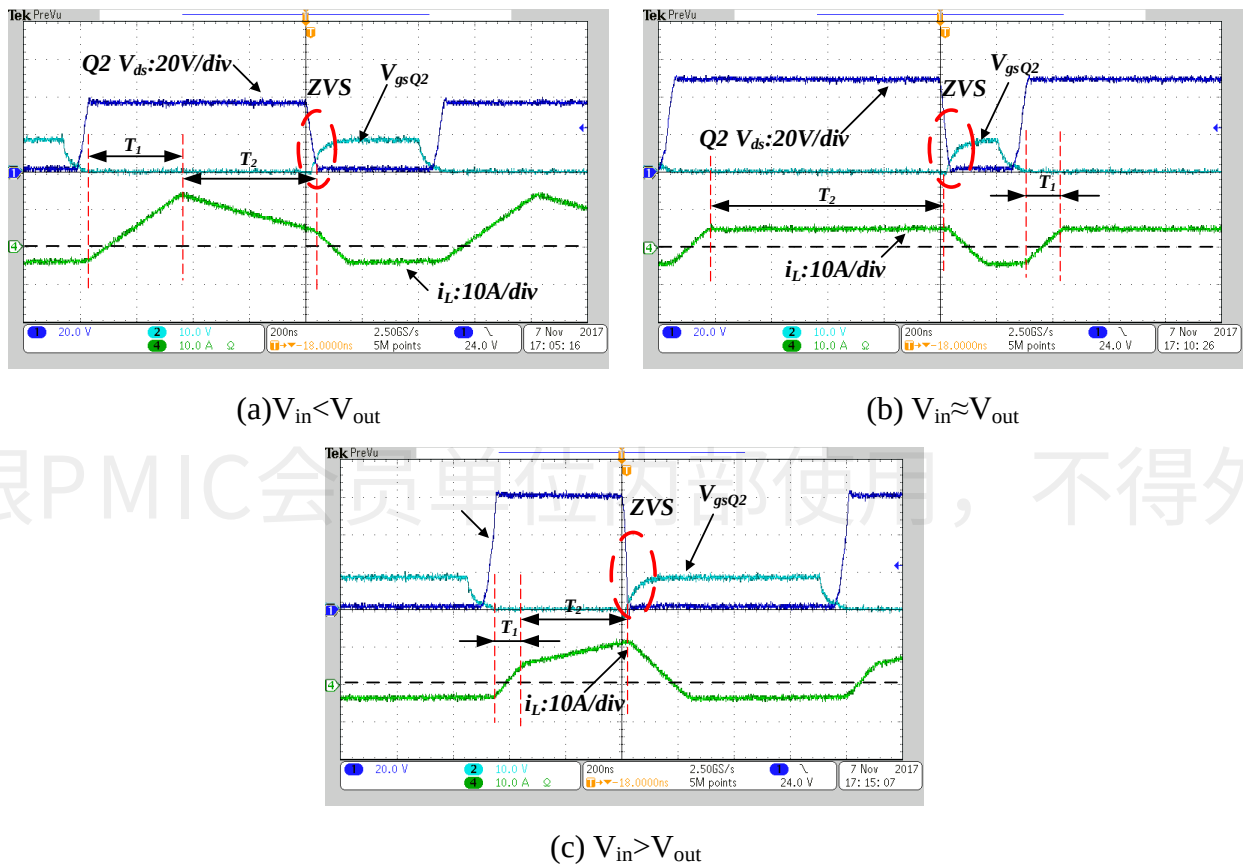


图 2-10 不同输入电压下 Q_2 管地 ZVS 波形

为了验证输入电压变化对变换器模态及输出电压的影响，图 2-10 给出了在 1 个毫秒内输入电压从 42V 变到 54V 过程中四开关 Buck-Boost 变换器工作模式的适配调节情况。其中深蓝色的是输入电压波形，青色的是输出电压波形（交流耦合），绿色的是电感电流波形。图 2-10 (a) (b) 和 (c) 分别表示输入电压变化前，变化中以及稳定后的各个波形细节。从各个图中电感电流 T_2 阶段的斜率可看出变换器工作的模式，随着输入电压的升高，在无输出负载电流采样最小电感电流有效值控制策略下，四开关 Buck-Boost 变换器平滑地从升压模式转变到升降压模式再到降压模式。这个过程中，电感地负电流基本保持不变，从而验证了在输入电压动态变化过程中 ZVS 依然能够很好地实现。同时可以看到

输出电压也几乎不受输入电压地变化带来影响,说明控制策略稳压性能良好。

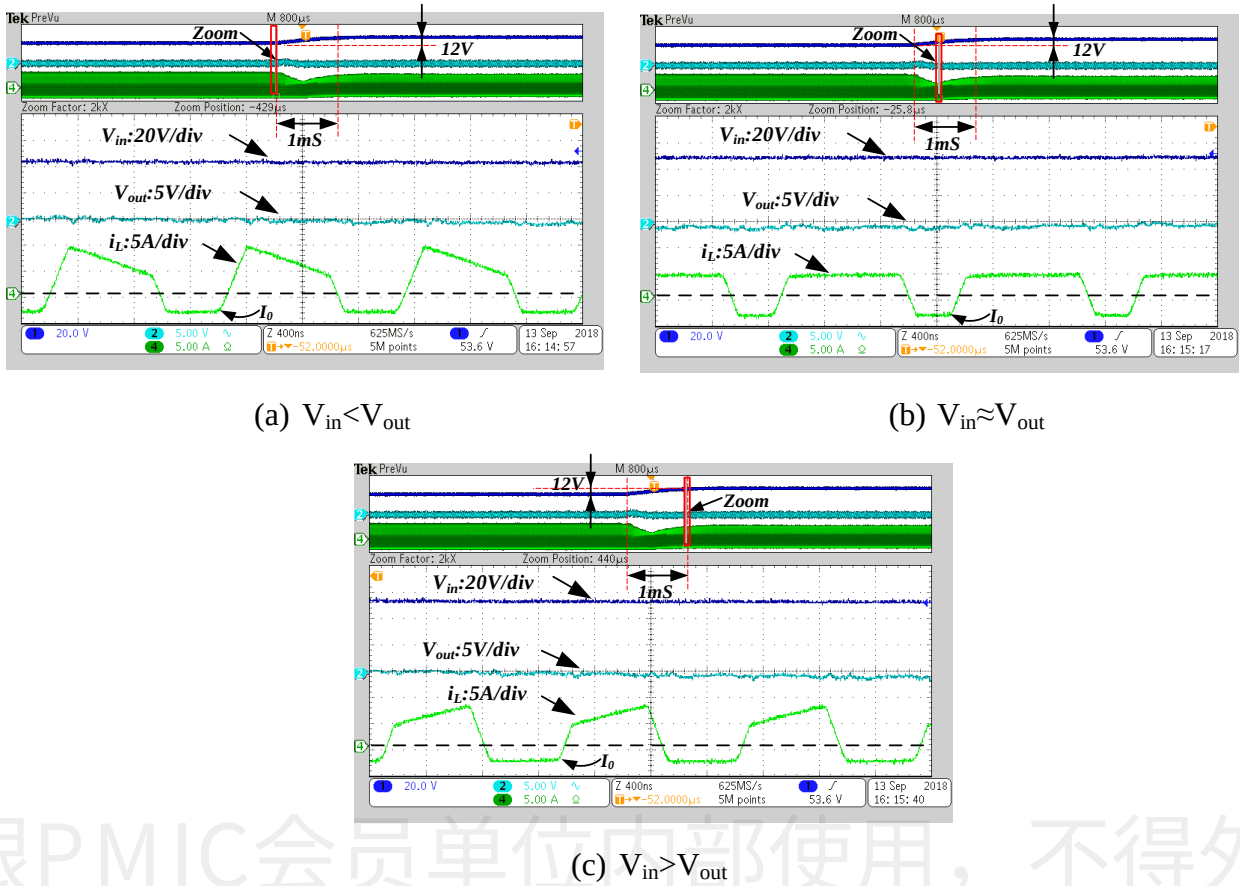


图 2-11 输入电压从 42V 变到 54V 过程中四开关 Buck-Boost 变换器工作模式的适配调节

以上从输入电压扰动的因素验证闭环控制系统的稳定性,下面从输出负载电流扰动的因素来验证闭环控制系统的稳定性。图 2-11 给出了输出负载电流暂态跳变过程中电感电流和输出电压波形,其中粉色表示输出负载电流波形,青色表示输出电压波形(交流耦合),绿色表示电感电流波形。如图 2-11 (a) 所示,输出负载电流从 25%满载跳变到 75%满载的过程中,输出电压跌落 1.7V (3.5%),整个过程的调节稳定时间大约为 150μs。而当输出负载电流从 75%满载跳变到 25%满载过程中,如图 2-11 (b) 所示,输出电压超调量为 2.0V (4.2%),调节时间约为 140μs。在输出负载电流的跳变过程中,电感的负电流基本保持不变,从而也保证了在输出负载电流动态跳变的过程 ZVS 的实现。受限于控制器 CPU 处理数据的带宽,输入输出电压采样和控制算法的计算每隔三个开关周期执行一次,尽管如此,在所提出的控制策略下,四开关 Buck-Boost 变换器的输出电压调节能力依然表现良好。

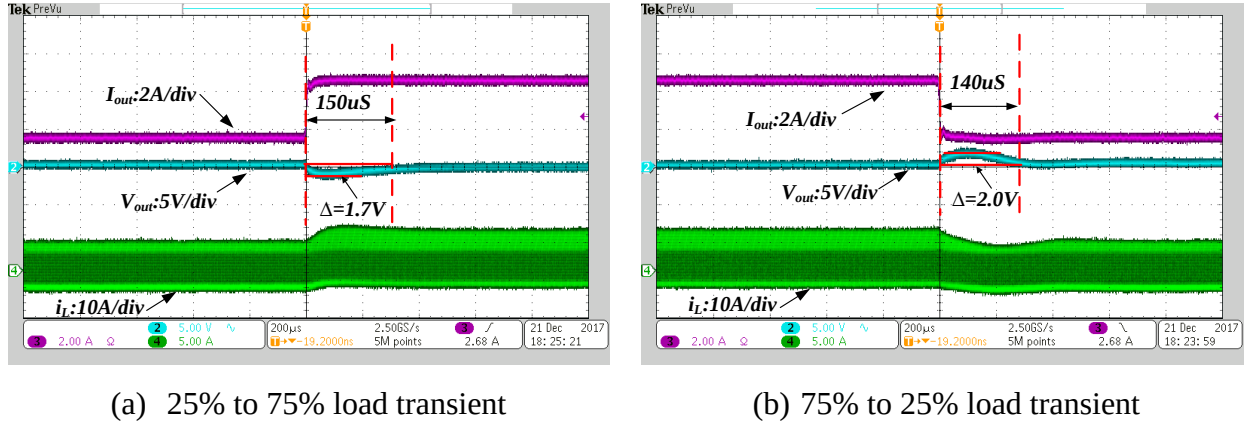


图 2-12 输出负载电流暂态跳变过程中电感电流和输出电压波形

电感电流有效值最小化控制策略有效的减小了电感电流的有效值，降低了导通损耗。为了验证该控制策略的优越性，图 2-13 给出了不同 ZVS 控制策略下满载时电感电流有效值随输入电压变化的仿真结果。在额定输入电压（48V）附近电感电流三角波多模式控制下^[22]，变换器工作在 Buck-Boost 模式，和传统反相 Buck-Boost 类似，电感承受巨大的电流应力，其有效值近似翻倍。文献^[24]中的控制策略为了简单起见，牺牲控制的自由度，无法让电感电流有效值得到充分优化，因而整个输入电压范围内都维持较高的电感电流有效值。而本章所提出的最小电感电流有效值控制策略则在大部分输入电压范围内的电感电流有效值都相对最小。

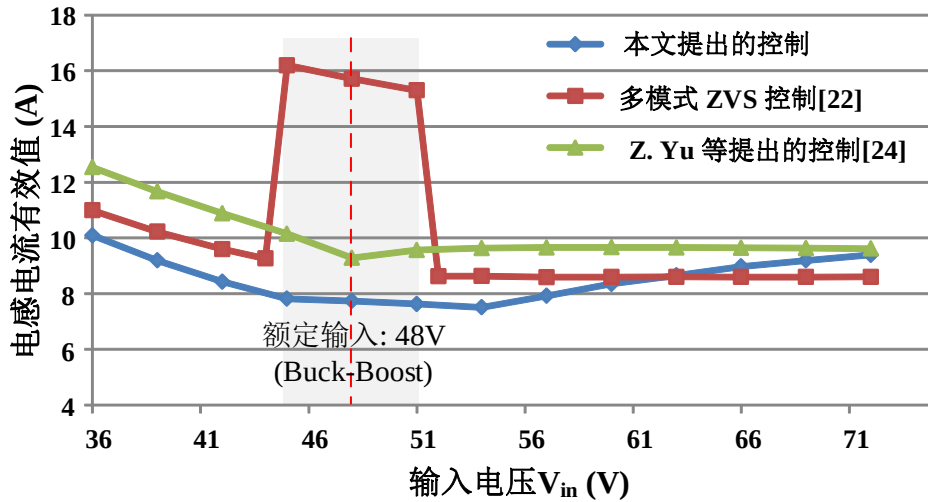


图 2-13 不同控制策略下电感电流有效值（仿真）

图 2-14 给出了样机在不同输入电压下的转换效率曲线。输入为 48V 时取得 98% 的转换效率。随着输入电压偏离额定输入点（48V），电感电流的有效值和峰值都不断增加，对应的导通损耗和关断损耗也随之增加。从而导致了效率的跌落。

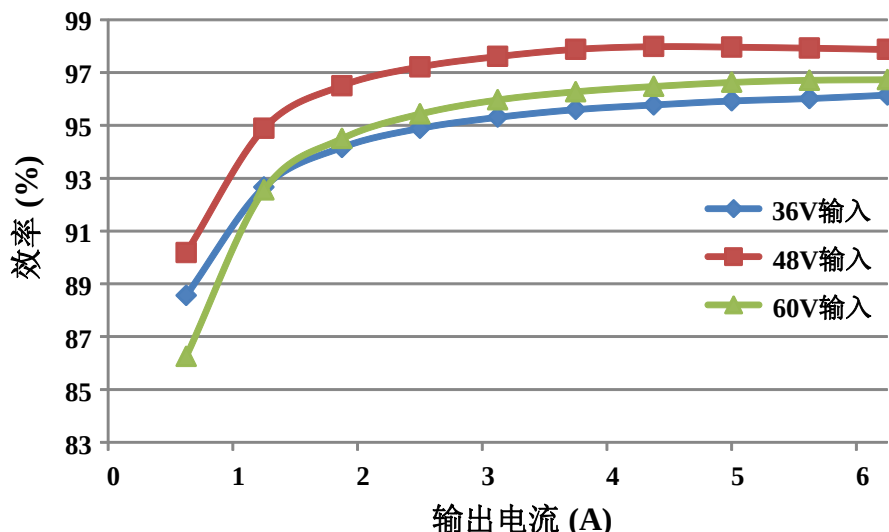


图 2-14 不同输入电压下样机转换效率曲线

2.5 本章小结

针对传统四开关 Buck-Boost 变换器 ZVS 控制策略对电感电流有效值优化的不充分以及闭环控制系统的不完善，本章提出了定频无输出负载电流采样电感电流有效值最小化控制策略。采用了四边形电感电流调制方式实现了四个开关管全范围零电压开通，降低了开关损耗。对于四开关变换器多控制自由度的特性，本章增加了电感电流有效值最小的额外约束条件，在给定输入和输出电压以及负载电流工况下，使得电感电流的四个时间段变得具有唯一性。最小电感电流有效值算法中需要输入输出电压和负载电流三个工况信息。为了省去输出负载电流的采样，简化控制电路，在所提出的闭环控制系统中，将 PI 调节其的输出作为算法中的负载电流信息。最后搭建了一个 300W 的四开关 Buck-Boost 实验样机，验证了不同开关管 ZVS 的实现，输出电压的调节稳定性，不同控制策略下电感电流有效值的仿真对比以及样机转换效率的测试。结果表明在本章所提出的控制策略下，四开关 Buck-Boost 变换器具有良好的动态性能，宽输入电压范围内具有最小的电感电流有效值。

3 适合宽输入输出范围的简化变频 ZVS 控制策略

在前一个章节中,提出了定频最小电感电流有效值四开关控制策略,减小了导通损耗,提高了效率。然而在宽输入输出范围的应用场合中,最小有效值算法的实现需采用多维查找表的操作。尽管查表法可有效避免复杂的数学运算,但多维查找表需要很大的存储器资源,使得这类算法难以在现有低成本通用数字控制器中实现。为此,本章在归纳总结上章最小电感电流有效值算法的基础上,提出一种电感电流有效值准最小的控制策略(系统),不仅降低了导通损耗,无需查表,同时无需太多的数学运算量和存储器资源。

3.1 查表法存在的问题

上个章节的最小电感电流有效值算法根据输入、输出电压以及给定的负载电流解算出优化的 T_1 和 T_2 。该求解过程数学运算量大,在数字控制器中无法进行实时计算,因而采用了查表法。即离线计算好不同工作情况下的 T_1 和 T_2 ,以表的数据结构形式存放在数字控制器的存储器中。在实时控制过程中,根据输入输出以及给定的负载电流,查找对应的 T_1 和 T_2 ,从而可避免复杂的数学运算,提高了实时控制的带宽。总所周知,存储在数字控制器中的表格数据是以离散的数字形式存在,因而在建立表之前,需要对输入和输出变量做量化处理。不同的量化精度所需要的存储资源是不同的。量化精度越高,信息量越大,所需的存储资源也就越多。目前一般数字控制器 ADC 的量化位数在 8-12 位。为了避免量化造成的有限周期振荡 (Limit Cycle Oscillation)^[25,26],PWM 的量化精度不能过低于 ADC 的量化精度。本文建立的查找表的量化精度选取上与 ADC 精度在数量级上保持相当。

表 3-1 给出了输入变量在不同量化位数和维度下查表法所占用的存储器资源(假设输出变量 T_1 和 T_2 量化位数为 8 位,即一个字节)。可以看出,从二维到三维查表,多一个维度急剧增加了所需要的存储器资源。二维表量化位数每增加一位,所需存储量增加 4 倍;而三维表量化位数每增加一位,所需存储量则增加 8 倍。

表 3-1 不同量化位数和维度下查表法所占用的存储器资源

量化位数	二维	三维
7 位	$2^7 \times 2^7 \times 2 \text{ Byte} = 32\text{k Byte}$	$2^7 \times 2^7 \times 2^7 \times 2 \text{ Byte} = 4\text{M Byte}$
8 位	$2^8 \times 2^8 \times 2 \text{ Byte} = 128\text{k Byte}$	$2^8 \times 2^8 \times 2^8 \times 2 \text{ Byte} = 32\text{M Byte}$
9 位	$2^9 \times 2^9 \times 2 \text{ Byte} = 512\text{k Byte}$	$2^9 \times 2^9 \times 2^9 \times 2 \text{ Byte} = 256\text{M Byte}$

表 3-2 给出了几款主流系列数字控制器只读存储器的资源情况。目前主流数字控制器的存储器资源都在 1M Byte 以下。在上一章节的实验案例中, 输出固定不变, 所采用表的维度可以是二维。在量化位数不高的情况下, 现有的数字控制器的存储资源尚且够用。在输入输出电压均可变的场合中, 查表维度将增加至三维。从表 3-2 可知, 三维的查找表已经无法在当前主流的控制器实现。

表 3-2 几款主流系列电源数字控制器的只读存储器资源

型号	Ti Piccolo	Infineon XMC44x	ST STM32F3x4
Flash 大小 (kB)	16-512	256-512	16-64

针对这个问题, 文献^[23]将量化精度取得足够小, 小到三维表能够存放到目前主流的控制器中, 然后采用插值拟合的方法弥补量化带来的精度损失。然而多维的插值拟合仍然需要很大的数学运算量, 这牺牲了实时控制的带宽。

3.2 简化变频控制策略的提出

在本文中定义断续导通模式 (DCM) 为存在 T_4 的四开关变换器工作模式。而定义连续导通模式 (CCM) 为不存在 T_4 的四开关变换器工作模式。下面分这两种模式构建简化的四开关变换器 ZVS 控制策略。

3.2.1 断续导通模式简化控制

从上章最小电感电流有效值算法解算结果来看, 不难发现, 在 DCM 模式下电流 I_1 或 I_3 总与 I_{ZVS} 相等, 如图 3-1 红色波形所示。其中 T_m 表示 DCM 工作的开关周期, 红色阴影面积表示一个周期传递地负载电流。DCM 降压模式下, I_1 与 I_{ZVS} 保持相等。而 DCM 升压模式下, I_2 与 I_{ZVS} 保持相等。以下从几何的角度验证解释这个结果。一般来说, 一个波形的峰值越大, 其有效值也越大。在 DCM 降压模式下, 为了保证 ZVS 的实现, 更一般地取 $I'_1 > I_{ZVS}$ 。如图 3-1 左侧蓝色波形所示, 在 T_2 阶段, 如果电感电流增加至同样地 I_2 就进入 T_3 阶段, 此时传送的负载电流 (蓝色阴影面积) 将小于最小电感电流有效值算法传送的负载电流 (红色阴影面积)。如果将蓝色阴影面积向右平移至峰值点重合, 蓝色阴影面积将被红色阴影面积包围。为了传送同样的负载电流, 在 T_2 阶段, 一般性调制方式下, 峰值电流 I'_2 必须大于 I_2 。因此, DCM 降压模式下传送相同的负载电流, 只有令 I_1 等于 I_{ZVS} 才能使电感电流峰值 (有效值) 最小。类似地, 在 DCM 升压模式下, 为了保证 ZVS 地实现, 更一般地选取 $I'_2 > I_{ZVS}$ 。如图 3-1 右侧蓝色波形所示, 如果保持同样地峰值电流 I_1 , 在 T_2 阶段电感电流下降至 I'_2 便进入 T_3 阶段。容易看出此时传送地负载电流 (蓝色阴影面

积)将小于最小电感电流有效值算法传送的负载电流(红色阴影面积)。为了传送同样的负载电流,在 T_1 阶段,一般性调制方式下,峰值电流 I'_1 必须大于 I_1 。因此,DCM 升压模式下传送相同的负载电流,只有令 I_2 等于 I_{ZVS} 才能使电感电流峰值(有效值)最小。特别地,DCM 模式下,当输入电压等于输出电压时, I_1 和 I_2 均等于 I_{ZVS} ,电感电流具有最小峰值。

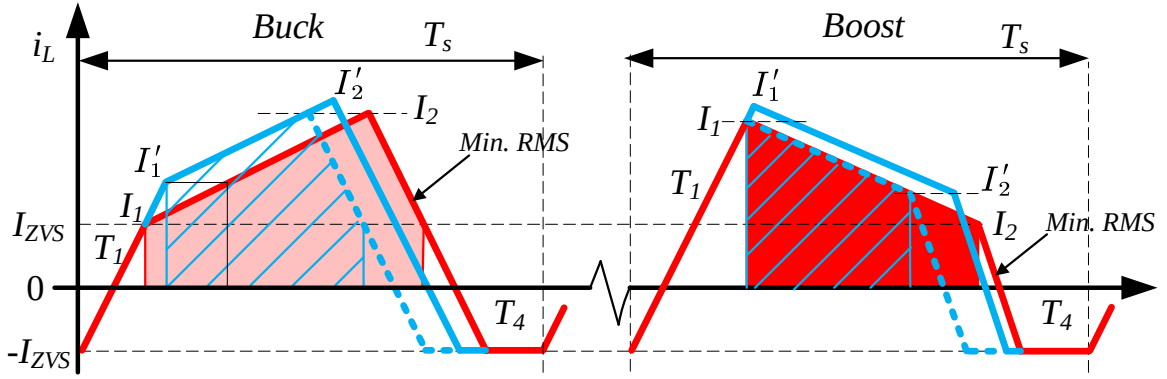


图 3-1 DCM 下具有最小有效值的电感电流波形

以上这一性质说明了,在断续导通模式式(3-1)是实现电感电流有效值(峰值)最小的必要条件。在 DCM 情况下,利用这个条件,可大大简化数字控制器的数学运算。

$$\begin{cases} I_2 = I_{ZVS}, & V_{in} < V_{out} \\ I_1 = I_2 = I_{ZVS}, & V_{in} = V_{out} \\ I_1 = I_{ZVS}, & V_{in} > V_{out} \end{cases} \quad (3-1)$$

结合式(2-10)可求解出 T_1 如下

$$T_1 = \begin{cases} \frac{2I_{ZVS}L}{V_{in}}, & V_{out} \leq V_{in} \\ \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{in}}T_2 + \frac{2I_{ZVS}L}{V_{in}}, & V_{out} > V_{in} \end{cases} \quad (3-2)$$

由此 DCM 情况下,四开关 Buck-Boost 变换器的控制由原来的二维降至一维。为了实现最小电感电流有效值的控制,降低导通损耗, T_1 可由式(3-2)确定,只剩下变量 T_2 去调节负载电压。从图 3-1 的电感电流波形的负载电流部分可以看出随着 T_2 增加,一个开关周期传送的负载电流增加,一直到 T_4 恰好消失,进入 CCM。不妨将这个临界的 T_2 为 T_{2max} 。在临界点有

$$T_1 + T_{2max} + T_3 = T_m \quad (3-3)$$

结合条件(3-1)和伏秒平衡方程(2-10)可求解出 T_{2max} 如下:

$$T_{2\max} = \frac{V_{in} V_{out} T_m - 2I_{ZVS} L (V_{in} + V_{out})}{\max\{V_{in}^2, V_{out}^2\}} \quad (3-4)$$

因此， $T_{2\max}$ 便是 DCM 下， T_2 的上边界。而此时的 T_1 也达到 DCM 下的最大值

$$T_{1\max} = \begin{cases} \frac{2I_{ZVS} L}{V_{in}}, & V_{out} \leq V_{in} \\ \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{in}} T_{2\max} + \frac{2I_{ZVS} L}{V_{in}}, & V_{out} > V_{in} \end{cases} \quad (3-5)$$

同时亦不难求出临界点处的输出电流，即 DCM 的最大输出电流

$$I_{ODCM_MAX} = \begin{cases} \frac{(2I_{ZVS} L V_{out} + T_m V_{in}^2 - T_m V_{in} V_{out}) [T_m V_{in} V_{out} - 2I_{ZVS} L (V_{in} + V_{out})]}{2LT_m V_{in}^3}, & V_{out} \leq V_{in} \\ \frac{V_{in} (2I_{ZVS} L V_{in} + T_m V_{out}^2 - T_m V_{in} V_{out}) [T_m V_{in} V_{out} - 2I_{ZVS} L (V_{in} + V_{out})]}{2LT_m V_{out}^4}, & V_{out} > V_{in} \end{cases} \quad (3-6)$$

如果取 $L=0.86\mu\text{H}$, $T_m=1.25\mu\text{s}$, $I_{ZVS}=4\text{A}$, 那么图 3-2 给出了在这一个典型电路参数下, DCM 最大输出电流随输入输出电压变化的三维曲面。这是两片光滑的曲面组成, 它们在 $V_{in}=V_{out}$ 处相连接。在连接线附近, 即输入输出电压相接近的时候, 最大输出电流较小。这是因为 T_2 阶段是传送功率的主要阶段 (图 3-1 可以看出), 输入输出电压接近时, T_2 阶段电感电流变化缓慢, I_1 和 I_2 都比较小, 因而输出的功率较小; 而输入输出电压相差较大时, DCM 最大输出电流变大, 同样是因为 T_2 阶段电感变化大, I_1 或 I_2 中有一个电流较大, 因而 T_2 阶段输出的电流变大, 输出功率变大。

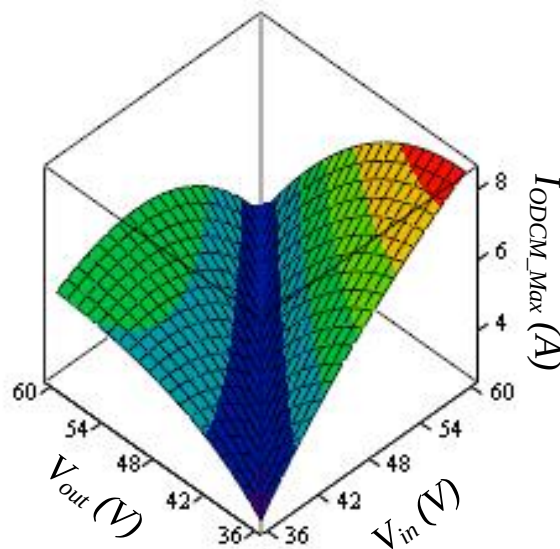


图 3-2 不同输入输出电压下 DCM 最大输出电流

3.2.2 连续导通模式简化控制

断续导通模式下，四开关 Buck-Boost 变换器最大功率受到限制，尤其在输入输出电压相接近时，输出的最大功率十分的小。为了输出更大的功率，四开关 Buck-Boost 变换器需要工作在连续导通模式。在这情况下，第二章中定频最小电感有效值控制算法的 T_1 和 T_2 是同时随负载变化。负载增加， T_1 增大，为了维持变换器的定频工作， T_2 减小。其运算量大，采用多维查找表的方法实现，其局限性已在上面叙述过。为了减小数字控制器的数学运算量，最简单的方式是在前面 DCM 单一变量控制的基础上继续只选取 T_1 ， T_2 中的一个变量作为负载的调节变量做变频控制。

一种方法是进入 CCM 后， T_1 仍然由式(3-2)确定，继续利用 T_2 去调节输出电压。显然 T_2 越大，一个周期传递的负载电流越大。如此，不管工况如何，只调节 T_2 即可。四开关 Buck-Boost 变换器控制的实现将变得十分简单。然而，如图 3-3 所示，当输入输出电压相接近的时， T_2 阶段的电感电流变化十分缓慢。 T_2 的增加对所传递负载电流的增加十分有限。图中阴影面积表示一个开关周期传递的负载电流。特别地，在输入电压等于输出电压情况下， T_2 阶段电感电流维持不变。即使 T_2 变得无限长，一个周期传递的负载电流最多也不超过 I_{ZVS} 。因此，这种方法不可行。

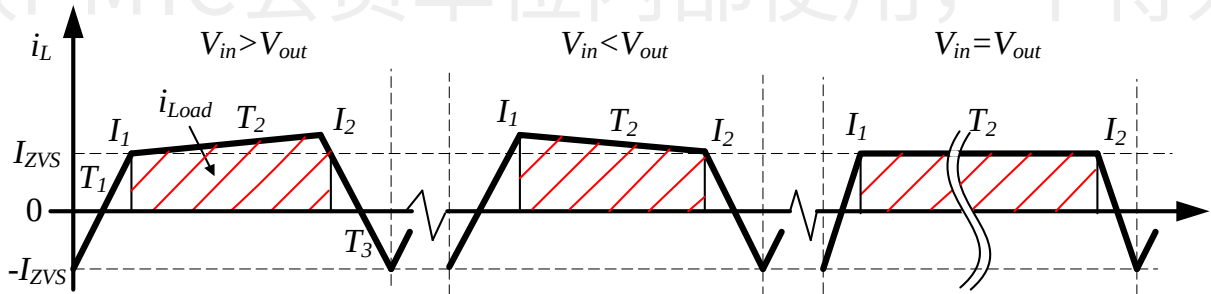
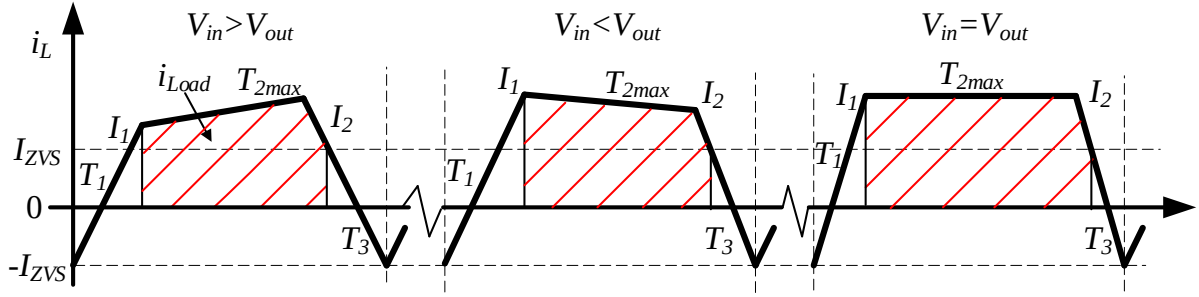


图 3-3 进入 CCM 后 T_2 作为调节变量

另一种方法是进入 CCM 后，选择 T_1 作为调节变量，而 T_2 取临界点处的 T_{2max} 。图 3-4 给出了 CCM 下，选择 T_1 作为调节变量的电感电流波形示意图。如图所示， T_2 时间由恰好进入 CCM 时刻的临界值 T_{2max} 确定。 T_1 阶段，输入电压施加在电感上，电感电流急剧增加。所以增加 T_1 对负载电流的增加作用十分显著。从变频控制的角度看，频率只要降低一点，一个周期传递的电流增加明显。因此，该变频控制的频率范围窄，有利于减少滤波电容和动态调节。而且这种方法也没有第一种方法存在的功率限制问题。

图 3-4 进入 CCM 后 T_1 作为调节变量

由此可以初步构建出一种简化的四开关 Buck-Boost 变换器的控制策略。即轻载 DCM 定频控制，选择 T_2 作为控制调节变量， T_1 由式(3-2)确定，此时最小电感电流有效值最小；当负载加重至 T_4 消失进入 CCM 后采用变频控制，选择 T_1 作为控制变量，而 T_2 由式(3-4)确定。在这样的控制策略下，控制变量始终只有一个，而确定另一个变量所需的数学运算量也较为简单。因而这种控制策略在数字控制器的实现上不仅省去了巨大的存储器，也无需太多的 CPU 的资源。

3.3 简化变频控制和定频最小电感电流有效值控制的对比

上面已经初步建立起一种简化的四开关 Buck-Boost 变换器 ZVS 控制策略。DCM 下可以获得与定频最小电感电流有效值控制一样的效果，然而还要继续评估 CCM 下的电感电流有效值和调频范围。

在以上控制策略下，如果给定四开关 Buck-Boost 变换器的输入输出电压以及输出负载电流，那么电路的稳态工作情况将可以被确定。首先将输出负载电流和临界负载电流 I_{ODCM_MAX} 相比较，判断四开关变换器工作在 DCM 还是 CCM。进而求解出在给定输入输入电压和输出负载电流下的 T_1 ， T_2 ， T_3 和 T_4 ，以及 I_1 和 I_2 。最后由式(2-14)和式(2-13)求解出电感电流有效值。

为了和定频最小电感电流有效值控制策略做对比，取电感量 $L=0.86\mu H$ ， $T_m=1.25\mu s$ ， $I_{ZVS}=4A$ 。取变频简化控制 DCM 的工作频率等于最小电感电流有效值控制工作频率，即 $f_m=1/T_m$ 。图 3-5 给出了在该电路参数下两种控制策略满载电感电流有效值随输入电压变化情况，其中输出电压为额定电压 48V。红色曲线实现表示定频最小电感电流有效值控制的电感电流有效值，蓝色曲线表示变频简化控制策略下的电感电流有效值。垂直虚线左侧四开关变换器工作在 CCM 下，右侧则是工作在 DCM 方式。当输入电压较大时，输出电流达到满载时依然工作在 DCM 下，这两种控制策略电感电流波形是一致的，所以电感电流有效值也一样。当输出电压较小时，输出电流达到满载时，四开关 Buck-Boost 变换

器则工作为 CCM。从图 3-5 可以看出，变频简化控制的电感电流有效值比定频最小电感电流有效值控制还略小。

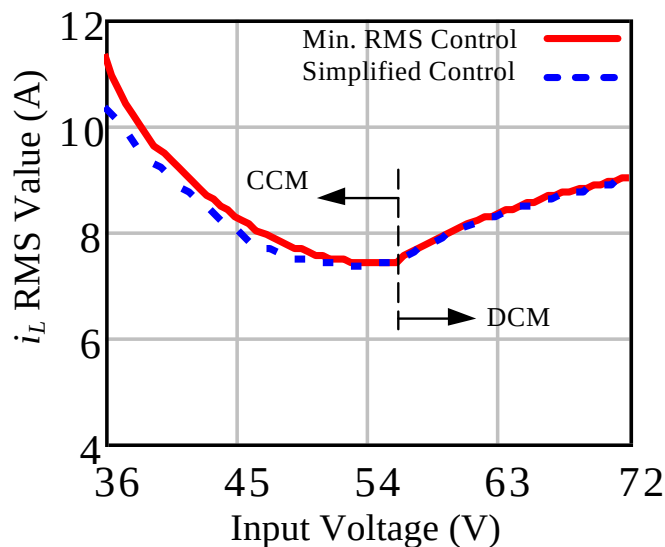


图 3-5 两种控制策略电感电流有效值对比

图 3-6 给出了对应电路参数下两种控制策略满载频率随输入电压变化曲线。如图所示，输入电压较低时，变频简化控制在满载处频率只降低到最高频率的 0.9。前面已经提到 CCM 下， T_1 作为控制量，在 T_1 阶段电感电流变化十分明显，很小的 T_1 增量就会带来相当大的输出电流增量。而此时输入输出电压基本不变， T_2 也维持不变。所以负载变化情况下，频率调节范围也就很窄。

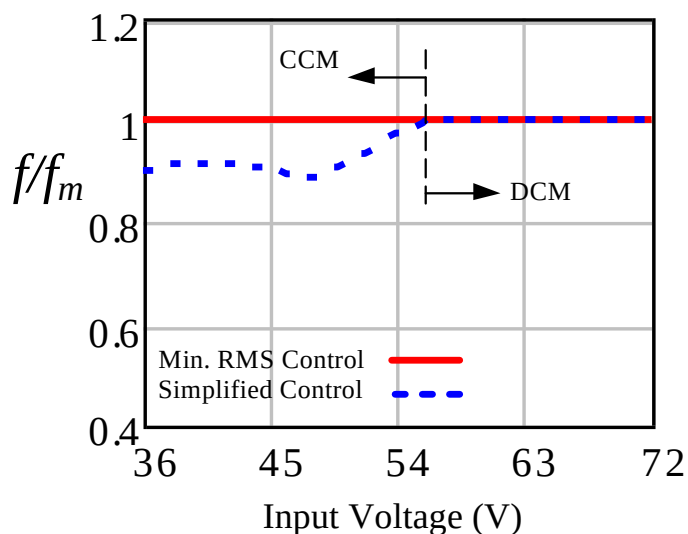


图 3-6 两种控制策略的频率对比

3.4 简化变频 ZVS 控制闭环系统构建

简化变频控制策略始终只有一个控制变量，不仅数学运算简单，而且电感电流有效值小。然而实际上该控制需要区分 DCM 和 CCM，以确定调节 T_2 还是 T_1 ，这意味着随着负载的变化变换器会在两种模式之间切换。

为了实现两种模式之间的无缝平滑切换，本文定义了一个统一的控制变量 T_u ，该变量由电压外环 PI 调节器的输出给定。图 3-7 给出了不同工况下控制时间 T_1 、 T_2 与统一控制变量 T_u 的关系。其中 CD (Current Detection) 表示 T_3 阶段由负电流检测结束。如图所示，DCM 下 T_2 等于 T_u ， T_1 由式(3-2)确定；在临界负载时， T_u 等于 T_{2max} ；而进入 CCM 后，令 T_u 与 T_{2max} 的差值叠加到式(3-5)的 T_{1max} 上作为实际的 T_1 去调节负载。如此，当负载变化时，控制变量 T_u 可实现连续变化，变换器的工作状态也是连续的。

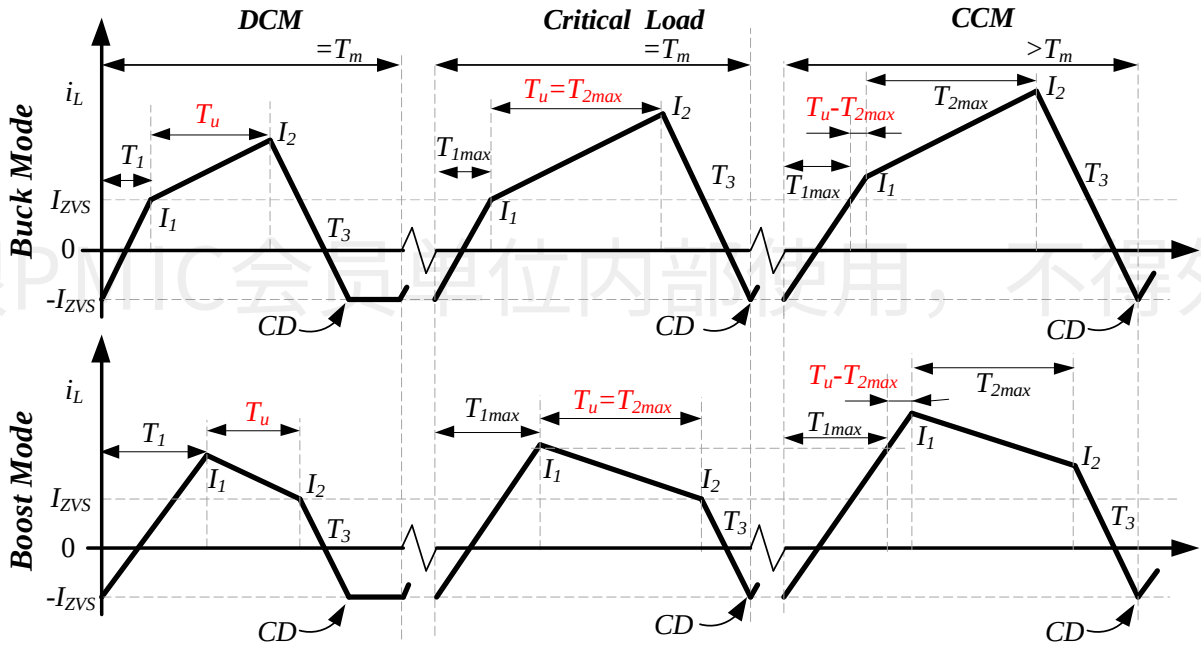


图 3-7 不同工况下控制时间 T_1 、 T_2 与统一控制变量 T_u 的关系

基于以上简化变频控制策略，图 3-8 给出了输出电压调节的闭环系统框图。为了消除输出电压的稳态误差，控制环路中引入了 PI 调节器。参考电压 V_{ref} 与输出电压作差得到误差信号送给 PI 调节器。PI 调节器的输出作为控制量 T_u ，结合当前的输入输出电压，由简化变频控制策略计算出最后的控制时间 T_1 和 T_2 。具体计算流程将在下文给出。为了减小实际电路的噪声和干扰，简化变频策略所用的输入输出电压是经过数字低通滤波器 (DLPF) 之后得到的。最后将控制时间 T_1 、 T_2 送给 PWM 发生器。负电流检测信号的产生与定频最小电感电流有效值控制类似，这里不再赘述。

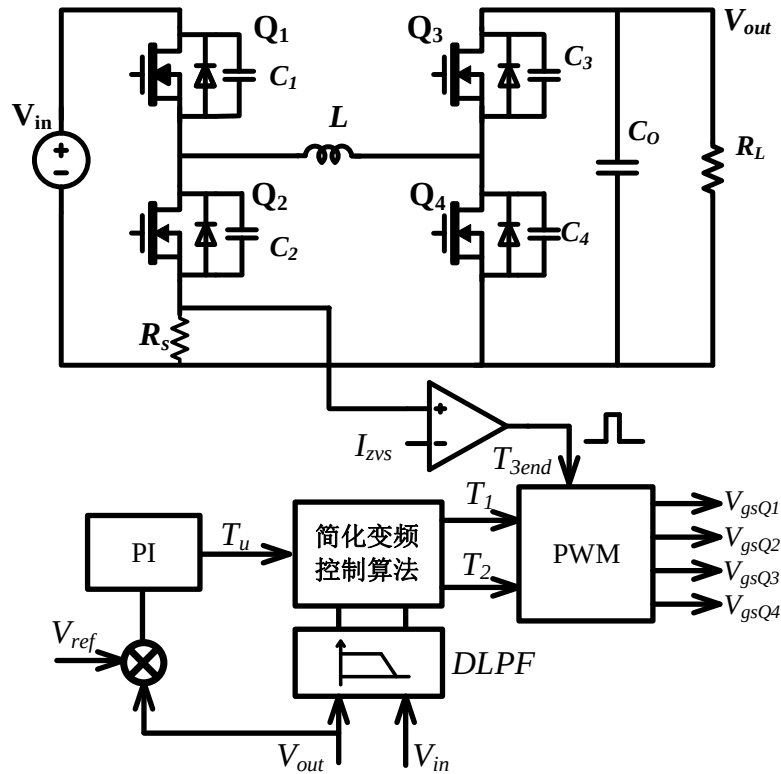


图 3-8 基于简化变频控制策略的输出电压闭环系统

图 3-9 给出了 PWM 产生的关键逻辑波形。如图所示，计数器在每个开关周期的开始从零向上计数。 T_1 和 T_2 之和赋值给比较寄存器 CMP1A，而 T_2 赋值给比较寄存器 CMP2A。当计数值为零时，EPWM1A 置高，计数器数到 CMP1A 时，EPWM1A 清零。而计数器计数到 CMP2A 时，EPWM2A 置高，当负流检测信号 T_{3end} 上升沿来临时，EPWM2A 清零。计数值和 T_m 比较产生一个最小开关周期信号 PRD。EPWM1A，EPWM2A 和 PRD 信号的组合产生一个计数器的清零信号 CLR。当三者同时为低时，计数器被清零，进入下一个开关周期。将 EPWM1A 和 EPWM2A 以及它们各自反相信号的上升沿做个死区时间的延时，便产生 V_{gsQ1} ， V_{gsQ2} ， V_{gsQ3} 和 V_{gsQ4} 四路驱动信号。以上这种 PWM 产生逻辑对 DCM 和 CCM 均成立，因而四开关 Buck-Boost 变换器可在 DCM 和 CCM 之间无缝切换。

图 3-10 给出了数字控制器具体的程序算法流程。如图所示，当输入输出电压采样结束，PI 算法根据参考电压和采样电压得到的误差信号计算出统一控制时间 T_u 。由经数字滤波后的 V_{in} ， V_{out} 计算出临界 T_2 时间 T_{2max} 。先比较 V_{in} ， V_{out} 大小判断当前变换器是升压还是降压，再比较 T_u 和 T_{2max} 判断是 CCM 还是 DCM。分情况计算出 T_1 和 T_2 。最后将 T_1 ， T_2 赋值给 PWM 寄存器，程序等待 ADC 结果，进入下一个计算周期。从程序流程图可看出，数字控制器实时计算过程中无需查表操作，只需基本的加减乘除运算，计算简单，所需 CPU 资源少。

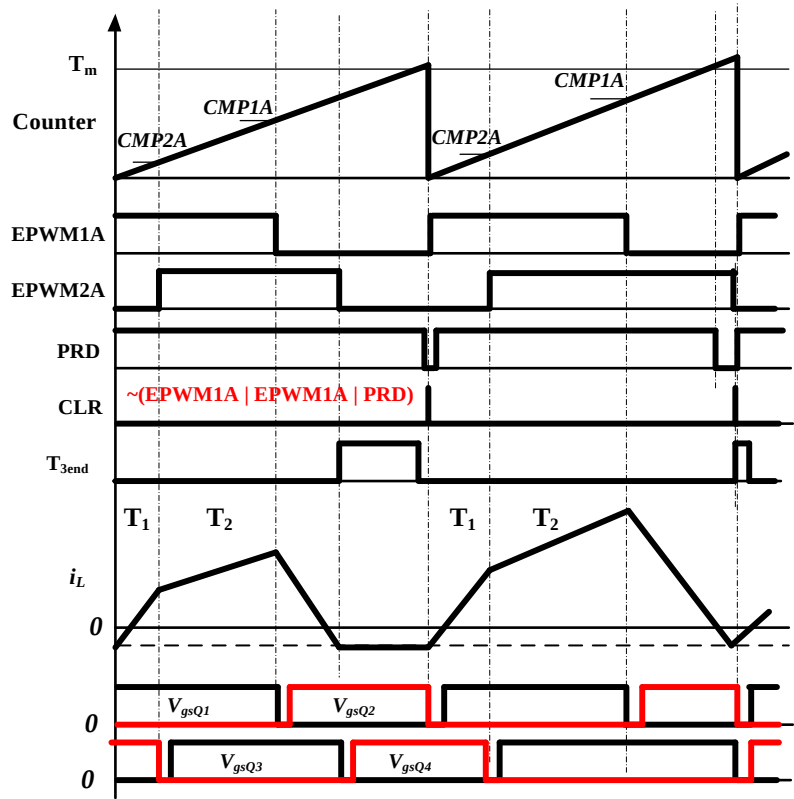


图 3-9 PWM 产生逻辑波形

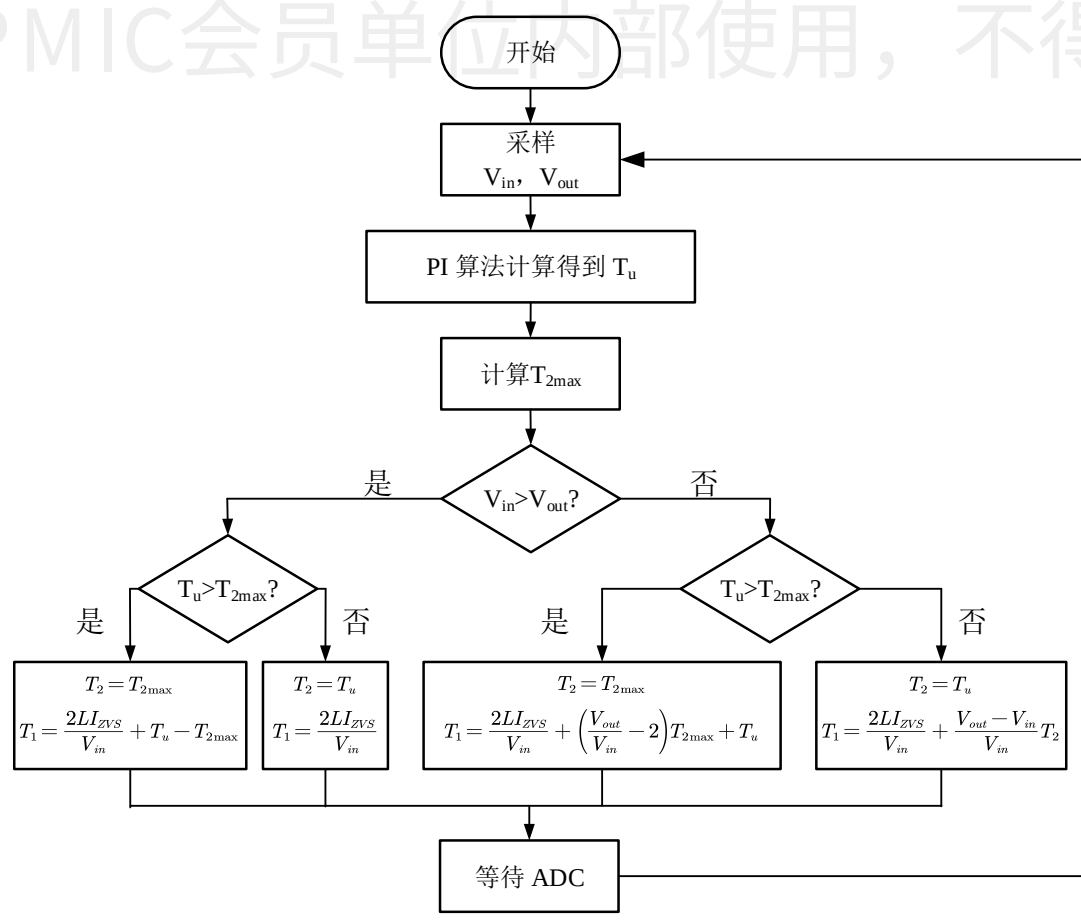


图 3-10 数字控制器软件算法流程

3.5 实验验证

为了验证本章所提出的简化变频控制策略，搭建了一个 300W 48V 额定电压输出的样机，建立了本章所提出控制策略的硬件控制电路和程序算法，测试了样机在各个输入输出电压以及不同负载下的工作情况。

样机照片如图 3-11 所示，(a) 为主功率板，(b) 为控制板。与上一章样机相比，主功率 PCB 板采用了更加紧凑的布局。控制板中 MCU 依然采用的是 Ti Piloco 系列的 TMS320F28027。在本章的实验中，主要算法和 PWM 的产生均由 MCU 完成。变频 PWM 的产生需要一个三输出或非门的辅助逻辑。该逻辑功能可由低成本逻辑门芯片 SN74LVC1G27 实现。样机电路参数如表 3-3 所示。

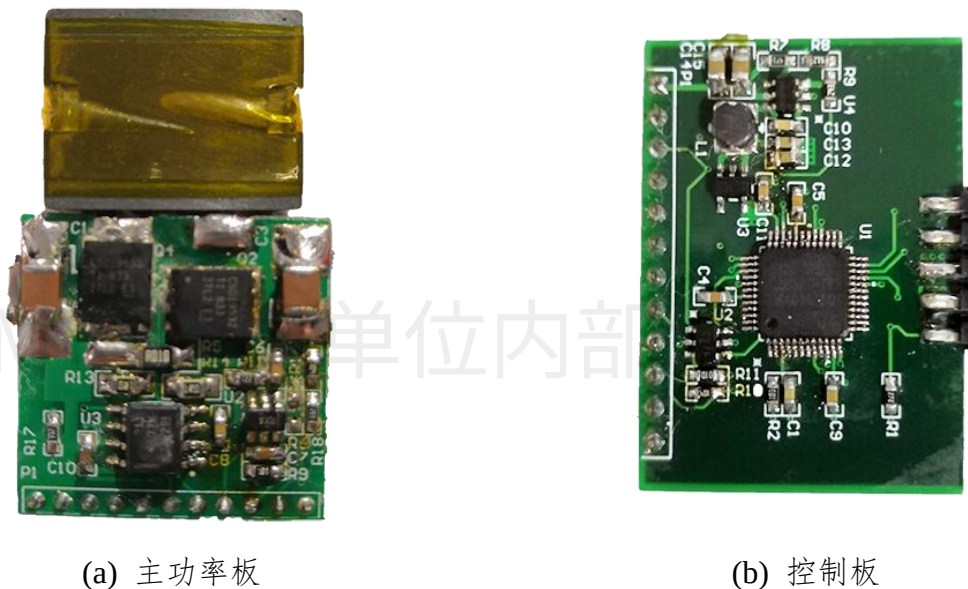


图 3-11 简化变频控制样机照片

表 3-3 简化变频控制策略样机电路参数

开关器件	CSD19532Q5B
电感量 L	860nH
输入电压	36-60V
输出电压	36-60V
功率	300W
频率	600-800kHz
主控制器	TMS320F28027

图 3-12 给出了样机工作区域的定义。样机输入电压范围 36-60V，输出电压范围 36-60V，最大功率 300W，最大电流 6.25A。额定输入电压 48V，额定输出电压 48V。

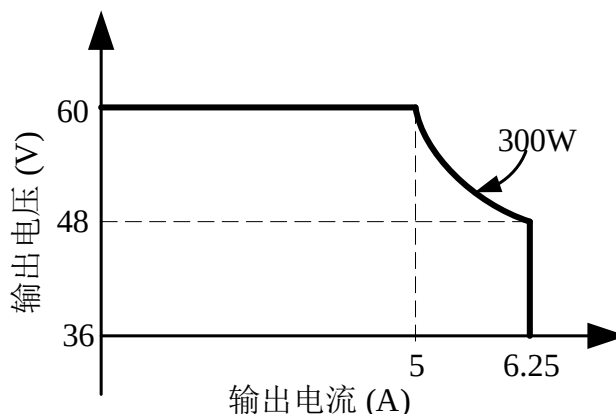


图 3-12 样机工作区域定义

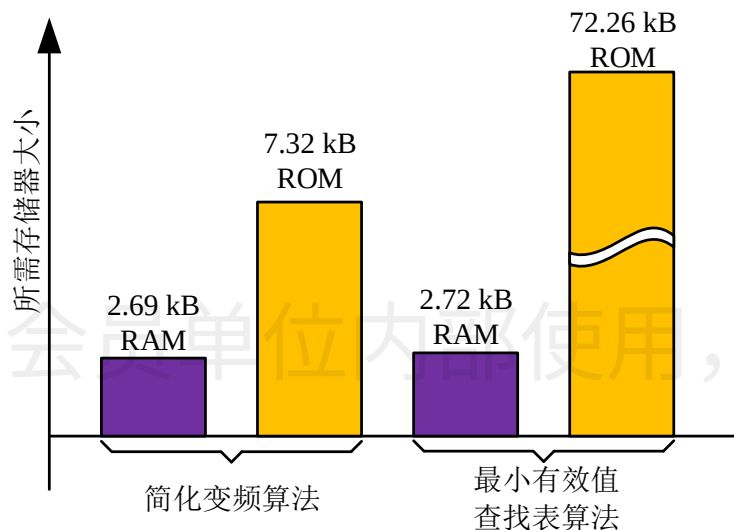


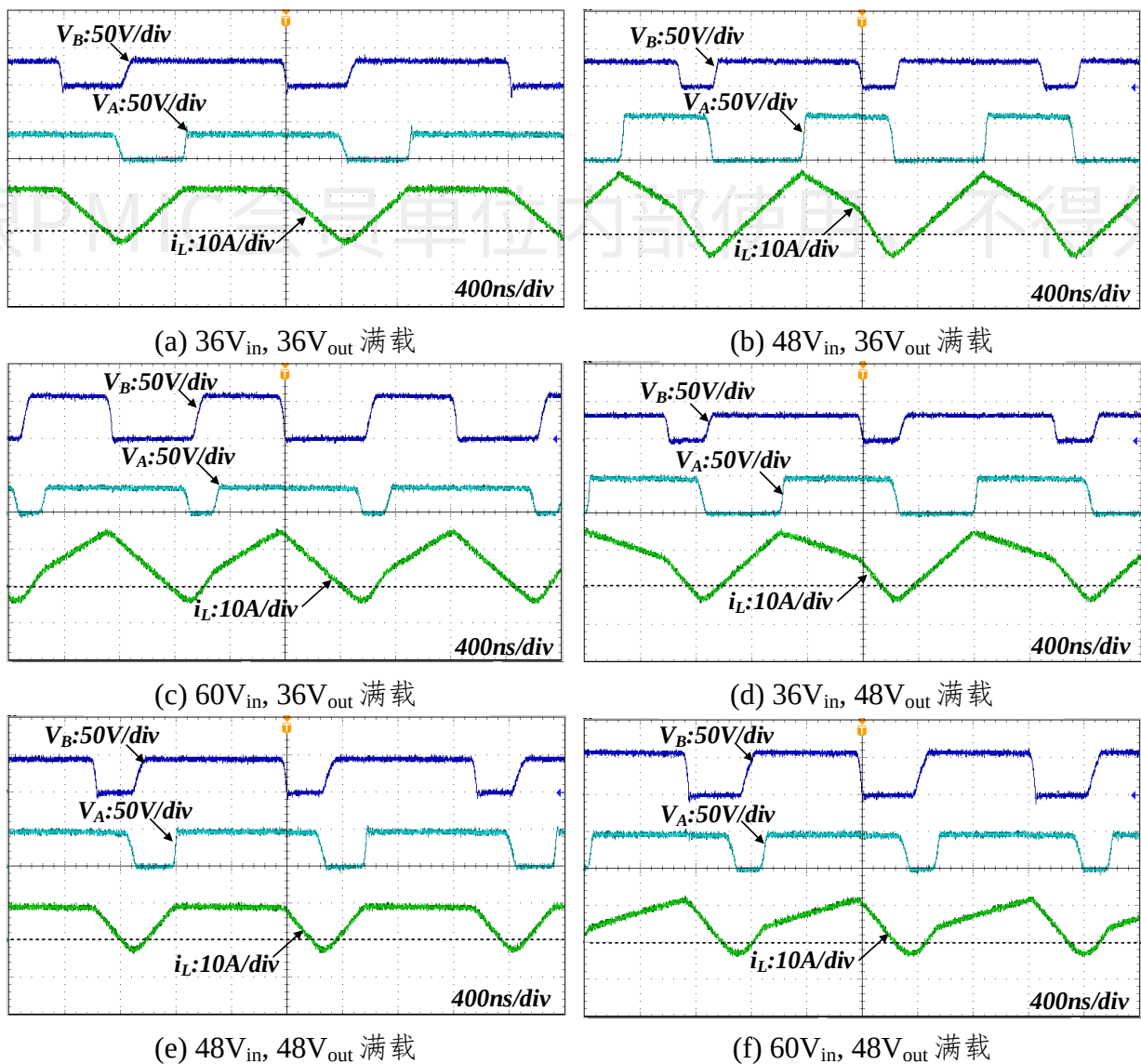
图 3-13 不同控制算法下占用存储器资源情况

为了对比不同控制算法下所占存储资源的情况，在保证使用同一款数字控制器情况下，本文将定频最小电感电流有效值控制策略控制器程序（固定电压输出）和简化变频控制策略程序利用 Ti 官方提供的集成开发环境 CCS 分别编译完成后，所占用存储器资源结果如图 3-13 所示。其中 RAM 表示随机存储器（Random Access Memory），用来存放程序变量和一些实时性要求高的代码。ROM 表示只读存储器（Read Only Memory），用来存放常数（包括查找表）和所有代码。从程序编译结果来看，两种控制策略 RAM 的占用情况基本相当，而简化变频控制所占用的 ROM 只有定频最小电感有效值控制的十分之一。而且简化变频控制不受输出电压变化的影响，由于采用的是二维查找表，最小电感电流有效值控制只能定电压输出。如果要求输出电压也变化，最小电感电流有效值控制所需的存储器资源将是当前的两到三个数量级倍。从而说明了变频简化控制可以大幅度减小数字控制器实

时数学运算量，同时也减小了对数字控制器存储器的需求量。

在 DCM 工作区域，本章提出的变频简化控制和上章定频最小电感电流有效值控制控制除了控制器实时求解控制时间 T_1 和 T_2 过程有差别之外，外其他地方基本一致。因此，以下实验主要考察在简化变频控制策略下样机运行在 CCM 的工作情况，以下测试了满载点的工作情况的稳态波形和 ZVS 波形。

图 3-14 给出了不同输入输出电压满载下的稳态波形。其中蓝色波形 V_B 表示输出侧桥臂中点电压，青色波形 V_A 表示输入侧桥臂中点电压，绿色波形 i_L 表示电感电流。可以看出四开变换器开关器件电压应力等于输入电压或输出电压。从电感电流波形 T_2 阶段可以看出四开关 Buck-Boost 变换器的升降压工作模式。输入输出电压接近时， T_2 阶段电感电流近乎不变，电感电流峰值较小。另外，对比图 3-14 (a), (e)和(i)可以看出电压越低输出频率越低。输入电压越低电感电流变化越缓慢， T_1 和 T_3 时间也就越长。



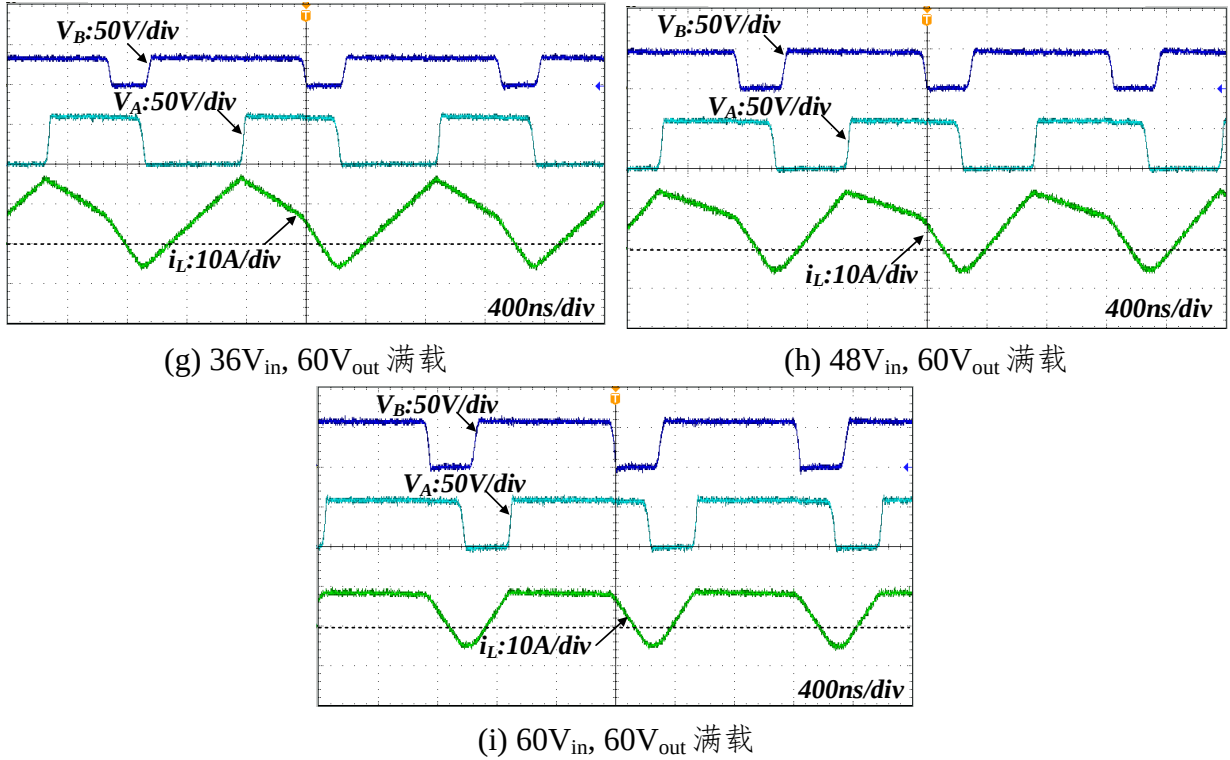
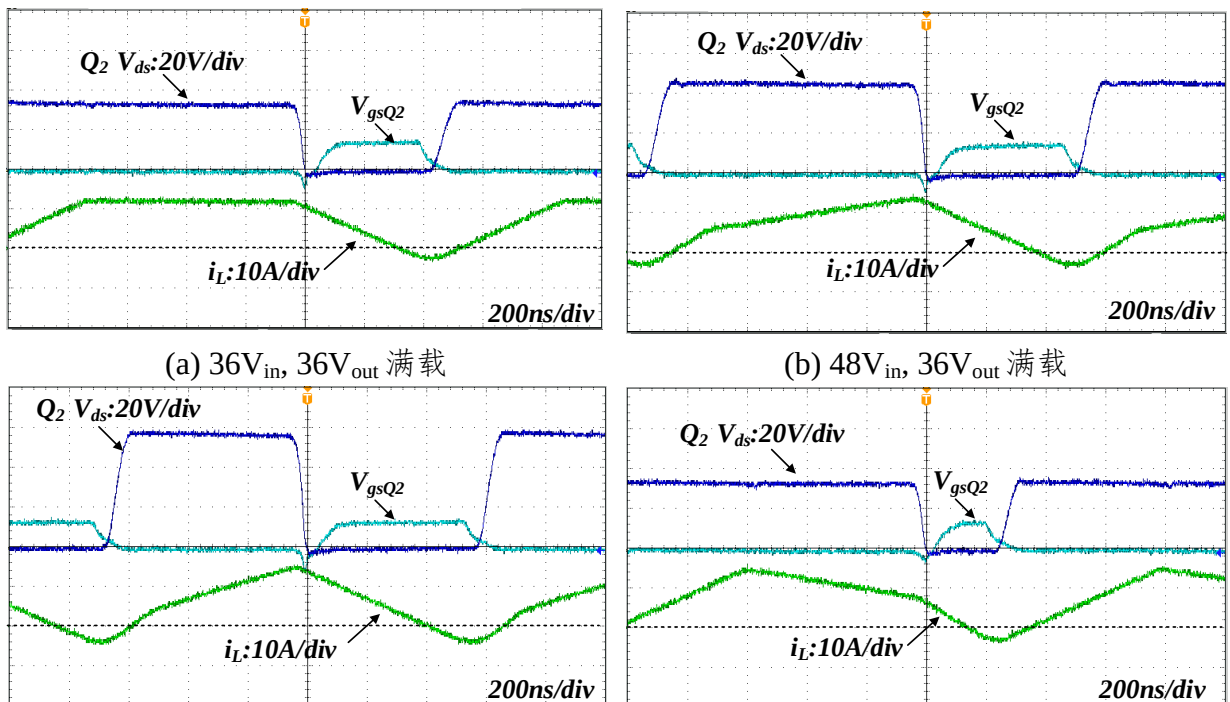


图 3-14 不同输入输出电压满载下稳态波形

图 3-15 给出了不同输入输出电压下 Q_2 管实现 ZVS 过程的波形。其中蓝色为 Q_2 管的 V_{ds} 波形，青色为 Q_2 管的门极电压波形，绿色 i_L 为电感电流波形。从图中可以看出在 Q_1 管关断后， Q_2 管漏源电压 V_{ds} 下降到零，电感电流反向流过 Q_2 的体二极管。门极电压 V_{gsQ2} 从零变高， Q_2 管沟道开通，实现零电压开通。另外，工作在升压模式时 Q_1 管关断电流比工作在降压模式小，因而对 Q_2 管来说后者更容易实现零电压开通。



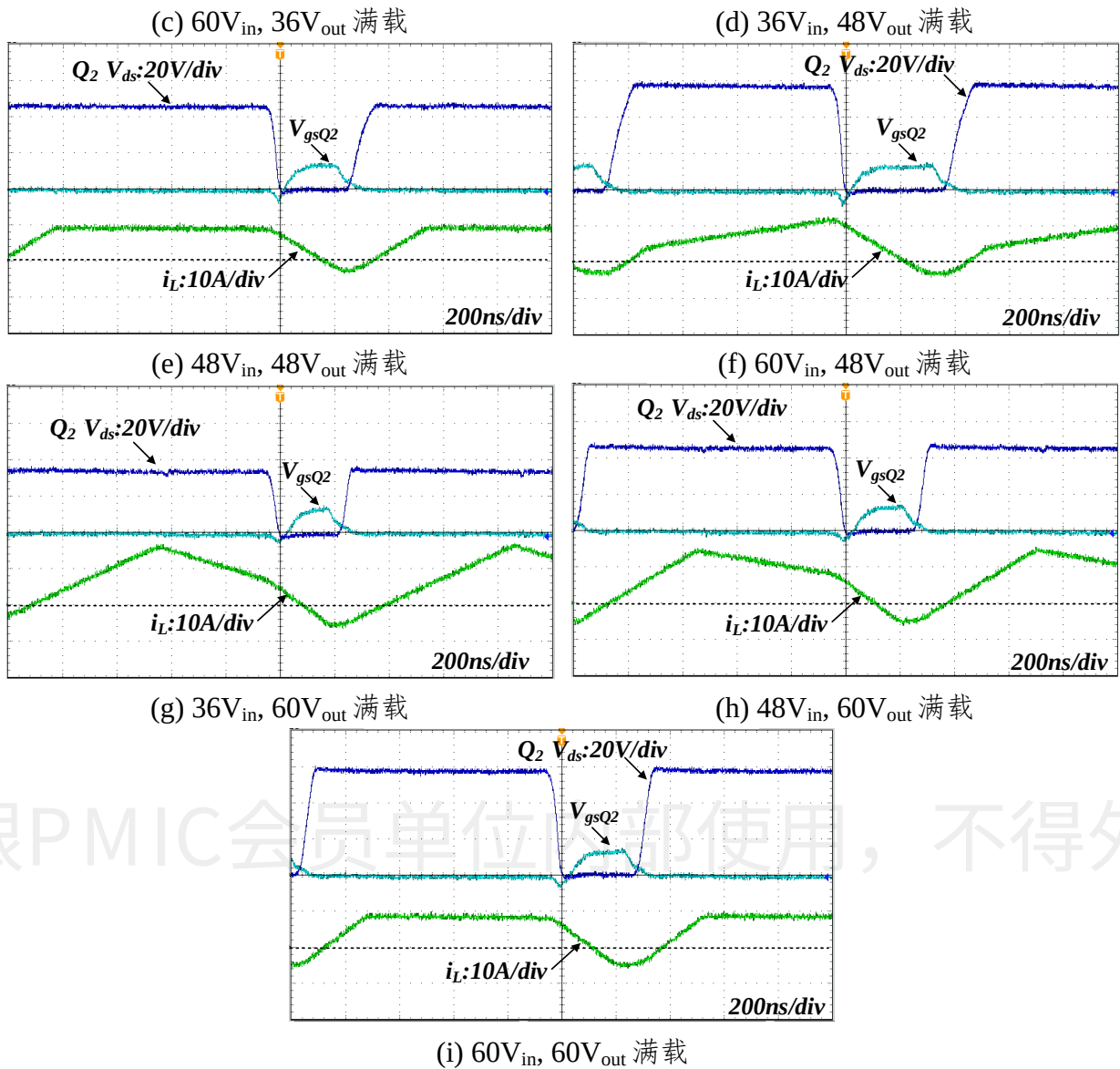
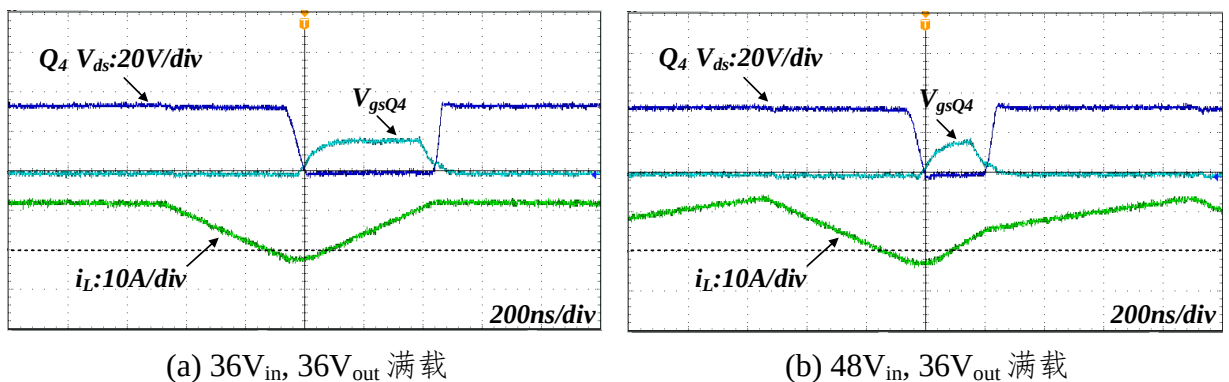
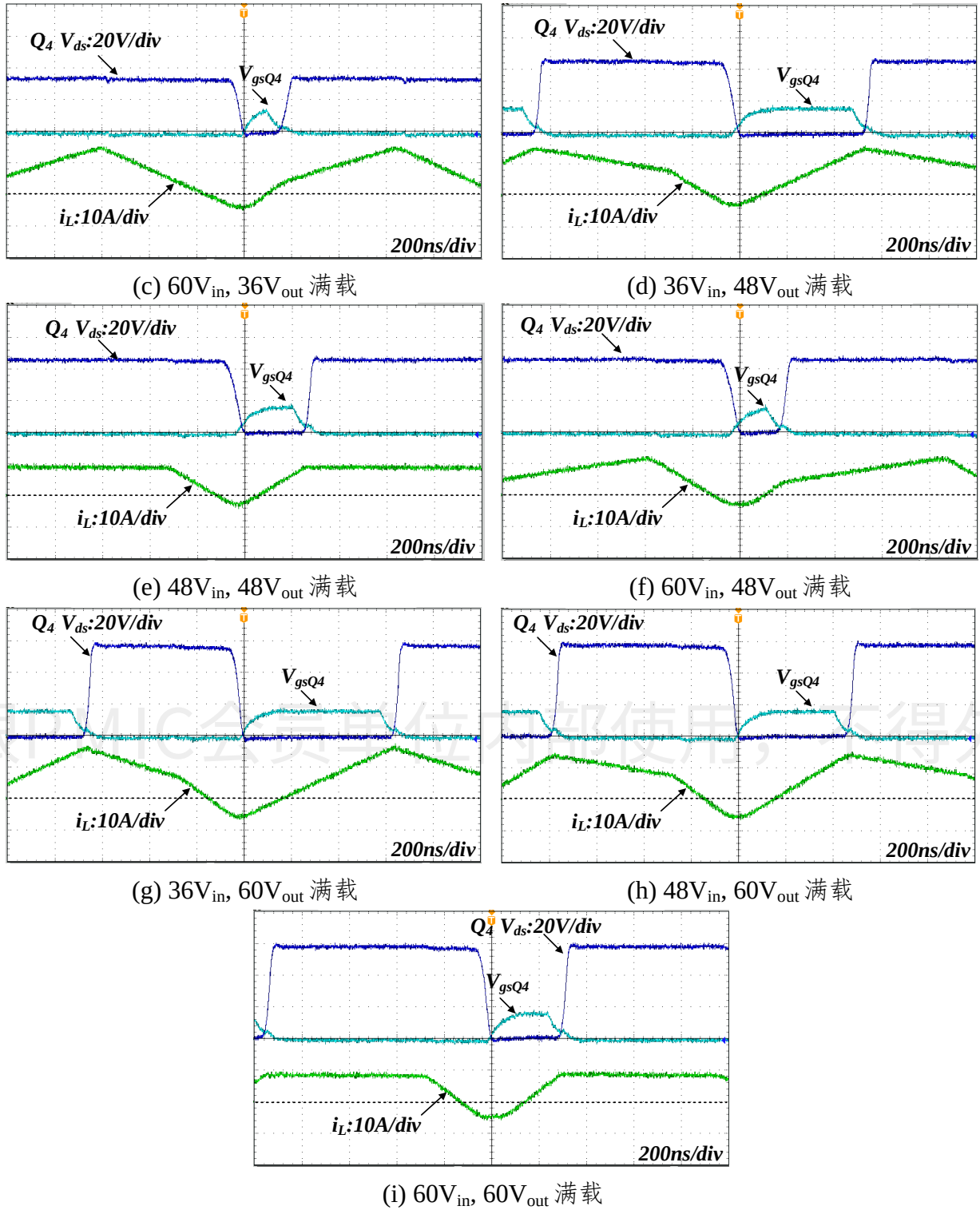


图 3-15 不同输入输出电压下 Q_2 管实现 ZVS 波形

图 3-16 给出了不同输入输出电压下 Q_4 管实现 ZVS 过程的波形。其中蓝色为 Q_4 管的 V_{ds} 波形，青色为 Q_4 管的门极电压波形，绿色 i_L 为电感电流波形。从图中可以看出在 Q_3 管关断后， Q_4 管漏源电压 V_{ds} 下降到零，电感电流反向流过 Q_4 的体二极管。门极电压 V_{gsQ4}

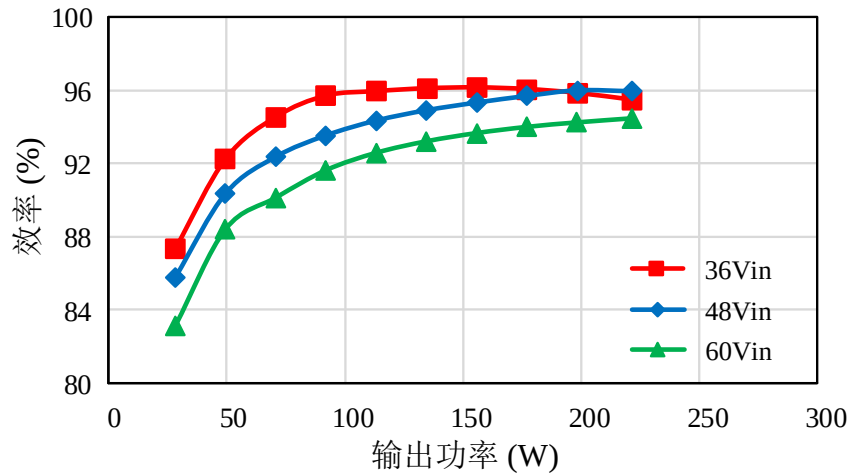


图 3-16 不同输入输出电压下 Q_4 管实现 ZVS 波形

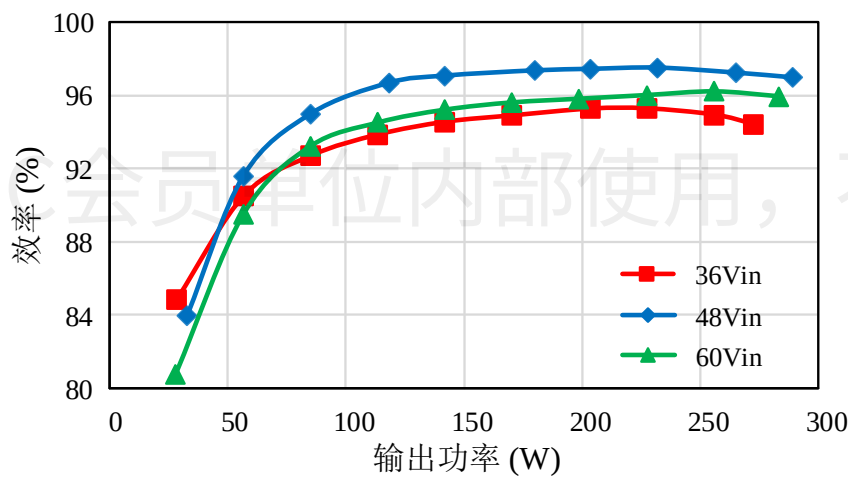
从零变高, Q_4 管沟道开通, 实现零电压开通。另外, 工作在升压模式时 Q_3 管关断电流比工作在降压模式小, 因而对 Q_4 管来说后者更容易实现零电压开通。

图 3-17 是在不同输入输出电压下测得的效率转换曲线。从图中可以看出输入输出电压相等或接近时转换效果较高, 而当输入电压偏离输出电压较大时转换效率变低。这是因

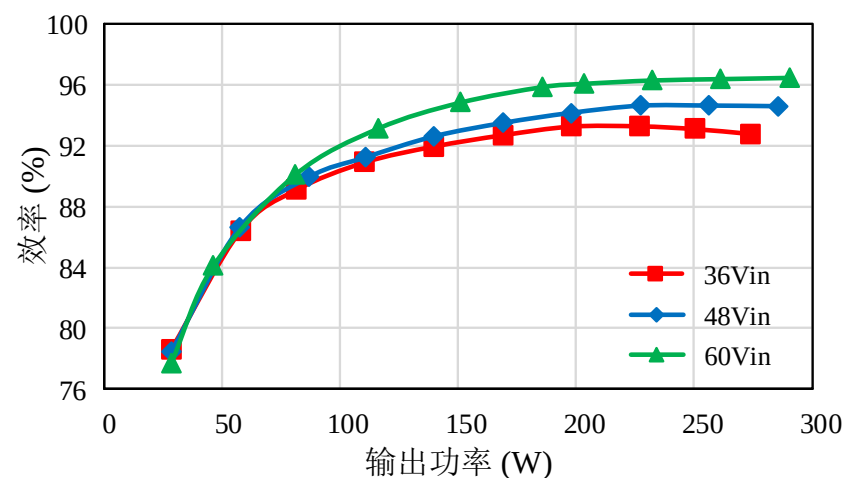
为输入输出电压相等或者接近时,电感电流有效值小,同时峰值电流也小,关断损耗也小。而当输入电压偏离输出电压时,电感电流有效值变大,导通损耗增大;同时峰值电流变大,增加了关断损耗。此外,样机输入输出电压等级只有 48V,死区期间二极管的导通损耗对



(a)不同输入电压下 36V 输出效率转换曲线



(b)不同输入电压下 48V 输出效率转换曲线



(c)不同输入电压下 60V 输出效率转换曲线

图 3-17 不同输入输出电压下效率转换曲线

效率影响也不可忽略，尤其在峰值关断对应的死区阶段。在简化变频控制策略下，在较宽输入输出电压范围内，四开关 Buck-Boost 获得了较高的效率。

3.6 本章小结

针对第二章最小电感电流均方根值控制算法占用存储器资源大的问题，本章在进一步分析最小电感电流均方根值算法的基础上提出了一种简化变频控制策略。负载较轻时工作在断续导通模式，选择 T_2 作为控制变量， T_1 根据最小电感均方根值条件确定；随着负载增加进入连续导通模式后采取变频控制，为了避免输出功率被限制，选择 T_1 作为控制变量， T_2 则选取恰好进入连续模式时的临界值。在整个控制过程中，始终只有一个控制变量，而另一个变量的确定也较为简单。分析和实验结果显示，所提出控制策略有效减小了数字控制器 CPU 实时运算量，省去了查找表的操作。同时在实现 ZVS 情况下，也获得了准最小电感电流有效值，降低了导通损耗。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

4 总结与展望

随着电力电子技术的发展,非隔离升降压 DC-DC 变换器已经广泛应用于新能源汽车、通信设备供电系统以及光伏发电等领域。同时对效率和功率密度提出了越来越高的需求。四开关 Buck-Boost 变换器以其器件电压电流应力小的优点成为了最具前景的升降压拓扑之一。然而多控制自由维度给该拓扑的控制带来了挑战。随着频率的推高,传统硬开关控制策略带来的开关损耗已经无法接受。本文对四开关 Buck-boost 变换器 ZVS 控制策略作了分析和研究。

为了进一步降低四开关 Buck-Boost 变换器 ZVS 控制的导通损耗,本文提出了定频最小电感电流有效值控制策略。理论分析和实验验证结果表明在该控制策略下:

- 能在全输入电压和负载范围实现 ZVS;
- 在宽输入区间范围内具有更低的电感电流有效值;
- 闭环控制系统无需电感电流采样,简化了控制电路。

以上最小电感电流均方根值控制策略有效降低了四开关 Buck-Boost 变换器的导通损耗,提高了转换效率,然而其控制算法的实现依赖于多维查找表。当输入输出电压同时变化时,由于存储器资源的限制,该算法难以在目前通用数字控制器中实现。为此,本文又提出了一种简化变频 ZVS 控制策略。理论分析和实验验证结果表明在该控制策略下:

- 能在全输入电压和负载范围实现 ZVS;
- DCM 工作时,可以获得和定频最小电感电流有效值控制一样的效果;
- CCM 工作时,频率变化范围窄,电感电流有效值略低于定频最小电感电流有效值控制;
- 无需查找表操作,大大减小了对存储器的要求,CPU 计算量也较小。

本文仅对四开关 Buck-Boost 变换器的控制做了分析和研究。今后还要对以下几个方面做进一步的研究:

- 在本文提出的简化变频控制策略下,电感量的选择以及电感的设计;
- 宽禁带新器件如 GaN、SiC 结合四开关 Buck-Boost 变换器控制策略提高功率密度;
- 将本文所提出的两电平控制策略推广到多电平升降压拓扑。

参考文献

- [1] Ye M , Xu P , Yang B , et al. Investigation of topology candidates for 48 V VRM[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition. IEEE, 2002.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] Takao K , Irokawa H , Hayashi Y , et al. Novel exact power loss design method for high output power density converter[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE Xplore, 2006.
- [5] Lindman P , Thorsell L . Applying distributed power modules in telecom systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(2):365-373.
- [6] Lee F C , Xu M , Wang S , et al. Design Challenges For Distributed Power Systems[C]// IEEE International Power Electronics & Motion Control Conference. IEEE, 2009.
- [7] Arnedo L , Boroyevich D , Burgos R , et al. Black-Box Terminal Characterization Models for the Analysis and Simulation of Distributed Power Electronic Systems[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2007.
- [8] 王轶闻, 李军伟. 新能源电动汽车的发展现状[J]. 科技信息, 2012(31):258-258.
- [9] Emadi A , Williamson S S , Khaligh A . Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(3):567-577.
- [10] Waffler, S., & Kolar, J. W. Efficiency optimization of an automotive multi-phase bi-directional DC-DC converter[C]// In Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09. IEEE 6th International (pp. 566-572). IEEE.
- [11] 方祖捷, 陈高庭, 叶青, et al. 太阳能发电技术的研究进展[J]. 中国激光, 2009, 36(1).
- [12] 许洪华. 中国光伏发电技术发展研究[J]. 电网技术, 2007, 31(20):7-7.
- [13] Orellana M , Petibon, Stéphanie, Estibals B , et al. Four Switch Buck-Boost converter for Photovoltaic DC-DC power applications[C]// Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2010.
- [14] R. W. Erickson Fundamentals of Power Electronics[M]// Fundamentals of power electronics /. 2001.
- [15] Chen J , Maksimovic D , Erickson R . Buck-boost PWM converters having two independently controlled switches[J]. 2001.
- [16] Chen J , Maksimovic D , Erickson R W . Analysis and design of a low-stress buck-boost converter in universal-input PFC applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2):320-329.
- [17] Ren X , Ruan X , Qian H , et al. Three-Mode Dual-Frequency Two-Edge Modulation Scheme for Four-Switch Buck-Boost Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2):499-509.
- [18] LTC3440: Micropower synchronous buck-boost DC/DC converter.Datasheet, Linear Technology, Milpitas, CA, 2001.
- [19] A. A. M. Esser, "Bidirectional Buck-Boost Converter," U.S. Patent, US005734258A, 31 Mar. 1998.
- [20] P. Vinciarelli, "Buck-Boost DC-DC Switching Power Conversion," U.S. Patent, US006788033B2, Sep. 7 2004.
- [21] Sahu B , Rincon-Mora G A . A Low Voltage, Dynamic, Noninverting, Synchronous Buck-Boost Converter for Portable Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2):452.

- [22] 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 ; International Exhibition & Conference for Power Electronics. VDE, 2015.
- [23] Waffler S , Kolar J W . A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bidirectional Buck, Boost Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(6):1589-1599.
- [24] Yu Z , Kapels H , Hoffmann K F . Extreme High Efficiency Non-Inverting Buck-Boost Converter for Energy Storage Systems[C]// Pcim Europe ; International Exhibition & Conference for Power Electronics. VDE, 2016.
- [25] Peterchev A V , Sanders S R . Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1):301-308.
- [26] Peng H , Prodic A , Alarcon E , et al. Modeling of Quantization Effects in Digitally Controlled DC-DC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1):208-215.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

作者简历及在学期间所取得的科研成果

第一作者

Z. Zhou, H. Li and X. Wu, "A Constant Frequency ZVS Control System for the Four-Switch Buck-Boost Dc-Dc Converter with Reduced Inductor Current," in IEEE Transactions on Power Electronics. (Early Access).

第三作者

W. Qin, N. Yu, Z. Zhou, X. Wu and J. Zhang, "Active-Clamp ZVZCS Resonant Forward DC Transformer (DCX) With Load-Adaptive ON-Time Control," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 12, pp. 10490-10500, Dec. 2018.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传