

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级:

学 号: 22310037

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 应用于宽增益范围三电平飞跨电容 Buck 电
路的

的梯形波电流控制

英文论文题目: Trapezoidal Current Control of 3-level
Flying Capacitor Buck with Wide Gain
Range

申请人姓名: 司华宁

指导教师: 吴新科

合作导师:

专业名称: 电气工程

研究方向: 电力电子与电力传动

所在学院: 电气工程学院

论文提交日 2026 年

期: _____

PMIC内部资料 严禁外传

应用于宽增益范围三电平飞跨电容 Buck 电路
的梯形波电流控制



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: _____

Trapezoidal Current Control of 3-level

Flying Capacitor Buck with Wide Gain Range



Author's signature: _____

Supervisor's signature: _____

Thesis reviewer 1: _____

Thesis reviewer 2: _____

Thesis reviewer 3: _____

Thesis reviewer 4: _____

Thesis reviewer 5: _____

Chair: _____

(Committee of oral defence)

Committeeman 1: _____

Committeeman 2: _____

Committeeman 3: _____

Committeeman 4: _____

Committeeman 5: _____

Date of oral defence: _____

浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得浙江大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

学位论文作者签名：

签字日期： 年 月 日

学位论文版权使用授权书

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

学位论文作者毕业后去向：

工作单位：

电话：

通讯地址：

邮编：

本论文部分工作得到

国家

(资助号:)

国家

(资助号:)

PMIC内部资料 严禁外传

浙江省

()

资助

谨致感谢!

致 谢

时光荏苒，转眼间研究生阶段的学习与科研生活即将结束。在本论文完成之际，我谨向所有在学习、科研和生活中给予我帮助与支持的老师、同学和家人致以诚挚的感谢。

首先，衷心感谢我的导师吴新科教授。在论文选题、研究思路以及实验与论文撰写过程中，导师给予了我悉心指导与严格要求。导师严谨的治学态度、深厚的学术造诣以及对科研工作的高度投入，使我受益匪浅，也将成为我今后学习与工作的宝贵财富。

其次，感谢课题组的各位老师和师兄、同门、同学们。感谢师兄董泽政、张思亮、刘天骥、杨金旭、李光灿、田霖、赵问鼎、Faheem Muhammad、徐宇豪、黄新隆、朱时羽、张佳一、谢宗伦、刘亚南、朱振海、王雨琛、张棣、栾澳祖、吴彦青、黄程宇，在科研及生活中给予我的无私帮助，帮我扫清学习和生活中的阻碍。感谢同窗杜合溪、陈睿轩、姜旭、刘慧、吕龙杰、林江舟、Kavinkanna，感谢各位的陪伴，一同在课题组成长。感谢师弟刘毅哲、刘建强、鲍林奕、项敏思、魏天翔、邹颜骏、朱志豪、傅超伟、徐骋、徐翰诚、蔡博程、刘凯凯、高思远、顾天宇、王文字、王一民、孙瑞、孙宇的关怀与支持。祝愿课题组的大家前程似锦！

此外，还要感谢我的女朋友郝鑫。感谢我的女朋友在研究生期间给予我的理解、支持与陪伴。在我科研压力较大或遇到困难时，是你的鼓励让我能够保持积极心态并坚持完成学业。

同时，还要感谢我的家人。感谢你们在我求学期间的理解、支持与鼓励，是你们的默默付出让我能够安心完成学业。

感谢周莉英周大姐为我们科研工作提供可靠保障，周大姐乐观积极的精神也时刻影响着我，祝愿周大姐身体健康，万事顺遂！感谢课题组助理老师顾晓燕老师，王笑菁老师，韩铃淇老师，冯晓捧老师对我们的辛苦付出，祝愿工作顺利，幸福美满！

最后，感谢实验室提供的良好科研平台与实验条件，使我能够顺利开展相关研究工作。感谢 PCIM 联盟各会员单位长期以来给予的帮助与支持，感谢 PCIM 联盟为我提供与业界专家深入交流与学习的宝贵平台，使我在科研与工程实践方面均受益匪浅。衷心祝愿 PCIM 联盟事业蓬勃发展，百尺竿头，更进一步。

PMIC内部资料 严禁外传

摘要

随着快充技术和 USB PD 协议的不断发展，充电电源对输出电压范围、转换效率和功率密度提出了更高要求。传统两电平调压电路在宽输出范围应用中存在器件电压应力高、开关损耗大以及磁性器件体积难以进一步压缩等问题，已逐渐难以满足高效高密度适配电源的发展需求。三电平飞跨电容 Buck 变换器具有降低器件电压应力、改善输出波形质量和提高高频运行能力等优势，在宽范围调压场景中具有良好的应用潜力。对于该拓扑而言，飞跨电容电压均衡是影响其稳定运行和性能发挥的关键问题。已有研究表明，谷值电流控制在三电平飞跨电容 Buck 变换器中具备一定的自然均压潜力，但在输出电压增益接近边界工作点时，电感电流纹波减小会导致谷值检测困难，进而限制控制方法的适用范围。因此，围绕飞跨电容电压均衡机理及宽增益范围控制方法开展研究，对三电平飞跨电容 Buck 变换器在适配电源中的应用具有实际意义。

针对上述问题，本文首先分析了飞跨电容电压不均衡对三电平飞跨电容 Buck 变换器性能的影响，包括器件电压应力失衡、多电平输出特性退化、系统损耗增加以及动态响应性能恶化等方面。在此基础上，在多种电流模式控制中选取峰值电流控制和谷值电流控制两种典型的逐周期电流控制方法作为研究对象，建立了时域扰动传播模型，推导了两种控制方式在次谐波振荡区间内所需的最小斜坡补偿条件；进一步结合飞跨电容在不同模式下的充放电过程，建立了飞跨电容电压扰动递推关系，并对自然均压能力进行了定量分析。结果表明，在三电平飞跨电容 Buck 变换器中，峰值电流控制下飞跨电容电压的自然均压能力具有负载相关性：仅在轻载范围内具备一定均压能力，负载增大后均压能力逐渐丧失；谷值电流控制下，在本文分析的占空比 $0 < D < 1$ 的工作范围内，飞跨电容电压扰动始终表现为收敛特性，因此能够实现与负载无关的自然均压。

由前述分析可知，谷值电流控制相较于峰值电流控制在自然均压方面具有更好的特性，因此更适合作为三电平飞跨电容 Buck 变换器宽增益范围控制策略设计的基础。然而，传统谷值电流控制在边界输出电压增益点附近仍存在电感电流纹波过小的问题，进而导致谷值检测困难、控制失效，限制了其适用电压增益范围。针对这一问题，本文通过对电感电流波形进行主动塑形，在不同电压增益内在线调整参与调制的工作模式及其作用时间，使电感电流由传统锯齿波演变为具有平台特征的梯形波，从而提高低

纹波区域的电流可检测性与控制可实现性。围绕不同增益区间的工作特点，本文分别设计了适用于 $0 < M \leq 0.25$ 、 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 、 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 以及 $0.75 \leq M < 1$ 的分区控制逻辑，并对各区间内的模态切换关系、电感电流纹波特性以及飞跨电容均压能力进行了分析，最终实现了 $0.02 \leq M \leq 0.98$ 的宽增益范围调节。

最后，本文搭建了三电平飞跨电容 Buck 实验样机，对峰值电流控制、谷值电流控制以及所提出的梯形波电流控制方法分别进行了实验验证。实验结果表明，峰值电流控制下均压能力受负载影响、而谷值电流控制下可实现负载无关自然均压的分析结论。所提出的梯形波电流控制方法能够在宽增益范围内实现稳定运行，不同输出电压增益区间下的电感电流波形与理论分析结果一致，飞跨电容电压保持良好的均压状态；在不同控制区间边界附近进行控制模式切换时，输出电压仅产生较小幅度的瞬态超调，系统能够较快恢复稳定。上述结果表明，所提控制方法能够兼顾宽增益范围调节、飞跨电容自然均压以及控制切换平滑性，为三电平飞跨电容 Buck 变换器在宽范围输出适配电源中的应用提供了实验依据。

关键词：三电平飞跨电容 Buck 变换器；峰值电流控制；谷值电流控制；梯形波电流控制；自然均压；宽增益范围

Abstract

With the continuous development of fast-charging technologies and the USB Power Delivery (USB PD) protocol, increasingly stringent requirements are imposed on power adapters in terms of output voltage range, conversion efficiency, and power density. Conventional two-level voltage regulation circuits suffer from high device voltage stress, large switching losses, and limited potential for further reducing the size of magnetic components in wide-output-range applications, and therefore can hardly satisfy the demands of high-efficiency and high-power-density power adapters. Owing to its advantages of reduced device voltage stress, improved output waveform quality, and enhanced high-frequency operating capability, the three-level flying-capacitor Buck converter exhibits strong potential for wide-range voltage regulation applications. However, for this topology, flying-capacitor voltage balancing remains a key issue affecting stable operation and performance. Existing studies have shown that valley current control has certain potential for natural voltage balancing in the three-level flying-capacitor Buck converter. Nevertheless, when the output voltage gain approaches boundary operating points, the inductor current ripple becomes very small, making valley detection difficult and thereby limiting the applicable gain range of this control method. Therefore, investigation of the flying-capacitor voltage balancing mechanism and wide-gain-range control strategies is of practical significance for applying the three-level flying-capacitor Buck converter in power adapters.

To address the above issues, this thesis first analyzes the influence of flying-capacitor voltage imbalance on the performance of the three-level flying-capacitor Buck converter, including unequal device voltage stress, degradation of multilevel output characteristics, increased system losses, and deteriorated dynamic response. On this basis, among various current-mode control methods, peak current control and valley current control are selected as two representative cycle-by-cycle current control schemes for detailed investigation. A time-domain perturbation propagation model is established, and the minimum slope-compensation requirements of the two control methods in subharmonic oscillation regions are derived. Furthermore, by combining the charging and discharging processes of the flying capacitor under different operating modes, a recursive relationship for the flying-capacitor voltage perturbation is established, and the natural voltage-balancing capability is quantitatively analyzed. The results show that, in the three-level flying-capacitor Buck converter, the natural voltage-balancing capability under peak current control is load-dependent: a certain balancing

capability can only be maintained under light-load conditions, while the balancing capability gradually disappears as the load increases. By contrast, under valley current control, within the duty-cycle range of $0 < D < 1$ analyzed in this thesis, the flying-capacitor voltage perturbation always exhibits convergent behavior, thereby enabling load-independent natural voltage balancing.

The above analysis indicates that valley current control exhibits superior natural voltage-balancing performance compared with peak current control, and is therefore more suitable as the basis for designing wide-gain-range control strategies for the three-level flying-capacitor Buck converter. However, conventional valley current control still suffers from excessively small inductor current ripple near boundary output-voltage-gain points, which leads to difficulty in valley detection and even control failure, thus restricting its applicable gain range. To overcome this limitation, a trapezoidal current control method is proposed. The proposed method actively reshapes the inductor current waveform and online adjusts the participating operating modes and their durations in different voltage-gain intervals, so that the inductor current evolves from a conventional sawtooth waveform into a trapezoidal waveform with a flat-top feature. In this way, current detectability and controllability in low-ripple regions are significantly improved. According to the operating characteristics in different gain intervals, piecewise control logics are designed for $0 < M \leq 0.25$, $0.25 \leq M \leq 0.5$, $0.5 \leq M \leq 0.75$, and $0.75 \leq M < 1$, respectively. The modal transition relationships, inductor current ripple characteristics, and flying-capacitor voltage-balancing capability in each interval are analyzed, and a wide gain range of $0.02 \leq M \leq 0.98$ is finally achieved.

Finally, an experimental prototype of the three-level flying-capacitor Buck converter is built, and experiments are carried out to verify peak current control, valley current control, and the proposed trapezoidal current control method, respectively. Experimental results confirm the analytical conclusion that the voltage-balancing capability under peak current control is load-dependent, whereas load-independent natural voltage balancing can be achieved under valley current control. Moreover, the proposed trapezoidal current control method achieves stable operation over a wide gain range. The inductor current waveforms in different output-voltage-gain intervals agree well with the theoretical analysis, and the flying-capacitor voltage remains well balanced. During control-mode transitions near the boundaries of different control intervals, only small transient overshoot appears in the output voltage, and the system quickly recovers to a stable state. These results demonstrate that the proposed control method can simultaneously achieve wide-gain-range regulation, natural flying-

capacitor voltage balancing, and smooth control transition, thus providing experimental support for the application of the three-level flying-capacitor Buck converter in wide-output-range power adapters.

KEY WORDS: Three-level flying-capacitor Buck converter; Peak current control; Valley current control; Trapezoidal current control; Natural voltage balancing; Wide gain range

PMIC内部资料 严禁外传

图 目 录

图 1-1 GSMA 预测移动设备产值随年份的变化情况	1
图 1-2 近十五年电源适配器功率等级发展情况 ^[5]	2
图 1-3 电源适配器指标调研 ^[5]	3
图 1-4 适配电源两级架构	3
图 1-5 三种宽范围隔离型 DC/DC 变换器拓扑	4
图 1-6 三种主要的多电平电路拓扑	5
图 1-7 相移载波控制下的控制框图与波形	7
图 1-8 引入均压环的相移载波控制下的控制框图与波形	7
图 2-1 飞跨电容均压与不均压对开关管应力的情况	13
图 2-2 三电平飞跨电容 Buck 电路的峰值电流控制框图	16
图 2-3 三电平飞跨电容 Buck 电路的四种模态图	18
图 2-4 峰值电流控制下三电平电路两种占空比区间工作方式	18
图 2-5 峰值电流控制下叠加微小扰动后的电感电流波形	19
图 2-6 峰值电流控制下飞跨电容叠加微小电压扰动之后的相关波形	22
图 2-7 影响峰值电流控制下飞跨电容自然均压效果的负载与增益关系图	26
图 2-8 未添加斜坡补偿下的峰值电流控制波形图 ($V_g=48V$, $V_o=18V$)	27
图 2-9 添加斜坡补偿后的峰值电流控制波形图 ($V_g=48V$, $V_o=18V$, $I_o=0.1A$)	27
图 2-10 重载条件下峰值电流控制的飞跨电容电压逐渐偏压	28
图 2-11 三电平飞跨电容 Buck 电路的谷值电流控制框图	29
图 2-12 谷值电流控制下三电平电路两种占空比区间工作方式	30
图 2-13 谷值电流控制下叠加微小扰动后的电感电流波形	31
图 2-14 谷值电流控制下飞跨电容叠加微小电压扰动之后的相关波形	33
图 2-15 添加斜坡补偿后的谷值电流控制波形图 ($V_g=48V$, $V_o=8V$, $I_o=0.1A$)	38
图 2-16 添加斜坡补偿后的谷值电流控制波形图 ($V_g=48V$, $V_o=8V$, $I_o=3A$)	39
图 3-1 三电平电路中电感电流纹波量与增益之间的关系图	42
图 3-2 三电平飞跨电容 Buck 电路的不同工作点对应纹波波形	43
图 3-3 三电平飞跨电容变换器占空比接近于 0.5 相关波形仿真图	43

图 3-4 输出电压增益 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 的梯形波电流控制逻辑设计相关波形	45
图 3-5 改进后飞跨电容电压自然均压的梯形波电流控制相关波形	46
图 3-6 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 的梯形波电路控制相关波形	48
图 3-7 改进后的 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 的梯形波电路控制相关波形	50
图 3-8 相移载波控制与梯形波电流控制下的电感电流纹波量与增益关系图($0.25 \leq M \leq 0.75$)	53
图 3-9 $0 < M \leq 0.25$ 的梯形波电路控制相关波形	55
图 3-10 改进后的 $0 < M \leq 0.25$ 的梯形波电路控制相关波形	57
图 3-11 相移载波控制与梯形波电流控制下的电感电流纹波量与增益关系图($0.02 \leq M \leq 0.75$)	59
图 3-12 $0.75 \leq M < 1$ 的梯形波电路控制相关波形	60
图 3-13 相移载波控制与梯形波电流控制下的电感电流纹波量与增益关系图($0.02 \leq M \leq 0.98$)	62
图 4-1 三电平飞跨电容 Buck 电路样机图	64
图 4-2 输入电压 48V, 不同输出电压下效率测试数据 (a) $V_o=20V$ (b) $V_o=30V$	65
图 4-3 梯形波调制策略下相关波形($V_g=48V$, $V_o=24V$, $M=0.5$)	65
图 4-4 梯形波调制策略下相关波形 (a) $V_o=20V(M=0.42)$ (b) $V_o=12V(M=0.25)$	66
图 4-5 梯形波调制策略下相关波形 (a) $V_o=24V(M=0.5)$ (b) $V_o=28V(M=0.58)$ (c) $V_o=36V(M=0.75)$	67
图 4-6 梯形波调制策略下相关波形 (a) $V_o=12V(M=0.25)$ (b) $V_o=10V(M=0.21)$ (c) $V_o=1.5V(M=0.03)$	68
图 4-7 梯形波调制策略下相关波形 (a) $V_o=36V(M=0.75)$ (b) $V_o=42V(M=0.88)$ (c) $V_o=47V(M=0.98)$	69
图 4-8 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.5$ 处的控制方式切换相关波形	70
图 4-9 (a)电感减小一半之后输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.5$ 处控制方式切换相关波形	71
图 4-10 引入局部变频控制方案后输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.5$ 处控制方式切换相关波形	72
图 4-11 引入局部变频控制方案后区域一内开关频率切换相关波形	72
图 4-12 引入局部变频控制方案后区域一内控制方式示意图	72

图 4-13 引入局部变频控制方案后区域二内开关频率切换相关波形	73
图 4-14 引入局部变频控制方案后区域三内开关频率切换相关波形	73
图 4-15 引入局部变频控制方案后区域三内控制方式示意图	73
图 4-16 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.5$ 处的控制方式切换相关波形	74
图 4-17 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.5$ 处控制方式切换相关波形	74
图 4-18 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.5$ 处控制方式切换示意图	74
图 4-19 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.25$ 处控制方式切换相关波形	75
图 4-20 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.25$ 处控制方式切换示意图	75
图 4-21 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.25$ 处控制方式切换相关波形	76
图 4-22 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.25$ 处控制方式切换示意图	76
图 4-23 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.75$ 处控制方式切换相关波形	77
图 4-24 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.75$ 处控制方式切换示意图	77
图 4-25 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.75$ 处控制方式切换相关波形	77
图 4-26 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.75$ 处控制方式切换示意图	78

PMIC内部资料 严禁外传

表 目 录

表 1 3L_FC Buck 实验样机关键参数	26
表 2 3L_FC Buck 梯形波电流控制样机关键参数	64

PMIC内部资料 严禁外传

目 录

致 谢	I
摘 要	III
Abstract	V
图 目 录	VIII
表 目 录	XI
目 录	XII
1 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 电源适配器发展进程及现状	1
1.1.2 多电平电路研究现状	5
1.2 多电平飞跨电容电路相关控制的研究现状	6
1.2.1 多电平飞跨电容电路的电压模式控制研究现状	6
1.2.2 多电平飞跨电容电路的电流模式控制研究现状	8
1.3 本文主要研究内容	11
2 不同电流控制下飞跨电容电压均压效果分析	13
2.1 飞跨电容电压不均压所带来的问题	13
2.1.1 器件电压应力失衡	13
2.1.2 多电平输出特性退化	13
2.1.3 系统损耗增加与效率下降	14
2.1.4 系统稳定性与控制复杂度问题	15
2.2 峰值电流控制下飞跨电容电压均压效果分析	16
2.2.1 峰值电流控制特征	16
2.2.2 峰值电流控制下均压效果数学公式推导	17
2.2.3 峰值电流控制均压效果实验验证	26
2.3 谷值电流控制下飞跨电容电压均压效果分析	28

2.3.1 谷值电流控制特征	28
2.3.2 谷值电流控制下均压效果数学公式推导	29
2.3.3 谷值电流控制均压效果实验验证	38
2.4 本章小结	39
3 应用于宽增益范围的梯形波电流控制	41
3.1 边界占空比下谷值电流控制失效原理分析	41
3.2 增益 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 与 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 下的控制逻辑设计	43
3.2.1 增益 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 控制逻辑设计	43
3.2.2 增益 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 控制逻辑设计	47
3.3 增益 $0 < M \leq 0.25$ 下的控制逻辑设计	54
3.4 增益 $0.75 \leq M < 1$ 下的控制逻辑设计	59
3.5 本章小结	62
4 梯形波电流控制逻辑实验验证	64
4.1 三电平飞跨电容 Buck 电路样机搭建	64
4.2 不同增益区间内稳态工作实验验证	65
4.2.1 输出电压 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 增益范围内稳态工作波形	65
4.2.2 输出电压 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 增益范围内稳态工作波形	66
4.2.3 输出电压 $0 < M \leq 0.25$ 增益范围内稳态工作波形	67
4.2.4 输出电压 $0.75 \leq M < 1$ 增益范围内稳态工作波形	68
4.3 动态工况实验效果	69
4.3.1 $M=0.5$ 处输出电压增益逐渐增加工况实验效果	69
4.3.2 $M=0.5$ 处输出电压增益逐渐减小工况实验效果	74
4.3.3 $M=0.25$ 处输出电压增益逐渐增加工况实验效果	75
4.3.4 $M=0.25$ 处输出电压增益逐渐减小工况实验效果	75
4.3.5 $M=0.75$ 处输出电压增益逐渐增加工况实验效果	76
4.3.6 $M=0.75$ 处输出电压增益逐渐减小工况实验效果	77
4.4 本章小结	78
5 结论与展望	79
5.1 全文工作总结	79

5.2 研究工作展望	80
参考文献	82
作者简介及在学期间主要研究成果	89
附 录	90
后 记	91

PMIC内部资料 严禁外传

1 绪论

1.1 研究背景

1.1.1 电源适配器发展进程及现状

通信技术的进步使手机成为人们随时随地保持联系、获取信息和享受便利的重要工具，全球手机用户量持续增长。如图 1-1，根据全球移动通信协会（Global System for Mobile communications Association, GSMA）预测，移动设备的全球产值将从 2025 年的 7.55 万亿美元增长到 2030 年的 11.3 万亿美元，届时对全球 GDP 的贡献占比将超过 8.4%^[1]。与此同时，全球手机充电类市场预计将从 2024 年的 374.4 亿美元增至 2030 年的 562.5 亿美元，其中移动充电器市场有望达到 129.6 亿美元，表明适配电源市场在未来十年仍具有广阔的发展空间^[2]。

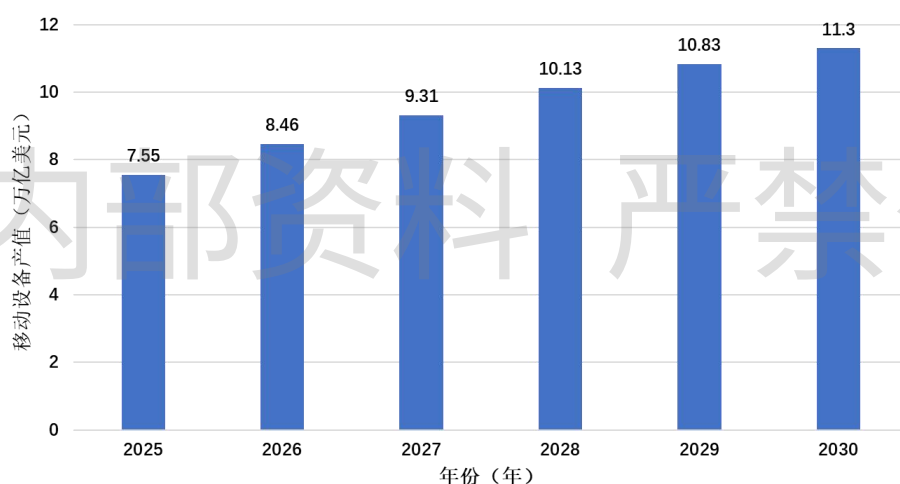


图 1-1 GSMA 预测移动设备产值随年份的变化情况

在 2014 年前，智能手机还处于发展初期，终端设备的电池容量还处于较低的水平，这时电源适配器的标准主要以 5V/1A (5W) 为主。但是随着移动互联网的大范围普及以及终端硬件设备的功耗不断增加，5W 的低功率输出已经远远满足不了终端设备的续航需求。图 1-2 整理了从 2012 年不同时期下各个厂家生产的电源适配器产品以及样机输出功率的发展情况。在图中可以看到，在 2014 年后，为满足对高输出功率的需求，以高通 Quick Charge 协议以及各家厂商特定的终端私有协议为代表的快速充电技术飞速发展。这一时期电源适配器的输出功率从 10W 迅速上升至 20W、40W，并以更快的速度向 65W、100W 发展。并在 2020 年代，电源适配器的功率已经攀升到了 240W，更有激进的厂商提出了更大的 300W 输出功率^[4]。

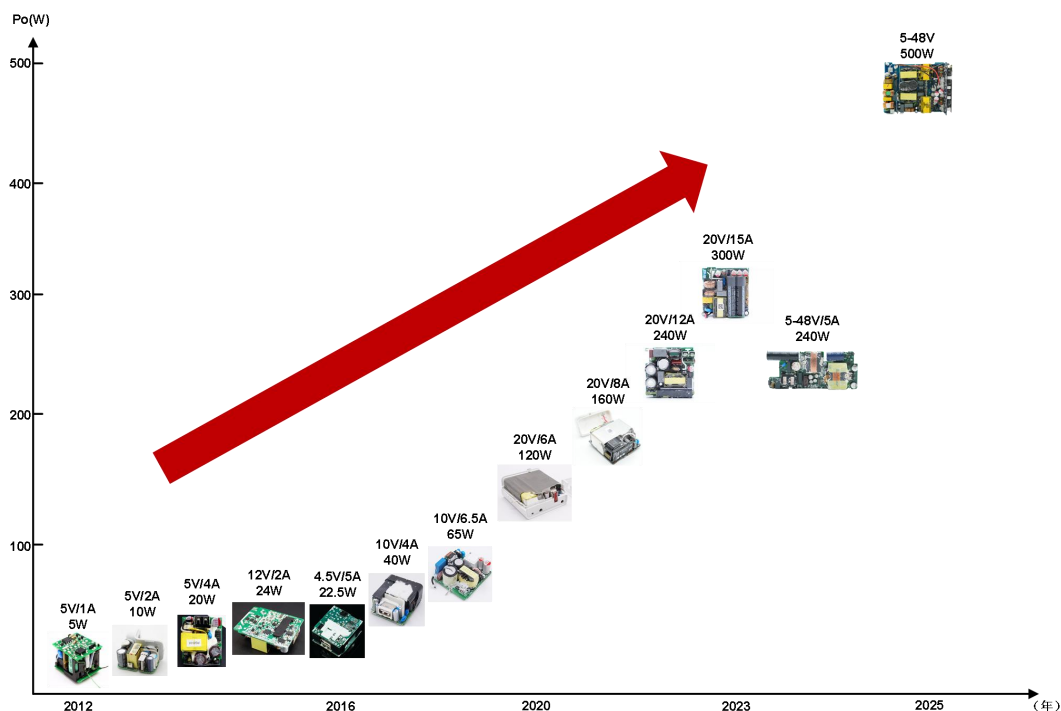


图 1-2 近十五年电源适配器功率等级发展情况^[5]

在高功率快充技术的发展进程中，电源适配器的核心模块——AC/DC 变换器，主要负责将网侧交流电转换为终端设备所需的直流电。然而，传统 AC/DC 变换器高度依赖硅（Si）基功率器件，受限于硅材料的物理特性，其开关频率通常被限制在 100kHz 左右。较低的开关频率迫使系统必须采用体积庞大的磁性元器件（如变压器、电感）与储能电容。这种低转换效率与大体积的传统架构，已难以满足现代用户对设备快速补能与极致便携性的双重需求。因此，如何设计兼具高效率与高功率密度的 AC/DC 变换器，已成为当前电源领域的核心研究方向。

为突破上述体积与频率瓶颈，第三代半导体材料氮化镓（GaN）的大规模商用提供了关键技术路径。凭借卓越的高频开关能力与低导通损耗特性，引入 GaN 器件的变换器可将开关频率拓宽至 1MHz，整机功率密度高达 44 W/in³，实现了物理空间的跨越式压缩。然而，GaN 器件的芯片级微型封装以及整机体积的急剧减小，无可避免地导致了单位体积内热流密度的激增，带来了严峻的热管理挑战。因此，在现代适配器的设计中，转换效率与功率密度呈现出深度的制约关系：唯有从源头上极致提升系统效率以降低热损耗，方能在严苛的散热物理边界内实现极高功率密度的设计目标。

图 1-3 梳理了近年来不同厂家推出的大功率（100W 以上）电源适配器商用产品及研发样机的相关数据。图中横、纵坐标分别表示适配器的额定输出功率与裸板（PCBA）功率密度。调研结果显示，拓扑架构的选择与功率等级密切相关：在 100~200W 区间，

样机普遍采用“Boost PFC + 软开关半桥（LLC 或 AHB）”的两级拓扑架构；而当输出功率超过 200W 时，为进一步提升输入端功率因数校正（PFC）环节的转换效率，前级多演进为无桥图腾柱（Bridgeless Totem-Pole）拓扑。整体而言，上述样本的功率密度均未能突破 60 W/in^3 ，且整机峰值效率普遍受限于 96% 以内。

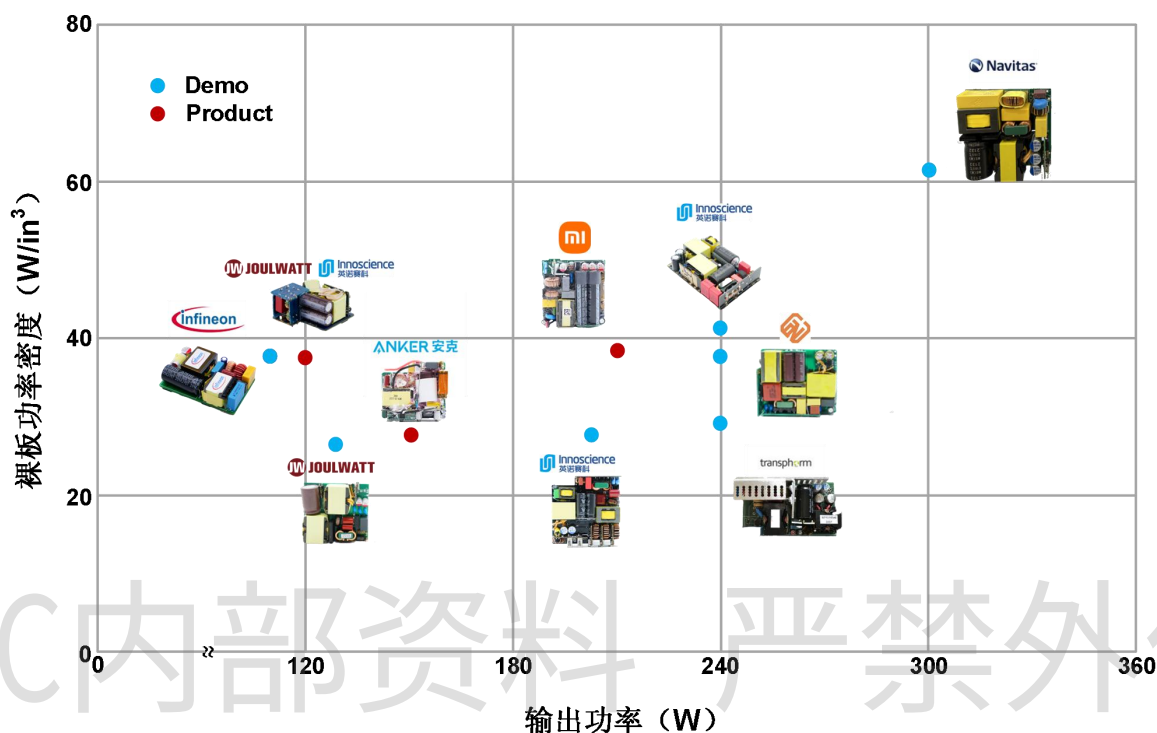


图 1-3 电源适配器指标调研^[5]

在当前电源适配器系统中，整体架构通常可划分为前后两级：前级主要负责能量输入侧的处理，而后级则实现宽范围输出电压调节（一般为 5–48 V）。其基本结构如图 1-4 所示。输入端首先通过功率因数校正（Power Factor Correction, PFC）电路完成 AC/DC 变换；随后，系统还需配置隔离型 DC/DC 变换器，以满足输出侧安全隔离及电压调节要求。根据 USB PD 协议规范，后级电路需支持 5–48 V 范围内的多档输出电压。

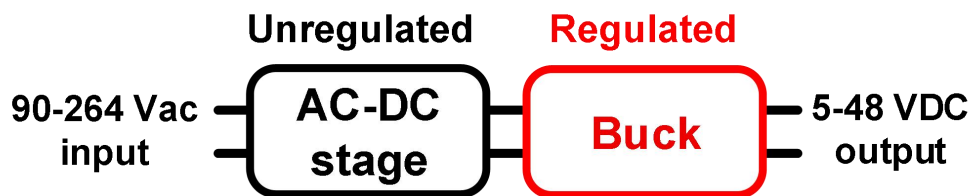


图 1-4 适配电源两级架构

针对前级 AC/DC 部分，已有研究通过引入多电平 PFC 拓扑以提升系统功率密度并优化效率表现。在后级 DC/DC 变换部分，现有主流实现方案主要包括三类：单级调

压结构(如非对称半桥, Asymmetrical Half-Bridge, AHB)^[17]、准两级调压结构(如 RDCX, Regulated DC Transformer)^[20], 以及传统两级调压架构^[24]。

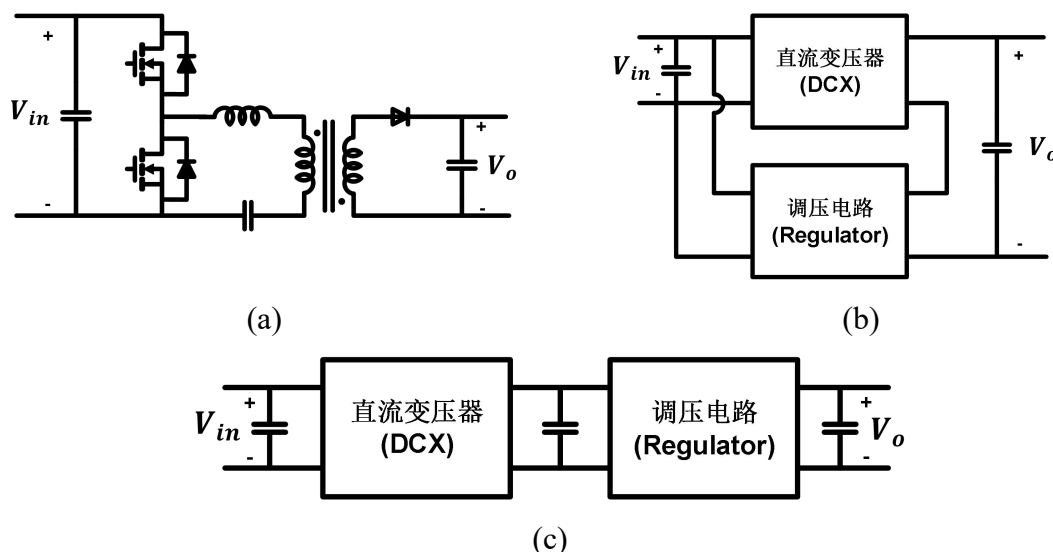


图 1-5 三种宽范围隔离型 DC/DC 变换器拓扑

(a)单级结构 AHB (b)准两级结构 RDCX (c)两级结构 DCX 级联调压电路

AHB 拓扑是在反激式能量传递机理与非对称半桥结构基础上发展而来的一类变换电路,具备一定的输出调节能力。在其运行过程中,励磁支路电流参与开关器件输出电容的充放电过程,使原边功率器件能够在零电压条件下导通;同时,副边电流呈现出谐振特性,从而在关断瞬间实现零电流切换。相较于传统反激式结构,该拓扑通过引入谐振电容并与励磁电感形成能量交互通道,在一定程度上降低了磁性元件尺寸并提升功率密度。不过,由于其控制方式依然依赖脉宽调制策略,在输入电压变化范围较大时,软开关条件难以在整个工作区间持续满足。

RDCX (Regulated DC Transformer) 属于一种典型的准两级变换结构,其示意形式如图 1-5(b)所示(图中仅对应其中一种实现方式)。该结构由固定变比的直流变压器级(DCX)与独立调压单元串联构成。其中,DCX 部分本质上为谐振型变换级,可在较宽负载范围内实现原边开关器件的零电压开通以及副边同步整流器件的零电流关断,因而具有良好的软开关性能。为实现输出电压的灵活调节,引入后级调压电路承担调节功能,该部分通常采用 Buck、Boost 或 Buck-Boost 等基本拓扑形式。由于调压单元仅处理总功率中的一部分,在调节范围较小的应用条件下,该结构能够兼顾较高转换效率与功率密度。

面向 PD (Power Delivery) 电源对宽范围输出调节的应用需求,可采用完整的两级

变换架构以进一步优化系统性能。一种常见实现方式如图 1-5(c)所示,其同样由 DCX 级与调压级构成,但区别在于调压单元位于 DCX 之后,使得输出电压调节范围得到显著扩展。然而,当调压级仍采用传统两电平电路时,由于其开关损耗较高且器件电压应力较大,该类两级结构在整体效率及功率密度方面往往不具备优势,甚至可能劣于 RDCX 方案。

为改善上述问题,可在调压级中引入多电平变换技术,通过降低器件承受电压并优化开关过程,从而提升系统效率并进一步提高功率密度。

1.1.2 多电平电路研究现状

在多电平电路不断发展的进程中,现在主要存在三种多电平电路:二极管箝位型(Neutral Point Clamped, NPC)^[27]、级联 H 桥型(Cascaded H-Bridge, CHB)^[30]和飞跨电容型(Flying Capacitor, FC)^[33],如图 1-6 所示。

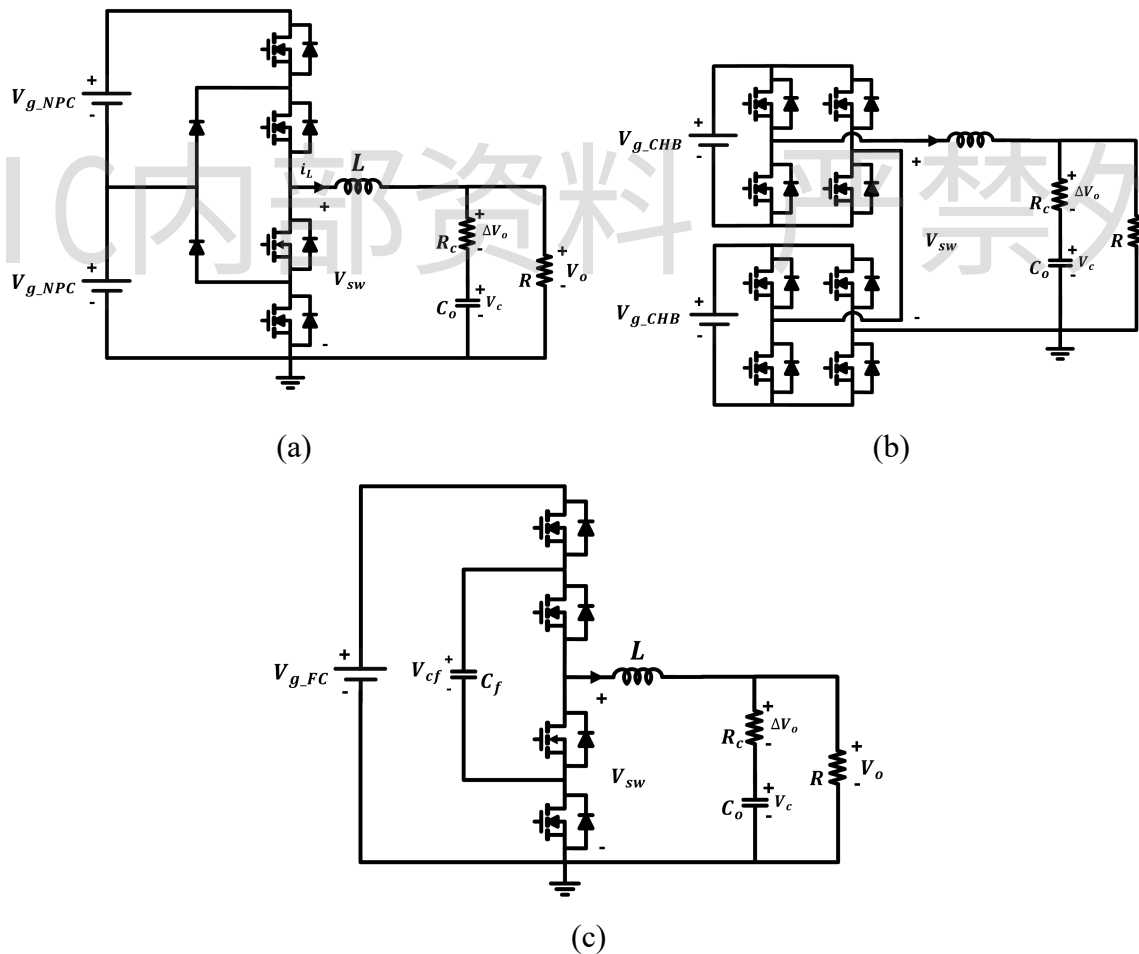


图 1-6 三种主要的多电平电路拓扑

(a)二极管箝位型(NPC) (b)级联 H 桥型(CHB) (c)飞跨电容型(FC)

NPC 拓扑通过直流侧电容分压,并借助箝位二极管将开关节点电压限制在中点电

位,从而实现多电平输出。该拓扑具有器件电压应力低、输出波形质量好等优点,且工程应用较为成熟。然而,随着电平数的增加,箝位二极管数量显著增加,导致电路复杂度与损耗同步上升。同时,中点电压在轻载或动态工况下难以维持平衡,增加了控制系统设计难度。此外,在高频工作条件下,二极管反向恢复效应会进一步降低系统效率。因此,该拓扑主要应用于中高压电机驱动、新能源并网逆变器以及高压直流输电与无功补偿等中高压大功率场景。

CHB 拓扑通过多个 H 桥单元级联实现电压叠加,每个单元通常由独立直流电源供电,具有良好的模块化特性,易于扩展至更高电平数。但该拓扑对多路独立电源或隔离供电结构的依赖,使系统体积与成本显著增加,同时容易引入较大的共模噪声,从而对滤波器设计提出更高要求。此外,多电源之间的电压一致性控制也增加了系统复杂度,因此在低压高功率密度 DC/DC 应用中受到一定限制。

FC 拓扑通过在开关器件之间引入悬浮电容,实现电压分级与叠加,其结构具有良好的对称性,并且存在多种冗余开关状态,从而为飞跨电容电压的主动均衡提供了更大的控制自由度。由于该拓扑为单直流母线结构,相较于 CHB 拓扑,其共模噪声水平通常较低。同时,FC 拓扑无需额外箝位二极管或多路独立电源,整体结构更加简洁统一。然而,在实际运行中,该拓扑可能出现器件电压分布不均的问题,因此需要引入额外的电容电压均衡控制策略,从而增加控制复杂度。尽管如此,随着高频化与高功率密度需求的不断提升,飞跨电容拓扑凭借其结构与性能优势,已逐渐成为低压高频 DC/DC 变换器领域的重要研究方向之一。

1.2 多电平飞跨电容电路相关控制的研究现状

1.2.1 多电平飞跨电容电路的电压模式控制研究现状

自 1992 年 Meynard 首次提出飞跨电容多电平变换器^[33]并将其应用于大功率逆变器以来,该拓扑结构得到了持续深入的研究。随着电力电子技术的发展,研究者逐渐将飞跨电容拓扑由传统高压大功率应用拓展至小功率、高效率及高功率密度场景,如电压调节模块 (VR)、负载点电源 (Point-of-Load, PoL) 以及可穿戴电子设备等领域。

然而,随着应用场景的拓展,飞跨电容拓扑在实际运行中的一些关键问题逐渐显现。研究表明,在传统载波移相调制策略下(如图 1-7 所示),飞跨电容电压难以维持理想的均衡状态,存在一定的不均压现象。该不均压问题会导致各开关器件承受的电

压应力分布不均，从而可能使部分器件的电压超过其设计耐压范围，进而影响系统可靠性，严重时甚至导致变换器失效。

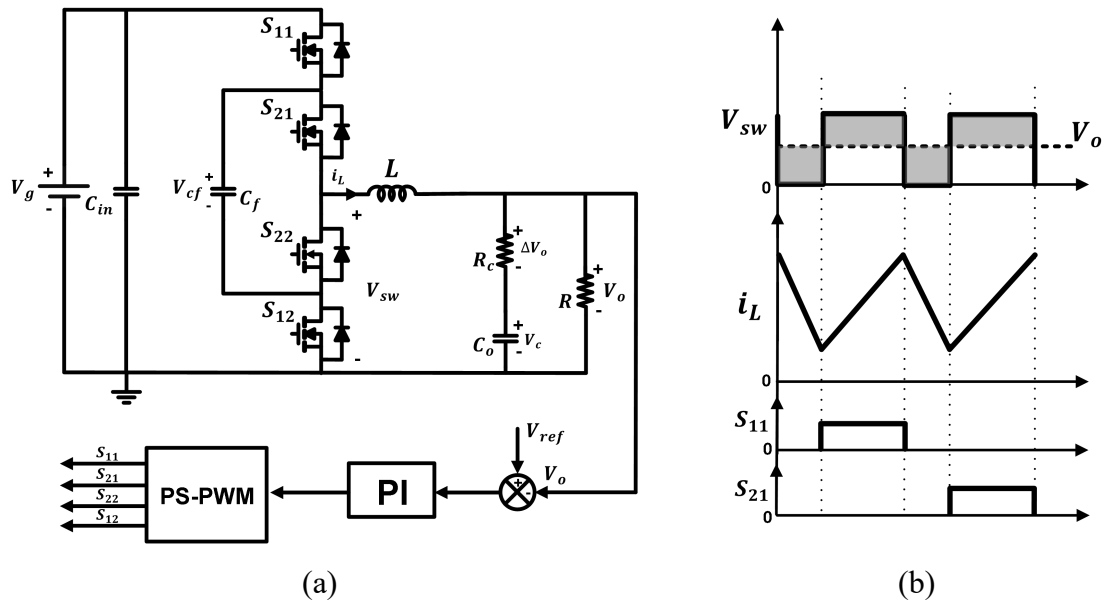


图 1-7 相移载波控制下的控制框图与波形

针对飞跨电容拓扑固有的电压不平衡问题，已有研究在传统电压模式控制的基础上提出了多种改进方法，以实现飞跨电容电压的稳定均衡。

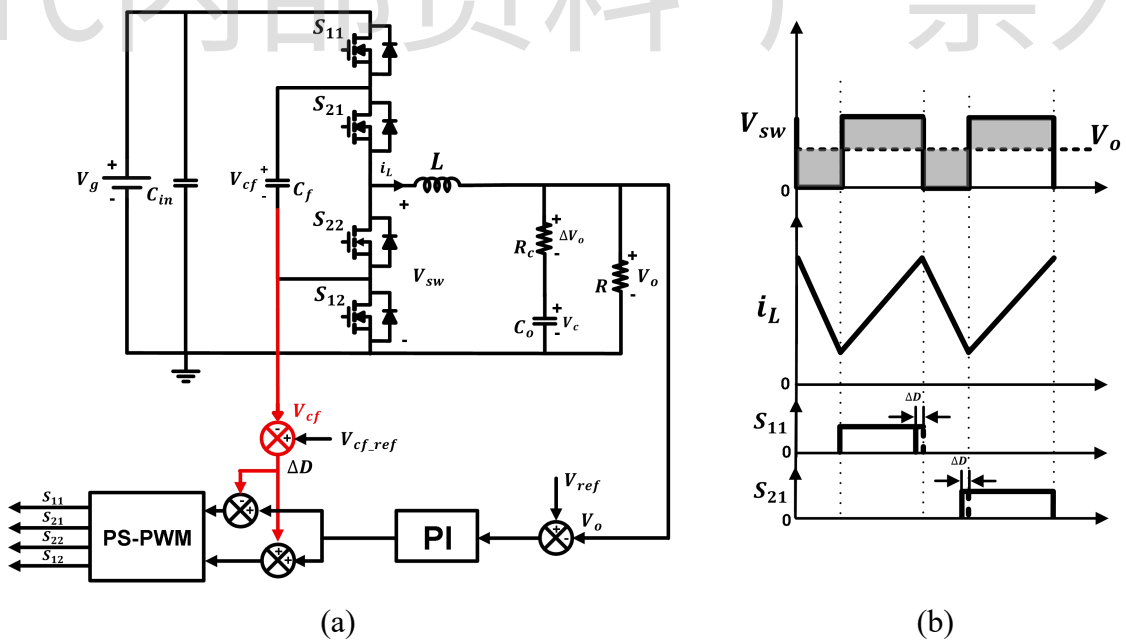


图 1-8 引入均压环的相移载波控制下的控制框图与波形

其中，最常见的方案是引入飞跨电容电压反馈控制环路。具体而言，通过采样飞跨电容电压，并将其与参考均衡电压进行比较，得到电压误差信号；该误差信号经比例积分 (PI) 调节器处理后生成相应的补偿量，并进一步作用于占空比调制过程，从而动态

调节电容的充放电过程，实现飞跨电容电压的均衡控制，如图 1-8 所示。

1.2.2 多电平飞跨电容电路的电流模式控制研究现状

虽然电压模式控制^[38]作为最早发展并广泛应用的控制方式之一，具有结构简单、技术成熟等优点，但随着现代电源系统对过流保护能力、输入扰动响应速度以及动态性能要求的不断提高，传统电压模式控制已难以满足高性能应用需求。因此，研究者逐步引入电流信息，发展出多种电流控制策略^[40]，以提升系统响应速度和控制带宽。

在电流控制方法中，发展较早的是平均电流模式控制(Average Current Mode Control, ACMC)^[42]。该方法在传统电压外环的基础上引入电流内环，通过检测电感电流的平均值，实现对电流的精确调节，从而提升系统动态性能和抗扰能力。然而，在飞跨电容多电平变换器中，该控制方式无法为飞跨电容电压提供内在的稳定机制，因此通常需要额外引入电容电压均衡控制环路，以保证系统稳定运行。

除平均电流控制这类以开关周期为更新单位的控制方式外，还存在一类基于电流瞬时值进行逐周期(cycle-by-cycle)调节的电流控制方法。在该类方法中，峰值电流控制(Peak Current Control, PCC)^[43]最早被提出，并在此基础上发展出谷值电流控制(Valley Current Control, VCC)^[50]、滞环电流控制(Hysteresis Current Control)^[60]以及可预测性电流控制(Predictive Current Control)^[64]等其他多种控制方式^[67]。

峰值电流控制通过在每个开关周期内检测电感电流的峰值，并与参考值进行比较，当电流上升至设定阈值时关断开关，从而实现占空比调节。该方法通常采用双环结构，其中外环为电压控制环，用于生成电流参考值，内环通过峰值比较实现快速电流调节。然而，该控制方式在两电平变换器中已被证明存在固有的稳定性问题：当占空比大于 0.5 时，系统容易产生次谐波振荡。类似地，在多电平变换器中，由于存在多段电压作用区间，次谐波振荡问题同样会在特定占空比范围内出现。以三电平变换器为例，其不稳定区间通常分布在 0.25~0.5 以及 0.75~1。

为了统一描述多电平结构中的次谐波振荡条件，本文引入等效开关频率(Effective Switching Frequency)与等效开关占空比(Effective Duty Cycle)两个概念。

等效开关频率是指在单位时间内开关节点电压发生有效变化的次数所对应的频率。以三电平变换器为例，在一个开关周期内电感电流存在两次有效变化，因此其等效开关频率为：

$$f_{eq} = 2f_s \quad (1.1)$$

其中, f_s 为器件的实际开关频率。推广至 N 电平变换器, 其等效开关频率可表示为:

$$f_{eq} = (N - 1)f_s \quad (1.2)$$

相应地, 等效开关周期为:

$$T_{eq} = \frac{1}{f_{eq}} \quad (1.3)$$

在此基础上, 定义等效开关占空比为在一个等效开关周期内, 开关驱动信号有效驱动电压作用时间所占的比例, 即:

$$D_{eq} = \frac{T_{on,eq}}{T_{eq}} \quad (1.4)$$

其中, $T_{on,eq}$ 为等效周期内开关驱动信号有效驱动电压作用时间。

基于上述定义, 可以将多电平变换器中的次谐波振荡条件统一表述为: 当等效开关占空比满足 $D_{eq} > 0.5$ 时, 系统将进入次谐波振荡不稳定区域。

在两电平变换器中应用峰值电流控制时, 为保证系统在占空比大于 0.5 条件下的稳定运行, 通常需要引入斜坡补偿以抑制次谐波振荡。同样地, 在多电平变换器中, 若希望实现更宽占空比范围内的稳定运行, 也需要引入斜坡补偿来增强系统稳定性。

然而, 斜坡补偿主要用于解决系统的次谐波振荡问题, 并不能从根本上解决飞跨电容电压的均衡问题。在峰值电流控制框架下, 飞跨电容电压的均衡问题始终是研究的重点。已经有人指出, 在三电平飞跨电容变换器的峰值电流控制下, 飞跨电容电压不具备内在的自均衡能力, 因此必须引入额外的控制策略以实现电压平衡。针对这一问题, 分别提出了两种典型的解决方案: 一类方法^[43]通过在电流参考值中引入补偿量, 对峰值电流控制量进行修正, 从而实现飞跨电容电压的调节; 另一类方法^[45]则通过调整两组开关占空比之间的时间间隔, 改变飞跨电容的充放电时间, 实现电压均衡。此外, 部分研究还提出了基于斜坡补偿改进的均衡方法。例如, 可以通过对两组斜坡补偿信号引入不同的斜率^[45], 并将其作为调节量参与控制, 从而在不改变基本控制结构的前提下, 实现飞跨电容电压的平衡。

谷值电流控制是一种基于电感电流谷值进行调节的电流模式控制策略。与峰值电流控制不同, 该方法在每个开关周期中检测电感电流的谷值, 并将其与参考值进行比较, 当电流下降至设定参考值时触发开关导通, 从而实现对占空比的调制控制。

相较于峰值电流控制, 谷值电流控制在次谐波振荡特性上呈现出不同的稳定性边

界。研究表明，在谷值电流控制策略下，当等效占空比满足 $D_{eq} < 0.5$ 时，系统进入次谐波振荡不稳定区域。

关于谷值电流控制在多电平变换器中的应用，其研究最早可追溯至 2009 年在三电平 Buck 变换器中的探索性工作^[50]。该研究首次指出，在谷值电流控制下，飞跨电容电压可以表现出一定的“自然均压”现象，即在未引入额外均衡控制环路的情况下，电容电压能够趋于稳定。然而，该工作主要停留在现象观察层面，并未对其背后的数学模型与物理机理进行深入分析。

随着后续研究的推进，在此基础上进一步拓展了谷值电流控制的应用范围^[51]，将其自然均压特性推广至更宽的输入电压和负载范围，并对该现象给出了初步的数学解释。这类研究普遍认为，谷值采样点位于电感电流下降阶段，其调制过程能够在一定程度上影响飞跨电容的充放电时间分配，从而形成一种“弱反馈调节机制”，使电容电压偏差逐步收敛。

尽管如此，现有研究仍主要基于近似分析或特定工作条件，对谷值电流控制下飞跨电容电压自然均衡的内在机理缺乏系统性、统一性的理论解释。特别是在不同负载条件下，该自然均压机制的适用范围及其稳定性边界尚未得到充分阐明^[55]。因此，对谷值电流控制在三电平飞跨电容变换器中的电压均衡机理进行深入分析，对于完善其理论体系并指导实际工程设计具有重要意义。

滞环电流控制是一种基于电流误差带的非线性控制策略，其基本思想是将实际电感电流与参考电流进行比较，并设定一个上下滞环带。当电感电流峰值超过上限阈值时关断开关，当电感电流谷值低于下限阈值时导通开关，从而使电流始终在滞环带内波动，实现对电流的快速调节。这种控制方法无需传统 PWM 调制器，属于一种自适应的变频控制方式，其开关频率由系统参数及负载条件决定。然而，滞环电流控制的开关频率不固定，易导致电磁干扰（EMI）设计复杂，并增加滤波器设计难度。此外，在高频应用或多电平拓扑中，由于开关状态数量增加，控制逻辑复杂度显著提升。同时，在飞跨电容多电平变换器中，虽然滞环控制能够快速调节电流，但其对飞跨电容电压的调节能力有限，难以在无附加控制的情况下实现电压均衡。暂时在多电平电路中并未很大规模应用。

可预测性电流控制，通常基于模型预测控制（Model Predictive Control, MPC）思想，是近年来在电力电子领域逐渐发展起来的一类先进控制方法。该方法通过建立变换器

的离散时间数学模型，对系统未来一个或多个开关周期内的状态进行预测，并基于优化目标函数选择最优的开关状态或控制量，从而实现对电流或电压的精确调节。

和上述的三种电流模式控制方法不同，可预测性电流控制直接在每个采样周期内对所有可能的开关状态进行评估，通过最小化目标函数（如电流误差、电压偏差或开关损耗等）来确定最优控制决策。因此，该方法能够在多变量耦合系统中实现多目标优化控制，具有响应速度快、控制精度高以及结构灵活等优点。

面对多电平变换器这一类系统存在多个开关状态以及飞跨电容电压和电感电流具有一定关系的系统，以往的电流控制方案往往不能准确的计算反应变量之间的关系，但是可预测性电流控制可以通过在目标函数中引入飞跨电容电压误差项，实现电流控制的目标为电压均衡，从而在理论上具备良好的控制性能。

然而，该方法在实际应用中也存在一定局限性。一方面，其控制性能高度依赖于系统模型的准确性，模型误差可能导致预测偏差，目前对于多电平飞跨电容变换器电流控制模型尚未达到和该控制匹配的准确性；另一方面，随着电平数增加，开关状态组合呈指数增长，导致计算复杂度显著提高，对控制器运算能力提出较高要求。此外，预测控制通常工作于较高采样频率，对硬件实现和实时性要求较高，这在高频、小型化电源系统中仍面临一定挑战。

1.3 本文主要研究内容

本文围绕适配电源对高效、高功率密度的需求展开研究，分析了适配电源的主流方案，并提出通过引入多电平技术来突破功率密度和效率的瓶颈。进一步地，本文探讨了应用于三电平飞跨电容变换器的峰值电流控制与谷值电流控制在实现飞跨电容电压自然均衡方面的效果。基于不同电流控制下自然均压效果的分析，本文提出了应用于宽增益范围的梯形波电流控制方案，并搭建了实验样机进行测试，针对实验中遇到的具体问题进行了深入分析与研究。本文的主要研究内容如下：

首先，本文回顾并调研了国内外学术界和工业界在适配电源应用领域的研究现状。通过分析现有方案的瓶颈，特别是在功率密度、效率、输出电压范围等方面的限制，本文提出引入多电平技术来优化适配电源的拓扑结构，以满足宽输出电压范围和高带宽需求的同时，提升功率密度与转换效率。为确保多电平飞跨电容变换器的稳定运行，本文进一步调研了不同的电流控制方案，并评估其在实际应用中的可行性与性能。

其次，针对适配电源的高效、高密度需求，本文选择了三电平飞跨电容变换器作为研究对象。为了实现满足 PD 协议宽范围输出的要求，本文分析了传统载波移相控制下，飞跨电容电压不均衡问题对开关管应力的影响，调研了峰值电流控制和谷值电流控制两种方法。通过对这两种控制方法下飞跨电容电压均衡能力的数学建模与计算，本文得到以下结果：峰值电流控制在轻载条件下具备一定的电压均衡能力，但在重载条件下无法实现均压；而谷值电流控制则在所有负载情况下均能实现有效的电压均衡。

接着，基于上述计算结果，本文提出了基于谷值电流控制的梯形波电流控制方案，旨在应用于宽增益范围的多电平变换器。该方案能够在保证高效率与高功率密度的同时，有效解决飞跨电容电压均衡的问题。

最后，本文搭建了实验样机，并对控制方案进行了实验验证，分析了实验过程中遇到的问题，并提出相应的解决策略。随后，针对，并对该梯形电流模式控制进行稳态实验验证制环流，并通过对比实验验证。

最后，对全文进行总结，并对后续待解决的问题进行展望。

PMIC内部资料 严禁外传

2 不同电流控制下飞跨电容电压均压效果分析

2.1 飞跨电容电压不均压所带来的问题

2.1.1 器件电压应力失衡

在理想工作状态下，多电平飞跨电容变换器中各飞跨电容电压应维持在预期均衡值，从而实现对功率器件电压的均匀分配。然而，当飞跨电容电压发生偏移时，原有的电压分配关系被破坏，如图 2-1 所示，导致部分开关器件承受的电压应力显著增加。尤其在高频运行条件下，受限于开关周缩短及寄生参数影响增强，飞跨电容电压难以及时完成动态均衡；同时，在宽输入输出范围内，由于系统工作点变化引起的充放电路径不对称，该电压偏移现象将进一步加剧。

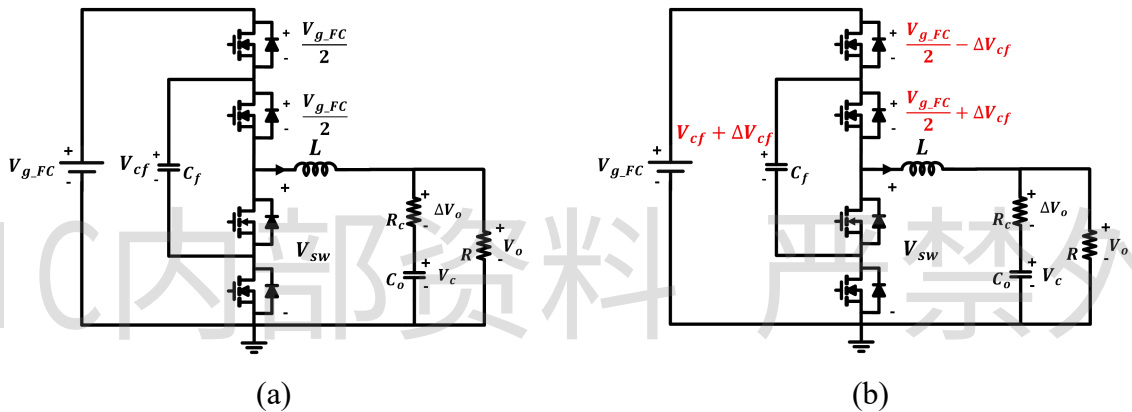


图 2-1 飞跨电容均压与不均压对开关管应力的情况

电压应力的不均衡不仅会使部分器件工作在超过其额定耐压的状态，还会降低整体系统的电气安全裕度，增加器件击穿风险。同时，在采用宽禁带器件（如 GaN 或 SiC）的场合，由于其过压容限较低，该问题将进一步放大，从而对系统可靠性产生不利影响。因此，飞跨电容电压的稳定均衡对于保障器件安全运行具有重要意义。

2.1.2 多电平输出特性退化

飞跨电容电压的不均衡将直接影响多电平变换器的输出电平结构。在理想情况下，多电平输出应呈现等间距分布的阶梯波形，各电平之间满足严格的电压比例关系，从而有效降低输出电压纹波，减小开关瞬态电压变化率（ dv/dt ），并改善系统的电磁干扰（EMI）性能。然而，当飞跨电容电压偏离其设计值时，原有的电压分布关系将被破坏，各电平之间的电压间隔发生不均匀变化，导致输出电压波形出现畸变。

进一步分析可知，电平间隔的不一致会使输出阶梯波形偏离理想对称结构，从而

引入额外的低次与高次谐波分量，使总谐波失真（Total Harmonic Distortion, THD）显著增加。同时，由于不同电平之间的电压跃迁幅值发生改变，部分电平转换过程中的电压跳变量增大，导致局部电压变化率（ dv/dt ）上升，从而增加高频分量含量，进一步恶化系统的电磁干扰性能。

在极端情况下，当飞跨电容电压严重失衡时，部分中间电平可能无法有效建立，使输出波形等效表现为较低电平数的运行特性，从而削弱多电平拓扑在降低电压应力和改善波形质量方面的优势。

此外，电压阶梯分布的不规则性还会对负载侧产生不利影响。例如，在电机类负载中可能引入额外的转矩脉动；在电源系统中则会增加输出滤波器的设计难度，并可能导致系统等效输出特性发生偏移，进一步影响动态性能与电磁兼容表现。

因此，飞跨电容电压的不均衡不仅会导致输出电压波形质量下降，还会从谐波特性、电磁干扰及负载适配等多个方面影响系统性能。维持飞跨电容电压的稳定均衡，是充分发挥多电平变换器性能优势的关键前提。

2.1.3 系统损耗增加与效率下降

飞跨电容电压不均衡会改变变换器内部的电压和电流分布，使部分开关器件偏离其最优工作状态，从而导致系统损耗增加。一方面，不均衡电压会破坏软开关条件（如零电压开通或零电流关断），使开关过程中的能量损耗显著上升；另一方面，电流分布的不对称也会增加导通损耗及磁性器件损耗。

此外，在宽负载范围运行时，该不均衡现象会进一步恶化，飞跨电容电压均衡特性与负载条件密切相关。在重载工况下，由于电感电流幅值较大，飞跨电容在各模式下的充放电电流显著增加。当不同模式之间存在微小的时间或电流不对称时，其对应的电荷不平衡量将被放大，从而导致电容电压偏移更加明显。

另一方面，在轻载工况下，由于电感电流幅值较小，飞跨电容的充放电电流减弱，其电压调节能力下降，使得电压偏差难以及时修正。特别是在断续导通模式（DCM）下，电感电流存在间歇为零的区间，在此期间飞跨电容无法参与有效的能量交换，进一步削弱了电压均衡能力。

因此，飞跨电容电压不均衡问题在轻载与重载工况下均可能加剧，但其机理有所不同：轻载条件下主要受限于调节能力不足，而重载条件下则表现为电荷不平衡的放大效应。从提高系统效率的角度出发，抑制飞跨电容电压偏移具有重要意义。

2.1.4 系统稳定性与控制复杂度问题

飞跨电容电压的不均衡不仅会影响变换器的稳态性能，还会对系统的动态响应特性产生重要影响。在理想情况下，飞跨电容电压应在外部扰动（如输入电压或负载突变）发生后能够快速恢复至其平衡值，从而保证系统在不同工作状态之间实现平滑过渡。然而，当飞跨电容电压存在偏移且缺乏有效调节机制时，其动态恢复过程将受到明显制约。

一方面，电容电压偏差会改变各开关模态对应的等效电压分布，使得实际作用于电感的电压与控制器设计时所假定的理想模型之间产生偏差，从而降低控制策略的准确性；另一方面，电压不均衡会导致能量传递路径在动态过程中呈现不对称性，使系统在扰动响应过程中引入额外的电压或电流波动，进而延长动态调节时间。

从控制系统角度来看，飞跨电容电压的不均衡可等效为引入一个附加的状态扰动变量。由于该变量的动态变化通常慢于主功率回路（如电感电流）的响应速度，其与主控制变量之间形成多时间尺度的耦合关系。这种耦合效应可能导致系统等效模型偏离原有设计假设，从而在一定程度上降低系统的动态性能。

进一步而言，在闭环控制系统中，该附加状态变量可能对系统的稳定裕度产生影响。例如，在大信号扰动或参数变化条件下，电容电压的滞后恢复可能引起系统响应超调增大或收敛速度下降。在部分工况下（如宽输入输出范围或轻载条件），由于飞跨电容的调节能力减弱，其动态恢复过程进一步变慢，使上述影响更加明显。

因此，在控制策略设计中，需要充分考虑飞跨电容电压动态特性对系统响应的影响，通过合理的调制方法或均衡机制，减弱其对系统动态性能的不利作用。

为缓解上述问题，对于飞跨电容电压均衡的控制研究工作在此之前已有很多^[74]，工程上通常引入飞跨电容电压检测与主动均压控制策略。例如，通过冗余开关状态选择实现电容的定向充放电，或基于电流调制方法调节各状态的作用时间，从而在控制层面对电压偏差进行补偿。这类方法能够在一定程度上改善飞跨电容的电压分布，并提升系统的动态稳定性。然而，其代价在于需要增加额外的电压采样电路和控制环节，使控制结构更加复杂，同时对控制器的运算能力、采样精度及实时性提出更高要求。此外，多控制回路之间的相互耦合还可能带来新的稳定性问题，增加系统设计与调试难度。

因此，从系统整体优化的角度出发，实现飞跨电容电压的自然均压特性具有重要

意义。所谓自然均压,是指在无需额外电压闭环控制的情况下,依靠拓扑结构与控制策略本身,使飞跨电容电压在不同工作状态下自动趋于平衡。该方法不仅能够显著简化控制系统结构,降低实现成本,还可以减少控制变量之间的耦合,提高系统的动态响应速度与稳定性,是多电平飞跨电容变换器设计中的关键研究方向之一。

2.2 峰值电流控制下飞跨电容电压均压效果分析

2.2.1 峰值电流控制特征

峰值电流控制 (Peak Current Control, PCC) 通过在每个开关周期内对电感电流的峰值进行检测,并与参考电流进行比较,当电感电流上升至设定阈值时触发开关关断,从而实现对开关导通时间的调节,进而完成占空比控制。

该控制方法通常采用双环控制结构,其中外环为电压控制环,用于调节输出电压并生成电流参考值;内环为电流控制环,通过对电感电流峰值的逐周期比较,实现快速的电流调节,如图 2-2 所示。

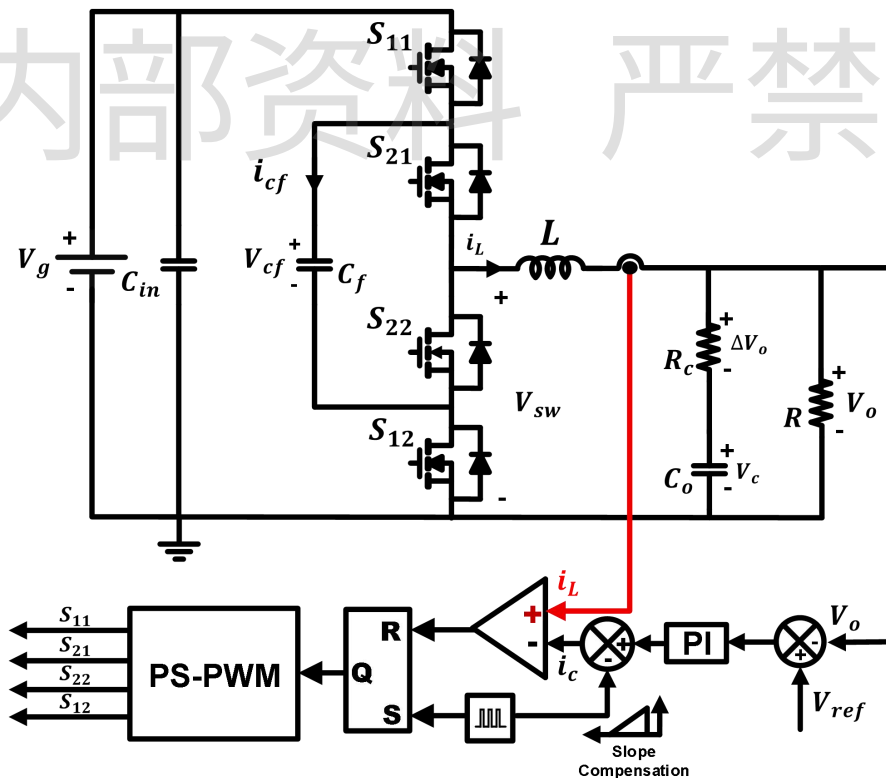


图 2-2 三电平飞跨电容 Buck 电路的峰值电流控制框图

峰值电流控制在特定工作区间内存在次谐波振荡 (Subharmonic Oscillation) 问题。在三电平 Buck 变换器中,该不稳定现象通常出现在等效开关占空比大于 0.5 的工作

区间内。当占空比超过该临界值时，系统在逐周期调节过程中容易产生扰动累积，从而引发次谐波振荡。

为抑制上述不稳定现象，通常需要在电压外环生成的电流参考值中引入斜坡补偿（Slope Compensation）。具体而言，通过叠加一个适当斜率的补偿信号，使得电流比较过程在每个开关周期内具有额外的稳定调节能力，从而改善系统的动态特性并消除次谐波振荡。

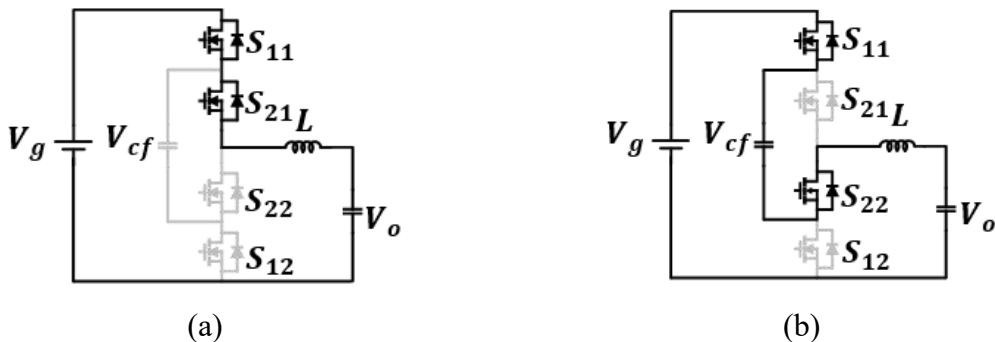
在引入斜坡补偿后，峰值电流控制的稳定工作范围得到拓展，使其能够在更宽的等效占空比区间内实现稳定运行。因此，从输出电压增益角度来看，峰值电流控制在加入斜坡补偿后，其可实现的稳定增益范围相应扩大。

对于三电平飞跨电容 Buck 电路而言，在应用峰值电流控制时，除系统稳定性之外，飞跨电容电压能否维持均衡同样是一个关键问题。这是因为飞跨电容电压的均衡状态不仅直接关系到各开关器件的电压应力分配，还会影响变换器的输出波形质量及整体运行可靠性。因此，仅从控制器能够实现稳压或抑制次谐波振荡的角度评价峰值电流控制是不充分的，还需要进一步考察其对飞跨电容电压均衡的影响。

为此，有必要建立相应的数学模型，并通过具体公式对飞跨电容在不同工作模式下的充放电过程进行定量分析，从而判断峰值电流控制条件下飞跨电容电压是否具备自然均压能力，以及其均压效果受哪些因素影响。

2.2.2 峰值电流控制下均压效果数学公式推导

为了更加清晰地描述不同控制策略在三电平飞跨电容 Buck 变换器中的工作机理，本章首先从拓扑的基本运行过程出发，对其工作状态进行划分。具体而言，在一个开关周期内，三电平飞跨电容 Buck 电路可分为四种典型工作模态，如图 2-3(a)~(d)所示。各模态对应不同的开关组合及能量传递路径，从而决定了电感电流的上升与下降斜率。后续分析均基于上述模态及其编号展开，以保证控制逻辑描述的一致性与严谨性。



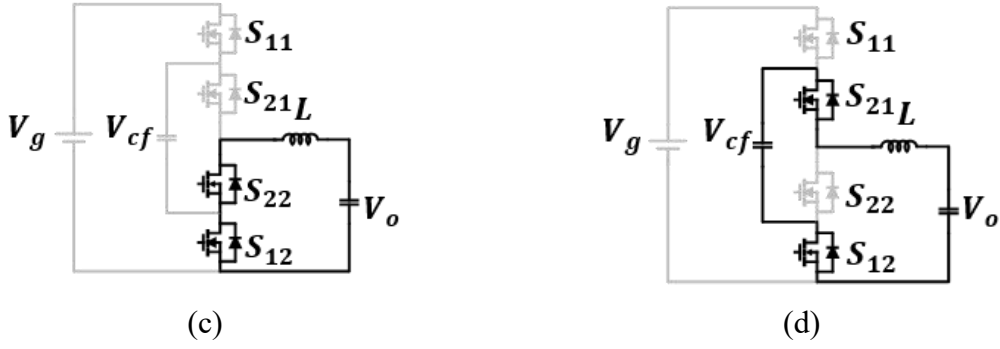


图 2-3 三电平飞跨电容 Buck 电路的四种模式图

基于图 2-3 所定义的四种工作模式, 可以进一步构建峰值电流控制下的典型波形, 包括开关节点电压 V_{sw} 、电感电流 i_L 与控制电流 i_c , 以及两组主动开关管的驱动信号波形 S11 与 S21。对于三电平 Buck 变换器而言, 占空比 $D = 0.5$ 是一个重要的边界工作点。在该边界点两侧, 变换器主导参与调制的工作模式组合发生变化, 其对应波形如图 2-4 所示。

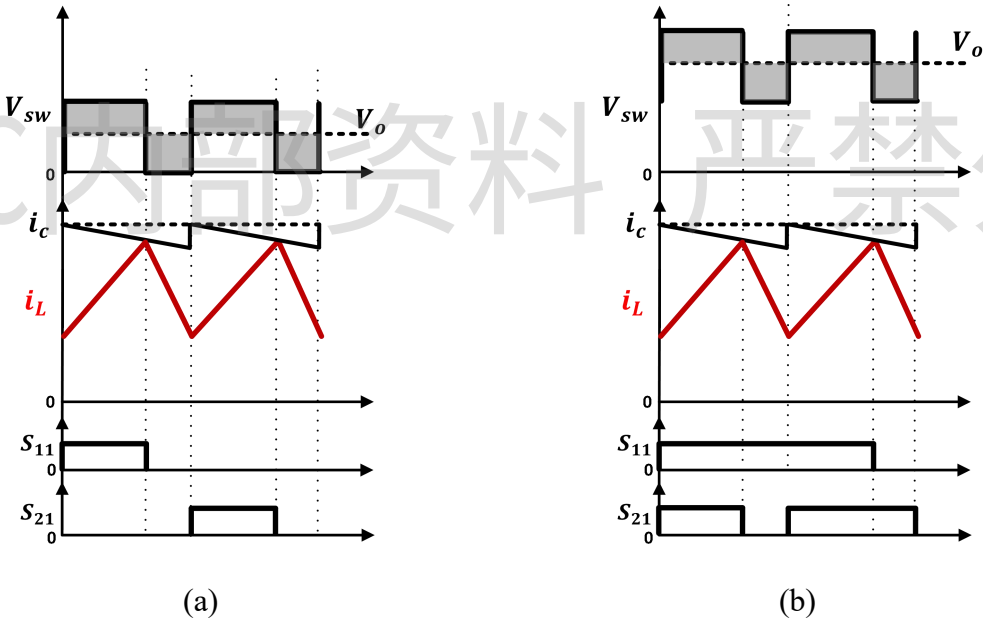


图 2-4 峰值电流控制下三电平电路两种占空比区间工作方式

(a) $0 < D < 0.5$ (b) $0.5 < D < 1$

与两电平 Buck 电路类似, 为了使三电平 Buck 电路在等效占空比大于 0.5 的输出电压增益区间内仍能够实现稳定运行, 需要引入斜坡补偿以抑制次谐波振荡。对于两电平变换器而言, 斜坡补偿量通常可通过时域分析方法进行确定, 即在稳态工作点附近引入电感电流的微小扰动, 并分析该扰动在若干开关周期内的演化过程。当扰动随时间逐渐衰减时, 系统处于稳定状态; 反之, 若扰动呈发散趋势, 则表明系统存在次谐波振荡。基于该扰动的收敛性条件, 可以推导出所需的最小斜坡补偿量。三电平变换

器仍可采用类似的分析思路，即通过建立电感电流在各工作模式下的分段变化关系，并对微小扰动在周期之间的传递过程进行分析，从而得到保证系统稳定运行所需的斜坡补偿条件。

以占空比区间 $0 < D < 0.5$ 为例，图 2-5(a)展示了电感电流在时域内各关键时刻的扰动变化过程。在稳态工作点的基础上，于开关周期起始时刻对电感电流叠加一个微小扰动 $i_L[0]$ ，即实际电感电流相对于稳态值产生一个初始偏移量 $\Delta i_L[0]$ 。在随后的一个开关周期内，电感电流按照各工作模式对应的电压作用规律进行分段变化。当开关周期结束 ($t = T_s$) 时，电感电流的终值相对于稳态周期末电流值将产生新的偏移量，记为 $\Delta i_L[T_s]$ 。

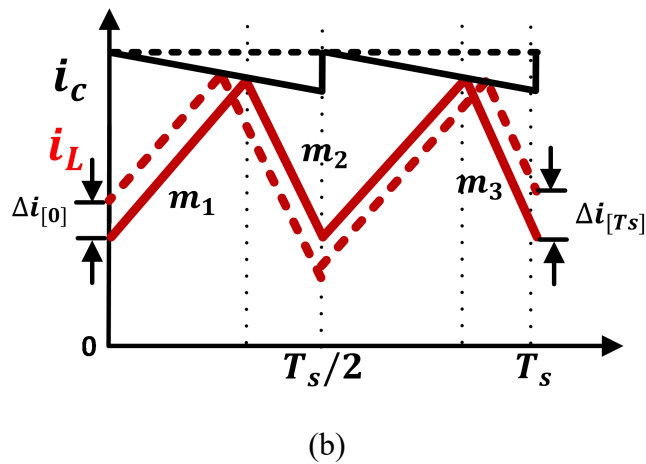
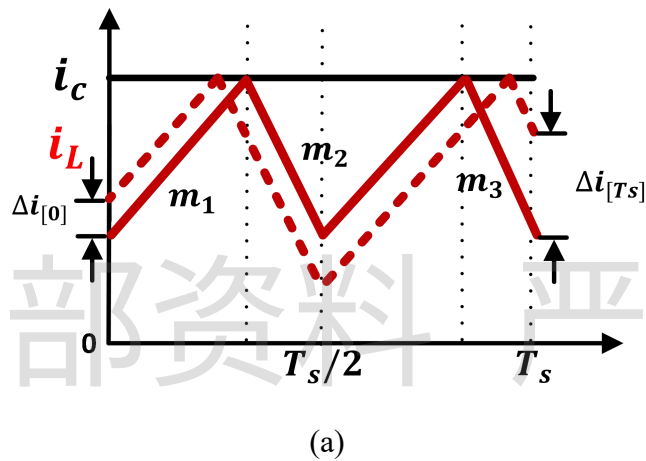


图 2-5 峰值电流控制下叠加微小扰动后的电感电流波形

(a) 未添加斜坡补偿的电感电流波形 (b) 添加斜坡补偿的电感电流波形

根据该工作区间内各模式对应的电压关系，可以得到电感电流在不同阶段的变化斜率分别为：

$$m_1 = \frac{V_{in} - V_{cf} - V_o}{L} \quad (2.1)$$

$$m_2 = \frac{V_o}{L} \quad (2.2)$$

$$m_3 = \frac{V_{cf} - V_o}{L} \quad (2.3)$$

基于图 2-5(a)所示电感电流波形的几何关系，并结合初始扰动 $\Delta i_L[0]$ 在一个开关周期内的传播过程，可以推导出开关周期结束时电感电流偏移量 $\Delta i_L[T_s]$ 与初始偏移量 $\Delta i_L[0]$ 之间的关系为：

$$\Delta i_L[T_s] = \frac{M}{1/2 - M} \Delta i_L[0] \quad (2.4)$$

进一步地，经过 n 个开关周期后，电感电流扰动的递推关系可表示为：

$$\Delta i_L[nT_s] = \left(\frac{M}{1/2 - M} \right)^n \Delta i_L[0] \quad (2.5)$$

由上式可见，当 $0.25 < D < 0.5$ 时，有

$$\frac{M}{1/2 - M} > 1 \quad (2.6)$$

此时扰动量将随开关周期不断放大，即系统处于发散状态，从而产生次谐波振荡。因此，在未引入斜坡补偿之前，峰值电流控制在该工作区间内无法保持稳定运行。

为抑制次谐波振荡，需要在电流参考值中引入斜率为 S_e 的斜坡补偿信号，如图 2-5 (b) 所示。按照相同的扰动分析方法，可重新得到加入斜坡补偿后一个开关周期末的电感电流偏移量与初始偏移量之间的关系为：

$$\Delta i_L[T_s] = \frac{M + \frac{S_e L}{V_g}}{1/2 - M + \frac{S_e L}{V_g}} \Delta i_L[0] \quad (2.7)$$

相应地，经过 n 个开关周期后的扰动递推关系为：

$$\Delta i_L[nT_s] = \left(\frac{M + \frac{S_e L}{V_g}}{1/2 - M + \frac{S_e L}{V_g}} \right)^n \Delta i_L[0] \quad (2.8)$$

为了使系统中的扰动逐周期衰减，即保证系统处于收敛状态，需要满足：

$$\frac{M + \frac{S_e L}{V_g}}{1/2 - M + \frac{S_e L}{V_g}} < 1 \quad (2.9)$$

由此可以得到消除次谐波振荡所需满足的斜坡补偿斜率条件为：

$$S_e \geq \frac{V_g}{4L} \quad (2.10)$$

在确定斜坡补偿斜率之后，可以进一步对稳态条件下峰值电流控制的工作波形进

行时域推导，以分析飞跨电容电压扰动在开关周期之间的演化规律。具体推导过程基于变换器的稳态工况展开。

首先，假设飞跨电容在理想均压状态附近叠加一个微小电压扰动 $\Delta V_{cf}[0]$ 。在该扰动作用下，飞跨电容电压偏离其稳态平衡值，从而改变各工作模式下开关节点电压的实际取值。由于开关节点电压发生变化，电感两端电压及其对应的电流变化斜率也将随之改变，进而导致一个开关周期内飞跨电容在不同模式下的充放电电荷量发生偏移。这种电荷量的不平衡会在飞跨电容上累积，并在一个开关周期结束后转化为新的电压偏移量。因此，在时刻 $t = T_s$ 时，飞跨电容电压将产生新的扰动，记为 $\Delta V_{cf}[T_s]$ 。图 2-6 给出了初始电压扰动 $\Delta V_{cf}[0]$ 作用下，开关节点电压 V_{sw} 、电感电流 i_L 以及流过飞跨电容的电流 i_{cf} 在一个开关周期内的演化过程。

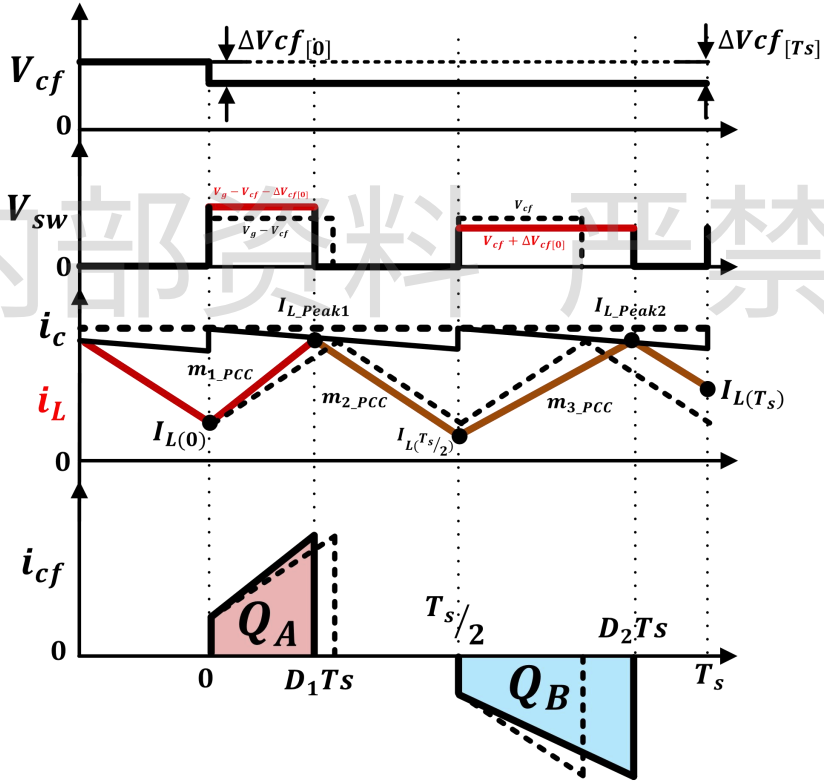


图 2-6 峰值电流控制下飞跨电容叠加微小电压扰动之后的相关波形

为了建立 $\Delta V_{cf}[T_s]$ 与 $\Delta V_{cf}[0]$ 之间的关系，需要首先对分析过程中涉及的关键物理量进行定义。

在叠加初始电压扰动 $\Delta V_{cf}[0]$ 后，各模式下电感电流的变化斜率将发生相应改变。根据电感两端电压关系，各阶段的电流变化斜率为：

$$m_{1,PCC} = \frac{V_{in} - (V_{cf} + \Delta V_{cf}[0]) - V_o}{L} \quad (2.11)$$

$$m_{2,PCC} = \frac{V_o}{L} \quad (2.12)$$

$$m_{3,PCC} = \frac{(V_{cf} + \Delta V_{cf}[0]) - V_o}{L} \quad (2.13)$$

进一步地，为描述一个开关周期内电感电流的关键状态点，定义三个谷值电流分别为：

$$i_L[0], i_L\left[\frac{T_s}{2}\right], i_L[T_s]$$

以及两个对应的峰值电流：

$$i_{L,peak1}, i_{L,peak2}$$

根据叠加飞跨电容电压扰动之后的电感电流波形的几何关系可以计算得到两段占空比的数学关系：

$$D_1 = M \cdot \frac{2LS_e + (1-2M)V_g}{2LS_e + (1-2M)V_g - 2\Delta V_{cf}[0]} \quad (2.14)$$

$$D_2 = \frac{4M \left[\left(M - \frac{1}{2}\right)^2 V_g^2 + \left((1-2M)LS_e - \frac{1}{2}\Delta V_{cf}[0]\right) V_g + L^2 S_e^2 \right]}{(2LS_e + (1-2M)V_g - 2\Delta V_{cf}[0])(2LS_e + (1-2M)V_g + 2\Delta V_{cf}[0])} \quad (2.15)$$

下一步可以计算得到电感电流谷值量与峰值量：

定义

$$A = 2LS_e - 2MV_g + V_g \quad (2.16)$$

$$B = M - \frac{1}{2} \quad (2.17)$$

$$\Delta V_0 = \Delta V_{cf}[0] \quad (2.18)$$

$$X = MS_e T_s - I_{ref} \quad (2.19)$$

三个电流值可分别整理为：

$$i_L\left[\frac{T_s}{2}\right] = \frac{N_1}{L(A - 2\Delta V_0)} \quad (2.20)$$

$$i_{L,peak1} = \frac{N_2}{A - 2\Delta V_0} \quad (2.21)$$

$$i_{L,peak2} = \frac{N_3}{(A - 2\Delta V_0)(A + 2\Delta V_0)} \quad (2.22)$$

其中，

$$N_1 = -2MT_s B^2 V_g^2 + (4XB L + MT_s \Delta V_0) V_g - 2(S_e X L + I_{ref} \Delta V_0) L \quad (2.23)$$

$$N_2 = 2XB V_g - 2LMS_e^2 T_s + 2I_{ref} LS_e - 2I_{ref} \Delta V_0 \quad (2.24)$$

$$N_3 = -4XB^2 V_g^2 + 8S_e \left[LMT_s BS_e + \left(-I_{ref} L + \frac{T_s \Delta V_0}{4}\right) M + \frac{I_{ref} L}{2} \right] V_g - 4L^2 MS_e^3 T_s + 4I_{ref} L^2 S_e^2 - 4I_{ref} \Delta V_0^2 \quad (2.25)$$

在确定飞跨电容充放电对应的作用时间及该阶段电流的平均值之后，便可以进一步计算一个开关周期内飞跨电容的充电电荷 Q_A 与放电电荷 Q_B 。其中，二者分别由对应模态下飞跨电容电流的平均值与作用时间相乘得到。

$$Q_A = \frac{i_L[0] + i_{L,peak1}}{2} D_1 T_s \quad (2.26)$$

$$Q_B = \frac{i_L[T_s/2] + i_{L,peak2}}{2} D_2 T_s \quad (2.27)$$

因此，在一个开关周期内，飞跨电容的净电荷变化量可表示为充电电荷 Q_A 与放电电荷 Q_B 之差，即

$$\Delta Q = Q_A - Q_B$$

同时取斜坡补偿斜率

$$S_e = \frac{V_g}{4L}$$

其中，电流参考值 I_{ref} 并非一个独立变量，其本质上与变换器输出负载电流 I_o 密切相关，因此可以结合电感电流纹波及相应时域关系，对其进一步等效表示为输出电流与纹波量的函数。

根据电容电压与电荷变化之间的关系，经过一个开关周期后，飞跨电容电压扰动满足

$$\Delta V_{cf}[T_s] = \Delta V_{cf}[0] + \frac{\Delta Q}{C_f} \quad (2.28)$$

其中， C_f 为飞跨电容容值。飞跨电容在一个开关周期后的电压扰动由初始扰动 $\Delta V_{cf}[0]$ 以及该周期内的净充放电电荷量共同决定。

在“小扰动条件 $\Delta V_{cf}[0] \ll V_g$ ”下做一阶线性化，整理成

$$\Delta Q = k * \Delta V_{cf}[0] = \frac{MT_s \Delta V_{cf}[0] [V_g (8M^3 + 8M^2 T_s - 14M^2 - 6MT_s + 5M) + 4I_o L (5 - 4M)]}{LV_g (4M - 3)^2} \quad (2.29)$$

即可得到一阶递推关系

$$\Delta V_{cf}[T_s] \approx \left(1 + \frac{k}{C_f}\right) \Delta V_{cf}[0] \quad (2.30)$$

$$k = \frac{MT_s [V_g (8M^3 + 8M^2 T_s - 14M^2 - 6MT_s + 5M) + 4I_o L (5 - 4M)]}{LV_g (4M - 3)^2} \quad (2.31)$$

在递推系数 k 的表达式中，仍包含若干需要进一步物理化处理的参数。

此外，电感 L 作为变换器的关键设计参数，通常在系统设计初期便已确定，其取值并非任意变化，而是需要结合纹波指标、开关频率及负载范围进行综合设计。从工程设

计经验来看，为兼顾动态响应与电流纹波，电感参数通常按照最大电感电流纹波不超过输出电流的约 20% 进行选取。

$$I_{ripple_max} = 20\%I_{o_rate} \quad (2.32)$$

其中， I_{o_rate} 为额定输出电流， I_{ripple_max} 为最大电感电流纹波。

最后判断自然均压能力时，只需看 $k < 0$ 的范围即可。

可以整理出变量式为

$$\frac{I_o}{I_{o_rate}} > \frac{32M^3 - 24M^2 - 4M}{20M - 25} \quad (2.33)$$

按照相同的分析方法，可以进一步得到在输出电压增益 $0.5 < M < 1$ 区间内，输出负载与额定负载之间的关系式为：

$$\frac{I_o}{I_{o_rate}} > \frac{32M^3 - 72M^2 + 44M - 4}{20M + 5} \quad (2.34)$$

由上述两个关系式可以看出，在峰值电流控制条件下，飞跨电容电压是否具备自然均压能力，并非仅由输出电压增益决定，而是同时受到负载条件的影响。具体而言，这两个不等式右端给出了飞跨电容电压由“可自然均压”向“不可自然均压”转变的临界边界，因此峰值电流控制下飞跨电容电压的自然均压能力本质上存在一个与负载大小相关的分界条件。

基于上述关系式绘制得到对应曲线，如图 2-7 所示。

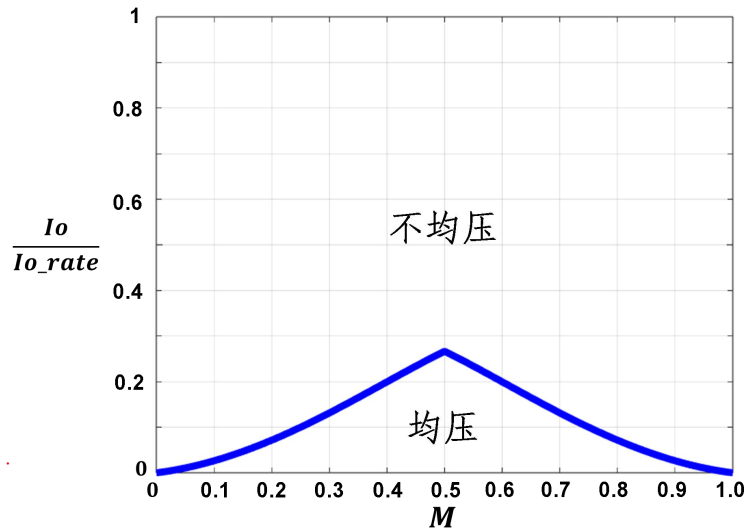


图 2-7 影响峰值电流控制下飞跨电容自然均压效果的负载与增益关系图

图 2-7 中蓝色曲线表示峰值电流控制下，输出负载影响飞跨电容电压自然均压能力的临界边界。当实际工作点位于该边界线以上时，输出负载相对较大，飞跨电容电压

扰动在开关周期之间呈发散趋势，因此无法实现自然均压；当实际工作点位于该边界线以下时，输出负载相对较小，飞跨电容电压扰动能够逐周期收敛，因而表现出自然均压特性。

由此可见，峰值电流控制下飞跨电容电压的均压能力具有明显的负载依赖性：在轻载条件下，系统可能具备一定的自然均压能力，而随着负载增加，飞跨电容电压偏差将逐渐难以自恢复，最终导致自然均压失效。

2.2.3 峰值电流控制均压效果实验验证

为验证峰值电流控制下的均压效果是否满足数学分析的效果，搭建了一台三电平飞跨电容 Buck 电路样机，具体电路参数如表 1 所示。

表 1 3L_FC Buck 实验样机关键参数

参 数	数 值
满载功率	240W
输入电压	48V
输出电压范围	5-42V
功率电感	XGL1712-333(33uH)
输出电容	MPD150M1HD28040R*5 (75μF)
开关频率	50kHz
控制器	TMS320F280049C
电流检测芯片	ACS37030LLZATR-020B3

如图 2-8 所示，给出了输入电压为 48 V、输出电压为 18 V，且未引入斜坡补偿时的实验波形。其中，红色波形为电感电流波形，蓝色波形为飞跨电容电压波形，绿色波形为开关节点电压波形。此时输出电压增益处于 $0 \leq M \leq 0.5$ 区间内，因此开关节点电压仅在 0 与 $V_g/2$ 之间切换。然而，由于控制电流中尚未加入斜坡补偿，红色电感电流波形中出现了明显的次谐波振荡现象，表明此时系统处于不稳定工作状态。

在控制电流中加入斜率为 $S_e = V_g/4L$ 的斜坡补偿后，对应实验波形如图 2-9 所示。可以看到，此时红色电感电流波形已恢复为稳定状态，说明斜坡补偿的引入有效抑制了次谐波振荡，使系统重新实现稳定运行。进一步地，在该实验条件下，输出负载为 0.1 A，属于极轻载工况，约为额定负载的 1%。此时飞跨电容电压约为 24.1 V，接近输入电压的一半，说明飞跨电容仍能够保持较好的均压状态。

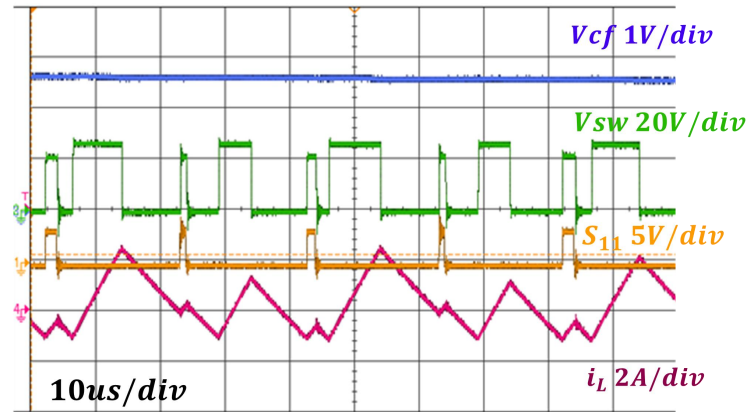


图 2-8 未添加斜坡补偿下的峰值电流控制波形图 ($V_g=48V$, $V_o=18V$)

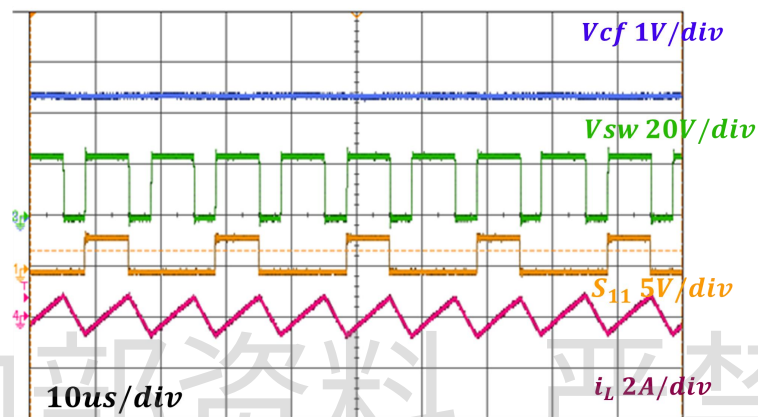


图 2-9 添加斜坡补偿后的峰值电流控制波形图 ($V_g=48V$, $V_o=18V$, $I_o=0.1A$)

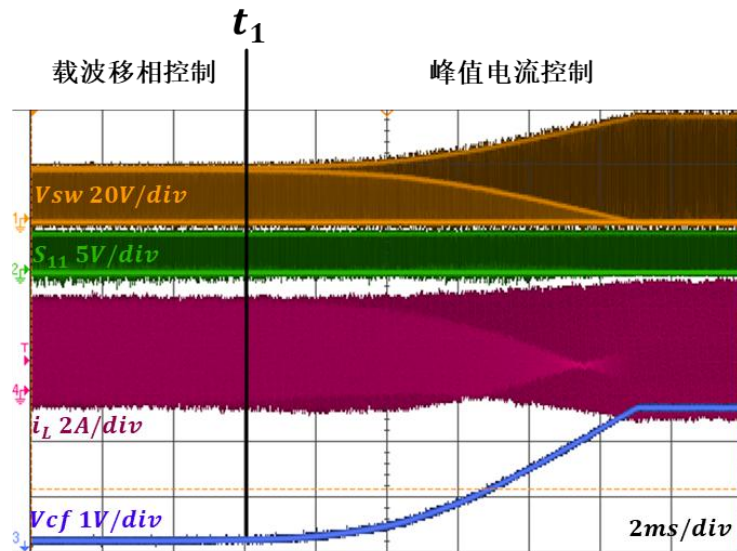


图 2-10 重载条件下峰值电流控制的飞跨电容电压逐渐偏压

当输出负载进一步增加至 $3A$ ，即约为额定负载的 30% 时，其对应实验波形如图 2-10 所示。在 t_1 时刻，控制策略由载波移相控制切换为峰值电流控制。可以观察到，此后蓝色飞跨电容电压波形逐渐偏离原有均压值，并持续向更高电压等级漂移；与此

同时，电感电流波形也逐渐出现失控现象。最终，飞跨电容电压上升至接近输入电压，导致三电平飞跨电容变换器退化为两电平工作状态。

2.3 谷值电流控制下飞跨电容电压均压效果分析

2.3.1 谷值电流控制特征

在分析完峰值电流控制的工作特征及其飞跨电容电压均压能力之后，可以进一步考察另一种典型的逐周期电流控制方法——谷值电流控制。与峰值电流控制以电感电流峰值作为调节对象不同，谷值电流控制将控制作用点转移至电感电流的谷值位置，因此其控制机理、稳定性边界以及对飞跨电容电压均衡的影响均与峰值电流控制存在明显差异。特别是在多电平飞跨电容 Buck 变换器中，飞跨电容电压能否依靠控制策略本身实现自然均压，是评价控制方法适用性的重要依据之一。

谷值电流控制是一种基于电感电流谷值进行调节的电流模式控制方法。该方法在每个开关周期内对电感电流的谷值进行检测，并与参考电流进行比较；当电感电流下降至设定阈值时，触发开关器件重新导通，从而实现对开关导通时刻的调节，并进一步完成占空比控制。与峰值电流控制类似，谷值电流控制同样可采用双环控制结构，其中外环为电压控制环，用于调节输出电压并生成电流参考值，内环则通过对电感电流谷值的逐周期比较，实现快速的电流调节，控制框图如图 2-11 所示。

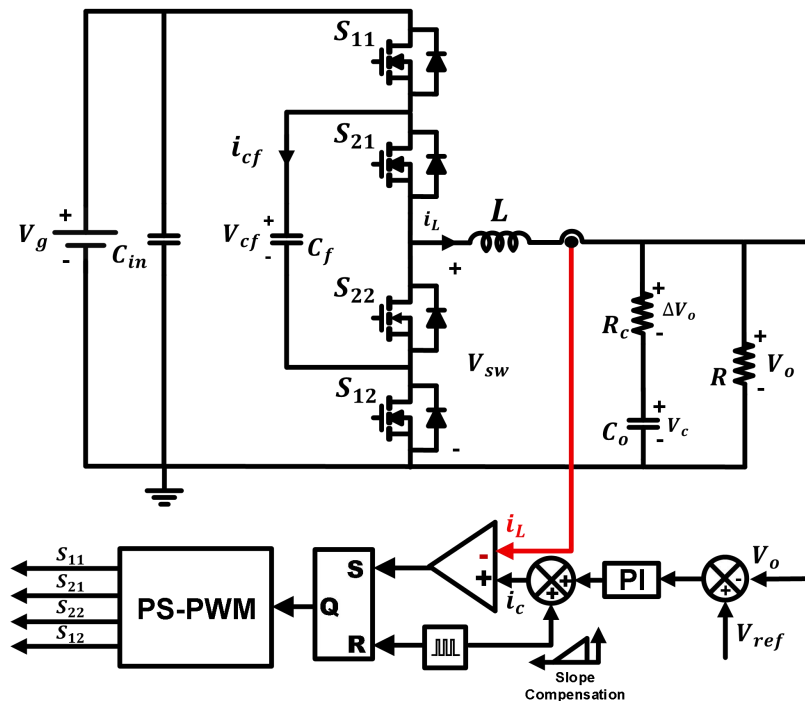


图 2-11 三电平飞跨电容 Buck 电路的谷值电流控制框图

从控制机理上看，谷值电流控制将调节点设置在电感电流下降阶段，使系统在每个开关周期内均以统一的电流谷值作为导通起点。相较于峰值电流控制主要约束电流上升过程，谷值电流控制对电流下降过程具有更直接的调节作用，从而使电感电流在周期内的过程表现出不同的动态特征。也正因如此，谷值电流控制在次谐波振荡特性及飞跨电容电压均衡能力方面，往往呈现出与峰值电流控制不同的规律。基于此，下面将进一步对谷值电流控制下飞跨电容电压的均压机理进行分析，并推导其自然均压条件。

2.3.2 谷值电流控制下均压效果数学公式推导

基于图 2-1 所定义的四种工作模式，可以进一步构建峰值电流控制下的典型波形，包括开关节点电压 V_{sw} 、电感电流 i_L 与控制电流 i_c ，以及两组主动开关管的驱动信号波形 S11 与 S21。对于三电平 Buck 变换器而言，占空比 $D = 0.5$ 是一个重要的边界工作点。在该边界点两侧，变换器主导参与调制的工作模式组合发生变化，其对应波形如图 2-12 所示。

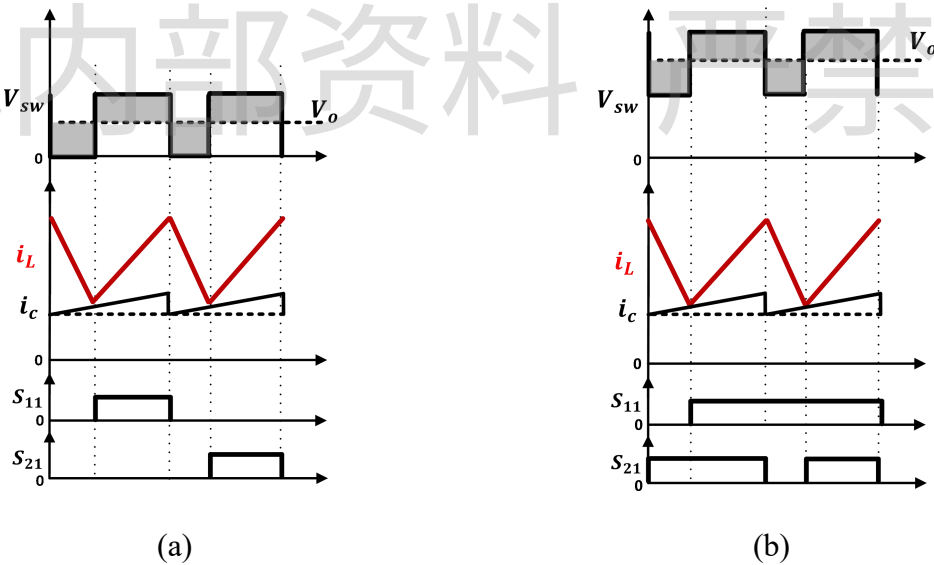


图 2-12 谷值电流控制下三电平电路两种占空比区间工作方式

与两电平 Buck 变换器中的谷值电流控制分析方法类似，在三电平 Buck 电路中，为了判断系统在不同等效占空比区间内的稳定性，同样可以采用时域扰动分析的方法。具体而言，可在稳态工作点附近对电感电流谷值引入一个微小扰动，并考察该扰动在后续若干开关周期内的传播与演化规律。若扰动量随周期推进逐渐减小，则说明系统能够保持稳定运行；反之，若扰动持续累积并放大，则表明系统进入不稳定状态，并可能出现次谐波振荡。

对于谷值电流控制而言，由于其控制作用点位于电感电流下降过程的终点，因此扰动传播路径与峰值电流控制存在明显差异。在分析过程中，需要结合三电平变换器各工作模式下电感电流的分段斜率关系，建立谷值扰动在相邻开关周期之间的递推表达式。基于该递推关系，便可进一步得到谷值电流控制下的稳定性判据，并据此确定系统在不同输出电压增益区间内的稳定运行条件。

以占空比区间 $0 < D < 0.5$ 为例，图 2-13(a)给出了谷值电流控制条件下电感电流扰动在时域中的传播过程。考虑系统初始处于稳态运行状态，在某一开关周期的谷值采样时刻，对电感电流引入一个微小扰动，使该时刻实际电感电流谷值相对于稳态值产生偏差，记为 $\Delta i_L[0]$ 。随后，在一个完整开关周期内，电感电流仍按照各工作模式对应的电压作用关系分段演化，并在下一次谷值采样时刻形成新的电流偏移量，记为 $\Delta i_L[T_s]$ 。通过比较 $\Delta i_L[T_s]$ 与 $\Delta i_L[0]$ 的大小规律，可以进一步判断该扰动在谷值电流控制下是逐周期衰减还是逐渐累积，从而为系统稳定性分析提供依据。

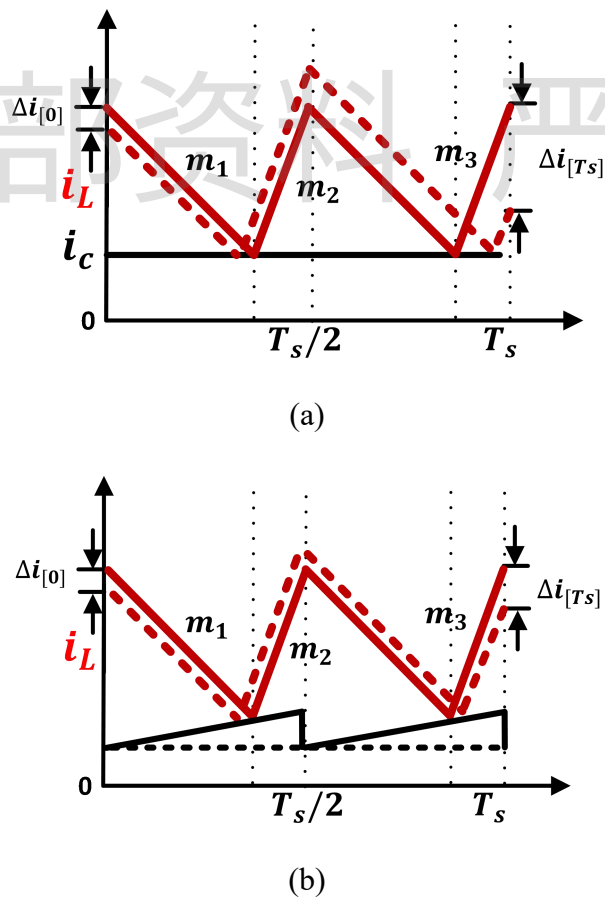


图 2-13 谷值电流控制下叠加微小扰动后的电感电流波形

(a)未添加斜坡补偿的电感电流波形 (b)添加斜坡补偿的电感电流波形

根据该工作区间内各模式对应的电压关系，可以得到电感电流在不同阶段的变化

斜率分别为：

$$m_1 = \frac{V_o}{L} \quad (2.35)$$

$$m_2 = \frac{V_{in}-V_{cf}-V_o}{L} \frac{V_o}{L} \quad (2.36)$$

$$m_3 = \frac{V_{cf}-V_o}{L} \quad (2.37)$$

基于图 2-13(a)所示电感电流波形的几何关系，并结合初始扰动 $\Delta i_L[0]$ 在一个开关周期内的传播过程，可以推导出开关周期结束时电感电流偏移量 $\Delta i_L[T_s]$ 与初始偏移量 $\Delta i_L[0]$ 之间的关系为：

$$\Delta i_L[T_s] = \frac{1/2-M}{M} \Delta i_L[0] \quad (2.38)$$

进一步地，经过 n 个开关周期后，电感电流扰动的递推关系可表示为：

$$\Delta i_L[nT_s] = \left(\frac{1/2-M}{M} \right)^n \Delta i_L[0] \quad (2.39)$$

由上式可见，当 $0 < D < 0.25$ 时，有

$$\frac{1/2-M}{M} > 1 \quad (2.40)$$

此时扰动量将随开关周期不断放大，即系统处于发散状态，从而产生次谐波振荡。因此，在未引入斜坡补偿之前，谷值电流控制在该工作区间内无法保持稳定运行。

为抑制次谐波振荡，需要在电流参考值中引入斜率为 S_e 的斜坡补偿信号，如图 2-13 (b) 所示。按照相同的扰动分析方法，可重新得到加入斜坡补偿后一个开关周期末的电感电流偏移量与初始偏移量之间的关系为：

$$\Delta i_L[T_s] = \frac{1/2-M+\frac{S_e L}{V_g}}{M+\frac{S_e L}{V_g}} \Delta i_L[0] \quad (2.41)$$

相应地，经过 n 个开关周期后的扰动递推关系为：

$$\Delta i_L[nT_s] = \left(\frac{1/2-M+\frac{S_e L}{V_g}}{M+\frac{S_e L}{V_g}} \right)^n \Delta i_L[0] \quad (2.42)$$

为了使系统中的扰动逐周期衰减，即保证系统处于收敛状态，需要满足：

$$\frac{1/2-M+\frac{S_e L}{V_g}}{M+\frac{S_e L}{V_g}} < 1 \quad (2.43)$$

由此可以得到消除次谐波振荡所需满足的斜坡补偿斜率条件为：

$$S_e \geq \frac{V_g}{4L} \quad (2.44)$$

可以看出, 该斜坡补偿条件与峰值电流控制下所得结果一致。这说明无论采用峰值电流控制还是谷值电流控制, 为保证系统在对应不稳定工作区间内实现稳定运行, 斜坡补偿斜率均需要满足最小值 $V_g/(4L)$ 的要求。

在确定斜坡补偿斜率之后, 可以进一步基于稳态工作条件, 对谷值电流控制下的时域波形进行推导, 从而分析飞跨电容电压扰动在相邻开关周期之间的传递规律。该推导同样建立在变换器稳态运行的基础之上。

具体而言, 假设飞跨电容在理想均衡电压附近叠加一个微小扰动 $\Delta V_{cf}[0]$ 。该扰动会使飞跨电容电压偏离原有平衡点, 并进一步改变各工作模式下开关节点电压的分布情况。由于谷值电流控制中电感电流的导通时刻由谷值比较结果决定, 飞跨电容电压的偏移不仅会影响电感两端电压的大小, 还会改变各阶段电感电流的变化斜率及谷值触发时刻, 进而导致一个开关周期内飞跨电容充放电电荷量发生变化。

当充放电电荷在单个周期内无法保持完全平衡时, 其差值将累积到飞跨电容电压上, 并在下一个开关周期开始时表现为新的电压扰动。因此, 在 $t = T_s$ 时刻, 飞跨电容电压将演化为新的扰动量, 记为 $\Delta V_{cf}[T_s]$ 。图 2-14 给出了在初始电压扰动 $\Delta V_{cf}[0]$ 作用下, 谷值电流控制条件下开关节点电压、电感电流以及飞跨电容电流在一个开关周期内的变化过程。

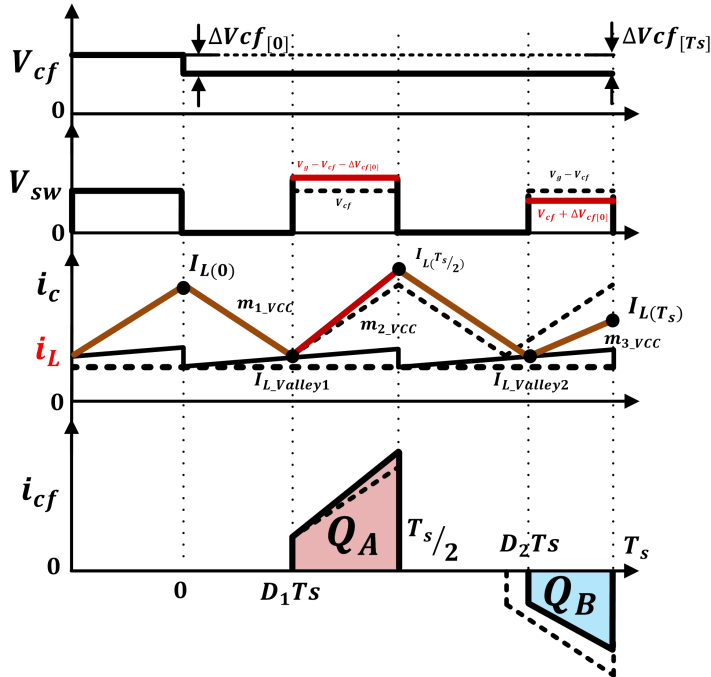


图 2-14 谷值电流控制下飞跨电容叠加微小电压扰动之后的相关波形

为了建立 $\Delta V_{cf}[T_s]$ 与 $\Delta V_{cf}[0]$ 之间的关系, 需要首先对分析过程中涉及的关键物

理量进行定义。

在叠加初始电压扰动 $\Delta V_{cf}[0]$ 后，各模态下电感电流的变化斜率将发生相应改变。根据电感两端电压关系，各阶段的电流变化斜率为：

$$m_{1,VCC} = \frac{V_o}{L} \quad (2.45)$$

$$m_{2,VCC} = \frac{V_{in} - (V_{cf} + \Delta V_{cf}[0]) - V_o}{L} \quad (2.46)$$

$$m_{3,VCC} = \frac{(V_{cf} + \Delta V_{cf}[0]) - V_o}{L} \quad (2.47)$$

进一步地，为描述一个开关周期内电感电流的关键状态点，定义三个谷值电流分别为：

$$i_L[0], i_L\left[\frac{T_s}{2}\right], i_L[T_s]$$

以及两个对应的峰值电流：

$$i_{L,\text{valley1}}, i_{L,\text{valley2}}$$

根据叠加飞跨电容电压扰动之后的电感电流波形的几何关系可以计算得到两段占空比的数学关系：

第一个占空比可写为

$$D_1 = M \cdot \frac{2LS_e + (1-2M)V_g}{2(LS_e + MV_g)} \quad (2.48)$$

第二个占空比可写为

$$D_2 = D_{20} + D_{21} \Delta V_{cf} \quad (2.49)$$

其中

$$D_{20} = \frac{-4M^3V_g^2 + 2M^2V_g^2 + 4\left(LS_e \frac{V_g}{2}\right)LS_e M + LS_e V_g}{4(LS_e + MV_g)^2} \quad (2.50)$$

$$D_{21} = \frac{-4M^2V_g + 4MLS_e - 2LS_e}{4(LS_e + MV_g)^2} \quad (2.51)$$

下一步可以计算得到电感电流谷值量与峰值量：

先定义公共中间量：

$$C = LS_e + MV_g \quad (2.52)$$

$$E = 2LS_e + 2MV_g = 2C \quad (2.53)$$

$$\Delta V_0 = \Delta V_{cf}[0] \quad (2.54)$$

谷值电流值可分别整理为：

$$i_{\text{valley1}} = \frac{N_4}{E} \quad (2.55)$$

$$i_{\text{valley2}} = \frac{N_5}{C^2} \quad (2.56)$$

其中

$$N_4 = 2LMS_e^2T_s + (-2M^2T_sV_g + MT_sV_g + 2I_{\text{ref}}L)S_e + 2I_{\text{ref}}MV_g \quad (2.57)$$

$$\begin{aligned} N_5 = & L^2MS_e^3T_s \\ & + \left[-\frac{T_sM}{2}(V_g - 2\Delta V_0) + \frac{T_s}{2}\left(\frac{V_g}{2} - \Delta V_0\right) + I_{\text{ref}}L \right] LS_e^2 \\ & + 2 \left[-\frac{M^2T_sV_g}{2} + \frac{T_sM}{4}(V_g - 2\Delta V_0) + I_{\text{ref}}L \right] MV_gS_e \\ & + I_{\text{ref}}M^2V_g^2 \end{aligned} \quad (2.58)$$

峰值电流值可分别整理为：

$$i_L\left(\frac{T_s}{2}\right) = \frac{N_6}{4LC} \quad (2.59)$$

$$i_L(T_s) = \frac{N_7}{2LV_g(4M+1)^2} \quad (2.60)$$

其中

$$\begin{aligned} N_6 = & (4MS_e^2T_s + 4I_{\text{ref}}S_e)L^2 \\ & + \left[-2\left(M - \frac{1}{2}\right)S_e(V_g - 2\Delta V_0)T_s + 4I_{\text{ref}}MV_g \right] L \\ & - 4T_s\left(MV_g - \frac{1}{2}V_g + \Delta V_0\right)M^2V_g \end{aligned} \quad (2.61)$$

其中

$$\begin{aligned} N_7 = & -16M^4T_sV_g^2 + 8M^3T_sV_g^2 \\ & + \left[-13V_g^2T_s + 16(2I_oL + T_s\Delta V_0)V_g + 32T_s\Delta V_0^2 \right] M^2 \\ & + 4[V_g^2T_s + (4I_oL + T_s\Delta V_0)V_g - 2T_s\Delta V_0^2]M \\ & + 2I_oLV_g + 4T_s\Delta V_0^2 \end{aligned} \quad (2.62)$$

在确定飞跨电容充放电对应的作用时间及该阶段电流的平均值之后，便可以进一步计算一个开关周期内飞跨电容的充电电荷 Q_A 与放电电荷 Q_B 。其中，二者分别由对应模态下飞跨电容电流的平均值与作用时间相乘得到。

$$Q_A = \frac{i_L\left[\frac{T_s}{2}\right] + i_{L,\text{valley1}}}{2} \left(\frac{1}{2} - D_1\right)T_s \quad (2.63)$$

$$Q_B = \frac{i_L[T_s] + i_{L,\text{valley2}}}{2} \left(\frac{1}{2} - D_2\right)T_s \quad (2.64)$$

因此，在一个开关周期内，飞跨电容的净电荷变化量可表示为充电电荷 Q_A 与放电电荷 Q_B 之差，即

$$\Delta Q = Q_A - Q_B \quad (2.65)$$

同时取斜坡补偿斜率

$$S_e = \frac{V_g}{4L} \quad (2.66)$$

其中，电流参考值 I_{ref} 并非一个独立变量，其本质上与变换器输出负载电流 I_o 密切相关，因此可以结合电感电流纹波及相应时域关系，对其进一步等效表示为输出电流与纹波量的函数。

根据电容电压与电荷变化之间的关系，经过一个开关周期后，飞跨电容电压扰动满足

$$\Delta V_{cf}[T_s] = \Delta V_{cf}[0] + \frac{\Delta Q}{C_f} \quad (2.67)$$

其中， C_f 为飞跨电容容值。飞跨电容在一个开关周期后的电压扰动由初始扰动 $\Delta V_{cf}[0]$ 以及该周期内的净充放电电荷量共同决定。

在“小扰动条件 $\Delta V_{cf}[0] \ll V_g$ ”下做一阶线性化，整理：

$$F_1 = \frac{256T_s}{LV_g^2(4M+1)^4} \quad (2.68)$$

$$F_2 = \left(M + \frac{1}{4}\right) \left(2M^5 - \frac{3}{8}M^3 + \frac{11}{16}M^2 - \frac{3}{16}M + \frac{1}{32}\right) \quad (2.69)$$

$$F_3 = \left(M^2 - \frac{1}{4}M + \frac{1}{8}\right) \left(M^2 + \frac{1}{2}M + \frac{1}{16}\right) \quad (2.70)$$

则飞跨电容在一个开关周期内的净电荷变化量可写为

$$\Delta Q = k * \Delta V_{cf}[0] = -F_1 \Delta V_{cf}[0] \left[\frac{T_s V_g^2}{4} F_2 + I_o L V_g F_3 \right] \quad (2.71)$$

即可得到一阶递推关系

$$\Delta V_{cf}[T_s] \approx \left(1 + \frac{k}{C_f}\right) \Delta V_{cf}[0] \quad (2.72)$$

$$k = -F_1 \left[\frac{T_s V_g^2}{4} F_2 + I_o L V_g F_3 \right] \quad (2.73)$$

此外，电感 L 作为变换器的关键设计参数，通常在系统设计初期便已确定，其取值并非任意变化，而是需要结合纹波指标、开关频率及负载范围进行综合设计。从工程设计经验来看，为兼顾动态响应与电流纹波，电感参数通常按照最大电感电流纹波不超过输出电流的约 20% 进行选取。

$$I_{\text{ripple}_{\max}} = 20\% I_{o_rate} \quad (2.74)$$

由前述推导可知，判断飞跨电容电压扰动是否收敛，只需考察递推系数 k 的符号及大小规律。对于本文建立的谷值电流控制模型，当满足 $k < 0$ 时，飞跨电容电压扰动表现为负反馈收敛，从而系统具备自然均压能力。进一步观察 k 的表达式可以发现，其中涉及的中间量 F_1 、 F_2 和 F_3 在所讨论的输出电压增益范围内均恒为正值，因此可

得递推系数 k 在整个有效工作区间内始终小于零。

这表明，在谷值电流控制条件下，飞跨电容电压扰动能够在若干个开关周期之间自动衰减，因而飞跨电容电压具有天然的均压特性。与峰值电流控制下均压能力受负载条件限制不同，谷值电流控制下该均压结论在所分析范围内与负载大小无关，即无论轻载还是重载，系统均能够依靠控制策略本身实现飞跨电容电压的自然均衡。

2.3.3 谷值电流控制均压效果实验验证

为验证谷值电流控制下飞跨电容电压均压效果是否与前述数学分析结果一致，本文基于表 1 所示具体电路参数搭建实验平台，并进行了相应的实验验证。

图 2-15 给出了输入电压为 48 V、输出电压为 8 V 条件下的谷值电流控制实验波形。其中，红色波形为电感电流波形，蓝色波形为飞跨电容电压波形。此时输出电压增益处于 $0 \leq M \leq 0.5$ 区间，因此开关节点电压在 0 与 $V_g/2$ 之间切换。实验中已在控制电流中加入满足 $S_e > V_g/4L$ 的斜坡补偿，因此电感电流波形保持稳定，未出现次谐波振荡现象。同时可以观察到，飞跨电容电压始终维持在均压状态。该工况下输出负载为 0.1 A，约为额定负载的 1%，属于极轻载条件。

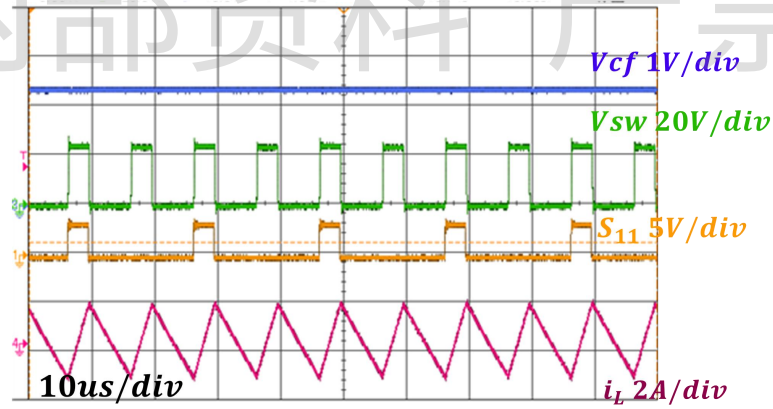


图 2-15 添加斜坡补偿后的谷值电流控制波形图 ($V_g=48V$, $V_o=8V$, $I_o=0.1A$)

在此基础上，将输出负载进一步增大至 3 A，其对应实验波形如图 2-16 所示。可以看到，在负载明显增大的情况下，飞跨电容电压仍能够保持在均压状态，并未出现明显的电压漂移现象。这表明谷值电流控制下飞跨电容电压的自然均压能力具有较好的负载鲁棒性，与前述数学分析结果相一致，即谷值电流控制的均压效果在所研究范围内不受负载大小的显著影响。

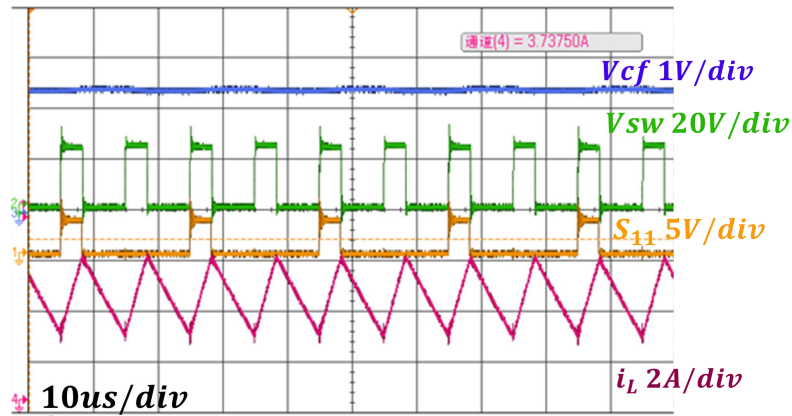


图 2-16 添加斜坡补偿后的谷值电流控制波形图 ($V_g=48V$, $V_o=8V$, $I_o=3A$)

2.4 本章小结

本章围绕三电平飞跨电容 Buck 变换器中飞跨电容电压均衡问题展开分析, 首先从器件电压应力分布、输出电压波形质量、系统损耗与效率以及动态响应等方面阐述了飞跨电容电压不均衡对系统性能带来的不利影响, 说明实现飞跨电容电压稳定均衡对于保障多电平变换器安全、稳定和高效运行具有重要意义。

在此基础上, 本章分别对峰值电流控制与谷值电流控制两种典型逐周期电流模式控制方法进行了分析。针对峰值电流控制, 首先从其控制机理出发, 指出其在特定等效占空比区间内存在次谐波振荡问题, 并通过时域扰动传播方法推导出所需的斜坡补偿条件。随后, 进一步建立飞跨电容电压扰动模型, 从数学上分析了峰值电流控制下飞跨电容电压的自然均压能力。结果表明, 峰值电流控制下飞跨电容电压的均压能力具有明显的负载依赖性: 在轻载条件下, 系统具备一定的自然均压能力, 而随着负载增加, 飞跨电容电压扰动逐渐难以收敛, 最终导致自然均压失效。实验结果进一步验证了上述分析结论, 即在加入斜坡补偿后, 峰值电流控制能够实现稳定运行, 但在较大负载条件下飞跨电容电压仍会偏离均压点, 甚至导致变换器退化为两电平工作状态。

随后, 本章对谷值电流控制进行了系统研究。通过与峰值电流控制相同的分析思路, 首先推导了谷值电流控制在不稳定区间内的斜坡补偿条件, 结果表明其最小斜坡补偿斜率与峰值电流控制一致。进一步地, 通过建立飞跨电容电压扰动在相邻开关周期之间的递推关系, 分析了谷值电流控制下飞跨电容电压的自然均压特性。结果表明, 在所研究的工作范围内, 谷值电流控制下飞跨电容电压扰动始终表现为收敛特性, 因此飞跨电容电压能够实现自然均压, 且该均压能力与负载大小无关。相应的实验结果

也表明,在轻载与重载条件下,飞跨电容电压均能够保持在较好的均压状态,与数学推导结果一致。

综上所述,本章通过理论推导与实验验证相结合的方式,对峰值电流控制与谷值电流控制下飞跨电容电压的均压能力进行了对比分析。研究结果表明:峰值电流控制虽可在一定条件下实现均压,但其均压能力受负载条件限制明显;相比之下,谷值电流控制在飞跨电容电压自然均衡方面表现出更优的特性,能够在更宽负载范围内保持均压效果。因此,从多电平飞跨电容 Buck 变换器宽工况运行的角度出发,谷值电流控制更适合作为后续宽增益范围控制策略设计的基础。

PMIC内部资料 严禁外传

3 应用于宽增益范围的梯形波电流控制

3.1 边界占空比下谷值电流控制失效原理分析

根据第一章与第二章对谷值电流控制机理的分析可知，该控制方法的本质在于通过对电感电流谷值进行采样，并调节导通时间，使电感电流纹波在不同工况下保持受控，从而实现输出电压的稳定调节。因此，相较于传统控制方法，谷值电流控制对电感电流纹波幅值具有较强依赖性，其控制性能在很大程度上取决于纹波的大小及可检测性。

基于电路的工作过程及伏秒平衡关系，可以推导得到三电平 Buck 变换器在不同增益区间下的电感电流纹波表达式为：

$$\Delta I_{Lp-p} = \frac{(1-2D)}{2f_s L} V_o, D < 0.5 \quad (3.1)$$

$$\Delta I_{L(p-p)} = \frac{(1-D)(2D-1)}{2Df_s L} V_o, D > 0.5 \quad (3.2)$$

其中， f_s 为开关频率， L 为输出电感， D 为占空比。由此可以进一步绘制出电感电流纹波与输出电压增益之间的关系曲线，如图 3-1 所示。横坐标为输出电压增益 M ，定义为：

$$M = \frac{V_o}{V_g} \quad (3.3)$$

纵坐标 I_{ripple} 表示归一化之后的电感电流纹波幅值。

$$I_{\text{ripple}} = \frac{\Delta I_{Lp-p}}{\Delta I_{Lp-p\max}} \quad (3.4)$$

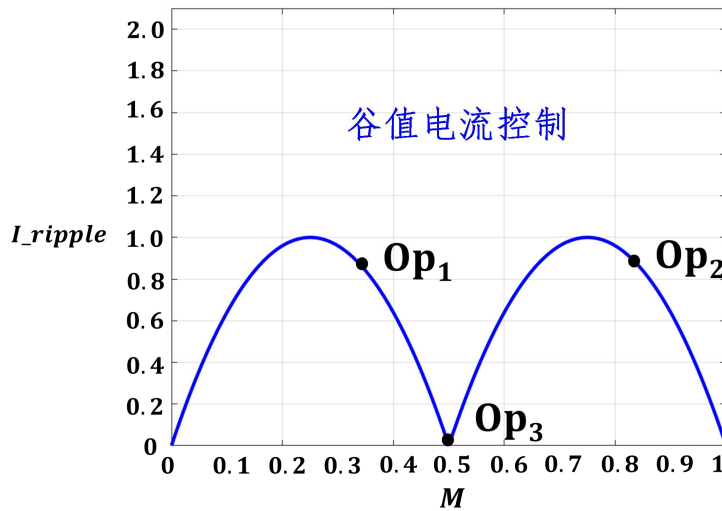


图 3-1 三电平电路中电感电流纹波量与增益之间的关系图

由图 3-1 可以看出,电感电流纹波随增益变化呈现出明显的分段特性,并在 $M = 0.5$ 附近出现转折。这一现象源于三电平变换器在不同增益区间内所采用的主导工作模式不同,从而导致电感两端电压分布发生变化。基于电感电流纹波的变化规律及对应模式特性,可将整体增益范围划分为两个典型区间: $0 < M < 0.5$ 与 $0.5 < M < 1$ 。在这两个区间内,电感电流的上升与下降过程呈现出不同的主导关系,进而导致纹波特性及控制响应存在显著差异。

为了进一步分析谷值电流控制在不同增益区间下的动态行为,在上述两个区间中分别选取电感电流纹波较大的典型工作点 Op1 与 Op2。基于这两个工作点,可以绘制对应的开关节点电压 V_{sw} 、电感电流 I_L 以及两组主动开关管驱动信号 S_{11} 与 S_{21} 的波形,如图 3-2(a)和(b)所示。可以观察到,在纹波较大的工作点下,电感电流具有明显的周期性起伏,其谷值点清晰可辨,从而有利于控制器对谷值电流进行准确采样与比较,使系统能够实现稳定运行。

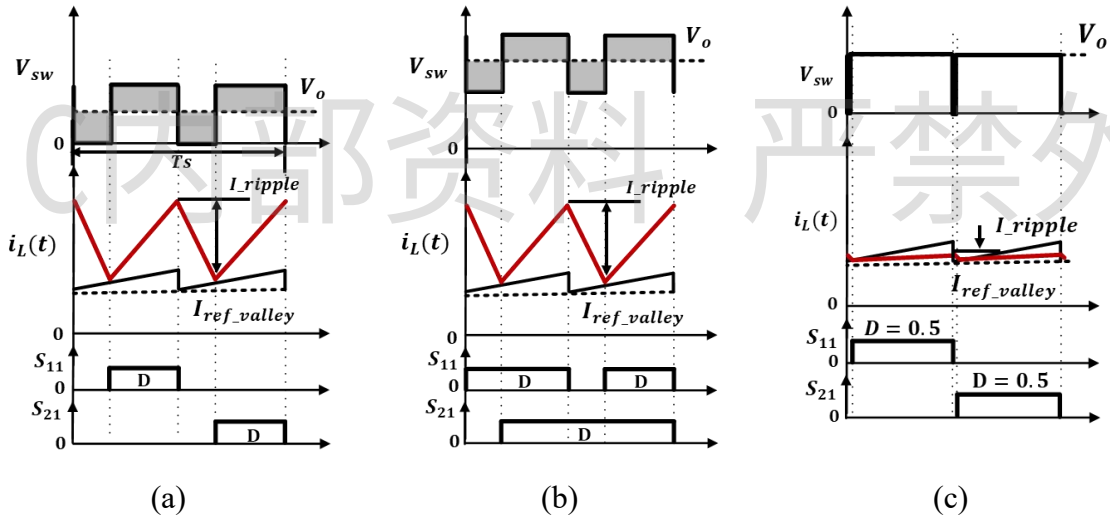


图 3-2 三电平飞跨电容 Buck 电路的不同工作点对应纹波波形

然而,当工作点选取在电感电流纹波较小甚至接近于零的区域时,谷值电流控制的有效性将显著下降。以增益接近 $M = 0.5$ 的工作点 Op3 为例,对应波形如图 3-2(c) 所示。此时,由于电感上的伏秒积小,导致电流纹波幅值极小,甚至趋近于零。在这种情况下,电感电流波形接近平直,谷值点难以准确辨识,使得谷值检测电路的分辨能力受到严重限制。

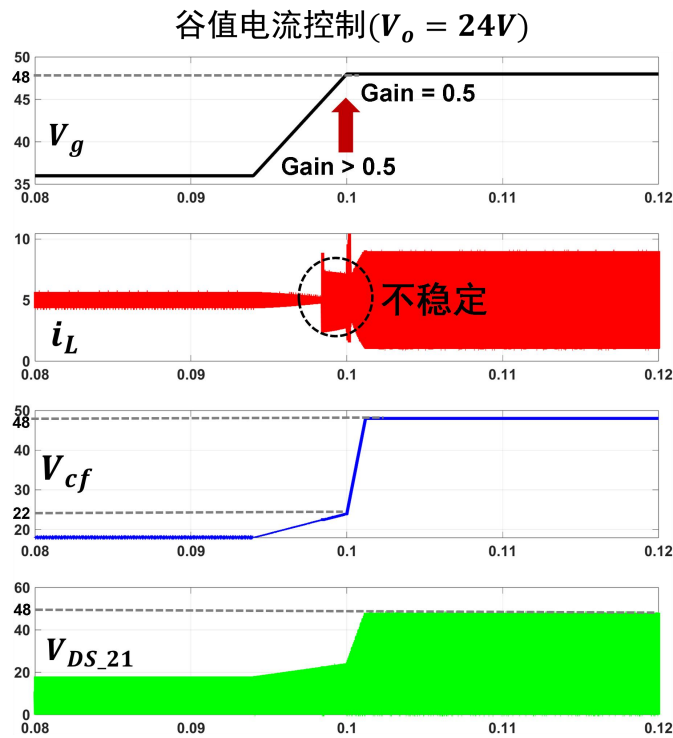


图 3-3 三电平飞跨电容变换器占空比接近于 0.5 相关波形仿真图

因此，在实际应用中，当占空比接近于临界点（如 $D \approx 0.5$ 、0 或 1）时，系统往往难以保持稳定运行。这也是传统谷值电流控制在宽增益范围应用中的一个关键限制因素。如何在低纹波甚至零纹波区域内维持有效的电流调制能力，成为后续改进控制策略需要重点解决的问题。

3.2 增益 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 与 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 下的控制逻辑设计

3.2.1 增益 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 控制逻辑设计

为使谷值电流控制在边界占空比条件下仍能够稳定运行，亟需解决在该工作区域内电感电流纹波较小甚至趋近于零所带来的检测困难问题。由于谷值电流控制的实现依赖于对电感电流谷值的准确采样，当纹波幅值过小时，电流波形趋于平缓，谷值特征不明显，从而导致检测误差增大，甚至引发控制失效。因此，如何在低纹波区域提升电流纹波幅值，成为实现稳定控制的关键。

针对上述问题，一种有效的改进思路是通过人为调节电感电流的变化过程，在原有控制基础上引入额外的调制机制，以提高电流纹波的可检测性。具体而言，可以在传统峰值电流控制或谷值电流控制所形成的锯齿波电感电流基础上，对其调制方式进行重构，使电感电流由原有的线性上升/下降锯齿波形转变为具有平台特征的梯形波形。

参考文献^[58]中提出的改进方法，在占空比 $D = 0.5$ 的临界工况下，可以通过重新设计模态调制顺序与作用时间，实现对电感电流波形的主动塑形。基于该思路，可构建对应的调制策略及其波形，如图 3-4 所示。由上到下以此为开关节点电压 V_{sw} 、电感电流 i_L 与控制电流 i_c ，以及两组主动开关管的驱动信号波形 S11 与 S21 和流过飞跨电容电流 i_{cf} 波形。

在该调制方法中，一个完整开关周期被划分为四个连续子区间，并分别对应四种工作模态，其具体过程如下：

首先，在第一个子区间内选择模态(a)。此时电感两端电压差最大，使电感电流以较大斜率快速上升，从而在较短时间内提升较大的电流纹波量。该时间段记为 t_1 ，其取值通常为人为设定参数，需要综合考虑驱动信号传播延时、开关器件的导通特性（如栅极充电时间）以及驱动回路寄生参数等因素的影响。为了兼顾调制效果与实现可行性，本文中将 t_1 设定为开关周期的约 2%。

随后，在第二个子区间内切换至模态(b)。在该模态下，电感两端电压接近于零，电感电流变化斜率极小，因此电流的斜率基本保持恒定，形成梯形波中的“平台”部分。该阶段持续时间记为 t_2 ，其大小由半个开关周期减去 t_1 决定，即用于构建上升后的稳定区间。

第三个子区间选择模态(c)，此时电感两端电压反向，使电感电流进入下降阶段。在该模态中，电流呈现明显的下降斜率，从而形成梯形波的下降沿。同时，该阶段承担谷值电流检测的功能，因此其持续时间 t_3 并非固定值，而是由电感电流与参考电流之间的比较关系动态决定。当电流下降至设定参考值时，即触发下一阶段切换。

最后，在第四个子区间内进入模态(d)。类似于模态(b)，该阶段电感两端电压同样接近于零，电流变化斜率极小，形成梯形波的低电平平台。其持续时间 t_4 由一个完整开关周期减去前述 t_1 、 t_2 、 t_3 三段时间得到，从而保证周期的一致性。

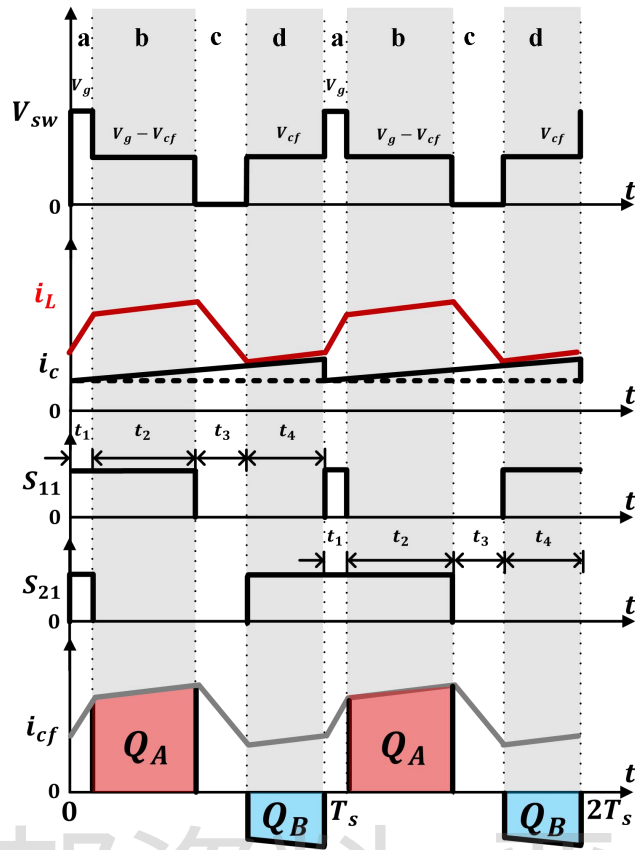


图 3-4 输出电压增益 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 的梯形波电流控制逻辑设计相关波形

通过上述四段模态的合理组合，可以将传统谷值电流控制下的三角波电感电流重构为具有明显平台特征的梯形波电流，扩大电流纹波幅值，实现对电流波形的拉伸并准确谷值检测。

除此之外，飞跨电容电压的均压性能始终是控制策略能否有效应用于飞跨电容拓扑中的关键问题之一。在三电平飞跨电容 Buck 变换器中，飞跨电容的电压稳定依赖于其在工作模态下的充放电过程是否能够实现长期平衡。从物理本质上来看，流经飞跨电容的电流 i_{cf} 波形所包围的面积，反映了在对应模态作用时间内对电容的充放电电荷量。因此，可以通过分析不同模态下的电荷转移情况来评估电容电压的均衡特性。

结合图 3-4 所示波形可以发现，在梯形波电流控制策略下，模态(b)与模态(d)分别对应飞跨电容的充电与放电过程。然而，由于两种模态的作用时间及电流幅值存在差异，其对应的充电电荷 Q_A 与放电电荷 Q_B 并不相等。这种不平衡在单个开关周期内可能较为微小，但在多个周期累积后，将导致飞跨电容电压逐渐偏离其理想均衡值，进而影响变换器的稳定运行及器件电压应力分配。

针对上述问题，参考文献^[58]提出了一种改进思路，即在相邻两个开关周期内对参

与飞跨电容充放电的模态顺序进行交替调整，从而实现电荷在更长时间尺度上的平衡。具体而言，通过在两个相邻周期内交换(b)与(d)模态的作用顺序，使原本在第一个周期中产生的不平衡电荷，在第二个周期中得到补偿，从而实现飞跨电容电压的自然均压，其调制过程如图 3-5 所示。

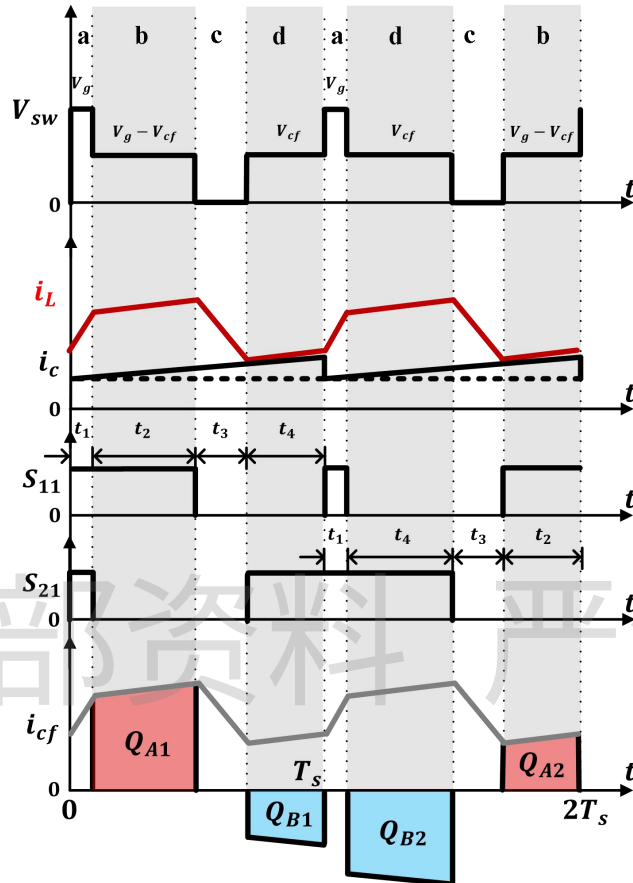


图 3-5 改进后飞跨电容电压自然均压的梯形波电流控制相关波形

在改进后的控制策略中，第一个开关周期的模态顺序为 $a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow d$ ，而在第二个开关周期中调整为 $a \rightarrow d \rightarrow c \rightarrow b$ （或等效的充放电顺序对调形式）。通过这种交替调制，可以使得飞跨电容在两个周期内经历对称的充放电过程。由图中电流波形可以看出，第一个周期内对电容进行充电的电荷量，在第二个周期内将以相同大小进行放电补偿，反之亦然。

上述控制方案在占空比为 0.5 的条件下能够实现系统的稳定运行，但当应用于宽输出电压范围的场景时，其局限性逐渐显现。具体而言，该梯形波电流控制策略本身存在一定的电压增益调节范围限制，难以覆盖宽增益需求。因此，在进一步优化控制方法之前，有必要对现有控制策略的增益范围进行定量分析。

从电路机理出发，输出电压增益可等效为开关节点电压在一个开关周期内的平均

值。基于该等效关系，对梯形波调制过程进行分析，可以推导出输出电压增益表达式为：

$$M = 0.51 - \frac{t_3}{2T_s} \quad (3.5)$$

由上述表达式可以看出，在该调制策略下，输出电压增益 M 与时间变量 t_3 呈线性关系。其中，根据图 3-5 中的调制序列的约束条件，有：

$$t_1 + t_2 = \frac{T_s}{2} \quad (3.6)$$

而 t_3 则由电感电流 i_L 与控制电流 i_c 的交点决定，是一个随工作状态变化的动态变量。但在实际系统中，受限于电流变化斜率及控制器响应能力， t_3 并不能无限制变化，而是存在一定的物理约束范围：

$$0.02T_s \leq t_3 \leq 0.5T_s$$

将该约束代入增益表达式，可以得到该控制策略下输出电压增益的实际可调范围为：

$$0.26 \leq M \leq 0.5$$

由此可以看出，该梯形波电流控制方法的增益范围主要集中在中低增益区域，最低增益受限于 t_3 的最大值，最高增益则受限于调制结构本身（即占空比为 0.5 的边界条件）。这表明该控制策略在宽输出电压应用中存在明显的适用范围限制，难以满足更低或更高电压增益的需求。因此，有必要通过改进调制策略或引入新的控制机制，以进一步拓展系统的增益调节范围。

3.2.2 增益 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 控制逻辑设计

根据上述的增益计算，可以得知限制增益上限的主要原因是调制结构本身有限，从物理原理来看，需要引入额外的更高开关节点电压的模态的导通时间，在输出电压增益大于 0.5 的增益范围下以及延续 0.25-0.5 的策略特点，需要增加(a)模态的时间，在这里提出一种新的调制方式，如图 3-6 所示。

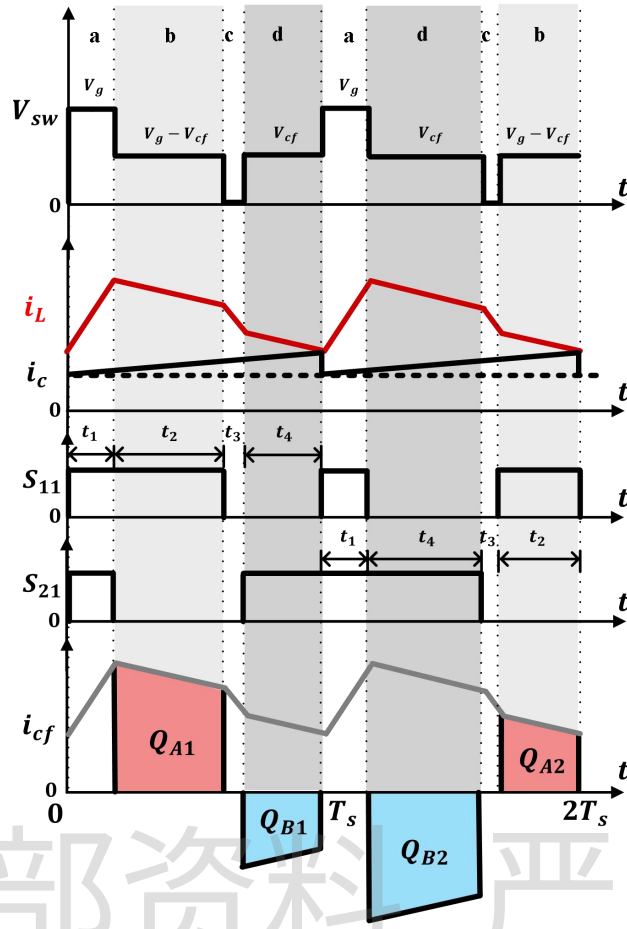
在该改进方案中，调制顺序仍然采用双周期交替结构：

第一个开关周期内为

$$a \rightarrow b \rightarrow c \rightarrow d$$

第二个开关周期内交换 (b) 与 (d) 模态的顺序，变为

$$a \rightarrow d \rightarrow c \rightarrow b$$

图 3-6 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 的梯形波电路控制相关波形

与 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 区间内的调制方法相比，各模态时间的定义方式发生了关键变化：

首先，(a) 模态的导通时间 t_1 不再是人为设定的固定值，而是一个与输出电压增益 M 直接相关的变量。其具体取值需要结合其他模态时间共同计算得到，从而实现对增益的主动调节。这一变化是实现高增益扩展的核心。

其次，(b) 模态的时间 t_2 仍然满足约束关系：

$$t_1 + t_2 = \frac{T_s}{2} \quad (3.7)$$

但随着输出电压的升高，电感两端电压极性发生变化，使得原先在 (b) 与 (d) 模态下电感电流上升的工作状态转变为下降过程，即电流斜率由正变负，这一变化将直接影响电流波形形态及系统动态特性。

第三，(c) 模态的时间 t_3 在该方案中被设定为一个人为给定的固定值，用于保证调制过程的稳定性与最小导通时间要求。其取值沿用原有策略中的设计方法，一般选取为：

$$t_3 = 0.02T_s \quad (3.8)$$

最后, (d) 模态的时间 t_4 则由电感电流与控制电流来共同决定, 实际过程中是一个不断地变化量, 理想情况下应该是由周期约束关系确定:

$$t_4 = T_s - t_1 - t_2 - t_3 \quad (3.9)$$

在完成 t_2 、 t_3 与 t_4 的定义后, 可以基于各模态对应的开关节点电压水平及其持续时间, 对一个周期内的平均电压进行计算, 从而推导出 (a) 模态时间 t_1 与输出电压增益 M 之间的关系式为:

$$t_1 = \left(2 \frac{V_o}{V_{in}} - 1\right) T_s + t_3 \quad (3.10)$$

上述关系式表明, 通过调节 t_1 的大小, 可以直接控制输出电压增益, 从而实现由原有 $M \leq 0.5$ 向更高增益范围的拓展。在实际应用中, 可以通过控制器对输出电压进行实时采样, 计算得到当前的输出电压增益 M , 再依据所推导的函数关系, 求解与之对应的 t_1 时长。理论上, 在该一一映射关系的基础上, 可以实现对输出电压的精确调节, 从而达到理想的稳压效果。

然而, 在实际运行过程中, 该控制策略仍然面临一定的实现约束。具体而言, (d) 模态的持续时间 t_4 并非独立可控变量, 而是由电感电流 i_L 与控制电流 i_c 的交点位置共同决定, 具有较强的非线性与动态特性。同时, 由于 (d) 模态位于开关周期的末端, 其持续时间将直接影响整个开关周期的长度。

理想情况下, 为保证开关频率恒定, 应满足:

$$t_3 + t_4 = \frac{T_s}{2} \quad (3.11)$$

但由于 t_4 受电流动态过程以及实际电流检测准确性的影响, 难以精确控制, 因此, 在实际运行中往往无法严格满足上述约束条件。这将导致单个开关周期的总时长偏离设定值 T_s , 进而引起开关频率的波动, 即产生变频现象。

这种变频特性不仅会增加系统设计复杂度, 还可能对滤波器设计、电磁干扰性能以及控制系统稳定性产生不利影响。因此, 需要进一步改进控制方案实现近似恒频运行。

为保证在 $M \geq 0.5$ 的增益范围内系统仍能够实现恒频运行, 有必要在图 3-6 所示控制方案的基础上, 对调制策略进行进一步优化, 改进后的控制方法如图 3-7 所示。

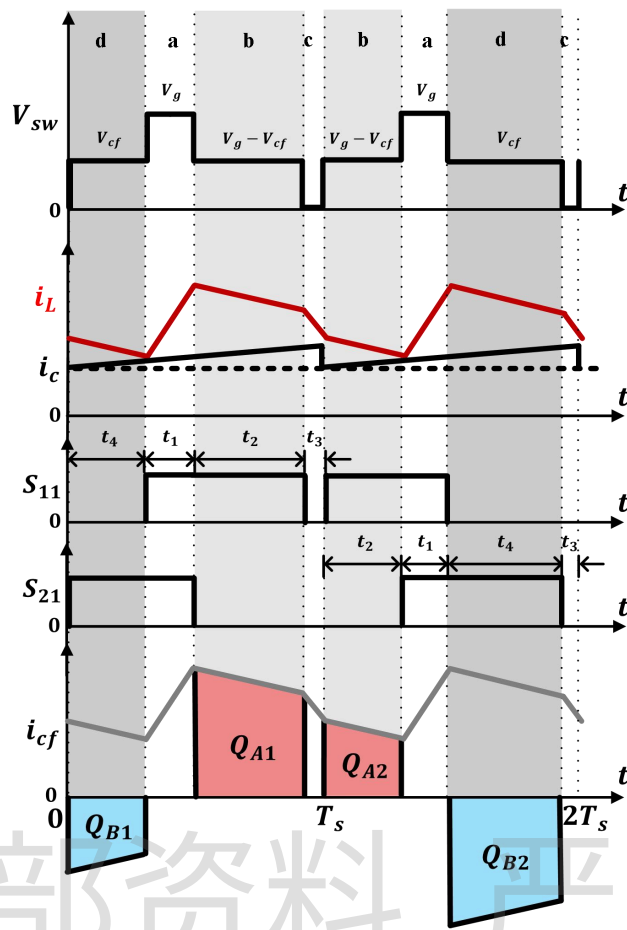


图 3-7 改进后的 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 的梯形波电路控制相关波形

通过对图 3-6 方案的分析可以发现，其产生变频问题的根本原因在于：(d) 模式作为开关周期中的最后一个模态，其持续时间 t_4 由电感电流 i_L 与控制电流 i_c 的交点决定，属于不可直接控制的变量。同时，该模态位于周期末端，使得 t_4 的波动会直接影响整个开关周期的总时长，从而导致开关频率不稳定。

针对上述问题，在改进方案中对各模态的调制顺序进行了重新安排，以实现开关周期的有效约束。具体而言：

首先，将 (d) 模态调整为开关周期的起始模态。由于该模态的持续时间 t_4 仍然由谷值电流条件决定，因此其本质上仍为一个随工况变化的动态量，但由于其被放置在周期起始位置，其不再直接决定整个周期长度，而是作为后续时间分配的参考基础。

其次，将 (a) 模态作为第二个执行模态，其持续时间 t_1 不再单独由增益公式直接决定，而是通过如下约束关系进行计算：

$$t_1 + t_4 = \frac{T_s}{2} \quad (3.12)$$

通过该约束，可以将原本不可控的 t_4 与可调节的 t_1 进行耦合，使二者之和保持恒

定，从而在实现输出电压调节的同时，保证开关周期前半段时间固定。这一设计是实现恒频控制的关键所在。

随后，第三与第四个模态分别选取为 (b) 模态与 (c) 模态，其持续时间满足：

$$t_2 + t_3 = \frac{T_s}{2} \quad (3.13)$$

其中，(c) 模态时间 t_3 仍按照原有设计取为一个较小的固定值（通常为 $t_3 = 0.02T_s$ ），用于保证最小导通时间及系统稳定性。由此， t_2 的时间可以相应确定。

通过上述时间分配方式，可以保证：

$$t_1 + t_2 + t_3 + t_4 = T_s \quad (3.14)$$

且由于两个半周期时间均被严格约束为 $T_s/2$ ，即使 t_4 存在动态变化，也不会影响整个开关周期长度，从而实现开关频率的稳定运行。

在该改进方案中，调制顺序仍然采用双周期交替结构：

第一个开关周期内为

$$d \rightarrow a \rightarrow b \rightarrow c$$

第二个开关周期内交换 (b) 与 (d) 模态的顺序，变为

$$b \rightarrow a \rightarrow d \rightarrow c$$

按照图 3-7 所示的调制策略运行，可以实现输出电压增益 $M \geq 0.5$ 条件下的稳定控制。然而，该控制方案同样存在一定的增益范围限制，仍无法实现任意宽范围的电压调节。

基于开关节点电压在一个开关周期内的平均值定义，并结合各模态的持续时间分配关系，可以推导出输出电压增益 M 与 (a) 模态时间 t_1 之间的函数关系为：

$$M = 0.49 + \frac{t_1}{2T_s} \quad (3.15)$$

由该表达式可以看出，在该调制策略下，输出电压增益与 t_1 呈线性关系，即通过调节 (a) 模态的导通时间，可以实现对输出电压的连续调节。

进一步考虑实际运行约束， t_1 的取值范围受最小导通时间及调制结构限制，其变化区间为：

$$0.02T_s \leq t_1 \leq 0.5T_s$$

将上述范围代入增益表达式，可以得到该控制方案对应的输出电压增益范围为：

$$0.5 \leq M \leq 0.74$$

由此可见，相较于原有控制策略，该改进方案已将增益范围从 $0.26 \sim 0.5$ 扩展至 $0.5 \sim 0.74$ ，实现了向高增益区域的有效延伸。但从整体来看，其增益上限仍然受到调

制结构及模态时间分配的约束,无法覆盖更宽的输出电压范围。因此,若需进一步拓展系统的增益范围,仍需在调制方式或拓扑结构层面进行进一步优化。

由于所提出的控制方案本质上仍属于基于电感电流调节的控制方法,因此电感电流纹波量始终是评价系统性能的重要指标之一。为此,可以结合具体调制策略,并基于电感两端电压的伏秒平衡关系,对不同增益范围下电感电流纹波量进行定量分析,从而得到电感电流纹波量随输出电压增益变化的关系曲线,如图 3-8 所示。

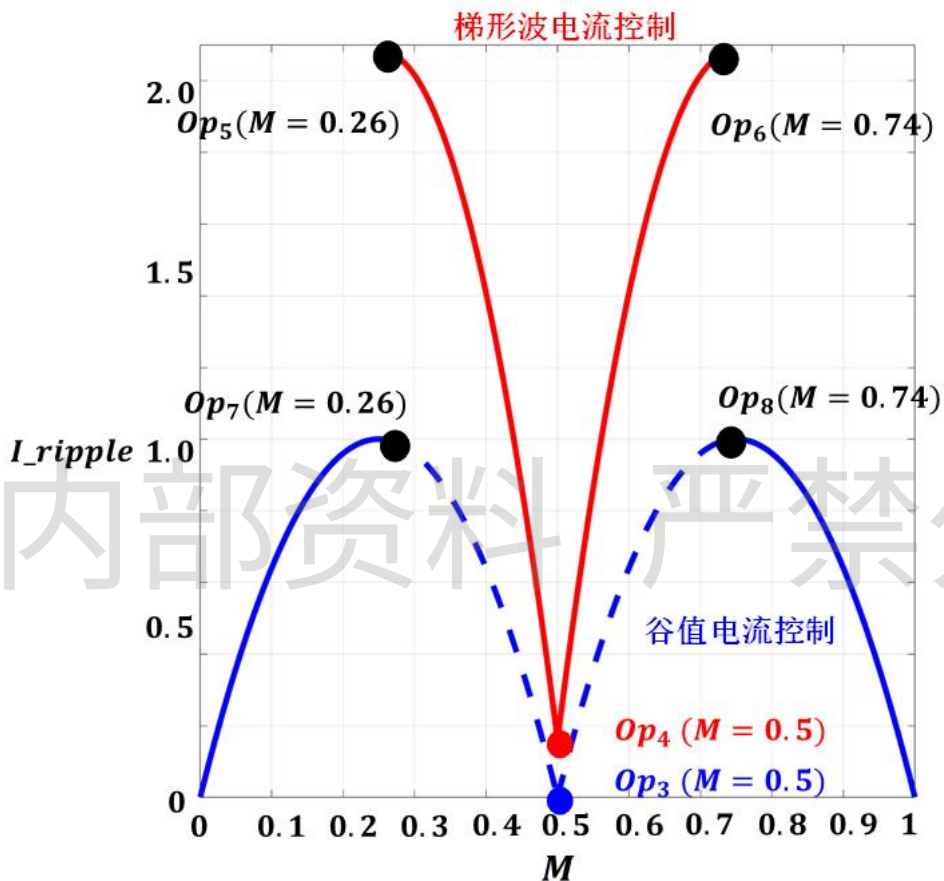


图 3-8 相移载波控制与梯形波电流控制下的电感电流纹波量与增益关系图($0.25 \leq M \leq 0.75$)

由图 3-8 可以看出,在传统谷值电流控制下,当输出电压增益 $M = 0.5$ 时,对应的工作点 Op3,其电感电流纹波量趋近于零。这是由于在该工作点处,电感在一个开关周期内的伏秒极小,从而使得电流纹波极小。

相比之下,在采用所提出的梯形波电流控制策略后,对应工作点 Op4(同样为 $M = 0.5$)的电感电流纹波量相较于传统方法有所增加,约提升至原来的 20%左右。尽管纹波不再为零,但这一适度的纹波引入实际上为系统提供了必要的调节裕度,可以对于电感电流纹波谷值准确检测,使得在该关键工作点附近,变换器仍能够保持稳定运行并具备良好的可控性。

除上述特殊工作点外，图中还标示了两个重要的增益边界点：Op5 ($M = 0.26$) 和 Op6 ($M = 0.74$)，分别对应两种控制策略下的增益下限与上限。在这两个边界工作点处，由于模态分配接近极限，电感两端伏秒最大，导致电感电流纹波显著增大，其幅值约为传统谷值电流控制方法下的两倍左右。

综合来看，所提出的梯形波电流控制策略在实现宽增益范围调节的同时，以一定程度增加电感电流纹波为代价，但整体仍处于可接受范围之内，并换取了更宽的输出电压调节能力与更好的系统适应性。

3.3 增益 $0 < M \leq 0.25$ 下的控制逻辑设计

在宽增益范围的应用场景中，输出电压增益的需求通常覆盖较大的区间，一般可达 $0.1 < M < 0.9$ 。然而，根据第 3.2 节所提出的控制策略，其稳定运行的增益范围仅为 $0.26 \leq M \leq 0.74$ 。当实际工作点超出该范围时，现有控制方法将无法调节需求。

在这种情况下，尤其是在增益接近边界点 $M = 0.26$ 与 $M = 0.74$ 附近时，必须通过切换不同的控制策略来实现更宽范围的覆盖。然而，这种控制方案之间的切换往往会引入额外问题。其根本原因在于，不同控制策略对应的控制变量（如电感电流参考值）存在不连续性。当发生切换时，控制器输出会出现较大的瞬态偏置，从而导致电感电流及输出电压产生明显扰动。

这种控制策略的切换产生的扰动不仅会引起输出电压的瞬时不稳定，还可能对系统的动态响应和稳态精度产生不利影响，在一定程度上增加系统的不确定性与不可控因素。因此，在宽增益范围应用中，单纯依赖多控制策略切换的方式并不理想。

基于上述问题，有必要设计一种能够在全增益范围内平滑过渡、避免大幅控制偏移的统一控制方法。特别是，在保持谷值电流控制固有优势（如快速响应与天然均压特性）的前提下，实现控制策略之间的平滑衔接，对于提升系统整体稳定性与鲁棒性具有重要意义。

在第 3.2 节中，已经设计出适用于 $0.26 \leq M \leq 0.74$ 的控制方案。基于此，为进一步满足宽增益范围的应用需求，本小节首先对输出电压增益的下限进行拓展。

通过对 $0.26 \leq M \leq 0.5$ 区间内控制策略的分析可以看出，其增益下限无法继续降低的主要原因在于：开关节点电压最低的 (c) 模态导通时间受到结构性约束，其最大值不超过半个开关周期，即：

$$t_3 \leq \frac{T_s}{2} \quad (3.16)$$

当 (c) 模态导通时间达到该上限后, 开关节点电压在一个周期内的平均值已降至该调制策略所能实现的最低水平, 因此输出电压增益无法进一步减小。

从物理机理上来看, 若希望实现更低的输出电压增益, 则必须在现有基础上进一步增加低电平模态 (c 模态) 的占比, 即延长其导通时间, 从而降低开关节点电压的平均值。

与此同时, 为保证整个控制系统在不同增益区间切换时具备良好的连续性与稳定性, 避免因控制变量突变而引起的输出扰动, 改进方案仍以 $0.26 \leq M \leq 0.5$ 区间内的控制策略为基础进行扩展设计。通过在原有调制逻辑上进行调整, 实现对低增益区域的平滑过渡。具体改进后的电感电流波形及调制方式如图 3-9 所示。

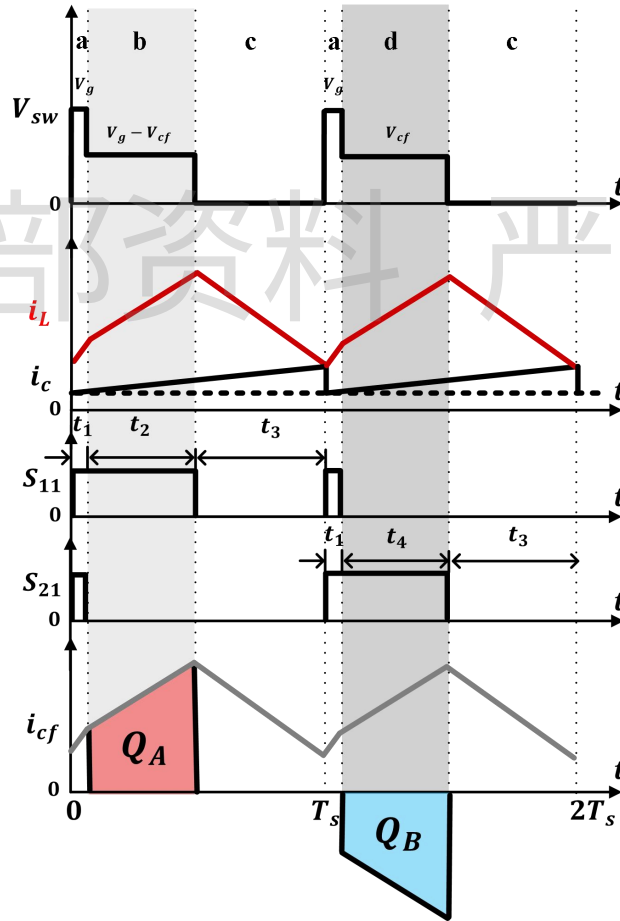


图 3-9 $0 < M \leq 0.25$ 的梯形波电路控制相关波形

根据图 3-9 所示的电感电流波形可以看出, 与 $0.26 \leq M \leq 0.5$ 区间内采用的控制方案相比, 为了实现更低的输出电压增益, 本节所提出的调制策略对参与调制的模态数量进行了简化。在该低增益工作区间内, 仅采用三段电感电流, 即仅有三个模态参与

整个开关周期的调制过程。

具体调制策略如下：

首先，第一个模态选取为 (a) 模态。该模态对应开关节点电压的最高电平，其导通时间 t_1 延续前述控制方案的设计思路，仍然设定为一个人为给定的固定值，用于保证最小导通时间及系统稳定性。在实际设计中，一般取：

$$t_1 = 0.02T_s \quad (3.17)$$

其次，第二个模态选取为 (b) 模态。与之前控制策略不同的是，此处 t_2 不再由固定时间约束关系确定，而是作为调节输出电压增益的主要控制变量，其大小直接与输出电压增益 M 相关。通过对开关节点电压平均值进行分析，可以得到二者之间的关系为：

$$M = 0.02 + \frac{t_2}{T_s} \quad (3.18)$$

由此可见，通过调节 t_2 的导通时间，可以实现输出电压增益在低增益区域内的连续调节。在实际运行中，受限于调制结构及最小导通时间要求， t_2 的取值范围为：

$$0 \leq t_2 \leq 0.48T_s$$

将其代入上述增益表达式，可以得到该控制方案对应的输出电压增益范围为：

$$0.02 \leq M \leq 0.26$$

最后，第三个模态选取为 (c) 模态。该模态的持续时间并非人为设定，而是由电感电流 i_L 与控制电流 i_c 的交点位置自然决定，体现了谷值电流控制的基本特征。该过程保证了电感电流在每个开关周期内能够按照控制目标完成调节，同时维持系统的稳定运行。

与之前控制方案相同的，为了保证飞跨电容电压的均压，需要在调制顺序中引入双周期交替结构。也就是第一个开关周期内为

$$a \rightarrow b \rightarrow c$$

第二个开关周期内交换 (b) 与 (d) 模态的顺序，变为

$$a \rightarrow d \rightarrow c$$

保证在两个开关周期下实现飞跨电容电压的均压。

结合输出电压增益 $0.5 \leq M \leq 0.74$ 区间内控制方案的分析经验可以发现，当电感电流谷值检测对应的模态被安排在开关周期的最后一个模态时，会导致部分模态时间缺乏有效约束。例如，在该结构下， $t_2 + t_3$ 的总时长不再受到固定关系的限制。虽然在实际运行中仍可通过调节实现输出电压的稳定，但由于开关周期内各模态时间分配

的不确定性，会引起电感电流频率的波动，即产生变频现象。

基于上述问题，需要在现有控制策略基础上对模态调制顺序进行重新设计，以实现开关周期的有效约束，从而保证恒频运行。改进后的调制策略如图 3-10 所示。

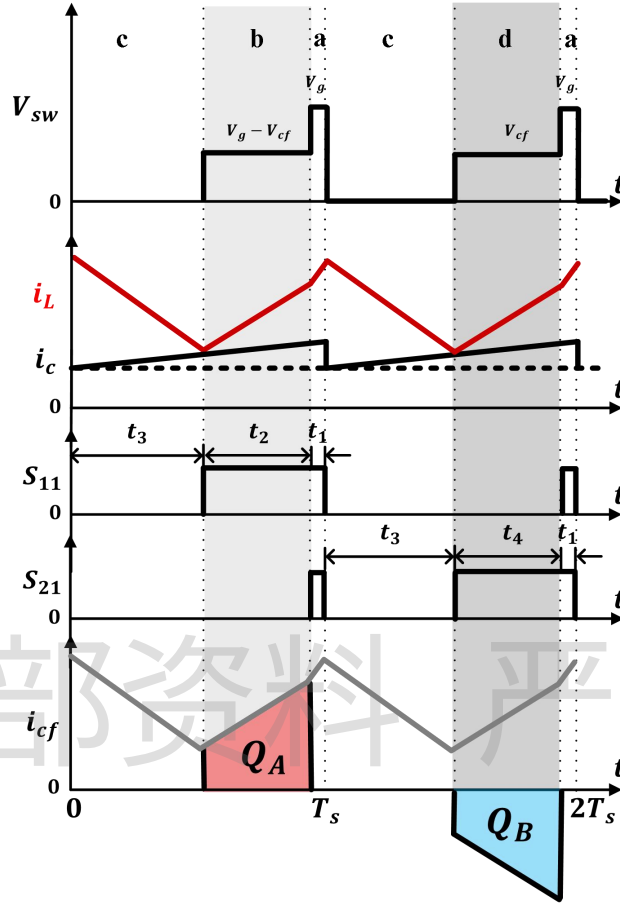


图 3-10 改进后的 $0 < M \leq 0.25$ 的梯形波电路控制相关波形

在该改进方案中，各模态的类型保持不变，但其组合顺序进行了调整，具体如下：

首先，将 (c) 模态调整为开关周期的起始模态。在该模态下完成电感电流的谷值检测，其导通时间 t_3 仍由电感电流 i_L 与控制电流 i_c 的交点决定，因此为一个随工况变化的变量。这一安排使得原本不可控的时间变量被提前至周期起始位置，为后续时间分配提供基础。

其次，第二个模态选取为 (b) 模态。在改进后的策略中， t_2 不再通过独立控制计算得到，而是通过与 t_3 建立约束关系来确定，即：

$$t_2 + t_3 = T_s - t_1 \quad (3.19)$$

由此，只需保证 t_1 为一个固定值，即可使 $t_2 + t_3$ 的总时长保持恒定，从而间接锁定整个开关周期长度，实现恒频控制。

最后，第三个模态选取为 (a) 模态，其导通时间 t_1 延续改进前的设计方式，取为一个较小的固定值（通常为 $t_1 = 0.02T_s$ ）。该设置不仅有助于保证模态切换的平滑性，同时也为前述时间约束提供了稳定参考，从而进一步增强系统的频率稳定性。

在调制顺序中引入双周期交替结构之后的模态的顺序第一个开关周期内为

$$c \rightarrow b \rightarrow a$$

第二个开关周期内交换 (b) 与 (d) 模态的顺序，变为

$$c \rightarrow d \rightarrow a$$

按照图 3-10 所示的控制策略运行，可以实现输出电压增益范围 $0.02 \leq M \leq 0.26$ 内的稳定调节，从而使梯形波电流控制进一步覆盖低增益区域，显著拓展了系统的整体工作范围。与此同时，该控制方案在实现低增益调节的同时，仍然能够保持飞跨电容电压的自然均衡特性，并通过模态时间约束保证开关频率的恒定运行，兼顾了控制性能与系统稳定性。

在此基础上，依据图 3-10 所对应的调制策略，并结合电感两端电压的伏秒平衡关系，可以进一步推导并绘制出该低增益区间内电感电流纹波量随输出电压增益变化的关系曲线，如图 3-11 所示。

图 3-11 中给出了在 $0.02 \leq M \leq 0.26$ 区间内，梯形波电流控制下电感电流纹波的变化情况，并将其与前述增益区间 ($0.24 \leq M \leq 0.74$) 的结果进行了平滑衔接。可以看出，整个宽增益范围内电感电流纹波变化呈连续过渡趋势，不同控制区间之间不存在明显的突变，从而保证了系统在全范围运行过程中的一致性与稳定性。

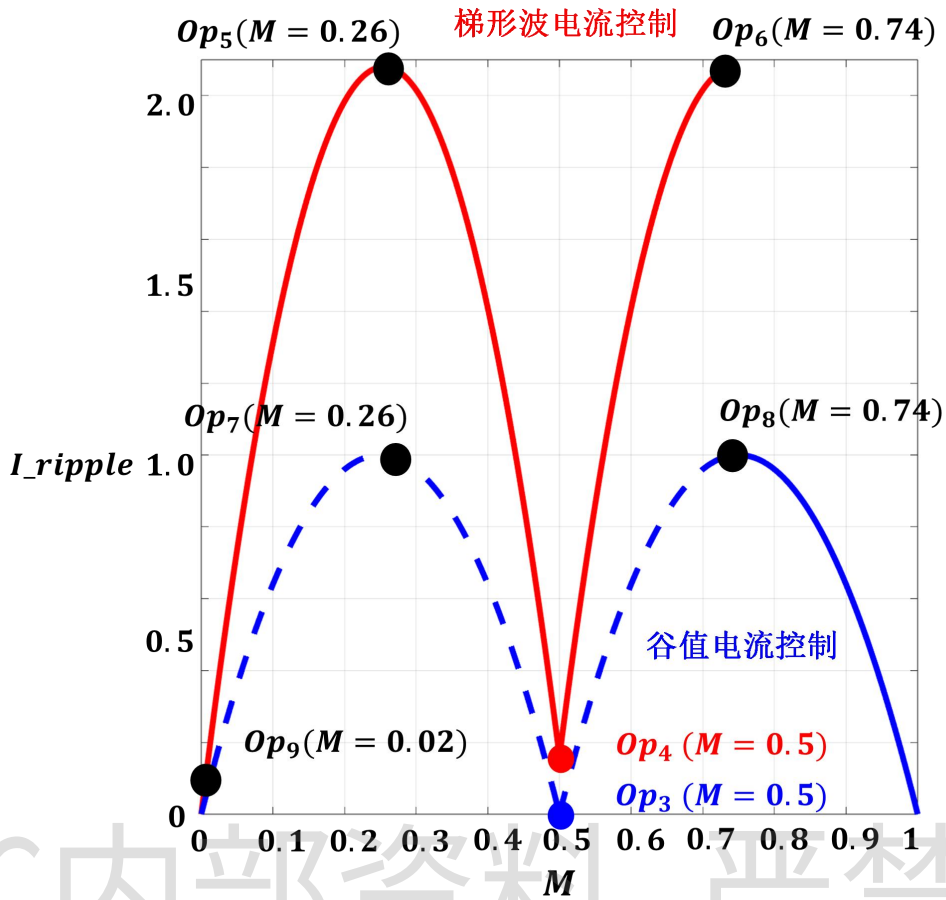


图 3-11 相移载波控制与梯形波电流控制下的电感电流纹波量与增益关系图($0.02 \leq M \leq 0.75$)

3.4 增益 $0.75 \leq M < 1$ 下的控制逻辑设计

到 3.3 节为止已经实现 $0.02 \leq M \leq 0.74$ 范围的输出，现在还需要将输出电压增益从 $M = 0.74$ 处继续向更高的输出电压增益延申，在第 3.2 节中，已经设计出适用于 $0.5 \leq M \leq 0.74$ 的控制方案。基于此，为进一步满足宽增益范围的应用需求，本小节首先对输出电压增益的上限进行拓展。

通过对 $0.5 \leq M \leq 0.74$ 区间内控制策略的分析可以看出，其增益上限无法进一步提升的主要原因在于：开关节点电压最高的 (a) 模态导通时间受到调制结构的限制，其最大值不超过半个开关周期，即：

$$t_1 \leq 0.48T_s$$

当 (a) 模态导通时间达到该上限时，开关节点电压在一个周期内的平均值已达到该调制策略所能实现的最大水平，因此输出电压增益无法继续增加。

从物理机理上来看，若要实现更高的输出电压增益，本质上需要进一步提高开关节点电压的平均值，这意味着必须增加高电平模态（即 (a) 模态）的占比。然而，在现

有四模态调制结构下, (a) 模态的导通时间已达到上限, 继续扩展已不具备实现空间。

与此同时, 为保证控制系统在不同增益区间切换时具备良好的连续性与稳定性, 避免因控制变量突变而引起输出扰动, 改进方案仍以 $0.5 \leq M \leq 0.74$ 区间内的控制策略为基础进行扩展, 通过对调制逻辑进行调整, 实现向高增益区域的平滑过渡。改进后的电感电流波形及调制方式如图 3-12 所示。

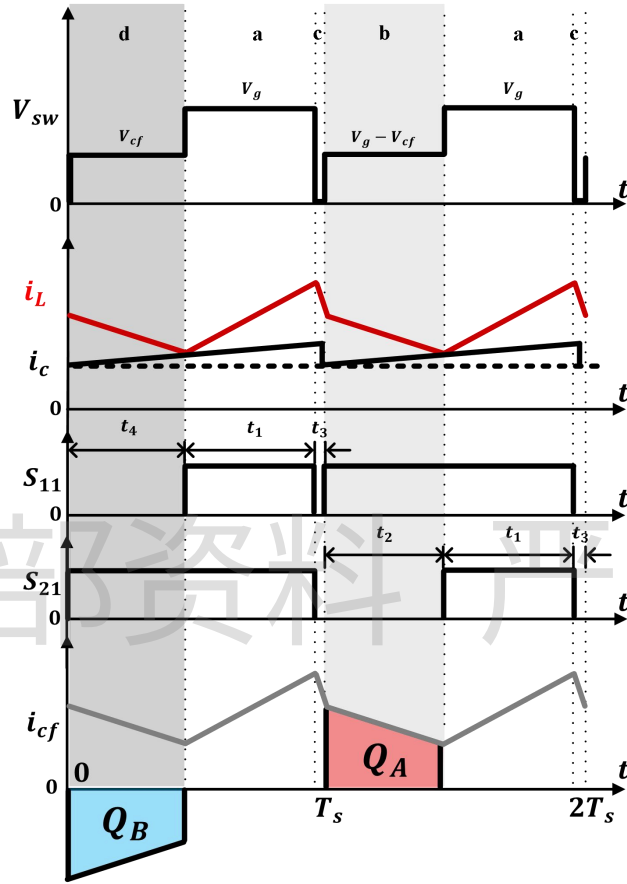


图 3-12 $0.75 \leq M < 1$ 的梯形波电路控制相关波形

根据图 3-12 所示的电感电流波形可以看出, 与原有 $0.5 \leq M \leq 0.74$ 区间内采用的四模态调制策略相比, 为了进一步提升输出电压增益, 本节提出的控制方法对参与调制的模态数量进行了简化。在该高增益工作区间内, 仅采用三段电感电流, 即仅有三个模态参与整个开关周期的调制过程, 从而为高电平模态释放更多时间占比空间。

具体调制策略如下:

首先, 第一个开关模态选取为 (d) 模态, 在该模态下完成电感电流的谷值检测, 其导通时间 t_4 由电感电流 i_L 与控制电流 i_c 的交点决定, 因此为一个随工况变化的动态变量。

其次, 第二个模态选取为 (a) 模态。作为开关节点电压最高的模态, 其导通时间 t_1

不再独立设定，而是通过与 t_4 建立约束关系来确定，即：

$$t_4 + t_1 = T_s - t_3 \quad (3.20)$$

由于 t_3 为固定值，因此可以保证前两个模式导通时间之和为常数，从而锁定开关周期的主要时间结构，实现开关频率的稳定控制。同时，该设计也使得 (a) 模式能够获得更大的时间分配空间，有利于提高输出电压增益。

最后，第三个模式选取为 (c) 模式，其导通时间 t_3 延续之前控制方案的设计方法，取为一个较小的固定值（通常为 $t_3 = 0.02T_s$ ）。该设置既保证了模式切换的平滑性，也为时间约束关系提供了稳定参考。

按照图 3-12 所示的控制策略运行时，(a) 模式导通时间 t_1 作为影响输出电压增益的关键变量。通过对开关节点电压在一个开关周期内平均值的分析，可以得到输出电压增益 M 与 t_1 之间的关系为：

$$M = 0.49 + \frac{t_1}{2T_s} \quad (3.21)$$

在实际运行中，受调制结构及最小导通时间等约束， t_1 的取值范围为：

$$0.5T_s \leq t_1 \leq 0.98T_s$$

将其代入上述表达式，可以得到该控制策略下输出电压增益的范围为：

$$0.74 \leq M \leq 0.98$$

此外，为保证飞跨电容电压的自然均衡特性，在该调制策略中仍引入双周期交替结构。具体而言，第一个开关周期内的模式顺序为：

$$d \rightarrow a \rightarrow c$$

第二个开关周期内交换 (b) 与 (d) 模式的顺序，变为

$$b \rightarrow a \rightarrow c$$

综上，按图 3-12 所示的控制策略运行，可以实现输出电压增益在 $0.74 \leq M \leq 0.98$ 范围内的稳定调节，从而使梯形波电流控制进一步覆盖高增益区域，显著拓展系统的整体工作范围。与此同时，该方案在实现高增益调节的同时，仍然能够保持飞跨电容电压的自然均衡特性，并通过模式时间约束实现开关频率的恒定运行，兼顾了控制性能与系统稳定性。

在此基础上，依据图 3-12 对应的调制策略，并结合电感两端电压的伏秒平衡关系，可以进一步推导得到该高增益区间内电感电流纹波量随输出电压增益变化的关系曲线，如图 3-13 所示。

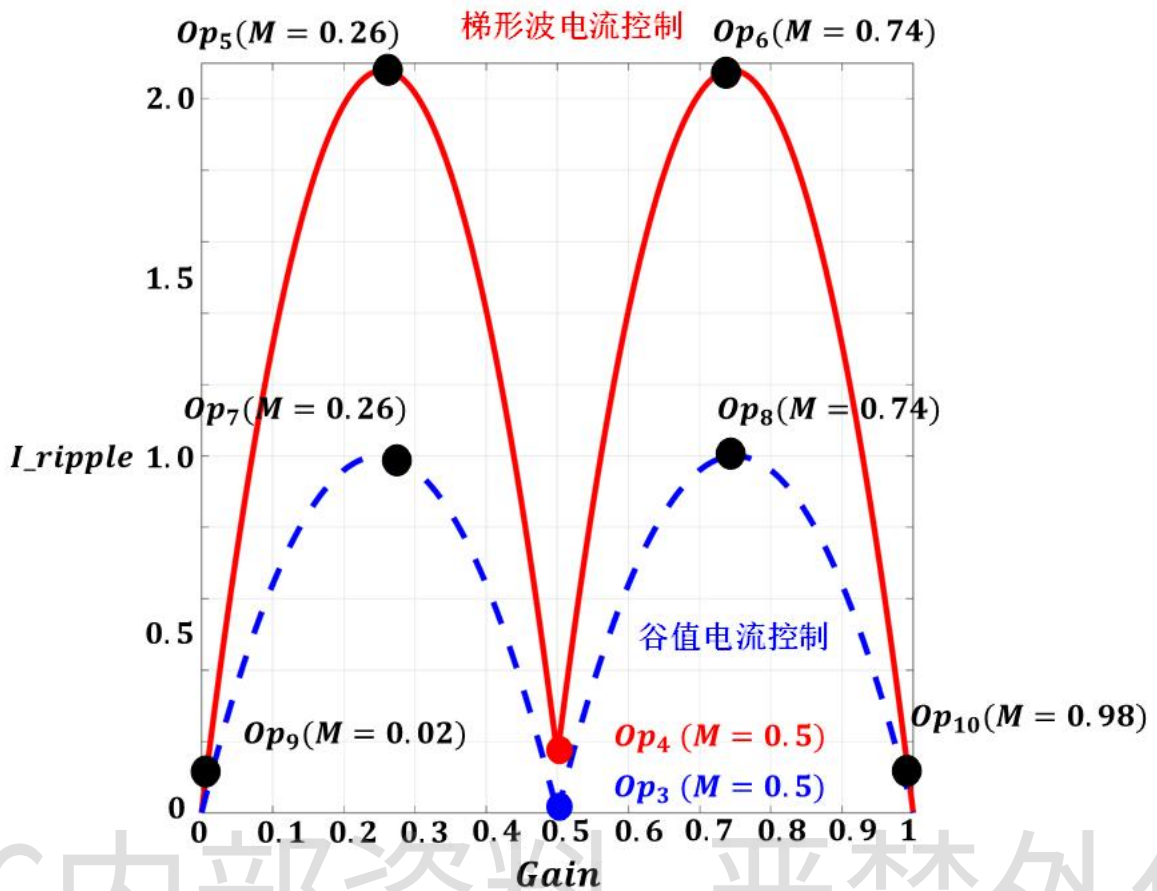


图 3-13 相移载波控制与梯形波电流控制下的电感电流纹波量与增益关系图($0.02 \leq M \leq 0.98$)

图 3-13 中给出了在 $0.74 \leq M \leq 0.98$ 区间内, 梯形波电流控制下电感电流纹波的变化情况, 并将其与前述增益区间 ($0.02 \leq M \leq 0.74$) 的结果进行了平滑衔接。可以看出, 整个宽增益范围内电感电流纹波变化呈连续过渡趋势, 不同控制区间之间不存在明显的突变, 从而保证了系统在全范围运行过程中的一致性与稳定性。

3.5 本章小结

本章围绕三电平飞跨电容 Buck 变换器在宽增益范围应用中的控制问题, 针对传统谷值电流控制在边界工况下因电感电流纹波过小而导致控制失效的局限性, 提出了一种基于梯形波电流调制的改进控制策略。

首先, 从电路工作模态出发, 对不同增益区间下电感电流纹波特性进行了分析, 揭示了在临界占空比附近电流纹波趋近于零, 从而导致谷值检测困难的本质原因。在此基础上, 通过引入梯形波电流调制方法, 对电感电流波形进行主动重构, 使其由传统三角波转变为具有平台特征的梯形波, 有效提升了电流纹波幅值, 保证了谷值电流检测

的可行性。

其次，针对飞跨电容电压均衡问题，应用了基于双周期交替的调制策略，通过在相邻开关周期内交换关键模态顺序，实现电荷在周期尺度上的对称分布，从而在无需额外电压反馈控制的情况下实现飞跨电容电压的自然均衡。

进一步地，为满足宽增益范围应用需求，本文对不同增益区间进行了分段控制策略设计。通过对模态组合及导通时间分配的优化，在中增益区间实现 $0.24 \leq M \leq 0.74$ 的稳定运行；通过增加低电平模态占比，拓展了低增益区间至 $0.02 \leq M \leq 0.26$ ；通过提高高电平模态占比，进一步将高增益区间扩展至 $0.74 \leq M \leq 0.98$ 。同时，通过调整模态顺序并引入时间耦合约束，有效解决了部分调制策略中存在的变频问题，实现了全增益范围内的近似恒频运行。

最后，对各增益区间内电感电流纹波特性进行了统一分析，结果表明在全范围内电流纹波变化呈连续过渡趋势，不同控制策略之间不存在明显突变。在保证系统稳定性与控制连续性的前提下，所提出的控制方法以适度增加电流纹波为代价，实现了输出电压增益范围的显著拓展。

综上所述，本文提出的梯形波电流控制策略在兼顾飞跨电容电压均衡、开关频率稳定性以及控制实现复杂度的同时，实现了 $0.02 \leq M \leq 0.98$ 的宽增益范围调节，为多电平飞跨电容变换器在宽范围输出应用中的控制设计提供了一种有效的解决方案。

4 梯形波电流控制逻辑实验验证

4.1 三电平飞跨电容 Buck 电路样机搭建

根据第三章的设计思路，本研究提出了一种能够实现 $0.02 \leq M \leq 0.98$ 宽增益范围调节的梯形波电流控制方法。在此基础上，设计了一种三电平飞跨电容 Buck 电路来验证控制逻辑的有效性。具体的电路参数列于表 2 所示。

表 2 3L_FC Buck 梯形波电流控制样机关键参数

参 数	数 值
满载功率	240W
输入电压	48V
输出电压范围	1-47V
功率电感	XGL1712-683(68uH)
输出电容	MPD150M1HD28040R*5 (75μF)
开关频率	50kHz
控制器	TMS320F280049C
电流检测芯片	ACS37030LLZATR-020B3

与第二章中所使用的传统谷值电流控制验证样机不同，梯形波电流控制下的电感电流纹波幅度大约是传统谷值电流控制样机的两倍。为了确保控制方案上的公平比较，电感电流纹波的最大值在设计时进行了相应调整，以使两种控制方法的电感电流纹波量相同。因此，为了适应这一变化，梯形波电流控制验证样机的电感量设置为传统谷值电流控制样机电感量的约两倍，其他电路参数保持一致,在此电感设计方法下，三电平 FC 电路的功率密度为 303W/in³。

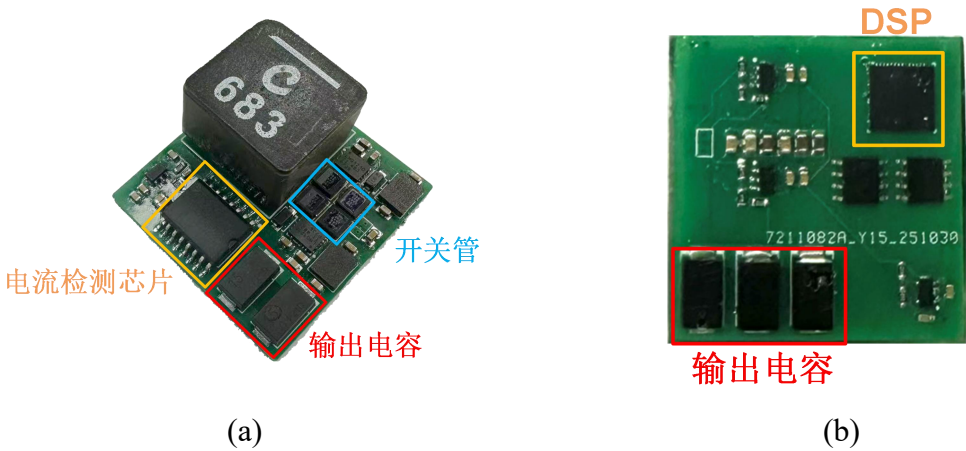


图 4-1 三电平飞跨电容 Buck 电路样机图

在保证电感量相同的前提下进行效率测试,图 4-2(a)与(b)分别展示了在 48V 输入,

20V 与 30V 输出下的测试数据，在 20V 输出电压时，相移 PWM 控制下峰值效率约为 98.7%，而梯形波电流控制的峰值效率约为 96.7%，而在 30V 输出电压时，相移 PWM 控制下峰值效率约为 99.3%，而梯形波电流控制的峰值效率约为 97.2%。

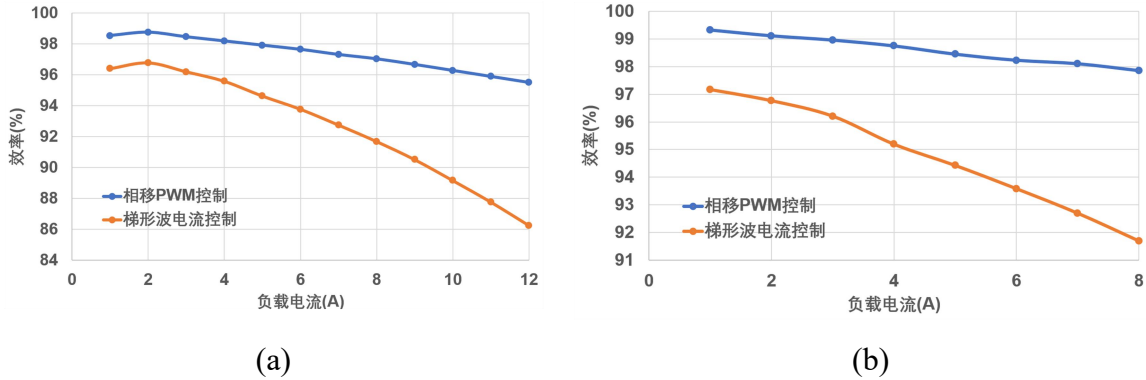


图 4-2 输入电压 48V，不同输出电压下效率测试数据 (a) $V_o=20V$ (b) $V_o=30V$

4.2 不同增益区间内稳态工作实验验证

4.2.1 输出电压 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 增益范围内稳态工作波形

为验证 4.1 中设计的三电平飞跨电容 Buck 电路在梯形波电流控制下的稳态工作性能，本节进行了相应的实验验证。实验中，输出电压增益 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 范围内的实验波形如图 4-3 所示。

图 4-3 中，黄色波形为 S11 的驱动电压波形，绿色波形为飞跨电容电压波形，蓝色波形为输出电压波形，红色波形为电感电流波形。在图 4-3 中，输出电压为 24V 的情况下，理想情况下红色的电感电流波形应为轴对称的等腰梯形。然而，实际中，由于飞跨电容电压的纹波影响，电感电流在各个模式下的电压斜率有所变化，导致本应为电感电流平台期的模式下，仍然存在一定的曲度。

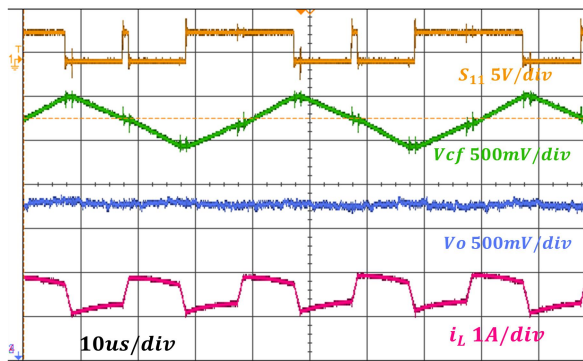


图 4-3 梯形波调制策略下相关波形($V_g=48V$, $V_o=24V$, $M=0.5$)

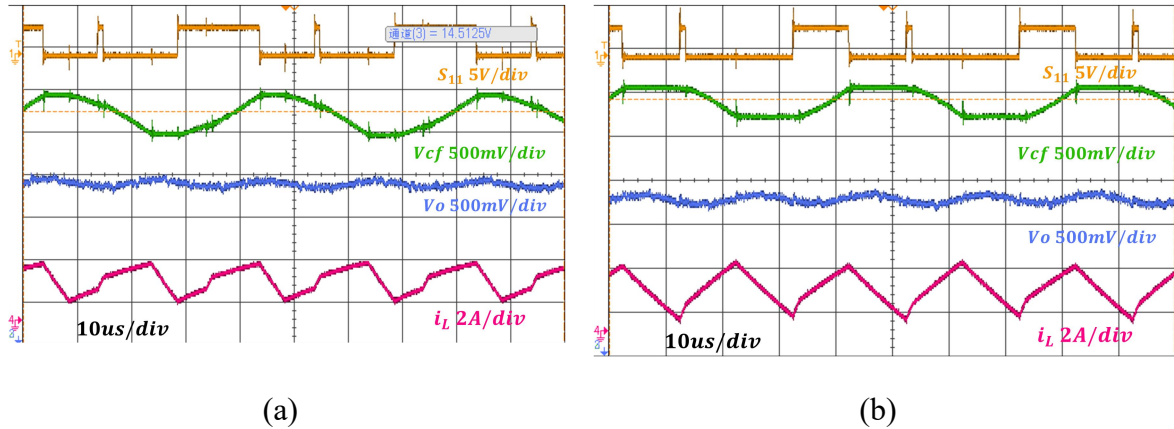


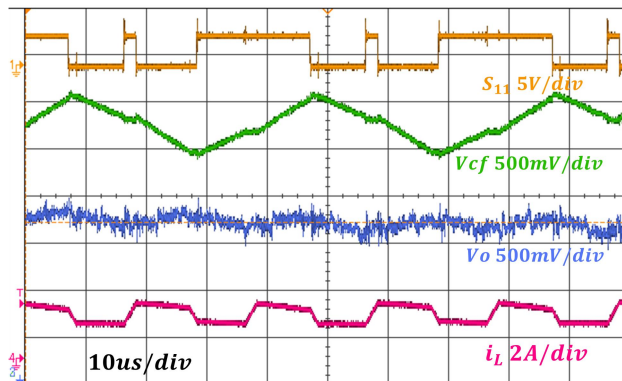
图 4-4 梯形波调制策略下相关波形 (a) $V_o=20V$ ($M=0.42$) (b) $V_o=12V$ ($M=0.25$)

图 4-4 (a) 展示了输出电压为 20V 时的波形，此时，由于输出电压增益的减小，电感电流纹波相比于图 4-3 有所增加。图 4-4 (b) 展示了输出电压为 12V 时的波形，随着输出电压增益进一步减小，电感电流的波形变化呈现出更为明显的变化。此时，由于电感电流谷值检测的模式占据了开关周期的一半，电感电流波形上仅显示出三段显著变化的波形。

这些实验波形表明，随着输出电压增益的减小，电感电流纹波逐渐增大，并且随着输出电压接近控制逻辑下的增益下限，电感电流波形的变化趋向于简化，表明梯形波电流控制在较低增益下的控制特性。

4.2.2 输出电压 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 增益范围内稳态工作波形

在空比 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 范围内，实验波形如图 4-5 所示。图中，黄色波形为 S11 的驱动电压波形，绿色波形为飞跨电容电压波形，蓝色波形为输出电压波形，红色波形为电感电流波形。



(a)

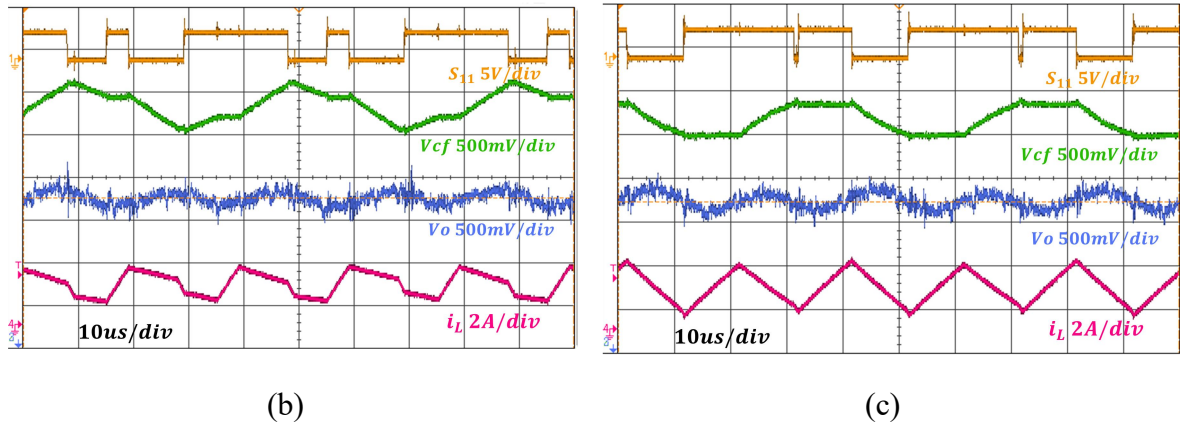


图 4-5 梯形波调制策略下相关波形 (a) $V_o=24V(M=0.5)$ (b) $V_o=28V(M=0.58)$ (c) $V_o=36V(M=0.75)$

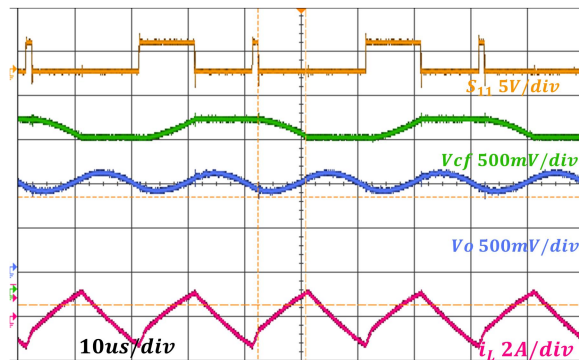
图 4-5 (a) 展示了输出电压为 24V 时的波形。理想情况下，红色的电感电流波形应为轴对称的等腰梯形。然而，实际中，由于飞跨电容电压纹波对各个模式下电感电流斜率的影响，本应为电感电流平台期的模式下，仍然存在一定的曲度。

图 4-5 (b) 展示了输出电压为 28V 时的波形。随着输出电压增益的增大，电感电流的纹波相比于图 4-5 (a) 有所增加。这表明，在增大输出电压增益的过程中，电感电流的波动范围增大。

图 4-5 (c) 展示了输出电压为 36V 时的波形。此时，输出电压增益接近梯形波控制逻辑下的增益上限（约为 0.75）。同时，由于电感电流上升的模式占据了开关周期的一半，电感电流波形呈现出三段显著变化。这一现象表明，当电压增益接近上限时，电感电流波形的变化逐渐简化，且控制系统的调节效果趋于稳定。

4.2.3 输出电压 $0 < M \leq 0.25$ 增益范围内稳态工作波形

在输出电压增益 $0 < M \leq 0.25$ 范围内，实验波形如图 4-6 所示。图中，黄色波形为 S_{11} 的驱动电压波形，绿色波形为飞跨电容电压波形，蓝色波形为输出电压波形，红色波形为电感电流波形。



(a)

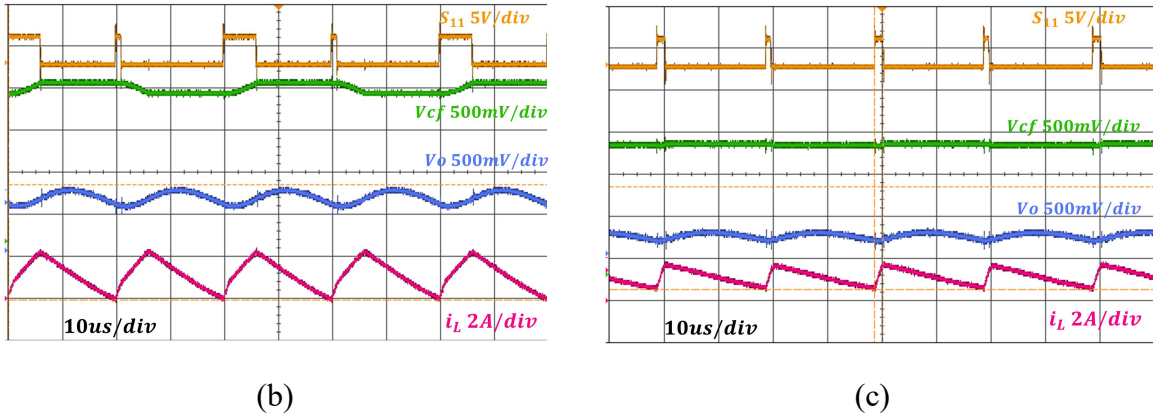


图 4-6 梯形波调制策略下相关波形 (a) $V_o=12V(M=0.25)$ (b) $V_o=10V(M=0.21)$ (c) $V_o=1V(M=0.02)$

图 4-6(a) 展示了输出电压为 12 V 时的实验波形。此时输出电压增益处于该控制方案的上限附近，电感电流波形对应于三种模态共同参与工作的情况，因此能够观察到较完整的三段式变化特征。

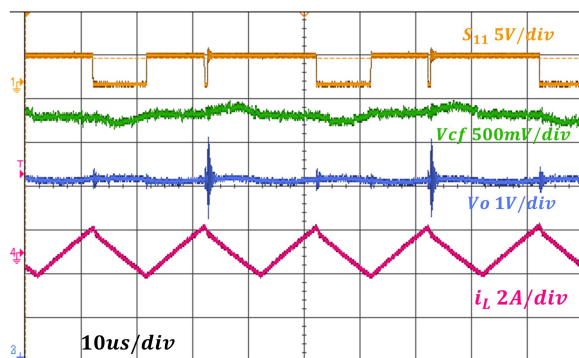
图 4-6(b) 展示了输出电压为 10 V 时的实验波形。随着输出电压增益进一步减小，电感电流纹波相较于图 4-6(a) 有所减小，表明在该区间内电感两端等效伏秒差逐渐减小，电流波动幅度随之下降。

图 4-6(c) 展示了输出电压为 1.5 V 时的实验波形。此时输出电压增益接近该梯形波控制逻辑下的下限，约为 $M = 0.03$ 。由于控制方案中第二段作用时间逐渐减小并最终消失，电感电流波形由原先的三段式变化进一步简化为两段式变化。这表明在低增益极限附近，参与调制的工作模态数目减少，电感电流波形形态也随之发生对应变化。

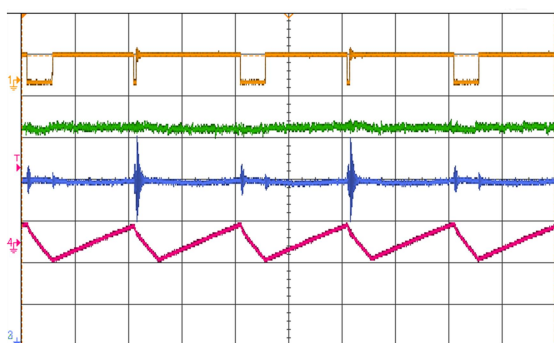
综上所述，在 $0 < M \leq 0.25$ 区间内，随着输出电压增益的降低，电感电流纹波逐渐减小，并在接近增益下限时由三段波形过渡为两段波形，实验结果与所提出控制逻辑的理论分析一致。

4.2.4 输出电压 $0.75 \leq M < 1$ 增益范围内稳态工作波形

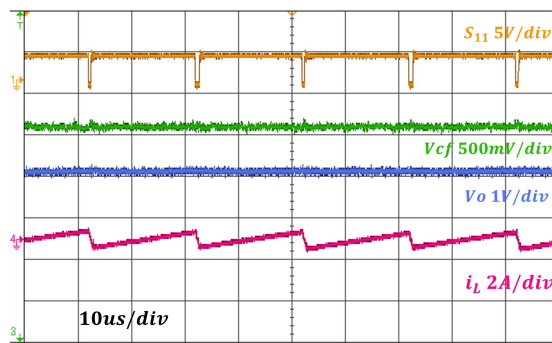
在在输出电压增益 $0.75 \leq M < 1$ 范围内，实验波形如图 4-7 所示。图中，黄色波形为输入电压波形，绿色波形为输出电压波形，蓝色波形为飞跨电容电压波形，红色波形为电感电流波形。



(a)



(b)



(c)

图 4-7 梯形波调制策略下相关波形 (a) $V_o=36\text{V}$ ($M=0.75$) (b) $V_o=42\text{V}$ ($M=0.88$) (c) $V_o=47\text{V}$ ($M=0.98$)

图 4-7(a) 展示了输出电压为 36 V 时的实验波形。此时输出电压增益处于该控制方案的下限附近，电感电流波形对应于三种模态共同参与工作的情况，因此能够观察到较完整的三段式变化特征。

图 4-7(b) 展示了输出电压为 42 V 时的实验波形。随着输出电压增益进一步增大，电感电流纹波相较于图 4-7(a) 有所减小，表明在该区间内电感两端的等效伏秒差逐渐减小，从而使电流波动幅度随之下降。

图 4-7(c) 展示了输出电压为 47 V 时的实验波形。此时输出电压增益接近该梯形波控制逻辑下的上限，约为 $M = 0.98$ 。

4.3 动态工况实验效果

4.3.1 $M=0.5$ 处输出电压增益逐渐增加工况实验效果

由于所设计的梯形波电流控制需要根据输出电压增益范围切换不同的控制方案，因此有必要评估不同控制方案之间的切换效果。图 4-8 展示了在增益约为 0.5 的范围内进行控制方案切换时的波形图。

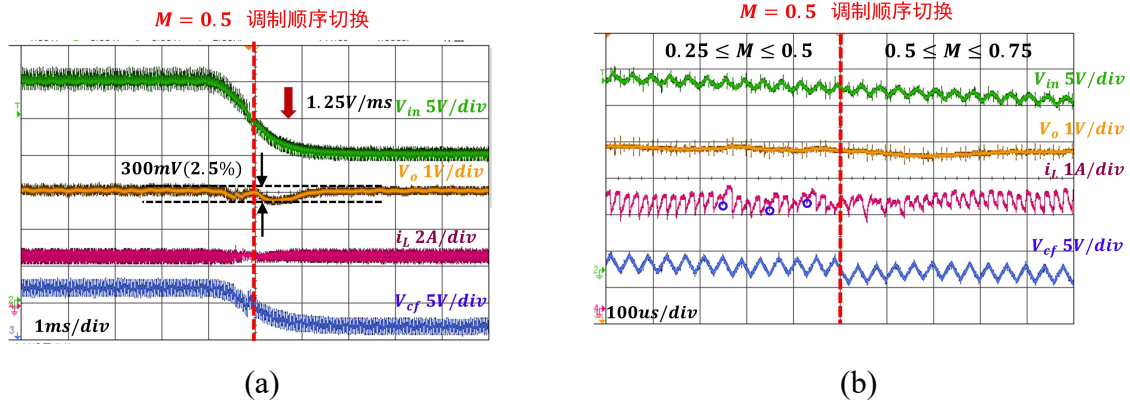
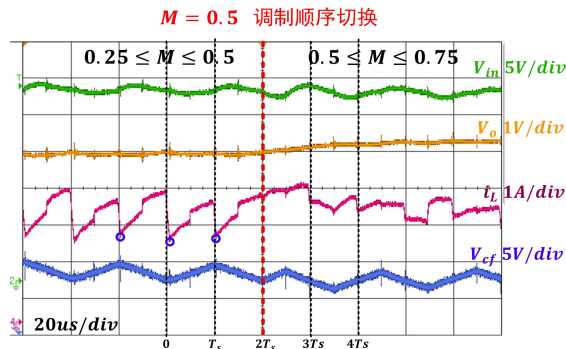


图 4-8 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.5$ 处的控制方式切换相关波形

图 4-8(a)和图 4-8(b)展示了输出电压增益由小于 0.5 逐渐增大至大于 0.5 时的控制切换过程。红色虚线处为调制顺序切换时刻。在该实验过程中，输入电压由 30 V 逐渐降低至 20 V，输出电压保持为 12 V。切换过程中输出电压最大超调约为 300 mV，对应超调量约为 2.5%。

由图 4-8(b)中的电感电流波形可以观察到，蓝色圆圈所标注的电感电流谷值存在异常跳变和抖动现象。定性分析认为，该现象可能是由于此时电感电流纹波较小，电流采样芯片的采样误差相对于电感电流纹波有效值的影响较大，从而导致数字控制中的谷值电流检测出现失真。

为了验证上述分析，进一步设计了对比实验。将原实验中的 $68 \mu\text{H}$ 电感更换为 $33 \mu\text{H}$ 电感，使更换电感后的电感电流纹波约为原来的两倍，并重新进行了输出电压增益由小于 0.5 过渡至大于 0.5 的切换实验，实验结果如图 4-9 所示。由图 4-9(a)可以看出，此时电感电流纹波约为图 4-8 中的两倍。相比图 4-8(b)，图 4-9(a)中蓝色圆圈所标注的电感电流谷值能够被准确检测，未再出现明显的异常跳变和抖动现象。该实验结果验证了前述判断，即在电感电流纹波较小时，采样误差对谷值电流检测的影响更加显著，容易导致控制切换过程中的电流检测失真。



(a)

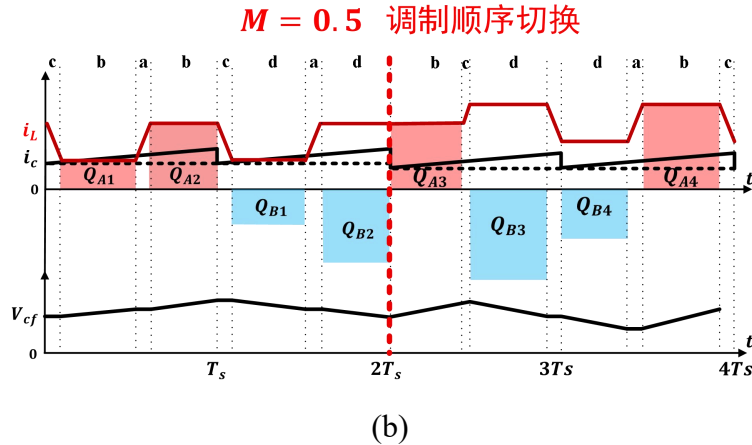


图 4-9 (a)电感减小一半之后输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.5$ 处控制方式切换相关波形

(b)输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.5$ 处控制方式切换示意图

为了更加形象地描述输出电压增益为 $M=0.5$ 附近控制方式切换时各模态的动作过程，绘制了相应的工作示意图，如图 4-9(b)所示。该示意图给出了切换动作发生时相邻两个开关周期内的模态变化过程，并可结合电感电流波形与飞跨电容电压变化进行分析。在 $2T_s$ 时刻进行控制调制顺序切换。理想情况下，此时电感电流应近似为一条平直的直线；然而在实际实验中，由于飞跨电容电压存在一定纹波，同时输出电压略低于理想值，因此在 $2T_s$ 之后的开关周期内，电感电流斜率始终为正，表现为电感电流持续上升。

为解决输出电压增益接近 0.5 时，随着增益变化电感电流纹波逐渐减小，从而导致谷值电流检测不准确的问题，提出一种基于局部变频的电感电流纹波增大的控制方法。

如图 4-10 所示，其中红色竖线表示 $M = 0.5$ 附近调制顺序切换的时刻，蓝色竖线表示开关频率切换的时刻。在蓝色区域内，系统保持 50 kHz 开关频率运行；在红色区域内，将开关频率降低至原值的三分之二，即约 33 kHz。通过降低局部开关频率，在相同电感参数与输入输出条件下，红色区域内的电感电流纹波幅值相较图 4-8 对应工况提升约 1.5 倍，实现局部电流纹波的增大，从而改善谷值电流采样的准确性。

引入局部变频控制后，系统在调制顺序切换过程中形成三个不同的运行区域，分别定义为区域一、区域二和区域三，用于表示不同开关频率与调制策略组合下的动态工作过程。

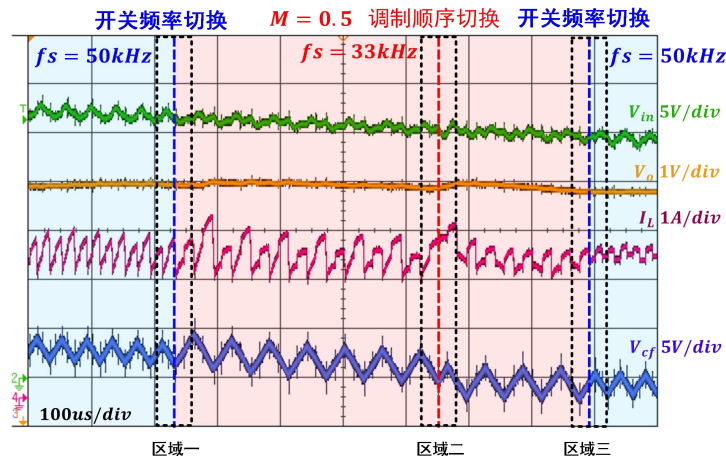


图 4-10 引入局部变频控制方案后输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.5$ 处控制方式切换相关波形

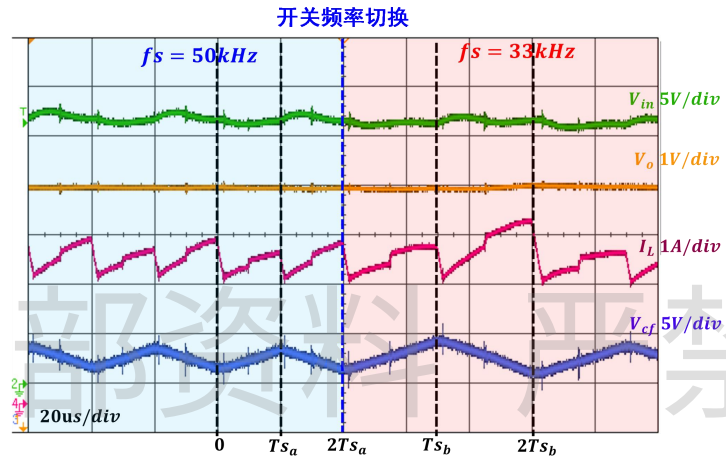


图 4-11 引入局部变频控制方案后区域一内开关频率切换相关波形

图 4-11 与图 4-12 分别给出了区域一内开关频率切换过程的相关波形。从图中可以看出，在蓝色区域内系统保持 50 kHz 开关频率运行。在蓝色实线所示时刻，系统发生开关频率切换，开关频率由 50 kHz 降低至红色区域内的 33 kHz 。与此同时，由于开关周期增大，在相同电感参数及工作条件下，电感电流纹波幅值相较于切换前明显增大。

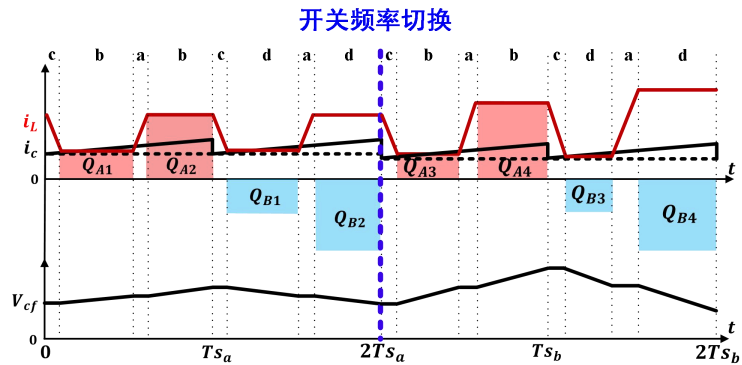


图 4-12 引入局部变频控制方案后区域一内控制方式示意图

图 4-13 给出了区域二内的相关波形。区域二内的相关控制方案切换方式与图 4-9 相同，表示输出电压增益由大于 0.5 逐渐减小至小于 0.5 时的控制切换过程。

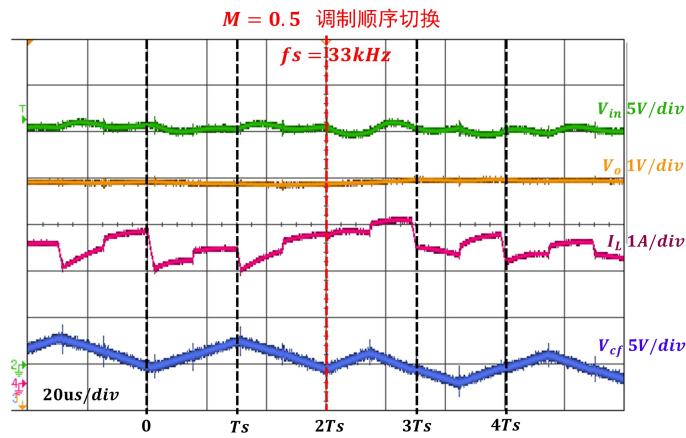


图 4-13 引入局部变频控制方案后区域二内开关频率切换相关波形

图 4-14 与图 4-15 分别给出了区域三内开关频率切换过程的相关波形。从图中可以看出，在红色区域内系统保持 33kHz 开关频率运行。在蓝色实线所示时刻，系统发生开关频率切换，开关频率由 33kHz 增加至蓝色区域内 50kHz。与此同时，由于开关周期减小，在相同电感参数及工作条件下，电感电流纹波幅值相较于切换前明显减小。

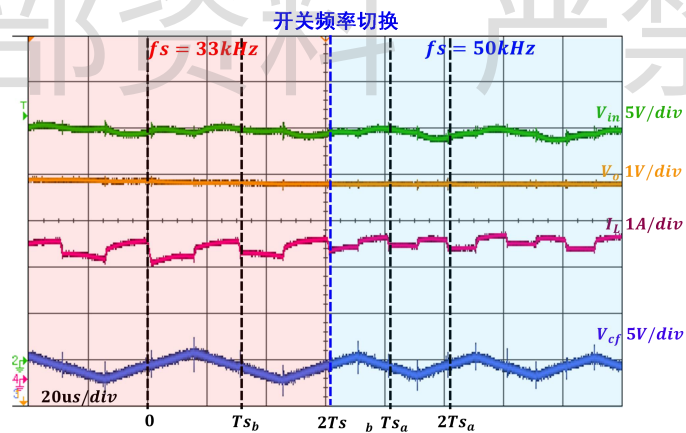


图 4-14 引入局部变频控制方案后区域三内开关频率切换相关波形

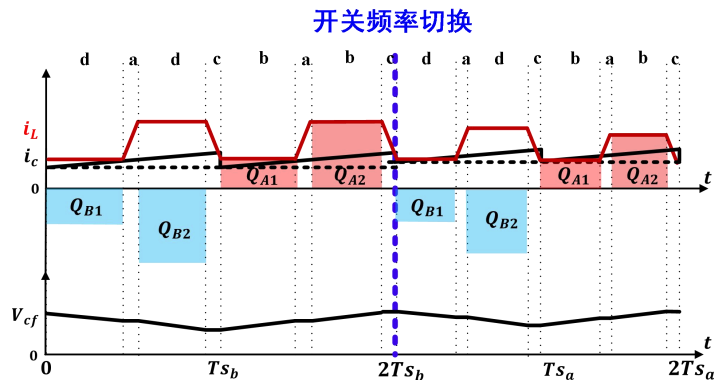


图 4-15 引入局部变频控制方案后区域三内控制方式示意图

4.3.2 $M=0.5$ 处输出电压增益逐渐减小工况实验效果

图 4-16(a)和图 4-16(b)展示了输出电压增益由大于 0.5 逐渐减小至小于 0.5 时的控制切换过程。在该实验过程中，输入电压由 20 V 逐渐升高至 30 V，输出电压保持为 12 V。切换过程中，输出电压最大超调约为 400 mV，对应超调量约为 3.3%。

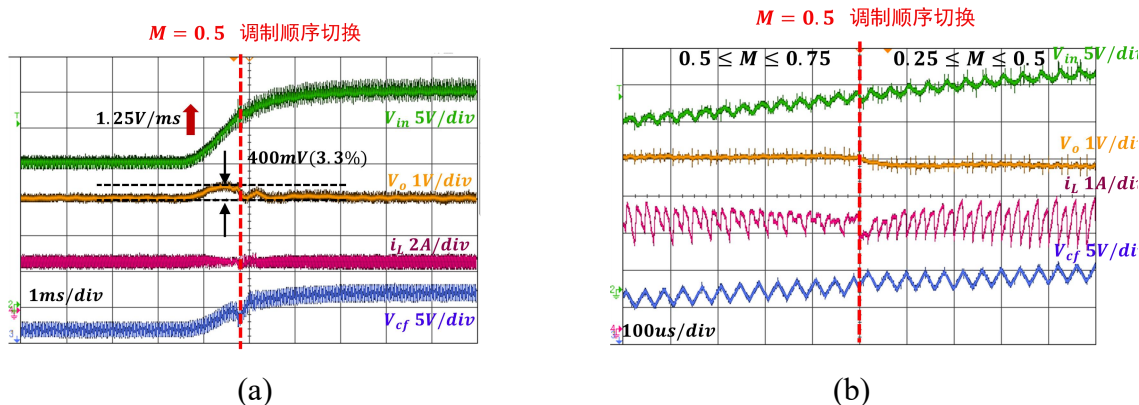


图 4-16 输出电压增益逐渐减小时 $M=0.5$ 处的控制方式切换相关波形

由图 4-16(b)中的电感电流波形可以看出，电感电流谷值未出现图 4-8(b)中的异常跳变和抖动现象，说明在输出电压增益逐渐减小并跨越 $M=0.5$ 的切换过程中，谷值电流检测能够保持较好的稳定性。

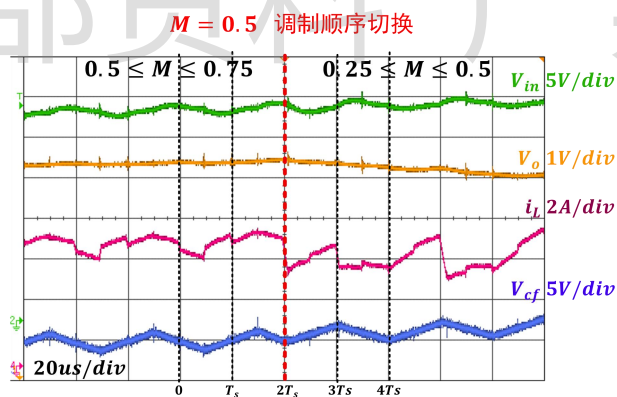


图 4-17 输出电压增益逐渐减小时 $M=0.5$ 处控制方式切换相关波形

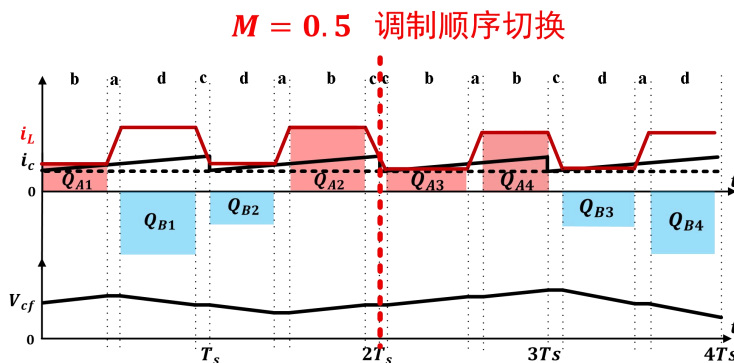


图 4-18 输出电压增益逐渐减小时 $M=0.5$ 处控制方式切换示意图

为了进一步分析输出电压增益逐渐减小时在 $M=0.5$ 附近的控制切换过程，绘制了对应的工作模式示意图，如图 4-18 所示。该图展示了切换动作发生时相邻两个开关周期内各模式的变化情况。在 $2T_s$ 时刻进行控制调制顺序切换。

理想情况下，此时电感电流下降的斜率较大，并且叠加斜坡补偿后的电流参考值与切换前相比存在明显差异，因此电感电流谷值相较于稳态时会出现一定的跌落。在随后的开关周期内，电感电流会逐步被拉升，最终趋于新的稳态水平。

4.3.3 $M=0.25$ 处输出电压增益逐渐增加工况实验效果

图 4-19(a)和(b)展示了从输出电压增益小于 0.25 逐渐增大到大于 0.25 的切换过程。在红色虚线处进行调制顺序切换，在此过程中，输入电压从 54 V 逐渐减小到 44 V，输出电压为 12 V，且输出电压的超调量为 250 mV (2.1%)。

图 4-20 绘制了输出电压增益逐渐增大时在 $M=0.25$ 附近的示意图，该示意图给出了切换动作发生时相邻两个开关周期内的模式变化过程对应的工作模式。

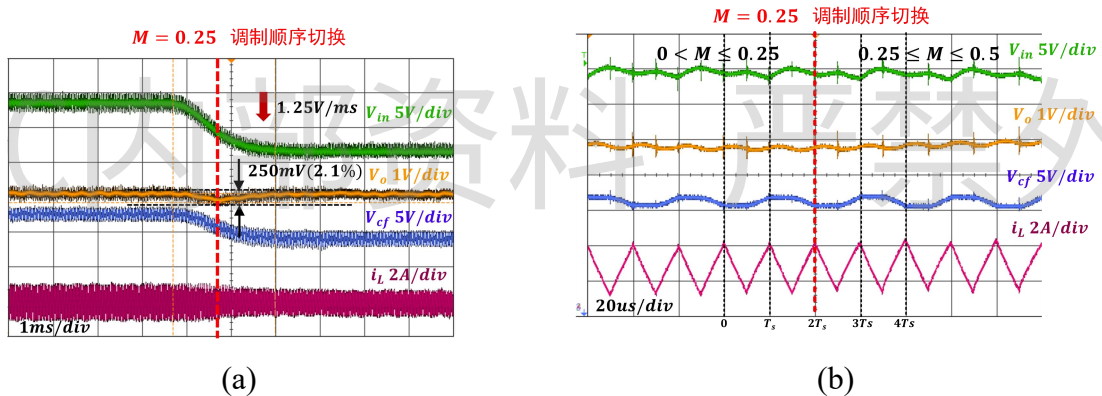


图 4-19 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.25$ 处控制方式切换相关波形

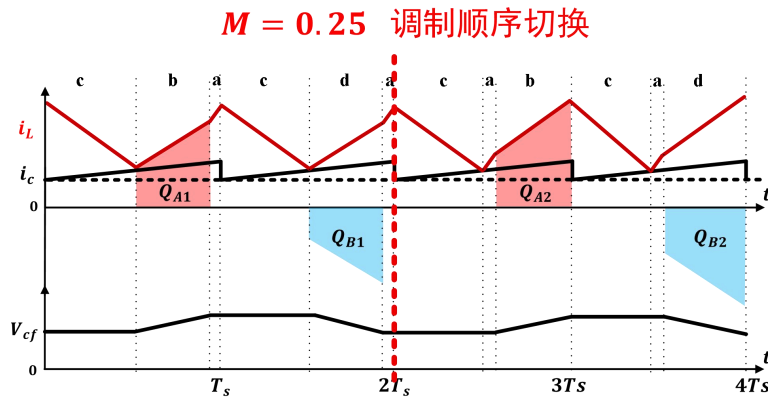


图 4-20 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.25$ 处控制方式切换示意图

4.3.4 $M=0.25$ 处输出电压增益逐渐减小工况实验效果

图 4-21(a)和(b)展示了从输出电压增益大于 0.25 逐渐减小到小于 0.25 的切换过程。

在此过程中,输入电压从 44 V 逐渐增大到 54 V,输出电压的超调量为 250 mV (2.1%)。

图 4-22 绘制了输出电压增益逐渐减小时在 $M=0.25$ 附近的示意图,该示意图给出了切换动作发生时相邻两个开关周期内的模态变化过程对应的工作模态。

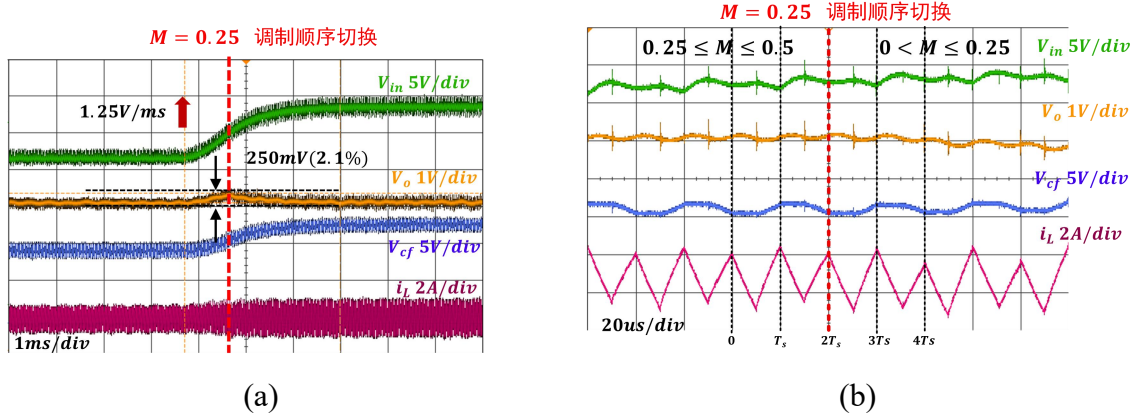


图 4-21 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.25$ 处控制方式切换相关波形

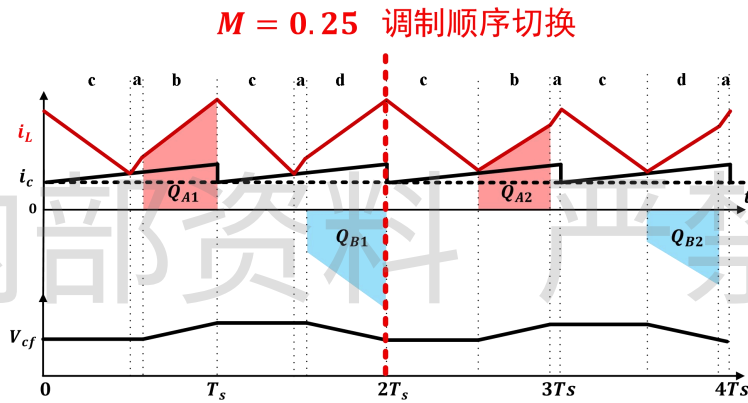
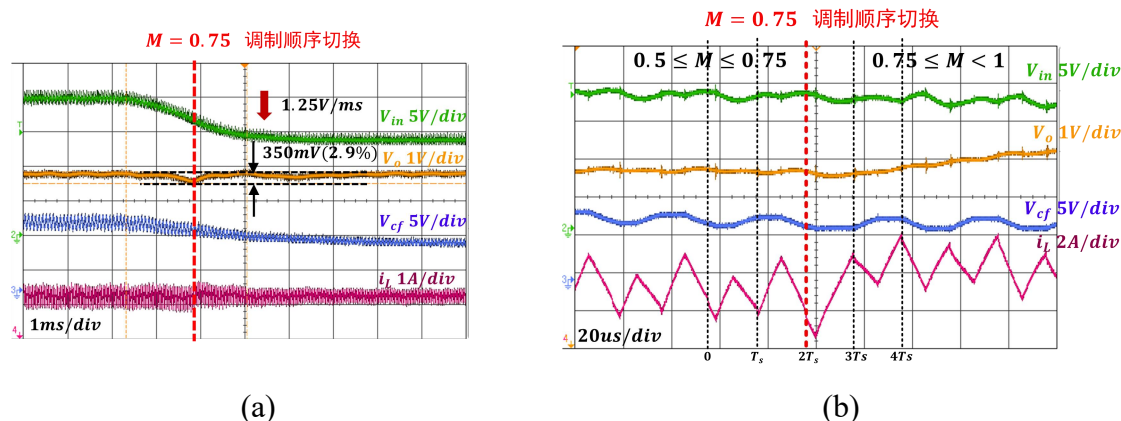
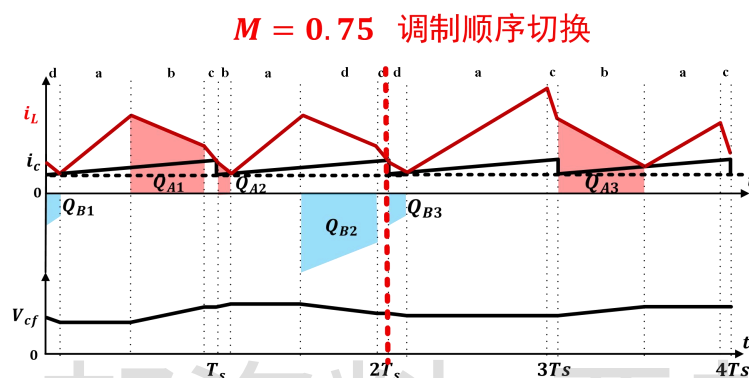


图 4-22 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.25$ 处控制方式切换示意图

4.3.5 $M=0.75$ 处输出电压增益逐渐增加工况实验效果

图 4-23(a)和(b)展示了从输出电压增益小于 0.75 逐渐增大到大于 0.75 的切换过程。在红色虚线处进行调制顺序切换,在此过程中,输入电压从 20 V 逐渐减小到 14 V,输出电压为 12 V,且输出电压的超调量为 350 mV (2.9%)。

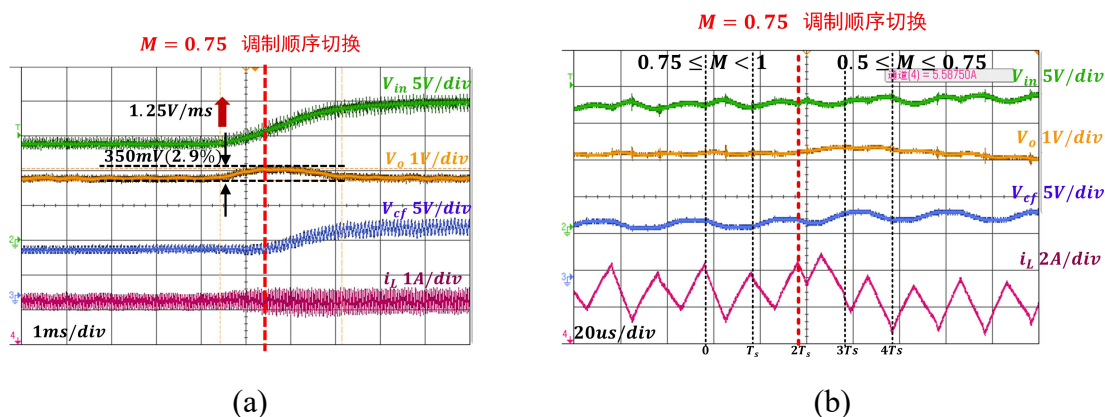
图 4-24 绘制了输出电压增益逐渐增大时在 $M=0.75$ 附近的示意图,该示意图给出了切换动作发生时相邻两个开关周期内的模态变化过程对应的工作模态。

图 4-23 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.75$ 处控制方式切换相关波形图 4-24 输出电压增益逐渐增加时 $M = 0.75$ 处控制方式切换示意图

4.3.6 $M=0.75$ 处输出电压增益逐渐减小工况实验效果

图 4-25(a)和(b)展示了从输出电压增益大于 0.75 逐渐减小到小于 0.75 的切换过程。在此过程中，输入电压从 14 V 逐渐增大到 20 V，输出电压的超调量为 350 mV (2.9%)。

图 4-26 绘制了输出电压增益逐渐减小时在 $M=0.75$ 附近的示意图，该示意图给出了切换动作发生时相邻两个开关周期内的模态变化过程对应的工作模态。

图 4-25 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.75$ 处控制方式切换相关波形

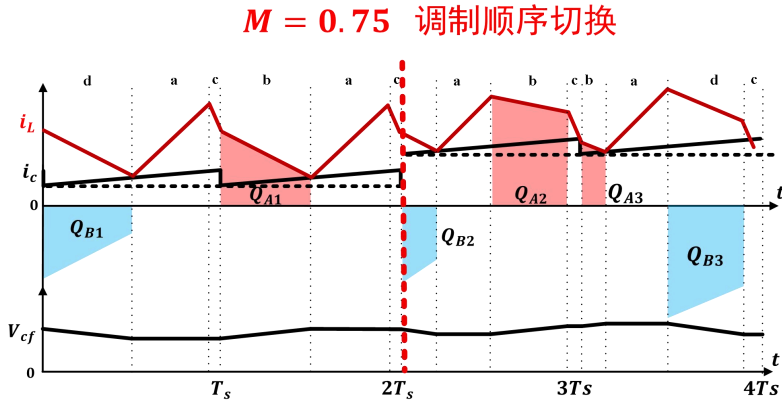


图 4-26 输出电压增益逐渐减小时 $M = 0.75$ 处控制方式切换示意图

4.4 本章小结

本章围绕第三章提出的宽增益范围梯形波电流控制方法，搭建了三电平飞跨电容 Buck 实验样机，并对所设计控制策略进行了实验验证。基于第三章中分区控制的设计思路，本文实现了输出电压增益 $0.02 \leq M \leq 0.98$ 的宽范围调节，并针对不同增益区间下的稳态工作波形及控制方案切换特性进行了系统分析。

首先，为保证与第二章传统谷值电流控制样机在比较上的公平性，本章在样机设计中综合考虑了电感电流纹波幅值的差异，对电感参数进行了重新选取。由于梯形波电流控制下全范围内的电感电流纹波约为传统谷值电流控制的两倍，因此在验证样机中采用了更大的电感值，以使两种控制方法在最大电感电流纹波量上保持一致，其余电路参数则基本保持不变。实验样机的构建为后续控制逻辑验证提供了硬件基础。

随后，本章分别对不同增益区间下的稳态工作波形进行了实验验证。实验结果表明，在 $0.25 \leq M \leq 0.5$ 、 $0.5 \leq M \leq 0.75$ 、 $0 < M \leq 0.25$ 以及 $0.75 \leq M < 1$ 等不同增益范围内，所提出的梯形波电流控制均能够实现稳定运行。电感电流波形随增益变化呈现出与理论分析一致的分段特征：在部分区间内表现为较完整的三段或四段梯形波形，而在接近各区间边界时，由于某些模态持续时间减小甚至消失，电感电流波形逐渐简化为两段或三段变化形式。与此同时，飞跨电容电压始终能够保持较好的均压状态，说明所提出的控制策略在宽增益范围内具备良好的稳态运行能力。

在此基础上，本章进一步对不同增益边界附近的控制方案切换特性进行了实验研究。针对 $M \approx 0.25$ 、 $M \approx 0.5$ 和 $M \approx 0.75$ 三个关键边界点，分别测试了增益由低到高及由高到低切换时的动态响应。实验结果表明，在控制方案切换过程中，输出电压虽会产生一定幅度的瞬态超调，但整体超调量均控制在较小范围内，系统能够较快恢复

到稳定状态，未出现明显失控现象。这说明所设计的分区梯形波电流控制逻辑在不同控制模式之间具有较好的衔接能力，能够满足宽增益范围应用中的动态切换需求。

综上所述，本章通过实验样机对所提出的梯形波电流控制策略进行了全面验证。结果表明，该控制方法不仅能够在 $0.02 \leq M \leq 0.98$ 的宽增益范围内实现稳定运行，还能够不同增益区间边界处实现较为平滑的控制方案切换，同时保持飞跨电容电压均压和系统输出稳定性。实验结果与前述理论分析基本一致，验证了所提控制策略的可行性与有效性，并为后续全文总结与工程应用分析奠定了实验基础。

5 结论与展望

5.1 全文工作总结

本文围绕适配电源对高效率、高功率密度以及宽输出电压范围的应用需求展开研究，针对传统两电平调压电路在宽范围输出条件下面临的器件电压应力高、开关损耗大以及功率密度受限等问题，引入三电平飞跨电容 Buck 变换器作为研究对象，并围绕其飞跨电容电压均衡与宽增益范围控制问题开展了系统研究。全文的主要工作可概括如下：

首先，本文从适配电源的发展需求出发，对现有主流架构及多电平调压技术进行了分析，指出飞跨电容多电平拓扑在降低器件电压应力、改善开关特性以及提升功率密度方面具有明显优势。同时，针对飞跨电容拓扑中普遍存在的电压不均衡问题，分析了其对器件电压应力分布、输出波形质量、系统损耗及动态性能的不利影响，说明实现飞跨电容电压稳定均衡是多电平变换器可靠运行的关键。

其次，本文分别研究了峰值电流控制与谷值电流控制在三电平飞跨电容 Buck 变换器中的应用特性。通过建立时域扰动传播模型，推导了两种控制方法在次谐波振荡区间内所需的斜坡补偿条件，并进一步构建了飞跨电容电压扰动递推关系，对飞跨电容电压自然均压能力进行了定量分析。研究结果表明：峰值电流控制下飞跨电容电压的自然均压能力与负载条件密切相关，轻载时具备一定的均压能力，而在负载增大后电压扰动将逐渐发散，最终导致自然均压失效；相比之下，谷值电流控制下飞跨电容电压扰动在所分析范围内始终呈收敛特性，因此能够实现与负载无关的自然均压。相关实验结果验证了上述理论分析的正确性。

在此基础上,针对传统谷值电流控制在边界增益点附近因电感电流纹波过小而导致谷值检测困难、控制失效的问题,本文提出了一种应用于宽增益范围的梯形波电流控制方法。该方法通过对电感电流波形进行主动重构,结合不同增益区间内模态作用时间及调制顺序的优化设计,在保持飞跨电容自然均压特性的同时,实现了对低纹波甚至近零纹波区域的有效调节。进一步地,本文针对不同增益区间分别构建了相应的梯形波调制逻辑,形成了覆盖 $0.02 \leq M \leq 0.98$ 的宽增益范围控制方案,并对各区间内的电感电流纹波、模态演化及控制切换条件进行了系统分析。

最后,本文搭建了三电平飞跨电容 Buck 实验样机,对所提出的梯形波电流控制策略进行了实验验证。实验结果表明,该控制方法能够在 $0.02 \leq M \leq 0.98$ 的宽增益范围内实现稳定运行,飞跨电容电压保持良好的均压状态,且在不同增益区间边界处的控制方案切换过程中,输出电压超调较小、恢复速度较快,验证了所提控制策略的可行性与有效性。

综上所述,本文围绕三电平飞跨电容 Buck 变换器的自然均压机理与宽增益范围控制问题,完成了从理论分析、控制策略设计到实验验证的完整研究工作。研究结果表明,基于谷值电流控制思想构建的梯形波电流控制方法能够兼顾飞跨电容电压均衡、宽增益范围调节及控制切换平滑性,为多电平飞跨电容变换器在宽范围输出适配电源中的应用提供了一种有效的解决方案。

5.2 研究工作展望

本文在梯形波电流控制策略的设计与实验验证过程中,已初步证明该方法能够实现宽增益范围内的稳定调节,并具备良好的飞跨电容电压均衡能力。然而,在研究过程中也发现该控制策略仍存在若干值得进一步深入研究的问题,主要体现在以下两个方面。

首先,现有梯形波电流控制方案虽然相较于传统两电平 Buck 电路在器件电压应力及拓扑性能方面具有一定优势,但从电感设计角度来看,其电感电流纹波相较于相移载波控制下仍高出两倍以上。这意味着在最终样机实现中,为满足相同纹波指标,梯形波控制下所需电感体积并未表现出明显优势。因而,后续研究可对研究现状的指标数据进一步进行对比分析,在效率和功率密度两个方面进行提高,进一步考虑在保证电感电流纹波及控制器输出量均能够平滑切换的前提下,仅在特定增益区间内引入梯

形波电流控制，而在其他区间采用纹波更小的控制方法。通过这种分区优化策略，有望在兼顾宽输出电压增益范围的同时，减小磁性器件体积劣势，从而进一步提升系统整体功率密度。

其次，本文提出的控制方案目前仍处于控制策略验证阶段，因此实验样机采用了 50 kHz 的较低开关频率，以便于波形观察和控制逻辑验证。然而，若要面向高功率密度适配电源的实际应用，后续需要将开关频率进一步提升至 500 kHz 甚至更高水平。随着开关频率的提高，系统对控制器运算速度、采样与驱动同步精度以及电感电流检测带宽和精度都将提出更高要求。同时，高频运行下寄生参数影响更加显著，控制延时与测量误差也可能对控制性能造成更大影响。因此，如何在高频条件下实现梯形波电流控制的准确调制与稳定运行，是后续工程化应用过程中需要重点解决的问题。

最后，由于飞跨电容在电路中主要承担能量转移与电压支撑作用，其工作应力与电感电流及开关状态密切相关，因此其可靠性主要体现在电压应力、纹波电流以及长期热应力等方面。从工程角度分析，飞跨电容的失效模式主要包括容值衰减、ESR 上升以及纹波电流引起的温升累积。因此，在后续实际应用过程中，需要对上述几点进行评估优化。

参考文献

- [1] GSMA. The Mobile Economy [EB/OL].[2026].https://www.gsma.com/solutions-and-impact/connectivity-for-good/mobile-economy/#key_stats
- [2] Wireless Power Bank Market - Global Industry Size, Share, Trends, Opportunity, and Forecast, Segmented By Battery Type, By Technology, By End-User, By Region & Competition, 2020-2030F [EB/OL].[2025.9.30]. <https://www.gii.tw/report/tsci1841701-wireless-power-bank-market-global-industry-size.html>
- [3] Mobile Chargers Market by Type, Port, Output Power, Application, Distribution Channel, End-User - Global Forecast 2025-2030[EB/OL].[2025.8.28]. <https://www.giiresearch.com/report/ires1809977-mobile-chargers-market-by-type-port-output-power.html?>
- [4] 充电头网. 从 1.0 到 5+: 高通快充技术 Quick Charge 如何一步步提升效率? [EB/OL].[2025.9.23]. <https://www.chongdiantou.com/archives/1758597261610.html>
- [5] 朱时雨. 240W 高效高密度 AC/DC 电源研究[D]. 浙江大学, 2024.
- [6] 充电头网. 苹果 5W 充电器 A1443 (国行版) 拆解 [EB/OL].[2019.1.1]. <https://www.chongdiantou.com/archives/30934.html>
- [7] 充电头网. 拆解报告: APPLE 苹果 iPad 原装 10W 充电器 A1357 [EB/OL].[2019.8.10]. <https://www.chongdiantou.com/archives/37665.html>
- [8] 充电头网. 小米 5 QC3.0 电源适配器辰阳版拆解 [EB/OL].[2016.7.30]. <https://www.chongdiantou.com/archives/3212.html>
- [9] 充电头网. 魅族四款快速充电器拆解对比: UP1020、UP0920、UP0830S、UP0830 [EB/OL].[2018.4.8]. <https://www.chongdiantou.com/archives/23399.html>
- [10] 充电头网. 华为 Mate9 SuperCharger 充电器 HW-050450C00 拆解与测评 [EB/OL].[2016.12.4]. <https://www.chongdiantou.com/archives/8294.html>
- [11] 充电头网. 拆解报告: 新款华为 40W 超级快充充电器 HW-100400C01 [EB/OL].[2020.5.5]. <https://www.chongdiantou.com/archives/50773.html>
- [12] 充电头网. 拆解报告: OPPO 原装 65W 氮化镓快充充电器 VCA7GACH [EB/OL].[2019.12.4]. <https://www.chongdiantou.com/archives/43832.html>
- [13] 充电头网. 拆解报告: MI 小米 10 至尊纪念版原装 120W 快充充电器 MDY-12-ED [EB/OL].[2020.10.30].
- [14] 充电头网. 拆解报告: realme GT Neo3 原装 160W 氮化镓闪充 VCK8HACH [EB/OL].[2022.6.6]. <https://www.chongdiantou.com/archives/150313.html>
- [15] 充电头网. 拆解报告: realme 真我 GT Neo5 原装 240W 氮化镓充电器 VCKCJACH [EB/OL].[2023.2.10]. <https://www.chongdiantou.com/archives/206417.html>
- [16] 充电头网. 拆解报告: 红米 Note12 探索版原装 210W 氮化镓充电器 MDY-13-EU [EB/OL].[2022.12.5]. <https://www.chongdiantou.com/archives/192953.html>
- [17] T. M. Chen, C. L. Chen. Characterization of asymmetrical half bridge flyback converter[C].

- [18] X. Yuan, M. A. E. Andersen, O. C. Thomsen, X. Wu. Analysis and Optimal Design of High Frequency and High Efficiency Asymmetrical Half-Bridge Flyback Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(10): 8312-8321.
- [19] X. Yuan, M. A. E. Andersen, O. C. Thomsen, X. Wu. A High Efficiency and High Power Density Asymmetrical Half-Bridge Flyback Converter[C].
- [20] T. Liu, Y. Han, X. Wu, S. Yang, G. Xie. A MHz Regulated DC Transformer with Wide Voltage Range[C]. Proceedings of the IEEE International Power Electronics and Application Conference (PEAC), 2018: 794-797.
- [21] T. Liu, X. Wu, S. Yang. 1 MHz 48V-12V Regulated DCX with Single Transformer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 38-47.
- [22] M. H. Ahmed, A. Nabih, F. C. Lee, Q. Li. Low-Loss Integrated Inductor and Transformer Structure and Application in Regulated LLC Converter for 48-V Bus Converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1).
- [23] H. Chen, X. Wu, F. Z. Peng, Z. Qian, C. Hu. Current balance method for the two-phase interleaved LLC-RDCX with parallel PWM output regulation[C]. 2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition.
- [24] Y. Panov, M. M. Jovanović. Performance Evaluation of 70-W Two-Stage Adapters for Notebook Computers[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual, 1999: 1059-1065.
- [25] J.-E. Park, J.-W. Kim, B.-H. Lee, G.-W. Moon. Design on Topologies for High Efficiency Two-Stage AC-DC Converter[C]. 2012 IEEE 7th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia (IPEMC 2012), 2012: 257-262.
- [26] M. K. Ranjram, C. Zhang, D. J. Perreault. A Two-Stage Universal Input Charger With Wide Output Voltage Range[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2020, 1: 89-102.
- [27] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, IA-17(5): 518-523.
- [28] L. M. Tolbert, F. Z. Peng. Multilevel Converters as a Utility Interface for Renewable Energy Systems[C]. Proceedings of the 2000 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000, 2: 1271-1274.
- [29] Q. Song, W. Liu, X. Yu, Z. Wang. A Neutral-Point Potential Balancing Algorithm for Three-Level NPC Inverters Using Analytically Injected Zero-Sequence Voltage[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003, 1: 228-233.
- [30] J. S. Lai, F. Z. Peng. Multilevel converters—A new breed of power converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(3): 509-517.
- [31] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler. Multilevel converters for large electric drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(1): 36-44.
- [32] J. Rodríguez, J. S. Lai, F. Z. Peng. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738.
- [33] T. A. Meynard, H. Foch. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters[C]. PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toledo, Spain, 1992: 397-403.

- [34] T. A. Meynard, H. Foch. Multilevel converters and derived topologies for high power conversion[C]. Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL, USA, 1995: 21-26.
- [35] R. H. Wilkinson, T. A. Meynard, H. du Toit Mouton. Natural Balance of Multicell Converters: The Two-Cell Case[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(6): 1649-1657.
- [36] J. Huang, K. A. Corzine. Extended Operation of Flying Capacitor Multilevel Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 140-147.
- [37] E. Abdelhamid, J. Sanchez. Multi-level power converter architecture[P]. U.S. Patent 11962249, 2022-06-21.
- [38] S. da Silva Carvalho, M. Halamíček, N. Vukadinović, A. Prodić. Digital PWM for Multi-Level Flying Capacitor Converters with Improved Output Resolution and Flying Capacitor Voltage Controller Stability[C]. 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Padua, Italy, 2018: 1-7.
- [39] J.-B. Jeong et al. Independent Voltage Mode Control for 3-Level Buck Converter[C]. 2023 International Electronics Symposium (IES), Denpasar, Indonesia, 2023: 7-12.
- [40] C. W. Deisch. Simple switching control method changes power converter into a current source[C]. 1978 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Syracuse, NY, USA, 1978: 300-306.
- [41] Raymond Bryan Ridley. A new small-signal model for current mode control[D]. Virginia Polytechnic Institute and State University, 1990.
- [42] L. Lu et al. Digital Average Current Programmed Mode Control for Multi-level Flying Capacitor Converters[C]. 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Padua, Italy, 2018: 1-7.
- [43] L. Lu, S. M. Ahsanuzzaman, A. Prodic, G. Calabrese, G. Frattini, M. Granato. Peak offsetting based CPM controller for multi-level flying capacitor converters[C]. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 2018: 3102-3107.
- [44] A. Ugur, M. Yilmaz. Digital Hybrid Current Mode Control with Asymmetric Slope Compensation for Three-Level Flying Capacitor Buck Converter[C]. 2019 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2019 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), Istanbul, Turkey, 2019: 377-382.
- [45] T. Grote, F. Schafmeister, H. Figge, N. Frohleke, P. Ide, J. Bocker. Adaptive digital slope compensation for peak current mode control[C]. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, USA, 2009: 3523-3529.
- [46] E. Abdelhamid, L. Corradini, P. Mattavelli, G. Bonanno, M. Agostinelli. Sensorless Stabilization Technique for Peak Current Mode Controlled Three-Level Flying-Capacitor Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 3208-3220.
- [47] H. Chen, S. Tang, Z. Zeng, J. Wang. Flying Capacitor Voltages Estimation in Flying Capacitor Multilevel DC-DC Converters Based on Peak Inductor Current Detection and Output Voltage Measurement[C]. 2020 IEEE Energy Conversion Congress and

- Exposition (ECCE), Detroit, MI, USA, 2020: 5744-5750.
- [48] F. Lodge, R. Peña-Alzola, M. MacFadyen, P. Norman, M. Sweet, G. Burt. A Hybrid Three-Level Buck Converter with Flying Supercapacitor for High Load Current Surge Capability using Peak Current Mode Control[C]. 2025 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Atlanta, GA, USA, 2025: 3167-3173.
- [49] A. Parayandeh, B. Mahdaviikhah, S. M. Ahsanuzzaman, A. Radic, A. Prodic. A 10 MHz mixed-signal CPM controlled DC-DC converter IC with novel gate swing circuit and instantaneous efficiency optimization[C]. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 2011: 1229-1235.
- [50] D. Reusch, F. C. Lee, M. Xu. Three level buck converter with control and soft startup[C]. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, USA, 2009: 31-35.
- [51] J. S. Rentmeister, C. Schaef, B. X. Foo, J. T. Stauth. A flying capacitor multilevel converter with sampled valley-current detection for multi-mode operation and capacitor voltage balancing[C]. 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, USA, 2016: 1-8.
- [52] J. S. Rentmeister, J. T. Stauth. A 48V:2V flying capacitor multilevel converter using current-limit control for flying capacitor balance[C]. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 2017: 367-372.
- [53] N. Vukadinović, A. Prodić, B. A. Miwa, C. B. Arnold, M. W. Baker. Extended wide-load range model for multi-level Dc-Dc converters and a practical dual-mode digital controller[C]. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2016: 1597-1602.
- [54] B. Stevanović, P. Alou, M. Vasić. Valley Current Control for the Flying Capacitor Voltage Balancing in the Three-Level Boost Converter with Variable Switching Frequency[C]. 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Vancouver, BC, Canada, 2021: 2964-2970.
- [55] Z. Xia, B. L. Dobbins, J. T. Stauth. Natural Balancing of Flying Capacitor Multilevel Converters at Nominal Conversion Ratios[C]. 2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Toronto, ON, Canada, 2019: 1-8.
- [56] E. Abdelhamid, G. Bonanno, L. Corradini, P. Mattavelli, M. Agostinelli. Stability Properties of the 3-Level Flying Capacitor Buck Converter Under Peak or Valley Current Programmed Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 8031-8044.
- [57] N. Vukadinović, A. Prodić, B. A. Miwa, C. B. Arnold, M. W. Baker. Skip-duty control method for minimizing switching stress in low-power multi-level Dc-Dc converters[C]. 2015 IEEE 16th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Vancouver, BC, Canada, 2015: 1-7.
- [58] L. Lu, A. Prodić, G. Calabrese, G. Frattini, M. Granato. Current Programmed Mode Control of Multi-Level Flying Capacitor Converter Near Zero-Ripple Current Region[C]. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019: 3064-3070.

- [59] J. Liu, Z. Yao, J. C. Z. Wei, Y. Tang. A Trapezoidal Modulation for Three-level Flying Capacitor Converters[C]. 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix, AZ, USA, 2024: 4088-4092.
- [60] K. A. Corzine. A Hysteresis Current-Regulated Control For Multi-Level Converters[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2000, 15(2): 169-175.
- [61] A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi. Hysteresis Current Control Operation of Flying Capacitor Multilevel Inverter and Its Application in Shunt Compensation of Distribution Systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(1): 396-405.
- [62] A. Shukla, A. Ghosh, A. Joshi. Improved Multilevel Hysteresis Current Regulation and Capacitor Voltage Balancing Schemes for Flying Capacitor Multilevel Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 518-529.
- [63] R. Davoodnezhad, D. G. Holmes, B. P. McGrath. Hysteresis current regulation of three phase flying capacitor inverter with balanced capacitor voltages[C]. 2012 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), Harbin, China, 2012: 47-52.
- [64] M. A. H. Mahmoudi, R. Ahmadi. Modulated model predictive control of three level flying capacitor buck converter[C]. 2017 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI), Champaign, IL, USA, 2017: 1-5.
- [65] G. Bonanno, L. Corradini. Digital Predictive Peak Current-Mode Control for Three-Level Buck Converters[C]. 2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Toronto, ON, Canada, 2019: 1-7.
- [66] G. Bonanno, L. Corradini. Digital Predictive Current-Mode Control of Three-Level Flying Capacitor Buck Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4697-4710.
- [67] L. Lu, T. Moianou, A. Prodić. Single Mode Near Minimum Deviation Controller for Multi-Level Flying Capacitor Converters[C]. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019: 1751-1757.
- [68] R. Garnayak, P. Majumder, S. Kapat, C. Chakraborty. A Hybrid Design Framework for Fast Transient and Voltage Balancing in a Three-Level Flying Capacitor Boost Converter With Digital Current Mode Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(11): 13674-13685.
- [69] R. Garnayak, S. Kapat, C. Chakraborty. Constant On/Off-Time Digital Current Control and Design Methods in Three-Level Flying-Capacitor Boost Converters for Fast Transient and Voltage Balancing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(3): 2980-2990.
- [70] F. Salinas, M. A. González, M. F. Escalante, J. de León Morales. Control Design Strategy for Flying Capacitor Multilevel Converters Based on Petri Nets[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(3): 1728-1736.
- [71] W. C. Liu, P. H. Ng, R. Pilawa-Podgurski. A Three-Level Boost Converter With Full-Range Auto-Capacitor-Compensation Pulse Frequency Modulation[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2020, 55(3): 744-755.
- [72] Usama Awais. Power Delivery and Voltage Regulation for Neuromorphic Computing

- Architectures Including in Memory Compute RRAMs[D]. Arizona State University, 2025.
- [73] B. M. Cassidy, D. S. Ha, Q. Li. Constant ON-time 3-level buck converter for low power applications[C]. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 2015: 1434-1441.
- [74] Z. Yao, S. Lu. Voltage Self-Balance Mechanism Based on Zero-Voltage Switching for Three-Level DC - DC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10078-10087.
- [75] S. Iyer, S. Paul, D. Maksimović, L. Corradini. A Single-Sensor Balancing Technique for Flying-Capacitor Odd-Level Converters[C]. 2024 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix, AZ, USA, 2024: 4563-4570.
- [76] W. Li, Y. Wang, X. Ma. Voltage Balance Control Strategy for FC 3-Level Inverter Based on Zero Vector Time Redistribution[C]. 2024 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), Tianjin, China, 2024: 210-215.
- [77] Y. Zhang et al. Low-frequency ripple-shaping controller for operation of non-inverting buck-boost converters near step-up step-down boundary[C]. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX, USA, 2018: 292-297.
- [78] F. Deng, Z. Chen. A Control Method for Voltage Balancing in Modular Multilevel Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 66-76.
- [79] H. Hajisadeghian, G. Bonanno. Multi-Level Flying Capacitor Buck Converter with Digital Average Double-Multi-Sample Control and Sensor-Less Self-Balance Operation[C]. 2025 Energy Conversion Congress & Expo Europe (ECCE Europe), Birmingham, United Kingdom, 2025: 1-6.
- [80] Y. Xiong, X. Liu, K. N. Leung. A Direct 24/48 V-to-1 V Dual-Phase Hybrid DC-DC Converter With VCF Self-Balancing[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2026, 73(4): 2999-3012.
- [81] N. Biesterfeld, K. Durani, R. C. N. Pilawa-Podgurski. A Current-Programmed Modulator with Smooth Bin Transitions and Inherent Capacitor Voltage Balancing for Flying Capacitor Multilevel Converters[C]. 2025 IEEE 26th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Knoxville, TN, USA, 2025: 1-8.
- [82] E. Moiselto, S. Fusetto, P. Malcovati, E. Bonizzoni. A Generalized Active Voltage Balancing Circuit Implementation for Flying Capacitor 3-Level Switching-Mode DC - DC Converters[J]. IEEE Open Journal of Circuits and Systems, 2024, 5: 365-376.
- [83] N. M. Ellis, N. C. Brooks, M. E. Blackwell, R. A. Abramson, S. Coday, R. C. N. Pilawa-Podgurski. A General Analysis of Resonant Switched-Capacitor Converters Using Peak Energy Storage and Switch Stress Including Ripple[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(7): 8363-8383.
- [84] Y. Zhou et al. A Direct 24- to 1-V Multilevel Multiphase Hybrid Buck Converter With Automatic VCF Balancing and Current Sharing Mechanism[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(6): 5954-5968.
- [85] C. Chen, J. Liu, H. Lee. Dual-Path Hybrid Dickson Converter for High-Ratio Conversions in Point-of-Load Applications[J]. IEEE Transactions on Industry

- Applications, 2023, 59(6): 6914-6925.
- [86] M. E. Blackwell, A. Stillwell, R. C. N. Pilawa-Podgurski. Dynamic Level Changing for Full Range ZVS in Flying Capacitor Multi-Level Converters[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022, 3: 574-586.
- [87] R. Das, H.-P. Le. Analysis of Capacitor Voltage Imbalance in Hybrid Converters and Inherently Balanced Operation Using Symmetric Architecture[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2022, 3(4): 1205-1209.
- [88] M. Choi, D.-K. Jeong. Design of High Step-Down Ratio Isolated Three-Level Half-Bridge DC - DC Converter With Balanced Voltage on Flying Capacitor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10213-10225.
- [89] Z. Ye, Y. Lei, Z. Liao, R. C. N. Pilawa-Podgurski. Investigation of Capacitor Voltage Balancing in Practical Implementations of Flying Capacitor Multilevel Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2921-2935.
- [90] R. Das, H.-P. Le. An Accurate Approach to Calculate and Measure Capacitor Voltage and Inductor Current Levels in Hybrid Converters[C]. 2021 IEEE 22nd Workshop on Control and Modelling of Power Electronics (COMPEL), Cartagena, Colombia, 2021: 1-5.
- [91] A. Maulik, G. Bonnano, S. Kapat, A. Nanda and P. Mattavelli. Fully Digital Current Control Techniques for Active Flying Capacitor Balancing in Three-Level Buck Converters[C]. 2025 IEEE 26th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Knoxville, TN, USA, 2025:1-7
- [92] H. Hajisadeghian, G. Bonanno. Wide Range Digital Control for Three-Level Buck Converters with Sensorless Flying-Cap Voltage Balancing[C]. 2025 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Atlanta, GA, USA, 2025,:1666-1672.
- [93] Z. Wu, S. Tang, H. Hu, Y. He, L. Hang and J. Wang. Single-Sensor Digital Control Method for Three-Level Flying Capacitor Buck Converter[C]. 2025 IEEE 8th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), Changsha, China, 2025:1217-1222.
- [94] 韩锬, 马晓慧, 李蔚. 飞跨电容型三电平 Buck 变换器双闭环控制研究[J]. 铁道科学与工程学报, 2025, 22(2): 829-840.
- [95] 吴家荣, 王擎宇, 韦峻峰, 吴伟林. 三电平 Buck 变换器的新型解耦控制方案[J]. 信息与控制, 2023, 52(3): 352-359.
- [96] 樊启高, 吕华阳, 毕恺韬, 庄煜, 朱一听. 面向直流储能系统的飞跨电容三电平双向升降压变换器及其模型预测控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4169-4179.
- [97] 胡斌, 杨中平, 黄先进, 史京金, 赵炜. 用于超级电容储能系统的三电平双向直流变换器及其控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 83-89.

作者简介及在学期间主要研究成果

第一作者. Trapezoidal Mode Control of Multi-level Flying Capacitor Converter with Wide Input Range [C]//2025 IEEE 3rd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS). 2025: 848-852.

PMIC内部资料 严禁外传

附 录

PMIC内部资料 严禁外传

后 记

PMIC内部资料 严禁外传