

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: 无

学 号: 11610038

浙江大学

博士学位论文



中文论文题目: 光伏系统中单相并网逆变器多模式控制策略及功率优化器研究

英文论文题目: Research on Multimode Control Strategy for Single-Phase Grid-Tied Inverter and Power Optimizer in Photovoltaic Systems

申请人姓名: 林绿漪

指导教师: 张军明

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

论文提交日期 2024 年 3 月

光伏系统中单相并网逆变器多模式控制策略及功率优
化器研究



论文作者签名: 林绿漪

指导教师签名: 张军

论文评阅人 1: 隐名评阅

评阅人 2: 隐名评阅

评阅人 3: 隐名评阅

评阅人 4: 隐名评阅

评阅人 5: 隐名评阅

答辩委员会主席: 吕征宇 教授 浙江大学

委员 1: 年珩 教授 浙江大学

委员 2: 谢小高 教授 杭州电子科技大学

委员 3: 陈敏 教授 浙江大学

委员 4: 邵帅 副教授 浙江大学

委员 5: 陈烨楠 研究员 浙江大学

答辩日期: 2024 年 3 月 10 日

Research on Multimode Control Strategy for Single-Phase Grid-Tied Inverter and Power Optimizer in Photovoltaic Systems



Author's signature: Liyuji Lin

Supervisor's signature: Junming Zhang

External Reviewers: Anonymous
Anonymous
Anonymous
Anonymous
Anonymous

Examining Committee Chairperson:

Lyu Zhengyu Professor

Examining Committee Members:

Nian Heng Professor

Xie Xiaogao Professor

Chen Min Professor

Shao Shuai Associate Professor

Chen Yenan Researcher

Date of oral defence: March 10th, 2024

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：林绿漪 签字日期：2024 年 3 月 11 日

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传
学位论文版权使用授权书

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

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：林绿漪

导师签名：邵军

签字日期：2024 年 3 月 11 日

签字日期：2024 年 3 月 11 日

致 谢

时光荏苒，白驹过隙，转眼间我即将完成博士学位论文。七年前，我怀揣着求知的憧憬来到了西子湖畔，虽无意蹉跎，却已在杭城停留了七年。回首这段求学之旅，我失去了许多，却也收获了知识与经验，我经历了成长的历险，也见证了社会的变化。在此我要向每一个帮助和支持我的人致以诚挚的感谢！

首先，我要衷心感谢我的导师张军明教授。您渊博的学识、严谨的学术态度、独到的见解、悉心的教诲都使我受益匪浅。在求学道路上，您给予我充分的指导和支持。在我进行的过程中，每次例会您都耐心与我进行讨论。当我实验遇到难题时，您以深厚的研究和实践经验为我提出许多珍贵的建议。在论文写作的过程中，您不辞辛劳在繁忙的事务中帮我修改，甚至工作到深夜。在此谨致学生由衷的敬意和感激，愿您身体健康、工作顺利、阖家幸福！

同时，衷心感谢实验室团队的邵帅副教授。您以深厚的学识和丰富的经验为我提供了宝贵的学术指引，您对实验室的组织和管理使我们拥有一个充满活力和合作的学术环境，您的严格和自律是我永远的榜样。感谢吴新科教授，您作为博士班的德育导师为我们提供了许多学术交流的机会。感谢周莉英大姐，您的辛勤付出为我们提供了一个安心的科研环境。

感谢大功率实验室的每一位成员：江添洋、王朝辉、舒露、张桢、赵成东、王乾、李心宇、王天威、方迟清、沈莉娟、江崴、孙旦跃、龙莉娟、温剑威、崔文韬、高枝、朱翔文、王泽峰、虞乃鹏、叶蔚文、张博诚、李雨岑、朱世隆、林伟聪、杨秋哲、杨得秋、王楠、何杨、马睿、王勋、李欣宜、杜佳坤、冯雨心、汪欣、王金帅、陈张昊、施逸能、邵可伟。感谢师兄师姐留下的实验室“遗产”，感谢同窗们在科研上的相互讨论和相互帮助，感谢小伙伴们为实验室注入了欢快的气息。感谢我的科研鼓励师们，在我低谷时伸出援手。

感谢我的父母，在读博期间，是你们在背后默默支持我，为我提供了强大的后盾，希望我能够报答你们的养育之恩。感谢家族的亲人们，感谢你们对我的关心和支持。

感谢评审专家和答辩委员会的各位专家，在百忙之中抽出时间审阅我的论文，提出宝贵的意见和建议。

最后，我向所有关心和支持过我的人表示最诚挚的谢意！

林绿漪

2023 年 12 月于浙江大学求是园

摘要

为了应对全球气候变化,实现“碳中和”、“碳达峰”的国家战略目标,保障国家能源安全,可再生能源的开发利用日益受到关注。作为可再生能源发电的重要组成部分,分布式光伏发电具有因地制宜、就近利用、灵活性高等特点。然而,在实际运行中,分布式光伏系统常常面临多种复杂的工况,包括轻载并网、非单位功率因数、部分遮挡造成的失配等。这些非理想的工况可能导致系统效率下降,影响光伏系统的经济效益。为应对这些挑战,本文以户用单相并网光伏系统为对象,针对单相并网逆变器和直流优化器在不同负载、不同功率因数以及不同失配程度下的效率优化技术展开研究。研究的主要内容如下:

(1) 基于单相 T 型混合桥五电平逆变器建立了准静态损耗模型,其目的是在电网电压-并网电流相平面内的每个准静态工作点上进行效率优化设计,进而在全负载和功率因数范围内提高逆变器的转换效率。对工作点在相平面上的对称性进行了分析,揭示了逆变器在关于特定轴对称的工作点上损耗相等的特性,并据此简化了损耗模型的求解。利用该损耗模型,可以得到不同工作模式下的损耗计算公式,进而研究这些工作模式的适用场合,为后续的变开关频率和多模式控制策略提供了设计基础。

(2) 基于准静态损耗模型,提出了一种适用于不同功率因数场合的变频多模式控制策略。根据电网电压和并网电流的瞬时值,所提出的控制策略可以实时调整逆变器的开关频率和工作模式,从而实现全负载和功率因数范围内的损耗优化。在数字控制的实现上,采用了离线数值求解与拟合函数在线计算相结合的方法,既不需要复杂的实时计算,也不需要大量的查表。实验结果表明,所提出的变频多模式控制的平均加权总效率在 97.6% 以上,相比传统的定开关频率控制提升了约 0.6%~1.1%。

(3) 前述的变频多模式控制策略并非效率上最优的控制策略,因为其采用了连续的控制变量以减小电流畸变,即开关频率和电感谷底电流在工频周期内平滑变化。为了进一步提升效率,本文研究了控制变量不连续的多模式控制策略,并详细分析了模式切换时的电流畸变,进而提出了一种模式软切换方法。该方法在不同工作模式之间插入一个过渡周期,使状态空间轨迹连接前后工作模式的稳态,从而在单周期内实现模式间的平滑过渡。实验结果证明了采用模式软切换的多模式控制策略有效提升了转换效率和并网电流质量。

(4) 针对光伏系统中子串间的失配问题,提出了一种基于部分功率处理技术的直流功率优化器结构。该结构采用非隔离拓扑,无需使用变压器,仅需一根功率线进行组件间的连接,从而降低了硬件安装和维护的成本。在长组串的情况下,相对传统同样采用非隔

离拓扑的结构，所提出的结构能够在一定失配范围内保持更高的系统转换效率。此外，为该结构开发了一种基于模型预测的分布式最大功率追踪控制方法，实现了低采样成本、高MPPT效率和高响应速度。实验验证了该结构和控制方法的可行性。

综上，本文研究了分布式单相光伏并网系统的效率优化：针对轻载和非单位功率因数下的效率问题，建立了逆变器的准静态损耗模型，提出了逆变器的变频多模式控制策略，给出了工作模式间软切换方法；针对子串间失配导致的效率下降，提出了一种直流功率优化器结构。这些工作为提高分布式光伏系统在复杂工况下的效率提供了理论依据和实践参考。

关键词：光伏并网系统、多电平逆变器、损耗最优、变开关频率、多模式控制、总谐波畸变、直流功率优化器、部分功率处理、分布式最大功率追踪

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Abstract

In order to address global climate change, achieve the strategic goals of "carbon neutrality" and "peak carbon emissions", and maintain the energy safety of China, the exploration and utilization of renewable energy have attracted lots of attention. As a crucial role in renewable energy generation, distributed photovoltaic (PV) power systems features adaption to local conditions, utilization of nearby resources, and high flexibility. However, practical PV systems operate under various conditions, including light load, non-unity power factor conditions, and mismatch caused by partial shading, which may degrade the system efficiency and economic benefits. Facing the efficiency challenges, this dissertation studied the efficiency optimization techniques for small-scale residential single-phase grid-connected PV systems under different grid loads, power factors, and degrees of mismatch. The main research contents are as follows:

Firstly, a quasi-static DC loss model is derived based on the T-type hybrid-bridge five-level inverter. This allows theoretical optimization of the inverter efficiency at each operating point on the grid voltage-current phase-plane, thereby improving the efficiency in full load range and power factor range. The symmetry of the quasi-static DC operating points is analyzed, which can greatly simplify the calculation of the loss model. According to the loss model, the preferred operation scenarios for each operating mode are studied, which provides a design guideline for the variable switching frequency (VSF) multimode control strategies.

Secondly, based on the quasi-static DC loss model, a VSF multimode control strategy for various power factor is proposed. The operating mode and switching frequency are determined in real-time based on the instantaneous grid voltage and grid current. Therefore, the inverter will operate under optimal mode and optimal switching frequency over the whole load and power factor range. The optimized solutions are obtained through offline numerical calculation and fitted by a simple function. Then, the required control variables are calculated using the fitting function by the digital controller. This approach eliminates the need for complex real-time calculations and extensive lookup tables. Experiments verify that, compared to the the conventional constant switching frequency control, the weighted average efficiency of the proposed VSF multimode control strategy is increased by about 0.6%~1% under various power factor conditions.

Thirdly, in the aforementioned VSF multimode control strategy, the control variables, i.e.,

the valley inductor current and the switching frequency, are designed to be continuous to reduce current distortion, which caused slight decrease in efficiency. To further improve efficiency, the multimode strategy with discontinuous control variables is studied. By analyzing the cause of distortion during mode transition, a soft mode transition method is proposed. A transition cycle is inserted between different operating modes, where the state variable trajectory connects the steady-state variables before and after transition. As a result, smooth mode transition is achieved within one switching cycle. Experimental results demonstrate the improvement in efficiency and harmonics of the proposed multimode control strategy and the soft transition method.

Finally, this paper proposed a submodule-level DC power optimizer structure based on partial power processing technique to address the mismatch issues in PV systems. In the proposed structure, non-isolated topology is adopted without bulky transformers. Only one power wire is required to connect two PV modules, thus reducing the hardware installation requirements and maintenance costs. Compared to conventional power optimizer structures with non-isolated topology, the proposed structure achieves higher efficiency within a certain mismatch range in long strings. Additionally, a distributed maximum power point tracking (DMPPT) method based on model predictive control is developed for this structure, which features low sampling costs, high MPPT efficiency, and fast response. Experimental results verify the feasibility of the proposed structure and control method.

In summary, this dissertation explores the efficiency optimization of distributed single-phase grid-connected PV systems. To improve the efficiency of the inverter under light loads and non-unity power factor conditions, the quasi-static DC loss model is built. Two different VSF multimode control strategies are proposed, along with a soft mode transition method. To reduce the loss caused by mismatch between PV submodules, a DC power optimizer structure is proposed. These contributions provide theoretical foundations and practical references for improving the efficiency of distributed PV systems under various operation conditions.

Keywords: photovoltaic grid-connected system, multilevel inverter, loss optimization, variable switching frequency (VSF) control, multimode control, total harmonic distortion (THD), DC power optimizer, partial power processing, distributed maximum power point tracking (DMPPT).

目 录

致 谢.....I

摘 要..... II

ABSTRACT.....IV

目 录.....VI

图清单..... VIII

表清单..... XIII

第 1 章 绪论..... 1

 1.1 研究背景及意义..... 1

 1.1.1 分布式光伏系统的发展..... 1

 1.1.2 光伏系统的损耗来源..... 2

 1.1.3 光伏发电元件的层次结构..... 3

 1.1.4 分布式光伏单相并网系统的主流结构..... 4

 1.2 单相并网逆变器的研究现状..... 6

 1.2.1 光伏逆变器的技术指标..... 6

 1.2.2 提升逆变器性能的硬件技术..... 7

 1.2.3 提升逆变器性能的软件技术..... 10

 1.3 直流功率优化器的研究现状..... 16

 1.3.1 组件级与子串级的分布式最大功率追踪..... 16

 1.3.2 全功率处理的优化器结构..... 18

 1.3.3 部分功率处理的优化器结构..... 20

 1.4 本文的选题意义及主要研究内容..... 23

第 2 章 T 型混合桥逆变器的准静态损耗模型..... 26

 2.1 引言..... 26

 2.2 T 型混合桥逆变器的工作原理及工作模式..... 26

 2.3 准静态直流工作点在相平面上的对称性..... 32

 2.4 器件损耗的类型及估计方法..... 37

 2.5 不同工作模式的损耗特点与适用场合..... 40

 2.6 本章小结..... 45

第 3 章 基于器件损耗模型的变开关频率多模式控制策略..... 47

 3.1 引言..... 47

 3.2 三角波电流模式下的工作状态优化设计..... 47

 3.3 变开关频率多模式策略的控制实现..... 53

 3.3.1 数模混合的控制方法..... 53

 3.3.2 半母线电压和过零点的电流畸变..... 54

 3.3.3 四边形电流模式的设计..... 55

3.4 波形、损耗及谐波的仿真分析.....	59
3.5 样机设计与实验结果.....	63
3.6 本章小结.....	68
第 4 章 控制变量不连续的多模式策略及其模式间平滑切换方法.....	69
4.1 引言.....	69
4.2 考虑恒定死区时间的软开关反向电流设计.....	70
4.3 约束条件下的工作状态优化设计.....	75
4.4 工作模式间平滑切换的方法.....	81
4.4.1 模式切换引起畸变的机理.....	81
4.4.2 稳态状态变量估算.....	82
4.4.3 过渡周期的设计.....	85
4.5 仿真与实验结果.....	87
4.5.1 仿真结果.....	87
4.5.2 实验结果.....	90
4.6 本章小结.....	93
第 5 章 部分功率处理结构的子串级功率优化器.....	95
5.1 引言.....	95
5.2 串联虚拟端口结构.....	95
5.2.1 子串级功率优化器的结构及连接.....	95
5.2.2 串联虚拟端口结构的拓扑及工作原理.....	98
5.2.3 串联虚拟端口结构的输出特性.....	100
5.3 几种基于非隔离拓扑的功率优化器性能比较.....	101
5.3.1 电感电流上限.....	102
5.3.2 最差情况下的系统转换效率.....	105
5.4 分布式最大功率追踪的控制方法.....	107
5.5 实验结果.....	111
5.6 本章小结.....	116
第 6 章 总结与展望.....	118
6.1 本文工作总结.....	118
6.2 未来工作展望.....	119
参考文献.....	121
攻读博士学位期间取得的科研成果.....	133

图清单

图 1.1 2015 至 2023 年上半年我国光伏装机情况 ^{[4][5]}	1
图 1.2 光伏电池的层次结构。(a)全片式结构组件；(b)半片式结构组件；(c)光伏阵列	4
图 1.3 户用光伏单相并网系统的三种主流结构方案：(a)组串式方案，(b)直流优化器方案，(c)微型逆变器方案	5
图 1.4 多电平拓扑的经典结构：(a)二极管中点钳位型，(b)飞跨电容型，(c)T 型结构。	8
图 1.5 采用 T 型桥臂的三种不同组合结构：(a) T 型半桥三电平逆变器，(b) T 型混合桥五电平逆变器，(c)双 T 型桥五电平逆变器。	9
图 1.6 不同 BCM 控制的电感电流波形示意：(a)CRM，(b)固定环宽模式 ^{[47][48]} ，(c)双极性调制，限频 BCM ^{[49][50]} ，(d)单极性调制，采用负向边界电流以保证完全 ZVS ^[52] ，(e) T 型混合桥逆变器中的准梯形波电流模式 ^[54] 。	11
图 1.7 不同 BCM 控制的归一化开关频率变化。	11
图 1.8 谷底开通 DCM ^{[58]-[59]} 下的(a)电感电流波形，(b)归一化开关频率变化。	12
图 1.9 (a)最优 VSF 控制 ^[69] 与传统定频控制的归一化开关频率及电感电流纹波对比；(b) CB-VSF 控制 ^[70] 与传统定频控制的归一化开关频率对比。	13
图 1.10 根据交流电流瞬时值优化损耗的双模式设计。	15
图 1.11 (a)减小电压过零点附近畸变的多模式工作区域设计，(b)减小半母线电压附近畸变的多模式工作区域设计。	16
图 1.12 光伏发电元件的典型输出特性曲线。	17
图 1.13 (a)部分遮挡下被遮挡电池片出现反向偏压；(b)并联旁路二极管后的电池片输出 $I-V$ 特性；(c)旁路后的组件输出 $P-V$ 特性。	17
图 1.14 全功率处理结构的两种连接方式：(a)输出串联型，(b)输出并联型。	18
图 1.15 串联型 FPP 结构的输出特性示例：(a)降压型，(b)升压型，(c)升降压型。 ..	19
图 1.16 部分遮挡下，升降压型 FPP 结构与仅并联二极管的组串输出特性对比。 ..	19
图 1.17 串联型部分功率处理结构。	20
图 1.18 差分功率处理结构：(a)“毗邻均衡”结构，(b)“全局均衡”结构，(c)“母线补偿”结构。	21
图 1.19 不带组串变换器的 DPP 结构的输出特性示例。	22
图 1.20 论文的研究内容及组织架构。	23
图 2.1 单相 T 型混合桥五电平逆变器拓扑。	27
图 2.2 T 型混合桥逆变器在电网电压正半周的工作示意：(a) $0 < v_{ac} < V_{bus}/2, i_{ac} > 0$ ；(b) $v_{ac} > V_{bus}/2, i_{ac} > 0$ ；(c) $0 < v_{ac} < V_{bus}/2, i_{ac} < 0$ 。	28
图 2.3 四边形电流模式的波形示意图。	29
图 2.4 $0 < v_{ac} < V_{bus}/2, i_{ac} > 0$ 下不同导通模式的波形示意图：(a) BCM, (b) CCM, (c) DCM,	

(d) B-QCM, (e) C-QCM, (f) D-QCM。	30
图 2.5 电网侧输出的时域波形和相平面轨迹: (a) $PF=1$ 时的电网电压及并网电流, (b) $PF=0.87$, 电流超前时的电网电压及并网电流, (c) $PF=1$ 时的相平面轨迹, (d) $PF=0.87$, 电流超前时的相平面轨迹。	32
图 2.6 相平面上准静态直流工作点示例: $A_1(v_1, i_1)$, $A_2(-v_1, i_1)$, $A_4(v_1, -i_1)$, $B_1(V_{bus}/2-v_1, i_1)$, $C_1(V_{bus}/2+v_1, i_1)$, $D_1(V_{bus}-v_1, i_1)$ 。	33
图 2.7 六个示例工作点的波形: (a) $A_1(v_1, i_1)$, (b) $B_1(V_{bus}/2-v_1, i_1)$, (c) $C_1(V_{bus}/2+v_1, i_1)$, (d) $D_1(V_{bus}-v_1, i_1)$, (e) $A_2(-v_1, i_1)$, (f) $A_4(v_1, -i_1)$ 。	34
图 2.8 DCM 下示例工作点的波形: (a) $A_1(v_1, i_1)$, (b) $B_1(V_{bus}/2-v_1, i_1)$, (c) $C_1(V_{bus}/2+v_1, i_1)$, (d) $D_1(V_{bus}-v_1, i_1)$, (e) $A_2(-v_1, i_1)$, (f) $A_4(v_1, -i_1)$ 。	35
图 2.9 相平面上, T 型混合桥逆变器在相同开关频率下某项损耗分量相同的工作点: (a)开关交叠损耗、电感的铜损和磁损; (b)导通损耗; (c)DCM 下结电容充放电损耗。	37
图 2.10 硬开通或非完全软开通瞬间结电容充放电回路: (a) $v_{ac} < V_{bus}/2$, (b) $v_{ac} > V_{bus}/2$ 。	39
图 2.11 在特定工作点下, 开关频率变化时电感波形与工作模式的变化。	40
图 2.12 不同损耗分量与开关频率的关系: (a)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(20, 1)$ 下的导通损耗, (b)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(20, 1)$ 下的开关损耗, (c)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(20, 1)$ 下的结电容充放电损耗, (d)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(120, 1)$ 下的结电容充放电损耗。	41
图 2.13 不同工作点上器件总损耗与开关频率的关系: (a)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(20, 2)$, (b)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(100, 1)$, (c)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(150, 10)$ 。	42
图 2.14 工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(150, 10)$ 下不同 QCM 的损耗随 d_M 变化: (a)电感电流有效值, (b)导通损耗, (c)开关损耗, (d)结电容充放电损耗。	43
图 2.15 工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(150, 10)$ 下 B-QCM 的不同损耗分量随 d_M 和 i_{va} 变化: (a)导通损耗, (b)开关损耗, (c)器件总损耗。	44
图 2.16 考虑 B-QCM 模式不同工作点上器件总损耗与开关频率的关系: (a)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(190, 1)$, (b)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(50, 5)$, (c)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(190, 5)$, (c)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(120, 10)$ 。	45
图 3.1 在 CCM 和 DCM 下, 最优电感电流峰值与并网电流瞬时值的关系。	49
图 3.2 当电网电压 $v_{ac}=50V$ 时工作模式选择示意: (a)理论最佳工作模式; (b)保证平滑过渡的模式选择。	50
图 3.3 第一象限上电感电流峰值最优解曲面。	50
图 3.4 在给定电网电压下, 最优电感电流峰值的拟合函数随并网电流的变化。	51
图 3.5 DCM 阈值和 CCM 阈值的数值解以及拟合曲线。	52
图 3.6 变开关频率多模式控制系统框图。	53
图 3.7 数模混合控制示意: (a) DCM, (b) CCM 与 CRM。	54
图 3.8 数模控制方式下电流畸变的原因: (a)门极脉冲丢失, (b)比较器失效。	55

图 3.9 第一象限采用的工作模式示意。	55
图 3.10 在非单位功率因数工况下, 电压过零点附近且并网电流 $i_{ac}>0$ 时的四边形电流模式: (a) C-QCM, (b) D-QCM。	56
图 3.11 CCM 和 C-QCM 模式切换示意。	57
图 3.12 优化控制策略的流程图。	58
图 3.13 单位功率因数工况 ($PF=1$) 下的(a)第一象限工作模式和不同负载下准静态直流工作点的轨迹; (b) 1kW 波形; (c) 600W 波形; (d) 200W 波形。	60
图 3.14 非单位功率因数工况 ($PF=0.9$, 电流超前电压) 下的(a)第一象限工作模式和不同负载下准静态直流工作点的轨迹; (b) 1kVA 波形; (c) 600VA 波形; (d) 200VA 波形。	61
图 3.15 不同负载下, 变开关频率 (VSF) 控制和定开关频率 (CSF) 的损耗分布估计。	62
图 3.16 单位功率因数下并网电流纹波及 THD 仿真: (a) 1kW; (b) 600W; (c) 200W。	62
图 3.17 1kW T 型混合桥五电平逆变器样机。	63
图 3.18 实验关键波形: (a) 1kW, $PF=1$; (b) 1kVA, $PF=0.9$, 电流超前电压。	64
图 3.19 $PF=1$, 1kW 下半工频周期实验波形及其展开波形。	64
图 3.20 $PF=1$, 600W 下半工频周期实验波形及其展开波形。	65
图 3.21 $PF=1$, 200W 下半工频周期实验波形及其展开波形。	65
图 3.22 $PF=0.9$, 电流超前电压, 1kVA 下半工频周期实验波形及其展开波形。	66
图 3.23 VSF 控制与 CSF 控制的实测效率对比。	66
图 3.24 VSF 多模式控制下在 1kW, $PF=1$ 时的并网谐波频谱图。	67
图 4.1 工频正半周正功率区不同工作模式下的电感电流、开关网络输出电压以及门极信号波形图: (a) BCM1 ($v_{ac}<V_{bus}/2$), (b) BCM2 ($v_{ac}>V_{bus}/2$), (c) B-QCM。	70
图 4.2 BCM1 在零电压开通期间的换流回路。	71
图 4.3 BCM2 在零电压开通期间的换流回路。	72
图 4.4 B-QCM 在零电压开通期间的换流回路。	72
图 4.5 零电压开通期间谐振阶段的等效电路: (a) BCM1, (b) BCM2, (c) B-QCM。	73
图 4.6 零电压开通过程的轨迹图。	74
图 4.7 设计的反向电流 $i_{R,set}$ 随电网电压 v_{ac} 的变化。	75
图 4.8 逆变器在约束条件下的工作区域: (a) BCM, (b) B-QCM。	76
图 4.9 约束条件下, 给定电网电压, BCM 与 CCM 的最优电感电流峰值设计示意。	77
图 4.10 B-QCM 下波形比例系数 d_M 的取值范围和最优值设计: (a) $v_{ac}/V_{bus}=0.25$, (b) $v_{ac}/V_{bus}=0.4$, (c) $v_{ac}/V_{bus}=0.475$ 。	78
图 4.11 最优工作模式设计流程图。	79

图 4.12 (a)第一象限的工作模式;(b) 1kW 下的工作点轨迹和电感电流包络线;(c) 600W 下的工作点轨迹和电感电流包络线;(d) 200W 下的工作点轨迹和电感电流包络线。	80
图 4.13 LCL 滤波器简化模型。	81
图 4.14 仿真中硬切换的实例。	82
图 4.15 稳态模型及稳态状态变量的分解。	83
图 4.16 稳态下一个开关周期内的高频激励和各高频状态变量的波形。	84
图 4.17 过渡周期 TC 的设计示意。	85
图 4.18 (a)半工频周期中需要插入 TC 的时刻点;(b) BCM1 向 B-QCM 切换;(c) B-QCM 向 BCM2/CCM2 切换;(d) BCM2/CCM2 向 B-QCM 切换;(e) B-QCM 向 BCM1 切换。	86
图 4.19 BCM1 向 B-QCM 切换的仿真波形:(a)硬切换;(b)软切换;(c) TC 展开波形。	88
图 4.20 B-QCM 向 BCM1 切换的仿真波形:(a)硬切换;(b)软切换;(c) TC 展开波形。	89
图 4.21 400W 下工频周期内电感电流 i_{L1} 和电网电流 i_{L2} 的波形:(a)硬切换,(b)软切换。	89
图 4.22 实验波形:(a)满载, 1kW, (b)中载, 600W, (c)轻载, 200W。	90
图 4.23 1kW 下 TC 的展开波形:(a) CCM2 向 B-QCM 切换,(b) B-QCM 向 BCM1 切换。	91
图 4.24 满载 (1kW) 下的并网电流波形:(a)硬切换,(b)软切换。	92
图 4.25 满载 (1kW) 下的并网电流的频谱:(a)硬切换,(b)软切换。	92
图 4.26 不同负载下硬切换和软切换的 TRD 比较。	93
图 4.27 本章提出的多模式控制策略与传统的定频控制以及第三章的变频多模式控制策略的效率比较。	93
图 5.1 子串级功率优化器的连接示意。	96
图 5.2 不同的子串级功率优化器结构和连接:(a)全功率处理结构 (FPP);(b)“毗邻均衡”结构 (PV2PV);(c)“全局均衡”结构 (PV2VP);(d)“母线补偿”结构 (PV2Bus);(e)“串联虚拟端口”结构 (SVP)。	97
图 5.3 传统 SVP 结构在单个组件内的拓扑 ^[152] (SVP1)。	98
图 5.4 所提出的 SVP2 结构在单个组件内的拓扑。	98
图 5.5 (a)提出的 SVP2 等效电路图;(b)理想状态 (无失配) 下的功率流动示例;(c)部分遮挡状态下的功率流动示例。	100
图 5.6 SVP2 结构的输出特性曲线:(a)功率-电压曲线,(b)电流-电压曲线。	101
图 5.7 PV2PV 结构中, 子串#(i-1)到子串#(i+1)的电路图。	104
图 5.8 最差情况下的系统转换效率随组件数量的变化。	107
图 5.9 在 SVP2 结构中, 单个组件的控制框图。	107

图 5.10 三种 DMPPT 控制方法：(a)直接扰动占空比法，(b)闭环电压扰动法，(c)预测电压扰动法。 108

图 5.11 三种控制方法的 MPPT 效率蒙特卡洛仿真：(a)直接扰动占空比法，(b)闭环电压扰动法，(c)预测电压扰动法。 109

图 5.12 预测电压扰动法的控制流程图。 110

图 5.13 子串依次扰动示例。 111

图 5.14 3x100W 功率优化器样机实物图。 111

图 5.15 组件间发生失配时的转换效率和变换器处理功率。 112

图 5.16 子串间发生失配时的系统转换效率。 113

图 5.17 提出的 SVP2 结构与 Boost FPP 结构在最好情况和最差情况下的系统转换效率对比。 113

图 5.18 在三种不同工况下动态实验的波形：(a)闭环电压扰动法控制；(b) 预测电压扰动法控制。 114

图 5.19 单组件采用优化器和不采用优化器的输出特性对比。 115

图 5.20 稳态测试的三个子串输出特性曲线及工作点变化。 116

图 5.21 2 分钟稳态测试的 MPPT 效率记录。 116

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

表清单

表 1.1 三种平均加权总效率标准的权重系数对比	3
表 1.2 GB/T 37408 与 IEEE 1547 的电流谐波限值百分比对比	7
表 2.1 T 型混合桥逆变器的输出电压组合	27
表 2.2 连续/边界导通模式下谷底电流及各模态时间计算公式 ($v_{ac}>0, i_{ac}>0, 0<d_M<d_{M,max}$)	31
表 2.3 断续导通模式下各模态时间计算公式 ($v_{ac}>0, i_{ac}>0, 0<d_M<d_{M,max}$)	31
表 2.4 损耗计算中使用的参数	40
表 3.1 数值最优化计算中使用的参数	49
表 3.2 计算出的拟合系数	52
表 3.3 电网电压过零点附近且并网电流 $i_{ac}>0$ 的四边形电流模式计算公式	56
表 3.4 仿真及实验所用参数	59
表 3.5 CSF 控制与 VSF 多模式控制在不同标准下的平均加权总效率及 THD 对比 ...	67
表 4.1 计算、仿真及实验所用的电路参数	87
表 5.1 SVP1 结构和 SVP2 结构中 I_{L1} 、 $ I_{L2} $ 、 $ I_{L3} $ 分别取最大值时的工况	104
表 5.2 不同结构的变换器电感电流上限对比	105
表 5.3 损耗估算中所用的参数	106
表 5.4 不同结构的变换器器件电压上限对比	106
表 5.5 实验与样机设计参数	112
表 5.6 最好情况和最差情况效率的测试条件	113
表 5.7 动态实验中的工况	114
表 5.8 MPPT 平均效率	116

第1章 绪论

1.1 研究背景及意义

1.1.1 分布式光伏系统的发展

能源革命正深刻地改变着我们的世界。在全球科技进步和气候变化问题的推动下，人类正在逐渐摆脱过去对化石燃料的依赖，而迎来可再生能源的新时代。2020 年 9 月 22 日，中国国家主席习近平在第七十五届联合国大会上承诺，我国的二氧化碳排放将力争于 2030 年前达到峰值，努力争取 2060 年前实现碳中和^[1]。“十四五”规划指出，大力发展可再生能源，不仅是为了增强国家能源安全的保障能力，逐步实现能源独立，更是为了积极参与全球能源转型，践行应对气候变化的自主贡献承诺，同时也是为了推动中国生态文明建设和可持续发展^[2]。光伏发电作为无污染、零排放的绿色能源，是可再生能源中的重要组成部分。近十来年，随着光伏电池效率的提高和发电成本的下降，太阳能发电取得了迅猛的发展，新增装机量屡创新高。

光伏发电系统分为两种类型：兆瓦以上级别的大型集中式电站，以及规模较小、功率较低的分布式光伏系统。在我国，集中式光伏电站一般建设在土地资源丰富和太阳能资源稳定的西北地区。然而，这些地区的用电负荷低，电力就地消纳能力差，导致在电力输送能力有限的情况下经常出现弃光现象。而东部地区电力需求高，却没有足够的土地建设集中式光伏电站。为解决这种大规模集中发电与大规模负载应用不平衡的问题，近年来我国大力发展接近负荷、就地消纳的分布式光伏系统^[3]。图 1.1 展示了 2015 至 2023 年上半年我国光伏装机情况，显示近年来我国光伏装机容量逐年增长，分布式光伏装机容量占比逐步提升，甚至有望超过集中式光伏装机容量。

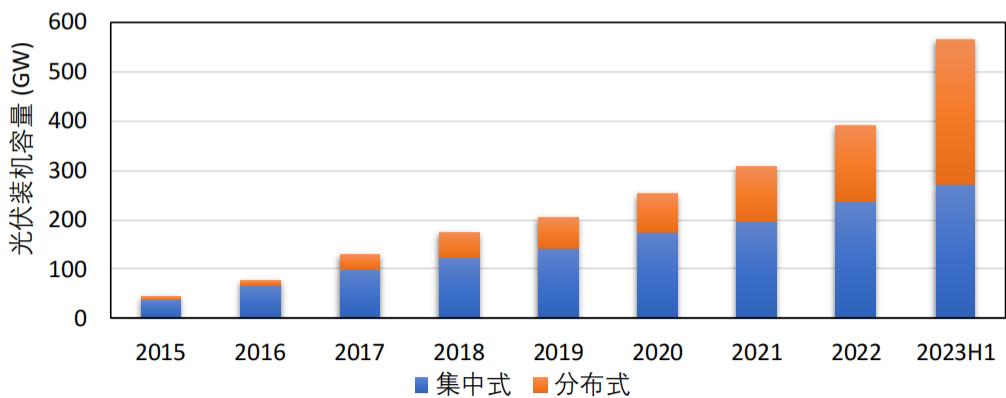


图 1.1 2015 至 2023 年上半年我国光伏装机情况^{[4][5]}

分布式光伏发电通常利用建筑物屋顶或闲置空地安装光伏面板，可采用电能全额上网的模式，也可采用“自发自用，余电上网”的模式。在前者中，系统产生的电能完全注入电网；而在后者中，白天多余的电能被注入电网，晚上则从电网获取电能以供应负载需求。与集中式光伏发电相同，“降本增效”是分布式光伏发电的关键主题，降低成本与提高效率是该领域重点关注的目标。

1.1.2 光伏系统的损耗来源

系统能效 (PR , system performance ratio), 又称系统效率或系统性能比, 是评价光伏系统发电性能的重要指标, 高效率发电意味着更高的收益, 也更有可能会吸引光伏项目的投资, 提升光伏在能源结构中的渗透率。根据 GB/T 39857-2021《光伏发电效率技术规范》, 系统能效定义为光伏电站某时段内等效利用小时数与光伏组件倾斜面峰值日照小时数的比值^[6], 即实际发电量与理论发电量的比值。需要注意的是, 系统能效的计算中已剔除了地区辐照强度、组件理论效率、安装倾角等影响。系统能效由多个损耗环节决定, 以下介绍几个主要的损耗来源:

(1) 组件衰减损耗: 光伏组件由于电池的缓慢衰减以及封装材料的性能退化, 输出功率会逐年降低。一般来说, 组件第一年的老化衰减率最大, 其后呈线性下降。2018 年的一份老化测试显示, 我国主流光伏组件的首年衰减率大多在 1%~2% 区间^[7]。

(2) 组件温度损耗: 光伏电池的最大输出功率与工作温度呈负相关, 工作温度越高, 最大输出功率越低。实际环境中, 光伏电池的工作温度还受光照、风速、组件效率等的影响^[8], 实际工作温度会高于环境温度, 造成效率损失。

(3) 组件积尘积雪损耗: 在光伏系统工作的过程中, 由于灰尘积雪等覆盖在光伏板表面, 光伏组件的输出功率会遭受很大的损失。

(4) 组件失配损耗: 系统中组件输出特性不一致称为失配。组件失配损耗包括组件串联失配损耗和组串并联失配损耗。当最大功率点 (MPP, maximum power point) 电流不同的组件串联时, 由于“木桶效应”, 总输出功率无法达到所有组件的最大输出功率之和。同理, 当 MPP 电压不同的组串并联时, 总输出功率也无法达到所有组串的最大输出功率之和^[8]。组件失配由多种原因引起: 首先, 光伏电池在出厂时, 本身就有一定的偏差; 其次, 每个组件老化速率不一致, 也会产生偏差; 最后, 受到周边物体或天气原因造成的部分遮挡, 也会造成失配, 从而影响输出效率。

(5) 逆变器损耗：逆变器的效率包括转换效率和最大功率追踪（MPPT, maximum power point tracking）效率。传统电力电子变换器的转换效率通常能在中到满载达到峰值，但在轻载下会快速下降。因此，对于光伏逆变器，应当考量其平均加权总效率而不是峰值效率。平均加权总效率的权重系数是按照某个地区的光照情况制定的。目前世界上平均加权总效率的标准有中国效率^[9]、欧洲（EU）效率、以及加州（CEC, California Energy Commission）效率^[10]，其权重系数分别如表 1.1 所示。

表 1.1 三种平均加权总效率标准的权重系数对比

负载点	5%	10%	20%	30%	50%	75%	100%
中国效率权重	0.02	0.03	0.06	0.12	0.25	0.37	0.15
欧洲效率权重	0.03	0.06	0.13	0.10	0.48	——	0.20
加州效率权重	——	0.04	0.05	0.12	0.21	0.53	0.05

MPPT 效率指的是系统直流侧功率与组件理论输出功率的比值。目前市场上的逆变器 MPPT 效率在静态时一般在 99%以上。

(6) 线缆损耗：线缆损耗包括直流线缆损耗和交流线缆损耗，GB/T 39857-2021 规定，线缆损耗不应超过 2%。

(7) 变压器损耗：对于工频变压器，需要计算其效率；对于高频变压器，其损耗已包括在逆变器效率中。

以上是光伏系统主要的损耗来源，一般来说，光伏系统的平均系统能效在 70%~80% 左右。但是，光伏系统的工况时时刻刻在变化，在非理想工况如失配、轻载下，光伏系统会遭受更大的效率损失。因此，本文的研究目标是在非理想工况下尽可能提升光伏系统的效率，在组件失配时最大程度地利用光伏功率，在轻载时保证较高的转换效率。

1.1.3 光伏发电元件的层次结构

光伏发电元件利用光伏效应（PV effect, photovoltaic effect），将光能转化为电能，是光伏系统的核心构成。其最基本的单元是光伏电池片，也称光伏电池单体（PV cell）。目前市场上，光伏电池片主流的材料是晶硅，包括单晶硅与多晶硅。随着技术的发展，电池片的功率和效率都在不断增加。目前主流电池片单片的 MPP 电压在 0.5~0.6V 左右，单片的最大输出功率在 3~5W 不等，转换效率可达 20%以上。由于单片电池片的电压较低，功率较小，需要将多片电池片串并联组合使用，如图 1.2 所示。

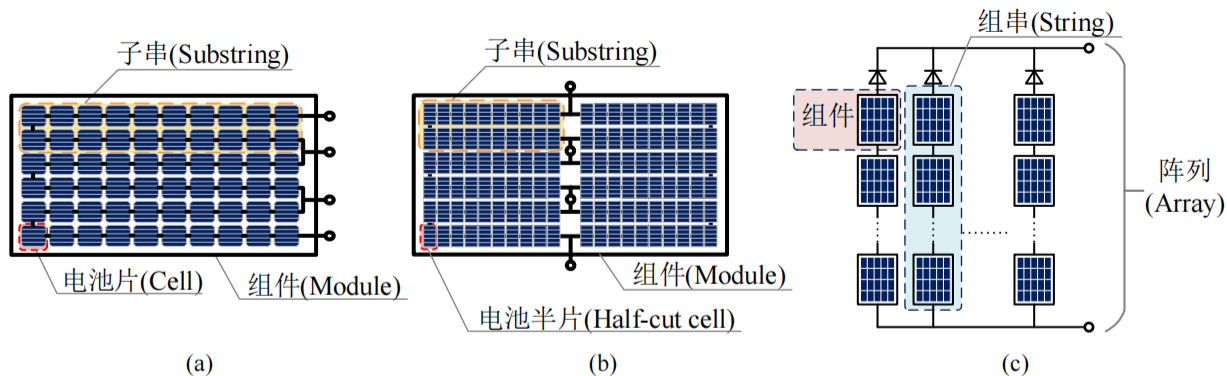


图 1.2 光伏电池的层次结构。(a)全片式结构组件；(b)半片式结构组件；(c)光伏阵列

数十片电池片串联组成一个子串（Substring，或 Submodule），若干子串通过串联或并联形成一个组件（Module），也就是一块光伏面板（PV panel）。近年来市场上主流的组件结构有全片式结构和半片式结构（Half-cut cell），分别如图 1.2(a)和(b)所示。全片式结构是经典的组件结构，其子串由 20 片或 24 片光伏电池片组成，3 个子串串联形成组件输出。半片式结构是将原本的电池片激光切割为两个半片，切片后电池半片电压不变，电流减半，通过“串联-并联-串联”的方式组成组件^[1]。半片式结构的子串由 20~24 片电池半片串联而成，6 个子串先两两并联，再串联形成输出。由于采用了串并联结构，在相同的输出功率下，半片式组件的串联电阻减半。同时，电池片之间距离缩短，连接线长度减小，组件效率相比全片式更高，工作温度更低。半片式组件还能更好地应对部分遮挡的情况。因此，半片式结构组件以其更高的效率及更优的性能，市场份额节节攀升。

单个组件的功率在 300~500W 左右，需要多个组件才能满足上千瓦的光伏系统的需要。一般多个组件串联，形成组串（String），组串中的组件数量由系统功率和直流侧电压决定。如果仍需扩展功率等级，可将多个组串并联，形成光伏阵列（Array），实现更大规模的光伏电站。

1.1.4 分布式光伏单相并网系统的主流结构

分布式光伏系统根据使用场景可分为工商业光伏发电和户用光伏发电。其中，工商业光伏发电的功率范围在几十千瓦到几兆瓦不等，根据功率的大小可接入 10kV 中压电网，或接入 380V 低压配电网。户用光伏发电的功率通常在几千瓦到几十千瓦之间，一般来说，10kW 以上的户用光伏并网系统接入 380V 的三相电网，10kW 以下的户用光伏系统接入 220V 的单相电网。本文的研究对象为 10kW 以下的小型户用光伏单相并网系统。

分布式光伏系统有多种结构，其中适用于户用单相并网系统的主流方案有以下几种：组串式方案、直流优化器方案、微型逆变器方案。三种方案的结构示意图如图 1.3 所示。

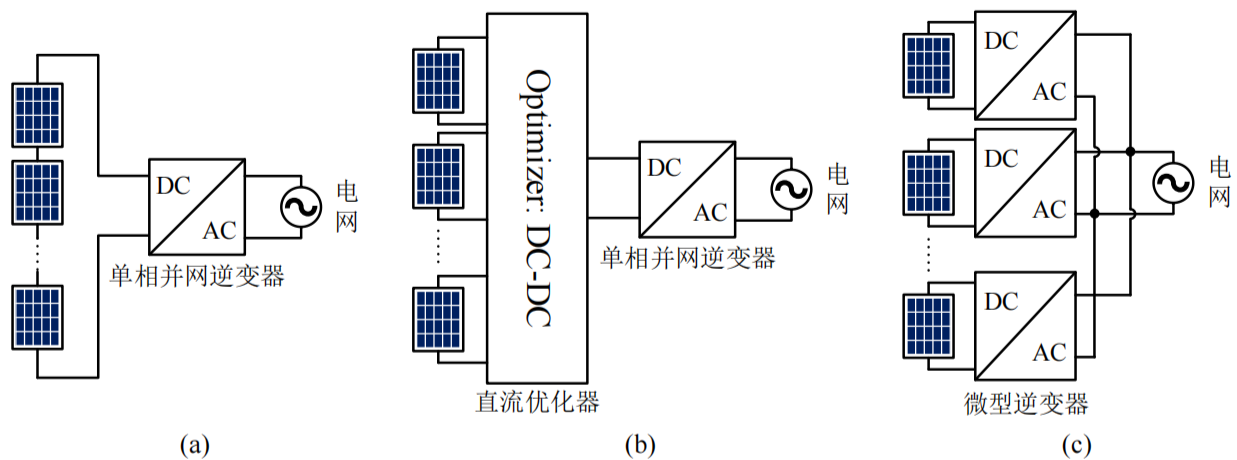


图 1.3 户用光伏单相并网系统的三种主流结构方案：(a)组串式方案，(b)直流优化器方案，(c)微型逆变器方案

图 1.3(a)是组串式方案，是最简单，也是应用最广的方案。光伏组件串联形成组串，通过单相并网逆变器连接到电网。单相并网逆变器可采用单级结构，例如全桥逆变器、三电平中点钳位逆变器（NPC, neutral-point-clamped）等；也可采用两级结构，先通过前级的 DC-DC 变换器，再通过后级的逆变器将电能传输到电网^{[12][13]}。在两级结构中，前级 DC-DC 变换器的作用包括：一是将光伏组串的电压调整为适配后级逆变器的工作电压，扩大输入电压范围；二是进行 MPPT 控制，简化后级的逆变器控制；三是可以采用隔离的 DC-DC 拓扑，以满足电网的隔离需求，无需使用体积庞大的工频变压器。但与单级结构相比，两级结构存在一些缺点，包括成本更高、元件更多、转换效率更低等。组串式方案具有结构简单、成本低、转换效率高的优点，但组串式方案无法解决串联组件之间的失配问题，因此在失配工况下系统效率偏低。

图 1.3(b)是直流优化器方案，光伏组件输出首先连接到直流优化器，然后通过单相并网逆变器连接到电网。直流优化器对每个组件进行 MPPT 控制，称为分布式最大功率追踪（DMPPT, distributed MPPT）。相较于组串式方案，直流优化器方案能够在部分遮挡等失配工况下，使每个组件都能够工作在其最大功率点，从而提高光伏组件的利用率，同时也允许光伏组件安装在不同倾角的屋顶上。但是，直流优化器方案会增加系统的成本，并且能量在从光伏组件传输到电网的过程中需要经过更多的变换器，在失配较小甚至没有失配的理想情况下，直流优化器方案的系统效率可能会比组串式方案更低。

图 1.3(c)中,每个光伏组件通过一个小功率的微型逆变器实现并联连接到电网。微型逆变器需要具备升压、隔离、MPPT 控制、以及注入并网电流等功能。由于其高升压比,微型逆变器的效率相对较低,远不及组串式和直流优化器方案中的逆变器。与直流优化器方案类似,在失配较大的情况下,微型逆变器方案系统效率优于组串式方案,但在失配较小时,系统效率可能比组串式方案更低。与此同时,微型逆变器的单位功率成本是三种方案中最高的。不过,相比其他两种方案,微型逆变器方案在户用场景中无需高电压直流母线,因此可以适应更严格的安全标准。

除了以上三种结构,研究人员还提出了许多新颖的方案,例如级联多电平逆变器及其衍生方案^{[14]-[16]},但受限于其控制复杂、成本高、可靠性低等问题,实际应用较少^[17]。在这三种结构方案中,单相并网逆变器是最关键的环节;同时,在直流优化器方案中,直流功率优化器也是其中的重要环节之一。随着光伏发电领域的快速发展,提升单相并网逆变器和直流功率优化器的性能仍然十分关键。

1.2 单相并网逆变器的研究现状

并网逆变器是光伏系统最重要的环节之一。电力系统对逆变器的并网性能有相应的技术规范,同时,客户基于收益率也十分关注逆变器的效率和体积。为了提高系统的性能并符合电网的技术要求,研究人员已针对转换效率、无功功率、谐波含量等逆变器性能技术指标进行了大量的研究。

1.2.1 光伏逆变器的技术指标

各个国家和地区对光伏并网逆变器的认证标准不同,例如中国制定了《光伏发电并网逆变器技术要求》GB/T 37408^[22],欧盟则有 EN 50549^[19],美国则依据 UL 1741^[20]及 IEEE 1547^[21],以及被多个国家采纳使用的 IEC 61727^[18]等。尽管目前尚无国家制定硬性的标准来规定逆变器的转换效率,我国的行业标准《光伏并网逆变器技术规范》NB/T 32004-2018^[23]提出了对逆变器的最大转换效率和平均加权总效率的要求。本研究主要关注以下几个技术指标:

(1) 无功功率调节:近年来,随着波动性大的可再生能源接入电网,新发布的标准对逆变器无功输出能力提出了要求。在 GB/T 37408 中,要求对于接入低压配电网的逆变器,在满载下功率因数(PF, Power factor)在 0.95~1 范围内动态可调,并随着负载下降对 PF 的要求也相应下降。与之类似,EN 50549-1 与 IEEE 1547 要求满载下 PF 在 0.9~1 范围

内可调。

(2) 电流谐波含量：逆变器的输出电流谐波会对电网产生极大的危害，因此各国电网规定了并网电流总谐波及各次谐波含量。表 1.2 比较了 GB/T 37408 与 IEEE 1547 的电流谐波限值，表中的谐波限值是以逆变器交流侧额定电流为基础的百分比。对于奇次谐波，GB/T 37408 与 IEEE 1547 的要求基本一致。然而，对于偶次谐波，GB/T 37408 要求其小于相应奇次谐波的 25%，但 IEEE 1547 则认为偶次谐波的危害主要来自 2 次谐波，因此对 2~6 次谐波分别设有限制，而对于 8 次以上的偶次谐波限值则放宽至与奇次谐波相同。总谐波畸变方面，GB/T 37408 与 IEEE 1547 均要求低于 5%。

表 1.2 GB/T 37408 与 IEEE 1547 的电流谐波限值百分比对比

奇次谐波次数	3~9				11~15	17~21	23~33	≥35
GB/T 37408	4%				2%	1.5%	0.6%	0.3%
IEEE 1547								
偶次谐波次数	2~10				12~16	18~22	24~34	≥36
GB/T 37408	1%				0.5%	0.375%	0.15%	0.075%
偶次谐波次数	2	4	6	8~10	12~16	18~22	24~34	≥36
IEEE 1547	1%	2%	3%	4%	2%	1.5%	0.6%	0.3%
总谐波畸变	5%							

(3) 转换效率：《光伏并网逆变器技术规范》要求单相非隔离型逆变器的最大转换效率和平均加权总效率分别不低于 96.5%和 96%；单相隔离型逆变器的最大转换效率和平均加权总效率则不低于 94.5%和 94%。不同于电网对并网性能的要求，用户对转换效率的追求是无止境的，即便符合技术要求，逆变器的效率依旧有提升的空间。

除此之外，逆变器重要的技术指标还包括运行适应性、功率密度、可靠性、电磁兼容性、保护与安全性能等等。

1.2.2 提升逆变器性能的硬件技术

为了提高逆变器的转换效率及功率密度，同时满足电网对逆变器并网性能的要求，国内外研究者进行了大量的研究工作，这些工作可以分为硬件改进和软件优化两大类。提升逆变器性能的硬件技术包括以多电平为代表的新型电路拓扑、借助辅助电路或谐振拓扑的软开关技术、采用宽禁带半导体器件、无源元件设计优化等。

多电平拓扑在 20 世纪 70 年代已经出现, 并已广泛应用于可再生能源发电、电能质量调节器、静态无功补偿器、电机驱动、感应加热等应用中^{[24]-[29]}。相对传统的两电平逆变器, 多电平逆变器有以下优势: 首先, 允许采用耐压更低且导通电阻更低的开关器件, 从而降低导通损耗; 其次, 降低开关器件的 dV/dt , 减小开关损耗; 此外, 当开关频率与开关纹波不变时, 多电平逆变器可以采用更小的电感, 有助于提升逆变器的功率密度。

多电平逆变器通常用于中高压场合, 但近年来, 研究人员也在逐渐发掘多电平技术在几百伏的低压场合的潜力。多项研究表明, 在低压高开关频率的场合, 多电平拓扑能更好地平衡转换效率和功率密度^{[30]-[32]}。多电平拓扑的经典结构如图 1.4 所示。图 1.4(a)为二极管钳位型结构 (NPC, neutral-point-clamped), 以中点 O 为参考, 桥臂输出 A 点能够提供 $V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$ 三个电平^[32]。图 1.4(b)为飞跨电容型结构 (FC, flying capacitor), 该结构使用电容串联代替二极管钳位进行工作, 但需要复杂的均压和预充电控制。图 1.4(c)为 T 型结构 (T-type), 它是从 NPC 结构发展而来的。T 型桥臂由一对半桥和一个连接到中点 O 的双向开关组成, 图 1.4(c)中展示了三种双向开关的组合^[29], 其中最常见的是背靠背开关组合。在 T 型桥臂中, $S1$ 和 $S4$ 需要完全承受 V_{dc} 耐压, 双向开关中的器件则只需承受 $V_{dc}/2$ 耐压。由于 T 型桥臂所需元件较少, 且在输出 $V_{dc}/2$ 和 $-V_{dc}/2$ 时电流通路的器件也较少, 导通损耗低, 因此在低压场合中更为适用^[30]。

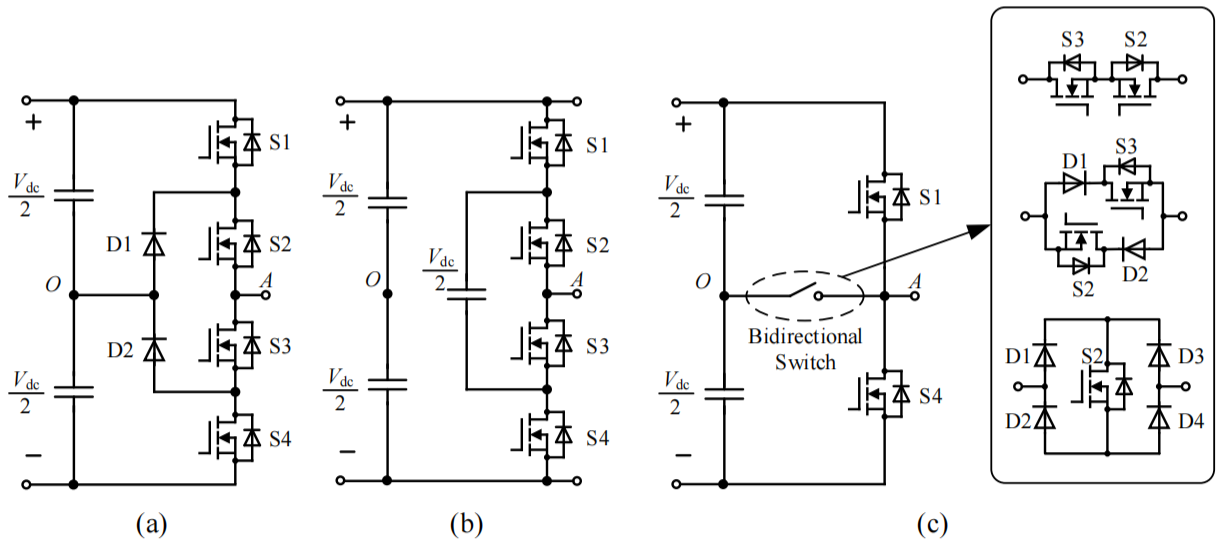


图 1.4 多电平拓扑的经典结构: (a)二极管钳位型, (b)飞跨电容型, (c)T 型结构。

在单相逆变器中, 多电平桥臂的输出 A 点通过滤波器连接到电网一端, 而电网的另一端则可以连接到中点 O 、另一个半桥桥臂中点、或者另一个多电平桥臂输出, 分别称为半桥、混合桥、以及全桥结构。以 T 型桥臂为例, 三种结构如图 1.5 所示。图 1.5(a)中, T 型半桥逆变器结构简单、元件数量较少, 但其直流母线利用率低, 相比另外两种结构,

需要两倍的直流电压^[33]。图 1.5(b)为 T 型混合桥逆变器^{[34][35]}，仅需增加两个开关管，就可以将三电平拓扑扩展至五电平。图 1.5(c)中，双 T 型桥逆变器通过两个 T 型桥臂增加了电容均压控制的自由度^{[36]-[38]}，但相比混合桥结构并未增加电平数，同时还导致了成本与损耗上升。

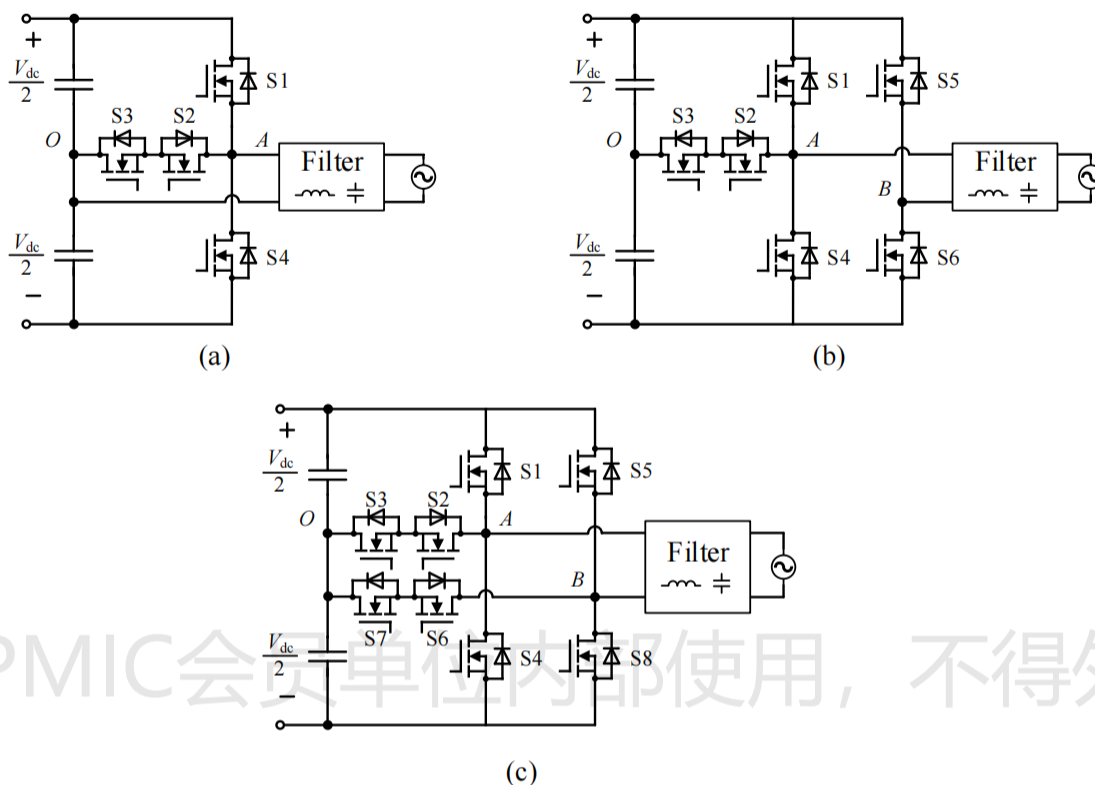


图 1.5 采用 T 型桥臂的三种不同组合结构：(a) T 型半桥三电平逆变器，(b) T 型混合桥五电平逆变器，(c) 双 T 型桥五电平逆变器。

采用软开关技术是提高电力电子变换器性能的有效途径之一。通过降低开关损耗，可以提高开关频率，进而提升转换效率和功率密度。此外，软开关技术还能解决二极管反向恢复问题，防止串扰带来的器件可靠性问题，减轻电磁干扰。软开关可以通过软件或硬件的方式实现^[39]。软件方式将在下一小节中详细介绍，硬件方式则包括在直流侧或者交流侧添加辅助谐振电路、以及采用谐振型拓扑如串联谐振变换器^[40]或 LLC 变换器等。采用硬件方式实现软开关虽然对电流纹波和导通损耗的影响较小，但却增加了额外的功率器件、驱动和无源元件，进而提高了成本和控制的复杂度。

使用高效率的新型宽禁带功率半导体器件，以及合理设计无源元件，也是提升逆变器效率的有效途径。以碳化硅 (SiC) 和氮化镓 (GaN) 为代表的第三代半导体具有优秀的高频性能，已广泛应用于不少高效率高功率密度的逆变器设计中^{[33][41][42]}。电力电子变换器的高效率和高功率密度常常存在权衡关系，通过估算逆变器效率和体积，找到二者的权衡点，

对电感和电容的取值进行优化,同样有助于提升逆变器的性能^{[43]-[45]}。

1.2.3 提升逆变器性能的软件技术

通过硬件改进可以提高逆变器性能,但随之而来的是硬件成本的增加。因此,通过软件优化,在不改动功率电路结构的前提下,采用合适的调制技术和控制策略提升逆变器的转换效率,是极具吸引力的选择。光伏逆变器的工况多变,一方面光伏电池的输出功率受光照、温度等环境变化影响,另一方面逆变器的瞬时工况也在一个工频周期内呈正弦不断变化。软件优化技术能够根据不同的工况,动态调整逆变器的运行参数和工作模式,以确保逆变器在不同条件下都能高效工作,从而提高加权平均总效率。控制策略优化有两种主要技术:变开关频率控制和多模式控制,前者调节逆变器的运行参数,即开关频率;后者切换逆变器的工作模式,以适应逆变器的变化工况。同时,这两者还可以相互叠加,从而进一步提高逆变器的性能和效率。

(1) 变开关频率控制

传统的电力电子变换器通常在固定的开关频率下运行,但随着对变换器性能需求的不断增加,变开关频率控制(VSF, variable switching frequency)的应用逐渐增多。在单相和三相逆变器以及整流器中,VSF控制的目标包括实现软开关,减小电磁干扰(EMI, electromagnetic interference)和总谐波畸变(THD, total harmonics distortion),以及优化总损耗^[46]。

用于实现软开关的VSF控制,最具代表性的是通过边界导通模式(BCM, boundary conduction mode)实现零电压开通(ZVS, zero-voltage-switching)。该技术利用电感和桥臂上下管输出电容之间的谐振实现软开关操作。在下管续流时,电感电流下降至零或反向,使上管输出电容在死区时间内完全放电,从而实现上管的ZVS开通。

以图 1.6(a)为例,展示了一种典型的BCM波形,其中边界电流为零,也被称为临界导通模式(CRM, critical conduction mode)。为了增加控制自由度,研究者通过调节边界电流提出了不同的BCM模式,如固定边界电流、固定环宽、以及变环宽的BCM^{[47]-[48]},其中固定环宽模式的电流波形如图 1.6(b)所示。由于BCM下开关频率的变化范围很大,过高的开关频率会导致高关断损耗和高控制带宽需求,一些研究通过降低边界电流限制开关频率^{[49]-[50]},其电感电流波形如图 1.6(c)所示。在一些情况下,单纯将电感电流下降至零无法实现全范围的完全软开关^[51]。例如,在采用单极性调制的单相全桥逆变器中,当交流电

压小于直流电压的一半时,需要降低边界电流以提供更高的谐振能量来保证 ZVS 开通^[52],具体可见图 1.6(d)。文献[53]在限频和保证全范围 ZVS 的基础上,进一步调节边界电流以防止驱动信号延迟造成的软开关丢失。文献[54]基于 T 型混合桥逆变器,提出了一种准梯形波电流控制方法,其电感电流呈四边形,如图 1.6(e)所示。这些不同的 BCM 控制在半个工频周期内的开关频率变化如图 1.7 所示。

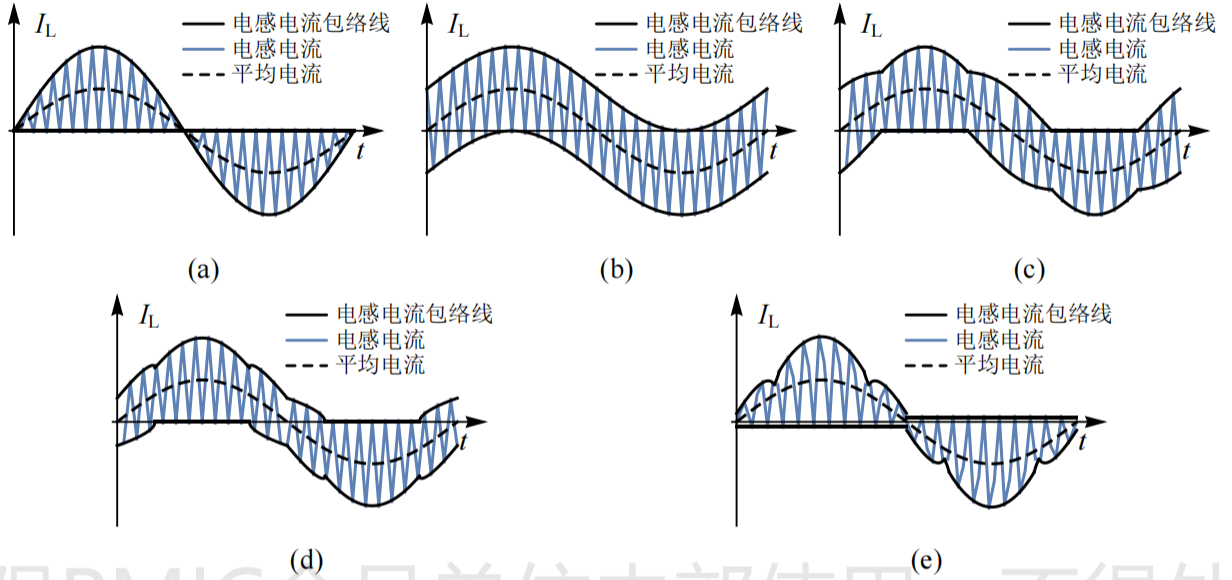


图 1.6 不同 BCM 控制的电感电流波形示意: (a) CRM, (b)固定环宽模式^{[47][48]}, (c)双极性调制, 限频 BCM^{[49][50]}, (d)单极性调制, 采用负向边界电流以保证完全 ZVS^[52], (e) T 型混合桥逆变器中的准梯形波电流模式^[54]。

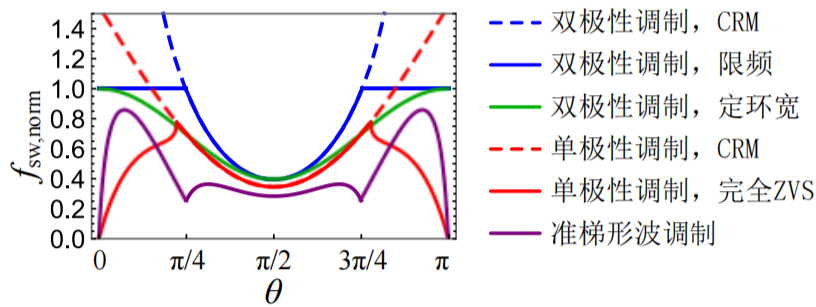


图 1.7 不同 BCM 控制的归一化开关频率变化。

在断续导通模式 (DCM, discontinuous conduction mode) 中,也可以利用 VSF 技术实现软开关。采用谷底开通模式的 DCM 中,在死区谐振期间,桥臂上管将在其漏源电压谐振至最低点处开通,从而减小开通损耗^[58]。谷底开通 DCM 的电感电流波形和归一化开关频率如图 1.8 所示,其开关频率会在固定值附近跃变。在控制实现方面,BCM 与谷底开

通的 DCM 可以采样高频电流, 通过过零点检测 (ZCD, zero-crossing detection) 电路得到驱动信号^{[47]-[49],[53]-[55]}, 也可以采用预测控制等纯数字控制的方法^{[50],[52],[56]-[59]}。

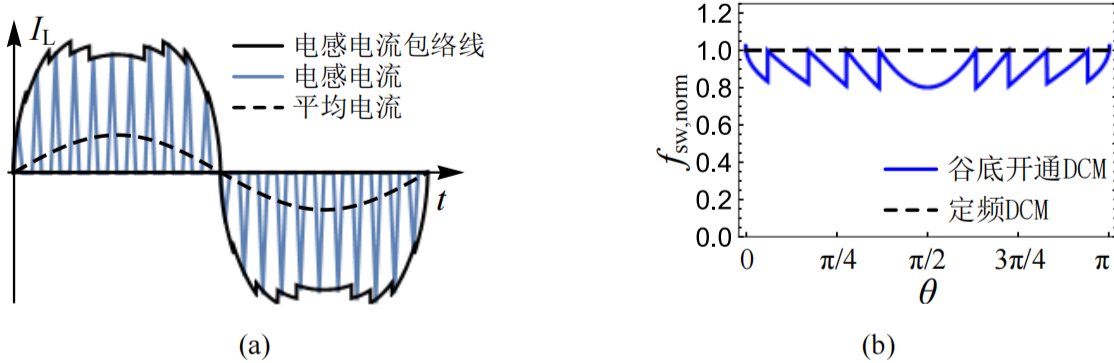


图 1.8 谷底开通 DCM^{[58]-[59]}下的(a)电感电流波形, (b)归一化开关频率变化。

在更广泛应用的连续导通模式 (CCM, continuous conduction mode) 中, VSF 技术最初来自于减小 EMI 的扩频技术, 例如随机脉宽调制、混沌脉宽调制等^[60]。近年来, 许多研究提出了基于模型预测控制的 VSF 控制方案, 以 EMI^[62]、输出电流纹波^{[62]-[65]}、直流电压纹波^{[66]-[67]}、并联电感环流^[68]等作为目标进行优化。在逆变器中, 这些优化目标量以工频周期变化, 且与开关频率呈负相关, 因此在优化目标量较低, 具有足够裕度时, 可以合理降低开关频率, 从而降低开关损耗。

除了将上述电气参数作为目标, 功率损耗也可以直接作为目标函数进行优化。文献^[69]提出了一种最优 VSF 方案, 在电感电流纹波有效值固定的限制条件下最小化开关频率, 从而最优化开关损耗, 其开关频率及电流纹波的变化特征如图 1.9(a)所示。文献^[70]针对 LCL 滤波型逆变器提出了有限开关频率范围的 VSF 控制 (CB-VSF, confined band VSF), 通过限制开关频率范围, 在不影响 THD 的前提下减小开关损耗, 其开关频率的变化特征如图 1.9(b)所示。文献^[71]在^[69]的基础上将磁元件损耗纳入损耗模型中, 从而对总损耗进行优化。文献^[72]对瞬时工况进行准静态直流分析 (Quasi-Stationary DC/DC Analysis), 在若干个准静态直流工作点下进行实验, 测得最优开关频率, 再通过查表与插值法在整个工频周期内进行控制。文献^[73]通过控制算法实时扰动开关频率, 在 THD 的限制下追踪效率最高点。

总的来说, 以损耗优化为目标的 VSF 控制中, 开关频率的确定有基于模型、基于实验和实时追踪三种方式。基于模型的方法不需要进行大量实验, 相比实时追踪法稳定性和收敛速度更好, 但是需要针对不同变换器建立较为准确的模型, 同时需要大量的计算。

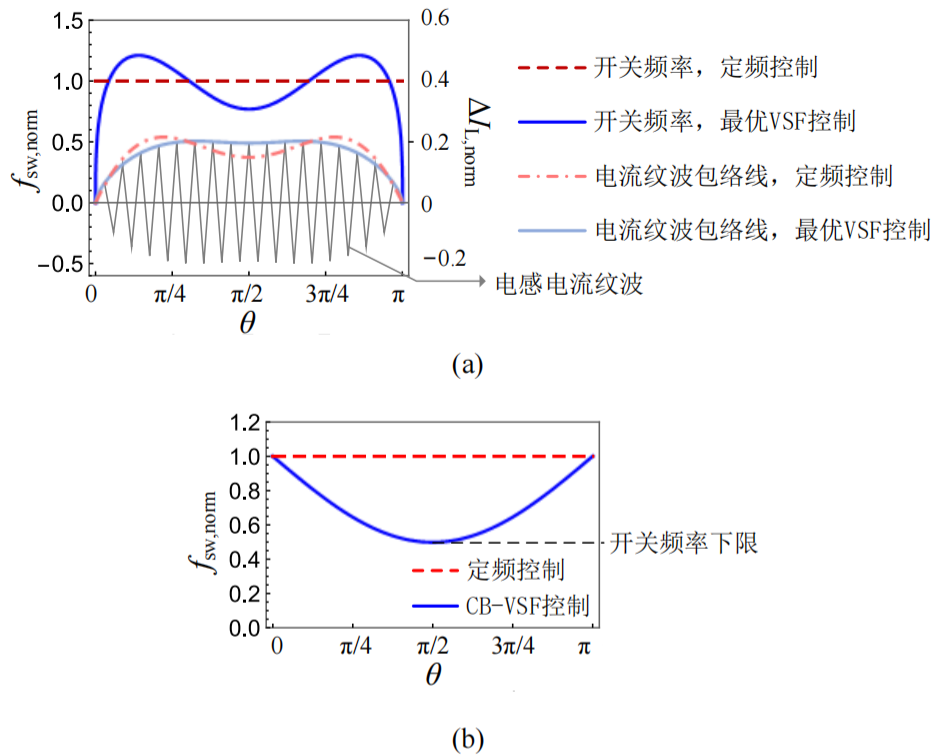


图 1.9 (a)最优 VSF 控制^[69]与传统定频控制的归一化开关频率及电感电流纹波对比; (b) CB-VSF 控制^[70]与传统定频控制的归一化开关频率对比。

(2) 多模式控制

多模式控制 (multimode control) 也称混合模式控制 (hybrid mode 或 mixed mode), 是结合不同的工作模式, 根据变换器工况选择合适工作模式的控制方法。这些工作模式可以包括不同的导通模式、不同的开关时序、不同的调制方式、或是不同的控制逻辑, 其目的是提升功率密度、优化总体效率、减小 THD、保证变换器正常运行等。

传统的逆变器往往工作在单一的导通模式 (如 CCM) 下, 电感的设计必须防止逆变器进入其他导通模式, 这限制了电感感量, 进而限制了逆变器的功率密度。在文献[74]中, 提出了一种混合调制方式, 当瞬时功率较高时采用正弦脉宽调制的 CCM, 在瞬时功率较低时采用脉冲能量调制的 DCM。文献[75]则提出了统一的控制器来控制 CCM 和 DCM。这些结合 CCM 与 DCM 的多模式控制采用固定的开关频率, 并通过边界条件进行模式切换。由于允许逆变器在不同的导通模式下工作, 电感设计的限制得以放宽, 从而提升功率密度。

以效率优化为目的的多模式控制在宽负载范围的 DC-DC 变换器中已有成熟的应用。一般来说, 变换器的损耗在重载下主要由导通损耗主导, 在轻载下则以开关损耗为主。多模式的 DC-DC 变换器在中高负载条件下通常以 CCM 运行以减小导通损耗, 并采用固定

频率的脉宽调制 (PWM, pulse-width-modulation)。随着负载需求降低, 往往会进入 DCM, 采用脉冲频率调制 (PFM, pulse frequency modulation) 以降低开关频率, 从而减小开关损耗。当负载极低时, 还可能工作在间歇模式 (burst mode) [76]-[78]。

在逆变器及整流器中, 由于瞬时功率的不断变化, 多模式的设计具有更多的可能性。文献[79]设计了结合定频 CCM 和多个开关频率 DCM 的多模式控制。文献[80]基于并联桥臂耦合电感的全桥式逆变器提出了一种多模式控制, 在瞬时功率较高时以定频 CCM 运行, 在瞬时功率较低时以 ZVS 的四边形电流模式 (QCM, quadrilateral current mode) 运行。文献[81]采用了恒定峰值电流控制, 使逆变器在瞬时功率峰值处刚好工作在 CRM, 随着瞬时功率的下降以降频的 DCM 运行。文献[82]同样在高瞬时功率处以 CRM 运行, 在低瞬时功率处则采用定频 DCM 以限制开关频率。

以效率优化为目的的多模式控制不仅包括不同导通模式的结合, 还包括不同控制逻辑的结合。文献[84]中, 逆变器始终工作在 DCM, 但在高瞬时功率处采用定关断时间控制, 在低瞬时功率处采用变关断时间控制, 通过延长关断时间以降低开关频率。文献[84]和[85]中的逆变器也始终以 BCM 工作, 在高瞬时功率处设置边界电流为零, 以减小导通损耗, 在低瞬时功率处采用定环宽 BCM 以减小关断损耗。在两相交错并联的逆变器中, 由于每一相可以单独控制, 还可以存在一相单独运行与两相交错并联和不同导通模式的组合 [86]-[89]。

以上介绍的优化效率的多模式控制都工作在单位功率因数 (PF, power factor) 下, 工作模式的选择通常由交流侧电流的瞬时值决定。图 1.10 展示了双模式设计示意, 其具有两种工作模式, 根据交流电流瞬时值来优化损耗, 可以以此类推更多工作模式的设计。首先, 需要根据损耗分析或实验数据设计模式切换阈值 I_{th1} 。逆变器的交流电流 $i_{ac} > I_{th1}$ 的区域设计为模式 1, $i_{ac} < I_{th1}$ 的区域设计为模式 2。模式 1 应当具有低导通损耗, 例如 CCM; 模式 2 则应具有低开关损耗, 如 DCM。当逆变器工作在重载时, 如图 1.10 所示, 应在电流峰值附近选择模式 1 以降低导通损耗, 在电流过零附近工作在模式 2 以降低开关损耗。随着负载逐渐降低, 模式 1 的区域将缩小, 模式 2 的区域将扩大。当 i_{ac} 的峰值小于 I_{th1} 时, 如图中的轻载交流电流, 逆变器将全程运行在模式 2 以提高轻载效率。

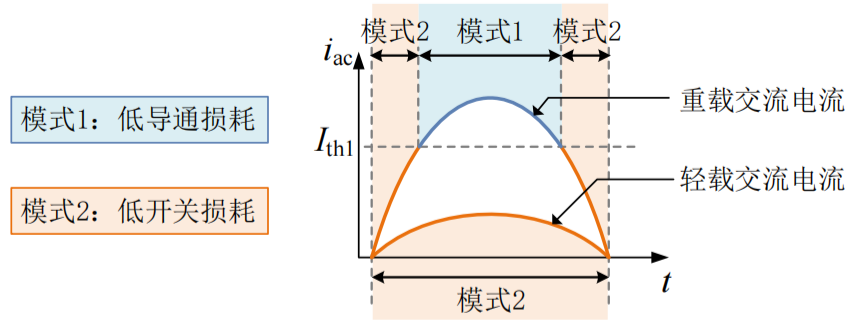


图 1.10 根据交流电流瞬时值优化损耗的双模式设计。

多模式控制也可以用于减小 THD，特别是减小电压过零附近和多电平逆变器在电网电压接近母线电压一半时的电流畸变。在全桥逆变器中，相同电感与开关频率下，单极性调制相比双极性调制具有更低的电流纹波，因而损耗也更低。然而，在电网电压过零点附近，单极性调制的占空比很小，容易因为驱动分辨率的限制而丢失，造成电流失控^[92]。这种过零畸变（ZCD, zero-crossing distortion）在非单位功率因数（ $PF \neq 1$ ）的情况下更加恶劣。为了解决 ZCD 问题，文献[92]提出了混合调制的方法，在工频周期的大部分区域使用单极性调制，在过零点附近使用双极性调制，从而在对效率影响较小的前提下提升电流质量。文献[93]在过零点附近交替使用双极性和单极性调制，进一步提升逆变器性能。文献[94]在非过零区域采用单极性 BCM，在过零点附近采用双极性 DCM，既改善了 THD，又减小了过零点附近的开关损耗。文献[95]通过在过零点附近使用四边形波 BCM 消除 ZCD，同时降低了过零点附近的导通损耗。在文献[96]使用的 T 型图腾柱整流器方案中，在过零点附近 T 型桥臂中点的双向开关导通，效率高于过零点采用双极性调制的方案。在文献[97]使用的 T 型混合桥五电平逆变器中，当电网电压接近母线电压一半时，也会出现类似 ZCD 的情况，因此在半母线电压附近采用两电平 BCM 控制来防止电流畸变。

在减小 THD 的多模式控制中，模式工作区域通常基于交流电压设计。在减小 ZCD 时，参考图 1.11(a)，在电压过零点附近的一段区域采用模式 2，其宽度设计为 $\Delta\theta$ ，而其他区域仍然采用模式 1。模式 1 是在整个工频周期内效率较高的模式，例如单极性模式；模式 2 则是效率较低但在过零附近能减小畸变的模式，如双极性模式。类似地，对于文献[97]中的五电平逆变器，可以参考图 1.11(b)，仅在交流电压接近半母线电压的区域中采用两电平 BCM，而在其他区域则采用相应的三电平 BCM。通过多种工作模式的结合，逆变器能够兼顾效率、THD 和无功输出能力。

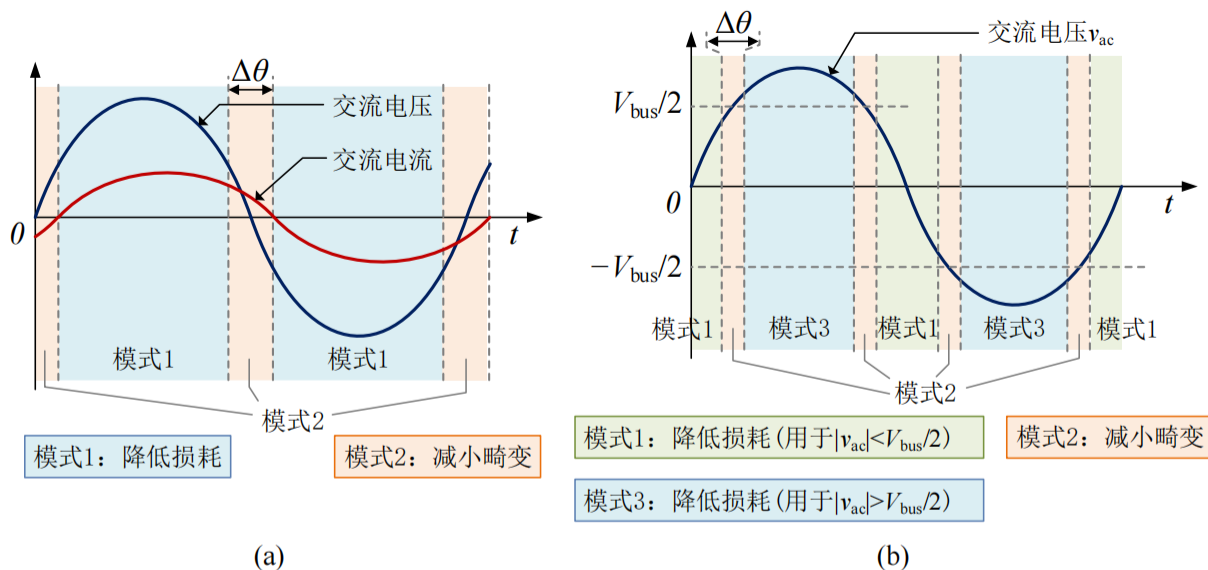


图 1.11 (a)减小电压过零点附近畸变的多模式工作区域设计, (b)减小半母线电压附近畸变的多模式工作区域设计。

除此之外,多模式控制还可以用于确保逆变器以设定的方式运行。文献[98]和[99]针对单极性 DCM 下交流电压小于母线电压一半(即 $v_{ac} < V_{dc}/2$)时无法实现软开关的情况,提出了混合调制策略,在 $v_{ac} < V_{dc}/2$ 区域采用双极性 DCM 或四边波形 DCM,以确保在工频周期内全程实现 ZVS 导通。文献[100]和[101]采用结合四边波形 BCM 与传统的三角波 BCM 的多模式控制,使逆变器在整个运行周期内保持固定的开关频率。文献[102]和[103]则通过多种模式的组合来进行电容电压控制。

综上所述,提升逆变器性能的控制技术主要有变开关频率控制和多模式控制。变开关频率技术有大量基于模型的研究分析,但往往只在单一模式下运行,限制了其性能的进一步提升。与此相反,多模式控制的设计仍主要依赖于经验,缺少对不同工作模式的定量分析。同时,频繁的模式切换不仅增加了控制的难度,还可能引发电流畸变的问题,但目前对于切换畸变还缺乏深入的研究。

1.3 直流功率优化器的研究现状

1.3.1 组件级与子串级的分布式最大功率追踪

如前所述,光伏发电元件在部分遮挡等情况下会出现失配情况,直流功率优化器正是针对光伏失配而开发的。典型光伏电池片的输出电流特性曲线如图 1.12 所示,其输出电流随输出电压的增大而减小,输出电压为零时的电流称为短路电流 I_{sc} ,输出电流为零时的

电压称为开路电压 V_{oc} 。输出功率在电压变化范围内有一个峰值，即最大功率点 **MPP**。光照强度是影响光伏电池输出特性曲线的重要因素。当光照减弱时，电池片的 I_{sc} 减小，而 V_{oc} 变化不大，其 **MPP** 电压变化不大，**MPP** 电流减小。

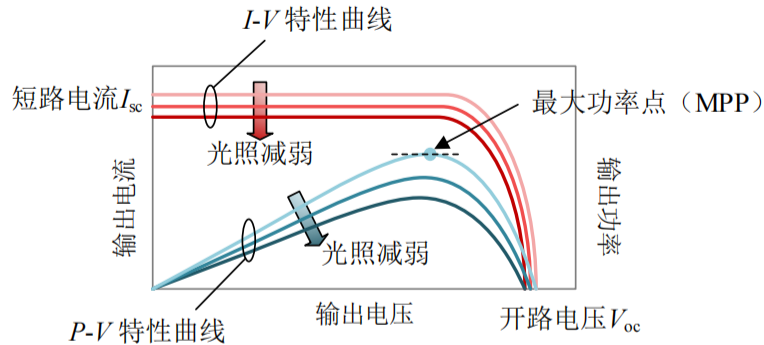


图 1.12 光伏发电元件的典型输出特性曲线。

光伏电池片串联成为子串或组件时，当部分遮挡发生时，可能导致电池片输出失配。如图 1.13(a)所示，如果串联电流超过被遮挡电池的短路电流，被遮挡电池片工作可能会工作在第二象限，两端出现反向偏压，从而导致热斑效应（hot spot）甚至电池损坏^[104]。为了减轻热斑效应，通常组件制造商会在线盒中，将每个子串的两端并联一个二极管。当发生部分遮挡时，并联二极管将旁路被遮挡的子串，如图 1.13(b)所示。二极管旁路后的组件输出特性如图 1.13(c)所示，被旁路的子串相当于没有任何输出，而且组件总输出功率曲线会出现多个峰值，为后续电路进行 **MPPT** 增加难度。

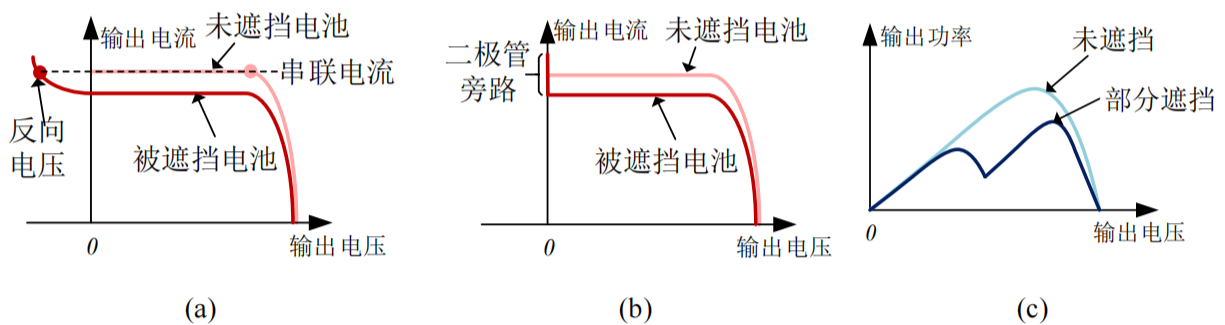


图 1.13 (a)部分遮挡下被遮挡电池片出现反向偏压；(b)并联旁路二极管后的电池片输出 $I-V$ 特性；(c)旁路后的组件输出 $P-V$ 特性。

为了应对部分遮挡问题，最大化光伏发电系统的输出功率，采用直流功率优化器是一种有效且可行的方案。直流功率优化器通常集成在组件背面的接线盒中，可以独立对每个子串或组件进行 **DMPPT**，将组串输出曲线上的多峰值特性变为单峰值，同时后续逆变器仅需进行简单的 **MPPT** 即可达到全局最大功率点。根据文献[105]的估计，子串级 **DMPPT** 相比组件级 **DMPPT** 具有更高的年度收益，但也需承受更高的成本。直流功率优化器按照

处理功率的类型可分为全功率处理结构和部分功率处理结构，这两类结构均适用于子串级 DMPPT 和组件级 DMPPT，下文以组件级 DMPPT 为例介绍这两类结构。

1.3.2 全功率处理的优化器结构

全功率处理 (FPP, full power processing) 结构如图 1.14 所示，其设计简单、控制方便，是最早商业化的优化器结构。每个光伏组件(或子串)连接一个变换器分别进行 DMPPT。在一些文献中，组件级的变换器称为组件集成变换器 (MIC, module integrated converter)，子串级变换器则称为亚组件集成变换器 (subMIC, sub-module integrated converter)，由于每个变换器需要处理相应组件 (或子串) 的全部功率，本文称之为全功率变换器 (FPC, full power converter)。根据输出端连接方式的不同，FPP 结构可分为串联型和并联型两种。由于后级逆变器需要较高的母线电压 V_{bus} ，而串联型 FPP 可以达到更高的母线电压，因此串联型 FPP 具有更高的吸引力。并联型 FPP 通常需要通过升压型拓扑才能达到较高的 V_{bus} ，过高的升压比会带来更高的损耗及器件应力，因此并联型 FPP 仅见于子串级的研究中^[106]，每个子串 FPC 输出并联形成组件输出，多个组件输出再进行串联。

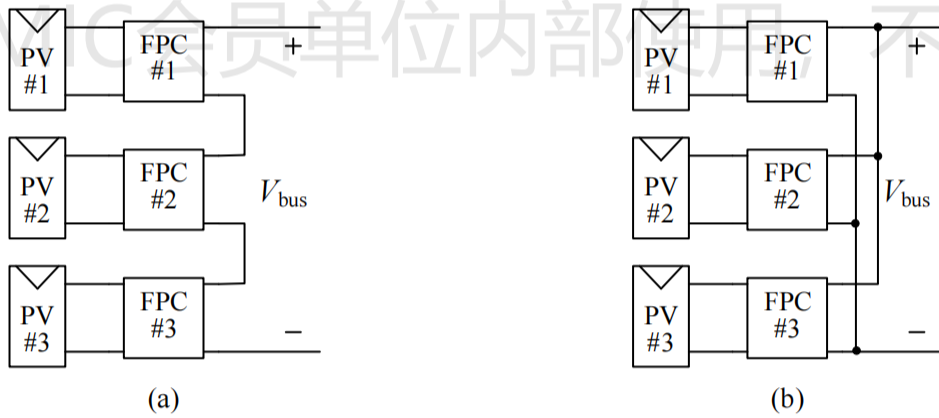


图 1.14 全功率处理结构的两种连接方式：(a)输出串联型，(b)输出并联型。

串联型 FPP 结构中，根据 FPC 拓扑又可分为降压型、升压型、升降压型三类^[107]，其输出特性分别如图 1.15(a)-(c)所示。在降压型 FPP 结构中^{[108]-[110]}，FPC 仅在输出电压小于对应组件的 MPP 电压时工作，使组件工作在 MPP。当 FPC 输出电压过低时，由于输出限流，组件无法工作在 MPP。若两个组件 PV#1 和 PV#2 之间存在失配，如图 1.15(a)所示，PV#2 功率较低，FPC#2 的输出电压将会降低，输出电流增大至组串电流 I_{string} 。在升压型 FPP 结构^[111]中，FPC 仅在输出电压大于对应组件的 MPP 电压时工作，进行 MPPT 直至 FPC 输出电压达到上限。发生如图 1.15(b)所示的失配时，则是功率较高组件对应的 FPC#1

输出电压提高，输出电流降低至组串电流 I_{string} 。在升降压 FPP 结构^{[112][113]}中，每个组件都能升压或降压，组串电流的调节更为灵活。

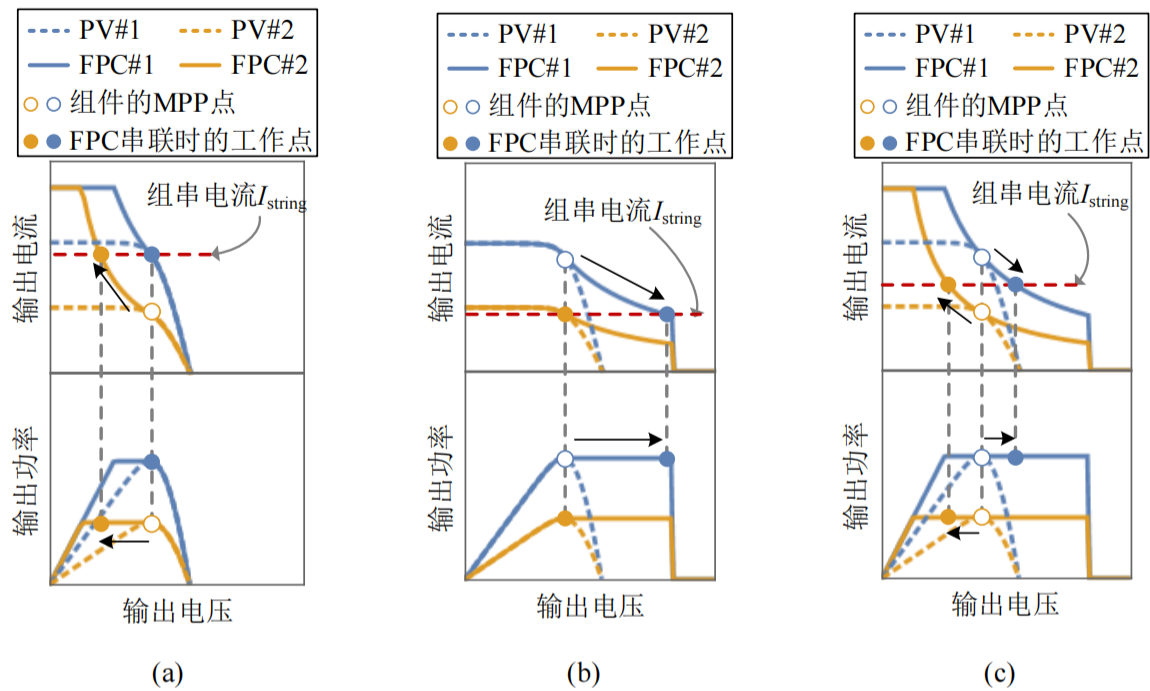


图 1.15 串联型 FPP 结构的输出特性示例：(a)降压型，(b)升压型，(c)升降压型。

在部分遮挡下，由两个组件串联的组串，采用升降压型 FPP 结构与传统并联二极管结构的输出特性对比如图 1.16 所示。采用 FPP 结构后，组串输出最大功率提高，组串输出的 $P-V$ 特性不再是多峰曲线，而是存在最大功率平台区域，使后级 MPPT 更容易追踪到最大功率点。

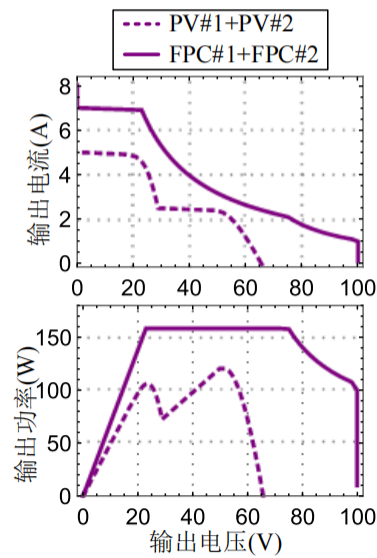


图 1.16 部分遮挡下，升降压型 FPP 结构与仅并联二极管的组串输出特性对比。

需要注意的是，在降压型和升降压型 FPP 结构中，只要 FPC 的输出电流上限大于最

大功率组件的 MPP 电流，就能处理全范围的失配。然而，在升压型 FPP 结构中，FPC 的输出电压受限于电压上限，能处理的失配范围与该电压上限有关。同时，降压型 FPP 还具有结构简单、器件耐压等级低的优势，但为了满足后级逆变器的母线电压需求，需要增加更多的组件。而升降压型 FPP 能处理的失配范围宽、电压调节灵活，但其需要更复杂的拓扑和更多的元件，转换效率也更低。

1.3.3 部分功率处理的优化器结构

电力电子变换器的损耗与所处理的功率大小相关，假设变换器的转换效率在工作范围内保持恒定，变换器所处理的功率越小，损耗就越低。部分功率处理技术将输入功率分为两部分：一部分直接送到输出，另一部分通过变换器进行调节。由于直接输出的功率几乎没有损耗，部分功率处理结构的系统效率高于采用相同拓扑的 FPP 结构。部分功率处理变换器（PPC, partial power converter）分为串联 PPC 和并联 PPC^[115]。串联 PPC 将输出或输入电压叠加到光伏组件的电压上，如图 1.17 所示。光伏组件与 PPC 的输出相当于一个 DC-DC 变换器。常规的 PPC 只能输出正电压，此时串联型部分功率处理结构的输出特性与升压型串联 FPP 结构类似，无法处理全范围的失配^{[115]-[117]}。因此，一些研究也开发了四象限 PPC^{[118]-[119]}，这种变换器既能输出正压也能输出负压，串联后输出特性与升降压 FPP 类似，可以处理全范围失配，但其电路复杂度与成本急剧上升。此外，在串联型部分功率处理结构中，当组件电压总和与母线电压相差过大时，PPC 需要传输大量功率，从而导致总体效率降低。

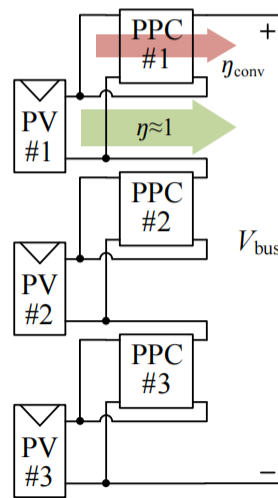


图 1.17 串联型部分功率处理结构。

并联部分功率处理结构，又称差分功率处理或差值功率处理（DPP, differential power processing），最初用于电池均压，如今被广泛应用于光伏 DMPPT、电池均衡、数据中心等应用中^{[120]-[124]}。DPP 结构不切断组件之间的串联连接，同时通过 PPC 向组件注入或抽取电流，以消除组件之间的电流不平衡。由于大部分功率直接从组串输送至母线，PPC 仅在失配发生时处理相应组件功率与平均功率的差值，DPP 结构的整体效率可以达到很高。DPP 结构可以分为三类：“毗邻均衡”结构（PV-to-PV）、“全局均衡”结构、以及“母线补偿”结构（PV-to-Bus）。

“毗邻均衡”结构如图 1.18(a)所示。每两个光伏组件之间连接一个 PPC，差值功率在相邻组件中流动。具有 N 个组件的光伏系统只需 $N-1$ 个 PPC，较其他 DPP 结构硬件成本较低。PPC 的拓扑可以采用简单的非隔离拓扑，如 Buck-Boost 电路^{[125]-[129]}，开关电容电路^[130]，或谐振式开关电容电路^{[131]-[132]}。大多数“毗邻均衡”DPP 采用均压控制，确保每个组件的电压相等，由于光照变化导致的 MPP 电压变化很小，均压控制可以达到良好的效果。然而，要实现更高精度的 DMPPT 则需增加软硬件成本，如增加电流检测^{[125],[128],[132]}、组件间通信^{[127],[126]}或中央控制器^[129]。“毗邻均衡”结构的另一个劣势是，第一个组件向最后一个组件输送的功率需要经过所有的 PPC，当组串较长时容易引起较大的损耗。一些研究通过分组均衡的方式缓解长组串损耗问题^{[133]-[134]}，但会增加硬件及软件成本。

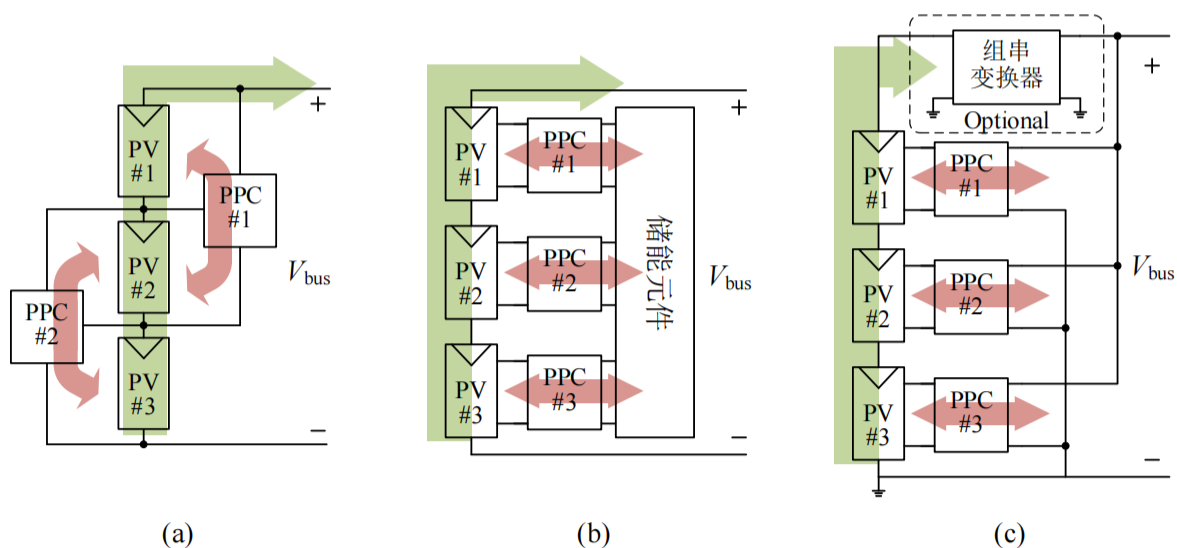


图 1.18 差分功率处理结构：(a) “毗邻均衡”结构，(b) “全局均衡”结构，(c) “母线补偿”结构。

“全局均衡”结构如图 1.18(b)所示，每个组件连接一个 PPC，并通过共同连接的储能元件在所有组件之间进行功率平均。典型例子是“光伏-隔离端口”结构（PV-to-IP, PV-

to-isolated-port) [135]-[137], 其中 PPC 的拓扑通常采用双向反激变换器, 所有 PPC 的输出并联, 输出电容相当于一个能够传输能量至所有组件的大电容。另一种“全局均衡”结构则是采用多绕组拓扑[138], 光伏组件通过共同的磁芯均衡功率, 但多绕组拓扑难以扩展, 不适合长组串场合。相比“毗邻均衡”结构, “全局均衡”结构允许任意两个组件通过储能元件传输功率, 在长组串中具有明显优势。“全局均衡”结构需要带有变压器的隔离拓扑来防止组件间短路, 体积相对较大, 但组件与母线之间并没有电气隔离。

“母线补偿”结构如图 1.18(c)所示, 每个 PPC 输出直接连接到直流母线上[139]-[144]。在“母线补偿”结构中, 每个组件都可以直接向直流母线抽取或输送功率, 相同情况下, PPC 处理的总功率是三种 DPP 结构中最低的。“母线补偿”结构还可以增加一个组串变换器(string converter), 通过调节组串电流灵活调节每个 PPC 传输的功率, 实现 PPC 功率最优或功率平均控制[142]-[144]。但是, 组串变换器相当于增加了一级功率变换, 因此成本和损耗都会增加。由于 PPC 输出直接并联在高压母线上, 需要使用高耐压器件, 因此同样不适合长组串场合。

不带组串变换器的 DPP 结构输出特性如图 1.19 所示。在部分遮挡的情况下, PPC 通过均压或 DMPPT 控制工作, 组串电流约等于所有组件电流的平均值, 从而使组串输出 P - V 曲线仍然呈现单峰函数特性, 后级采用简单的 MPPT 即可追踪到最大功率点。在理想情况即没有失配时, PPC 不工作, 相当于组串直接输出, 几乎没有任何能量损耗。但是, DPP 结构的总体效率与失配程度密切相关, 当组件输出功率的方差很大时, DPP 的损耗也会相应增加。

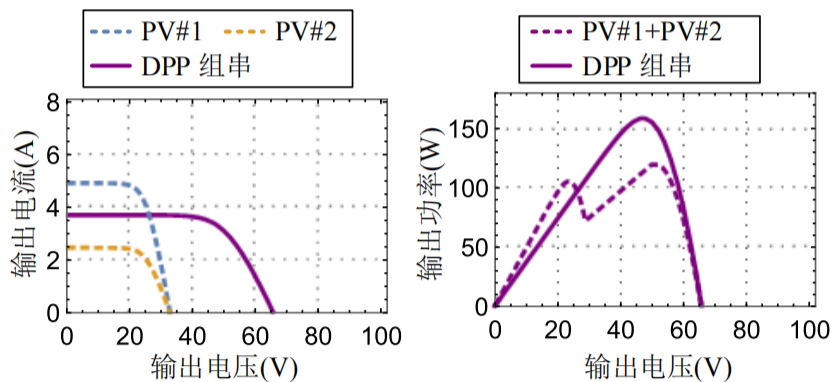


图 1.19 不带组串变换器的 DPP 结构的输出特性示例。

总之, 虽然 DPP 理论上总体效率更高, 在低失配情况下表现比 FPP 更好, 但是存在高失配下效率优势减弱、长组串适配困难、软硬件成本增加等问题, 需要根据实际应用场景选择合适的结构。

1.4 本文的选题意义及主要研究内容

光伏系统经常面临多变的工况，负载等级、功率因数、光照分布等因素的变化均可能导致效率下降。因此，在分布式单相光伏系统中，关键的功率变换环节，如单相并网逆变器和直流功率优化器，不仅需要在额定工况下高效运行，还需要在不同工况下维持尽可能高的系统效率，以实现太阳能的最大化利用。

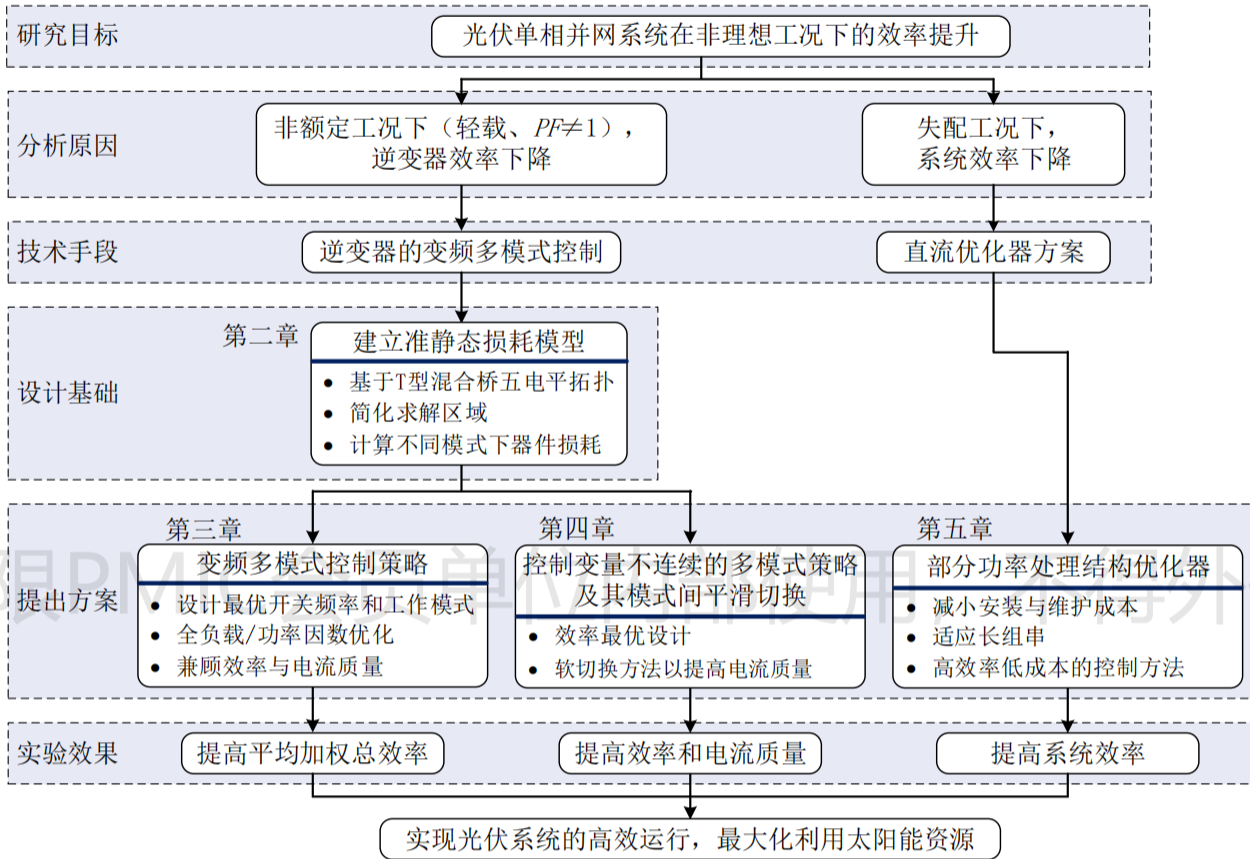


图 1.20 论文的研究内容及组织架构。

针对轻载和非单位功率因数工况下逆变器效率下降的问题，软件优化控制，如变开关频率和多模式控制策略是有效的解决方案。这些控制策略能够根据不同的工况调整工作状态，实现效率优化，而无需额外的硬件成本。这两种控制策略亦可相互叠加以进一步提高效率。然而，现有文献中缺少对变频多模式相结合的定量分析与设计，也较少在多电平逆变器中应用。此外，现有多模式控制技术在模式切换时可能引起电流畸变，但相关文献对模式切换畸变的成因分析不足。如何在全负载范围和功率因数范围内设计合适的工作模式和开关频率，从而在实现损耗最优化的同时保证并网电流质量，是一个需要深入研究的问题。

针对部分遮挡导致的失配问题，直流功率优化器能够缓解失配带来的效率下降。直流

优化器可分为全功率处理结构和部分功率处理结构, 尽管部分功率处理结构在理论上相比传统的全功率处理结构效率具有效率优势, 但在高失配和长组串的情况下却面临着效率和成本的挑战, 因此开发新型的部分功率处理结构和相应的控制方法具有重要意义。

为应对上述问题, 本文对光伏单相并网系统在非理想工况下的效率优化开展了一系列研究。本文研究的单相并网逆变器和功率优化器, 适用于 10kW 以内, 输出接入 220V 单相电网的光伏系统。其中, 单相并网逆变器需要前级的 DC-DC 实现隔离和电压调节功能, 而功率优化器则集成于组件背板, 均衡子串间的功率。本文的研究内容及组织架构如图 1.20 所示, 具体章节安排如下:

第 2 章基于 T 型混合桥五电平逆变器建立了准静态直流损耗模型, 为后续变开关频率多模式策略的设计奠定了基础。首先详细介绍了 T 型混合桥逆变器的工作原理及工作模式, 包括连续、断续、临界导通模式和三角形电流、四边形电流模式的不同组合。其次分析了 T 型混合桥逆变器的准静态直流工作点在电压-电流相平面上的对称性, 据此研究了损耗模型的简化方法, 该简化方法也可以扩展到更多的电平。随后对器件损耗的不同分量进行建模和计算, 最后讨论了不同工作模式的损耗特点和适用场合。

第 3 章提出了一种适用于不同功率因数工况的变开关频率 (VSF) 多模式控制策略, 以实现开关频率和工作模式的最优化。该控制策略基于逆变器的准静态损耗模型, 结合 CCM 和 DCM 等工作模式, 并通过 CRM 进行过渡。在 VSF 多模式控制下, 逆变器能够根据电网电压和并网电流的瞬时值实时调整开关频率, 从而时刻工作在最高效率点上。为了便于在数字控制器上实现, 利用数值计算软件离线计算最优开关频率, 并通过函数拟合, 最终在数字控制器上使用拟合函数计算所需的控制变量。这样既不需要复杂的实时运算, 也无需大量的查表。为确保输出电流质量, 引入了四边形电流模式, 并详细讨论了其设计准则。随后进行了波形仿真、损耗估计以及谐波分析。最后搭建了一台 1kW 的样机, 验证了该控制策略的可行性和有效性。

第 4 章提出了一种控制变量不连续的多模式控制策略, 其结合了 BCM、CCM 和边界导通的四边形电流模式。首先, 分别设计了 BCM 和边界导通四边形模式下保证完全软开关的反向电流。然后根据损耗模型和约束条件, 设计了每个工作点上最优的工作模式和开关频率。由于不同工作模式的电流回路和约束条件不同, 模式切换时的开关频率和电感谷底电流可能出现跳变, 控制变量可能不连续。这种不连续会导致模式切换时 LCL 滤波器振荡, 并在工频周期内伴随频繁的模式切换出现电流畸变。为了解决切换畸变问题, 本章

探讨了模式切换引起畸变的机理，揭示了切换畸变是由模式切换前后不连续的稳态状态变量造成的。随后通过时域分析法估测了切换前后的稳态状态变量，并设计了一种模式软切换方法。该方法仅需在不同模式间插入一个过渡周期即可进行平滑切换。最后，通过仿真与实验结果验证了效率的提升和 THD 的降低。

第 5 章提出了一种针对光伏子串级失配的部分功率处理结构，称为“串联虚拟端口”结构。该结构既保留了部分功率处理结构的效率优势，也缓解了传统“毗邻均衡”结构在长组串下的效率损失。此外，该结构无需使用变压器，仅需一条功率连接线来进行组件串联，也不需要组件间的通信，从而降低了硬件和安装成本。本章详细介绍了该结构的工作原理、输出特性、以及失配处理范围，同时与其他几种基于非隔离拓扑的优化器结构进行比较，展示了该结构在效率和电流应力上的优势。本章还基于该结构设计了一种 DMPPT 控制方法，以实现低成本高效率的控制。最后搭建了一台基于三个 100W 子串的样机，并验证了该结构和 DMPPT 方法的可行性。

第 6 章对全文工作进行总结，并对进一步的研究工作进行了展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第2章 T 型混合桥逆变器的准静态损耗模型

2.1 引言

光伏逆变器工作在不同的并网负载和功率因数下，在每个瞬时工作点上，其电网电压和并网电流都可能不同。由于工频周期的变化相对开关周期十分缓慢，逆变器可近似于在一系列连续的准静态直流工作点上运行。若逆变器在每个准静态工作点上以效率最优的开关频率和工作模式运行，则可实现整个工作范围内的最优效率。因此，本章基于 T 型混合桥五电平逆变器建立了准静态损耗模型，以便在每个准静态工作点上设计最佳的开关频率和工作模式。与传统的变开关频率优化设计方法相比，这种方法无需进行工频周期积分计算，同时适用于不同功率因数的情况。多电平逆变器的工作模式较多，本章分析了多种备选工作模式，包括传统的三角波电感电流下的连续导通模式 (CCM, Continuous Conduction Mode)、断续导通模式 (DCM, Discontinuous Conduction Mode)、边界导通模式 (BCM, Boundary Conduction Mode)，以及四边形波电感电流下的连续、断续、边界导通模式。准静态工作点组成的电压-电流相平面范围较广，因此在所有工作点上进行损耗计算会十分繁琐。因此，本章研究了准静态工作点的电感电流波形和损耗在相平面上的对称性，发现任何一个工作点的损耗都可以等效到第一象限特定区域中的对应工作点上，从而简化了损耗计算的范围。随后，本章给出了不同工作模式下不同器件损耗分量的估计，包括导通损耗、开关损耗、以及结电容充放电损耗，并进行了数值计算，据此讨论了不同工作模式的损耗特点和适用场合。

2.2 T 型混合桥逆变器的工作原理及工作模式

本文中对逆变器变频多模式控制的研究基于单相 T 型混合桥五电平逆变器，其拓扑如图 2.1 所示。它由一个三电平的 T 型桥臂和一个两电平的半桥桥臂并联而成，并通过 LCL 滤波器连接到电网。在低电压场合，多电平变换器能够减小开关损耗，提高功率密度。T 型桥臂相对传统的飞跨电容式和二极管钳位式桥臂，使用元件数量更少，导通损耗更低，更适用于低压场合。混合桥结构则能够在保证输出电平数量的同时，减小器件数量，进而降低成本。总之，该拓扑有着较高效率、较低成本的优势，可用于电压较低、功率较小的户用单相光伏系统。

图 2.1 中的 V_{bus} 为直流母线电压， v_{ac} , i_{ac} 分别为交流侧电网电压和并网电流的瞬时值。当母线电压恒定时，逆变器的准静态直流工作点即为 (v_{ac}, i_{ac}) 。假设母线上两个电容的电压

相等且保持恒定，T 型桥臂可以输出 V_{bus} , $V_{bus}/2$, 0 三个电平，而半桥桥臂只能输出 V_{bus} 和 0 两个电平。逆变器开关网络电压 V_{ab} 能够输出的电平组合如表 2.1 所示。对于表中的开关模态，第一个字母代表 T 型桥臂中点输出，第二个字母代表半桥桥臂中点输出。例如，在 PN 模态中，开关 S1、S6 导通，T 型桥臂中点 a 相当于连接到节点 P，输出电平为 V_{bus} ；半桥桥臂中点 b 相当于连接到节点 N，输出电平为 0。因此，PN 模态中，开关网络输出 $V_{ab}=V_{bus}-0=V_{bus}$ 。其他开关模态的定义可以此类推。由表中可知， V_{ab} 能够输出五个电平，除了 0 电平对应 NN、PP 两种开关模态之外，其他电平只对应一种开关模态。

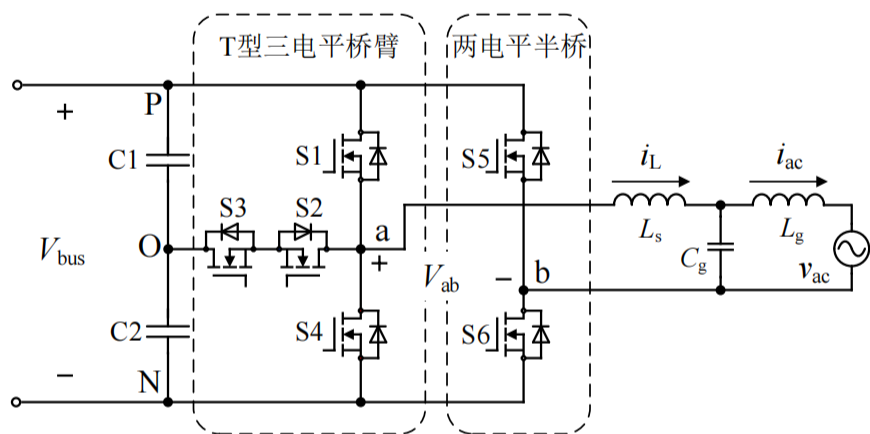


图 2.1 单相 T 型混合桥五电平逆变器拓扑。

表 2.1 T 型混合桥逆变器的输出电压组合

开关模态	T 型输出 V_{aN}	半桥输出 V_{bN}	开关网络输出 V_{ab}	导通开关
PN	V_{bus}	0	V_{bus}	S1, S3, S6
ON	$V_{bus}/2$	0	$V_{bus}/2$	S2, S3, S6
NN	0	0	0	S2, S4, S6
PP	V_{bus}	V_{bus}	0	S1, S3, S5
OP	$V_{bus}/2$	V_{bus}	$-V_{bus}/2$	S2, S3, S5
NP	0	V_{bus}	$-V_{bus}$	S2, S4, S5

传统的多电平逆变器通常工作在三角形电流模式下，一个开关周期由两个开关模态组成，模态的组合只取决于电网电压 v_{ac} ，而模态的时序则与并网电流 i_{ac} 的极性有关。图 2.2 展示了 T 型混合桥逆变器在电网电压正半周（即 $v_{ac}>0$ ）的工作示意图。当 $v_{ac}<V_{bus}/2$ 且 $i_{ac}>0$ 时，S2 和 S6 常通，S3 和 S4 以高频互补开关，开关模态依次为 ON、NN，如图 2.2(a) 所示。当 $v_{ac}>V_{bus}/2$ 且 $i_{ac}>0$ 时，S3 和 S6 常通，S1 和 S2 以高频互补开关，开关模态依次

为 PN、ON，如图 2.2(b)所示。当 $v_{ac} < V_{bus}/2$ 且 $i_{ac} < 0$ 时，开关模态与 $i_{ac} > 0$ 时顺序相反，S2 和 S6 同样处于常通状态，S4 导通时为充电回路，S2 和 S3 导通时为续流回路，如图 2.2(c)所示。图 2.2(c)中的工作模式仅出现在非单位功率因数工况下的负功率区，即电网电压 v_{ac} 与并网电流 i_{ac} 方向不同的区域。负半周（即 $v_{ac} < 0$ ）的工作模式可以依此类推。

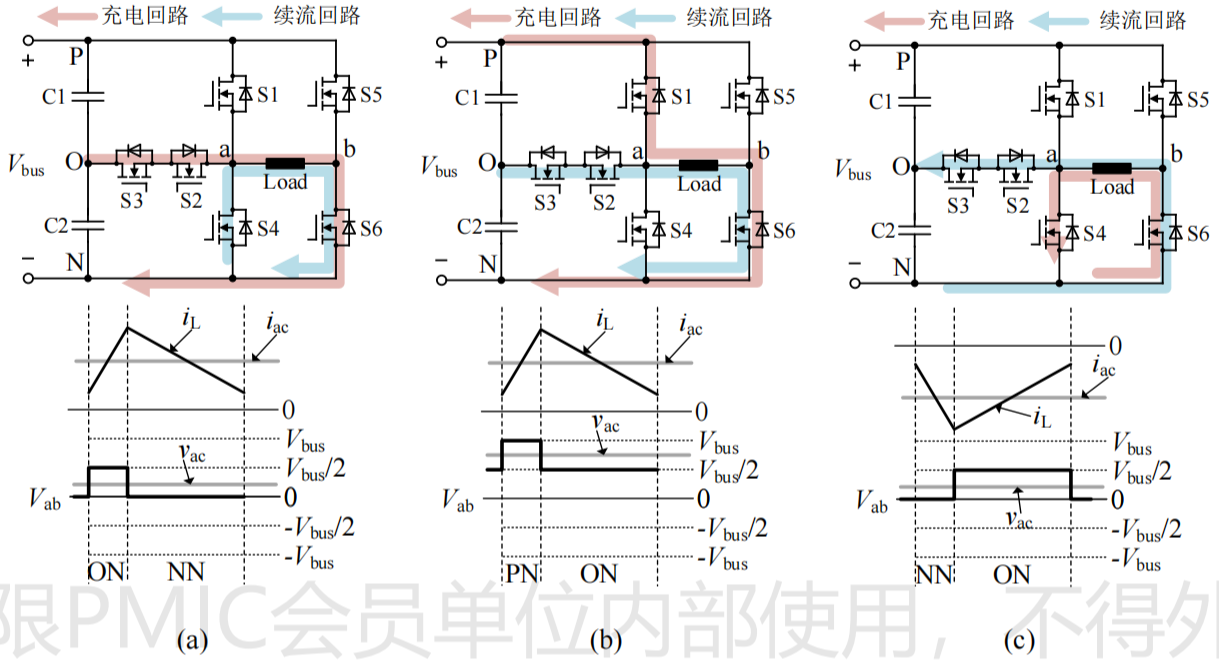


图 2.2 T 型混合桥逆变器在电网电压正半周的工作示意：(a) $0 < v_{ac} < V_{bus}/2$, $i_{ac} > 0$; (b) $v_{ac} > V_{bus}/2$, $i_{ac} > 0$;
(c) $0 < v_{ac} < V_{bus}/2$, $i_{ac} < 0$ 。

近年来，一些文献提出了四边形电流模式（QCM, quadrilateral current mode），以减小过零点区域的 THD^[95]，或试图用于提高效率^[54]。在电网电压正半周的正功率区内，如图 2.3 所示，QCM 的波形由三个阶段的开关模态组成，分别是 PN、ON、NN。以往的研究通常采用某两段开关模态时间的比例作为新的控制自由度，例如采用 t_H/t_M 作为控制量，但当电感波形为 $t_M=0$ 的三角波时，该比例为 ∞ ，难以代入公式计算。为了统一三角形和四边形电流模式的计算，本文重新定义了一个新的控制自由度，称为波形比例系数 d_M ，如式 (2-1)所示，表示为第二段开关模态时间与整个四边形的三段开关模态时间总和的比例。

如图 2.3 所示，当 $d_M=0$ 时，模态 ON 消失，此时 S2 与 S3 不工作，仅靠 S1 与 S4 交替导通，相当于单极性调制的两电平全桥逆变器。当 d_M 取到最大值 $d_{M,max}$ 时，其工作模式相当于三电平的三角形电流模式，若此时 $v_{ac} < V_{bus}/2$ ，开关周期仅由模态 ON、NN 组成；若此时 $v_{ac} > V_{bus}/2$ ，开关周期则仅由模态 PN、ON 组成。当 d_M 处于区间 $(0, d_{M,max})$ 时，电感电流波形为四边形。由此可见， d_M 描述了一个开关周期内电感电流的形状。

波形比例系数的最大值 $d_{M,\max}$ 可由式(2-2)计算。当 V_{bus} 恒定时，最大值 $d_{M,\max}$ 仅与电网电压 v_{ac} 有关，与并网电流无关，且式(2-2)在连续、断续、边界导通模式下都适用。

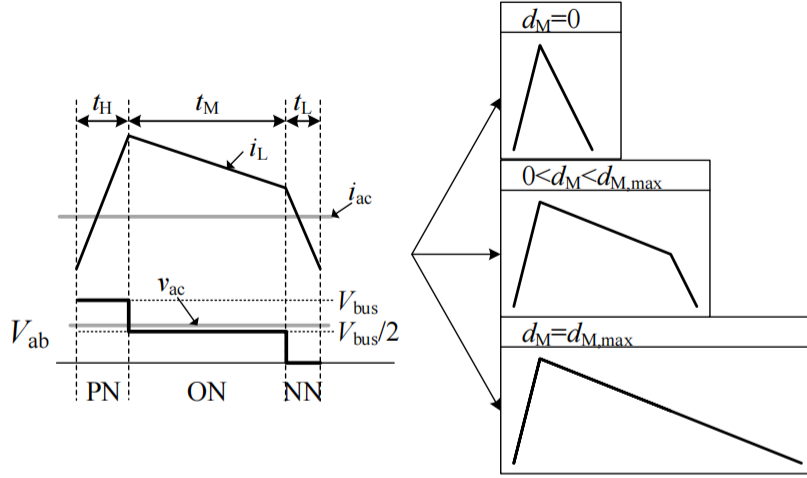


图 2.3 四边形电流模式的波形示意图。

$$d_M = t_M / (t_H + t_M + t_L) \quad (2-1)$$

$$d_{M,\max} = \frac{2 \min(|v_{\text{ac}}|, V_{\text{bus}} - |v_{\text{ac}}|)}{V_{\text{bus}}} \quad (2-2)$$

T 型混合桥逆变器不仅可以工作在不同波形形状的电感电流模式下，也可以工作在不同导通模式下。图 2.4(a)-(c)分别展示了当 $0 < v_{\text{ac}} < V_{\text{bus}}/2$ 且 $i_{\text{ac}} > 0$ 时，电感电流呈三角形时的 BCM、CCM 和 DCM 的示意波形。需要说明的是，本文中用边界导通模式 BCM 代表电感电流谷底值 i_{va} 小于 0 的工作模式，而用临界工作模式 CRM 代表 $i_{\text{va}}=0$ 的工作模式。

在正功率区，不考虑死区时间，当 $V_{\text{bus}}/4 < v_{\text{ac}} < V_{\text{bus}}/2$ 时，CRM 即可实现开关 S3 的零电压（ZVS, zero-voltage-switching）开通。但当 $0 < v_{\text{ac}} < V_{\text{bus}}/4$ 时，在 CRM 和电感电流谷底值 i_{va} 不够低的 BCM 下，电感的能量不足以使 S3 的漏源电压振荡至 0，电路仅可实现部分 ZVS 开通。此时，需要将 i_{va} 下降至足够低，才能实现完全软开关。至于在 CCM 下，电感电流谷底值 $i_{\text{va}} > 0$ ，开关 S3 为硬开通。在 DCM 下，S4 关断后至 S3 开通前的死区时间内，电感电流以 0 为中心振荡，而开关网络电压 V_{ab} 以 v_{ac} 为中心振荡。根据 v_{ac} 的大小和 S3 导通时刻的不同，S3 可能实现完全的 ZVS 开通，也可能只实现部分 ZVS 开通。

当逆变器电感电流波形为四边形时，也可以工作在连续、断续、边界模式下，本文分别称之为连续四边形电流模式(C-QCM, Continuous-QCM)，断续四边形电流模式(D-QCM, Discontinuous-QCM)，以及边界四边形电流模式(B-QCM, Boundary-QCM)，如图 2.4(d)-(f)所示。

在 C-QCM 中, 为了减小硬开通时的结电容充放电损耗, 缓解 S1 开通瞬间的二极管反向恢复, 降低开通电压尖刺, 可延迟 S1 的门极信号, 先开通 S3, 再开通 S1, 如图 2.4(e) 所示。在 $v_{ac} < V_{bus}/2$ 的 D-QCM 中也可以通过这种方法减小非完全软开通的损耗。

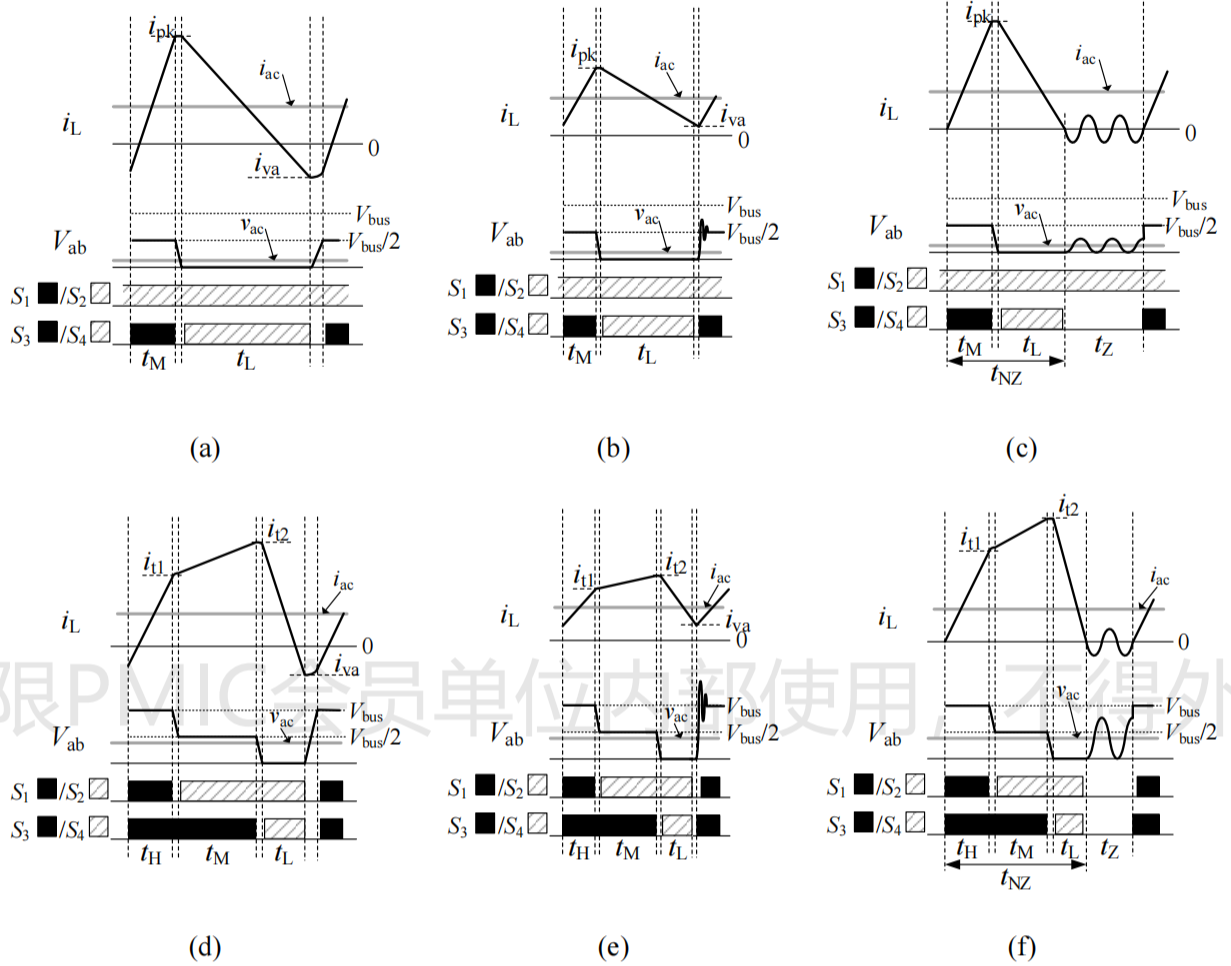


图 2.4 $0 < v_{ac} < V_{bus}/2$, $i_{ac} > 0$ 下不同导通模式的波形示意图: (a) BCM, (b) CCM, (c) DCM, (d) B-QCM, (e) C-QCM, (f) D-QCM。

忽略死区时间, 边界导通模式和连续导通模式的计算公式应当是一致的。在特定的准静态直流工作点(v_{ac} , i_{ac})下, 给定开关周期 T_{sw} 和四边形的波形比例参数 d_M , 其谷底电流 i_{va} 及各模态时间 t_H 、 t_M 、 t_L 可通过方程组(2-3)计算。

$$\begin{cases} \frac{V_{bus} - |v_{ac}|}{L_s} t_H + \frac{V_{bus}/2 - |v_{ac}|}{L_s} t_M + \frac{0 - |v_{ac}|}{L_s} t_L = 0 \\ t_H + t_M + t_L = T_{sw} \\ t_M = d_M T_{sw} \\ \frac{V_{bus} - |v_{ac}|}{L_s} t_H^2 + \frac{|v_{ac}|}{L_s} t_L + \frac{(V_{bus} - |v_{ac}|)t_H + (|v_{ac}|)t_L}{L_s} t_M = |i_{ac} - i_{va}| T_{sw} \end{cases} \quad (2-3)$$

边界导通模式和连续导通模式下谷底电流及各模态时间计算公式如表 2.2 所示。表

2.2 中同时提供了三角形电流模式下的约化计算公式，它可视为四边形电流模式在 $d_M=d_{M,\max}$ 下的特例。如表中所示，在电网电压 v_{ac} 小于 $V_{bus}/2$ 时， t_H 等于 0，这意味着不存在 PN 模态；当 v_{ac} 大于 $V_{bus}/2$ 时， t_L 为 0，表示不存在 NN 模态。

同理，忽略死区时间内的电流震荡，断续导通模式下各模态时间可通过方程组(2-4)计算得到，其计算公式如表 2.3 所示。其中， t_Z 和 t_{NZ} 的定义如表 2.3(c)和(f)所示， t_Z 是电感电流为 0 的死区时间， t_{NZ} 为电感电流不为 0 的时间。

$$\begin{cases} \frac{V_{bus} - |v_{ac}|}{L_s} t_H + \frac{V_{bus}/2 - |v_{ac}|}{L_s} t_M + \frac{0 - |v_{ac}|}{L_s} t_L = 0 \\ t_H + t_M + t_L = t_{NZ} \\ t_M = d_M t_{NZ} \\ \frac{V_{bus} - |v_{ac}|}{L_s} t_H^2 + \frac{|v_{ac}|}{L_s} t_L + \frac{(V_{bus} - |v_{ac}|)t_H + (|v_{ac}|)t_L}{L_s} t_M = |i_{ac}| T_{sw} \end{cases} \quad (2-4)$$

表 2.2 连续/边界导通模式下谷底电流及各模态时间计算公式 ($v_{ac}>0, i_{ac}>0, 0<d_M<d_{M,\max}$)

	C-QCM/B-QCM	CCM/BCM	
		$v_{ac}<V_{bus}/2$	$v_{ac}>V_{bus}/2$
i_{va}	$i_{ac} - \frac{4T_{sw}v_{ac}(V_{bus}-v_{ac})-d_M^2T_{sw}V_{bus}}{8L_sV_{bus}}$	$i_{ac} - \frac{T_{sw}v_{ac}(V_{bus}-2v_{ac})}{2L_sV_{bus}}$	$i_{ac} - \frac{T_{sw}(V_{bus}-v_{ac})(V_{bus}-2v_{ac})}{2L_sV_{bus}}$
t_H	$(\frac{v_{ac}}{V_{bus}} - \frac{d_M}{2})T_{sw}$	0	$\frac{v_{ac}-V_{bus}/2}{2V_{bus}}T_{sw}$
t_M	$d_M T_{sw}$	$\frac{v_{ac}}{2V_{bus}}T_{sw}$	$\frac{V_{bus}-v_{ac}}{2V_{bus}}T_{sw}$
t_L	$(\frac{V_{bus}-v_{ac}}{V_{bus}} - \frac{d_M}{2})T_{sw}$	$\frac{V_{bus}/2-v_{ac}}{2V_{bus}}T_{sw}$	0

表 2.3 断续导通模式下各模态时间计算公式 ($v_{ac}>0, i_{ac}>0, 0<d_M<d_{M,\max}$)

	D-QCM	DCM	
		$v_{ac}<V_{bus}/2$	$v_{ac}>V_{bus}/2$
t_{NZ}	$\sqrt{\frac{8i_{ac}L_sV_{bus}T_{sw}}{4(V_{bus}-v_{ac})v_{ac}-d_M^2V_{bus}^2}}$	$\sqrt{\frac{2i_{ac}L_sV_{bus}T_{sw}}{v_{ac}(V_{bus}-2v_{ac})}}$	$\sqrt{\frac{2i_{ac}L_sV_{bus}T_{sw}}{(V_{bus}-v_{ac})(2v_{ac}-V_{bus})}}$
t_H	$(\frac{v_{ac}}{V_{bus}} - \frac{d_M}{2})t_{NZ}$	0	$\frac{v_{ac}-V_{bus}/2}{2V_{bus}}T_{sw}$
t_M	$d_M t_{NZ}$	$\frac{v_{ac}}{2V_{bus}}T_{sw}$	$\frac{V_{bus}-v_{ac}}{2V_{bus}}T_{sw}$
t_L	$(\frac{V_{bus}-v_{ac}}{V_{bus}} - \frac{d_M}{2})t_{NZ}$	$\frac{V_{bus}/2-v_{ac}}{2V_{bus}}T_{sw}$	0
t_Z	$T_{sw} - t_{NZ}$		

2.3 准静态直流工作点在相平面上的对称性

为了最小化逆变器的损耗，我们需要对每个准静态直流工作点(v_{ac}, i_{ac})进行损耗建模。只要在每个准静态直流工作点上最小化损耗，在整个工作范围内的总损耗便能够被优化。值得注意的是，在每个准静态直流工作点进行最优化时，不需要进行工频周期的积分与平均计算，这简化了计算难度。然而，在所有准静态直流工作点上进行损耗计算仍然相对繁琐，尤其是工作在非单位功率因数下的多电平逆变器，在不同电网电压下，其开关模态组合和时序都不相同，因而计算公式也不相同。因此，本节对参与损耗计算的准静态直流工作点的范围进行了简化。

在稳态下，工频周期内每个准静态直流工作点构成 v_{ac} - i_{ac} 相平面上的一条轨迹。在单位功率因数工况下，逆变器仅在一、三象限工作，准静态直流工作点的轨迹是一条过原点的线段，如图 2.5(c)所示，其斜率由输出负载的大小决定。在非单位功率因数工况下，如图 2.5(b)中，并网电流超前于电网电压，准静态直流工作点的轨迹是一个关于原点对称的椭圆。在这种情况下，逆变器的准静态直流工作点将沿着椭圆轨迹顺时针运动，如图 2.5(d)所示。若此时功率因数 PF 相同但电流滞后于电压，准静态直流工作点的轨迹与图 2.5(d)相同，但工作点将以逆时针方向运动。

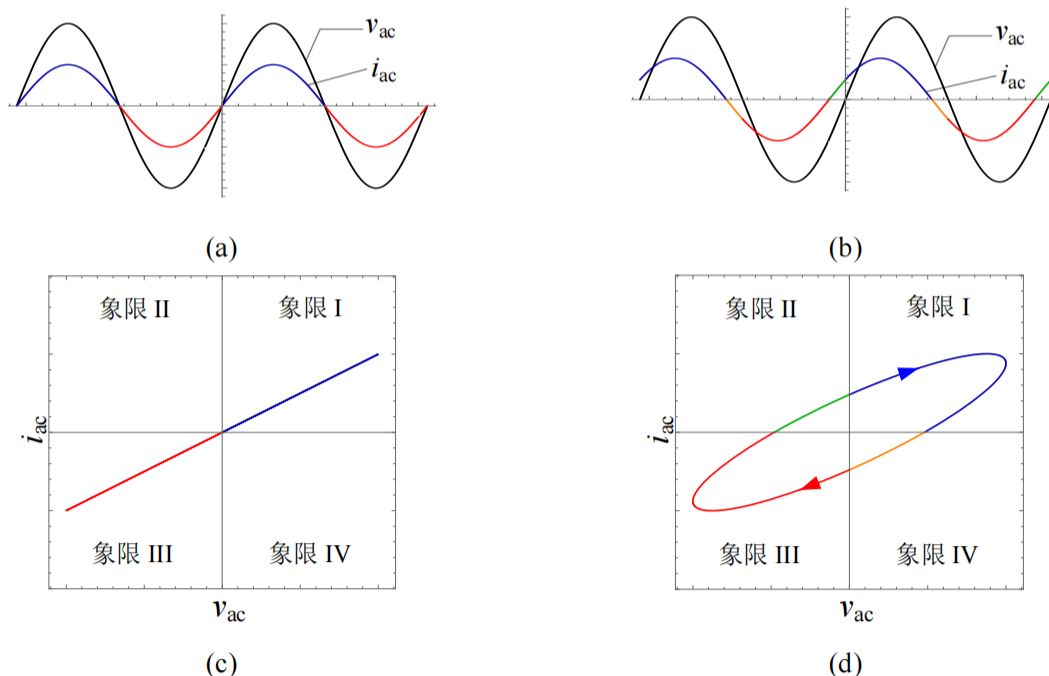


图 2.5 电网侧输出的时域波形和相平面轨迹：(a) $PF=1$ 时的电网电压及并网电流，(b) $PF=0.87$ ，电流超前时的电网电压及并网电流，(c) $PF=1$ 时的相平面轨迹，(d) $PF=0.87$ ，电流超前时的相平面轨迹。

不同的准静态直流工作点对应不同的开关模态组合和时序，但在某些情况下可能产

生相同的损耗。在 T 型混合桥逆变器中，我们考察了如图 2.6 所示的六个示例工作点： $A_1(v_1, i_1)$ ， $A_2(-v_1, i_1)$ ， $A_4(v_1, -i_1)$ ， $B_1(V_{bus}/2 - v_1, i_1)$ ， $C_1(V_{bus}/2 + v_1, i_1)$ ， $D_1(V_{bus} - v_1, i_1)$ 。其中， A_1 是 $\{(v_{ac}, i_{ac}) | 0 < v_{ac} < V_{bus}/4, i_{ac} > 0\}$ 区域中的任意工作点； A_2 与 A_1 关于 $v_{ac}=0$ 对称； A_4 与 A_1 关于 $i_{ac}=0$ 对称； B_1 与 A_1 关于 $v_{ac}=V_{bus}/4$ 对称； C_1 为 A_1 向右平移 $V_{bus}/2$ 得到； D_1 关于 $v_{ac}=V_{bus}/2$ 对称。

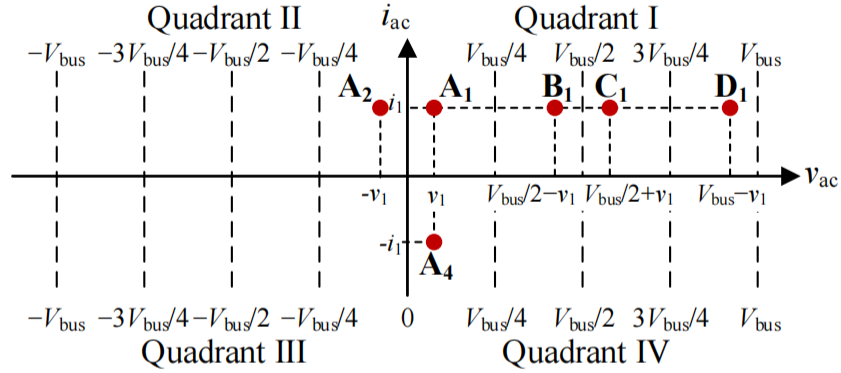


图 2.6 相平面上准静态直流工作点示例： $A_1(v_1, i_1)$ ， $A_2(-v_1, i_1)$ ， $A_4(v_1, -i_1)$ ， $B_1(V_{bus}/2 - v_1, i_1)$ ， $C_1(V_{bus}/2 + v_1, i_1)$ ， $D_1(V_{bus} - v_1, i_1)$ 。

假设电路工作在 CCM 下，六个示例工作点的波形如图 2.7 所示，图中同时标注了其电感电流上升和下降的斜率。根据图 2.7(a)和(c)所示，工作点 A_1 和 C_1 ，尽管开关模式的组合不同，但其电感电流波形相同。同时，如图 2.7(b)、(d)、(e)所示，工作点 B_1 、 D_1 和 A_2 的电感电流波形也相同，并且它们与工作点 A_1 的电感电流波形呈镜像对称关系。此外，图 2.7(f)中工作点 A_4 的电感电流波形则可视作将 A_1 的波形旋转 180° 得到。在相同的开关频率下，这六个示例工作点电感峰值电流和谷底电流的绝对值相等。在其他电路条件相同的情况下，器件的开关损耗仅与电感电流的峰值和谷底值相关，电感的铜损仅与电感电流的有效值相关，电感的磁损则仅与电感电流纹波和开关频率有关。因此，这六个示例工作点的开关损耗、铜损及磁损相等，如式(2-5)所示。尽管式(2-5)是基于 CCM 得出的，但也适用于其他工作模式。

$$\begin{cases} P_{sw}(v_{ac}, i_{ac}) = P_{sw}(v_{ac}, -i_{ac}) = P_{sw}\left(\frac{i \cdot V_{bus}}{2} + v_{ac}, i_{ac}\right) = P_{sw}\left(\frac{(i+1) \cdot V_{bus}}{2} - v_{ac}, i_{ac}\right) \\ P_{core}(v_{ac}, i_{ac}) = P_{core}(v_{ac}, -i_{ac}) = P_{core}\left(\frac{i \cdot V_{bus}}{2} + v_{ac}, i_{ac}\right) = P_{core}\left(\frac{(i+1) \cdot V_{bus}}{2} - v_{ac}, i_{ac}\right) \\ P_{copper}(v_{ac}, i_{ac}) = P_{copper}(v_{ac}, -i_{ac}) = P_{copper}\left(\frac{i \cdot V_{bus}}{2} + v_{ac}, i_{ac}\right) = P_{copper}\left(\frac{(i+1) \cdot V_{bus}}{2} - v_{ac}, i_{ac}\right) \end{cases} \quad (2-5)$$

其中 $i = \{-2, -1, 0, 1\}$ 。

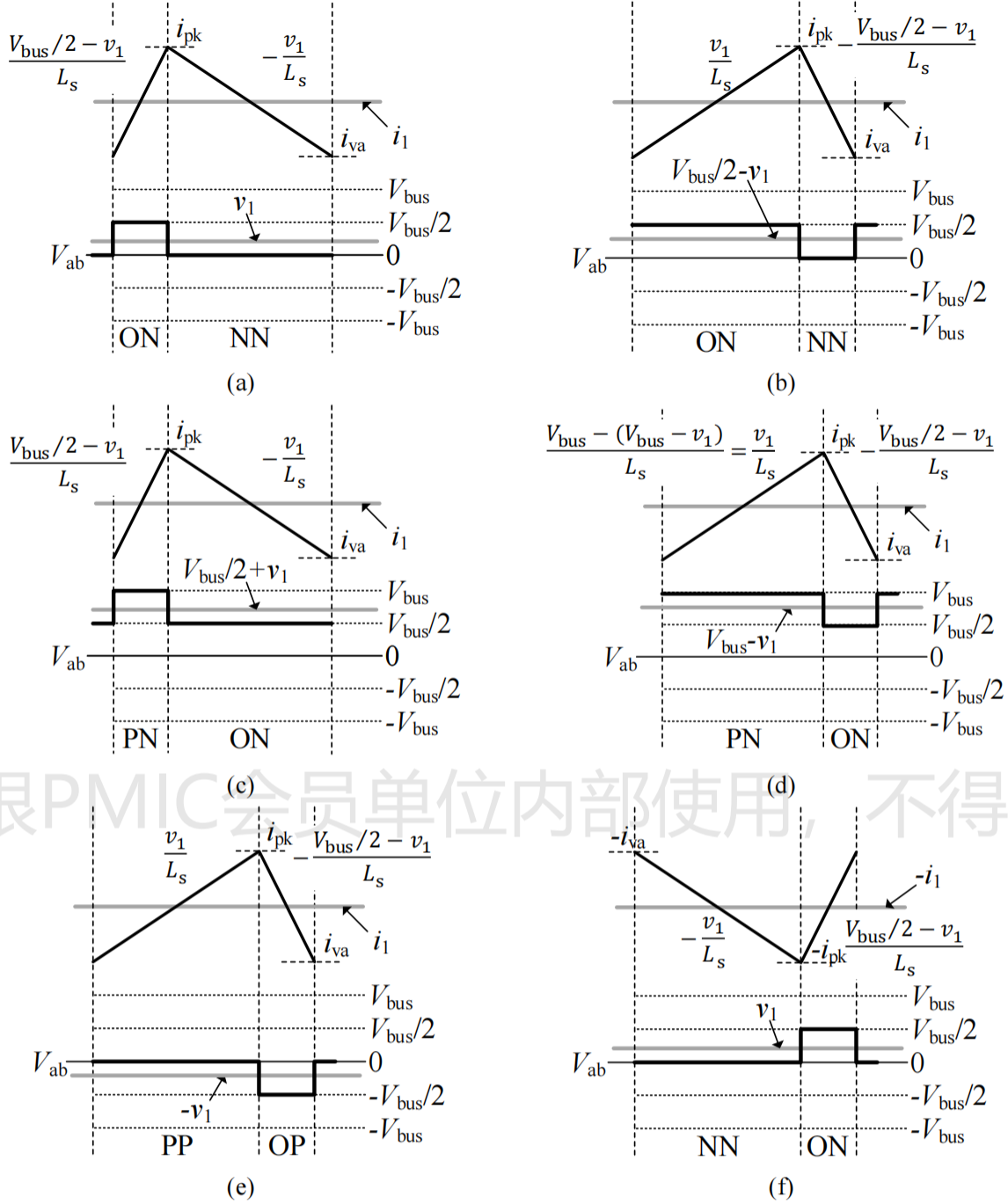


图 2.7 六个示例工作点的波形：(a) $A_1 (v_1, i_1)$, (b) $B_1 (V_{bus}/2 - v_1, i_1)$, (c) $C_1 (V_{bus}/2 + v_1, i_1)$,
(d) $D_1 (V_{bus} - v_1, i_1)$, (e) $A_2 (-v_1, i_1)$, (f) $A_4 (v_1, -i_1)$ 。

对于图 2.1 中所示的 T 型混合桥逆变器，在 ON 和 OP 两个开关模态中，电流环路会经过三个器件，若使用相同的器件，则其导通电阻为 $3R_{dson}$ ；在其他开关模态中，电流环路只经过两个器件，使用相同器件时导通电阻为 $2R_{dson}$ 。因此，六个示例工作点的导通损耗不全相同。其中，工作点 A_1 、 A_2 、 A_4 和 D_1 在相同开关频率下具有相同的导通损耗，而工作点 B_1 和 C_1 在相同开关频率下也具有相同的导通损耗，可描述为式(2-6)。

$$P_{\text{cond}}(v_{\text{ac}}, i_{\text{ac}}) = P_{\text{cond}}(v_{\text{ac}}, -i_{\text{ac}}) = P_{\text{cond}}(i \cdot V_{\text{bus}} - v_{\text{ac}}, i_{\text{ac}}) \quad (2-6)$$

其中 $i = \{-1, 0, 1\}$ 。

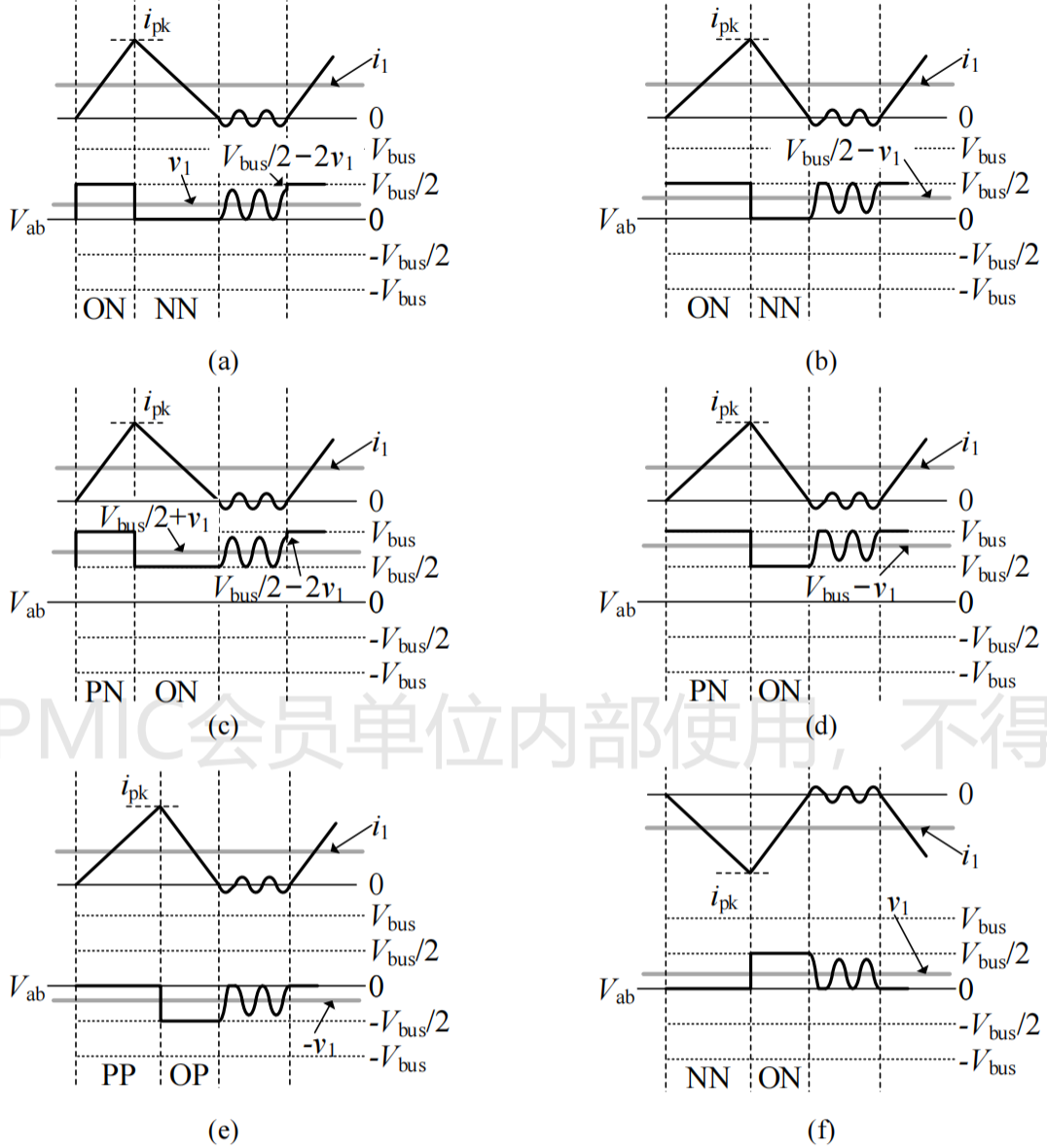


图 2.8 DCM 下示例工作点的波形：(a) $A_1 (v_1, i_1)$, (b) $B_1 (V_{\text{bus}}/2 - v_1, i_1)$, (c) $C_1 (V_{\text{bus}}/2 + v_1, i_1)$, (d) $D_1 (V_{\text{bus}} - v_1, i_1)$, (e) $A_2 (-v_1, i_1)$, (f) $A_4 (v_1, -i_1)$ 。

当器件硬开通或不完全软开通时，器件结电容中储存的能量将会在沟道释放，造成的损耗称为结电容充放电损耗 P_{oss} 。在 CCM 下， P_{oss} 仅与开关瞬间的电压跳变有关，因此在相同开关频率下所有工作点的结电容充放电损耗都相等。在完全软开通的 BCM 下，结电容充放电损耗始终为 0。只有在 DCM 下， P_{oss} 会随着电网电压 v_{ac} 的变化而变化。示例工作点在 DCM 下的波形如图 2.8 所示。在工作点 A_1 ，由于 $v_1 < V_{\text{bus}}/4$ ，即便谷底开通也无法实现完全软开通，此时谷底开通瞬间的电压跳变为 $V_{\text{bus}}/2 - 2v_1$ 。在工作点 B_1 ，谷底开通则

可以实现完全软开通。工作点 C_1 开通瞬间波形与 A_1 类似，谷底开通瞬间的电压跳变同样为 $V_{bus}/2 - 2v_1$ ，而工作点 D_1 、 A_2 和 A_4 则与 B_1 相似，都能通过谷底开通实现完全软开通。因此，在相同开关频率和电路条件下，DCM 时给定工作点的结电容充放电损耗需满足式 (2-7)。

$$P_{oss}(v_{ac}, i_{ac}) = P_{oss}\left(\frac{i \cdot V_{bus}}{2} + v_{ac}, i_{ac}\right) = P_{oss}\left(\frac{(i+1) \cdot V_{bus}}{2} - v_{ac}, -i_{ac}\right) \quad (2-7)$$

其中 $i \in \{-2, -1, 0, 1\}$ 。

综上所述，相平面上准静态直流工作点的损耗具有对称性特点。关于 $i_{ac}=0$, $v_{ac}=0$, $v_{ac}=\pm V_{bus}/4$, $v_{ac}=\pm V_{bus}/2$ 对称的工作点，在开关频率相同的情况下，其开关损耗、铜损和磁损相等，如图 2.9(a)所示。而关于 $i_{ac}=0$, $v_{ac}=0$, $v_{ac}=\pm V_{bus}/2$ 对称的工作点，则在相同开关频率下导通损耗相等。这在图 2.9(b)中表现为，在相同开关频率下，相同颜色工作点上导通损耗相等，但深色工作点和浅色工作点的导通损耗并不相等。至于结电容充放电损耗，在 CCM 和 BCM 下并不随准静态直流工作点而变化，在 DCM 下则有如下规律：在相同开关频率下，横坐标相差 $V_{bus}/2$ 的工作点结电容充放电损耗相等，同时关于 $(v_{ac}, i_{ac})=(0,0)$ 对称的工作点结电容充放电损耗也相等。如图 2.9(c)所示，图中深色工作点在相同开关频率下的结电容充放电损耗相等。因此，在计算逆变器损耗时，可以仅在区域 $\{(v_{ac}, i_{ac}) | 0 < v_{ac} < V_{bus}/2, i_{ac} > 0\}$ 中进行计算。在求解最优工作状态时，仅需获得第一象限中工作点的最优解，其他象限中的最优解可通过第一象限的映射获得。

相平面上损耗的对称性也可以推广到电平数更多的逆变器。对于 N 电平逆变器，关于 $v_{ac}=i \cdot V_{bus}/(N-1)$ 对称和关于 $i_{ac}=0$ 对称的工作点，其开关损耗、铜损和磁损相等。导通损耗相等的对称点与电路拓扑有关，在广泛应用的飞跨电容拓扑和 CHB 拓扑，每个开关模式下电流环路经过的器件数量是固定的。因此，在这些拓扑中，关于 $v_{ac}=i \cdot V_{bus}/(N-1)$ 对称和关于 $i_{ac}=0$ 对称的工作点的导通损耗也是相等的。在 CCM 和能够实现 ZVS 开通的 BCM 下，所有工作点的结电容充放电损耗是相等的。而在 DCM 下，横坐标相差 $2i \cdot V_{bus}/(N-1)$ 的工作点和关于 $(v_{ac}, i_{ac})=(0,0)$ 对称的工作点，其结电容充放电损耗也是相等的。这里， i 的取值为区间 $(-N+1, N-1)$ 内的整数。最终， N 电平逆变器的损耗和最优解仅需在区域 $\{(v_{ac}, i_{ac}) | 0 < v_{ac} < i \cdot V_{bus}/(N-1), i_{ac} > 0\}$ 中进行求解。

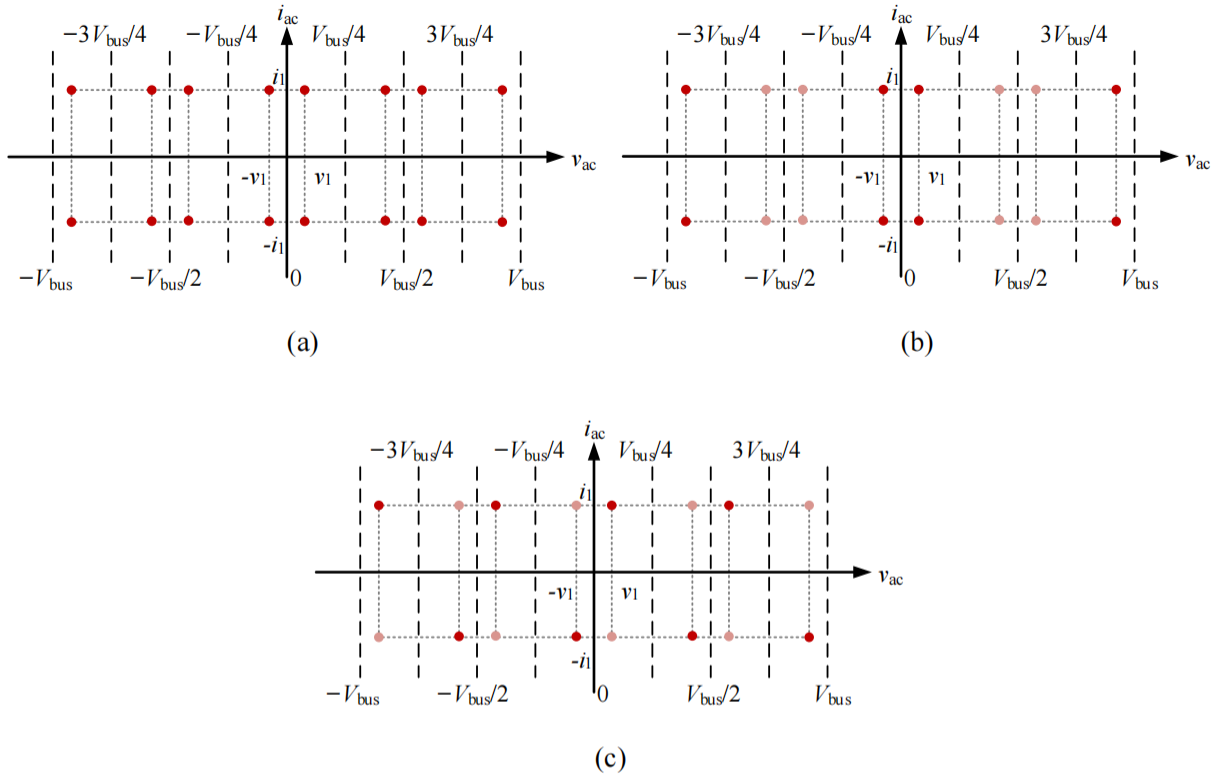


图 2.9 相平面上，T 型混合桥逆变器在相同开关频率下某项损耗分量相同的工作点：(a)开关交叠损耗、电感的铜损和磁损；(b)导通损耗；(c) DCM 下结电容充放电损耗。

2.4 器件损耗的类型及估计方法

在逆变器的各项损耗中，器件损耗通常是最主要的损耗来源，因此本文中仅对器件损耗进行了建模计算。器件损耗主要包括导通损耗、开关损耗以及结电容充放电损耗等。其中，开关损耗和结电容充放电损耗均出现在器件开通或关断的瞬间。在本文中，将开关瞬间产生的损耗中，与电压和电流同时相关的部分定义为开关损耗，仅与电压有关的部分则称为结电容充放电损耗。根据上一节的讨论分析，本节将仅针对区域 $\{(v_{ac}, i_{ac}) | 0 < v_{ac} < V_{bus}/2, i_{ac} > 0\}$ 中的工作点进行损耗计算。

导通损耗可写为 $I^2 R$ 的形式。由于 T 型混合桥逆变器中，ON 和 OP 两个开关模式下有三个开关管导通，而在其他模式下则仅有两个开关管导通，一个开关周期内的导通损耗由每段开关模式的导通损耗叠加而成，具体如式(2-8)所示。由于将三角形电流模式视为四边形电流模式的一种特殊情况，式(2-8)适用于所有的工作模式。

$$P_{\text{cond}} = f_{\text{sw}} \left(\int_0^{t_H} i_L^2 dt \cdot 2R_{\text{dson}} + \int_0^{t_M} i_L^2 dt \cdot 3R_{\text{dson}} + \int_0^{t_L} i_L^2 dt \cdot 2R_{\text{dson}} \right) \quad (2-8)$$

其中, f_{sw} 为开关频率, R_{dson} 为器件的导通电阻, t_H 、 t_M 、 t_L 分别为三段开关模态的时间。

开关损耗通常指器件开通或关断瞬间, 漏源电压和漏极电流交叠时的损耗。在相同的驱动电路条件下, 可以认为开关损耗与器件开关瞬间的电流成正比, 与开关瞬间的电压也成正比^[145]。在 CCM 下, 器件在开关瞬间的电压始终为直流母线电压的一半, 即 $V_{bus}/2$, 这使得开关能量与开关瞬间电流成一次函数关系。而在 BCM 下, 整个开关过程只存在关断损耗, 而没有开通损耗。在 DCM 下, 由于开通瞬间的电流接近于 0, 因此也可以认为没有开通损耗。四边形电流模式与三角形电流模式在开关损耗的计算方式上存在差异: 首先, 在一个开关周期内, 四边形电流模式具有三次开关动作, 相较于三角形电流模式, 这会增加一个开关损耗项; 其次, 在最后一次换流时, 四边形电流模式在开关瞬间的电压为 V_{bus} , 造成的开关损耗项为三角形电流模式的两倍。在式(2-9)中列出了各个工作模式下的开关损耗表达式。

$$P_{sw} = \begin{cases} f_{sw}(k_{off}i_{pk} + k_{on}i_{va}), & \text{CCM} \\ f_{sw}k_{off}(i_{pk} - i_{va}), & \text{BCM} \\ f_{sw}k_{off}i_{pk}, & \text{DCM} \\ f_{sw}(k_{off}i_{t1} + k_{off}i_{t2} + 2k_{on}i_{va}), & \text{C-QCM} \\ f_{sw}k_{off}(|i_{t1}| + |i_{t2}| - 2i_{va}), & \text{B-QCM} \\ f_{sw}k_{off}(i_{t1} + i_{t2}), & \text{D-QCM} \end{cases} \quad (2-9)$$

其中, k_{on} 和 k_{off} 分别为开通与关断常数, 其值与器件参数、驱动电路、母线电压等相关。

结电容充放电损耗出现在器件进行硬开通和非完全软开通的瞬间, 包括进行开通的器件结电容的放电损耗和其他器件结电容的充电损耗^[146]。图 2.10 展示了工频正半周正功率区不同工作模式下结电容充放电的回路, 其中 C_{oss1} , C_{oss2} , C_{oss3} , C_{oss4} 分别为 S1, S2, S3, S4 的输出电容, 而 R_{dson1} , R_{dson2} , R_{dson3} 则分别为 S1, S2, S3 的导通电阻。当 $v_{ac} < V_{bus}/2$ 时, S2 常通, C_{oss2} 被旁路。在 S3 进行硬开通的瞬间, C_{oss3} 向 R_{dson3} 放尽所有电荷, 同时 C_{oss1} 通过 R_{dson3} 向电源放电, 电源通过 R_{dson3} 向 C_{oss4} 充电, 如图 2.10(a)所示。而当 $v_{ac} > V_{bus}/2$ 时, S3 常通, C_{oss3} 被旁路。在 S1 进行硬开通的瞬间, C_{oss1} 向 R_{dson1} 放电, 电源通过 R_{dson1} 同时向 C_{oss2} 和 C_{oss4} 充电, 如图 2.10(b)所示。在 C-QCM 或 D-QCM 下, S3 先开通, 延时一段时间后 S1 开通, 这相当于依次进行了如图 2.10(a)和(b)所示的充放电过程。

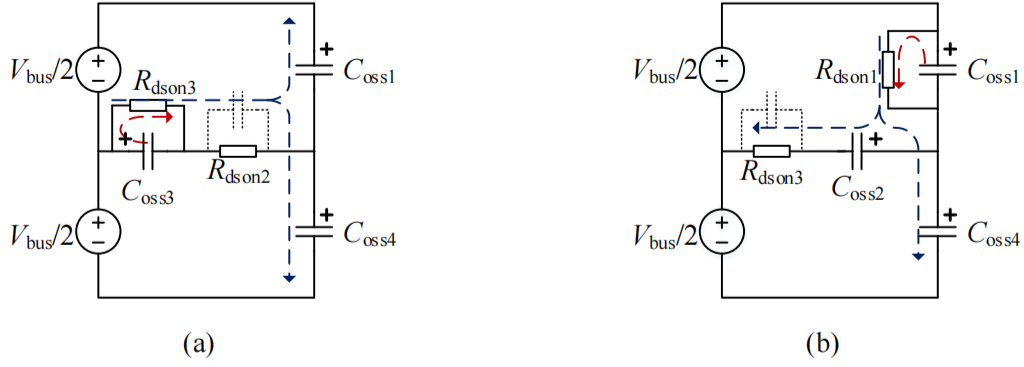


图 2.10 硬开通或非完全软开通瞬间结电容充放电回路：(a) $v_{ac} < V_{bus}/2$, (b) $v_{ac} > V_{bus}/2$ 。

结电容充放电损耗与开通瞬间漏源电压的变化密切相关。在 BCM 和 B-QCM 下，器件能够实现完全软开通，因而结电容充放电损耗为 0。在 CCM 下，硬开通瞬间的电压变化为 $V_{bus}/2$ 。当 $v_{ac} < V_{bus}/2$ 时， C_{oss3} 放电能量和 C_{oss4} 充电过程中在 R_{dson3} 上损耗的能量总和可表示为 $C_{oeq,Q} \cdot (V_{bus}/2)^2$ ，其中 $C_{oeq,Q}$ 为单个器件的电荷等效输出电容。在 C_{oss1} 放电时，由于电压较高，电容值的非线性特性使得其电荷变化量极小，因此引起的损耗可以被忽略。同样地，当 $v_{ac} > V_{bus}/2$ 时， C_{oss4} 充电造成的损耗也可以被忽略。在 C-QCM 下，根据之前的分析可得出，结电容充放电损耗为 CCM 下的两倍。在 DCM 下，结电容充放电损耗则与电网电压 v_{ac} 有关。在谷底开通控制下，当 $v_{ac} < V_{bus}/4$ 时，器件开通瞬间的电压变化为 $V_{bus}/2 - 2v_{ac}$ ；当 $v_{ac} \geq V_{bus}/4$ 时，器件开通瞬间的电压变化为 0，因此可以用 $V_{bus}/2 - 2v_{ac}$ 和 0 的最大值来描述 DCM 下器件开通瞬间的电压变化。在谷底开通控制的 D-QCM 下，当 $v_{ac} < V_{bus}/4$ 时，由于 S1 的延迟开通，S1 开通瞬间的电压相当于先变化 $V_{bus}/2 - 2v_{ac}$ ，再变化 $V_{bus}/2$ ；当 $V_{bus}/4 \leq v_{ac} < V_{bus}/2$ 时，S1 不需要延迟开通，开关瞬间电压变化为 $V_{bus} - 2v_{ac}$ ；当 $v_{ac} > V_{bus}/2$ 时，电压变化为 0。结电容充放电损耗的计算如式(2-10)所示。

$$P_{oss} = \begin{cases} f_{sw} C_{oeq,Q} (V_{bus}/2)^2, & \text{CCM} \\ f_{sw} C_{oeq,Q} \cdot \max(V_{bus}/2 - 2v_{ac}, 0)^2, & \text{DCM} \\ 2f_{sw} C_{oeq,Q} (V_{bus}/2)^2, & \text{C-QCM} \\ f_{sw} C_{oeq,Q} k_{DQCMeq}, & \text{D-QCM} \\ 0, & \text{BCM or B-QCM} \end{cases} \quad (2-10)$$

其中，

$$k_{DQCMeq} = \begin{cases} (V_{bus}/2 - 2v_{ac})^2 + (V_{bus}/2)^2, & v_{ac} < V_{bus}/4 \\ (V_{bus} - 2v_{ac})^2, & V_{bus}/4 \leq v_{ac} < V_{bus}/2 \\ 0, & v_{ac} \geq V_{bus}/2 \end{cases} \quad (2-11)$$

2.5 不同工作模式的损耗特点与适用场合

为了更直观地呈现不同工作模式的损耗特点，本节通过计算机程序对给定准静态直流工作点的器件损耗进行了数值计算。该程序以准静态工作点(v_{ac} , i_{ac})，开关频率 f_{sw} ，以及波形比例系数 d_M 为输入变量，计算并展示了不同的准静态工作点和工作模式下，损耗随变量 f_{sw} 和 d_M 的变化。计算所用的参数列于表 2.4 中，其中导通电阻和电荷等效输出电容采用了器件 IPW60R070CFD7 的参数，而开关损耗常数则依据文献[148]中的方法通过器件电压电流交叠部分计算。值得说明的是，采用文献[148]中的计算方法，关断损耗会包含结电容充放电损耗，因此关断损耗常数 k_{off} 是通过从关断能量中减去结电容充放电能量获得的。本节中的计算暂不考虑实际工作情况下开关频率、电流应力等因素对工作模式的限制。

表 2.4 损耗计算中使用的参数

参数	符号	值
母线电压	V_{bus}	400V
逆变器侧电感	L_s	170 μ H
导通电阻	R_{dson}	57m Ω
开通损耗常数	k_{on}	2.91e-6
关断损耗常数	k_{off}	8.37e-6
电荷等效输出电容	$C_{oeq,Q}$	788pF

首先我们考察三角形电流模式。在特定工作点下，当开关频率变化时，逆变器的电感波形和工作模式也会随之变化。如图 2.11 所示，CRM 代表电感电流的谷底值为 0 的临界条件。在 CRM 下，随着开关频率的升高，逆变器将会进入 CCM 工作。而当开关频率下降时，逆变器可以工作在 DCM 下，也可以将电感电流的谷底值降至 0 以下，从而工作在 BCM 下。

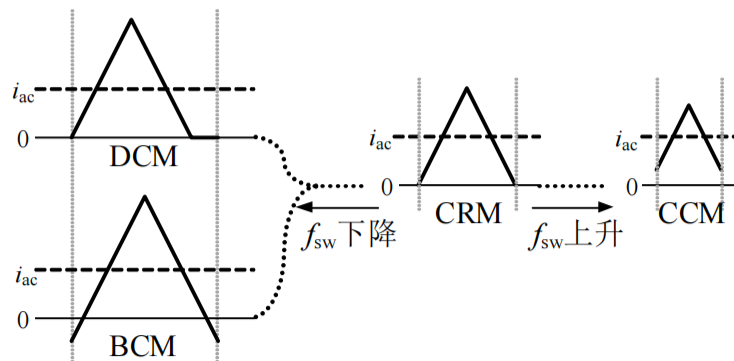


图 2.11 在特定工作点下，开关频率变化时电感波形与工作模式的变化。

图 2.12 展示了在特定工作点下,三角形电流模式下各项损耗分量与开关频率的关系。在图中,开关频率和损耗都进行了归一化处理。图中的黑色虚线代表临界条件, $f_{sw,CR}$ 表示该工作点临界条件下的开关频率。当 $f_{sw} > f_{sw,CR}$ 时,电路工作在 CCM 下;而当 $f_{sw} < f_{sw,CR}$ 时,电路可工作在 DCM 或 BCM 下。在图中, $P_{cond,CR}$, $P_{sw,CR}$, $P_{oss,CR}$ 分别为在临界条件下 CCM 的导通损耗、开关损耗、以及结电容充放电损耗。

从图 2.12(a)可以看出,无论是 CCM、BCM 还是 DCM,导通损耗都随着开关频率的增加而下降。CCM 的导通损耗最低,而在相同开关频率下,DCM 相比 BCM 具有更低的导通损耗。由图 2.12 (b)可知,CCM 的开关损耗随开关频率线性增长,DCM 的开关损耗也随开关频率的降低而减少,但是 BCM 的开关损耗不随开关频率而变化。图 2.12 (c)(d) 显示了结电容充放电损耗的变化情况,CCM 的结电容充放电损耗随开关频率线性增长,而 BCM 的结电容充放电损耗始终为 0。DCM 的结电容充放电损耗与电网电压 v_{ac} 有关:当 $v_{ac} < V_{bus}/4$ 时,如图 2.12 (c)所示,DCM 的结电容充放电损耗同样随开关频率线性增长;当 $v_{ac} > V_{bus}/4$ 时,如图 2.12 (d)所示,由于完全软开通,DCM 的结电容充放电损耗为 0。

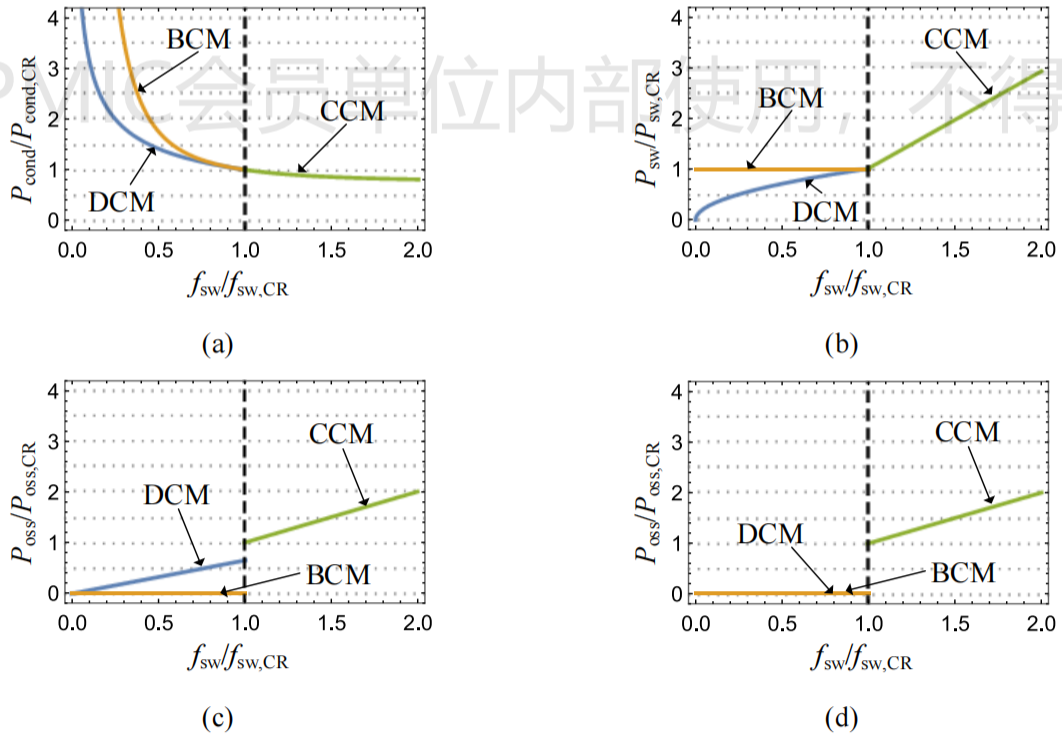


图 2.12 不同损耗分量与开关频率的关系: (a)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(20, 1)$ 下的导通损耗, (b)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(20, 1)$ 下的开关损耗, (c)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(20, 1)$ 下的结电容充放电损耗, (d)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(120, 1)$ 下的结电容充放电损耗。

需要注意的是,在计算过程中未考虑死区振荡的影响,因此临界条件下的损耗可能不

是连续的。此外，采用谷底开通的 DCM，其开关频率是离散的，故图 2.12 中 DCM 下连续的损耗曲线实际上是其损耗的包络线。

图 2.13 展示了器件总损耗随开关频率变化的三个不同工作点示例。同样地，以 CCM 在临界条件下的总损耗 $P_{\text{tot,CR}}$ 为分母进行了归一化，并标出了每个工作模式下总损耗最低点。根据图示，在 BCM 下，随着开关频率增大，导通损耗减小，而开关损耗和结电容充放电损耗则保持不变。因此，在 BCM 下，总损耗最低点始终出现在临界条件下。而在 DCM 和 CCM 下，总损耗曲线可能存在一个极值点，总损耗最低点可能出现在临界条件下，也可能出现在极值点处。在图 2.13 (a) 的情况中，CCM 和 DCM 下的结电容充放电损耗都较高，因此临界开关频率的 BCM 成为该工作点下的全局最优解。而在图 2.13 (b) 中，展示了一个并网电流较低、瞬时负载较轻的情况，此时开关损耗占主导地位，因此 DCM 成为最优工作模式。而在图 2.13 (c) 中，工作点出现在重载情况下，并网电流较大，此时导通损耗占主导地位，CCM 是最优工作模式。

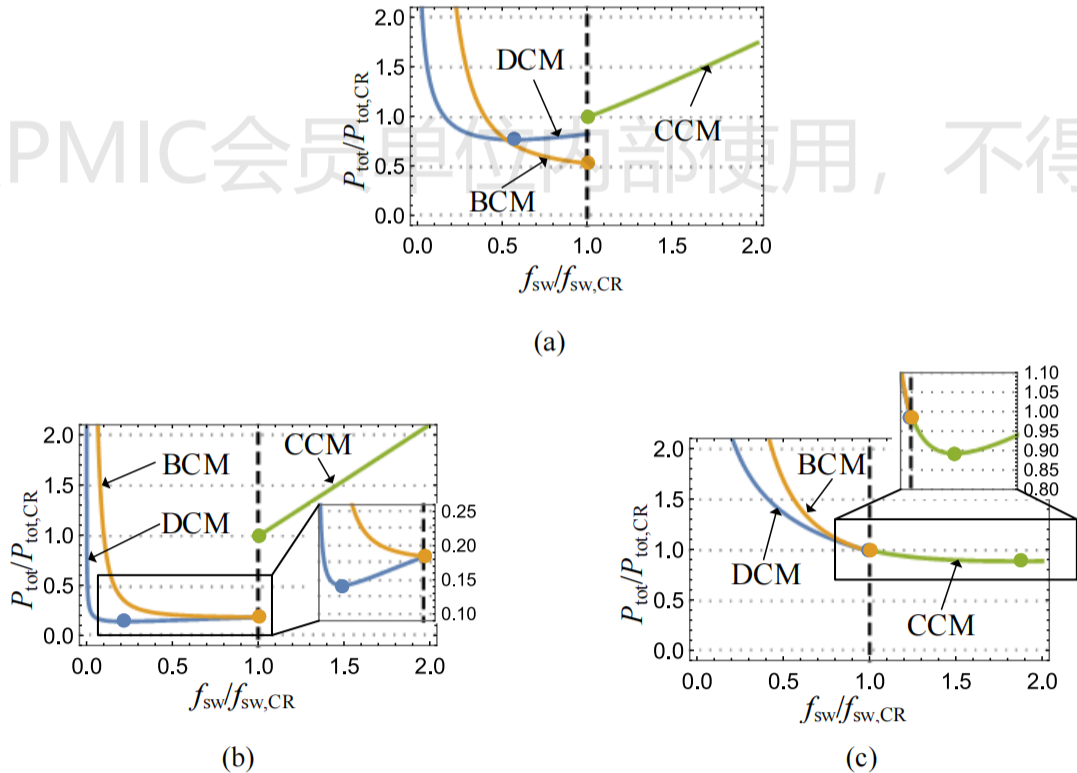


图 2.13 不同工作点上器件总损耗与开关频率的关系：(a)工作点 $(v_{\text{ac}}, i_{\text{ac}})=(20, 2)$,

(b)工作点 $(v_{\text{ac}}, i_{\text{ac}})=(100, 1)$, (c)工作点 $(v_{\text{ac}}, i_{\text{ac}})=(150, 10)$ 。

QCM 的情况则较为复杂：在相同的开关频率下，随着波形比例系数 d_{M} 的变化，QCM 的导通模式也会相应改变。为了保证在同一导通模式下进行有效对比，在 C-QCM 和 B-QCM 下选择谷底电流 i_{va} 作为优化自由度，在 D-QCM 下选择零电流时间 t_{z} 作为优化自由

度。然后，计算出在给定 i_{va} 或 t_z 下各项损耗随 d_M 的变化，如图 2.14 所示。在图中，横坐标 d_M 以 $d_{M,max}$ 为分母进行了归一化， $d_M/d_{M,max}$ 越接近 0，对应的电感电流波形越接近两电平的三角波； $d_M/d_{M,max}$ 越接近 1，电感电流波形则越接近三电平的三角波。同时，纵坐标也进行了归一化，其分母是 i_{va} 或 t_z 相同的相应三角波工作模式下的电感电流有效值或各分量损耗。

根据图 2.14(a)，随着 d_M 的减小，电感电流有效值 I_{rms} 呈现先减小后增大的趋势，电感电流有效值最小值处即电感电流波形最接近梯形的点。然而，在 T 型混合桥逆变器中，双向开关导通时电流需要经过更多开关器件， d_M 越小，双向开关导通时长占比越低，导通损耗也越低，如图 2.14(b)所示。根据图 2.14(c)显示，相比三角波电流模式，采用 QCM 时随着 d_M 减小，开关频率增加，开关损耗也随之增加。最后，图 2.14(d)显示了结电容充放电损耗的变化：根据式(2-10)，C-QCM 的结电容充放电能量是相同 i_{va} 的 CCM 的两倍，因此 C-QCM 在 $d_M/d_{M,max} \approx 1$ 时有显著的损耗，并随 d_M 的降低而持续增加。而在 B-QCM 下的结电容充放电损耗与 BCM 相同为 0。在图 2.14 的工作点上，由于 $1/4V_{bus} < v_{ac} < 1/2V_{bus}$ ，因此 DCM 同样可实现完全软开关，结电容充放电损耗为 0。然而，采用 D-QCM 却会丢失软开关特性，此时归一化的 P_{oss} 很大，因此未在图 2.14(d)中画出。

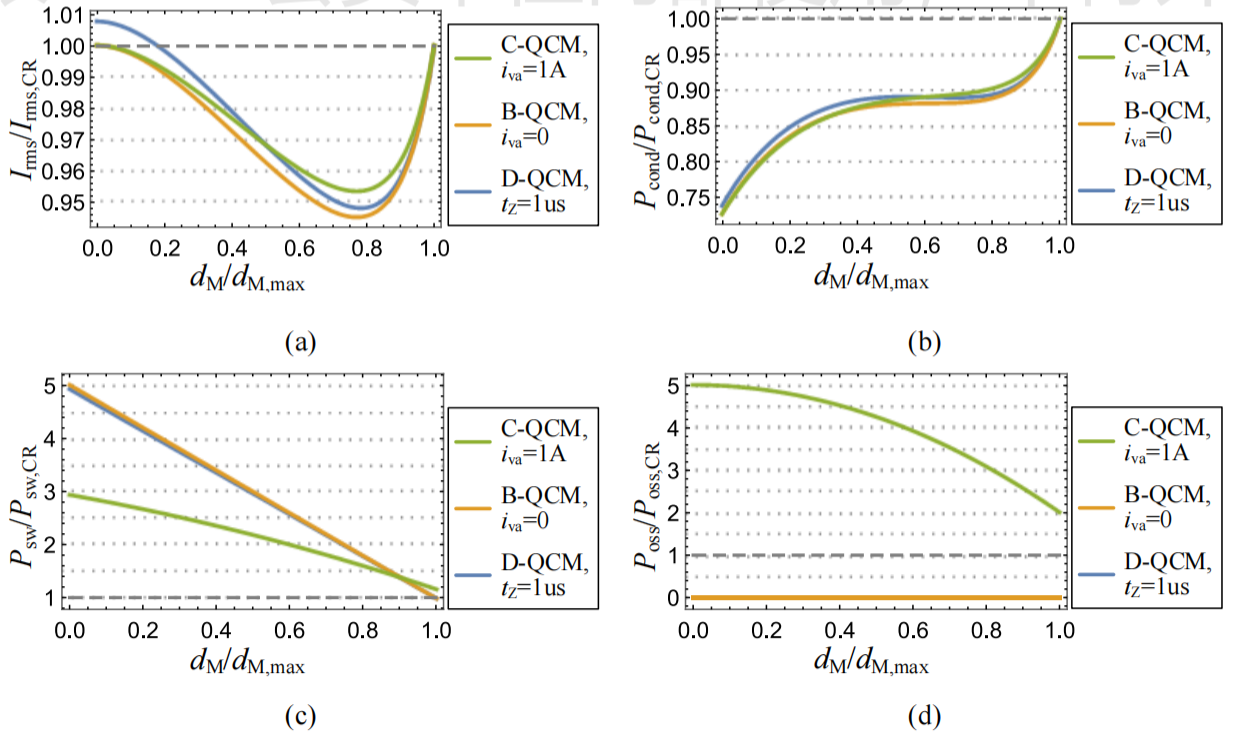


图 2.14 工作点 $(v_{ac}, i_{ac}) = (150, 10)$ 下不同 QCM 的损耗随 d_M 变化：(a) 电感电流有效值，(b) 导通损耗，(c) 开关损耗，(d) 结电容充放电损耗。

总之，在同一导通模式下，减小 d_M 使电感电流呈四边形能够减小导通损耗，但却会增大开关损耗和结电容充放电损耗。在 C-QCM 或 D-QCM 下，采用 QCM 减小导通损耗的收益往往会被更高的开关损耗和结电容充放电损耗所抵消，因而能够实现完全软开关的 B-QCM 相比 C-QCM 和 D-QCM 更有潜力。

在 B-QCM 下，不同损耗分量随波形比例系数 d_M 和电感电流谷底值 i_{va} 的变化如图 2.15 所示。与三角形电感电流下的 BCM 类似，在 B-QCM 下，随着电感电流谷底值 i_{va} 减小，导通损耗将会增大。然而，减小电感电流谷底值 i_{va} 却无法减少开关损耗。因此，B-QCM 应当在刚好保证完全软开关的临界条件下运行。

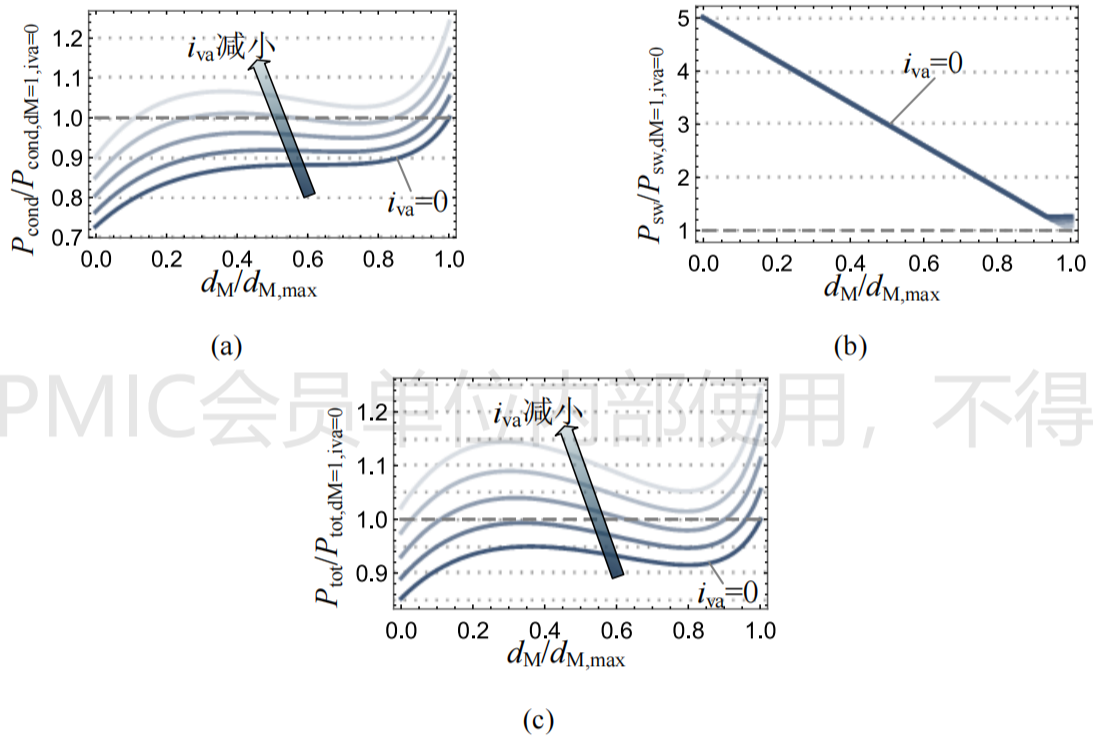


图 2.15 工作点 $(v_{ac}, i_{ac}) = (150, 10)$ 下 B-QCM 的不同损耗分量随 d_M 和 i_{va} 变化：(a) 导通损耗，(b) 开关损耗，(c) 器件总损耗。

图 2.16 绘制了在 CCM、BCM、DCM 以及 $i_{va}=0$ 的 B-QCM 四种工作模式下，四个不同的示例工作点器件总损耗随开关频率的变化。在图 2.16 (a) 中，由于 v_{ac} 较低，导致波形比例系数 d_M 的最大值 $d_{M,max}$ 很低，因此 B-QCM 能够调节的范围很有限，对损耗的优化几乎没有帮助。需要注意的是，该工作点的电网电压 $v_{ac} < V_{bus}/2$ ，谷底电流 $i_{va}=0$ 的 B-QCM 无法实现完全软开关，因此实际的 B-QCM 曲线还会更高。在图 2.16 (b)(c)(d) 中， $i_{va}=0$ 的 B-QCM 都能够实现完全软开关。图 2.16 (b) 是并网电流 i_{ac} 较小的情况，此时从三电平 BCM 过渡到 B-QCM，尽管导通损耗减少，却不足以抵消开关损耗的增加，因此最优工作模式

依旧是三电平 BCM。在 i_{ac} 较大且 v_{ac} 接近 $V_{bus}/2$ 的情况下，如图 2.16(c)所示，B-QCM 曲线存在一个极值点，该极值点上的波形接近梯形，有助于降低电感电流有效值，从而减少导通损耗，最小化器件总损耗。当 i_{ac} 很大时，如图 2.16(d)所示，B-QCM 曲线的极值点是局部最优解，而全局最优解位于最大边界，即最大开关频率处。在这种情况下，逆变器相当于工作在两电平 BCM 下，其电流回路不经过双向开关，有助于减小导通损耗。

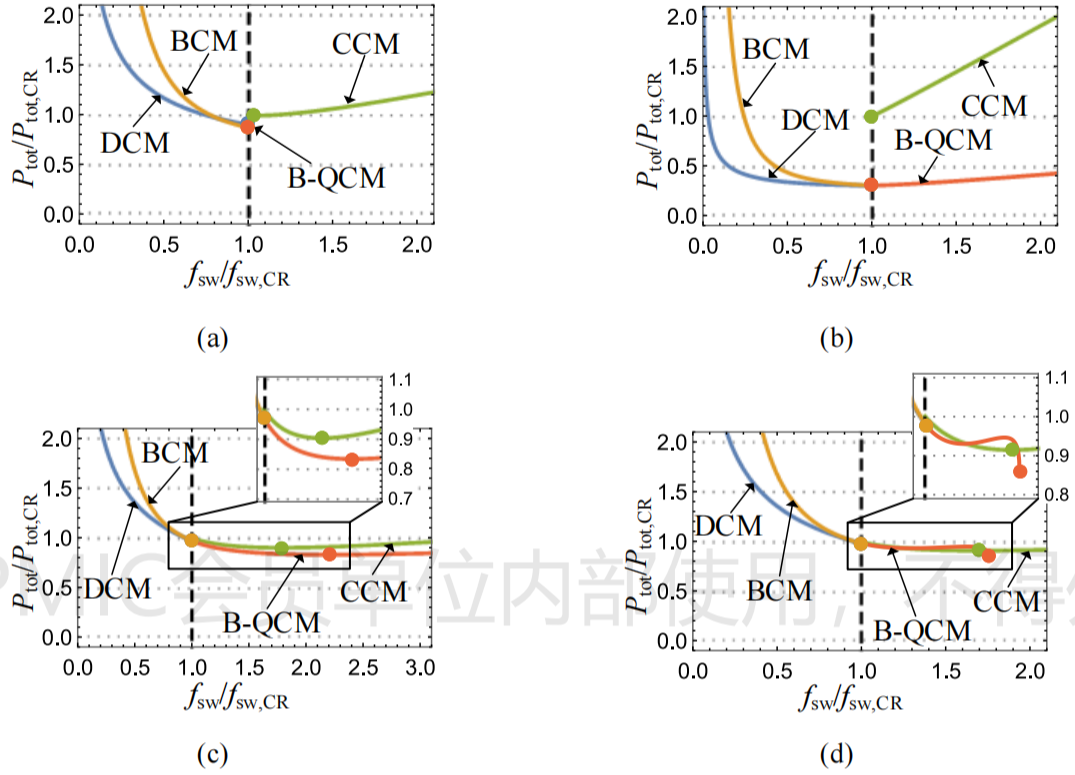


图 2.16 考虑 B-QCM 模式不同工作点上器件总损耗与开关频率的关系：(a)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(190, 1)$ ，(b)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(50, 5)$ ，(c)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(190, 5)$ ，(d)工作点 $(v_{ac}, i_{ac})=(120, 10)$ 。

综上所述，仅考虑器件损耗，BCM 适合低到中等并网电流瞬时值 i_{ac} 的情况，尤其适合电网电压 v_{ac} 相对较小的情况。DCM 则适合更低的 i_{ac} ，即在极轻载的场合使用，同时最好在能实现完全软开关的 v_{ac} 下使用。随着负载的增大，B-QCM 能够发挥其减小导通损耗的优势，适合中到高并网电流 i_{ac} ，并且电网电压 v_{ac} 接近 $V_{bus}/2$ 的情况下使用。CCM 同样适合高并网电流的场合，且不受电网电压的限制。除此之外，C-QCM 和 D-QCM 在损耗上并无优势，仅适用于模式过渡使用。

2.6 本章小结

损耗模型是进行开关频率和工作模式优化的基础。本章研究了 T 型混合桥五电平逆变器的准静态损耗模型。若逆变器能在每个准静态直流工作点上以最优开关频率和最优工

作模式运行，其效率将在整个工作范围内达到最优。本章的研究结论和成果有：

1) 分析了 T 型混合桥五电平逆变器可选择的工作模式，包括传统三角波电感电流下的 CCM、DCM 和 BCM，四边形波电感电流下的 C-QCM、D-QCM 和 B-QCM。为了统一不同工作模式的计算，本章定义了波形比例系数 d_M 作为控制自由度。该参数描述了电感电流的形状，其取值的上下限分别代表了三电平的三角形电流模式和两电平的三角形电流模式。 d_M 只与电网电压和母线电压有关，与并网电流、导通模式无关，这使得理解和计算变得更为方便。

2) 为了简化损耗的计算，本章研究了准静态直流工作点在相平面上的对称性。在相平面上具有特定对称性的工作点，其电感电流波形相同或呈镜像关系。逆变器的各类型损耗在特定对称工作点上相等的：开关损耗、铜损、磁损在关于一组特定轴对称的工作点上相等，导通损耗在另一组轴对称工作点上相等，结电容充放电损耗则在横坐标相差特定值的工作点上相等。利用这种对称性，可以将逆变器的损耗计算限定在第一象限的特定区域内进行。

3) 对包括导通损耗、开关损耗、结电容充放电损耗的器件损耗进行建模和数值计算，并讨论了不同工作模式的损耗特点和适用场合。基于损耗考量，BCM 适用于低到中等的并网电流瞬时值，同时其开关频率的最优解总是在刚好保证完全软开关的临界值；DCM 则适合更低的电流，并在能实现完全软开关的电压下效果最佳；B-QCM 适用于中到高并网电流且电网电压接近 $V_{bus}/2$ 的情况；CCM 同样适合高并网电流，且不受电网电压限制。

在本章的研究中，对 T 型混合桥逆变器的损耗模型进行了全面分析，并提出了不同工作模式下的最优适用条件，为提高逆变器整体效率提供了重要的指导和理论支持。

第3章 基于器件损耗模型的变开关频率多模式控制策略

3.1 引言

单相光伏并网逆变器工作在宽负载范围和变化的功率因数工况下，追求更高的平均加权总效率远比高峰值效率或满载效率更有意义。平均加权总效率的定义因地区不同而异，目前使用较广的有加州标准、欧洲标准、中国标准等，这些标准是根据不同地区的典型光照条件制定的，具有不同的计算权重。传统的逆变器优化仅以某一标准下权重最高的负载点的效率为目标，这可能导致在其他标准下，或在光照条件不典型的地区，优化的效果不明显。文献[10]对市场上多种逆变器在加州标准和欧洲标准下的性能进行了考察，发现某些逆变器在加州标准下性能卓越，但在欧洲标准下排名则显著下降。因此，对逆变器的效率优化应涵盖整个负载范围，而非仅针对某个负载点。

同时，随着波动性大的可再生能源接入电网，逆变器需要满足电网提出的可调节功率因数的要求。与单位功率因数工况不同，在非单位功率因数工况下，稳态时并网电流不再是电网电压的单值函数，而是需要同时根据电网电压和并网电流的瞬时值来进行效率优化。因此，基于第二章中准静态损耗模型的分析，本章为 T 型混合桥逆变器提出了一种变开关频率（VSF, variable switching frequency）多模式控制策略，在每个准静态直流工作点上以最佳的工作状态，即最优开关频率和工作模式运行，从而提高全负载范围和全功率因数范围的转换效率。为了简化计算，本章以电感电流峰值作为优化变量，并通过数值计算得出使器件总损耗最低的最优电感电流峰值。同时，电感电流峰值被设计为连续函数，以防止模式切换导致的电流畸变。所提出的 VSF 多模式控制策略采用离线计算及在线拟合的方式，既无需查表，减小了对数据存储空间的需求，又免了复杂的解析解求解。在实际控制中采用了数模混合的控制方法，为了消除电网电压接近半母线电压和过零点时的电流畸变，引入了四边形电流模式，并讨论了其参数设计。最后通过仿真和实验验证了所提出的 VSF 多模式控制策略的可行性和有效性，同时也对仿真和实验中的总谐波畸变（THD, total harmonic distortion）问题进行了讨论。

3.2 三角波电流模式下的工作状态优化设计

第二章列举并分析了 T 型混合桥逆变器的多种工作模式，本章先考虑三角形电流模式，即连续导通模式 CCM、断续导通模式 DCM 和边界导通模式 BCM 进行比较优化。为了简化工作模式的判断并降低计算复杂度，我们改用电感电流峰值 i_{pk} 代替开关频率 f_{sw} 作

为自变量,通过比较电感电流峰值与两倍并网电流瞬时值的大小来界定不同工作模式。在三角形电流模式下,开关频率是电感电流峰值的函数,因此目标函数 $\text{Min}: P_{\text{tot}}(f_{\text{sw}}(i_{\text{pk}}))$ 可表示为如下形式:

$$\text{Min}: P_{\text{tot}}(i_{\text{pk}}) = P_{\text{cond}}(i_{\text{pk}}) + P_{\text{sw}}(i_{\text{pk}}) + P_{\text{oss}}(i_{\text{pk}}) \quad (3-1)$$

其中, P_{cond} 、 P_{sw} 、 P_{oss} 分别为准静态直流工作点下的导通损耗、开关损耗和结电容充放电损耗。在目标函数中,电感电流峰值 i_{pk} 是唯一的自变量。

在 CCM 中,电感电流峰值 i_{pk} 应小于两倍并网电流瞬时值 i_{ac} 。因此,在 CCM 下该优化问题可表述为:

$$\text{Min}: P_{\text{tot,CCM}}(i_{\text{pk}}), \quad s. t. : i_{\text{ac}} < i_{\text{pk}} < 2i_{\text{ac}} \quad (3-2)$$

同样地,在 DCM 中,电感电流峰值 i_{pk} 应大于两倍并网电流瞬时值 i_{ac} 。在 DCM 下该优化问题可表述为:

$$\text{Min}: P_{\text{tot,DCM}}(i_{\text{pk}}), \quad s. t. : i_{\text{pk}} > 2i_{\text{ac}} \quad (3-3)$$

结合第二章中三角形电流模式下各模态时间及各项损耗的计算公式,在给定的准静态工作点(v_{ac} , i_{ac})下,可以分别求出式(3-2)和式(3-3)的数值解。计算所用的参数如表 3.1 所示。计算结果如图 3.1 所示。图 3.1 展示了在固定电网电压下,CCM 和 DCM 的最优电感电流峰值与并网电流瞬时值 i_{ac} 的关系。横坐标表示并网电流瞬时值 i_{ac} 与额定负载下并网电流峰值 $I_{\text{ac,max}}$ 的比值,纵坐标表示计算得出的最优电感电流峰值 $i_{\text{pk,opt}}$ 与额定负载下并网电流峰值 $I_{\text{ac,max}}$ 的比值。图中的三条曲线分别对应了不同的电网电压 v_{ac} 为 20V、100V 和 160V 的情况,对应的电压比 $v_{\text{ac}}/V_{\text{bus}}$ 分别为 0.05、0.25 和 0.4。灰色虚线代表了临界条件下的电感电流峰值,即 $i_{\text{pk}}=2i_{\text{ac}}$ 。根据图 3.1 可知,在 DCM 下,当并网电流 i_{ac} 较低时,最优电感电流峰值 $i_{\text{pk,opt}}$ 与 i_{ac} 无关,在固定的 v_{ac} 下保持恒定;随着 i_{ac} 增大,DCM 的最优电感电流峰值 $i_{\text{pk,opt}}$ 逐渐趋近临界值。而在 CCM 下,当 i_{ac} 较小时,最优电感电流峰值 $i_{\text{pk,opt}}$ 处于临界值;随着 i_{ac} 增大,最优电感电流峰值 $i_{\text{pk,opt}}$ 与 i_{ac} 近似呈线性关系。

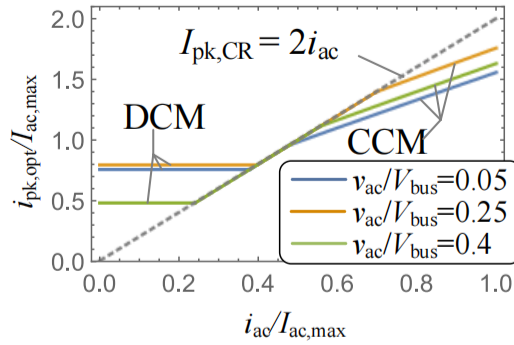


图 3.1 在 CCM 和 DCM 下，最优电感电流峰值与并网电流瞬时值的关系。

表 3.1 数值最优化计算中使用的参数

参数	符号	值
母线电压	V_{bus}	400V
电网电压有效值	$V_{ac,rms}$	220V
额定（满载）并网功率	P_{rate}	1kW
满载下并网电流峰值	$I_{ac,max}$	6.43A
电感电流最大限制	$I_{pk,lim}$	7.88A
逆变器侧电感	L_s	170 μ H
导通电阻	R_{dson}	57m Ω
开通损耗常数	k_{on}	2.91e-6
关断损耗常数	k_{off}	8.37e-6
电荷等效输出电容	$C_{oeq,Q}$	788pF

根据第二章的分析，在 BCM 中，最优解通常位于刚好保证软开关的位置，因此我们能够直接计算出 BCM 的最优电感电流峰值和总损耗的最小值。通过比较 CCM、DCM 和 BCM 的器件总损耗最小值，可以确定给定工作点下效率最优的工作模式。图 3.2(a)绘制了当电网电压 $v_{ac}=50V$ 时，三种工作模式的总损耗最小值及理论上的最优工作模式。然而，如果按照最小损耗来选择工作模式，最优电感电流峰值可能会出现跳变，这将会影响输出电流的 THD。为确保工作模式的平滑过渡，控制变量即电感电流峰值应该保持连续。因此，本章采用了如图 3.2(b)所示的最优电感电流峰值设计策略：在 $i_{pk,opt} > 2i_{ac}$ 的区域采用 DCM，在 $i_{pk,opt} < 2i_{ac}$ 的区域采用 CCM，而在 $i_{pk,opt} = 2i_{ac}$ 的区域采用临界导通模式（CRM, Critical Conduction Mode）。

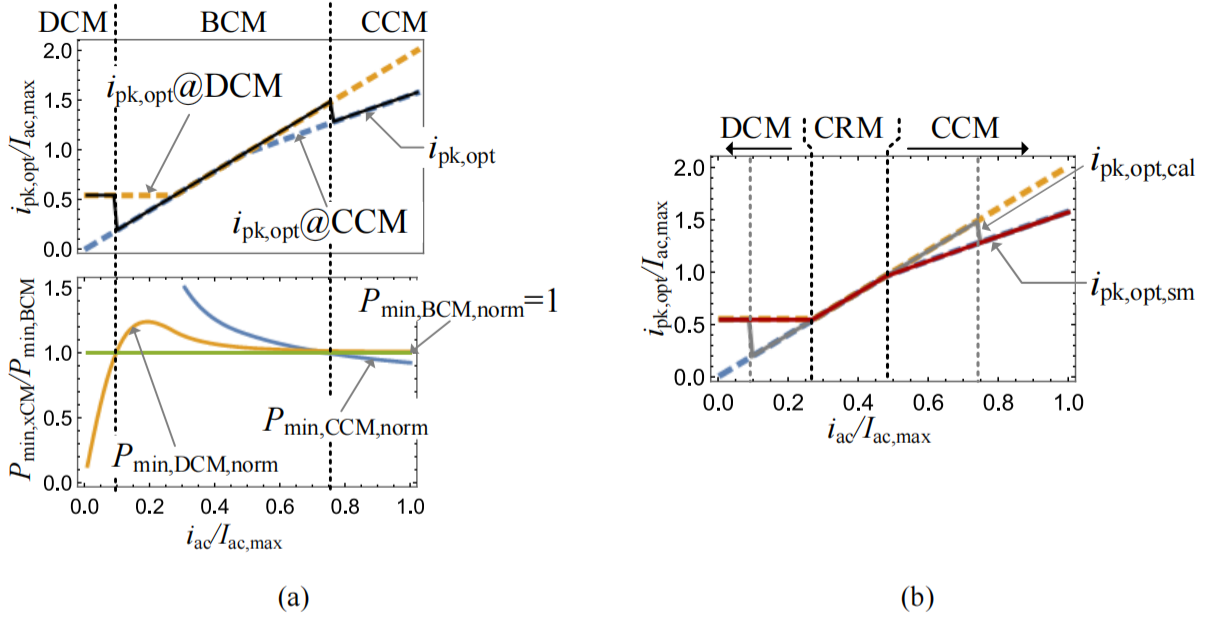


图 3.2 当电网电压 $v_{ac}=50V$ 时工作模式选择示意：(a)理论最佳工作模式；(b)保证平滑过渡的模式选择。

在第一象限 $\{(v_{ac}, i_{ac}) | 0 < v_{ac} < V_{bus}, 0 < i_{ac} < I_{ac,max}\}$ 上，保证平滑过渡的电感电流峰值最优解如图 3.3 所示。根据第二章关于准静态直流工作点的损耗对称性分析，在其他象限上的最优解可通过第一象限的最优解获得。图中还绘制了 $i_{pk}=2i_{ac}$ 平面，即 CRM 平面。当并网电流 i_{ac} 较小时，最优电感电流峰值 $i_{pk,opt} > 2i_{ac}$ ，逆变器应工作在 DCM。随着并网电流 i_{ac} 增大，逆变器进入 CRM，此时 $i_{pk,opt} = 2i_{ac}$ 。当并网电流 i_{ac} 较大时， $i_{pk,opt} < 2i_{ac}$ ，逆变器将工作在 CCM。此外，根据第二章的分析，CCM 下关于 $v_{ac}=V_{bus}/2$ 轴对称的工作点，在相同开关频率下器件总损耗相等。因此，图 3.3 中 CCM 下的最优电感电流峰值 $i_{pk,opt}$ 曲面关于 $v_{ac}/V_{bus}=0.5$ 对称。在 DCM 下，由于导通损耗相等的工作点和结电容充放电损耗相等的工作点对称性不同，因而图 3.3 中 DCM 下的 $i_{pk,opt}$ 曲面并不对称。

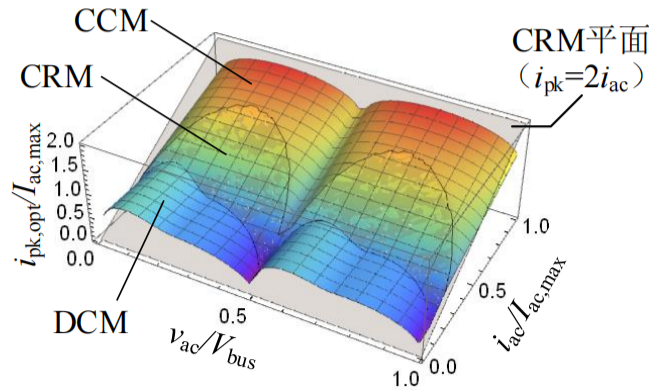


图 3.3 第一象限上电感电流峰值最优解曲面。

由于电感电流峰值的最优解较为复杂，直接在数字控制器中求解并不实际。同时，采

用查表法则需要使用二维表,所需存储空间较大。因此本研究采用了离线计算及在线拟合的策略。首先,在计算机软件中进行离线计算,得出最优电感电流峰值的数值解;然后进行函数拟合;最后在数字控制器中,使用较为简单的拟合函数进行在线计算。根据前文的分析,最优电感电流峰值的拟合函数设计如图 3.4 所示。在给定电网电压 v_{ac} 下,最优电感电流峰值的函数可表示为关于并网电流 i_{ac} 变化的线性分段函数,其形式如式(3-4)所示。如图所示,DCM 到 CRM 过渡的阈值表示为 I_{DCMth} ,CRM 到 CCM 过渡的阈值表示为 I_{CCMth} ,这两个电流阈值都由电网电压 v_{ac} 决定。在 DCM 下,最优电感电流峰值是恒定的,即等于 $2I_{DCMth}$ 。而在 CCM 下,最优电感电流峰值设计为关于并网电流 i_{ac} 的一次函数,其斜率 a_1 为大于 1 且小于 2 的常数,可通过拟合确定。为了避免电感饱和,需要设置电感电流峰值上限,即 $I_{pk,lim}$ 。

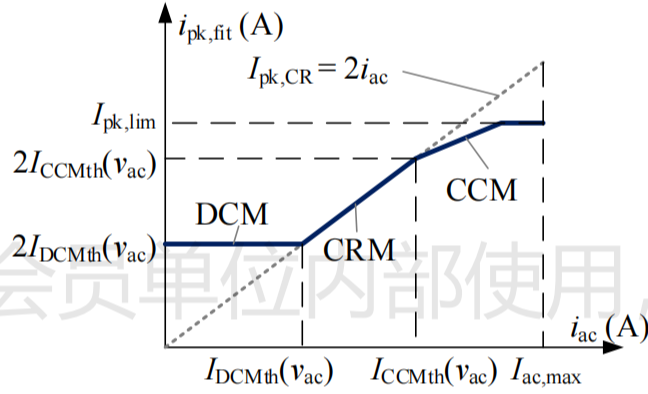


图 3.4 在给定电网电压下,最优电感电流峰值的拟合函数随并网电流的变化。

$$i_{pk,fit}(v_{ac}, i_{ac}) = \begin{cases} 2I_{DCMth}, & i_{ac} < I_{DCMth} \\ 2i_{ac}, & I_{DCMth} \leq i_{ac} < I_{CCMth} \\ a_1(i_{ac} - I_{CCMth}) + 2I_{CCMth}, & I_{CCMth} \leq i_{ac} \text{ \& } i_{pk,fit} \leq I_{pk,lim} \\ I_{pk,lim}, & i_{pk,fit} > I_{pk,lim} \end{cases} \quad (3-4)$$

DCM 阈值 I_{DCMth} 和 CCM 阈值 I_{CCMth} 是关于电网电压 v_{ac} 的函数。图 3.5 展示了随着参数 k_{vac} 的变化,DCM 阈值和 CCM 阈值的变化情况,其中参数 k_{vac} 的定义如式(3-5)所示。在图中,灰色点代表在不同 k_{vac} 下计算出的 I_{CCMth} 和 I_{DCMth} 的数值解。在 CCM 下,最优电感电流峰值关于 $v_{ac}/V_{bus}=0.5$ 对称,因此图 3.5 中, $v_{ac} < V_{bus}/2$ 和 $v_{ac} > V_{bus}/2$ 的 CCM 电流阈值数值解都是重合的。然而,在 DCM 下,最优电感电流峰值没有这种对称性,因此在图 3.5 中, $v_{ac} < V_{bus}/2$ 和 $v_{ac} > V_{bus}/2$ 的 DCM 电流阈值数值解并不重合,需要用两条不同的曲线进行拟合。观察图 3.5 中的数据点可知,在 k_{vac} 接近 0 或 0.5 时, I_{CCMth} 和 I_{DCMth} 都趋向于 0。因此,如式(3-6)所示的函数形式可以很好地用来拟合 I_{CCMth} 和 I_{DCMth} 的变化情况。

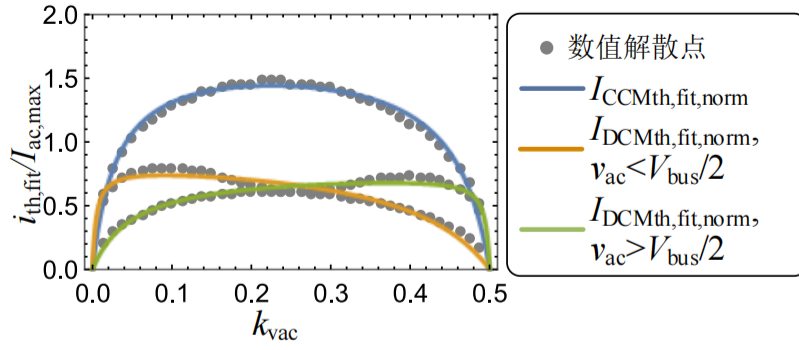


图 3.5 DCM 阈值和 CCM 阈值的数值解以及拟合曲线。

$$k_{vac} = \begin{cases} v_{ac}/V_{bus}, & v_{ac} < V_{bus}/2 \\ 1 - v_{ac}/V_{bus}, & v_{ac} \geq V_{bus}/2 \end{cases} \quad (3-5)$$

$$I_{th,fit} = \frac{(1/2 - k_{vac})k_{vac}}{k_0 + k_1 k_{vac} + k_2 k_{vac}^2}, \quad (3-6)$$

其中, k_0 、 k_1 、 k_2 为拟合系数。

在其他电路参数确定的情况下, 拟合系数 a_1 、 k_0 、 k_1 、 k_2 将通过计算机软件进行离线数值求解。在表 3.1 的参数下, 计算所得的拟合系数列举在表 3.2 中。最后, 数字控制器将通过拟合函数式(3-4)、式(3-5)和式(3-6)进行实时计算, 以确定最优电感电流峰值, 从而进行数字控制。

表 3.2 计算出的拟合系数

符号	值
a_1	1.17
$k_{0,CCMth}$	0.009
$k_{1,CCMth}$	0.267
$k_{2,CCMth}$	-0.516
$k_{0,DCMth}, v_{ac} < V_{bus}/2$	0.003
$k_{1,DCMth}, v_{ac} < V_{bus}/2$	0.615
$k_{2,DCMth}, v_{ac} < V_{bus}/2$	-1.002
$k_{0,DCMth}, v_{ac} > V_{bus}/2$	0.033
$k_{1,DCMth}, v_{ac} > V_{bus}/2$	0.564
$k_{2,DCMth}, v_{ac} > V_{bus}/2$	-1.245

3.3 变开关频率多模式策略的控制实现

3.3.1 数模混合的控制方法

所提出的变开关频率多模式策略在实际样机中采用的控制方法如图 3.6 所示。为了避免输入端母线分压电容充放电不均衡的问题,电路采用传统的均压模块。首先,电路需要对每个电容的工频平均电压进行采样,分别得到 $\overline{V_{C1}}$ 和 $\overline{V_{C2}}$,并将其进行比较。根据两个电容工频平均电压的差值和电网电压的极性,在原本的并网电流峰值指令 I^* 上增加一个直流偏置 ΔI^* 以保证电容电压平衡^[90]。

两个母线电容电压相加形成的母线总电压 V_{bus} ,连同并网电流瞬时参考 $i_{ac,ref}$,以及采样的电网电压瞬时值 v_{ac} ,作为输入参数进入优化控制模块。优化控制模块在控制频率较慢的中断中运行。在本文的样机中,优化控制模块以 $40\mu s$ 的周期更新所需的工作模式、开通时间、开关周期和谷底电流等控制变量。

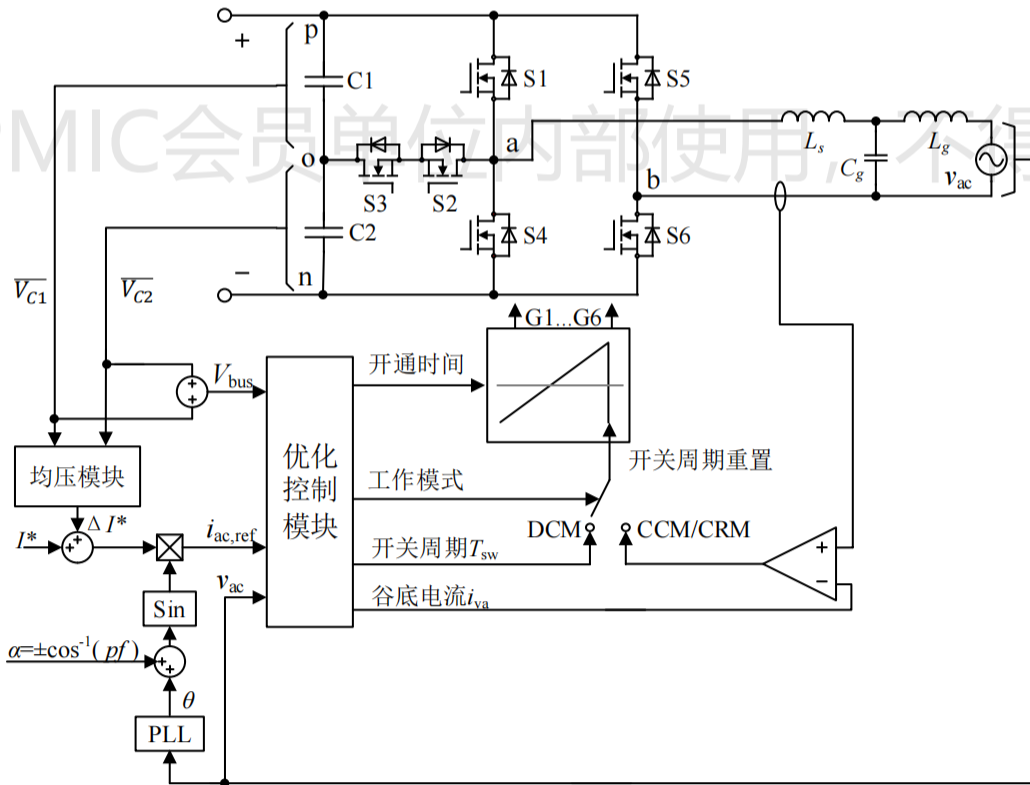


图 3.6 变开关频率多模式控制系统框图。

本文采用了一种数模混合控制方法来控制开关管的动作。该方法需要对高频电感电流进行采样,同时预测开关管所需的开通时间,并通过开关周期 T_{sw} 或谷底电流 i_{va} 来重置开关周期。在 DCM 下,如图 3.7(a)所示,数字控制器首先控制主动管导通时长为 t_{on} ,然

后续流管导通时长为 $t_{\text{off}} - t_{\text{mar}}$ ，其中关断裕度 t_{mar} 用于确保续流管在电流过零前关断。最后，死区时间将一直延续至开关周期 T_{sw} 结束，即 EPWM 计数器增加至 PRD。在 DCM 中，谷底电流 i_{va} 被设置为 0 以下，电感电流不会触发模拟比较器。在 CCM 与 CRM 中，电感电流上升的时间仍由 t_{on} 决定，但在电感电流下降阶段，当电感电流下降至 i_{va} 时，模拟比较器产生触发信号，EPWM 计数器置零，开关周期重置。在这种工作模式中，EPWM 计数器的周期值 PRD 需要设置为较大的值，以防止计数器计至 PRD 导致误关断。

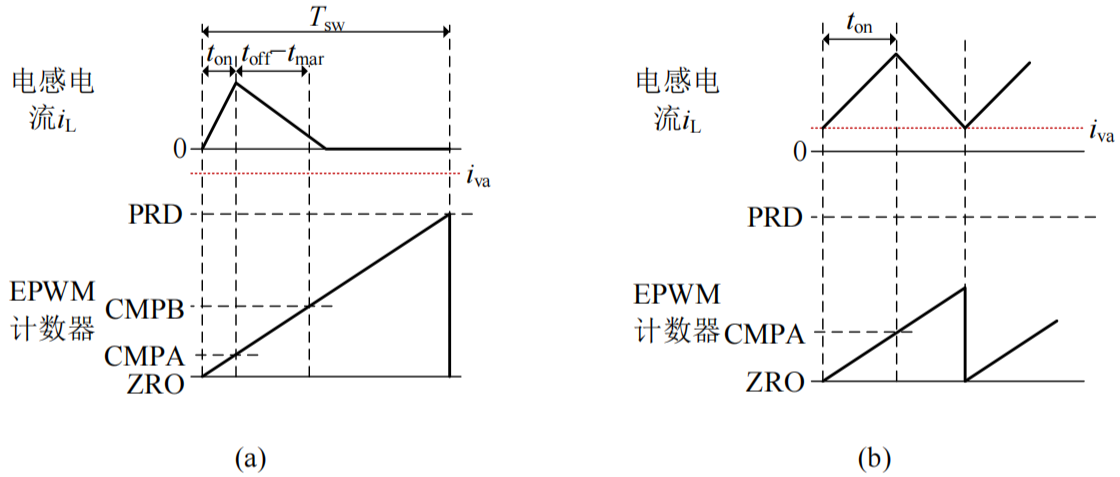


图 3.7 数模混合控制示意：(a) DCM，(b) CCM 与 CRM。

3.3.2 半母线电压和过零点的电流畸变

在数模混合控制下，当电网电压 v_{ac} 接近半母线电压 $V_{\text{bus}}/2$ 或零时，输出电流很容易出现畸变。这种畸变与传统全桥逆变器在单极性调制下的电压过零畸变相似，其原因包括占空比分辨率的限制导致的门极脉冲丢失，或由于 LCL 滤波器谐振引起的比较器失效。

图 3.8(a)展示了一个半母线电压附近门极脉冲丢失导致的电流畸变的例子。当电网电压 v_{ac} 接近 $V_{\text{bus}}/2$ 时，关断或开通时间的占空比非常小，开关管需要很窄的门极脉冲，如图中 G1、G4 灰色虚线所示。然而，在实际控制中，由于数字控制器 PWM 分辨率和驱动电路的限制，门极脉冲无法无限缩小。当占空比小于一定值时，门极脉冲将无法持续，最终消失。此时，所有开关管都不动作，电感电流不受控制。

图 3.8(b)展示了比较器失效导致的电流畸变示例。当电网电压 v_{ac} 大于 $V_{\text{bus}}/2$ 且接近 $V_{\text{bus}}/2$ 时，关断时间可能会持续很长，接近输出 LCL 滤波器的谐振周期，从而导致电感电流出现谐振。在这种情况下，电感电流无法达到设定的谷底电流 i_{va} ，无法触发模拟比较器的重置，只能在 EPWM 计数器达到 PRD 时进行重置，即以最大开关周期运行。

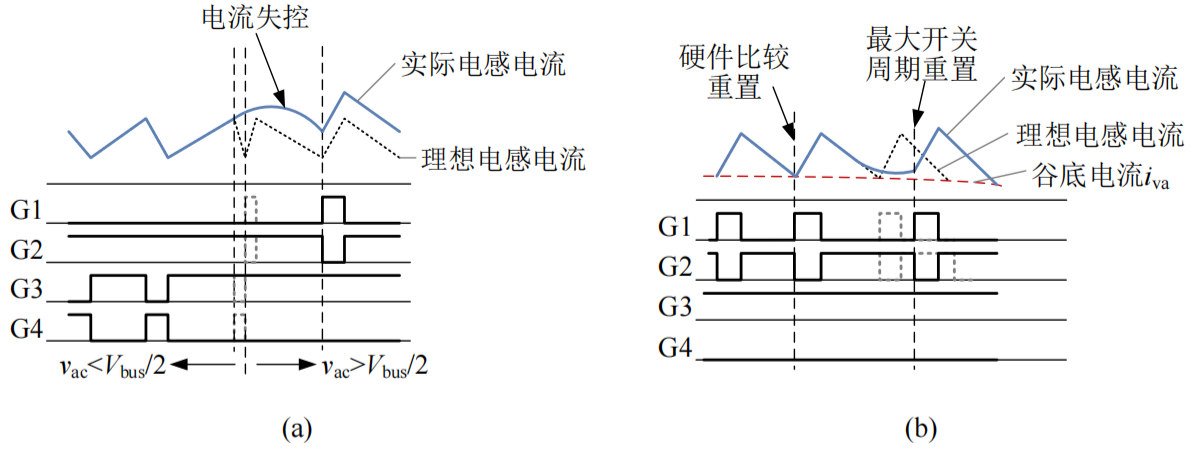


图 3.8 数模控制方式下电流畸变的原因：(a)门极脉冲丢失，(b)比较器失效。

根据图 3.8，在半母线电压附近的门极脉冲丢失和比较器失效问题，不仅造成了当前开关周期内的电流失控，还会影响后续开关周期的电感电流波形，导致严重的电流畸变。在非单位功率因数工况下，类似的问题也会出现在 $v_{ac}=0$ 即电压过零点附近。为了解决这种电流畸变问题，本文在半母线电压附近和非单位功率因数工况的过零点附近的区域采用四边形电流模式（QCM）过渡。

3.3.3 四边形电流模式的设计

在实际样机中，第一象限采用的工作模式区域示意如图 3.9 所示，其他象限的工作模式可通过对称性类推。如图所示，在 $V_{bus}/2$ 即 200V 附近宽度为 ΔV_{QCM} 的区域中，逆变器将采用 QCM 过渡。根据第二章的分析，QCM 可在连续或断续导通的模式下工作，分别称为 C-QCM 和 D-QCM。由于 CCM 和 CRM 的控制逻辑相似，在 CCM 或 CRM 过渡的区域采用 C-QCM 模式，而在 DCM 过渡的区域采用 D-QCM 模式。

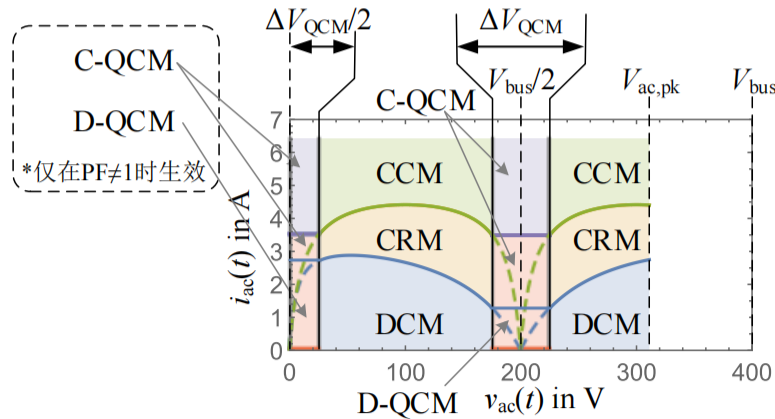


图 3.9 第一象限采用的工作模式示意。

在单位功率因数工况下，电网电压过零点处，并网电流同时过零，很难出现上述的电流畸变现象。然而，当功率因数不为 1 时，在电网电压过零点附近，并网电流可能较大，在这种情况下同样会因为门极脉冲丢失或比较器失效产生电流畸变。因此，在非单位功率因数工况下，我们在电网电压 v_{ac} 接近 0 的区域也采用了 QCM 运行。图 3.10 展示了电网电压过零点附近的 C-QCM 和 D-QCM 的电感电流波形以及门极信号示意图。过零点附近的 C-QCM 和 D-QCM 的各段模式时间可通过表 3.3 中的公式计算。

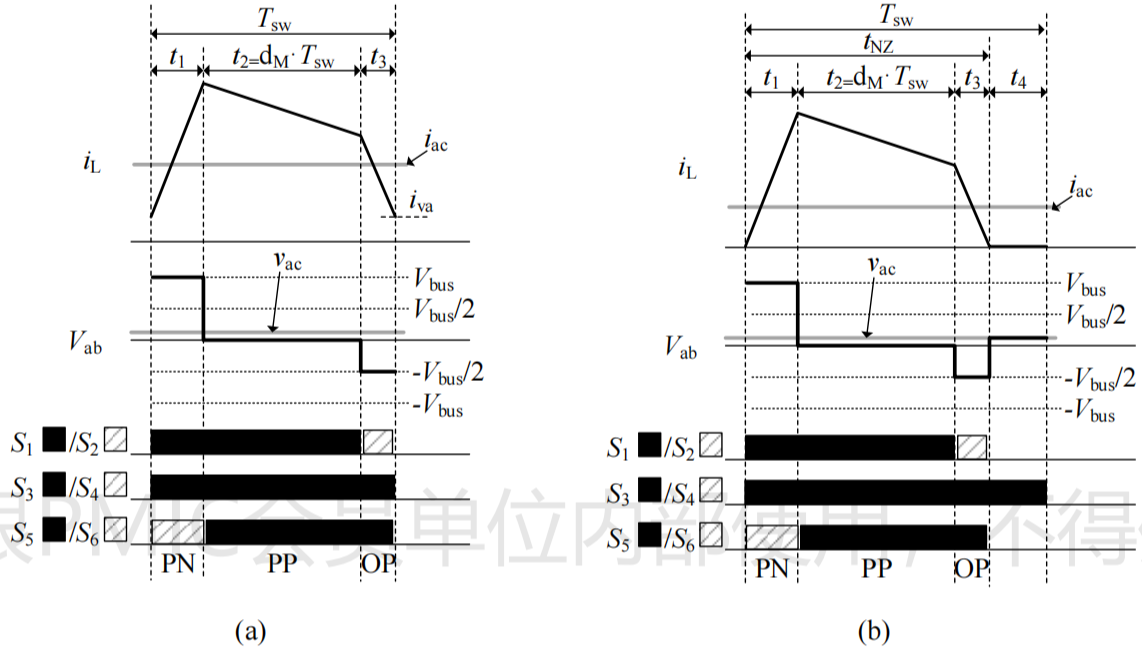


图 3.10 在非单位功率因数工况下，电压过零点附近且并网电流 $i_{ac}>0$ 时的四边形电流模式：

(a) C-QCM, (b) D-QCM。

表 3.3 电网电压过零点附近且并网电流 $i_{ac}>0$ 的四边形电流模式计算公式

	C-QCM	D-QCM
T_{sw}	$\frac{6(i_{ac} - i_{va})L_s V_{bus}}{(V_{bus} - v_{ac})(V_{bus} + 2v_{ac}) - d_M^2 V_{bus}^2}$	$\frac{i_{pk,ref}^2 L_s V_{bus}}{i_{ac}(V_{bus} - \Delta V_{QCM})\Delta V_{QCM}}$
t_{NZ}	T_{sw}	$\sqrt{\frac{6i_{ac}L_s V_{bus}T_{sw}}{((V_{bus} - v_{ac})(V_{bus} + 2v_{ac}) - d_M^2 V_{bus}^2)}}$
t_1	$\left(\frac{V_{bus} + 2v_{ac}}{3V_{bus}} - \frac{d_M}{3}\right)t_{NZ}$	
t_2	$d_M t_{NZ}$	
t_3	$\left(\frac{2(V_{bus} - v_{ac})}{3V_{bus}} - \frac{2d_M}{3}\right)t_{NZ}$	
t_4	0	$T_{sw} - t_{NZ}$

根据第二章的分析, QCM 有两个控制自由度。在 C-QCM 中, 我们选取电感电流谷底值 i_{va} 和波形比例系数 d_M 作为优化变量; 而在 D-QCM 中, 我们选取开关周期 T_{sw} 和波形比例系数 d_M 作为优化变量。CCM 和 C-QCM 的模式切换示意如图 3.11 所示, 当电网电压 v_{ac} 处于区间 $[(V_{bus} - \Delta V_{QCM})/2, (V_{bus} + \Delta V_{QCM})/2]$ 内时, 电路将以 C-QCM 工作。为了保证输出电流质量, 在模式切换前后, 谷底电流 i_{va} 的包络线需要保持连续。因此, 在工作点 (v_{ac}, i_{ac}) 上, C-QCM 的谷底电流 i_{va} 被设计为与过渡边界上, 即工作点 $((V_{bus} - \Delta V_{QCM})/2, i_{ac})$ 上 CCM 的谷底电流相等。其计算公式如式(3-7)所示。

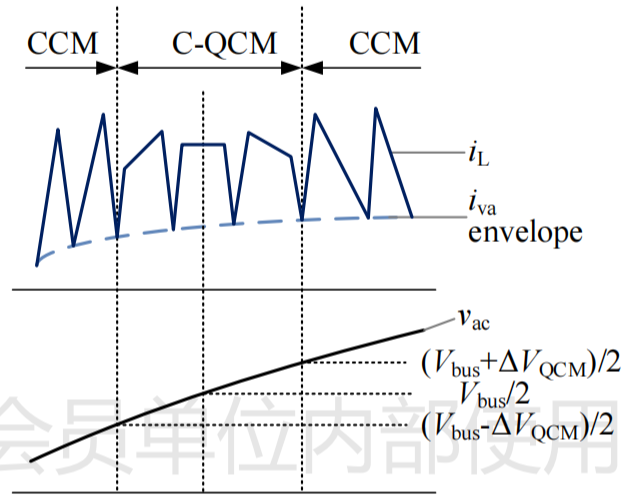


图 3.11 CCM 和 C-QCM 模式切换示意。

$$i_{va,C-QCM}(v_{ac}, i_{ac}) = 2i_{ac} - i_{pk,fit}((V_{bus} - \Delta V_{QCM})/2, i_{ac}) \quad (3-7)$$

类似地, 在 DCM 与 D-QCM 切换时, D-QCM 的开关周期 T_{sw} 被设计为与 $v_{ac} = (V_{bus} - \Delta V_{QCM})/2$ 工作点上 DCM 的开关周期相等, 即:

$$T_{sw,D-QCM}(v_{ac}, i_{ac}) = T_{sw,DCM}((V_{bus} - \Delta V_{QCM})/2, i_{ac}) \quad (3-8)$$

为了确保 QCM 正常运行, 需要限制 QCM 下每段开关模态的时间。如图 3.10 中的 QCM 波形所示, 如果 t_1 和 t_3 太小, 占空比丢失导致的波形畸变问题依旧存在; 而如果 t_2 太大, t_2 期间也可能发生 LCL 滤波器谐振, 进而造成电流畸变。因此, 波形比例系数 d_M 不能过大, 以保证 t_1 与 t_3 的最小限制, 以及 t_2 的最大限制。另一方面, 过小的 d_M 会导致较高的开关频率, 进而产生较大的开关损耗。基于经验, 样机中的 d_M 设计为 $0.6 \sim 0.8 d_{M,max}$ 。

除此之外, 还需要设计 QCM 的区域宽度, 即确定 ΔV_{QCM} 的值。若 ΔV_{QCM} 太小, 逆变器会持续工作在占空比很大或很小的三角波电流模式, 这会出现占空比丢失或比

较器失效的问题，造成很大的波形畸变。反之，若 ΔV_{QCM} 太大，过宽的 QCM 范围会导致效率下降。因此，半母线电压附近的 ΔV_{QCM} 同样由 t_1 与 t_3 的最小限制，以及 t_2 的最大限制决定。根据计算， ΔV_{QCM} 的取值为 $0.14V_{\text{bus}}$ 。

在波形比例系数 d_M ，以及 C-QCM 下的 i_{va} 或 D-QCM 下的 T_{sw} 确定之后，在给定的准静态直流工作点上，QCM 的各段开关模态时间可由表 3.3 和第二表的表 2.2、表 2.3 中的公式计算并进行控制。D-QCM 的控制逻辑与 DCM 类似，需要预测三段开关模态的时间，并通过开关周期 T_{sw} 重置 EPWM 计数器。而 C-QCM 的控制逻辑与 CCM 类似，需要预测第一、二段开关模态时间 t_1 和 t_2 ，并通过比较高频电感电流与谷底电流 i_{va} 来确定 t_3 的时间。

最终的优化控制策略流程图如图 3.12 所示。在每个控制周期开始时，数字控制器首先通过式(3-4)~(3-6)计算出最优电感电流峰值的拟合值 $i_{\text{pk,fit}}$ 。接下来，判断 $i_{\text{pk,fit}}$ 是否大于两倍电流参考 $2i_{\text{ac,ref}}$ ，若是，表示电路应当工作在 DCM 或 D-QCM，否则电路则应工作在 CCM、CRM 或 C-QCM。然后，还需要根据电网电压 v_{ac} 判断是否采用 QCM 工作。最后，得出当前工作点上的最佳工作模式，并计算出各段开关模态的时间以进行控制。

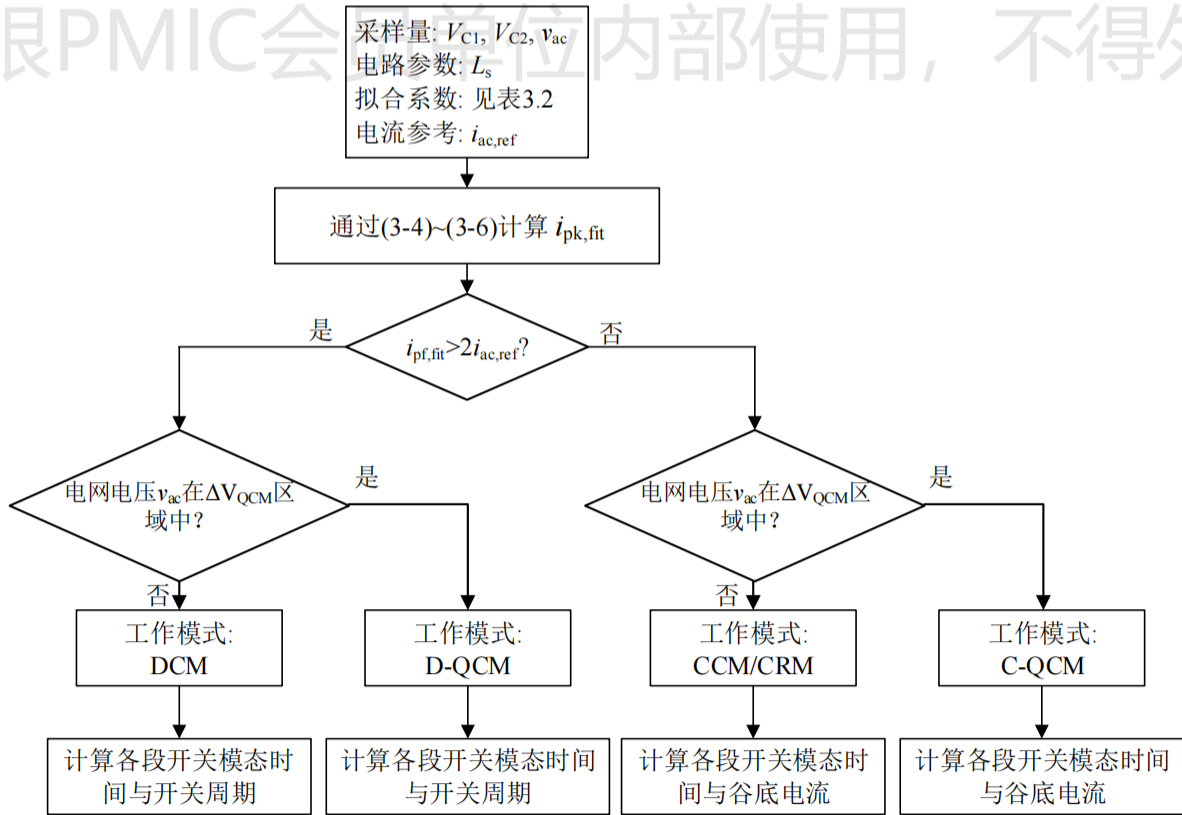


图 3.12 优化控制策略的流程图。

3.4 波形、损耗及谐波的仿真分析

为了验证 VSF 多模式控制策略的可行性,本节利用 PLECS 软件对逆变器的工作波形和并网谐波进行了仿真,并进行了损耗估算。控制策略通过 C-Script 模块实现,仿真参数与实验参数相同,列于表 3.4 中。

表 3.4 仿真及实验所用参数

参数	值
输入电压	400Vdc
输出电压	220Vac
额定并网功率	1kW
功率因数范围	0.9~1
开关频率范围	VSF: 25kHz~100kHz CSF: 100kHz
MOSFET 型号	IPW60R070CFD7
逆变器侧电感感量, L_s	170 μ H
电网侧电感感量, L_g	500 μ H
输出滤波电容, C_g	2 μ F
数字控制器型号	TMS320F28377S
电流检测芯片型号	ACS730-20AB-T

图 3.13 和图 3.14 分别展示了,单位功率因数和单位功率因数工况下,准静态直流工作点构成的轨迹和相应的工作波形。图 3.13(a)中展示了功率因数 $PF=1$ 时,第一象限的最佳工作模式和不同负载下的工作点轨迹。根据第二章的分析,在单位功率因数工况下,工作点的轨迹为经过原点的线段,第三象限的轨迹可映射至第一象限并与其重合。图 3.13(a)中的三条轨迹分别对应并网功率为 1kW、600W 和 200W 的工况。当逆变器工作在满载即 1kW 时,在瞬时并网电流的峰值处以 CCM 运行,以减小导通损耗。随着瞬时电网电压的下降,瞬时并网电流也下降,逆变器先在 $v_{ac}=V_{bus}/2$ 附近经过 C-QCM,再经过 CRM,最后在瞬时并网电流较小时工作在 DCM。满载下电感电流、并网电流、电网电压和开关网络输出电压的波形如图 3.13(b)所示。在中载如 600W 下,逆变器在瞬时并网电流的峰值处工作在 CRM。中载下关键波形如图 3.13(c)所示。在轻载如 200W 下,逆变器全程工作在 DCM 或 D-QCM 下。轻载下关键波形如图 3.13(d)所示。

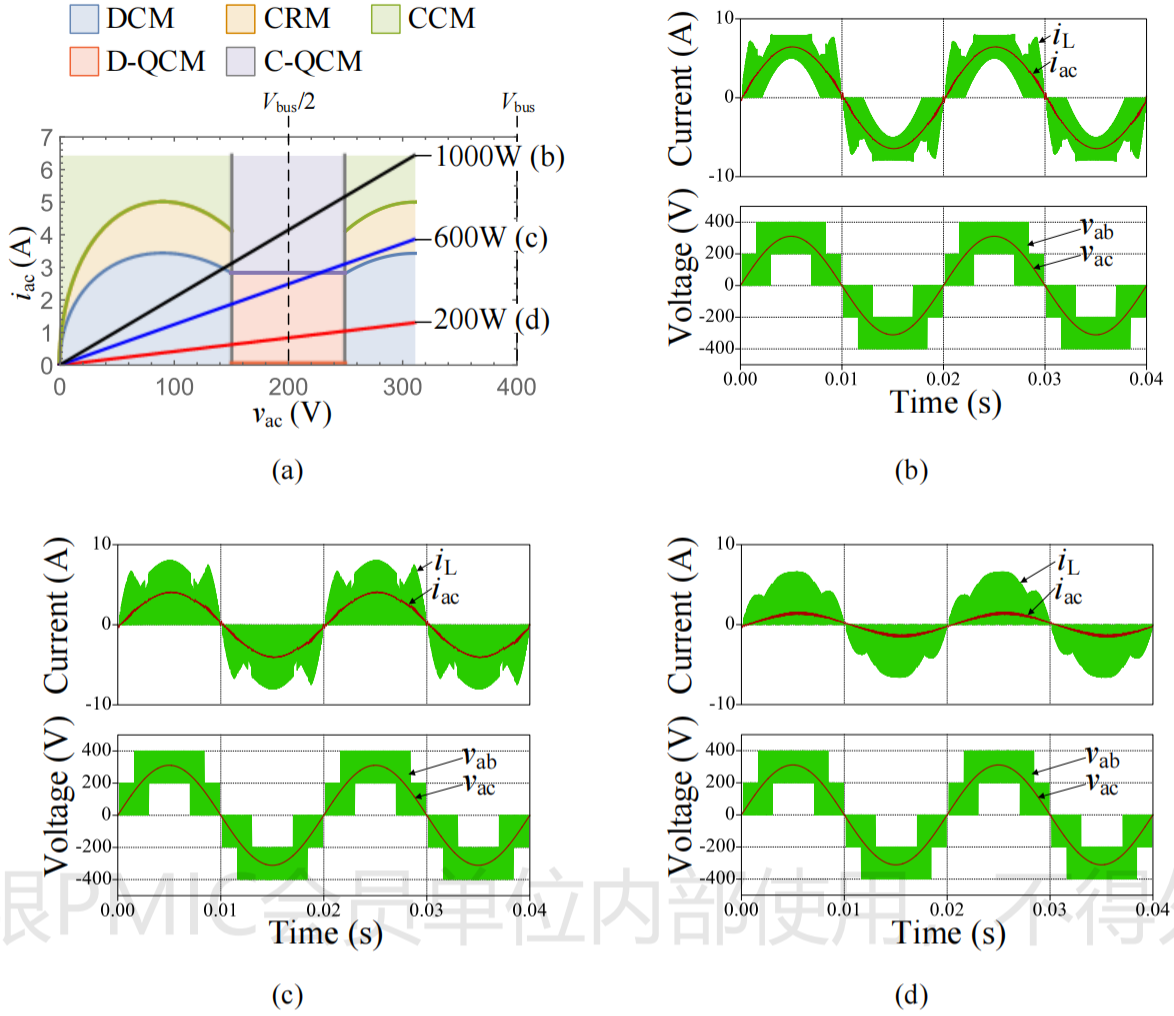


图 3.13 单位功率因数工况 ($PF=1$) 下的(a)第一象限工作模式和不同负载下准静态直流工作点的轨迹; (b) 1kW 波形; (c) 600W 波形; (d) 200W 波形。

图 3.14(a)中展示了当功率因数 $PF=0.9$ 且并网电流超前电网电压时,第一象限的最佳工作模式和工作点轨迹。在非单位功率因数工况下,工作点的轨迹呈椭圆形,其他象限的轨迹同样可映射至第一象限。如图 3.14(a)所示,三条轨迹分别对应并网视在功率为 1kVA、600VA 和 200VA 的工况。此外,在非单位功率因数工况下,在电压过零点附近将采用 QCM 以减小电流畸变。与单位功率因数工况类似,当逆变器工作在满载时,在瞬时电网电压峰值处以 CCM 运行,在中载下的瞬时电网电压峰值处工作在 CRM,在轻载下的瞬时电网电压峰值处工作在 DCM。在整个工频周期内,根据准静态直流工作点的不同,可能工作在各种不同的工作模式中。在这三种工况下的电感电流、并网电流、电网电压和开关网络输出电压波形分别如图 3.14(b)(c)(d)所示。

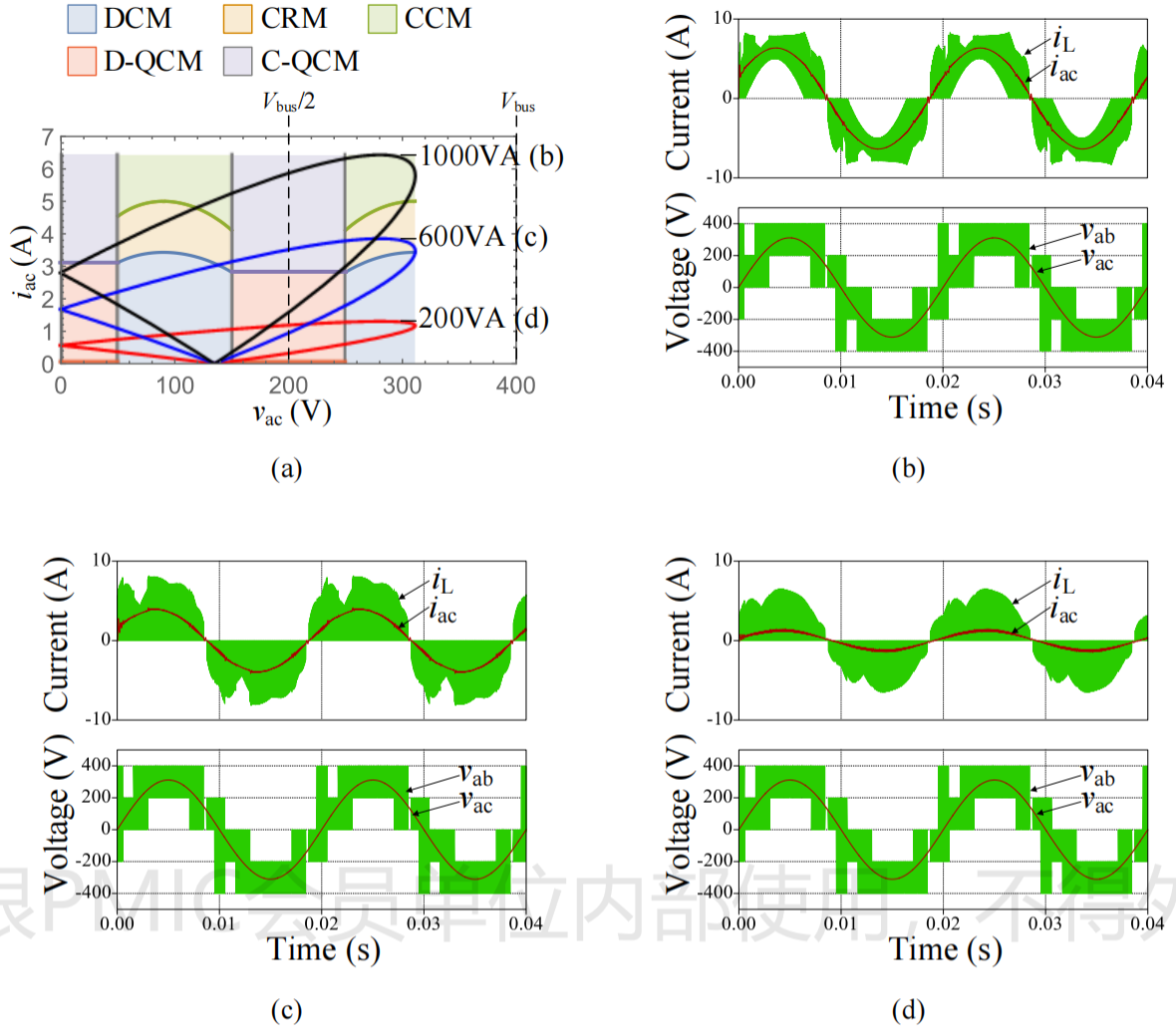


图 3.14 非单位功率因数工况 ($PF=0.9$, 电流超前电压) 下的(a)第一象限工作模式和不同负载下准静态直流工作点的轨迹; (b) 1kVA 波形; (c) 600VA 波形; (d) 200VA 波形。

为了评估所提出的 VSF 多模式控制的性能, 我们在不同负载下进行了器件总损耗的估算, 并将其与传统的定开关频率 (CSF, constant switching frequency) 控制进行了比较。为确保公平比较, CSF 控制的开关频率选为 100kHz, 其电感电流最大值限制与 VSF 多模式控制相同。图 3.15 中展示的损耗分布估计显示, 通过采用 VSF 多模式控制, 整个负载范围内的器件损耗都有所减小。尤其是在轻载下, 由于减少了大量的开关损耗和结电容充放电损耗, 器件总损耗的减小更为明显。根据损耗估计可知, 即便在采用了函数拟合、QCM 过渡等手段的情况下, VSF 多模式控制所产生的器件损耗仍然比传统的 CSF 控制要低。

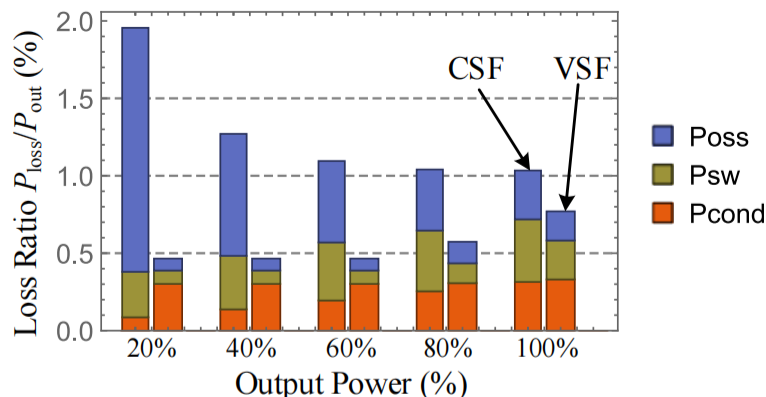


图 3.15 不同负载下，变开关频率（VSF）控制和定开关频率（CSF）的损耗分布估计。

此外，我们还考察了 VSF 多模式控制下的并网电流质量。图 3.16 展示了在单位功率因数工况下，CSF 控制和 VSF 多模式控制在不同负载下的并网电流纹波仿真波形，并标注了仿真中的 THD。如图 3.16(a)所示，在满载 1kW 下，可以观察到 VSF 多模式控制和 CSF 控制下的并网电流纹波波形相近，但 CSF 控制的纹波峰值更高。这是由于半母线电压处的电流畸变所导致。VSF 多模式控制采用了 QCM 过渡，减小了半母线电压附近的电流畸变，因此满载下的 THD 也比 CSF 控制稍低。

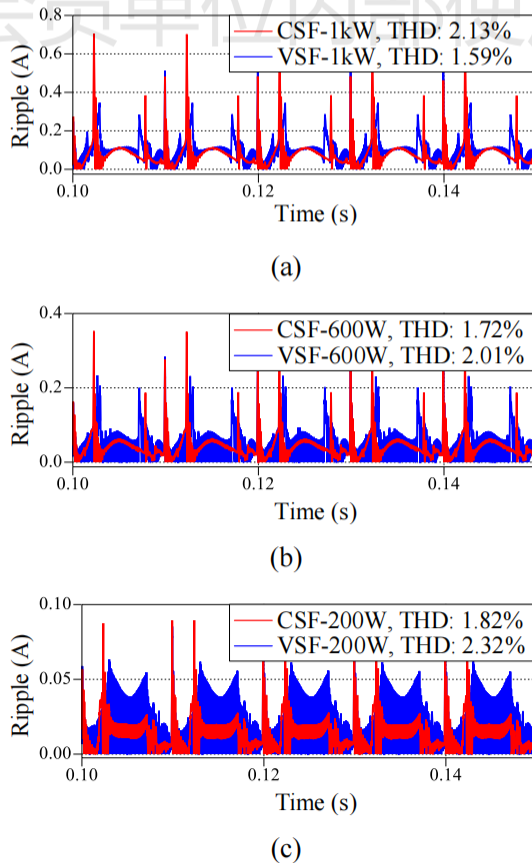


图 3.16 单位功率因数下并网电流纹波及 THD 仿真：(a) 1kW；(b) 600W；(c) 200W。

然而,在轻到中等负载下,随着开关频率的降低,会导致并网电流纹波增大,因此 THD 也会比 CSF 控制更高。为了符合电网对并网电流 THD 的要求,需要设置开关频率的下限。文献[70]指出,使用 LCL 滤波器的逆变器,其开关频率应大于 LCL 滤波器谐振频率的两倍。在样机中,LCL 滤波器的谐振频率约为 10kHz,因此开关频率下限设置为 25kHz。在仿真结果中,尽管 VSF 控制的 THD 比 CSF 控制更高,但仍在合理范围内。

3.5 样机设计与实验结果

为了进一步验证所提出的 VSF 多模式控制策略的效果,我们搭建了一台 1kW 的 T 型混合桥五电平逆变器样机。样机实物图如图 3.17 所示。

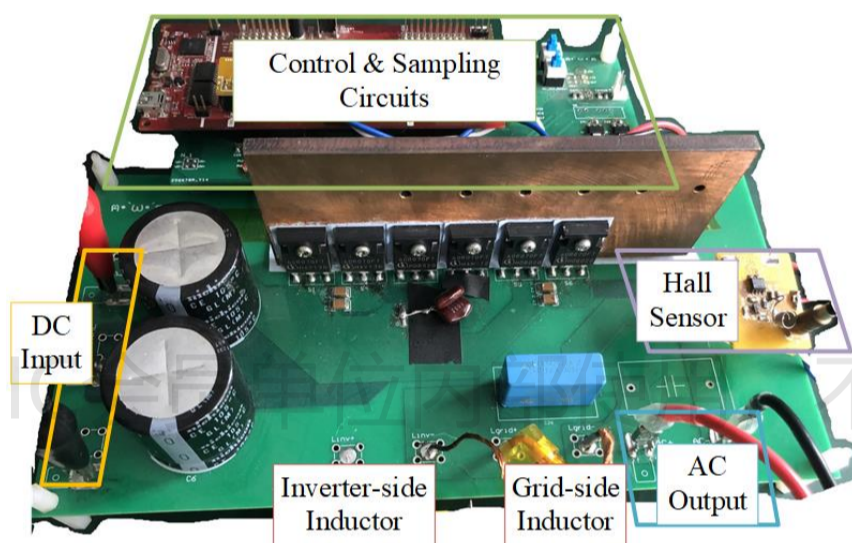


图 3.17 1kW T 型混合桥五电平逆变器样机。

逆变器样机功率部分的设计与传统逆变器相同。在传统 CSF 控制下,样机开关侧电感根据最大瞬时功率处的电流纹波进行设计。样机能够采用 VSF 多模式控制,也能够采用传统的 CSF 控制,以便进行对比。电路参数详见表 3.4。在实验中,输入端采用 400V 的直流源以提供恒定的母线电压,输出端采用交流源并联电阻负载,以模拟电压为 220Vac,频率为 50Hz 的电网。实验中的效率及 THD 通过横河 WT-500 功率分析仪测量得到。

在图 3.18(a)和(b)中,展示了满载(1kVA)下,单位功率因数和非单位功率因数工况下的实验波形。样机具备在要求的功率因数范围内运行的能力。

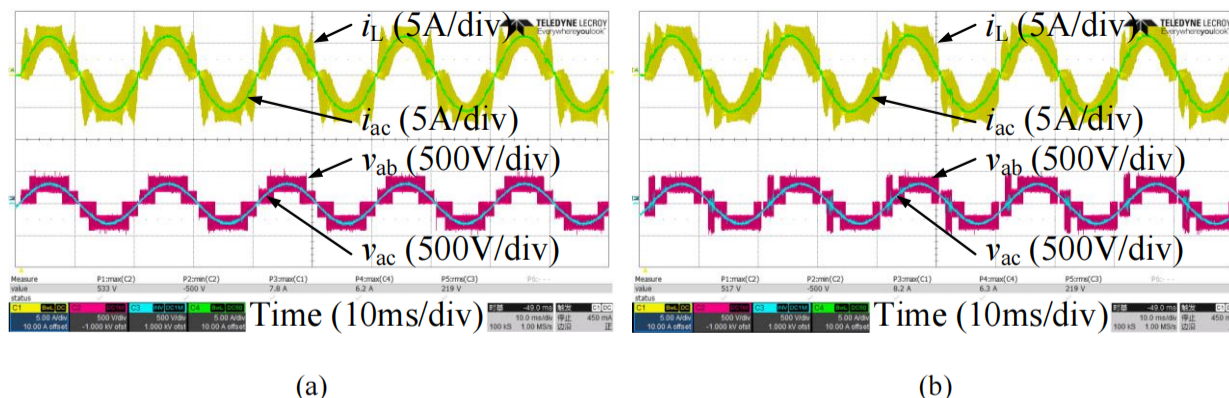


图 3.18 实验关键波形：(a) 1kW, $PF=1$; (b) 1kVA, $PF=0.9$, 电流超前电压。

在 $PF=1$, 并网负载为 1kW 时半工频周期的波形及其关键的展开波形如图 3.19 所示。在单位功率因数工况下, 电网电压峰值处也是并网电流峰值处。在这种情况下, 瞬时功率很大, 导通损耗成为主要影响因素。因此, 逆变器以较高的开关频率在 CCM 下运行, 以减小导通损耗。随着瞬时功率的降低, 逆变器的开关频率逐渐减小, 其工作模式由 CCM 逐渐成为 CRM, 最终进入 DCM 运行。在过零点附近, 瞬时功率很低, 开关损耗成为主要影响因素, 因此逆变器在 DCM 下运行, 以减小开关损耗。同时, 在 $v_{ac}=V_{bus}/2$ 附近, 逆变器以 C-QCM 过渡。如展开波形中图所示, C-QCM 和 CCM 在切换时谷底电流连续, 以减小电流畸变。

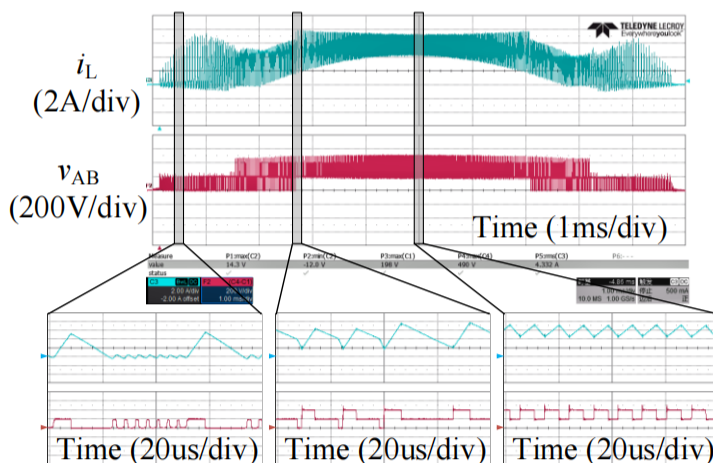


图 3.19 $PF=1$, 1kW 下半工频周期实验波形及其展开波形。

在 $PF=1$, 并网负载为 600W 时半工频周期的波形及其展开波形如图 3.20 所示。此时, 逆变器在瞬时功率峰值处工作在谷底电流为 0 的 CRM, 以平衡导通损耗和开关损耗。随着瞬时功率下降, 开关频率逐渐减小, 逆变器进入 DCM 运行。在 $v_{ac}=V_{bus}/2$ 附近, 为保证并网电流质量, 逆变器以谷底电流为 0 的 C-QCM 工作, 如展开波形左图所示。

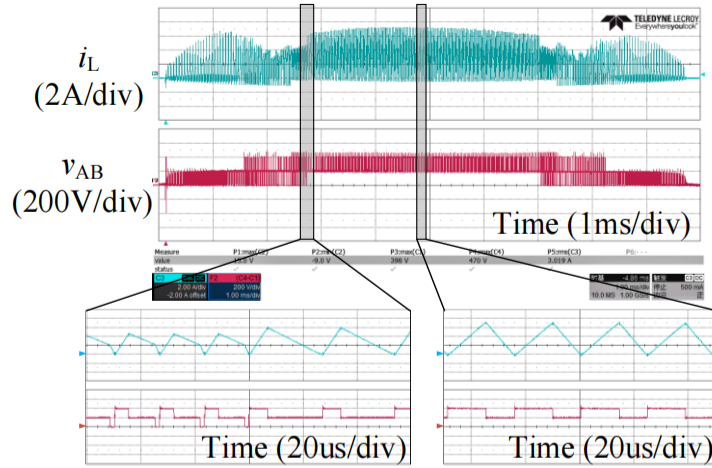


图 3.20 $PF=1$, 600W 下半工频周期实验波形及其展开波形。

在 $PF=1$, 并网负载为 200W 时半工频周期的波形及其展开波形如图 3.21 所示。此时, 由于瞬时功率始终较低, 逆变器将全程工作在 DCM 或 D-QCM 下, 以减小开关损耗和结电容充放电损耗。受最低开关频率的限制, 逆变器的开关频率被限制在 25kHz。在 $v_{ac}=V_{bus}/2$ 附近, 逆变器工作在 D-QCM, 展开的波形左图中展示了 DCM 和 D-QCM 的切换。

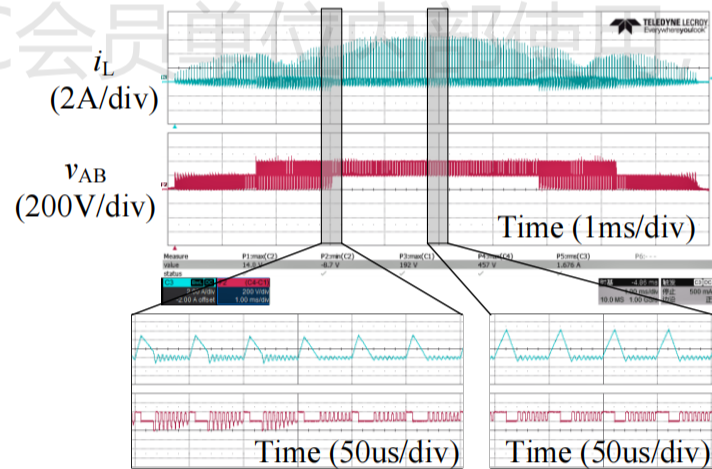


图 3.21 $PF=1$, 200W 下半工频周期实验波形及其展开波形。

在 $PF=0.9$, 电流超前电压, 并网视在功率为 1kVA 时半工频周期的波形及其展开波形如图 3.22 所示。在这种情况下, 瞬时并网电流不再仅仅是电网电压的单值函数, 因此需要同时考虑电网电压和并网电流来确定工作模式。当并网电流较大时, 逆变器以 CCM 运行, 以减小导通损耗。当电网电压接近过零点时, 如展开波形的右图所示, 逆变器进入 C-QCM 运行, 并且保持谷底电流的连续性。随着电网电压过零, 并网电流下降, 逆变器由 C-QCM 变为 D-QCM 运行。在负功率区, 也就是电网电压为负, 并网电流为正时, 逆

变器工作则以低频的 DCM 运行，如展开波形的左图所示。

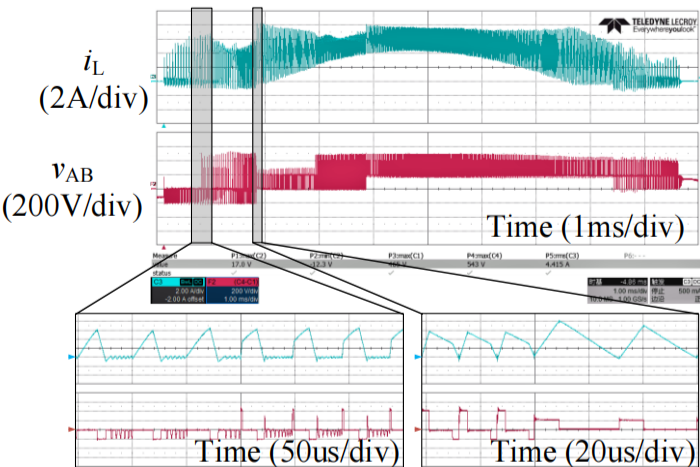


图 3.22 $PF=0.9$ ，电流超前电压，1kVA 下半工频周期实验波形及其展开波形。

图 3.23 绘制了在单位功率因数和非单位功率因数工况下，采用 VSF 多模式控制的实测效率随并网负载的变化曲线。同时，为了进行对比，也测量了传统 CSF 控制的转换效率。由图可知，在单位功率因数工况下，在大多数负载点上采用 VSF 多模式控制时的效率超过 98%。与 CSF 控制相比，VSF 多模式控制能够在全功率范围内提升效率，在轻载到中载的情况下尤为显著。在非单位功率因数工况下，由于 QCM 的范围更大，效率相比单位功率因数工况较低。同时，在满载下的效率也略低于传统的 CSF 控制。但是，在大多数负载点上，VSF 多模式控制的效率仍然高于传统的 CSF 控制。

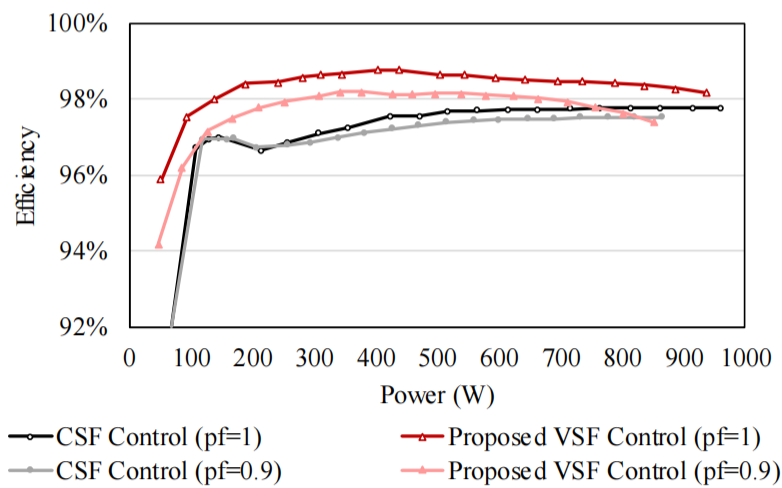


图 3.23 VSF 控制与 CSF 控制的实测效率对比。

表 3.5 列出了 CSF 控制与 VSF 多模式控制在不同标准下的平均加权总效率对比。无论采用何种标准，VSF 多模式控制都能保持较高的平均加权总效率。同 CSF 控制相比，在单位功率因数工况下，VSF 多模式控制的平均加权总效率提升约 1%，在非单位功率因

数工况下提升约 0.6%。

表 3.5 CSF 控制与 VSF 多模式控制在不同标准下的平均加权总效率及 THD 对比

	CSF, $PF=1$	VSF, $PF=1$	CSF, $PF=0.9$	VSF, $PF=0.9$
加州效率	97.52%	98.50%	97.31%	97.94%
欧洲效率	97.14%	98.44%	97.04%	97.66%
中国效率	97.34%	98.44%	97.19%	97.81%
额定功率下 THD	5.092%	4.791%	8.150%	4.945%

实验还测量了额定功率即 1kW 下的 THD。在 CSF 控制下，由于样机采用的数模混合控制方法在电网电压 v_{ac} 接近半母线电压 $V_{bus}/2$ 和电网电压过零时容易出现占空比丢失和比较器失效，导致电流畸变，从而使 THD 偏高。特别是在非单位功率因数工况下，不仅在 $v_{ac}=V_{bus}/2$ 附近电流畸变较大，在 $v_{ac}=0$ 附近也存在很大的电流畸变。这导致 CSF 控制下的 THD 非常高。在 VSF 多模式控制中，引入了 QCM 来减小 $v_{ac}=V_{bus}/2$ 附近和电压过零点附近的电流畸变。因此，与 CSF 控制相比，在单位功率因数工况下，VSF 控制的 THD 略微下降；而在非单位功率因数工况下，通过减小电压过零点附近的电流畸变，并网电流质量得到了显著提升。

在 1kW, $PF=1$ 的 VSF 多模式控制下，对实测并网电流进行了傅里叶分解，其结果展示在图 3.24 中。图中的三次谐波明显较高，而在 1kHz~2kHz 频段的谐波也偏高。不同频段的谐波产生原因各异。低次谐波偏高主要是采用的数模混合控制方法所导致，控制环路的延迟、死区时间、采样误差等都可能导导致并网电流跟踪误差，从而造成较高的低次谐波。在样机中，主要的低次谐波是三次谐波。而高次谐波产生的原因在于，样机在 DCM 下并未采用谷底开通，在 DCM 的死区振荡时的开通时刻是不规则的。针对样机中 THD 的改善，可采用三次谐波注入、更精确的电流补偿、DCM 下谷底开通等方法。鉴于这些改善措施已有成熟的解决方案，本文不再详细展开。

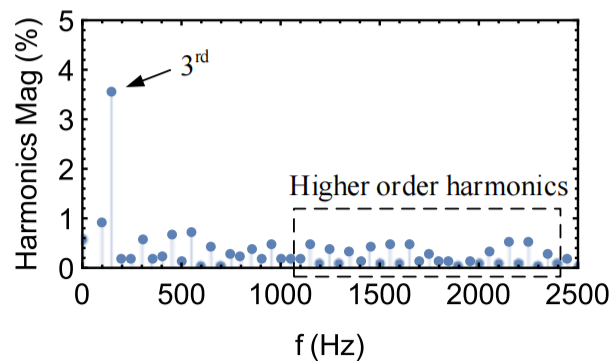


图 3.24 VSF 多模式控制下在 1kW, $PF=1$ 时的并网谐波频谱图。

3.6 本章小结

本章提出了一种变开关频率多模式控制策略，在每个准静态直流工作点上最小化器件总损耗，从而在整个负载范围和不同的功率因数下优化效率。本章的研究结论和成果有：

1) 基于第二章的损耗模型分析，研究了准静态直流工作点上器件总损耗的最优化问题。采用电感电流峰值代替开关频率作为优化变量，能够更方便地计算 CCM 和 DCM 的临界值，从而更直观地判断工作模式。为实现模式平滑切换，最优电感电流峰值被设计为连续函数。同时，本章采用先离线数值求解再拟合函数在线计算的策略，拟合函数由简单的线性分段函数、分式和二次多项式函数组成，易于在数字控制器中实现，无需大量的存储空间或过高的运算资源。

2) 针对在数模混合控制中，当电网电压接近半母线电压或零时出现的电流畸变问题进行了研究。发现半母线电压和过零点电流畸变源于占空比分辨率限制导致的门极脉冲丢失，以及 LCL 滤波器谐振引起的比较器失效。为了解决电流畸变问题，本章引入了四边电流模式（QCM）作为过渡，并探讨了 QCM 的设计准则、计算公式与控制方法。

3) 对提出的变开关频率（VSF）多模式控制策略进行了仿真和实验，并与传统的定开关频率（CSF）控制进行了对比。搭建了一台额定功率为 1kW 的 T 型混合桥五电平逆变器样机，并分别运行了传统 CSF 控制和提出的 VSF 多模式控制策略。仿真和实验结果表明，VSF 多模式控制显著优化了效率。即便引入 QCM 增大了逆变器的损耗，VSF 多模式控制的效率在宽功率范围内仍然高于 CSF 控制。同时，引入 QCM 还缓解了半母线电压和过零点附近的电流畸变，减小了 THD。

第4章 控制变量不连续的多模式策略及其模式间平滑切换方法

4.1 引言

在第三章中,我们采用了由连续导通模式 CCM、临界导通模式 CRM 以及断续导通模式 DCM 组成的多模式控制策略,并通过连续的四边形电流模式 C-QCM 和断续的四边形电流模式 D-QCM 进行过渡。然而,在 DCM 和 D-QCM 中,死区振荡期间的不规则开通会导致较高的电流畸变。同时,在电网电压过零处,并网电流一般较小,此时一般采用 DCM 以降低开关损耗,然而却无法实现完全的零电压开通(ZVS, zero-voltage-switching)。此外,在 C-QCM 和 D-QCM 中,为了减小电流畸变,采用了连续的控制变量,即控制开关频率和电感谷底电流在模式间平滑过渡,然而这种强制保证连续性的设计会导致效率降低。因此,本章研究了控制变量不连续的多模式控制策略,同样用于 T 型混合桥逆变器。该控制策略由 CCM、完全 ZVS 的边界导通模式 BCM 以及边界四边形电流模式 B-QCM 组成。在模式切换时,不强制其开关频率和电感电流谷底值连续,以进一步提高效率。

为了在 BCM 和 B-QCM 下保证完全 ZVS 开通,本章分析了这两种工作模式的 ZVS 过程,在考虑恒定死区时间的情况下设计了所需反向电流。随后,本章给出了不同工作模式的约束条件,并在约束条件下进行器件损耗最小化求解,得到了每个工作点上的最佳工作状态。在轻载到中载下,逆变器工作在完全 ZVS 的 BCM 下,以减小开关损耗和结电容充放电损耗。在重载下,逆变器工作在 CCM 以减小导通损耗,同时限制开关频率和电感电流最大值以保证正常工作。在半母线电压附近,逆变器工作在 B-QCM,保证完全 ZVS 以减小结电容充放电损耗,同时也能减小导通损耗并防止开关频率过低。

在 B-QCM 和其他工作模式切换时,由于开关频率和电感电流谷底值的跳变,并网电流会出现电流畸变。在工频周期内,逆变器的工作模式频繁切换,并网电流将会多次出现电流畸变,严重影响并网电流质量,而且很难通过传统的闭环反馈来调节并网电流。为此,本章研究了模式切换畸变产生的机理,通过时域分析估算了稳态状态变量,并提出了一种单周期过渡的模式软切换方法,在两个不同的工作模式之间插入一个过渡周期以实现模式平滑切换。随后给出了过渡周期的设计流程。

最后,本章通过仿真和实验结果,验证了提出的多模式策略和模式软切换方法的可行性和有效性。考虑到计算量,本章的仿真和实验仅在单位功率因数工况下进行。实验结果显示,插入过渡周期的软切换方法能够有效减小并网电流谐波。同时,相比传统的定频控制,带软切换的多模式控制策略能够在全功率范围内提升逆变器的转换效率。

4.2 考虑恒定死区时间的软开关反向电流设计

BCM 和 B-QCM 具有 ZVS 开通、低开关损耗的特性，适用于轻载到中载。图 4.1 展示了在工频正半周的正功率区中 BCM 和 B-QCM 的波形。为了方便叙述，本章将在 $v_{ac} < V_{bus}/2$ 时，电感电流为三角形的边界导通模式称为 BCM1；在 $v_{ac} > V_{bus}/2$ 时，电感电流为三角形的边界导通模式称为 BCM2；这两种工作模式统称为 BCM。在 BCM 和 B-QCM 中，电感电流将下降至零或反向流动，从而实现 ZVS 开通，此时的边界电流也称为反向电流，在图 4.1 中标注为 i_R 。根据第二章的分析，当反向电流 i_R 减小时，电感电流纹波增加，导致 BCM 和 B-QCM 的导通损耗增加，而开关损耗不变，因此 BCM 和 B-QCM 的最优反向电流 i_R 是刚好能够保证软开关的临界电流。然而，反向电流的临界值受到输入电压、电网电压、工作模式、死区时间等因素的影响。因此，本节先分析了 ZVS 开通期间 BCM 和 B-QCM 的换流回路及谐振阶段的等效电路，随后推导出反向电流 i_R 的设计公式。

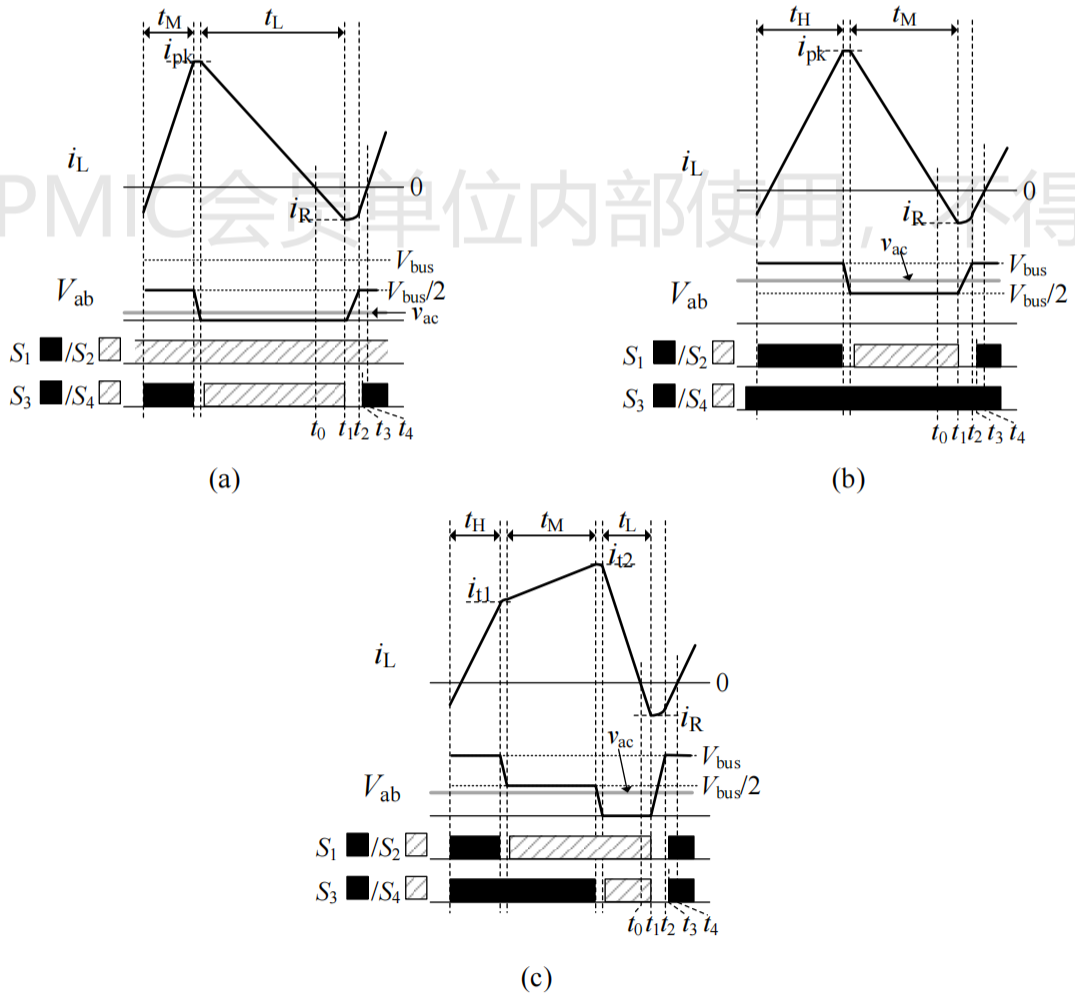


图 4.1 工频正半周正功率区不同工作模式下的电感电流、开关网络输出电压以及门极信号波形图：

(a) BCM1 ($v_{ac} < V_{bus}/2$), (b) BCM2 ($v_{ac} > V_{bus}/2$), (c) B-QCM。

图 4.2 展示了在工频正半周正功率区中, BCM1 在零电压开通期间的换流回路。其零电压开通过程可分为以下四个阶段:

$[t_0-t_1]$ 阶段: 在 t_0 时刻, 电感电流过零, 此时开关管 S4 保持导通状态。在 t_0-t_1 期间, 电感电流下降, 开关网络输出电压 V_{ab} 保持不变。直至 t_1 时刻, 电感电流达到设定的边界电流 i_R , S4 关断。

$[t_1-t_2]$ 阶段: 该阶段为死区阶段, S1、S3 和 S4 均处于关断状态。此时逆变器侧电感 L_s 和 MOSFET 的输出结电容发生谐振, 谐振电流充电至 S4 的结电容, 同时 S1 和 S3 的结电容放电。与此同时, 开关网络输出电压 V_{ab} 以余弦形式上升, S3 的漏源电压逐渐下降。

$[t_2-t_3]$ 阶段: 在 t_2 时刻, S3 的结电容电荷完全耗尽, 漏源电压下降至零, S3 的体二极管导通。在忽略体二极管压降和母线电压波动的情况下, 在 t_2-t_3 期间, 开关网络输出电压 V_{ab} 恒为 $V_{bus}/2$, 电感电流开始上升。

$[t_3-t_4]$ 阶段: 在 t_3 时刻, S3 开通, 逆变器侧电感进入充电模式, 电感电流逐渐上升。在 t_4 时刻, 电感电流过零。为确保 S3 在 t_4 时刻之前 ZVS 开通, 必须保证 $t_3 < t_4$ 。

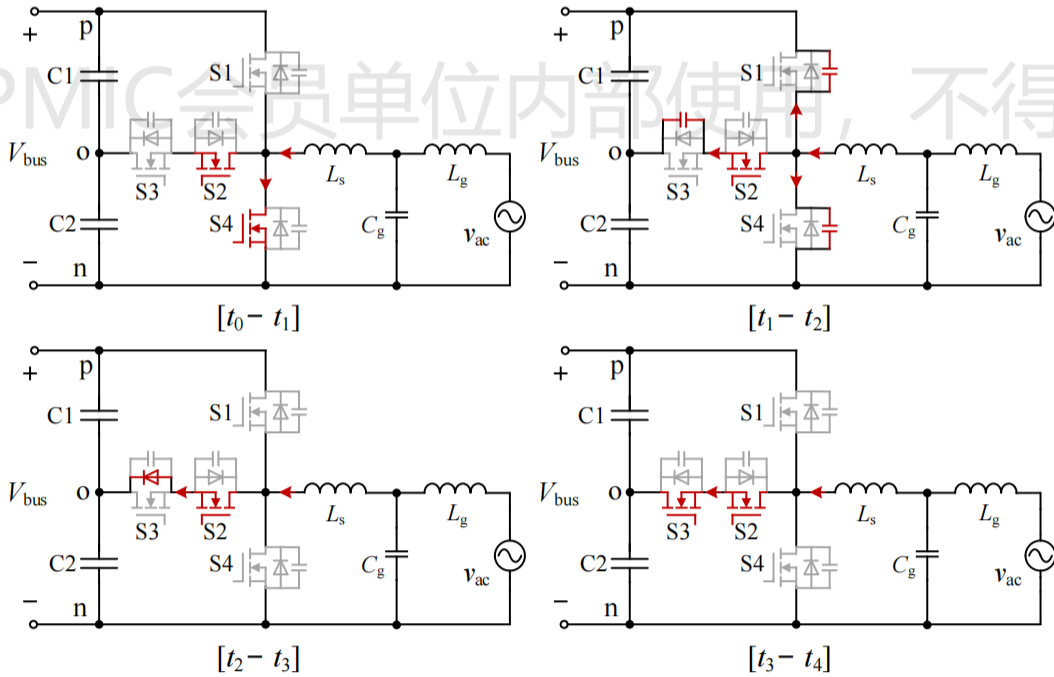


图 4.2 BCM1 在零电压开通期间的换流回路。

与 BCM1 类似, BCM2 在零电压开通期间的换流回路如图 4.3 所示。在 t_0 时刻, 电感电流过零, S2 保持导通状态。在 t_1 时刻, 电感电流降至 i_R , S2 关断。 $[t_1-t_2]$ 期间为电感电流谐振阶段, 此时电感电流充电至 S2 和 S4 的结电容, 同时 S1 的结电容向电源放电。在 t_2 时刻, S1 的体二极管导通, 谐振阶段结束, 电感电流开始上升。最终, 在 t_3 时刻, S1

开通，完成整个换流过程。

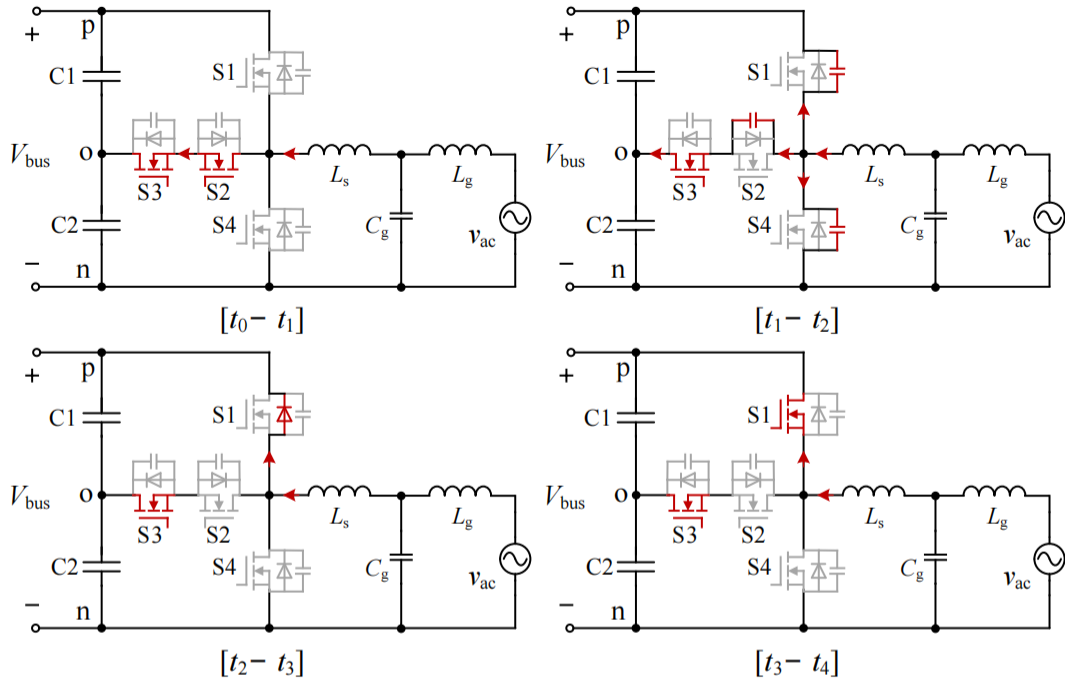


图 4.3 BCM2 在零电压开通期间的换流回路。

同理，B-QCM 在零电压开通期间的换流回路如图 4.4 所示。与 BCM 的差别在于，在电感电流谐振阶段，S1-S4 四个开关管都处于关断状态，四个结电容都参与充放电过程。具体而言，S1 和 S3 的结电容放电，而 S2 和 S4 的结电容则进行充电。

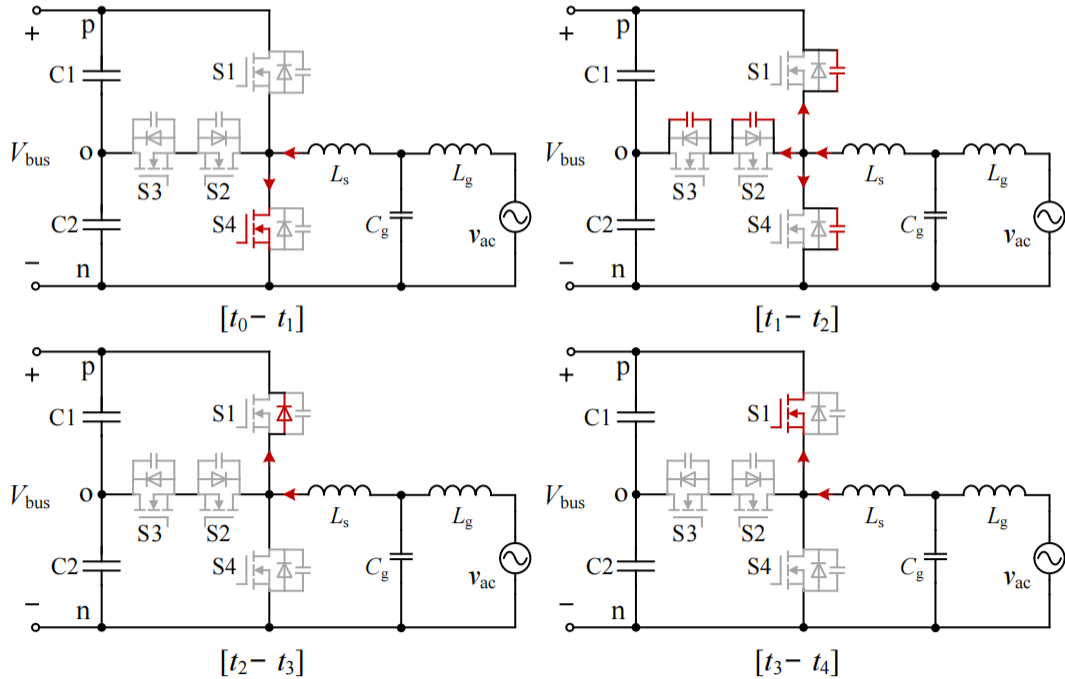


图 4.4 B-QCM 在零电压开通期间的换流回路。

在谐振阶段即 $[t_1-t_2]$ 期间，逆变器侧电感和开关管结电容的谐振等效电路如图 4.5 所

示。由于母线电容、LCL 滤波器的电容和电网侧电感较大，可以认为都不参与谐振。假设所有结电容容值均为 C_{oss} ，在 BCM1 和 BCM2 中，逆变器侧电感 L_s 相当于与三个并联的电容进行串联谐振，其等效容值为 $3C_{oss}$ 。而在 B-QCM 中，电路可等效为两个电容先串联，后与另外两个电容并联，其等效容值为 $2.5C_{oss}$ 。

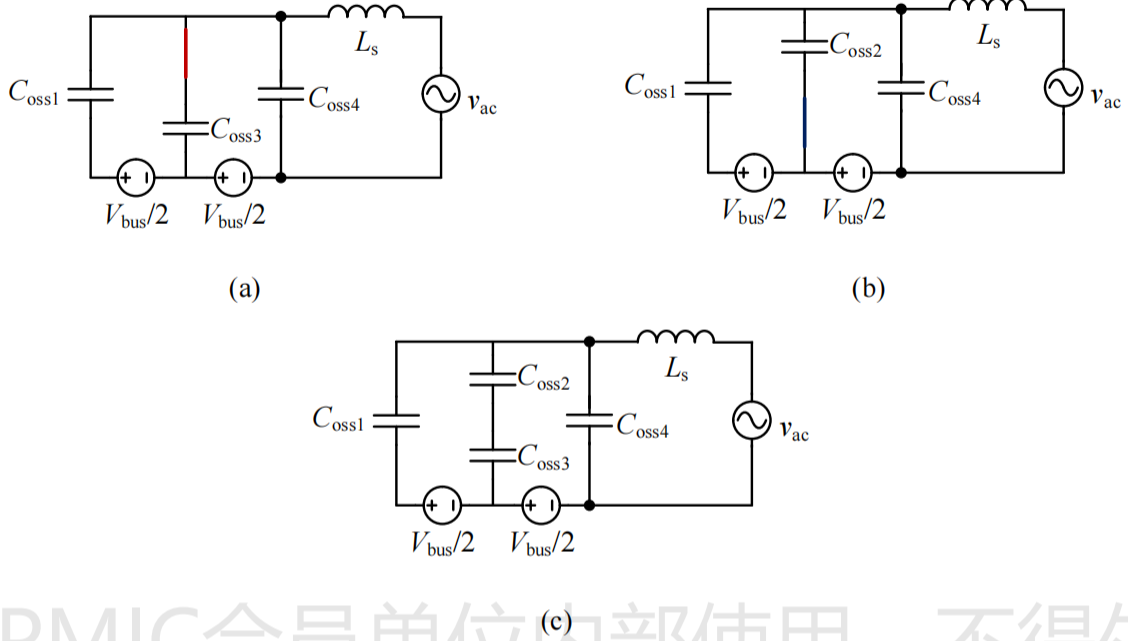


图 4.5 零电压开通期间谐振阶段的等效电路：(a) BCM1，(b) BCM2，(c) B-QCM。

为了在确保零电压开通的同时减小导通损耗，需要合理设计反向电流 i_R 的取值。在传统的设计中，反向电流的设计通常不考虑死区时间的影响。然而，在某些情况下，如电网电压 $v_{ac} > V_{bus}/2$ 时，即便在反向电流 $i_R = 0$ 时可实现软开关，却需要很长的死区时间。过长的死区时间会增大电流畸变。此外，在传统的 BCM 控制中，既需要控制反向电流，也需要控制死区时间变化，这会增加控制的难度。因此，本章中，反向电流基于恒定的死区时间而设计。

图 4.6 展示了零电压开通过程的轨迹图。图中的横坐标为主动管的漏源电压 V_{dsn} 。在 BCM1 下， V_{dsn} 为 S3 的漏源电压；在 BCM2 和 B-QCM 下， V_{dsn} 为 S1 的漏源电压。纵坐标为电感电流 i_L 与谐振阻抗 Z_n 的乘积，谐振阻抗 Z_n 的定义如式(4-1)所示，其中 $C_{o,eq}$ 为开关管结电容的时间等效电容。在 t_0 时刻点，电感电流为 0，主动管的漏源电压 V_{dsn} 如式(4-2)所示。在 t_0 至 t_1 期间，主动管的源漏电压不变，逆变器的工作轨迹是平行于纵轴的线段，长度为 $i_R Z_n$ 。在 t_1 至 t_2 期间，逆变器侧电感与开关管结电容谐振，逆变器的工作轨迹是圆心为 $(V_{dsn} - V_{acn}, 0)$ 的一段圆弧。其中， V_{acn} 与电网电压 v_{ac} 有关，在不同工作模式下的定义如式(4-3)所示。为了保证零电压开通，谐振阶段的轨迹必须与纵轴相交。在 t_2 至 t_4 期间，

逆变器的的工作轨迹是纵轴上的线段。 t_3 时刻点被设计为与 t_2 时刻点重合，以减小二极管导通损耗。

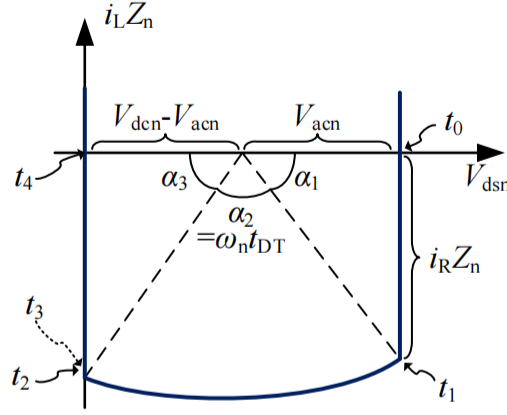


图 4.6 零电压开通过程的轨迹图。

$$Z_n = \begin{cases} \sqrt{L_s/3C_{oeq,t}}, & \text{BCM1} \\ \sqrt{L_s/3C_{oeq,t}}, & \text{BCM2} \\ \sqrt{L_s/2.5C_{oeq,t}}, & \text{B-QCM} \end{cases} \quad (4-1)$$

$$V_{dcn} = \begin{cases} V_{bus}/2, & \text{BCM1} \\ V_{bus}/2, & \text{BCM2} \\ V_{bus}, & \text{B-QCM} \end{cases} \quad (4-2)$$

$$V_{acn} = \begin{cases} v_{ac}, & \text{BCM1} \\ v_{ac} - V_{bus}/2, & \text{BCM2} \\ v_{ac}, & \text{B-QCM} \end{cases} \quad (4-3)$$

在谐振阶段，圆弧轨迹的角度与谐振角频率 ω_n 有关， ω_n 的定义如式(4-4)所示。

$$\omega_n = \begin{cases} 1/\sqrt{3L_sC_{oeq,t}}, & \text{BCM1} \\ 1/\sqrt{3L_sC_{oeq,t}}, & \text{BCM2} \\ 1/\sqrt{2.5L_sC_{oeq,t}}, & \text{B-QCM} \end{cases} \quad (4-4)$$

根据图 4.6，零电压开通过程由三段轨迹构成，其中谐振阶段的轨迹即为死区时间内的轨迹。三段轨迹的角度 α_1 、 α_2 和 α_3 可由式(4-5)计算得到，其中 t_{DT} 为恒定的死区时间。

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \arctan(i_R Z_n / V_{acn}) \\ \alpha_2 &= \omega_n t_{DT} \\ \alpha_3 &= \arccos\left((V_{dcn} - V_{acn}) / \sqrt{V_{acn}^2 + i_R^2 Z_n^2}\right) \end{aligned} \quad (4-5)$$

同时, α_1 、 α_2 和 α_3 需要满足:

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 = \pi \quad (4-6)$$

将式(4-5)代入式(4-6)可计算得到所需反向电流 $i_{R,set}$:

$$i_{R,set} = \frac{1}{Z_n} (V_{dcn} \csc(\omega_n t_{DT}) + V_{acn} (\cot(\omega_n t_{DT}) - \csc(\omega_n t_{DT}))) \quad (4-7)$$

根据式(4-1)~式(4-7)可知, 在给定的电路参数和死区时间 t_{DT} 下, $i_{R,set}$ 仅与电网电压 v_{ac} 有关。在 $L_S=170\mu\text{H}$ 、 $C_{oeq,t}=990\text{pF}$ 、 $V_{bus}=400\text{V}$ 、 $t_{DT}=500\text{ns}$ 的条件下, 设计的反向电流 $i_{R,set}$ 随电网电压 v_{ac} 的变化如图 4.7 所示。由图 4.7 和式(4-7)可知, 在相同的工作模式下, 设计的反向电流 $i_{R,set}$ 与电网电压 v_{ac} 呈线性关系, 在实际控制中可直接用一次函数计算。

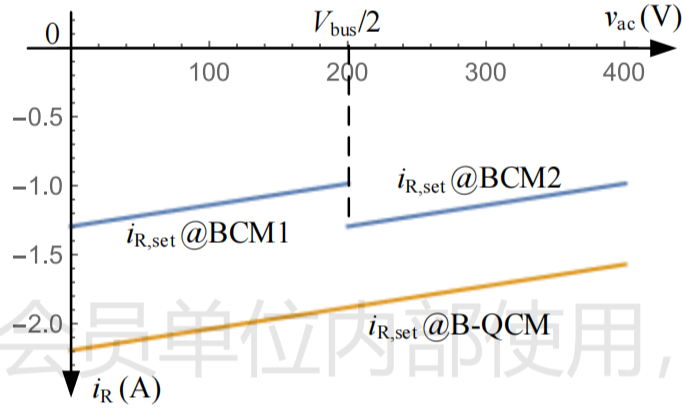


图 4.7 设计的反向电流 $i_{R,set}$ 随电网电压 v_{ac} 的变化。

4.3 约束条件下的工作状态优化设计

逆变器在给定准静态直流工作点上的工作状态, 包括开关频率和工作模式, 由损耗模型和约束条件决定。在第二章中已详细讨论了损耗模型, 本节将深入研究 CCM、BCM 和 B-QCM 的工作约束条件, 并结合损耗模型进行工作状态的优化设计。

为了保证输出电流质量符合电网要求且电路正常运行, 需要限制逆变器在不同工作模式下的开关频率和开关模态时间。首先, 根据文献[70], 开关频率应当高于两倍 LCL 滤波器的谐振频率 f_{LCL} 。开关频率的上限 $f_{sw,max}$ 则受采样与控制电路的带宽限制。

同时, 需要限制每段开关模态的时间长度 (即图 4.1 中的 t_H 、 t_M 和 t_L) 不超过 LCL 滤波器谐振周期的 1/4。否则, 电感电流可能发生谐振, 使其波形不再是理想的三角形或四边形, 从而影响输出电流的控制。

此外, 还需要限制电感电流的峰值, 以防止磁芯饱和。对于 B-QCM, 还必须确保四边形的拐点电流 (即图 4.1(c)中的 i_{t1} 和 i_{t2}) 大于零, 以防止如文献[54]所述的电流畸变。

综上所述, 逆变器的工作状态需要满足式(4-8)的约束条件。

$$\begin{cases} 2f_{LCL} = f_{sw,min} < f_{sw} < f_{sw,max} \\ t_H, t_M, t_L < t_{max} = \frac{1}{4f_{LCL}} \\ 0 < i_{t1}, i_{t2} < i_{L,max} \text{ (B-QCM)} \\ i_{pk} < i_{L,max} \text{ (BCM, CCM)} \end{cases} \quad (4-8)$$

图 4.8 展示了逆变器在约束条件(4-8)下的工作限制区域, 计算中采用的参数为 $f_{LCL}=10\text{kHz}$, $f_{sw,min}=20\text{kHz}$, $f_{sw,max}=300\text{kHz}$, $t_{max}=25\mu\text{s}$, $i_{L,max}=8\text{A}$ 。在图中, 仅描绘了 $v_{ac}/V_{bus}<0.5$ 的区域, 即 $v_{ac}<V_{bus}/2$ 的情况。由于电感电流波形相同的准静态直流工作点关于 $v_{ac}=V_{bus}/2$ 对称, 因此 $v_{ac}/V_{bus}>0.5$ 时各工作模式的限制区域可由 $v_{ac}/V_{bus}<0.5$ 的区域推导得出。如图 4.8(a)所示, BCM 的工作区域受到电感电流最大值和最大开关模态时间的限制, 而在图 4.8 的情况中, 最小开关频率限制对 BCM 的工作区域没有影响。逆变器只能在图中色块所示区域内以 BCM 运行, 当超出约束区域时, 就应考虑切换至 B-QCM、CCM 或者非完全 ZVS 的 BCM 运行。关于 B-QCM, 其工作区域受到电感电流最大值和最大开关模态时间的限制, 其约束工作区域如图 4.8(b)所示。至于 CCM, 由于其开关频率变化范围较宽, 可以在整个相平面上运行。

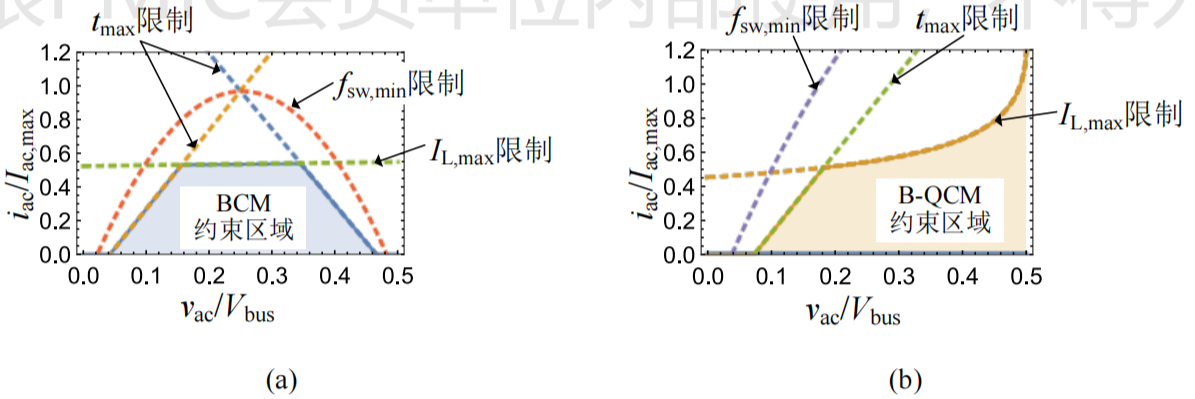


图 4.8 逆变器在约束条件下的工作区域: (a) BCM, (b) B-QCM。

在约束条件下, 可以求出各个工作模式下使器件总损耗最低的解。根据前文分析, BCM 下的最优电感电流谷底值为 $i_{R,set}$, 其最优电感电流峰值和器件总损耗可直接计算得出。而对于 CCM, 其最优电感电流峰值可通过第三章的方法用线性函数拟合。图 4.9 绘制了 BCM 下的最优电感电流峰值 $i_{pk,BCM}$ 、CCM 下的拟合最优电感电流峰值 $i_{pk,fit}$ 、以及约束条件下的电感电流峰值限制 $I_{L,max}$ 和 $i_{pk,tmax}$ 的曲线。约束条件下 BCM 与 CCM 下的最优电感电流峰值被设计为最优解和限制条件的最小值, 如图 4.9 和式(4-9)所示。实际上, 在完全 ZVS 开通的 BCM 到 CCM 的过渡中, 存在一段非完全 ZVS 的 BCM 阶段, 为了叙述

方便，以下将其归入 CCM。

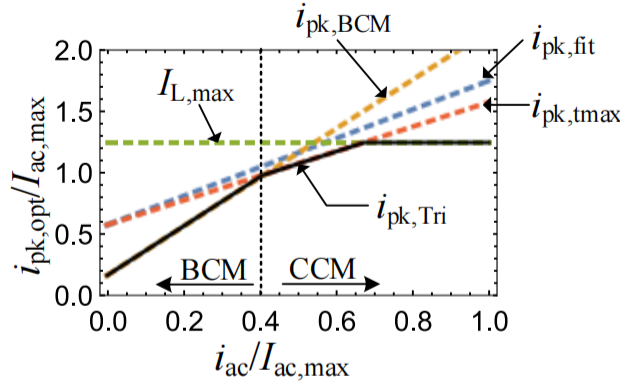


图 4.9 约束条件下，给定电网电压，BCM 与 CCM 的最优电感电流峰值设计示意。

$$\begin{cases} i_{pk,BCM} = 2i_{ac} - i_{R,req} \\ i_{pk,fit} = a_1(i_{ac} - I_{CCMth}) + 2I_{CCMth} \\ i_{pk,tmax} = i_{ac} + \frac{t_{max} \cdot \min(V_{bus}/2 - v_{ac}, v_{ac})}{2L_s} \\ i_{pk,Tri} = \min(i_{pk,BCM}, i_{pk,fit}, i_{pk,tmax}, I_{L,max}) \end{cases} \quad (4-9)$$

在 B-QCM 下，除了将谷底电流设计为 $i_{R,set}$ ，还需要设计波形比例系数 d_M 。图 4.10 展示了不同给定电网电压 v_{ac} 下，波形比例系数 d_M 的限制随并网电流 i_{ac} 的变化。图中的 $d_{M,ILmaxLim1}$ 和 $d_{M,ILmaxLim2}$ 为根据电感电流最大值限制计算的波形比例系数曲线， $d_{M,ItLim}$ 为根据四边形拐点电流 i_{t1} 和 i_{t2} 大于 0 计算出的波形比例系数曲线， $d_{M,tmaxLim}$ 为根据开关模式最大时长计算出的波形比例系数曲线，蓝色区域为 d_M 的取值范围。

当并网电流 i_{ac} 较大时，受到电感电流最大值 $I_{L,max}$ 的限制，无论 d_M 如何变化都难以符合约束条件，因此并网电流较大时，即图 4.10 中超出蓝色区域的范围并不适合以 B-QCM 运行。另一方面，电网电压 v_{ac} 越接近半母线电压 $V_{bus}/2$ ，选取合适的 d_M 能够使电感电流波形更接近梯形，其降低电感电流峰值的效果更好，工作范围也更大。

同时，我们还计算了不同给定电网电压 v_{ac} 下波形比例系数 d_M 在约束条件下的最优解。如图 4.10 中黑线所示，最优比例系数 $d_{M,opt}$ 一直处于 d_M 取值范围的最大限制处。波形比例系数的限制和最优比例系数的计算公式如式(4-10)和式(4-11)所示。

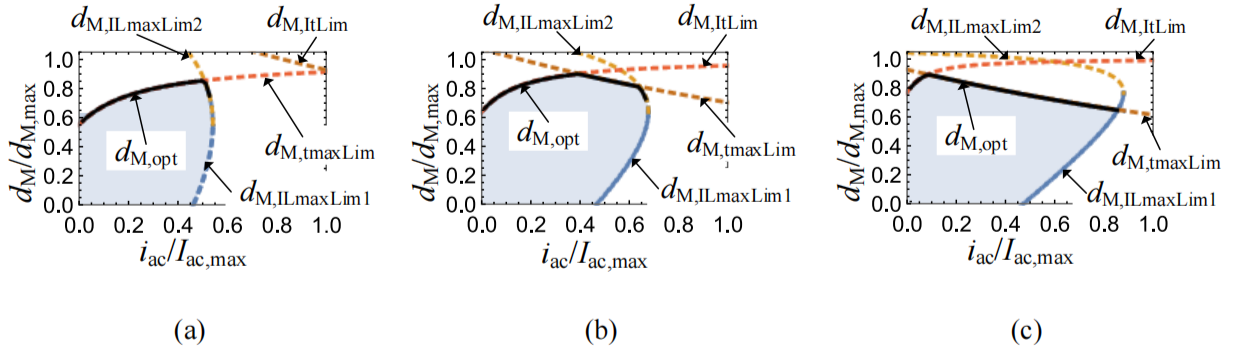


图 4.10 B-QCM 下波形比例系数 d_M 的取值范围和最优值设计：(a) $v_{ac}/V_{bus}=0.25$ ，(b) $v_{ac}/V_{bus}=0.4$ ，
(c) $v_{ac}/V_{bus}=0.475$ 。

$$\begin{cases} d_{M,ILmaxLim1} = \left(\frac{i_{ac}-i_{R,req}}{I_{L,max}-i_{R,req}} - \Delta_{dMILmax} \right) d_{M,max} \\ d_{M,ILmaxLim2} = \left(\frac{i_{ac}-i_{R,req}}{I_{L,max}-i_{R,req}} + \Delta_{dMILmax} \right) d_{M,max} \\ d_{M,ItLim} = - \frac{(i_{ac}-i_{R,req})(V_{bus}-v_{ac}) - \sqrt{(V_{bus}-v_{ac})((i_{ac}-i_{R,req})^2 V_{bus} - (i_{ac}^2 - 4i_{ac}i_{R,req} + 2i_{R,req}^2)v_{ac})}}{v_{ac}i_{R,req}} d_{M,max} \\ d_{M,tmaxLim} = - \frac{2L_s(i_{ac}-i_{R,req}) - \sqrt{4(i_{ac}-i_{R,req})^2 L_s^2 + t_{max}^2 (V_{bus}-v_{ac})v_{ac}}}{t_{max}v_{ac}} d_{M,max} \\ d_{M,opt} = \text{Min}: (d_{M,ILmaxLim2}, d_{M,ItLim}, d_{M,tmaxLim}) \end{cases} \quad (4-10)$$

其中，

$$\Delta_{dMILmax} = \frac{\sqrt{(I_{L,max}-i_{R,req})(I_{L,max}-2i_{ac}+i_{R,req})V_{bus}v_{ac} + (2(i_{ac}-i_{R,req})^2 - (I_{L,max}-i_{ac})^2)v_{ac}^2}}{(I_{L,max}-i_{R,req})v_{ac}} \quad (4-11)$$

通过判断工作点是否位于约束区域中，并比较不同工作模式下器件总损耗的最小值，能够确定在给定准静态直流工作点上的最佳工作模式，其流程图如图 4.11 所示。若工作点处于 BCM 或 B-QCM 的约束区域内，分别计算出对应工作模式下的器件总损耗最小值，并分别赋值给 P_{BCM} 和 P_{B-QCM} 。反之，如果工作点不在约束区域内， P_{BCM} 和 P_{B-QCM} 被赋值为一个很大的数，例如 10^3 。最终，通过比较 P_{BCM} 、 P_{B-QCM} 和 CCM 下的器件总损耗最小值 P_{CCM} ，我们能够得到最佳工作模式。

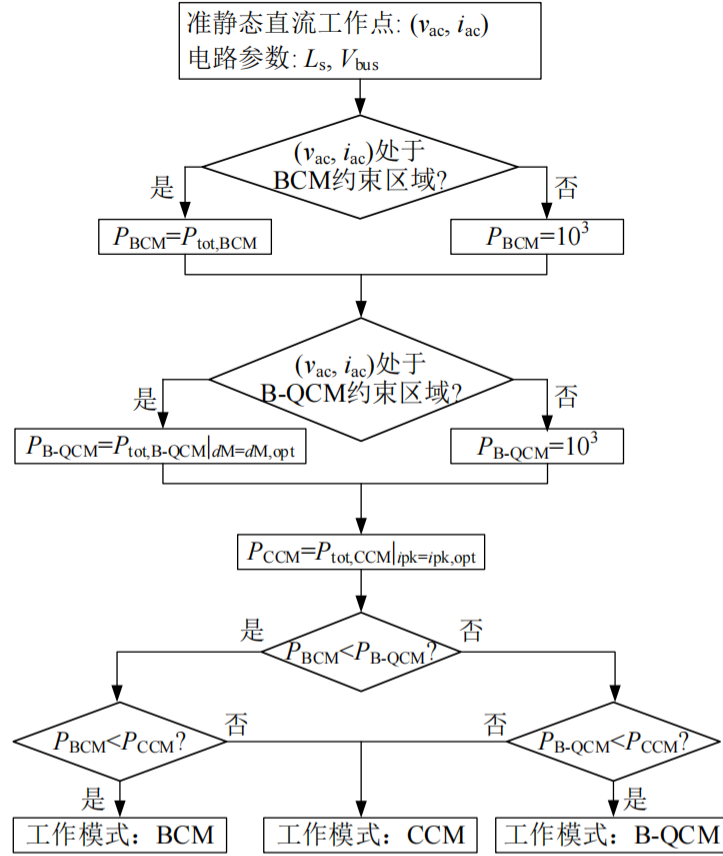


图 4.11 最优工作模式设计流程图。

通过数值计算得到的第一象限中最佳工作模式区域如图 4.12(a)所示，所使用的参数列于表 4.1 中。为叙述方便，以下将在 $v_{ac} < V_{bus}/2$ 时，电感电流为三角形的连续导通模式称为 CCM1；在 $v_{ac} > V_{bus}/2$ 时，电感电流为三角形的连续导通模式称为 CCM2。在该实例中，不同工作模式的边界由约束条件决定。同时，当 $v_{ac} > V_{bus}/2$ 时，为了防止工作模式在三角形电流模式和 QCM 之间频繁切换，在图 4.12(a)中的阴影区域以 CCM2 代替原本的 B-QCM。在满载 1kW、中载 600W 和轻载 200W 下的准静态工作点轨迹和半工频周期电感电流包络线分别如图 4.12(b)、(c)和(d)所示。在 1kW 下，逆变器在瞬时功率峰值附近以 CCM2 工作，在 v_{ac} 接近 $V_{bus}/2$ 的区域以 B-QCM 工作，在过零点附近以 BCM1 工作。在 600W 下，逆变器在过零点附近和半母线电压区域内同样分别以 BCM1 和 B-QCM 工作，随着瞬时功率的增大，先进入 BCM2，然后逐渐进入 CCM2，实际上是以非完全 ZVS 的 BCM 工作。在轻载 200W 下，逆变器在瞬时功率峰值附近全程以 BCM2 工作，在整个工频周期内实现完全 ZVS。

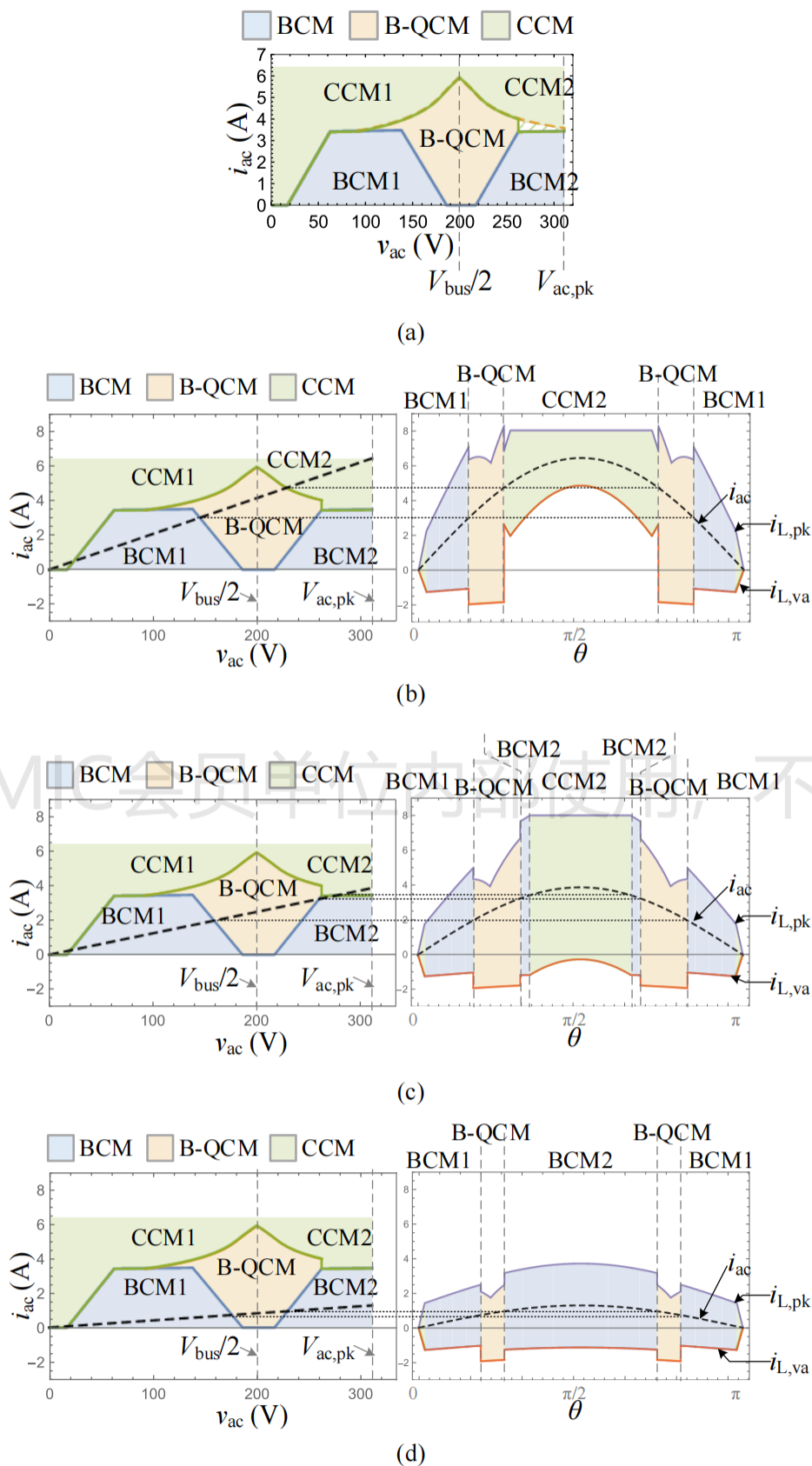


图 4.12 (a)第一象限的工作模式；(b) 1kW 下的工作点轨迹和电感电流包络线；(c) 600W 下的工作点轨迹和电感电流包络线；(d) 200W 下的工作点轨迹和电感电流包络线。

4.4 工作模式间平滑切换的方法

4.4.1 模式切换引起畸变的机理

在多模式控制中，模式切换可能导致输出电流畸变。尽管文献[54][80][149]等提到了这一问题，但却未深入探讨导致模式切换畸变的原因。为了解决这一问题，文献[54]采用了统一的工作模式代替多模式控制，却失去了多模式控制优化损耗的优势。本文的第三章试图通过连续的控制变量减小模式切换畸变，然而，为实现这一目标，我们不得不采用损耗较大的 C-QCM 模式，降低了逆变器的效率。文献[80]采用了在两种不同工作模式之间插入过渡周期的方法，其原理是，在过渡周期内，使电感电流过渡到切换后工作模式的稳态上，即保证切换前后的稳态电感电流连续。然而，在本文采用的样机中，仅仅保证稳态电感电流连续无法完全防止模式切换畸变。因此，本章首先对模式切换引起畸变的机理进行了分析，然后再提出一种模式软切换的方法。

模式切换畸变与 LCL 滤波器有关。逆变器的 LCL 滤波器模型可简化如图 4.13 所示，其中电压源 v_{sw} 代表开关网络输出电压， v_{ac} 代表电网电压。为抑制 LCL 滤波器的谐振峰，一般会在电容 C_1 上串联一个小电阻 r_{C1} 以进行无源阻尼^[150]。电路中的状态变量，即 i_{L1} 、 i_{L2} 和 v_{C1} ，构成一个状态空间。在稳态下，一个开关周期内逆变器具有特定的状态轨迹，前一个开关周期的状态变量末值与后一个开关周期的状态变量初值相同。在模式切换时，切换前的稳态状态变量末值与切换后的稳态状态变量初值可能不同。因此，状态变量无法立即从切换前的稳态进入切换后的稳态，从而导致电流畸变甚至滤波器振荡。

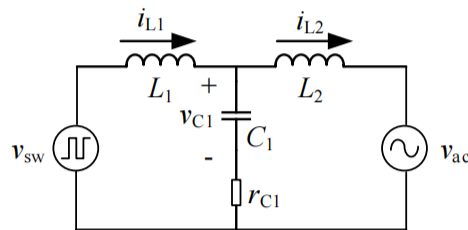


图 4.13 LCL 滤波器简化模型。

由于 LCL 滤波器有三个状态变量，仅通过保证其中一个状态变量，即保证电感电流在不同模式间初末值连续，并不能完全消除模式切换畸变。图 4.14 呈现了仿真中的一个模式切换实例。仿真采用了直流模型，即用直流源代替了图 4.13 的简化模型中的电网电压 v_{ac} 。在仿真中，模型由 B-QCM 直接切换到 BCM 工作，称为硬切换。如图所示，在切

换瞬间，电感电流谷底值不变，然而电网侧电流，即 i_{L2} ，在切换后出现了振荡。这是因为另外两个状态变量 i_{L2} 和 v_{C1} 在切换前后的稳态是不连续的，即便电感电流 i_{L1} 的稳态连续，逆变器在模式切换瞬间依旧无法立即进入稳态，而是需要一段时间才能达到稳态。

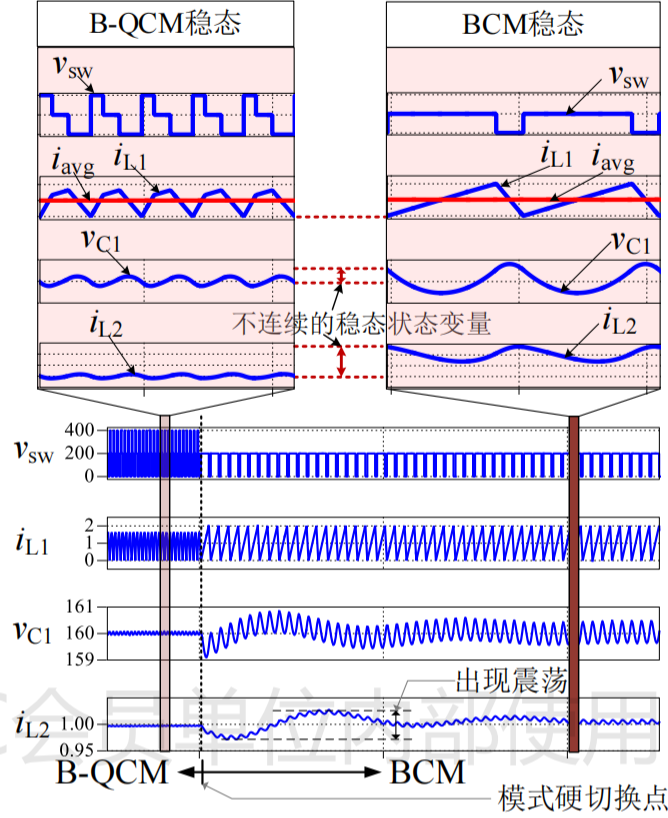


图 4.14 仿真中硬切换的实例。

稳态状态变量的不连续性源于切换前后工作模式的控制变量不连续，其中包括电感电流谷底值、开关频率、或者是开关模式时长的跳变。在本章设计的多模式控制中，BCM 和 CCM 的电感电流峰值是连续的，其稳态状态变量也是连续的。因此，BCM 和 CCM 的切换并不会引起输出电流畸变。然而，在 B-QCM 和 BCM，或 B-QCM 和 CCM 之间互相切换时，由于约束条件的限制，电感电流谷底值和开关频率都是不连续的。因此，在 B-QCM 和其他工作模式之间切换时，需要进行软切换设计以减小输出电流畸变。

4.4.2 稳态状态变量估算

为了分析稳态状态变量的连续性，我们通过时域分析法估算了不同工作模式下的稳态状态变量。如图 4.15 所示，稳态模型可分解为低频模型和高频模型两部分。在理想情况下，低频分量可认为只包含基次谐波，即只包含 50Hz 的分量，而高频分量则包含了开关频率及更高频率的分量。在高频模型中，高频开关电压 v_{sw_HF} 可通过开关网络输出电压

v_{sw} 减去直流偏置来获得, 而电网电压则由于不包含开关频次的谐波, 可视为短路。在低频模型中, 低频开关电压 v_{sw_LF} 为 50Hz 的电压源, 其幅值、相位与控制有关, 而电网电压全为低频分量。我们可以分别在高频和低频模型中计算稳态高频分量和稳态低频分量, 然后将其相加得到稳态状态变量。

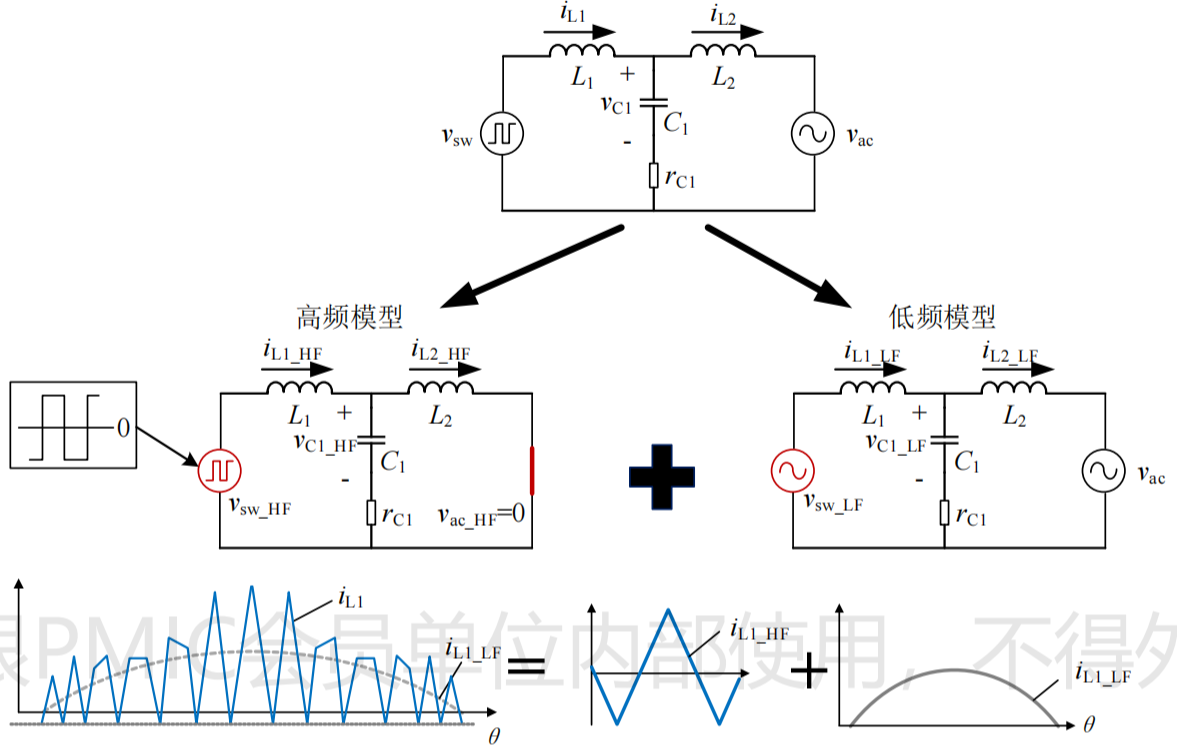


图 4.15 稳态模型及稳态状态变量的分解。

在高频模型中, 稳态状态变量的高频分量和状态方程如式(4-12)和式(4-13)所示。

$$\mathbf{SS}_{HF} = \begin{bmatrix} i_{L1_HF} \\ i_{L2_HF} \\ v_{C1_HF} \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{SS}_{HF} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{C1}}{L_1} & \frac{r_{C1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{r_{C1}}{L_2} & -\frac{r_{C1}}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{SS}_{HF} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{sw_HF} \quad (4-13)$$

假设开关频率足够高, 稳态下各段模式中的开关网络电压可认为是恒定的。因此, 高频激励 v_{sw_HF} 可由式(4-14)求得, 其波形如图 4.16 所示。各段开关模式的时长也可以通过准静态直流工作点和设计的工作模式求得。同时, 在开关频率足够高的情况下, 各状态变量在开关周期开始和结束时的值可认为是相等的, 即应当满足式(4-15)。

$$v_{sw_HF} = v_{sw} - v_{ac} \quad (4-14)$$

$$SS_{HF}(0) = SS_{HF}(T_{sw}) \quad (4-15)$$

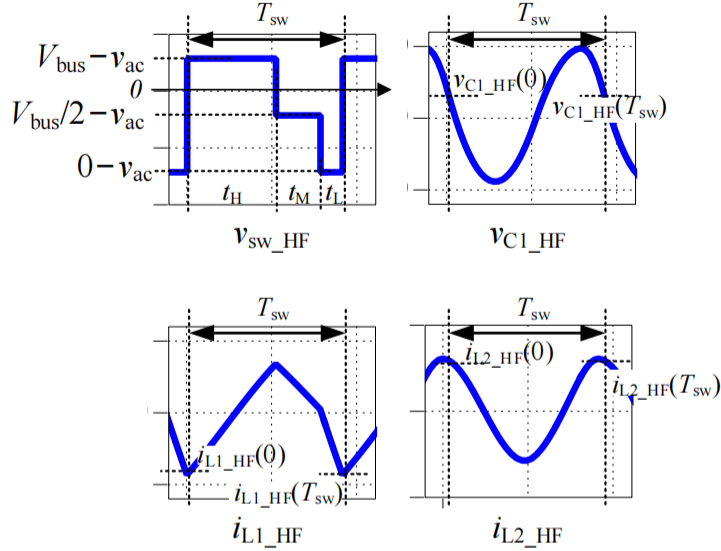


图 4.16 稳态下一个开关周期内的高频激励和各高频状态变量的波形。

在给定的准静态工作点上，结合式(4-12)~(4-15)以及 v_{sw} 的波形，可计算出稳态下三个高频状态变量的函数，并得到开关周期开始或结束时高频状态变量的值。

在低频模型中，电网电压可记为 $V_{acpk} \sin(\omega_{LF} \cdot t)$ ，其中 V_{acpk} 为电网电压幅值， ω_{LF} 为工频角频率。而开关网络电压的低频分量 v_{sw_LF} 与控制有关，很难直接计算。由于实际中采样和控制的是逆变器侧电感电流 i_{L1} ，因此 i_{L1_LF} 可认为是相位与电网电压相同，幅值为 I_{acpk} 的 50Hz 正弦波，其中 I_{acpk} 是并网电流参考的峰值。稳态下三个低频状态变量可通过式(4-16)计算。

$$\begin{aligned} \dot{i}_{L1_LF} &= \frac{I_{acpk}}{V_{acpk}} \dot{V}_{ac_LF} \\ \dot{i}_{L2_LF} &= \frac{(I_{acpk} r_{C1} - V_{acpk}) C_1 \omega_{LF} - j \cdot I_{acpk}}{V_{acpk} (C_1 r_{C1} \omega_{LF} + j(C_1 L_2 \omega_{LF}^2 - 1))} \dot{V}_{ac_LF} \\ \dot{v}_{C1_LF} &= \frac{V_{acpk} + j \cdot I_{acpk} L_2 \omega_{LF}}{V_{acpk} + C_1 V_{acpk} \omega_{LF} (j \cdot r_{C1} - L_2 \omega_{LF})} \dot{V}_{ac_LF} \end{aligned} \quad (4-16)$$

$$SS_{LF} = \begin{bmatrix} i_{L1_LF} \\ i_{L2_LF} \\ v_{C1_LF} \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

在给定的并网负载和优化设计下，可计算得到模式切换时的相位点 θ_{Tr} 和准静态直流工作点，从而可以求出切换前后模式状态变量的高频和低频分量，叠加得到稳态状态变量，

如式(4-18)所示。

$$SS_{MODEx} = SS_{HF,MODEx}(0) + SS_{LF} \quad (4-18)$$

其中，下标 $MODEx$ 表示切换前后工作模式的稳态状态变量， $MODE1$ 代表切换前的稳态状态变量， $MODE2$ 代表切换后的稳态状态变量。

4.4.3 过渡周期的设计

为了进行平滑的模式切换，本文采用了单周期过渡的方法：当进行切换时，在 B-QCM 和其他工作模式中间插入一个过渡周期（TC, Transition Cycle），连接前后工作模式的稳态状态变量。TC 的设计需要考虑以下几点因素：

1) 在 TC 的开始与结束时，需要确保所有状态变量都是连续的。在 TC 开始时，状态变量需要等于切换前工作模式的稳态状态变量；而在 TC 结束时，状态变量需要等于切换后工作模式的稳态状态变量。

2) 在 TC 中，需要尽量减小状态变量的纹波。

3) 为了保证稳态状态变量计算的精确度，需要尽可能缩短 TC 的周期。

过渡周期 TC 设计如图 4.17(a)所示。该过渡周期由至多五个开关模态组成：在 t_{HTr} 、 t_{MTr} 和 t_{LTr} 时间段中，开关模态与 QCM 相同；在 t_{fTr} 时间段中，开关模态应当与切换前工作模式的最后一段模态相同；在 t_{rTr} 时间段中，开关模态应当与切换后工作模式的第一段模态相同。TC 的初始电感电流为切换前工作模式的谷底电流 $i_{L1,MODE1}$ ，其他两个状态变量的初始值也应与切换前工作模式在开关周期结束时的稳态状态变量相同。

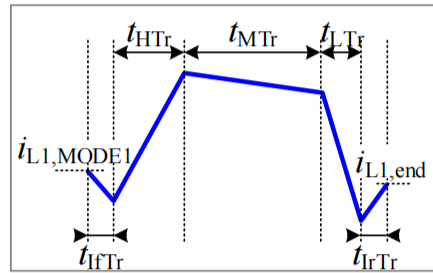


图 4.17 过渡周期 TC 的设计示意。

TC 的参数设计如式(4-19)所示。首先，TC 结束时的状态变量 SS_{TCend} 需要与切换后的稳态状态变量 SS_{MODE2} 相等，以保证状态变量的连续性。其次，需要对 TC 的电感电流纹波通过波形比例系数 d_M 进行调节。 d_M 过高或过低均可能导致电感电流纹波过大。基于实际经验，我们选取 d_M 为 0.5。最后，为缩小 TC 的周期，同时简化控制，我们将 t_{fTr} 和

t_{IrTr} 中的一个设置为 0。

$$\begin{cases} SS_{\text{TCend}} = SS_{\text{MODE2}} \\ t_{\text{MTr}} = d_{\text{M}} \cdot \frac{\min(v_{\text{ac}}, V_{\text{bus}} - v_{\text{ac}})}{2V_{\text{bus}}} (t_{\text{HTr}} + t_{\text{MTr}} + t_{\text{LTr}}) \\ t_{\text{IfTr}} \cdot t_{\text{IrTr}} = 0 \end{cases} \quad (4-19)$$

图 4.18(a)展示了半工频周期中需要插入 TC 的时刻点。在半工频周期内，逆变器将经历四次模式切换，分别如图 4.18(b)(c)(d)(e)所示。这四次模式切换中，插入的 TC 开关模态并不完全相同。由于 TC 的设计不仅与切换时的准静态直流工作点有关，同时也与切换前后的工作模式有关，因此需要对每次切换的 TC 进行独立设计。通过切换时的工频相位和准静态直流工作点、切换前后的模式和 TC 的开关模态，代入式(4-19)可以计算出 TC 每段模态的时间。

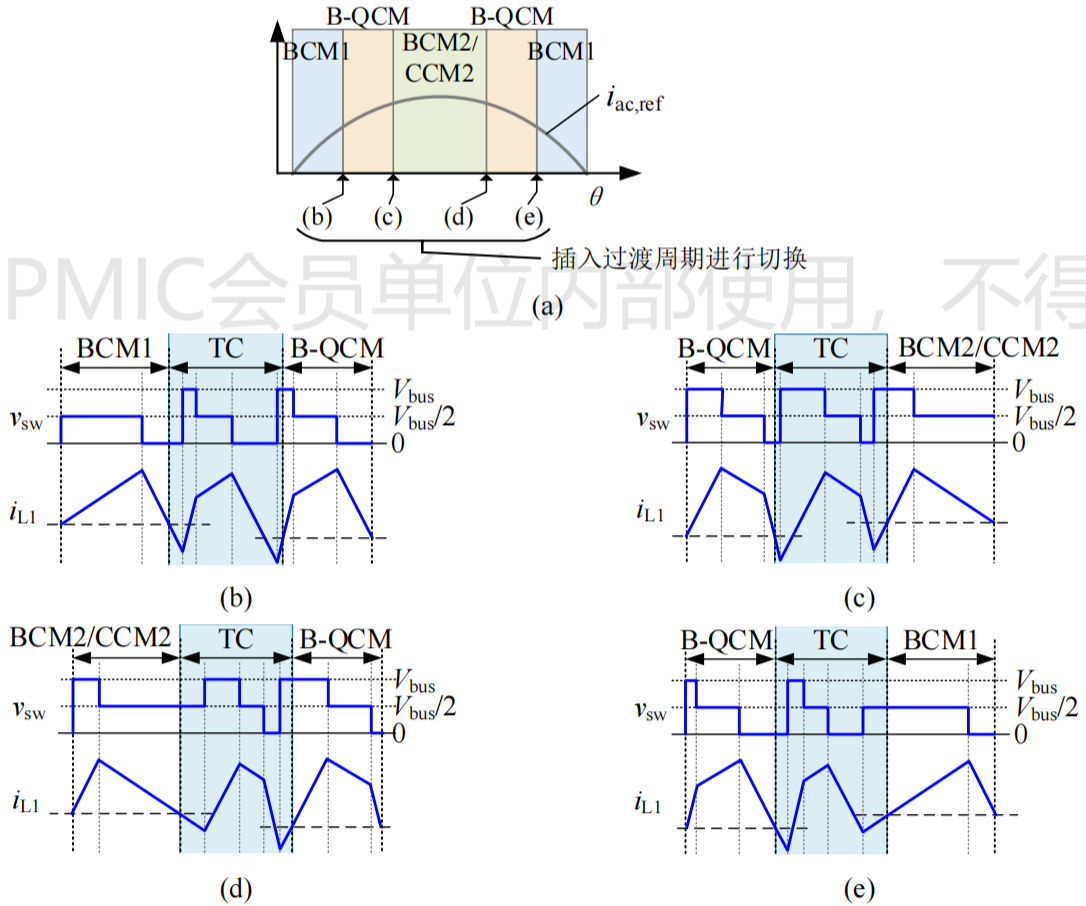


图 4.18 (a)半工频周期中需要插入 TC 的时刻点；(b) BCM1 向 B-QCM 切换；(c) B-QCM 向 BCM2/CCM2 切换；(d) BCM2/CCM2 向 B-QCM 切换；(e) B-QCM 向 BCM1 切换。

由于 TC 的各段模态时间解析解较为复杂，因此我们选择离线计算出数值解，并通过查表法在数字控制器中进行控制。小节 4.3 中已设计了相平面上各工作模式的区域，在单位功率因数工况下，给定并网负载就能够确定相平面上的工作轨迹，从而求得切换的时刻

点、切换前后工作模式及其稳态状态变量。最终，计算出 TC 各段模态的时间，即 t_{HTr} 、 t_{MTr} 、 t_{LTr} 、 t_{IFTr} 或 t_{Irr} ，存入以并网负载为索引的一维表中，以便进行软切换的控制。

表 4.1 计算、仿真及实验所用的电路参数

参数	符号	值
主电路		
输入母线电压	V_{bus}	400V
输出电网电压有效值	$V_{ac,rms}$	220V
额定并网功率	P_{rated}	1kW
MOSFET 型号：IPW60R070CFD7		
导通电阻	R_{dson}	57m Ω
开通损耗常数	k_{on}	8.37e-6
关断损耗常数	k_{off}	2.91e-6
电荷等效电容	$C_{oeq,Q}$	788pF
时间等效电容	$C_{oeq,t}$	990pF
LCL 滤波器参数		
逆变器侧电感	L_s	170 μ H
电网侧电感	L_g	500 μ H
输出滤波电容	C_g	2 μ F
电容阻尼电阻	r_{C1}	1 Ω
LCL 谐振频率	f_{LCL}	9.99kHz
其他约束条件		
最大开关频率	$f_{sw,max}$	100kHz
电感电流最大值	$I_{L,max}$	8A

4.5 仿真与实验结果

4.5.1 仿真结果

为了验证插入过渡周期进行软切换的可行性，本小节对逆变器进行了仿真。图 4.19 和图 4.20 分别展示了并网功率为 400W 下，从 BCM 向 B-QCM 切换和从 B-QCM 向 BCM 切换的关键波形。为了方便展示，状态变量 i_{L2} 和 v_{C1} 以减去基波分量的误差形式展现，即

$i_{L2,err}$ 和 $v_{C1,err}$, 如式(4-20)所示。在理想情况下, $i_{L2,err}$ 和 $v_{C1,err}$ 以 0 为中心仅有微小的纹波。 $i_{L2,err}$ 的纹波越大, 意味着输出电流的 THD 也越大。

$$\begin{cases} i_{L2,err} = i_{L2} - i_{L2,50Hz} \\ v_{C1,err} = v_{C1} - v_{C1,50Hz} \end{cases} \quad (4-20)$$

图 4.19(a)和(b)分别展示了 BCM 向 B-QCM 硬切换和软切换的波形。在硬切换中, 由于稳态状态变量不连续, 逆变器无法立即达到稳态, 输出电流 i_{L2} 出现明显振荡。而在软切换中, 通过插入过渡周期 TC, 逆变器能够迅速恢复稳态, 电流振荡几乎消失。TC 展开波形如图 4.19(c)所示。在该示例中, $t_{fTr}=0$, 而 t_{fTr} 不为 0, 因此 TC 中的电感电流谷底值会低于 BCM 的电感电流谷底值。

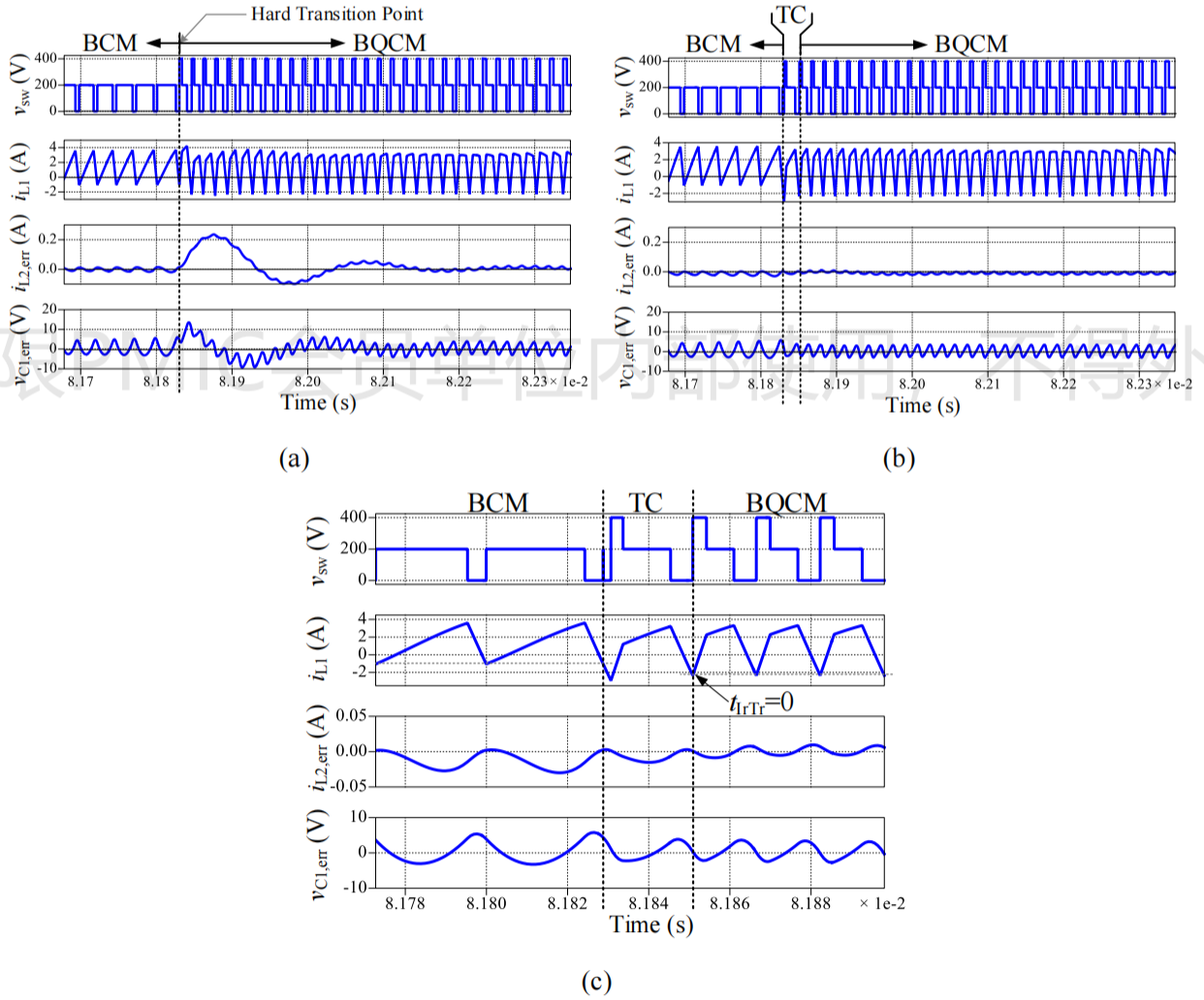


图 4.19 BCM1 向 B-QCM 切换的仿真波形: (a)硬切换; (b)软切换; (c) TC 展开波形。

图 4.20(a)和(b)分别展示了 B-QCM 向 BCM 硬切换和软切换的波形。在硬切换中同样出现了电流振荡, 而在软切换中, 插入过渡周期 TC 减小了电流振荡。图 4.20(c)的展开波形展示了 t_{fTr} 和 t_{fTr} 都为 0 的特殊情况。

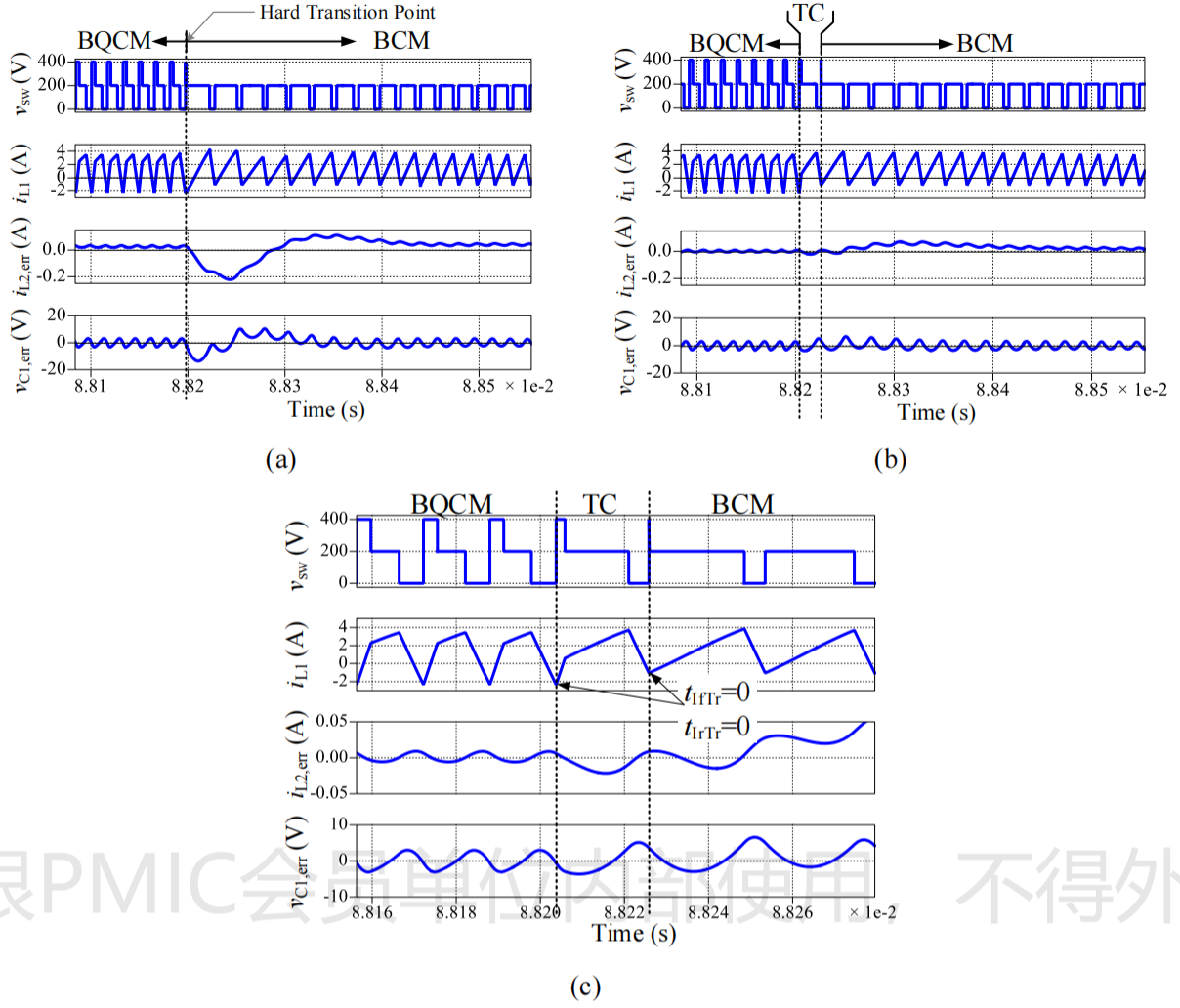


图 4.20 B-QCM 向 BCM1 切换的仿真波形: (a)硬切换; (b)软切换; (c) TC 展开波形。

在一个工频周期内,电感侧电流 i_{L1} 和电网侧电流 i_{L2} 在硬开关和软开关下的波形分别如图 4.21(a)和(b)所示。采用硬切换时,电网侧电流在切换点上可能会出现电流畸变,影响输出电流质量。而软切换能够平滑输出电流,降低电流畸变。

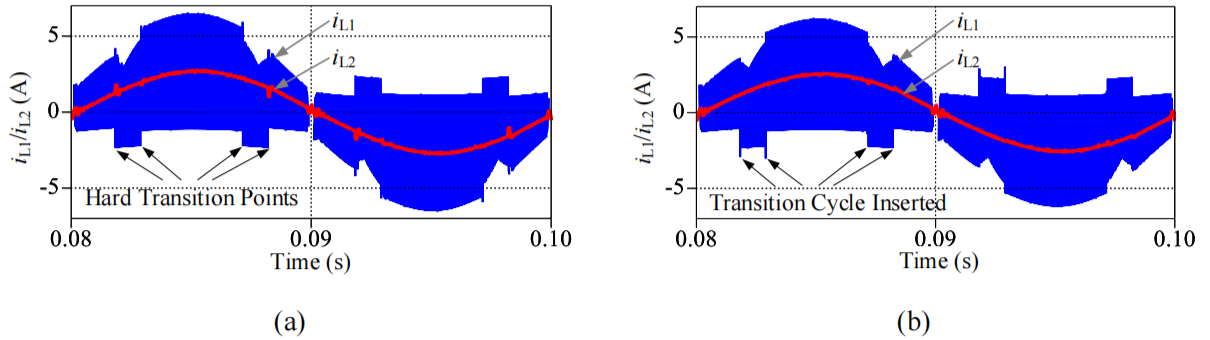
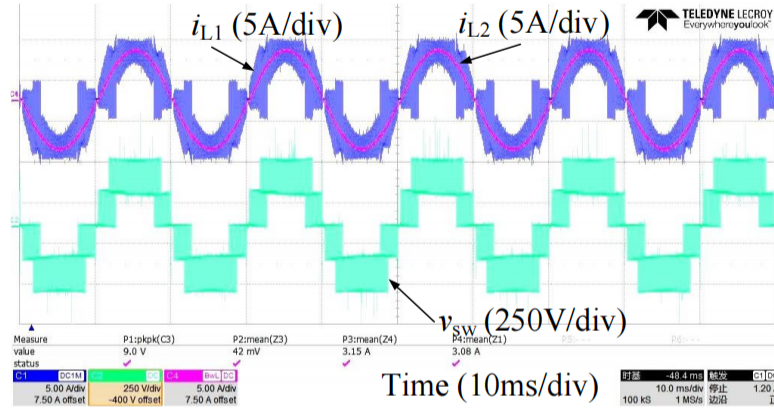


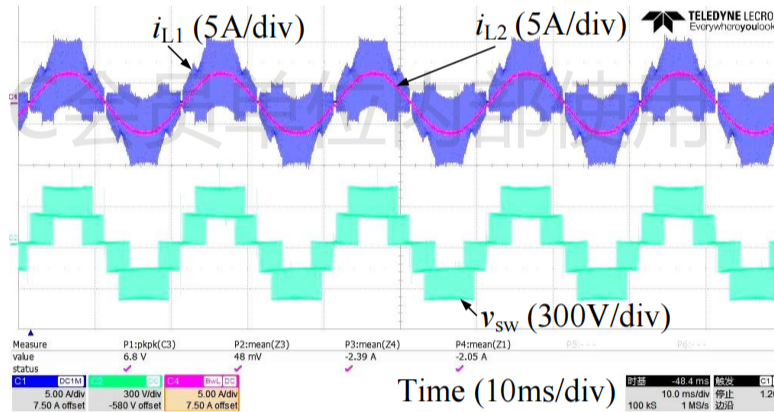
图 4.21 400W 下工频周期内电感电流 i_{L1} 和电网电流 i_{L2} 的波形: (a)硬切换, (b)软切换。

4.5.2 实验结果

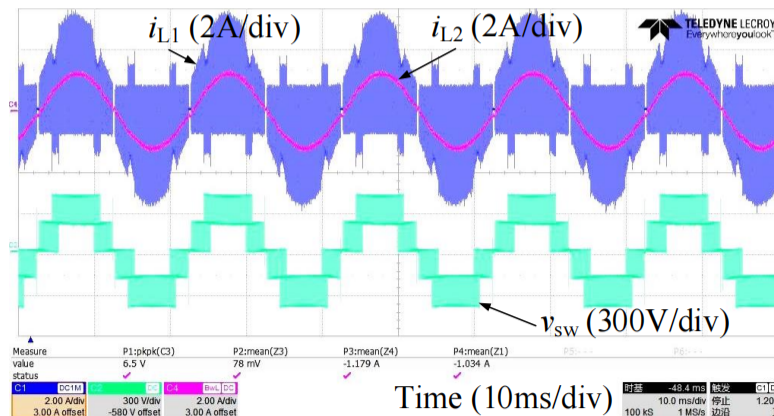
为了验证提出的多模式控制和软切换方法，我们在额定功率 1kW 的 T 型混合桥逆变器样机上进行了实验。逆变器样机与第三章相同，采用了本章设计的多模式控制优化策略，优化计算采用的参数如表 4.1 所示。实验中的效率通过横河 WT-500 功率分析仪测量得到，总额定电流畸变通过记录下的电流波形进行傅里叶分解计算得到。



(a)



(b)



(c)

图 4.22 实验波形: (a)满载, 1kW, (b)中载, 600W, (c)轻载, 200W。

采用带软切换的多模式控制策略的实验波形如图 4.22 所示。在图 4.22(a)中,满载情况下,随着瞬时功率的增加,逆变器依次在 BCM1、B-QCM 和 CCM2 工作模式中切换,最终在瞬时功率峰值处以 CCM2 运行。在如图 4.22(b)所示的中载下,逆变器在瞬时功率峰值处以非完全 ZVS 的 BCM2 运行。在如图 4.22(c)所示的轻载下,逆变器在瞬时功率峰值处以完全 ZVS 的 BCM2 运行。

图 4.23 展示了 1kW 下过渡周期 TC 的展开波形。如图所示,样机能够准确实现过渡周期 TC 的插入,以实现平滑的工作模式切换。

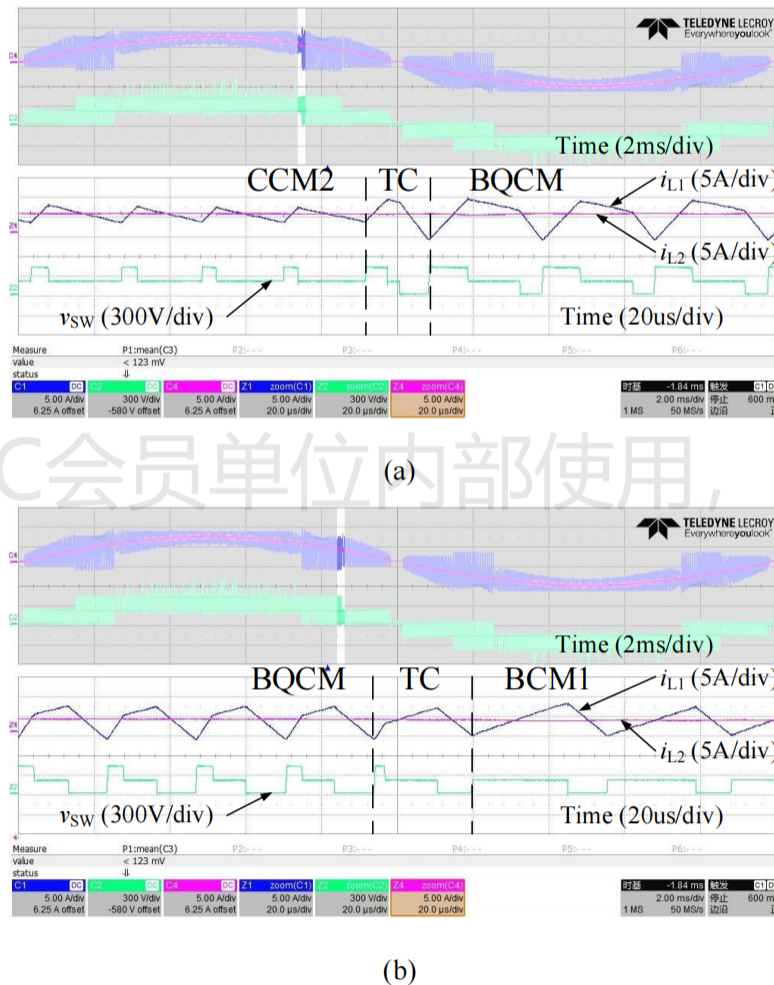


图 4.23 1kW 下 TC 的展开波形: (a) CCM2 向 B-QCM 切换, (b) B-QCM 向 BCM1 切换。

在实验中,我们通过电流探头记录了输出电流波形,即并网电流的波形,如图 4.24 所示,以进行对比分析。在硬切换下,切换点上会出现明显的电流畸变,如图 4.24(a)中的箭头所示。由于半工频周期下会出现四次硬切换,在半工频周期的波形中会出现四次畸变。而在采用软切换后,如图 4.24(b)所示,电流畸变几乎被消除。

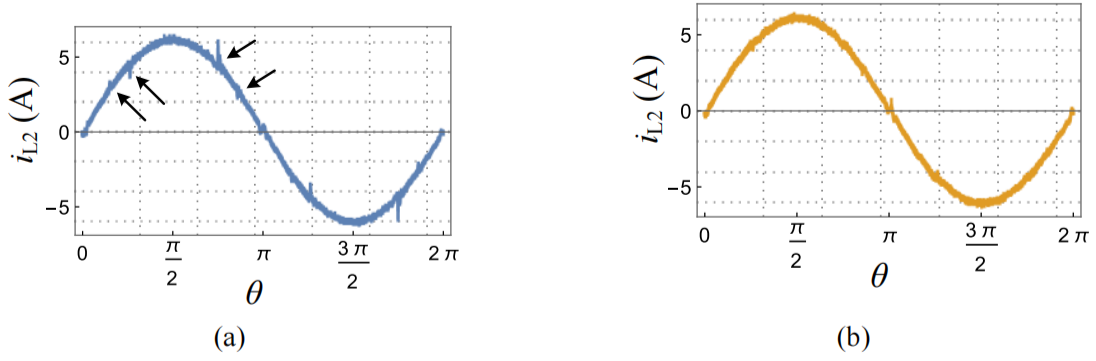


图 4.24 满载 (1kW) 下的并网电流波形: (a)硬切换, (b)软切换。

同时, 我们也对并网电流进行了傅里叶分解, 其频谱图如图 4.25 所示。采用软切换可显著减小从低频到高频的多个频段谐波。

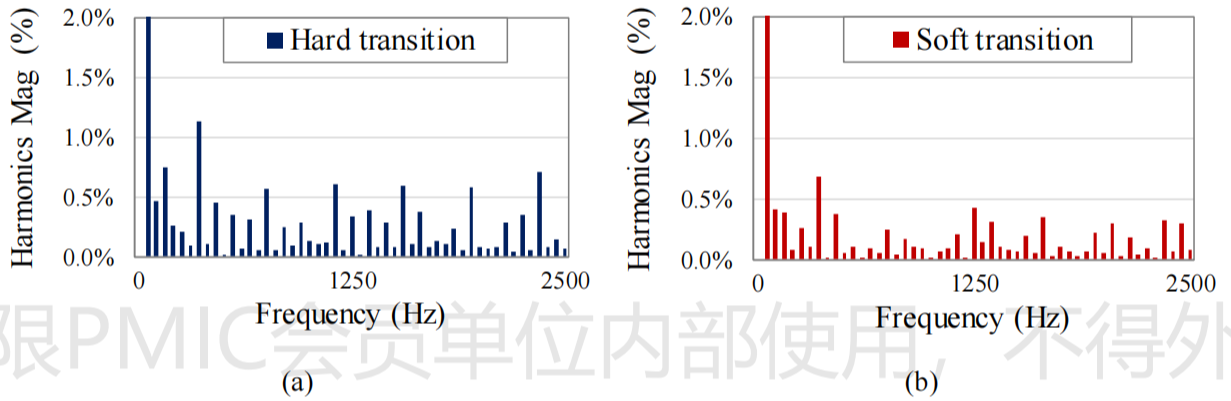


图 4.25 满载 (1kW) 下的并网电流的频谱: (a)硬切换, (b)软切换。

根据 IEEE Std 1547-2018, 总额定电流畸变 (TRD, Total rated current distortion) 可用来代替 THD 描述谐波畸变的程度^[21]。TRD 的计算方式如式(4-21)所示, 其中 I_{rms} 为并网电流的有效值, I_1 为并网电流的基波分量, I_{rated} 为额定并网电流。由于大部分功率分析仪无法测量 50 次以上谐波, 我们通过记录下的并网电流波形计算了有效值和基波分量, 进而计算出 TRD 进行对比。如图 4.26 所示, 软切换降低了逆变器的 TRD。在全负载范围内, TRD 都不大于 2%, 符合 IEEE Std 1547-2018 中 5% 的要求。在满载下, 软切换对 TRD 的减小最为显著, 可减小约 42% 的电流谐波。

$$\%TRD = \frac{\sqrt{I_{\text{rms}}^2 - I_1^2}}{I_{\text{rated}}} \times 100\% \quad (4-21)$$

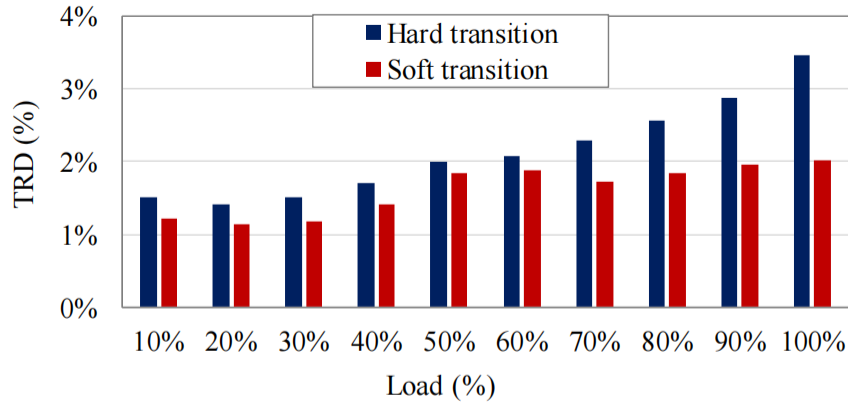


图 4.26 不同负载下硬切换和软切换的 TRD 比较。

最后，实验测量了带软切换的多模式控制下样机的转换效率，并与传统的定频控制以及第三章采用连续控制变量的变频多模式控制进行了对比。定频控制的开关频率为 100kHz，其电感电流最大值与多模式控制相同。如图 4.27 所示，相比传统的定频控制，本章提出的带软切换的多模式控制能够在全功率范围内提升转换效率。相比第三章的变频多模式控制，本章的多模式控制策略不采用损耗较高的 C-QCM 和 D-QCM 模式，从而提高了转换效率。

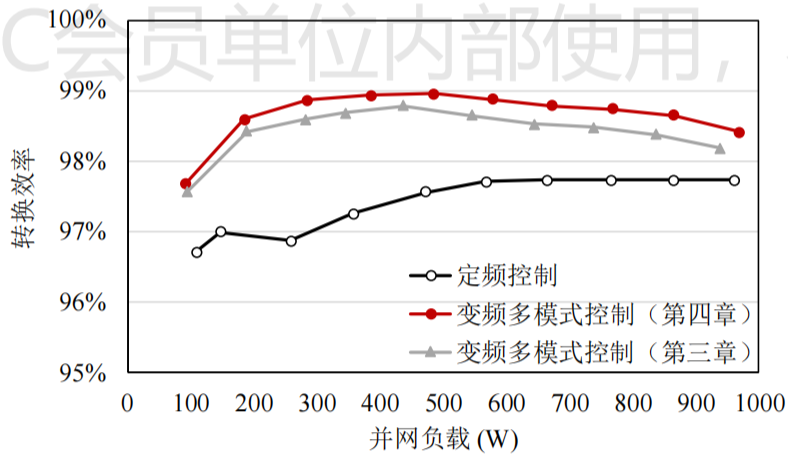


图 4.27 本章提出的多模式控制策略与传统的定频控制以及第三章的变频多模式控制策略的效率比较。

4.6 本章小结

本章设计了一种由 BCM、B-QCM 和 CCM 组成的多模式控制策略，在约束条件下进行最优化，从而兼顾转换效率和电流质量。同时，本章也提出了一种软切换的方法来进行工作模式平滑切换，以减小输出电流畸变。本章的研究结论和成果有：

- 1) 分析了 BCM 和 B-QCM 下的零电压开通过程，并基于恒定的死区时间设计了保证

完全软开关所需的反向电流。计算结果表明,在相同的工作模式下,设计的反向电流是电网电压的线性函数。在实际控制中,给定其他电路参数的情况下,反向电流可通过固定的一次函数计算。

2) 讨论了不同工作模式下的约束条件。受开关频率的上下限、开关模式时长、电感电流最大值、B-QCM 拐点电流等限制,BCM 和 B-QCM 在准静态直流工作点组成的相平面上工作区域受限,而 CCM 由于调节较为自由,可在整个相平面上工作。同时,本章也在约束条件下进行了最优化求解,在每个准静态直流工作点上设计了最佳工作模式和最优控制变量。

3) 研究了模式切换引起的并网电流畸变,发现模式切换畸变是由于不同工作模式的稳态状态变量不连续造成的。具体来说,只要切换前后工作模式的电感电流谷底值、开关频率、或者各段开关模式时长发生跳变,电路就无法立刻恢复到稳态,这甚至可能引起 LCL 滤波器振荡。为了解决模式切换畸变问题,本章提出了一种模式软切换方法,在 B-QCM 和其他工作模式中间插入一个过渡周期 TC,以确保前后工作模式的稳态状态变量连续。本章先通过时域分析估算了不同工作模式的稳态状态变量,随后设计了过渡周期 TC 的参数,最后通过查表法实现 TC 的控制。

4) 对提出的带软切换的多模式控制策略进行了仿真,并在 1kW 的 T 型混合桥逆变器样机上进行了实验。仿真和实验结果表明,相比直接进行硬切换,采用单周期过渡的软切换能够有效减小电流畸变。本章对实验实测得的并网电流进行了谐波分解和计算,其总电流畸变符合 IEEE Std 1547-2018 标准要求。同时,本章还测量了样机在不同并网功率下的转换效率,结果表明,与传统的定开关频率控制相比,由 BCM、B-QCM 和 CCM 组成的多模式控制策略能够在全功率范围内提高效率。

第5章 部分功率处理结构的子串级功率优化器

5.1 引言

在光伏系统中，除了前述的负载和功率因数变化导致传统定频逆变器转换效率下降，还存在由于失配造成的系统效率下降。由部分遮挡和老化不均等原因引起的失配问题，会导致组件或子串的最大功率电流不一致，从而降低输出功率，甚至引发热斑问题。为了在失配工况下最大程度利用光伏功率，本章研究了部分功率处理结构的子串级功率优化器，并提出了一种新型串联虚拟端口结构。与其他部分功率处理结构相比，该结构既不需要体积庞大的变压器，在多组件串联即长组串的情况下也有更好的效率表现。同时，组件间仅需一根功率线连接，从而降低了安装和维护成本。本章介绍了提出结构的工作原理和输出特性，并与其他基于非隔离拓扑的优化器结构进行了性能对比，以展示所提出的结构在电流应力和长组串下效率这两个方面的优势。此外，本章还研究了与之配套的分布式最大功率追踪的方法，开发了一种仅需单个电流传感器的预测电压扰动控制方法，目的是在降低硬件成本的同时实现快速高效的 MPPT 控制。最后，本章设计并搭建了一台适用于 3x100W 子串的优化器样机，并进行了转换效率和 MPPT 效率的实验，验证了所提出的子串级功率优化器的性能表现。

5.2 串联虚拟端口结构

5.2.1 子串级功率优化器的结构及连接

在光伏系统中，每个组件通常由三个子串串联组成，多个组件再进行串联，以满足后级逆变器对直流母线电压的需求。由于部分遮挡、安装朝向、温度不均、生产公差、老化等原因，子串之间可能会出现失配情况，即最大功率点（MPP, Maximum Power Point）的电压和电流不一致。在失配工况下，如果直接将子串串联，所有子串将无法同时达到 MPP，从而导致输出特性曲线出现多个峰值，输出最大功率降低，甚至可能引发热斑问题。为了解决失配问题，可采用功率优化器对每个子串进行分布式最大功率追踪（DMPPT, Distributed Maximum Power Point Tracking）。子串级功率优化器的连接示意如图 5.1 所示。子串级功率优化器可以集成在组件背板的接线盒内，对每个子串进行 DMPPT，即便在失配工况下也能确保每个子串都工作在 MPP 上。在组件之间，根据功率优化器结构的不同，可能需要一条或者多条功率线和通信线进行连接。

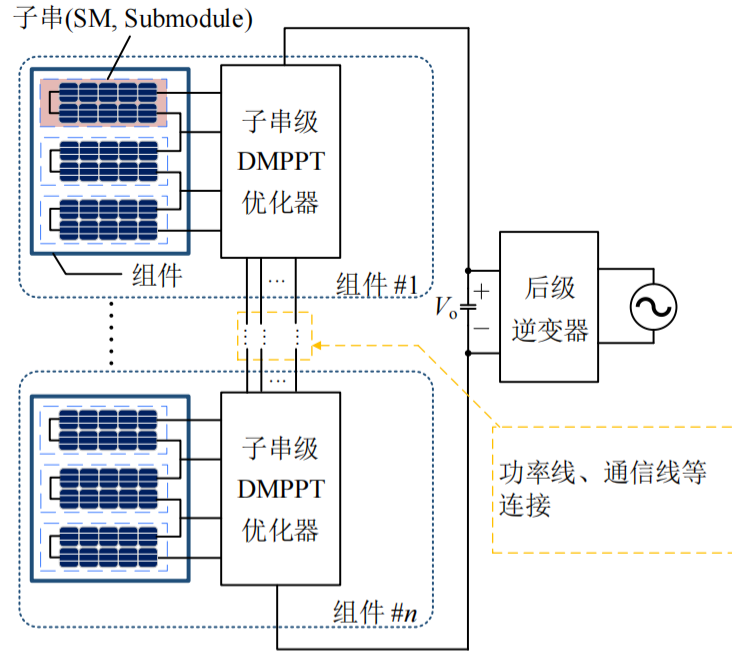


图 5.1 子串级功率优化器的连接示意。

不同子串级功率优化器的结构和连接如图 5.2 所示。图 5.2(a)是全功率处理结构(FPP)，两个光伏组件之间仅需一根功率线连接。然而，FPP 结构需要处理全部光伏组件产生的功率，系统效率较低。

图 5.2(b)展示了“毗邻均衡”差分功率处理结构(PV2PV DPP)，该结构要求两个组件之间有两根功率线连接。此外，在 PV2PV 结构中，由于每个 DPP 变换器相互耦合，还需要通信线进行 DMPPT。

图 5.2(c)是“全局均衡”结构(PV2VP DPP)，其中所有 DPP 变换器的输出并联在一起，形成一个“虚拟端口”(VP, Virtual port)。在 PV2VP 结构中，组件需要三根功率线连接，同时 DPP 变换器需要采用隔离拓扑，导致系统硬件成本较高。

图 5.2(d)描述了“母线补偿”结构(PV2Bus DPP)，与 PV2VP 结构的差别在于，所有 DPP 变换器输出并联形成的“虚拟端口”并联在母线上。这样，不仅子串之间可以相互传输能量，子串也可以直接向母线传输能量，从而增加了调节的灵活度。然而，PV2Bus 结构同样需要三根功率线连接与隔离拓扑，增加了硬件与安装成本。

图 5.2(e)中的结构见于文献[151]-[154]中，本文称之为“串联虚拟端口”结构(SVP DPP, PV-to-Series Virtual Port)。在该结构中，单个组件内部的分功率变换器输出并联形成“虚拟端口”，这个“虚拟端口”再与对应组件串联。两个组件仅需一根功率线连接，从而降低了安装和维护成本，也减小了多个组件组成长组串时连接线的损耗。与 FPP 结构相比，SVP 结构的部分功率处理特性能够在失配较小时提高系统效率。此外，SVP 结构也

可以采用非隔离的拓扑，以减小硬件成本和功率损耗。

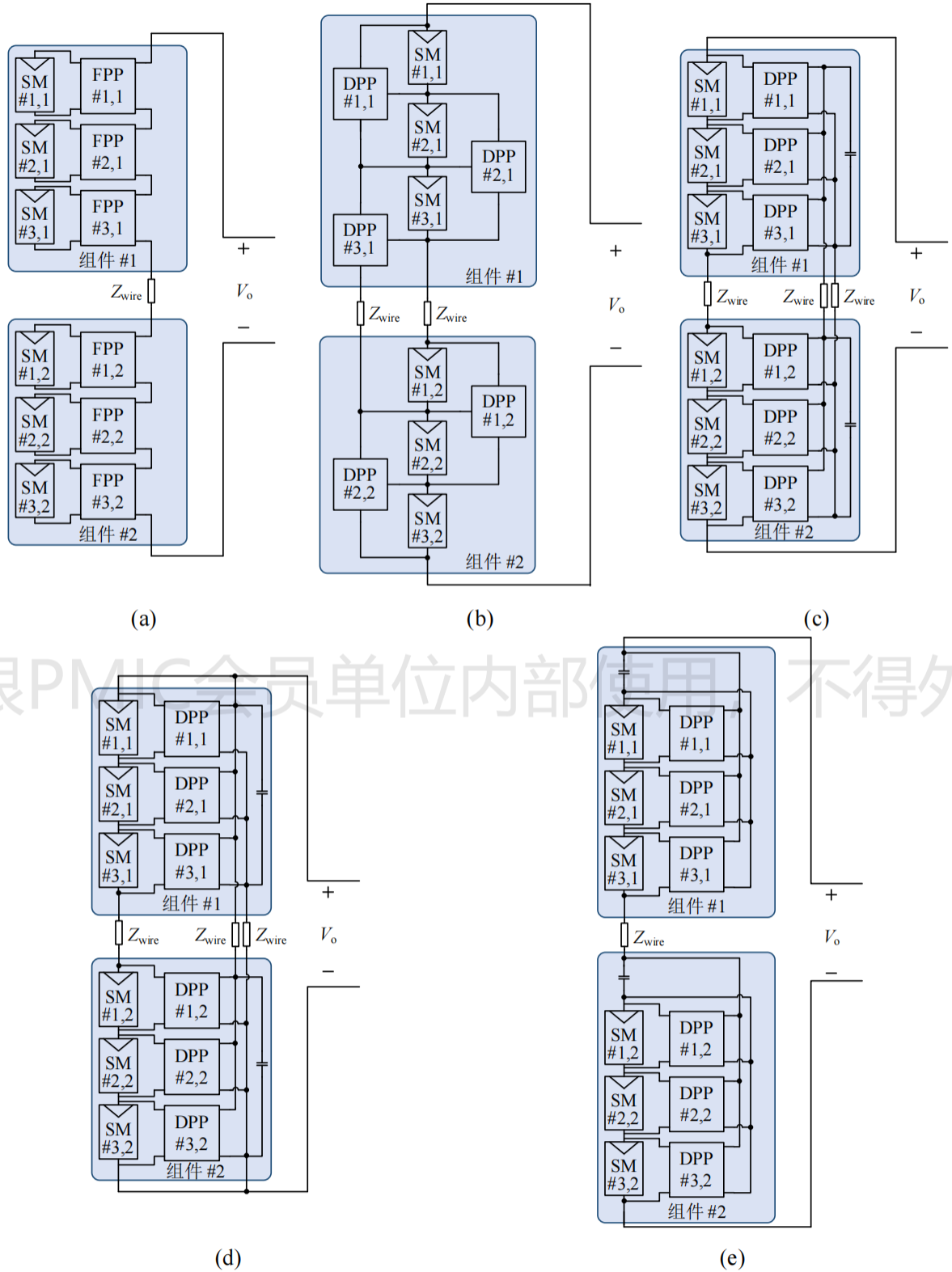


图 5.2 不同的子串级功率优化器结构和连接：(a)全功率处理结构 (FPP)；(b)“毗邻均衡”结构 (PV2PV)；(c)“全局均衡”结构 (PV2VP)；(d)“母线补偿”结构 (PV2Bus)；(e)“串联虚拟端口”结构 (SVP)。

5.2.2 串联虚拟端口结构的拓扑及工作原理

在传统的 SVP 结构中, 采用非隔离拓扑的方案如图 5.3 所示, 本文将其称为 SVP1 结构。在该结构中, 每个子串之间通过 Buck-Boost 变换器传输功率, 而子串#1 再通过变换器#1 将功率传输到虚拟端口。然而, 当子串#3 输出功率偏大时, 差分功率需要经过所有变换器传输到虚拟端口, 因此 SVP1 结构中的变换器额定功率较高, 系统的转换效率偏低。

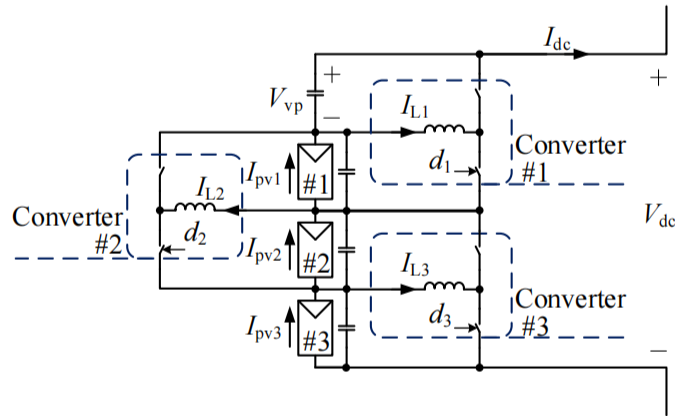


图 5.3 传统 SVP 结构在单个组件内的拓扑^[152] (SVP1)。

为了解决子串#3 的功率需要经过所有变换器的问题, 本章提出了一种新型串联虚拟端口结构, 如图 5.4 所示, 被称为 SVP2 结构。与 SVP1 结构相比, 该结构中每个变换器可视为 Boost 变换器, 其输入分别与各个子串连接, 输出的正端全部连接到虚拟端口的正端。因此, 差分功率可仅通过一个变换器传输至虚拟端口, 从而减小了变换器需要处理的功率。

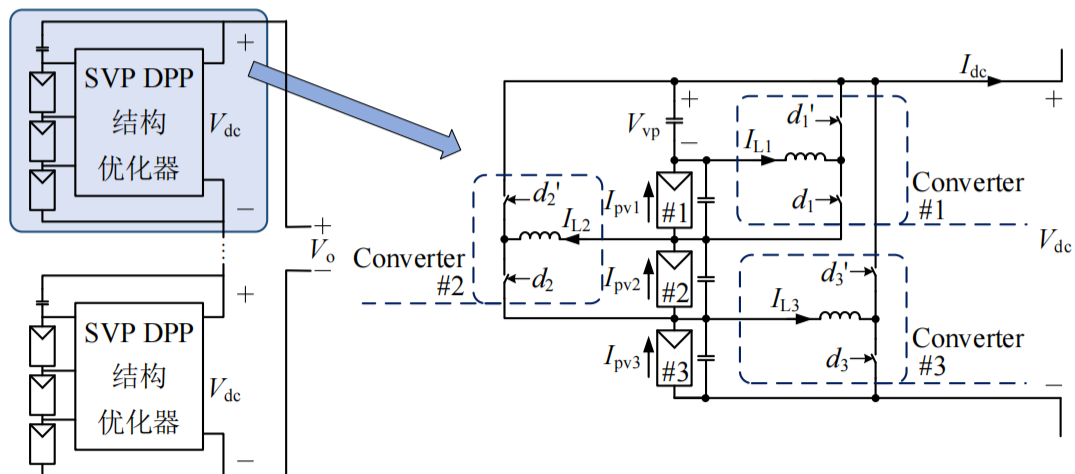


图 5.4 所提出的 SVP2 结构在单个组件内的拓扑。

需要说明的是,图 5.4 中,三个变换器所需的器件耐压并不相同。其中,变换器#3 将承受整个优化器的输出电压 V_{dc} ,而不是多个优化器串联形成几百伏的母线电压 V_o 。

图 5.4 中的变换器工作在连续导通模式 CCM 下,每个变换器中的两个开关元件互补导通。在变换器# i 中,主动管的占空比记为 d_i 。整个功率优化器的输出电压记为 V_{dc} ,输出电流记为 I_{dc} ,每个子串的电电压可由式(5-1)计算。通过调节占空比 d_i ,可以调节三个子串的电电压,从而进行 MPPT 控制。

$$\begin{cases} V_{pv3} = (1 - d_3)V_{dc} \\ V_{pv2} = (1 - d_2)d_3V_{dc} \\ V_{pv1} = (1 - d_1)d_2d_3V_{dc} \end{cases} \quad (5-1)$$

根据基尔霍夫电流定律,每个变换器的电感电流为:

$$\begin{cases} I_{L1} = I_{pv1} \\ I_{L2} = I_{pv2} - I_{pv1} + d_1I_{L1} = I_{pv2} - (1 - d_1)I_{pv1} \\ I_{L3} = I_{pv3} - I_{pv2} + d_2I_{L2} = I_{pv3} - (1 - d_2)I_{pv2} - d_2(1 - d_1)I_{pv1} \end{cases} \quad (5-2)$$

变换器# i 处理的功率可表示为 $V_{pvi} \cdot I_{Li}$ 。根据式(5-1)和(5-2)可知,对于变换器#1,需要处理的功率总是 $V_{pv1}I_{pv1}$,即子串#1 的全部功率。但是,对于其他两个变换器,在大多数情况下, $|I_{L2}| < I_{pv2}$ 、 $|I_{L3}| < I_{pv3}$,即变换器处理的功率小于子串功率,系统仍然具有部分功率处理优势。

为了清晰阐明 SVP2 的部分功率处理特性,图 5.5 展示了 SVP2 的等效电路图。如图 5.5(a)所示, SVP2 结构可视为 Boost 变换器和效率接近 100%的直流通路的组合。由于虚拟端口的电容可通过变换器的输出电容等效,因此仅用灰色虚线表示。

图 5.5(b)和(c)展示了两个功率流动的例子。在理想状态下,如图 5.5(b)所示,子串之间没有失配,其输出功率一致。此时仅有变换器#1 处理子串#1 的所有功率,而其他两个子串相当于与变换器#1 的输出串联,因此子串#2 和子串#3 以接近 100%的效率通过直流通路传输功率。

当发生部分遮挡时,如图 5.5(c)所示,根据光伏元件的特性,此时所有子串的电电压变化很小,但被遮挡的子串#3 电流下降。为了进行 DMPPT,变换器#3 将向子串#3 注入功率,其处理的功率等于子串#3 与未被遮挡子串的功率之差。同时,变换器#2 依旧不工作,变换器#1 仍然处理子串#1 的所有功率。

正如这两个例子所示,无论是否发生失配,变换器都仅处理一部分的功率,另一部分

功率则通过近 100%效率的直流通路传输。因此,相比全功率处理结构,包括 SVP2 结构在内的部分功率处理系统的转换效率更高。

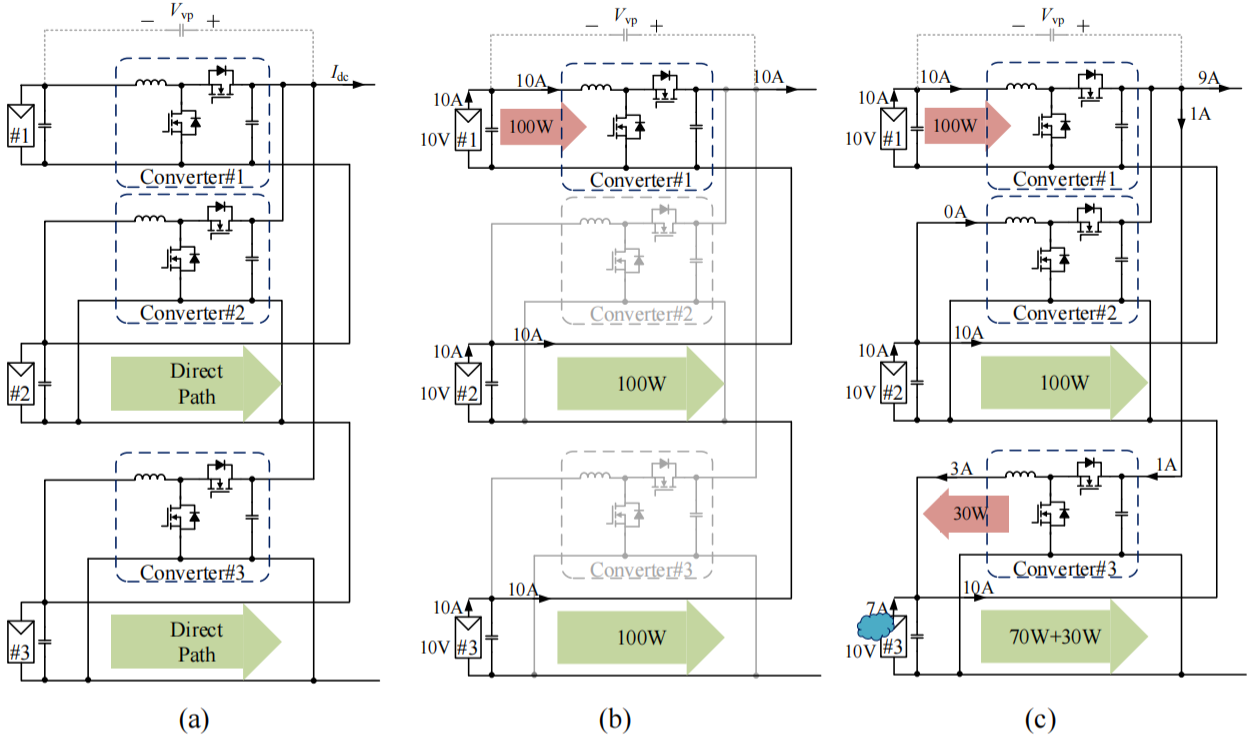


图 5.5 (a)提出的 SVP2 等效电路图; (b)理想状态(无失配)下的功率流动示例; (c)部分遮挡状态下的功率流动示例。

5.2.3 串联虚拟端口结构的输出特性

图 5.6 展示了 SVP2 结构的输出特性曲线。当进行 DMPPT 时,优化器输出电压 V_{dc} 可以在一定范围内变化。由于使用的是 Boost 变换器,虚拟端口电压总是大于 0,当 V_{dc} 低于三个子串的 MPP 电压之和时,变换器便无法对每个子串进行 MPPT 控制。 V_{dc} 的下限由式(5-3)给出,其中 $V_{mpp,SM}$ 为单个子串的 MPP 电压。而 V_{dc} 的上限则应考虑开关器件的电压应力进行设计。当 V_{dc} 处于 $V_{dc,min}$ 和 $V_{dc,max}$ 之间时,每个子串都能够输出最大功率,这段区域称为最大功率区。当遮挡发生时,由于不同辐照下子串的 MPP 电压十分接近,其输出最大功率降低,而最大功率区的电压范围不变。

$$V_{dc,min} = 3V_{MPP,SM} \quad (5-3)$$

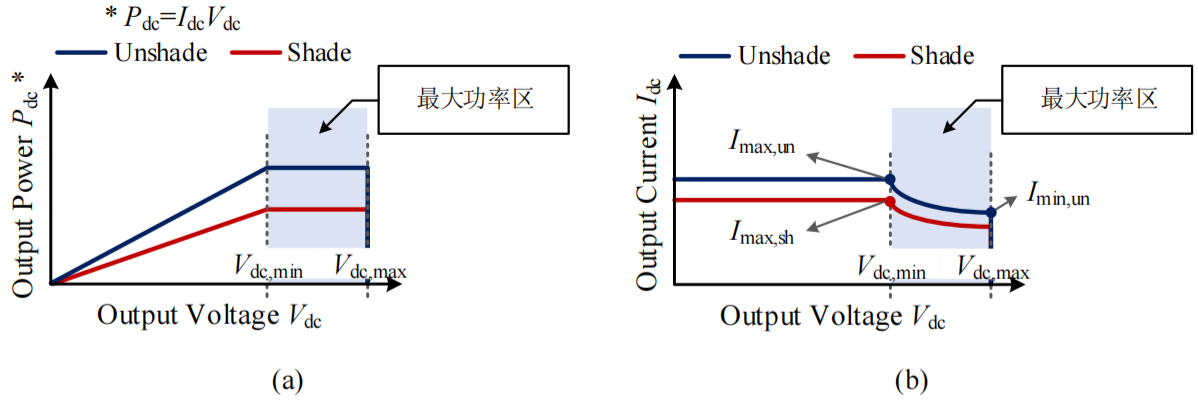


图 5.6 SVP2 结构的输出特性曲线：(a)功率-电压曲线，(b)电流-电压曲线。

在电流-电压输出特性曲线中，组件 j 在 $V_{dc,min}$ 和 $V_{dc,max}$ 点上优化器的输出电流可通过式(5-4)计算，其中 $I_{MPP(i,j)}$ 为子串 i 的MPP电流。

$$\begin{cases} I_{max,j} = (I_{MPP(1,j)} + I_{MPP(2,j)} + I_{MPP(3,j)})/3 \\ I_{min,j} = \frac{(I_{MPP(1,j)} + I_{MPP(2,j)} + I_{MPP(3,j)})V_{MPP,SM}}{V_{dc,max}} \end{cases} \quad (5-4)$$

与 Boost FPP 类似，当组件遭受严重遮挡时，优化器输出电流-电压曲线下移，这可能导致在与未遮挡组件串联时无法达到 MPP。为确保所有子串都能达到 MPP，被遮挡组件对应的优化器最大输出电流 $I_{max,sh}$ 需要满足式(5-5)，其中 $I_{max,un}$ 和 $I_{min,un}$ 分别为未遮挡组件对应的优化器最大和最小输出电流。

$$I_{max,sh} \geq I_{min,un} = \frac{I_{max,un}V_{dc,min}}{V_{dc,max}} \quad (5-5)$$

根据图 5.6 所示，SVP2 结构的输出特性曲线与 Boost FPP 相似，这表明该系统能够像传统的 FPP 一样，在没有组件间通信的情况下运行。同时，根据式(5-5)，SVP2 结构和 Boost FPP 一样，能处理的失配范围和电压上限 $V_{dc,max}$ 有关。

5.3 几种基于非隔离拓扑的功率优化器性能比较

在实际应用中，优化器通常只能在一定程度内处理的失配。首先，我们引入失配处理范围 MHR (Mismatch Handling Range)，其定义如式(5-6)所示。其中 $P_{MPP,un}$ 是未遮挡子串的最大功率， $P_{MPP,min}$ 是保证所有子串都处于 MPP 的情况下，被遮挡子串的最小功率。在部分遮挡的情况下，只要被遮挡子串的输出功率大于等于 $P_{MPP,min}$ ，功率优化器就能够保证每个子串都在其 MPP 上运行。需要说明的是，如果被遮挡子串的输出功率小于 $P_{MPP,min}$ ，根据被遮挡子串分布的不同，功率优化器可能能够实现所有子串的 MPPT，也可能无法使所有子串都工作在 MPP 上。

$$MHR = 1 - \frac{P_{MPP,min}}{P_{MPP,un}} \quad (5-6)$$

本节对提出的 SVP2 结构，与传统的 Boost FPP、采用 Buck-Boost 电路的 PV2PV 结构、以及图 5.3 所示的 SVP1 结构进行了比较。为了确保比较的公平，本节基于相同的失配处理范围 MHR ，针对不同的优化器结构进行了计算，并比较了其电感电流上限和最差情况下的系统转换效率。此外，本节的计算前提是所有子串均已工作在 MPP 上。假设在不同遮挡情况下，子串的 MPP 电压保持一致，系统中最小输出子串的 MPP 电流可由式(5-7)表示，其中 $I_{MPP,un}$ 是未遮挡子串的 MPP 电流。

$$I_{MPP,min} = (1 - MHR)I_{MPP,un} \quad (5-7)$$

5.3.1 电感电流上限

1) 提出的 SVP2 结构

在 SVP2 结构中，变换器的电感电流仅与组件内子串的工作点和输出电压 V_{dc} 有关，而与其他组件无关。因此，仅需计算单个组件中三个变换器的电感电流上限。我们定义优化器的电压比 k 为输出电压 V_{dc} 和子串 MPP 电压之比，如式(5-8)所示。

$$k = V_{dc}/V_{MPP,SM} \quad (5-8)$$

优化器的输出电流 I_{dc} 则为

$$I_{dc} = (I_{pv1} + I_{pv2} + I_{pv3})/k \quad (5-9)$$

其中， I_{pv1} 、 I_{pv2} 、 I_{pv3} 分别为三个子串的输出电流，如图 5.4 所示。

根据式(5-1)，三个变换器的占空比计算为：

$$\begin{cases} d_1 = \frac{k-3}{k-2} \\ d_2 = \frac{k-2}{k-1} \\ d_3 = \frac{k-1}{k} \end{cases} \quad (5-10)$$

根据式(5-2)、式(5-9)和式(5-10)，每个变换器的电感电流平均值为：

$$\begin{cases} I_{L1} = I_{pv1} \\ I_{L2} = \frac{1}{k-1}I_{pv1} - I_{pv2} \\ I_{L3} = I_{pv3} - \frac{1}{k-1}I_{pv2} - \frac{1}{k-1}I_{pv1} \end{cases} \quad (5-11)$$

对于变换器#2 和#3, 功率可能双向流动, 因此电感电流可能为正, 也可能为负。在 SVP2 结构中, 每个变换器的输入电压都是子串电压, 而输入电流则是电感电流, 因此可以通过 I_{L1} 、 $|I_{L2}|$ 和 $|I_{L3}|$ 的最大值来表征每个变换器的额定功率和电感大小。当 I_{pv1} 、 I_{pv2} 、 I_{pv3} 和 k 处于边界值时, 可求得 I_{L1} 、 $|I_{L2}|$ 、或 $|I_{L3}|$ 的最大值。

如前所述, 优化器输出电压下限 $V_{dc,min}$ 如式(5-3)所示, 而输出电压上限与失配处理范围 MHR 有关。考虑极端情况, 当一个组件完全未被遮挡, 而另一个组件的子串 MPP 电流全为 $I_{MPP,min}$ 时, 根据式(5-5)和式(5-7), 优化器的输出电压上限计算如下:

$$V_{dc,max} = \frac{I_{MPP,un} V_{dc,min}}{I_{MPP,min}} = \frac{V_{dc,min}}{1 - MHR} \quad (5-12)$$

因此, 电压比 k 的上下限可计算为:

$$\begin{cases} k_{min} = \frac{V_{dc,min}}{V_{MPP,SM}} = 3 \\ k_{max} = \frac{V_{dc,max}}{V_{MPP,SM}} = \frac{3}{1 - MHR} \end{cases} \quad (5-13)$$

最终, 使 I_{L1} 、 $|I_{L2}|$ 、 $|I_{L3}|$ 取最大值的工况列于表 5.1 中。同时, 在 $MHR=40\%$ 的情况下每个变换器电感电流的最大值列于表 5.2 中。

2) 传统的 SVP1 结构

在如图 5.3 所示的 SVP1 结构中, 电压比 k 和优化器输出电流 I_{dc} 的计算与 SVP2 结构相同。而每个变换器的占空比为:

$$\begin{cases} d_1 = \frac{k-3}{k-2} \\ d_2 = 0.5 \\ d_3 = 0.5 \end{cases} \quad (5-14)$$

根据式(5-9)和式(5-14), 可计算每个变换器的电感电流如下:

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{(k-2)(I_{pv1} + I_{pv2} + I_{pv3})}{k} \\ I_{L2} = \frac{2(k-2)}{k}(I_{pv2} + I_{pv3}) - \frac{4}{k}I_{pv1} \\ I_{L3} = \frac{2(k-1)}{k}I_{pv3} - \frac{2}{k}(I_{pv1} + I_{pv2}) \end{cases} \quad (5-15)$$

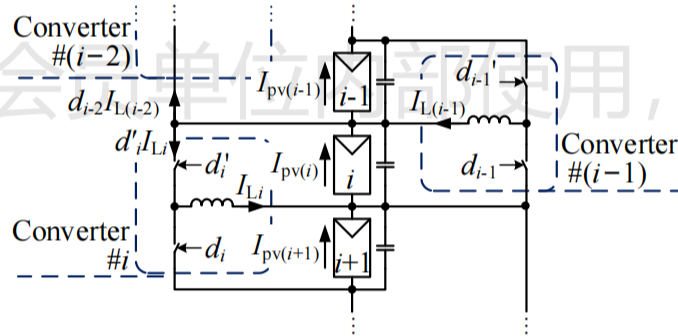
最终, SVP1 结构中使 I_{L1} 、 $|I_{L2}|$ 、 $|I_{L3}|$ 取最大值的工况同样列于表 5.1 中, 每个变换器电感电流的最大值列于表 5.2 中。

表 5.1 SVP1 结构和 SVP2 结构中 I_{L1} 、 $|I_{L2}|$ 、 $|I_{L3}|$ 分别取最大值时的工况

结构	工况	$I_{pv1}/I_{MPP,un}$	$I_{pv2}/I_{MPP,un}$	$I_{pv3}/I_{MPP,un}$	k
SVP1	I_{L1} 取最大值	1	1	1	$3/(1-MHR)$
	$ I_{L2} $ 取最大值	$1-MHR$	1	1	$3/(1-MHR)$
	$ I_{L3} $ 取最大值	$1-MHR$	$1-MHR$	1	$3/(1-MHR)$
SVP2	I_{L1} 取最大值	1	---	---	---
	$ I_{L2} $ 取最大值	$1-MHR$	1	---	$3/(1-MHR)$
	$ I_{L3} $ 取最大值	$1-MHR$	$1-MHR$	1	$3/(1-MHR)$

3) 传统的 PV2PV 结构

在 n 子串的 PV2PV 结构中, 仅需 $n-1$ 个变换器。子串#($i-1$)到子串#($i+1$)的优化器电路图如图 5.7 所示, 其中 I_{pvi} 是子串# i 的电流, I_{Li} 是第 i 个变换器的电感电流。假设所有子串 MPP 电压相同, 变换器的占空比 $d_i=0.5$, 组串电流 I_{dc} 如式(5-16)所示, 每个变换器的电感电流则可通过式(5-17)计算。

图 5.7 PV2PV 结构中, 子串#($i-1$)到子串#($i+1$)的电路图。

$$I_{dc} = \sum_{i=1}^n I_{pvi} / n \quad (5-16)$$

$$\begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ \vdots \\ I_{Li} \\ \vdots \\ I_{L(n-1)} \end{bmatrix} = 2 \begin{bmatrix} \frac{n-1}{n} & -\frac{1}{n} & -\frac{1}{n} & \cdots & -\frac{1}{n} & \cdots & -\frac{1}{n} \\ \frac{n-2}{n} & \frac{n-2}{n} & -\frac{2}{n} & \cdots & -\frac{2}{n} & \cdots & -\frac{2}{n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{n-i}{n} & \frac{n-i}{n} & \cdots & \frac{n-i}{n} & -\frac{i}{n} & \cdots & -\frac{i}{n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{1}{n} & \frac{1}{n} & \frac{1}{n} & \frac{1}{n} & \cdots & -\frac{1}{n} & -\frac{n-1}{n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{pv1} \\ I_{pv2} \\ \vdots \\ I_{pvi} \\ \vdots \\ I_{pvn} \end{bmatrix} \quad (5-17)$$

在 PV2PV 结构中, 当子串#1 到子串# i 未被遮挡, 而子串#($i+1$)到子串# n 仅输出最小电流 $I_{MPP,min}$ 时, $|I_{Li}|$ 将达到最大值, 如式(5-18)所示。

$$|I_{Li}|_{\max} = \frac{2i(n-i)}{n}(I_{\text{MPP,un}} - I_{\text{MPP,min}}) = \frac{2i(n-i)}{n}MHR \cdot I_{\text{MPP,un}} \quad (5-18)$$

在 PV2PV 结构中，随着子串数量 n 的增加，变换器需承受的电感电流会急剧增大。假设电网电压为 220Vac，每个组件的 MPP 电压为 36V，则至少需要 10 个组件，即 $n=10 \times 3=30$ 个子串进行串联，以形成 360V 的母线电压保证后级逆变器正常运行。在这种情况下，变换器#15 将会承受最大的电感电流，在 $MHR=40\%$ 时的电感电流如表 5.2 所示。

表 5.2 不同结构的变换器电感电流上限对比

结构	i	$ I_{Li} _{\max}/I_{\text{MPP,un}}$
Boost FPP	——	1
PV2PV	15	6
SVP1	1	1.8
	2	1.92
	3	1.12
SVP2	1	1
	2	0.8
	3	0.7

表 5.2 展示了不同结构的变换器电感电流上限对比。在 Boost FPP 结构中，变换器的电感电流是子串电流，因此电感电流上限就是子串电流最大值，即未被遮挡子串的 MPP 电流 $I_{\text{MPP,un}}$ 。在 PV2PV 和 SVP1 结构中，可能出现变换器的电感电流超过子串电流最大值的情况，因此需要设计更大的电感以承受电流应力。与前面两种结构相比，SVP2 结构中，变换器的电感电流不会超过子串电流最大值，这允许采用更小的电感，实现更紧凑的设计。

5.3.2 最差情况下的系统转换效率

在部分功率处理结构中，最理想的情况是所有子串的 MPP 电流都相同，此时子串功率可直接传输到后级，无需经过变换器处理，系统转换效率接近 100%，相比全功率处理结构效率优势明显。然而，在某些情况下，部分功率处理结构的系统转换效率可能低于全功率处理结构，因此有必要讨论最差情况下的系统转换效率。

对提出的 SVP2 结构、传统的 Boost FPP、PV2PV、以及 SVP1 结构进行了损耗分析和估算，计算的参数如表 5.3 所示。在不同结构中，开关器件需要承受的最大电压不同，

如表 5.4 所示。其中, 计算条件为 $V_{MPP}=12V$, $MHR=40\%$ 。考虑到器件耐压的差异, 损耗分析分别采用了不同的 MOSFET 型号。具体而言, Boost FPP 和 PV2PV 结构的所有变换器, 以及 SVP1 结构的变换器#2、#3 采用的是耐压较低的 BSC019N04LS, 而 SVP2 结构的所有变换器和 SVP1 结构的变换器#1 采用的是耐压较高的 BSC072N08NS5。对于变换器电感, 假设所有电感量都是相同的, 如表 5.3 所示。

表 5.3 损耗估算中所用的参数

参数	符号	型号/数值
低压 MOSFET	——	BSC019N04LS(40V/100A)
高压 MOSFET	——	BSC072N08NS5(80V/70A)
电感磁环	——	MAGNETICS 55310
感量	L	22 μ H
开关频率	f_{sw}	200kHz

表 5.4 不同结构的变换器器件电压上限对比

结构	i	$V_{ds,max}$ (V)
Boost FPP	——	20
PV2PV	——	24
SVP1	1	36
	2	24
	3	24
SVP2	1	36
	2	48
	3	60

不同结构下的最差情况也存在差异。对于 PV2PV DPP 结构, 最差情况是前一半子串未被遮挡, 而后一半子串的 MPP 电流仅为 $I_{MPP,min}$, 此时所有变换器处理的功率总和最高。对于 SVP1 和 SVP2 结构, 最差情况是某一个组件中三个子串的 MPP 电流为 $I_{MPP,min}$, 而其他组件均未被遮挡。

通过数值计算, 能够求出不同组件数量下的最差情况系统转换效率, 如图 5.8 所示。对于 PV2PV DPP 和 SVP1 结构, 由于从第一个子串向最后一个子串传输的功率总是需要

经过多个变换器，因此，随着组件数量的增加，系统转换效率显著下降。而对于 SVP2 结构，尽管随着组件数量增加，系统转换效率也会下降，但最终趋近于 Boost FPP 结构的系统转换效率。需要说明的是，尽管 SVP2 结构与 Boost FPP 在最差情况下的系统转换效率相仿，但当失配问题减轻时，其系统转换效率将超过 Boost FPP 结构。

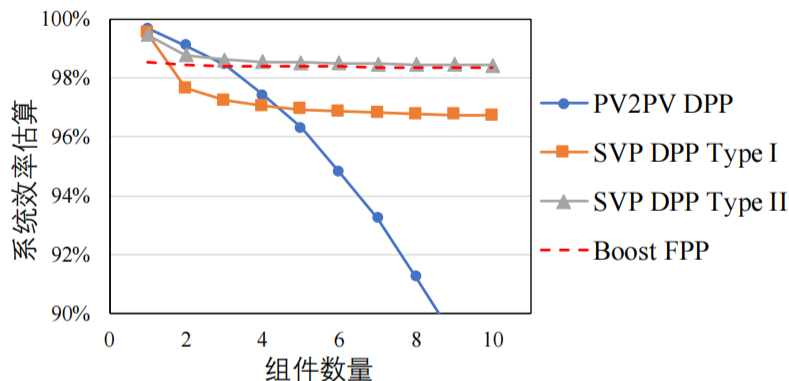


图 5.8 最差情况下的系统转换效率随组件数量的变化。

5.4 分布式最大功率追踪的控制方法

在 SVP2 结构中，单个组件的控制如图 5.9 所示。本节将讨论三种不同的 DMPPT 控制方法，其中一种方法需要采样子串电压进行闭环控制，而另外两种方法则不需要，因此图 5.9 中子串电压的采样以虚线画出。同时，为了降低硬件成本，组件控制器仅采样优化器输出电压 V_{dc} 和输出电流 I_{dc} 进行分布式最大功率追踪 DMPPT，无需采样每个子串的电。需要说明的是，后级逆变器也在以比组件控制器慢得多的速度进行 MPPT，因此输出电压 V_{dc} 可认为是常数。

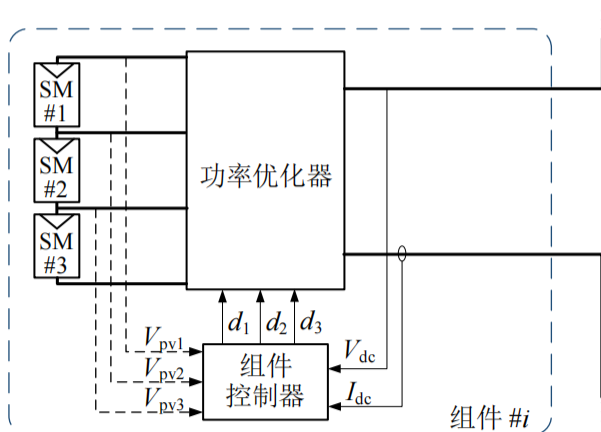


图 5.9 在 SVP2 结构中，单个组件的控制框图。

在光伏系统中，扰动观测法（P&O, Perturb and Observe）是 MPPT 的经典方法。在如图 5.9 所示的控制中，每个子串被依次扰动，而优化器的输出功率 $V_{dc} \cdot I_{dc}$ 被作为观测量。

忽略优化器的损耗，输出功率最大化就是子串总功率的最大化。本节讨论的三种 DMPPT 控制方法分别为：直接扰动占空比法、闭环电压扰动法、以及预测电压扰动法，分别如图 5.10(a)(b)(c)所示。

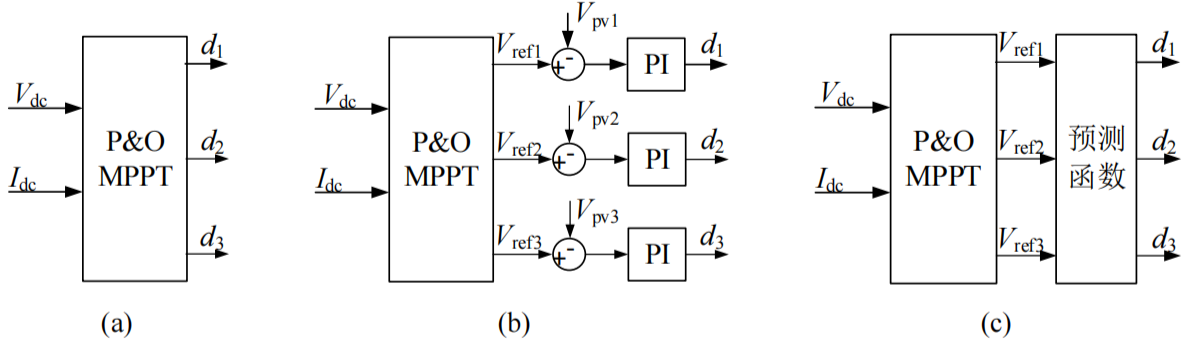


图 5.10 三种 DMPPT 控制方法：(a)直接扰动占空比法，(b)闭环电压扰动法，(c)预测电压扰动法。

在图 5.10(a)所示的直接扰动占空比法中，组件控制器将依次扰动三个变换器的占空比。在扰动某个占空比后，观测输出功率 $V_{dc} \cdot I_{dc}$ 的变化。如果 $V_{dc} \cdot I_{dc}$ 增大，则保持该占空比的下一次扰动方向不变，反之，则改变下一次的扰动方向。

在图 5.10(b)所示的闭环电压扰动法中，组件控制器依次扰动三个子串的参考电压，并根据输出功率的变化，调整对应子串电压下一次扰动的方向。同时，控制器采样三个子串电压，对每个子串电压进行闭环控制，通过比例-积分（PI, Proportional-Integral）补偿函数调节每个变换器的占空比。

在图 5.10(c)所示的预测电压扰动法中，组件控制器同样需要扰动三个子串的参考电压。与闭环电压扰动法不同的是，子串电压并不进行闭环反馈，而是通过预测函数(5-19)直接计算出每个变换器的占空比，从而进行控制。在每个控制周期中，预测电压扰动法将同时改变三个变换器的占空比。以子串#2 的电压参考量 V_{ref2} 被扰动，且扰动增量为正的情况为例，此时占空比 d_1 和 d_2 都会增加，而 d_3 由于与 V_{ref2} 无关保持不变。结果，仅有子串#2 电压增加，而其他子串电压不变。

$$\begin{cases} d_1 = 1 - \frac{V_{ref1}}{V_{dc} - V_{ref2} - V_{ref3}} \\ d_2 = 1 - \frac{V_{ref2}}{V_{dc} - V_{ref3}} \\ d_3 = 1 - \frac{V_{ref3}}{V_{dc}} \end{cases} \quad (5-19)$$

为了评估这三种控制方法的 MPPT 效率，我们采用蒙特卡洛仿真分别对每种方法进行了分析。在仿真中，首先随机选择三条输出特性曲线，并将这三条输出特性曲线的最大

功率相加,得到三个子串能够输出的最大功率,记为 P_{ideal} 。随后,分别在三条输出特性曲线上随机生成三个初始点,并使用选定的控制方法进行 DMPPT,迭代 100 次以寻找最大功率点。迭代结束后,再次记录三个子串的工作点,计算出迭代后子串总输出功率 P_{iter} ,则 MPPT 效率计算为 P_{iter}/P_{ideal} 。我们对每种控制方法重复进行 1000 次随机过程和迭代计算,其直方图和概率密度函数如图 5.11 所示。在图 5.11(a)中,直接扰动占空比法仅有 40% 的概率使 MPPT 效率超过 99%。相反,闭环电压扰动法和预测电压扰动法都展现出更高的性能。分别如图 5.11(b)和(c)所示,闭环电压扰动法和预测电压扰动法的 MPPT 效率均超过 99%。这表明着直接扰动占空比法的 MPPT 效率更低,需要更多的扰动次数和更长的时间来追踪三个子串的最大功率点。

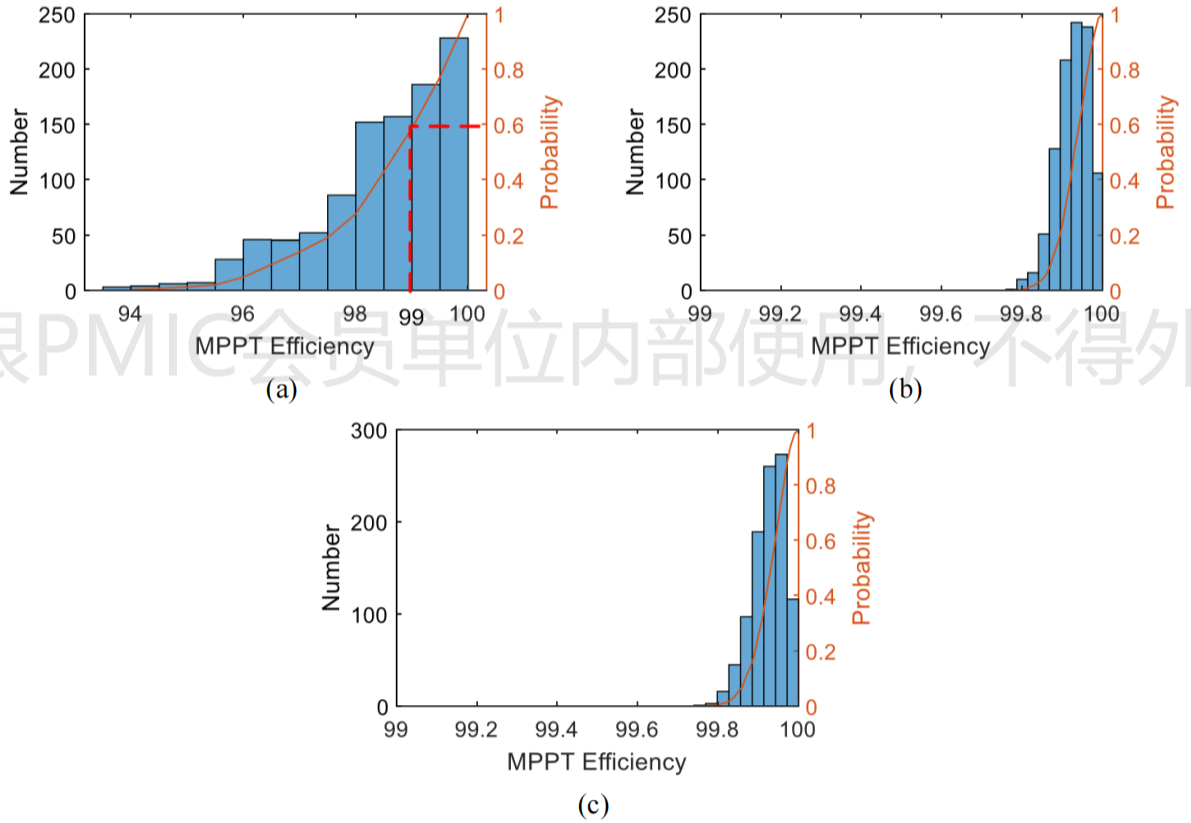


图 5.11 三种控制方法的 MPPT 效率蒙特卡洛仿真: (a)直接扰动占空比法, (b)闭环电压扰动法, (c)预测电压扰动法。

综上所述,直接扰动占空比法在 MPPT 效率方面表现不佳,并不适用于本章的 SVP2 系统。而闭环电压扰动法虽然具有较高的 MPPT 效率,但需要增加三个电压传感器,增加了硬件成本。此外,由于 SVP2 结构中三个变换器存在相互耦合,闭环反馈中 PI 补偿函数的设计变得极为困难。相比之下,预测电压扰动法具有 MPPT 效率高、硬件成本低、响应速度快、设计简单等优点。因此,本章最终采用预测电压扰动法进行控制。

预测电压扰动法的控制流程图如图 5.12 所示。假设当前 MPPT 周期中扰动是子串 $\#i$ ，则上一个 MPPT 周期中扰动是子串 $\#(i-1)$ 。在每个 MPPT 周期开始时，控制系统首先对优化器的输出电压 V_{dc} 和输出电流 I_{dc} 进行采样，将其相乘，得到上周期子串 $\#(i-1)$ 扰动后观测到的三个子串功率总和 $P_{i-1,new}$ 。接着，通过 P&O 法决定本周子串 $\#i$ 扰动方向，并生成新的参考电压。随后，重新记录输出功率 $V_{dc} \cdot I_{dc}$ ，作为本周子串 $\#i$ 扰动前观测到的三个子串功率总和 $P_{i,pre}$ 。最后，计算出每个变换器的占空比，调整子串电压，并在系统稳定之后进入下一个 MPPT 周期。

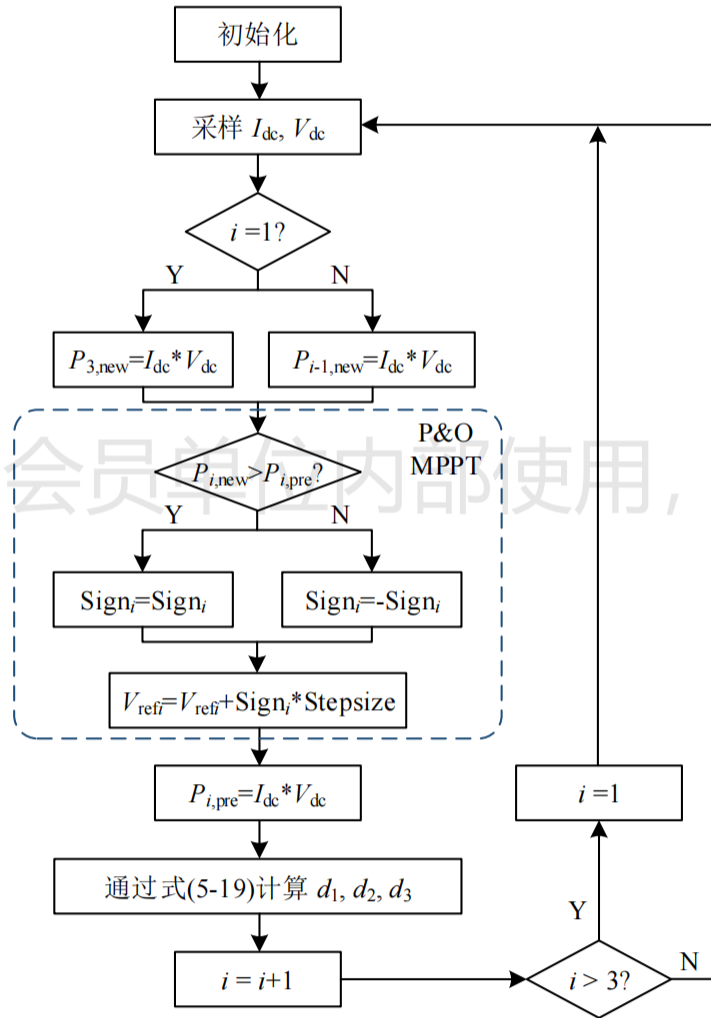


图 5.12 预测电压扰动法的控制流程图。

为了更详细地阐述所使用的控制方法，图 5.13 展示了子串依次扰动的示例。假设在扰动子串 $\#1$ 前，三个子串的工作点分别为 $P_1(0)$ 、 $P_2(0)$ 、 $P_3(0)$ ，初始化的扰动增量为正，即三个子串都将以电压增加的方向进行调节。同时，控制器以 T_{MPPT} 为周期进行计算、扰动和观测。

在第一个 MPPT 周期中，首先观测并记录 $P_{3,new}$ 和 $P_{1,pre}$ 。忽略变换器损耗， $P_{3,new}$ 和

$P_{1,pre}$ 可认为等于三个子串功率的总和。为了确保观测量的准确性,必须待记录结束后才可对子串#1 进行扰动。

在第二个 MPPT 周期,子串#1 已运行至新的工作点 $P_1(0)$,而其他子串的工作点不变,控制器将记录 $P_{1,new}$ 和 $P_{2,pre}$,待记录结束后对子串#2 进行扰动。

同理,在第三个 MPPT 周期中记录 $P_{2,new}$ 和 $P_{3,pre}$,随后扰动子串#3。第四个 MPPT 周期是再次需要扰动子串#1 的周期,需要根据 $P_{1,pre}$ 与 $P_{1,new}$ 的对比,决定子串#1 电压的变化方向 ΔV_1 。由于 $P_{1,new}-P_{1,pre}=P_1(1)-P_1(0)$, ΔV_1 仅与 P_1 的变化有关。最终,在第四个 MPPT 周期中,记录新的观测功率 $P_{3,new}$ 和 $P_{1,pre}$,随后根据 ΔV_1 继续扰动子串#1。

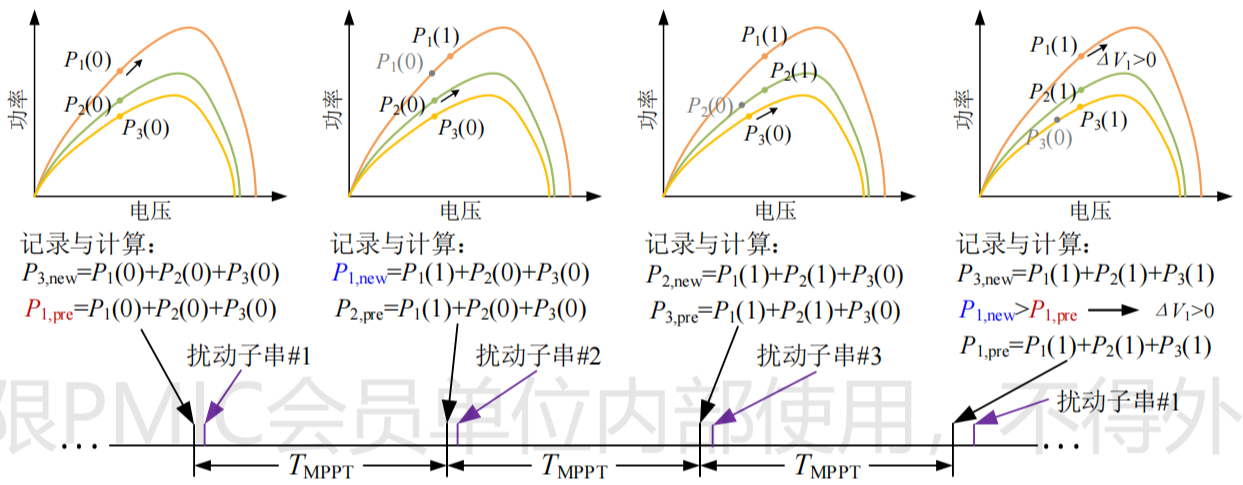


图 5.13 子串依次扰动示例。

5.5 实验结果

为验证提出的 SVP2 结构及预测电压扰动的控制方法,本章设计并搭建了一台优化器样机,适用于具有三个额定功率为 100W 子串的组件。样机的实物图如图 5.14 所示。

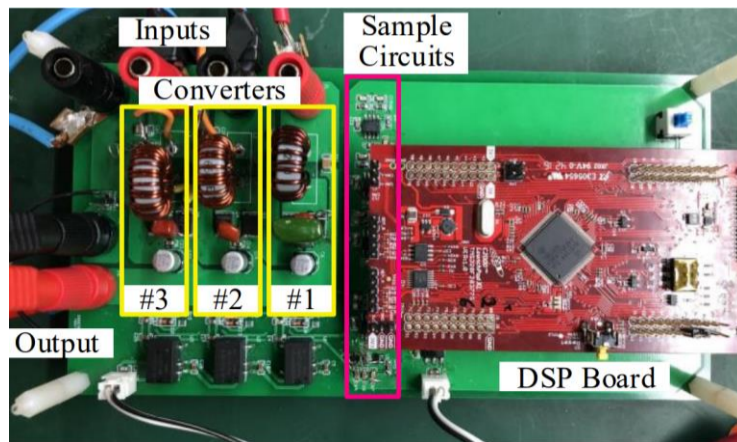


图 5.14 3x100W 功率优化器样机实物图。

在实验中,样机的输入分别连接到三个光伏模拟源 IT6512C 上,以模拟光伏子串的

输出特性。样机的输出则连接到直流电子负载 Chroma 63112 上，负载模式为恒压模式，以模拟后级逆变器对母线电压的控制。实验中的系统效率由功率分析仪横河 WT-500 测量。实验与样机的设计参数详见表 5.5。

表 5.5 实验与样机设计参数

参数	数值/型号
子串输入电压	9~12V
子串额定功率	3x100W
优化器输出电压	30~50V
开关频率	200kHz
MOSFET	BSC066N06NS5
变换器#1 电感量	22μH
变换器#2 电感量	36μH
变换器#3 电感量	46μH
变换器输出电容	22μF
电流传感器	INA180

在实际的光伏系统中，失配问题可能出现在同个组件内的子串之间，也可能出现在不同组件之间。本章分别对这两种情况进行了模拟实验，并测量了其转换效率。根据前文所述，当组件间发生失配时，输出功率高的组件对应优化器的输出电压也越高。实验中设置三个子串的辐照度为 1000W/m²，同时调节其输出电压以模拟串联的组件受到遮挡的情况。实验中实测的系统转换效率和估算的变换器处理功率如图 5.15 所示。随着组件间失配程度的增加，变换器需要处理的功率随之增加，优化器的系统转换效率会降低。组件间失配程度在 30%以下时，优化器的系统转换效率在 97.5%以上。

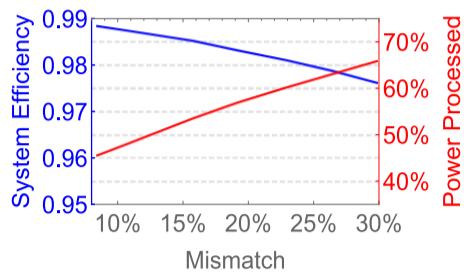


图 5.15 组件间发生失配时的转换效率和变换器处理功率。

子串间失配的模拟实验在优化器输出电压固定的情况下进行。实验中调节单个子串的辐照度设置，同时其他两个子串的辐照度保持在 1000W/m²。优化器的升压比设置为

$k=3.4$ 。实测的转换效率如图 5.16 所示。由于在 SVP2 结构中，变换器处理的功率不仅与失配程度有关，还与遮挡的分布有关。因此，在图 5.16 中，三条曲线仅在辐照度为 $1000\text{W}/\text{m}^2$ ，即三个子串都未被遮挡的点重合。在子串#1 被遮挡的情况下，变换器处理的功率更高，此时系统的转换效率是最低的。即便如此，在该测试中，系统转换效率均高于 98.4%。

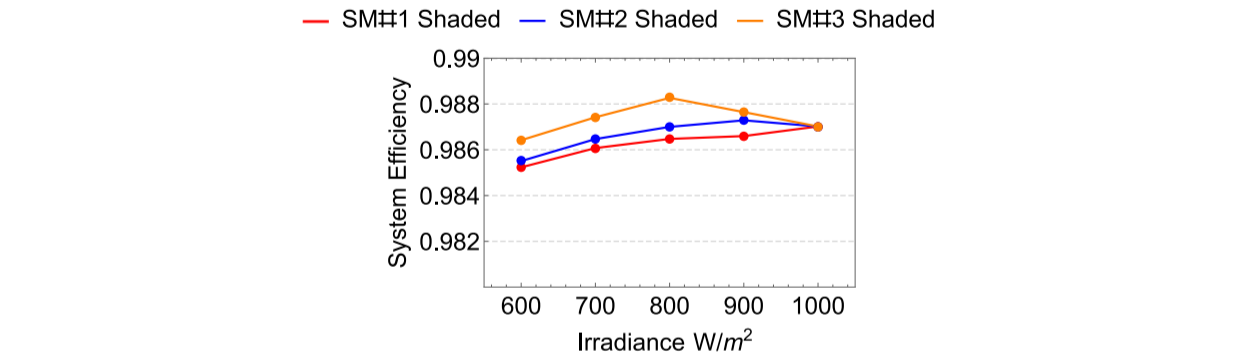


图 5.16 子串间发生失配时的系统转换效率。

在前文分析得到的最好情况和最差情况下，实验测量了 SVP2 结构的系统转换效率。同时，也将变换器#1 作为 Boost FPP 的变换器，测量了其最好情况和最差情况的转换效率作为对比，测试条件如表 5.6 所示，结果如图 5.17 所示。在最差情况下，SVP2 结构的系统转换效率略高于 Boost FPP 结构，而在最好情况下，由于 SVP2 结构几乎不处理任何功率，其系统转换效率明显高于 Boost FPP 结构。

表 5.6 最好情况和最差情况效率的测试条件

		子串#1 功率	子串#2 功率	子串#3 功率	升压比 k
最好情况	Boost FPP	100W	——	——	1.02
	SVP2	100W	100W	100W	3.05
最差情况	Boost FPP	60W	——	——	1.5
	SVP2	60W	60W	60W	4.5

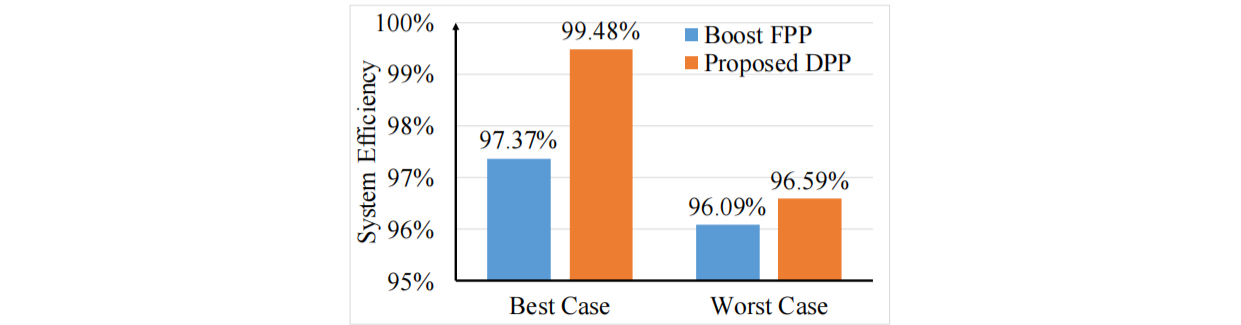


图 5.17 提出的 SVP2 结构与 Boost FPP 结构在最好情况和最差情况下的系统转换效率对比。

为了验证预测电压扰动法控制的性能，我们在样机上进行了动态实验，分别采用闭环电压扰动法和预测电压扰动法控制以进行对比。两种控制均采用相同的 MPPT 周期，实验波形如图 5.18 所示。图 5.18 展示了三种工况下的动态波形，分别是子串#1、子串#2、子串#3 辐照度变化的情况，具体如表 5.7 所示。由于辐照度变化时，子串的 MPP 电压变化很小，因此在图 5.18 中，功率变化前后三个子串电压波形的变化不大。而由于总输出功率增加，优化器输出电流 I_{dc} 将会增加。如图所示，相比闭环电压扰动控制，预测电压在实验的三种情况下表现出更短的恢复时间和更好的动态性能。



图 5.18 在三种不同工况下动态实验的波形：(a)闭环电压扰动法控制；(b) 预测电压扰动法控制。

表 5.7 动态实验中的工况

最大功率 P_{MPP}	子串#1	子串#2	子串#3
工况 1 (Case 1)	60W→100W	60W	60W
工况 2 (Case 2)	60W	60W→100W	60W
工况 3 (Case 3)	60W	60W	60W→100W

在实验中，还分别对采用优化器和不采用优化器的情况下组件的输出特性曲线进行了测量，结果如图 5.19 所示。在没有优化器的情况下，由于部分遮挡造成子串间失配，组件的输出特性出现多个峰值，且峰值功率下降。采用了 SVP2 结构的优化器后，输出的峰值功率增加，表明着能够最大化利用光伏元件产生的能量。此外，优化器的输出曲线符合前文的分析，当输出电压变化在一定范围内，子串都可工作在最大功率点上。一定电压范围的最大功率区有利于后级逆变器进行 MPPT。

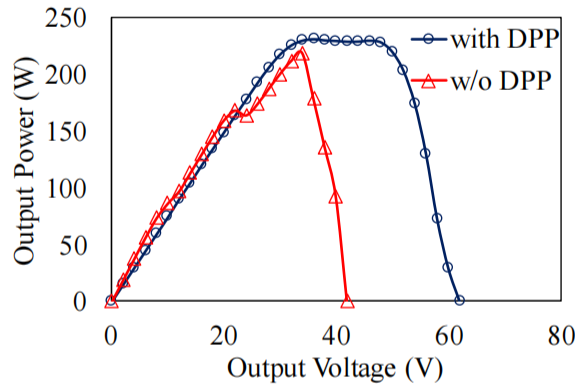


图 5.19 单组件采用优化器和不采用优化器的输出特性对比。

最后，实验进行了时长 2 分钟的稳态测试，以验证优化器样机的 MPPT 效率。首先，三个子串的输出特性被设置为三条不同的输出特性曲线，其 MPP 电压和 MPP 电流也各不相同，以模拟实际光伏子串在温度不均、老化等条件下的失配情况。具体参数设置如下： $V_{MPP1}=10V$ ， $P_{MPP1}=60W$ ， $V_{MPP2}=11V$ ， $P_{MPP2}=80W$ ， $V_{MPP3}=12V$ ， $P_{MPP3}=100W$ 。三条输出特性曲线及进行测试时工作点的变化如图 5.20 所示。图中的空心点分别表示不同子串的初始工作点，而实心点表示进行 DMPPT 控制后的工作点移动。如图所示，在 MPPT 使能后，子串的工作点会向对应的 MPP 移动，最终在 MPP 附近以微小的幅度波动。2 分钟的稳态测试的结果如图 5.21 所示，同样显示了三个子串在 MPPT 使能后达到对应 MPP 的过程。尽管由于 P&O 法固有的扰动特性和采样噪声的影响，MPPT 效率可能存在波动，但始终保持在较高的水平。统计了稳态测试中每个子串在 MPPT 使能后 MPPT 效率的平均值，以及三个子串的 MPPT 效率的平均值，详见表 5.8。

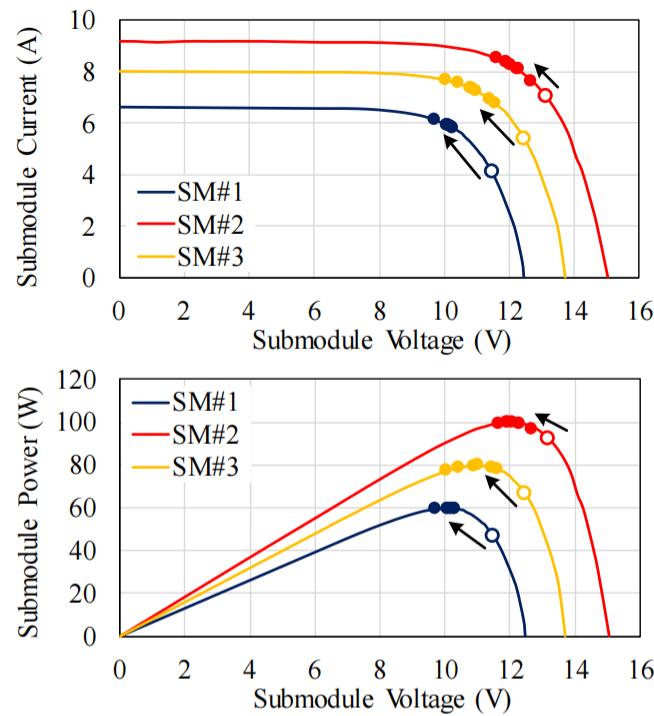


图 5.20 稳态测试的三个子串输出特性曲线及工作点变化。

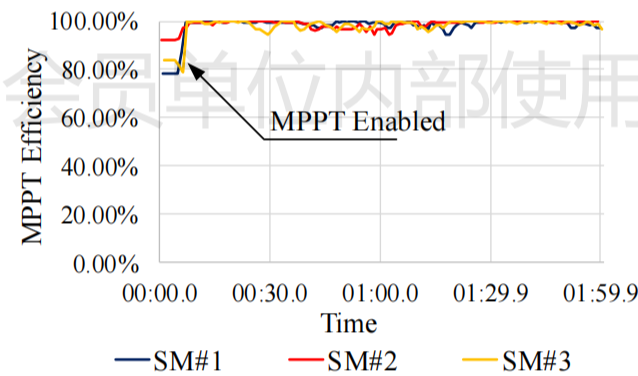


图 5.21 2 分钟稳态测试的 MPPT 效率记录。

表 5.8 MPPT 平均效率

	子串#1	子串#1	子串#1	系统总效率
MPPT 平均效率	99.07%	99.01%	98.85%	98.98%

5.6 本章小结

本章提出了一种新型部分功率处理结构的子串级功率优化器，并开发了相应的控制方法，以实现子串级的 DMPPT。本章的研究结论和成果有：

- 1) 针对传统串联虚拟端口结构优化器存在的问题，即传输功率需要经过多个变换器

的缺点，对串联虚拟端口结构进行了改进。所提出的新型串联虚拟端口结构既保留了部分功率处理的特性，又具备类似全功率处理结构的输出曲线。该结构中组件间仅需一根功率线连接，能够降低安装和维护成本。性能比较显示，提出的新型串联虚拟端口结构能够减小电流应力，同时防止随组件数量增加而引起的系统转换效率显著衰减。

2) 研究了适用于新型串联虚拟端口结构的控制方法，并开发了一种基于预测电压扰动的 DMPPT 控制方法。相比直接扰动占空比和对闭环电压进行扰动的方法，预测电压扰动法在保证 MPPT 效率的同时提高了系统的响应速度。此外，预测电压扰动法无需采样每个子串的电流，仅需采样优化器的输出电压和电流，从而降低了硬件成本。

3) 设计并搭建了适用于 $3 \times 100\text{W}$ 子串的优化器样机，并进行了实验验证。实测效率显示，所提出结构的系统转换效率在最差情况下与传统全功率处理结构相近，在理想情况下则远高于传统的全功率处理结构。此外，通过动态测试验证了预测电压扰动法相对闭环电压扰动法的响应速度优势，通过 2 分钟的静态测试验证了样机的 MPPT 平均效率。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第6章 总结与展望

6.1 本文工作总结

分布式光伏单相并网系统具有灵活性高、环境友好等特点,对我国的能源转型具有重要的意义。然而,在实际运行中,光伏系统面临着宽并网功率范围、变化的功率因数以及组件和子串间的失配等复杂情况,系统的效率和性能将会受到影响。本文针对光伏并网系统在多种工况下的效率优化进行了研究,其内容包括轻载和非单位功率因数工况下单相逆变器的效率提升,以及解决失配问题的新型直流功率优化器结构。主要成果如下:

1) 针对单相光伏逆变器并网负载和功率因数变化的特点,对 T 型混合桥五电平逆变器的准静态损耗模型进行了深入研究。通过在每个准静态直流工作点上优化逆变器的损耗,能够在整个工作范围内提升逆变器的效率。根据准静态工作点在电网电压-并网电流相平面上的对称性分析,损耗建模与计算仅需在第一象限中电网电压小于半母线电压的区域内进行,大大简化了计算的范围。最终,给出了不同工作模式下各项损耗的计算方式,并据此研究了不同工作模式的适用工况。

2) 基于 T 型混合桥逆变器的准静态损耗模型,提出了一种变开关频率多模式控制策略。该控制策略结合了连续导通模式、临界导通模式和断续导通模式,能够根据工作点动态调整开关频率和工作模式,最小化器件总损耗,进而在整个负载范围和不同功率因数下优化效率。为了减小数字控制器的运算和存储负担,采用了一种混合的计算方法:先离线进行数值求解及拟合,再利用拟合函数在线计算。为了解决数模混合控制下电流畸变的问题,在电网电压接近半母线电压和过零点时引入了四边形电流模式,并通过连续的电感电流谷底值和开关频率保证平滑过渡。仿真和实验展示了变频多模式控制策略相比传统定频控制更高的平均加权总效率。

3) 为了进一步提高逆变器的效率,设计了一种控制变量不连续的多模式控制策略,并提出了模式间平滑切换的方法。该多模式控制策略采用了连续导通模式、完全软开关的三角形和四边形电流模式,其工作状态的设计基于损耗模型和约束条件,以兼顾转换效率和电流质量。为实现效率最大化,该控制策略中的控制变量,即电感电流谷底值和开关频率,在模式切换时是不连续的。然而,不连续的控制变量意味着电路的稳态状态变量也不连续,这会导致模式切换瞬间的电流畸变。为此,本文提出了一种模式软切换方法,通过插入单个过渡周期实现平滑切换,并给出了过渡周期的设计流程。仿真和实验验证了该多模式控制策略和模式软切换方法对逆变器转换效率和谐波性能的提升。

4) 针对光伏系统中子串间的失配问题, 提出了一种基于部分功率处理技术的新型功率优化器结构。与传统的优化器结构相比, 该结构无需使用变压器, 只需一条功率连接线, 降低了硬件的安装和维护成本。在无失配的情况下, 所提出的结构中功率不经过变换器, 因而效率极高。而在严重失配的情况下, 避免了第一个子串与最后一个子串均衡时功率需要经过所有逆变器的问题, 因而效率不会随组件数量增加而显著降低。通过与其他非隔离拓扑的优化器结构进行比较, 展示了该结构在效率和电流应力方面的优势。针对所提出的结构, 还开发了一种基于预测控制的分布式最大功率追踪控制方法, 提高了响应速度, 降低了硬件成本。

综上, 本研究为分布式光伏单相并网系统的效率提升提供了有益实践。通过建立逆变器的准静态损耗模型, 突破了传统逆变器仅针对单负载点优化的局限。利用所提出的变频多模式控制策略, 逆变器得以在所有工况下进行全面优化, 从而提升整体效率。所提出的模式软切换方法缓解了多模式控制中的电流畸变问题, 有利于逆变器效率的进一步提升。本研究还可应用于其他的光伏单相逆变器, 仅需更改控制程序, 而无需增加硬件成本。此外, 子串级部分功率处理结构优化器的创新设计, 有效地应对了光伏系统的失配问题, 为光伏直流优化器的设计提供了新的思路。

6.2 未来工作展望

本文对分布式光伏单相并网系统在不同工况下的效率优化进行了研究。针对轻载和非单位功率因数工况, 研究了单相逆变器的变开关频率和多模式优化控制策略。针对失配工况下的系统效率问题, 研究了子串级功率优化器的结构和控制技术。虽然已取得一定成果, 但仍有以下几个方面需要进一步深入研究:

1) 文中 T 型混合桥逆变器采用的是结合预测控制和电感电流比较的数模混合控制方法, 但存在控制依赖于电路参数的问题, 同时高频电流传感器的带宽也限制了逆变器的开关频率上限。因此有待研究变频多模式控制策略与其他先进控制方法的结合, 如模型预测控制等, 以在更高的开关频率下实现良好的控制效果。

2) 当前的模式软切换方法需要多个参数表来确定过渡周期, 并且仅在单位功率因数工况下进行了设计与实验。在非单位功率因数工况下, 参数表对存储空间的需求会大幅上升。为了推广至非单位功率因数工况下运行, 需要研究更为简单的过渡周期设计方法, 通过简洁的函数计算过渡周期参数, 以低成本实现平滑切换。

3) 本文对光伏系统中单相逆变器和功率优化器分别进行了研究, 目前的分析与实验

均在直流母线电压恒定的前提下进行。然而，逆变器和优化器的效率都与直流母线电压有关，并且这两个环节的效率最优点可能并不相同。如何在前后级协同运行的情况下进行优化，最大化整个系统的效率，是有待研究的问题。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1].新华社. 习近平在第七十五届联合国大会一般性辩论上发表重要讲话[EB/OL]. [2020-09-22]. https://www.gov.cn/xinwen/2020-09/22/content_5546168.htm.
- [2].国家发展改革委, 国家能源局, 财政部等. “十四五”可再生能源发展规划[EB/OL]. [2022-06-01]. <https://www.ndrc.gov.cn/xwdt/tzgg/202206/P020220602315650388122.pdf>.
- [3].王文静, 王斯成. 我国分布式光伏发电的现状与展望[J]. 中国科学院院刊, 2016, 31(02): 165-172. DOI: 10.16418/j.issn.1000-3045.2016.02.002.
- [4].尹昌洁, 权楠, 苏凯等. 我国分布式能源发展现状及展望[J]. 分布式能源, 2022, 7(02): 1-7. DOI: 10.16513/j.2096-2185.DE.2207201.
- [5].国家能源局. 2023年上半年光伏发电建设运行情况[EB/OL]. [2023-07-27]. https://www.nea.gov.cn/2023-07/27/c_1310734298.htm.
- [6].国家市场监督管理总局, 国家标准化管理委员会. 光伏发电效率技术规范: GB/T 39867-2021[S/OL]. 北京: 中国标准出版社, 2021. <http://c.gb688.cn/bzgk/gb/showGb?type=online&hcno=766561393E08C9DA8C1B722918456395>
- [7].王冬, 王黎, 黄静. 光伏组件自然老化年度衰减率分析[J]. 信阳师范学院学报(自然科学版), 2018, 31(03): 375-380.
- [8].李善寿. 阴影条件下光伏系统的失配分析与优化控制研究[D]. 合肥工业大学, 2016.
- [9].北京鉴衡认证中心. 光伏并网逆变器中国效率技术条件: CGC/CF 035:2013[S]. 北京: 北京鉴衡认证中心, 2014.
- [10].KRAUTER S, BENDFELD J. Comparison of Microinverters: Update on conversion efficiencies and energy yields[C]//47th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), Calgary, Canada: IEEE, 2020: 1429-1432. DOI: 10.1109/PVSC45281.2020.9300953.
- [11].JOSHI A, KHAN A, SP A. Comparison of half cut solar cells with standard solar cells[C]//Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET), Dubai, United Arab Emirates: IEEE, 2019: 1-3. DOI: 10.1109/ICASET.2019.8714488.
- [12].KOURO S, LEON J I, VINNIKOV D, et. al. Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015, 9(1): 47-61. DOI: 10.1109/MIE.2014.2376976.
- [13].MALINOWSKI M, LEON J I, ABURUB H. Solar Photovoltaic and Thermal Energy Systems: Current Technology and Future Trends[J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11): 2132-2146. DOI: 10.1109/JPROC.2017.2690343.
- [14].CHAVARRIA J, BIEL D, GUINJOAN F, et. al. Energy-Balance Control of PV Cascaded Multilevel Grid-Connected Inverters Under Level-Shifted and Phase-Shifted PWMs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 98-111. DOI: 10.1109/TIE.2012.2186108.
- [15].ABDALLA I, CORDA J, ZHANG L. Multilevel DC-Link Inverter and Control Algorithm to Overcome the PV Partial Shading[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1): 14-18. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2209460.

- [16].HUANG Q, HUANG A Q, YU R, et. al. High-Efficiency and High-Density Single-Phase Dual-Mode Cascaded Buck–Boost Multilevel Transformerless PV Inverter With GaN AC Switches[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7474-7488. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2878586.
- [17].张哲.模块化光伏并网系统中微型逆变器和功率优化器结构和控制策略研究[D].浙江大学,2014.
- [18].IEC. Photovoltaic (PV) systems - Characteristic of the utility interface: IEC 61727-2004[S]. Switzerland: IEC, 2004.
- [19].CENELEC. Requirements for generating plants to be connected in parallel with distributed networks - Part 1: Connection to a LV distribution network - Generating plants up to and including Type B: EN 50549-1[S]. Brussels: CEN/CENELEC, 2019.
- [20].UL. Standard for Safety for Inverters, Converters, Controllers and Interconnection System Equipment for Use With Distributed Energy Resources: UL 1741[S]. Northbrook: UL, 2021.
- [21].IEEE. IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces: IEEE 1547-2018[S]. New York: IEEE, 2018.
- [22].国家市场监督管理总局, 中国国家标准化管理委员会. 光伏发电并网逆变器技术要求: GB/T 37408-2019[S]. 北京: 中国标准出版社, 2019.
- [23].国家能源局. 光伏并网逆变器技术规范: NB/T 32004-2018[S]. 北京: 中国电力出版社, 2018.
- [24].SALEMA A, KHANG H V, ROBBERSMYR K G, et. al. Voltage Source Multilevel Inverters With Reduced Device Count: Topological Review and Novel Comparative Factors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3):2720-2747. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3011908.
- [25].ZHANG X, ZHAO T, MAO W, et. al. Multilevel Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Applications: Examining Emerging Trends[J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2018, 5(4): 32-41. DOI: 10.1109/MPEL.2018.2874509.
- [26].RODRIGUEZ J, LAI J, PENG F Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(4): 724-738. DOI: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [27].GUPTA K K, RANJAN A, BHATNAGAR P, et. al. Multilevel Inverter Topologies With Reduced Device Count: A Review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 135-151. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2405012.
- [28].AKAGI H. Multilevel Converters: Fundamental Circuits and Systems[J]. Proceedings of the IEEE, 2017, 105(11): 2048-2065. DOI:10.1109/JPROC.2017.2682105.
- [29].VIJEH M, REZANEJAD M, SAMADAEI E, et. al. A General Review of Multilevel Inverters Based on Main Submodules: Structural Point of View[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9479-9502. DOI:10.1109/TPEL.2018.2890649.
- [30].SCHWEIZER M, KOLAR J W. Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 899-907. DOI:10.1109/TPEL.2012.2203151.
- [31].HALSTED C W, MANJREKAR M D. A Critique of Little Box Challenge Inverter Designs: Breaking from Traditional Design Tradeoffs[J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2018, 5(4): 52-60.

DOI:10.1109/MPEL.2018.2873992.

- [32].WU J, WU X. FoM Based Optimal Frequency and Voltage Level Design for High efficiency High density Multilevel PFC with GaN Device[C]//2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), New Orleans, USA: IEEE, 2020: 1911-1915. DOI:10.1109/APEC39645.2020.9124253.
- [33].RODRIGUEZ J, BERNET S, STEIMER P K, et. al. A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2219-2230. DOI:10.1109/TIE.2009.2032430.
- [34].GURPINAR E, CASTELLAZZI A. Single-Phase T-Type Inverter Performance Benchmark Using Si IGBTs, SiC MOSFETs, and GaN HEMTs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(10): 7148-7160. DOI:10.1109/TPEL.2015.2506400.
- [35].SELVARAJ J, RAHIM N A. Multilevel Inverter For Grid-Connected PV System Employing Digital PI Controller[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(1): 149-158. DOI:10.1109/TIE.2008.928116.
- [36].VALDERRAMA G E, GUZMAN G V, POOL-MAZÚN E I, et. al. A Single-Phase Asymmetrical T-Type Five-Level Transformerless PV Inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(1): 140-150. DOI:10.1109/JESTPE.2017.2726989.
- [37].WANG Z, LI X, XING X, et. al. Simultaneous Switching Loss Reduction and Neutral-Point Voltage Balance Scheme for Single-Phase Three-Level T-Type Inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6): 6687-6700. DOI:10.1109/TIA.2020.3025845.
- [38].YANG Y, WEN H, FAN M, et. al. A Constant Switching Frequency Model Predictive Control Without Weighting Factors for T-Type Single-Phase Three-Level Inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5153-5164. DOI:10.1109/TIE.2018.2868290.
- [39].ALY M, AHMED E M, SHOYAMA M. Modulation Method for Improving Reliability of Multilevel T-Type Inverter in PV Systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1298-1309. DOI:10.1109/JESTPE.2019.2898105.
- [40].CHEN Y, XU D. Review of Soft-Switching Topologies for Single-Phase Photovoltaic Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1926-1944. DOI:10.1109/TPEL.2021.3106258.
- [41].KARAFIL A, OZBAY H, ONCU S. Design and Analysis of Single-Phase Grid-Tied Inverter With PDM MPPT-Controlled Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4756-4766. DOI:10.1109/TPEL.2019.2944617.
- [42].ZHAO C, TRENTO B, JIANG L, et. al. Design and Implementation of a GaN-Based, 100-kHz, 102-W/in³ Single-Phase Inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 824-840. DOI:10.1109/JESTPE.2016.2573758.
- [43].YAMAGUCHI K. Design and evaluation of SiC-based high power density inverter, 70kW/liter, 50kW/kg[C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, USA: IEEE, 2016: 3075-3079. DOI:10.1109/APEC.2016.7468302.
- [44].NANAKOS A C, TATAKIS E C, PAPANIKOLAOU N P. A Weighted-Efficiency-Oriented Design Methodology of Flyback Inverter for AC Photovoltaic Modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(7): 3221-3233. DOI:10.1109/TPEL.2011.2182211.
- [45].BARRERA-CARDENAS R A, ZHANG J, ISOBE T, et. al. A comparative study of output filter efficiency

- and power density in Single-Phase Grid-Tied Inverter using continuous or discontinuous current mode operations[C]//19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE-Europe), Warsaw, Poland: IEEE, 2017: 1-10. DOI:10.23919/EPE17ECCEEurope.2017.8099379.
- [46].RAJAMONY R, WANG S, NAVARATNE R, et. al. Multi-Objective Design of Single-Phase Differential Buck Inverters With Active Power Decoupling[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022, 3: 105-114. DOI:10.1109/OJPEL.2022.3147769.
- [47].ZHOU L, PREINDL M. Variable Switching Frequency Techniques for Power Converters: Review and Future Trends[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12): 15603-15619. DOI:10.1109/TPEL.2023.3317232.
- [48].ZHANG Q, HU H, ZHANG D, et. al. A Controlled-Type ZVS Technique Without Auxiliary Components for the Low Power DC/AC Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3287-3296. DOI:10.1109/TPEL.2012.2225075.
- [49].AMIRAHMADI A, HU H, GRISHINA A, et. al. Hybrid ZVS BCM Current Controlled Three-Phase Microinverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 2124-2134. DOI:10.1109/TPEL.2013.2271302.
- [50].LIU T, CHEN C, XU K, et. al. GaN-Based Megahertz Single-Phase Inverter With a Hybrid TCM Control Method for High Efficiency and High-Power Density[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6797-6813. DOI:10.1109/TPEL.2020.3039386.
- [51].HUANG Q, HUANG A Q. Variable Frequency Average Current Mode Control for ZVS Symmetrical Dual-Buck H-Bridge All-GaN Inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 4416-4427. DOI:10.1109/JESTPE.2019.2940270.
- [52].KASPER M, BURKART R M, DEBOY G, et. al. ZVS of Power MOSFETs Revisited[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8063-8067. DOI:10.1109/TPEL.2016.2574998.
- [53].ZHENG Z, ZHANG L, WU C, et. al. Variable OFF-Time and Deadtime Scheme With Optimized Control Frequency for Soft-Switching Single-Phase Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 4972-4987. DOI:10.1109/TPEL.2022.3230420.
- [54].HUANG Q, YU R, MA Q, et. al. Predictive ZVS Control With Improved ZVS Time Margin and Limited Variable Frequency Range for a 99% Efficient, 130-W/in³ MHz GaN Totem-Pole PFC Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 7079-7091. DOI:10.1109/TPEL.2018.2877443.
- [55].ZHANG Z, ZHANG J, SHAO S. A Novel Trapezoidal Wave Control Method for a Single-Phase Grid-Tied T-Type Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4711-4722. DOI:10.1109/TPEL.2020.3025965.
- [56].TANG Y, ZHANG C, GUO Y, et. al. Optimization of Minimum Negative Current BCM Synchronous Buck Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(9): 9677-9684. DOI:10.1109/TIE.2022.3210535.
- [57].SANKARANARAYANAN V, GAO Y, ERICKSON R W, et. al. Online Efficiency Optimization of a Closed-Loop Controlled SiC-Based Bidirectional Boost Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4008-4021. DOI:10.1109/TPEL.2021.3123965.
- [58].ZHOU L, JAHNES M, PREINDL M. Modular Model Predictive Control of a 15-kW, Kilo-to-Mega-Hertz

- Variable-Frequency Critical-Soft-Switching Nonisolated Grid-Tied Inverter With High Efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(10): 12591-12605. DOI:10.1109/TPEL.2022.3178417.
- [59].ZHANG J, ISOBE T, TADANO H. Model-Based Control for Grid-Tied Inverters Operated in Discontinuous Current Mode With Low Harmonic Current Distortion[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 11167-11180. DOI:10.1109/TPEL.2020.2978871.
- [60].HUANG C, ZHANG J, MANNEN T, et. al. Efficiency Improvement With Off-Time Discrete Control for GaN-Based MHz-Operated Discontinuous Current Mode Grid-Tied Inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 5108-5116. DOI:10.1109/TIA.2021.3093254.
- [61].朱晓楠. 单相多电平光伏并网逆变器拓扑与控制技术研究 [D]. 湖南大学, 2022. DOI:10.27135/d.cnki.ghudu.2022.000191.
- [62].CHEN J, JIANG D, SHEN Z, et. al. Uniform Distribution Pulsewidth Modulation Strategy for Three-Phase Converters to Reduce Conducted EMI and Switching Loss[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(8): 6215-6226. DOI:10.1109/TIE.2019.2939974.
- [63].LI Q, JIANG D, ZHANG Y. Analysis and Calculation of Current Ripple Considering Inductance Saturation and Its Application to Variable Switching Frequency PWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12262-12273. DOI:10.1109/TPEL.2019.2903884.
- [64].JIANG D, WANG F. Variable Switching Frequency PWM for Three-Phase Converters Based on Current Ripple Prediction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4951-4961. DOI:10.1109/TPEL.2013.2240701.
- [65].RUAN Z, SONG W, ZHANG Y, et. al. A Variable Switching Frequency Space Vector Pulsewidth Modulation Technique Using Virtual Flux Ripple[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 2051-2060. DOI:10.1109/JESTPE.2022.3217642.
- [66].ZHAO X, ZHAO S, ZHAO Z, et. al. A Variable Switching Frequency Virtual Space Vector Pulse-Width Modulation Based on the Current Ripple Prediction[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, USA: IEEE, 2019: 2814-2820. DOI:10.1109/ECCE.2019.8912794.
- [67].MANDRIOLI R, VIATKIN A, HAMMAMI M, et. al. Variable Switching Frequency PWM for Three-Phase Four-Wire Split-Capacitor Inverter Performance Enhancement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 13674-13685. DOI:10.1109/TPEL.2021.3089610.
- [68].LI Q, JIANG D. Variable Switching Frequency PWM Strategy of Two-Level Rectifier for DC-Link Voltage Ripple Control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 7193-7202. DOI:10.1109/TPEL.2017.2757979.
- [69].LI Q, JIANG D, SHEN Z, et. al. Variable Switching Frequency PWM Strategy for High-Frequency Circulating Current Control in Paralleled Inverters With Coupled Inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5366-5380. DOI:10.1109/TPEL.2019.2942187.
- [70].MAO X, AYYANAR R, KRISHNAMURTHY H K. Optimal Variable Switching Frequency Scheme for Reducing Switching Loss in Single-Phase Inverters Based on Time-Domain Ripple Analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(4): 991-1001. DOI:10.1109/TPEL.2008.2009635.
- [71].ATTIA H A, FREDDY T K S, CHE H S, et. al. Confined Band Variable Switching Frequency Pulse Width Modulation (CB-VSF PWM) for a Single-Phase Inverter With an LCL Filter[J]. IEEE Transactions on

- Power Electronics, 2017, 32(11): 8593-8605. DOI:10.1109/TPEL.2016.2645739.
- [72].XIA Y, ROY J, AYYANAR R. Optimal Variable Switching Frequency Scheme to Reduce Loss of Single-Phase Grid-Connected Inverter With Unipolar and Bipolar PWM[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 1013-1026. DOI:10.1109/JESTPE.2019.2956034.
- [73].NEUMAYR D, BORTIS D, HATIPOGLU E, et. al. Novel efficiency-Optimal Frequency Modulation for high power density DC/AC converter systems[C]//2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), Kaohsiung, Taiwan: IEEE, 2017: 834-839. DOI:10.1109/IFEEC.2017.7992148.
- [74].HUSSEIN A A, CHEN X, ALHARBI M, et. al. Design of a Grid-Tie Photovoltaic System With a Controlled Total Harmonic Distortion and Tri Maximum Power Point Tracking[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4780-4790. DOI:10.1109/TPEL.2019.2946586.
- [75].XU S, CAO B, CHANG L, et. al. Hybrid Modulation and Power Decoupling Control on Single-Phase Bridge Inverter With Buck-Boost Converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 5851-5864. DOI:10.1109/JESTPE.2020.3027682.
- [76].LE H N, ITOH J I. Inductance-Independent Nonlinearity Compensation for Single-Phase Grid-Tied Inverter Operating in Both Continuous and Discontinuous Current Mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4904-4919. DOI:10.1109/TPEL.2018.2864735.
- [77].MANDI B C, KAPAT S, PATRA A. Unified Digital Modulation Techniques for DC–DC Converters Over a Wide Operating Range: Implementation, Modeling, and Design Guidelines[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(4): 1442-1453. DOI:10.1109/TCSI.2017.2753539.
- [78].ZHANG X, MAKSIMOVIC D. Multimode Digital Controller for Synchronous Buck Converters Operating Over Wide Ranges of Input Voltages and Load Currents[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 1958-1965. DOI:10.1109/TPEL.2010.2043959.
- [79].ZHOU S, RINCON-MORA G A. A high efficiency, soft switching DC-DC converter with adaptive current-ripple control for portable applications[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2006, 53(4): 319-323. DOI:10.1109/TCSII.2005.859572.
- [80].FERNANDES R, TRESCASES O. A Multimode 1-MHz PFC Front End With Digital Peak Current Modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5694-5708. DOI:10.1109/TPEL.2015.2499194.
- [81].JIANG Y, SHEN Y, SHILLABER L, et. al. Hybrid-Mode Adaptive Zero-Voltage Switching for Single-Phase DC–AC Conversion With Paralleled SiC MOSFETs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 14067-14081. DOI:10.1109/TPEL.2022.3189571.
- [82].LEVRON Y, ERICKSON R W. High Weighted Efficiency in Single-Phase Solar Inverters by a Variable-Frequency Peak Current Controller[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 248-257. DOI:10.1109/TPEL.2015.2399418.
- [83].CHRISTIDIS G C, NANAKOS A C, TATAKIS E C. Hybrid Discontinuous/Boundary Conduction Mode of Flyback Microinverter for AC–PV Modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 4195-4205. DOI:10.1109/TPEL.2015.2470094.
- [84].ZHANG Z, ZHANG J, SHAO S. A Variable Off-Time Control Method for a Single-Phase DCM

- Microinverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(8): 7229-7239. DOI:10.1109/TPEL.2017.2759227.
- [85].TAYEBI S M, BATARSEH I. Analysis and Optimization of Variable-Frequency Soft-Switching Peak Current Mode Control Techniques for Microinverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1644-1653. DOI:10.1109/TPEL.2017.2676097.
- [86].AMIRAHMADI A, CHEN L, SOMANI U, et. al. High Efficiency Dual-Mode Current Modulation Method for Low-Power DC/AC Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2638-2642. DOI:10.1109/TPEL.2013.2285624.
- [87].ZHANG Z, CHEN M, CHEN W, et. al. Analysis and Implementation of Phase Synchronization Control Strategies for BCM Interleaved Flyback Microinverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(11): 5921-5932. DOI:10.1109/TPEL.2014.2300483.
- [88].GAO M, CHEN M, ZHANG C, et. al. Analysis and Implementation of an Improved Flyback Inverter for Photovoltaic AC Module Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3428-3444. DOI:10.1109/TPEL.2013.2279266.
- [89].Z. ZHANG X F H, LIU Y F. An Optimal Control Method for Photovoltaic Grid-Tied-Interleaved Flyback Microinverters to Achieve High Efficiency in Wide Load Range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5074-5087. DOI:10.1109/TPEL.2013.2245919.
- [90].LODH T, PRAGALLAPATI N, AGARWAL V. Novel Control Scheme for an Interleaved Flyback Converter Based Solar PV Microinverter to Achieve High Efficiency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3473-3482. DOI:10.1109/TIA.2018.2818655.
- [91].张桢. 高效率单相并网逆变器控制技术研究[D]. 浙江大学, 2020. DOI:10.27461/d.cnki.gzjdx.2020.000689.
- [92].TANG Z. Hybrid UP-PWM Scheme for HERIC Inverter to Improve Power Quality and Efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4292-4303. DOI:10.1109/TPEL.2018.2858784.
- [93].ORDONEZ M, QUAICOE J E, IQBAL M T. Advanced Boundary Control of Inverters Using the Natural Switching Surface: Normalized Geometrical Derivation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(6): 2915-2930. DOI:10.1109/TPEL.2008.2005378.
- [94].WU T, KUO C, SUN K, et. al. Combined Unipolar and Bipolar PWM for Current Distortion Improvement During Power Compensation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(4): 1702-1709. DOI:10.1109/TPEL.2013.2265399.
- [95].TANG Y, ZHANG C, GUO Y, et. al. Optimization of Zero-Crossing Distortion for Unipolar BCM Grid-Tied Inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(4): 3680-3691. DOI:10.1109/JESTPE.2022.3179783.
- [96].YIN H, LANG T, LI X, et. al. A Hybrid Boundary Conduction Modulation for a Single-Phase H-bridge Inverter to Alleviate Zero-Crossing Distortion and Enable Reactive Power Capability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8311-8323. DOI:10.1109/TPEL.2020.2967598.
- [97].SUN J, ZHU L, QIN R, et. al. Single-Phase GaN-Based T-Type Totem-Pole Rectifier With Full-Range ZVS Control and Reactive Power Regulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2191-2201. DOI:10.1109/TPEL.2022.3215969.

- [98].ZHANG Z, ZHANG J, SHAO S, et. al. A High-Efficiency Single-Phase T-Type BCM Microinverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 984-995. DOI:10.1109/TPEL.2018.2824342.
- [99].HUANG C, MANNEN T, ISOBE T. Current Ripple Reduction with Enhanced ZVS Operation Based on Off-time Discrete Control for DCM Inverters to Achieve High Efficiency[C]//International Power Electronics Conference (IPEC-Himeji 2022- ECCE Asia), Himeji, Japan: IEEE, 2022: 2256-2263. DOI:10.23919/IPEC-Himeji2022-ECCE53331.2022.9807159.
- [100].SHIMADA R, HUANG C, MANNEN T, et. al. Unipolar/Bipolar Mixed Modulation for Discontinuous Current Mode Single-Phase Grid-tied Inverter with Off-time Discrete Control[C]//2021 IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), Taipei, Taiwan: IEEE, 2021: 1-6. DOI:10.1109/IFEEEC53238.2021.9661896.
- [101].ZHAO P, ZHANG Y, GUAN Q, et. al. Direct Charge Control for Mixed Conduction Mode Grid-Connected Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 316-331. DOI:10.1109/TPEL.2022.3203981.
- [102].HU J, XU Q, GUO P, et. al. Fixed Switching Frequency Hybrid Modulation With ZVS for Single-Phase Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3114-3126. DOI:10.1109/TPEL.2022.3223041.
- [103].SERRANO D, RAMOS R, ALOU P, et. al. Multimode Modulation With ZVS for a Single-Phase Single-Stage Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5319-5330. DOI:10.1109/TPEL.2019.2941471.
- [104].RAMOS R, SERRANO D, ALOU P, et. al. Control Design of a Single-Phase Inverter Operating With Multiple Modulation Strategies and Variable Switching Frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2407-2419. DOI:10.1109/TPEL.2020.3008573.
- [105].KIM K A, SEO G, CHO B, et. al. Photovoltaic Hot-Spot Detection for Solar Panel Substrings Using AC Parameter Characterization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1121-1130. DOI:10.1109/TPEL.2015.2417548.
- [106].MACALPINE S M, ERICKSON R W, BRANDEMUEHL M J. Characterization of Power Optimizer Potential to Increase Energy Capture in Photovoltaic Systems Operating Under Nonuniform Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2936-2945. DOI:10.1109/TPEL.2012.2226476.
- [107].KHAN O, XIAO W, MOURSI M S E. A New PV System Configuration Based on Submodule Integrated Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3278-3284. DOI:10.1109/TPEL.2016.2633564.
- [108].KASPER M, BORTIS D, KOLAR J W. Classification and Comparative Evaluation of PV Panel-Integrated DC-DC Converter Concepts[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(5): 2511-2526. DOI:10.1109/TPEL.2013.2273399.
- [109].WANG F, WU X, LEE F C, et. al. Analysis of Unified Output MPPT Control in Subpanel PV Converter System[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1275-1284. DOI:10.1109/TPEL.2013.2262102.
- [110].KHAN O, XIAO W, ZEINELDIN H H. Gallium-Nitride-Based Submodule Integrated Converters for High-Efficiency Distributed Maximum Power Point Tracking PV Applications[J]. IEEE Transactions on

- Industrial Electronics, 2016, 63(2): 966-975. DOI:10.1109/TIE.2015.2491888.
- [111].PILAWA-PODGURSKI R C N, PERREAULT D J. Submodule Integrated Distributed Maximum Power Point Tracking for Solar Photovoltaic Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2957-2967. DOI:10.1109/TPEL.2012.2220861.
- [112].HANHART M. An Integrated 50 V Boost Controller With Digitally-Assisted MPPT for Submodule PV Applications[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2023, 4: 221-236. DOI:10.1109/OJPEL.2023.3250762.
- [113].CALLEGARO L, CIOBOTARU M, PAGANO D J, et. al. Feedback Linearization Control in Photovoltaic Module Integrated Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6876-6889. DOI:10.1109/TPEL.2018.2872677.
- [114].WU B, NADERI R, SMEDLEY K. Analysis of a distributed maximum power point tracking tracker with low input voltage ripple and flexible gain range[J/OL]. IET Power Electronics, 2016, 9(6): 1220-1227. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0645>
- [115].陶星澳,王丰,卓放.部分功率直流变换器研究综述[J/OL].电工技术学报:1-17[2023-11-14].<https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.230386>.
- [116].SANTOS N G F, ZIENTARSKI J R R, S. MARTINS M L. A Review of Series-Connected Partial Power Converters for DC-DC Applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 7825-7838. DOI:10.1109/JESTPE.2021.3082869.
- [117].ZHAO J, YEATES K, HAN Y. Analysis of high efficiency DC/DC converter processing partial input/output power[C]//2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Salt Lake City, USA: IEEE, 2013: 1-8. DOI:10.1109/COMPEL.2013.6626440.
- [118].ZHOU H, ZHAO J, HAN Y. PV Balancers: Concept, Architectures, and Realization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3479-3487. DOI:10.1109/TPEL.2014.2343615.
- [119].DARYAEI M, ESTEKI M, KHAJEHODDIN S A. High Efficiency and Full MPPT Range Partial Power Processing PV Module-Integrated Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 6627-6641. DOI:10.1109/TPEL.2023.3243174.
- [120].DIAB-MARZOUK A, TRESCASES O. SiC-Based Bidirectional Ćuk Converter With Differential Power Processing and MPPT for a Solar Powered Aircraft[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(4): 369-381. DOI:10.1109/TTE.2015.2505302.
- [121].李善寿. 阴影条件下光伏系统的失配分析与优化控制研究[D].合肥工业大学,2017.
- [122].徐德光. 差值功率处理结构光伏系统的优化控制方法及应用研究[D].中国矿业大学,2022. DOI:10.27623/d.cnki.gzkyu.2022.002777.
- [123].JEONG H, LEE H, LIU Y, et. al. Review of Differential Power Processing Converter Techniques for Photovoltaic Applications[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(1): 351-360. DOI:10.1109/TEC.2018.2876176.
- [124].KHAN O, XIAO W. Review and qualitative analysis of submodule-level distributed power electronic solutions in PV power systems[J/OL]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2017, 76: 516-528. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.03.073>.

- [125].ZHANG T, JIANG J. A Review on Differential Power Processing for PV Submodule DMPPT[C]//2020 IEEE 3rd Student Conference on Electrical Machines and Systems (SCEMS), Jinan, China: IEEE, 2020: 1012-1017. DOI:10.1109/SCEMS48876.2020.9352300.
- [126].SHENOY P S, KIM K A, JOHNSON B B, et. al. Differential Power Processing for Increased Energy Production and Reliability of Photovoltaic Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2968-2979. DOI:10.1109/TPEL.2012.2211082.
- [127].SCHAEF C, STAUTH J T. Multilevel Power Point Tracking for Partial Power Processing Photovoltaic Converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(4): 859-869. DOI:10.1109/JESTPE.2014.2332952.
- [128].QIN S, CADY S T, DOMÍNGUEZ-GARCÍA A D, et. al. A Distributed Approach to Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Submodule Differential Power Processing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2024-2040. DOI:10.1109/TPEL.2014.2330335.
- [129].QIN S, BARTH C B, PILAWA-PODGURSKI R C N. Enhancing Microinverter Energy Capture With Submodule Differential Power Processing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3575-3585. DOI:10.1109/TPEL.2015.2464235.
- [130].WANG F, ZHU T, ZHUO F, et. al. An Improved Submodule Differential Power Processing-Based PV System With Flexible Multi-MPPT Control[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(1): 94-102. DOI:10.1109/JESTPE.2017.2719919.
- [131].UNO M, YAMAMOTO M, SATO H, et. al. Modularized Differential Power Processing Architecture Based on Switched Capacitor Converter to Virtually Unify Mismatched Photovoltaic Panel Characteristics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1563-1575. DOI:10.1109/TPEL.2019.2922504.
- [132].STAUTH J T, SEEMAN M D, KESARWANI K. Resonant Switched-Capacitor Converters for Submodule Distributed Photovoltaic Power Management[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1189-1198. DOI:10.1109/TPEL.2012.2206056.
- [133].BLUMENFELD A, CERVERA A, PERETZ M M. Enhanced Differential Power Processor for PV Systems: Resonant Switched-Capacitor Gyrator Converter With Local MPPT[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(4): 883-892. DOI:10.1109/JESTPE.2014.2331277.
- [134].BERGVELD H J, BÜTHKER D, CASTELLO C, et. al. Module-Level DC/DC Conversion for Photovoltaic Systems: The Delta-Conversion Concept[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 2005-2013. DOI:10.1109/TPEL.2012.2195331.
- [135].SHAMS I, MEKHILEF S, TEY K S. Extendable Voltage Equalizer Topology With Reduced Switch Count and MPPT With Partial Shading Detection Capability for Long Serially Connected PV Modules[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(5): 6459-6470. DOI:10.1109/TIA.2022.3182644.
- [136].OLALLA C, CLEMENT D, RODRIGUEZ M, et. al. Architectures and Control of Submodule Integrated DC-DC Converters for Photovoltaic Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2980-2997. DOI:10.1109/TPEL.2012.2219073.
- [137].LEVRON Y, CLEMENT D R, CHOI B, et. al. Control of Submodule Integrated Converters in the

- Isolated-Port Differential Power-Processing Photovoltaic Architecture[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(4): 821-832. DOI:10.1109/JESTPE.2014.2326972.
- [138].OLALLA C, DELINE C, CLEMENT D, et. al. Performance of Power-Limited Differential Power Processing Architectures in Mismatched PV Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 618-631. DOI:10.1109/TPEL.2014.2312980.
- [139].LIM J, LEE D, HYEON Y, et. al. Differential Power Processing Converter With Active Clamp Structure and Integrated Planar Transformer for Power Generation Optimization of Multiple Photovoltaic Submodules[J]. IEEE Access, 2023, 11: 5668-5678. DOI:10.1109/ACCESS.2023.3236675.
- [140].UNO M, KUKITA A. Current Sensorless Equalization Strategy for a Single-Switch Voltage Equalizer Using Multistacked Buck-Boost Converters for Photovoltaic Modules Under Partial Shading[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(1): 420-429. DOI:10.1109/TIA.2016.2615022.
- [141].BISWAS J, KAMATH A M, GOPI A K, et. al. Design, Architecture, and Real-Time Distributed Coordination DMPPT Algorithm for PV Systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1418-1433. DOI:10.1109/JESTPE.2017.2756698.
- [142].DELAVARIPOUR H, DEHKORDI B M, ZARCHI H A, et. al. Increasing Energy Capture From Partially Shaded PV String Using Differential Power Processing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7672-7682. DOI:10.1109/TIE.2018.2883271.
- [143].JEON Y, LEE H, KIM K A, et. al. Least Power Point Tracking Method for Photovoltaic Differential Power Processing Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1941-1951. DOI:10.1109/TPEL.2016.2556746.
- [144].CHU G, WEN H, YANG Y, et. al. Elimination of Photovoltaic Mismatching With Improved Submodule Differential Power Processing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2822-2833. DOI:10.1109/TIE.2019.2908612.
- [145].CHU G, WEN H, HU Y, et. al. Low-Complexity Power Balancing Point-Based Optimization for Photovoltaic Differential Power Processing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10306-10322. DOI:10.1109/TPEL.2020.2977329.
- [146].XIONG Y, SUN S, JIA H, et. al. New Physical Insights on Power MOSFET Switching Losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2): 525-531. DOI:10.1109/TPEL.2008.2006567.
- [147].PERERA N, JAFARI A, SOLEIMANZADEH R, et. al. Hard-Switching Losses in Power FETs: The Role of Output Capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7604-7616. DOI:10.1109/TPEL.2021.3130831.
- [148].KASPER M, BURKART R M, DEBOY G, et. al. ZVS of Power MOSFETs Revisited[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8063-8067. DOI:10.1109/TPEL.2016.2574998.
- [149].BROWN J. Modeling the switching performance of a MOSFET in the high side of a non-isolated buck converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(1): 3-10. DOI:10.1109/TPEL.2005.861110.
- [150].SON G, HUANG Z, LI Q, et. al. Analysis and Control of Critical Conduction Mode High-Frequency Single-Phase Transformerless PV Inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 13188-13199. DOI:10.1109/TPEL.2021.3078135.

- [151].LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291. DOI:10.1109/TIA.2005.853373.
- [152].UNO M, YAMAMOTO M. Switched capacitor-based PWM converter integrating string converter and voltage equalizer for photovoltaic strings under partial shading[J]. 2017 IEEE Region 10 Conference, 2017: 1058-1063. DOI:10.1109/TENCON.2017.8228014.
- [153].LIU C, ZHENG Y, LI D, et. al. Distributed MPPT for modular differential power processing in scalable photovoltaic system[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, USA: IEEE, 2018: 1098-1103. DOI:10.1109/APEC.2018.8341153.
- [154].ELRAYYAH A, BADAWEY M, SOZER Y. Feeding partial power into line capacitors for low cost and efficient MPPT of photovoltaic strings[C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, USA: IEEE, 2016: 392-397. DOI:10.1109/APEC.2016.7467902.
- [155].LIU C, LI D, ZHENG Y, et. al. Modular differential power processing (Mdpp)[C]//2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Stanford, USA: IEEE, 2017: 1-7. DOI:10.1109/COMPEL.2017.8013345.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

攻读博士学位期间取得的科研成果

- [1]. **Lyuyi Lin**, Junming Zhang, Shuai Shao. A Variable Switching Frequency Multimode Control Scheme for Single-Phase Grid-Tied Multilevel PV Microinverters[J], IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 11543-11555. doi: 10.1109/TPEL.2023.3274925.

(SCI, 第一作者)

- [2]. **Lyuyi Lin**, Junming Zhang, Shuai Shao. Differential Power Processing Architecture With Virtual Port Connected in Series and MPPT in Submodule Level[J], IEEE Access, 2020, 8: 137897-137909. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3010229.

(SCI, 第一作者)

- [3]. **Lyuyi Lin**, Junming Zhang, Yan Deng. Differential Power Processing Architecture with Virtual Port in Series and MPPT in Submodule Level[C]//2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA, 2019: 3448-3455. doi: 10.1109/ECCE.2019.8913106.

(EI, 第一作者)

- [4]. Linglin Chen, **Lyuyi Lin**, Shuai Shao, Fei Gao, Zhenyu Wang, Patrick W. Wheeler, Tomislav Dragicevic. Moving Discretized Control Set Model-Predictive Control for Dual-Active Bridge With the Triple-Phase Shift[J], IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8624-8637. doi: 10.1109/TPEL.2019.2962838.

(SCI, 第二作者)

- [5]. 林绿漪, 张军明. 一种用于单相 T 型逆变器的变频多模式优化策略. 中国电源学会第二十五届学术年会, 2022.

(已发表)