

分类号: _____

密 级: _____

单位代码: 10335

学 号: 11310041

浙江大学

博士学位论文



中文论文题目: 高效率单相并网逆变器控制技术研究

英文论文题目: Research on the control technique of high efficiency single phase grid-tied inverter

申请人姓名: 张桢

指导教师: 张军明

合作导师: 盛况, 吴新科

专业名称: 电气工程(电力电子与电力传动)

研究方向: 单相并网逆变器控制技术

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2020 年 6 月

高效率单相并网逆变器控制技术研究



论文作者签名: 张颖

指导教师签名: 张军明

论文评阅人 1: 匿名评审

评阅人 2: 匿名评审

评阅人 3: 匿名评审

评阅人 4: 匿名评审

评阅人 5: 匿名评审

答辩委员会主席: 吕征宇 教授 博导

委员 1: 李武华 教授 博导

委员 2: 彭勇刚 教授 博导

委员 3: 谢小高 教授 博导

委员 4: 吴新科 教授 博导

委员 5: 张军明 教授 博导

答辩日期: 2020.05.23

Research on the control technique of high efficiency single phase
grid-tied inverter



Author's signature: 张颖

Supervisor's signature: 张军

External Reviewers: Anonymous reviewer
Anonymous reviewer
Anonymous reviewer
Anonymous reviewer
Anonymous reviewer

Examining Committee Chairperson:

LV Zheng-yu

Examining Committee Members:

LI Wu-hua

PENG Yong-gang

XIE Xiao-gao

WU Xin-ke

ZHANG Jun-ming

Date of oral defence: 2020.05.23

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：张颖 签字日期：2020 年 5 月 28 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：张颖

导师签名：汪晖

签字日期：2020 年 5 月 28 日

签字日期：2020 年 5 月 28 日

致 谢

如果算上本科的四年，我在浙大已经度过了 10 个年头，如今我的博士研究也已经进入了尾声。这十年的时光，是美好而难忘的，我也要开始新的人生旅程了。值此毕业之际，我要向在我攻读博士学位期间给与我帮助和关心的良师益友们表示深深的感谢！

首先要感谢我的导师张军明教授。张老师学识渊博，为人谦和，善于引导和启发，在我博士课题的选择和研究上给与了充分的支持与指导。每当我在研究上遇到瓶颈止步不前的时候，张老师总能适时地给与点拨，帮我寻找到新的突破点；在我未来的职业规划上，张老师也主动和我分享他的心得体会，使迷茫的我有了方向。还有很多的关照不能一一写下，只能在此向张老师表达我最衷心的感谢，祝愿张老师身体健康，阖家幸福。

感谢董伯藩教授和吴新科教授对我博士论文写作的指导，他们严谨求是的治学态度是实验室的宝贵财富；感谢邵帅老师对我英文论文写作的悉心指点；感谢周莉英大姐为实验室提供的充足的后勤保障，使我们可以心无旁骛地进行研究，她的辛苦付出实在难以细数，在这里向她表达深深的感谢。

感谢南京博兰得电子科技有限公司 CEO 徐明博士给我的实习机会，感谢王来振经理、李晓庆经理、吕海立、孙成洋、张世栋等技术人员对我的关心和帮助，祝愿博兰得未来的发展越来越好。

感谢大功率实验室的每一位成员：陈东、郑晟、杜韦静、江添洋、王朝辉、曾鹄龙、蒋婷、陈喜亮、夏明华、赵思阳、赵融融、舒露、欧阳佳佳、王睿、王乾、李心宇、赵成东、王天威、方跃财、高贺、沈莉娟、林绿漪、江崴、孙旦跃、龙莉娟、温剑威、吴贤、王泽峰、崔文韬、牛雨萱、高枝、朱翔文、虞乃鹏、张博诚、叶蔚文、李雨岑、朱世隆、杨秋哲、杨得秋、王楠。曾经一起科研，一起玩耍的美好时光，我都深深记在心底，愿我们的情谊长存。感谢室友张浩洲、赵兴农、刘文龙、凌祥，谢谢你们的陪伴以及营造的良好的宿舍氛围，使我们彼此都可以安心学术。

感谢我的父母对我从小到大的培养，如今也是他们的理解和支持，使我可以心无旁骛、坚定不移地走好学术的道路，他们是我坚强的后盾。谁言寸草心，报得三春晖，愿天下的父母都身体安康。

张桢

2020 年 5 月于浙大求是园

摘要

单相并网逆变器广泛应用于光伏发电系统、光伏储能系统以及电动汽车双向充电系统等新能源系统中, 高效率和高功率密度是其重要指标。为了实现高效率, 研究人员在软开关技术、变换器拓扑、多模式控制技术以及功率器件优化等方面做了大量的研究工作。本文针对几百瓦至几千瓦的中小功率单相并网逆变器开展研究, 从控制模式和电路拓扑等方面入手进一步优化其转换效率。

对于在光伏发电系统中使用的微型逆变器, 权重效率是关键参数, 即逆变器从轻载效率到重载效率的加权平均。微型逆变器的传统控制策略较为单一, 无法同时优化不同负载条件下的效率。因此, 本文针对工作在电流断续导通模式下的单相全桥并网逆变器, 提出了一种基于关断时间控制的变频控制策略, 包括定关断时间控制策略和变关断时间控制策略。基于这种控制策略, 逆变器会根据瞬时功率的变化自动调整主功率管的关断时间, 从而调节开关频率和开关损耗, 优化不同负载下的损耗以及整机的权重效率。基于所提出的控制策略, 本文给出了详细的参数设计流程, 并进行了实验验证。

电流断续导通模式可以有效调节逆变器的开关频率和开关损耗, 但存在电感电流峰值大的缺点, 适用于小功率场合。相比之下, 电流临界导通模式可以降低电感电流峰值, 适用于更大的功率等级, 并且可以在不增加辅助电路的情况下实现软开关, 提高逆变器效率, 因此受到广泛的关注和研究。然而采用电流临界导通模式的单相全桥并网逆变器在轻载下开关频率高, 开关损耗大, 导致轻载效率偏低并影响到权重效率。为有效降低轻载下的开关频率和开关损耗, 本文提出了工作在电流临界导通模式下的单相 T 型并网逆变器, 该电路结合了软开关技术与多电平技术, 具有零电压开通、等效开关频率低、开关损耗小、电路结构和控制简单等特点, 可有效提升逆变器的整体转换效率。本文分析了该电路及所述控制策略的关键问题, 提出了相应的解决方案, 包括反向电感电流边界的修正、T 型桥臂的 ePWM 模块配置以及直流母线电容的均压控制等。

本文提出的单相 T 型并网逆变器可以有效提高半载和轻载的效率, 然而基于电流临界导通模式的电流三角波控制策略仍存在问题, 影响输出电流的波形质量以及整体电路的优化。为进一步优化电路性能, 本文提出了一种适合单相 T 型并网逆变器的电流准梯形波控制策略, 该控制策略可应用于 T 型逆变器的过渡模式以降低过渡模式期间过高的开关频率, 减小开关频率的变化范围, 优化电路设计, 也可以进一步应用于整个工频周期, 取消多个工作模式的切换, 使 T 型逆变器工作在统一的准梯形波模式, 从而优化输出电流波

形质量。

关键词：单相并网逆变器，权重效率，轻载效率，效率优化，开关损耗，电流临界导通模式，零电压开通，T型逆变器，多电平，准梯形波

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

Abstract

Single phase grid-tied inverter is widely used in renewable energy systems, such as photovoltaic power generation system, photovoltaic energy storage system and electric vehicle bi-directional charging system, and high efficiency and high power density are two important targets for the inverter. In order to achieve high efficiency, researchers have done a lot of work from four aspects, including soft switching technique, converter topology, control technique and power transistor optimization. This paper has done research on low-and-medium power single phase grid-tied inverters with power ranging from several hundred watts to several kilowatts, in order to further improve efficiency from aspects of control technique and converter topology.

As for microinverters used in photovoltaic systems, the weighted efficiency is mainly focused, which means the efficiency from light load to heavy load should both be optimized. The conventional control methods for microinverters are simple and fixed, and can't optimize the efficiency under different load conditions. Therefore, this paper proposes a variable frequency control method based on off-time control for a single phase full-bridge grid-tied inverter operating in discontinuous conduction mode, including fixed off-time control method and varied off-time control method. According to the proposed control method, the off-time of the freewheeling switch is adjusted automatically with the instantaneous power, so that the switching frequency and the switching losses are optimized under different loads and the weighted efficiency is improved. This paper gives a complete and detailed parameter design process for the proposed control method, and experimental results are obtained for verification.

Discontinuous conduction mode can adjust switching frequency and switching losses effectively, but the peak inductor current is large, so it is only suitable for low-power applications. In comparison, the boundary conduction mode can reduce the peak inductor current and is suitable for higher power levels. Besides that, the boundary conduction mode can realize soft switching without adding auxiliary circuits and improve the efficiency, so it receives people's attention and research. However, the single phase full-bridge grid-tied inverter operating in boundary conduction mode has high switching frequency and large switching losses in light load condition, so the light load efficiency is low and the weighted efficiency is impacted. In order to solve this problem, this paper proposes a single phase T-type grid-tied inverter operating in boundary conduction mode with corresponding control method. The circuit combines soft switching technique and multi-level technique, which features zero-voltage turn-on, low equivalent switching frequency, low switching loss and simple topology and control. As a result, the efficiency of the inverter can be improved. This paper emphasizes on some issues of the proposed

circuit, including the correction of the reverse inductor current boundary, the configuration of the ePWM module of the T-type leg and the voltage balancing of the DC bus capacitors.

The proposed single phase T-type grid-tied inverter can improve light and half load efficiency, while the control method based on boundary conduction mode still has some problems that would impact the output current quality and the whole circuit optimization. In order to further improve the circuit performance, this paper proposes a trapezoid wave control method. It can be used in the transition mode of the T-type inverter to decrease the ultra high switching frequency, narrow the switching frequency range and optimize the circuit design. Furthermore, it can be used in the whole line cycle to cancel the mode transitions, so that the T-type inverter can work in a uniform operation mode. As a result, the waveform quality of the output current is optimized.

Keywords: single phase grid-tied inverter, weighted efficiency, light load efficiency, efficiency optimization, switching loss, boundary conduction mode, zero voltage turn-on, T-type inverter, multi-level, trapezoidal wave

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目 录

致 谢.....	I
摘 要.....	II
Abstract.....	IV
目 录.....	VI
第一章 绪论.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 高效率并网逆变器的研究综述.....	6
1.2.1 软开关技术.....	6
1.2.2 变换器拓扑.....	12
1.2.3 控制技术.....	17
1.2.4 功率器件优化.....	20
1.3 本文的选题意义及主要研究内容.....	21
第二章 电流断续导通模式下基于关断时间控制的单相全桥并网逆变器.....	23
2.1 引言.....	23
2.2 单相全桥并网逆变器在电流临界导通模式下的定关断时间特性.....	24
2.3 单相全桥并网逆变器在电流断续导通模式下的定关断时间控制策略.....	26
2.4 单相全桥并网逆变器在电流断续导通模式下的变关断时间控制策略.....	30
2.5 变关断时间控制策略的参数设计.....	34
2.6 样机设计与实验结果.....	39
2.7 本章小结.....	46
第三章 电流临界导通模式下的单相 T 型并网逆变器.....	48
3.1 引言.....	48
3.2 逆变器在电流临界导通模式下的软开关原理.....	49
3.3 电流临界导通模式采用多电平技术的讨论.....	52
3.4 单相 T 型并网逆变器在 TCM 模式下的工作原理.....	56
3.5 单相 T 型并网逆变器的几个关键问题.....	61
3.5.1 TCM 模式的电流控制及波形修正.....	61
3.5.2 T 型桥臂的 ePWM 配置.....	64
3.5.3 直流母线电容的均压问题.....	68
3.6 T 型逆变器的损耗分析.....	72
3.7 样机设计与实验结果.....	76
3.8 本章小结.....	82
第四章 电流临界导通模式下单相 T 型并网逆变器控制策略的优化.....	84
4.1 引言.....	84
4.2 基于 T 型桥臂的三段式准梯形波工作原理.....	84
4.3 T 型逆变器全工频周期内采用准梯形波的工作原理.....	90
4.4 实验结果.....	95
4.5 本章小结.....	100
第五章 总结与展望.....	102
5.1 工作总结.....	102
5.2 本课题工作展望.....	103
参考文献.....	104

攻读博士学位期间发表的论文 111

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第一章 绪论

本章首先介绍了单相并网逆变器在新能源领域的研究背景。在此基础上，本章针对单相并网逆变器的效率优化问题进行了详细的研究综述，归纳总结出了四个研究方向。最后介绍了本文的主要研究内容。

1.1 研究背景

能源是人类社会发展的重要物质基础，自 19 世纪以来，以石油、煤炭和天然气为代表的化石能源成为了推动人类文明进步和社会经济发展的主要动力。然而化石能源的总量是有限的且不可再生，人类对化石能源的巨大开采和消耗正在使其逐渐走向枯竭，由此带来的能源危机也在深刻地影响着世界政治与经济。另一方面，化石能源的使用会产生温室气体（二氧化碳）和其他有毒气体（一氧化碳、二氧化硫和烟尘等），从而导致温室效应和大气污染，严重影响人类的生存环境。为了解决化石能源的这些问题，人们一方面在寻求化石能源的清洁高效利用，另一方面也在积极探索新能源的开发使用，并希望能逐步取代化石能源，实现可持续发展。

新能源主要包括太阳能、风能、水能、生物质能、地热能、海洋能等，具有可再生性和环境友好性。20 世纪 70 年代以来，各国政府高度重视新能源的开发利用，将新能源的发展作为能源战略的重要组成部分，纷纷提出了明确的发展目标，积极出台相关政策和法律法规，使新能源产业得到飞速发展，其中以风能、太阳能和生物质能发展速度最快，产业前景也最好。

光伏发电是太阳能利用的一种重要形式，以半导体界面的光生伏特效应为基本原理，将太阳辐射能直接转换为电能馈入电网。相比于化石能源和其他新能源发电技术，光伏发电技术具有一系列优势，例如发电形式简洁且无污染，太阳能资源无限且分布均匀，模块化的结构便于建造安装、拆卸迁移，规模可大可小，易于扩容，光伏发电稳定、可靠，使用寿命长，维护成本低^[1]。

自 20 世纪 90 年代后半期以来，在发达国家的大力推动下，世界光伏产业进入快速发展期。90 年代末，美国和德国相继提出“百万太阳能屋顶计划”和“十万太阳能屋顶计划”，以政策之力带动光伏产业发展。2004 年以后，以德国为首的发达国家推出政府补贴政策，通过一段时间的扶持，使光伏发电取得产业规模和技术突破，进而推动其大规模商业化应用。在此期间，光伏发电行业呈现强劲发展的态势，全球光伏发电装机容量快速增

长，以德国、意大利、西班牙三国为代表的欧洲区域成为全球光伏装机需求的核心地区。2011年后，欧洲各国调整政府补贴政策，大幅降低政府补贴，欧洲市场迅速萎缩，因行业急速扩张而出现的产能过剩导致供需失衡，再加上当时的欧债危机，光伏行业陷入暂时的低谷。2013年以后，中国和日本等国纷纷出台光伏补贴政策，光伏市场再次升温，中国、日本、美国三国取代欧洲，成为全球光伏装机的主要增长区域，市场份额逐年攀升。图 1.1 是 2007 至 2017 年全球光伏发电装机和年新增装机情况，可以看到过去十年光伏产业保持着高速发展的态势。图 1.2 是 2007 至 2017 年全球光伏装机容量按国别的分布情况，可以看到光伏核心市场逐渐从欧洲转移向中日美，最终迈向全球化。

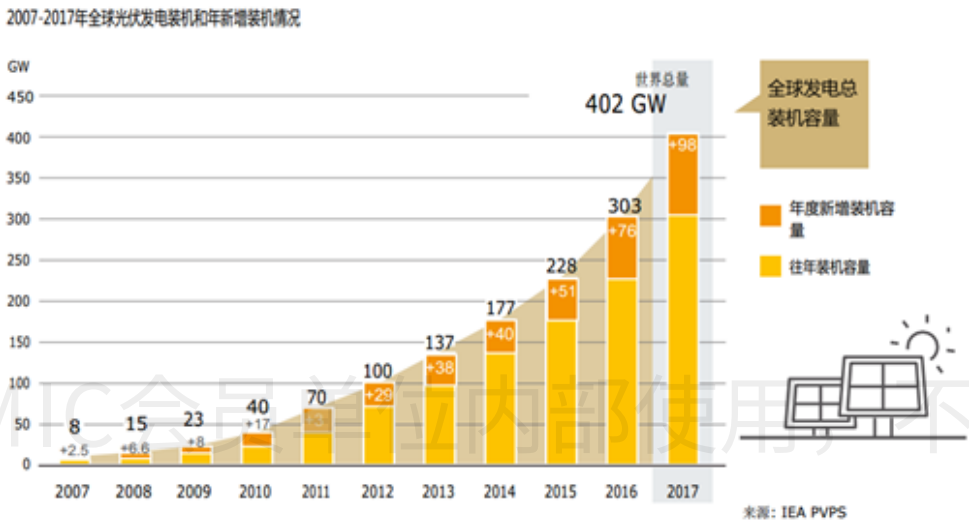


图 1.1 2007 至 2017 年全球光伏发电装机和年新增装机情况^[2]

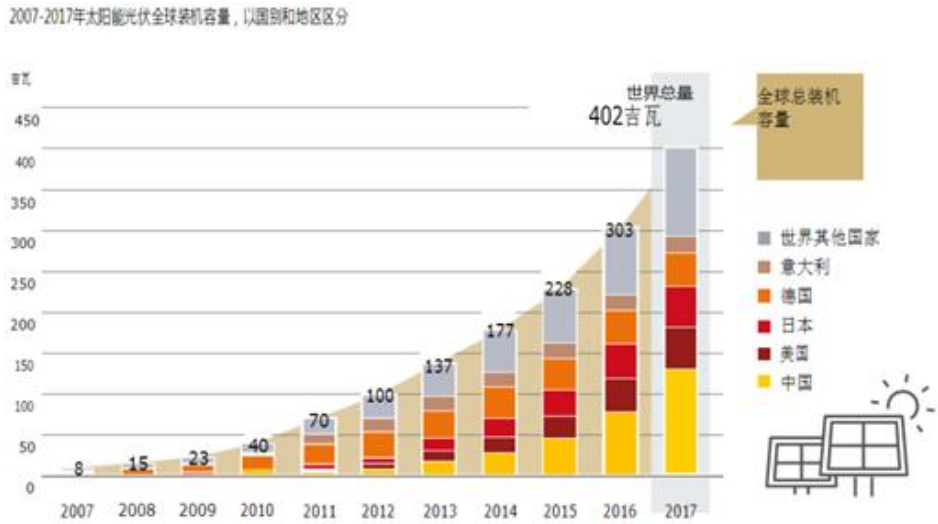


图 1.2 2007 至 2017 年全球光伏装机容量按国别的分布情况^[2]

光伏发电系统可分为两种类型，集中式发电和分布式发电。集中式光伏发电系统主要是在广阔地面上安装的兆瓦级以上的大型地面电站，将光伏电能统一输送到高压输电系统，

然后供给远距离负荷。其优点是光伏发电量大、出力稳定、单位发电成本低，缺点是占地面积广，需要长距离输电线路送电入网，输电线路损耗、电压跌落、无功补偿等问题凸显。分布式光伏发电系统主要是在用户所在场地或附近建设安装的兆瓦级以下的光伏发电系统，遵循分散布局、就近利用的原则，以用户侧自发自用为主，多余电量上网^[3]。分布式发电根据装机规模大小还可以分为 10kW 以下的户用分布式发电和 10kW 到 1MW 的商业分布式发电。

在日本和欧美国家，分布式光伏发电系统在整个光伏发电系统中占有较高的比例，德国约为 80%，美国和日本约为 50%。我国目前仍以集中式的大型地面电站为主体，分布式光伏的比重严重偏低。我国集中式发电所面临的困境是大型电站所在的西北地区具有丰富的太阳能和土地资源，但是电力消纳能力有限，供远大于求。东南部发达地区用电需求很大，但是受电网建设滞后、外送输电通道容量有限等因素的影响，很难实现大规模西电东送。因此，近些年出现了比较严重的“弃光限电”现象。为了促进光伏产业的健康发展，我国政府近年来出台了一系列政策法规和价格补贴，大力开拓分布式光伏发电市场，确定就近接入、当地消纳的发展原则。《电力发展“十三五”规划》提出，到“2020 年，太阳能发电装机达到 1.1 亿千瓦以上，分布式光伏 6000 万千瓦以上”。分布式光伏发电已经成为我国光伏产业发展的重点，具有巨大的市场潜力。

本文所研究的单相并网逆变器适用于分布式光伏发电中功率等级在几百瓦至几千瓦的家庭户用系统，如图 1.3 所示。户用型光伏并网发电系统主要由三部分构成：光伏面板、单相并网逆变器和电网。光伏面板安装在家庭用户的屋顶上，面板的数量决定了功率等级。单相并网逆变器可以选择几百瓦的微型逆变器或者几千瓦的组串式逆变器。单相并网逆变器具备最大功率跟踪和并网电流波形控制的功能，功率因数为 1。产生的电能可以卖给电网获得经济收益，也可以就地供应用户负载。当光伏发电电量不足的时候，则由电网供应用户负载。

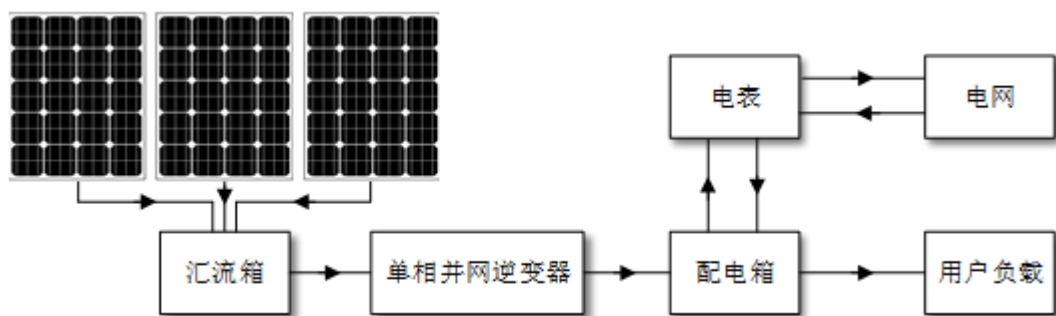


图 1.3 户用型光伏发电并网系统

户用型光伏并网发电系统是单相并网逆变器的重要应用场合，在此基础上，光伏+储能的户用系统是目前光伏发电与储能技术相结合的一个研究热点，这与光伏发电的特点以及市场行情密切相关。首先，光伏发电完全依赖于太阳光照射，产生的电能具有明显的随机性、间歇性和波动性，这对于电网运行和用户负载都是不利的。其次，白天太阳光充足，但是家庭用电量很低，光伏系统只能将产生的电送入电网。到了晚上，光伏系统停止工作，家庭用电量骤增，此时只能再从电网取电供应负荷。这样光伏发电的自发自用率很低，大量的电低价卖给电网再从电网高价买电并不经济划算。最后，随着 2018 年“531 光伏新政”的颁布，国家大幅降低光伏补贴，对光伏企业造成深远影响，光伏产业的优化转型迫在眉睫。在户用型光伏系统中加入储能设备，可以很好地解决上述问题。储能设备可以将白天产生的多余电量先储存起来，等到需要用电的时候再释放出来，最大限度地利用电能，提高光伏系统的自发自用率，减少发电波动性对电网的影响。由于卖给电网的电价低于从电网买电的电价，提高自发自用率可以带来更多的经济收益，使光伏发电更加具有市场竞争力。

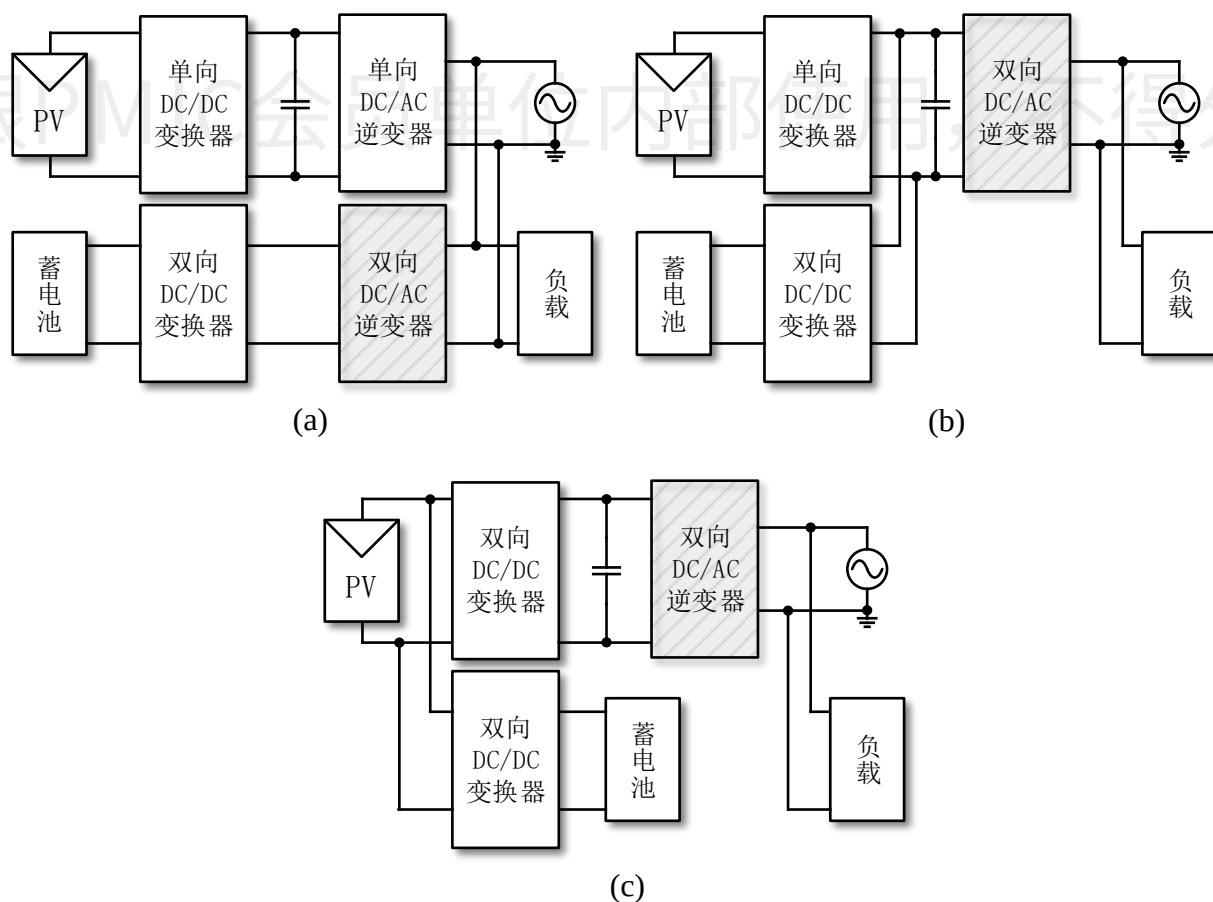


图 1.4 光伏+储能户用系统的三个典型结构。(a)共交流母线结构，(b) 共直流母线结构，(c) 共光伏母线结构。

不同于传统光伏系统中的并网逆变器，单相并网逆变器作为储能逆变器应用于光伏+储能的户用系统时需要具备能量双向流动能力。根据蓄电池在户用型光伏系统中的位置，可以分为三个典型的结构^[4]，如图 1.4 所示。图 1.4(a)是共交流母线结构。光伏面板经过四级变换向蓄电池充电，蓄电池经过两级变换向负载放电，效率较低，适合在已安装光伏系统的场合外加储能设备。图 1.4(b)是共直流母线结构。光伏面板经过两级变换向蓄电池充电，蓄电池经过两级变换向负载放电，效率较高，成本较低，是目前比较常用的结构。图 1.4(c)是共光伏母线结构。光伏面板经过一级变换向蓄电池充电，蓄电池经过三级变换向负载放电。在这三种结构中，储能逆变器（双向 DC/AC 逆变器）都起到重要的作用。

单相并网逆变器另一个应用场合是电动汽车 V2G 技术中的双向充电机，类似于储能逆变器。随着世界汽车产业的迅猛发展，传统燃油汽车带来的能源消耗问题和环境污染问题日益严重，引起人们的深切关注。相比于传统燃油汽车，电动汽车以电力为动力，不需要消耗石油资源，运行过程清洁无污染，不会排出尾气，有利于改善空气质量。因此，近些年来世界各国大力发展电动汽车产业，希望在未来逐步取代传统燃油汽车，以此来应对能源危机和环境污染的挑战。

电动汽车内置大容量动力电池，可以看作是可移动的分布式储能单元。据统计，电动汽车一天中的大部分时间都处于闲置状态，当大量电动汽车同时接入电网时，储能容量十分可观。电动汽车的储能特性对于现代电网具有重要意义，V2G（Vehicle to Grid）技术由此应运而生。它是控制电动汽车与电网之间能量双向流动的技术，将电动汽车作为储能装置，根据电网发电与用电的状况，有序地对闲置的电动汽车进行充放电，从而优化电网性能。V2G 技术是一项涵盖了电力电子技术、通信技术、调度和计量技术、需求侧管理等的高端综合应用技术^[5]，其中充电机作为电动汽车与电网能量交互的桥梁，是 V2G 技术的硬件基础，因此受到广泛关注和研究^{[6]-[11]}。

根据安装位置的不同，充电机可分为车载充电机和非车载充电机。车载充电机安装在汽车内部，可在任何有电源接口的地方充电，由于受空间、重量、成本的限制，功率等级较低，充电速度较慢。非车载充电机安装在车外的固定位置，功率大，充电速度快。

根据能量流动方向的不同，充电机可分为单向充电机和双向充电机。单向充电机的技术比较成熟，控制策略相对简单，在成本、重量、体积等方面都比双向充电机有优势，但是不能向电网馈电，无法实现 V2G。双向充电机可以实现 V2G，具有很高的研究价值。常见的车载双向充电机采用两级结构，如图 1.5 所示。前级是与电网相连的双向 AC/DC 电路，负责整流和逆变，优化网侧功率因数；后级是与电池相连的双向 DC/DC 电路，负责

调节电池充放电的电流。单相并网逆变器通过控制实现能量双向流动，就可以作为与电网相连的双向 AC/DC 电路。

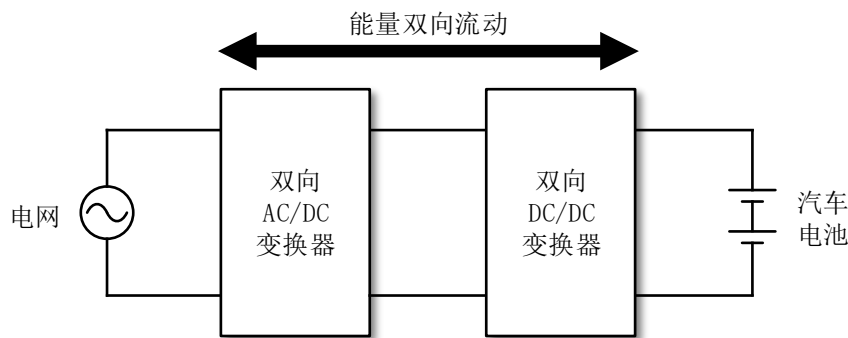


图 1.5 两级结构的车载双向充电机

综上所述，新能源产业是当今能源发展的热门产业，而单相并网逆变器在新能源产业中有广阔的应用场景，其中包括户用型光伏并网发电系统、户用型光伏+储能的并网发电系统以及电动汽车中的双向充电机。

1.2 高效率并网逆变器的研究综述

高效率一直是电力电子变换器追求的目标之一，对于并网逆变器也是一样。近些年来，学术界和工业界已经做了大量的工作来提高并网逆变器的效率，所采用的技术手段多种多样，很难用统一的标准对这些方法进行分类。本节归纳了前人的工作，总结出四个主要的研究方向，分别是软开关技术、变换器拓扑、控制技术以及功率器件优化的角度来提高效率，如图 1.6 所示。这四个方向未必能涵盖效率优化的所有技术手段，但是代表了人们的主要研究方向。此外，这四个方向的技术可以相互兼容叠加，使研究更加丰富深入，对于技术的创新具有一定启发性。下面对这四个研究方向逐一进行论述。

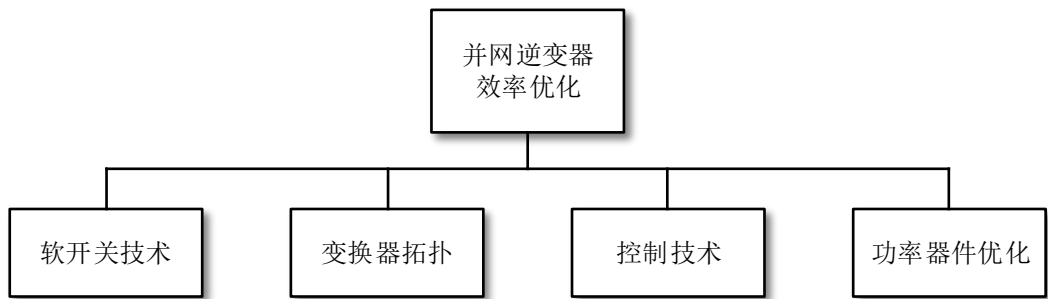


图 1.6 并网逆变器效率优化的四个主要方向

1.2.1 软开关技术

传统的全桥并网逆变器工作在电流连续导通模式下的硬开关状态，功率管的开关损耗

很大,这使得变换器的高效率和高功率密度成为一对矛盾。若要保持高效率,就要降低开关频率以减少开关损耗,但是这会增大无源元件的体积,导致功率密度降低;反之,若要提高功率密度,就要提高开关频率来减小无源元件的体积,但是这又会增加开关损耗,降低效率,同时也增加了功率管散热的难度。由此可见,若要同时提高逆变器的效率和功率密度,降低功率管的开关损耗是关键。

软开关技术正是为降低功率管的开关损耗而提出的。它通过在主功率电路中增加无源或有源的辅助电路,利用电感和电容的谐振为功率管的开关瞬间提供零电压或零电流的软开关环境,从而降低开关损耗。在逆变器中,根据辅助电路产生谐振的位置,可以将软开关分为三类,分别是直流侧谐振软开关、极谐振软开关以及负载侧谐振软开关。

A. 直流侧谐振软开关

直流侧谐振软开关的原理示意如图 1.7 所示,它是将辅助电路加在输入直流电源和逆变桥之间,利用辅助电路的谐振特性,将逆变桥侧的直流母线电压谐振到零,从而给逆变桥创造零电压开关的条件。根据直流母线电压谐振的特点,又可分为全谐振、带钳位的全谐振和准谐振三种类型。全谐振是指直流母线电压一直处于谐振状态,准谐振是指直流母线电压只在开关动作时才谐振,也称半谐振。图 1.8 给出了这些类型的典型电路结构。

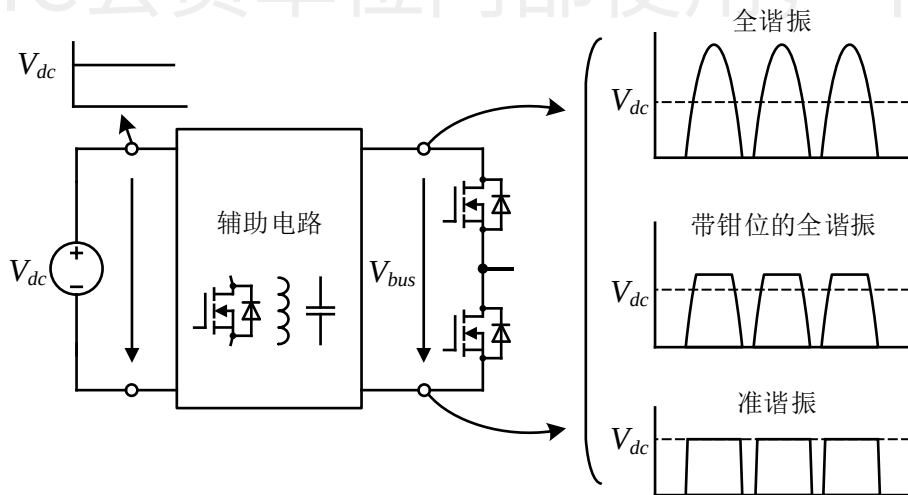


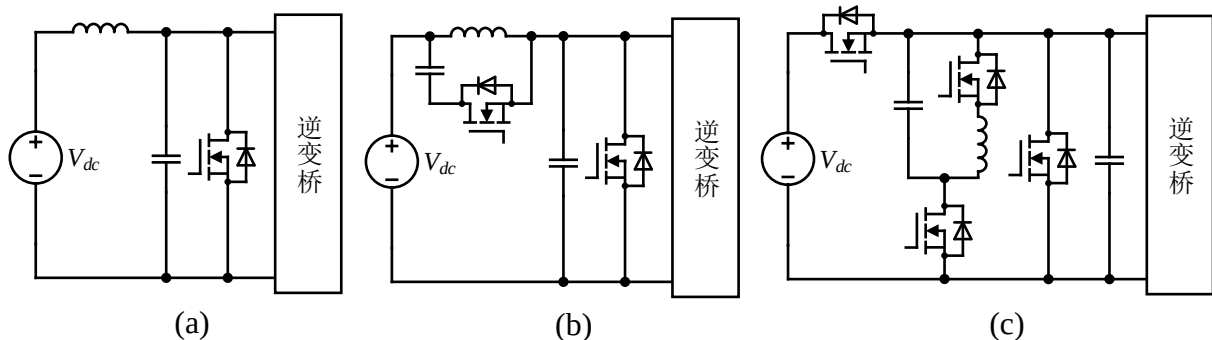
图 1.7 直流侧谐振软开关的原理示意图

全谐振类型的典型电路结构如图 1.8(a)所示,它是由 Divan 教授提出的最早的、最基本的谐振直流环节逆变器 (Resonant DC-Link Inverter, RDCL)^[12]。之所以称为全谐振,是因为在辅助管的帮助下,谐振电感和谐振电容全时间不断地谐振。谐振期间,辅助管关断,当母线电压谐振到零时,辅助管导通一小段时间,将电压钳位在零电位,给逆变桥臂提供零电压开关的条件。与此同时,直流电源给谐振电感补充能量,以保证下一个谐振周

期母线电压能可靠地谐振到零，从而在逆变桥侧得到持续的高频脉冲电压。这个电路的提出激发了学术界对软开关逆变器的研究热情，具有里程碑式的意义，但是其本身具有明显的缺点。第一，根据 LC 串联谐振的原理，谐振电容的电压峰值会超过直流母线电压的两倍，开关管的电压应力很大。第二，逆变桥侧不再是恒定的直流电压，而是一系列高频脉冲。为了实现零电压开关，逆变桥的开关动作必须选在母线电压谐振到零的时刻，因此常规的 PWM 调制方法无法适用，而要使用离散脉冲调制 (Discrete Pulse Modulation, DPM)，但是这会给输出电压带来低频谐波^[13]。

带钳位的全谐振类型的典型电路结构如图 1.8(b)所示，它被称作有源钳位谐振直流环节逆变器 (Active Clamp Resonant DC-Link Inverter, ACRDCL)^[14]，是为解决全谐振类型电压应力过高的问题而提出的。它的工作原理与 RDCL 逆变器类似，也是直流母线全程一直在谐振，只是当直流母线电压谐振超过电源电压后会通过辅助管和钳位电容被钳位，从而降低逆变桥的电压应力。它仍需使用离散脉冲调制，因此也存在输出电压低频谐波难以滤除的问题。

准谐振类型与前两类全谐振类型不同，全谐振类型的直流母线一直在谐振，而准谐振类型的直流母线在多数时候都不发生谐振，等于直流源电压，只有在逆变桥发生开关动作的时候才启动辅助电路产生谐振，将直流母线电压谐振到零，提供零电压或零电流的开关条件。因此，准谐振类型克服了上述所说的全谐振类型的两个缺点。一方面准谐振类型的直流母线电压不超过直流源电压，逆变桥的电压应力与传统硬开关的一样。另一方面，辅助电路制造谐振的时刻可自由选择来配合逆变桥开关动作的时刻，这样传统逆变器的各种成熟的 PWM 调制方法都可以被使用。基于这些好处，准谐振类型得到了更加广泛深入的研究，相关的电路拓扑有很多，文献[15]-[16]对此有大量论述，图 1.8(c)-(f)仅列出了少数几种典型的电路结构。图 1.8(c)^[17]和图 1.8(d)^[18]将开关管串在母线回路里，从而可以断开电压源和直流母线，给后面的谐振创造条件。图 1.8(e)^[19]和图 1.8(f)^[20]则将谐振电感串联在母线回路里，使输入具有电流源的特性，给后面的谐振创造条件。



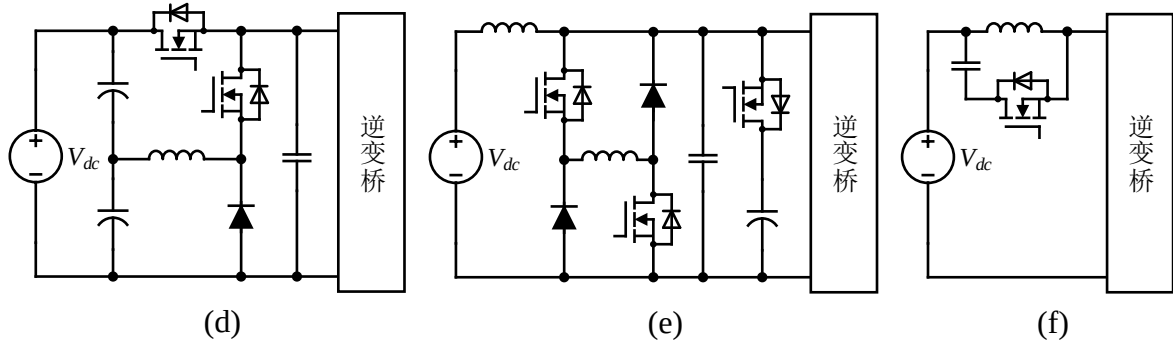


图 1.8 直流侧谐振软开关的几个典型电路

B. 极谐振软开关

极谐振软开关的原理示意如图 1.9 所示，所谓“极”，是指逆变桥臂的中点（PWM pole）。极谐振软开关的直流母线电压始终等于直流源电压，它的谐振发生在逆变桥臂的中点。辅助电路连接到逆变桥臂的中点，对其呈现出电流源的特性，并与桥臂开关管的输出电容构成谐振回路，通过逆变桥臂中点的谐振使开关管上的电压或者电流为零，从而创造软开关的条件。

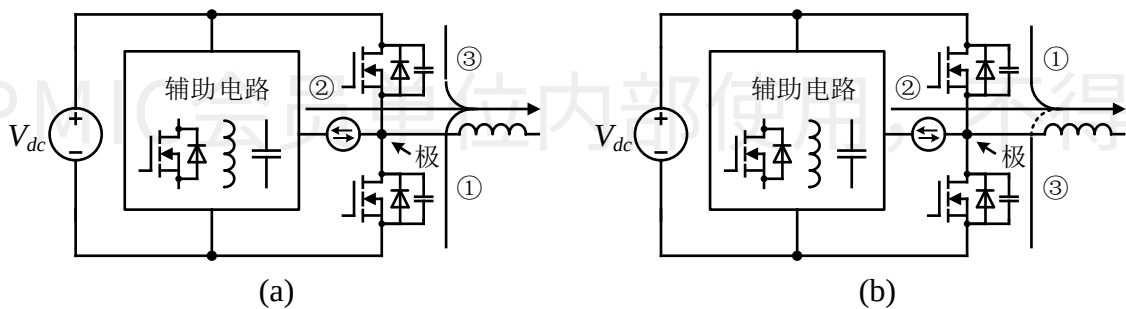


图 1.9 极谐振软开关的原理示意图。(a)主管开通过程，(b)主管关断过程。

具体来说，图 1.9(a)描述了逆变桥臂从下管二极管续流到上管主管开通的开通过程。如果是传统硬开关，换流会从①直接到③，这样上管是在电流强制切换的情况下硬开通，再加上二极管的反向恢复，上管开通损耗会很大。如果在桥臂中点增加辅助电路，那么换流会从①先到②再到③。下管二极管中的电流会先全部切换到辅助电路里面，这样上管可以在零电流（甚至零电压）的情况下软开通，随后辅助电路中的电流再全部转移到上管中，上管的开通损耗大大减小。图 1.9(b)描述了逆变桥臂从上管主管关断到下管二极管续流的关断过程，与开通过程类似。如果是传统硬开关，换流会从①直接到③，这样上管是在大电流的情况下硬关断，关断损耗比较大。如果有辅助电路参与，换流会从①先到②再到③。上管在关断前电流会先全部转移到辅助电路里，这样上管可以在零电流的情况下软关断，随后辅助电路中的电流再全部转移到下管的二极管续流。无论是开通过程还是关断过程，

功率电流都会暂时切换到辅助电路,从而给桥臂的开关动作提供一个零电流(甚至零电压)的环境。

极谐振软开关可以分成两类,一类是零电压转换(zero voltage transition, ZVT),一类是零电流转换(zero current transition, ZCT)。零电压转换主要是实现桥臂主管的零电压开通,而它的关断是通过开关管并联的缓冲电容降低 dv/dt 来减少关断损耗。因此零电压转换比较适合开通损耗大、关断损耗小的情况,比如开关管采用多子器件(功率 MOSFET)的场合。文献[21]-[22]对零电压转换的概念有详细的叙述。零电流转换可以实现桥臂主管的零电流开通与关断,更加适合关断损耗很大的情况,比如开关管采用少子器件(IGBT)的场合。由于拖尾电流的存在,关断损耗很大,零电流关断可以大大减小关断损耗。文献[23]对零电流转换的概念有详细的叙述。

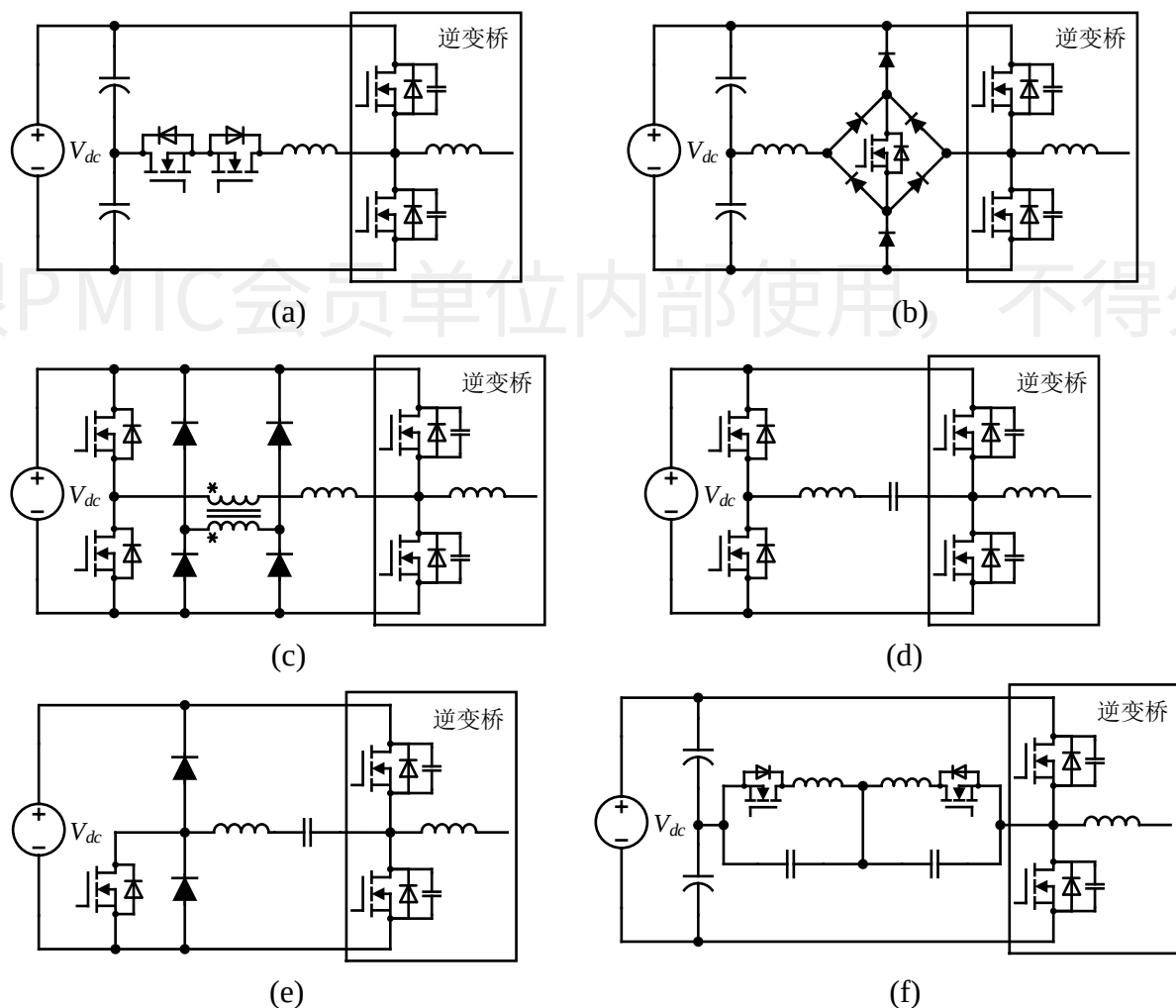


图 1.10 极谐振软开关的几个典型电路

文献[15]对极谐振软开关的拓扑有详细论述,图 1.10 给出了极谐振软开关的一些典型电路。图 1.10(a)^[24]、图 1.10(b)^[21]、图 1.10(c)^[25]属于 ZVT 类型,辅助电路通过电感与逆变

桥臂中点相连,辅助电感与逆变桥开关管的输出电容构成谐振回路,通过辅助电路产生的电压激励带来谐振,从而实现主管的零电压开通。图 1.10(d)^[26]和图 1.10(e)^[27]属于 ZCT 类型。ZCT 的原理最初在 boost 电路上得以实现^[28],当时只是实现了零电流关断。在此基础上,[29]提出了新的控制方法,同时实现了零电流开通和关断。[26]成功地将 ZCT 用在了逆变器中(图 1.10(d)),但是每个逆变桥臂支路需要两个辅助开关。为减少辅助电路的复杂度,[27]提出了新的拓扑,每个逆变桥臂支路仅需要一个辅助开关和两个二极管(图 1.10(e))。图 1.10(f)^[30]属于 ZVZCT 类型,可以同时实现零电压零电流的转换。

C. 负载侧谐振软开关

负载侧谐振软开关有时也被算作极谐振软开关的一种,因其工作模式比较特别,在一些场合有较广泛的应用,这里单独算作一类。与前两类软开关不同,负载侧谐振软开关不需要增加辅助电路,而是利用主功率电感和桥臂上下管输出电容之间的谐振来实现开关管的零电压或零电流开通。图 1.11 给出了负载侧谐振软开关的原理示意和一个工频周期内的电感电流波形。以工频正半周为例,传统硬开关工作于电流连续导通模式,只有①充电、②续流两个过程,桥臂上管作为主管处于硬开通状态。为了在桥臂中点制造谐振,使上管实现零电压开通,主功率电感的续流电流必须下降到零甚至反向,这样续流管关断时主功率电感才会与桥臂上下管的输出电容发生谐振③,通过谐振使上管输出电容的电荷回馈到电源里,从而产生零电压开通的条件^[95]。由此可见,负载侧谐振软开关为了在不增加辅助电路的情况下实现软开通,改变了桥臂输出的传统 PWM 工作模式,使主功率电感的电流在每个开关周期都强制下降到零甚至反向。

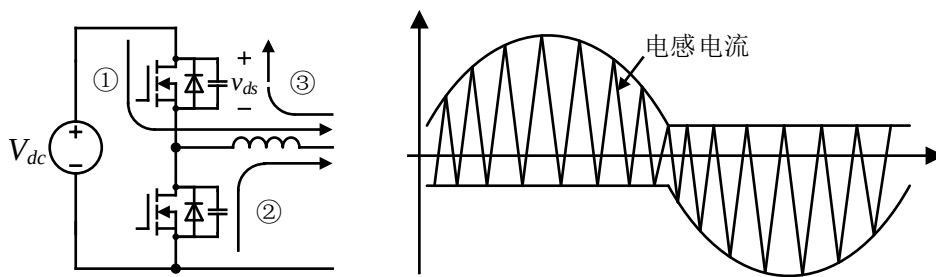


图 1.11 负载侧谐振软开关的原理示意图

负载侧谐振软开关的这种工作模式介于电流连续导通模式和电流断续导通模式之间,通常被称作电流临界导通模式。[95]称其为 BCM (boundary conduction mode), [42]称其为 CRM (critical conduction mode), [43]称其为 TCM (triangular conduction mode), 叫法有所不同,工作原理类似,都要求电感电流下降到零甚至有一定反向。这种工作模式有几个特

点:

(1) 传统的逆变器工作在电流连续导通模式。对于 400V 的直流母线, 逆变桥臂通常只能使用 IGBT, 不能使用功率 MOSFET。因为 IGBT 内部配有快恢复二极管, 而功率 MOSFET 的体二极管反向恢复很差, 无法在桥臂中硬开关工作。然而 IGBT 的开关速度较慢, 还有拖尾电流, 开关损耗较大, 无法实现高频化, 功率密度不能提升。电流临界导通的工作方式减小甚至消除了续流管体二极管的反向恢复对主管开通造成的影响(电压电流过冲以及开通损耗), 使得功率 MOSFET 可以用在桥臂之中, 开关速度提升, 开关损耗减小, 为高频化提供了可能性。

(2) 因为主功率电感的电流在每个开关周期都下降到零, 所以电感电流纹波很大, 电流峰值是电流平均值的两倍, 器件的电流应力比较大, 导通损耗比较大。因此这种模式适合功率较小的场合, 一般在几百瓦到几千瓦之间。

(3) 电流临界导通模式属于变频工作方式。当逆变器工作在该模式下时, 开关频率在半个工频周期内会一直变化, 并且随着负载的减小而大幅提高, 从而使得轻载的开关损耗很大, 轻载效率偏低。因此在全负载范围内的效率优化(尤其是轻载效率的优化)是一个重要课题。

负载侧谐振软开关首先在 DC-DC 变换器中有成熟的应用, 随后在 PFC (power factor correction) 电路中有大量的应用^{[31]-[35]}。弗吉尼亚理工的研究人员对 CRM 的 PFC 电路有广泛而深入的研究, 尤其是他们使用新型宽禁带器件将开关频率推到几百千赫兹甚至兆赫兹级别, 大大缩小了无源器件的体积, 功率等级涵盖几百瓦的小型通信电源到 6.6kW 的电动汽车充电机^{[36]-[42]}。Kolar 教授的团队在这方面也有具有代表性的研究^{[43]-[45]}。[46]对 CRM 的图腾柱 PFC 有详细的论述。[47]则将 CRM 这种工作模式应用在半桥 PFC 上, 由于每次电流回路里只有一个开关管, 导通损耗较小, 电路效率很高。

对于逆变器, 负载侧谐振软开关主要应用于几百瓦的微型逆变器, 常见的又可分为两类拓扑。一类是单级结构的反激逆变器^{[82]-[94]}, 另一类是两级结构的微型逆变器^{[95]-[103]}, 前级负责隔离和升压, 常用 LLC 电路, 后级负责逆变, 常用全桥结构。

1.2.2 变换器拓扑

传统的并网逆变器采用全桥拓扑, 它在转换效率、功率密度以及共模漏电流等方面的优化空间有限。通过改变主功率电路的拓扑结构, 可以在这些方面带来新的提升。常见的变换器拓扑的改变主要有两大类, 第一类是特别针对非隔离的光伏逆变器, 首要解决的是

共模漏电流的问题，在此基础上最大限度提升效率；第二类是采用多电平技术，主要是提高功率密度和效率。下面对这两类分别进行论述。

第一类首要是解决非隔离光伏逆变器的共模漏电流问题，在此基础上尽量保证高效率。在这方面，逆变器公司已经提出了不少经典拓扑，申请了专利并且投入商业使用。文献[48]-[51]对此进行了广泛而细致的综述。图 1.12 给出了几种最具代表性的拓扑。

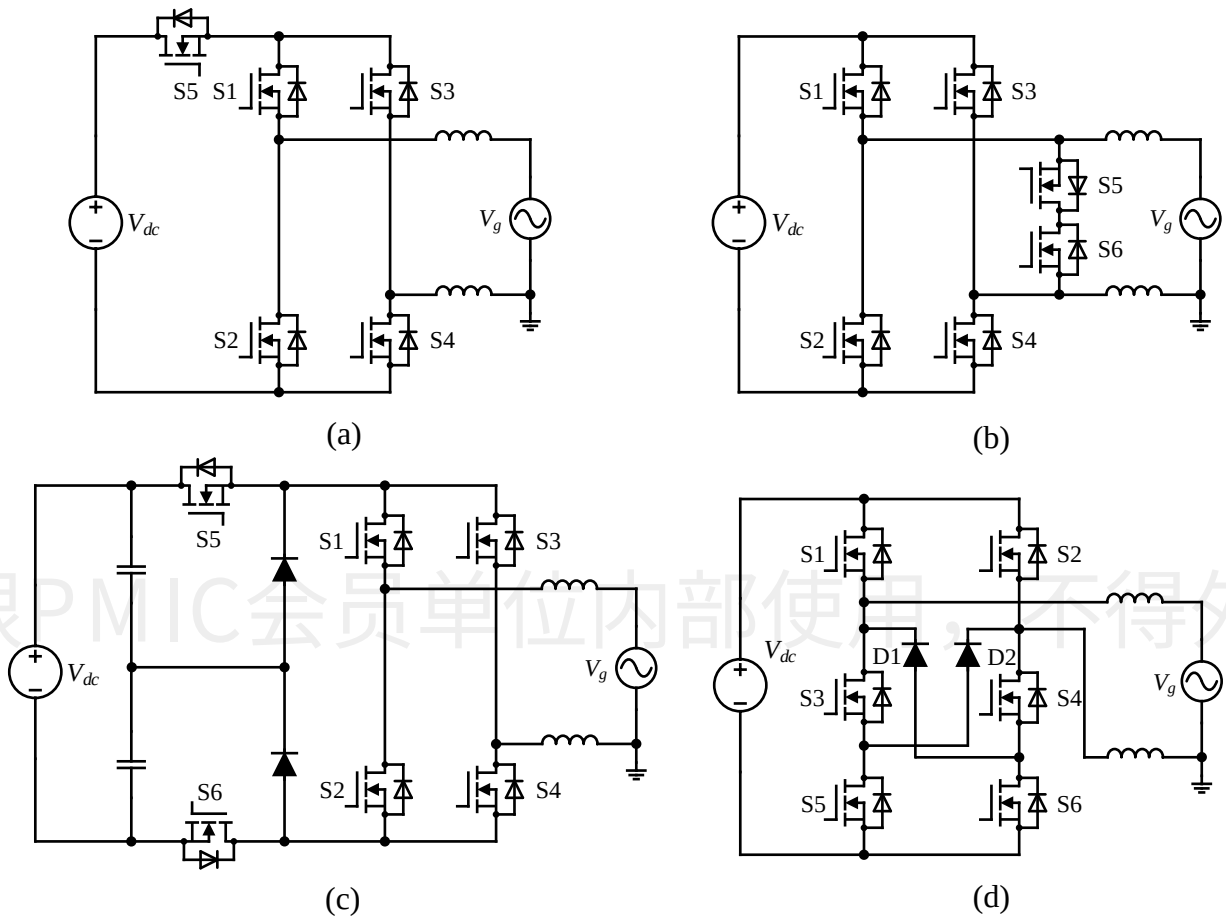


图 1.12 抑制共模漏电流的几种典型拓扑。(a)H5 结构，(b)HERIC 结构，(c) Ingeteam 公司提出的结构，(d)H6 结构。

图 1.12(a)被称为 H5 结构，由 SMA 公司在 2005 年提出并申请专利[52]。在直流正母线上增加一个开关管，可以在电感续流的时候切断直流侧与交流侧的连接，从而切断共模电流的回路。S1 (S3) 工频动作，S5 和 S4 (S2) 同步高频动作。正半周时，S1 常通，S3 和 S2 常关，S5 和 S4 开通时，电流流经 S5、S1 和 S4 给电感充电，S5 和 S4 关断时，电流流经 S1 和 S3 的反并二极管给电感续流；负半周时，S3 常通，S1 和 S4 常关，S5 和 S2 开通时，电流流经 S5、S3 和 S2 给电感充电，S5 和 S2 关断时，电流流经 S3 和 S1 的反并二极管给电感续流。

图 1.12(b)被称为 HERIC 结构，由 Sunways 公司在 2006 年提出并申请专利[53]。在桥

臂交流侧增加一个双向开关，可以在电感续流的时候切断直流侧与交流侧的连接，从而切断共模电流的回路。S5 (S6) 工频动作，S1 (S2) 和 S4 (S3) 同步高频工作。正半周时，S2、S3 和 S6 常关，S5 常通，S1 和 S4 导通时，电流流经 S1 和 S4 给电感充电，S1 和 S4 关断时，电流流经 S5 和 S6 的反并二极管给电感续流；负半周时，S1、S4 和 S5 常关，S6 常通，S2 和 S3 导通时，电流流经 S2 和 S3 给电感充电，S2 和 S3 关断时，电流流经 S6 和 S5 的反并二极管给电感续流。

图 1.12(c)的结构由 Ingeteam 公司提出并申请专利[54]-[55]。在直流正负母线上的开关管 (S5 和 S6) 可以在电感续流的时候切断直流侧与交流侧的连接，从而切断共模电流的回路。S1 (S2) 和 S4 (S3) 工频动作，S5 和 S6 同步高频动作。正半周时，S1 和 S4 常通，S2 和 S3 常关，当 S5 和 S6 导通时，电流流经 S5、S1、S4 和 S6 给电感充电，当 S5 和 S6 关断时，电流流经 S4 和 S2 的反并二极管或者 S1 和 S3 的反并二极管给电感续流；负半周时，S2 和 S3 常通，S1 和 S4 常关，当 S5 和 S6 导通时，电流流经 S5、S3、S2 和 S6 给电感充电，当 S5 和 S6 关断时，电流流经 S3 和 S1 的反并二极管或者 S2 和 S4 的反并二极管。两个二极管不参与工作，只是为了将 S5 和 S6 钳位到母线中点。

图 1.12(d)被称为 H6 结构，在文献[56]中被提出。S4 (S3) 工频动作，S1 (S2) 和 S6 (S5) 同步高频动作。正半周时，S4 常通，S3、S2、S5 常关，S1 和 S6 导通时，电流流经 S1、S4 和 S6 给电感充电，S1 和 S6 关断时，电流流经 S4 和 D1 给电感续流；负半周时，S3 常通，S4、S1 和 S6 常关，S2 和 S5 导通时，电流流经 S2、S3 和 S5 给电感充电，S2 和 S5 关断时，电流流经 S3 和 D2 给电感续流。

第二类主功率拓扑的改变是采用多电平技术来提高逆变器的效率和功率密度。一直以来，多电平技术广泛应用于中高压场合，主要解决的是中高压场合功率半导体器件耐压等级不够以及 dv/dt 过大等问题。近些年来，多电平技术也开始应用于低压场合^[57]，其主要解决的是效率和功率密度等问题。使用更多的半导体器件，增加更多的电平数，可以提高等效开关频率，减小电感体积，优化效率。多年来，学术界和工业界对于多电平技术的发展做出了巨大的努力，也得到了丰硕的成果，文献[58]-[61]对此有广泛而细致的综述。下面对一些最具代表性和实用性的多电平拓扑进行讨论。

图 1.13 中的拓扑可以被统称为中点钳位型多电平结构 (neutral point clamp, NPC)，因为其桥臂中点输出的电位可以被钳位到直流母线的中点。中点钳位型结构在实际产品中使用较多，并且还有相应的功率模块将一个桥臂的器件集成在一起。

图 1.13(a)被称作二极管中点钳位型结构 (diode NPC, DNPC)，由 A.Nabae 等人在 1981

年提出^[62],是中点钳位型多电平中最经典的结构。其中 $S1$ 和 $S3$ 互补工作, $S2$ 和 $S4$ 互补工作,同一时间内桥臂上有且只有两个管子开通。当 $S1$ 和 $S2$ 开通时,桥臂中点被连接到正母线;当 $S2$ 和 $S3$ 开通时,桥臂中点被钳位到母线中点,如果电流流出桥臂, $D1$ 和 $S2$ 导通,如果电流流入桥臂, $D2$ 和 $S3$ 导通;当 $S3$ 和 $S4$ 开通时,桥臂中点被连接到负母线。

图 1.13(b)被称作有源中点钳位型结构 (active NPC, ANPC)^[63],是在二极管中点钳位型结构的基础上改进,将两个二极管换成开关管。通过控制模式的优化,可以将损耗均匀地分布在每个半导体器件上,有利于变换器的热设计以及功率等级的提高。文献[64]在 ANPC 的基础上,将 $S1$ 、 $S4$ 、 $S5$ 、 $S6$ 使用低导通损耗的硅器件工频工作,将 $S2$ 和 $S3$ 使用低开关损耗的 SiC MOSFET 高频工作,在限制成本的情况下实现了很高的效率。

图 1.13(c)被称作 T 型结构 (T-type 或者 TNPC)^[57],它是通过一个双向开关将桥臂中点和直流母线中点连接在一起。前两种中点钳位结构,每个开关管承受一半的直流母线电压,而对于 T 型结构,上下管承受全部直流母线电压,中间的双向管承受一半的直流母线电压,因此 T 型结构更适合低压场合。此外,对于前两种中点钳位结构,电流每时每刻都会流过两个功率器件,而对于 T 型结构,电流有时只流过一个功率器件,因此其导通损耗更小。

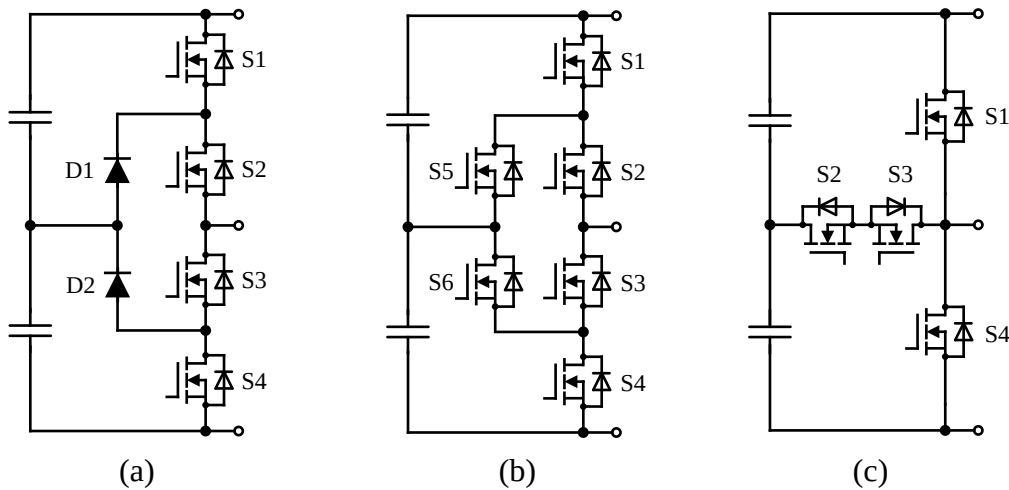


图 1.13 中点钳位型多电平结构。(a)二极管中点钳位型结构, (b)有源中点钳位型结构, (c)T 型结构。

图 1.14(a)被称为级联 H 桥多电平结构,由 H.Baker 等人在 1975 年提出^[65]。它是由多个两电平 H 桥单元级联而成,每个 H 桥由一个独立直流电源供电。单个 H 桥的输出可以是 $+V_{dc}$ 、 0 、 $-V_{dc}$,桥臂输出等于所有 H 桥输出的叠加。它的优点是,在相同电平数下所需

的器件较少,和其他几种多电平结构相比不需要大量的钳位二极管和飞跨电容,易于模块化设计,便于扩容。它的缺点是需要多个独立直流电源供电。

图 1.14(b)被称作飞跨电容型多电平结构 (flying capacitor, FC),是由 T.A. Meynard 和 H. Foch 在 1992 年提出^[66]。它不是将桥臂中点直接连接到直流母线中点,而是通过电容的串联实现桥臂中点电压的钳位。其中 S1 和 S4 互补工作, S2 和 S3 互补工作,从而避免电容被短路。当 S1 和 S2 开通时,桥臂中点被连接到正母线;当 S1 和 S3 开通,或者 S2 和 S4 开通时,桥臂中点被钳位到直流母线中点电压;当 S3 和 S4 开通时,桥臂中点被连接到负母线。飞跨电容型结构和中点钳位型结构相比,省去了钳位二极管,但是使用了钳位电容,电容的预充电和均压都会给控制增加复杂度,而且电容本身寿命短、可靠性低、体积大,因此飞跨电容型结构在实际产品中使用较少。然而近年来, **solaredge** 公司在这个结构上取得了成功的应用,实现了很高的效率和功率密度^[67]。

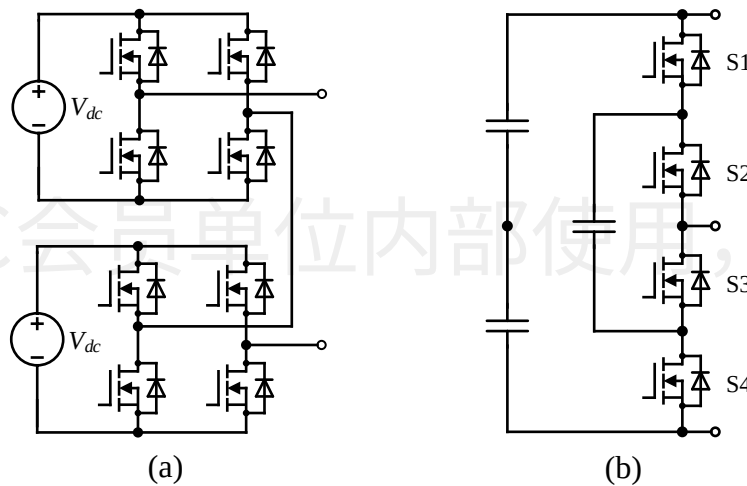


图 1.14 两种多电平结构。(a)级联 H 桥多电平结构, (b)飞跨电容型多电平结构。

上述讨论的多电平结构不局限于三电平,可以发展为更多的电平。然而随着电平数的增加,电路均压问题不易解决,电路控制的复杂度增加,可靠性降低。因此为了兼顾成本、电路复杂度以及可靠性等多方面因素,目前多电平技术主要采用三电平。此外,这些多电平桥臂可以用在半桥结构^{[68]-[69]}、全桥结构^{[70]-[71]}、混合桥结构^{[72]-[79]}以及单桥臂加工频换向桥结构^{[80]-[81]}中,如图 1.15 所示。半桥结构如图 1.15(a)所示,只使用一个多电平桥臂,将电网另一端连接到直流母线的中点,避免了共模电位的跳变和共模电流的产生,使用的器件数最少,但是电平数也最少,每个分压电容上都要承受全部的母线电压,开关管的电压应力也是其他结构的两倍。全桥结构如图 1.15(b)所示,使用两个多电平桥臂,电平数增多,电路控制的自由度大大增加,但是使用的开关管也最多,成本较高。混合桥结构如图 1.15(c)

所示,使用一个多电平桥臂加上一个两电平工频换向桥臂,它产生的电平数与全桥结构相同,但是使用的器件更少,结构更加简单。单桥臂加工频换向桥结构类似两级结构,如图 1.15(d)所示,前级是一个 DC/DC 的多电平桥臂,后级是一个工频换向桥,将交流电网电压转换成正向馒头波,这样简化了前级电路的工作。

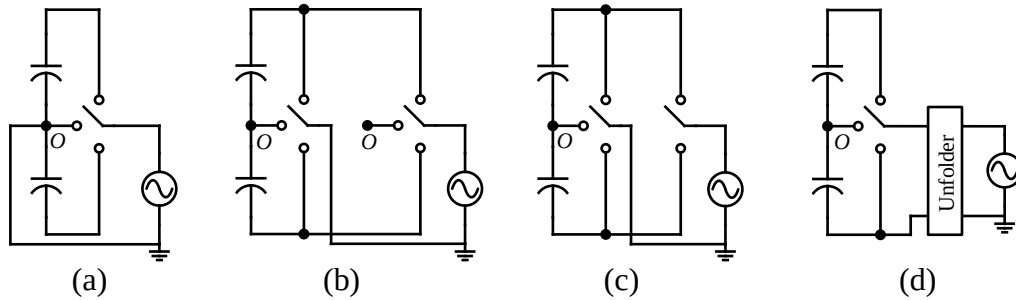


图 1.15 含有多电平桥臂的几种拓扑结构。(a)半桥结构, (b)全桥结构, (c)混合桥结构, (d)单桥臂加工频换向桥结构。

1.2.3 控制技术

电力电子变换器的损耗大体可分为功率管的导通损耗和开关损耗、磁性元件的损耗以及其他元器件和辅助电路的损耗,变换器效率优化的原则是尽量降低这些损耗中的主要损耗。但是变换器在不同工况(平均功率和瞬时功率)下的主要损耗是不同的,比如重载时功率管的导通损耗是主要损耗,轻载时功率管的开关损耗是主要损耗。而针对不同损耗的效率优化往往需要不同的工作模式,这就给全负载范围内的效率优化带来了矛盾。传统变换器往往采用单一工作模式,这样的好处是控制简单。但是单一的工作模式只能在局部的工况下实现效率的最优,并不能在所有工况下充分提升变换器的效率。所以针对一些应用场合,要求变换器在全负载范围内都保持较高的效率,单一的工作模式显然不是最优设计。

多模式控制的思想正是为了优化变换器在不同工况下的效率而提出的。其特征是在变换器原有拓扑和工作原理的基础上,根据平均功率和瞬时功率的变化给电路采用不同的工作模式,使其在不同的工况下总能达到效率的最优。它的好处是不需要改变电路原有拓扑或者增加额外的硬件,只需要改变电路的控制方法就可以提升效率,尤其适合那些要求全负载范围内都保持高效率的应用场合。

多模式控制在 DC/DC 和 PFC 变换器中已经有商业化的应用,主要是针对小功率场合,根据负载的变化来调节开关频率,从而提升轻载效率。图 1.16 给出了典型的多模式控制示意图,三个坐标轴分别是开关频率、瞬时功率和时间。根据瞬时功率的大小,变换器被分成了几个工作模式:①当瞬时功率很大时,开关频率固定在最高频率,此时的能量传输效

率最高；②当瞬时功率降低到一定程度时，变换器进入线性降频区，此时开关损耗在总损耗中所占比例逐渐升高，通过降频可以有效提升效率；③当瞬时功率进一步降低到很低的水平时，开关频率固定在最低频率，避免可听见的噪声；④最后一个阶段变换器进入间歇模式（burst mode），降低待机损耗。对 DC/DC 变换器来说，平均功率等于瞬时功率，因此控制相对简单，直接根据平均功率就可以决定工作模式。对 PFC 变换器来说，平均功率不等于瞬时功率，所以平均功率不能准确地描述 PFC 变换器在某一时刻的负载状况。从图 1.16 中可以看到，即便在特定的平均功率下，PFC 变换器的瞬时功率在半个工频周期内仍然会从零到达峰值再回到零，从很短的时间间隔来看，可以认为变换器经历了从轻载到重载再到轻载的过程，因此瞬时功率才能准确代表 PFC 变换器在某一时刻的负载状况。这样，为了在每个时间区域内都能实现效率的优化，PFC 变换器在半个工频周期内需要根据其瞬时功率的变化采用多个工作模式^[31]。

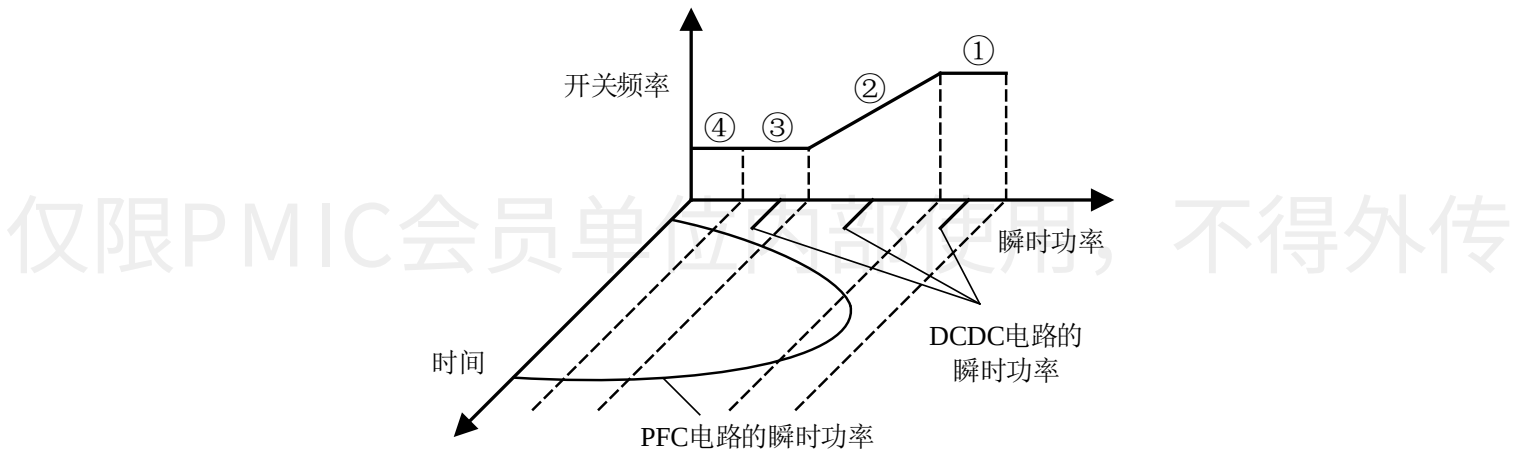


图 1.16 DC/DC 和 PFC 变换器的多模式控制示意图

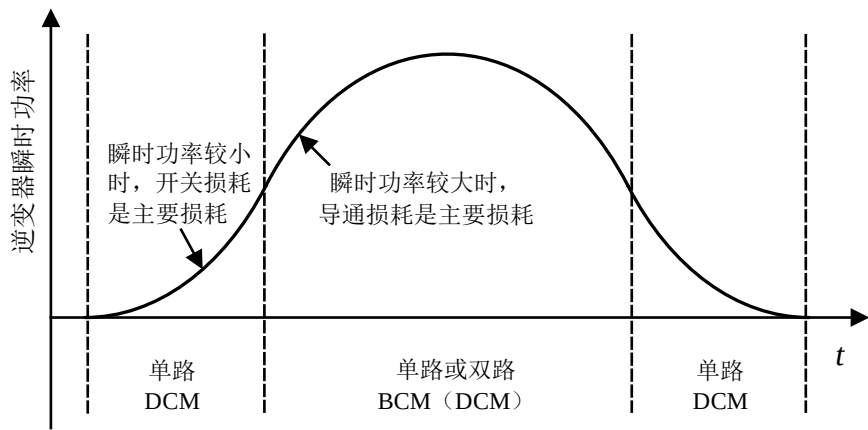


图 1.17 半个工频周期内逆变器的主要损耗及相适应的工作模式

多模式控制在逆变器场合多用于微型逆变器，具体的效率优化分为两个维度，一个是平均功率的维度，另一个是瞬时功率的维度。在不同的平均功率下，变换器可以采用不同

的工作模式，而针对某一特定平均功率，变换器在半个工频周期内又可以根据瞬时功率的变化采用不同的模式组合。微型逆变器通常有两种工作模式可以选择：电流临界导通模式（BCM）和电流断续导通模式（DCM）。图 1.17 给出了半个工频周期内随着瞬时功率的变化逆变器的主要损耗以及相适应的工作模式。当瞬时功率较大时，导通损耗是主要损耗，此时单路或双路 BCM（DCM）模式可以降低导通损耗，优化效率；当瞬时功率较小时，开关损耗和驱动损耗是主要损耗，此时单路 DCM 模式可以通过降频来减小损耗，优化效率。

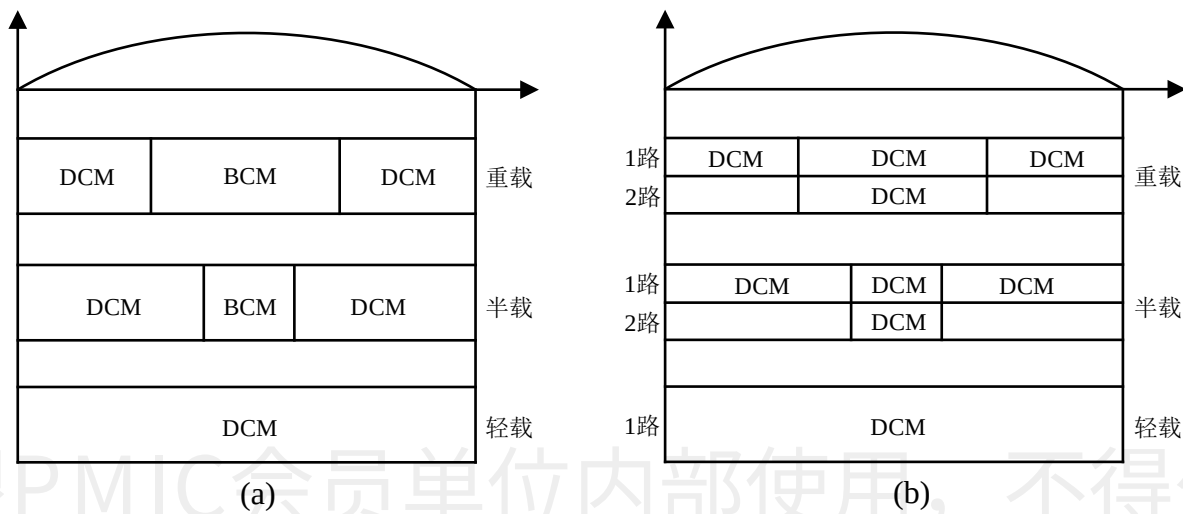


图 1.18 根据瞬时功率得到的多模式控制策略

基于上面对逆变器损耗的分析，人们得到了一系列研究成果。文献[82]-[88]针对单路或双路反激逆变器提出了多模式的控制策略，如图 1.18(a)所示。当处于重载时，变换器在半个工频周期内采用两种工作模式。接近交流电压峰值时，瞬时功率大，此时采用 BCM 模式，接近交流电压过零点时，瞬时功率小，此时采用 DCM 模式。随着负载的减轻，BCM 模式的区间逐渐减小。当进入轻载时，变换器只工作在 DCM 模式。文献[89]-[90]针对两路交错并联的反激逆变器提出了多模式的控制策略，如图 1.18(b)所示。变换器始终工作在 DCM 模式，当瞬时功率高于设定值时，采用两路工作效率更高，当瞬时功率低于设定值时，采用单路工作效率更高。文献[91]也使用类似的策略，只是电路采用 BCM 模式。文献[92]-[94]针对两路交错并联的反激逆变器采用了更多的切换模式来优化效率，控制过于复杂。

除了反激逆变器，在全桥逆变器中人们也尝试了多模式控制策略。文献[99]-[103]都采用了双区域（dual zone）控制策略，如图 1.19 所示。接近电压过零点时，瞬时功率小，开关频率高，此时增大电流纹波可以有效降低开关频率和开关损耗（I 区）；接近电压峰值

时,瞬时功率大,电流峰值高,此时减小电流纹波可以降低导通损耗(II区)。当负载较重时,II区所占比例较大,随着负载的减小,II区所占比例也逐渐减小,从而自动优化效率。最后,文献[104]针对全桥逆变器提出了固定峰值电流的变频 DCM 工作模式,开关频率随瞬时功率的变化自动调节,大大提升了变换器在全负载范围内的效率。

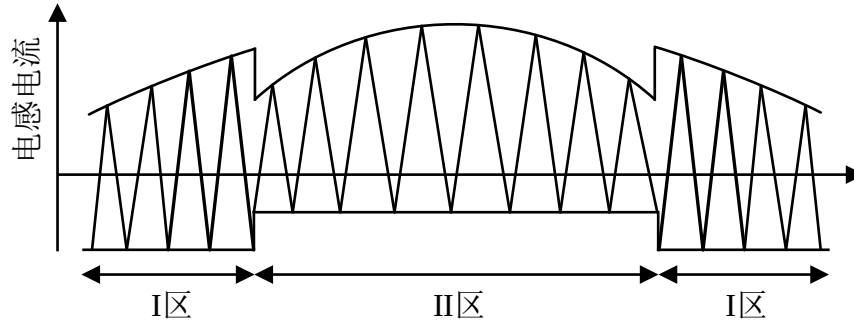


图 1.19 双区域控制策略

1.2.4 功率器件优化

功率半导体器件是电力电子变换器的核心元件,其特性直接决定着变换器的性能,因此对功率半导体器件本身的优化将会直接提升变换器的效率。目前工业界主流的功率半导体器件是以硅材料为基础的硅器件。经过数十年的发展,硅器件的性能可靠而优越,成本越来越低,在工业应用中取得了极大的成功。然而硅材料的开发利用快要接近极限,随着人们对变换器性能的要求不断提高,传统硅器件已经无法满足人们的需求,并逐渐成为限制变换器性能的瓶颈。在这个背景下,采用新型宽禁带器件代替传统的硅器件成为功率器件优化的主流方向。在学术界,对于以碳化硅器件和氮化镓器件为代表的宽禁带器件已经有了广泛而深入的研究。一方面是对宽禁带器件自身特性的研究,包括开关特性、驱动特性等^{[105]-[112]},另一方面是将宽禁带器件应用在 DC/DC、AC/DC 以及 DC/AC 等变换器中,实现变换器效率的显著提升^{[113]-[118]}。在工业界,碳化硅的功率二极管已经率先取得了商业应用,其他的功率器件在逐步接近商业化。总之,新型宽禁带器件是电力电子技术的热点,是未来功率半导体器件发展的大方向,也是提高变换器效率的有力方法。

功率器件优化的另一个次要方向是使用混合器件^{[119]-[125]}。所谓混合器件,是将不同类型的功率器件组合起来作为一个开关管来使用,从而发挥各个器件的优势,规避各自的缺点。目前比较常见的混合器件是 Si IGBT 和 SiC MOSFET 的组合,如图 1.20 (a)所示。Si IGBT 和 SiC MOSFET 的特性刚好互补, Si IGBT 的优点是大电流下的通态压降低,导通损耗小,成本低;缺点是开关速度慢,开关损耗大,小电流下的通态压升高,导通损耗大。SiC MOSFET 刚好相反,它的优点是开关速度快,开关损耗小,小电流下的通态压降低,

导通损耗小；缺点是大电流下的通态压降高，导通损耗大，成本高。所以 Si IGBT 更适合导通大电流，而 SiC MOSFET 更适合开通关断以及导通小电流。图 1.20 (b)给出了针对混合开关的典型的驱动波形，据此保留了 Si IGBT 和 SiC MOSFET 各自的优点。当开通时，SiC MOSFET 先开通，短时间内承担全部的电流，随后 Si IGBT 零电压开通，分担大部分的电流；当关断时，Si IGBT 先零电压关断，全部电流短时间内转移到 SiC MOSFET，随后 SiC MOSFET 关断。这样，导通损耗主要由 Si IGBT 承担，开关损耗主要由 SiC MOSFET 承担。在器件容量的选择上，Si IGBT 的容量要大一些，SiC MOSFET 的容量要小一些，这样可以降低成本。在具体的开关工作中，驱动控制策略存在多种选择。

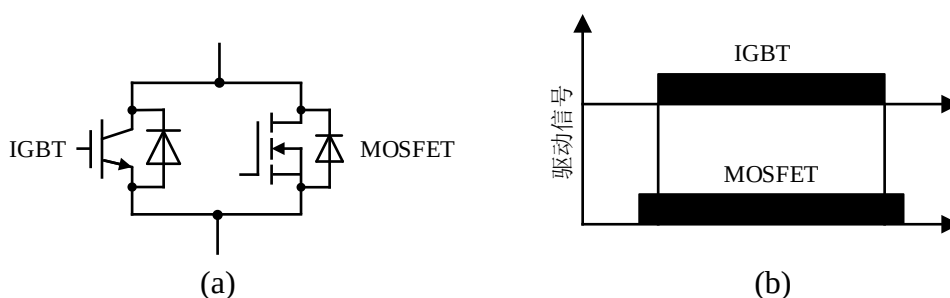


图 1.20 混合器件及其典型驱动波形

1.3 本文的选题意义及主要研究内容

单相并网逆变器是一种重要的电力电子变换器，广泛应用在与新能源相关的电力电子系统中，比如光伏发电系统、光伏储能系统以及电动汽车双向充电系统。对它的效率优化具有重要意义，不但可以降低能量传输中的损耗，节约能源，还可以减轻变换器散热的压力，缩小散热器体积，提高功率密度。学术界和工业界已经针对并网逆变器的效率优化做了大量研究，本文在前面对这些研究工作进行了归纳，从软开关技术、变换器拓扑、控制技术以及功率器件优化这四个方向论述了人们优化逆变器效率的方法。本文在这些研究方向的基础上进一步开展研究，尝试将不同的技术进行结合，以进一步提升单相并网逆变器的效率和性能。

本文的主要内容如下：

第二章针对工作在电流断续导通模式下的单相全桥并网逆变器提出了基于调节关断时间的变频控制策略。这种控制策略可以根据逆变器瞬时功率的变化自动调节开关频率，在瞬时功率较低时降低开关频率来减少开关损耗，在瞬时功率较高时适当提高开关频率来降低电感电流峰值和导通损耗，从而优化不同负载下效率，实现权重效率的提升。本章以逆变器在电流临界导通模式下续流管的定关断时间特征为出发点，将其发展为电流断续模

式下的定关断时间控制策略,使逆变器的续流管在全功率范围内都采用同一个固定的关断时间,从而限制轻载的开关频率,降低损耗。然而定关断时间控制策略对开关频率的调节是有限的,因此在其基础上,本章进一步提出了变关断时间控制策略,根据实时变化的瞬时功率来改变关断时间,进而调节开关频率,更加有效地优化效率。针对所提出的控制策略,本章也给出了具体的参数设计流程以供参考。最后对该控制策略进行了实验验证。

第三章将软开关技术和多电平技术相结合,提出了工作在电流临界导通模式下的单相 T 型并网逆变器。相比于工作在电流临界导通模式下的全桥逆变器, T 型逆变器采用多电平结构,降低了加在逆变电感上的电压,从而降低了开关频率,优化了效率。本章详细讨论了所提出电路存在的一些问题,包括反向电感电流边界的修正、T 型桥臂的 ePWM 模块配置以及直流母线电容均压问题。最后通过实验验证了电路的可行性,并且看到 T 型逆变器相对全桥逆变器具有效率优势。

第四章是在第三章提出的单相 T 型并网逆变器的基础上进一步优化,解决了其存在的两个问题。第一是针对 T 型桥臂的过渡模式提出了三段式的准梯形电感电流波形,从而降低了过渡模式的开关频率,压缩了开关频率的变化范围。第二是取消了 T 型桥臂在半个工频周期内的多模式工作,采用统一的准梯形波工作模式,避免了模式切换对输出电流造成的影响。最后对这些改进策略进行了实验验证。

第五章是对全文工作的总结以及后续工作的展望。

第二章 电流断续导通模式下基于关断时间控制的单相全桥并网逆变器

2.1 引言

单相并网逆变器可用于中小功率的光伏发电系统,具体可分为几千瓦的组串式逆变器和几百瓦的微型逆变器。近些年来,微型逆变器因其具有设计简单、安装方便、可靠性高、即插即用、最大功率点跟踪等特点而受到人们的关注,并且在商业上得到广泛应用。微型逆变器比较关注的指标是成本、功率密度和权重效率,权重效率是逆变器在不同负载下效率的加权平均。在光伏应用场合,微型逆变器的实时功率受光照波动的影响会一直变化,常常不是工作在满载或重载状况,因此权重效率比单一的满载效率更能准确评估逆变器的综合性能。所以,如何在控制成本、提高功率密度的前提下有效提高微型逆变器半载和轻载的效率,从而提高权重效率,成为学术界和工业界共同需要解决的问题。

微型逆变器通常会采用两种拓扑结构,一种是单级结构的反激电路,一种是两级结构的电路。在两级结构中,前级常使用 LLC 电路,主要起到隔离、升压、最大功率点跟踪的作用,后级常使用全桥逆变电路,主要起到逆变和电流波形控制的作用。微型逆变器无论采用哪种拓扑结构,通常会工作在电流临界导通模式 (BCM, Boundary Conduction Mode) 或者电流断续导通模式 (DCM, Discontinuous Conduction Mode)。这两种模式可以实现零电压或零电流的软开通,降低开关损耗,同时可以使用体积更小的逆变电感,提高功率密度。这两种模式的缺点是电流纹波大,功率管和电感的电流应力大,因此功率等级一般较低。

逆变器的负载状况比 DC/DC 变换器复杂,因此效率优化也相对复杂。逆变器在半个工频周期内分为平均功率和瞬时功率,平均功率表征了逆变器负载的轻重,然而瞬时功率才能准确描述逆变器实时的负载状况。在任何极短的时间区域内,逆变器都可以看做是一个 DC/DC 变换器,因此在任一平均功率下,逆变器都可以认为在半个工频周期内经历了从轻载到重载的变化。这样,可以依照瞬时功率对逆变器的效率进行优化。

本章针对微型逆变器中两级结构的后级全桥逆变电路,提出了在电流断续导通模式下一种新的基于关断时间控制的变频控制策略。这个控制策略不需要增加成本,通过控制关断时间来改变不同瞬时功率下的开关频率,从而优化逆变器的开关损耗,提升权重效率。本章首先提出了逆变器在电流临界导通模式下定关断时间的概念,由此提出了在电流断续导通模式下的定关断时间控制策略。随后在此基础上提出了变关断时间的控制策略,进一

步优化了开关频率和开关损耗。最后根据所提出的变关断时间控制策略，本章给出了具体的参数设计流程以及实验验证。

2.2 单相全桥并网逆变器在电流临界导通模式下的定关断时间特性

图 2.1 是单相全桥并网逆变器的电路拓扑。它有三种基本的工作模式：第一种是两个桥臂高频工作且对管同步开关的双极性模式，第二种是两个桥臂高频工作且各自调制波相差 180 度的单极性模式，第三种是一个桥臂高频工作、一个桥臂工频工作的混合模式。本章所讨论的控制策略是基于第三种混合模式。

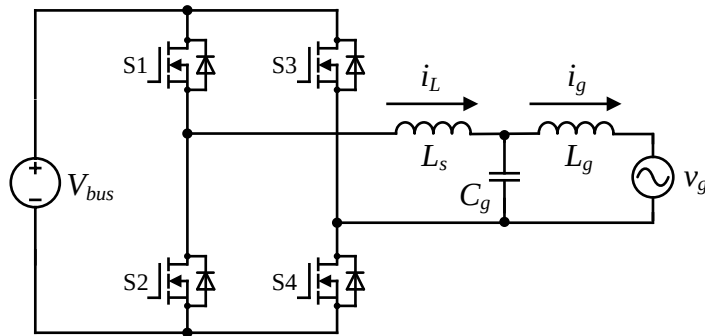


图 2.1 单相全桥并网逆变器

图 2.2 是单相全桥并网逆变器在混合模式下的工作示意图，输出滤波器省略。S1 和 S2 构成的高频桥臂负责调制出正弦的并网电流，S3 和 S4 构成的工频桥臂负责切换电网电压的正负极性。正半周如图 2.2 (a) 所示，S4 常通，S3 常关，S1 开通时给电感充电，S1 关断时电感电流通过 S2 的体二极管续流一直到零。负半周如图 2.2 (b) 所示，S3 常通，S4 常关，S2 开通时给电感充电，S2 关断时电感电流通过 S1 的体二极管续流一直到零。图 2.3 是电流断续导通模式下一个开关周期的电感电流波形，本节所讨论的电流临界导通模式可以看作是电流断续导通模式在 t_3 等于 0 时的特殊情况。

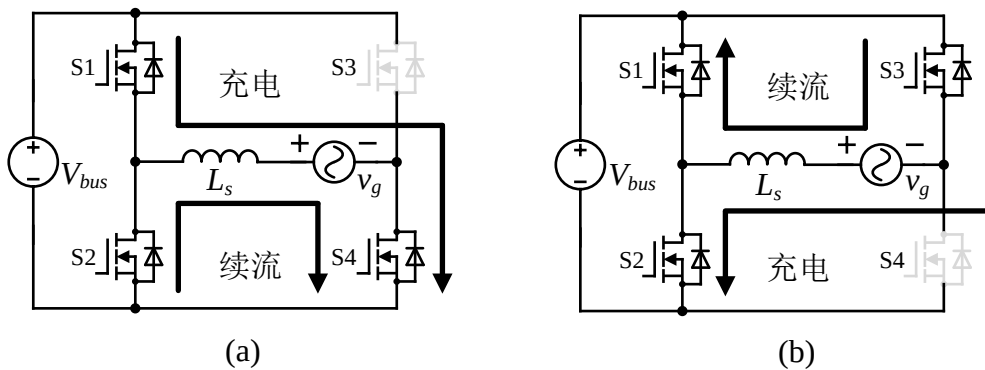


图 2.2 单相全桥并网逆变器在混合模式下的工作示意图。(a) 电网正半周，(b) 电网负半周。

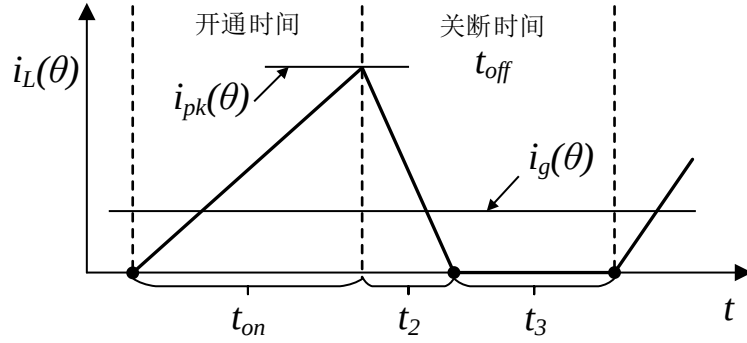


图 2.3 电流断续导通模式下一个开关周期的电感电流波形

为了便于分析, 相关的变量说明如下: V_{bus} 是输入直流电压, $v_g(\theta)$ 是输出交流电网电压, $i_L(\theta)$ 是逆变电感电流, $i_{pk}(\theta)$ 是逆变电感峰值电流, $i_g(\theta)$ 是输出并网电流, 在数值上等于逆变电感电流的平均值, P_o 是输出平均功率, t_{on} 是主管开通时间, t_2 是续流管有效的续流时间, t_3 是电感电流到零后距离下一个开关周期开始的时间, t_{off} 是续流管整个的关断时间, L_s 是逆变电感, C_g 是输出滤波电容, L_g 是输出滤波电感。相关的表达式列举如下:

$$v_g(\theta) = \sqrt{2}V_{grms} \sin(\theta) \quad (2-1)$$

$$i_g(\theta) = \sqrt{2}I_{grms} \sin(\theta) \quad (2-2)$$

其中 V_{grms} 是电网电压的有效值, I_{grms} 是并网电流的有效值。

当单相全桥并网逆变器以混合模式工作在电流临界导通模式时, 其半个工频周期的电感电流波形如图 2.4 所示。这里假定, 当电感电流下降到零时立即开始下一个开关周期。其中输出并网电流 $i_g(\theta)$ 等于逆变电感电流的平均值, 且是逆变电感峰值电流的一半, 如式 (2-3) 所示。相应的开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 如式 (2-4) 和式 (2-5) 所示。电路的开关频率可由式 (2-6) 计算得到。

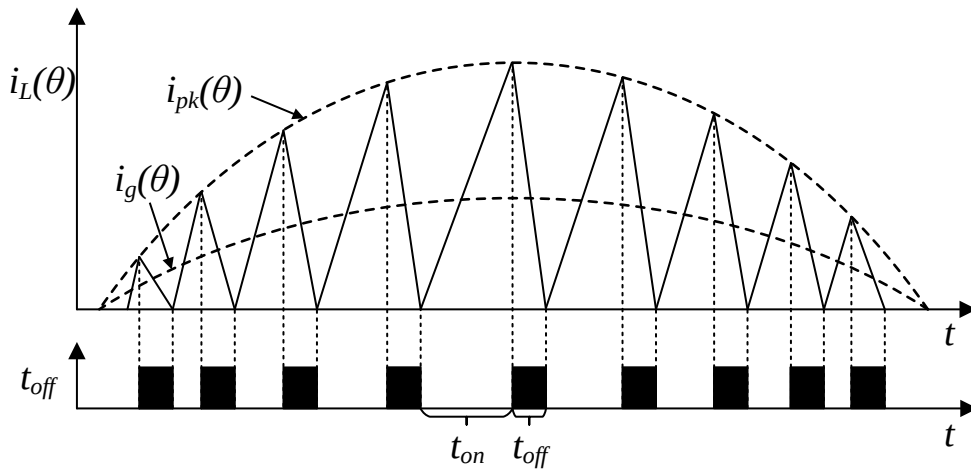


图 2.4 电流临界导通模式下半个工频周期内的电感电流波形

$$i_{pk}(\theta) = 2 \cdot i_g(\theta) \quad (2-3)$$

$$t_{on} = \frac{L_s \cdot i_{pk}(\theta)}{V_{bus} - v_g(\theta)} \quad (2-4)$$

$$t_{off} = \frac{L_s \cdot i_{pk}(\theta)}{v_g(\theta)} \quad (2-5)$$

$$f = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} \quad (2-6)$$

值得注意的是，将式(2-1)、式(2-2)、式(2-3)代入式(2-5)可以得到电感续流所对应的关断时间 t_{off} 的表达式如下所示，

$$t_{off} = \frac{2L_s}{V_{grms}^2} \cdot P_o \quad (2-7)$$

从式(2-7)可以看到，在电网电压稳定不变的情况下，关断时间 t_{off} 在半个工频周期内是一个定值，且这个定值与输出平均功率 P_o 成正比，这是一个重要的特征，也是后面定关断时间控制的基础，图 2.4 示意出了这一特征。这一点与电流临界导通模式下的 boost PFC 电路的定开通时间是对偶的^[126]。

2.3 单相全桥并网逆变器在电流断续导通模式下的定关断时间控制策略

单相全桥并网逆变器工作在电流临界导通模式存在一些问题。一方面是开关频率在半个工频周期内是变化的，在电网电压过零点附近输出电流很小，开关频率很高，这给开关管的驱动带来很大的挑战，也带来了不必要的开关损耗。另一方面是随着负载变轻，开关频率会大幅上升，从而增加开关损耗，影响轻载效率。因此，为了优化逆变器的权重效率，开关频率必须受到限制。用电流断续导通模式代替电流临界导通模式，是一个简单有效的方案。

根据第二节所述，在电流临界导通模式下，由式(2-7)和图 2.4 可知，关断时间 t_{off} 在半个工频周期内是一个定值，并且这个定值会随着输出平均功率 P_o 正比例变化。也就是说，在电路参数确定的情况下，每一个输出平均功率 P_o 都对应一个相应的定关断时间 t_{off} ，如图 2.5(a)所示。此时，如果选择一个特定的输出平均功率点 P_{o_preset} ，以它所对应的定关断时间作为固定关断时间 t_{fixed_off} ，令逆变器在全功率范围内都以这个固定关断时间来工作，那么就会得到图 2.5(b)。其中线段①是电路始终工作在电流临界导通模式下的关断时间，线段②是固定关断时间。

在图 2.5(b)的情况下，所设定的输出平均功率点 P_{o_preset} 成为一条分界线。当逆变器的

实际输出平均功率 P_o 等于设定输出平均功率点 P_{o_preset} 时, 逆变器在半个工频周期内的电感电流刚好是临界导通模式; 当逆变器的实际输出平均功率 P_o 低于设定输出平均功率点 P_{o_preset} 时, 如果逆变器仍要保持在电流临界导通模式, 那么关断时间 t_{off} 应等比例地减小, 但是由于实际的关断时间 t_{off} 是固定不变的, 没有减小, 因此半个工频周期内的电感电流会统一地变成断续导通模式; 当逆变器的实际输出平均功率 P_o 高于设定输出平均功率点 P_{o_preset} 时, 如果逆变器仍要保持在电流临界导通模式, 那么关断时间 t_{off} 应等比例地增加, 但是由于实际的关断时间 t_{off} 是固定不变的, 没有增加, 因此半个工频周期内的电感电流会统一地变成连续导通模式。实际输出平均功率 P_o 越低于设定输出平均功率点 P_{o_preset} , 电路越进入深度的电流断续导通模式, 实际输出平均功率 P_o 越高高于设定输出平均功率点 P_{o_preset} , 电路越进入深度的电流连续导通模式。在实际的微型逆变器中, 电路应该避免工作在电流连续导通模式, 因为硬开通状况不仅会增加开关损耗, 也会给 Si MOSFET 带来额外的应力, 降低器件可靠性。相反地, 电路应该确保工作在电流断续导通模式来避免硬开通。

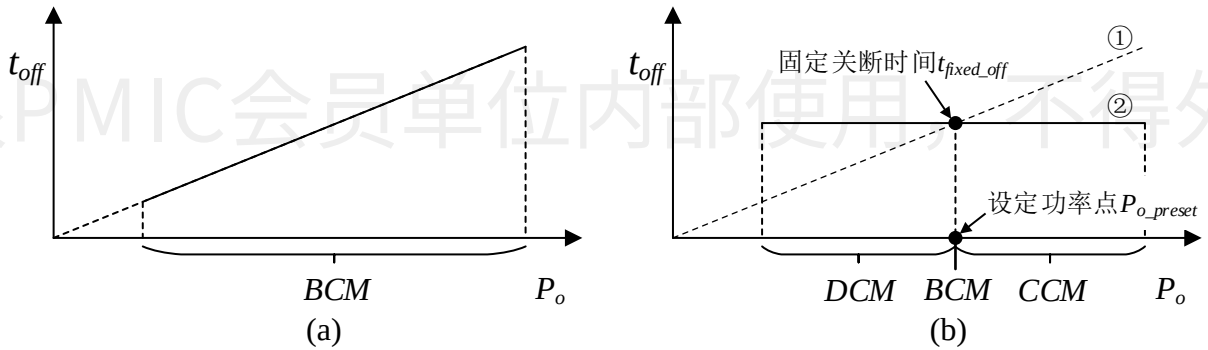


图 2.5 关断时间 t_{off} 对电感电流工作模式的影响。(a)关断时间 t_{off} 随输出平均功率 P_o 线性变化, (b)关断时间 t_{off} 固定不变。

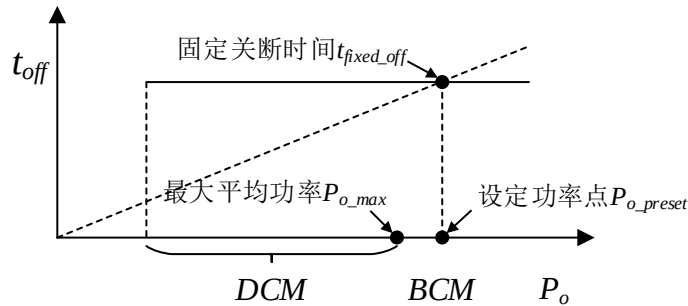


图 2.6 定关断时间控制策略的示意图

基于上述规律, 我们取一个特定功率点 P_{o_preset} , 使之大于逆变器的最大输出平均功率 P_{o_max} , 并用特定功率点 P_{o_preset} 所对应的关断时间作为逆变器的固定关断时间 t_{fixed_off} , 这

样逆变器将在全功率范围内始终工作在电流断续导通模式，这就是定关断时间控制策略。图 2.6 给出了定关断时间控制策略的示意图。当逆变器的输出平均功率 P_o 等于固定关断时间 t_{fixed_off} 所对应的设定功率点 P_{o_preset} 时，电感电流刚好处于 BCM 模式。然而实际工作中逆变器的输出平均功率 P_o 总是低于设定功率点 P_{o_preset} ，这就确保了电感电流总是工作在 DCM 模式。图 2.7 是定关断时间控制策略下的电感电流波形示意图。

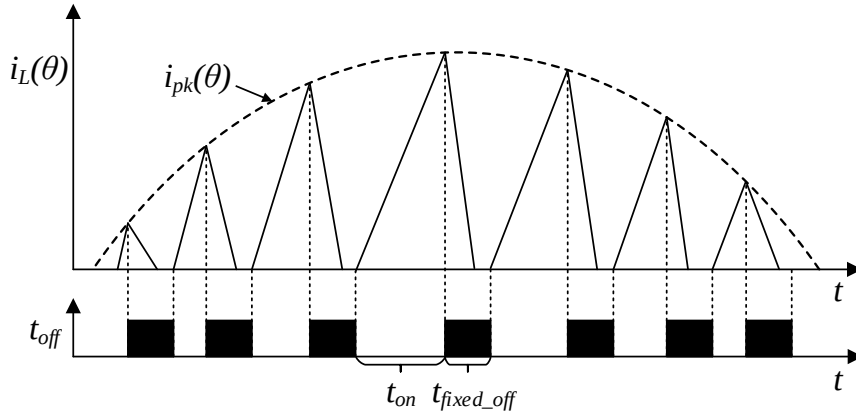


图 2.7 定关断时间控制策略下的电感电流波形示意图

根据上述的定关断时间控制策略，在逆变器工作的时候，关断时间 t_{off} 固定不变，开通时间 t_{on} 成为唯一的受控量。通过调整 t_{on} 可以得到想要的电感电流平均值，从而使输出电流正弦化。根据图 2.3 所给出的定义，可以得到定关断时间控制策略下的一系列关系式，并且由此得到 t_{on} 的表达式，如下所示。

$$t_{on} = \frac{v_g(\theta)}{V_{bus} - v_g(\theta)} t_2 \quad (2-8)$$

$$i_g(\theta) = \frac{(t_{on} + t_2) i_{pk}(\theta)}{2(t_{on} + t_{off})} \quad (2-9)$$

$$i_{pk}(\theta) = \frac{v_g(\theta)}{V_{bus}} i_g(\theta) + \sqrt{\frac{v_g^2(\theta)}{V_{bus}^2} i_g^2(\theta) + 2i_g(\theta) \frac{v_g(\theta)(V_{bus} - v_g(\theta)) t_{off}}{V_{bus} L_s}} \quad (2-10)$$

$$t_{on} = \frac{i_{pk}(\theta) L_s}{V_{bus} - v_g(\theta)} \quad (2-11)$$

$$f(\theta) = \frac{1}{\frac{i_{pk}(\theta) L_s}{V_{bus} - v_g(\theta)} + t_{off}} \quad (2-12)$$

这里设定直流母线输入电压为 400V，交流电网电压有效值为 220V，频率为 50Hz，逆变电感为 170μH，固定的关断时间为 7μs。根据式(2-3)到式(2-6)，可以得到在半个工频周期内，单相全桥并网逆变器工作在电流临界导通模式下的开关频率曲线，如图 2.8(a)所

示。此时假定电感电流下降到零后立即开始新的开关周期，不存在反向电流。所以电网电压过零点处的开关频率会很高，并且随着负载减轻，整个开关频率会大幅上升，严重影响轻载效率。这是电流临界导通模式固有的特点。另一方面，根据式(2-8)到式(2-12)，可以得到在半个工频周期内，单相全桥并网逆变器工作在定关断时间下的开关频率曲线，如图2.8(b)所示。相比之下可以看到，采用定关断时间控制策略的开关频率要明显低于电流临界导通模式下的开关频率，这样便可以避免开关频率过高的问题。采用定关断时间控制策略时，在电网电压过零点附近的开关频率会汇聚到一点。这是因为过零点处的电流平均值很小，开关管的开通时间很短，关断时间相对很长，所以开关频率基本由关断时间决定，而关断时间始终是一个定值 t_{fixed_off} ，因此过零点处的开关频率会汇聚到一个定值。

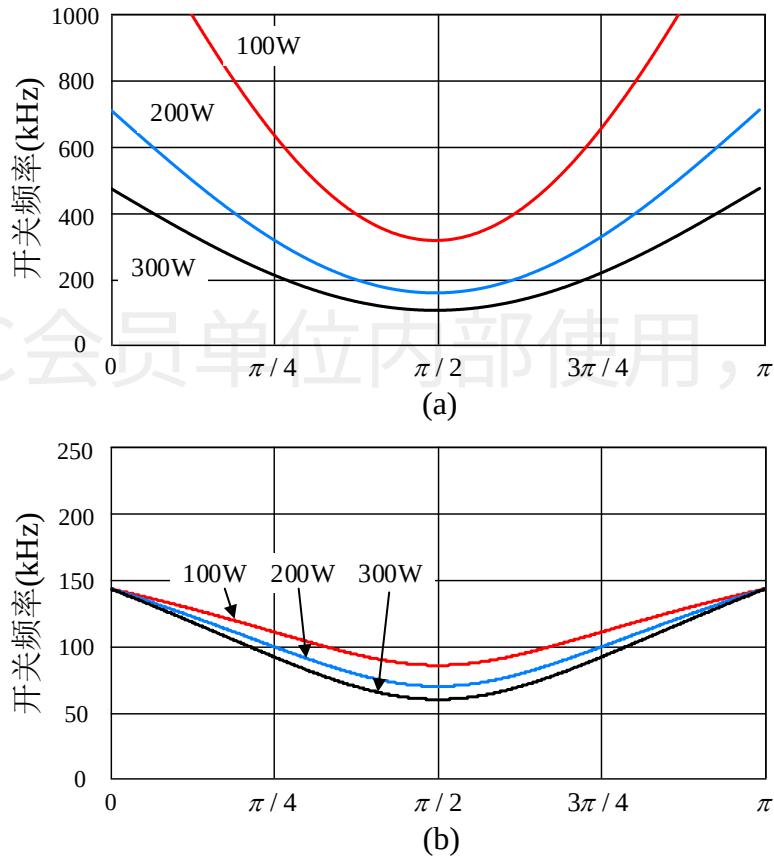


图 2.8 单相全桥并网逆变器的开关频率曲线。(a)电流临界导通模式，(b)定关断时间控制策略。

图 2.9 给出了单相全桥并网逆变器在电流临界导通模式和定关断时间控制策略下的电感电流峰值包络线 (300W)。定关断时间控制策略是工作在电流断续导通模式下，所以它的电流峰值包络会高于电流临界导通模式下的电流峰值包络，换来的好处就是对开关频率的抑制。

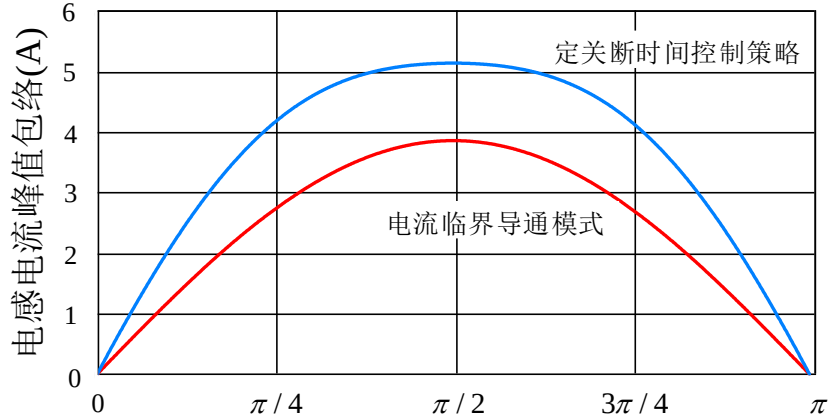


图 2.9 电流临界导通模式和定关断时间控制策略下的电感电流峰值包络线 (300W)

2.4 单相全桥并网逆变器在电流断续导通模式下的变关断时间控制策略

上节提出的定关断时间控制策略虽然可以限制开关频率，但是从图 2.8(b)中可以看到，逆变器在电网电压过零点附近的开关频率依然很高，轻载下整体的开关频率也很高，这样开关损耗对轻载效率的影响依然会比较大。因此，定关断时间控制策略只能作为一个基本的控制概念，还不能很好地优化逆变器的效率。

逆变器在半载和轻载下的主要损耗是开关损耗，为了提高权重效率，必须有效降低开关损耗。本节在定关断时间控制策略的基础上，提出了变关断时间控制策略，可以根据瞬时功率的变化有效地调节开关频率，从而优化开关损耗。

变关断时间控制策略下的关断时间如下所示，

$$t_{off}(\theta) = t_{fixed_off} \cdot m(\theta), \quad m(\theta) \geq 1 \quad (2-13)$$

其中 t_{fixed_off} 是定关断时间控制策略下设定的固定关断时间， $m(\theta)$ 是一个大于 1 的可变参数，实际的关断时间 t_{off} 在固定关断时间的基础上由 $m(\theta)$ 来调节。显然，关断时间越长，开关周期就会越长，开关频率就会越低。变关断时间控制策略正是通过调节关断时间来间接地改变开关频率。

变关断时间控制策略的核心是给出合适的可变参数 $m(\theta)$ 。当开关损耗较大时，可以适当增大 $m(\theta)$ 来降低开关频率，从而降低开关损耗；当开关损耗较小时，可以适当减小 $m(\theta)$ 来提高开关频率，从而降低电感电流峰值以及导通损耗。 $m(\theta)$ 可以由许多机制来产生，基本的要求是要连续光滑变化且产生机理相对简单。

本章根据瞬时功率的大小来计算 $m(\theta)$ ，如下所示，图 2.10 给出了相应的示意图。

$$m(\theta) = \begin{cases} 1 & s(\theta, P_o) \geq c \\ 1 + c - s(\theta, P_o) & s(\theta, P_o) < c \end{cases} \quad (2-14)$$

$$s(\theta, P_o) = (aP_o + b)\sin\theta, \quad a > 0, b \geq 0 \quad (2-15)$$

$s(\theta, P_o)$ 是一个与电网电压同相位且幅值可变的正弦信号,反映了瞬时功率的变化趋势,可以被称为瞬时功率函数(虽然它并不等于瞬时功率),其相位信息由锁相环得到,幅值信息与输出平均功率 P_o 呈线性关系。 c 是一个设定的常数,可以被称为功率比较阈值,将 $s(\theta, P_o)$ 与该阈值作比较,可以将电路的工作模式分成两部分。当 $s(\theta, P_o)$ 大于 c 时,意味着瞬时功率比较大,导通损耗占主导。此时令 $m(\theta)$ 等于 1, 电路进入定关断时间模式(A 区),可以降低电感电流峰值以及导通损耗。当 $s(\theta, P_o)$ 小于 c 时,意味着瞬时功率比较小,开关损耗占主导。此时令 $m(\theta)$ 大于 1, 电路进入变关断时间模式(B 区),可以降低开关频率以及开关损耗。从图 2.10 中可以看到,在变关断时间的模式下,开关频率曲线开始下垂,且越接近电网电压过零点,降频效果越显著,从而解决了电网电压过零点处开关频率过高的问题。

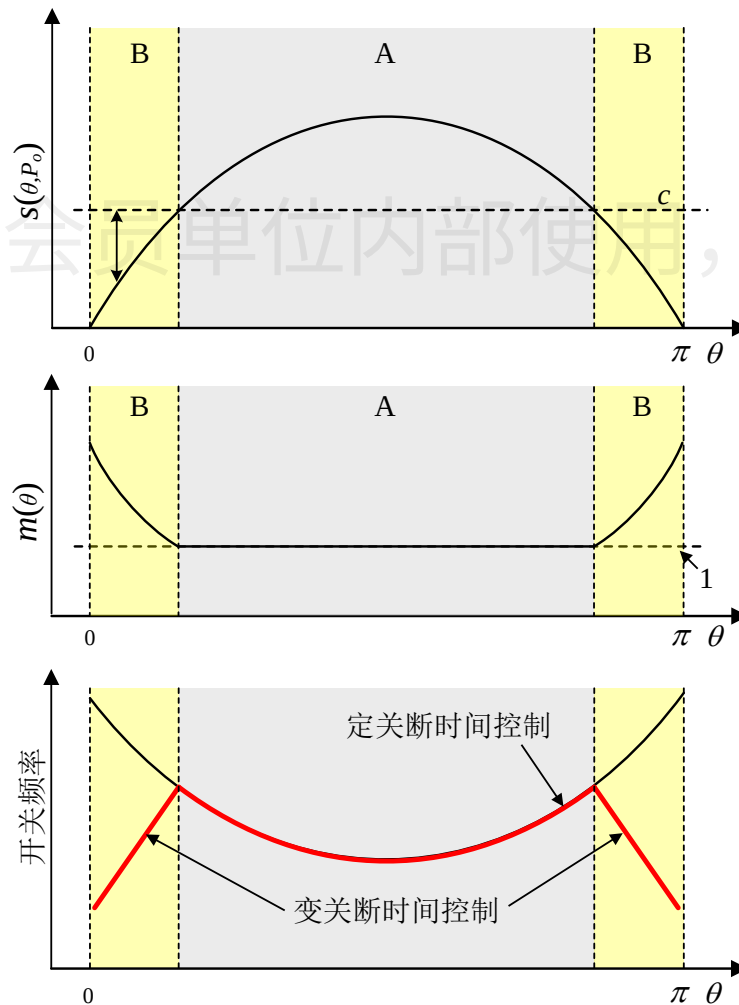


图 2.10 变关断时间控制策略示意图

除此以外,当输出平均功率 P_o 变化时, $s(\theta, P_o)$ 的幅值会随之改变,定关断时间模式和

变关断时间模式所占区域的比例也会相应变化,如图 2.11 所示。当输出平均功率 P_o 较大时, $s(\theta, P_o)$ 的幅值变大, 中间的定关断时间区域 (A 区) 增加, 如图 2.11(a) 所示。此时电路的导通损耗比较大, 通过扩大定关断时间的区域, 可以降低电感电流的峰值, 减小导通损耗。当输出平均功率 P_o 较小时, $s(\theta, P_o)$ 的幅值变小, 两边的变关断时间区域 (B 区) 增加, 如图 2.11(b) 所示。此时电路的开关损耗比较大, 通过扩大变关断时间的区域, 可以降低开关频率, 减小开关损耗。

由此可见, 变关断时间控制模式在瞬时功率和平均功率两个维度都实现了变频优化的效果。一方面在半个工频周期之内, 针对瞬时功率的大小分为两个工作区域, 对不同瞬时功率下的效率进行针对性的优化。另一方面随着平均功率的变化, 两个工作区域所占的比例会随之改变, 从而使效率优化更加合理。

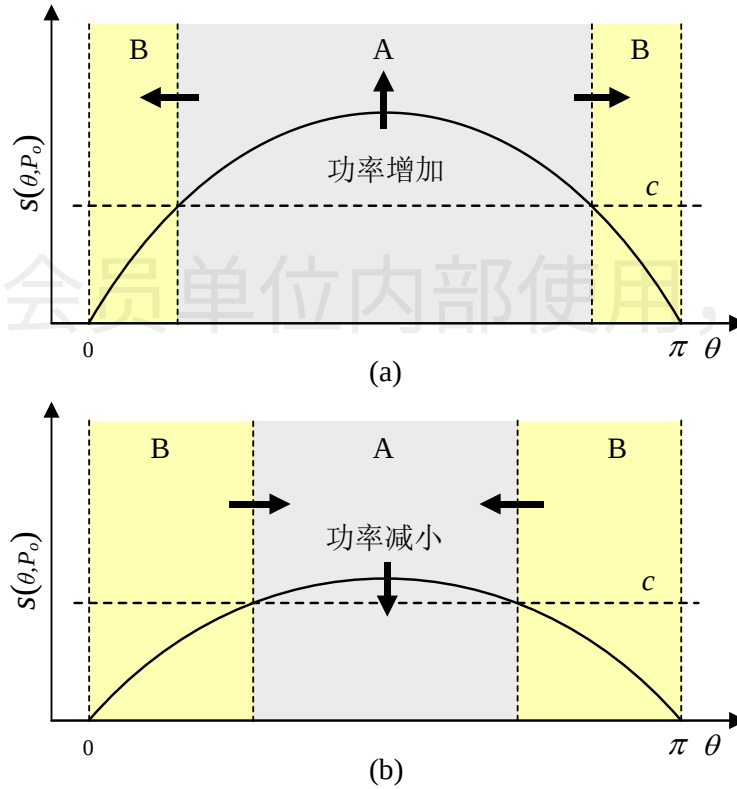


图 2.11 定关断时间区域和变关断时间区域随输出功率变化的规律。(a)平均功率增大, (b)平均功率减小。

由式(2-15)可知, $s(\theta, P_o)$ 的幅值由参数 a 、 b 以及输出平均功率 P_o 决定。根据 $s(\theta, P_o)$ 的幅值与功率比较阈值 c 的关系, 可以将图 2.10 所示的 $m(\theta)$ 的产生机理细分为两类。一类是 $s(\theta, P_o)$ 幅值的最小值大于 c , 即 b 大于 c , 如图 2.12(a) 所示。这种情况下, 逆变器在全负载范围内的工作总是包含定关断时间和变关断时间两个区域。另一类是 $s(\theta, P_o)$ 幅值的最小值小于 c , 即 b 小于 c , 如图 2.12(b) 所示。这种情况下, 当逆变器输出平均功率 P_o 较大

时, 会包含定关断时间和变关断时间两个区域, 当逆变器输出平均功率 P_o 减小时, 中间的定关断时间区域会逐渐缩小, 直至最后只剩下变关断时间一个区域。

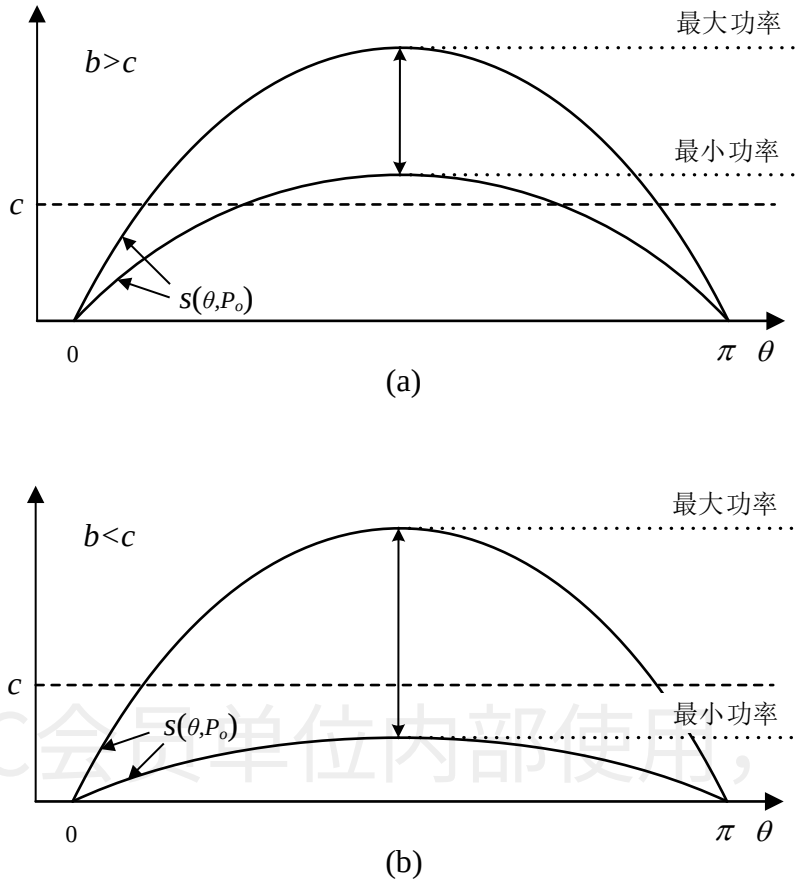


图 2.12 产生 $m(\theta)$ 的两种情况。(a) $b > c$, (b) $b < c$ 。

根据图 2.12 中的这两类情况, 可以得到相应的开关频率示意图, 如图 2.13 所示。第一种情况如图 2.13(a)所示, 无论是轻载还是重载, 变关断时间控制策略总包含两个工作区域, 中间是定关断时间区域, 两边是变关断时间区域。当负载变轻时, 中间的定关断时间区域缩小, 两边变关断时间区域的降频效果明显。然而, 虽然电网电压过零点附近的开关频率得到了抑制, 电网电压峰值处的开关频率依旧很高, 这对于轻载效率的优化还不够。第二种情况如图 2.13(b)所示, 当重载时, 变关断时间控制策略包含两个工作区域, 当轻载时, 中间的定关断时间区域消失, 只剩下变关断时间区域, 开关频率显著降低。第二种情况在轻载时的降频幅度更大, 因此本章也采用第二种情况。

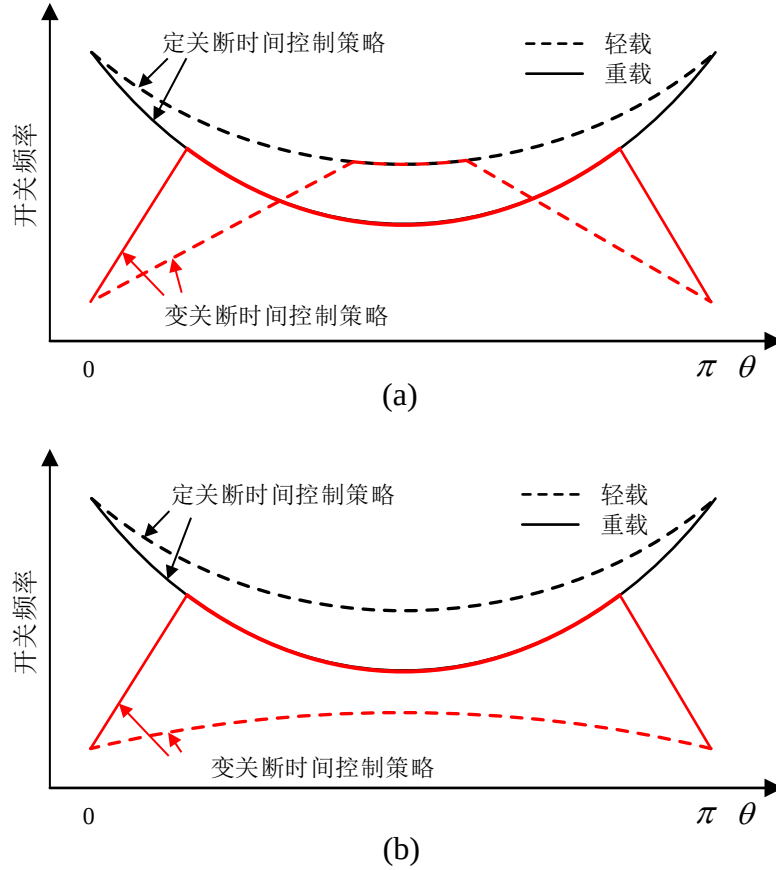


图 2.13 $m(\theta)$ 两种产生机理所对应的开关频率示意图。(a) 第一种机理, (b) 第二种机理。

变关断时间控制策略下的一系列计算公式与定关断时间控制策略下的公式是类似的, 只需要把关断时间 t_{off} 改成 $t_{fixed_off} \cdot m(\theta)$ 即可, 这里重新列举如下:

$$t_{on} = \frac{v_g(\theta)}{V_{bus} - v_g(\theta)} t_2 \quad (2-16)$$

$$i_g(\theta) = \frac{(t_{on} + t_2) i_{pk}(\theta)}{2(t_{on} + t_{fixed_off} \cdot m(\theta))} \quad (2-17)$$

$$i_{pk}(\theta) = \frac{v_g(\theta)}{V_{bus}} i_g(\theta) + \sqrt{\frac{v_g^2(\theta)}{V_{bus}^2} i_g^2(\theta) + 2i_g(\theta) \frac{v_g(\theta)(V_{bus} - v_g(\theta)) t_{fixed_off} \cdot m(\theta)}{V_{bus} L_s}} \quad (2-18)$$

$$t_{on} = \frac{i_{pk}(\theta) L_s}{V_{bus} - v_g(\theta)} \quad (2-19)$$

$$f(\theta) = \frac{1}{\frac{i_{pk}(\theta) L_s}{V_{bus} - v_g(\theta)} + t_{fixed_off} \cdot m(\theta)} \quad (2-20)$$

2.5 变关断时间控制策略的参数设计

本节详细讨论变关断时间控制策略的参数设计流程。变关断时间控制策略是在定关断时间控制策略的基础上实现的, 因此在设计参数时, 首先要使逆变器工作在一个合适的定

关断时间模式，这就需要确定固定关断时间 t_{fixed_off} 以及选取合适的逆变电感值 L_s 。在此基础上，可以根据式(2-13)将逆变器从定关断时间模式转化为变关断时间模式，这就需要选择合适的 $m(\theta)$ 。 $m(\theta)$ 的产生是根据瞬时功率函数 $s(\theta, P_o)$ 和功率比较阈值 c ，因此需要确定 $s(\theta, P_o)$ 的幅值范围以及 c 的大小。基于上面的分析，我们首先确定固定关断时间 t_{fixed_off} 和逆变电感值 L_s ，使逆变器工作在合适的定关断时间模式，其次确定 $s(\theta, P_o)$ 的幅值和常数 c ，使逆变器进入合适的变关断时间模式。

A. 固定关断时间 t_{fixed_off} 和逆变电感值 L_s 的确定

固定关断时间 t_{fixed_off} 和逆变电感值 L_s 的选取能确保逆变器工作在一个合适的定关断时间模式。这两个参数一方面决定了电感电流能否工作在断续导通模式，另一方面根据式(2-10)和(2-12)也可以看到，它们将决定电感电流的峰值包络以及开关频率初步的变化范围。具体分两步确定 t_{fixed_off} 和 L_s 。

第一步是确定 t_{fixed_off} 和 L_s 的比值 t_{fixed_off}/L_s 。将式(2-7)稍作变换可以得到下式，

$$\frac{t_{off}}{L_s} \cdot \frac{V_{grms}^2}{2} = P_o \quad (2-21)$$

此式是针对逆变器在电流临界导通模式下工作而得到的。式(2-7)指出， t_{fixed_off} 与输出平均功率 P_o 成正比，而式(2-21)指出， t_{fixed_off} 和 L_s 的比值 t_{fixed_off}/L_s 也与输出平均功率 P_o 成正比。根据第三节所讲的定关断时间控制策略，将 t_{fixed_off}/L_s 在全功率范围内设为一个定值，且使其所对应的输出平均功率大于逆变器的最大输出平均功率 P_{o_max} ，这样就能确保逆变器始终以定关断时间工作在电流断续导通模式。由此可以得到式(2-22)，其中 P_{o_preset} 是 t_{fixed_off}/L_s 所对应的输出平均功率， P_{o_max} 是逆变器的最大输出平均功率。

$$\frac{t_{fixed_off}}{L_s} \cdot \frac{V_{grms}^2}{2} = P_{o_preset} > P_{o_max} \quad (2-22)$$

从式(2-22)可以看到，在 t_{fixed_off}/L_s 确定的情况下，电网电压有效值 V_{grms} 越低，所对应的设定功率点 P_{o_preset} 越小，不等式越不容易满足，从而电路越可能逼近电流临界导通模式。因此，考虑到电网电压有效值存在一个波动范围，应该选择最低电压有效值作为最不利的电网情况。另一方面，电网电压突变、电路参数偏差等因素也会影响电流导通模式，因此 t_{fixed_off}/L_s 需要有一定的裕量来确保电路工作在电流断续导通模式。根据这两点，我们可以得到 t_{fixed_off}/L_s 的计算公式，如下所示，

$$\frac{t_{fixed_off}}{L_s} = \frac{2}{V_{grms_min}^2} \cdot P_{o_max} \cdot h_{margin}, \quad h_{margin} > 1 \quad (2-23)$$

其中 V_{grms_min} 是电网电压有效值的最小值， P_{o_max} 是最大输出平均功率， h_{margin} 是裕量

参数。 V_{grms_min} 和 P_{o_max} 在实际应用场景中是确定的, h_{margin} 需要合理设计。 h_{margin} 如果太小 (接近 1), 电路有可能在极端情况下进入电流连续导通模式; h_{margin} 如果太大, 电路会工作在深度的电流断续导通模式, 电感电流峰值过大, 能量传输效率偏低。因此一个合适的裕量会确保电路工作在电流断续导通模式, 同时电感电流峰值不会太大。值得一提的是, 从式(2-10)可以看到, 当 t_{fixed_off} 和 L_s 以固定的比值同步变化时, 不会影响电感电流的峰值包络, 如图 2.14 所示。

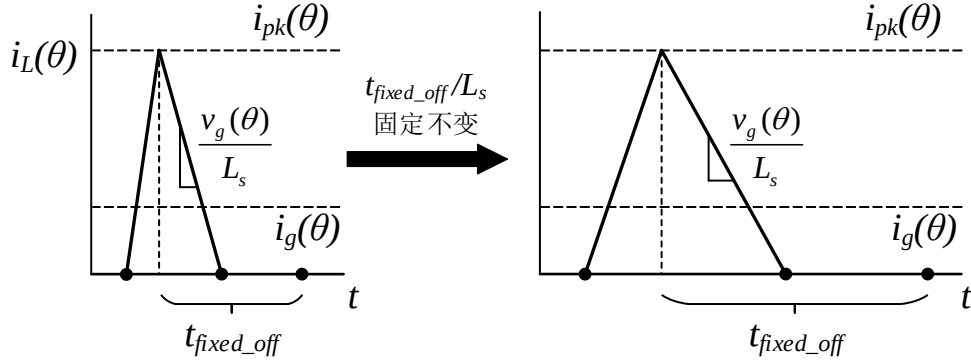


图 2.14 t_{fixed_off} 和 L_s 以确定的比值同步变化不会影响电感电流的峰值包络

第二步是确定 t_{fixed_off} 和 L_s 各自的值。无论是从式(2-12)还是从物理意义上都可以看出, t_{fixed_off} 和 L_s 影响着开关频率的大小。 t_{fixed_off} 和 L_s 增大, 开关频率会随之降低, 但电感太大也会影响功率密度。 t_{fixed_off} 和 L_s 减小, 开关频率会随之提高, 开关损耗会相应增加。实际设计需要折中, 可以用满载时的最低开关频率为参考根据 (2-12) 选定 t_{fixed_off} 和 L_s , 如图 2.15 所示。

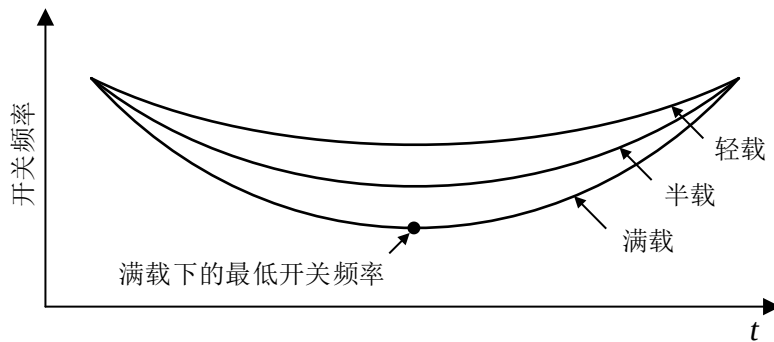


图 2.15 根据满载时最低开关频率来确定 t_{fixed_off} 和 L_s

B. $s(\theta, P_o)$ 的幅值和常数 c 的确定

当 t_{fixed_off} 和 L_s 确定后, 电路就可以工作在定关断时间模式。现在需要确定式 (2-13) 中的 $m(\theta)$ 来使电路转变为变关断时间模式。这里将 $m(\theta)$ 的定义重新列举如下, 有 a 、 b 、 c 三个参数需要确定。图 2.16 是相应的示意图。

$$m(\theta) = \begin{cases} 1 & s(\theta, P_o) \geq c \\ 1 + c - s(\theta, P_o) & s(\theta, P_o) < c \end{cases} \quad (2-24)$$

$$s(\theta, P_o) = (aP_o + b)\sin \theta, \quad a > 0, b \geq 0 \quad (2-25)$$

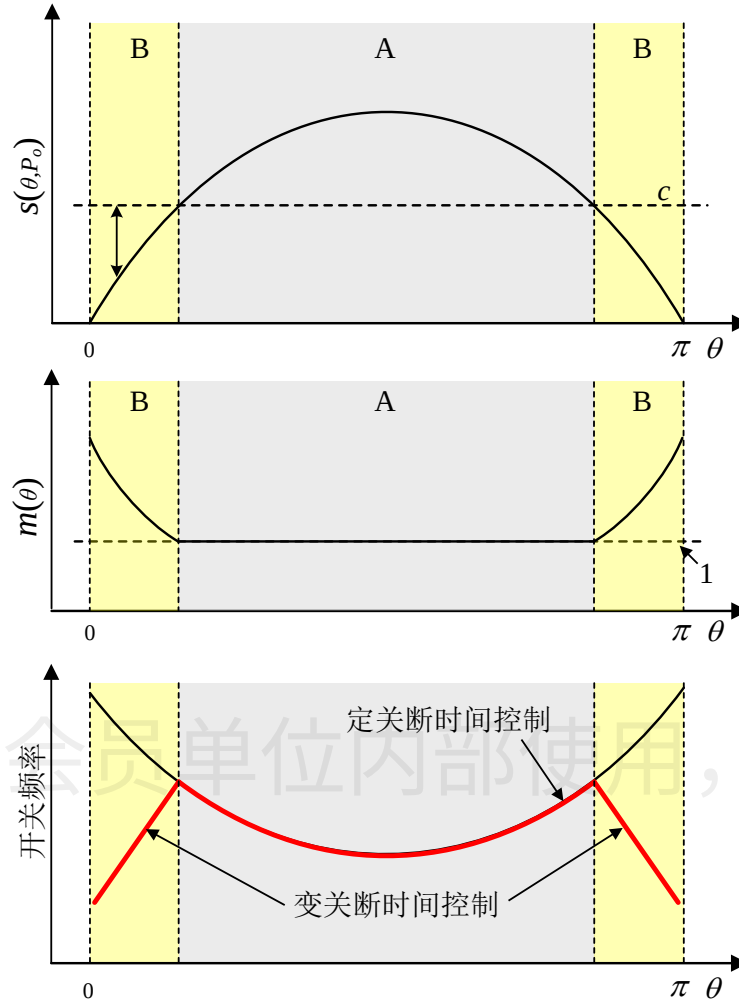


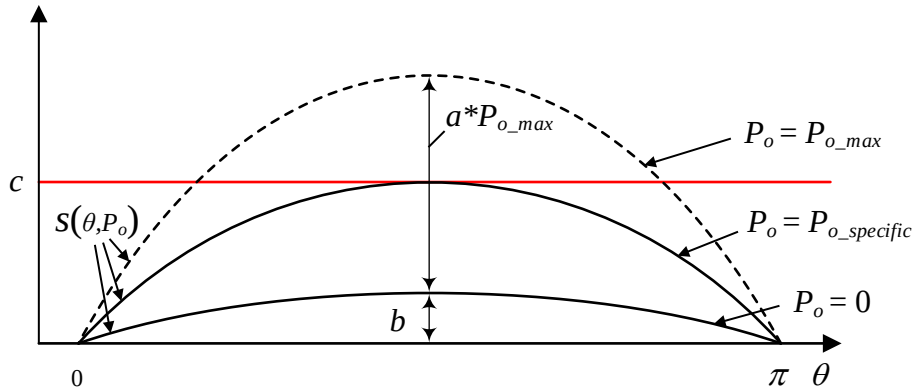
图 2.16 变关断时间控制策略示意图

第一步确定参数 c ，它决定了电路的最低开关频率。根据图 2.16 可知，在电网电压过零点附近，关断时间拉长到了最大值，开关频率降低到了最小值。此时开通时间很短，几乎为零，所以开关频率基本由关断时间决定，如下所示，

$$f|_{\theta=0} = \frac{1}{t_{on} + t_{fixed_off} m(\theta)} \Big|_{\theta=0} \approx \frac{1}{t_{fixed_off} m(\theta)} \Big|_{\theta=0} = \frac{1}{t_{fixed_off} (1+c)} = f_{zero-cross} > 20\text{kHz} \quad (2-26)$$

其中 $f_{zero-cross}$ 是过零点处的开关频率，也是半个工频周期内的最低开关频率。对 $f_{zero-cross}$ 的基本要求是高于人耳可听声音的开关频率上限，在此基础上根据电路实际的情况决定最低开关频率。

第二步确定 $s(\theta, P_o)$ 幅值的范围，如图 2.17 所示。 b 决定了 $s(\theta, P_o)$ 幅值的最小值 ($P_o=0$)， a 决定了 $s(\theta, P_o)$ 幅值的范围。

图 2.17 $s(\theta, P_o)$ 幅值的确定

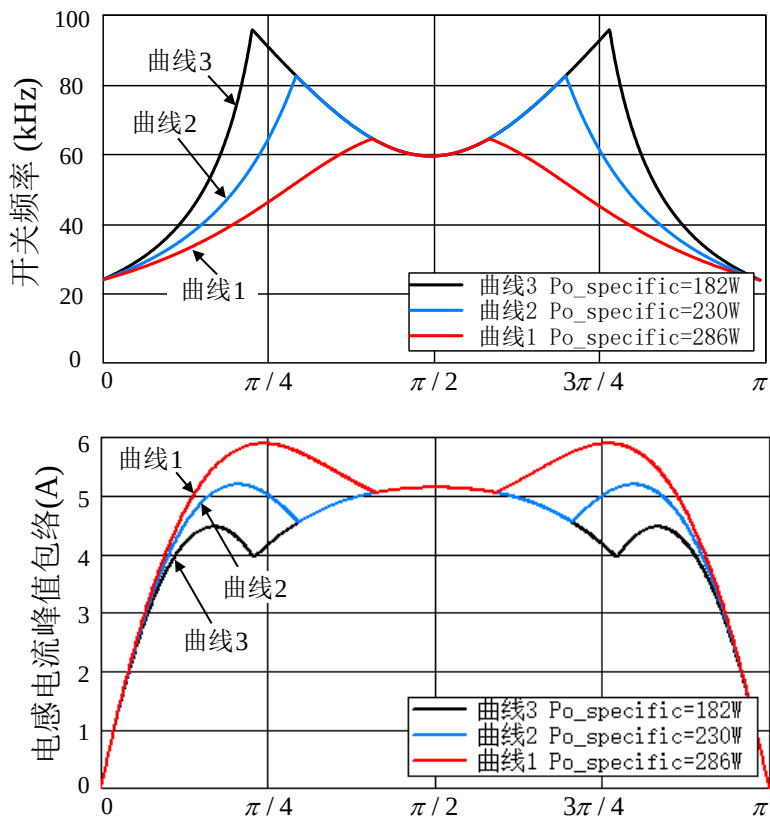
先确定 b 。根据前文的描述，为了确保足够的降频效果，控制策略应该选择类型 2 的模式(图 2.12(b))， b 应该小于 c 。如果 b 等于 0，逆变器在轻载的时候关断时间基本不变， $\pi/2$ 处的开关频率很低，甚至低于过零点处的开关频率。实际应用中， b 可以根据工程经验选取为 c 的 0%-50% 之间。

b 确定之后最后确定 a 。需要选择一个特定的功率点 $P_{o_specific}$ (小于满载功率)，使得在该功率点时 $s(\theta, P_o)$ 的幅值刚好等于功率比较阈值 c ，由此可以反算出 a ，如下所示，

$$aP_{o_specific} + b = c \quad (2-27)$$

$P_{o_specific}$ 是一个平均功率的分界点，当实际平均功率小于 $P_{o_specific}$ 时，电路一直工作在变关断时间模式，轻载降频效果明显；当实际平均功率大于 $P_{o_specific}$ 时，电路一部分时间工作在变关断时间模式，一部分时间工作在定关断时间模式，在降低电网电压过零点处开关损耗的同时优化 $\pi/2$ 处的导通损耗。

图 2.18 给出了微型逆变器在满载下 (300W) 采用不同的 $P_{o_specific}$ 时所得到的开关频率曲线和电感电流峰值包络，其中直流输入电压 400V，电网电压 220Vrms，电感值 170μH，固定关断时间 t_{fixed_off} 为 7μs， c 等于 5， b 等于 1。曲线 1 是当 $P_{o_specific}$ 接近满载功率时的情形。 $\pi/2$ 处的定关断时间区域比较小，电路大部分时间处在降频区域。从电感电流峰值包络可以看到， $\pi/4$ 处附近的电感电流峰值过高，不利于电感的设计。曲线 3 是当 $P_{o_specific}$ 远小于满载功率时的情形。电感电流峰值包络明显降低，但是降频效果较差。曲线 2 是比较合理的设计，确保 $\pi/4$ 处的电感电流峰值没有超过 $\pi/2$ 处的最大峰值，有利于电感的设计，同时有较好的降频效果。所以在实际设计中，需要参考满载时的开关频率曲线和电感电流峰值包络来调整 $P_{o_specific}$ 。

图 2.18 $P_{o_specific}$ 的选取对开关频率和电感电流峰值包络的影响

2.6 样机设计与实验结果

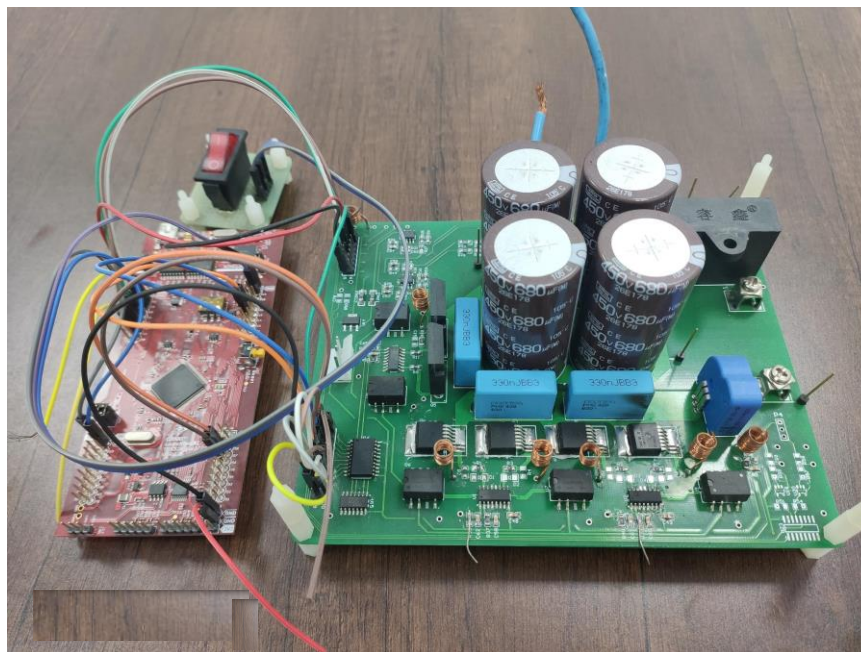


图 2.19 300W 单相全桥并网逆变器实验样机

本章搭建了一个 300W 的单相全桥并网逆变器来验证所提出的控制方法,如图 2.19 所示。图 2.20 是全桥逆变器高频桥臂的驱动信号以及电感电流波形。电路的驱动采用全数字

的实现方式，主管开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off} 都在 DSP 控制芯片中计算得到并赋给电路。电感电流在续流的时候开通续流管，以同步整流的方式通过续流管的沟道续流，当电流快要降到零时关断续流管，电流切换到续流管的体二极管并最终续流到零，相关的计算公式列举如下。

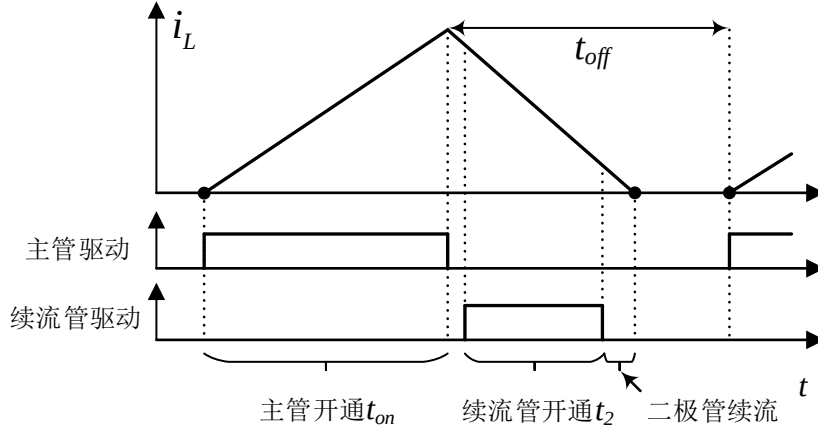


图 2.20 全桥逆变器高频桥臂的驱动信号以及电感电流波形

$$i_{pk}(\theta) = \frac{v_g(\theta)}{V_{bus}} i_g(\theta) + \sqrt{\frac{v_g^2(\theta)}{V_{bus}^2} i_g^2(\theta) + 2i_g(\theta) \frac{v_g(\theta)(V_{bus} - v_g(\theta))}{V_{bus}} \frac{t_{fixed_off}}{L_s} \cdot m(\theta)} \quad (2-28)$$

$$t_{on} = \frac{i_{pk}(\theta) L_s}{V_{bus} - v_g(\theta)} \quad (2-29)$$

$$t_2 = \frac{V_{bus} - v_g(\theta)}{v_g(\theta)} t_{on} \quad (2-30)$$

$$t_{off}(\theta) = t_{fixed_off} \cdot m(\theta) \quad (2-31)$$

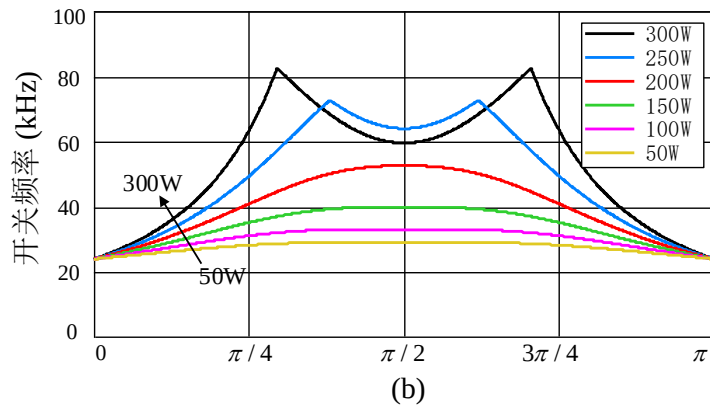
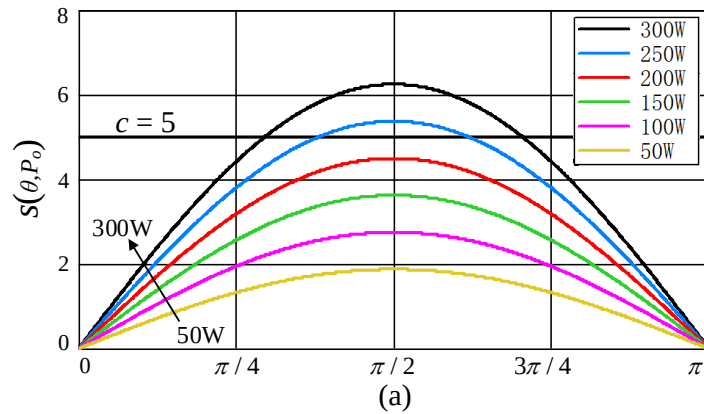
根据 2.5 节的参数设计原则，这里给出详细的变关断时间控制策略的参数设计流程。

- 1) 确定逆变器的最大输出平均功率 P_{o_max} 。在这里 $P_{o_max}=300\text{W}$ 。
- 2) 确定 t_{fixed_off} 和 L_s 的比值 t_{fixed_off}/L_s 。 $P_{o_max}=300\text{W}$ ，电网电压有效值的最小值 V_{grms} 选为 176Vrms (220Vrms 的 80%)，裕量参数 $h_{margin}=2$ 。根据式(2-23)得到 $t_{fixed_off}/L_s=0.04$ 。
- 3) 确定 t_{fixed_off} 和 L_s 具体的值。这里设定逆变器以定关断时间工作在满载时的最低开关频率为 60kHz ，此时 $\theta=\pi/2$ ， $m(\theta)=1$ ，根据式(2-20)反算出 $L_s=170\mu\text{H}$ ， $t_{fixed_off}=170*0.04\approx 7\mu\text{s}$ 。
- 4) 确定常数 c 。 $t_{fixed_off}=7\mu\text{s}$ ，电网电压过零点处的最低开关频率 f_{zero_cross} 选为 24kHz ，根据式(2-26)得到 $c=5$ 。
- 5) 确定常数 a 和 b 。 b 选为 1 (c 的 20%)， $P_{o_specific}$ 选为 230W (P_{o_max} 的 75%)，根据式(2-27)得到 $a=0.0175$ 。

表 2.1 列举了实验样机的关键参数。图 2.21(a)是在不同功率下 $s(\theta, P_o)$ 曲线的示意图, 其幅值与输出功率呈线性关系。图 2.21(b)是在不同功率下开关频率曲线的示意图。图 2.21(c)是在不同功率下关断时间 t_{off} 的示意图。图 2.21(d)是在不同功率下电感电流峰值包络的示意图。

表 2.1 实验样机的关键参数

参数	符号	取值
直流母线电压	V_{bus}	400V
交流电网电压	V_{grms}	220V
最大功率	P_{o_max}	300W
逆变侧电感	L_s	170 μ H
滤波电容	C_g	2 μ F
网侧电感	L_g	200 μ H
固定关断时间	t_{fixed_off}	7 μ s
a	a	0.0175
b	b	1
c	c	5
高频桥臂功率管		C3M0065090J
工频桥臂功率管		C2M0080120D



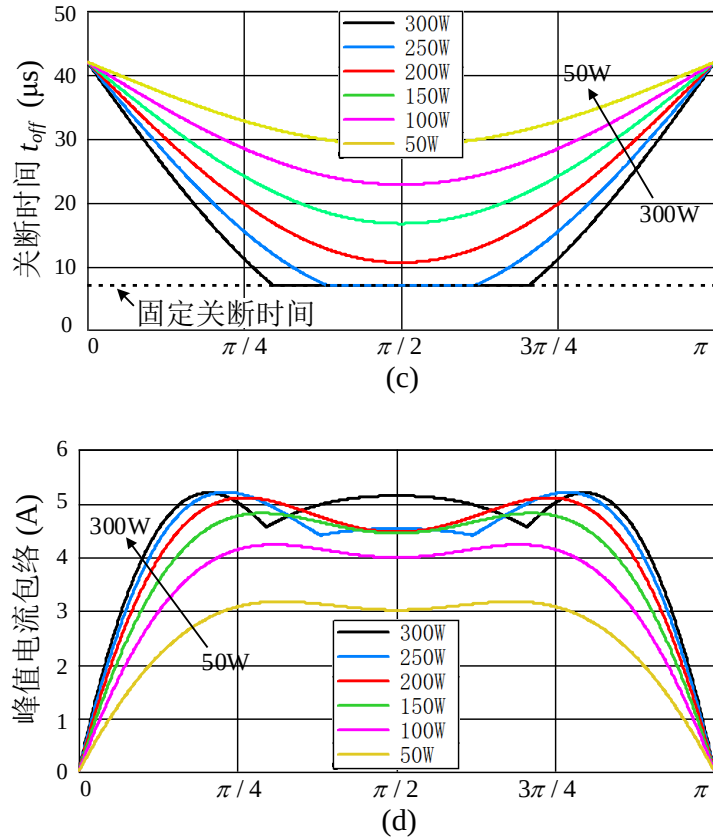
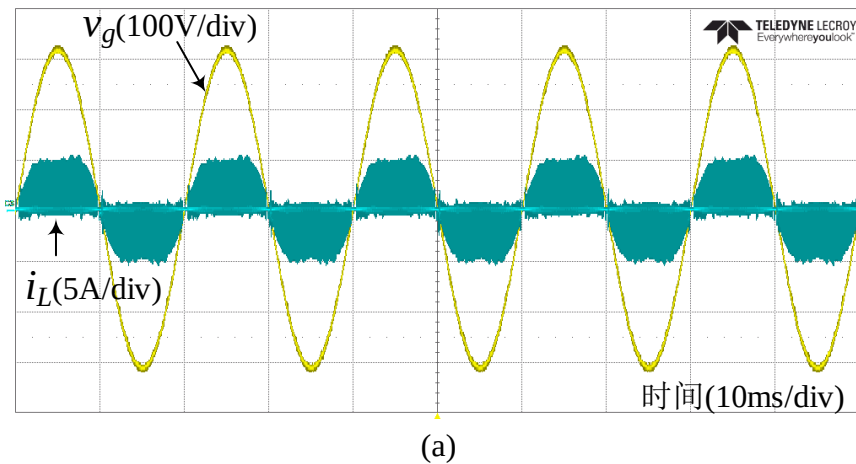


图 2.21 实验样机参数曲线。(a) $s(\theta, P_o)$, (b) 开关频率, (c) 关断时间, (d) 峰值电流包络。

根据上述的设计参数,本章搭建了一个 300W 的单相全桥并网逆变器样机来验证变关断时间控制策略。传统的电流断续导通模式下的定频工作模式也被应用在样机上作为比较。

图 2.22 是单相全桥并网逆变器以固定开关频率工作在电流断续导通模式下的逆变电感电流波形和输出并网电流波形。为了确保比较的合理性,固定开关频率选为 60kHz,与样机以变关断时间控制策略工作在满载时 $\pi/2$ 处的开关频率相等,这样两种控制方法在满载时的逆变电感电流峰值基本相等,相关的电路设计就可以保持一致。



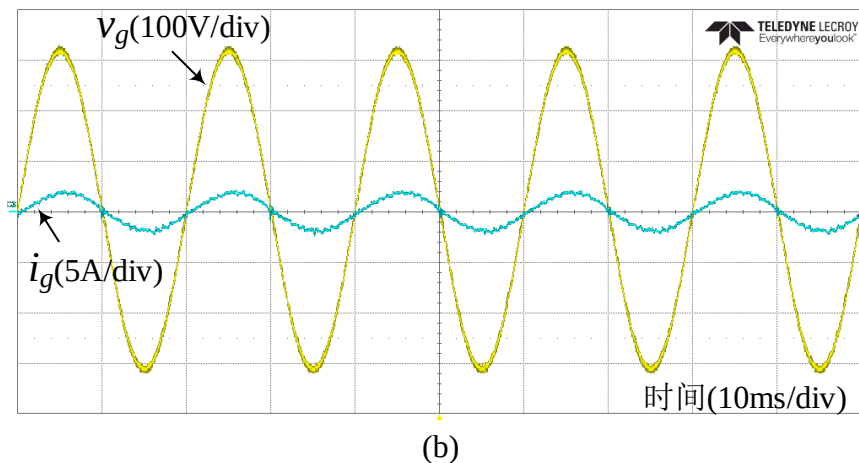


图 2.22 单相全桥并网逆变器以固定开关频率工作在电流断续导通模式下的逆变电感电流波形和输出并网电流波形。(a)逆变电感电流波形，(b)输出并网电流波形。

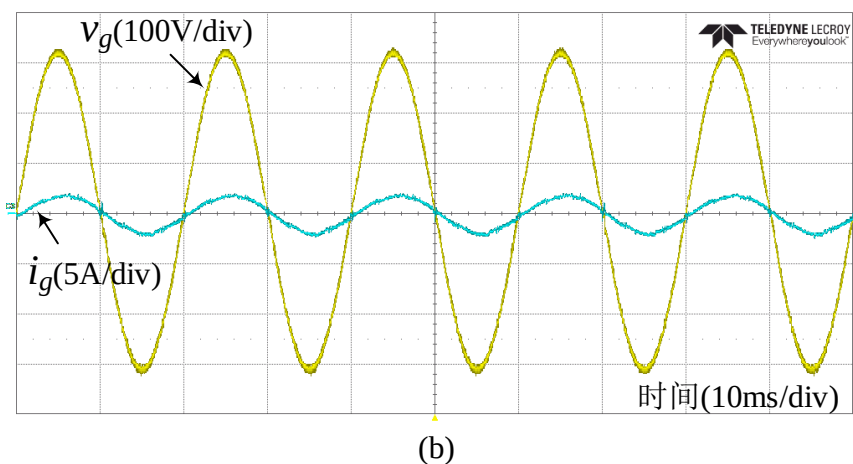
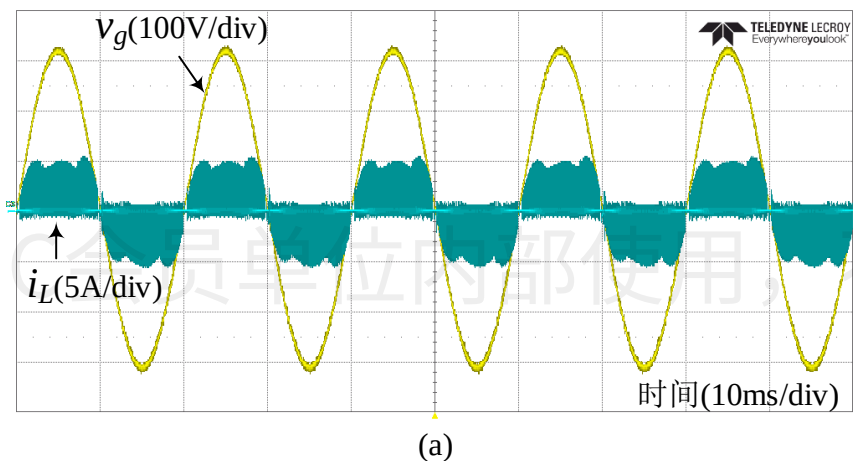
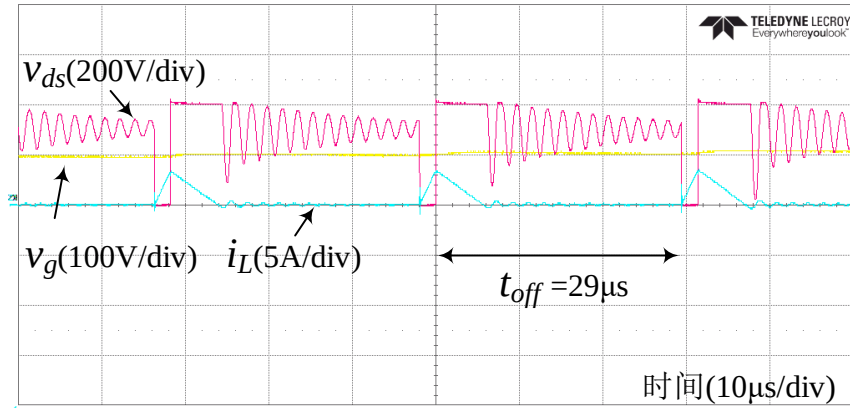


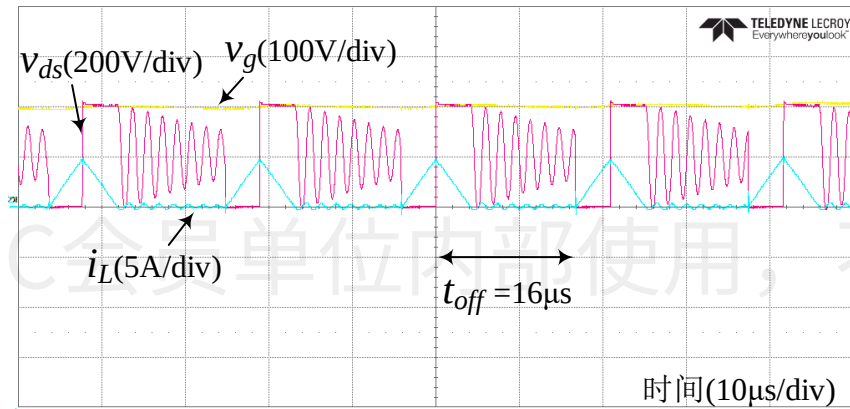
图 2.23 单相全桥并网逆变器以变关断时间控制策略工作在电流断续导通模式下的逆变电感电流波形和输出并网电流波形。(a)逆变电感电流波形，(b)输出并网电流波形。

图 2.23 是单相全桥并网逆变器以变关断时间控制策略工作在电流断续导通模式下的逆变电感电流波形和输出并网电流波形。从图 2.23(a)的逆变电感电流峰值包络可以看到两

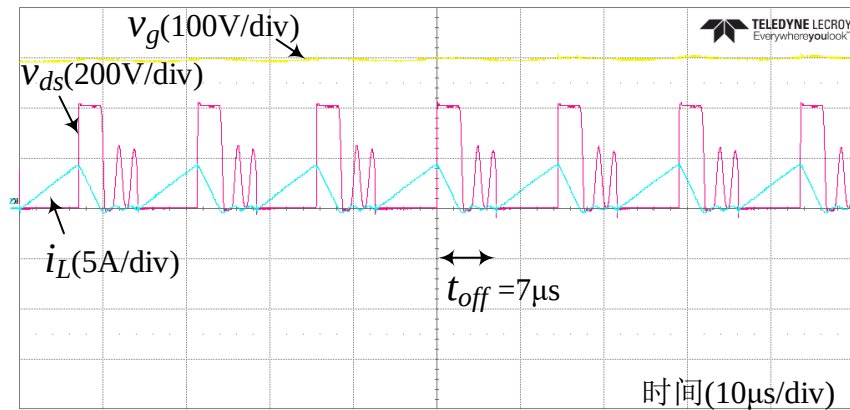
个工作模式。两边凸起的部分是变关断时间模式，关断时间随着电网电压的下降不断拉长，开关频率也不断下降，因此电流峰值会显得比较大。中间凸起的部分是定关断时间模式，关断时间为 $7\mu\text{s}$ ，开关频率相对较高，有效限制了电感电流峰值，可以降低导通损耗。



(a)



(b)



(c)

图 2.24 单相全桥并网逆变器工作在变关断时间控制策略下的细节波形。(a) $t_{off}=29\mu\text{s}$, (b) $t_{off}=16\mu\text{s}$, (c) $t_{off}=7\mu\text{s}$ 。

图 2.24 是单相全桥并网逆变器工作在变关断时间控制策略下对应于不同 v_g 值时的 i_L

和 v_{ds} 波形。关断时间 t_{off} 作为控制策略中的关键受控量在半个工频周期内被不断调节。

图 2.25 是单相全桥并网逆变器在电网电压瞬时跌落时的动态过程。在这个过程中，关断时间 t_{off} 由输出功率指令和控制机理决定，不受电网电压的影响。开通时间 t_{on} 根据输入输出电压等信息计算得到，因此随着电网电压的突变会快速改变。可以看到，并网电流的响应速度也是比较快的。

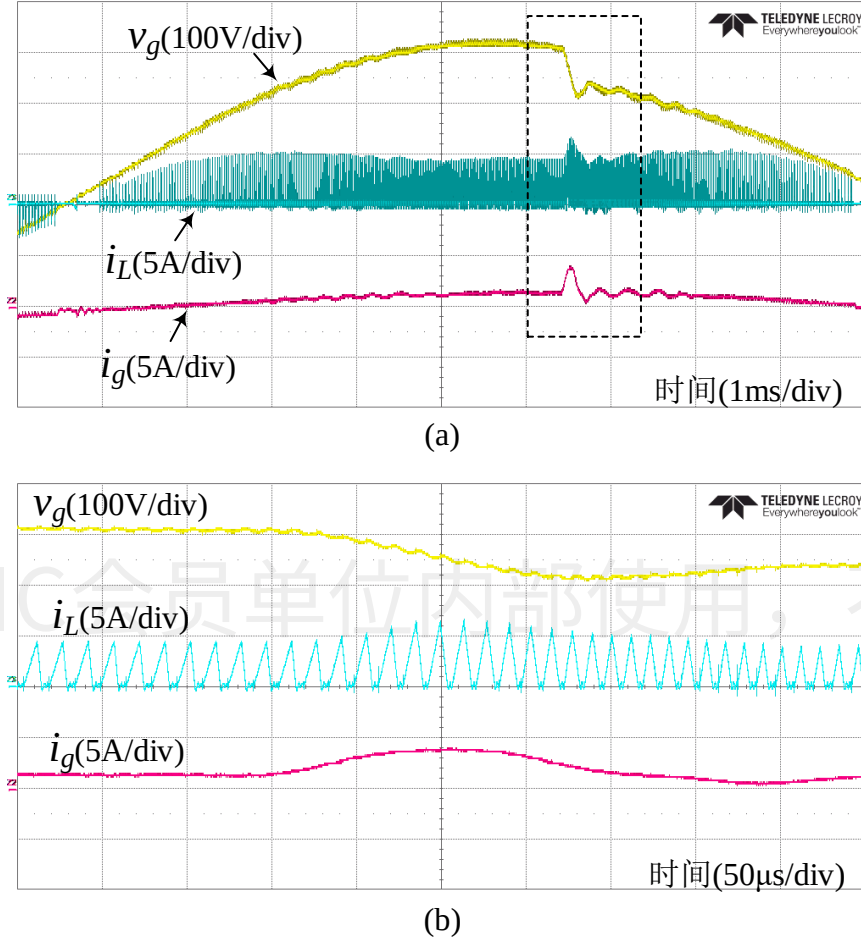


图 2.25 单相全桥并网逆变器在电网电压瞬时跌落时的动态过程。(a)整体波形，(b)局部放大波形。

图 2.26 是采用变关断时间控制策略与定频 DCM 模式的效率比较。效率测量采用 YOKOGAWA 的功率分析仪 WT500，输入输出功率同时检测，确保了效率测量的精度。重载时导通损耗占主导，开关损耗带来的优化有限，因此两种控制策略的效率比较接近。随着负载减小，开关损耗在总损耗中所占的比例逐渐升高，同时变关断时间控制策略的降频力度逐渐增大，开关损耗的优化效果逐渐凸显，因此效率相应得到提升。

光伏逆变器权重效率的计算如下所示，

$$\eta = a_{10\%} \cdot \eta_{10\%} + a_{20\%} \cdot \eta_{20\%} + a_{30\%} \cdot \eta_{30\%} + a_{50\%} \cdot \eta_{50\%} + a_{75\%} \cdot \eta_{75\%} + a_{100\%} \cdot \eta_{100\%} \quad (2-32)$$

其中 η 权重效率, $\eta_{x\%}$ 是不同功率下的效率, $a_{x\%}$ 是不同功率下的权重系数。可以看到, 权重效率是不同功率下的效率的加权平均, 权重效率的计算和权重系数密切相关, 而权重系数则与当地光照强度的时间分布相关。文献[127]讨论了欧洲效率 (Euro Efficiency) 和加州效率 (CEC Efficiency), 它们所采用的权重系数分别是根据德国和美国加州的光照状况得到的。文献[127]在此基础上提出了中国效率, 本章采用中国效率的权重系数来计算样机的权重效率, 如表 2.2 所示。根据表 2.2 可以算出, 采用变关断时间控制策略的权重效率为 98.16%, 采用定频 DCM 的权重效率为 97.8%。由此可见, 本章所提出的控制策略可以有效提升逆变器的权重效率。

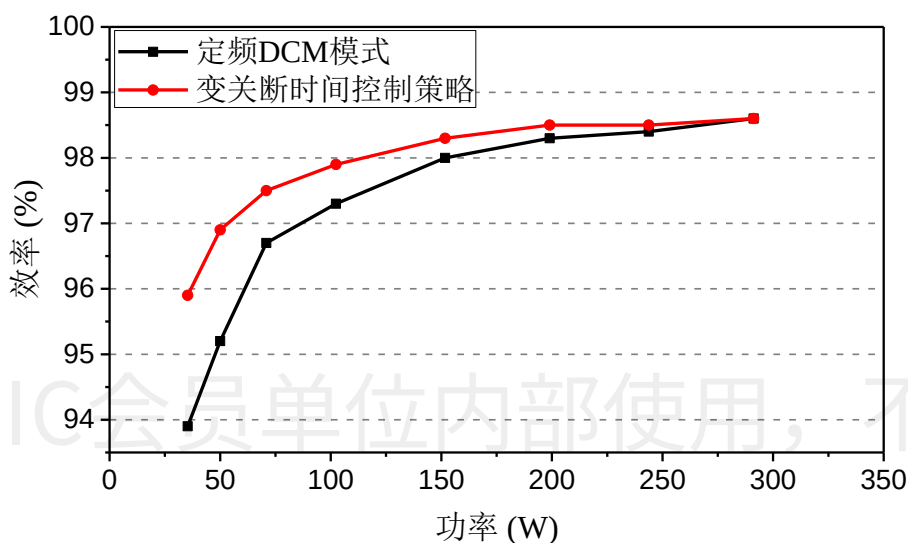


图 2.26 变关断时间控制策略与定频 DCM 模式的效率比较

表 2.2 权重效率计算

功率	10%	20%	30%	50%	75%	100%	η
权重系数	0.05	0.06	0.12	0.25	0.37	0.15	
变关断时间控制的效率	95.9%	97.2%	97.7%	98.3%	98.5%	98.6%	98.16%
定频 DCM 的效率	93.9%	96%	97%	98%	98.4%	98.6%	97.8%

2.7 本章小结

权重效率是小型光伏并网逆变器的关键参数。为了提高权重效率, 本章针对单相全桥并网逆变器提出了一种新的基于电流断续导通模式的变关断时间控制策略。这种控制策略可以根据瞬时功率的变化自动地调整逆变器的开关频率, 从而优化不同负载下的开关损耗, 实现权重效率的提升。本章的研究结论和成果有:

- 1) 本章分析了单相全桥并网逆变器工作在电流临界导通模式下的定关断时间特征，即在某一固定的输出平均功率下，逆变器在半个工频周期内的关断时间是一个定值，且此定值与输出平均功率成正比。这个规律与 Boost PFC 中的定开通时间是对偶的，也是提出后面控制策略的基础。
- 2) 本章根据逆变器在电流临界导通模式下的定关断时间特征，提出了其在电流断续导通模式下的定关断时间控制策略，使逆变器在全功率范围内都采用同一个固定的关断时间，从而限制了轻载时的开关频率，降低了相应的开关损耗。
- 3) 在定关断时间控制的基础上，本章进一步提出了变关断时间控制策略，根据瞬时功率的变化，实时地调整关断时间，从而优化开关频率。本章详细讨论了变关断时间优化的原则以及相应的参数设计流程，为实际电路的设计提供了指导依据。

本章提出的变关断时间控制策略在不增加电路硬件的情况下，通过多模式的控制优化了轻载和半载的效率，从而提升了整机的权重效率，具有实际的应用价值。其控制思路具有一定的启发性和通用性，为更深入的多模式控制研究奠定了基础。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第三章 电流临界导通模式下的单相 T 型并网逆变器

3.1 引言

电流临界导通模式(BCM, Boundary Conduction Mode)是介于电流连续导通模式(CCM, Continuous Conduction Mode)和电流断续导通模式(DCM, Discontinuous Conduction Mode)之间的一种工作模式。根据其具体的工作原理,可以分为 CRM 模式(Critical Conduction Mode)^[42]和 TCM 模式(Triangular Conduction Mode)^[43]。

CCM 模式工作在硬开关状态,开关损耗大,电感电流纹波相对较小,比较适合功率较大的应用场合。电流临界导通模式的突出特点是可以实现开关管的零电压或零电流软开通,从而降低开关损耗,提升效率。但是与 CCM 模式相比,电流临界导通模式在相同功率下的电感电流纹波更大,器件的电流应力与导通损耗也更大,因此电流临界导通模式更适合中小功率的应用场合。DCM 模式的电感电流纹波相对来说是最大的,所适合的功率等级比电流临界导通模式更低一点,变换器在轻载的时候通常会使用 DCM 模式来限制开关频率。本文在第二章里探讨了逆变器在 DCM 模式下的多模式控制策略,当逆变器功率增大的时候,电流临界导通模式成为更好的选择。

电流临界导通模式因其具有软开关的特点,被广泛应用在中小功率的 DC/DC 变换器、PFC 变换器以及逆变器中,本章所关注的是其在逆变器中的应用。在文献[82]-[103]中,研究人员将电流临界导通模式应用在了反激逆变器和全桥逆变器上,凭借软开关的效果取得了较高的效率。然而电流临界导通模式存在变频特性。当采用电流临界导通模式时,开关频率会在半个工频周期内不断变化,重载时开关频率整体较低,轻载时开关频率整体大幅提升,因此重载时效率较高,轻载时效率较低。人们主要采取两种措施来解决电流临界导通模式下轻载效率低的问题。一种是针对反激逆变器^{[82]-[94]},在半个工频周期内存在两种工作模式。瞬时功率大的时候采用电流临界导通模式,利用其软开关的特点。瞬时功率小的时候采用 DCM 模式,利用其降频的特点。负载特别轻的时候逆变器只工作在 DCM 模式。另一种是针对全桥逆变器^{[95]-[103]},电路始终工作在电流临界导通模式。瞬时功率大的时候减小电流纹波来降低电流峰值和导通损耗。瞬时功率小的时候适当增大电流纹波来降低开关频率,进而降低开关损耗。上面的这两种方法,本质上都是在两电平的基础上引入两种工作模式,是在现有的拓扑上寻求效率优化的可能性。其好处是电路拓扑成熟,不需要增加额外的硬件,仅需要调整控制模式即可。缺点是受拓扑限制,效率和功率密度提升

有限。

电流临界导通模式的开关频率与三个因素有关，分别是并网电流值、电感感值以及施加在电感上的电压值。从电路设计的角度来说，并网电流值是不可改变的。电感感值的选择取决于开关频率范围、磁元件体积和损耗等因素。施加在电感上的电压值是由拓扑和控制方式决定的，随着拓扑和控制方式的改变，这个因素可以有一些变化，从而来改变开关频率。在电感和输出电流相同的情况下，施加在电感上的电压越小，电感电流的斜率越小，开关频率就越低。因此，如果能有效降低电感上的电压，就可以降低开关频率和开关损耗。按照这一思路，本章在电流临界导通模式的基础上，采用多电平技术来降低施加在电感上的电压，在电感不变的情况下降低开关频率，优化效率。

本章首先简述了逆变器中电流临界导通模式的软开关原理。其次分析了在电流临界导通模式上使用多电平技术的可行性，并通过对几种常见多电平结构的对比选出 T 型多电平结构作为实验样机的拓扑。随后本章详细分析了单相 T 型并网逆变器在电流临界导通模式下的工作原理以及若干关键问题，并对 T 型逆变器的损耗进行了分析。最后本章给出了相应的实验结果。

3.2 逆变器在电流临界导通模式下的软开关原理

图 3.1 是工作在电流临界导通模式下的单相全桥并网逆变器，采用混合模式，一个桥臂高频动作，一个桥臂工频动作，其中 i_{pk} 是正峰值电流包络， i_b 是负峰值电流包络，也称为反向电流包络。逆变器在电流临界导通模式下的软开关原理可细分为两类，现简述如下。

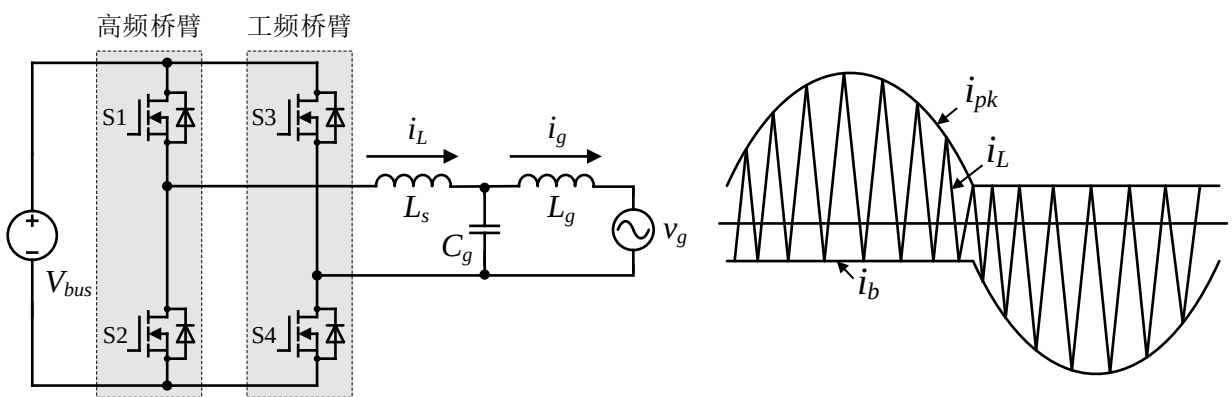


图 3.1 工作在电流临界导通模式下的单相全桥并网逆变器

采用第一类软开关原理的电流临界导通模式可称为 CRM 模式，它是借助逆变电感电流续流到零时产生的 LC 振荡实现软开关。图 3.2 是高频桥臂在一个开关周期内几个阶段的示意图，S1 是主管，S2 是续流管，软开关的目标是实现 S1 的零电压（或电压谷底）开

通。具体来说,第 1 个阶段是通过 S1 给电感充电(图 3.2(a)),第 2 个阶段是通过 S2 的体二极管续流(图 3.2(b)),第 3 个阶段是电感电流续流到零后产生的 LC 振荡(图 3.2(c))。

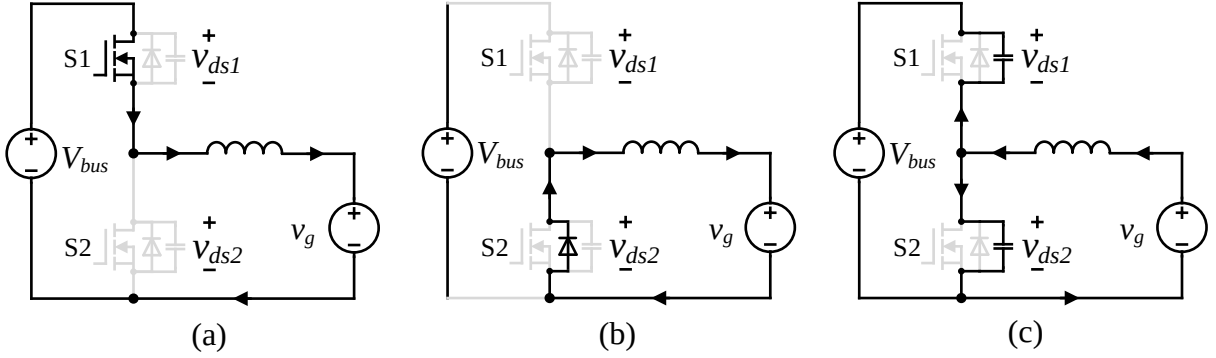


图 3.2 CRM 模式软开关的电路示意图。(a)充电, (b)续流, (c)谐振。

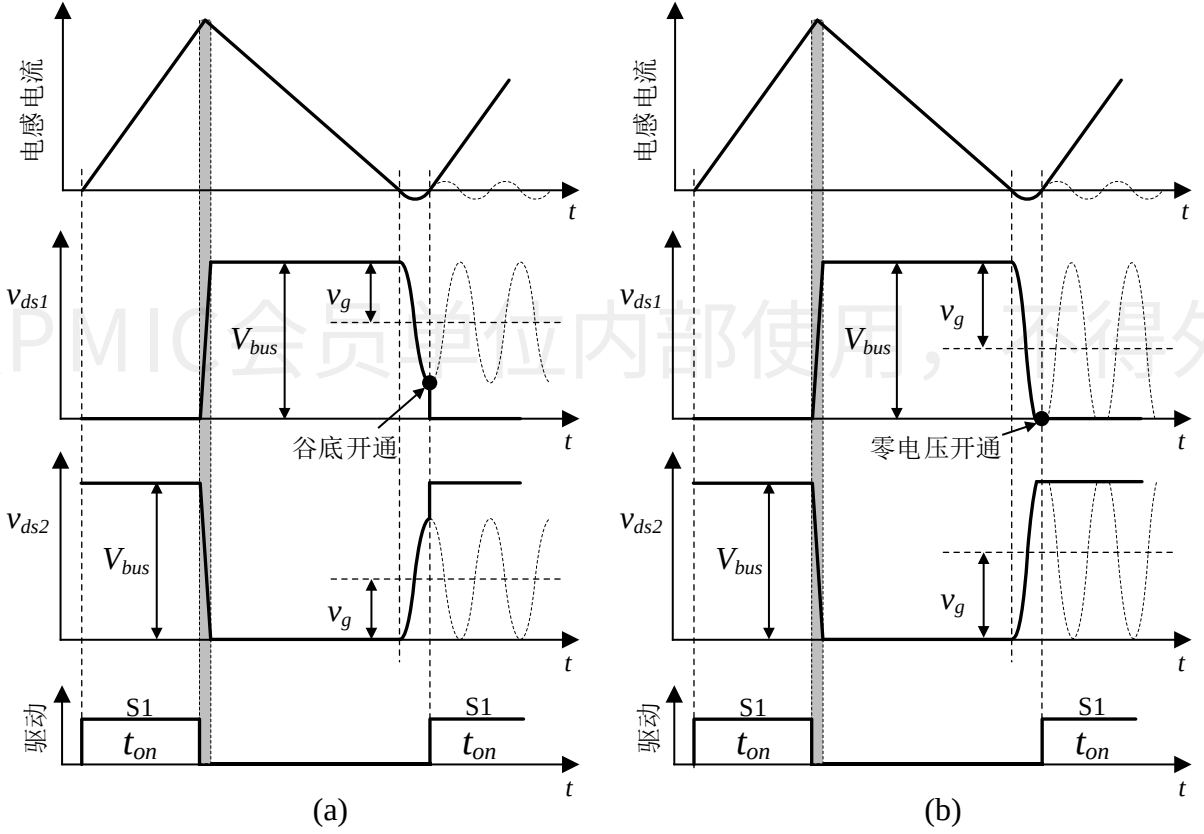


图 3.3 CRM 模式软开关的关键波形。(a) $v_g < V_{bus}/2$, (b) $v_g > V_{bus}/2$ 。

图 3.3 给出了一个开关周期的关键波形,软开关发生在第 3 个阶段。当电感电流通过 S2 的体二极管续流到零时, S1 和 S2 都处于关断状态,逆变电感和上下管的输出电容组成了一个 LC 谐振回路,此回路在电网电压 v_g 的激励下开始振荡(图 3.2(c))。桥臂中点对地的电位 v_{ds2} 以正弦波的形式周期性振荡,正弦波的中心值等于 v_g 。为了实现 S1 的软开通,需要在 v_{ds1} 振荡到最小值的时候开通 S1。图 3.3(a)是 $v_g < V_{bus}/2$ 的情况,此时 v_{ds1} 的振荡不足以到零,所以只能实现谷底开通。图 3.3(b)是 $v_g > V_{bus}/2$ 的情况,此时 v_{ds1} 可以振荡到零,

所以能够实现零电压开通。这类工作模式根据逆变电感副边绕组的电压信息来检测电感电流过零点。

采用第二类软开关原理的电流临界导通模式可称为 TCM 模式，它是借助逆变电感电流续流到零后产生的反向电流实现软开关。图 3.4 是高频桥臂在一个开关周期内几个阶段的示意图，S1 是主管，S2 是续流管，软开关的目标是实现 S1 的零电压开通，具体发生在 (d)、(e)、(f) 三个阶段。在整个过程中，主管和续流管互补工作，属于同步整流模式。图 3.5 给出了一个开关周期的关键波形。具体来说，第 1 个阶段是通过 S1 给电感正向充电（图 3.4(a)）。第 2 个阶段是通过 S2 的沟道正向续流（图 3.4(b)）。第 3 个阶段是电感电流续流到零后在 v_g 的激励下反向充电（图 3.4(c)）。第 4 个阶段是 S2 关断，进入死区，此时反向电流对上下管的输出电容充放电，上下管的压降也随即开始变化，只要反向电流足够大且死区设置足够长，总能将主管输出电容上的电荷完全回馈到直流源里（图 3.4(d)）。第 5 个阶段是当主管（S1）输出电容的电荷完全回馈到直流源之后，反向电流开始流经主管的体二极管，此时桥臂中点的电压被钳位在直流母线电压， v_{ds1} 等于 0V（图 3.4(e)）。第 6 个阶段是主管开通，反向电流从体二极管切换到沟道（图 3.4(f)），至此为进入下一个开关周期做好了准备。这类工作模式需要精确采样电感电流与设定的反向电流边界作比较来检测电感电流过零点。

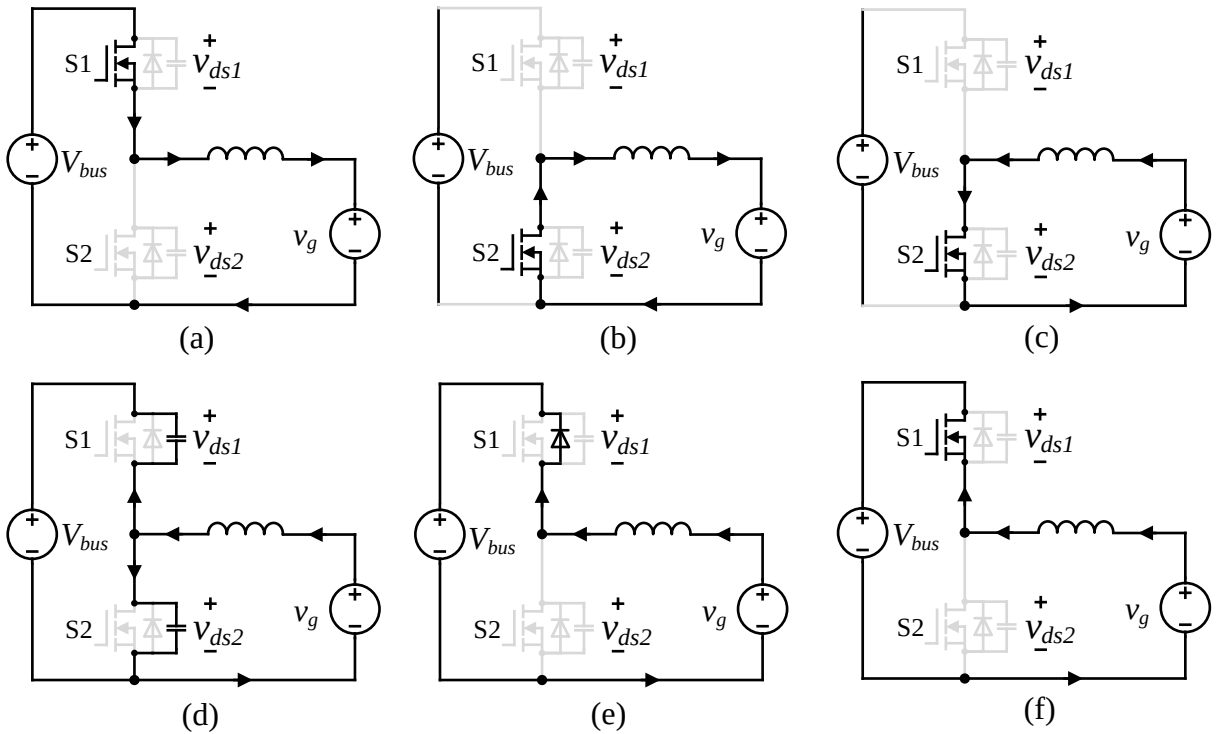


图 3.4 TCM 模式软开关的电路示意图。(a)正向充电，(b)正向续流，(c)反向充电，(d)短暂谐振，(e)通过主管体二极管反向续流，(f)通过主管沟道反向续流。

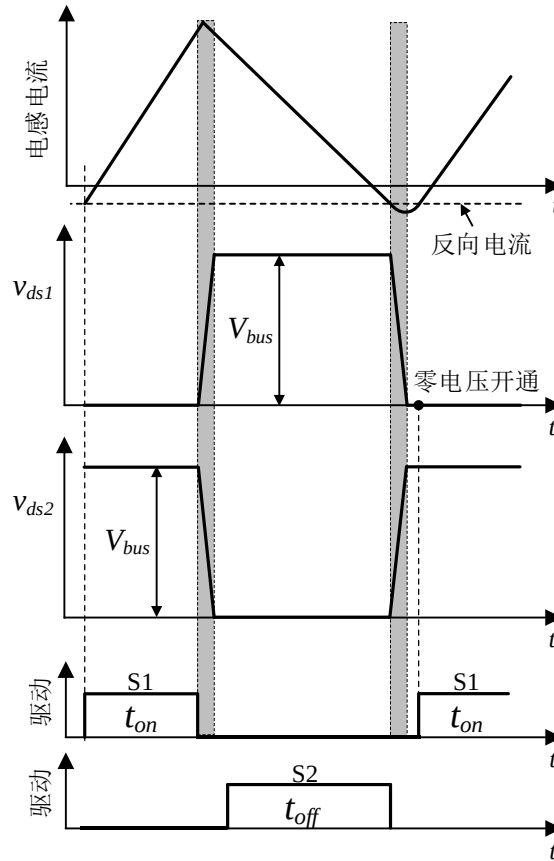


图 3.5 TCM 模式软开关的关键波形

这里将上述电流临界导通模式的两类软开关原理作一个简单比较。CRM 模式的软开关是以电网电压 v_g 作为激励源，引起逆变电感和上下管输出电容之间的 LC 谐振，从而实现主管的软开通。由于激励源 v_g 的瞬时值变化范围很大，引起的谐振并不总能实现零电压开通，有时只能实现电压谷底开通，因此软开关的效果会打折扣。TCM 模式的软开关是将逆变电感的反向电流作为电流源来对上下管的输出电容进行充放电，只要反向电流足够大，就可以将主管输出电容的电荷完全回馈到直流源里，从而实现主管的零电压开通。因此它的零电压开通和电网电压 v_g 无关。本章和第四章所使用的电流临界导通模式均采用 TCM 模式。

3.3 电流临界导通模式采用多电平技术的讨论

电流临界导通模式虽然可以实现软开关，但是存在变开关频率的缺点。变换器的开关损耗是单次开关损耗与开关频率的乘积，电流临界导通模式实现了软开通，关断仍然是硬关断，因此单次的开关损耗仅包含关断损耗，单次损耗是较小的。但是电流临界导通模式下的逆变器是变频工作，尤其在轻载时开关频率会大幅上升。开关频率上升会增加关断损耗，从而抵消软开关带来的效率优化，所以，有效降低电流临界导通模式在半载和轻载下

的开关频率是优化效率的关键。

电流临界导通模式的开关频率与几个因素密切相关。图 3.6 是一个开关周期的电感电流波形和电压波形。式(3-1)是由此得到的一个基本的伏秒平衡公式， T_{on} 和 T_{off} 合起来决定了开关频率。可以看到，电流峰峰值 I_{p-p} 、电感感值 L_s 以及加在电感上的电压 v_L 这三个因素决定了开关频率。当电流峰峰值和电感感值确定时，一个开关周期内的伏秒值就确定了，此时减小电感上的压降（伏）有助于拉长开关周期（秒），从而降低开关频率，这也是后面采用多电平技术降频的基本出发点。

$$V_{on} \cdot T_{on} = I_{p-p} \cdot L_s = V_{off} \cdot T_{off} \quad (3-1)$$

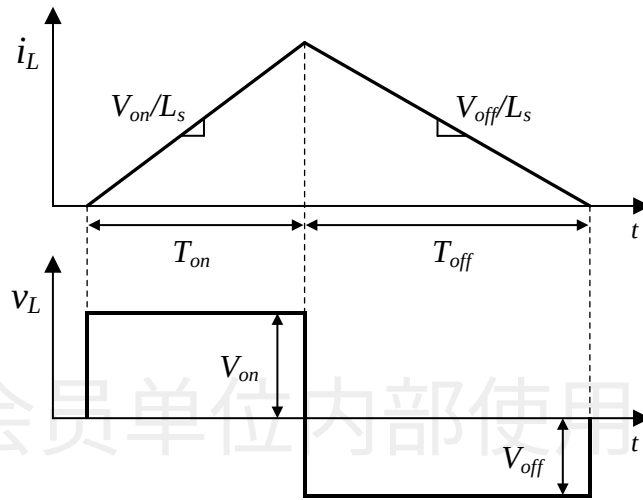


图 3.6 一个开关周期的电感电流波形和电感电压波形

目前采用电流临界导通模式的逆变器主要是反激逆变器和全桥逆变器，这里我们基于全桥逆变器展开讨论。文献[98]详细讨论了基于电流临界导通模式的全桥逆变器所采用的两种调制方式，分别是双极性调制和单极性调制。图 3.7 是采用双极性调制方式的示意图，两个桥臂都是高频工作，上下管互补开关，对管同步开关。图 3.8 是采用单极性调制方式的示意图，一个桥臂高频工作（S1/S2），一个桥臂工频工作（S3/S4）。

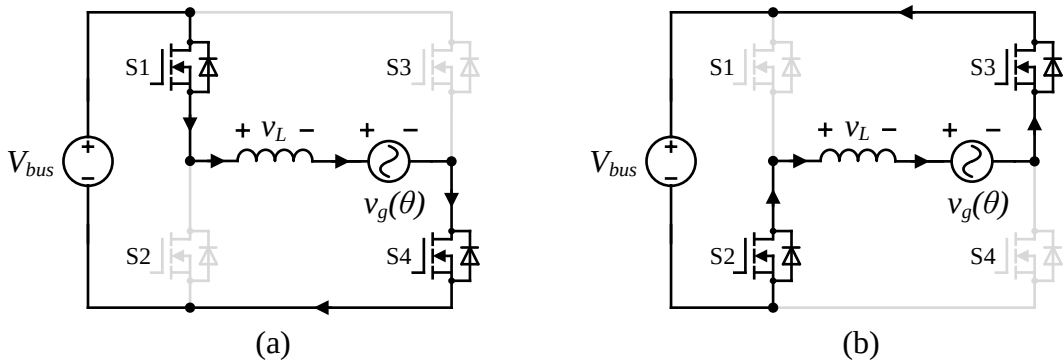


图 3.7 双极性调制方式的示意图。(a)充电过程，(b)续流过程。

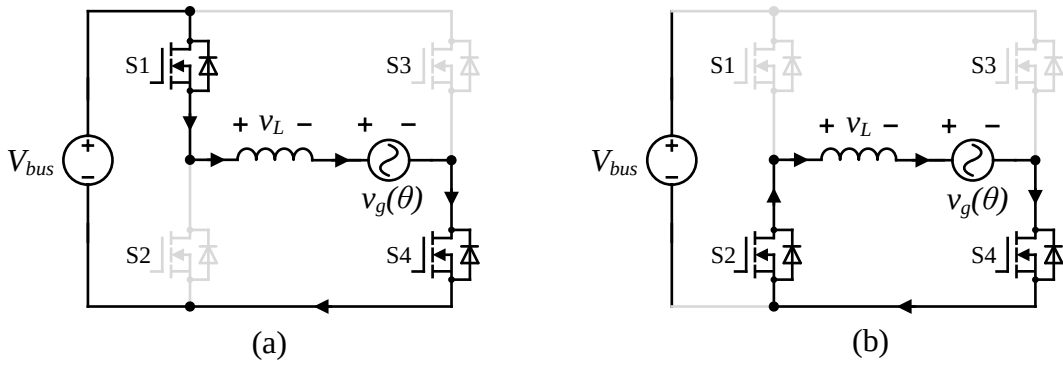


图 3.8 单极性调制方式的示意图。(a)充电过程，(b)续流过程。

根据这两种调制方式，可以得到一个开关周期内逆变电感上的电流波形和电压波形，如图 3.9 所示。可以看到，在充电阶段，两种调制方式下电感上的电压降是相等的，因此电感电流上升斜率也一样。在续流阶段，双极性调制加在电感上的反向电压比单极性调制的更大，因此电感电流下降斜率更大，整个开关周期更短。从伏秒的角度来看，在续流阶段，两种调制模式的伏秒是相等的。双极性调制的“伏”更大，因此它的“秒”就更小，所以表现出来就是开关周期更短。

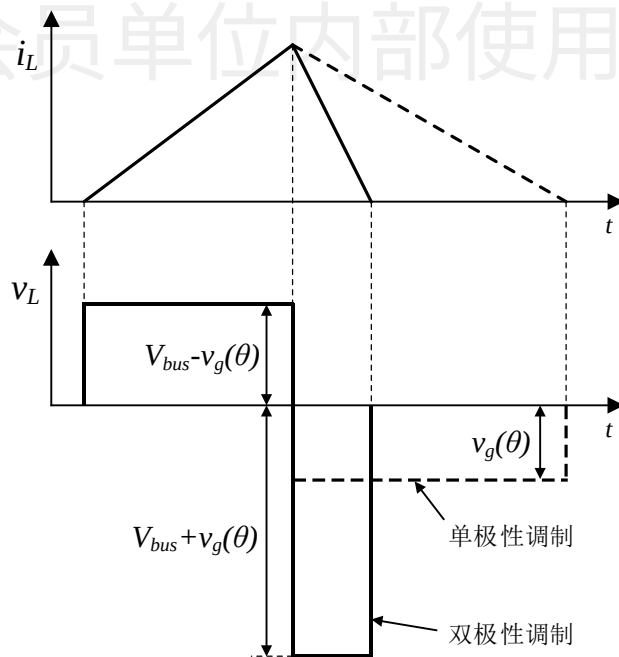


图 3.9 双极性调制与单极性调制下逆变电感上的电流电压波形

图 3.10 给出了基于 TCM 模式的全桥逆变器采用上述两种调制方式所得到的开关频率曲线示意图。不同于 CRM 模式，TCM 模式含有反向电流，所以单极性调制时电压过零点处的开关频率不会非常高，反而会降到零。从图中可以看到，双极性调制的开关频率高于单极性调制，所以通常双极性调制的效率要低于单极性调制的效率。虽然单极性调制的效

率高于双极性调制,但是当负载变轻时,其开关频率仍然会大幅上升,轻载效率仍然较低,究其原因,还是加在电感上的电压比较高。

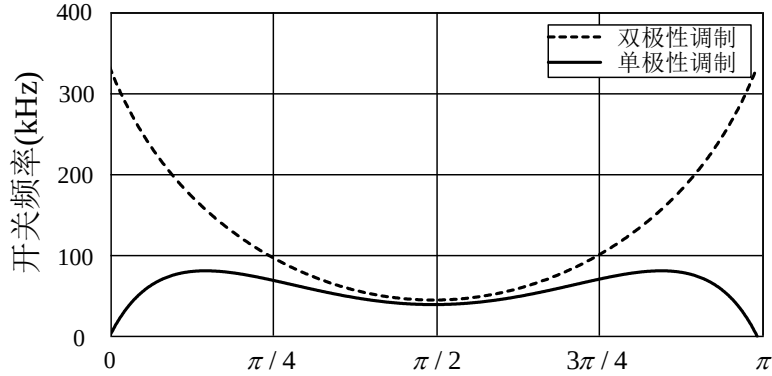


图 3.10 基于 TCM 模式的全桥逆变器在双极性与单极性调制下的开关频率曲线示意图

当电感确定后,要想降低电流临界导通模式的开关频率,必须降低电感上的压降。逆变器的直流输入和交流输出都是固定的,无法改变这两个变量来降低逆变电感的压降,但是可以使用多电平结构来产生更低的电压差施加在逆变电感上。图 3.11 给出了桥式电路采用多电平桥臂的示意图,逆变电感上的压降 v_L 可以由式(3-2)得到。如果是两电平桥臂, v_{an} 和 v_{bn} 只能在 p 和 n 之间跳变,电感上的压降总是比较高的。如果是多电平桥臂, v_{an} 和 v_{bn} 可以选择中间的电位值,只要确保充电时 $v_{an} > v_g(\theta) + v_{bn}$, 续流时 $v_{an} < v_g(\theta) + v_{bn}$ 即可,这样电感上的压降就会比较低,开关周期自然就会拉长。

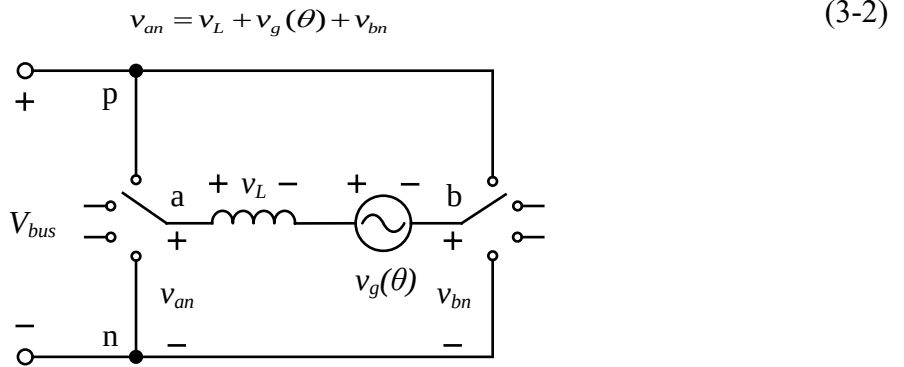


图 3.11 桥式电路采用多电平桥臂的示意图

本文在第一章绪论中已经对多电平拓扑做过论述,这里将几种常见的多电平桥臂重新列举以做比较,如图 3.12 所示。这四种多电平桥臂结构的桥臂中点都可以产生 $V_{bus}/2$ 的电位,在功能上都可以用在电流临界导通模式里,它们的差别主要在三个方面。第一个方面是功率器件的数量。前两种桥臂结构需要多用两个功率器件,成本有所增加。第二个方面是电路的导通损耗。前三种桥臂结构不论桥臂中点的电位如何,电流都要流经两个功率器件,而第四种桥臂结构只有在桥臂中点电位为 $V_{bus}/2$ 时,电流才流经两个功率器件,当桥

臂中点电位为 V_{bus} 或者 0 时，电流只流经一个功率器件。第三个方面是功率器件的耐压。前三种桥臂结构功率器件的耐压都是直流母线电压的一半，有机会使用电压等级更低的功率器件，第四种桥臂结构上下管(S1/S4)承受全部的直流母线电压，中间两个功率管(S2/S3)承受一半的直流母线电压。相比之下，第四种桥臂结构使用的器件最少，导通损耗较低，控制也最简单，因此本章采用第四种桥臂结构。

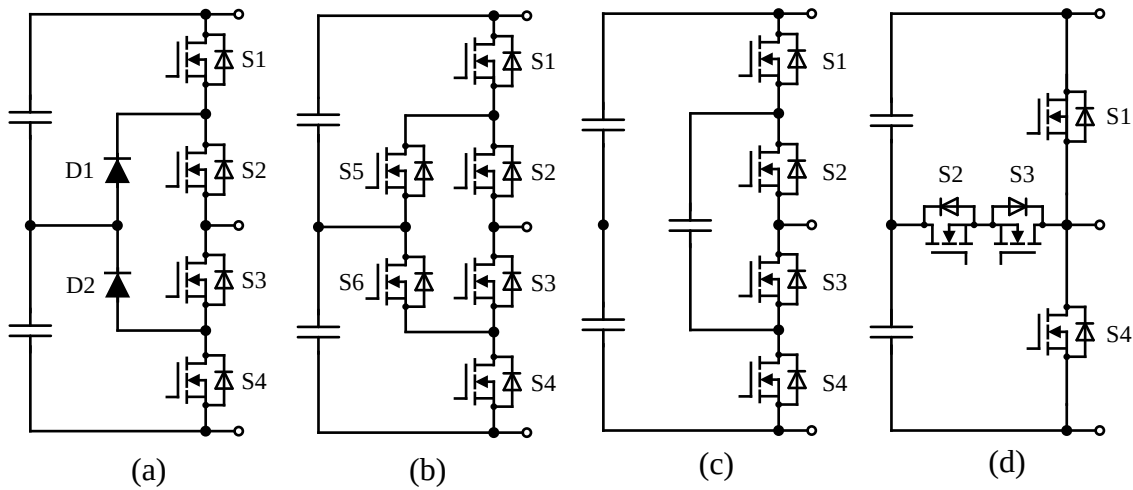


图 3.12 四种常见的多电平桥臂结构。(a)二极管钳位结构，(b)中点有源钳位结构，(c)飞跨电容结构，(d)T 型结构。

3.4 单相 T 型并网逆变器在 TCM 模式下的工作原理

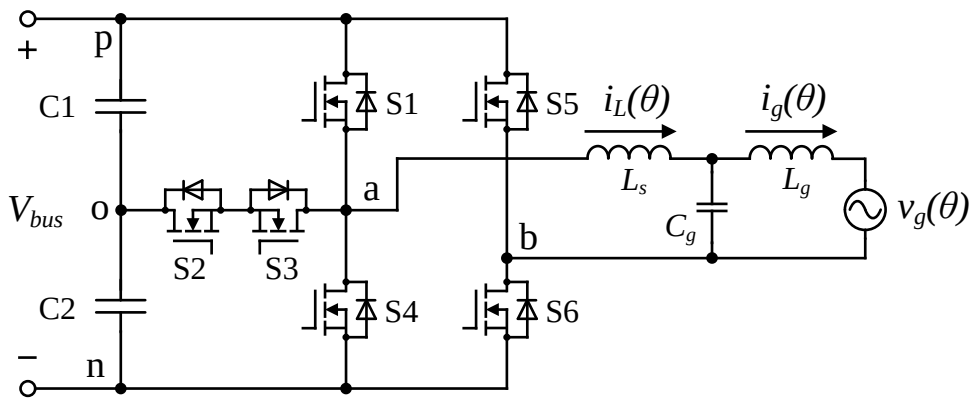


图 3.13 单相 T 型并网逆变器

图 3.13 是单相 T 型并网逆变器的示意图，在本章以 TCM 模式工作。T 型桥臂(S1/S2/S3/S4)高频动作调制出正弦输出电流，两电平桥臂(S5/S6)工频动作切换电网正负极性，这种结构可被称作混合桥式结构。值得一提的是，如果将 T 型桥臂中的 S2 和 S3 关断，T 型桥臂会退化为两电平桥臂。因此与其他多电平桥臂相比，T 型桥臂可以更方便地在两电平和三电平之间切换，这对于电路控制的多样化有帮助。因为电路在电网正负半

周的工作具有对称性,所以这里仅以正半周为例来说明电路的工作原理。为了分析的方便,这里假定直流母线电压是固定的,且电容 C1 和 C2 是均压的,电网电压是标准的正弦波。

在电网正半周时,工频桥臂的 S6 常通, S5 常关, T 型桥臂存在 3 种工作模式,如图 3.14 所示,现分析如下。

模式 1

模式 1 如图 3.14(a)所示,适合 $v_g(\theta)$ 小于 $V_{bus}/2$ 的情况。此时 S3 常通, S1 常关, S2 和 S4 高频互补工作。S2 开通时电感充电, S4 开通时电感续流。与两电平桥臂相比,电感充电时电感上的压降 v_L 从 $V_{bus}-v_g(\theta)$ 变成了 $V_{bus}/2-v_g(\theta)$, 因此电流上升斜率变小, 开关周期拉长。此时的开通时间和关断时间如下所示。

$$t_{on} = \frac{L_s(i_{pk}(\theta) + i_b(\theta))}{V_{bus}/2 - v_g(\theta)} \quad (3-3)$$

$$t_{off} = \frac{L_s(i_{pk}(\theta) + i_b(\theta))}{v_g(\theta)} \quad (3-4)$$

模式 2 (过渡模式)

模式 2 如图 3.14(b)所示,适合 $v_g(\theta)$ 接近 $V_{bus}/2$ 的情况。此时 S2 和 S3 常关, S1 和 S4 高频互补工作。S1 开通时电感充电, S4 开通时电感续流。模式 2 是两电平模式, 所以它的开关频率与使用两电平桥臂的情形一样。此时的开通时间和关断时间如下所示。

$$t_{on} = \frac{L_s(i_{pk}(\theta) + i_b(\theta))}{V_{bus} - v_g(\theta)} \quad (3-5)$$

$$t_{off} = \frac{L_s(i_{pk}(\theta) + i_b(\theta))}{v_g(\theta)} \quad (3-6)$$

模式 3

模式 3 如图 3.14(c)所示,适合 $v_g(\theta)$ 大于 $V_{bus}/2$ 的情况。此时 S2 常通, S4 常关, S1 和 S3 高频互补工作。S1 开通时电感充电, S3 开通时电感续流。与两电平桥臂相比,电感续流时电感上的压降 v_L 从 $v_g(\theta)$ 变成了 $v_g(\theta) - V_{bus}/2$, 因此电流下降斜率变小, 开关周期拉长。此时的开通时间和关断时间如下所示。

$$t_{on} = \frac{L_s(i_{pk}(\theta) + i_b(\theta))}{V_{bus} - v_g(\theta)} \quad (3-7)$$

$$t_{off} = \frac{L_s(i_{pk}(\theta) + i_b(\theta))}{v_g(\theta) - V_{bus}/2} \quad (3-8)$$

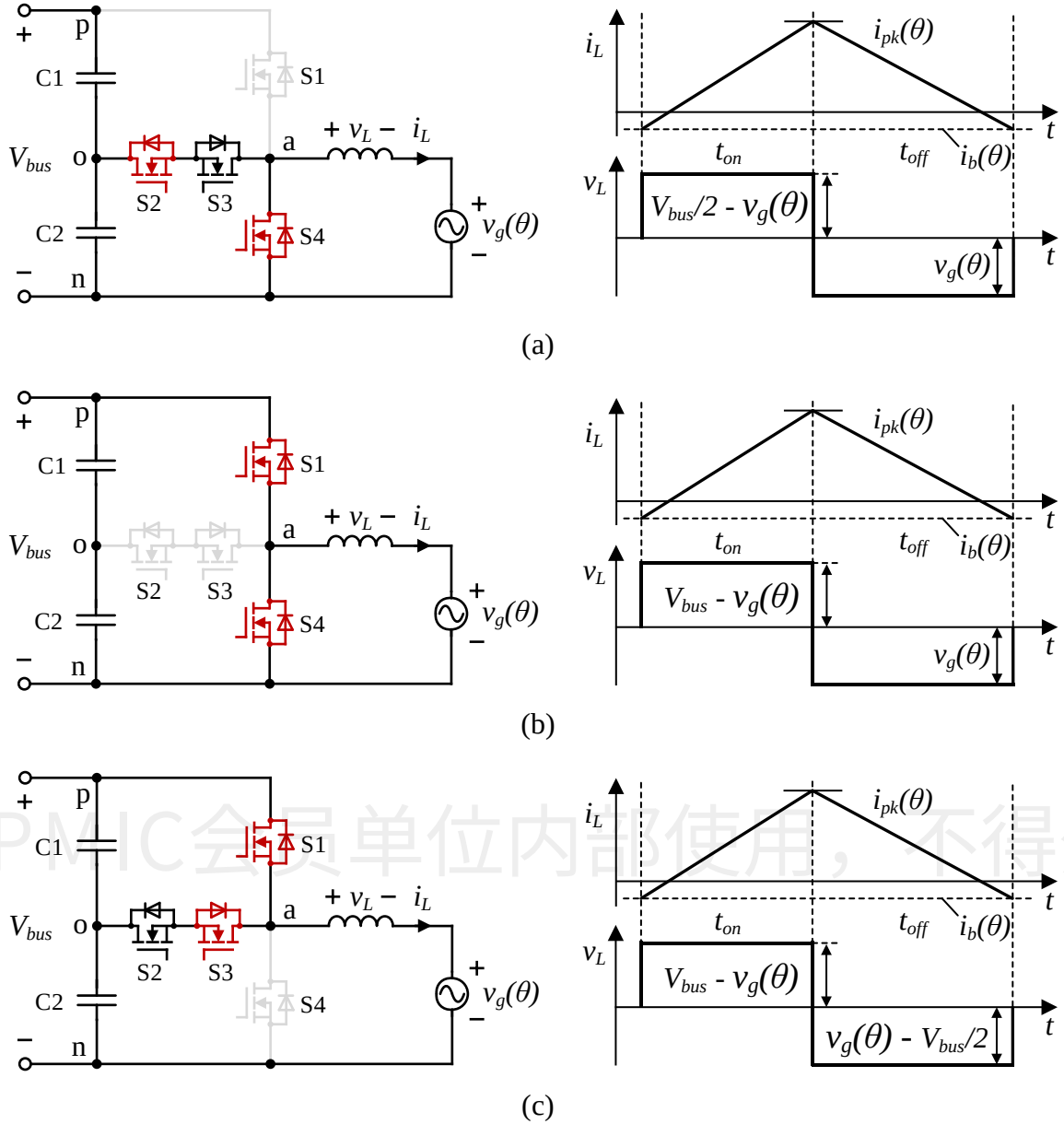


图 3.14 T 型桥臂在电网正半周的三种工作模式。(a)模式 1, (b)模式 2, (c)模式 3。

需要指出的是,在上述三种工作模式中,模式 2 是一个过渡模式。在通常的应用中,T 型桥臂只会工作在模式 1 和模式 3,本文之所以增加模式 2 是和 TCM 工作模式有关。当 T 型桥臂工作在 TCM 模式且电网电压接近直流母线电压的一半时,无论是模式 1 还是模式 3 都无法正常工作,因为此时加在电感上的电压很小,电感电流斜率也很小,导致开关频率过低,电路无法正常工作。模式 2 是两电平模式,加在电感上的电压足够大,因此当电网电压接近直流母线电压的一半时开关频率不会过低,确保电路可以正常工作。

根据上述 3 种工作模式,我们可以得到电网正半周的关键波形示意图,如图 3.15 所示。从 T 型桥臂的桥臂中点电位可以看到,T 型桥臂在模式 1 和模式 3 都工作在三电平模式,在模式 2 则退化为两电平模式。三电平模式下加在电感上的电压会减小,因此电感电

流斜率会降低,开关频率也会随之降低,开关损耗会减少。图 3.16 给出了一个工频周期内所有开关管的驱动信号波形。每一个模式下总有两个开关管工作在同步整流模式。主管开通给电感充电,续流管开通确保电流降到零并产生反向电流来实现软开关。

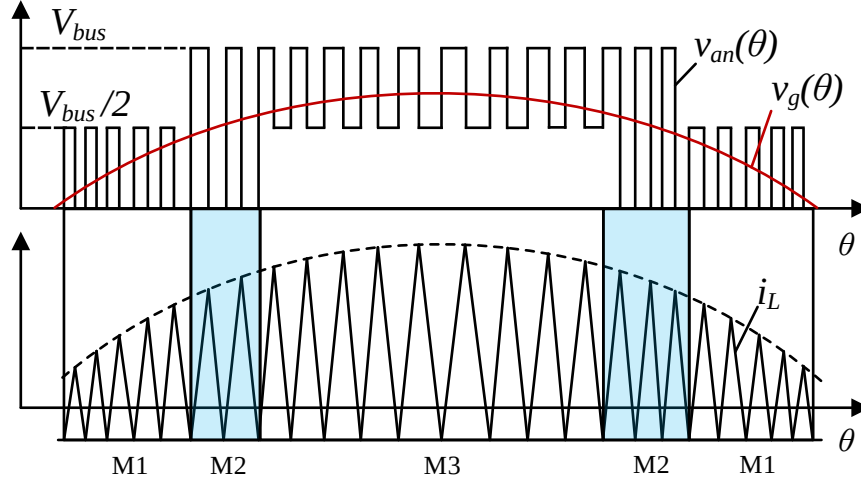


图 3.15 T 型逆变器半个工频周期内的关键波形示意图

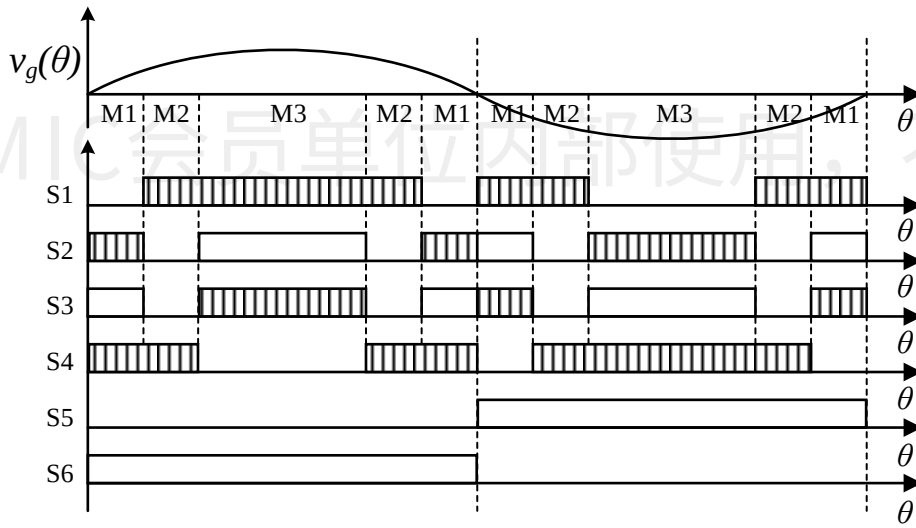


图 3.16 T 型逆变器在一个工频周期内所有开关管的驱动信号波形

根据上面的分析,图 3.17 给出了基于 TCM 模式的全桥逆变器和 T 型逆变器的开关频率对比,它们均采用混合模式的工作方式,即一个高频桥臂加一个工频桥臂。图 3.17(a)是全桥逆变器的开关频率曲线,图 3.17(b)是 T 型逆变器只使用模式 1 和模式 3 的开关频率曲线,图 3.17(c)是 T 型逆变器使用模式 1、2、3 的开关频率曲线。相关的电气参数如下:直流母线电压为 400V,电网电压为 220Vrms,逆变电感 120 μ H,反向电流设为 -1A。对比图 3.17(a)和图 3.17(b)可以看到,T 型三电平结构可以显著降低开关频率,尤其是在轻载的时候。但是如果 T 型桥臂只使用模式 1 和模式 3,当电网电压接近直流母线电压的一半时,

开关频率会降到 0。这与前面的分析是一致的，即加在电感上的电压差过小，导致电感电流斜率过小，开关周期过长。这就是增加模式 2 作为过渡模式的必要性。加入模式 2 作为过渡模式后，开关频率不会再降到 0，但是模式 2 是两电平模式，因此开关频率会比较高。各个模式的切换是根据电网电压和直流母线中点电压的比较来决定的，如图 3.18 所示。图 3.19 是全桥逆变器和 T 型逆变器的仿真结果，从两个桥臂中点的电压波形 v_{ab} 可以看出两电平和多电平的差别。

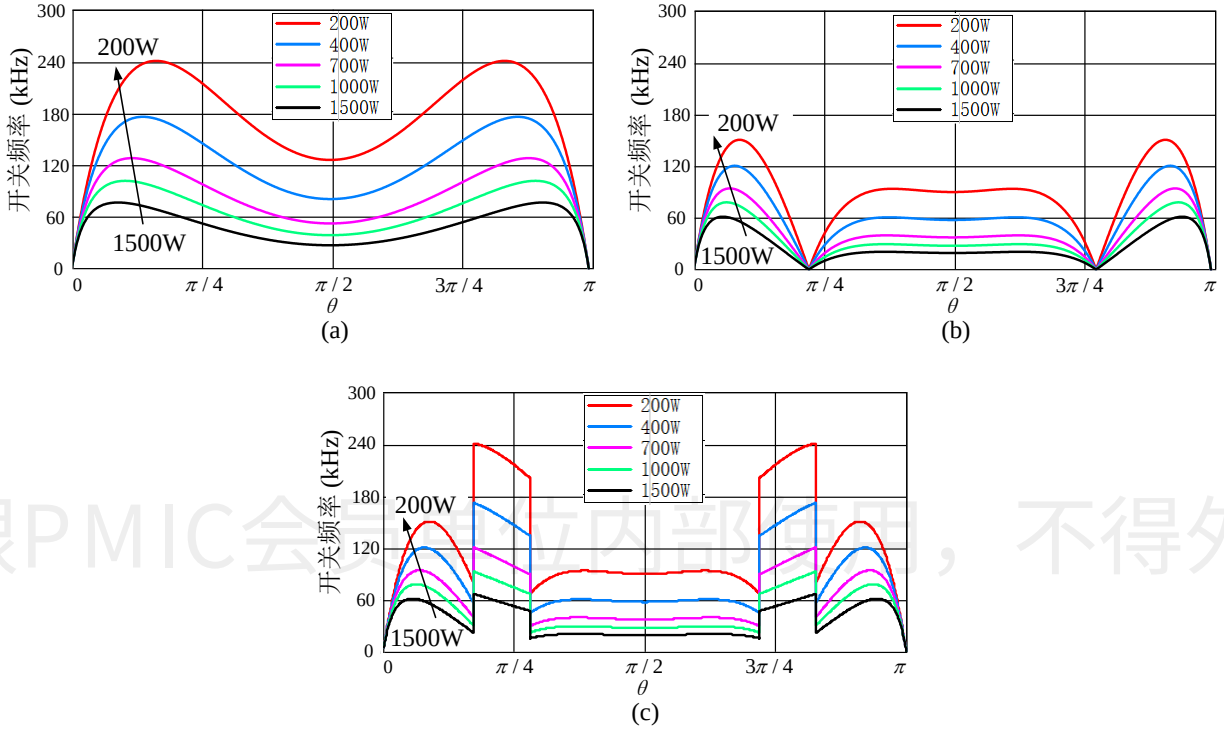


图 3.17 基于 TCM 模式的全桥逆变器和 T 型逆变器的开关频率对比。(a)全桥逆变器，(b)T 型逆变器只采用模式 1 和模式 3，(c)T 型逆变器同时采用模式 1、2、3。

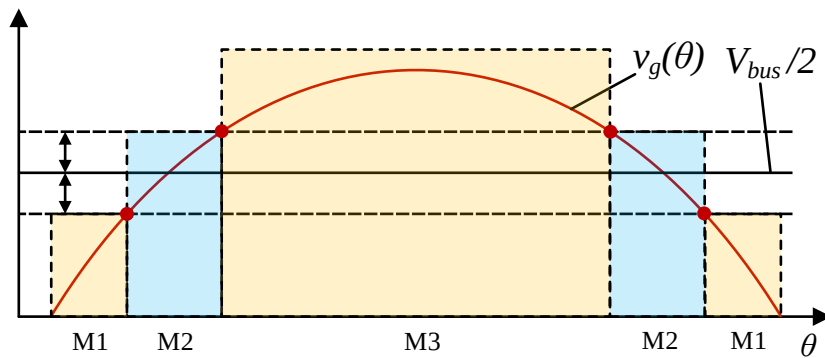


图 3.18 根据电网电压和直流母线中点电压的比较决定工作模式

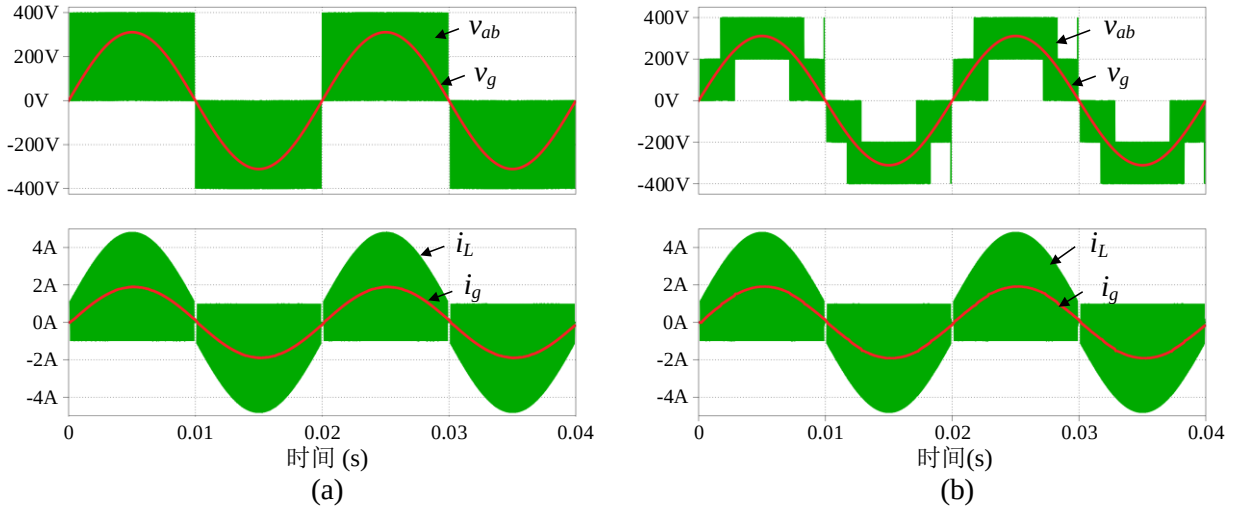


图 3.19 全桥逆变器和 T 型逆变器的仿真波形。(a)全桥逆变器, (b)T 型逆变器。

3.5 单相 T 型并网逆变器的几个关键问题

3.5.1 TCM 模式的电流控制及波形修正

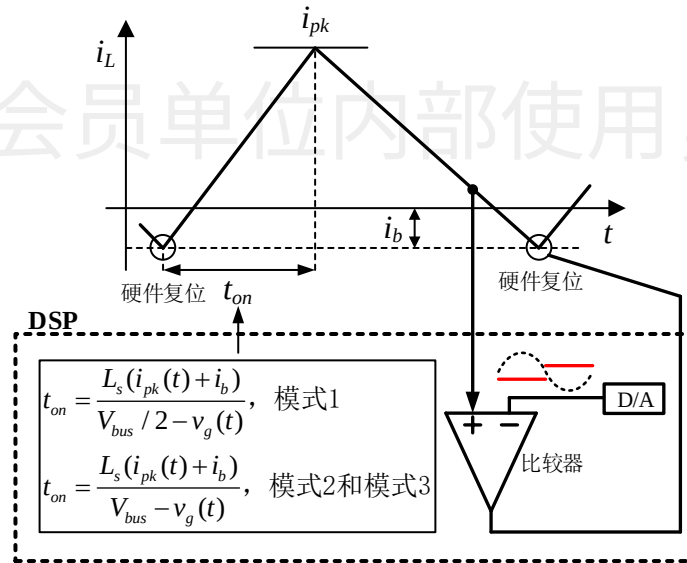


图 3.20 数字加模拟的混合方式实现 TCM 模式

本章的 T 型并网逆变器采用电流临界导通模式的第二种工作方式 TCM 模式, 即通过反向电流实现软开关。本章采用数字加模拟的混合方式来实现 TCM 模式, 如图 3.20 所示。电感电流使用霍尔芯片 (ACS730) 进行精确采样, 采样得到的电压信号送到 DSP 里面模拟比较器的正端, 模拟比较器的负端通过内置的 DA 转换器来赋以反向电流边界。当正端的采样信号与负端的反向电流边界发生比较时就产生一个硬件复位信号, 由此复位信号开启一个开关周期。一个开关周期开始时主管先导通, 主管的导通时间 t_{on} 在 DSP 里面计算得到。主管关断后续流管互补开通, 续流管开通直到电感电流到达反向电流边界, 从而产

生下一个硬件复位信号以及新的开关周期。

反向电流边界的选取,必须使得功率管输出电容上的电荷被完全地泄放到直流母线里,从而确保功率管零电压开通。因此存在一个理论上的最小值,如式(3-9)所示。 I_{Bmin} 是反向电流边界可以选取的最小值, t_{dead} 是死区时间, $C_{transistor}$ 是功率管输出电容, V_C 是输出电容上的电压。显然,反向电流边界最小值的选取与输出电容上存储的电荷正相关,换句话说,和输出电容容值以及其上的电压正相关。

$$I_B \cdot t_{dead} = C_{transistor} \cdot V_C \quad (3-9)$$

在电路实际工作中存在功率器件的关断延时问题,这会带来电感电流波形的畸变,现分析如下。图 3.21(a)示意了电路在续流阶段功率管关断延时对反向电流边界的影响。 v_{Ls-f} 是续流阶段逆变电感上的压降, i_{bp} 是 DSP 里面设定的反向电流值, i_b 是电路工作中实际的反向电流值。当电感电流达到设定的反向电流值时, DSP 里面的模拟比较器产生复位信号,续流管的门极关断信号随即被给出。然而从门极关断信号给出到续流管真正关断存在延时 t_d , 因此在续流管实际关断之前反向电感电流会继续增加,如图 3.21(a)中的虚线所示。这样实际的反向电流会比设定的要大一些,其差值的表达式如下所示。

$$i_b(t) - i_{bp}(t) = t_d \cdot \frac{v_{Ls-f}(t)}{L_s} \quad (3-10)$$

在实际电路中,功率管的关断延时是固定的,因此从上式可以看到,当续流阶段逆变电感上的压降不一样时,电流斜率会不一样,反向电流也会到达不同的值,如图 3.21(b)所示。由于电网电压在半个工频周期内是正弦变化的,导致续流时逆变电感上的电压也是变化的,因此实际的反向电流边界总是大于设定值且不断变化。

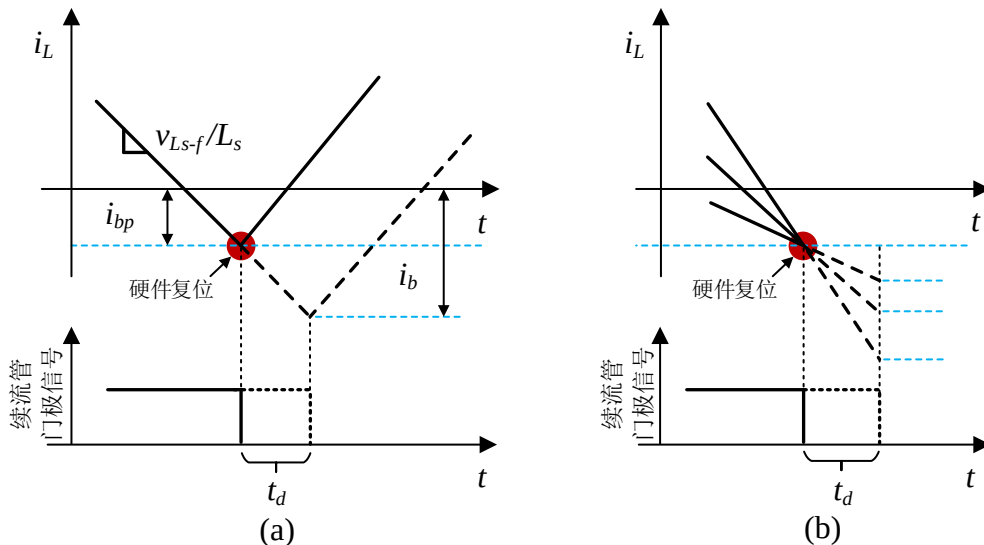


图 3.21 功率管关断延时对反向电流边界影响的示意图

根据上面的分析,这里搭建了仿真电路,分别对全桥逆变器和 T 型逆变器进行了仿真。理论的反向电流值 i_{bp} 设为定值,驱动信号的关断设置了延时,以此来观察关断延时对电流波形的影响,如图 3.22 所示。结合式(3-10)来看,对于全桥逆变器,续流阶段加在逆变电感上的电压就是电网电压 v_g ,它是连续变化的,因此实际的反向电流也是连续变化的。对于 T 型逆变器,存在不同的工作模式,续流阶段加在逆变电感上的电压在模式 1 和 2 时等于电网电压 v_g ,在模式 3 时等于 $v_g - V_{bus}/2$,电感上的压降不是连续变化的,因此实际的反向电流也出现了分段的情况。

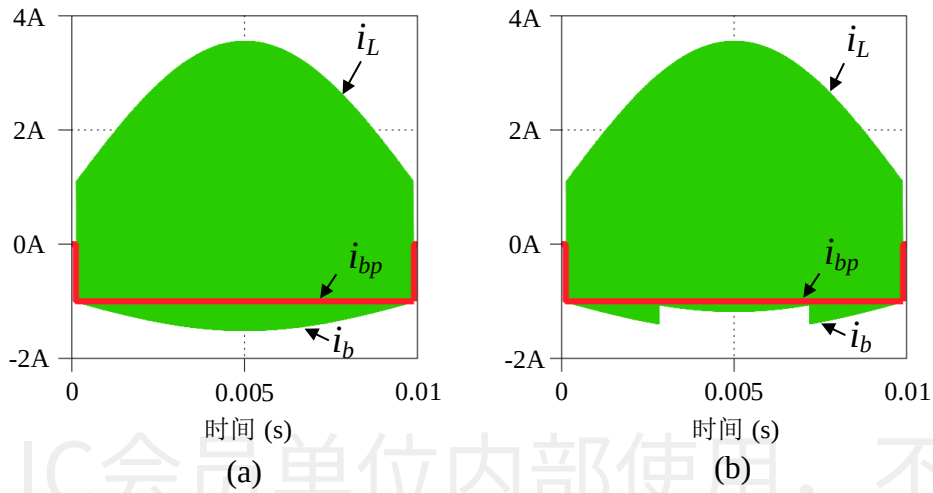


图 3.22 功率管关断延时对反向电流边界造成影响的仿真波形

功率管关断延时导致的反向电感电流畸变会给电路带来两方面影响。第一,在输出电流相同的情况下,反向电流增大会导致电感电流的峰值增大,这会增加元器件的电流应力,也会增加导通损耗。尤其在高频化的需求下,如果逆变电感取值很小,电感电流斜率很大,在相同的关断延时下反向电流畸变会更大,电感电流的峰峰值以及导通损耗会进一步增加。第二, T 型逆变器的反向电感电流出现分段的情况,这会影响输出并网电流的波形质量。因此我们希望实际反向电感电流可以保持连续,并且不会向下“凸”出去太多。为了达到这个效果,可以改变 DSP 里面模拟比较器的负端所设定的反向电流值。将式(3-10)稍作改变可以得到反向电流设定值 $i_{bp}(t)$ 的表达式,如式(3-11)所示。实际反向电流值 $i_b(t)$ 设定为需要的恒定值,功率管的关断延迟时间 t_d 可以通过实测或者实际调试得到,续流阶段的电感电压 v_{Lsf} 可以通过采样的输入输出电压计算得到,由此就可以计算出 DSP 里面反向电流的设定值。对于全桥逆变器和 T 型逆变器来说, DSP 里反向电流设定值 $i_{bp}(t)$ 的表达式分别如式(3-12)和式(3-13)所示。在仿真电路中使用这个修正的反向电流设定值,可以得到修正后的电感电流波形,如图 3.23 所示。

$$i_{bp}(t) = i_b(t) - t_d \cdot \frac{v_{Ls-f}(t)}{L_s} \quad (3-11)$$

$$i_{bp}(t) = i_b - t_d \cdot \frac{\sqrt{2}V_{grms}}{L_s} \cdot \sin(t) \quad (3-12)$$

$$i_{bp}(t) = \begin{cases} i_b - \frac{t_d}{L_s} \cdot \sqrt{2}V_{grms} \cdot \sin(t), & \text{模式1和2} \\ i_b - \frac{t_d}{L_s} \cdot (\sqrt{2}V_{grms} \cdot \sin(t) - \frac{V_{bus}}{2}), & \text{模式3} \end{cases} \quad (3-13)$$

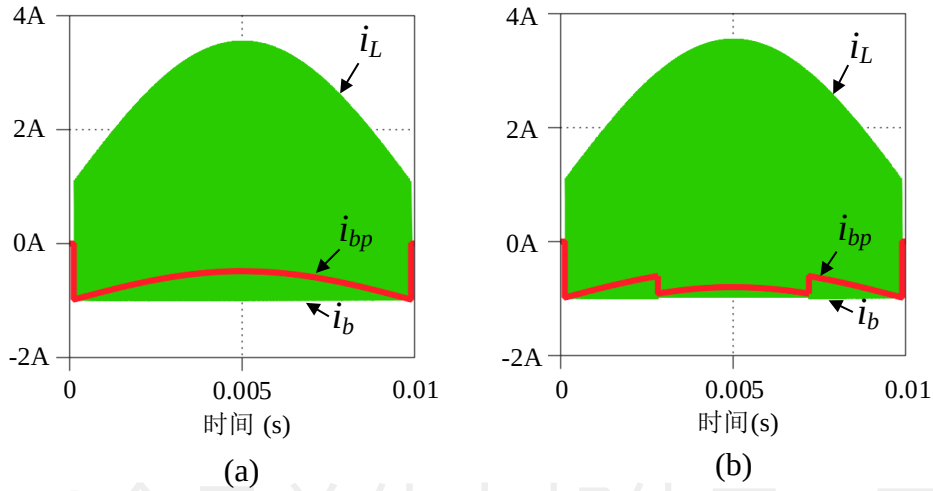


图 3.23 修正后的反向电感电流仿真波形

3.5.2 T 型桥臂的 ePWM 配置

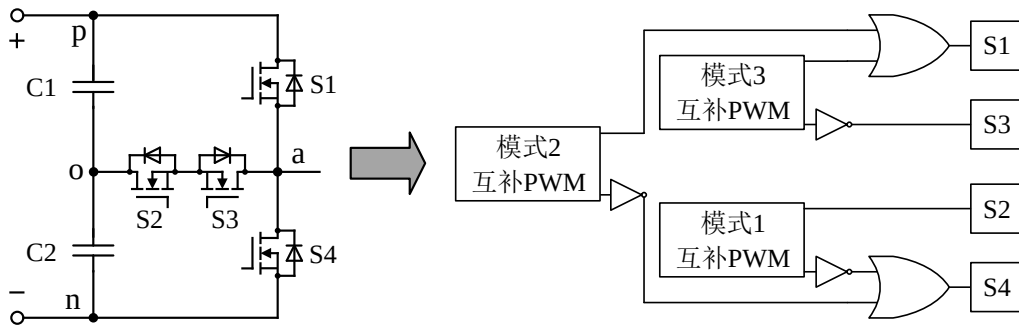


图 3.24 T 型桥臂三种工作模式下的开关管工作逻辑

T 型桥臂在半个工频周期内有三种工作模式，以正半周为例，每种工作模式下的开关管工作逻辑如图 3.24 所示。模式 1 时，S2 和 S4 高频互补工作；模式 2 时，S1 和 S4 高频互补工作；模式 3 时，S1 和 S3 高频互补工作。由于每种工作模式开关管的工作逻辑不同，当发生模式切换的时候需要先将 T 型桥臂短时间内关掉来重新配置开关逻辑，然而这样会使逆变电感电流波形出现中断，影响输出电流质量。本节提出一种合理的 ePWM 模块配置方法，不用重新配置开关逻辑，只需要赋上不同的 ePWM 比较值就可以实现流畅的模

式切换,从而减小模式切换对输出电流波形的影响。

在电网正半周，T 型桥臂的 ePWM 配置逻辑如图 3.25 所示。S1 和 S3 采用一对互补的 ePWM 信号，S2 和 S4 采用一对互补的 ePWM 信号，两组 ePWM 的计数器保持同步。当计数器等于 0 时，S1 和 S2 同时置高。当计数器等于比较值 A 时，S1 置低，S2 保持原状。当计数器等于比较值 B 时，S1 保持原状，S2 置低。比较值 B 应该大于或等于比较值 A，否则 S1 和 S4 会同时开通，造成直流母线的短路。

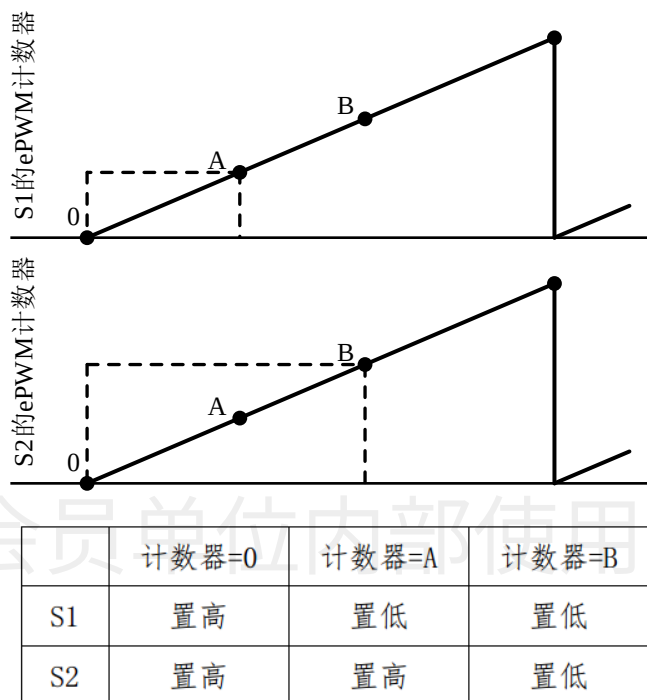


图 3.25 T 型桥臂的 ePWM 配置逻辑

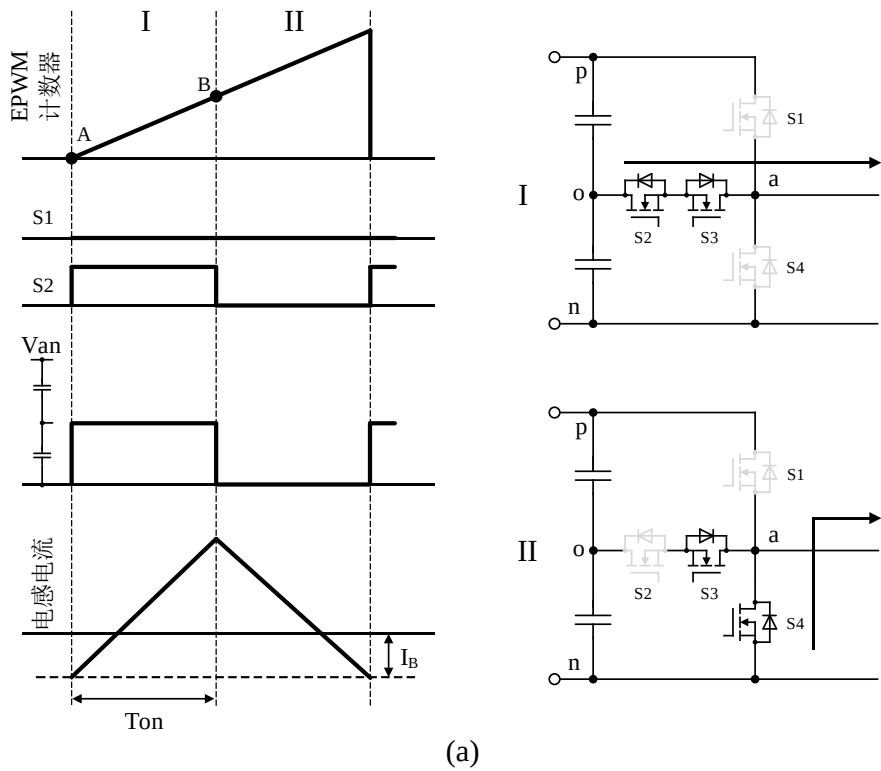
根据图 3.25 的配置逻辑，只要合理配置比较值 A 和 B，就可以使 T 型桥臂工作在三种工作模式中的任何一种，这里以电网正半周为例说明如下。

图 3.26(a)是 T 型桥臂工作在模式 1, 此时比较值 A 等于 0, 比较值 B 对应主管导通时间。S1 常关, S3 常通, S2 和 S4 分别作为主管和续流管。T 型桥臂中点在零电位和母线中点电位间跳变。

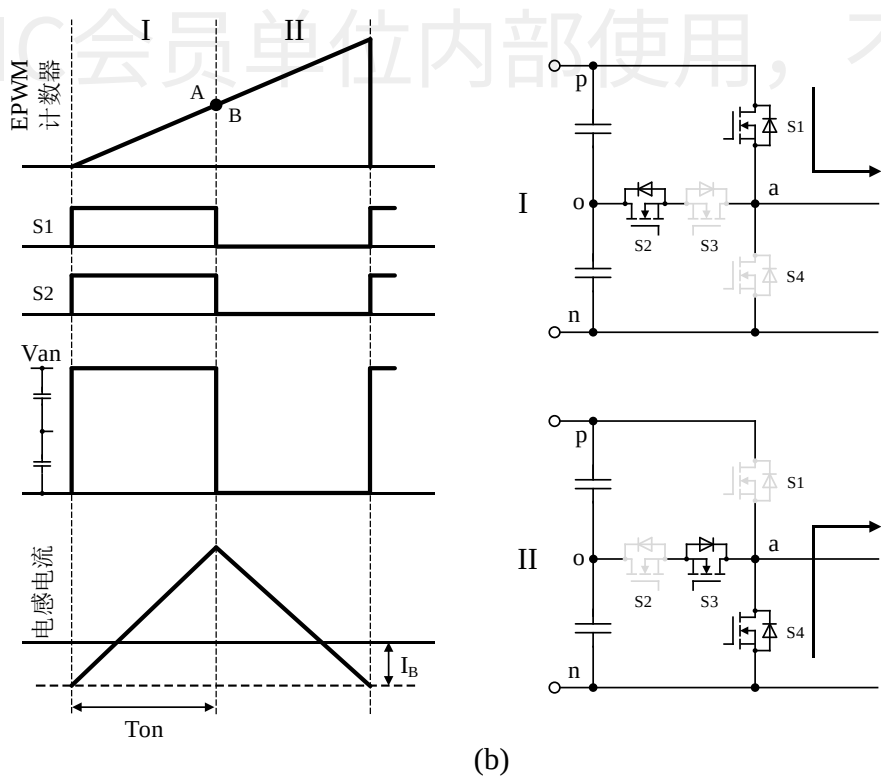
图 3.26(b)是 T 型桥臂工作在模式 2，此时比较值 A 和 B 相等且对应主管导通时间。在开关周期开始时，S1 和 S2 同时开通，充电电流优先流过 S1。当计数器等于比较值 A 和 B 时，S1 和 S2 同时关断，S3 和 S4 同时开通，此时续流电流会流过 S4。从外部来看，S1 和 S4 呈现出互补开通的效果，T 型桥臂中点在零电位和母线电位间跳变。

图 3.26(c)是 T 型桥臂工作在模式 3，此时比较值 A 等于主管导通时间，比较值 B 等于开关周期值（实际上需要略大于周期值）。S2 常通，S4 常关，S1 和 S3 分别作为主管和

续流管。T 型桥臂中点在母线中点电位和母线电位间跳变。



(a)



(b)

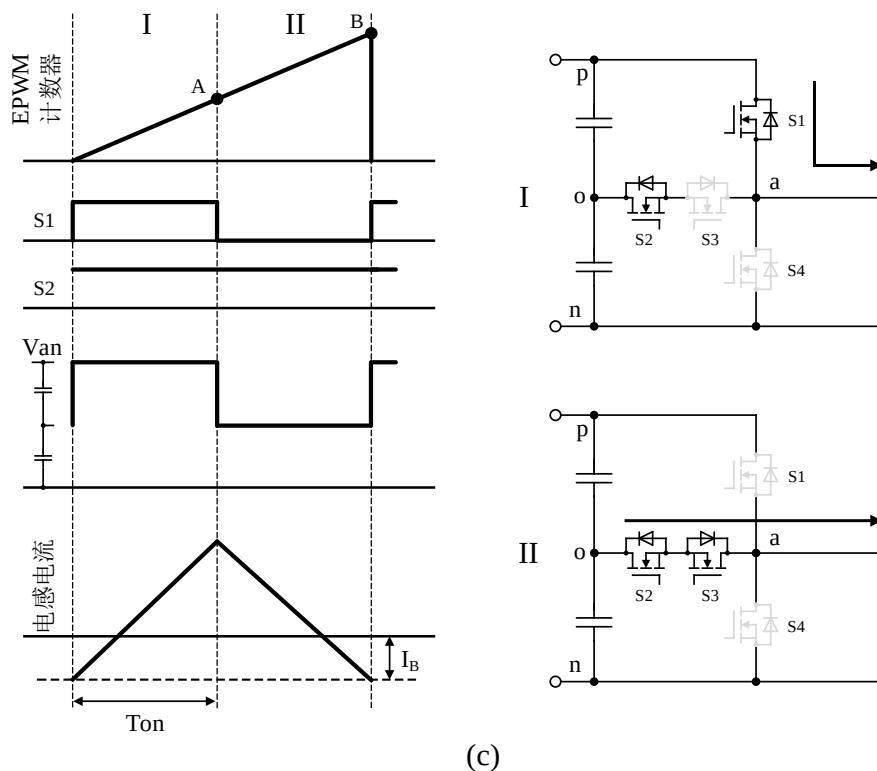


图 3.26 T 型桥臂在三种工作模式下的 ePWM 配置与电路示意图。(a)模式 1, (b)模式 2, (c)模式 3。

根据这种配置方式,只需要提供不同的比较值 A 和 B 就可让 T 型桥臂自动进入不同的工作模式,实现流畅的模式切换。以图 3.27 为例,DSP 在电流过零中断中给比较值 A 和 B 赋值。起先 T 型桥臂工作在模式 1,比较值 A 等于 0,比较值 B 等于主管导通时间。当需要发生模式切换时,直接在电流过零中断中给比较值 A 和 B 赋上新的值,令比较值 A 和比较值 B 相等,都等于主管导通时间。但这些比较值在下一开关周期开始时才会被装载。当新的比较值被装载后,T 型桥臂会自动进入模式 2。由此可见,虽然 T 型桥臂有好几种工作模式,但是开关管的 ePWM 配置不需要改变,只需要改变比较值就可以改变工作模式。图 3.28 是半个工频周期内的电感电流仿真波形,图中也给出了理想的模式切换的细节波形。

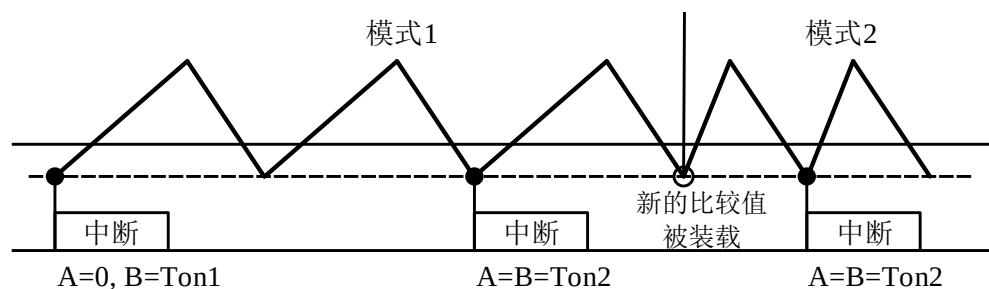


图 3.27 T 型桥臂的模式切换示意图

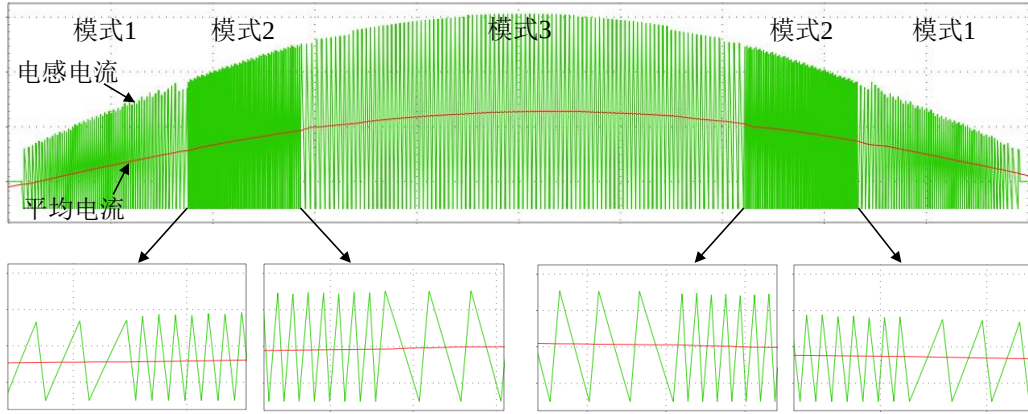


图 3.28 半个工频周期的电感电流仿真波形

3.5.3 直流母线电容的均压问题

单相 T 型并网逆变器是三电平结构，直流母线是两个电容串联，因此存在电容均压的问题。这里我们定性分析 T 型桥臂三种模式下母线电容的电荷转移情况以及不均压的机制，以此作为均压控制的基础。图 3.29 给出了一个开关周期内的逆变电感电流波形，从中可以看到在充电和续流两个阶段所累积的电荷量 Q_a 和 Q_b ，在实际工作中这些电荷量将会由电源和母线电容提供或者是自行独立续流。图 3.30 给出了电网正半周时 T 型桥臂在三种模式下的母线电容充放电情况。需要注意的是，电路实际工作总是由母线电容先给后级提供能量，而直流源在这个过程中不断给母线电容补充能量，电容充放电与直流源的供电处于动态平衡。母线电容上的电压在一个开关周期内会有微小的波动，然而其串联电压值经过开关周期平均后总是等于直流源电压。因此我们这里忽略母线电容充放电与直流源电压的暂态不平衡，假定在任何时刻母线电容的串联电压值都严格等于直流源电压，且假定两个母线电容的容值相等，这样使得母线电容的电荷转移分析更加清晰简洁。三种模式下的母线电容充放电情况分析如下，相应的电荷累积情况列在表 3.1 中。

模式 1

电感充电阶段，C2 放电来给输出提供能量，因此其电压会降低，根据假设的串联电压值不变，直流源会给 C1 充电。因为 C1 和 C2 的电压变化量是相等的且极性相反，所以 C1 的充电量等于 C2 的放电量。另一方面，根据基尔霍夫电流定律，母线中点电荷守恒，C1 的充电量与 C2 的放电量加起来等于电感电流累积的电荷量 Q_a 。由此可以得到，C1 的电荷累积是 $Q_a/2$ ，C2 的电荷累积是 $-Q_a/2$ 。电感续流阶段，母线电容与电流回路是脱开的，因此 C1 和 C2 的电荷累积都为 0。

模式 2

电感充电阶段，C1 和 C2 一同放电给输出提供能量，根据假设的串联电压值不变，可以认为此时是由电压源提供能量，电容不参与。因此 C1 和 C2 的电荷积累都为 0。从物理意义来看，C1 和 C2 是串联起来一同给输出供电，它们是一同充电一同放电，所以也可以看出不会影响电容均压。电感续流阶段，母线电容与电流回路是脱开的，同样 C1 和 C2 的电荷累积都为 0。

模式 3

电感充电阶段，此时的情形和模式 2 的充电阶段一样，所以 C1 和 C2 的电荷积累都为 0。电感续流阶段，此时的情形与模式 1 的充电阶段一样，只是电感电流累积的电荷量为 Q_b ，因此 C1 的电荷累积是 $Q_b/2$ ，C2 的电荷累积是 $-Q_b/2$ 。

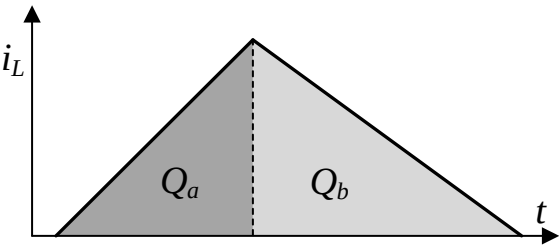


图 3.29 一个开关周期内的逆变电感电流波形

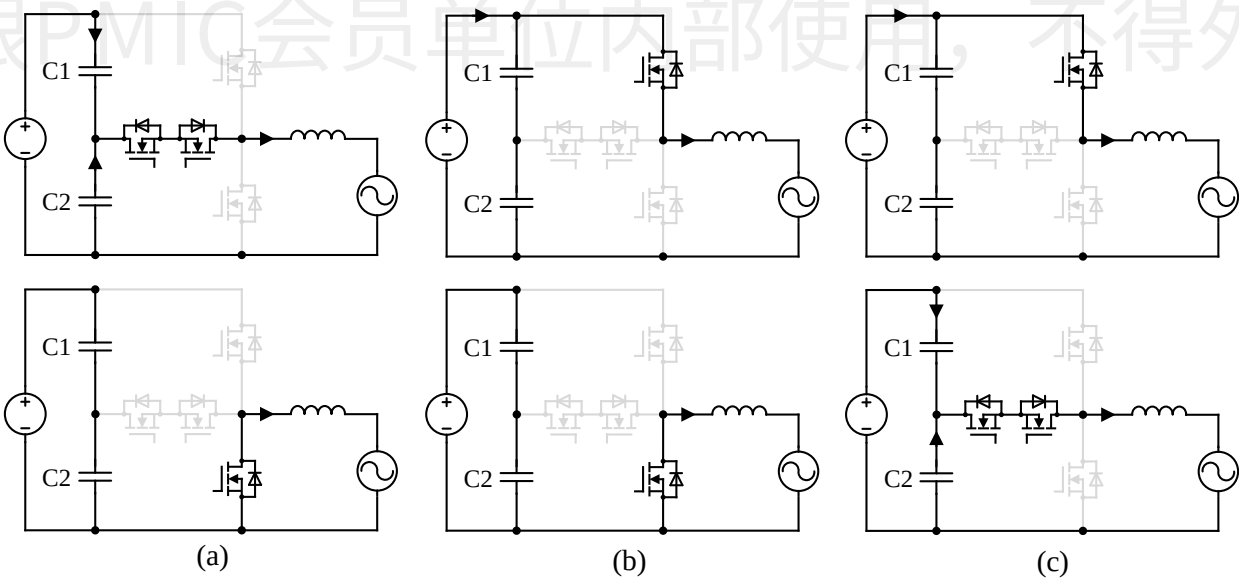


图 3.30 电网正半周时 T 型桥臂在三种模式下的母线电容充放电情况。(a)模式 1，(b)模式 2，(c)模式 3。

表 3.1 三种模式下母线电容充放电情况

	模式 1		模式 2		模式 3	
	充电阶段	续流阶段	充电阶段	续流阶段	充电阶段	续流阶段
C1	$Q_a/2$	0	0	0	0	$Q_b/2$
C2	$-Q_a/2$	0	0	0	0	$-Q_b/2$

根据上面的分析,图 3.31 标示出了电网正半周电感电流影响母线电容均压的部分(灰色阴影部分)。在模式 1 时是充电阶段影响均压, C1 充电, C2 放电。在模式 2 时不影响均压, C1 和 C2 不充不放。在模式 3 时是续流阶段影响均压, C1 再次充电, C2 再次放电。电网负半周的情形是对称的, 这里不再赘述。

图 3.32 给出了 C1 和 C2 在一个工频周期内电压变化的趋势。电网正半周时 C1 是在不断累积电荷, C2 是在不断消耗电荷, 电网负半周时则刚好相反, C1 不断消耗电荷, C2 不断累积电荷。

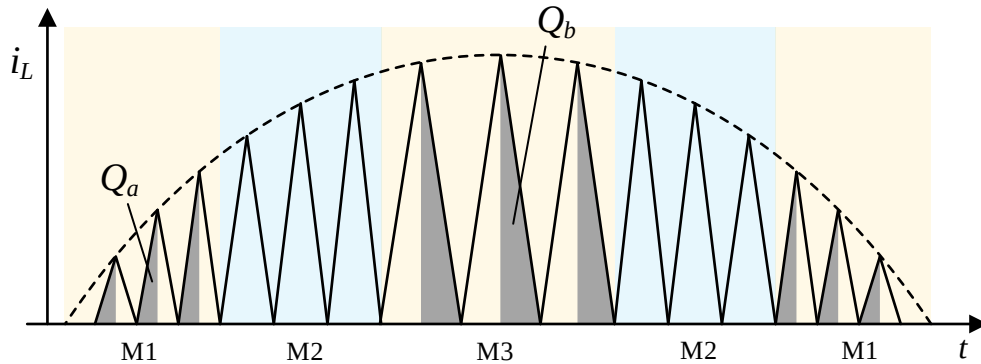


图 3.31 电网正半周电感电流影响母线电容均压的部分

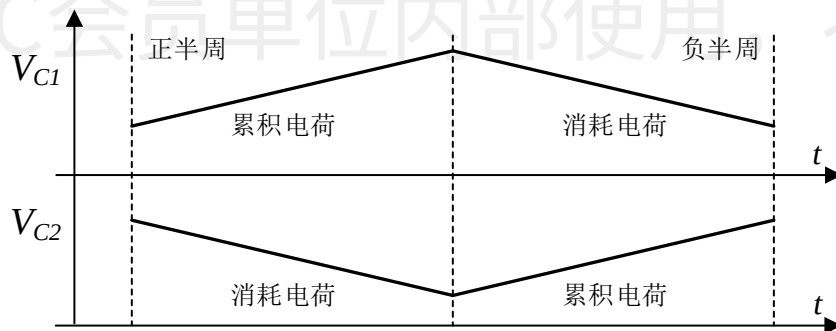


图 3.32 C1 和 C2 在一个工频周期内电压变化的趋势

电路实际工作时正负半周肯定不是完全对称的, 所以很可能出现一个电容累积的电荷过多, 一个电容消耗的电荷过多的情况, 从而导致电容不均压。电容不均压显然会影响电路的正常工作, 因此需要均压控制。图 3.33 给出了均压控制的示意图, 通过调整正半周的输出电流指令来恢复 C1 和 C2 充放电的平衡。从前面的分析已经知道, 正半周有助于 C1 积累电荷, C2 消耗电荷, 负半周有助于 C1 消耗电荷, C2 积累电荷。因此当 C1 的电压高于 C2 的电压时, 应该让正半周的电流小于负半周的电流, 使得 C2 更多积累电荷, C1 更多消耗电荷。当 C1 的电压低于 C2 的电压时, 应该让正半周的电流大于负半周的电流, 使得 C1 更多积累电荷, C2 更多消耗电荷。

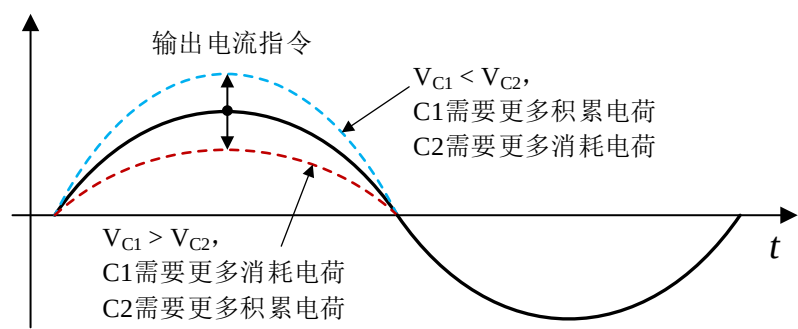


图 3.33 通过调整输出电流指令实现均压控制

均压控制会分别采样 C1 和 C2 的电压，然后产生两个电压环，如图 3.34 所示。一个是电压和环，负责得到基本的输出电流指令，由此将直流母线电压稳定在设定的基准值。一个是电压差环，负责对已有的电流指令进行微调，从而实现均压。最终得到的电流指令会用来计算主管的导通时间 t_{on} 。根据这种均压策略，图 3.35 给出了相应的仿真波形，一方面母线电压要稳定在基准值，另一方面 C1 和 C2 的电压要均衡。

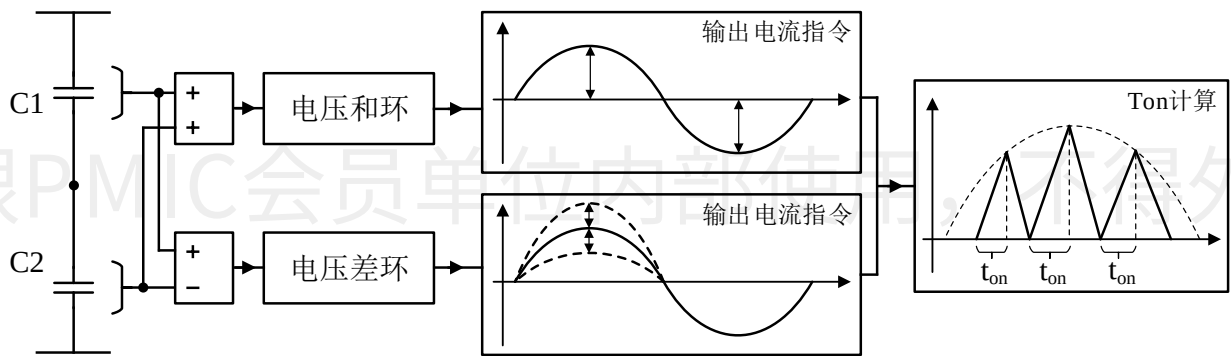


图 3.34 均压控制的示意图

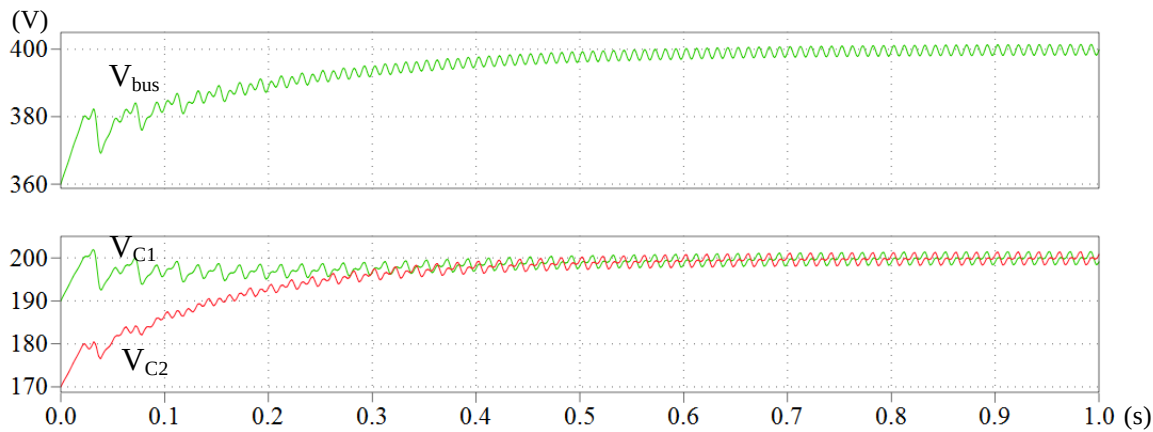


图 3.35 均压控制的仿真波形

3.6 T 型逆变器的损耗分析

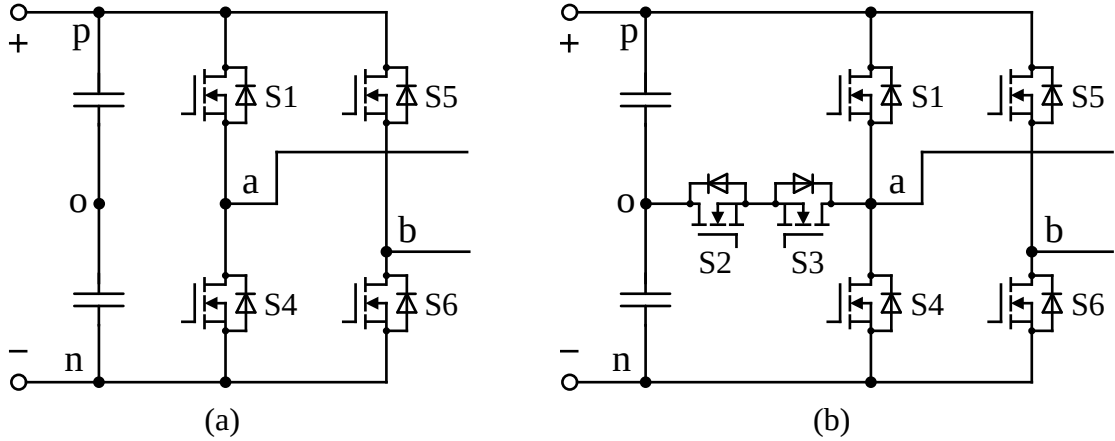


图 3.36 两种电路拓扑。(a)全桥逆变器, (b)T 型逆变器。

本节对工作于 TCM 模式的全桥逆变器和 T 型逆变器的损耗进行量化分析和比较,从而说明 T 型逆变器在效率上的优势。图 3.36 是全桥逆变器和 T 型逆变器的电路拓扑。我们以英飞凌公司的 IPW65R048CFDA 为分析样本,它的导通电阻较小,可以工作在更高的功率。我们这里只分析功率管的导通损耗和开关损耗。

导通损耗比较容易计算,因为导通电阻是确定的,只需要算出电流的有效值即可。图 3.37 是 TCM 三角波的示意图,其有效值的计算如式(3-14)所示。经过化简可以得到三角波的有效值表达式如式(3-15)所示。

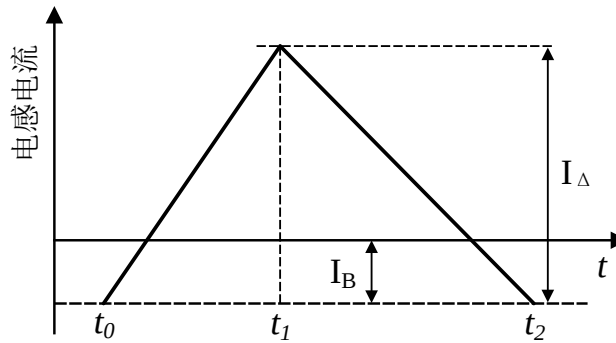


图 3.37 电感电流 TCM 三角波示意图

$$I_{rms}^2 = \frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{t_1} \left(-I_B + \frac{I_{\Delta}}{t_1} \cdot t \right)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} \left(-I_B + I_{\Delta} - \frac{I_{\Delta}}{t_2 - t_1} \cdot (t - t_1) \right)^2 dt \right] \quad (3-14)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{(3 \cdot I_B^2 - 3 \cdot I_B \cdot I_{\Delta} + I_{\Delta}^2)}{3}} \quad (3-15)$$

开关损耗我们借助仿真软件来估算,由于功率管是零电压开通,所以只需要估算关断损耗。从英飞凌官网可以得到 IPW65R048CFDA 的 PSpice 模型,将该模型导入到仿真软

件 iSimPE 搭建的双脉冲电路,可以得到功率管关断瞬态的电压波形和电流波形,如图 3.38 所示,由此可以得到电压电流交叠产生的关断损耗。图 3.39 是由此得到的一组典型的关断损耗曲线,将其拟合可以得到式(3-16)。

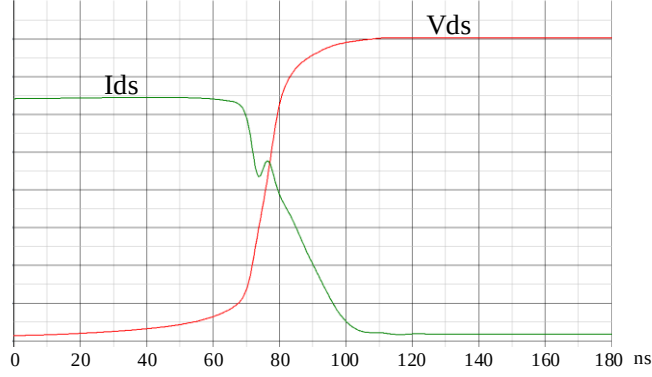


图 3.38 仿真软件中得到的功率管关断瞬态的电压波形和电流波形

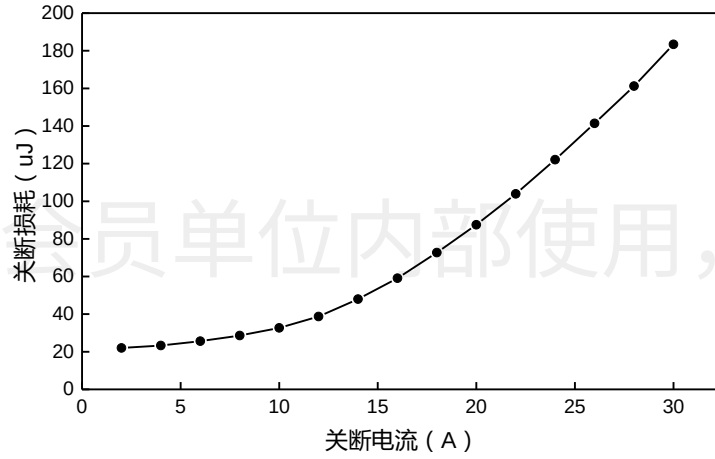


图 3.39 由仿真软件得到的一组典型的 MOSFET 关断损耗曲线

$$W_{sw} = 0.2228 \cdot I^2 - 1.3345 \cdot I + 24.344 \quad (3-16)$$

基于公式(3-15)和(3-16)可以对功率管的导通损耗和开关损耗进行计算,导通损耗包含高频桥臂和工频桥臂两部分损耗。式(3-17)和式(3-18)是对图 3.36(a)所示全桥逆变器功率管的导通损耗和关断损耗的计算。式(3-19)和式(3-20)是对图 3.36(b)所示 T 型逆变器功率管的导通损耗和关断损耗的计算,其中 D_1 和 D_2 分别是模式 1 和模式 3 中电流的占空比,图 3.40 是 T 型逆变器电感电流波形示意图。

$$P_{FBcond} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{rms}^2 \cdot R_{ds(on)} \cdot 2d\theta \quad (3-17)$$

$$P_{FBsw} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} W_{sw} \cdot f_{sw} d\theta \quad (3-18)$$

$$P_{Tcond} = \frac{1}{\pi/2} \cdot \int_0^{\theta_1} I_{rms}^2 \cdot R_{dson} \cdot (2 + D_1) d\theta + \frac{1}{\pi/2} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} I_{rms}^2 \cdot R_{dson} \cdot 2 d\theta + \frac{1}{\pi/2} \cdot \int_{\theta_2}^{\pi/2} I_{rms}^2 \cdot R_{dson} \cdot (2 + 1 - D_2) d\theta \quad (3-19)$$

$$P_{Tsw} = \frac{1}{\pi/2} \cdot \int_0^{\theta_1} W_{sw} \cdot f_{sw} d\theta + \frac{1}{\pi/2} \cdot \int_{\theta_1}^{\theta_2} W_{sw} \cdot f_{sw} d\theta + \frac{1}{\pi/2} \cdot \int_{\theta_2}^{\pi/2} W_{sw} \cdot f_{sw} d\theta \quad (3-20)$$

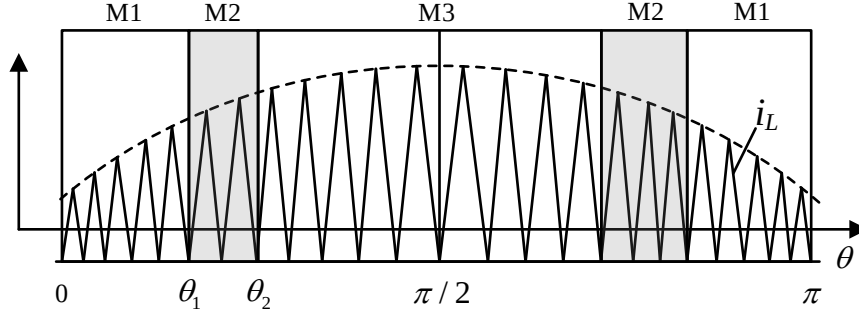
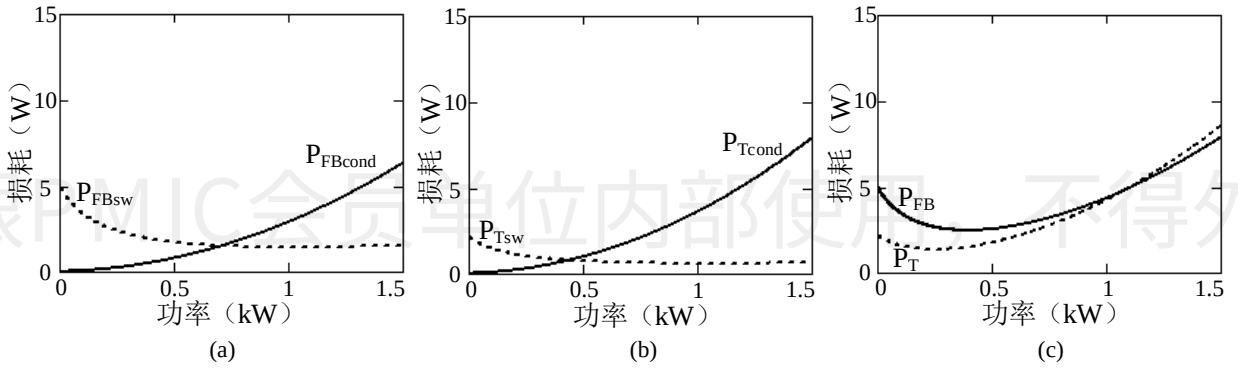
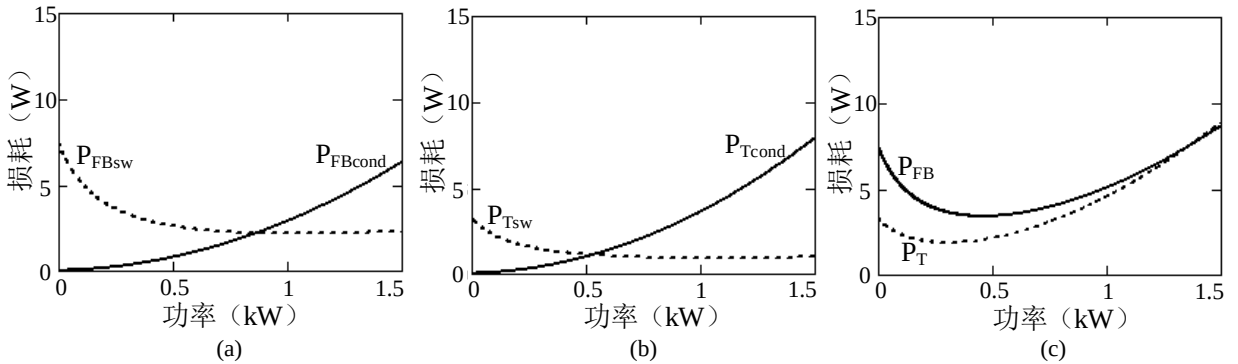


图 3.40 T 型逆变器电感电流波形示意图

图 3.41 功率管损耗曲线（电感取 $180\mu\text{H}$ ）。(a)全桥逆变器的导通损耗和开关损耗，(b) T 型逆变器的导通损耗和开关损耗，(c)全桥逆变器和 T 型逆变器各自的总损耗。图 3.42 功率管损耗曲线（电感取 $120\mu\text{H}$ ）。(a)全桥逆变器的导通损耗和开关损耗，(b) T 型逆变器的导通损耗和开关损耗，(c)全桥逆变器和 T 型逆变器各自的总损耗。

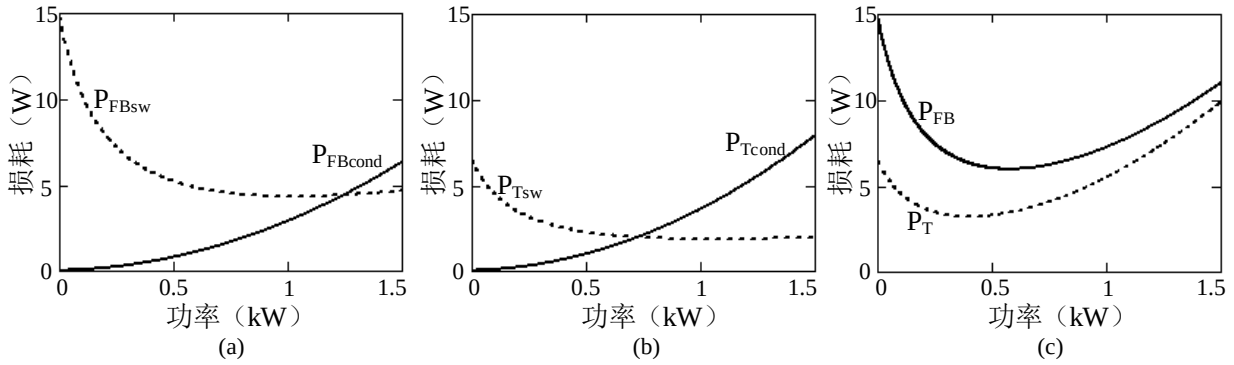


图 3.43 功率管损耗曲线（电感取 $60\mu\text{H}$ ）。(a)全桥逆变器的导通损耗和开关损耗，(b)T 型逆变器的导通损耗和开关损耗，(c)全桥逆变器和 T 型逆变器各自的总损耗。

根据上面的公式，可以得到全桥逆变器和 T 型逆变器的功率管损耗曲线。电路参数如下：直流母线电压为 400V ，电网电压为 220V_{rms} ，反向电流设为 -1A 。逆变电感分别取 $180\mu\text{H}$ 、 $120\mu\text{H}$ 和 $60\mu\text{H}$ ，从而得到图 3.41、图 3.42 和图 3.43 的功率管损耗曲线图。电感的不同会带来开关频率变化范围的不同，电感越小，整体的开关频率越高。从上面的损耗曲线可以得出几个结论：

- 1) 不论是全桥逆变器还是 T 型逆变器，轻载时开关损耗占主要部分，重载时导通损耗占主要部分。随着负载增加，导通损耗逐渐增加，开关损耗逐渐减少，随后开关损耗维持在一个稳定的水平。这是因为虽然重载时单次关断损耗变大了，但是开关频率降低了，所以总的开关损耗变化不大。
- 2) 逆变器的额定功率越大，重载到轻载的开关频率变化范围就越大，在保证重载时高效率工作的情况下，轻载效率难以兼顾，这对全桥逆变器是一个挑战。而 T 型逆变器可以压缩重载到轻载的开关频率变化范围，因此允许逆变器工作在更高的功率等级。
- 3) 在使用相同逆变电感的情况下，T 型逆变器的开关损耗小于全桥逆变器，而导通损耗大于全桥逆变器。图 3.44 是 T 型逆变器与全桥逆变器功率管导通损耗的比值，这里它们使用同样的功率管。可以看到，当负载增大时，这个比值逐渐趋于稳定。当 T 型逆变器的开关损耗优势大于导通损耗劣势时，就能够提高效率。从图中的总损耗曲线可以看到，轻载时 T 型逆变器的总损耗更低。随着负载加重，导通损耗占的比重越来越大，T 型逆变器对全桥逆变器的损耗优势越来越小。甚至当负载大到一定程度时，T 型逆变器的总损耗会超过全桥逆变器。
- 4) 在使用不同感值的逆变电感时，电感电流的有效值保持不变，但是开关频率会有较大变化。因此在使用不同电感的情况下，功率管的导通损耗保持不变，而开关损耗与开

关频率密切相关，电感越小，开关频率越高，开关损耗越大。

- 5) 功率管的开关损耗曲线和导通损耗曲线会产生一个交汇点。逆变电感越小，导致开关频率越高，这个交汇点越靠右，说明开关损耗在总损耗中占的比重越大，从而 T 型逆变器的降频效果和效率优化越明显。

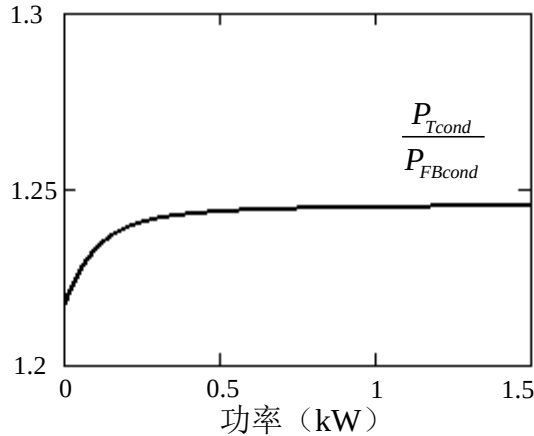


图 3.44 T 型逆变器与全桥逆变器功率管导通损耗的比值

在电路设计中，功率管和逆变电感的选取需要仔细考虑。使用导通电阻小的功率管，可以降低导通损耗，从而允许逆变器工作在更高的功率等级。然而导通电阻小的功率管开关损耗会比较大，此时 T 型逆变器的降频特点可以弥补这个缺点。此外，使用感值小的逆变电感可以减小电感体积，提高功率密度，但是对于全桥逆变器而言开关频率会大幅增加。如果用 T 型逆变器代替全桥逆变器，可以降低开关频率和开关损耗，在提高功率密度的同时，保持一个较高的效率。

3.7 样机设计与实验结果

本章搭建了一个 1kW 的单相 T 型并网逆变器来验证其工作模式和控制方法。图 3.45 是单相 T 型并网逆变器的控制框图，其中包含了几个重要的功能模块。逆变器只采用直流母线电压环，没有并网电流环。直流母线稳压的电压和环与电容均压的电压差环合起来给出并网电流指令，并网电流指令结合输入输出电压以及电感感值等信息计算出主管的导通时间，续流管的关断由硬件复位信号决定。电路实时检测电网电压信号，以此进行模式判断和切换。输出电流功率因数为 1，不具备无功分量调整的能力。为了看出 T 型逆变器对效率的提升，我们需要用工作在 TCM 模式的全桥逆变器作为对比。T 型桥臂因其结构的特点，只要关掉中间两个功率管（S2 和 S3）就能退回到全桥结构，因此 T 型逆变器和全桥逆变器的实验可以在同一个样机上来做并进行对比。

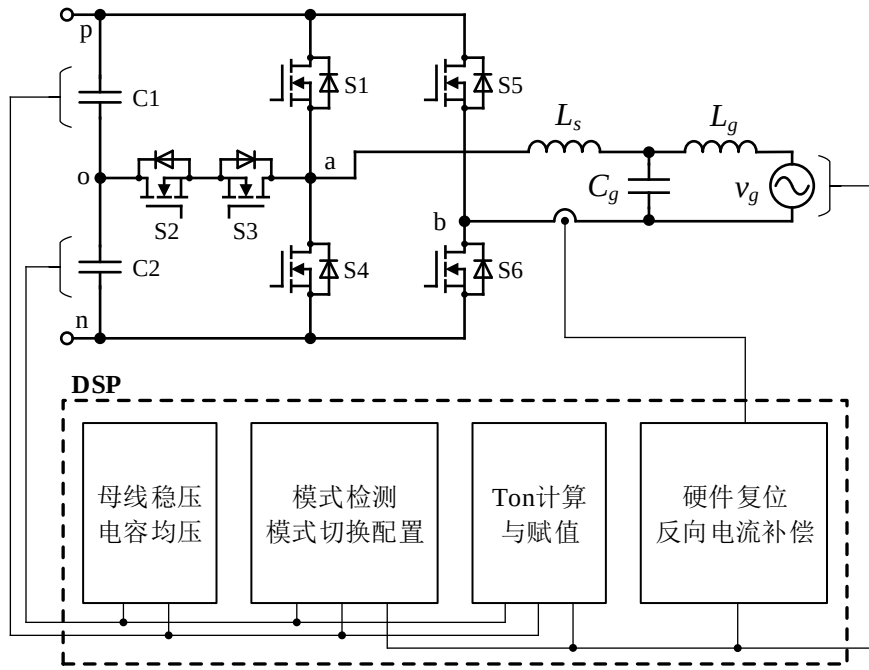


图 3.45 单相 T 型并网逆变器的控制框图

图 3.46 是单相 T 型并网逆变器的电路实物图，样机参数如表 3.2 所示。因为逆变器功率较大，所以功率管采用 TO247 封装，并且采用导通电阻较小的功率管来降低导通损耗。高频电感电流通过霍尔芯片实时采样来与 DSP 里设定的反向电流边界进行比较，从而实现硬件复位。

滤波器的设计简述如下。先确定逆变侧的电感 L_s 。 L_s 直接影响开关频率的范围，因此应该根据需要的开关频率来确定 L_s 。满载时的开关频率最低，我们要确保此时的最低开关频率仍然高于人耳可听的频率范围，这里将最低开关频率设定在 25kHz 左右，由此得到 1000W 样机所需要的电感感值为 120μH。接下来确定滤波电容 C_g 。 C_g 和 L_s 一同构成了一个 LC 滤波电路来滤除开关频率的电流纹波。在 L_s 确定的情况下， C_g 将决定滤波电路的截止频率， C_g 越大，截止频率越低，滤波效果也越好。但是 C_g 太大会增加电容本身的成本和体积，同时产生过多的无功电流，因此也不宜过大。式(3-21)根据无功分量所占的比例来确定 C_g 。其中 P_{rated} 等于 1000W， ω_g 等于 $2\pi \cdot 50\text{rad/s}$ ， V_{grms} 等于 220V， λ 等于 3%，由此算出 C_g 等于 2μF。相应地， L_s 和 C_g 组成的截止频率大约是 10kHz。 L_s 和 C_g 都确定后，最后确定网侧电感 L_g 。逆变电感的高频电流被滤波电容和网侧电感分流，我们希望高频分量尽量走滤波电容，工频分量尽量走网侧电感，这样滤波效果更好。因此网侧电感需要提供一个高的阻抗，从而迫使高频电流从滤波电容 C_g 处走。根据通常的设计经验，令网侧电感的阻抗大约是滤波电容阻抗的 10 倍（在最低开关频率下），会带来较好的滤波效果。因此这里得到网侧电感值为 200μH。

$$C_g = \lambda_g \cdot \frac{P_{rated}}{\omega_g V_{grms}^2} \quad (3-21)$$

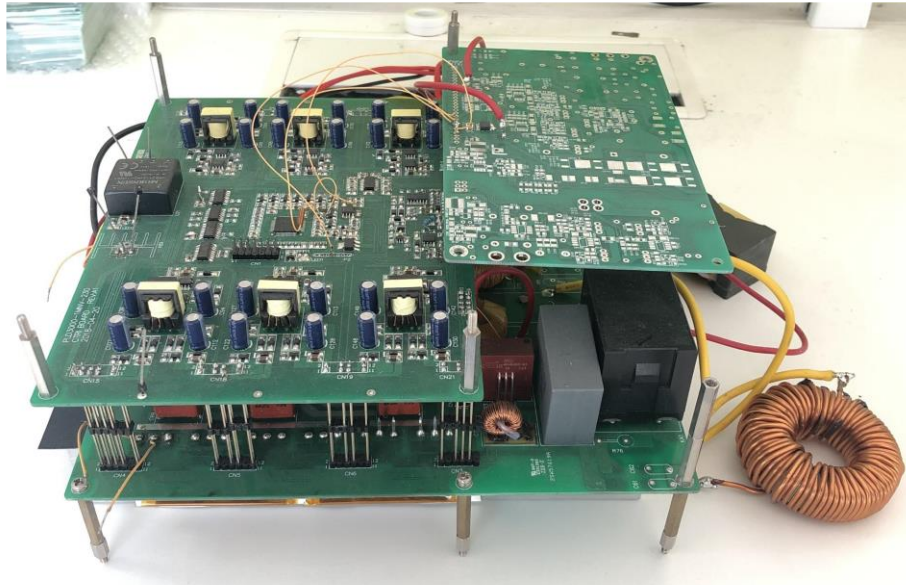


图 3.46 单相 T 型并网逆变器的电路实物图

表 3.2 实验参数

参数	符号	数值
输入电压	V_{bus}	400Vdc
输出电压	V_g	220Vrms
额定功率	P_{rated}	1000W
逆变侧电感	L_s	120 μ H
滤波电容	C_g	2 μ F
网侧电感	L_g	200 μ H
反向电流	i_b	2A
功率管	\	IPW65R048CFDA
霍尔芯片	\	ACS730KLCTR-20AB-T
DSP	\	TMS320F28035

图 3.47 给出了全桥逆变器和 T 型逆变器的主要波形，包括逆变电感电流波形 i_L ，高频桥臂与工频桥臂中点输出的电位差波形 v_{ab} 。从电感电流波形来看，反向电流边界已经得到了补偿，但是因为逆变电感感值较小，电感电流斜率较大，功率管关断延时带来的反向电流畸变比较严重，因此反向电流没有被补偿成一条直线，而是仍然向下有些突出。对于 T 型逆变器，在不同的模式下需要采用不同程度的补偿才能使反向电流边界保持连续。在电网电压过零点处，开关频率会降到很低，以至电路无法正常工作。因此逆变器的高频桥臂和工频桥臂全部关断，在电感电流波形上会看到一个“死区”。从两个桥臂中点输出的电位差波形可以看到 T 型逆变器多电平的特性，但是在模式 2 期间会暂时退回到两电平

状态。多电平的特性，一方面可以降低逆变电感上的电压，从而降低开关频率。另一方面可以降低功率管的关断电压应力，减少单次关断损耗。这两方面都有助于降低逆变器的开关损耗，优化效率。

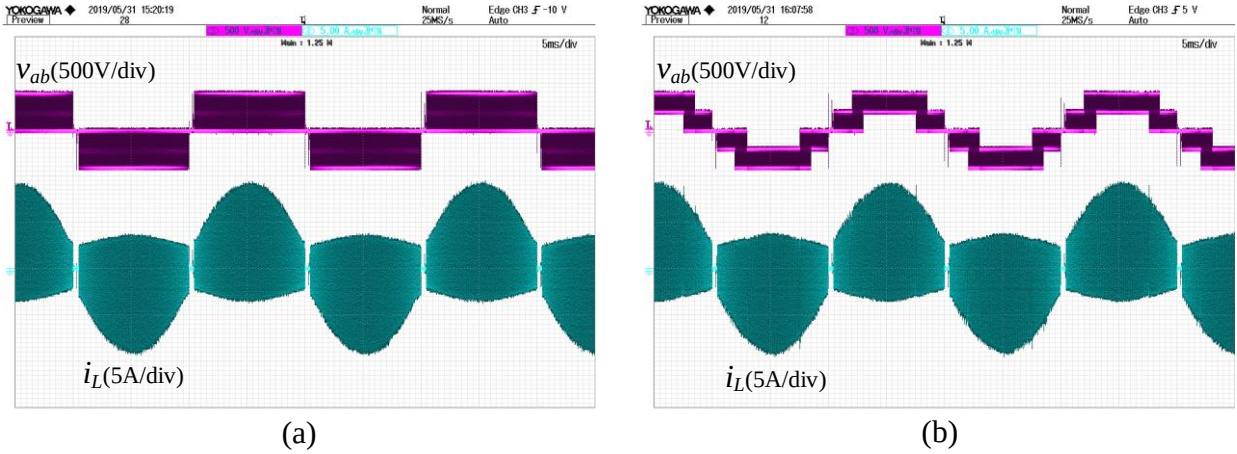


图 3.47 全桥逆变器和 T 型逆变器的桥臂中点电压波形和电感电流波形。(a)全桥逆变器，(b)T 型逆变器。

图 3.48 是全桥逆变器和 T 型逆变器的电感电流波形和输出电流波形。T 型逆变器因为在半个工频周期内存在模式切换，所以输出电流不如全桥逆变器的光滑。

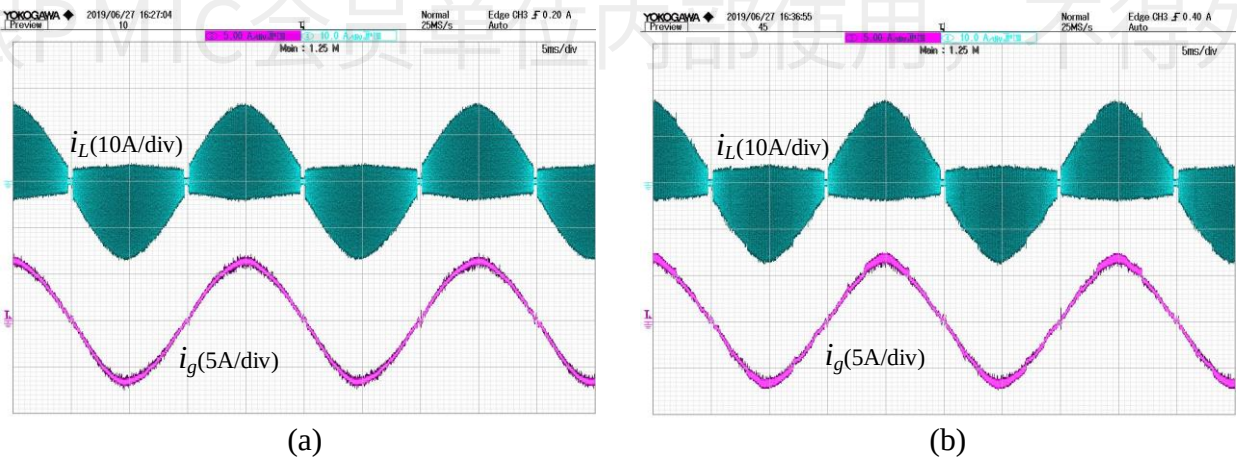


图 3.48 逆变器的电感电流波形和输出电流波形。(a)全桥逆变器，(b)T 型逆变器。

图 3.49 是 T 型逆变器在三个工作模式下的细节波形。在不同工作模式下反向电流总能够实现主管的软开通。在模式 1 和模式 3，T 型桥臂中点的跳变电压只有直流母线电压的一半，因此加在逆变电感上的电压比较小，电感电流斜率变缓，开关频率和开关损耗都降低。模式 2 时 T 型桥臂中点的跳变电压等于直流母线电压，此时加在逆变电感上的电压较大，开关频率和开关损耗也较高。模式 2 作为过渡模式，可以解决电网电压接近直流母线中点电压时模式 1 和模式 3 无法正常工作的问题。

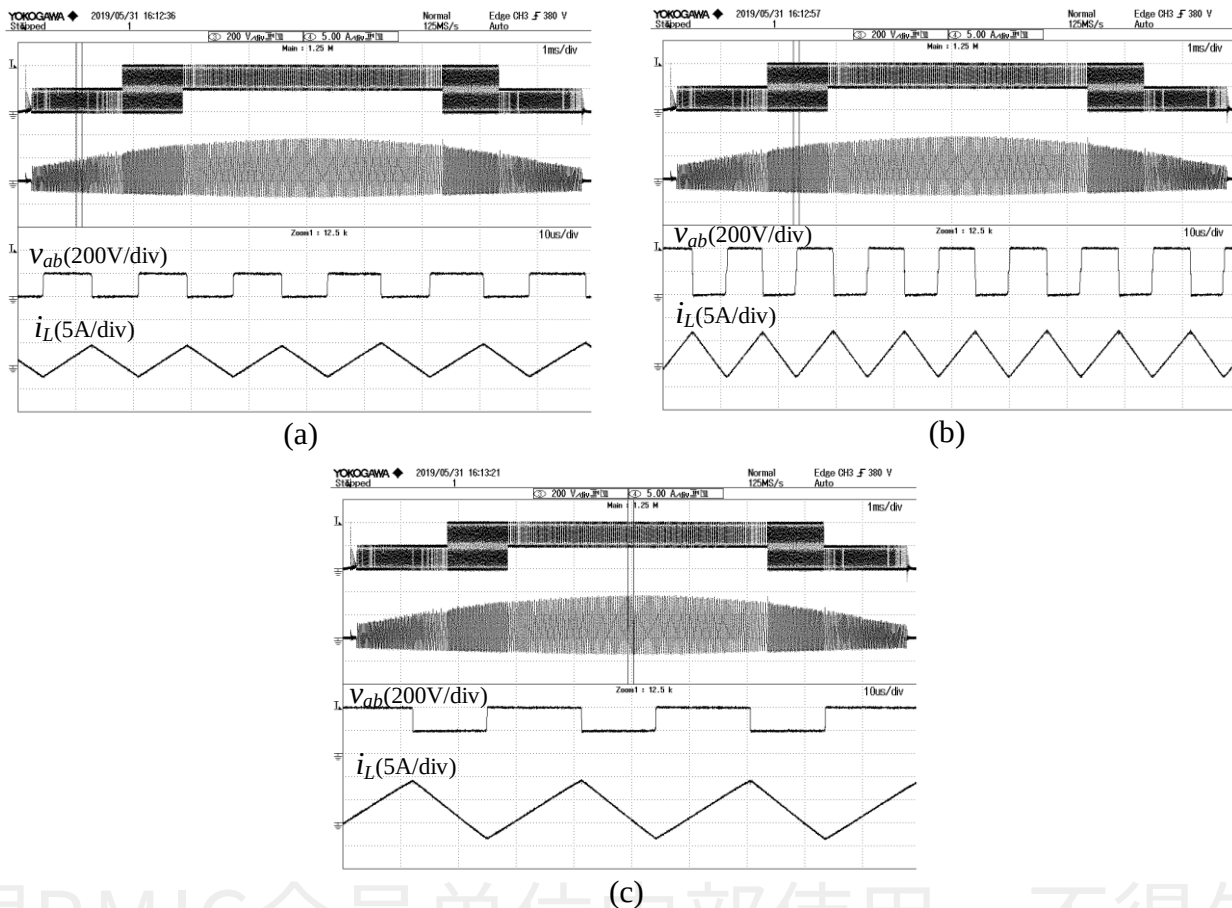


图 3.49 T 型逆變器在三個工作模式下的細節波形。(a) 模式 1, (b) 模式 2, (c) 模式 3。

图 3.50 是 T 型逆變器通過重新配置開關邏輯來實現模式切換的細節波形。開關邏輯的配置是在硬件復位中斷里完成的，在此期間 T 型橋臂的四個開關管全部關斷，電路會進入短暫的斷續模式，從電流電壓的波形可以看到寄生振蕩的現象。這種模式切換比較生硬，電感電流不夠連續，因此會影響輸出電流的波形質量。

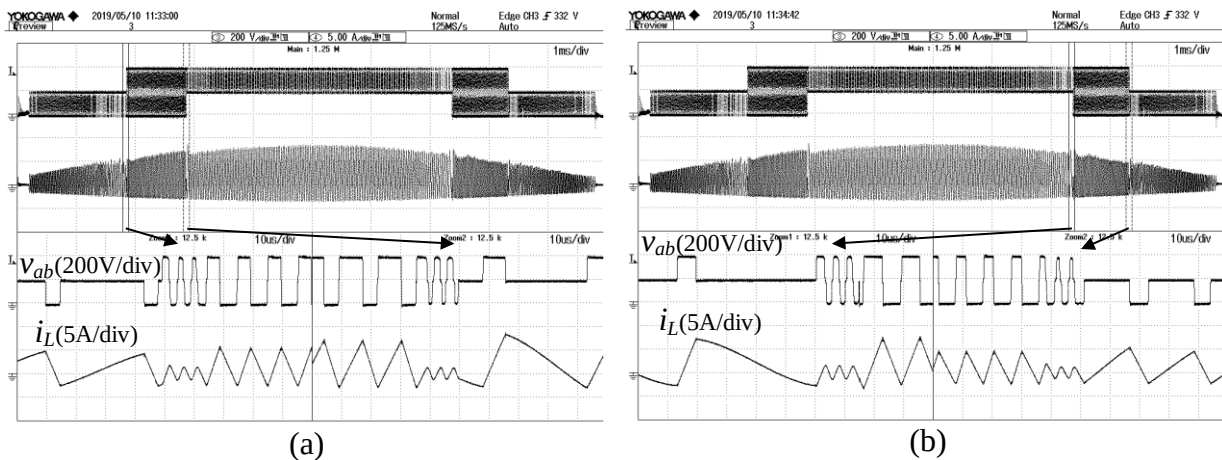


图 3.50 T 型逆變器重新配置開關邏輯實現模式切換的細節波形

图 3.51 是采用本章所提出的 ePWM 模块的配置方式来实现模式切换。和图 3.50 相

比,新的模式切换更加顺畅,电感电流保持连续,不存在切换过程中因为开关管全部关断带来的寄生振荡,从而可以优化输出电流波形。

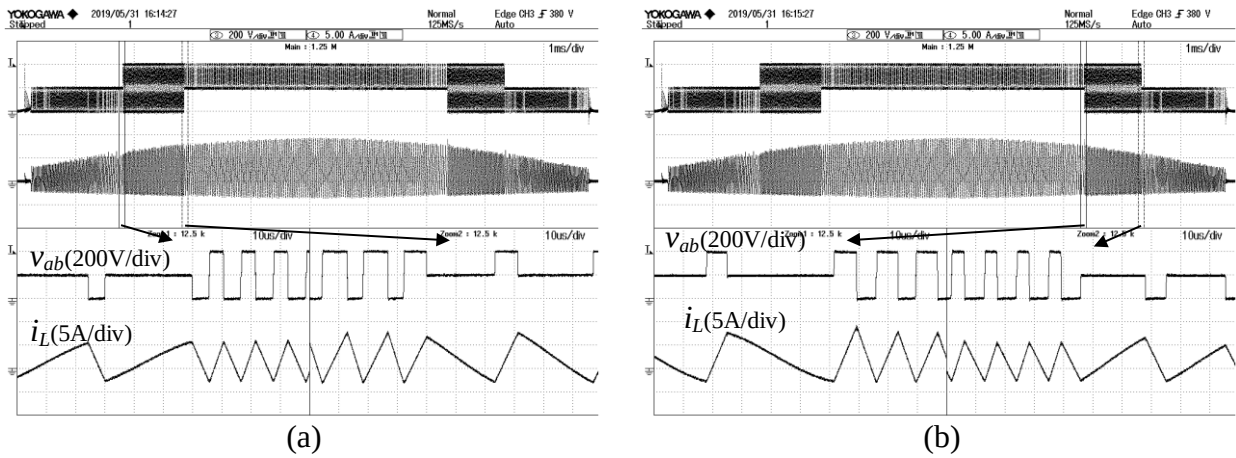


图 3.51 T 型逆变器采用统一 ePWM 配置时模式切换的细节波形

图 3.52 是 T 型逆变器和全桥逆变器的效率对比。负载较重时两者的开关频率都比较低且相差不是很大,此时导通损耗占总损耗的主要部分,因此效率差异不大。当负载较轻时,开关损耗占总损耗的主要部分,全桥逆变器的开关频率较高, T 型逆变器因为多电平的缘故开关频率压得比较低,所以开关损耗也少,因此效率更高。如果将逆变电感进一步减小,将逆变器推向高频化, T 型逆变器的降频效果会更加明显,带来的效率提升也会更加显著。

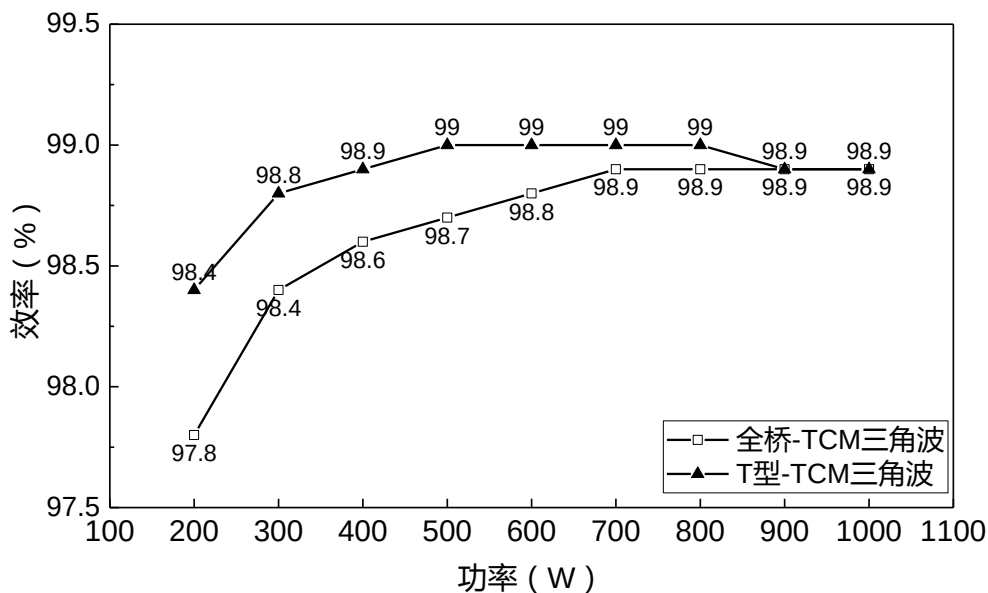


图 3.52 T 型逆变器和全桥逆变器的效率对比

3.8 本章小结

本章将电流临界导通模式应用在单相 T 型并网逆变器中,在保证零电压开通的前提下使用多电平技术降低开关频率和开关损耗,从而优化效率。本章的研究结论和成果有:

- 1) 本章讨论了电流临界导通模式的两种软开关原理,并分析了其变频特性,对全桥逆变器在两种调制方式下的开关频率进行了对比,得出的结论是,在逆变电感不变的情况下,要想降低电流临界导通模式的开关频率,必须降低逆变电感上的压降。基于此,本章讨论了多电平桥臂在电流临界导通模式中应用的可能性。在几种常见的多电平桥臂中,T 型桥臂适合低压场合,使用功率器件少,导通损耗低,模式切换简洁,因此本章针对单相 T 型并网逆变器进行研究。
- 2) 本章详细分析了工作在电流临界导通模式下的单相 T 型并网逆变器的工作原理。根据电网电压和直流母线中点电压的关系,T 型桥臂分为 3 个工作模式。其中模式 1 和模式 3 是三电平模式,可以有效降低开关频率。模式 2 是模式 1 和模式 3 之间的过渡模式,属于两电平模式,它可以解决电网电压接近直流母线中点电压时模式 1 和模式 3 不能正常工作的问題。本章对全桥逆变器和 T 型逆变器的开关频率进行了对比,结果表明,在逆变电感相同的情况下,T 型逆变器具有明显的降频效果,这为其效率优化奠定了基础。
- 3) 本章详细讨论了单相 T 型并网逆变器在实际工作中的三个问题。第一个问题是电流临界导通模式的电流控制及波形修正。电流控制采用数字加模拟的方式,主管的导通时间在 DSP 里计算得到,续流管的关断由硬件复位实现。由于功率管存在关断延时,反向电感电流会产生畸变,本章通过补偿反向电流边界线来修正反向电流。第二个问题是 T 型桥臂的 ePWM 模块配置。T 型逆变器在半个工频周期内存在三个工作模式,本章提出了一种合理的 ePWM 配置逻辑,在模式切换时不需要改变开关管的配置,只要在 ePWM 寄存器里赋上不同的比较值就可以改变工作模式,实现工作模式的流畅切换。第三个问题是直流母线电容的均压。经分析可以知道,电网正半周 C1 积累电荷,C2 消耗电荷,电网负半周 C1 消耗电荷,C2 积累电荷。当电容出现不均压时,如果 C1 电压高于 C2 电压,应该让正半周的电流指令小于负半周的电流指令,使 C2 更多积累电荷。如果 C1 电压低于 C2 电压时,应该让正半周的电流指令大于负半周的电流指令,使 C1 多积累电荷。所以控制采用一个电压和环加一个电压差环,共同来产生电流指令。

- 4) 本章对 T 型逆变器和全桥逆变器功率管的损耗进行了定量分析,得出的结论是,开关损耗在总损耗中占的比例越高,T型逆变器相比于全桥逆变器效率优化的效果越明显。当逆变器的额定功率较大时,重载到轻载的开关频率变化范围会比较大,此时 T 型逆变器的降频特点得以充分发挥,轻载效率会有明显改善。当使用高频化来提高功率密度时, T 型逆变器同样可以限制开关损耗的骤增,从而保持较高的转换效率。

仅限PMIC会员单位内部使用, 不得外传

第四章 电流临界导通模式下单相 T 型并网逆变器控制策略的优化

4.1 引言

上一章介绍了电流临界导通模式下单相 T 型并网逆变器的基本工作原理,详细讨论了一些关键的技术细节,并且通过实验验证了其对效率的提升。然而此工作原理仍然存在一些问题。第一,在半个工频周期内,T 型逆变器会有三个工作模式,当 T 型逆变器工作在过渡模式(模式 2)时,实际上是两电平模式,加在逆变电感上的电压较大,因此开关频率很高。这样虽然不会增加太多的开关损耗(因为过渡模式时间很短),但是开关频率变化范围太大不利于电路的设计。第二,T 型逆变器在不同工作模式下的导通时间计算公式是不一样的,因而在电路实际运行中由于硬件参数不一致等因素导致不同工作模式下的输出电流波形存在错位,需要对导通时间的计算公式进行修正才能使输出电流光滑对接,这样增加了控制的复杂性。此外,模式切换前后的电流开关频率存在突变,这会影响输出电流的波形质量。

针对上面的问题,本章深入挖掘了 T 型桥臂在电流临界导通模式下的工作方式,对单相 T 型并网逆变器的控制策略进行了优化。针对第一个问题,本章基于 T 型桥臂提出了三段式的准梯形电感电流波形,以此代替过渡模式的两电平 TCM 三角波,这样有助于降低整个工频周期内开关频率的变化范围。针对第二个问题,本章将三段式的准梯形电感电流波形应用在整个工频周期内,从而使 T 型逆变器只工作在一种工作模式,避免了模式切换给输出电流波形带来的不利影响。

4.2 基于 T 型桥臂的三段式准梯形波工作原理

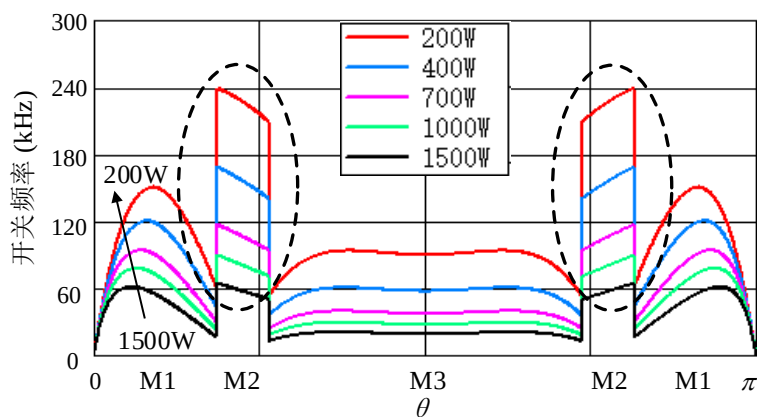


图 4.1 T 型逆变器的过渡模式开关频率很高

如引言所说, T 型逆变器工作在过渡模式(模式 2)时, 其实是两电平模式, 此时开关频率很高, 如图 4.1 所示。这样虽然不会增加太多的开关损耗(因为过渡模式时间比较短), 但是会扩大开关频率的变化范围, 不利于逆变电感的选取和电路的优化。

本节针对 T 型逆变器的过渡模式提出了一种全新的工作方式, 电感电流波形不再是 TCM 三角波, 而是三段式的准梯形波, 从而有效降低了过渡模式过高的开关频率, 压缩了半个工频周期内开关频率的变化范围。这里以正半周为例, 详述其工作原理如下。

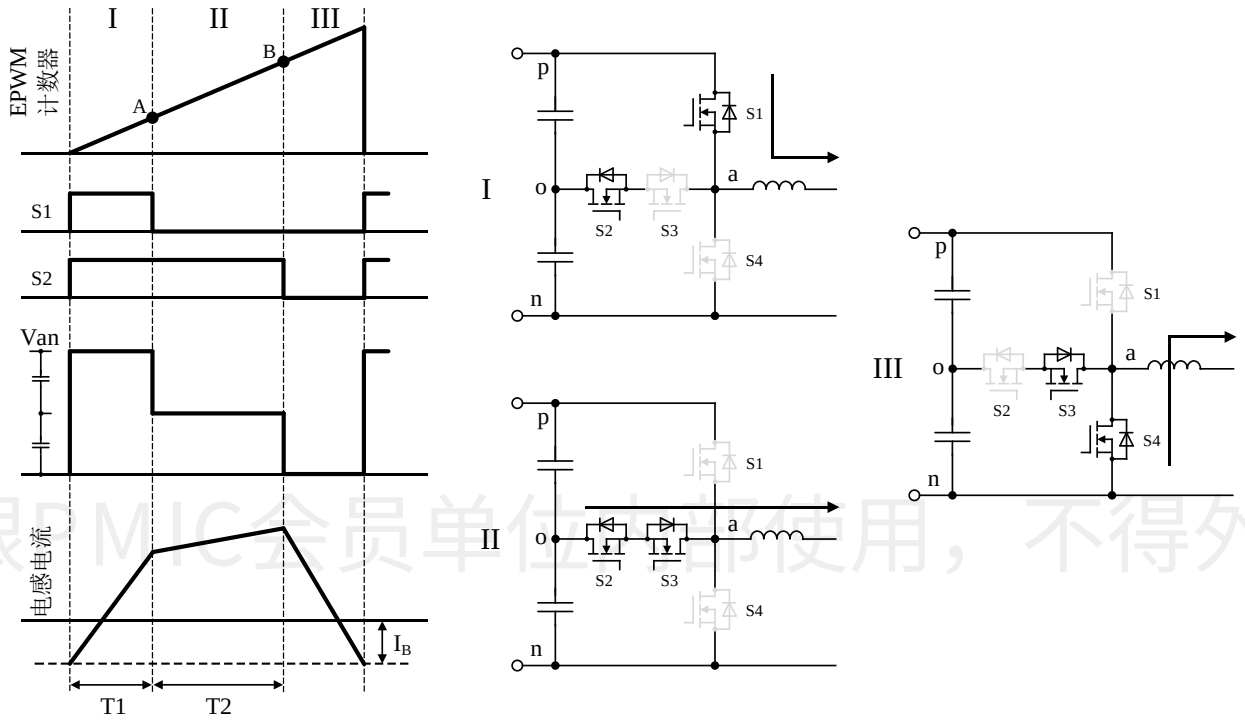


图 4.2 电感电流采用准梯形波的工作原理示意图

图 4.2 是电感电流采用准梯形波的工作原理示意图, ePWM 模块配置方式与第三章提出的一样。需要说明的是, 图 4.2 所示的电感电流波形并不是严格意义上的梯形, 因为第二段电流通常都不是平的。所以本文以准梯形波来指代这种电流波形, 用以区分 TCM 模式下的三角波。

从图 4.2 中可以看到, 准梯形电感电流波形在一个开关周期内分为三个模态, 比较值 A 和 B 在 0 和开关周期之间, 且比较值 B 大于比较值 A。当开关周期开始时进入模态 I, 此时 S1 和 S2 同时开通, 充电电流优先流过 S1, T 型桥臂中点电位等于直流母线电位。当计数器等于比较值 A 时进入模态 II, 此时 S1 关断, S3 开通, 电流通过 S2 和 S3 充电或续流, T 型桥臂中点电位等于直流母线中点电位。当计数器等于比较值 B 时进入模态 III, 此时 S2 关断, S4 开通, 电流通过 S4 续流, T 型桥臂中点电位等于零。当电感电流下降至反向电流边界时触发下一个开关周期。

因为 T 型桥臂中点在一个开关周期内总是经历三个电位，所以它非常适合电网电压等于直流母线中点的情况。与之前 T 型逆变器过渡模式采用的 TCM 三角波相比，本章所提出的准梯形波多了模式 II。因为过渡模式时电网电压接近直流母线中点电压，加在逆变电感上的压降比较小，所以准梯形波模式 II 的电感电流斜率很平缓，如果电网电压低于母线中点电位，电感电流缓慢增加，如果电网电压高于母线中点电位，电感电流缓慢降低。增加了模式 II，开关周期会拉长，从而可以降低开关频率。

从图 4.2 也可以看到，功率管驱动信号的设置采用了第三章提出的 ePWM 配置方式。也就是说，第三章提出的 ePWM 配置方式不但能产生 T 型逆变器三种基本的三角波工作模式，还能方便地产生这里所提出的准梯形波模式。因此，无论 T 型逆变器工作在什么模式，ePWM 的基本配置是统一不变的，唯一需要改变的仅仅是比较值 A 和 B，这使得 T 型逆变器的模式选择和切换变得简洁流畅。从另一个角度来看，T 型桥臂的准梯形波模式相比于 TCM 三角波模式更具有一般性，它可以退化为上一章提出的三种基本的 TCM 三角波模式。例如，令比较值 A 等于 0，只保留模式 II 和模式 III，准梯形波就退化为基本模式 1；令比较值 A 和 B 相等，只保留模式 I 和模式 III，准梯形波就退化为基本模式 2；令比较值 B 等于周期值，只保留模式 I 和模式 II，准梯形波就退化为基本模式 3。因此准梯形波模式的提出统一了三种基本的 TCM 三角波模式，使 T 型桥臂的使用更加丰富灵活。

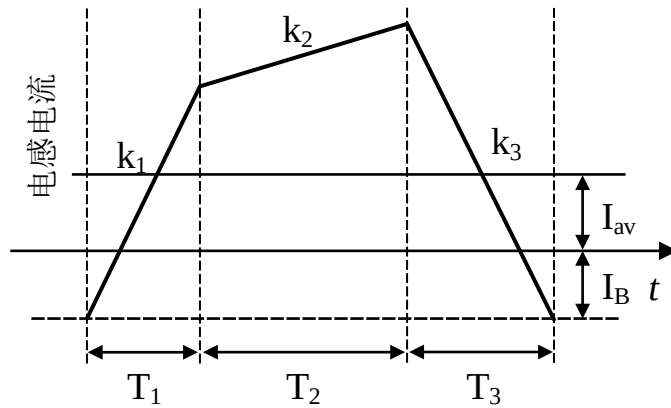


图 4.3 一个开关周期内的准梯形电感电流波形

前面已经说明了准梯形波的工作模式，为了使准梯形波得到所设定的电流平均值，这里还需要确定准梯形波的导通时间计算公式。TCM 三角波的导通时间很好计算，因为 TCM 三角波的峰峰值是平均值的两倍，通过平均值指令很容易反算导通时间。准梯形波的导通时间相对不好确定，因为一个开关周期内三段波形存在两个自由度，并且准梯形波的峰峰值与平均值没有确定的关系。图 4.3 是一个开关周期内的准梯形电感电流波形，其中 I_B 是反向电流值， I_{av} 是电流平均值， k_1 、 k_2 和 k_3 是电流斜率，如式(4-1)所示。因为电感电流在

每个开关周期内总会下降到反向电流边界，所以存在一个约束条件，如式(4-2)所示，因此三段电流有 T_1 和 T_2 两个导通时间的自由度。两个自由度增加了导通时间计算的多样性和复杂性，为了简化导通时间的计算，需要再增加一个约束条件，使两个自由度变为一个自由度。本文提出的约束条件是令 T_1 和 T_2 保持一个设定的比例 m ，如式(4-3)所示。这样只有 T_1 一个自由度， T_2 由 T_1 根据设定的比例来确定。

$$k_1 = \frac{V_{bus} - v_g(\theta)}{L_s}, k_2 = \frac{V_{bus}/2 - v_g(\theta)}{L_s}, k_3 = \frac{v_g(\theta)}{L_s} \quad (4-1)$$

$$T_1 \cdot k_1 + T_2 \cdot k_2 + T_3 \cdot k_3 = 0 \quad (4-2)$$

$$T_2 = m \cdot T_1 \quad (4-3)$$

根据图 4.3 可以针对准梯形波的平均值得到一个等式(4-4)，结合式(4-1)、式(4-2)和式(4-3)，同时借助 Mathcad 软件，可以得到 T_1 的表达式，如式(4-5)所示。这是一个重要的结果，在输入电压 V_{bus} 、输出电压 v_g 、逆变电感 L_s 以及反向电流边界 I_B 确定的情况下，只要给定 T_2 和 T_1 的比值 m ，就可以根据电流平均值指令 I_{av} 得到相应的导通时间 T_1 ，进而根据比值 m 算出 T_2 。式(4-3)给出的约束条件使得导通时间的计算具有唯一性，并且不但可以得到 T_1 的解析解，而且分子分母的表达式都比较简洁，这对于简化数字控制中的计算具有重要意义。

$$\int_0^{T_1} (k_1 \cdot t - I_B) dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} [k_2 \cdot (t - T_1) + (k_1 \cdot T_1 - I_B)] dt + \int_{T_1+T_2}^{T_1+T_2+T_3} [k_3 \cdot (t - T_1 - T_2) + (k_1 \cdot T_1 + k_2 \cdot T_2 - I_B)] dt = I_{av} \cdot (T_1 + T_2 + T_3) \quad (4-4)$$

$$T_1 = \frac{(4m+8) \cdot L_s \cdot (I_{av} + I_B)}{(m^2 + 4m + 4) \cdot V_{bus} - (2m^2 + 4m + 4) \cdot v_g} \quad (4-5)$$

根据前面的分析可以看出，在准梯形波模式中，真正起控制作用的是 T_2 和 T_1 的比值 m 。在确定的工作条件下，只要给定 m ，导通时间 T_1 和 T_2 就会由相应的公式计算得到。而 T_2 和 T_1 的比值 m 会影响到准梯形波的形状，在选取的时候，一方面 m 不能取得太小，否则第二段电流所占比例太小，降频效果不明显，如图 4.4(a)所示。另一方面当电网电压高于直流母线中点电压时，第二段电流开始下降，此时 m 不能取得太大，否则第二段电流结束时电流值会低于反向电流边界线，准梯形波不再完整，如图 4.4(b)所示。因此需要给 m 设定一个上限来确保准梯形波的正常工作，即当第二段电流下降时，令下降的幅度不超过第一段电流上升的幅度，如图 4.4(c)和式(4-6)所示。式(4-6)结合(4-1)和(4-3)可进一步得到

式(4-7)，这就是 m 的上限表达式，其适用范围是电网电压高于直流母线中点电压。当电网电压低于直流母线中点电压时，第二段电流是上升状态，此时理论上 m 不存在上限，如果 m 取值非常大，第一段电流所占比例会很小，准梯形波的形状会逼近三角波。在本节中为了控制简单， m 取一个定值，下一节中 m 会成为一个变量。

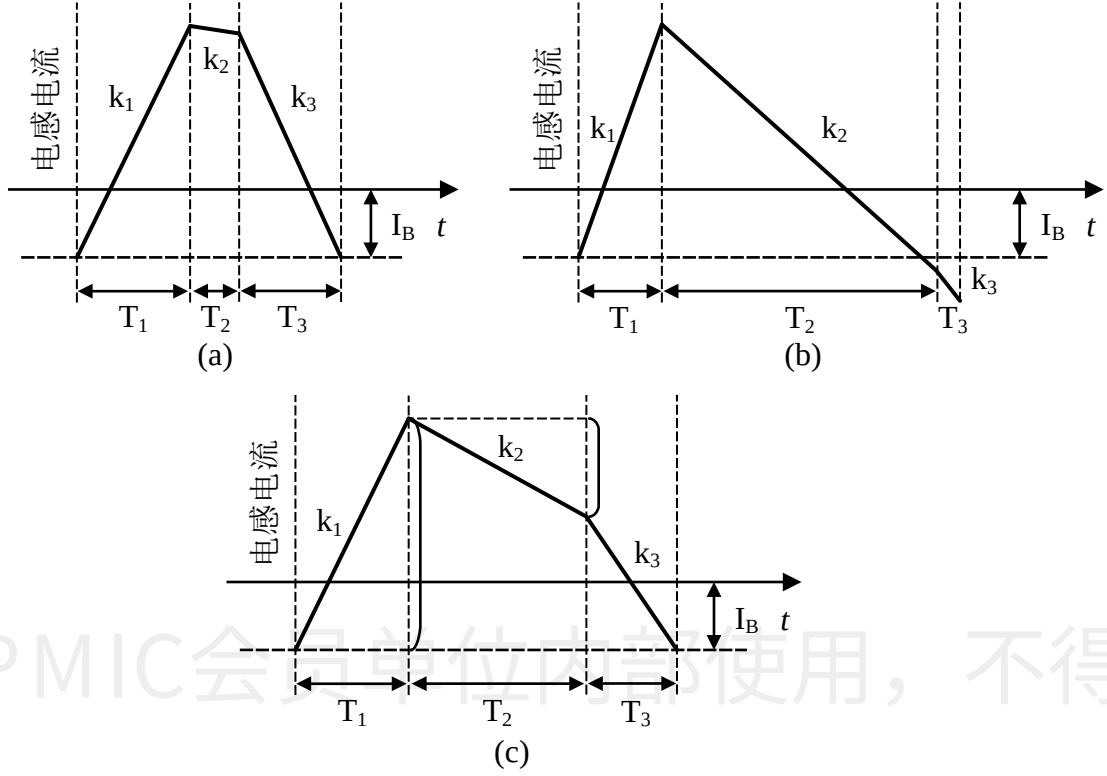


图 4.4 T_2 和 T_1 的比值 m 对准梯形波的影响。(a) m 太小，(b) m 太大，(c) m 取值适中。

$$T_2 \cdot k_2 < T_1 \cdot k_1 \quad (4-6)$$

$$m < \frac{V_{bus} - v_g(\theta)}{|V_{bus} / 2 - v_g(\theta)|} \quad (4-7)$$

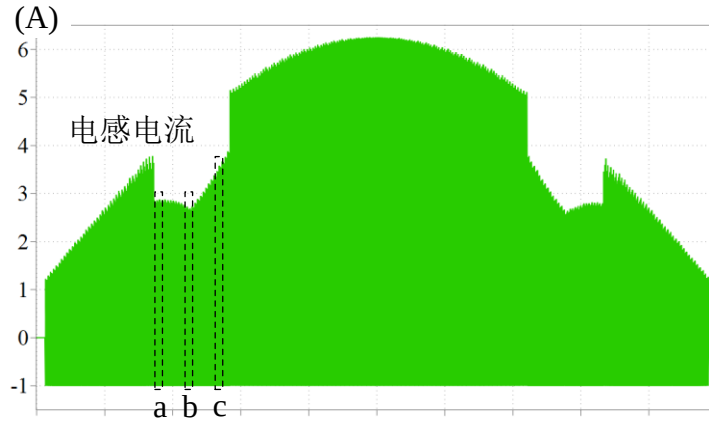


图 4.5 T 型逆变器过渡模式采用准梯形波的仿真波形

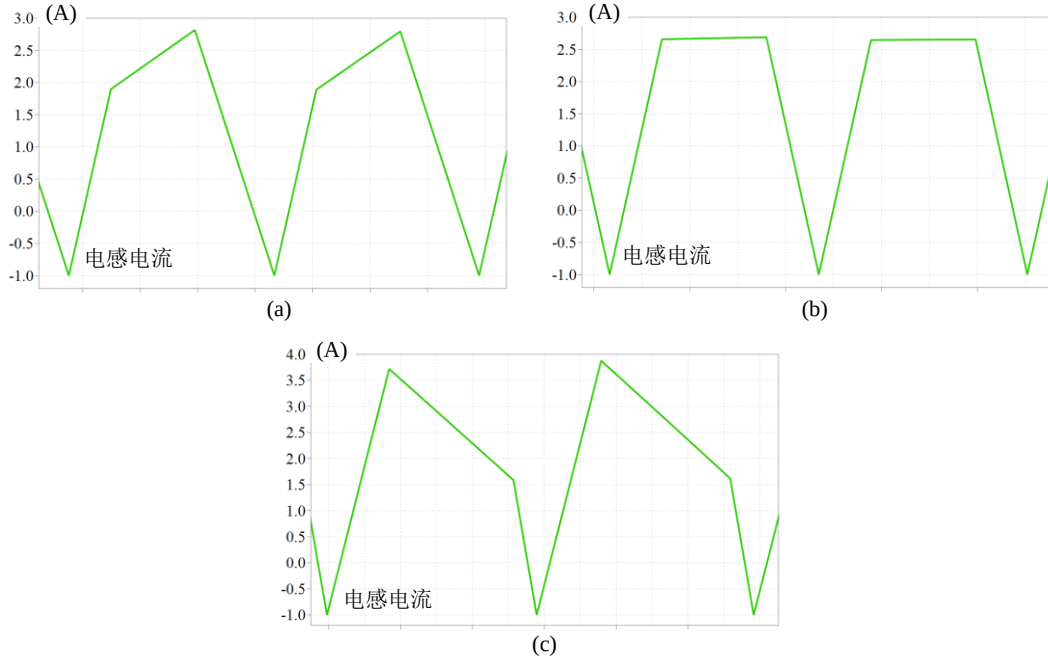


图 4.6 准梯形波的细节波形。(a)a 区, (b)b 区, (c)c 区。

根据前面的分析,采用如下电路参数:直流母线电压为 400V,电网电压为 220Vrms, 逆变电感 $120\mu\text{H}$, 反向电流设为 -1A, 我们可以得到 T 型逆变器过渡模式采用准梯形波的电感电流仿真波形,如图 4.5 所示。电流的平均值是连续的,但是准梯形波的峰值电流会比三角波的峰值电流低一些。图 4.6 是准梯形波的细节波形,对应图 4.5 中的 a 区、b 区和 c 区,分别是电网电压低于母线中点电压,等于母线中点电压以及高于母线中点电压。图 4.7 是 T 型逆变器过渡模式采用 TCM 三角波以及准梯形波的开关频率对比,可以看到,过渡模式采用准梯形波可以降低开关频率的变化范围,降频的效果取决于 m 的取值, m 越大,降频的效果越明显,图中 m 的取值为 2。

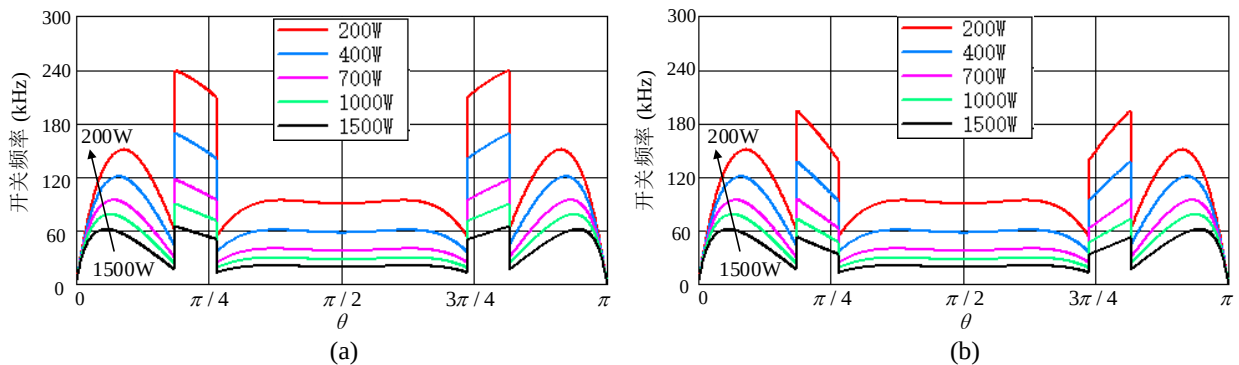


图 4.7 开关频率对比。(a)过渡模式采用 TCM 三角波, (b)过渡模式采用准梯形波。

4.3 T 型逆变器全工频周期内采用准梯形波的工作原理

上一节提出的准梯形波工作模式，能有效降低开关频率的变化范围，但是 T 型逆变器在半个工频周期内仍然是三个工作模式。电路在不同工作模式下的导通时间计算公式是不同的，考虑到实际电路的延时、误差等因素，不同工作模式下的导通时间计算公式需要针对性的修正才能确保输出电流波形比较光滑。在实际应用中，电路参数的不一致性会给这种修正带来困难。此外，模式切换会带来电流开关频率的突变，这也会影响输出电流波形质量。我们希望 T 型逆变器在整个工频周期内可以采用单一的工作模式，既保留了多电平结构降频的特点，又不存在模式切换，简化控制，输出电流会更加光滑连贯。因此在本节中，我们将准梯形波的工作模式应用在整个工频周期内，因为只有准梯形波模式可以同时适应电网电压低于、等于和大于直流母线中点电压这三种情况。

前面已经说过，控制准梯形波形状的就是 T_1 和 T_2 的比值 m 。 m 可以决定三段电流波形在一个开关周期内所占的比例，从而决定波形的形状。在上一节中，为简化控制， m 取为定值。在本节中，准梯形波应用在整个工频周期内， m 取为定值不能满足实际需要，因此本节提出了 m 作为变量的控制策略，现论述如下。

图 4.8 给出了 T 型逆变器在半个工频周期内几个典型的时间点。其中 c 点是电网电压等于直流母线中点电压的临界点，此时准梯形波的第二段电流斜率为零。在此之前的 a 点和 b 点，准梯形波的第二段电流斜率为正，在此之后的 d 点和 e 点，准梯形波的第二段电流斜率为负。

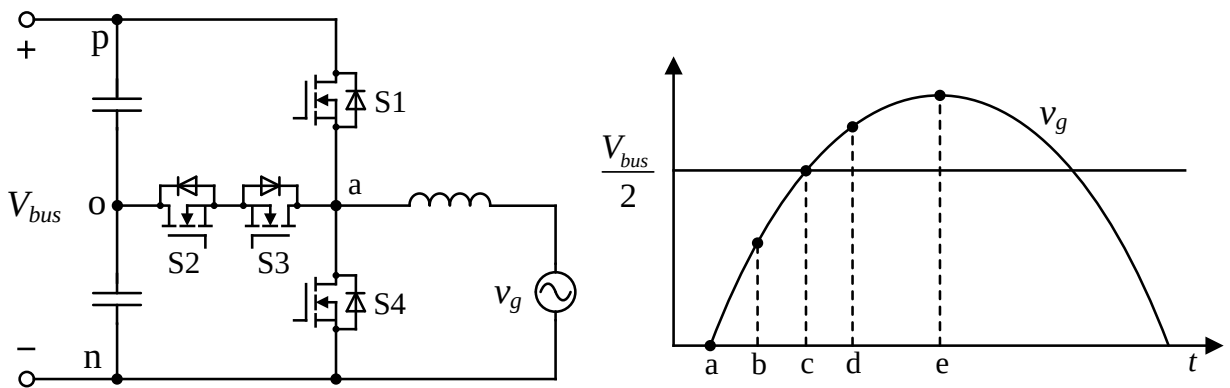


图 4.8 T 型逆变器在半个工频周期内几个典型的时间点

图 4.9 是本节提出的 m 的取值策略示意图，可以看到， m 的取值曲线分为两段，第一段曲线是 m 从电网电压过零点开始从零线性增长，第二段曲线由式(4-8)决定。当电网电压高于直流母线中点电压时，准梯形波的第二段电流开始下降，此时式(4-8)使第二段电流的下降幅度与第一段电流的上升幅度保持一个固定的比例 k ， k 介于 0 和 1 之间，这样可以

确保第二段电流不会下降得过多以至于提前降到反向电流边界线。这两条曲线会产生一个交汇点，从而形成一条完整的取值曲线。

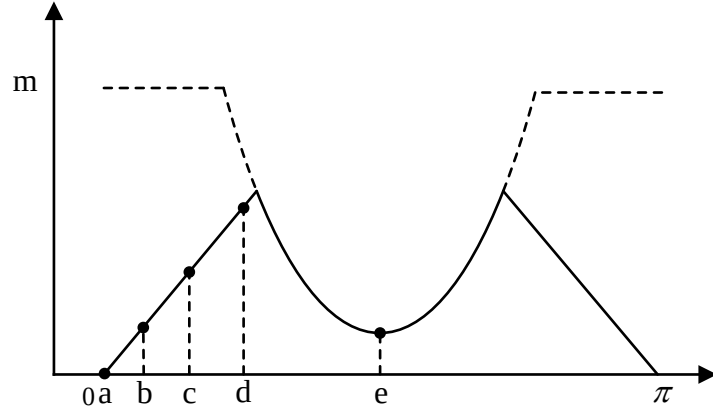


图 4.9 半个工频周期内 m 的取值策略示意图

$$m = k \cdot \frac{V_{bus} - v_g(\theta)}{|V_{bus}/2 - v_g(\theta)|}, 0 < k < 1 \quad (4-8)$$

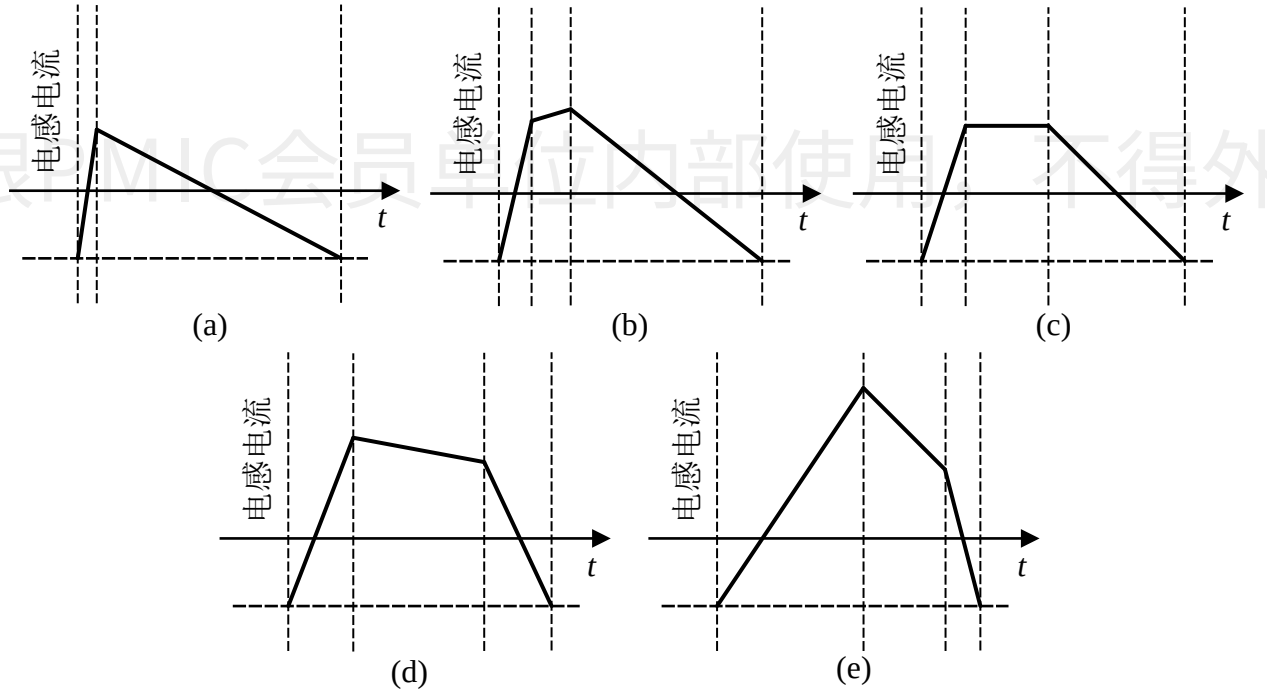


图 4.10 根据 m 的取值策略得到的电感电流波形示意图。(a)a 点，(b)b 点，(c)c 点，(d)d 点，(e)e 点。

图 4.10 是根据 m 的取值策略得到的在几个典型时间点上的电感电流波形。在 a 点， m 为零，此时准梯形波的第二段电流缺失，准梯形波退化为三角波，如图 4.10(a)所示。到了 b 点， m 线性增大，准梯形波的第二段电流出现并且以正斜率逐渐增大，如图 4.10(b)所示。c 点是一个转折点，此时电网电压等于直流母线中点电压，准梯形波的第二段电流斜

率为零,如图 4.10(c)所示,过了这一点,第二段电流开始下降。到了 d 点, m 仍然在第一段取值曲线上,所以第二段电流所占的比例继续增大,如图 4.10(d)所示。到了 e 点, m 的取值进入第二段曲线, m 的取值大幅减小,准梯形波第二段电流所占的比例也相应减小,从而避免第二段电流提前降到反向电流边界,如图 4.10(e)所示。

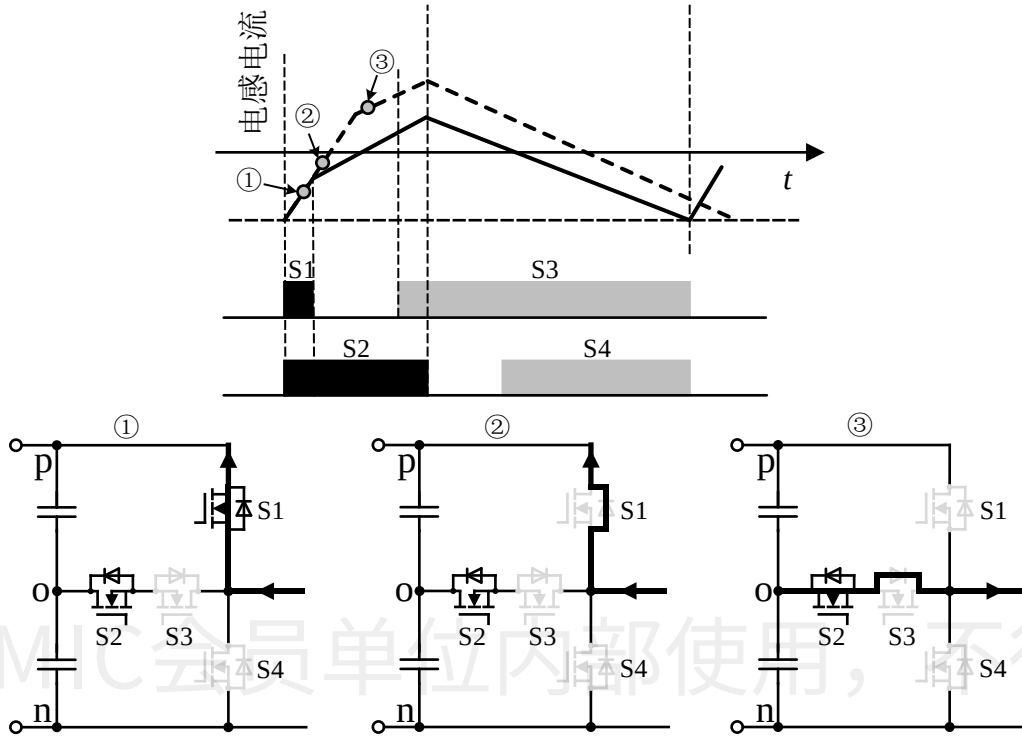


图 4.11 m 取值太大导致电网电压过零点附近的电感电流失控

值得一提的是,在图 4.9 中如果 m 采用虚线所示的取值曲线,准梯形波的降频效果会更好,但是电网电压过零点附近会出现电感电流失控的情况,如图 4.11 所示。这就是为什么在电网电压过零点附近 m 的取值需要从零开始增长。出现这个问题的根本原因在于,电网电压过零点附近的电流平均值太小,如果 m 取值很大,准梯形波的第一段电流在结束时仍是负电流,这会引起开关管的反向恢复和电流畸变。具体来说,图 4.11 中实线的电流波形是理想电流波形。当 S1 开通的时候,反向电流通过 S1 流入母线,如节点①所示。当 S1 关断时,电流本应当直接进入第 2 段,从而得到的电流平均值与预期的是一致的。但是因为开关管存在死区时间, S1 关断之后 S3 不会立刻开通,因此负电流会继续流过 S1 的体二极管,这就是虚线所对应的实际的电感电流波形,如节点②所示。当反向电流到零以后,会发生反向恢复,所以电感电流会变成正值。当反向恢复结束后,电感电流开始流过中间支路(通过 S3 体二极管),如节点③所示。此后死区时间结束, S3 开通,电感电流继续流过中间支路。可以看到,由于第一段电流为负值以及死区的存在,造成了第一段电

流的失控,从而导致电网电压过零点附近的输出电流出现畸变,实际电流大于设定的平均值。因为这个原因, m 的第一段取值曲线采用了在电网电压过零点处从零开始增大的曲线,既避免了电流失控的问题,又保证了 m 变化的连续性。这样做的代价是准梯形波在一开始退化为了 TCM 三角波,开关频率会高一些。

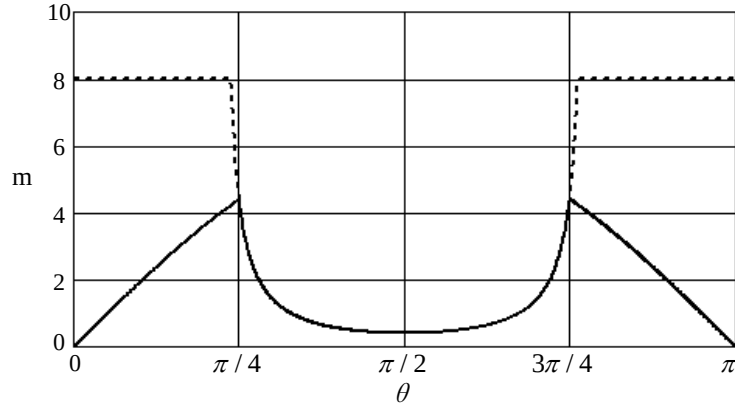


图 4.12 m 实际的取值曲线

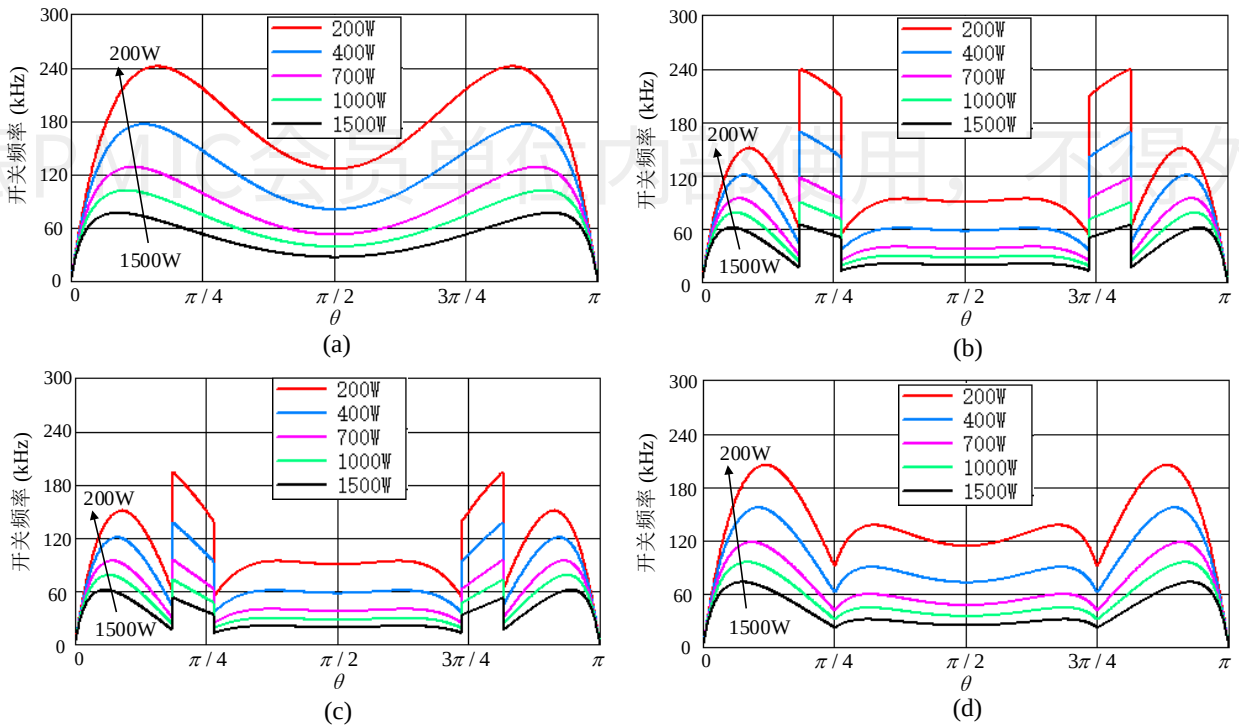


图 4.13 逆变器在各种工作模式下的开关频率曲线。(a)全桥逆变器采用 TCM 三角波, (b)T 型逆变器采用 TCM 三角波, (c)T 型逆变器过渡模式采用准梯形波, (d)T 型逆变器全程采用准梯形波。

根据上述 m 的取值策略,我们采用电路参数如下:直流母线电压为 400V,电网电压为 220Vrms,逆变电感 120 μ H,反向电流设为-1A, m 具体的取值曲线如图 4.12 所示。图 4.13 是逆变器在各种工作模式下的开关频率曲线,电路参数保持一致。

图 4.13(a)是全桥逆变器采用 TCM 三角波的开关频率曲线，它的开关频率变化范围是最大的，所以整体效率也是最低的。

图 4.13(b)是第三章提出的 T 型逆变器采用 TCM 三角波的开关频率曲线。模式 1 和模式 3 相比于全桥逆变器有显著的降频效果，然而过渡模式恢复为两电平模式，因此开关频率与全桥逆变器相同。这种工作方式因为通过三电平拓扑实现了降频，所以可以提高转换效率，但是存在多种工作模式的切换，所以对输出电流质量会有影响。另一方面，模式 2 的开关频率仍然很高，导致整体开关频率的变化范围仍然较大，对电路的优化会有限制。

图 4.13(c)是本章第二节提出的 T 型逆变器过渡模式采用准梯形波的开关频率曲线。用准梯形波代替 TCM 三角波可以降低模式 2 的开关频率，从而压缩整体开关频率的变化范围。但是它和图 4.13(b)一样，存在多种工作模式的切换，因此输出电流仍会受到影响。

图 4.13(d)是本节所提出的 T 型逆变器全程采用准梯形波的开关频率曲线。它有几个特点。第一，相比于全桥逆变器，T 型逆变器全程采用准梯形波仍然具有降频的好处，但是在电网电压过零点附近，两者的开关频率是接近的，因为此时准梯形波退化成了 TCM 三角波，电路实际上工作在全桥模式。随着电网电压升高以及 m 逐渐变大，准梯形波的降频效果开始体现出来。第二，相比于图 4.13(b)和图 4.13(c)，T 型逆变器全程采用准梯形波取消了多个工作模式的切换，同时因为 m 是连续变化的，准梯形波的开关频率变化也是连续的。这样就避免了模式切换对输出电流质量的影响。

图 4.14 是 m 采用实际取值曲线时工频正半周的电感电流仿真波形，图 4.15 是几个典型时间点上的细节仿真波形。准梯形波的电感电流峰值包络已经和传统 TCM 三角波的电感电流峰值包络不同了，但是电流平均值是一样的。电感电流在几个典型时间点上的细节波形与前面所分析的也是一致的。

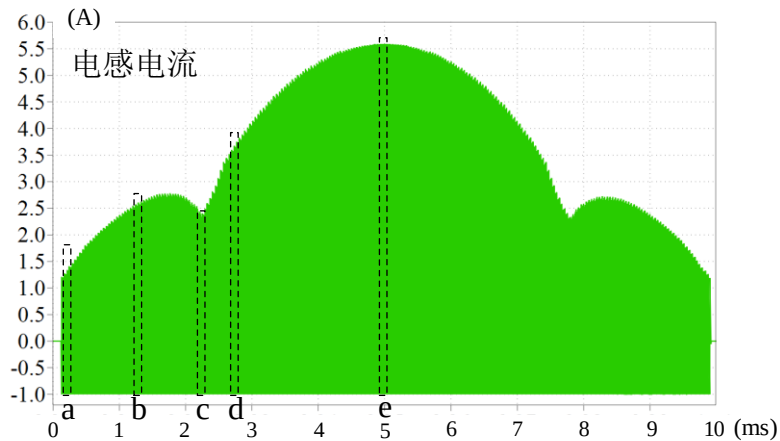


图 4.14 m 采用实际取值曲线时的仿真波形

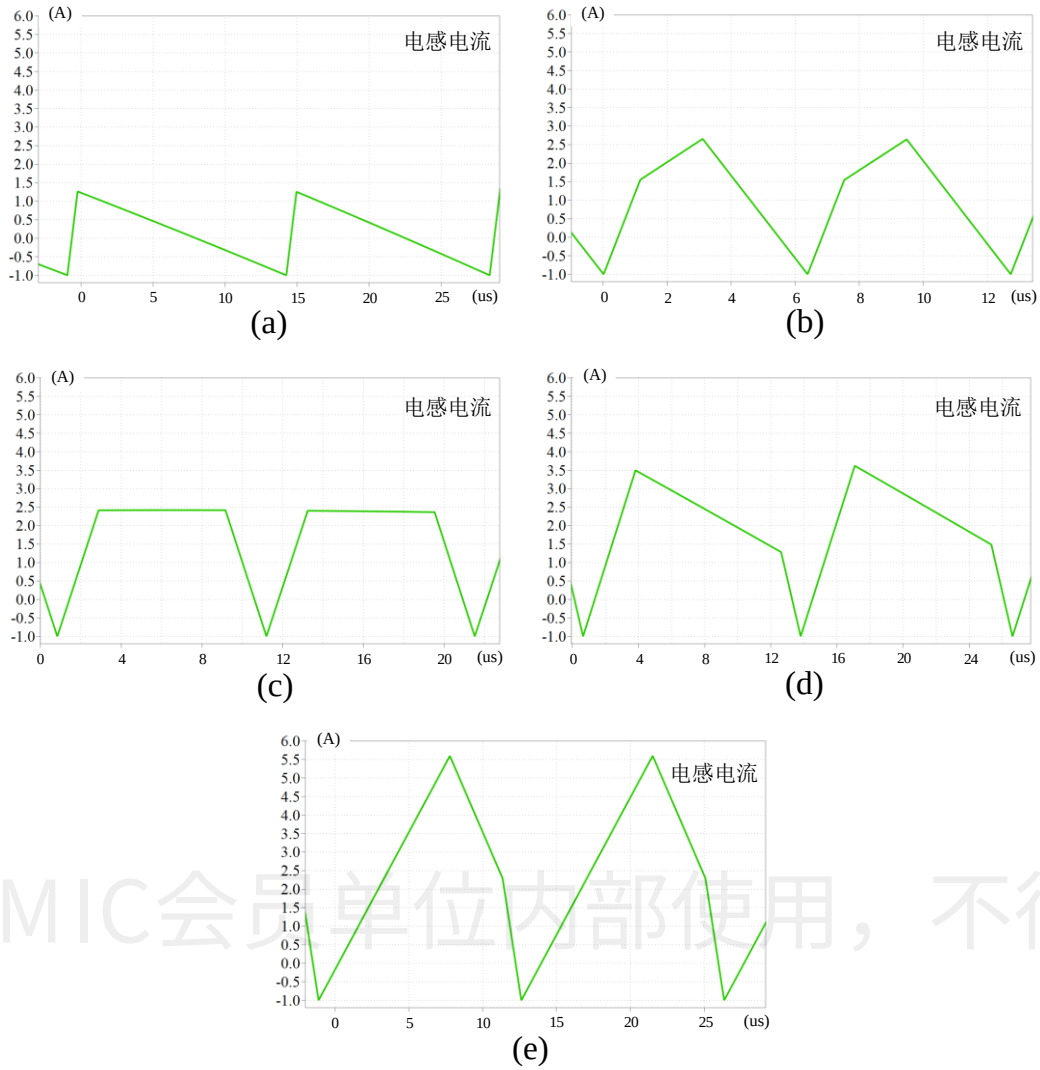


图 4.15 m 采用实际取值曲线时的准梯形波细节波形。(a)a 点, (b)b 点, (c)c 点, (d)d 点, (e)e 点。

4.4 实验结果

本章在第三章搭建的样机上对所提出的改进控制策略进行了实验, 样机参数以及实验条件均与第三章的实验一致。

图 4.16 是单相 T 型并网逆变器在过渡模式采用准梯形波的实验波形。图 4.16(a)是逆变电感电流和输出电流波形, 由于过渡模式采用准梯形波, 电感电流峰值会比采用 TCM 三角波时要低一些, 但是电流平均值保持不变, 所以输出电流波形不会受到影响。图 4.16(b)至图 4.16(f)是 T 型桥臂中点电压和逆变电感电流的细节波形。具体来说, 图 4.16(b)是 T 型逆变器在基本工作模式 1 下的细节波形, 电感电流是 TCM 三角波; 图 4.16(c)是过渡模式且电网电压低于直流母线中点电压时准梯形波的细节波形, 此时第二段电感电流的斜率为正; 图 4.16(d)是过渡模式且电网电压等于直流母线中点电压时准梯形波的细节波形, 此

时第二段电感电流斜率为零；图 4.16(e)是过渡模式且电网电压高于直流母线中点电压时准梯形波的细节波形，此时电感电流斜率为负；图 4.16(f)是 T 型逆变器在基本工作模式 3 下的细节波形，电感电流是 TCM 三角波。在过渡模式，准梯形波第 2 段导通时间与第 1 段导通时间的比值 m 取一个定值 2。

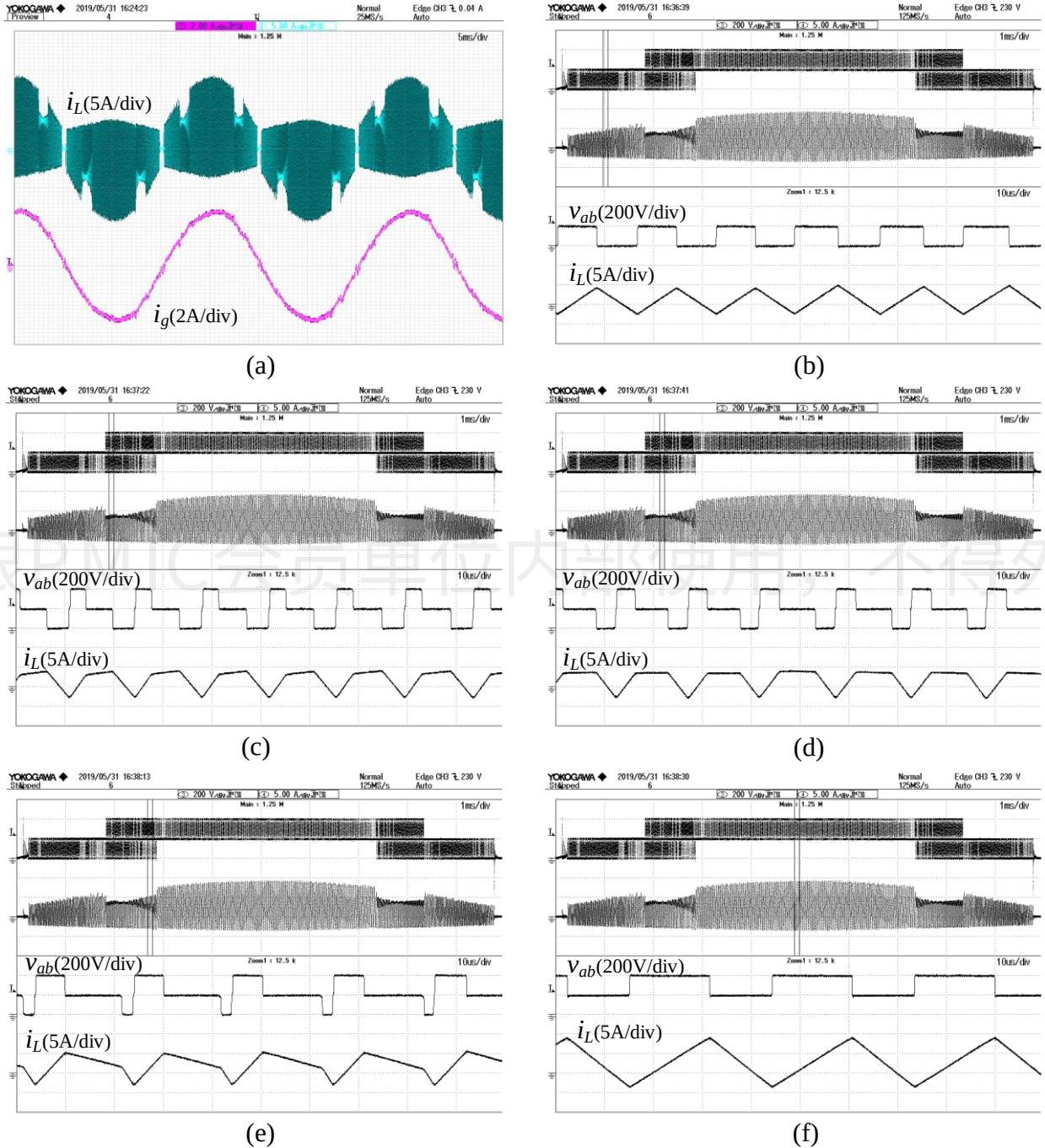


图 4.16 单相 T 型并网逆变器过渡模式采用准梯形波的实验波形。(a)逆变电感电流和输出电流波形，(b)基本工作模式 1 的细节波形，(c)电网电压低于直流母线中点电压时准梯形波的细节波形，(d)电网电压等于直流母线中点电压时准梯形波的细节波形，(e)电网电压高于直流母线中点电压时准梯形波的细节波形，(f)基本工作模式 3 的细节波形。

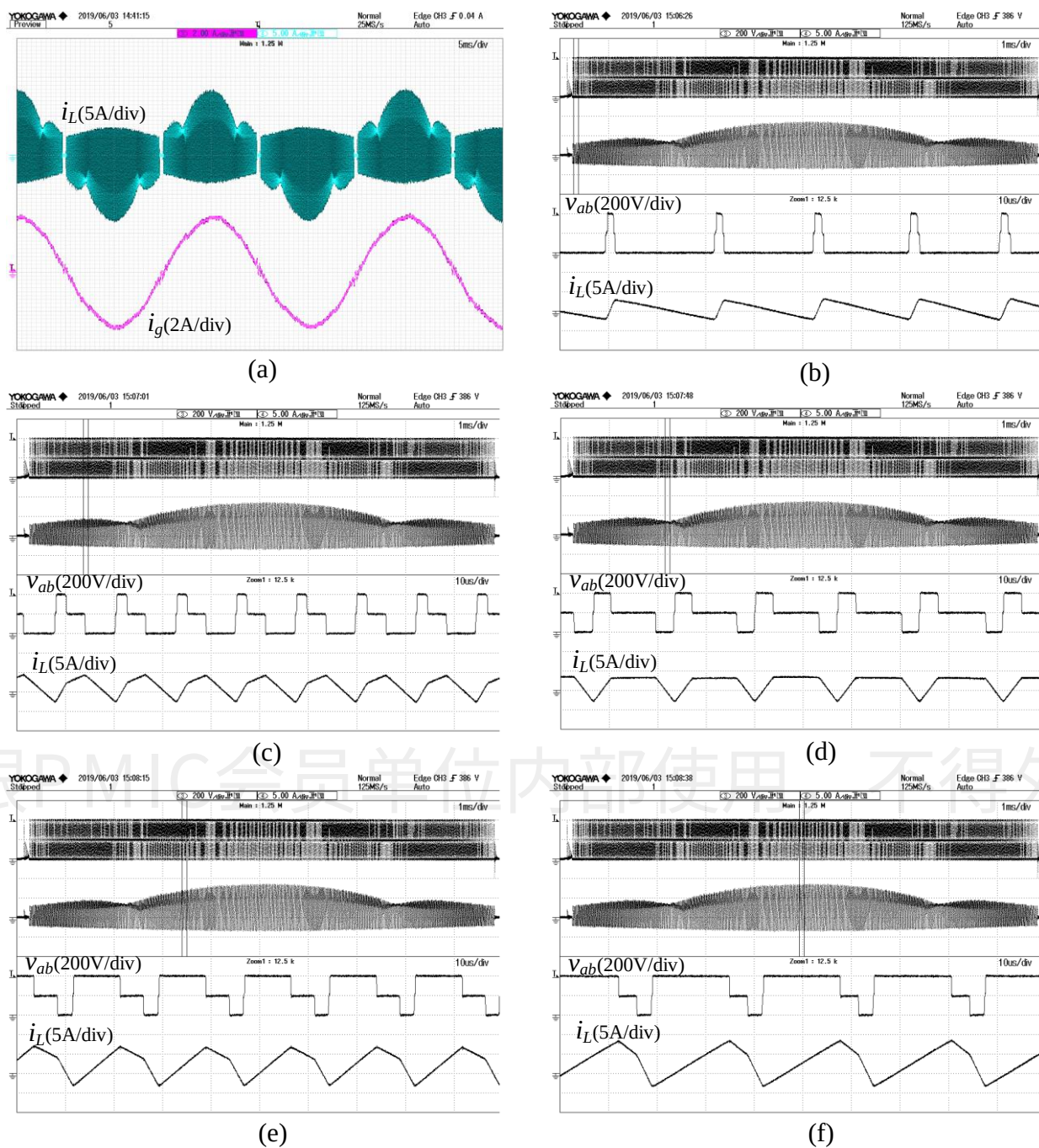


图 4.17 T 型逆变器采用全程准梯形波的实验波形。(a) 逆变电感电流和输出电流波形, (b) 电网电压过零点处 m 等于 0 时的细节波形, (c) 电网电压低于直流母线中点电压时准梯形波的细节波形, (d) 电网电压等于直流母线中点电压时准梯形波的细节波形, (e) 电网电压高于直流母线中点电压时准梯形波的细节波形, (f) 电网电压达到峰值时准梯形波的细节波形。

图 4.17 是单相 T 型并网逆变器采用全程准梯形波的实验波形。图 4.17(a) 是逆变电感电流和输出电流波形。可以看到, 采用全程准梯形波的电感电流波形和采用 TCM 三角波

的電感電流波形明顯不同，但是輸出電流是一樣的。圖 4.17(b)至圖 4.17(f)是 T 型橋臂中點電壓和電感電流的細節波形，准梯形波第 2 段導通時間和第 1 段導通時間的比值 m 採用圖 4.12 所示的控制策略。具體來說，在電網電壓過零點附近， m 為 0，准梯形波退化為 TCM 三角波，在一個開關周期之內 T 型橋臂中點在兩個電平之間跳變，如圖 4.17(b)所示。隨著時間推移， m 漸漸增大，TCM 三角波變为准梯形波，在一個開關周期之內 T 型橋臂中點在三個電平之間跳變，如圖 4.17(c)-圖 4.17(f)所示。與圖 4.16 類似，根據電網電壓與直流母線中點電壓的大小關係，准梯形波的第二段電流斜率可以是正、零或者負。當電網電壓瞬時值較大時， m 變小，相應地准梯形波第二段電流所占比例也減小，避免提前下降到反向電流邊界，如圖 4.17(f)所示。

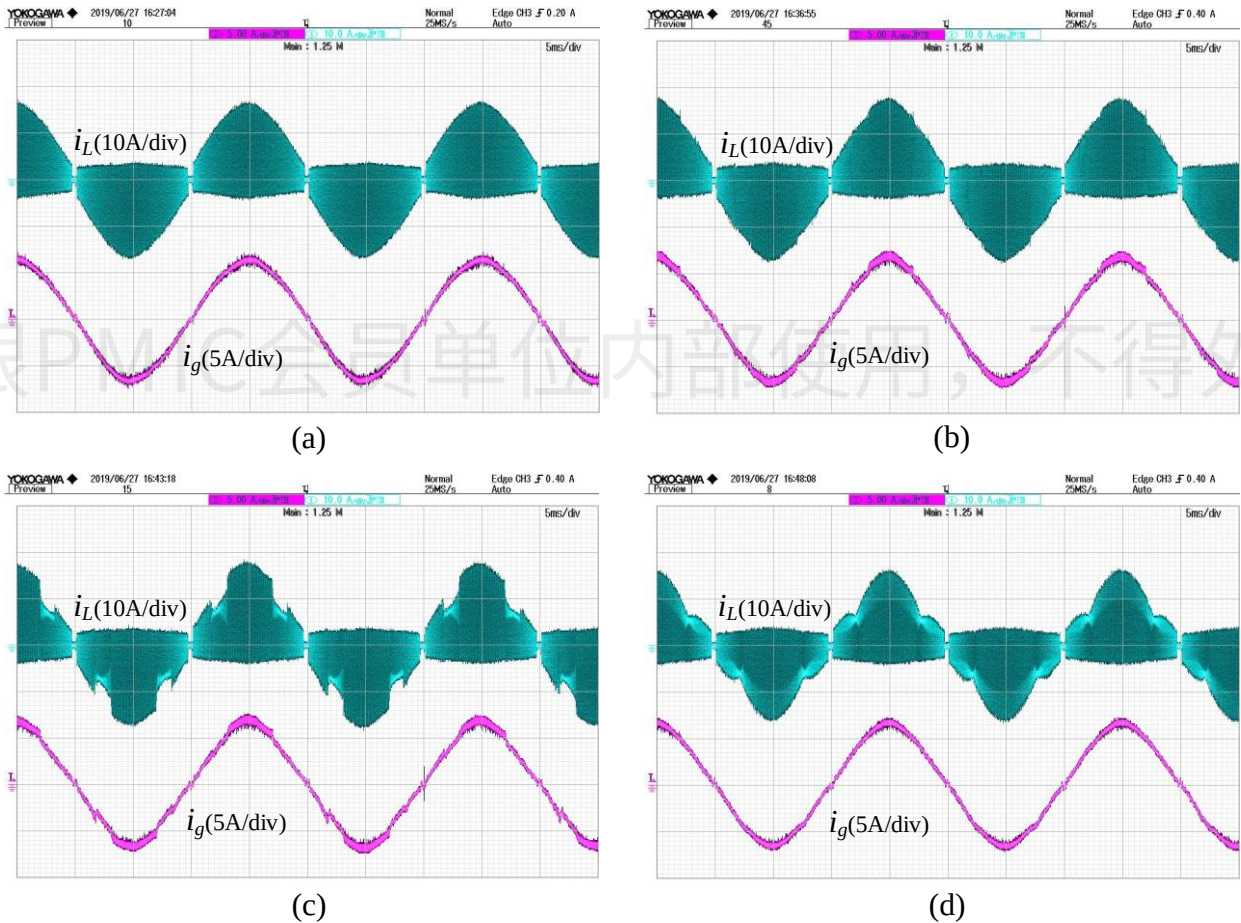


圖 4.18 全橋逆變器與 T 型逆變器的逆變電感電流和輸出電流波形（1kW）。(a)全橋逆變器採用 TCM 三角波，(b)T 型逆變器採用 TCM 三角波，(c)T 型逆變器過渡模式採用准梯形波，(d)T 型逆變器採用全程准梯形波。

圖 4.18 是全橋逆變器與 T 型逆變器的逆變電感電流和輸出電流波形(1kW)。圖 4.18(a)是全橋逆變器採用 TCM 三角波，工作模式最簡單，輸出電流波形質量最好，但是輕載開

关损耗大,效率最低。图 4.18(b)是 T 型逆变器采用 TCM 三角波,半个工频周期内有三个工作模式。图 4.18(c)是 T 型逆变器在过渡模式采用准梯形波。图 4.18(b)和图 4.18(c)因为在半个工频周期内包含多个工作模式,所以模式切换会对输出电流波形质量造成影响。图 4.18 是 T 型逆变器采用全程准梯形波,没有模式切换,因此输出电流更加光滑。

表 4.1 是全桥逆变器和 T 型逆变器在不同工作模式下实测的 THD 值。全桥逆变器采用 TCM 三角波,工作模式最简单,输出电流波形质量最好。T 型逆变器无论采用 TCM 三角波还是在过渡模式采用准梯形波,因为存在多个工作模式的切换,输出电流波形质量都会受到影响。如果考虑到实际生产中不同逆变器之间存在的硬件参数的不一致性,这种多个工作模式带来的影响会更大。T 型逆变器采用全程准梯形波取消了模式切换,因此输出电流波形质量得到优化。

表 4.1 全桥逆变器和 T 型逆变器在不同工作模式下实测的 THD 值

	400W	500W	600W	700W	800W	900W	1000W
全桥-TCM 三角波	4.5%	3.0%	2.5%	2.5%	2.5%	2.3%	3.0%
T 型-TCM 三角波	4.5%	2.8%	3.2%	3.6%	4.0%	4.8%	5.2%
T 型-过渡模式准梯形波	2.5%	3.1%	3.6%	4.2%	5.3%	6.1%	6.5%
T 型-全程准梯形波	2.5%	2.0%	2.4%	3.1%	3.5%	3.8%	4.2%

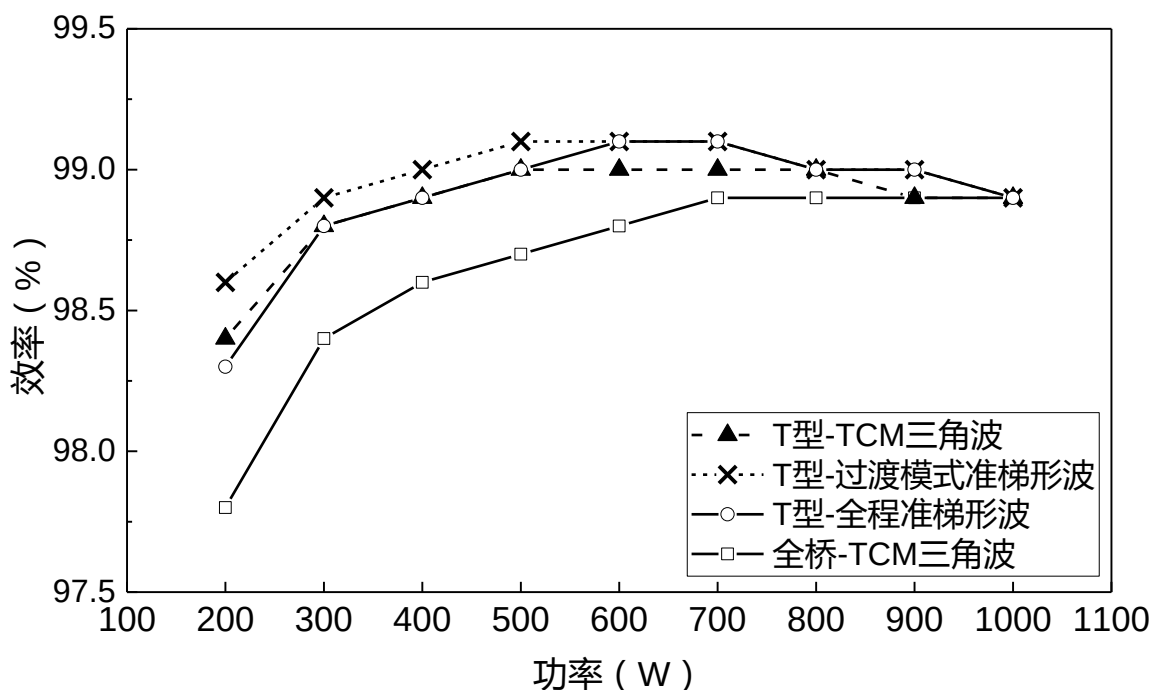


图 4.19 全桥逆变器和 T 型逆变器在不同工作模式下的效率

图 4.19 是全桥逆变器和 T 型逆变器在不同工作模式下的效率。在轻载和半载的情况下,全桥逆变器的效率明显低于 T 型逆变器的效率。因为此时开关损耗在总损耗中占的比

例较大，而全桥逆变器的开关频率和开关损耗很高，所以效率较低。相比之下，T 型逆变器的降频效果凸显出来，开关损耗较小，所以效率较高。随着负载越来越重，无论是全桥逆变器还是 T 型逆变器的开关频率都逐渐降低，导通损耗在总损耗中占的比例逐渐升高，此时 T 型逆变器的降频特点带来的效率优化不明显，所以 T 型逆变器的效率和全桥逆变器的效率接近。从图 4.19 也可以看到，T 型逆变器在三种工作方式下的效率比较接近。T 型逆变器在模式 1 和模式 3 采用 TCM 三角波，过渡模式采用准梯形波，其开关频率在三种工作模式中是最低的，所以整体效率也是最高的。T 型逆变器采用全程准梯形波时开关频率最高，所以轻载效率是最低的。

综合上面的分析，图 4.20 给出了逆变器在几种工作方式下的性能对比示意图。从中可以直观地看出，传统的工作在 TCM 模式下的全桥逆变器，因为工作模式简单，并网电流质量是最高的，但是因为开关频率变化范围最大，开关损耗最高，所以效率是最低的。第三章提出的工作在 TCM 模式下的 T 型逆变器，有效地降低了开关频率和开关损耗，因此提高了转换效率，但是由于存在多种工作模式的切换，并网电流质量较差。本章提出的工作在准梯形波模式的 T 型逆变器，同时兼顾了这两方面的指标。一方面仍然具有多电平拓扑带来的降频效果，因此转换效率仍然较高，另一方面准梯形波模式作为统一的工作模式工作在整个工频周期内，避免了多种模式切换对输出电流带来的影响，所以在输出电流质量方面也有所保证。

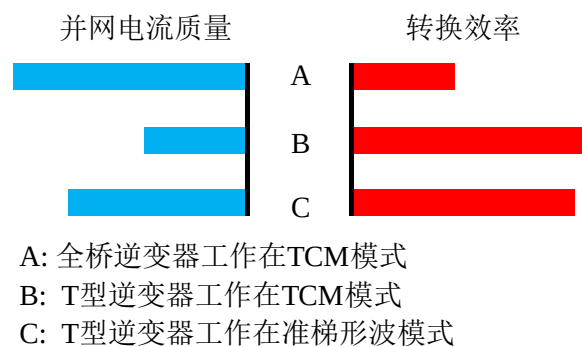


图 4.20 逆变器在几种工作方式下的性能对比示意图

4.5 本章小结

本章在第三章提出的单相 T 型并网逆变器基本工作原理的基础上，进一步挖掘了 T 型桥臂在电流临界导通模式下的工作方式，针对 T 型逆变器基本工作原理中存在的问题提出了相应的解决方案。本章的研究结论和成果有：

- 1) 本章针对 T 型逆变器的过渡模式提出了全新的三段式的准梯形电感电流波形。相比于

TCM 三角波，准梯形波可以降低 T 型逆变器过渡模式的开关频率，缩小整个工频周期内开关频率的变化范围，有利于电路的设计。准梯形波存在两个导通时间的自由度，为了简化控制，本章提出了一个简洁的约束条件，从而使准梯形波只剩下一个导通时间的自由度，并且在此约束条件下的导通时间的计算公式是精确和简洁的，有利于在数字控制中的计算。

- 2) 本章将所提出的三段式准梯形波应用在整个工频周期内，从而使 T 型逆变器全程只有一种工作模式，避免了原有的模式切换对输出电流造成的影响，输出电流波形质量得以优化。准梯形波前两段导通时间的比例 m 会影响准梯形波的形状，因此本章给出了一种关于 m 的取值策略，一方面确保准梯形波正常工作，另一方面尽量发挥准梯形波的降频特点。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第五章 总结与展望

5.1 工作总结

单相并网逆变器在光伏发电系统、光伏储能系统以及电动汽车双向充电系统等新能源领域有广泛的应用。提高逆变器的效率不但能提高能源利用率，还可以降低散热压力，减小散热器体积，提高变换器的功率密度，因此逆变器的效率优化一直以来在学术界和工业界都备受关注。本文针对中小功率高效率单相并网逆变器的控制技术进行了研究，得到了以下的创新研究成果：

(1) 本文针对工作在电流断续导通模式下的单相全桥并网逆变器提出了一种新的基于关断时间控制的变频控制策略。相比于传统的定频控制策略，该控制策略可以根据逆变器瞬时功率的变化，通过控制续流管的关断时间自动调节逆变器的开关频率，从而优化不同负载下的开关损耗，提高权重效率。本文首先提出了电流断续导通模式下的定关断时间控制策略，即令逆变器在全功率范围内采用固定的关断时间，从而限制轻载开关频率，降低开关损耗。在此基础上，本文进一步提出了电流断续导通模式下的变关断时间控制策略，根据瞬时功率的变化改变关断时间，从而调节开关频率，优化开关损耗。这种变关断时间控制策略更加灵活，对开关频率的调节力度更大。针对该控制策略，本文给出了具体的参数设计流程。

(2) 本文提出了工作在电流临界导通模式下的单相 T 型并网逆变器。该电路及其工作模式是软开关技术和多电平技术相结合的产物。电流临界导通模式可以实现功率管的零电压软开通，T 型逆变器采用多电平结构，相比于全桥逆变器降低了加在逆变电感上的压降，从而降低了开关频率和开关损耗。本文详细讨论并解决了该电路存在的一些问题，比如电感电流反向边界修正问题、T 型桥臂 ePWM 配置问题以及直流母线电容均压问题。本文所提出的 T 型逆变器在转换效率上优于全桥逆变器，为中小功率逆变器实现高效率、高频化以及高功率密度提供了新的思路。

(3) 本文在所提出的单相 T 型并网逆变器的基础上，深入挖掘了 T 型桥臂在电流临界导通模式下的工作方式，解决了 T 型逆变器存在的一些问题，优化了控制性能。第一是基于 T 型桥臂提出了全新的三段式的准梯形电感电流波形，用这种准梯形波取代过渡模式的 TCM 三角波可以压缩整个工频周期内开关频率的变化范围，有利于电路的设计。第二是将所提出的准梯形波应用在整个工频周期之内，从而使 T 型逆变器始终工作在一种工作

模式,避免了多模式的切换,有利于输出电流波形的优化。本文针对 T 型逆变器提出的准梯形波模式统一了 TCM 三角波的三种基本工作模式,可以适应所有的电网状况,为 T 型逆变器提供了新的、更简化的、更有灵活性的使用方式。

本文的第一个研究成果是基于电流断续导通模式的,适用于几百瓦的微型逆变器。所提出的控制方法不需要增加电路硬件,在不增加电路复杂度和成本的情况下可以提升逆变器的整体效率。本文的第二个和第三个研究成果是基于电流临界导通模式的,因此适用于更大功率的几千瓦的并网逆变器。作为软开关与多电平结合的产物,本文所提出的 T 型并网逆变器在实现高效率和高功率密度上均具有巨大的潜力。

5.2 本课题工作展望

本文提出的工作在电流临界导通模式下的单相 T 型并网逆变器结合了软开关技术和多电平技术,给逆变器的效率优化提供了新的思路和突破点,本文也进一步提出了准梯形波的重要概念。在此基础上,未来仍有一些工作值得深入研究,其中包括:

(1) 将多模式控制的概念应用在单相 T 型并网逆变器中。这里有三个变量需要考虑。第一是平均功率的变化,表征着输出功率的大小;第二是瞬时功率的变化,在半个工频周期内逆变器遍历从轻载到重载的各种瞬时工况;第三是电网电压有效值的宽范围变化,不同的电网状况下,逆变器的开关频率范围也会不同。如何针对这些不同工况的每一种组合,找到 T 型逆变器相应的最优工作模式,是未来的一个研究重点。

(2) 分析研究采用 TCM 三角波或者准梯形波的 T 型逆变器的共模漏电流问题、EMI 问题以及低电压穿越等实际工程问题,努力将研究成果向工业界转化。

(3) 对单相 T 型并网逆变器在功率因数不为 1 时的工作原理进行研究。本文仅研究了功率因数为 1 的情况,当功率因数不为 1 时,无论是 TCM 三角波还是准梯形波都会面临新的问题,需要进一步的研究。

(4) 在单相逆变器研究的基础上,进一步探索如何将研究成果应用在三相逆变器中。三相三线制逆变器存在各相之间互相耦合的现象,所以问题会比较复杂。

(5) 使用宽禁带器件,将单相 T 型并网逆变器推向高频化,从而大幅减小电感体积以及变换器体积,提高功率密度。在这个过程中高频电流的采样会成为挑战,驱动延时对反向电感电流波形的影响会凸显,在硬件设计上需要更多关注。

(6) 将本文的研究成果应用在整流电路中。逆变和整流具有对称性,所以本文所提出的各种控制技术经过合理的转化同样适用于整流电路。

参考文献

- [1]. 张兴, 曹仁贤. 太阳能光伏并网发电及其逆变控制[M]. 机械工业出版社, 2011.
- [2]. Renewables 2018 Global Status Report, Highlights 2018, renewable energy policy network for the 21 century[R]. REN21. <http://www.ren21.net/status-of-renewables/global-status-report/>
- [3]. 佚名. 国家发展改革委关于印发《分布式发电管理暂行办法》的通知 发改能源[2013]1381号[J]. 太阳能, 2013.
- [4]. 胡兵, 张彦虎, 薛丽英, et al. 光伏储能逆变器系统结构研究[J]. 电器与能效管理技术, 2014(10):67-71.
- [5]. 李瑾, 杜成刚, 张华. 智能电网与电动汽车双向互动技术综述[J]. 供用电, 2010(3):12-14.
- [6]. 李付存. 电动汽车V2G技术及其充电机的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2013.
- [7]. 薛钟兵. 电动汽车与电网(V2G)双向互动供电技术研究[D]. 东南大学, 2012.
- [8]. 贾紫蕊. 基于V2G技术的双向AC-DC变换器及其关键技术研究[D]. 浙江大学, 2014.
- [9]. Yilmaz M, Krein P T. Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5):2151-2169.
- [10]. Lu X, Wang P, Niyato D, et al. Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 18(2):1413-1452.
- [11]. Ahmad A, Alam M S, Chabaan R. A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electric Vehicles[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(1):38-63.
- [12]. Divan D M. The resonant DC link converter-a new concept in static power conversion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989, 25(2): 317-325.
- [13]. Venkataramanan G, Divan D M, Jahns T M. Discrete pulse modulation strategies for high-frequency inverter systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(3):279-287.
- [14]. Divan D M, Skibinski G. Zero-switching-loss inverters for high-power applications[J]. IEEE Transactions on industry applications, 1989, 25(4): 634-643.
- [15]. 杜成瑞. 零电压软开关三相并网逆变器的优化设计方法研究[D]. 浙江大学, 2016.
- [16]. 刘凤君. 现代逆变技术及应用[M]. 电子工业出版社, 2006.
- [17]. He J, Mohan N, Wold B. Zero-voltage-switching PWM inverter for high-frequency DC-AC power conversion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29(5):0-968.
- [18]. Mandrek, Chrzan. Quasi-Resonant DC-Link Inverter With a Reduced Number of Active Elements[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4):2088-2094.
- [19]. Kim J G, Choi K S, Lee S W, et al. Parallel Resonant DC-link Soft Switching Inverter based on Delta-Modulation Method[C]. Power Electronics Conference. IEEE, 2010.
- [20]. Chen Y, Xu D, Xi J, et al. A ZVS grid-connected full-bridge inverter with a novel ZVS SPWM scheme[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(5): 3626-3638.
- [21]. Beltrame R C, Zientarski J R R, Martins M L D S, et al. Simplified Zero-Voltage-Transition Circuits Applied to Bidirectional Poles: Concept and Synthesis Methodology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(6):1765-1176.
- [22]. Russi J L, Martins M L S, Schuch L, et al. Synthesis Methodology for Multipole ZVT Converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3):1783-1795.
- [23]. Li Y, Lee F C. A Generalized Zero-Current-Transition Concept to Simplify Multilevel ZCT Converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(5):1310-1320.

- [24]. De Doncker R W, Lyons J P. The auxiliary resonant commutated pole converter[C]. Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, 1990: 1228-1235.
- [25]. Yuan X, Barbi I. Analysis, designing, and experimentation of a transformer-assisted PWM zero-voltage switching pole inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(1):72-82.
- [26]. Li Y, Lee F C, Boroyevich D. A three-phase soft-transition inverter with a novel control strategy for zero-current and near zero-voltage switching[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(5):710-723.
- [27]. Li, Yuxin P. A Simplified Three-Phase Zero-Current-Transition Inverter with Three Auxiliary Switches[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 2003, 18(3):802-813.
- [28]. Lee M K, Lee D Y, Hyun D S. Novel Zero-Current-Transition PWM DC/DC Converters[J]. TRANSACTIONS-KOREAN INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS B, 2001, 50(2): 79-85.
- [29]. Mao H, Lee F C, Zhou X, et al. Improved zero-current transition converters for high power applications[C]. Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE. IEEE, 1996.
- [30]. Stein C M D O, Grundling H A, Pinheiro H, et al. Zero-Current and Zero-Voltage Soft-Transition Commutation Cell for PWM Inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2):396-403.
- [31]. Li Y, Zheng J. A low-cost adaptive multi-mode digital control solution maximizing AC/DC power supply efficiency[C]. 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2010: 349-354.
- [32]. <https://www.onsemi.cn/PowerSolutions/document/HBD853-D.PDF>
- [33]. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1207A-D.PDF>
- [34]. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1605-D.PDF>
- [35]. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NCP1611-D.PDF>
- [36]. Liu Z, Huang X, Mu M, et al. Design and evaluation of GaN-based dual-phase interleaved MHz critical mode PFC converter[C]. Energy Conversion Congress & Exposition. IEEE, 2014.
- [37]. Liu Z, Li B, Lee F C, et al. High-efficiency high-density critical mode rectifier/inverter for WBG-device-based on-board charger[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 9114-9123.
- [38]. Li B, Lee F C, Li Q, et al. Bi-directional on-board charger architecture and control for achieving ultra-high efficiency with wide battery voltage range[C]. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2017: 3688-3694.
- [39]. Yang Y, Liu Z, Lee F C, et al. Multi-phase coupled and integrated inductors for critical conduction mode totem-pole PFC converter[C]. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2017: 1804-1809.
- [40]. Huang Z, Liu Z, Lee F C, et al. Critical-Mode-Based Soft-Switching Modulation for High-Frequency Three-Phase Bidirectional AC-DC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(4): 3888-3898.
- [41]. Huang Z, Liu Z, Lee F C, et al. Critical-mode-based soft-switching modulation for three-phase rectifiers[C]. 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2018: 16-23.
- [42]. Liu Z, Li B, Lee F C, et al. Design of CRM AC/DC converter for very high-frequency high-density WBG-based 6.6kW bidirectional on-board battery charger[C]. 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2016.
- [43]. Biela J, Hassler D, Miniböck J, et al. Optimal design of a 5kW/dm³ / 98.3% efficient TCM resonant transition single-phase PFC rectifier[C]. Power Electronics Conference. 2010.
- [44]. Marxgut C, Biela J, Kolar J W. Interleaved triangular current mode (TCM) resonant transition, single phase PFC rectifier with high efficiency and high power density[C]. The 2010 International Power

- Electronics Conference-ECCE ASIA-. IEEE, 2010: 1725-1732.
- [45]. Marxgut C, Krismer F, Bortis D, et al. Ultraflat Interleaved Triangular Current Mode (TCM) Single-Phase PFC Rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2):873-882.
- [46]. 陈喜亮. 图腾柱无桥PFC变流器研究[D]. 浙江大学, 2014.
- [47]. 严阳. 单相软开关高效率半桥功率因数校正器研究[D]. 浙江大学, 2016.
- [48]. Freddy T K S, Rahim N A, Hew W P, et al. Comparison and analysis of single-phase transformerless grid-connected PV inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(10): 5358-5369.
- [49]. Li W, Gu Y, Luo H, et al. Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic inverters for leakage current suppression[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4537-4551.
- [50]. Barater D, Lorenzani E, Concari C, et al. Recent advances in single-phase transformerless photovoltaic inverters[J]. IET Renewable Power Generation, 2016, 10(2): 260-273.
- [51]. Zhou L, Gao F, Xu T. A family of neutral-point-clamped circuits of single-phase PV inverters: Generalized principle and implementation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(6): 4307-4319.
- [52]. Victor, M. et al., US Patent Application, Publication Number US 2005/0286281 A1, 29 December 2005.
- [53]. Schmidt H, Siedle C, Ketterer J. DC/AC converter to convert direct electric voltage into alternating voltage or into alternating current: U.S. Patent 7,046,534[P]. 2006-5-16.
- [54]. Gonzalez, S. R. et al. International Patent Application, Publication Number WO2008015298, 2 July 2007.
- [55]. González R, Lopez J, Sanchis P, et al. Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 693-697.
- [56]. Yu W, Lai J S J, Qian H, et al. High-efficiency MOSFET inverter with H6-type configuration for photovoltaic nonisolated AC-module applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 26(4): 1253-1260.
- [57]. 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, 2012, 28(2): 899-907.
- [58]. Rodriguez J, Franquelo L G, Kouro S, et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(11): 1786-1817.
- [59]. Kouro S, Malinowski M, Gopakumar K, et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters[J]. IEEE Transactions on industrial electronics, 2010, 57(8): 2553-2580.
- [60]. Gupta K K, Ranjan A, Bhatnagar P, et al. Multilevel inverter topologies with reduced device count: A review[J]. IEEE transactions on Power Electronics, 2015, 31(1): 135-151.
- [61]. El-Hosainy A, Hamed H A, Azazi H Z, et al. A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications[C]. 2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON). IEEE, 2017: 1265-1275.
- [62]. Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on industry applications, 1981 (5): 518-523.
- [63]. Bruckner T, Bernet S, Guldner H. The active NPC converter and its loss-balancing control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 855-868.
- [64]. Guan Q X, Li C, Zhang Y, et al. An Extremely High Efficient Three-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter Comprising SiC and Si Hybrid Power Stages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(10): 8341-8352.
- [65]. R. H. Baker, L. H. Bannister. Electric Power Converter. U. S. Patent, 3867643. Feb. 1975.
- [66]. Meynard T A, Foch H. Multi-level choppers for high voltage applications[J]. EPE journal, 1992, 2(1): 45-50.

- [67]. Yoscovich I, Glovinsky T, Sella G, et al. Multi-level inverter with flying capacitor topology: U.S. Patent 9,318,974[P]. 2016-4-19.
- [68]. González R, Gubá E, López J, et al. Transformerless single-phase multilevel-based photovoltaic inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(7): 2694-2702.
- [69]. Wang Y, Shi W W, Xie N, et al. Diode-free T-type three-level neutral-point-clamped inverter for low-voltage renewable energy system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 6168-6174.
- [70]. Stala R. Application of balancing circuit for DC-link voltages balance in a single-phase diode-clamped inverter with two three-level legs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 58(9): 4185-4195.
- [71]. Husev O, Roncero-Clemente C, Romero-Cadaval E, et al. Single phase three-level neutral-point-clamped quasi-Z-source inverter[J]. IET Power Electronics, 2014, 8(1): 1-10.
- [72]. Park S J, Kang F S, Lee M H, et al. A new single-phase five-level PWM inverter employing a deadbeat control scheme[J]. IEEE Transactions on power electronics, 2003, 18(3): 831-843.
- [73]. Ceglia G, Guzman V, Sanchez C, et al. A new simplified multilevel inverter topology for DC-AC conversion[J]. IEEE transactions on power electronics, 2006, 21(5): 1311-1319.
- [74]. Selvaraj J, Rahim N A. Multilevel inverter for grid-connected PV system employing digital PI controller[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2008, 56(1): 149-158.
- [75]. Rahim N A, Selvaraj J. Multistring five-level inverter with novel PWM control scheme for PV application[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2009, 57(6): 2111-2123.
- [76]. Zhu W, Zhou K, Cheng M, et al. PWM modulated three-level single-phase grid-connected PV inverter[C]. 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems. IEEE, 2011: 1-3.
- [77]. Zhang Y, Sun L. An efficient control strategy for a five-level inverter comprising flying-capacitor asymmetric H-bridge[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 58(9): 4000-4009.
- [78]. 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, 2017, 6(1): 140-150.
- [79]. Kim J S, Kwon J M, Kwon B H. High-efficiency two-stage three-level grid-connected photovoltaic inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(3): 2368-2377.
- [80]. Salodkar P, Sandeep N, Kulkarni P S, et al. A comparison of seven-level inverter topologies for multilevel dc-ac power conversion[C]. 2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). IEEE, 2014: 1-6.
- [81]. Sandeep N, Salodkar P, Kulkarni P S. A new simplified multilevel inverter topology for grid-connected application[C]. 2014 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science. IEEE, 2014: 1-5.
- [82]. Ji Y H, Jung D Y, Kim J H, et al. Dual mode switching strategy of flyback inverter for photovoltaic AC modules[C]. The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-. IEEE, 2010: 2924-2929.
- [83]. Zhang Z, Chen M, Chen W, et al. Design and Analysis of the synchronization control method for BCM/DCM current-mode flyback micro-inverter[C]. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2013: 68-75.
- [84]. 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.
- [85]. Christidis G C, Nanakos A C, Tatakis E C. Optimum design of a flyback PV microinverter under hybrid DCM/BCM operation[C]. 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe). IEEE, 2016: 1-10.
- [86]. 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, 2015, 31(6): 4195-4205.
- [87]. Rezaei M A, Lee K J, Huang A Q. A high-efficiency flyback micro-inverter with a new adaptive snubber for photovoltaic applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(1): 318-327.
- [88]. Ansari S A, Skandari A, Milimonfared J, et al. A new control method for an interleaved flyback inverter to achieve high efficiency and low output current THD[C]. 2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC). IEEE, 2018: 89-94.
- [89]. Zhang Z, He X F, Ren X, et al. Multi-mode control for photovoltaic grid-connected interleaved flyback micro-inverters to achieve high efficiency in wide load range[C]. 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2012: 2433-2438.
- [90]. Zhang Z, He X F, 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.
- [91]. 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, 2013, 29(7): 3428-3444.
- [92]. 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.
- [93]. 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.
- [94]. Lodh T, Pragallapati N, Agarwal V. An improved control scheme for interleaved flyback converter based micro-inverter to achieve high efficiency[C]. 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES). IEEE, 2016: 1-6.
- [95]. 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, 2012, 28(7): 3287-3296.
- [96]. Amirahmadi A, Hu H, Grishina A, et al. Hybrid ZVS BCM current controlled three-phase microinverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(4): 2124-2134.
- [97]. 魏涛. 高效光伏并网微型逆变器研究[D]. 南京航空航天大学, 2015.
- [98]. 赵阳. 高功率密度逆变器效率优化研究[D]. 南京航空航天大学, 2016.
- [99]. 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, 2013, 29(6): 2638-2642.
- [100]. Amirahmadi A, Somani U, Chen L, et al. Variable boundary dual mode current modulation scheme for three-phase micro-inverter[C]. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014. IEEE, 2014: 650-654.
- [101]. Tayebi S M, Kutkut N, Batarseh I. Analysis and optimization of BCM peak current mode control techniques for microinverters[C]. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2017: 2644-2651.
- [102]. Tayebi S M, Batarseh I. Analysis and optimization of variable-frequency peak current mode control techniques for microinverters [J]. IEEE Trans. Power Electron., 2017.
- [103]. Xu N, Zhang D. A Novel Hybrid ZCS ZVS Current Control Method for Micro-Inverters[C]. 2018 IEEE 27th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). IEEE, 2018: 319-323.
- [104]. 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, 2015, 31(1): 248-257.
- [105]. Jordan J, Esteve V, Sanchis-Kilders E, et al. A comparative performance study of a 1200 V Si and SiC MOSFET intrinsic diode on an induction heating inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(5): 2550-2562.
- [106]. Jahdi S, Alatisse O, Bonyadi R, et al. An analysis of the switching performance and robustness of power MOSFETs body diodes: A technology evaluation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014,

- 30(5): 2383-2394.
- [107]. Wang Z, Zhang J, Wu X, et al. Evaluation of reverse recovery characteristic of silicon carbide metal-oxide-semiconductor field-effect transistor intrinsic diode[J]. IET Power Electronics, 2016, 9(5): 969-976.
- [108]. She X, Huang A Q, Lucia O, et al. Review of silicon carbide power devices and their applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8193-8205.
- [109]. Huang X, Li Q, Liu Z, et al. Analytical loss model of high voltage GaN HEMT in cascode configuration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(5): 2208-2219.
- [110]. Huang X, Liu Z, Li Q, et al. Evaluation and application of 600 V GaN HEMT in cascode structure[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(5): 2453-2461.
- [111]. Huang X, Du W, Lee F C, et al. Avoiding Si MOSFET avalanche and achieving zero-voltage switching for cascode GaN devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(1): 593-600.
- [112]. 张雅静. 面向光伏逆变系统的氮化镓功率器件应用研究[D]. 北京交通大学, 2015.
- [113]. Xu F, Guo B, Tolbert L M, et al. An all-SiC three-phase buck rectifier for high-efficiency data center power supplies[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 49(6): 2662-2673.
- [114]. Hayashi Y. Power density design of SiC and GaN DC-DC converters for 380 V DC distribution system based on series-parallel circuit topology[C]. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2013: 1601-1606.
- [115]. Ranstad P, Nee H P, Linner J, et al. An experimental evaluation of SiC switches in soft-switching converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(5): 2527-2538.
- [116]. Stalter O, Burger B, Lehmann S. Silicon Carbide (SiC) D-MOS for grid-feeding solar-inverters[C]. 2007 European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2007: 1-10.
- [117]. Wang G, Wang F, Magai G, et al. Performance comparison of 1200V 100A SiC MOSFET and 1200V 100A silicon IGBT[C]. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2013: 3230-3234.
- [118]. Safari S, Castellazzi A, Wheeler P. Experimental and analytical performance evaluation of SiC power devices in the matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(5): 2584-2596.
- [119]. Lai J S, Yu W, Sun P, et al. A hybrid-switch-based soft-switching inverter for ultrahigh-efficiency traction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2013, 50(3): 1966-1973.
- [120]. Rahimo M, Canales F, Minamisawa R A, et al. Characterization of a silicon IGBT and silicon carbide MOSFET cross-switch hybrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4638-4642.
- [121]. He J, Katebi R, Weise N. A current-dependent switching strategy for Si/SiC hybrid switch-based power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 8344-8352.
- [122]. Reichl J, Lai J S, Hefner A, et al. Design optimization of hybrid-switch soft-switching inverters using multiscale electrothermal simulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(1): 503-514.
- [123]. Deshpande A, Luo F. Practical Design Considerations for a Si IGBT+ SiC MOSFET Hybrid Switch: Parasitic Interconnect Influences, Cost, and Current Ratio Optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(1): 724-737.
- [124]. Wang J, Li Z, Jiang X, et al. Gate control optimization of Si/SiC hybrid switch for junction temperature balance and power loss reduction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(2): 1744-1754.
- [125]. Wang Y, Chen M, Yan C, et al. Efficiency Improvement of Grid Inverters With Hybrid Devices[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(8): 7558-7572.
- [126]. Kim J W, Choi S M, Kim K T. Variable on-time control of the critical conduction mode boost power factor correction converter to improve zero-crossing distortion[C]. 2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems. IEEE, 2005, 2: 1542-1546.
- [127]. 王婷, 王宗, 范士林, 等. 光伏并网逆变器中国效率评价方式[J]. 大功率变流技术, 2014 (3): 56-59.

[128]. <https://www.wolfspeed.com/power/tools-and-support>

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

攻读博士学位期间发表的论文

- [1] **Z. Zhang**, J. Zhang and S. Shao, "A Variable Off-Time Control Method for a Single-Phase DCM Microinverter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 8, pp. 7229-7239, Aug. 2018. (SCI, 第一作者)
- [2] **Z. Zhang**, J. Zhang, S. Shao and J. Zhang, "A High-Efficiency Single-Phase T-Type BCM Microinverter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 1, pp. 984-995, Jan. 2019. (SCI, 第一作者)
- [3] **Z. Zhang**, J. Zhang and X. Wu, "A single phase T-type inverter operating in boundary conduction mode," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-6. (EI, 第一作者)
- [4] **Zhen Zhang**, Junming Zhang, Shuai Shao, Xinke Wu and Kuang Sheng, "A novel fixed off-time control method for single-phase micro-inverter without sensing inductor current," 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), Kaohsiung, 2017, pp. 1886-1891. (EI, 第一作者)

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传