

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21510138

浙江大学
硕士专业学位论文



中文论文题目: 临界导通图腾柱 Boost

功率因数校正器研究

英文论文题目: Research on Boundary Conduction Mode Totem

Pole Boost Power Factor Correction Rectifier

申请人姓名: 赵臣凯

指导教师: 吴新科

合作导师: _____

专业学位类别: 工程硕士

专业学位领域: 电气工程

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2018 年 3 月 14 日

临界导通图腾柱 Boost

功率因数校正器研究



论文作者签名:

赵臣凯

指导教师签名:

吴新科

论文评阅人 1: 董伯藩\教授\浙江大学电气工程学院

评阅人 2: 姚文熙\副教授\浙江大学电气工程学院

评阅人 3: 陈 怡\教授\浙江工业大学

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: 谢小高\教授\杭州电子科技大学

委员 1: 张军明\教授\浙江大学电气工程学院

委员 2: 吴新科\教授\浙江大学电气工程学院

委员 3: 郭 清\副教授\浙江大学电气工程学院

委员 4: 陈 敏\副教授\浙江大学电气工程学院

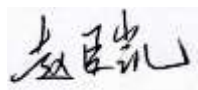
委员 5: _____

答辩日期: 2018 年 3 月 14 日

浙江大学研究生学位论文独创性声明

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

学位论文作者签名：



签字日期：

2018 年 03 月 27 日

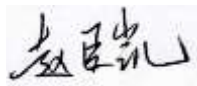
仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

学位论文版权使用授权书

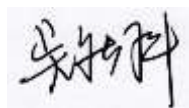
本学位论文作者完全了解 浙江大学 有权保留并向国家有关部门或机构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权 浙江大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本授权书）

学位论文作者签名：



导师签名：



签字日期： 2018 年 03 月 27 日

签字日期： 2018 年 03 月 27 日

致谢

从 2011 年 8 月 22 日来到浙大军训算起，至今已在浙大近 7 个春秋。2011 年至 2015 年，我在浙大完成了本科学业，获得学士学位。期间，浙大自由，求是的学习氛围让我萌生在此继续求学的念头。随后，于 2015 年 9 月，我有幸加入“博蓝”实验室，开始了我的硕士生涯。短短两年半，我经历了“博蓝”实验室的蒸蒸日上，了解了电力电子技术，获得了同门深厚的友谊，见证了杭州房价的腾飞。在此，对硕士期间给予我指导，帮助和关心的老师同学等表示衷心的感谢。

本论文是在吴新科教授指导下完成。硕士期间，吴老师给予我宝贵的中兴通讯公司、英飞特公司、金威源公司项目实践机会，使我对电力电子领域有了基本的认识。尤为感谢吴老师在论文撰写和 PPT 展示上细致、专业的指导。祝吴老师今后工作顺利、科研再创高峰。感谢董伯藩教授在硕士期间的指导，董老师深厚的电力电子功底往往能深入浅出的为我答疑解惑，令人醍醐灌顶茅塞顿开。祝董老师身体健康。感谢周莉英周大姐在日常科研和生活上的帮助，祝周大姐工作顺利，身体健康。

刘劭凯师兄是我在“博蓝”实验室的引路人，感谢他带我熟悉实验室，上手电力电子。我们也在紧张的科研和丰富的课余时间建立了深厚的友谊，在此祝他“莫愁前路无知己，天下谁人不识君”。邱凯师弟作为实验室唯一的军哥哥，以其丰富的阅历给我带来不同的思考方式和有趣的故事。感谢期间他对我的照顾和帮助。刘天骥师兄具有深厚的学术功底和严谨的学术态度，敢于钻研和挑战、为我树立了良好的学习榜样。同时，他乐于助人，经常为我答疑解惑，感谢他的指导和帮助。

感谢 15 级电力电子硕士班的各位同级读研的同学，尤其是张乐同学和我同在吴老师门下，共同度过了三年硕士生涯。祝各位前程似锦，一帆风顺。我和杨金旭同学合作完成了中兴通讯公司、英飞特公司两个项目。感谢在此期间杨金旭同学的帮助和解惑。张思亮、周宗杰、徐厚健、谭园、秦伟、吴嘉文等同学在金威源项目和论文撰写期间曾给予了无私的帮助，在此表示感谢。祝各位科研顺利，早日毕业。感谢黄华高、陈慧、戈现勉、秦伟、徐晨汀、严阳、董泽政、蓝桂星、吕海军、李海燕等师兄师姐的指导和帮助。祝各位鹏程万里，一帆风顺。感谢施鸿波、吴贤、虞乃鹏、韩阅、张博诚等师弟师妹在科研生活上的互相帮助。

感谢康培林小师妹的信任和支持。感谢父母从小对我的培养，给予我舒适的环境能够专心学习。

赵臣凯

2018 年 1 月于浙大玉泉

摘要

开关电源具有效率高,重量轻,稳压范围宽等优点,在通讯电源领域获得了广泛的应用。目前常用的通讯电源方案由前级功率因数校正(PFC)和后级DC/DC两级构成,本文主要研究前级PFC。

BCM图腾柱Boost PFC拓扑主电路简单,导通损耗小,易于实现软开关,在高效高功率密度通讯电源场合变得流行。但是,较高的电感电流峰值需要大体积的差模滤波器。交错并联技术能显著减小输入、输出电流纹波,从而减小滤波器和输出电容的体积。同时,通过适当的控制方法能显著提升轻载效率。但是变化的开关频率给交错并联带来了巨大的挑战。

本文研究高效高功率密度BCM图腾柱Boost PFC的设计。详细分析了BCM的控制方法,过零点检测方式和交错并联的实现方法。此外,在图腾柱中,MOSFET体二极管作为续流二极管存在严重的反向恢复,导致理想BCM计算方法与实验结果存在显著误差。本文基于反向恢复的斜坡过程分析方法,给出器件反向恢复系数的测量方法,提出考虑反向恢复的BCM图腾柱Boost PFC精确解析方法。根据该方法研制了一台600W的高效高功率密度BCM图腾柱Boost PFC样机,并验证了该方法的准确性。

关键词: 图腾柱Boost PFC, 临界导通模式, 交错并联, 反向恢复

仅限PMIC会员单位内部使用, 不得外传

Abstract

With the advantages of high efficiency, light weight and wide regulated range, switching mode power supply is widely used in the field of communication power supply. At present, the popular scheme is generally composed of the front stage power factor correction (PFC) and the rear stage DC / DC. This paper focuses on the PFC stage.

The boundary conduction mode totem-pole boost power factor correction topology is becoming popular in high efficiency and high power density communication power supply because of its advantages of less devices, low conduction losses and soft switching. However, the high inductance current peak value needs a huge differential mode EMI filter. The input and output current can be significantly reduced by interleaving two boost PFC converters. Therefore, the DM EMI filter and output capacitance can be reduced, too. Another benefit of interleaving is that the efficiency at light load can be increased by employing phase shedding. However, since the switching frequency is variable, the synchronization of interleaved BCM boost PFC converters presents a challenging task.

The design of high efficiency and high power density BCM totem pole boost PFC is this paper's research object. There are analysis of control method, zero crossing detection and interleaving. In totem pole PFC, the MOSFET body diode is the freewheeling diode, which has a serve reverse recovery. And it will affect the accuracy of calculation result. In this paper, based on the reverse recovery slop process analysis method, the measurement method of the device's reverse recovery coefficient is given. An accurate analytical method of BCM totem pole Boost PFC considering reverse recovery is proposed. According to the method, a 600W high efficiency high power density BCM totem pole Boost PFC prototype was developed and the accuracy of the method was verified.

Key words: Totem-pole Boost PFC, Boundary Conduction Mode, Interleaving, Reverse Recovery

插图清单

图 1-1 全桥整流电路	1
图 1-2 全桥整流电路关键波形	1
图 1-3 传统有桥 Boost PFC 拓扑	3
图 1-4 基本无桥 Boost PFC 拓扑	4
图 1-5 带双向开关的 H-PFC 拓扑	4
图 1-6 双路 Boost PFC 拓扑	5
图 1-7 图腾柱 Boost PFC 拓扑	6
图 1-8 连续导通模式电感电流波形	7
图 1-9 BCM 电感电流波形	7
图 1-10 断续导通模式电感电流波形	8
图 2-1 工频桥臂同步整流的图腾柱 Boost PFC 拓扑	11
图 2-2 不考虑反向恢复时, BCM 图腾柱 Boost PFC 开关周期波形	11
图 2-3 BCM 图腾柱 Boost PFC 拓扑开关模态等效电路	12
图 2-4 电压模式控制框图	13
图 2-5 电流模式控制框图	14
图 2-6 高频桥臂控制逻辑电路	14
图 2-7 高频桥臂控制逻辑波形	14
图 2-8 交流输入电压采样电路	15
图 2-9 正负半周判断电路	15
图 2-10 电流互感器过零点检测方案	16
图 2-11 饱和和电流互感器过零点检测方案	16
图 2-12 直流侧电阻采样检测 ZCD 信号原理图和波形	16
图 2-13 交流侧电阻采样检测 ZCD 信号原理图	17
图 2-14 辅助绕组检测 ZCD 信号原理图和波形	17
图 2-15 BCM 图腾柱 Boost PFC 变流器控制框图	18
图 2-16 导通时间和工频周期最小开关频率随输入电压变化曲线	19
图 2-17 70 μ H 电感对应的开关频率	20
图 2-18 EC33C 磁芯形状	20
图 2-19 DMR95 的磁损曲线	21
图 2-20 输入电感铜损	22
图 2-21 高频开关管平均导通损耗	22
图 2-22 高频开关管关断损耗	23
图 2-23 工频开关管平均导通损耗	24
图 2-24 输出电压纹波	25
图 2-25 输出电容损耗	25
图 2-26 单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机	25
图 2-27 样机满载 (600W) 工频周期波形	26
图 2-28 样机满载 (600W) 开关周期波形	26
图 2-29 样机半载 (300W) 工频周期波形	26
图 2-30 样机半载 (300W) 开关周期波形	26
图 2-31 限频工作波形	26

图 2-32 单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机效率曲线.....	27
图 2-33 电感电流峰值计算值和实验值对比.....	27
图 2-34 开关频率计算值和实验值对比.....	28
图 3-1 电流模式, 主相开通瞬间同步控制原理.....	30
图 3-2 电流模式, 主相开通瞬间同步控制时电感失配带来的影响.....	30
图 3-3 电流模式, 主相开通瞬间同步控制时相位延时误差带来的影响.....	31
图 3-4 电压模式, 主相开通瞬间同步控制原理.....	32
图 3-5 电压模式, 主相开通瞬间同步控制时电感失配带来的影响.....	32
图 3-6 电流模式, 主相开通瞬间同步控制时相位延时误差带来的影响.....	33
图 3-7 电流模式, 主相关断瞬间同步控制原理.....	33
图 3-8 电压模式, 主相关断瞬间同步控制原理.....	33
图 3-9 电流模式或电压模式, 主相开通瞬间同步控制时电感失配带来的影响.....	34
图 3-10 电流模式或电压模式, 主相开通瞬间同步控制时相位延时误差带来的影响.....	35
图 3-11 基于锁相环的闭环控制框图	36
图 3-12 基于锁相环的闭环控制关键波形.....	36
图 3-13 通过修改从相反馈电压电平来修改从相关断瞬间的原理图.....	37
图 3-14 通过修改从相的斜坡信号来修改从相关断瞬间的原理图.....	37
图 3-15 平等控制方式的原理图	38
图 3-16 两相交错 BCM 图腾柱 Boost PFC 控制框图.....	39
图 3-17 两相交错 BCM 图腾柱 Boost PFC 关键波形.....	39
图 3-18 主程序流程图	40
图 3-19 ADCINT 中断流程图	40
图 3-20 外部中断流程图	40
图 3-21 交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 控制时序.....	41
图 3-22 工频周期内, 两相交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 波形.....	42
图 3-23 开关周期内, 两相交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 波形.....	42
图 4-1 精确的开关过程波形	45
图 4-2 PiN 二极管反向恢复过程电压电流波形	45
图 4-3 PiN 二极管反向恢复过程载流子分布	46
图 4-4 第三阶段结束后 PiN 二极管内的存储电荷	48
图 4-5 BCM 下电感电流和管压 (IPL60R065C7, 70uH, @100Vin,400Vo)	49
图 4-6 不同输入电压下反向恢复时间和电感电流峰值的关系 (IPL60R065C7, 70uH, 400Vo)	50
图 4-7 系数 A_{QR} 和输入电压 V_{in} 的关系 (IPL60R065C7)	50
图 4-8 谐振过程等效电路	51
图 4-9 非线性输出结电容 (IPL60R065C7)	51
图 4-10 过零点附近开关过程波形	53
图 4-11 过零点附近开关过程状态轨迹图.....	53
图 4-12 $V_{in} < V_o/2$ 时开关过程波形	55
图 4-13 $V_{in} < V_o/2$ 时开关过程状态轨迹图	55
图 4-14 $V_{in} > V_o/2$ & $I_R > I_{R_{th}}$ 时开关过程波形	56
图 4-15 $V_{in} > V_o/2$ & $I_R > I_{R_{th}}$ 时状态轨迹图	56
图 4-16 $V_{in} > V_o/2$ & $I_R < I_{R_{th}}$ 时开关过程波形	56
图 4-17 $V_{in} > V_o/2$ & $I_R < I_{R_{th}}$ 时状态轨迹图	56
图 4-18 工频周期内, 电路工作情况	57
图 4-19 不同功率下 BCM 图腾柱 Boost PFC 实验波形.....	58

图 4-20 电感电流实验值和两种方法计算值对比.....	59
图 4-21 开关频率实验值和两种方法计算值对比.....	59

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

附表清单

表 2-1 BCM 图腾柱 Boost PFC 变流器指标.....19

表 2-2 单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机元器件参数.....25

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目次

致谢	I
摘要	II
ABSTRACT	III
插图清单	IV
附表清单	VII
目次	1
1 绪论	1
1.1 功率因数校正技术概述	1
1.1.1 功率因数的概念	1
1.1.2 功率因数校正技术的分类	3
1.1.3 Boost PFC 电路工作模式	7
1.2 通讯电源现状	8
1.3 本论文主要研究内容	9
2 单相临界导通图腾柱 BOOST 功率因数校正器的设计	11
2.1 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路模态分析	11
2.2 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路控制方案	13
2.2.1 BCM 图腾柱 Boost PFC 控制原理	13
2.2.2 正负半周的判断	15
2.2.3 过零点的检测	15
2.2.4 整机控制框图	17
2.3 不考虑反向恢复的 BCM 计算方法	18
2.4 BCM 图腾柱 Boost PFC 校正器元器件设计	19
2.4.1 输入电感设计	19
2.4.2 高频开关管设计	22
2.4.3 工频开关管设计	23
2.4.4 输出电容设计	24
2.5 实验结果	25
2.6 本章小结	28
3 交错并联 BCM 图腾柱 BOOST PFC 电路研究	29
3.1 BCM Boost PFC 交错并联方法	29
3.1.1 开环控制方式	29
3.1.2 闭环控制方式	35
3.1.3 平等控制方式	37
3.2 交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 技术方案	38
3.2.1 交错并联控制框图	38
3.2.2 交错并联流程图	40
3.2.3 EPWM 模块的配置	41

3.3	实验结果	42
3.4	本章小结	43
4	考虑反向恢复的 BCM 图腾柱 BOOST PFC 设计方法.....	44
4.1	考虑反向恢复的 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路模态分析	44
4.2	MOSFET 体二极管反向恢复建模.....	45
4.2.1	PiN 二极管反向恢复过程斜坡恢复过程.....	45
4.2.2	图腾柱 Boost PFC 反向恢复过程建模.....	48
4.3	软开通的谐振过程分析	51
4.4	开关周期内关键参数计算	52
4.5	工频周期分析	52
4.5.1	输入电压瞬时值在过零点附近.....	53
4.5.2	输入电压瞬时值小于输出电压的一半.....	54
4.5.3	输入电压瞬时值大于输出电压的一半.....	55
4.6	实验验证	58
4.7	本章小结	59
5	总结与展望.....	60
	参考文献	60
	作者简历及在学期间所取得的科研成果	64

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

1 绪论

1.1 功率因数校正技术概述

在各种工业或家用场景中，将市电交流电转换成直流电是一种常见的 AC/DC 变换需求。早期 AC/DC 变换通常采用如图 1-1 所示的全桥整流电路。当交流输入瞬时电压较低时，整流桥关断，负载供电由母线电容 C_{bus} 提供；随着交流输入瞬时电压提高至输出电压，整流桥导通，交流电源给负载供电，同时向母线电容充电。因此，输入电流在整流桥导通时会出现较大的脉冲，如图 1-2 所示。

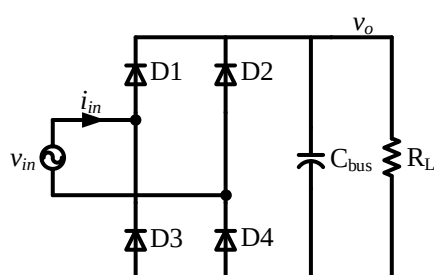


图 1-1 全桥整流电路

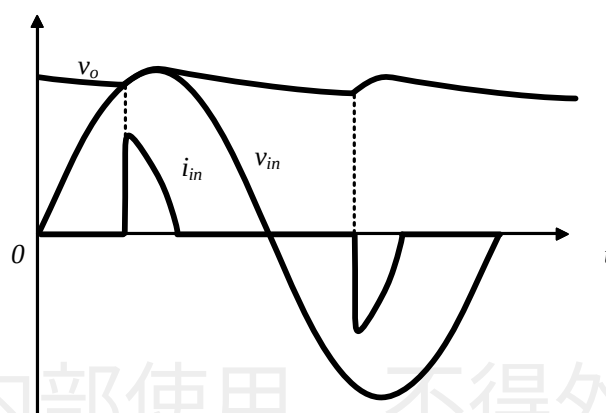


图 1-2 全桥整流电路关键波形

大量的采用全桥整流电路会给电网引入严重的谐波，一方面造成电网的谐波污染，另一方面会产生二次效应，使电网电压也产生畸变。电网中的谐波通过电场或磁场耦合会对通讯线路造成干扰；同时也会影响常规测量仪器的测量精度；严重时，甚至会造成电路鼓噪，设备损耗。

上世纪八十年代以来，电网谐波污染问题引起人们的重视。为了保证电网的供电质量，提高电网的可靠性，国际电工委员会（International Electrotechnical Commission, IEC）、美国电气和电子工程师协会（Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE）和欧洲电工技术标准委员会（European Committee for Electrotechnical Standardization, CENELEC）都对谐波制定了相应的标准。目前，国际上普遍强制执行 IEC61000-3-2 标准。

1.1.1 功率因数的概念

功率因数（Power Factor, PFC）是指有功功率 P 和视在功率 S 的比值，即

$$PF = \frac{P}{S} \quad (1-1)$$

为简单起见，首先考虑输入电压和电流都是正弦情况的功率因数计算。假设输入电压和输入电

流分别为

$$v_{in} = \sqrt{2}V_{rms} \sin(\omega t + \varphi_v) \quad (1-2)$$

$$i_{in} = \sqrt{2}I_{rms} \sin(\omega t + \varphi_i) \quad (1-3)$$

则，相应的瞬时功率就是

$$p = v_{in} i_{in} \quad (1-4)$$

有功功率就是指瞬时功率在一个开关周期内的平均值，即

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = V_{rms} I_{rms} \cos(\varphi_v - \varphi_i) \quad (1-5)$$

视在功率是指输入电压有效值和输入电流有效值的乘积，即

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (1-6)$$

需要注意的是，为了和有功功率区别，视在功率的单位为伏安（V·A）。

因此，对于输入电压和电流都是正弦的情况，功率因数为

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms} I_{rms} \cos(\varphi_v - \varphi_i)}{V_{rms} I_{rms}} = \cos(\varphi_v - \varphi_i) \quad (1-7)$$

但是在实际工程应用中，输入电流往往不是正弦。对于周期为 T（ $\omega = 2\pi/T$ ）的输入电流可以表示成一系列正弦函数相加的形式（不考虑直流分量）。

$$i_{in} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{rms}(n) \sin[n\omega t + \varphi_i(n)] \quad (1-8)$$

其中 $I_{rms}(n)$ 表示输入电流 n 次谐波的有效值，输入电流的有效值为

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{rms}(n)^2} \quad (1-9)$$

由于高次谐波在一个周期内的平均功率为 0，所以对于输入电流非正弦的功率因数为

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms} I_{rms}(1) \cos[\varphi_v - \varphi_i(1)]}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{I_{rms}(1)}{I_{rms}} \cos[\varphi_v - \varphi_i(1)] \quad (1-10)$$

定义畸变因数为：

$$k_d = \frac{I_{rms}(1)}{I_{rms}} \quad (1-11)$$

定义相移因数为：

$$k_a = \cos[\varphi_v - \varphi_i(1)] \quad (1-12)$$

所以这种情况下的功率因数为

$$PF = k_d k_a \quad (1-13)$$

因为，总谐波失真度（Total Harmonic Distortion, THD）为：

$$THD = \frac{1}{I_{rms}(n)} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{rms}(n)^2} \quad (1-14)$$

所以畸变因数 k_d 和总谐波失真度 THD 满足：

$$k_d = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (1-15)$$

1.1.2 功率因数校正技术的分类

功率因数校正技术有多种分类方法, 根据电网的供电可以分为单相 PFC 技术和三相 PFC 技术; 根据有无有源器件可以分为无源 PFC 技术和有源 PFC 技术; 根据电路拓扑可以分为 Boost 型 PFC, Buck 型 PFC, Buck-Boost 型 PFC, Flyback 型 PFC 等。

无源 PFC 技术实现简单, 但校正效果有限。有源 PFC 技术随着电力电子技术发展进步迅速, 成为常用的功率因数校正技术。下面就 Boost 型有源校正技术作简单的介绍。

1.1.2.1 有桥功率因数校正拓扑

图 1-3 是传统有桥 Boost PFC 变流器, 这是最传统最成熟的 Boost 型有源校正拓扑^[1]。它由一个整流桥和一个 Boost 电路构成。通过整流桥将交流输入电压正负半波进行整流, 获得馒头波信号。再将馒头波经过 Boost 稳在固定输出电压。该拓扑具有功率因数高, 主电路简单, 控制成熟的优点。目前在工业界有广泛的应用。

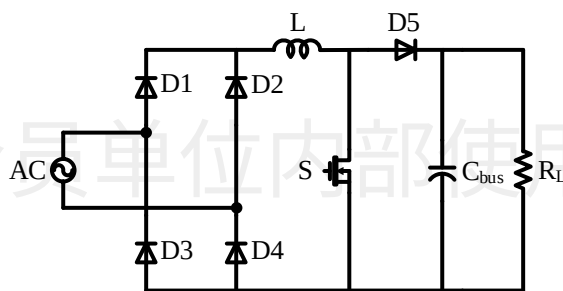


图 1-3 传统有桥 Boost PFC 拓扑

由于在任意时刻, 电流都会流经整流桥中的 2 个二极管 (D1 和 D4, 或者 D2 和 D3) 和 Boost 电路中的一个开关管 (S 或者 D5), 因此该拓扑的导通损耗严重。为了提高效率, 提出了各种无桥功率因数校正拓扑。

1.1.2.2 无桥功率因数校正拓扑

(一) 基本无桥 Boost PFC 拓扑

最早提出的基本无桥 Boost PFC 如所示^[2]。为方便说明, 规定输入交流电 AC 的正半周为上正下负, 负半周为上负下正, 电感电流从左往右流为正方向, 从右往左流为负方向, 下同。

当正半周时, MOSFET S2 始终导通, 二极管 D2 始终断开, 电路等效成 Boost 电路, 其中 MOSFET S1 相当于 Boost 电路中的主开关管, 二极管 D1 相当于续流二极管。当 MOSFET S1 导通时, 电源 AC 给电感 L 储能, 电感电流正向并且数值上增大, 母线电容 C_{bus} 给负载 R_L 放电维持输出电压。当 MOSFET S1 关断时, 二极管 D1 导通, 电源 AC 和电感 L 一起给母线电容 C_{bus} 和负载 R_L 供电, 电感电流减小。

当负半周时, MOSFET S1 始终导通, 二极管 D1 始终断开, 电路等效成 Boost 电路, 其中 MOSFET S2 相当于 Boost 电路中的主开关管, 二极管 D2 相当于续流二极管。当 MOSFET S2 导通时, 电源 AC 给电感 L 储能, 电感电流负向并且数值上增大, 母线电容 C_{bus} 给负载 R_L 放电维持输出电压。当 MOSFET S2 关断时, 二极管 D2 导通, 电源 AC 和电感 L 一起给母线电容 C_{bus} 和负载 R_L 供电, 电感电流减小。

根据以上分析可知, 该拓扑在任意时刻, 电流只会流经两个开关管 (D1 和 S2, S1 和 S2 或者 D2 和 S1), 因此该拓扑的导通损耗相比于传统有桥 Boost PFC 拓扑有显著减小。此外, 该拓扑具有主电路简单的优点。

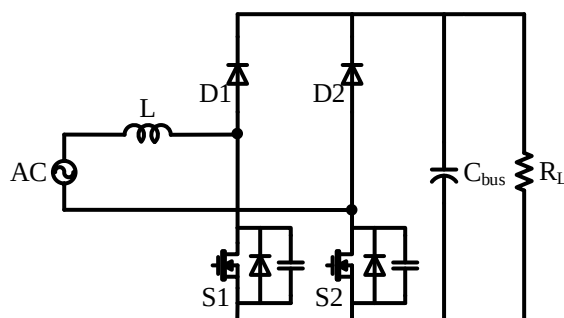


图 1-4 基本无桥 Boost PFC 拓扑

但是, 由于交流输入的下端和 D2, S2 的交点连接, 会带来严重的共模干扰。在正半周时, MOSFET S2 始终导通, 该点电位始终为 0。但是负半周时, MOSFET S2 以开关频率动作, 当 S2 管导通时, 该点电位为 0, 当 S2 管关断时, D2 导通, 该点电位为输出电压, 因此该点产生了幅度为输出电压, 频率为开关频率的 dv/dt , 直接给交流输入电源带来严重的共模干扰。

(二) 带双向开关的 H-PFC 拓扑

为了解决基本无桥 Boost PFC 拓扑共模干扰严重的问题, 提出了各种改进的无桥 Boost PFC 拓扑。图 1-5 所示是一种带双向开关的 H-PFC 拓扑^[3]。其中 MOSFET S1 和 S2 作为一个整体同时开通或者同时关断构成双向开关。

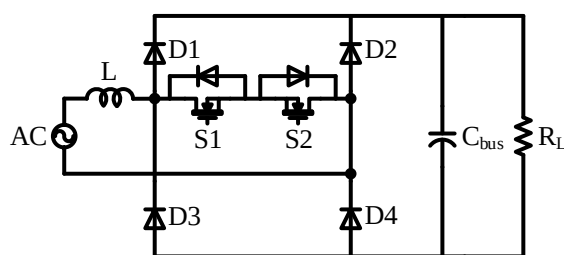


图 1-5 带双向开关的 H-PFC 拓扑

在正半周时, 二极管 D2 和 D3 始终断开, MOSFET S1 和 S2 相当于 Boost 电路中的主开关管, 二极管 D1 和 D4 相当于 Boost 电路中的续流二极管。当 MOSFET S1 和 S2 导通时, 电源 AC 给电感 L 储能, 电感电流正向并且数值上增大, 母线电容 C_{bus} 给负载 R_L 放电维持输出电压。当 MOSFET S1 和 S2 关断时, 二极管 D1 和 D4 导通, 电源 AC 和电感 L 一起给母线电容 C_{bus} 和负载 R_L 供电, 电感电流

减小。

在负半周时，二极管 D1 和 D4 始终断开，MOSFET S1 和 S2 相当于 Boost 电路中的主开关管，二极管 D2 和 D3 相当于 Boost 电路中的续流二极管。当 MOSFET S1 和 S2 导通时，电源 AC 给电感 L 储能，电感电流负向并且数值上增大，母线电容 C_{bus} 给负载 R_L 放电维持输出电压。当 MOSFET S1 和 S2 关断时，二极管 D2 和 D3 导通，电源 AC 和电感 L 一起给母线电容 C_{bus} 和负载 R_L 供电，电感电流减小。

根据以上分析可知，该拓扑在任意时刻，电流同样只会流经两个开关管（D1 和 D4，S1 和 S2 或者 D2 和 D3），因此该拓扑的导通损耗相比于传统有桥 Boost PFC 拓扑有显著减小。

同时，该电路的共模性能相对于基本无桥 Boost PFC 而言有所提高。交流输入的下端和 D2，D4 的交点连接，会带来严重的共模干扰。当 MOSFET S1 和 S2 导通，D2 和 D4 断开，该点电位为输出电压一半。当 MOSFET S1 和 S2 断开，在正半周时，D4 导通，该点电位为 0；在负半周时，D2 导通，该点电位为输出电压，因此该点产生了幅度为输出电压一半，频率为开关频率的 dv/dt ，相比于基本无桥 Boost PFC，共模干扰从幅度上减小了一半。

但是，相比于基本无桥 Boost PFC 拓扑，带双向开关的 H-PFC 拓扑主电路半导体开关器件数量增加，带来了成本的增大。此外，双向开关 MOSFET S1 和 S2 的驱动比较困难。

（三）双路 Boost PFC 拓扑

图 1-6 所示是一种双路 Boost PFC 拓扑^[4]。正半周时，二极管 D3 始终关断，二极管 D4 始终导通，电感 L1，二极管 D1 和 MOSFET S1 构成 Boost 电路，其中 MOSFET S1 相当于 Boost 电路中的主开关管，二极管 D1 相当于 Boost 电路中的续流二极管。当 MOSFET S1 导通时，电源 AC 给电感 L1 储能，电感 L1 电流正向并且数值上增大，母线电容 C_{bus} 给负载 R_L 放电维持输出电压。当 MOSFET S1 关断时，二极管 D1 导通，电源 AC 和电感 L1 一起给母线电容 C_{bus} 和负载 R_L 供电，电感 L1 电流减小。

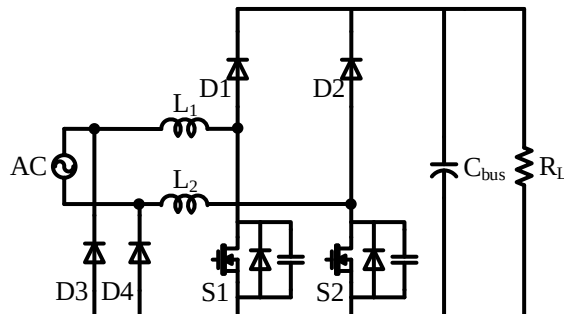


图 1-6 双路 Boost PFC 拓扑

负半周时，二极管 D3 始终导通，二极管 D4 始终关断，电感 L2，二极管 D2 和 MOSFET S2 构成 Boost 电路，其中 MOSFET S2 相当于 Boost 电路中的主开关管，二极管 D2 相当于 Boost 电路中的

续流二极管。当 MOSFET S2 导通时，电源 AC 给电感 L2 储能，电感 L2 电流正向并且数值上增大，母线电容 C_{bus} 给负载 R_L 放电维持输出电压。当 MOSFET S2 关断时，二极管 D2 导通，电源 AC 和电感 L2 一起给母线电容 C_{bus} 和负载 R_L 供电，电感 L2 电流减小。

相比于基本无桥 Boost PFC，由于交流电源和桥臂中点之间都存在 PFC 电感，因此共模性能更好。此外，由于两个 MOSFET S1 和 S2 的源极都接地，驱动简单。

但是该拓扑主电路半导体开关器件数量增加，也增加了一个 PFC 电感，带来了成本和体积的增加。

（四）图腾柱 Boost PFC 拓扑

图 1-7 所示是图腾柱 Boost PFC 拓扑^[5]。正半周时，二极管 D1 始终关断，二极管 D2 始终导通，电感 L，MOSFET S1 的体二极管和 MOSFET S2 构成 Boost 电路，其中 MOSFET S2 相当于 Boost 电路中的主开关管，MOSFET S1 的体二极管相当于 Boost 电路中的续流二极管。当 MOSFET S2 导通时，电源 AC 给电感 L 储能，电感 L 电流正向并且数值上增大，母线电容 C_{bus} 给负载 R_L 放电维持输出电压。当 MOSFET S2 关断时，MOSFET S1 的体二极管导通，电源 AC 和电感 L 一起给母线电容 C_{bus} 和负载 R_L 供电，电感 L 电流减小。

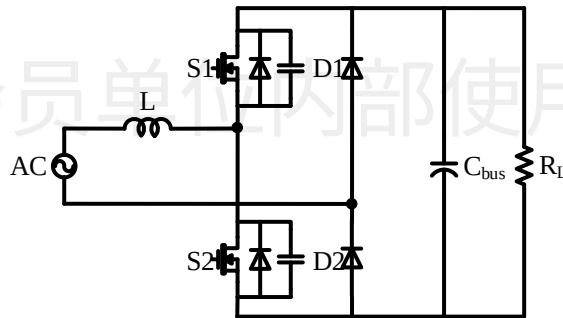


图 1-7 图腾柱 Boost PFC 拓扑

负半周时，二极管 D1 始终导通，二极管 D2 始终关断，电感 L，MOSFET S1 和 MOSFET S2 的体二极管构成 Boost 电路，其中 MOSFET S1 相当于 Boost 电路中的主开关管，MOSFET S2 的体二极管相当于 Boost 电路中的续流二极管。当 MOSFET S1 导通时，电源 AC 给电感 L 储能，电感 L 电流负向并且数值上增大，母线电容 C_{bus} 给负载 R_L 放电维持输出电压。当 MOSFET S1 关断时，MOSFET S2 的体二极管导通，电源 AC 和电感 L 一起给母线电容 C_{bus} 和负载 R_L 供电，电感 L 电流减小。

根据以上分析可知，该拓扑在任意时刻，电流只会流经两个开关管（D2 和 S1 的体二极管，D2 和 S2，D1 和 S1，或者 D1 和 S2 的体二极管），因此该拓扑的导通损耗相比于传统有桥 Boost PFC 拓扑有显著减小。

在共模干扰方面，交流输入的下端和 D1，D2 桥臂中点连接。在正半周时，D2 始终导通，该点电位为 0。在负半周时，D1 始终导通，该点电位为输出电压，因此该点产生了幅度为输出电压，频

率为工频的 dv/dt ，相比于基本无桥 Boost PFC，共模干扰的频率有显著的减小。

此外，该拓扑的主电路和基本无桥 Boost PFC 拓扑一样简单。虽然 S1 管需要浮地驱动，但是通过自举供电的方式也能简单的解决。因此，该拓扑非常适合高功率密度的场合，本文选择图腾柱 Boost PFC 拓扑作为研究对象，符合当前电力电子的发展趋势。

1.1.3 Boost PFC 电路工作模式

根据以上分析，图腾柱 Boost PFC 在一个开关周期内等效于 Boost 电路。Boost 电路根据电感电流的波形可以分为连续导通模式 (CCM)，临界导通模式 (BCM) 和断续导通模式 (DCM)。连续导通模式是指在一个开关周期内，电感电流始终有电流流过，并且电感电流最小值不为 0。断续导通模式是指在一个开关周期内，电感电流有一段时间为 0。BCM 介于连续导通模式和断续导通模式之间，指在一个开关周期内电感电流恰好减小到 0 后进入下一个开关周期。据此，图腾柱 Boost PFC 也可以分为这三种工作模式。

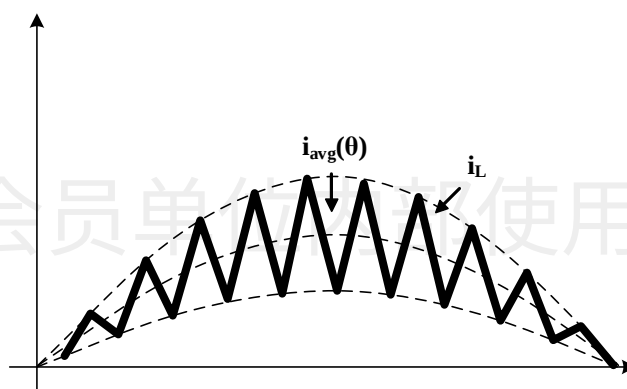


图 1-8 连续导通模式电感电流波形

连续导通模式的图腾柱 Boost PFC 在正半周的波形如图 1-8 所示，其优点在于电感电流纹波小，功率因数高，开关频率固定，输入滤波器小。但是这种模式存在的问题在于电感值大，电感体积不易做小。开关过程硬开关，导致开关损耗大。因此，连续导通模式通常用在中大功率场合。

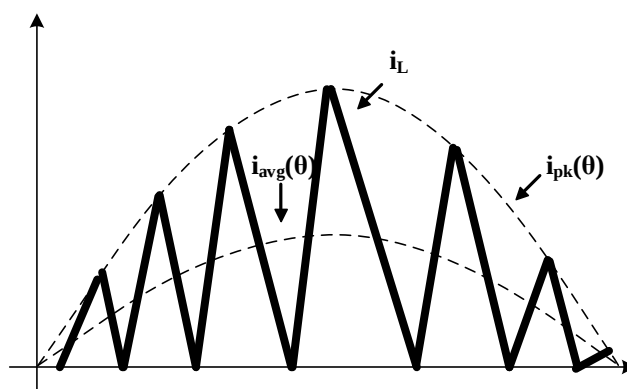


图 1-9 BCM 电感电流波形

BCM 的图腾柱 Boost PFC 在正半周的波形如图 1-9 所示，其优点在于理论上能实现单位功率因数，电感值相对较小，电感体积能做小。同时，该模式容易实现软开关。但是该模式存在开关频率在工频周期内变化的问题，滤波器设计复杂。通常用在中小功率场合。

断续导通模式的图腾柱 Boost PFC 在正半周的波形如图 1-10 所示，该模式的电感电流纹波最大，功率因数较低，通常用在小功率场合。

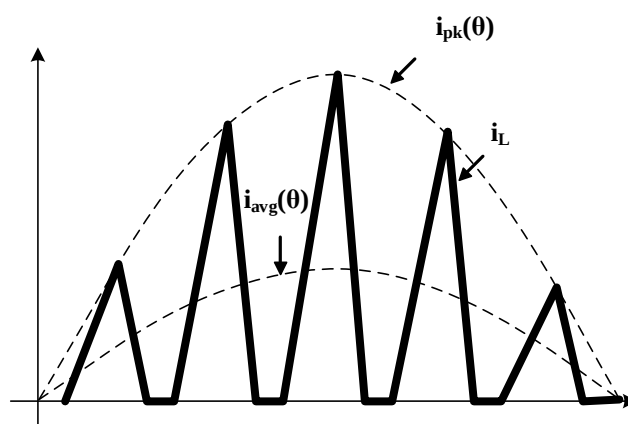


图 1-10 断续导通模式电感电流波形

为了实现高功率密度的要求，需要提高开关频率，减小 PFC 电感，从而减小电感体积。但是开关频率的提高会导致开关损耗增大，影响效率。而 BCM 能够实现软开关，减小开关损耗。因此，本文选择 BCM 作为主要的工作模式。同时为了限制轻载时开关频率过高，导致开关损耗严重的问题，采用断续导通模式限制开关频率。

1.2 通讯电源现状

在通讯技术快速发展的背景下，作为通讯系统的核心，通讯电源也经历了快速的发展。通讯电源是一种 AC/DC 变流器，将市电提供的交流电转换成通讯设备所需的 48V 直流电源。

通讯电源的整流技术经过了几代的变革，从 20 世纪 50 年代末的饱和电抗器控制的稳压稳流整流器；到 20 世纪 60 年代的硅二极管稳压稳流整流器；到 20 世纪 60 年代末 70 年代初稳压稳流可控硅整流器；到 20 世纪 80 年代末开始的高频开关整流器。

传统的晶闸管相控整流器工作频率低，要求变压器和滤波元件的体积大，重量大和耗能高，目前已经被高频开关整流器逐渐取代。

高频开关整流器通常有两部分构成，包括前级的功率因数校正电路和后级的 DC/DC 变换电路。功率因数校正电路用于消除整流电路引起的谐波污染和减小无功损耗，提高功率因数，将电网交流电转换成母线直流电压。DC/DC 变换电路由逆变和高效整流两部分组成，逆变部分将母线直流电压转变为高频低压，高频整流部分将高频电压转变为通讯设备所需要的直流-48V 或-24V 电压。

随着计算机控制技术、功率半导体技术和超大规模集成电路生产工艺的发展,高频开关整流器越来越成熟。目前正朝着高频化、高效率、大功率、小型智能化、清洁环保的方向发展。

分布式通讯技术的发展对通讯电源提出了分布式供电的要求,通讯电源出现了小型化的要求。此外,由于通讯电源需要支付昂贵的后期维护人工成本,因此通讯电源也出现了智能化的要求,大大提高了通讯电源设备的灵活性。

随着工作频率的提高,通讯电源的无源元件体积大幅下降,显著减小了通讯电源的成本和体积。由于通讯行业的快速发展,通讯电源的功率也不断增大以满足不断提高的通讯容量。

为了保证通讯设备的不间断供电,通常需要一定的储能设备在电网断电时继续给通讯设备供电。目前铅酸电池通常作为通讯电源领域的备用电池。但铅酸电池存在严重的污染问题,因此清洁环保的储能设备将逐渐替代铅酸电池。

1.3 本论文主要研究内容

本文首先根据通讯电源领域高效和高功率密度的要求,对常见的功率因数校正拓扑和工作模式进行分析,选择了 BCM 图腾柱 Boost PFC 变流器作为研究对象。基于工作原理分析,利用现有 BCM Boost PFC 商业控制芯片,搭建了低成本,高效,高功率密度 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机。

由于 BCM Boost PFC 的电感电流峰值至少是平均值得 2 倍以上,需要较大的差模 EMI 滤波器。因此,利用交错并联技术显著减小输入、输出电流纹波。基于对 BCM 时交错并联技术的分析,设计了两相交错的 BCM 图腾柱 Boost PFC 变换器。

此外,图腾柱 Boost PFC 采用 MOSFET 体二极管作为 Boost 续流二极管,随着开关频率提高,体二极管严重的反向恢复会导致当前对 BCM Boost PFC 的模式分析和计算和实验结果存在显著的误差。为了指导 BCM 图腾柱 Boost PFC 的电路设计,提出了精确的设计方法。

第一章回顾了论文的研究背景和国内外研究现状,明确了本论文的研究内容。对各种功率因数校正拓扑和 Boost PFC 的工作模式进行比较,针对当前研究内容选择了 BCM 的图腾柱 Boost PFC 拓扑作为研究对象。

第二章分析了 BCM 图腾柱 Boost PFC 的工作原理和技术方案,着重讨论了过零点检测的实现方式。同时,根据给定的技术参数,对 BCM 图腾柱 Boost PFC 的关键元器件进行设计并搭建了实验样机。

第三章由于单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 受限于较大的峰值电感电流,导致较大的差模 EMI 滤波器和关断损耗,常常工作在中小功率等级下。为了符合通讯电源领域不断提高的功率等级需求,采用交错并联的方式解决以上问题。本章对当前常见的 BCM 交错并联方案进行分析,选择了开环电

压模式主相开通瞬间同步的控制方法，搭建了实验样机。

第四章通过前面的实验发现，由于图腾柱 Boost PFC 的续流二极管采用 MOSFET 的体二极管，存在严重的反向恢复，导致理想 BCM 的设计方法在图腾柱 Boost PFC 拓扑中和实验结果存在显著的误差。因此，基于 Dr. Baliga 的斜坡恢复过程模型对体二极管的反向恢复过程建模，提出了修正的 BCM 图腾柱 Boost PFC 设计方法，并通过实验验证了准确性。

第五章对本论文进行总结，并对后续问题进行展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

2 单相临界导通图腾柱 Boost 功率因数校正器的设计

2.1 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路模态分析

如图 2-1 所示,图腾柱 Boost PFC 的工频桥臂采用同步整流管代替二极管能进一步提升效率。规定输入交流电压左负右正的时候为正半周,左正右负的时候为负半周。正半周时,工频桥臂 SR1 始终关断,SR2 始终导通。负半周时,工频桥臂 SR1 始终导通,SR2 始终关断。BCM 图腾柱 Boost PFC 在一个开关周期内等效于 Boost 电路,下面以正半周为例分析开关过程,忽略续流二极管的反向恢复,图 2-2 是 BCM 图腾柱 Boost PFC 在一个开关周期内的关键波形,图 2-3 是每个模态的等效电路。

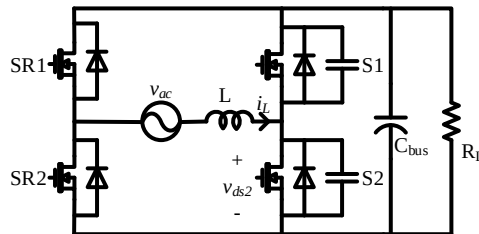


图 2-1 工频桥臂同步整流的图腾柱 Boost PFC 拓扑

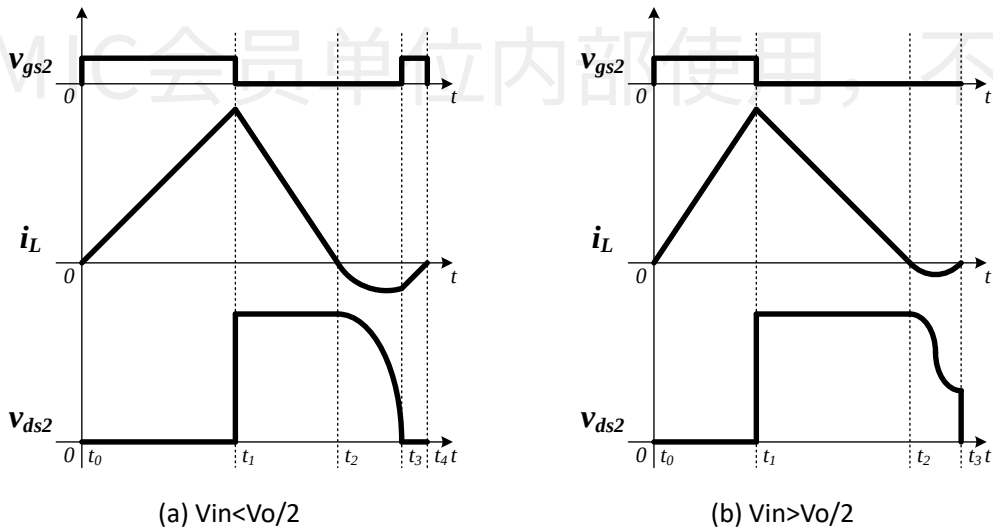
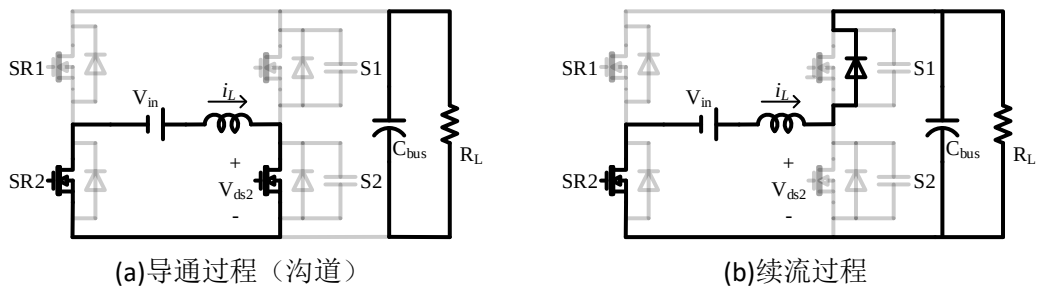


图 2-2 不考虑反向恢复时，BCM 图腾柱 Boost PFC 开关周期波形



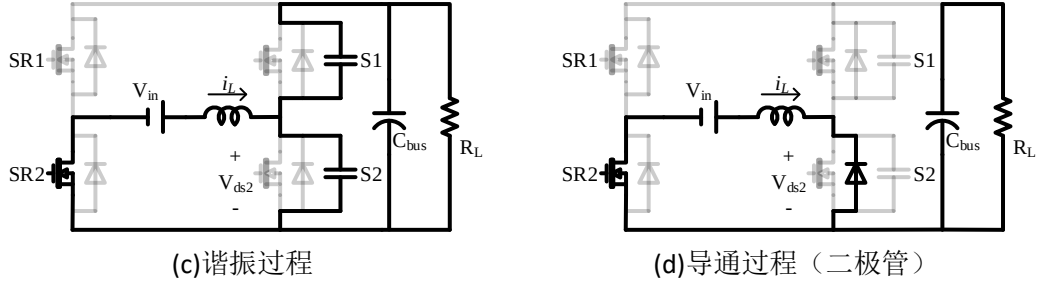


图 2-3 BCM 图腾柱 Boost PFC 拓扑开关模态等效电路

第一阶段（导通过程， t_0-t_1 ）：S1 断开，S2 导通，等效电路如图 2-3(a) 所示。在该阶段，电源给电感 L 充电，电感电流从 0 升至正向峰值 i_{ppk} ，电容 C_{bus} 放电维持输出电压。

第二阶段（续流过程， t_1-t_2 ）：忽略 S2 关断过程，S1 体二极管导通，S2 断开，等效电路如图 2-3 (b) 所示。在该阶段，电源和电感 L 一起给负载和电容 C_{bus} 充电，电感电流从正向峰值 i_{ppk} 降至 0。

第三阶段（谐振过程， t_2-t_3 ）：S1 断开，S2 断开，等效电路如图 2-3(c) 所示。在该阶段，电感 L 和 S1、S2 的寄生电容发生谐振。

假设谐振过程开始的初始时刻，电感电流的初始值为 I_{L0} ，S1 输出结电容 C_1 的初始电压为 V_{C10} ，S2 输出结电容 C_2 的初始电压为 V_{C20} 。根据谐振过程的等效电路，可以列出方程组：

$$\begin{cases} V_{in} = L \frac{di_L(t)}{dt} + v_{C2}(t) \\ V_o = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \\ i_L(t) + C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} = C_2 \frac{dv_{C2}(t)}{dt} \end{cases} \quad (2-1)$$

结合初始值，可以求得：

$$v_{C2}(t) = V_{in}[1 - \cos(\omega_r t)] + L I_{L0} \omega_r \sin(\omega_r t) - L(C_1 V_{C10} - C_2 V_{C20} - C_1 V_o) \omega_r^2 \cos(\omega_r t) \quad (2-2)$$

其中谐振角频率为

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C_2)}} \quad (2-3)$$

在 BCM Boost 中，电感电流的初始值为 0，S1 输出结电容 C_1 的初始电压为 0，S2 输出结电容 C_2 的初始电压为 V_o ，代入上式可以得到：

$$v_{C2}(t) = V_{in}[1 - \cos(\omega_r t)] + V_o \cos(\omega_r t) \quad (2-4)$$

因此，当 $\cos(\omega_r t) = -1$ 时，S2 的管压 v_{ds2} 取最小值 $2V_{in} - V_o$ 。当 $2V_{in} - V_o < 0$ 时，S2 的管压 v_{ds2} 从输出电压下降至 0，实现零电压开通（Zero Voltage Switching, ZVS），如图 2-2(a) 所示；当 $2V_{in} - V_o > 0$ 时，S2 的管压 v_{ds2} 从输出电压下降至 $2V_{in} - V_o$ ，实现谷底开通（Valley Switching, VS）如图 2-2(b) 所示。

第四阶段（导通过程， t_3-t_4 ）：S1 断开，S2 体二极管导通，等效电路如图 2-3 (d) 所示；或者 S1 断开，S2 沟道导通，等效电路如图 2-3 (a) 所示。在该阶段，电源给电感 L 充电，电感电流负

向减小至 0, 电容 C 放电维持输出电压, S2 实现零电压开通, 减小了开通损耗。至此, 完成了一个开关周期。

2.2 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路控制方案

2.2.1 BCM 图腾柱 Boost PFC 控制原理

当前市面上没有专用的 BCM 图腾柱 Boost PFC 控制芯片，但是通过 BCM Boost PFC 的控制芯片外加一定的逻辑电路也能实现 BCM 图腾柱 Boost PFC 的控制。目前有两种成熟的控制模式商用芯片，分别称之为电压模式和电流模式。

图 2-4 是电压模式的原理图，当检测到 ZCD 信号时产生 Boost 主开关管的开通讯号，根据输出电压环的 PI 值确定导通时间，当内置锯齿波达到 PI 值时产生 Boost 主开关管的关断信号。

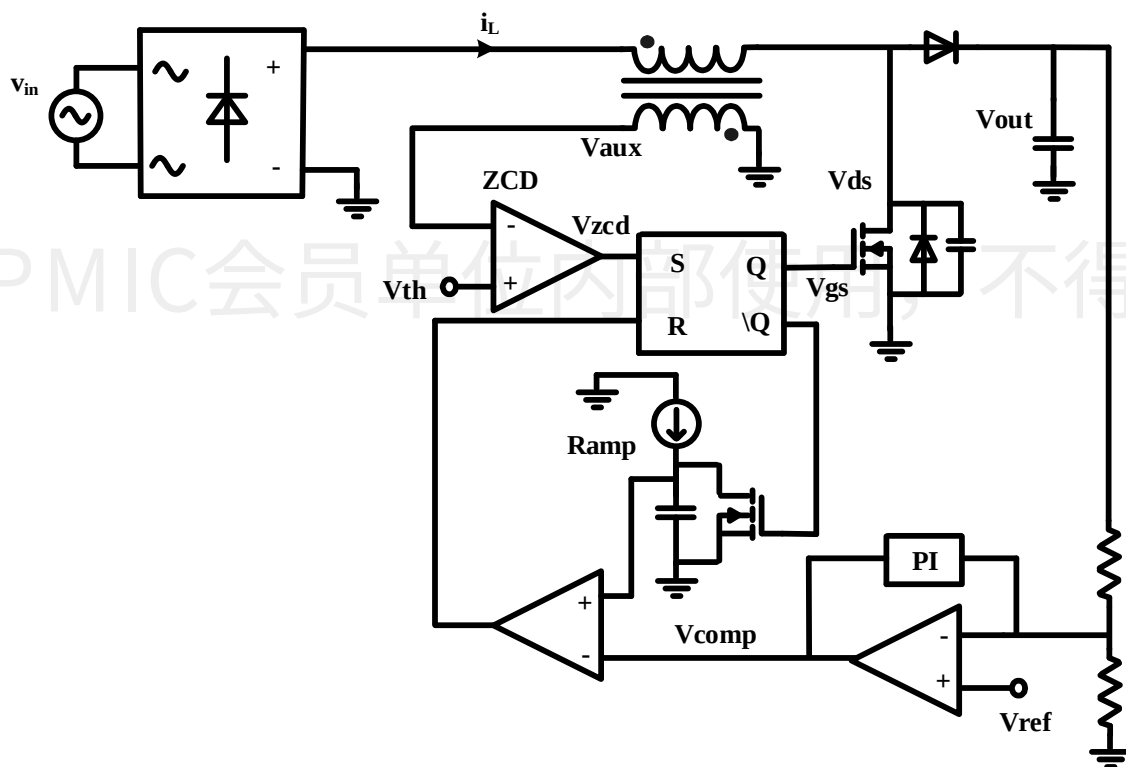


图 2-4 电压模式控制框图

图 2-5 是电流模式的原理图, 当检测到 ZCD 信号时产生 Boost 主开关管的开通讯号, 根据输出电压环的 PI 值和检测的输入电压包络确定峰值电流, 当电感电流达到峰值电流时产生 Boost 主开关管的关断信号, 因此这种控制方式又称之为峰值电流模式。

对于 BCM 图腾柱 Boost PFC，由于在正负半周电压方向不同，因此对于电流模式控制方式检测输入电压包络时需要外部增加整流电路，。而电压模式因为检测输出电压来确定导通时间，没有正负半周的差别。因此电压模式控制方式更加简单，本文选择电压模式控制芯片。

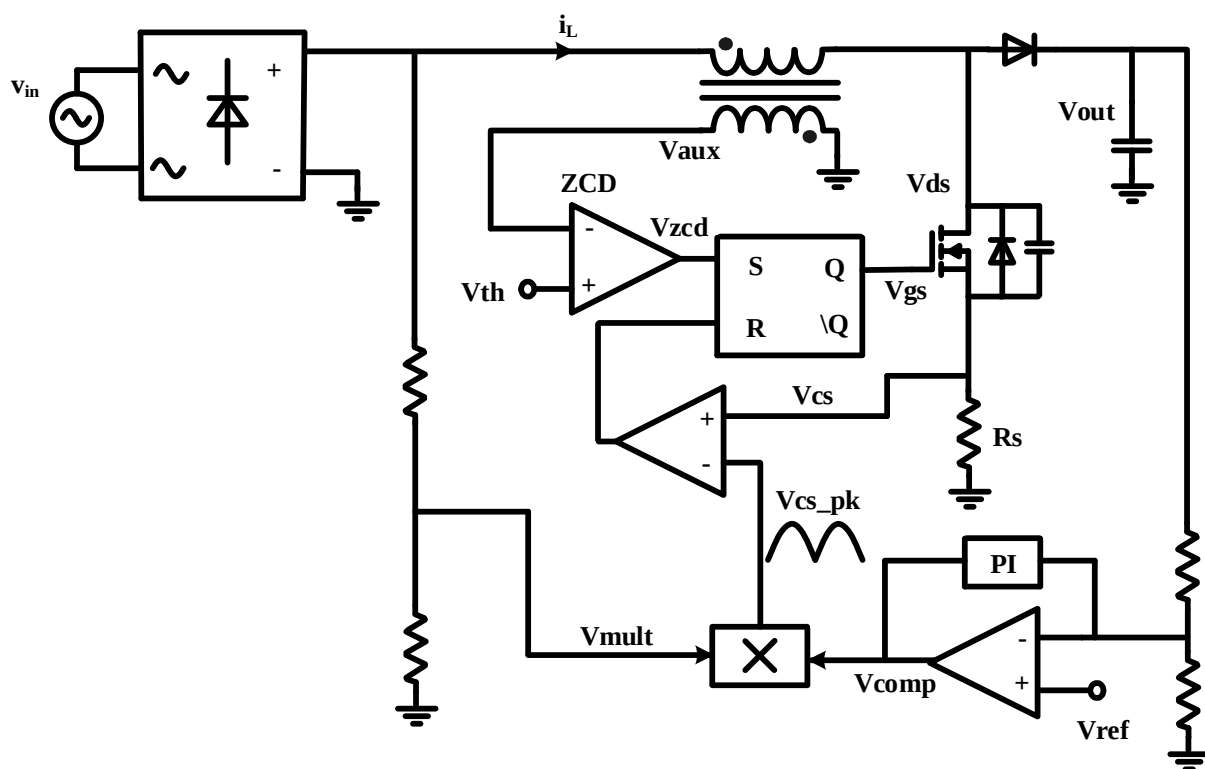


图 2-5 电流模式控制框图

此外, Boost PFC 控制芯片的输出只有一路主开关管的控制信号。而在图腾柱 Boost PFC 中, 正负半周需要控制两个不同的开关管。所以在 Boost PFC 控制芯片的输出之后需要增加一定的逻辑电路, 如图 2-6 所示, 相应的波形如图 2-7 所示。在正半周时, SR1 低电平, SR2 高电平; 在负半周时, SR1 高电平, SR2 低电平。这两路工频控制信号分别与 Boost PFC 控制芯片输出的 PWM 波进行“与”逻辑, 可以产生两路分别控制高频桥臂上管和下管的控制信号。在正半周时, S1 低电平控制 S1 管关断, S2 等于 PWM 控制 S2 管动作; 在负半周时, S1 等于 PWM 控制 S1 管动作, S2 低电平控制 S2 管关断。

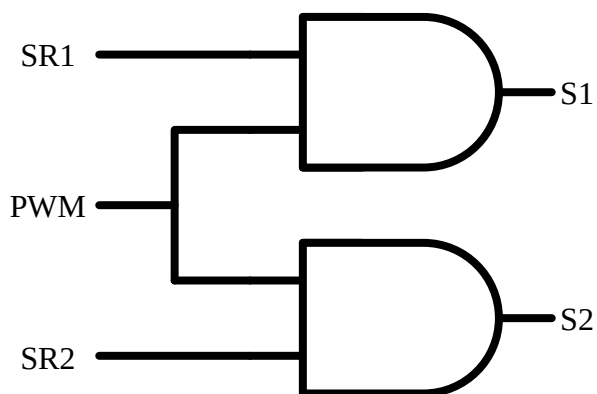


图 2-6 高频桥臂控制逻辑电路

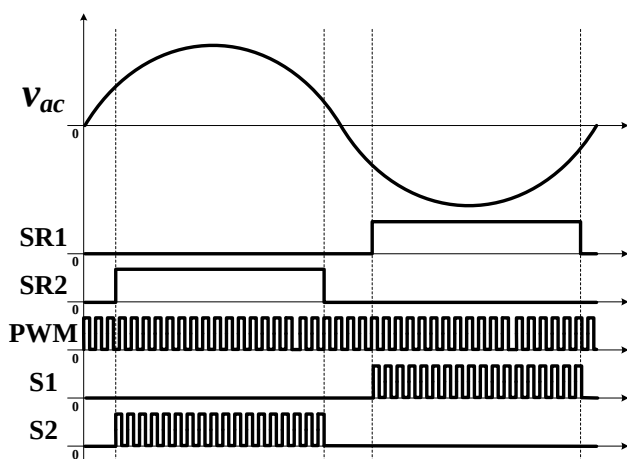


图 2-7 高频桥臂控制逻辑波形

2.2.2 正负半周的判断

图腾柱 Boost PFC 因为正负半周交流输入电压和电感电流方向不同，因此需要判断正负半周。判断正负半周的方法一般可以分为锁相环和电平检测两类。锁相环根据当前的相角判断正负半周，电平检测根据交流输入电压的电平判断正负半周。因为锁相环需要构造一组正交信号来进行信号锁相，实现相对复杂，通常应用在三相系统。

本文采用电平检测的方法。首先需要对交流输入电压采样，可以采用差分放大电路，如图 2-8 所示。为了简化辅助供电，本文采用单电源供电，因此交流输入电压采样需要增加直流电压偏置。

如图 2-9 所示，获得交流输入电压采样信号以后，可以通过两路比较器分别产生正负半周的控制信号 SR1 和 SR2。

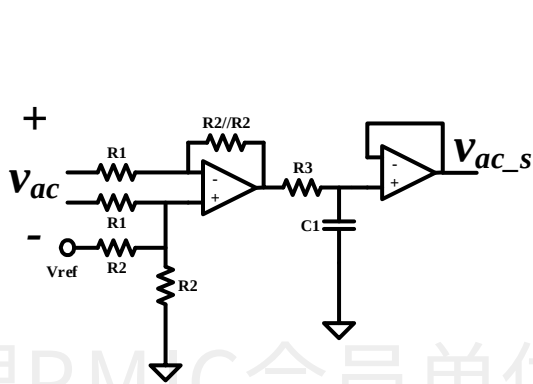


图 2-8 交流输入电压采样电路

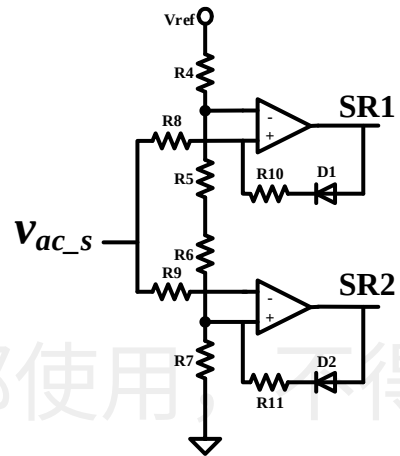


图 2-9 正负半周判断电路

2.2.3 过零点的检测

过零点的检测可以分为检测电流和检测谐振电压两种方式。检测电流可以采用霍尔元件、电流互感器、采样电阻等多种实现方式。

霍尔元件可以将检测到的电流信号转换成电压信号，十分方便。但是霍尔元件体积往往较大，带宽受限，对于高功率密度的 BCM 图腾柱 Boost PFC 并不合适。

电流互感器也是一种检测电流信号常用的方法。为了保证电流互感器复位，因此它往往串联在开关器件支路上。而对于图腾柱 Boost PFC 而言，由于正负半周的主开关管不同，因此需要在高频桥臂的上、下开关管各串联一个电流互感器^[6]。如图 2-10 所示，电流互感器插入开关管支路会导致功率回路引入过大的寄生电感。此外，也会造成过零点检测电路复杂。

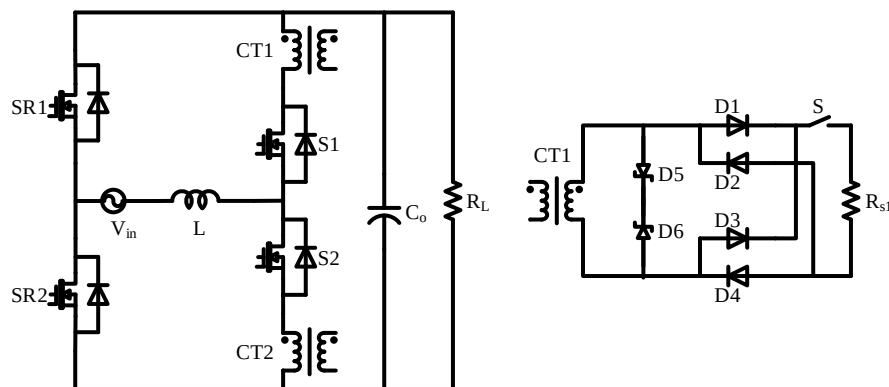


图 2-10 电流互感器过零点检测方案

另外一种采用电流互感器的方式是利用电流互感器饱和的特性^[7]。如图 2-11 所示，在 PFC 电感支路上串联一个饱和电流非常小的电流互感器。当电流互感器流经的电流从负减小到零电流附近时，磁密从饱和区进入线性区，采样电路产生上升沿；当电流互感器流经的电流从正减小到零电流附近时，磁密从饱和区进入先行区，采样电路产生下降沿。根据上升沿和下降沿可以检测到过零点。相比于上一种方式，这种方式的好处在于电流互感器从两个减少为一个。但是这种方式不适合高频条件下，随着开关频率的升高，饱和电流互感器的损耗会十分严重。

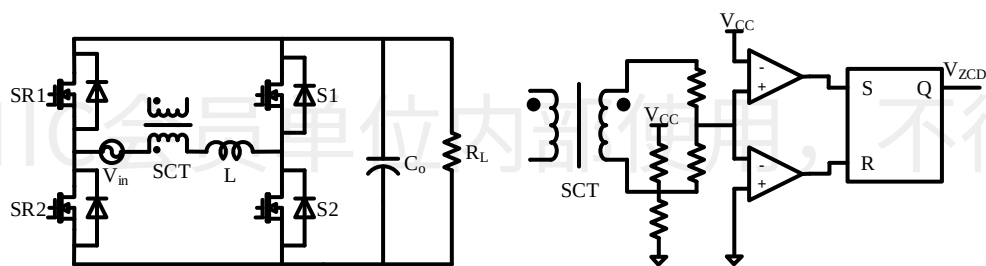


图 2-11 饱和电流互感器过零点检测方案

采样电阻也常常用来检测电流信号，根据采样电阻在电路中的位置，又可以有不同的分类。图 2-12 是适用于单相图腾柱 Boost PFC 的一种过零点检测方式。当主开关管导通的时候，电感电流增加，采样电阻上没有电流流过。当二极管导通的时候，电感电流下降，同时电流流过采样电阻。当电感电流下降到 0 时，控制器检测到采样电阻电压为零产生导通讯号。由于控制器产生的导通讯号和门极导通讯号之间存在延时，当控制器关断时，门极不能及时关断，此时采样电阻上没有电流流过，会误检测到零电流信号导致误开通。目前的商业控制芯片不适用这种方案。

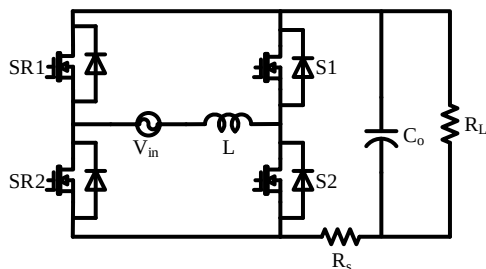


图 2-12 直流侧电阻采样检测 ZCD 信号原理图和波形

另一种检测回路电流的方式如图 2-13 所示，通过在电感前串联采样电阻，当电感电流大于 0 时，采样电阻上电压大于 0，比较器输出低电平；当电感电流小于 0 时，采样电阻上电压小于 0，比较器输出高电平。这种方式存在的问题是它需要隔离供电，增加了辅助供电的设计难度。

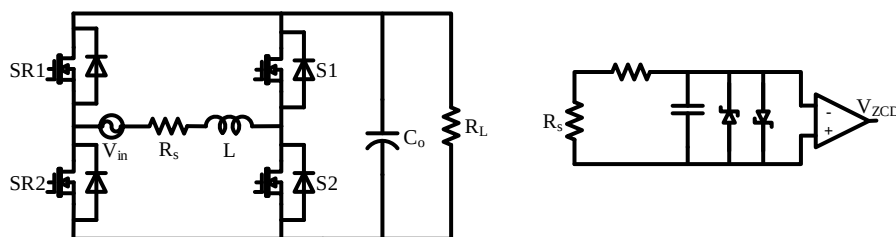


图 2-13 交流侧电阻采样检测 ZCD 信号原理图

图 2-14 是使用辅助绕组检测谐振电压来检测过零点的原理图，正负半周分别用一个辅助绕组检测正负半周时电感上的电压，当续流二极管断开后，电路发生谐振，电感电压下降，当下降到一定阈值时，检测到过零点信号。再通过模拟开关选择正负半周的零电流信号给控制器产生开通讯号。

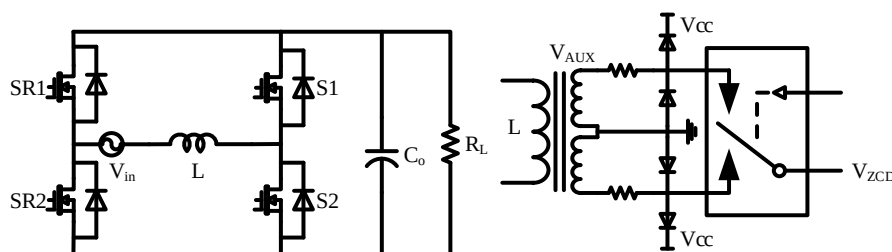


图 2-14 辅助绕组检测 ZCD 信号原理图和波形

检测电流和谐振电压两种过零点检测方式的区别在于前者在电流过零时就能检测到过零信号，而后者只能在电流过零以后，发生谐振期间才能检测到过零信号。因此前者可以实现高频管的互补开通。但是前者的实现方式上更加复杂，会占用更多的体积。本文出于体积的考虑，结合现有的商业芯片 FAN7930B 选择了辅助绕组的方式。

2.2.4 整机控制框图

根据以上分析，BCM 图腾柱 Boost PFC 变流器控制框图如图 2-15 所示。交流输入电压通过输入电压采样模块获得交流输入电压的采样信号，该采样信号通过工频控制模块获得正负半周的工频控制信号。工频控制信号一路经过驱动模块驱动工频桥臂 SR1 和 SR2，另一路和模拟控制芯片模块产生的 Boost 主开关管控制 PWM 一起输入到高频控制模块，产生高频控制信号。通过辅助绕组检测到的电感电压通过零电流检测模块产生过零检测信号。过零检测信号决定了模拟控制芯片模块输出 PWM 的上升沿。输出电压通过输出电压采样模块产生输出电压的采样信号，该信号决定了模拟控制芯片模块输出 PWM 的下降沿。

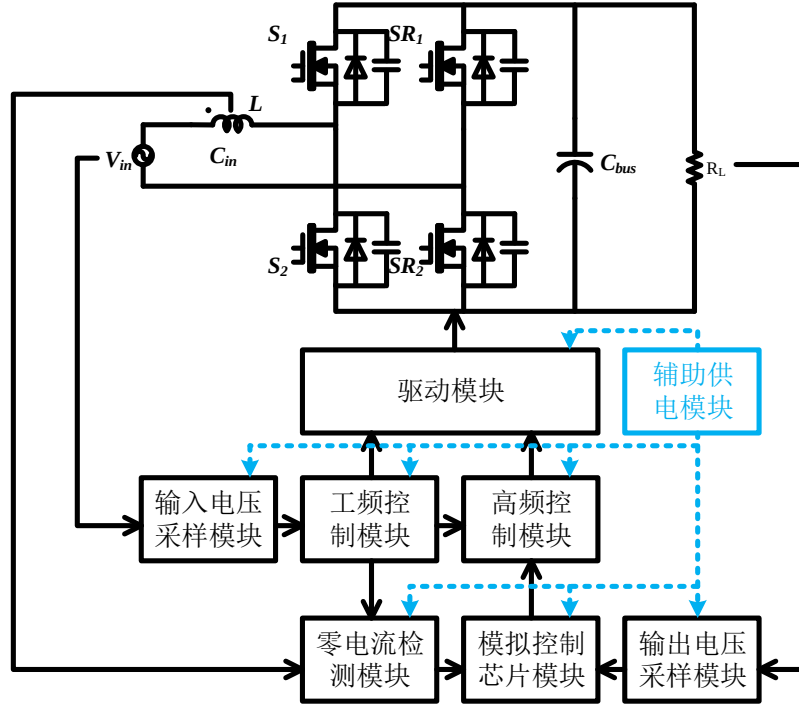


图 2-15 BCM 图腾柱 Boost PFC 变流器控制框图

2.3 不考虑反向恢复的 BCM 计算方法

在一个开关周期内，BCM 图腾柱 Boost PFC 等效于 Boost 电路，对于 BCM 的 Boost 电路，虽然在模态分析过程中会考虑电感和 MOSFET 输出结电容谐振实现软开关，但在主电路参数设计过程中，为了简化计算，通常会忽略谐振过程^[8]。本章计算过程均采用这种方法，并称之为理想 BCM 计算方法。

假设交流输入电压和交流输入电流分别为

$$v_{ac}(\theta) = \sqrt{2}V_{rms} \sin \theta \quad (2-5)$$

$$i_{ac}(\theta) = \sqrt{2}I_{rms} \sin \theta \quad (2-6)$$

假设输出功率为 P_o ，变流器效率为 η ，因此交流输入电流可以表示为

$$i_{ac}(\theta) = \sqrt{2} \frac{P_o}{\eta V_{rms}} \sin \theta \quad (2-7)$$

忽略由于续流二极管反向恢复和谐振带来的负向电流，可以近似假设峰值电感电流为 2 倍输入交流电流。

$$i_{pk}(\theta) = 2\sqrt{2} \frac{P_o}{\eta V_{rms}} \sin \theta \quad (2-8)$$

因此，每个开关周期的导通时间为

$$t_{on}(\theta) = \frac{i_{pk}(\theta)}{\frac{v_{ac}(\theta)}{L}} = \frac{2P_o L}{\eta V_{rms}^2} \quad (2-9)$$

每个开关周期关断时间

$$t_{off}(\theta) = \frac{i_{pk}(\theta)}{\frac{V_o - v_{ac}(\theta)}{L}} \quad (2-10)$$

开关周期

$$t_{per}(\theta) = t_{on}(\theta) + t_{off}(\theta) \quad (2-11)$$

开关频率

$$f_s(\theta) = \frac{1}{t_{per}(\theta)} = \frac{\eta V_{rms}^2}{2P_o L} \left(1 - \sqrt{2} \frac{V_{rms}}{V_o} \sin \theta \right) \quad (2-12)$$

2.4 BCM 图腾柱 Boost PFC 校正器元器件设计

根据当前通讯电源领域开关电源的发展趋势，制定了 BCM 图腾柱 Boost PFC 变流器关键指标，如表 2-1 所示。

表 2-1 BCM 图腾柱 Boost PFC 变流器指标

交流输入电压范围	90-265VAC, 220VAC
输出母线电压	400VDC
输出电压纹波	5%
输出最大功率	90-154VAC: 300W-600W; 154VAC-265VAC: 600W
最低开关频率	50kHz
效率	98%
体积	58mm*30.5mm*15mm

2.4.1 输入电感设计

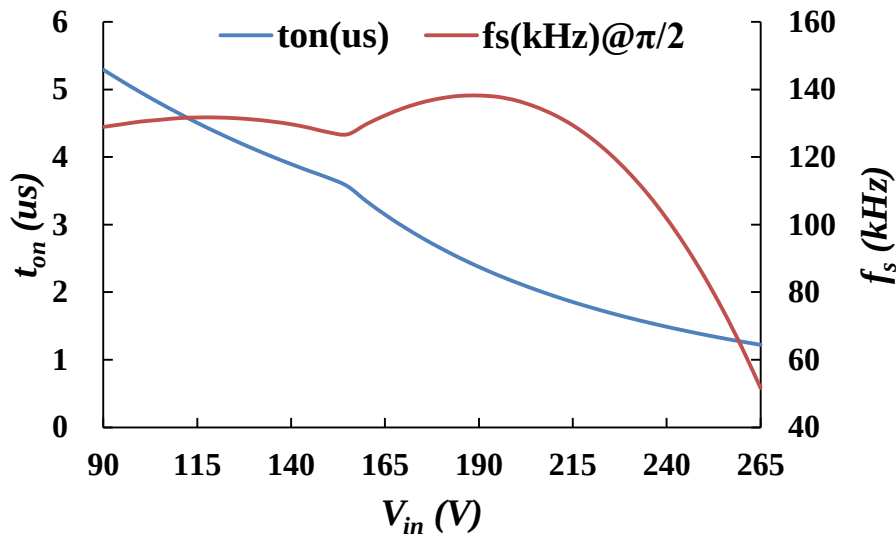


图 2-16 导通时间和工频周期最小开关频率随输入电压变化曲线

由以上分析可知，在一个工频周期内，当 θ 取 $\pi/2$ 时，开关频率取最小值。此外，输出功率 P_o 越大，开关频率越小；当输入电压有效值在区间 $(0, \sqrt{2}V_o/3)$ 时，开关频率随着输入电压有效值

的增大而增大；当输入电压有效值在区间 $(\sqrt{2}V_0/3, +\infty)$ 时，开关频率随着输入电压有效值的增大而减小。结合表 2-1 可知，最低开关频率在交流输入电压有效值 265V，工频角度 $\pi/2$ 时。根据最低开关频率要求，可以求得电感值不超过 72 μ H。

实际取电感 70 μ H。满功率时的导通时间随输入电压变化曲线如图 2-16 中蓝线所示，满功率时的开关频率随输入电压变化曲线如图 2-16 中红线所示，其中输入电压在 90V-154V 区间，功率从 300W-600W 线性增加；输入电压在 154V-265V 区间，功率恒定为 600W。

满功率时的开关频率在一个工频周期内的变化如图 2-17 所示，为了防止过高的开关频率带来严重的开关损耗，当频率高于 350kHz 时，图腾柱 Boost PFC 工作在断续导通模式。

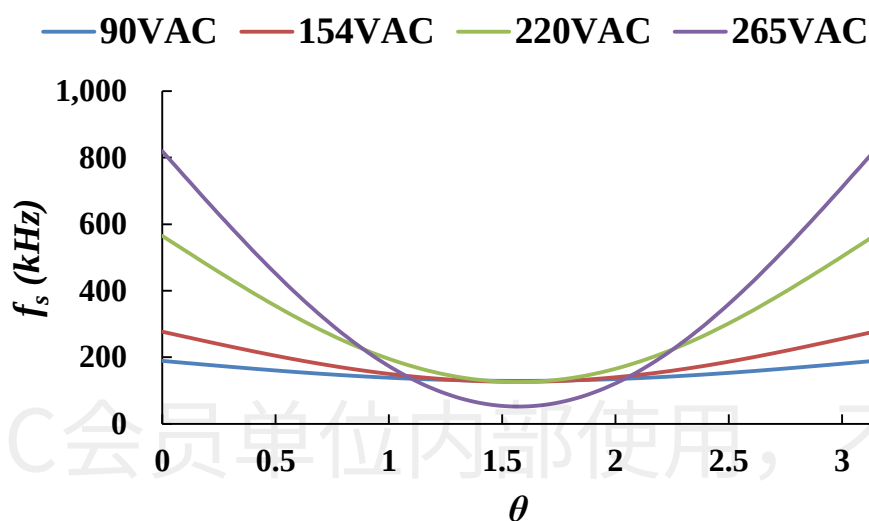


图 2-17 70 μ H 电感对应的开关频率

磁芯选择 EC33C+I 片，磁芯材料为 DMR95。EC33C 形状如图 2-18 所示，长宽高为 33mm*19mm*10.4mm，有效截面积 A_e 为 167mm²。I 片长宽高为 33mm*19mm*4.2mm。

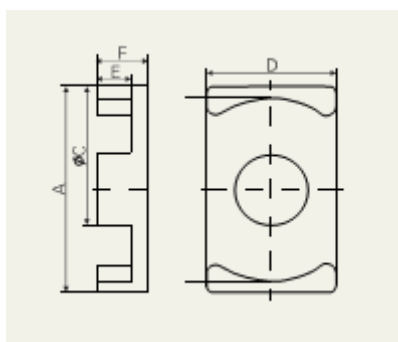


图 2-18 EC33C 磁芯形状

DMR95 的磁损曲线如图 2-19 所示。

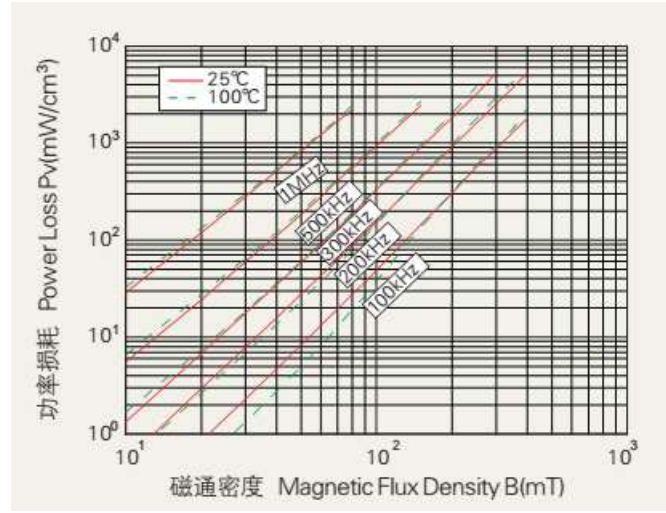


图 2-19 DMR95 的磁损曲线

电感设计取最大磁通密度

$$B_{max} = 230\text{mT} \quad (2-13)$$

电感电流峰值的最大值在输入电压 154V，输出功率 600W 时取到，为

$$i_{pk_max} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta V_{in}} = 11.2\text{A} \quad (2-14)$$

则电感匝数为

$$N_p = \frac{L i_{pk_max}}{B_{max} A_e} = 20.4 \quad (2-15)$$

电感电流有效值的最大值在输入电压 154V，输出功率 600W 时取到，为

$$i_{pk_max} = \frac{P_o}{\eta V_{in}} = 3.97\text{A} \quad (2-16)$$

取电流密度 $J = 10\text{A/mm}^2$ ，则导线面积为

$$S_{area} = \frac{i_{rms_max}}{J} = 0.397\text{mm}^2 \quad (2-17)$$

为减小集肤效应，取单股直径 0.1mm 的铜线多股作为导线，需要股数为

$$S_L = \frac{S_{area}}{\pi(\frac{D}{2})^2} = 50.6 \quad (2-18)$$

综上所述，电感绕组选择单股直径 0.1mm，50 股的多股线绕磁芯 20 匝，磁芯选择 EC33C+I 片，电感值 70uH。

根据以上电感设计，可以估算电感损耗。电感的导线电阻为

$$R_p = \rho_{Cu} \frac{N_p MLT}{S_L \pi \frac{D^2}{4}} \quad (2-19)$$

其中 ρ_{Cu} 为铜的电阻率， N_p 为线圈匝数， MLT 为单匝线长， S_L 为股数， D 为单股铜线直径。故，电感的铜损为

$$P_{condu_s} = f_s \int_0^{t_{on}} \left(\frac{v}{L}t\right)^2 R_{ac} dt + f_s \int_0^{t_{off}} \left(\frac{V_o - v}{L}t\right)^2 R_{ac} dt \quad (2-20)$$

再考虑集肤效应，乘以交流系数 2.5， $R_{ac}=R_p*2.5$ ，在一个工频周期内，电感铜损如下，其与输入电压关系如图 2-20 所示。

$$P_{condu_l} = 2 \times \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{condu_s} d\theta \quad (2-21)$$

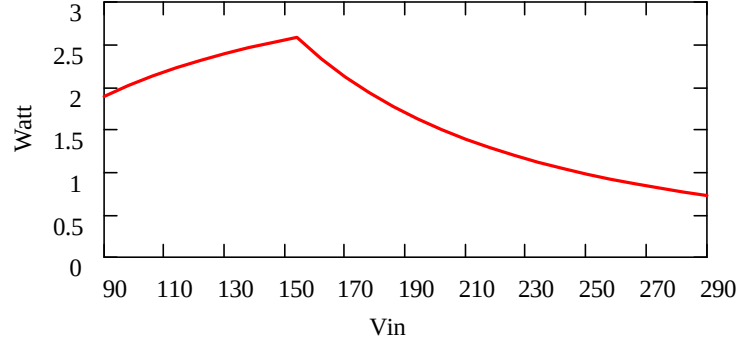


图 2-20 输入电感铜损

根据磁芯材料的功率损耗和磁通密度曲线可以知道在 200KHz，230mT 磁通密度时对应的功率损耗为 $P_{core} = 200mW/cm^3$ 。根据磁芯体积 Vol，可以求得磁损约为

$$P_{mag} = Vol P_{core} = 1.776W \quad (2-22)$$

2.4.2 高频开关管设计

高频开关管选择 IPL65R070C7，在 100℃时，它的导通电阻大约为 0.105 欧姆。

在一个开关周期内，当下管导通时，

$$P_{cond_d} = f_s \int_0^{t_{on}} \left(\frac{v}{L}t\right)^2 R_{on} dt \quad (2-23)$$

当上管导通时

$$P_{cond_u} = f_s \int_0^{t_{off}} \left(\frac{V_o - v}{L}t\right)^2 R_{on} dt \quad (2-24)$$

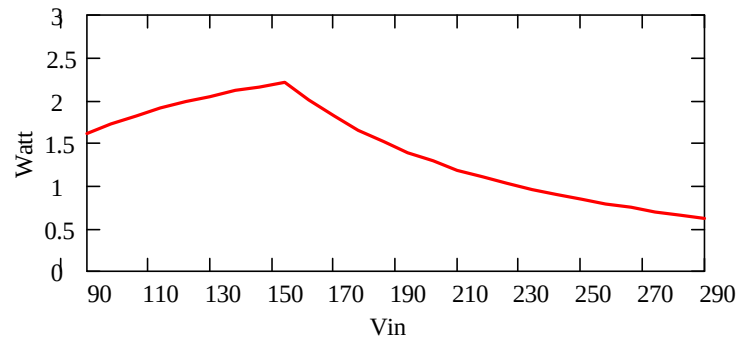


图 2-21 高频开关管平均导通损耗

在一个开关周期内，高频开关管的平均损耗为

$$P_{cond1_s} = P_{cond_d} + P_{cond_u} \quad (2-25)$$

在一个工频周期内，高频开关管的平均损耗为，其与输入电压关系如图 2-21 所示。

$$P_{cond1_l} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{cond1_s} d\theta \quad (2-26)$$

对于高频开关管，由于实现了 ZVS-on，故不考虑开通损耗，仅考虑关断损耗。对于工频开关管，由于频率低，开关损耗较小，忽略不计。

取 $R_g = 2$ ， $C_{rss} = 10pF$ ， $C_{iss} = 3000pF$ ，阈值电压 $V_{th} = 3.5V$ ，跨导 $g = 5.3mho$ ，

米勒平台电压为

$$V_{plt} = V_{th} + \frac{i_{L.pk}}{g} \quad (2-27)$$

关断时间为

$$t_{swoff} = C_{rss} R_g \frac{V_o - V_{plt}}{V_{plt}} + C_{iss} R_g \ln \frac{V_{plt}}{V_{th}} \quad (2-28)$$

故关断损耗为

$$P_{swoff} = \frac{1}{2} t_{swoff} V_o i_{L.pk} f_s \quad (2-29)$$

考虑到实际关断波形，管压上升较慢，导致实际关断损耗小于以上计算值，因此在计算基础上乘以 0.5 作为估值，工频周期平均损耗如下，其与输入电压关系如图 2-22 所示。

$$P_{off} = 0.5 \times \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{swoff} d\theta \quad (2-30)$$

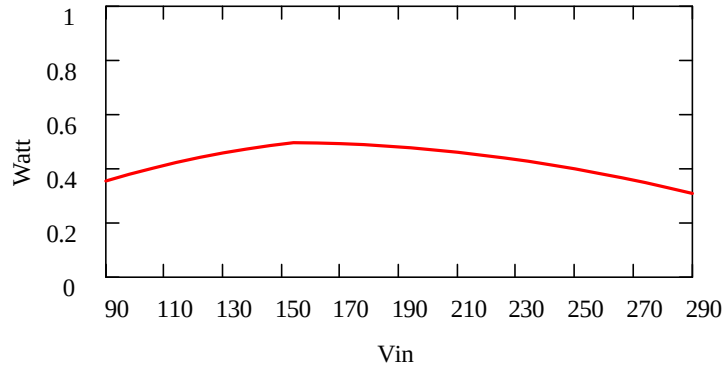


图 2-22 高频开关管关断损耗

2.4.3 工频开关管设计

工频开关管用 IPL65R070C7，在 100℃ 时它的导通电阻大约为 0.105 欧姆。

在一个开关周期内，工频开关管的平均损耗为，

$$P_{cond2_s} = f_s \int_0^{t_{on}} \left(\frac{v}{L} t \right)^2 R_{on} dt + f_s \int_0^{t_{off}} \left(\frac{V_o - v}{L} t \right)^2 R_{on} dt \quad (2-31)$$

在一个工频周期内，工频开关管的平均损耗为，其与输入电压关系如图 2-23 所示。

$$P_{cond2_l} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi 2P_{cond2_s} d\theta \quad (2-32)$$

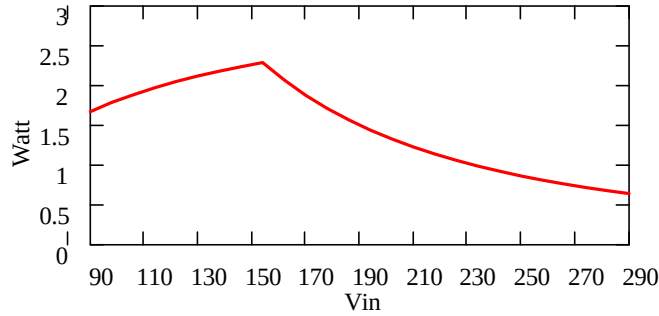


图 2-23 工频开关管平均导通损耗

2.4.4 输出电容设计

输出电流

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (2-33)$$

考虑工频角速度

$$\omega = 2\pi \times 50 \quad (2-34)$$

输出电压峰峰值

$$\Delta V_{pp} = I_o \times \frac{1}{\omega C_o} \quad (2-35)$$

则输出电压

$$v_o = V_o + \frac{1}{2} \Delta V_{pp} \cos(2\theta) \quad (2-36)$$

取 5% 的纹波，则

$$\Delta V_{pp} = I_o \times \frac{1}{\omega C_o} = 400 \times 5\% \quad (2-37)$$

$$C_o = 207 \mu F \quad (2-38)$$

实际可以取输出电容 300μF 左右，对应的输出电压纹波如图 2-24 所示。

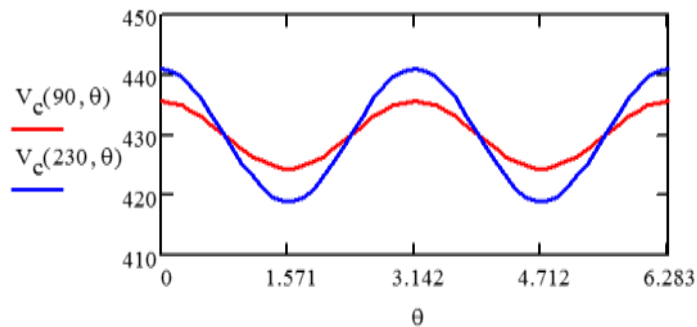


图 2-24 输出电压纹波

由于电解电容存在等效串联电阻，会存在损耗。在一个开关周期内的损耗为

$$P_{Co_s} = f_s \int_0^{t_{on}} \left(\frac{v}{L} t - I_o \right)^2 R_{esr} dt + f_s \int_0^{t_{off}} \left(\frac{V_o - v}{L} t - I_o \right)^2 R_{esr} dt \quad (2-39)$$

在一个工频周期内，输出电容损耗如下，其与输入电压的关系如图 2-25 所示。

$$P_{Co_l} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{Co_s} d\theta \quad (2-40)$$

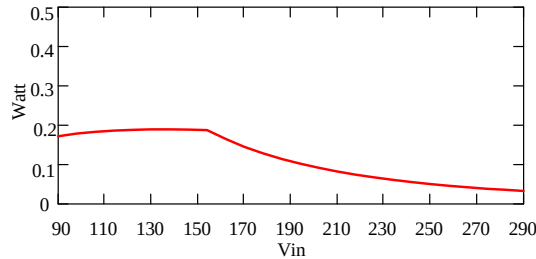


图 2-25 输出电容损耗

2.5 实验结果

根据以上分析，设计了单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机，如图 2-26 所示。其主要参数如表 2-2 所示。

表 2-2 单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机元器件参数

元器件	型号	元器件	型号
S1, S2, SR1, SR2	IPL60R065C7	控制器	模拟控制芯片
电感 L	70uH	母线电容 C _{bus}	150uF*2
电感绕组	20 匝	辅助绕组	2 匝

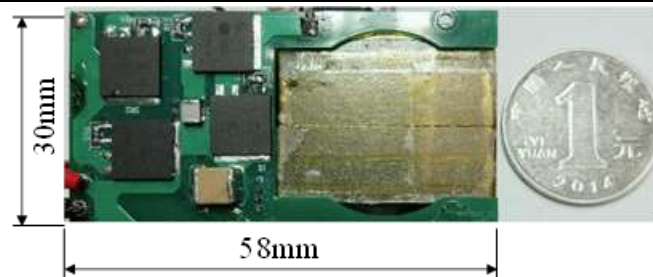


图 2-26 单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机

根据该样机测试了满载 600W 的工作波形。在工频周期内的波形如图 2-27 所示，其中绿色是输入正弦电压，深蓝色是输入正弦电流，红色是 PFC 电感电流。可见，输入电压和输入交流基本同相位，此时的 PF 高达 0.99。

在开关周期内的波形如图 2-28 所示（峰值处），其中绿色是输入正弦电压，红色是 PFC 电感电流，深蓝色是主开关管的管压，浅蓝色是主开关管的门极电压。可见，虽然在峰值处输入电压的瞬时值（约 311V）大于输出电压的一半（200V），但是由于续流二极管的反向恢复提供了足够的反

向恢复电流，使主开关管的管压能下降至 0，然后主开关开通，因此主开关实现了零电压开通，减小了开通损耗。

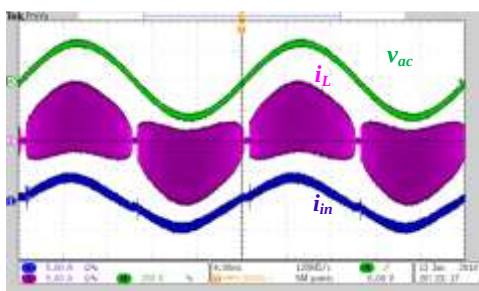


图 2-27 样机满载（600W）工频周期波形

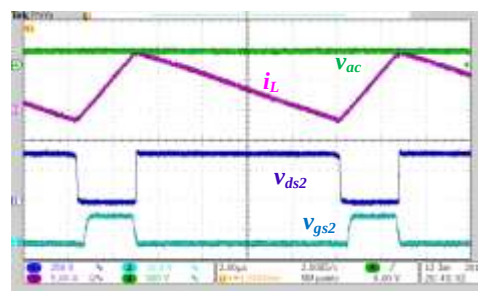


图 2-28 样机满载（600W）开关周期波形

样机在半载时的工作波形如图 2-29 和图 2-30 所示，可以看到在半载处主开关管同样实现了零电压开通。

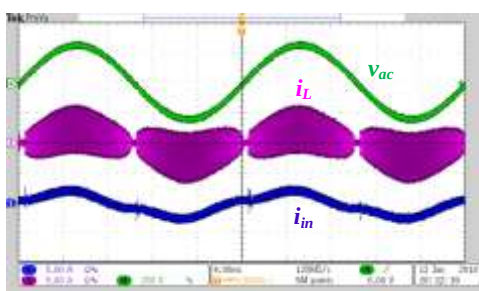


图 2-29 样机半载（300W）工频周期波形

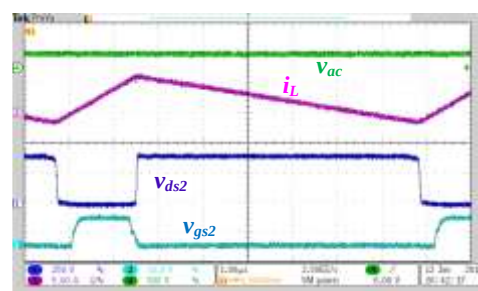


图 2-30 样机半载（300W）开关周期波形

由于 BCM 图腾柱 Boost PFC 的开关频率随着输出功率的减小而显著增大，为了防止由于过高的开关频率导致开关损耗严重，控制芯片设计了限频工作模式。当开关频率高于 350kHz 时，电路工作在断续导通模式。具体实现方式，当两个过零检测信号间隔不超过 3.3us（3.3us 由模拟控制芯片决定）时，忽略第二个过零检测信号，直到下一个 3.3us 以后的过零检测信号。这种实现方式的好处在于既限制了过高的工作频率，又保证了软开通。

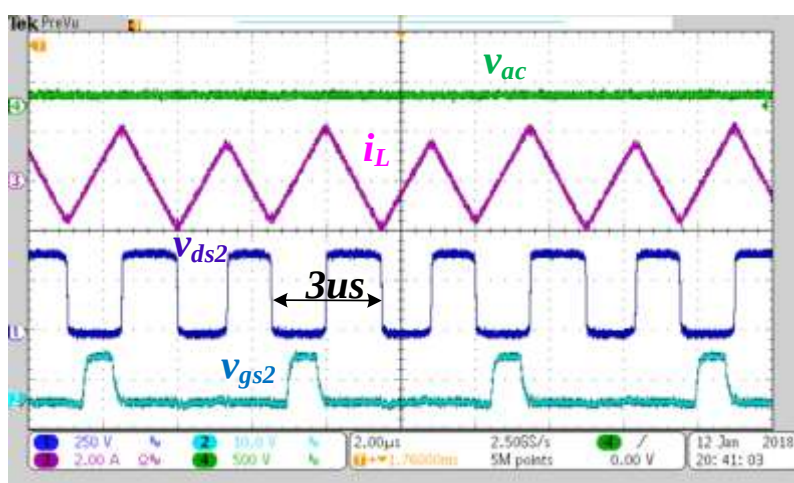


图 2-31 限频工作波形

实验波形如图 2-31 所示，这里通过观测主开关管的管压来代替过零检测信号。这是因为当开关管的管压开始谐振下降，过零检测电路才能检测到过零信号，因此主开关管管压波形的下降沿即

代表了过零检测信号。从图中可以看出当主开关管压波形产生下降沿,经过一定的延时主开关开通,但是由于导通时间比较小,输入电压也比较小,导致关断时间也很小,因此下一个主开关管的下降沿和前一个下降沿的时间间隔只有 $3\mu\text{s}$, 小于控制芯片 FAN7930B 限制的 $3.3\mu\text{s}$ 。因此,忽略这个过零检测信号。而下一个主开关管的下降沿和第一个下降沿之间的时间间隔明显超过 $3.3\mu\text{s}$, 因此,下一个过零检测信号是有效的,经过短暂的延时,主开关管开通。

根据样机测量了额定点的效率曲线。可见,随着输出功率的升高,效率曲线也随之增长。这是因为,在输出功率较低的时候,开关频率非常高,开关损耗、电感器损,以及电感器损中的交流损耗很大。随着输出功率提高,开关频率显著减小,开关损耗、电感器损,以及电感器损中的交流损耗减小。

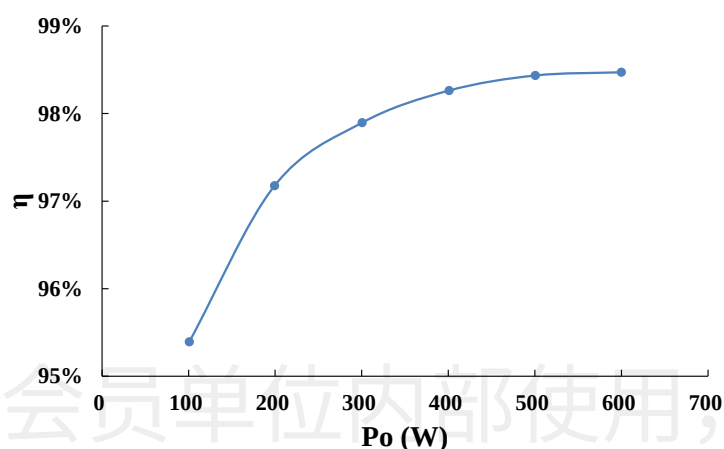


图 2-32 单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机效率曲线

图 2-33 是电感电流峰值通过理想 BCM 计算方法获得的计算值和实验值对比,可以看到,由于存在严重的反向恢复,电感电流峰值的实验值比计算值高出许多,两者存在显著的误差。

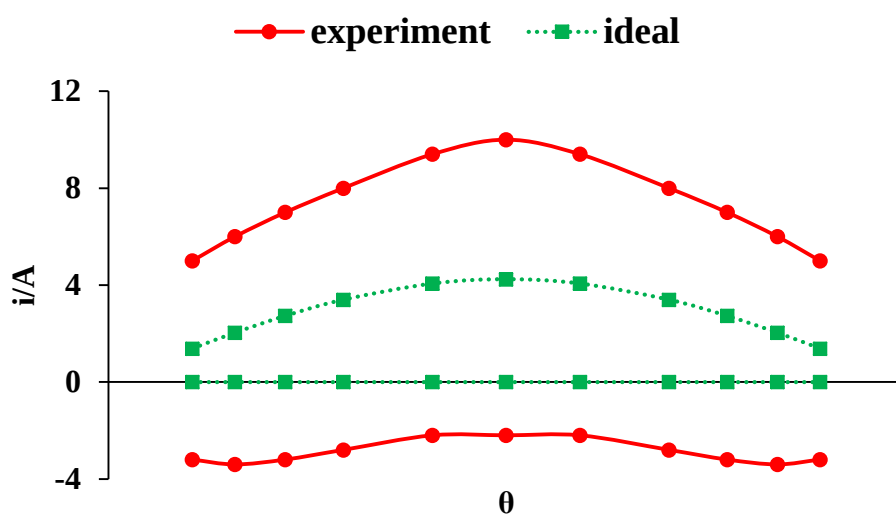


图 2-33 电感电流峰值计算值和实验值对比

图 2-34 是开关频率通过理想 BCM 计算方法获得的计算值和实验值的对比, 可以看到, 由于存在反向恢复, 显著降低了开关频率, 尤其是在高频情况下, 反向恢复占开关周期比重显著, 开关频率下降效果更加明显。

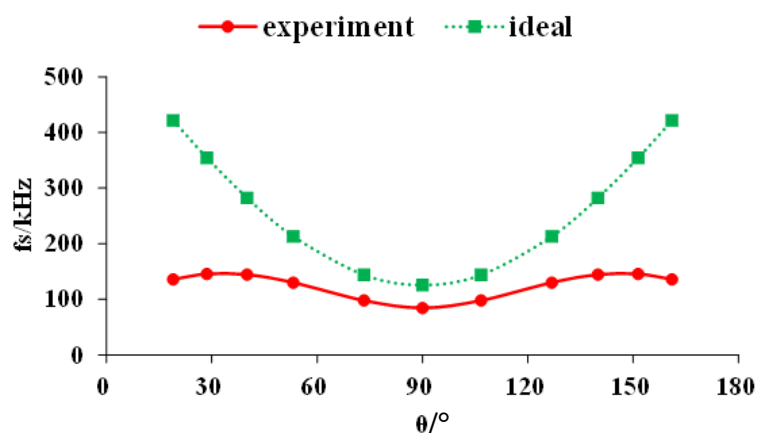


图 2-34 开关频率计算值和实验值对比

2.6 本章小结

本章首先对 BCM 图腾柱 Boost PFC 进行模态分析。根据模态分析给出了整体的实现方案, 并对其中的关键技术 (正负半周判断、过零点检测) 进行了分析。接着介绍了常用于 BCM Boost PFC 设计的理想 BCM 计算方法, 并根据这个方法结合样机指标设计了样机的关键参数和损耗分析。最后搭建了 600W 的 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机。通过实验发现理想 BCM 计算方法并不适合图腾柱 Boost PFC, 需要提出新的计算方法指导设计。

3 交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路研究

在中小功率情况下, BCM Boost PFC 得到广泛的应用^[8-12]。BCM 能够消除续流二极管的反向恢复损耗^[13]。此外, BCM Boost PFC 不需要额外的有源吸收电路就能实现零电压开通或者谷底开通, 有利于减小开通损耗。相比于 DCM, BCM Boost PFC 具有更小的 THD 等优点和峰值电感电流^[14]。但是它的峰值电感电流是平均电流的两倍, 这导致需要大的差模 EMI 滤波器^[15]。

交错并联能显著减小由于输入电流纹波导致的差模 EMI 滤波器。此外, 输出电流纹波也能显著减小, 从而减小输出电容的等效串联电阻 (ESR) 的损耗。在轻载时, 交错并联还能通过相位屏蔽提高效率。

3.1 BCM Boost PFC 交错并联方法

BCM 的变化开关频率给交错并联带来了很大的挑战。目前 BCM Boost PFC 的常见交错并联方式是主从控制方式。主相的工作方式和单相 BCM Boost PFC 相同。从相部分控制变量由主相决定, 从而实现交错。主从控制方式又可以分为开环控制方式^[15-24]和闭环控制方式^[25-30]。开环控制方式是通过计算等于主相前一个开关周期一半的延时给从相。根据从相同步到主相的时间点, 具体又可以细分为从相在主相开通瞬间同步^[16-19]和从相在主相关断瞬间同步两种方式^{[15], [20]}。

闭环控制方式是通过测量主从相之间的相位差, 然后通过相位差调整从相的相位。[25-30] 使用锁相环 (PLL) 调整从相的关断时间使主从相交错并联。由于调整开通时间的方案为了实现谷底开通会带来额外的复杂性, 并不具有吸引力^[31]。

除了主从控制方式, 还存在平等控制方式^[32]。和主从闭环控制方法相同, 都是通过锁相环测量主从相之间的相位差计算需要的相位。不同之处在于, 主从闭环控制方法中, 只有从相的关断瞬间被调整, 而在平等控制方法中, 主相和从相的关断瞬间都调整相同的大小, 只是方向不同。

3.1.1 开环控制方式

如上所述, 开环控制方式可以分为主相开通瞬间同步和主相关断瞬间同步。而每种情况下, 根据 BCM 的实现方法又可以分为电流模式和电压模式。以下分析在各种控制方式下, 讨论由于电感失配和相位延时误差带来的影响, 分析过程中忽略反向恢复过程和谐振过程。

(一) 电流模式, 主相开通瞬间同步

图 3-1 是电流模式, 主相开通瞬间同步的控制方式。当主相的零电流检测信号 ZCD-M 产生, 主相开通。在主相开通瞬间延迟半个开关周期后, 控制从相开通。当主相和从相的电感电流采样值

i_{LM} , i_{LS} 达到反馈正弦电流参考值 $I_{Lpk,ref}$ 时, 分别控制主相和从相相应关断。

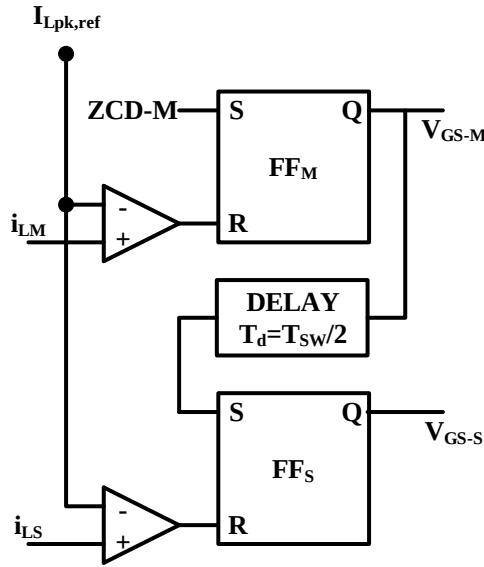
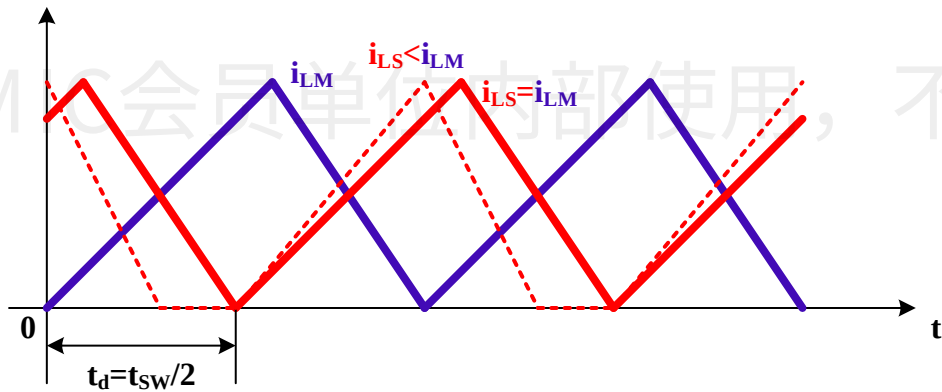
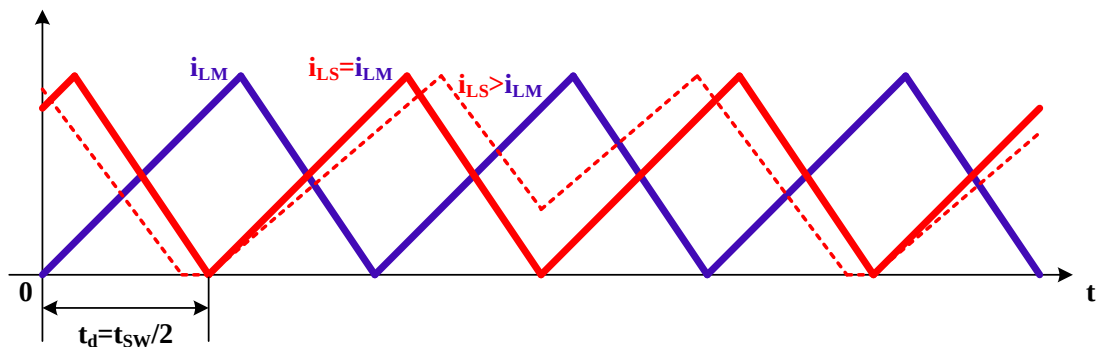


图 3-1 电流模式，主相开通瞬间同步控制原理

当主相和从相的电感值失配时, 从相的 Boost 主开关管会失去软开关。如图 3-2(a) 所示, 当从相电感 L_s 小于主相电感 L_m , 从相工作在断续导通模式。如图 3-2(b) 所示, 当从相电感 L_s 大于主相电感 L_m , 从相交替工作在连续导通模式和断续导通模式。



(a) $i_{LS} < i_{LM}$

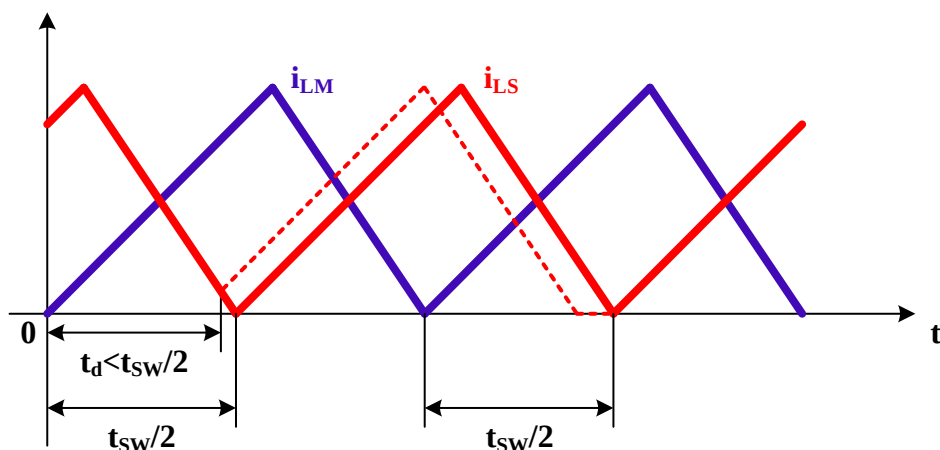


(b) $i_{LS} > i_{LM}$

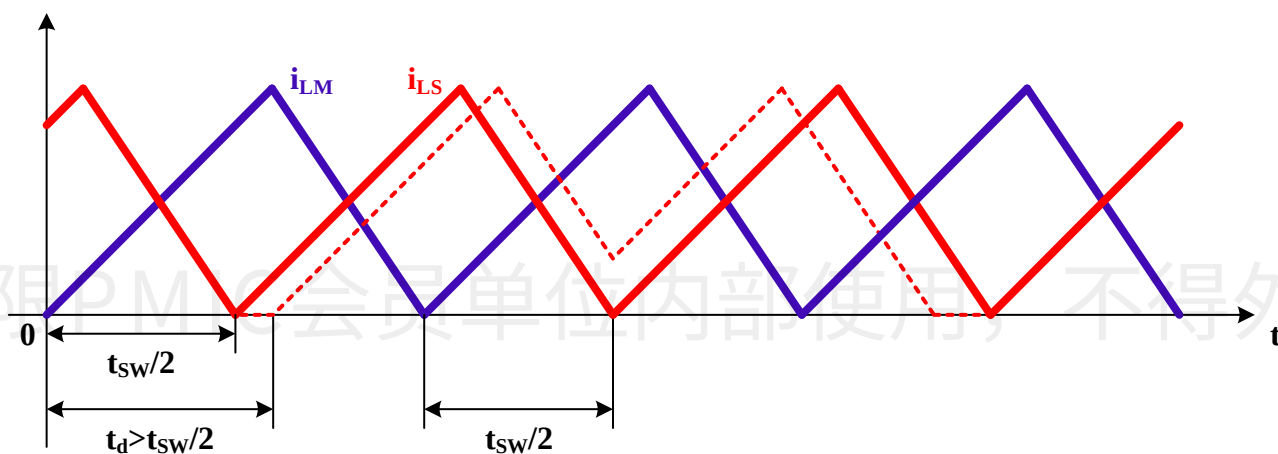
图 3-2 电流模式，主相开通瞬间同步控制时电感失配带来的影响

如图 3-3(a) 所示, 当从相的开通时刻相对于主相的开通时刻延时 T_d 小于半开关周期时, 经过

一个开关周期，从相回到正常的开关状态。如图 3-3(b) 所示，当从相的开通时刻相对于主相的开通时刻延时 T_d 大于半开关周期时，经过两个开关周期，从相回到正常的开关状态。



(a) $t_d < t_{sw}/2$



(b) $t_d > t_{sw}/2$

图 3-3 电流模式，主相开通瞬间同步控制时相位延时误差带来的影响

(二) 电压模式，主相开通瞬间同步

图 3-4 是电压模式，主相开通瞬间同步的控制方式。当主相的零电流检测信号 ZCD-M 产生，主相开通。在主相开通时刻延迟半个开关周期后，控制从相开通。当主相和从相的斜坡电压 V_{RampM} ， V_{RampS} 达到电压环误差放大器输出电压 $V_{feedback}$ 时，分别控制主相和从相相应关断。

当主相和从相的电感值失配时，从相的 Boost 主开关管仍能保持软开关。这是因为在电压模式下，两相的导通时间相同，因此两相的关断时间相同。但是由于两相的电感值不同，导致电感电流斜率不同，进一步两相的电感电流不同。如图 3-5 所示当从相电感 L_S 小于主相电感 L_M ，从相的电感电流峰值比主相大。当从相电感 L_S 大于主相电感 L_M ，从相的电感电流峰值比主相小。

如图 3-6(a) 所示，当从相的开通时刻相对于主相的开通时刻延时 T_d 小于半开关周期时，经过

一个开关周期，从相回到正常的开关状态。如图 3-6(b) 所示，当从相的开通时刻相对于主相的开通时刻延时 T_d 大于半开关周期时，从相工作在连续导通模式。

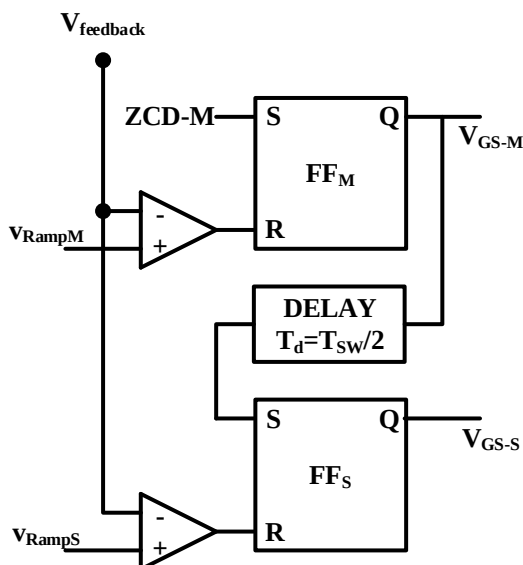


图 3-4 电压模式，主相开通瞬间同步控制原理

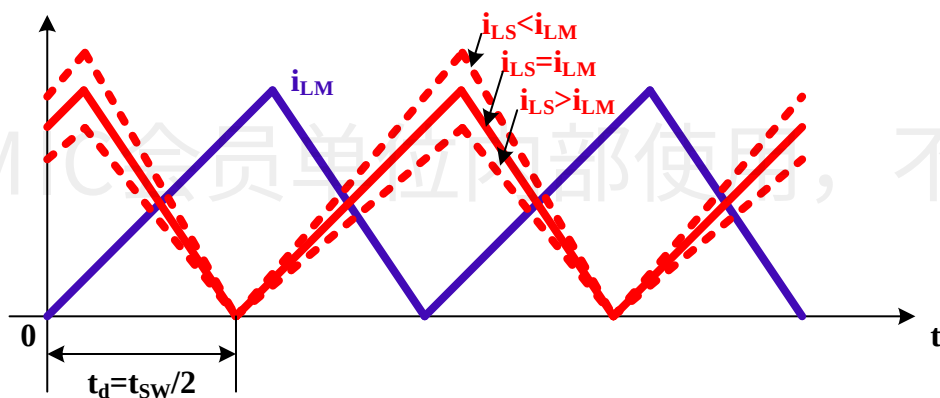
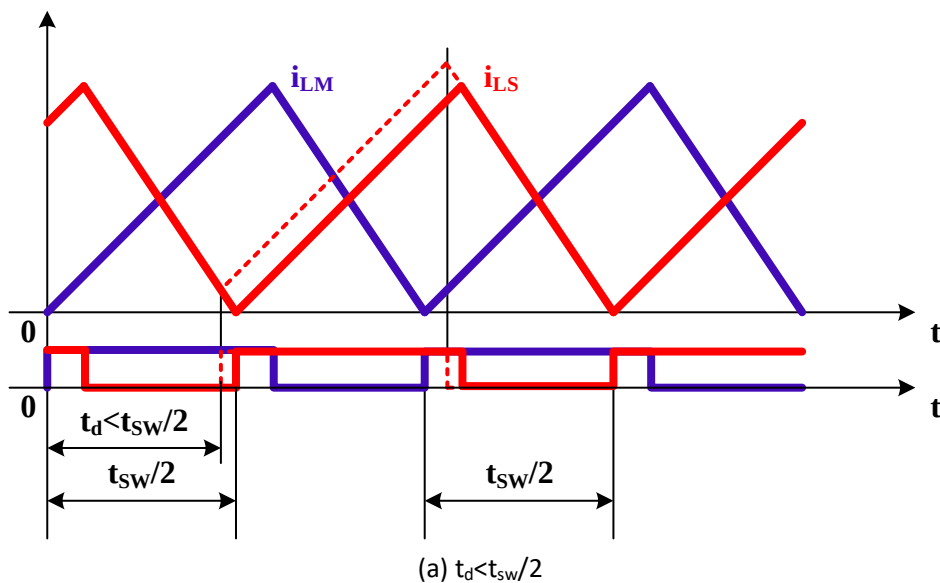


图 3-5 电压模式，主相开通瞬间同步控制时电感失配带来的影响



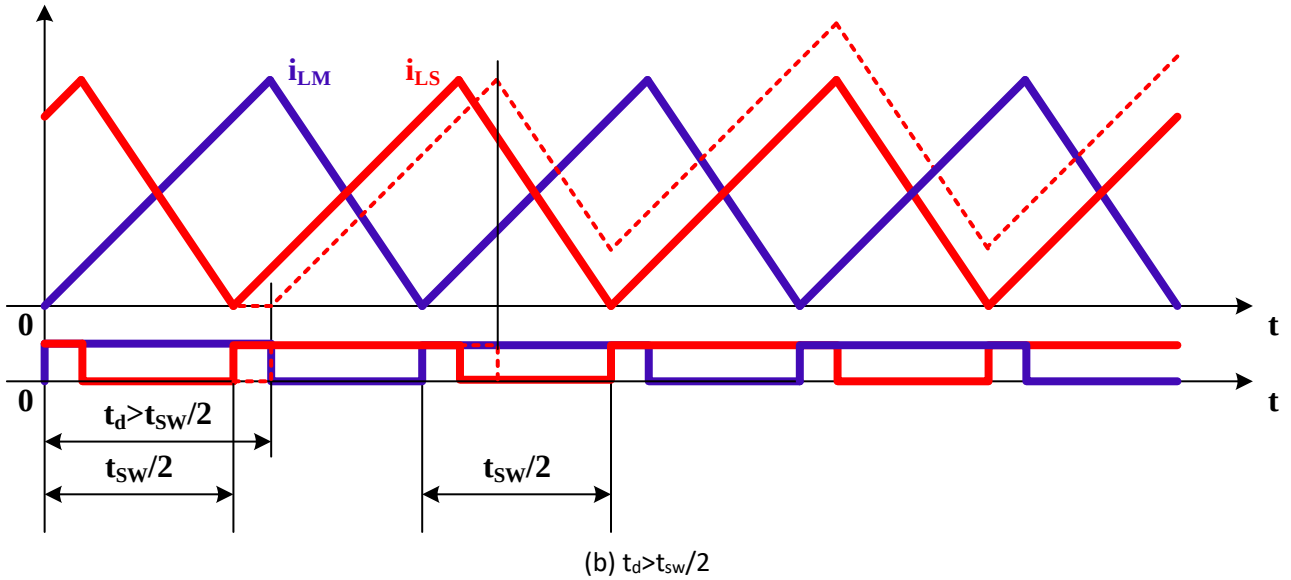


图 3-6 电压模式，主相开通瞬间同步控制时相位延时误差带来的影响

（三）电流模式，主相关断瞬间同步和电压模式，主相关断瞬间同步

图 3-7 是电流模式，主相关断瞬间同步的控制方式。当主相的电感电流采样值 i_{LM} 达到反馈正弦电流参考值 $I_{Lpk,ref}$ ，主相关断。在主相关断时刻延迟半个开关周期后，控制从相关断。主相和从相的开通时刻分别由各自的零电流检测信号 ZCD-M 和 ZCD-S 控制。

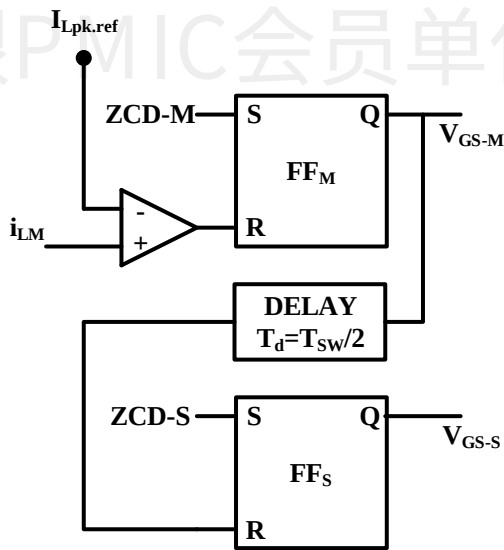


图 3-7 电流模式，主相关断瞬间同步控制原理

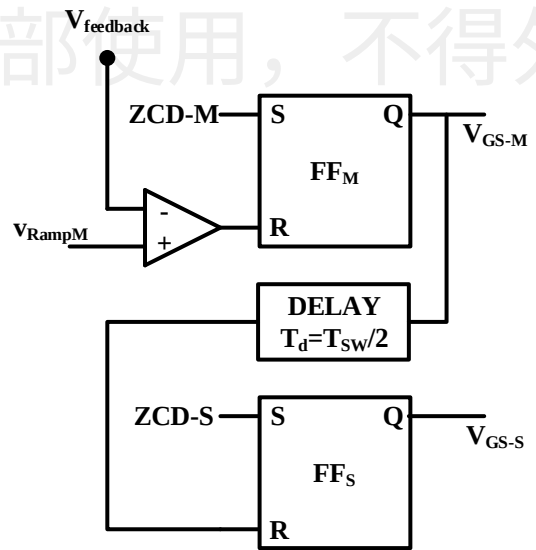


图 3-8 电压模式，主相关断瞬间同步控制原理

图 3-8 是电压模式，主相关断瞬间同步的控制方式。当主相的斜坡电压 V_{RampM} 达到电压环误差放大器输出电压 $V_{feedback}$ ，主相关断。在主相关断时刻延迟半个开关周期后，控制从相关断。主相和从相的开通时刻分别由各自的零电流检测信号 ZCD-M 和 ZCD-S 控制。

由于主相关断瞬间同步的控制方式下，无论电流模式还是电压模式，从相的关断时刻都是由主相计算获得，所以这两种模式下，由于电感失配或延时误差导致的影响都是相同的。

当主相和从相的电感值失配时,从相的 Boost 主开关管仍能保持软开关。这是因为主相和从相的开通瞬间都由各自的零电流检测信号控制。但是由于两相的电感值不同,导致电感电流斜率不同,进一步两相的电感电流不同。如图 3-9 所示当从相电感 L_S 小于主相电感 L_M , 从相的电感电流峰值比主相大。当从相电感 L_S 大于主相电感 L_M , 从相的电感电流峰值比主相小。

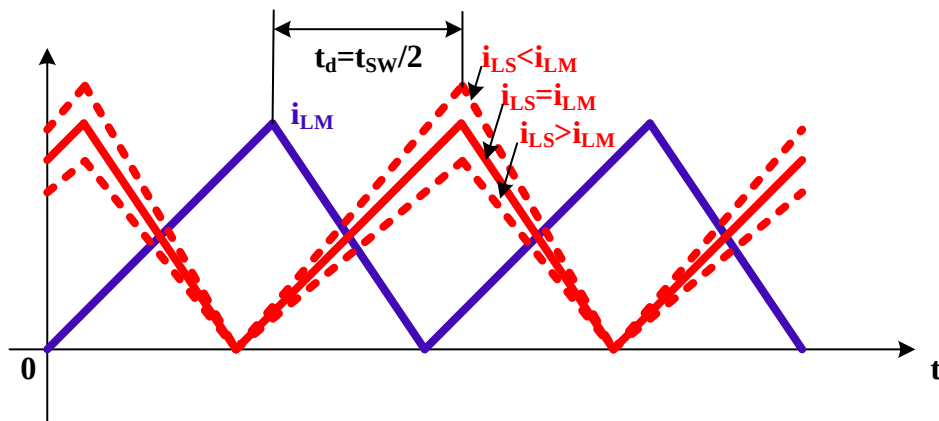
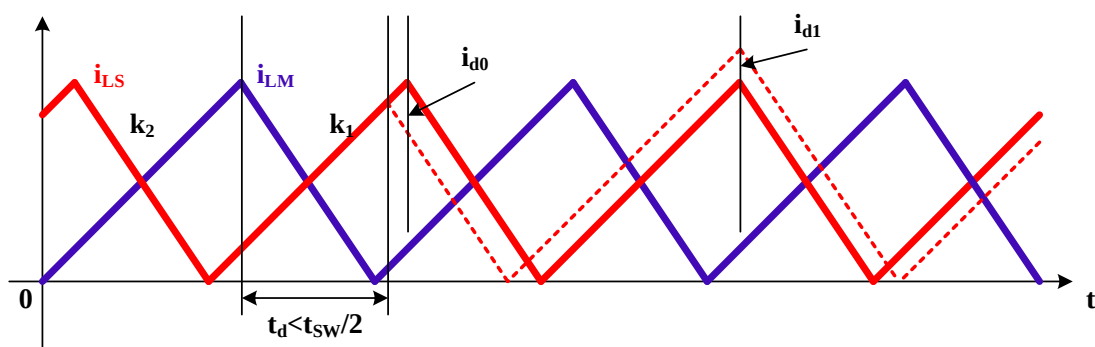


图 3-9 电流模式或电压模式, 主相开通瞬间同步控制时电感失配带来的影响

如图 3-10 所示, 规定在关断时刻虚线电流减去实线电流为电流误差, 假设第一个开关周期在关断时刻的电流误差为 i_{d0} , 第二个开关周期在关断时刻的电流误差为 i_{d1} , 上升沿的斜率为 k_1 , 下降沿的斜率为 k_2 。则根据几何关系可以知道

$$i_{d1} = -\frac{k_1}{k_2} i_{d0} \quad (3-1)$$

即若 $k_1/k_2 < 1$, 误差电流放大; 若 $k_1/k_2 > 1$, 误差电流减小。所以如图 3-10(a) 和 (b) 所示, 当 $k_1 < k_2$ 时, 相位延时误差不断缩小, 经过几个开关周期, 从相回到正常的开关状态。如图 3-10(c) 和 (d) 所示, 当 $k_1 > k_2$ 时, 相位延时误差不断放大, 从相不能回到正常的开关状态。



(a) $k_1 < k_2, t_d < t_{sw}/2$

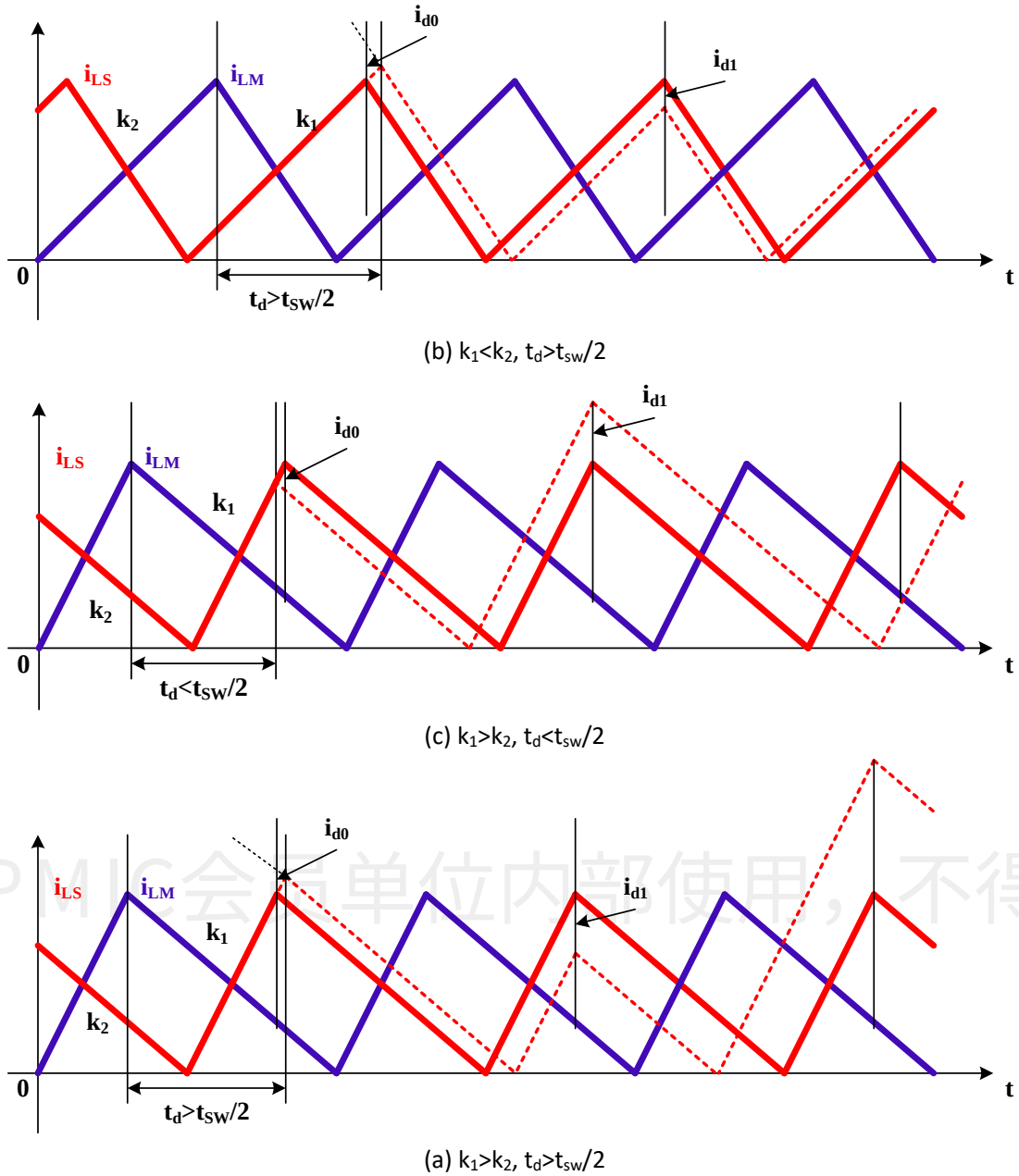


图 3-10 电流模式或电压模式，主相开通瞬间同步控制时相位延时误差带来的影响

3.1.2 闭环控制方式

基于锁相环的闭环控制方式如图 3-11 所示，主相的门极驱动信号和从相的门极驱动信号经过一个上升沿出发的 SR 触发器获得两者的相位误差信号 $V_{\Delta\phi}$ ，经过低通滤波器能获得相位误差信号 $V_{\Delta\phi}$ 的平均值 $V_{\Delta\phi av}$ 。低通滤波器可以采用简单的 RC 滤波器也可以采用逐周期的瞬时平均滤波器。平均电压 $V_{\Delta\phi av}$ 和参考电压 $V_{cc}/2$ 比较获得实际相位和期望相位之间的相位误差 $V_{\Delta\phi error}$ 。根据这个相位误差可以取调节从相的关断瞬间，从而实现交错并联。

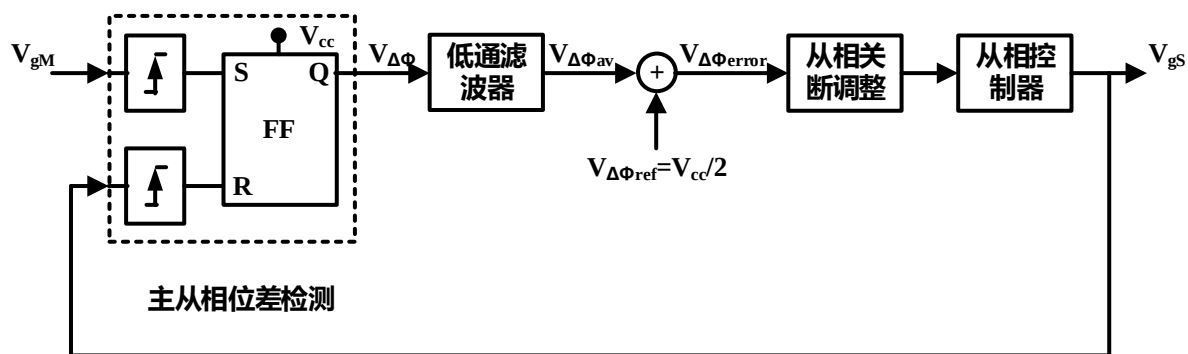


图 3-11 基于锁相环的闭环控制框图

图 3-12 是基于锁相环的闭环控制关键波形。如图中实线所示，当主从相的相位差为 180° 时， $V_{\Delta\Phi}$ 是一个幅值为 V_{cc} ，占空比为 0.5 的方波，因此其平均值 $V_{\Delta\Phi_{av}}$ 是 $V_{cc}/2$ ，所以实际相位和期望相位之间的相位误差 $V_{\Delta\Phi_{error}}$ 为 0。如图中虚线所示，当主从相的相位差大于 180° 时， $V_{\Delta\Phi}$ 是一个幅值为 V_{cc} ，占空比大于 0.5 的方波，因此其平均值 $V_{\Delta\Phi_{av}}$ 大于 $V_{cc}/2$ ，所以实际相位和期望相位之间的相位误差 $V_{\Delta\Phi_{error}}$ 大于 0。

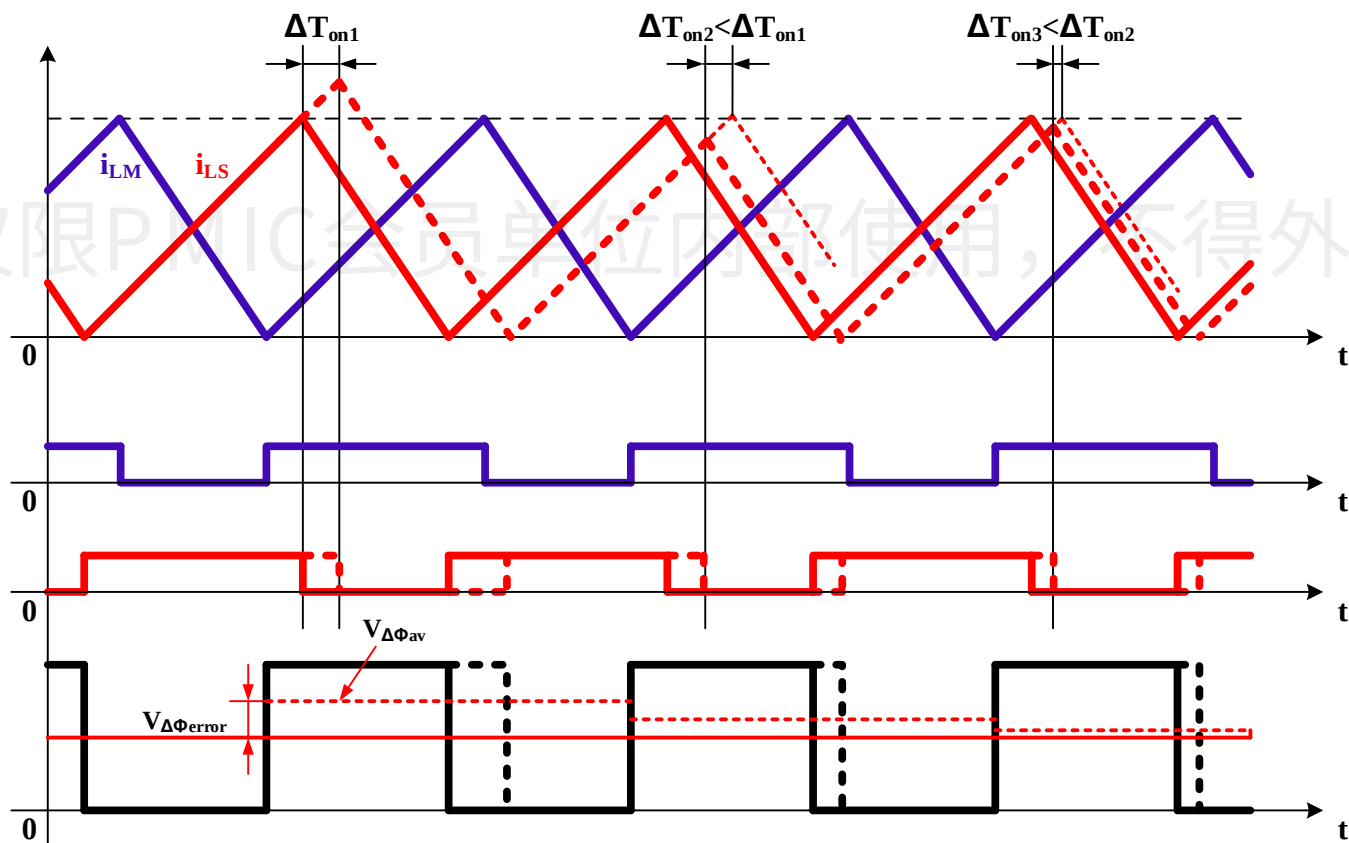


图 3-12 基于锁相环的闭环控制关键波形

主相和从相都可以工作在电流模式或者电压模式下，在两种模式中，从相关断瞬间的调节都可以通过修改从相反馈电压或者修改从相的斜坡信号。

图 3-13 给出了通过修改从相反馈电压电平来修改从相关断瞬间的方法。这种方式适用于电流模式和电压模式。其中从相反馈电压为

$$v_{FBerrorS} = v_{FBerror} + \Delta v_{FBerrorS} \quad (3-2)$$

其中调节电压根据相位误差电流获得

$$\Delta v_{FBerrorS} = R_2 i_{\Delta \phi error} \quad (3-3)$$

相位误差电流正比于相位误差电压

$$i_{\Delta \phi error} = -\frac{2}{R_1} v_{\Delta error} \quad (3-4)$$

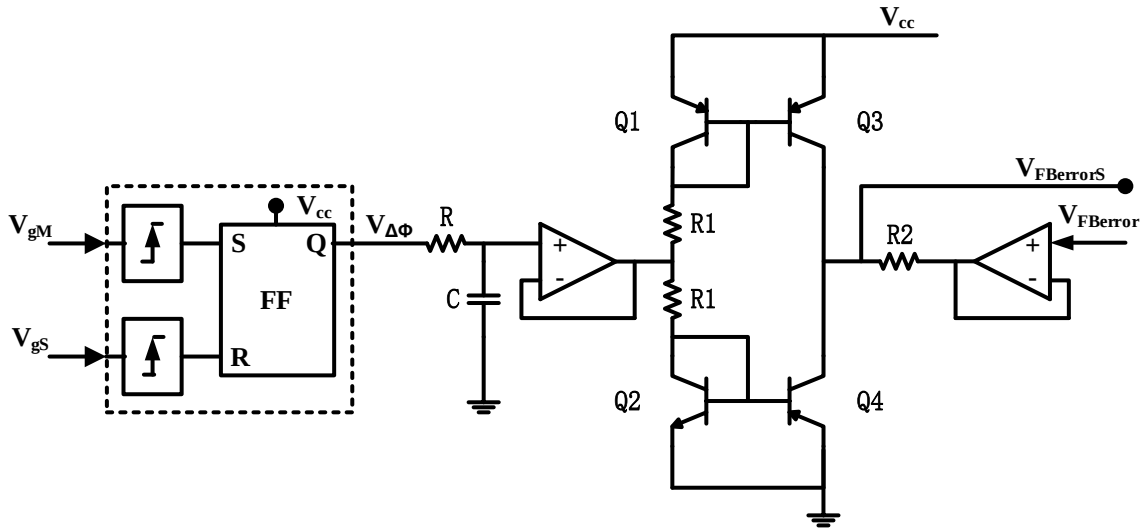


图 3-13 通过修改从相反馈电压电平来修改从相关断瞬间的原理图

图 3-14 给出了通过修改从相的斜坡信号来修改从相关断瞬间的方法。需要注意的是图中相位误差信号 $V_{\Delta \phi}$ 和上图是反相的。相位误差电流 $i_{\Delta \phi error}$ 和 I_{rampS} 一起给从相电容 C_{rampS} 充电。改变了斜坡信号的上升斜率。需要注意的是这种实现方式仅适合与电压模式。

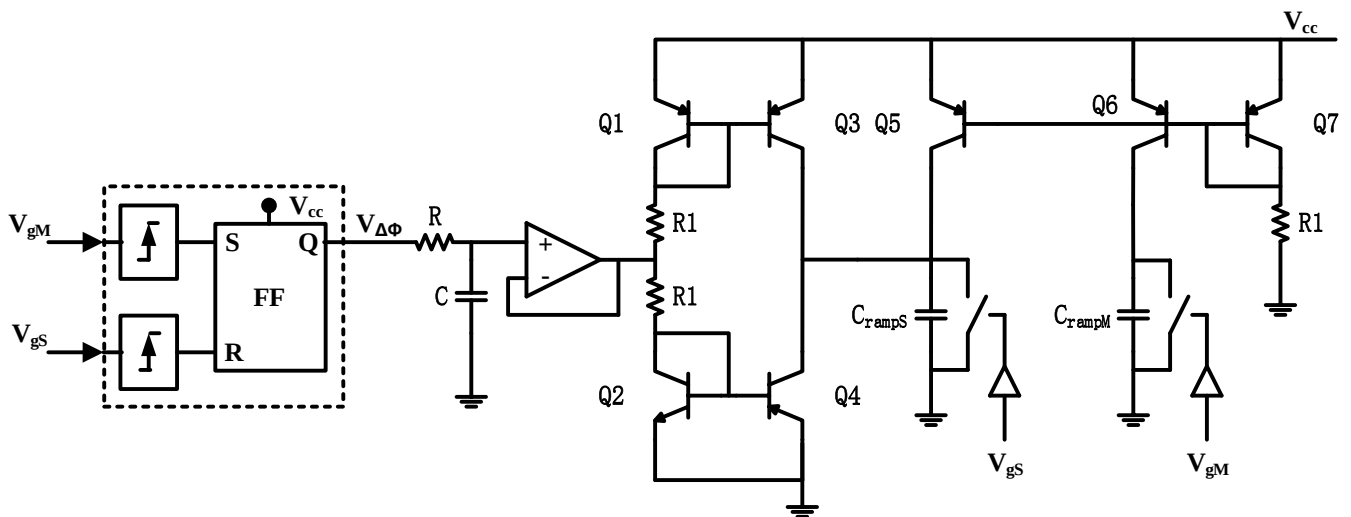


图 3-14 通过修改从相的斜坡信号来修改从相关断瞬间的原理图

3.1.3 平等控制方式

平等控制方式的相位检测和主从闭环相位控制方式相同，这里不再赘述。图 3-15 给出了通过

修改从相反馈电压电平来修改从相关断瞬间的控制框图。区别在于平等控制方式的相位误差电压 $V_{\Delta\phi\text{error}}$ 同时用于调整主相和从相的关断瞬间。具体的实验方式同上。

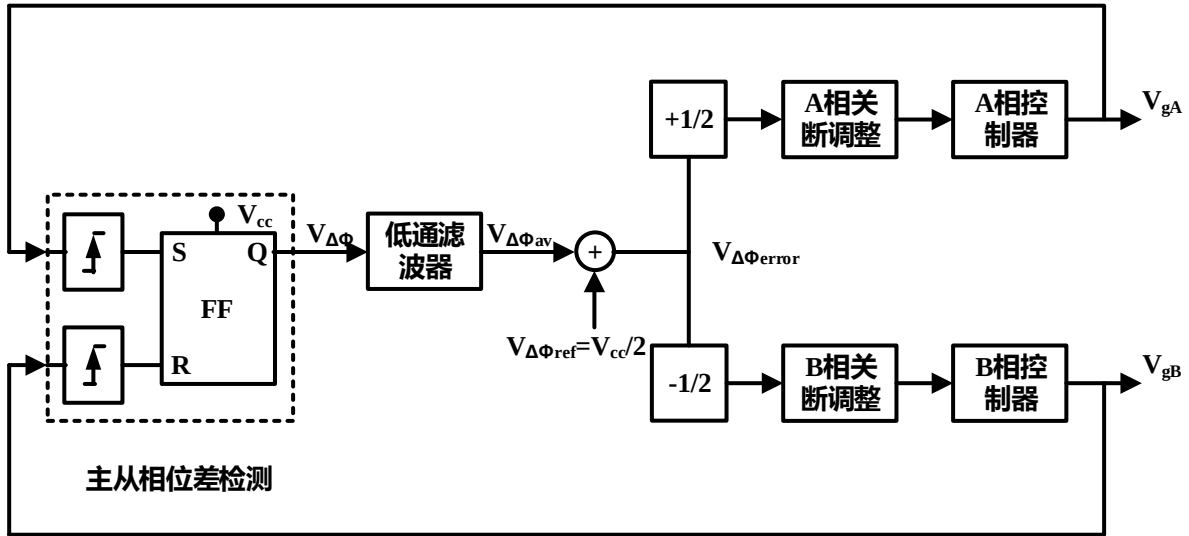


图 3-15 平等控制方式的原理图

3.2 交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 技术方案

根据 3.1 节的分析，可以知道开环控制方式相对简单，但是只有电流模式，主相开通瞬间同步的方案是在电感失配和相位延时存在误差时都能稳定工作的。需要注意的是，以上结论是在忽略反向恢复过程和谐振过程的前提下得出的。而根据第 4 章的分析知道，在 BCM 图腾柱 Boost PFC 中，由于续流二极管采用 MOSFET 体二极管，存在严重的反向恢复。因此，以上结论并不适用于该方案。[33]证明了在考虑反向恢复情况下，电压模式，主相开通瞬间同步的开环控制方式是能够接受的。因此，本文选择该交错并联控制方法。

模拟 PFC 控制芯片具有成本低，方案成熟的优点。但是模拟控制方案存在系统复杂，调试困难，元器件参数匹配等问题。随着数字控制器的发展，出现了针对电源控制的数字控制器。数字控制器在克服以上问题的基础上还具有控制灵活，便于移植的优点。本章采取数字控制器实现交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路。

3.2.1 交错并联控制框图

图 3-16 是两相交错 BCM 图腾柱 Boost PFC 控制框图。这里规定 A 相是主相，B 相是从相，其中 L_A 是 A 相的 PFC 电感， L_B 是 B 相的 PFC 电感， S_{A1} 和 S_{A2} 是 A 相的高频桥臂， S_{B1} 和 S_{B2} 是 B 相的高频桥臂， S_{R1} 和 S_{R2} 是工频桥臂。

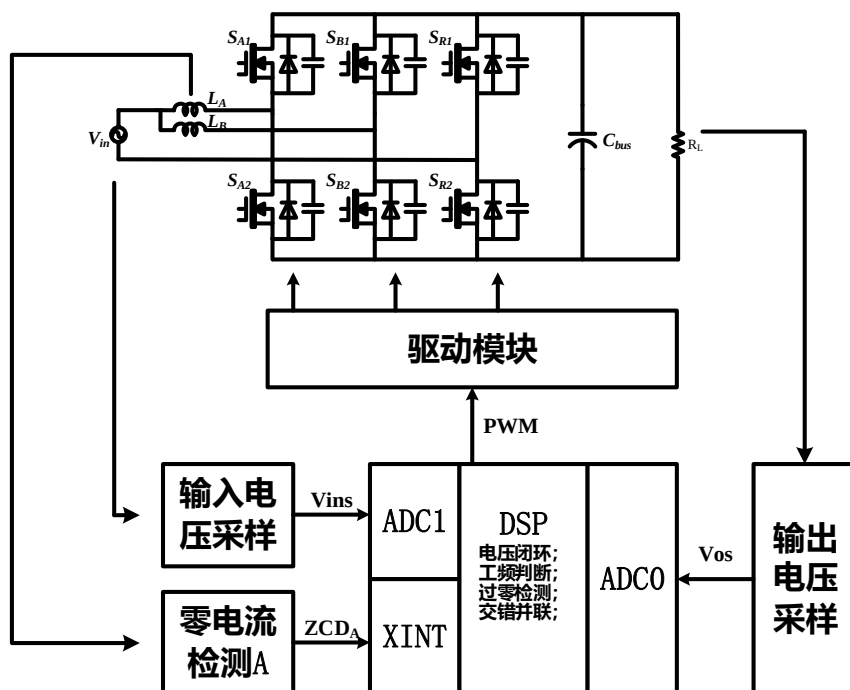


图 3-16 两相交错 BCM 图腾柱 Boost PFC 控制框图

输入电压采样值经过 AD 转换进入 DSP，用于判断交流输入电压的正负半周。规定输入电压上正下负为工频正半周。此时，工频桥臂 S_{R1} 关断， S_{R2} 导通， S_{A2} 是 A 相的主开关管， S_{B2} 是 B 相的主开关管， S_{A1} 的体二极管是 A 相的续流二极管， S_{B1} 的体二极管是 B 相的续流二极管；负半周反之。

A 相的高频桥臂开关时序和单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 完全一样。通过检测 L_A 上的电感电压实现过零检测，用于控制主开关管的开通时刻。输出电压采样值经过 AD 转换进入 DSP，通过 PI 控制确定主开关管的导通时间，用于实现输出电压的闭环控制。

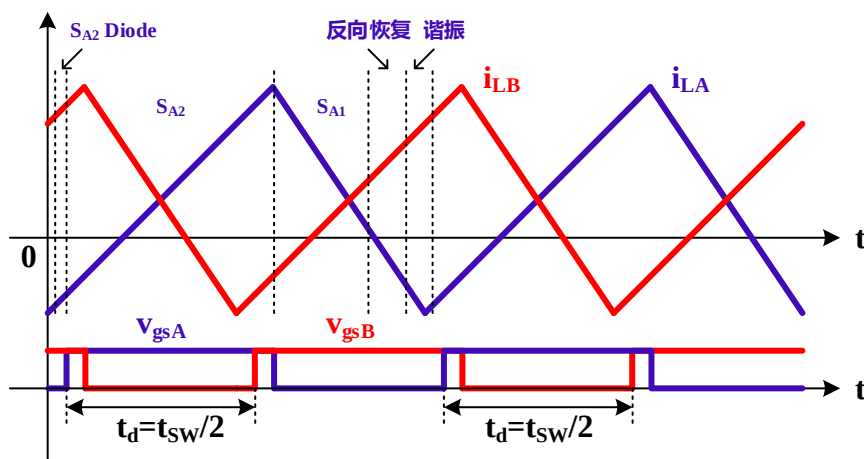


图 3-17 两相交错 BCM 图腾柱 Boost PFC 关键波形

B 相的高频桥臂开关时序通过 DSP 计算确定。主开关管的开通根据 A 相主开关管开通瞬间延时半个开关周期确定，主开关管的导通时间和 A 相的导通时间相同。正半周时两相交错 BCM 图腾柱 Boost PFC 关键波形如图 3-17 所示。

3.2.2 交错并联流程图

两相交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 的数字控制程序是关键技术。主程序的流程图如图 3-18 所示。因为输出电压环的数字 PI 控制需要恒定的采样频率，因此主程序通过计时器给定 50us 的计时。每隔 50us，首先进行输出电压和输入电压的 AD 转换。经过 AD 转换后，进入 ADCINT 中断程序。

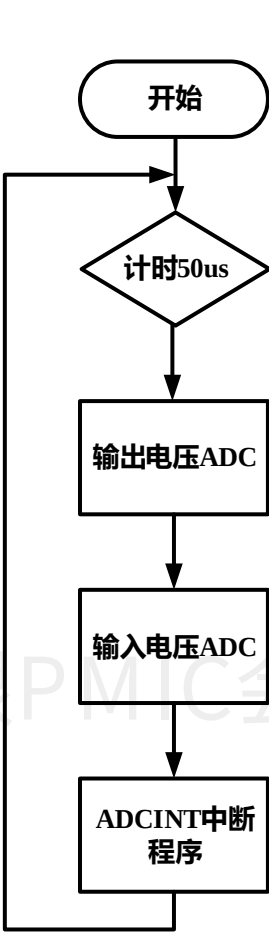


图 3-18 主程序流程图

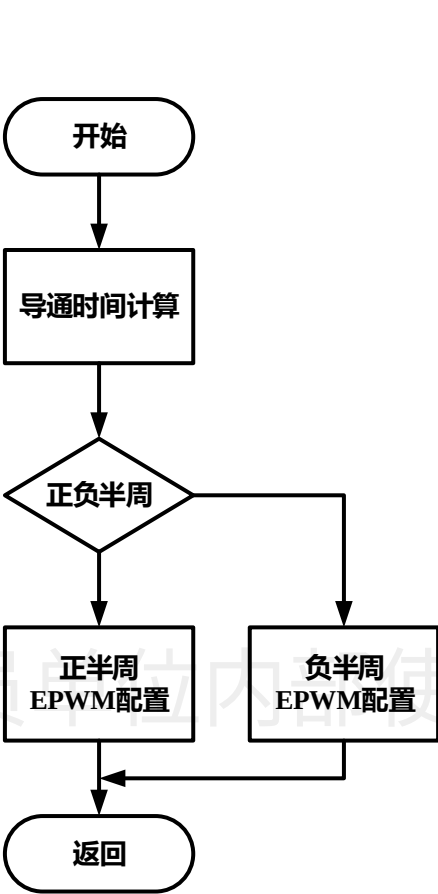


图 3-19 ADCINT 中断流程图

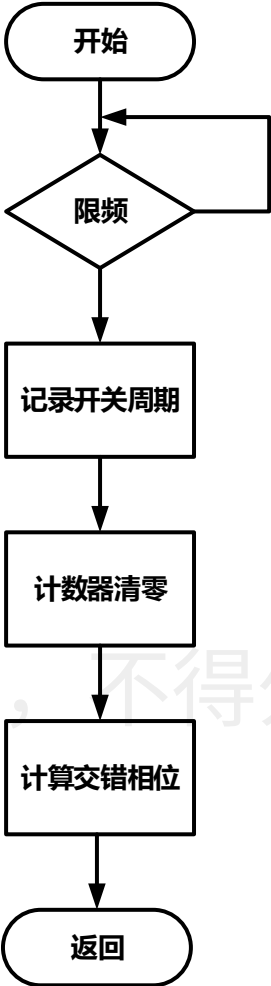


图 3-20 外部中断流程图

图 3-19 是 ADCINT 中断程序流程图，进入 ADCINT 中断程序后，首先根据输出电压采样值进行数字 PI 控制计算导通时间。然后根据输入电压采样值判断正负半周。根据正负半周不同，配置相应的 EPWM。

除了根据定时器每隔 50us 进入 ADCINT 中断，计算导通时间和正负半周判断外，在每个开关周期过零检测电路会输入过零信号，使主相的主开关管开通和从相的相位延时开始计时。过零检测通过外部中断来实现，外部中断程序流程图如图 3-20 所示。检测主相过零信号，进入外部中断程序。首先进行限频判断，如果相邻两个主相过零信号时间间隔太短，小于限定值，则认为此时开关频率太高，忽略掉后一个过零信号。通过这种方式，既能够忽略过零信号的干扰，也能够实现高开关频率时的限频，使电路工作在断续导通模式。然后记录主相的开关周期，用于后续计算从相的相位延

时。接着，使主相计数器清零，开始新的开关周期。最后计算从相的相位延时，配置从相的 EPWM 模块。

3.2.3 EPWM 模块的配置

EPWM 模块用于产生开关管的控制信号。在交错并联图腾柱 Boost PFC 电路中，需要控制 6 个开关管，而每一个 EPWM 包含 A 和 B 两路，能够控制两个开关管，因此这里一共需要 3 路 EPWM。其中 EWPM1A 控制 S_{A1} ，EWPM1B 控制 S_{A2} ，EWPM2A 控制 S_{R1} ，EWPM2B 控制 S_{R2} ，EWPM3A 控制 S_{B1} ，EWPM3B 控制 S_{B2} 。

下面以正半周为例，具体说明 EPWM 模块的工作原理。

图 3-21 中绿色部分为主程序时序，每隔 50 μ s，主程序进行一次 AD 转换，采样输出电压和输入电压。AD 结束后，进入 ADCINT1 中断程序。在中断程序中，根据输出电压确定导通时间，配置主相和从相的 CMPA。根据输入电压判断正负半周，配置 EPWM2A 和 EPWM2B。

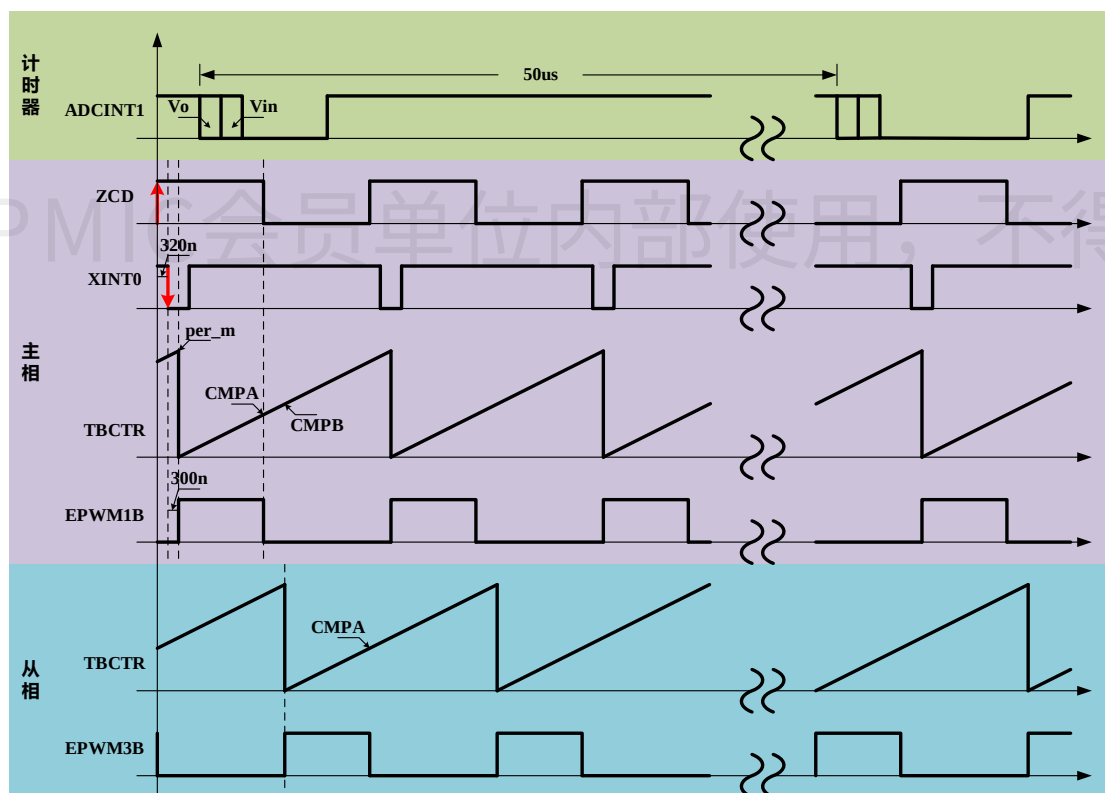


图 3-21 交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 控制时序

主相 EPWM1 的配置如图 3-21 中紫色部分所示。图中 ZCD 代表主相的外部过零检测信号，当 ZCD 为上升沿时，代表检测到过零点。图中 XINT0 是外部中断的观测信号，其中下降沿代表程序进入外部中断程序，上升沿代表结束外部中断程序。主相的 TBCTR 计数器采用递增模式。EPWM1B 配置为在 TBCTR=0 时开通，在 TBCTR=CMPPA 时关断。主相的 CMPPA 计数器为导通时间，CMPPA 数值每隔 50 μ s 在 ADCINT 中断程序中给出。当外部过零检测信号产生（ZCD 的上升沿），程序进入外部中断程

序。在外部中断程序中使主相的 TBCTR 计数器清零。

从相 EPWM3 的配置如图 3-21 中蓝色部分所示，从相的 TBCTR 计数器也采用递增模式，EPWM3B 配置为在 TBCTR=0 时开通，在 TBCTR=CMPA 时关断。与主相不同的是，主相的 TBCTR 清零信号由过零信号确定，从相的 TBCTR 清零信号由主相产生同步信号确定。当主相 TBCTR=CMPB 时，产生使从相 TBCTR 清零的同步信号。CMPB 由外部中断程序上获得的上一个开关周期内主相周期 per_m 的一半确定。

3.3 实验结果

为了和单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 作对比，两相交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 实验样机的单相参数和第 2 章参数相同，数字控制器选择了实验室现有的 LAUNCHXL-F28069M 开发板。

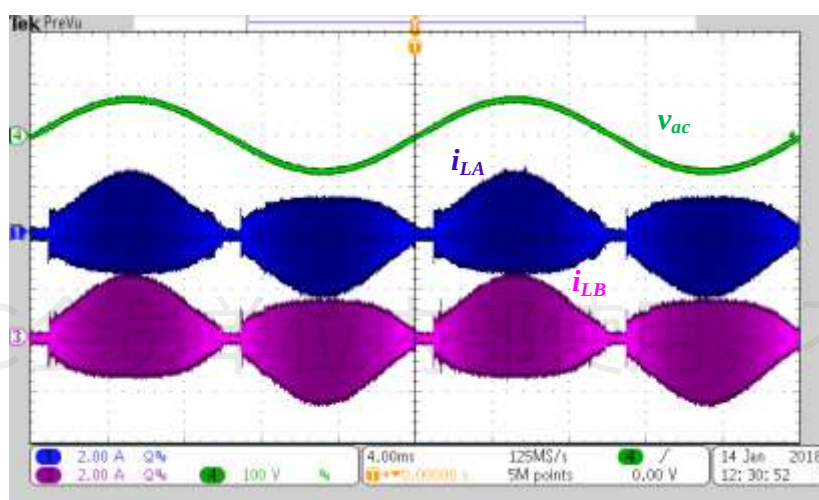


图 3-22 工频周期内，两相交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 波形

图 3-22 是工频周期内，BCM 图腾柱 Boost PFC 关键波形，其中绿色是交流输入电压，深蓝色是主相电感电流，紫红色是从相电感电流。可以看到主相和从相都实现了 BCM。

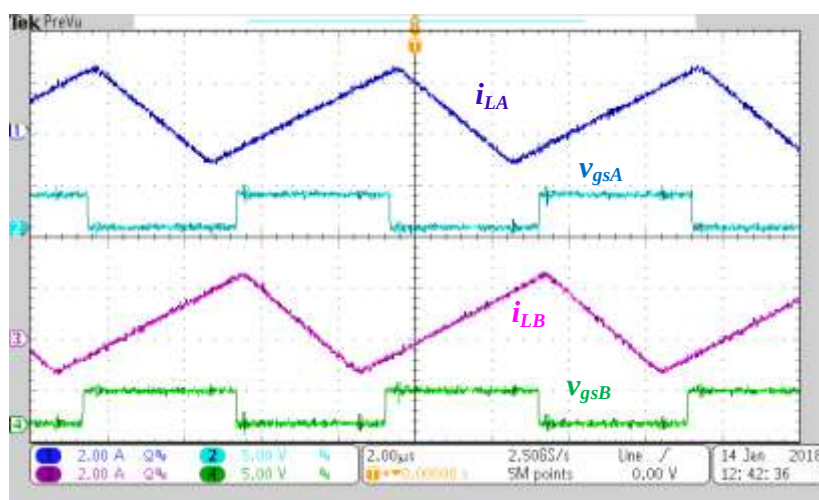


图 3-23 开关周期内，两相交错并联 BCM 图腾柱 Boost PFC 波形

图 3-23 是开关周期内 BCM 图腾柱 Boost PFC 关键波形，其中深蓝色和紫红色分别是主、从相电感电流，浅蓝色和绿色分别是主、从相门极信号。可以看到主相和从相实现了交错并联。

3.4 本章小结

本章介绍了 BCM Boost PFC 交错并联的控制方法，并分析了它们的稳定性。在此基础上，根据电压模式，主相导通瞬间同步交错并联控制方式搭建了数字控制的实验样机。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

4 考虑反向恢复的 BCM 图腾柱 Boost PFC 设计方法

对于 BCM Boost 电路,理想 BCM 计算方法为了简化计算,通常会忽略负向电感电流。由于在 Boost 电路中续流二极管通常选择快恢复二极管,因此在较低开关频率(大约 25-30kHz)的 BCM Boost 电路中,理想 BCM 计算方法能很好的吻合实验结果。但是,在 BCM 图腾柱 Boost PFC 中,续流二极管采用 MOSFET 的体二极管,它的反向恢复非常严重。同时,为了提高功率密度,开关频率也随之推高,导致负向电感电流在整个开关周期中占很大一部分。从第二章的实验结果可以看到,理想 BCM 计算方法对 BCM 图腾柱 Boost PFC 电感电流和开关频率的计算存在显著的误差,这两个指标对电感设计和损耗分析十分重要。因此,理想 BCM 计算方法并不适用于 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路。

为了精确预测 BCM 图腾柱 Boost PFC 的工作情况,本章提出了结合实验测量的 BCM 改进计算方法。负向电感电流包括续流二极管反向恢复, MOSFET 输出结电容与 PFC 电感谐振,主开关导通电感电流回到 0 这三个阶段。针对二极管的反向恢复,提出了基于物理模型的二极管反向恢复仿真方法,但是由于 PFC 应用场合在一个工频周期内每个开关周期都不相同,采用这种模型分析需要消耗大量的计算资源。因此,[34-37]针对反向恢复的分析,本文采用 Dr. Baliga 提出的斜坡恢复过程模型^[38]。由于 MOSFET 的体二极管是 PiN 二极管,因此首先根据 PiN 二极管反向恢复的斜坡恢复过程模型,结合简单的实验测量,提出了修正的体二极管反向恢复分析方法。考虑到谐振过程中, MOSFET 输出结电容是非线性电容,谐振过程的输出结电容采取分段时间等效的处理方法^[39],更吻合真实的谐振过程。通过反向恢复模型的分析 and 精确的谐振过程分析,电感电流峰值和开关频率范围能被准确的计算。

4.1 考虑反向恢复的 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路模态分析

考虑反向恢复过程的开关周期如图 4-1 所示,相比于第 2 章 BCM 图腾柱 Boost PFC 电路模态分析,这里增加了反向恢复过程,即图 4-1 中 t_2-t_3 过程。当续流过程结束,电感电流到 0,由于 S1 的体二极管存在反向恢复, S1 的体二极管继续导通,电感电流继续下降,直到 S1 的体二极管开始承受电压,电路进入谐振过程,即图 4-1 中 t_3-t_4 过程。考虑到谐振过程中, MOSFET 输出结电容是非线性电容,为了更精确的描述谐振过程,将 t_3-t_4 分为三个阶段 t_3-t_{3-1} , $t_{3-1}-t_{3-2}$ 和 $t_{3-2}-t_4$ 。每个阶段的输出结电容值取各自的时间等效电容。

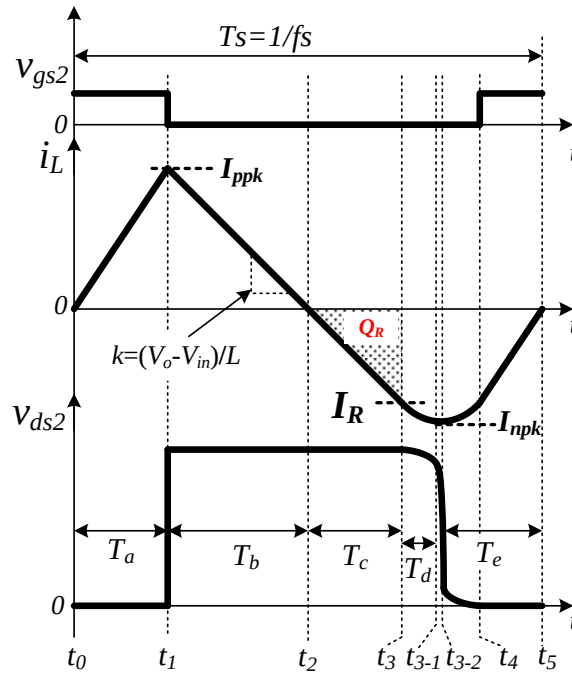


图 4-1 精确的开关过程波形

为了求得电感电流正向峰值，需要先求得电感电流负向峰值。而电感电流负向峰值取决于体二极管反向恢复过程（ t_2-t_3 ）和谐振过程（ t_3-t_4 ）。下面对这两个过程做详细的分析。

4.2 MOSFET 体二极管反向恢复建模

4.2.1 PiN 二极管反向恢复过程斜坡恢复过程

由于导通电流经过漂移区时存在高浓度的自由载流子，当 PiN 二极管从导通向关断转换时，需要抽取这些自由载流子形成耗尽区。该过程称为反向恢复过程。

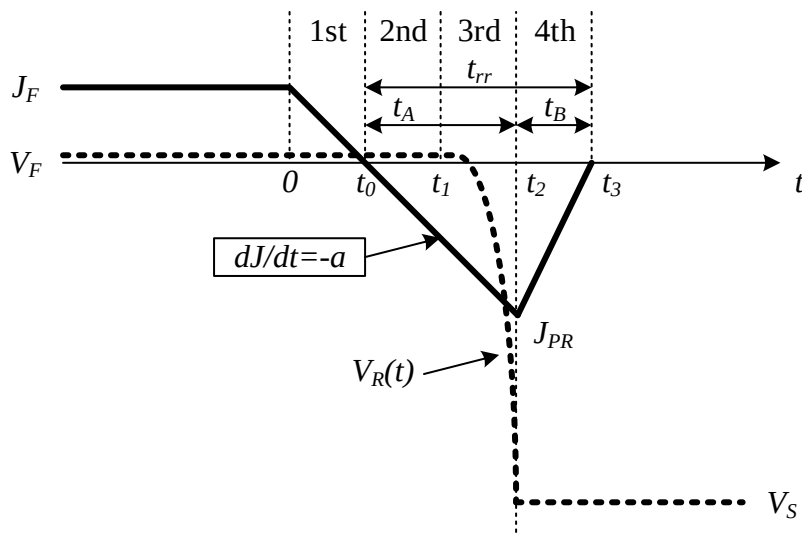


图 4-2 PiN 二极管反向恢复过程电压电流波形

对于阻性负载，当外加电压从正值变成负值时，电路里马上观测到一个固定的反向电流，这个电流一直维持到漂移区的存储电荷被抽取干净^[40]。

对于感性负载，反向恢复过程如图 4-2 所示。当外加电压从正值变成负值时，由于电感电流不能突变，二极管电流以恒定的斜率下降，直到二极管管能够承受相应的电压。

在恒定的电流变化率下，假设漂移区的自由载流子浓度线性，步进式恢复过程^[41]建立了一个解析模型来分析功率整流器在关断时的反向恢复过程。Dr. Baliga 将这种方法延伸为斜坡恢复过程用来分析 PiN 二极管的反向恢复过程^[42]。

导通电流建立的载流子浓度分布可以由 $x=0$ 处浓度 $n(-d)$ 到 $x=b$ 处平均载流子浓度 n_a 之间的线性部分和漂移区中部的平均载流子浓度 n_a 来近似代替。

$$n(-d) = \frac{\tau_{HL} J_F}{2qL_a} \left[\frac{\cosh(-d/L_a)}{\sinh^{-1}(d/L_a)} - \frac{\sinh(-d/L_a)}{2 \cosh^{-1}(d/L_a)} \right] \quad (4-1)$$

$$n_a = \frac{\tau_{HL} J_F}{2qd} \quad (4-2)$$

其中， J_F 是正向电流密度， τ_{HL} 是漂移区的大注入寿命， q 是电子电量， d 是 N 型漂移 (i) 区长度的一半， L_a 是双极扩散长度，由下式给出

$$L_a = \sqrt{D_a \tau_{HL}} \quad (4-3)$$

其中 D_a 是双极扩散系数，由下式给出

$$D_a = \frac{2D_n D_p}{D_n + D_p} \quad (4-4)$$

其中 D_n 是电子扩散系数， D_p 是空穴扩散系数。

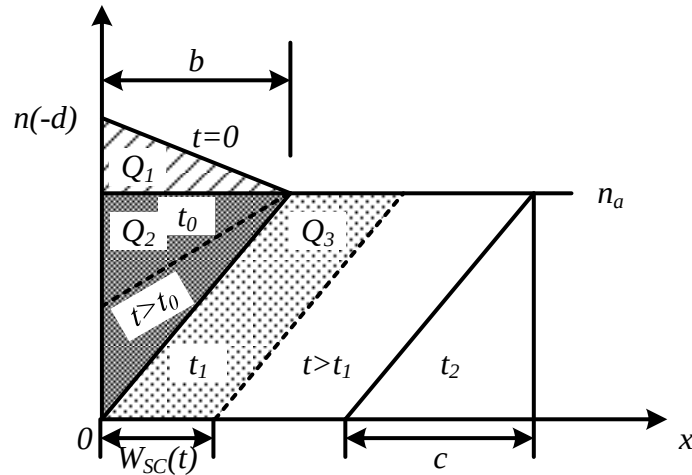


图 4-3 PiN 二极管反向恢复过程载流子分布

第一阶段 ($0-t_0$)，如图 4-2 所示，PiN 二极管的电流密度从 0 时刻的 J_F 变成 t_0 时刻的 0。从电流密度角度看，这一过程的漂移区存储电荷的变化为

$$Q_1 = \int_0^{t_0} J(t) dt \quad (4-5)$$

如图 4-3 所示, 在这一阶段相应的载流子浓度从 $t=0$ 时刻在 $x=0$ 处为 $n(-d)$, 在 $x=b$ 处为 n_a 的斜线, 变成 t_0 时刻的各处均为 n_a 的水平线。从载流子浓度角度看, 这一过程漂移区存储电荷的变化为

$$Q_1 = \frac{qb}{2} [n(-d) - n_a] \quad (4-6)$$

根据以上两个式子可以求得图 4-3 中的参数 b 为

$$b = \frac{J_F^2}{qa[n(-d) - n_a]} \quad (4-7)$$

第二阶段 (t_0-t_1), 如图 4-2 所示, PiN 二极管从电流密度为 0 的 t_0 时刻到空间电荷区形成开始承受电压的 t_1 时刻。从电流密度角度看, 这一过程的漂移区存储电荷的变化为

$$Q_2 = \int_{t_0}^{t_1} J(t) dt \quad (4-8)$$

如图 4-3 所示, 在这一阶段相应的载流子浓度从 t_0 时刻的水平线, 变成 t_1 时刻在 $x=0$ 处载流子浓度为 0, 在 $x=b$ 处为 n_a 的斜线。从载流子浓度角度看, 这一过程漂移区存储电荷的变化为

$$Q_2 = \frac{qb}{2} n_a \quad (4-9)$$

因此, 第二过程的反向时间为

$$t_1 - t_0 = \sqrt{\frac{L_a}{M \cdot d - L_a}} \frac{J_{ppk}}{a} \quad (4-10)$$

其中,

$$M = \frac{\cosh(-d/L_a)}{\sinh(d/L_a)} - \frac{\sinh(-d/L_a)}{\cosh(d/L_a)} \quad (4-11)$$

第三个阶段 (t_1-t_2), PiN 二极管承受的电压增大, 形成的空间电荷区 $W_{sc}(t)$ 也相应增大。空间电荷区的扩展是通过进一步抽取漂移区存储电荷实现。假设该阶段电流下降斜率恒定, 从电流密度角度看, 这一过程的漂移区存储电荷的变化为

$$Q_3 = \int_{t_1}^{t_2} J(t) dt \quad (4-12)$$

如图 4-3 所示, 在这一阶段, 假设载流子浓度分布曲线斜率保持不变, 载流子浓度从 t_1 时刻的在 $x=0$ 处载流子浓度为 0, 在 $x=b$ 处为 n_a 的斜线开始向右移动, 从载流子浓度角度看, 这一过程漂移区存储电荷的变化为

$$Q_3 = qn_a W_{sc}(t) \quad (4-13)$$

由于空间电荷区的电场很大, 假设空穴以饱和漂移速度 ($v_{sat,p}$) 移动, 空间电荷区内的空穴浓度与电流密度 (J_R) 有以下关系式

$$p(t) = \frac{J_R}{qv_{sat,p}} \quad (4-14)$$

所以空间电荷区承受的电压为

$$V_R(t) = \frac{q[N_D + p(t)]}{2\varepsilon_s} [W_{SC}(t)]^2 \quad (4-15)$$

其中, N_D 是 N 型漂移区掺杂浓度, ε_s 是半导体的介电常数。当空间电荷区的电压等于反向电源电压 V_s 时, 第三阶段结束。

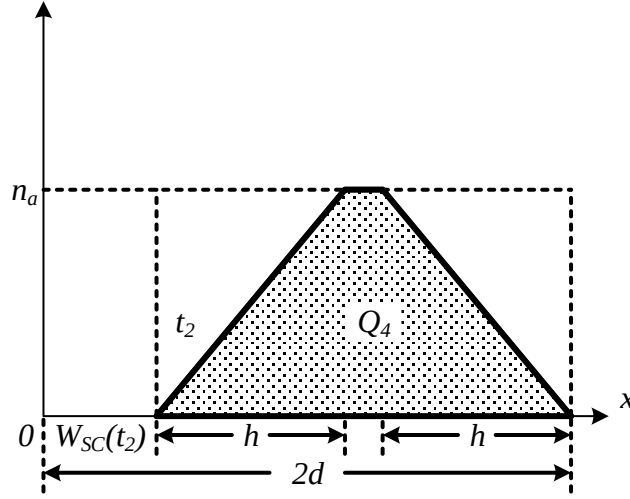


图 4-4 第三阶段结束后 PiN 二极管内的存储电荷

第四个阶段 (t_2-t_3), 如图 4-2 所示, PiN 二极管的反偏电流以恒定的斜率减小, 两端的电压等于反向电源电压。从电流密度角度看, 这一过程的漂移区存储电荷的变化为

$$Q_R = \frac{1}{2} J_{PR} t_B \quad (4-16)$$

图 4-4 中 Q_4 表示第三阶段结束后漂移区内的存储电荷, 在 $t=t_2$ 时刻, 峰值反向恢复电流 J_{PR} 流过该结构, 满足以下关系

$$J_{PR} = 2qD_a \frac{n_a}{h} \quad (4-17)$$

因此可以求得

$$h = \frac{2qD_a n_a}{J_{PR}} \quad (4-18)$$

从载流子浓度角度看, 这一过程漂移区存储电荷的变化为

$$Q_4 = qn_a[2d - W_{SC}(t) - h] \quad (4-19)$$

忽略第四阶段内的复合作用, 假设 $Q_4 = Q_R$, 则第四阶段的时间为

$$t_B = \frac{2qn_a}{J_{PR}} [2d - W_{SC}(t_2) - h] \quad (4-20)$$

4.2.2 图腾柱 Boost PFC 反向恢复过程建模

根据斜坡恢复过程模型, 在 BCM 图腾柱 Boost PFC 中, 反向时间 T_r (图 4-1) 可以表示为

$$T_c = \sqrt{\frac{L_a}{M.d-L_a}} \frac{I_{ppk}}{a} = A_{QR} \frac{I_{ppk}}{k} \quad (4-21)$$

其中

$$A_{QR} = \sqrt{\frac{L_a}{M.d-L_a}} \quad (4-22)$$

$$I_{ppk} = J_{ppk} \cdot S \quad (4-23)$$

$$k = \frac{dI}{dt} \quad (4-24)$$

由于电流密度 J_{ppk} 和电流密度的下降斜率 a 在工程中不方便测量，这里将电流密度转换成方便测量的电流 I_{ppk} 和电流下降斜率 k 。同时，由于双极扩散长度 L_a 和 N 型漂移 (i) 区长度的一半 d 都不能从 MOSFET 的数据手册上获得，所以将它们记作系数 A_{QR} 。

在图 4-1 中，电感电流下降斜率为

$$k = \frac{V_o - V_{in}}{L} \quad (4-25)$$

所以在 t_3 时刻对应的电感电流为

$$I_R = \frac{V_o - V_{in}}{L} T_c \quad (4-26)$$

为了获得给定 MOSFET 的系数 A_{QR} ，需要通过在不同输入电压和功率等级下测量电感电流正向峰值 I_{ppk} 和相应的反向时间 T_c 。在第三章相同的实验装置下，可以通过实验测得电感电流和 MOSFET 的漏源电压如图 4-5 所示。通过电感电流的实验波形，可以读取电感电流正向峰值 I_{ppk} 。因为反向过程结束时刻对应的管压 v_{ds2} 开始下降，所以从电感电流过零点到 v_{ds2} 开始下降点之间的时间就是反向时间 T_c 。根据，将输入电压 V_{in} ，输出电压 V_o 和电感值可以求得电感电流下降斜率 k 。因此，将电感电流正向峰值 I_{ppk} 和反向恢复时间 T_c ，以及电感电流下降斜率 k 带入上式，可以求得相应条件下的 A_{QR} 。

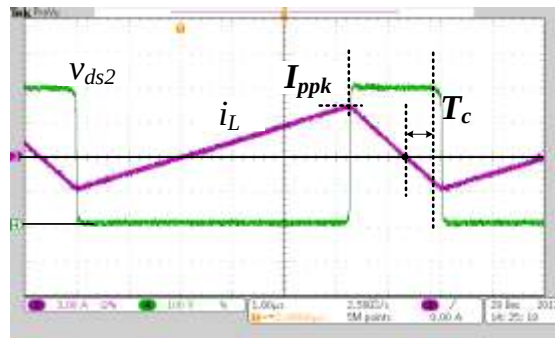


图 4-5 BCM 下电感电流和管压 (IPL60R065C7, 70uH, @100Vin, 400Vo)

在相同的实验装置和输出电压 V_o 下，不同输入电压 V_{in} 和电感电流正向峰值 I_{ppk} 对应的反向恢复时间 T_c 的测量结果如图 4-6 所示。图中实线是根据以上实验 (100Vin) 测得的 A_{QR} 预测得到的反向恢复时间 T_c 和电感电流正向峰值对应的关系。实心点是实验结果，虚线是根据实验结果求得的

不同输入电压下的 A_{QR} 。可以看到不管是实验还是预测的 T_c 都是和电感电流正向峰值 I_{ppk} 成正比例函数关系，这意味着在相同电压下，随着电流的变化， A_{QR} 是一个常数。但是，在更高的输入电压条件下，如图 4-6(c) 和图 4-6 (d) 所示，测量的 T_c 和通过 100V 输入电压测得的 A_{QR} 进行预测的结果是不同的。从实验结果来看，系数 A_{QR} 还和电感电流斜率有关（该案例下即和输入电压有关），因此常数 A_{QR} 不能用来计算 PFC 的反向恢复过程，而需要一定的修正去匹配 PFC 应用下正弦输入电压。

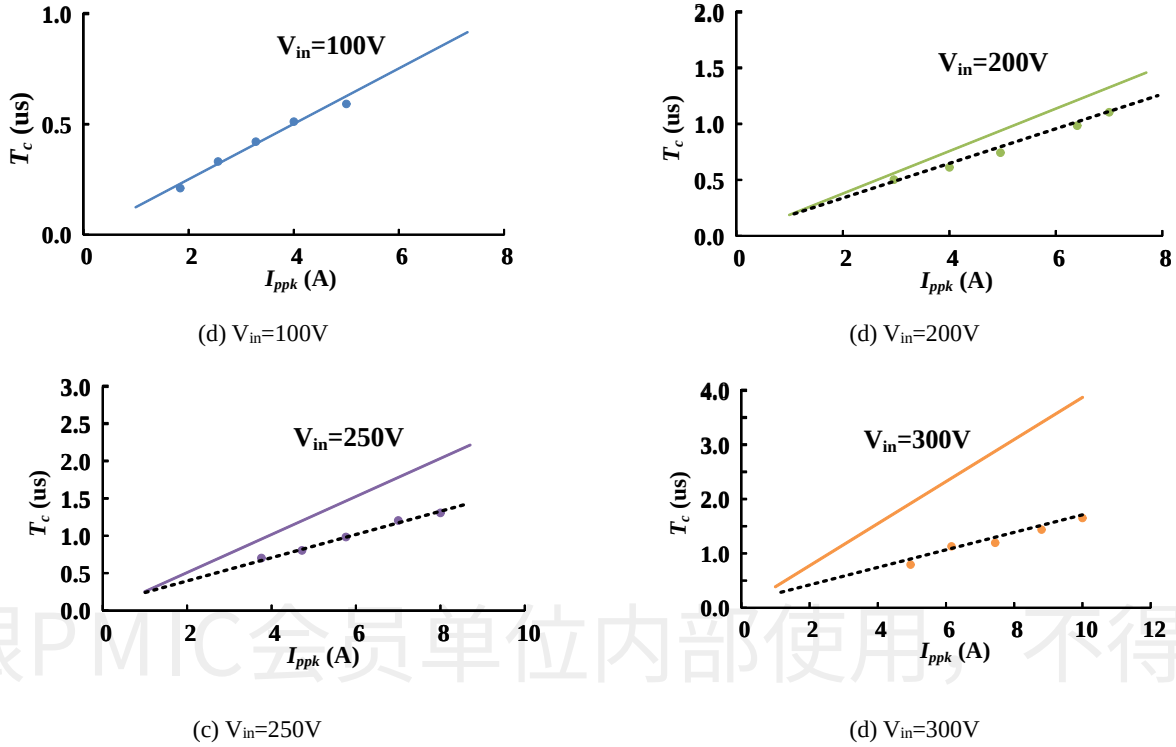


图 4-6 不同输入电压下反向恢复时间和电感电流峰值的关系 (IPL60R065C7, 70uH, 400Vo)

根据图 4-6 的测试结果，可以进一步校准系数 A_{QR} 。系数 A_{QR} 和输入电压的关系如图 4-7 所示，虚线是实验结果的线性拟合，为了简化计算，其关系式如下所示

$$A_{QR}(V_{in}) = 0.72 - 0.0016 \cdot V_{in} \quad (4-27)$$

对于不同的 MOSFET，可以按照相同的方式求得相应的 $A_{QR}(V_{in})$ 。

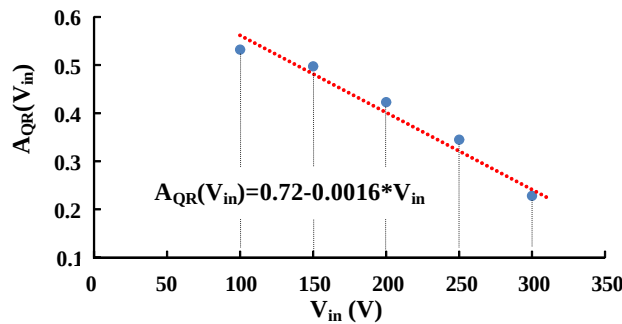


图 4-7 系数 A_{QR} 和输入电压 V_{in} 的关系 (IPL60R065C7)

4.3 软开通的谐振过程分析

在反向恢复过程之后，电感开始与 MOSFET 的输出结电容发生谐振。这个阶段的等效电路如图 4-8 所示，谐振等效电容是两个 MOSFET 的输出结电容之和。由于 MOSFET 的输出结电容是非线性的^[43]，所以使用图 4-9 所示的分段时间等效输出结电容来计算从 t_3 到 t_4 的整个谐振阶段（图 4-1）。当电压 v_{ds2} 从 0 变化到阈值电压 V_T 时，使用时间等效输出结电容器 C_{tr1} ；从 V_T 到 V_o ，使用 C_{tr2} ，其中 C_{tr2} 远大于 C_{tr1} 。因此，谐振阶段可以分为三个子阶段。在第一个子阶段（ t_3 - t_{3-1} ）， v_{ds2} 从 V_o 下降到 $(V_o - V_T)$ ，谐振等效电容为 $(C_{tr1} + C_{tr2})$ 。在第二个子阶段（ t_{3-1} - t_{3-2} ）， v_{ds2} 从 $(V_o - V_T)$ 减小到 V_T ，谐振等效电容为 $2 * C_{tr2}$ 。在第三个子阶段（ t_{3-2} - t_4 ），电压 v_{ds2} 从 V_T 下降到 0V，谐振等效电容也是 $(C_{tr1} + C_{tr2})$ 。由于第二子阶段的等效电容远小于其他两个子阶段，所以第二子阶段的时隙足够短，可以忽略不计。而且，在第二个子阶段电感电流几乎不变。因此，第一个子阶段之后的电感电流可以近似认为是负向峰值 I_{npk} 。根据谐振过程，可以求得电感电流的负向峰值为

$$I_{npk} = \frac{1}{Z_L} \sqrt{(I_R Z_L)^2 + (V_o - V_{in})^2 - (V_o - V_T - V_{in})^2} \quad (4-28)$$

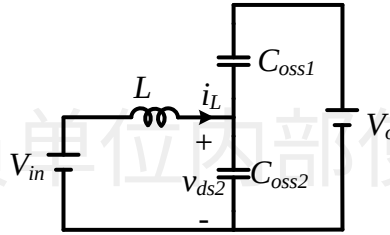


图 4-8 谐振过程等效电路

其中 I_R 是电感电流正向峰值 I_{ppk} 的函数。

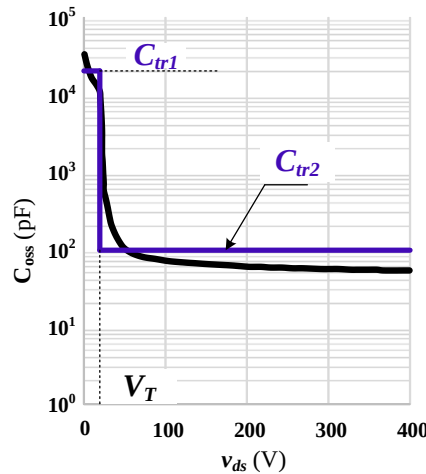


图 4-9 非线性输出结电容 (IPL60R065C7)

由于在谐振过程的第一个子阶段，管压 v_{ds2} 变化不大，因此可以近似认为该过程内电感电压变化不大，取该阶段的电感电流下降斜率为

$$k_f = \frac{V_o - V_{in}}{L} \quad (4-29)$$

同理，在谐振过程的第三个子阶段，取该阶段的电感电流上升斜率为

$$k_r = \frac{V_{in}}{L} \quad (4-30)$$

因此，整个开关过程可以忽略 $t_{3-1} - t_{3-2}$ 阶段，近似看作两个部分：第一部分：电感电流负向峰值 I_{npk} 以斜率 k_r 上升到正向峰值 I_{ppk} ；第二阶段：电感电流正向峰值 I_{ppk} 以斜率 k_f 下降到负向峰值 I_{npk} 。其中 I_{ppk} 和 I_{npk} 满足公式 (4-28)。

4.4 开关周期内关键参数计算

公式 (4-28) 给出了电感电流正向峰值 I_{ppk} 和负向峰值 I_{npk} 的一个关系式，为了求解 I_{ppk} 和 I_{npk} ，还需要另一个两者的关系式。因为输入电流是电感电流在一个开关周期内的平均值，因此电感电流正向峰值 I_{ppk} 还可以表示为

$$I_{ppk} = 2 \cdot I_{in} - I_{npk} \quad (4-31)$$

联立上式，可以求得电感电流正向峰值 I_{ppk} 和负向峰值 I_{npk} 。进一步，可以求得开关频率。图 4-1 中的各部分时间可以求得如下：

$$T_a = \frac{I_{ppk}}{\frac{V_{in}}{L}} \quad (4-32)$$

$$T_b = \frac{I_{ppk}}{\frac{V_o - V_{in}}{L}} \quad (4-33)$$

$$T_c + T_d = \frac{I_{npk}}{\frac{V_o - V_{in}}{L}} \quad (4-34)$$

其中谐振过程的第三个子阶段，由于管压 v_{ds2} 变化不大，同样可以认为在这个阶段内，电感电流变化不同，电感电流以相同的斜率上升。因此，电感电流从负向峰值 I_{npk} ，上升到 0 的时间为

$$T_e = \frac{I_{npk}}{\frac{V_{in}}{L}} \quad (4-35)$$

因此，开关周期为

$$f_s = \frac{1}{T_a + T_b + T_c + T_d + T_e} \quad (4-36)$$

4.5 工频周期分析

如上所述，为了求得一个开关周期内电感电流的正向峰值 I_{ppk} 和负向峰值 I_{npk} ，需要知道该开关周期内输入电流 I_{in} 。根据交流输入电压和输出功率可以求得整个工频周期内的输入电流 $i_{in}(\theta)$ 。需要注意的是，随着输入电压瞬时值的变化，开关周期的模态也随之发生变化，当输入电压较小的

时候, 由于续流二极管不能导通, 电路工作在异常状态, 此时电源不能向负载传递能量。

因此, 下面首先分析在不同输入电压瞬时值时, 电路考虑反向恢复的工作模态。然后根据以上介绍的单个开关周期内的计算方法, 求得 BCM 图腾柱 Boost PFC 的开关频率和电感电流, 最后通过实验验证该计算方法的准确性。

4.5.1 输入电压瞬时值在过零点附近

在之前的分析过程中, 我们都假设 S2 关断时刻, 电感正向峰值电流 I_{ppk} 足够大, 关断过程非常短暂, 因此忽略不计。但是在过零点附近, 输入电压非常小, 因此 S2 导通一段时间后获得的电感正向峰值电流 I_{ppk} 非常小, 导致 S2 的管压 v_{ds2} 不能超过输出电压, 使续流二极管导通, 导致 S2 的关断过程和之前的情况不同。

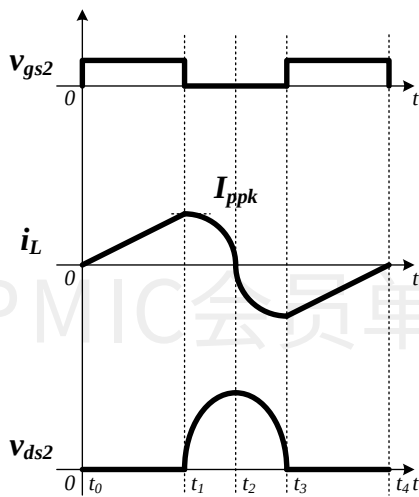


图 4-10 过零点附近开关过程波形

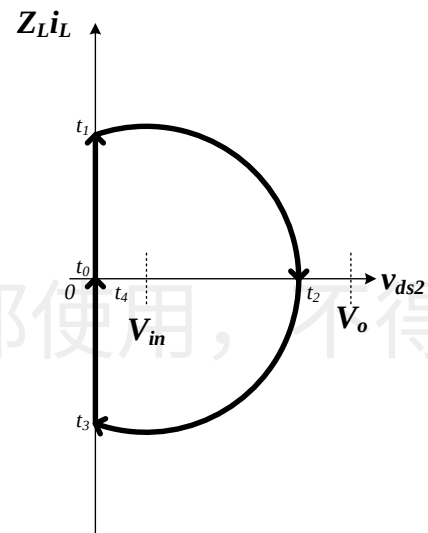


图 4-11 过零点附近开关过程状态轨迹图

当 t_0-t_1 时, S1 断开, S2 导通, 等效电路如图 2-3(a) 所示。在该阶段, 电源给电感 L 充电, 电感电流从 0 升至正向峰值 i_{ppk} , 电容 C_{bus} 放电维持输出电压。

当 t_1-t_2 时, S1 断开, S2 断开, 等效电路如图 2-3(c) 所示。在该阶段, 电感 L 和 S1、S2 的寄生电容发生谐振。电感电流从正向峰值 I_{ppk} 开始下降, S2 的管压 v_{ds2} 从 0 开始谐振上升直到达到峰值。如果 S2 的管压 v_{ds2} 的峰值小于输出电压 V_o , 则 S1 的续流二极管不会导通, 电路继续谐振。

当 t_2-t_3 时, S1 断开, S2 断开, 等效电路如图 2-3(c) 所示。在该阶段, 电感 L 和 S1、S2 的寄生电容继续谐振。电感电流 i_L 过零反向, S2 的管压 v_{ds2} 从峰值开始谐振下降到零。

当 t_3-t_4 时, S1 断开, S2 体二极管导通, 等效电路如图 2-3 (d) 所示; 或者 S1 断开, S2 沟道导通, 等效电路如图 2-3 (a) 所示。在该阶段, 电源给电感 L 充电, 电感电流 i_L 负向减小至 0, 电

容 C_{bus} 放电维持输出电压。可以看到在过零点附近, 电路并不向输出端传递能量。这会影响输入电路的形状, 影响功率因数和 THD。通过状态轨迹图, 能方便的计算 S2 体二极管能否导通的临界点。如图 4-11 所示, 横轴是 S2 的管压 v_{ds2} , 横轴上两处虚线处分别代表输入电压和输出电压, 纵轴是谐振阻抗和电感电流的乘积, 其中谐振阻抗为

$$Z_L = \sqrt{\frac{L}{C_{S1} + C_{S2}}} \quad (4-37)$$

开关管 S2 导通时, 电感电流上升, 状态轨迹图从原点 t_0 点 (原点 0) 开始上升直到 t_1 点, 接下来 S2 关断, 电路发生谐振, 状态轨迹图以输入电压处为圆心, t_1 点到圆心的半径为圆弧作圆, 直到 t_2 点。由于此时谐振电压小于输出电压, 续流二极管不能导通, 电路继续谐振, 状态轨迹图从 t_2 点继续谐振至 t_3 点, 此时, 开关管 S2 导通 (沟道或者体二极管), 电感电流上升, 状态轨迹图沿着纵轴从 t_3 点到 t_4 点 (原点)。

由此可知, 临界情况是当 t_2 点恰好处在输出电压点。因此可以求得

$$(V_o - V_{in})^2 = V_{in}^2 + \left(\frac{V_{in}}{L} t_{on} Z_L\right)^2 \quad (4-38)$$

求解得, 对于给定的导通时间 t_{on} , 临界点处的输入电压瞬时值为

$$V_{in.th} = \frac{V_o}{1 + \sqrt{1 + (\omega_r t_{on})^2}} \quad (4-39)$$

当输入电压瞬时值小于 $V_{in.th}$ 时, 续流二极管不同导通; 当输入电压瞬时值大于 $V_{in.th}$ 时, 续流二极管导通。虽然当输入电压略大于 $V_{in.th}$ 时, MOSFET S2 的关断谐振过程占总开关周期会比较大, 但是为了简化分析, 以下一律忽略 S2 的关断过程。

4.5.2 输入电压瞬时值小于输出电压的一半

当输入电压小于输出电压一半时, 电路能实现零电压开通。具体模态分析如下:

当 t_0-t_1 时, S1 断开, S2 导通, 等效电路如图 2-3(a) 所示。在该阶段, 电源给电感 L 充电, 电感电流从 0 升至正向峰值 i_{ppk} , 电容 C_{bus} 放电维持输出电压。

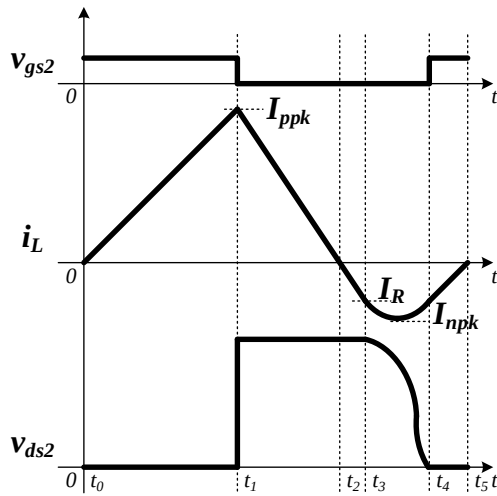
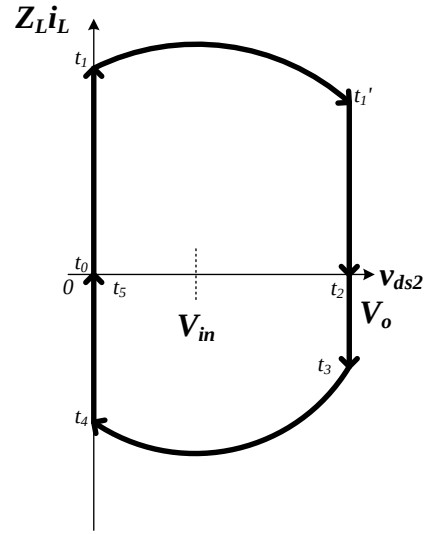
当 t_1-t_2 时, S1 体二极管导通, S2 断开, 等效电路如图 2-3 (b) 所示。在该阶段, 电源和电感 L 一起给负载和电容 C 充电, 电感电流从正向峰值 i_{ppk} 降至 0。

当 t_2-t_3 时, S1 体二极管发生反向恢复, S2 断开, 等效电路如图 2-3(b) 所示。在该阶段, S1 体二极管反向恢复电荷提供电流, 电感电流负向增加直到反向恢复电荷释放完全。

当 t_3-t_4 时, S1 断开, S2 断开, 等效电路如图 2-3(c) 所示。在该阶段, 电感 L 和 S1、S2 的寄生电容发生谐振, S2 的管压从输出电压下降至 0。

当 t_4-t_5 时, S1 断开, S2 体二极管导通, 等效电路如图 2-3 (d) 所示; 或者 S1 断开, S2 沟道

导通，等效电路如图 2-3 (a) 所示。在该阶段，电源给电感 L 充电，电感电流负向减小至 0，电容 C_{bus} 放电维持输出电压，S2 实现零电压开通，减小了开通损耗。至此，完成了一个开关周期。

图 4-12 $V_{in} < V_o/2$ 时开关过程波形图 4-13 $V_{in} < V_o/2$ 时开关过程状态轨迹图

当 $V_{in} < V_o/2$ 时，通过相应的状态轨迹图能直观的解释电路必然能实现零电压开通。如图 4-13 所示，开关管 S2 导通时，电感电流上升，状态轨迹图从原点 t_0 点（原点 0）开始上升直到 t_1 点，接下来 S2 管关断电路发生谐振，状态轨迹图以输入电压处为圆心， t_1 点到圆心的半径为圆弧作圆，直到 t_1' 点。因为通常情况下，电感电流此时较大，电感相当于电流源，而 MOSFET 输出结电容相对较小，因此这个谐振过程非常短，通常在开关模态分析时忽略这段时间。然后，MOSFET S1 的体二极管导通，电感电流下降，状态轨迹图从 t_1' 点开始下降直到 t_2 点。由于体二极管的反向恢复，电感电流继续下降，状态轨迹图从 t_2 点继续下降直到 t_3 点。此时，MOSFET S1 的体二极管断开，MOSFET S2 也断开，电路开始谐振，状态轨迹图以输入电压处为圆心， t_3 点到圆心的半径为圆弧作圆，直到 t_4 点。接着，MOSFET S2 导通（沟道或者体二极管），电感电流上升，状态轨迹图沿着纵轴从 t_4 点到 t_5 点（原点）。由于从 t_3 点以 V_{in} 为圆心作圆的过程中，必然和纵轴相交，即 S2 的管压 v_{ds2} 必然会下降到 0，因此必然能实现零电压开通。

4.5.3 输入电压瞬时值大于输出电压的一半

当输入电压大于输出电压一半的时候，电路根据不同的反向恢复电流会实现零电压开通或者谷底开通。（即两种状况临界反向恢复电流为 $I_{R_{th}}$ ）

当 t_0-t_3 时，模态情况和输入电压小于输出电压的一半时相同。从 t_3 开始，根据反向恢复电流 I_R 的大小，又有两种不同的情况。

第一种情况，反向恢复电流较大 ($I_R > I_{R_{th}}$)，电路能够实现零电压开通，此时后续模态和输入电

压小于输出电压的一半时相同，如图 4-14 所示。

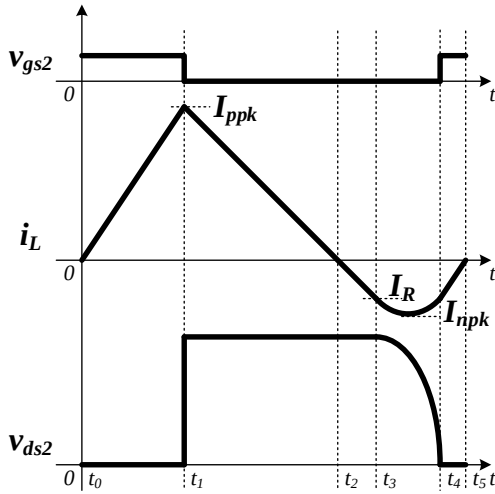


图 4-14 $V_{in} > V_o/2$ & $I_R > I_{R_{th}}$ 时开关过程波形

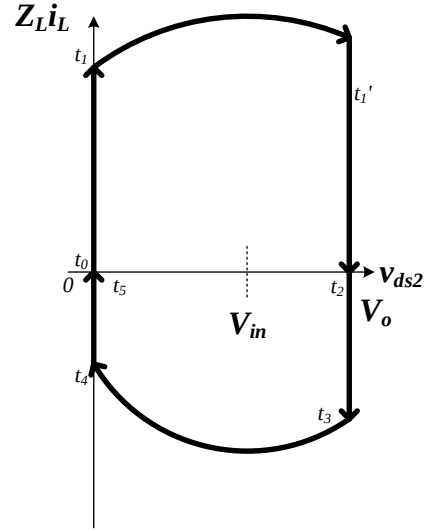


图 4-15 $V_{in} > V_o/2$ & $I_R > I_{R_{th}}$ 时状态轨迹图

第二种情况，反向恢复电流较小 ($I_R < I_{R_{th}}$)，电路只能够实现谷底开通，此时后续模态和输入电压小于输出电压的一半时不同，如图 4-16 所示。

当 t_3-t_4 时，S1 断开，S2 断开，等效电路如图 2-3(c) 所示。在该阶段，电感 L 和 S1、S2 的寄生电容发生谐振。但是由于电感在该阶段的初始储能太小，在 S2 的管压从输出电压下降至 0 前，电感的电流先达到 0，因此该阶段只能实现谷底开通。

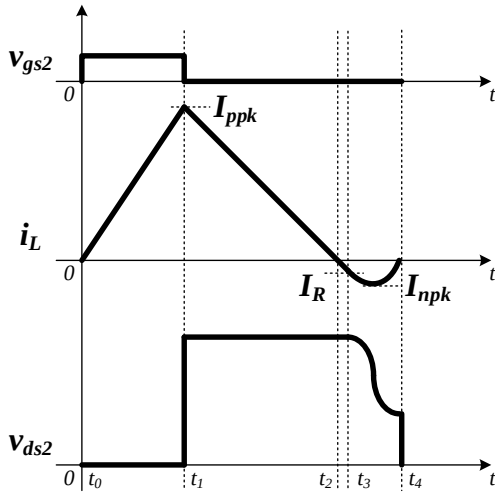


图 4-16 $V_{in} > V_o/2$ & $I_R < I_{R_{th}}$ 时开关过程波形

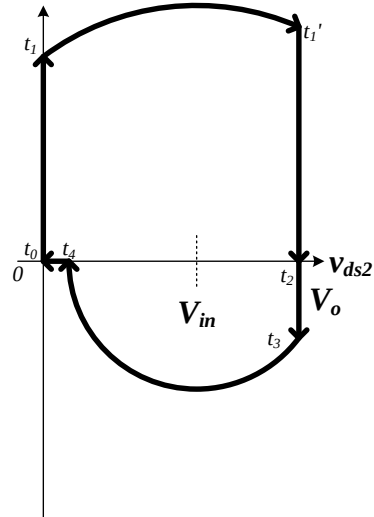


图 4-17 $V_{in} > V_o/2$ & $I_R < I_{R_{th}}$ 时状态轨迹图

以上两种情况的分界点在于当电感电流在 t_4 时刻谐振到零时，S2 的管压也恰好谐振到零。从状态轨迹图看就是 t_4 点恰好在原点 0。临界点满足方程：

$$V_{in}^2 = (V_o - V_{in})^2 + (Z_L I_{R_{th}})^2 \quad (4-40)$$

根据以上方程，可以求得临界反向恢复电流为

$$I_{R_{th}} = -\frac{\sqrt{[2V_{in}-V_o]V_o}}{\sqrt{\frac{L}{C_{S1}+C_{S2}}}} \quad (4-41)$$

根据以上分析，可以知道在一个工频周期内的电路工作情况如图 4-18 所示。

当输入电压瞬时值 $v_{ac}(\theta) < V_{in_{th}}$ 时，电路工作在第一种情况，交流源不向负载提供能量，交流输入电流为 0；

当输入电压瞬时值 $V_{in_{th}} < v_{ac}(\theta) < V_o/2$ 时，电路工作在第二种情况，电路实现零电压开通。

当输入电压瞬时值 $v_{ac}(\theta) > V_o/2$ 时，电路工作在第三种情况，如果此时反向恢复电流（此处考虑绝对值） $i_R > i_{R_{th}}(\theta)$ ，电路实现零电压开通（ZVS）；如果此时反向恢复电流 $i_R < i_{R_{th}}(\theta)$ ，电路实现谷底开通（VS）。

输入电流的计算可以看做两边为 0，中间为周期是 t_p ，有效值是 P_o/V_{rms} 的正弦电流，即

$$i_{in}(t) = \sqrt{2} \frac{P_o}{V_{rms}} \sin\left(\frac{2\pi}{t_p} t\right) \quad (4-42)$$

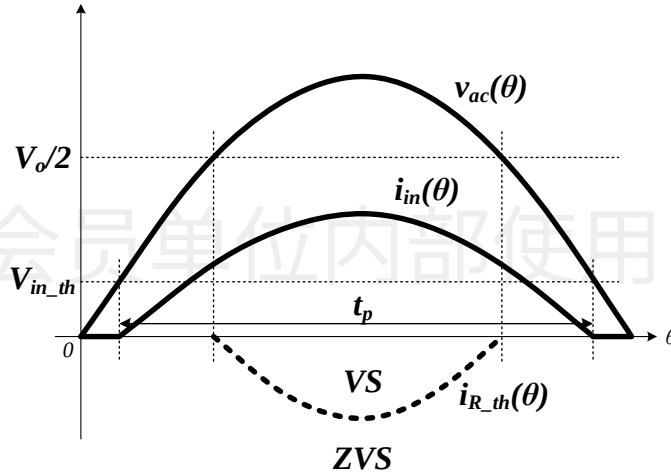


图 4-18 工频周期内，电路工作情况

为了简化分析，除了第一种情况对输入电流造成影响需要额外计算外，其他各种情况都按照 4.2-4.3 分析处理。在图腾柱 Boost PFC 变流器中，输入电压是正弦值：

$$v_{ac}(\theta) = \sqrt{2} V_{rms} \sin \theta \quad (4-43)$$

由于开关频率远高于工频，输入电压和输入电流在一个开关周期内可以认为是恒定值。因此，电感电流的正向峰值和负向峰值为：

$$i_{ppk}(\theta) = 2 \cdot i_{in}(\theta) - i_{npk}(\theta) \quad (4-44)$$

$$i_{npk}(\theta) = \frac{V_o - v_{ac}(\theta)}{L} [T_c(\theta) + T_d(\theta)] \quad (4-45)$$

因此，在半个工频周期内的开关频率可以求得为：

$$f_s(\theta) = \frac{1}{(i_{ppk}(\theta) - i_{npk}(\theta)) \left(\frac{L}{v_{ac}(\theta)} + \frac{L}{V_o - v_{ac}(\theta)} \right)} \quad (4-46)$$

应该注意的是，虽然电感电流的正向峰值 I_{ppk} 和负向峰值 I_{npk} 可以从上式中获得，但峰值电流

值的解析解是困难的。因此，在下一节的分析结果中，通过将给定的点代入到这些方程中来获得所计算的峰值电流值。

4.6 实验验证

为了验证上述分析，制造了 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机。实验参数和第三章相同，输出电压是 400 VDC。MOSFET 与 A_{QR} 校准中的例子相同。半载时的关键波形如图 4-19(a)所示，满载时的关键波形如图 4-19(b)所示。

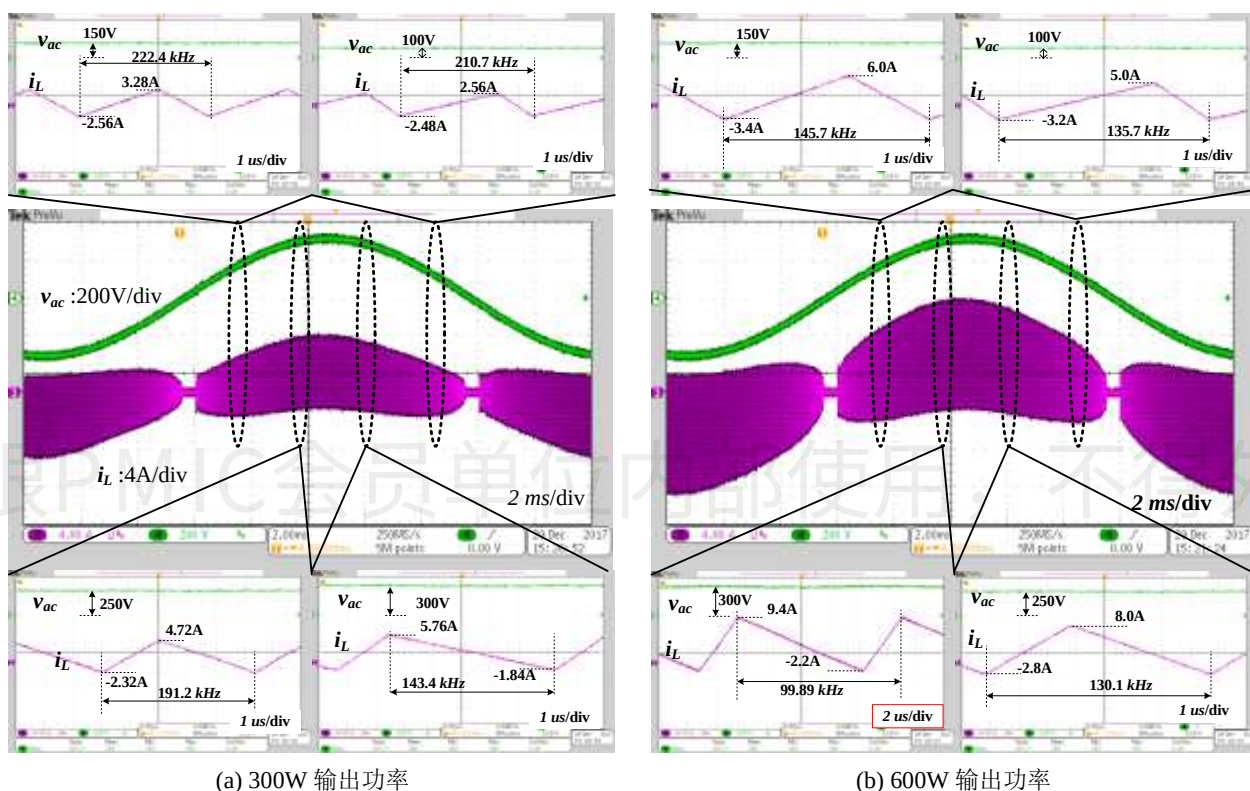


图 4-19 不同功率下 BCM 图腾柱 Boost PFC 实验波形

在图 4-20 中，比较了电感峰值电流的计算值和实验值。可以看出，根据所提出的分析反向恢复模型计算的峰值电流与在不同功率水平下测得的峰值一致。同时忽略反向恢复（理想模型）的预测结果偏离实验结果。MOSFET 体二极管的严重反向恢复明显增大了电感峰值，影响了磁性元件的设计。

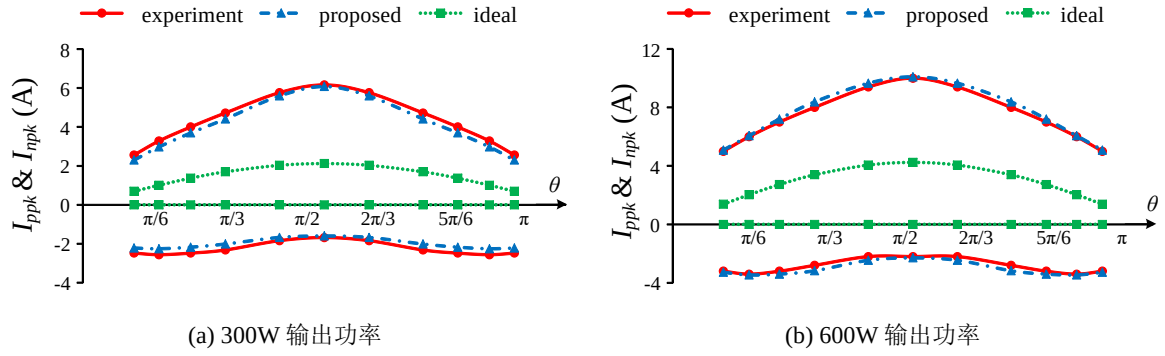


图 4-20 电感电流实验值和两种方法计算值对比

在图 4-21 的计算结果和实验结果之间比较半线周期内的开关频率范围。这也说明了所提出的分析开关周期操作分析比传统理想模型准确得多。

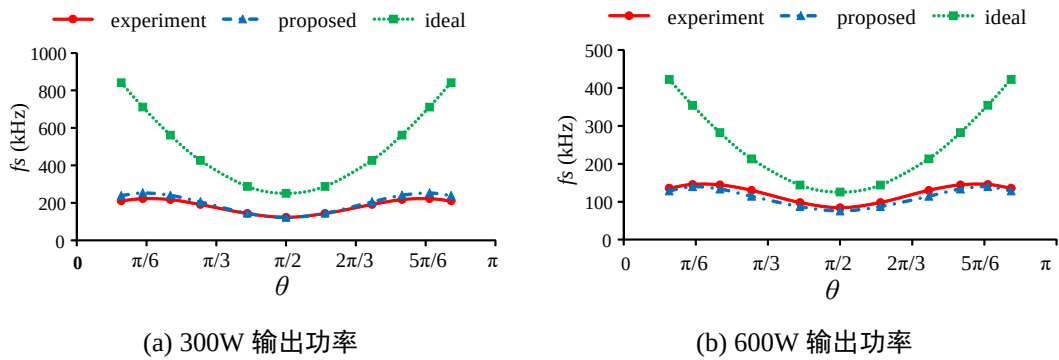


图 4-21 开关频率实验值和两种方法计算值对比

4.7 本章小结

本文提出了 BCM 图腾柱 Boost PFC 变换器体二极管的准确分析反向恢复模型和开关周期工作分析。考虑 MOSFET 体二极管的反向恢复，可以用来计算峰值电感电流和开关频率范围。利用该模型，与传统理想模型相比，预测开关频率和电感电流峰值的准确度有了很大的提高。开关频率和峰值电流非常接近实际结果。所提出的分析模型可用作 BCM 图腾柱 Boost PFC 变换器中电感和 EMI 滤波器的精确设计指南。

5 总结与展望

通讯电源通常采用两级结构, 包括前级 PFC 和后级 DCDC。本文针对前级 PFC, 分析了常见的 Boost PFC 拓扑和各种工作模式下的优缺点。基于通讯电源领域高频化、小型化、高效化的趋势选择了 BCM 图腾柱 Boost PFC 作为研究对象。

BCM 图腾柱 Boost PFC 的关键技术包括: 正负半周判断, 过零检测, 临界导通控制方案, 限频等。第二章对以上关键问题进行详细的分析, 选择了合适的方案研制了 600W 四分之一砖尺寸峰值效率 98.7% 的单相 BCM 图腾柱 Boost PFC 样机。

交错并联技术能显著减小输入输出电流的纹波, 减小前级差模滤波器和母线电容等效串联电阻上的损耗, 同时有利于提高功率等级, 提高轻载的效率。因此, 第三章研究了数字控制的两相交错并联图腾柱 Boost PFC 电路的实现方式。对关键的交错并联技术进行了详细的分析和研究。最后研制了交错并联的实验样机。

理想 BCM 计算方法由于忽略了反向恢复, 并不适用于采用 MOSFET 体二极管续流的 BCM 图腾柱 Boost PFC。因此, 第四章提出了改进的 BCM 计算方法, 并通过实验验证了准确性。

本课题仍然存在一些问题值得进一步研究。第一、在实际的通讯电源产品中, 可靠性是至关重要的指标, 因此如何实现 BCM 的保护十分重要。第二、在实际应用中, 输入电压可能出现畸变, 如何实现可靠的正负半周判断值得研究。第三、PFC 在某些应用场合中需要更广的输入电压范围, 例如 290Vrms 甚至 300Vrms, 当输入电压瞬时值高于输出电压时, 如何实现过零检测。第四、随着宽禁带半导体器件发展, 由于寄生参数的减小, PFC 的开关频率能够提升至兆赫兹, 连续导通模式也能实现不错的效率, 新器件在 PFC 领域的应用。

参考文献

- [1] Henze C P, Mohan N. A digitally controlled AC to DC power conditioner that draws sinusoidal input current[C]// Power Electronics Specialists Conference. IEEE, 2016:531-540.
- [2] Mitchell D M. AC-DC Converter having an improved power factor: US, US4412277[P]. 1983.
- [3] Tollik D, Pietkiewicz A. Comparative analysis of 1-phase active power factor correction topologies[C]// Telecommunications Energy Conference, 1992. Intelec '92. International. IEEE, 1992:517-523.
- [4] De Souza A F, Barbi I. High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses[C]// Telecommunication Energy Conference, 1999. Intelec '99. the, International. IEEE, 1999:5 pp.

- [5]Salmon J C. Circuit topologies for PWM boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase AC supplies and using either single or split DC rail voltage outputs[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. Apec '95. Conference Proceedings. IEEE, 1995:473-479 vol.1.
- [6] 陈文彬 周岚 田帆. 图腾柱无桥电路系统及电流采样装置: 中国 200910246713.5[P]. 2012-06-06
- [7]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. IEEE, 2010:1709-1716.
- [8]Lai J S, Chen D. Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode[M]. 1993.
- [9]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]// International Conference on Power Electronics and Drives Systems. IEEE, 2006:1542-1546.
- [10]Lo Y K, Lin J Y, Ou S Y. Switching-Frequency Control for Regulated Discontinuous-Conduction-Mode Boost Rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2):760-768.
- [11]Huber L, Irving B T, Jovanovic M M. Line current distortions of DCM/CCM boundary boost PFC converter[C]// IEEE. IEEE, 2008:702-708.
- [12]Huber L, Irving B T, Jovanovic M M. Effect of Valley Switching and Switching-Frequency Limitation on Line-Current Distortions of DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2):339-347.
- [13]Jovanovic M M, Jang Y. State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications - an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3):701-708.
- [14]Liu K H, Lin Y L. Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters[C]// Power Electronics Specialists Conference, 1989. Pesc '89 Record. IEEE. IEEE, 1989:825-829 vol.2.
- [15]Zhang J, Shao J, Xu P, et al. Evaluation of input current in the critical mode boost PFC converter for distributed power systems[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. Apec 2001. Sixteenth IEEE. IEEE, 2001:130-136 vol.1.
- [16]Ishii T, Mizutani Y. Power Factor Correction Using Interleaving Technique For Critical Mode Switching Converters[C]// Power Electronics Specialists Conference, 1998. Pesc 98 Record. IEEE. IEEE Xplore, 1998:905-910 vol.1.
- [17]Ishii T, Mizutani Y. Variable frequency switching of synchronized interleaved switching converters: US, US 5905369 A[P]. 1999.
- [18]Irving B T, Jang Y, Jovanovic M M. A comparative study of soft-switched CCM boost rectifiers and interleaved variable-frequency DCM boost rectifier[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. Apec 2000. Fifteenth IEEE. IEEE, 2000:171-177 vol.1.
- [19]Stein C M D O, Pinheiro J R, Hey H L. A ZCT auxiliary commutation circuit for interleaved boost converters operating in critical conduction mode[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(6):954-962.
- [20]Wu T F, Tsai J R, Chen Y M, et al. Integrated Circuits of a PFC Controller for

- Interleaved Critical-Mode Boost Converters[C]// Applied Power Electronics Conference, Apec 2007 – Twenty Second IEEE. IEEE, 2007:1347–1350.
- [21]Huber L, Irving B T, Adragna C, et al. Implementation of open-loop control for interleaved DCM/CCM boundary boost PFC converters[C]// IEEE. IEEE, 2008:1010–1016.
- [22]Huber L, Irving B T, Jovanovic M M. Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4):1649–1657.
- [23]Choi H. Novel adaptive master-slave method for interleaved boundary conduction mode (BCM) PFC converters[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE, 2010:36–41.
- [24]Shin J W, Seo G S, Cho B H, et al. Digitally controlled open-loop master-slave interleaved boost PFC rectifier[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition. IEEE, 2012:304–309.
- [25]Elmore M S. Input current ripple cancellation in synchronized, parallel connected critically continuous boost converters[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. Apec '96. Conference Proceedings 1996. Eleventh. IEEE Xplore, 1996:152–158 vol.1.
- [26]Elmore M S, Wallace K A. Zero voltage switching supplies connected in parallel: US, US 5793191 A[P]. 1998.
- [27] A Jansen A. Master-slave critical conduction mode power converter: WO, US7205752[P]. 2007.
- [28]Xu X, Huang A Q. A novel closed loop interleaving strategy of multiphase critical mode boost PFC converters[C]// IEEE. IEEE, 2008:1033–1038.
- [29]Huber L, Irving B T, Jovanovic M M. Review and Stability Analysis of PLL-Based Interleaving Control of DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(8):1992–1999.
- [30]Ryan R T, Hayes J G, Morrison R, et al. A Digital Closed-Loop Control Strategy For Maintaining The 180 Phase Shift Of An Interleaved BCM Boost Converter for PFC Applications[C]// IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2017.
- [31]Huber L, Irving B T, Jovanovic M M. Closed-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. Apec 2009. Twenty-Fourth IEEE. IEEE, 2009:991–997.
- [32]Lu B. A novel control method for interleaved transition mode PFC[C]// IEEE. IEEE, 2008:697–701.
- [33]Liu Z, Huang Z, Lee F C, et al. Digital-Based Interleaving Control for GaN-Based MHz CRM Totem-Pole PFC[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3):808–814.
- [34]Lauritzen P O, Ma C L. A simple diode model with reverse recovery[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(2):188–191.
- [35]Tan C M, Tseng K J. Using power diode models for circuit simulations : a comprehensive review. [J]. Industrial Electronics IEEE Transactions on, 1999, 46(3):637–645.
- [36]Krihely N, Ben-Yaakov S. Modeling and evaluation of diode reverse recovery in discrete-transition simulators[C]// Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2010:4514–4520.

- [37]Burra R K, Shenai K. CoolMOS integral diode: a simple analytical reverse recovery model[C]// Power Electronics Specialist Conference, 2003. Pesc '03. 2003 IEEE. IEEE, 2003:834-838 vol.2.
- [38]Baliga B J. Fundamentals of Power Semiconductor Devices[M]. 科学出版社, 2012.
- [39]Castro I, Roig J, Gelagaev R, et al. Analytical Switching Loss Model for Superjunction MOSFET With Capacitive Nonlinearities and Displacement Currents for DC - DC Power Converters[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 2016, 31(3):2485-2495.
- [40]Streetman B G, Banerjee S. Solid-State Electronic Devices[M]. Prentice-Hall, 1972.
- [41]Bowler P. Semiconductor Power Devices[M]// Semiconductor power devices :. Wiley, 1977:1110-1112.
- [42]Baliga B J. Fundamentals of Power Semiconductor Devices[M]. 科学出版社, 2012.
- [43] Datasheet of IPL60R065C7. online available https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPL60R065C7-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d462518ffd850151b090ab7b75cd

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

作者简历及在学期间所取得的科研成果

第一作者

赵臣凯，吴新科，“MOSFET 反向恢复特性对临界导通模式图腾柱 Boost PFC 的影响”，机电工程

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传