

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21810064

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 低共模噪声的镜像桥臂同步移相调制

单相 CHB-PFC 研究

英文论文题目: Mirror-Bridge Phase-shift Modulation

Scheme with Low Common-Mode Noise for
Single-phase CHB PFC

申请人姓名: 齐雨

指导教师: 吴新科 教授

专业名称: 电气工程

研究方向: 电力电子与电力传动

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2021 年 1 月 15 日

低共模噪声的镜像桥臂同步移相调制 单相 CHB-PFC 研究



论文作者签名: 齐雨

指导教师签名: 吴新科

论文评阅人 1: 谢小高

评阅人 2: 姚文熙

评阅人 3: 董伯藩

评阅人 4:

评阅人 5:

答辩委员会主席: 谢小高

委员 1: 吴新科

委员 2: 张军明

委员 3: 陈敏

委员 4: 邵帅

委员 5: 郭清

答辩日期: 2021 年 3 月 10 日

浙江大学研究生学位论文独创性声明

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

学位论文作者签名：齐雨

签字日期：2021 年 3 月 10 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：齐雨

导师签名：吴子刚

签字日期：2021 年 3 月 10 日

签字日期：2021 年 3 月 10 日

致谢

时光荏苒，不觉间研究生两年多的学习生活即将画上句号。在浙里经历的种种事情我都历历在目，遇到的师长和同学我也铭记于心。感谢在浙里遇到的一切！

首先感谢我的导师吴新科教授，感谢您一直以来的教导与帮助。您严谨的思维方式和解决问题的方法论让我受益匪浅，让我学会了不仅要看到问题本身，还需要看到问题的本源，才能做到化繁为简与举一反三；您教导我要勇敢地走出自己的舒适圈，去做自己不敢做的事情，给了我不断挑战自己的勇气；您对每一个学生都倾尽全力去教导，而且始终奋斗在科研第一线与我们并肩作战，更是给我们的科研工作增添了莫大的信心。非常荣幸能够成为您的学生，您教授我的将成为我一生的财富。祝您身体健康，事业一帆风顺，也希望实验室越来越好。

感谢董伯藩教授给予我的指导与帮助。每次向您请教问题时您总会非常耐心细致地给与解答，让我茅塞顿开。您一丝不苟的态度和始终致力于对教育事业的精神让我十分敬佩。祝您身体健康！感谢实验室周大姐对我的关心和帮助，是您认真负责地管理着实验室的各项事务才让我们能够专心投入科研。祝您身体健康，幸福快乐。感谢葛老师在实验测试过程中给我的悉心指导。

感谢博兰的大家庭，是你们让我在浙大留下了难忘的回忆。感谢师兄秦伟、刘天骥、周宗杰、杨金旭、张思亮、董泽政、吴嘉文、施洪波、邱凯和师姐韩阅对我的指导帮助，你们无数次解答了我心中的困惑，带我了解了电力电子的世界。感谢同窗范高、陈子健、李光灿、孙家红，与你们的讨论增长了我的学术见识。感谢师弟田霖、李力超、赵问鼎、黄天林、陈征，同你们一起科研与玩耍让我的科研生涯增添了不少乐趣。祝博兰大家庭的各位科研顺利，前程似锦。

感谢父母一直以来对我的支持与帮助，总是在我人生低谷的时候鼓励我，开导我，也是你们教会了我应该如何成为一个坚强的人。祝愿你们身体健康，顺心如意！

齐雨

2021年1月于求是园

基金资助

本论文工作得到国家重点研发计划——轿车高可靠性车载电力电子集成系统开发（资助号：2018YFB0104601）项目资助。

This work was supported by National Key Research and Development Plan -- High Reliability of On-board Power Electronic Integration System Development (2018YFB0104601).

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

摘要

在电动汽车的应用场合，由于空间的限制以及对快速充电的需求，对车载充电机的性能提出了高效率和高功率密度的需求。近年来，采用 CHB 拓扑的多电平 PFC 相较于传统的两电平变换器有着在功率密度和效率方面的巨大提升。然而，CHB 的多直流母线浮动输出结构会造成严重的系统共模噪声问题，导致 EMI 滤波器极大地限制了系统功率密度的提升。为了提高整机的功率密度，减小 EMI 滤波器的体积，需要对 CHB 的共模噪声产生机理以及抑制策略进行探索，为此本文进行了以下研究。

首先，针对 CHB 中共模噪声的问题，对电路的共模等效电路进行了建模。但是，由于该多电平拓扑的等效电路中存在多个噪声源且电路网络复杂，使得共模噪声响应分析困难。本文提出了一种应用叠加原理与互易定理的简化分析方法，将复杂的电路网络简化为一个基本的 RLC 串联等效电路。然后，基于该等效共模分析模型，本文提出了一种应用傅里叶分解的适用于多电平拓扑的共模噪声频域分析方法。基于这个分析方法，对 CHB 电路的共模噪声频谱进行了测试与验证，并提出了一种利用惠斯通电桥平衡原理来降低共模噪声的控制策略，并通过实验验证了其有效性，但上述控制方法仅能应用于两单元 CHB 系统。

随后，针对多单元 CHB 电路，文中对其共模等效电路进行分析并发现了噪声源响应相对大小的轴对称性。利用上述轴对称特性，本文提出了一种镜像桥臂同步移相调制的控制方法，该方法能够使噪声源产生的响应在 LISN 网络上互相抵消，从而大幅抑制 CHB 系统的共模噪声。为了进一步优化基于镜像桥臂同步移相调制控制方法，本文还分析了控制策略中载波移相角对母线电容 ESR 损耗的影响，并得到了最优的载波移相角配置方案。另外，本文还分析了系统中阻抗偏差对于抵消效果的影响。最后设计了一台六单元的 CHB 电路进行了实验，并验证了本文提出策略的有效性。

关键词：级联全桥变换器，共模噪声，控制，抵消

Abstract

In the application of electric cars, due to the space constraints and the need for fast charging, high efficiency and high power density has been increasingly important in terms of on-board charger. In recent years, multilevel topology based on Cascaded H-bridge(CHB) has shown great advantages in terms of power density and efficiency. However, the structure of multiple floating outputs will potentially introduce serious common mode(CM) noise through the space parasitic capacitance and the inter-winding capacitance of the latter DC/DC converter. Subsequently, the CM filter severely limits the entire system's power density. In order to solve this problem and reduce the volume of the CM filter, it is necessary to understand the principle of CM noise and reduce it. For this reason, the following work are carried out in this paper.

First of all, in view of the CM noise in CHB, the reasons for its occurrence are analyzed and the system modeling is also carried out. Through equivalent of noise sources, and with the help of the superposition theorem and the reciprocity theorem, the complex CM noise network is successfully simplified to an elementary RLC series circuit. Based on this simplified equivalent CM analysis model, a spectrum analysis method for predicting CM noise in CHB is proposed. Finally, based on this proposed model, the CM noise spectrum is tested and verified, and a control strategy that can effectively reduce the CM noise is proposed, although this control modulation can only be applied to the two-cell system.

Then, for the multi-cell CHB circuit, CM noise modeling is furtherly carried out in the article. By utilizing the symmetry characteristic of the noise source's response magnitude, a mirror-bridge phase-shift modulation (MBPSM) is proposed. This method can make the response on LISN generated by the noise sources cancel each other, thereby greatly reducing the CM noise of the circuit. In order to further optimize the phase shift scheme, this paper also analyzes the influence of the phase-shift configuration on the ESR loss of the bus capacitor, and obtains the optimal phase-shift angle configuration scheme. In addition, because the noise cancellation strategy proposed in this paper is affected by the balance of the impedance network, the influence of the impedance deviation in the system on the cancellation effect is analyzed. Finally, a six-cell CHB PFC was designed for experimental verification and the experimental results validates the effectiveness of the proposed modulation scheme.

Keywords: Cascaded H-bridge, common mode noise, modulation, cancellation

插图清单

图 1-1 2019-2030 新政策预测与 EV30@30 预测的全球电动汽车保有量	2
图 1-2 现有电动汽车的充电系统架构 ^[5]	2
图 1-3 2013-2019 年全球充电桩数量增长趋势	3
图 1-4 现有车载充电机技术发展趋势 ^[8-12]	3
图 1-5 车载充电机中常用的两级架构示意图	4
图 1-6 基于 Boost 的传统 PFC	4
图 1-7 基于 CHB 的 AC-DC 系统架构	6
图 1-8 通过增加共模电感抑制共模噪声	7
图 1-9 基于 H5 的 CHB 电路	8
图 1-10 两单元 CHB 系统	8
图 2-1 CHB PFC 系统架构以及电平跳动点示意图	11
图 2-2 平面变压器中的层间电容示意图	12
图 2-3 基本单元的共模等效电路图	13
图 2-4 N_c 单元的 CHB 系统共模等效电路	13
图 2-5 基于叠加原理的 v_{3a} 共模等效电路	14
图 2-6 基于叠加原理的 v_{1a} 共模等效电路。(a)基本等效电路, (b)归一化等效电路	15
图 2-7 统一的共模等效模型	15
图 2-8 基于互易定理的等效模型	16
图 2-9 简化的 N_c 单元 CHB 共模等效模型	17
图 2-10 (a)SPWM 时域波形 (b) SPWM 频谱	18
图 2-11 两单元 CHB 电路原理图	19
图 2-12 两单元 CHB 共模等效电路	20
图 2-13 v_{1b} 和 v_{2a} 的共模等效电路	20
图 2-14 基于载波移相的单极性控制策略	21
图 2-15 共模噪声测试设备	22
图 2-16 基于载波移相单极性控制策略的共模噪声测试与预测频谱	22
图 2-17 针对两单元 CHB 系统的共模噪声抑制策略	24

图 2-18 改进的控制策略框图	25
图 2-19 两单元 CHB 实验关键波形	25
图 2-20 两单元 CHB 关键实验波形展开图	26
图 2-21 两单元 CHB 系统共模噪声测试结果	26
图 3-1 CHB 系统单元数优化	28
图 3-2 六单元 CHB 电路简化共模等效电路图	29
图 3-3 六单元 CHB 共模噪声测试与计算结果对比	30
图 3-4 v_{1a} 共模等效电路及其噪声响应时域仿真结果	31
图 3-5 单极性控制策略噪声源波形及 LISN 上的噪声响应示意图	32
图 3-6 镜像桥臂同步移相调制噪声源波形及 LISN 上噪声响应示意图	33
图 3-7 (a) 偶数单元 CHB 系统中基础桥臂和镜像桥臂的配置示意图 (以六单元为例); (b) 奇数单元 CHB 系统中基础桥臂和镜像桥臂的配置示意图 (以五单元为例)	34
图 3-8 六单元 CHB 系统调制载波移相角向量图	35
图 3-9 CHB 基本单元电路示意图	36
图 3-10 母线电容 ESR 随频率变化曲线	37
图 3-11 根据仿真结果计算 $i_1(t)$ 频谱	39
图 3-12 归一化的母线电容 ESR 损耗与 δ 的关系	40
图 3-13 最优化 δ 设计依据	41
图 3-14 实验电路图	42
图 3-15 基于 MBPSM 的六单元 CHB 系统满载关键波形	43
图 3-16 传统载波移相的单极性控制策略与提出的镜像对称单极性控制策略的共模噪声对比	44
图 3-17 滤波器原理图。(a)一级滤波器, (b)两级滤波器	44
图 3-18 传统载波移相的单极性控制策略与提出的镜像对称单极性控制策略的共模噪声插入损耗对比	45
图 3-19 传统载波移相的单极性控制策略与提出的镜像对称单极性控制策略所需共模滤波器设计曲线对比	46
图 3-20 采用 MBPSM 控制策略且带共模滤波器测试结果	46

图 3-21 六单元 CHB 系统整体样机图	47
图 3-22 考虑电感误差时，第一对噪声源简化的共模等效电路	48
图 3-23 考虑 Boost 电感存在不同误差时的噪声频谱分析	49
图 3-24 考虑电容 C_{G1} 误差时的共模等效电路。(a)第一对噪声源的等效电路，(b) 第三对噪声源的等效电路.....	51
图 3-25 考虑不同位置的 C_G 存在误差时的噪声频谱分析	52

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

附表清单

表 1-1 两电平开关状态的共模电压.....9

表 2-1 对各个噪声源的 C_1 和 C_2 的值..... 15

表 2-2 两单元 CHB 测试参数.....21

表 2-3 改进的控制策略与传统的载波移相单极性控制对比27

表 3-1 六单元 CHB 系统载波角度配置41

表 3-2 关键元件型号42

表 3-3 实验参数42

表 3-4 考虑电感误差时不对称系数 k_{ij} 的大小48

表 3-5 当 $C_{G1} = (1 + \beta)C_G$ 时， k_{ij} 的值50

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

目录

致谢	I
基金资助.....	II
摘要	III
Abstract.....	IV
插图清单.....	V
附表清单.....	VIII
目录	IX
1. 绪论.....	1
1.1. 论文研究背景.....	1
1.2. 多电平变换器共模噪声抑制研究现状。.....	6
1.2.1. 基于增加共模回路阻抗的共模噪声抑制方法.....	6
1.2.2. 基于拓扑变换的共模噪声抑制方法.....	7
1.2.3. 基于调制控制策略的共模噪声抑制方法.....	8
1.3. 本文主要研究内容.....	10
2. CHB 变换器共模噪声建模与分析	11
2.1. CHB 变换器的共模噪声建模	11
2.1.1. 寄生电容分析.....	11
2.1.2. 基本共模等效电路模型建立.....	12
2.1.3. 基于叠加定理的电路分析.....	14
2.1.4. 基于互易定理的电路分析.....	16
2.2. 噪声频谱预测方法.....	17
2.3. 两单元 CHB 共模噪声分析及抑制策略研究	19
2.3.1. 改进的控制策略.....	23
2.3.2. 实验验证.....	24
2.4. 本章小结.....	27
3. 六单元 CHB 共模噪声抑制策略与滤波器参数设计	28
3.1. CHB 系统单元数选择	28
3.2. 六单元 CHB 系统共模等效电路分析	28

3.3.	镜像桥臂同步移相调制控制策略.....	30
3.4.	相位角配置分析.....	35
3.5.	实验验证.....	41
3.5.1.	共模噪声测试.....	41
3.5.2.	共模滤波器设计.....	44
3.5.3.	带共模滤波器测试结果.....	46
3.5.4.	整体样机.....	47
3.6.	阻抗不匹配影响分析.....	47
3.6.1.	电感阻抗不匹配分析.....	47
3.6.2.	电容不匹配分析.....	50
3.7.	本章小结.....	53
4.	总结与展望.....	54
4.1.	全文工作总结.....	54
4.2.	研究工作展望.....	55
	参考文献.....	56
	攻读硕士学位期间取得的研究成果.....	60

1. 绪论

1.1. 论文研究背景

随着全球能源枯竭、生态环境恶化等问题的不断加剧，世界各国都在大力发展对清洁可持续能源的利用。传统的燃油汽车高度依赖石油等不可持续的能源，且会带来环境污染的问题，而电动汽车使用更为清洁的电能，大大减少了对环境的污染。因此，世界各国都开始着力发展电动汽车，并大力扶持电动汽车行业的发展。如今，世界上的汽车传统国家，包括美国、日本、德国等都开始陆续加入了抢占电动汽车技术与市场的行列，并且相继出台了促进电动汽车产业发展的政策措施。对中国而言，电动汽车行业也逐渐成为我国节能减排、振兴经济与转变产业结构的重大突破口^[1]。国家积极响应新能源趋势的号召，将电动汽车确定为国家七大战略性新兴产业之一，并先后推出了《节能与电动汽车产业发展规划》、《电动汽车“十二五”专项规划》等规划措施以及双积分等政策，积极引导与鼓励国内电动汽车产业的发展^[2]。

可以预见的是，随着国家政策的支持以及电动汽车成本的降低，其市场占有率将在未来迎来大幅增长。根据相关电动汽车产业预测^[3]，全球的电动车数量将从 2019 年的 800 万开始不断增长，预计将在 2030 年达到 1.4 亿（如图 1-1 左侧所示），且年增长率近 30%。此外，为了保证 2030 年能大幅削减空气污染的排放量并实现巴黎协定的目标，国际能源署的 11 个成员国共同发起了 EV30@30 的活动，并且提出将在 2030 年实现电动汽车数量达到 2.45 亿辆，市场占有率超过 30% 的目标（如图 1-1 右侧所示）^[3]。因此，电动汽车将迎来快速发展期，并且其发展前景将非常巨大。

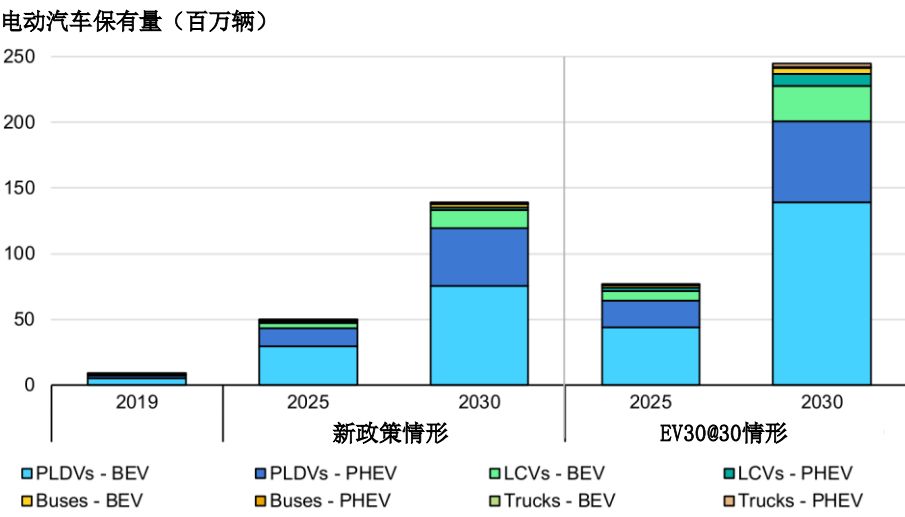


图 1-1 2019-2030 新政策预测与 EV30@30 预测的全球电动汽车保有量

自从电动汽车诞生之初，其就受到续航里程方面的担忧，该现象被称为电动汽车的“里程焦虑”，而这也成为其发展急需解决的问题^[4]。一方面，为了提高续航里程，电池产业在不断推进电池技术的研发，并不断提高电池容量；另一方面，为了避免充电时间过长，对于充电装置性能的要求也在不断提高。

在电动汽车中，目前采用的主流充电架构如图 1-2 所示。因此，电动汽车主要的充电方式分为直流充电与交流充电两种。直流充电使用大功率的直流快充桩对高压电池直接进行充电，这种充电方式充电速度快，通常称为直流快充，但是由于直流充电需要专门的设备来完成，目前市场占比并不高。而交流充电则是将电动汽车直接接入电网，由车载充电机负责将电网的交流电转换为直流电后，间接对车载动力电池进行充电。目前这种交流充电的方式功率较小，速度较慢，因此称为交流慢充。但是由于交流慢充不需要公共充电桩就能充电，相对于快充而言更为便捷，因此更受普通消费者欢迎。

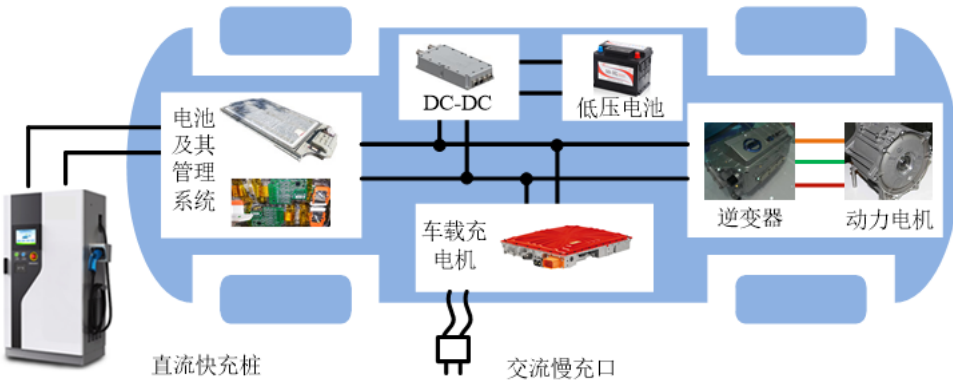


图 1-2 现有电动汽车的充电系统架构^[5]

图 1-3 展示了全球充电桩数量的增长情况,可以看到私人慢充桩的数量增长迅速,截至 2019 年全球已有大约 650 万个私人慢充桩^[3]。因此交流慢充在整个电动汽车充电设备市场中占据了非常重要的比例。

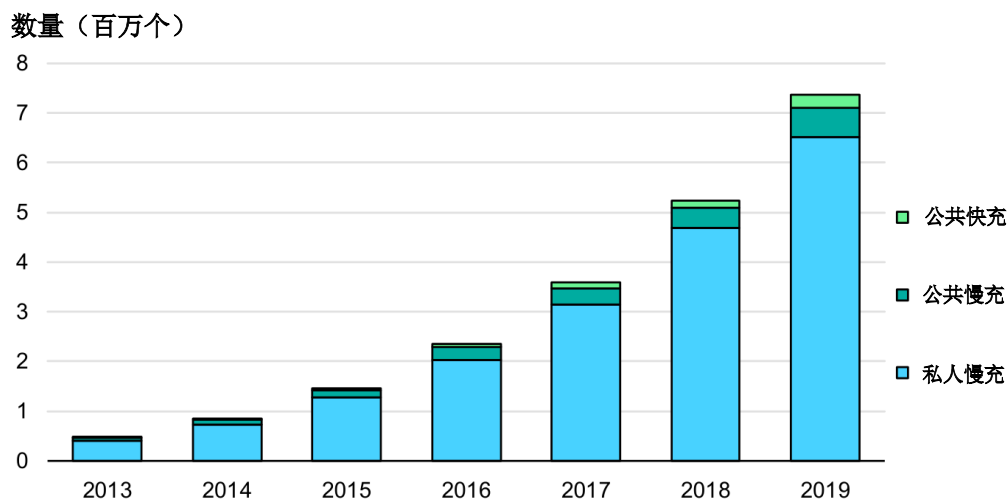


图 1-3 2013-2019 年全球充电桩数量增长趋势

因此提高交流慢充设备的充电功率将极大程度上减少充电时间。但是交流慢充需要把充电机放在电动汽车上,而电动汽车本身空间有限,所以研发紧凑、高效、轻量的车载充电机成为一项亟需解决的挑战^[6,7]。

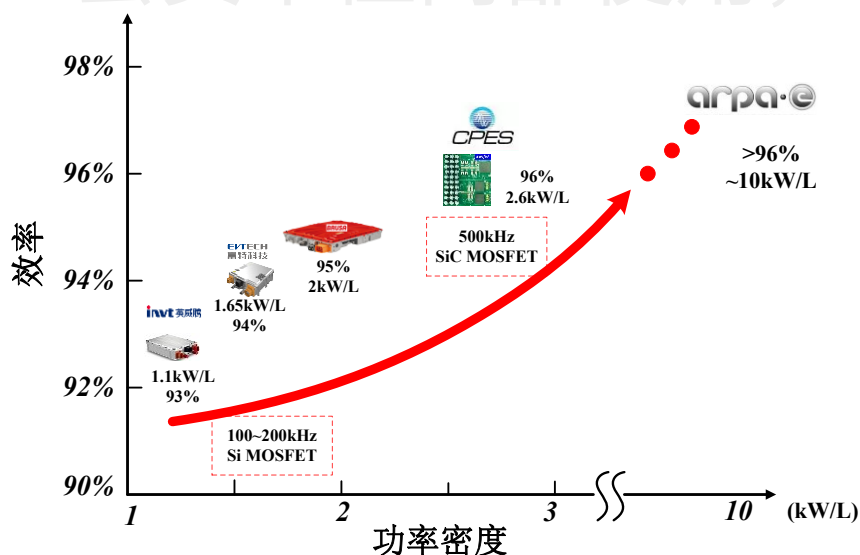


图 1-4 现有车载充电机技术发展趋势^[8-12]

图 1-4 展示了目前车载充电机的技术发展趋势。目前主流的车载充电机产品通常采用硅器件,其开关频率约为 100kHz~200kHz,峰值效率约为 95%且功率密度一般低于 1.5kW/L。美国电力电子研究中心(Center for Power Electronics Systems,

CPES)通过采用宽禁带器件 SiC 的应用,结合软开关的相关技术,将系统的开关频率提升至 500kHz,系统功率密度则达到 2.6kW/L,同时峰值效率提升至 96%^[10]。在美国能源高级研究计划署 (Advanced Research Projects Agency for Energy, ARPA-E)的车载充电机项目中,充电机需要同时满足峰值效率大于 96%且功率密度超过 10kW/L 的技术指标^[9]。可以看到,车载充电机技术的发展正朝着高效率与高功率密度兼备的方向前进。

对于现有的主流车载充电机,其电路一般采用两级架构^[4],如图 1-5 所示。前级将输入的交流电通过功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)电路,转换成高压直流电,后级隔离 DC/DC 将直流母线电压转换成动力电池侧的直流电。

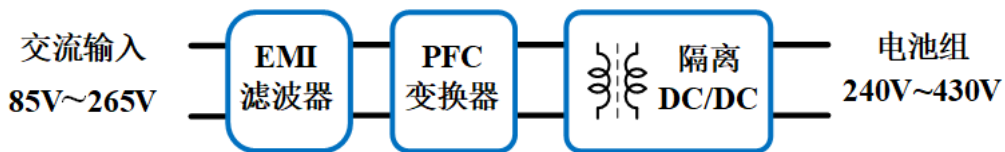


图 1-5 车载充电机中常用的两级架构示意图

其中,前级通常采用 Boost 型 PFC^[13],如图 1-6 所示。在该方案中,导通路径上含有两个整流二极管,因此将导致比较大的导通损耗,难以实现系统的高效率,最高仅能实现 98%的效率。

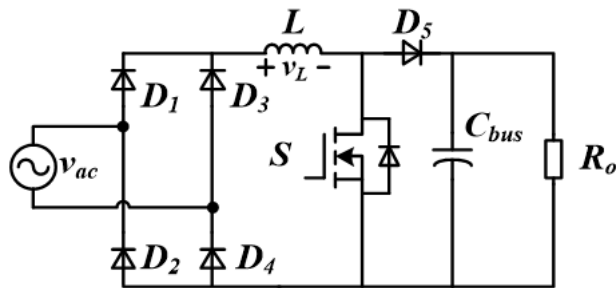


图 1-6 基于 Boost 的传统 PFC

为了解决 Boost 型 PFC 损耗较大的问题,近年来,无桥的 PFC 拓扑已被广泛应用^[14-18],通过去掉传统的整流桥结构,实现了 99%左右的效率。但是传统的两电平拓扑电感伏秒较大,导致系统中电感器仍然占据较大的体积。因此,其功率密度一般低于 300W/in³。即便是采用 1MHz 的开关频率,电感体积仍然占据了 40%的比例,仅能实现 700W/in³ 的功率密度^[17]。目前降低电感体积非常有效的办法是采用多电平技术。通过多电平技术,不仅能降低电感上电平跳变的大小,还能提高系统的等效开关频率,从而大幅降低了电感的体积^[19]。在基于 CHB 的多

电平系统中，电感量 L 与系统单元数 N_{cell} 的关系^[20]为

$$L = \frac{Volt \cdot sec_{\max}}{\Delta i_{pk-pk}} = \frac{V_{dctot}}{8N_{cell}^2 f_s \Delta i_{pk-pk}} \quad (1-1)$$

其中， V_{dctot} 为直流侧输出总电压， f_s 为系统的开关频率， Δi_{pk-pk} 为电感电流的纹波峰峰值。由此可以看到，电感随系统单元数呈平方降低的关系，故采用多电平对于减小电感体积非常有效。另一方面，在多电平系统中，系统的总损耗与使用的元件的 $NFoM$ 有关^[20]，如(1-2)所示。

$$P_{loss, \min} = 2V_{dc} I_{in} \sqrt{k_{temp} k_{dyn} (k_g (1 + k_{g2d}) I_{in} NFoM_{sw} + NFoM) f_s} \quad (1-2)$$

其中 $NFoM$ 对于系统总损耗影响较为关键，且与半导体器件耐压有关。低压器件具有更小的 $NFoM$ 值，因此采用低压器件的多电平系统相较于传统的两电平系统能够实现更高的效率。因此多电平拓扑既能实现高效率，也能实现高功率密度。目前，基于飞跨电容拓扑^[21]和基于级联全桥（Cascaded H-bridge）拓扑的 PFC 电路^[20,22]将功率密度提升至 $1000W/in^3$ 以上，同时实现了超过了 99% 的峰值效率。在基于 CHB 拓扑的电路中，实现了系统的完全模块化，有利于系统单元的拓展，且没有工频切换的桥臂，因此可以实现更高的效率。基于 CHB 拓扑的 AC/DC 系统架构如图 1-7 所示，通过若干个基本单元在交流输入侧串联，整流输出到多个直流母线，再通过 DC/DC 变换器隔离再并联到输出直流母线。此输入串联输出并联的结构又称 ISOP（Input Series Output Parallel）架构^[23]。

尽管该多电平架构具有比较高的效率和功率密度，但是系统中的多直流母线浮动输出结构对系统的 EMI(Electro-Magnetic Interference)设计提出了新的挑战。由于每个单元切换时，必然造成系统中直流输出母线上的电平跳变^[24]，如图 1-7 中的红色脉动源所示。而每个单元的输出对地往往难以避免存在一些寄生电容，比如变压器层间耦合电容、空间电容等^[25-27]。因此电平跳变就会通过这些寄生电容传导共模噪声，并干扰其他电子设备的正常工作。

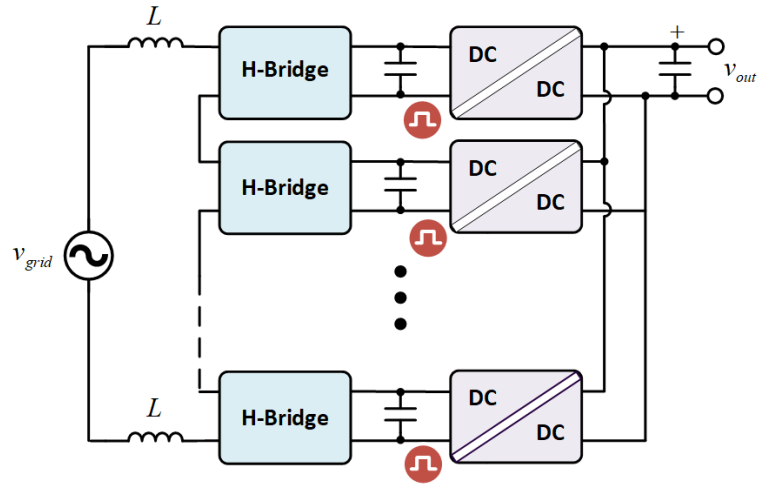


图 1-7 基于 CHB 的 AC-DC 系统架构

1.2. 多电平变换器共模噪声抑制研究现状。

由于 CHB 中单元的开关动作，会在直流输出母线上产生电平跳变，这个电平跳变就会通过直流母线上的寄生电容产生共模噪声。在基于 CHB 的 AC/DC 系统中，这个寄生电容主要由后级 DC/DC 导致。针对 AC/DC 应用场合的共模噪声问题，国内外学者已经进行了一些研究，并提出了一些解决办法^[28]。另一方面，CHB 拓扑也广泛运用于 DC/AC 的应用场合，比如太阳能电池的逆变器等。在该场合中，由于电池对地的寄生电容的存在，CHB 中的桥臂开关动作也会通过该寄生电容传导产生共模噪声，导致共模漏电流问题^[29-40]。由于 AC/DC 和 DC/AC 中共模噪声产生的机理是一致的，这里将国内外学者的解决方法进行分析和总结，可以将其概括分为三类。1) 增加共模回路中的阻抗阻碍共模噪声的传导；2) 改变系统拓扑以抑制共模噪声的产生；3) 改变系统调制策略消除共模噪声源。

1.2.1. 基于增加共模回路阻抗的共模噪声抑制方法

该方法是通过建立原电路的共模等效电路，定位能够抑制系统共模噪声的关键阻抗，并增加其阻抗，达到削弱共模噪声的目的^[28,30]。文献^[30]中在交流母线和直流母线处增加共模电感，如图 1-8 所示。

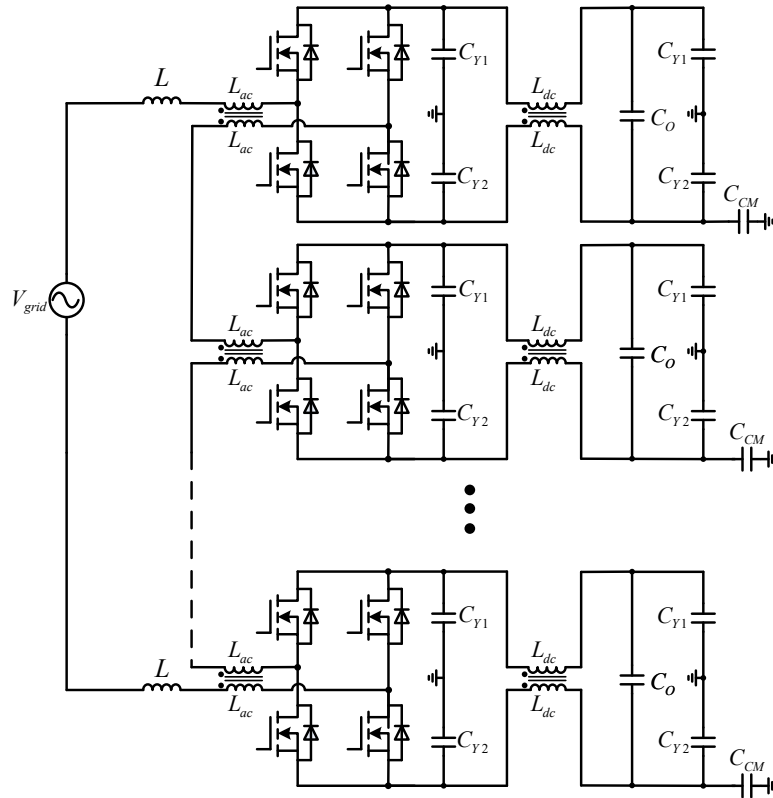


图 1-8 通过增加共模电感抑制共模噪声

由于在共模传导回路上增加了阻抗，并且在输出母线上增加了 Y 电容提供共模电流旁路通道，该方法可以有效阻碍共模噪声的传导。但是该方法需要在每个单元上均增加共模电感，且随单元数的增加也不断增加。因此尽管该方法能够有效解决 CHB 系统的共模噪声问题，但是会增加系统的体积，导致系统的功率密度降低。此外，额外的共模电感元件也会使得系统的成本增加。

1.2.2. 基于拓扑变换的共模噪声抑制方法

该方法是在电路中增加额外的开关元件，阻碍共模电流的传导。如图 1-9 所示为基于 H5 的 CHB 电路，其在每个单元的直流侧都串入了一个额外的开关管。通过控制开关管在必要的时候断开直流侧与全桥的连接，阻碍共模噪声的传递。类似的方法还有基于 H6^[32]、Heric 等^[33]。

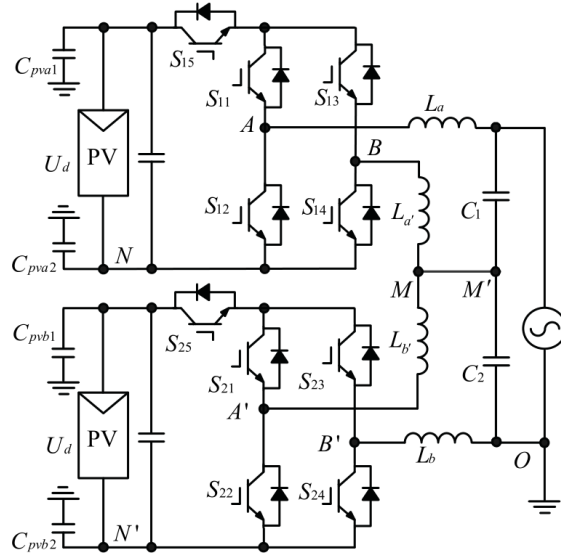


图 1-9 基于 H5 的 CHB 电路

然而这一类的方法增加了新的开关器件，不仅会导致系统的效率降低，还会造成系统的成本上升，并增加了系统的控制复杂度。

1.2.3. 基于调制控制策略的共模噪声抑制方法

该方法是通过分析系统的共模等效电路，通过一些控制策略的改进，减少共模噪声源的产生。针对三相多电平系统，文献^[35-37]提出了一些基于 SVPWM 的共模噪声抑制策略。然而三相的控制方法并不适用于单相的系统。对于单相的 CHB 系统，文献分析了两单元的 CHB 系统的共模噪声，其电路如图 1-10 所示。

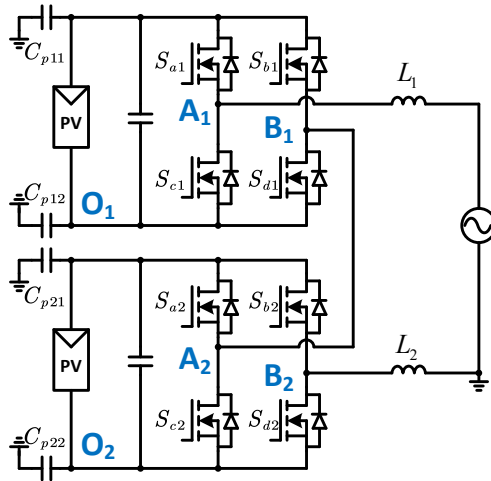


图 1-10 两单元 CHB 系统

文献^[39]通过计算寄生电容上的共模电压总和为 v_{N_rO} ，其表达式为(1-3)。

$$v_{N_rO} = -0.5v_{dm1} + 0.5v_{dm2} - v_{cm1} - v_{cm2} + e_g \quad (1-3)$$

其中 $v_{dmi} = v_{AOi} - v_{BOi}$, $(v_{AOi} + v_{BOi})/2$ 。根据上式可以计算出在所有开关状态的时候的共模电压 v_{NTO} 的值, 如表 1-1 所示。

表 1-1 两电平开关状态的共模电压

输出电压 v_{A1B2}	$S_{a1}, S_{b1}, S_{a2}, S_{b2}$	v_{NTO}
$+2V_{dc}$	1010	$-V_{dc}$
V_{dc}	0010	0
	1110	$-V_{dc}$
	1000	$-V_{dc}$
	1011	$-2V_{dc}$
	0011	$-V_{dc}$
	1100	$-V_{dc}$
0	1001	$-2V_{dc}$
	0110	0
	1111	$-2V_{dc}$
	0000	0
	0100	0
$-V_{dc}$	0111	$-V_{dc}$
	0001	$-V_{dc}$
	1101	$-2V_{dc}$
$-2V_{dc}$	0101	$-V_{dc}$

因此, 在系统输出 v_{A1B2} 等于 $\pm 2V_{dc}$ 、 $\pm V_{dc}$ 、0 的电平时, 都仅使用表 1-1 中共模电压 v_{NTO} 等于 $-V_{dc}$ 的开关状态 (如表格中加粗的字体所示), 则能保证每次的开关切换的时候保持共模电压 v_{NTO} 不变, 从而消除共模噪声的产生。该控制方法能够有效消除共模噪声源, 但是控制策略中使用的 level-shift 控制策略在应用于 AC/DC 系统中会导致单元输出母线的均压问题, 且其没有开关频率的倍频效果, 所以相对于传统的载波移相单极性控制策略来讲, 其增大了电感的伏秒, 导致需要的电感体积增大。

此外, 该方法需要穷举列出所有开关状态下的共模电压, 然后从中选择共模电压不变的状态来使用。对于 N_c 个全桥单元组成的 CHB 系统, 所有的桥臂对应

的开关状态一共有 2^{2N_c} 种，开关状态的数量随着单元数呈现指数增长。因此当单元数比较多时，大量的开关状态将使得分析极其繁琐。

1.3. 本文主要研究内容

本文结合高效率高功率密度车载充电机的技术发展趋势，针对级联全桥多电平电路的共模噪声问题，在调研了现有的共模噪声抑制方法的前提下，从电路原理出发，分析了系统的噪声源的响应特点，并提出了低共模噪声的镜像桥臂同步移相调制控制策略。本文的主要内容如下：

第一章介绍了车载充电机的发展趋势，并指出了其对高效率高功率密度的发展需求。基于 CHB 拓扑的多电平架构能够实现比较高的效率，且能大幅减小电感的体积，实现系统的高功率密度。但是多输出母线的架构对系统的 EMI 设计提出了新的要求，由此展开了本文要解决的主要问题。

第二章首先分析了 CHB 直流母线对地的寄生电容将导致共模噪声的产生，并分析了导致该寄生电容产生的原因，随后对开关切换进行等效，建立了基本的共模等效模型。基于叠加原理和互易定理将模型化简为最简单的 RLC 串联电路，并得到了不同噪声源产生噪声响应大小的相对系数。基于这个模型，文中对传统的载波移相单极性控制策略的共模噪声频谱进行了预测并通过了实验验证。为了解决传统载波移相单极性控制策略导致共模噪声较大的问题，本章中首先分析了两单元的 CHB 系统，并提出了一种利用惠斯通电桥平衡原理的改进控制策略，并对其共模抑制效果进行了实验验证。

第三章利用第二章提出的分析方法对六单元 CHB 的共模等效电路进行建模，分析得到其噪声源响应大小的对称特性，基于此特性提出了一种镜像桥臂同步移相调制控制策略。该策略将两个产生大小相等、方向相反的噪声源进行同时动作，使其在 LISN 网络上产生的共模噪声响应互相抵消，从而达到消除共模噪声的目的。另外，为了利用开关倍频效果降低电感伏秒，需要采用载波移相控制策略。为了优化载波移相角的配置，以实现最小的母线电容损耗，本文对载波移相角与母线电容损耗的关系进行了分析。此外，文中分别分析了电感阻抗不匹配和电容阻抗不匹配对系统共模噪声抑制的影响。最后通过实验对镜像桥臂同步移相调制控制策略的共模噪声抑制效果进行了验证。

第四章总结了本文的研究工作，并对课题的研究方向进行了展望。

2. CHB 变换器共模噪声建模与分析

2.1. CHB 变换器的共模噪声建模

如图 2-1 所示为 N_c 单元的 CHB-PFC 系统。其输入侧通过单元串联连入电网，输出侧有 N_c 个直流输出母线，通过隔离 DC/DC，并联连接到输出的直流母线，如图 2-1 所示。由于该拓扑中，存在多个“浮动”输出的直流母线。CHB 中桥臂开关动作时会在这些“浮动”的输出母线上的产生电平跳变，这些电平跳变就会通过后级 DC/DC 变换器中存在的寄生电容传递共模噪声。

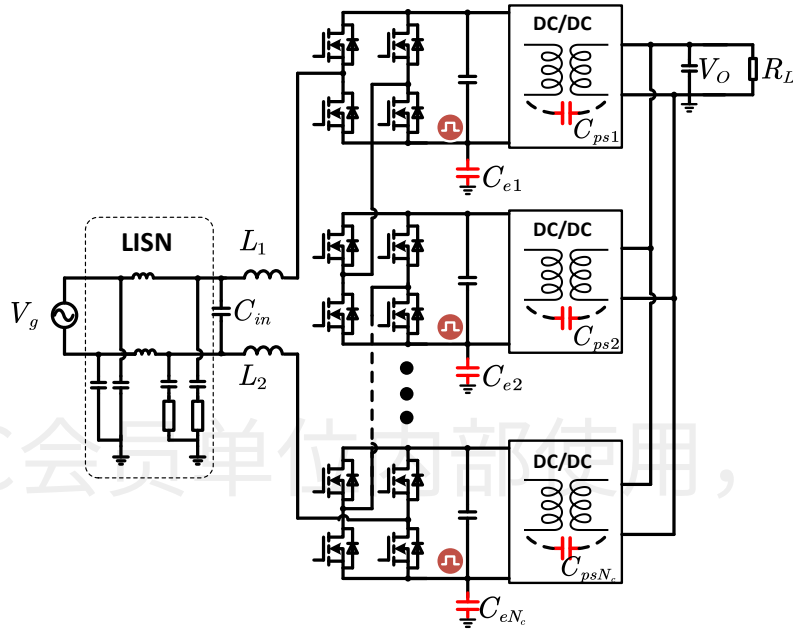


图 2-1 CHB PFC 系统架构以及电平跳动点示意图

2.1.1. 寄生电容分析

直流母线上的传导前级共模噪声的寄生电容主要包含三部分：

a) 空间耦合电容 C_e

由于空间耦合，每一个基本单元的直流母线与地面之间都存在寄生电容，即图 2-1 的 $C_{ei} (i = 1, 2, \dots, N_c)$ 。该电容与电路的 Layout 以及空间布局有关，通常这部分寄生电容大约为几 pF 到几十 pF 之间。

b) 后级 DC-DC 中电容 C_{ps}

在后级隔离 DCX 中，变压器中原副边之间也存在寄生电容，尤其是在使用平面变压器的场合。为了实现高效率高功率密度，通常在 DCX 变换器中使用平面变压器，这部分寄生电容往往比较大，可能为数百 pF 左右。如图 2-2 所示

为平面变压器中绕组寄生电容的示意图。

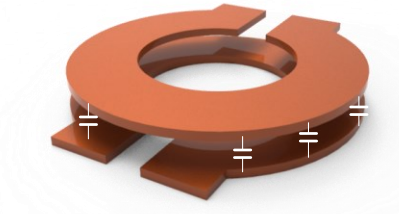


图 2-2 平面变压器中的层间电容示意图

c) 额外加入的 Y 电容

此外，由于 DC/DC 变换器中也会产生共模干扰，甚至有时会干扰 DC/DC 自身工作。为了降低 DC/DC 变换器产生的共模噪声，通常在输入输出地之间放置一个额外的 Y 电容器（图中未画出）旁路 DC/DC 中产生的共模噪声，该 Y 电容的大小一般为 nF 的数量级。

由于系统中的每个桥臂的开关动作都会产生电平跳变，而 N_c 单元的 CHB 多电平拓扑中 $2N_c$ 个桥臂，因此这些电平跳变都会通过以上提到的寄生电容产生的共模噪声，并在 LISN 网络上耦合在一起，导致系统的共模噪声响应非常复杂，难以分析。在本节中，将通过电路原理建立电路的共模噪声简化等效模型，简化分析过程。

2.1.2. 基本共模等效电路模型建立

首先分析 CHB 系统中的基本单元的共模等效电路，其示意图如图 2-3 左侧所示。一个基本单元的输入为 A 和 B 两个端子，连入交流侧的与其他单元串联并最终连入电网；输出为直流母线。其中全桥电路作为整流前级，隔离 DC-DC 变换器作为隔离后级。前级全桥电路中两个桥臂的开关动作都会产生 dv/dt ，而 dv/dt 就是导致共模噪声产生的源头。当 S1 开通，S2 关断时，节点 A 和节点 O 之间的电压等于 V_{DC} ；当 S1 关断而 S2 开通时，节点 A 和节点 O 之间的电压等于 0。因此，节点 A 与节点 O 的电压可以由一个等效的电压源 v_a 进行等效。同理，节点 B 和节点 O 之间的电压可以等效为 v_b 。图 2-3 中 C_e 为输出直流母线对地的电容、 C_{ps} 为后级 DC-DC 变换器中原副边的电容、 C_a 为抑制 DC/DC 共模噪声外加的 Y 电容。这三个寄生电容都连接在 CHB 输出直流母线与大地之间，因此三者为并联关系，其和定义为 C_G 。由此，可以将一个基本单元的共模等效电

路简化图 2-3 右侧的三端电路网络，包括两个桥臂中点端子 A 和 B 以及地。

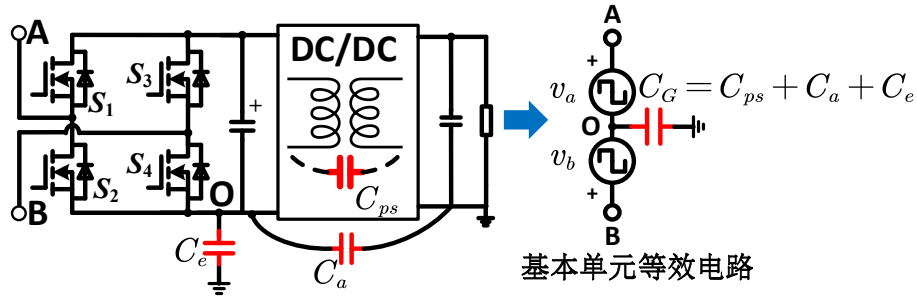


图 2-3 基本单元的共模等效电路图

对于 LISN 电路部分，由于在 EMI 频谱测试范围内 (150kHz-30MHz)，LISN 中的 $50\mu H$ 电感阻抗足够大可以视为开路， $0.1\mu F$ 电容阻抗足够小，可以视为短路，输入的差模电容由于阻抗小可以被看做短路，因此 LISN 可以等效于两个并联的 50Ω 电阻。 N_c 单元的 CHB 主电路部分的共模等效电路为 N_c 个三端网络串联组成。因此整个 CHB 系统的共模等效电路如图 2-4 所示，此时，初步得到 CHB 电路的共模等效电路。

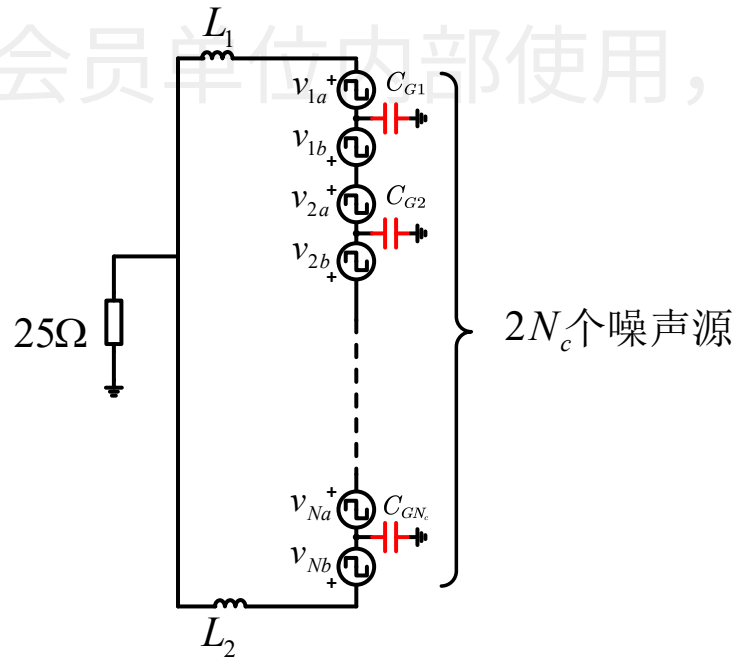


图 2-4 N_c 单元的 CHB 系统共模等效电路

由于系统由 N_c 个单元组成，每个单元包含两个高频切换的桥臂，因此整个系统共有 $2N_c$ 个共模噪声源。 $2N_c$ 个脉动源编号为 v_{ij} ，其中 i 表示单元序号， j 表示 a 桥臂或者 b 桥臂。但是图 2-4 中的等效电路的网络仍然很复杂，分析困难，因

此我们需要进行一些等效变换简化电路的分析。

2.1.3. 基于叠加定理的电路分析

由于图 2-4 中存在多个噪声源，在 LISN 上共同产生共模噪声，因此其作用彼此耦合，直接分析 LISN 网络上的噪声大小较为困难，但根据叠加定理，我们可以单独分析每一个噪声源在 LISN 网络上的响应，再将噪声响应进行求和。为简化电路分析，这里首先作两个假设：

$$\begin{cases} L_1 = L_2 \\ C_{G1} = C_{G2} = \dots = C_{GN_c} \end{cases} \quad (2-1)$$

即交流侧两个 Boost 电感大小相同，且对于每个基本单元，等效寄生电容 C_G 的值相同。根据叠加定理，当多个电压源同时存在的时候，可以单独分析其中一个的影响，并将其他电压源用短路代替。观察图 2-4 中的共模噪声源，可以将其分为两类，一类是不与电感直接相连的噪声源，即从 v_{1b} 到 v_{Na} ；第二类是与电感直接相连的噪声源，即 v_{1a} 和 $v_{N_c b}$ 。首先分析第一类噪声源，以 v_{3a} 为例，根据叠加定理，简化等效电路如图 2-5 所示。

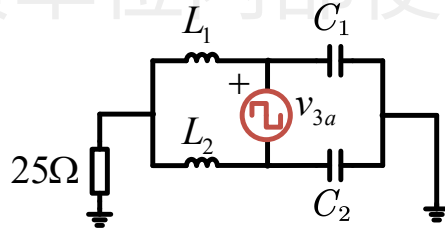


图 2-5 基于叠加原理的 v_{3a} 共模等效电路

图 2-5 中的参数满足

$$\begin{cases} C_1 = 2C_G \\ C_2 = (N_c - 2)C_G \end{cases} \quad (2-2)$$

因此 v_{3a} 的共模等效电路为一个电桥电路。当 $N_c - 2 \neq 2$ 时，由于电桥不平衡， v_{3a} 将在 LISN 产生共模噪声， $N_c - 2 = 2$ ，则电桥平衡， v_{3a} 将不在 LISN 上产生共模噪声。剩下的第一类噪声源的也可以等效为相似的电桥结构。

对于第二类噪声源，由于其与电感直接相连，共模等效电路有所不同。以 v_{1a} 为例，其共模等效电路如图 2-6(a)所示。虽然其不是一个电桥结构，但可以通过

添加零电容虚拟路径来加以修改。如图 2-6(b)所示, C_1 为添加的虚拟电容, 其值为 0。由此第二类噪声源的等效电路也可以等效为一个电桥结构。

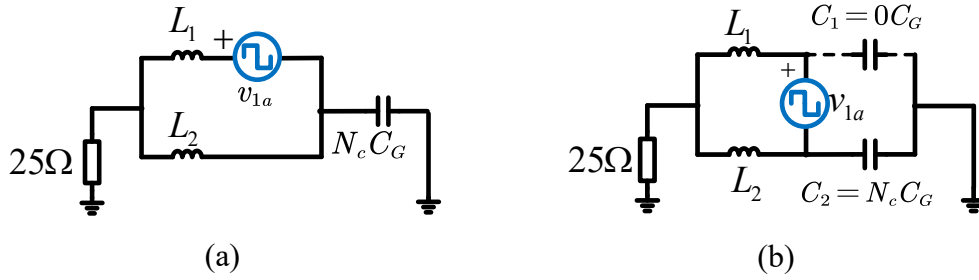


图 2-6 基于叠加原理的 v_{1a} 共模等效电路。(a)基本等效电路, (b)归一化等效电路

至此, 我们可以得到所有噪声源的统一共模等效电路, 如图 2-7 所示。该共模等效电路为一个电桥结构, 噪声源 v_{ij} 位于电桥中央 (其中, i 为单元序号, j 为桥臂 a 或桥臂 b)。对于每个噪声源, 其等效电路中 C_1 和 C_2 的值在表 2-1 中列出。

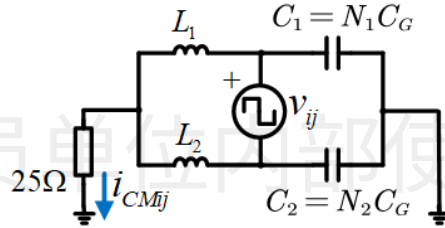


图 2-7 统一的共模等效模型

表 2-1 对各个噪声源的 C_1 和 C_2 的值

	C_1	C_2
v_{1a}	0	$N_c C_G$
v_{1b}, v_{2a}	$1C_G$	$(N_c - 1)C_G$
v_{2b}, v_{3a}	$2C_G$	$(N_c - 2)C_G$
...	...	...
$v_{(N-1)b}, v_{Na}$	$(N_c - 1)C_G$	$1C_G$
v_{Nb}	$N_c C_G$	0

其中, C_1 为图 2-7 中位于电桥右上角的等效电容, 其值从上到下依次增加; C_2 为电桥中位于右下角的等效电容, 其值从上到下依次减小, 又因为系统中总的

基本单元数为 N_c ，因此 C_1 和 C_2 之和为 $N_c C_G$ 。

2.1.4. 基于互易定理的电路分析

本小节中将对图 2-7 中的统一模型进行分析。根据互易定理，单个电压源在电路网络中任意支路产生的电流响应等于将该电压源放置在电流响应分支中时，在最初放置电压源分支产生的电流响应。因此图 2-7 中的电路中 v_{ij} 在 25Ω 电阻产生的电流响应等于图 2-8 中 v_{ij} 在电桥中心支路的电流响应 i_{CMij} 。

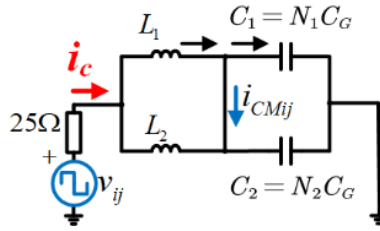


图 2-8 基于互易定理的等效模型

根据基尔霍夫电流定律， L_1 上的电流等于

$$i_{L1} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} i_c \quad (2-3)$$

C_1 支路上的电流等于

$$i_{C1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} i_c \quad (2-4)$$

其中， i_c 为噪声源 v_{ij} 在一个 RLC 电路中的电流响应，满足式(2-5)

$$\begin{cases} v_{ij} = (L_1 || L_2) \frac{di_c}{dt} + i_c * 25 + v_c \\ i_c = N_c C_G \frac{dv_c}{dt} \end{cases} \quad (2-5)$$

i_c 与噪声源的位置无关，仅与系统中固有阻抗（包含 LISN 阻抗、Boost 阻抗、滤波器阻抗、以及寄生电容的阻抗）以及噪声源的大小有关。因此，根据(2-3)与(2-4)可得

$$i_{CMij} = \pm \left(\frac{L_2}{L_1 + L_2} - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \right) i_c = k_{ij} i_c \quad (2-6)$$

其中， k_{ij} 则与噪声源等效电路的不对称性有关，不同的噪声源的 k_{ij} 不同。因

此定义 k_{ij} 为不对称系数。其值为

$$k_{ij} = \pm \left(\frac{L_2}{L_1 + L_2} - \frac{C_1}{C_1 + C_2} \right) \quad (2-7)$$

由图 2-4 中噪声源的极性可知，当噪声源对应 a 桥臂（左桥臂）时，(2-7)中极性取正；当噪声源对应 b 桥臂（右桥臂）时，(2-7)中极性取负。在(2-1)的前提下， k_{ij} 可以化简为

$$k_{ij} = \pm \left(\frac{1}{2} - \frac{N_1}{N_1 + N_2} \right) \quad (2-8)$$

k_{ij} 的绝对值决定了噪声源在 LISN 网络上产生的响应相对大小。当 $N_1 = 0$ ， $N_2 = N_c$ 或者 $N_1 = N_c$ ， $N_2 = 0$ 时， $|k_{ij}|$ 为最大值 0.5，此时噪声源在 LISN 上产生的噪声响应的幅值最大。当 $N_1 = N_2$ 时，噪声源则不在 LISN 上产生噪声响应。至此我们可以单独求解图 2-4 中的 $2N_c$ 个噪声源在 LISN 上的响应，最后再将所有噪声响应求和即可得到整个系统的 LISN 共模噪声响应。因此实际为求图 2-9 中 25Ω 的 LISN 等效电阻上的噪声响应。

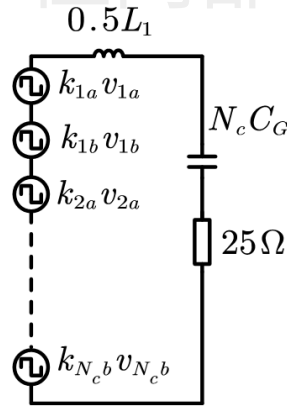


图 2-9 简化的 N_c 单元 CHB 共模等效模型

2.2. 噪声频谱预测方法

根据简化的等效模型，我们就可以分析共模噪声的频谱。为此，首先需要计算出每个噪声源的频谱。由于每个全桥单元的桥臂都通过控制电感电流跟踪电网电压进行调制，调制波与三角载波进行比较，产生桥臂的驱动波形。

对于左桥臂的电压 $v_{ia}(t)$ ，当调制波大于载波的时候， $v_{ia}(t) = V_o$ ，当调制波

小于载波的时候, $v_{ia}(t) = 0$, 其时域波形如图 2-10(a)所示, 频谱如图 2-10(b)所示。

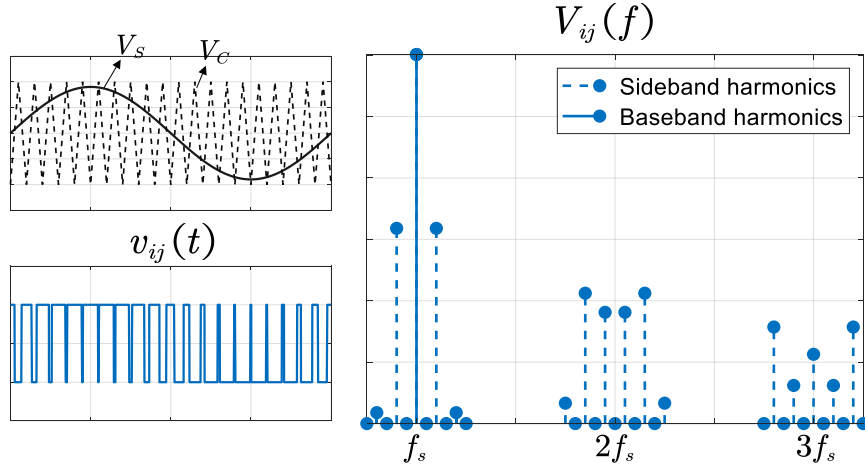


图 2-10 (a)SPWM 时域波形 (b) SPWM 频谱

由于桥臂输出电压追踪电网电压进行正弦调制, 因此桥臂输出电压的频谱不仅包含开关频率及其谐波成分, 还包含开关频率附近的边带频率。其幅度和相位的表达式如(2-9)所示^[41]。

$$\begin{cases} C_{m,n} = \frac{4A}{m\pi} J_n\left(m\frac{\pi}{2}M\right) \sin\left[(m+n)\frac{\pi}{2}\right] \\ \phi_{m,n} = m\theta_c + n\theta_o \end{cases} \quad (2-9)$$

其中 m 是开关频率的谐波次数(1,2,...), n 是边带频率谐波次数, 为 $-\infty$ 到 $+\infty$ 的整数。 $J_n(x)$ 为贝塞尔函数, M 为调制度, 满足

$$M = \frac{v_{cm}}{V_m} \quad (2-10)$$

其中 v_{cm} 和 V_m 分别为调制波的幅值与载波的幅值。 θ_c 是 $t=0$ 时候的载波的初始相位。对于载波移相的单极性控制方法, θ_c 取值与桥臂序号有关, 为从 0 到 $(2\pi - \pi/N_c)$, 间隔为 π/N_c 。 θ_o 是 $t=0$ 时调制波的初始相位。

对于右桥臂对应的桥臂电压 $v_{ib}(t)$ 而言, 其驱动逻辑与左桥臂相反, 当调制波大于载波时, $v_{ib} = 0$, 当调制波小于载波时, $v_{ib} = V_o$ 。因此定义

$$v_{ib}'(t) = V_{DC} - v_{ib}(t) \quad (2-11)$$

则 $v'_{ib}(t)$ 切换逻辑则与左桥臂相同，因此其频谱可以用式(2-9)进行计算。式子(2-11)中 $v_{ib}(t)$ 与 $v'_{ib}(t)$ 相差一个正负号以及一个直流分量，因此二者的交流频谱幅值大小相同，只不过在相位相差 π 。将 $2N_c$ 个噪声源在频谱上根据其各自的幅值和相位进行合成，其表达式如(2-12)所示。

$$S_{m,n} = \left| \sum_{i=1, \dots, N_c} k_{ij} \cdot C_{m,n,i,j} \cdot e^{-j2\pi\phi_{m,n,i,j}} \right| \quad (2-12)$$

其中， $S_{m,n}$ 表示在频率为 $mf_s + nf_o$ 处， $2N_c$ 个共模噪声源的合成噪声幅值（ f_s 为开关频率， f_o 为电网频率）， $C_{m,n,i,j}$ 为 $v_{ij}(t)$ 在频率为 $mf_s + nf_o$ 处的幅值大小， $\phi_{m,n,i,j}$ 为 $v_{ij}(t)$ 在频率为 $mf_s + nf_o$ 处的相位。因此 LISN 电阻上的电压响应的频谱可以通过图 2-9 中的阻抗分压进行计算，结果为(2-13)。

$$V_{m,n} = S_{m,n} \frac{25}{25 + Z_L|_{f=mf_s+nf_o} + Z_C|_{f=mf_s+nf_o}} \quad (2-13)$$

其中

$$\begin{cases} Z_L|_{f=mf_s+nf_o} = j2\pi(mf_s + nf_o) \cdot 0.5L_1 \\ Z_C|_{f=mf_s+nf_o} = \frac{1}{j2\pi(mf_s + nf_o) \cdot N_c C_{CM}} \end{cases} \quad (2-14)$$

2.3. 两单元 CHB 共模噪声分析及抑制策略研究

为了验证以上分析的正确性，首先对从最简单的两单元 CHB 电路进行分析验证。两单元 CHB 电路如图 2-11 所示，共模等效电路如图 2-12 所示。

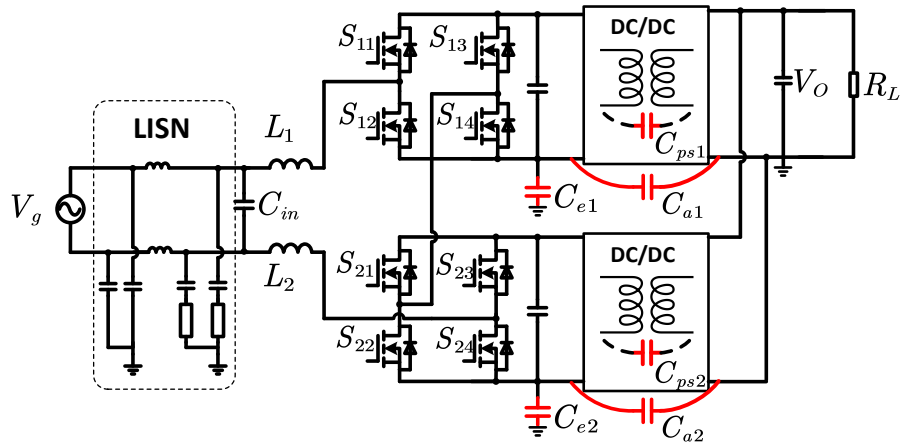


图 2-11 两单元 CHB 电路原理图

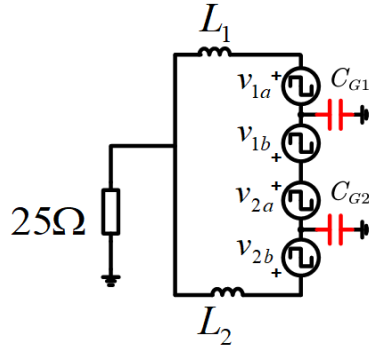
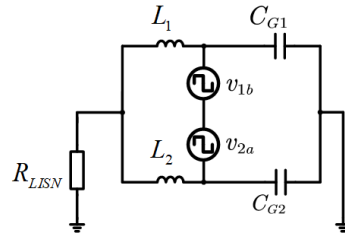


图 2-12 两单元 CHB 共模等效电路

首先对于第一类噪声源，即不与电感直接相连的噪声源，包括 v_{1b} 和 v_{2a} 。由 (2-8) 可以计算出不对称系数 $k_{ij} = 0$ ，因此 v_{1b} 和 v_{2a} 在 LISN 上产生的共模噪声响应为 0。其本质原因，当满足阻抗平衡关系 (2-15) 时，这两个噪声源的等效电路为惠斯通电桥 (the Wheatstone Bridge)，如图 2-13 所示。因此位于电桥中间噪声源将不在 LISN 电阻上产生噪声响应。

$$\begin{cases} j\omega L_1 = j\omega L_2 \\ \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1}{j\omega C_2} \end{cases} \quad (2-15)$$

图 2-13 v_{1b} 和 v_{2a} 的共模等效电路

对于第二类噪声源，即与电感直接相连的噪声源（包含 v_{1a} 和 v_{2b} ），其不对称系数均为 0.5，因此这两个噪声源将在 LISN 网络上产生响应。传统的控制方法为采用载波移相的单极性控制策略，其控制关键波形如图 2-14 所示。

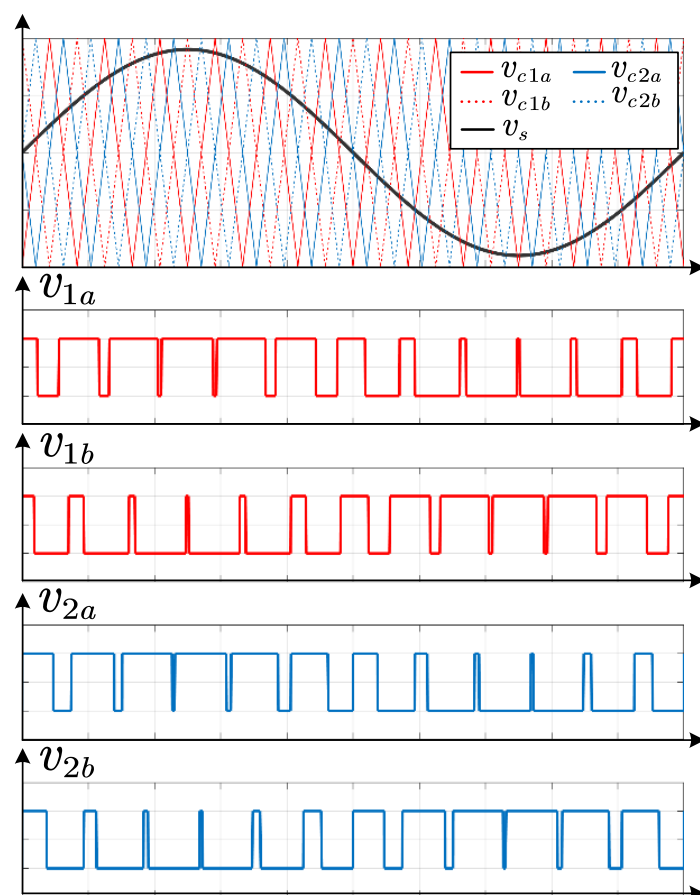


图 2-14 基于载波移相的单极性控制策略

在该控制方式中，所有的桥臂都将以高频的开关频率进行开关动作。通过共模等效电路可知，噪声源 v_{1a} 和 v_{2b} 的高频动作将在 LISN 上产生比较严重的共模噪声。根据(2-13)也可以计算出共模噪声频谱，为了验证分析的正确性，实验测试了共模噪声。实验中采用的电路参数如表 2-2 所示，测量共模噪声使用到的仪器如图 2-15 所示。

表 2-2 两单元 CHB 测试参数

参数	数值
L_1, L_2	$30\mu H$
C_{G1}, C_{G2}	$470pF$
V_{DC1}, V_{DC2}	$30V$
$V_{in, rms}$	$25V$
开关频率	$60kHz$

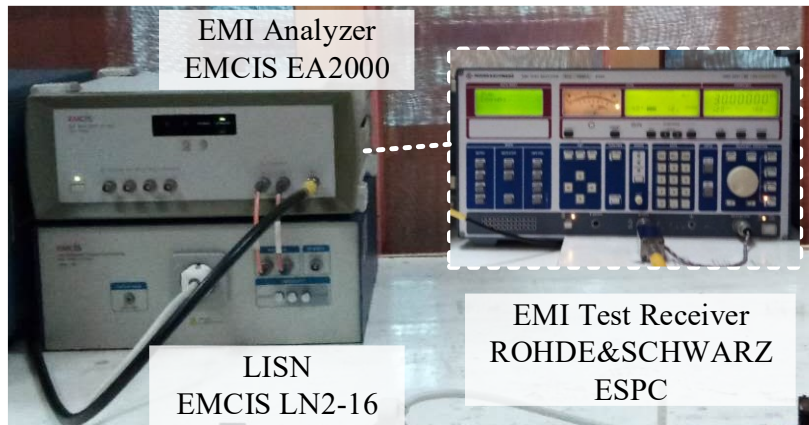


图 2-15 共模噪声测试设备

基于单极性控制策略的共模噪声频谱如图 2-16 所示。其中，黑色线为 LISN 测试频谱，蓝色线为预测频谱。由于 LISN 的信号接收机工作原理使得测量噪声一般比 FFT(Fast Fourier Transform)分析结果偏大，被测频谱通常比 FFT 结果大几个 dB 到十几个 dB 之间^[42]。但是，可以从噪声频谱包络来看，其与计算模型基本相符，证明了前面模型分析的有效性。另一方面，较高频率(>5MHz)的共模噪声频谱是由其他寄生参数引起的，包括电路中存在的寄生电感以及其他节点的寄生电容等导致，在本论文中未予讨论。

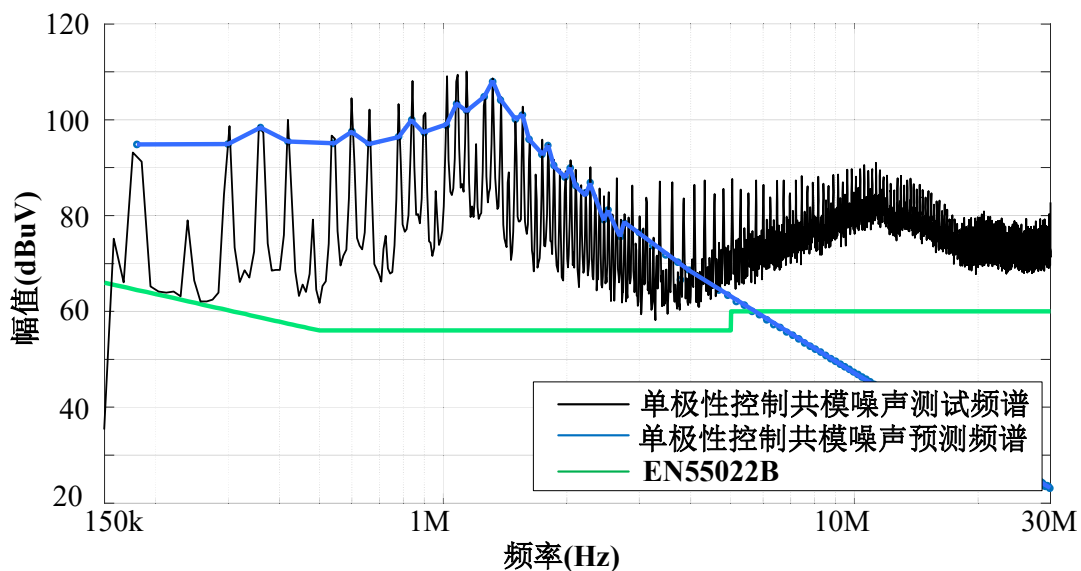


图 2-16 基于载波移相单极性控制策略的共模噪声测试与预测频谱

由实验结果来看，共模噪声远远高于标准，因此需要较大的滤波器来抑制共模噪声，导致系统体积和成本增加。因此，需要寻找更好的方法来解决系统中共

模噪声的问题。

2.3.1. 改进的控制策略

为了减小共模噪声，可以通过两方面来解决。首先可以通过增加图 2-12 中的阻抗来实现，比如可以增加共模电感或者增大 Boost 电感来增加回路电感，但无论是哪种方式都会增加电路的体积，导致系统的功率密度急剧下降。或者可以减小后级 DC-DC 中的寄生电容，但这个电容与后级 DC-DC 变换器的变压器设计有关，往往难以减小。

其次，可以从共模噪声的源头来减小噪声，即通过特殊的调制方法，从源头上减少共模噪声。根据前文分析的两单元 CHB 共模等效电路， $v_{1a}(t)$ 和 $v_{2b}(t)$ 对应的不对称系数 k_{ij} 不为零，其对应的 A1 和 B2 桥臂的开关动作将不可避免地在 LISN 网络上产生共模噪声。但如果能够避免其高频动作，使得其开关的频率远远低于共模噪声的测试频谱范围，就能有效缓解系统的噪声问题。另一方面， $v_{1b}(t)$ 和 $v_{2a}(t)$ 由于电桥平衡，对应的不对称系数 k_{ij} 为 0，因此其对应的 B1 和 A2 桥臂的高频动作不会在 LISN 网络上产生共模噪声。

根据噪声源的特性，改进的控制策略中将 A1 和 B2 桥臂以电网频率进行低频开关动作，其产生的共模噪声频率远远低于标准测试（150kHz~30MHz）范围，因此不会导致共模噪声问题。而 B1 桥臂和 A2 桥臂不会在 LISN 网络上产生共模噪声，则可以对其进行高频调制，以实现 AC-DC 变换器的功率因数校正。改进的控制策略的调制波形如图 2-17 所示。

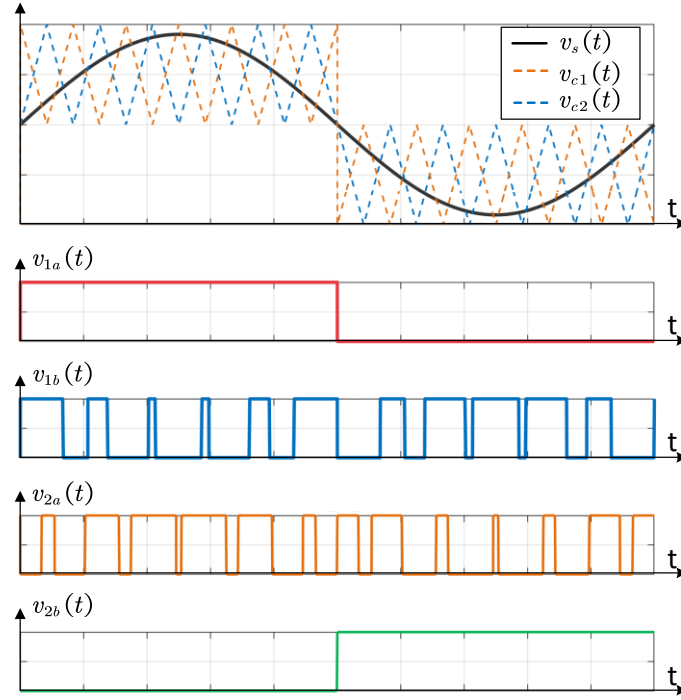


图 2-17 针对两单元 CHB 系统的共模噪声抑制策略

图 2-17 的第一行中，黑色曲线 $v_s(t)$ 为调制波，黄色的虚线 $v_{c1}(t)$ 和蓝色的虚线 $v_{c2}(t)$ 分别为 B1 桥臂和 A2 桥臂的载波。第二行到第五行则分别为 $v_{1a}(ts)$ 、 $v_{1b}(t)$ 、 $v_{2a}(t)$ 和 $v_{2b}(ts)$ 的波形。输入电压为正半周时，A1 桥臂下管和 B2 上管恒导通， $v_{1a}(t)$ 恒为 V_{dc} ， $v_{2b}(ts)$ 恒为 0；输入电压为负半周时，B1 桥臂上管和 A2 下管恒导通， $v_{1a}(t)$ 恒为 0， $v_{2b}(ts)$ 恒为 V_{dc} 。另一方面， $v_{1b}(t)$ 和 $v_{2a}(t)$ 则进行高频切换，且其载波错相 π 以实现两倍的等效开关频率。由于所有采用高频动作的桥臂不会在 LISN 上产生响应，因此采用该控制方法，理论上可以完全消除系统中产生的共模噪声。

2.3.2. 实验验证

为了验证上述分析，进行了实验验证。电路参数表 2-2 所示。在实验中，以 TMS320F28069 用作控制器，控制方案的控制图如图 2-18 所示。工频管通过输入电压的正负半周判断来进行正负半周控制。高频管通过对电感电流和输入电压进行采样，反馈到控制程序，计算出调制波形。然后将调制波形与两个载波波形分别进行比较，以驱动高频开关动作。另外，如图 2-18 所示，为了提高等效开关频率，在控制中将两个高频桥臂的载波波形被移相 180° 。

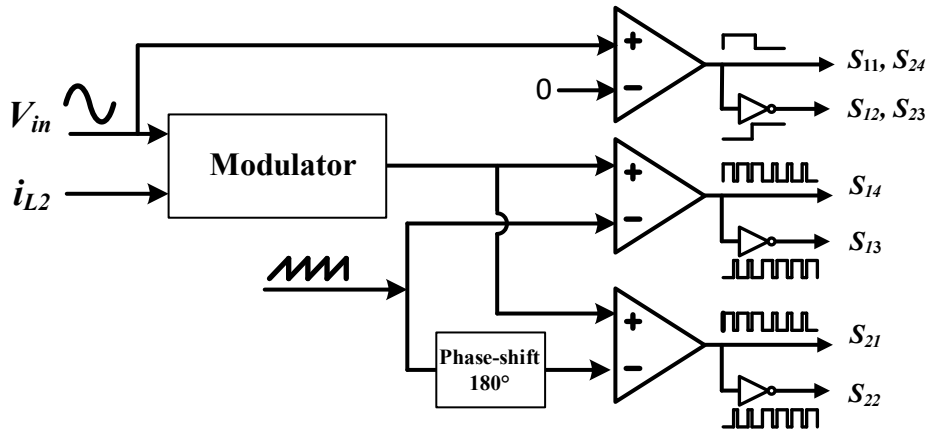


图 2-18 改进的控制策略框图

图 2-19 为关键实验波形。包含 S_{14} 的驱动信号，输入电压 v_{in} ，电感器电流 i_L 以及 A1 和 B2 之间的电压的波形 v_{A1B2} 。电感器电流跟随输入电压，几乎达到了单位功率因数，为 0.99。

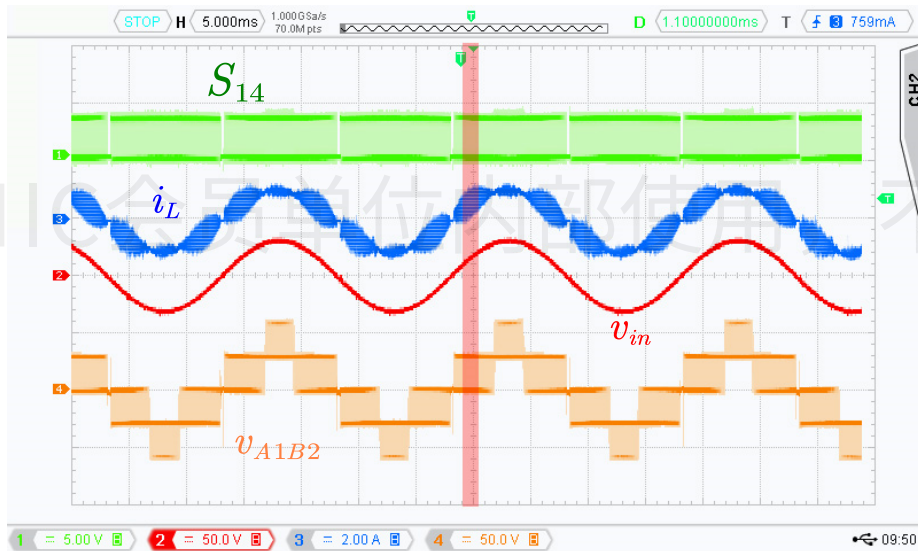


图 2-19 两单元 CHB 实验关键波形

图 2-19 中的红色区域展开图如图 2-20 所示。可以看到，由于只有两个高频切换的桥臂，因此桥臂电压 $v_{A1B2}(t)$ 以及电感电流的等效开关频率为两倍开关频率。

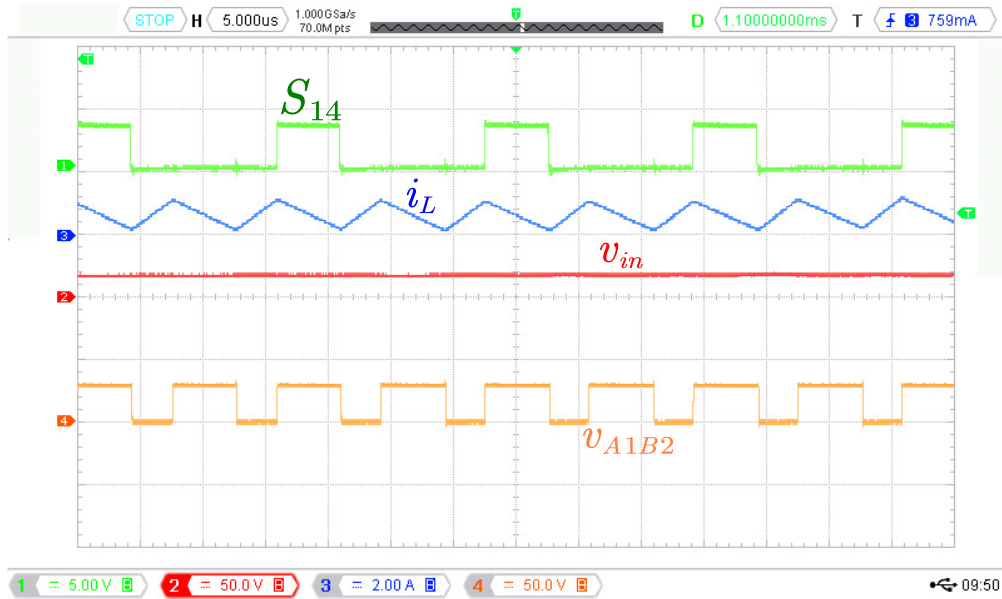


图 2-20 两单元 CHB 关键实验波形展开图

为了验证本章节提出的共模噪声抑制策略,对两种控制方法进行了实验测试,结果如图 2-21 所示。图中黑色频谱为单极性控制策略的共模噪声频谱,红色为改进的控制策略的共模噪声频谱。通过改进的控制策略,可以使得共模噪声在低频段($<1\text{MHz}$)下降 20dB 以上,这验证了控制策略对于共模噪声抑制的有效性。

通过实验结果可以观察到,在高频段($>1\text{MHz}$)噪声抑制性能变差,这是由于在高频段,其他寄生参数的存在(比如电感的并联等效电容(Equivalent Parallel Capacitance, EPC)、线路的寄生电感等),使得图 2-12 中的电桥结构不再平衡。

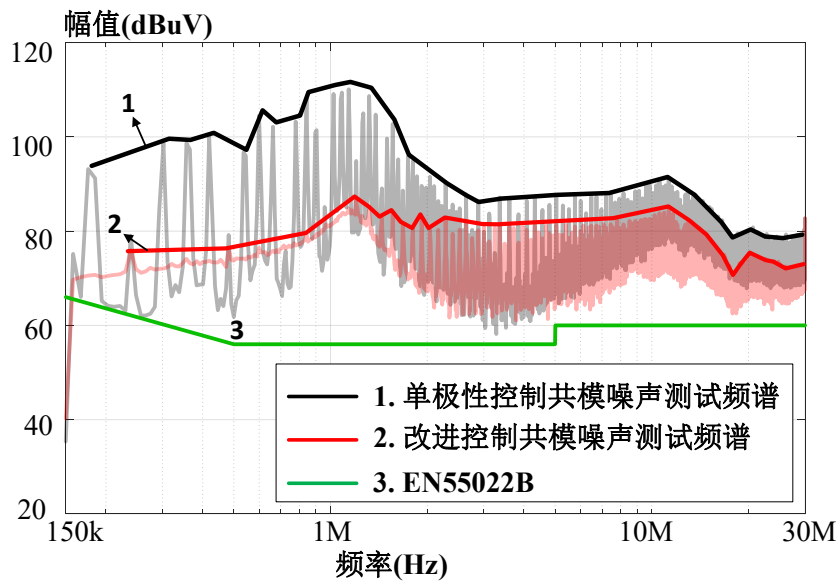


图 2-21 两单元 CHB 系统共模噪声测试结果

本方法与传统的载波移相单极性控制的对比表 2-3 所示。由于仅有一半的桥臂是高频切换,因此相对于传统的载波移相单极性控制策略,本章提出的改进方法使得开关损耗减小了一半。另外,由于等效开关频率降低,因此本方法的电感伏秒变大一倍。但是本方法大大减小了共模噪声,从而使得系统共模滤波器的体积大幅下降。因此本方法尤其适用于共模噪声比较严重的场合,当后级 DC/DC 的寄生电容较大时会导致共模滤波器占据了系统中绝大多数的体积。在使用改进的控制方案,尽管会增大差模电感,但是会大幅降低了共模滤波器体积,从而降低系统的整体体积。

表 2-3 改进的控制策略与传统的载波移相单极性控制对比

	载波移相单极性控制策略	改进的控制策略
开关损耗	1	0.5
电感伏秒	1	2
共模噪声	大	小

2.4. 本章小结

本章首先分析了基于 CHB 拓扑的多电平架构,分析了后级 DC-DC 的寄生电容的来源,并建立了初步的系统的共模等效电路。由于该等效电路复杂且耦合度高,难以分析。因此,本章利用叠加定理和互易定理对系统共模等效电路进行解耦与简化,最终将系统的共模等效电路简化为最基本的 RLC 串联电路。根据简化的共模等效电路,应用傅里叶分解并对多噪声源进行频域分析,对两单元 CHB 电路在采用单极性控制策略时的噪声频谱进行了预测与实验验证。为了解决两单元 CHB 系统中共模噪声较大的问题,本章提出了一种改进的控制策略。通过电路分析定位了产生噪声的桥臂,并以工频频率对其进行开关动作,大幅降低了系统共模噪声的来源。通过实验测试,改进的控制策略使得共模噪声相对于传统的载波移相单极性控制策略下降了 20dB 以上。

3. 六单元 CHB 共模噪声抑制策略与滤波器参数设计

第二章提出的控制策略能够在两单元 CHB 系统中很好地抑制共模噪声,但是该方法并不适用于多单元 CHB 系统。这是由于多单元系统的共模等效电路更为复杂,且大部分噪声源的共模等效电路为不对称电桥结构,不再满足惠斯通电桥平衡条件,因此其共模噪声抑制方法需要重新进行设计分析,本章节中将进行详细分析。

3.1. CHB 系统单元数选择

在基于 CHB 的 AC/DC 变换器中,系统体积受多方面因素的影响。一方面,系统的电感量随着单元数的增加而平方次降低,另一方面单元数的增加又会导致主电路部分体积变大。为了综合考虑两者的影响,达到最优的平衡,文献^[20]中进行了详细分析。如图 3-1 所示为不同单元数对应的电感体积和主电路体积。其中红色曲线为电感和主电路体积之和。可以看到,CHB 整体系统的体积在选择四到六单元的时候最优,且相差不大,考虑到目前市面上的非隔离 GaN 驱动器最高耐压只有 100V,因此选择了六单元的 CHB 系统架构。

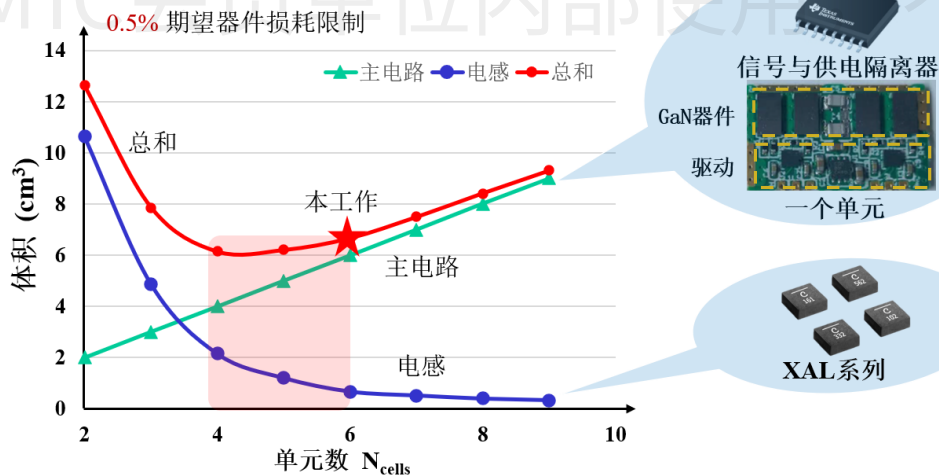


图 3-1 CHB 系统单元数优化

3.2. 六单元 CHB 系统共模等效电路分析

前面的章节已经提到,采用传统控制策略的 CHB 电路有潜在的共模噪声问题,而前一章的改进策略仅仅适用于两单元共模噪声抑制,多单元的 CHB 的共模噪声问题还有待解决。因此,本章将针对六单元 CHB 架构的 PFC 系统的共模噪声以及共模噪声抑制控制策略进行分析。

对于六单元的 CHB 系统, 其共模等效电路如图 3-2 左侧所示, 通过上一章的简化方法可以等效为图 3-2 右侧的 RLC 简化等效电路。其中包含 12 个噪声源, 且由(2-8)可以计算不对称系数 k_{ij} , 并在图 3-2 的中间部分给出。可以看到, 当 N_1 等于 N_2 时, $k_{ij}=0$, 即噪声源不在 LISN 网络上产生共模噪声, 如下图中 v_{3b} 和 v_{4a} 。当 $N_1=N_c$, $N_2=0$ 或 $N_2=N_c, N_1=0$ 时, $|k_{ij}|$ 为最大值 1/2, 即该噪声源在 LISN 网络上产生的共模噪声最大, 如下图中的 v_{1a} 和 v_{6b} 。可以看到, 不同的噪声源对应的响应大小不完全相同, 且表征其大小的不对称系数 k_{ij} 呈现出关于中心线轴对称分布的特征, 且越位于等效电路中心的噪声源产生的共模噪声越小, 越位于等效电路两侧的噪声源产生的共模噪声越大。

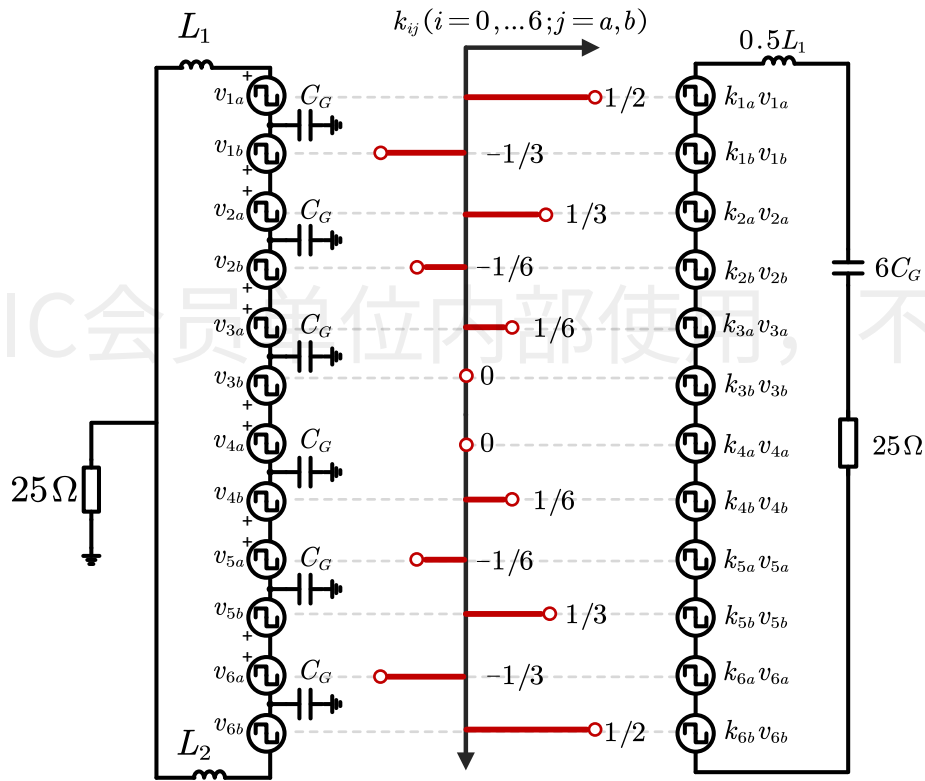


图 3-2 六单元 CHB 电路简化共模等效电路图

因此根据图 3-2 右侧的简化等效电路, 结合(2-9)、(2-12)与(2-13), 就可以用频谱分析方法计算噪声频谱。以传统的单极性控制方法为例, 计算其共模噪声并与实验结果做对比, 结果如图 3-3 所示。蓝线为计算频谱曲线, 黑线为通过 LISN 测量频谱。从噪声频谱包络来看, 可以看到其包络与计算结果基本相符, 证明了共模等效模型的有效性。而对于较高频率(>5MHz)的共模噪声频谱, 其原因与

由其他寄生参数有关,包括电路中存在的寄生电感以及其他节点的寄生电容等导致,在本论文中未予讨论。

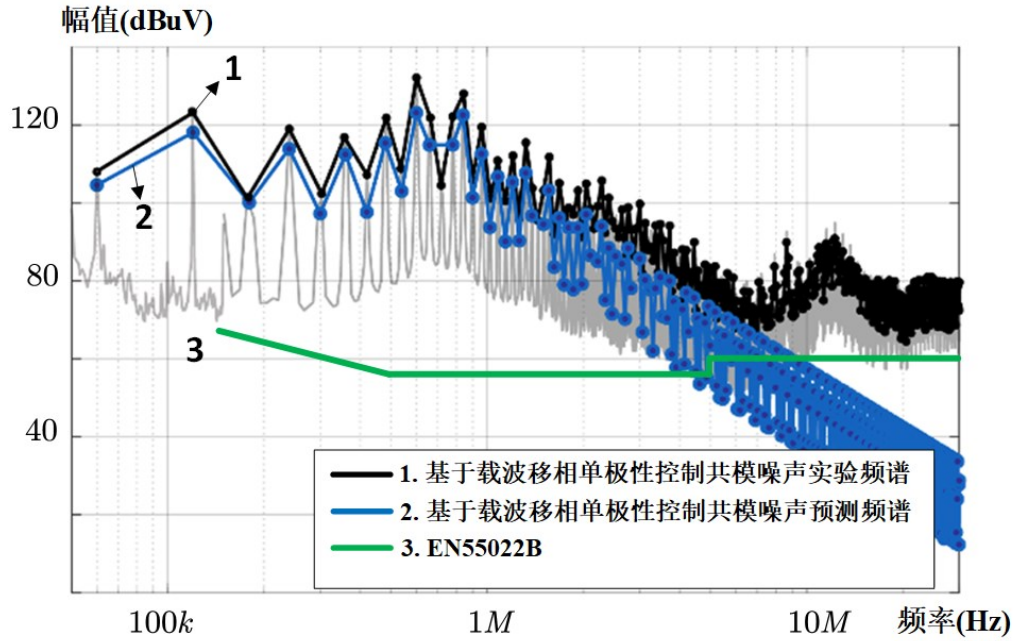


图 3-3 六单元 CHB 共模噪声测试与计算结果对比

可以看到,采用传统的载波移相的单极性控制策略,其共模噪声远远大于测试标准 EN55022B,因此需要较大的共模滤波器,导致系统功率密度大幅下降。

3.3. 镜像桥臂同步移相调制控制策略

由图 3-2 中的共模等效电路可知,为了减小系统的共模噪声,我们可以通过基于增加阻抗和改变噪声源的方式。但是前面的章节已经提到,增加电感的方式会降低系统功率密度,而减小电容的方式难以实现。因此针对六单元 CHB 的共模噪声问题,本文仍然从消除噪声源的思路来解决。

为此,我们需要首先分析在开关动作时刻产生的共模噪声。以 v_{1a} 为例,其等效电路如图 3-4 左侧所示,其在 LISN 网络上的电流噪声响应如图 3-4 右侧所示。噪声源的上升沿和下降沿在 LISN 网络上产生大小相等,方向相反的电流响应,且响应的幅值和极性与 k_{ij} 的大小和正负有关。一方面, $|k_{ij}|$ 越大,噪声源产生的响应电流幅值越大,反之则越小。另一方面,当 k_{ij} 为正时,噪声源的上升沿和下降沿分别在 LISN 上产生正向震荡和反向震荡;当 k_{ij} 为负时,噪声源的上升

沿和下降沿分别在 LISN 上产生负向震荡和正向震荡。图 3-4 所示的噪声源对应的 k_{1a} 为正，因此上升沿和下降沿分别对应正向和负向震荡。

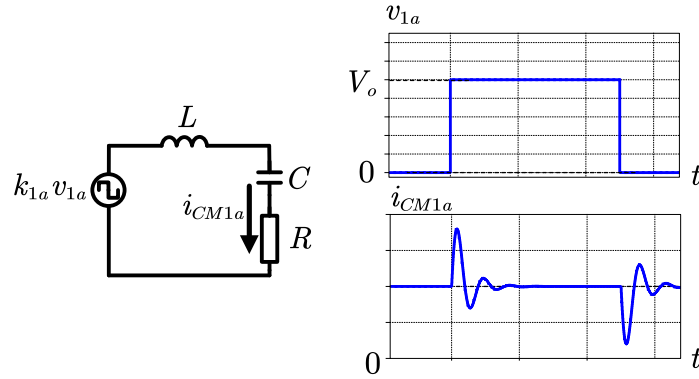


图 3-4 v_{1a} 共模等效电路及其噪声响应时域仿真结果

在传统的载波移相单极性控制策略中，每个单元都是以单极性控制策略进行调制，即左右桥臂调制载波错相 π ，单元和单元之间错相 π/N_c 。因此，每个桥臂的载波都各不相同，也就意味着在传统的载波移相单极性控制策略中，每个噪声源的上升下降沿发生在不同的时刻，从而导致 LISN 网络上产生若干共模噪声响应。为了进一步说明，图 3-5 绘制了噪声源 v_{1a} 、 v_{2b} 、 v_{5a} 、 v_{6b} 以及他们在 LISN 网络上的电流噪声响应波形。第一行是载波 v_c 以及调制波 v_s 的波形，第二行到第五行是四个噪声源的波形，最后一行是噪声源在 LISN 网络上的电流响应波形。不同的噪声源和他们的噪声响应以颜色和线型进行区分。橘黄色和蓝色的实线分别为 v_{1a} 和 v_{2b} 及其对应的电流响应波形，橘黄色和蓝色的虚线为 v_{5a} 和 v_{6b} 及其对应的电流响应波形。

通过观察图 3-5 可以发现，在 LISN 网络上的共模电流噪声响应有正有负，且大小相等的噪声总是成对出现。如果将 CHB 的桥臂的动作时刻加以调整到使得同样大小的正负噪声出现在同一时刻，就能使得桥臂的共模噪声在 LISN 上的响应互相抵消。为此，用以抵消的两个桥臂的动作产生的噪声响应需要在 LISN 网络上产生相同幅值的噪声响应。前文已经证明，每个噪声源在 LISN 上的响应大小与不对称系数有关，且大小为图 3-2 中的 k_{ij} 。由于 k_{ij} 大小呈现上下对称分布的特点，因此，电路中的任意一个噪声源桥臂，总能另一个噪声源桥臂能够与其产生大小相等的噪声响应。

另外，由于全桥单元中左右桥臂的开关逻辑相反，因此只要让具有相同不对称系数的左桥臂和右桥臂共用同一个调制载波，就能够其开关动作总是同一时刻相反动作，且产生大小相等、极性相反的共模噪声，从而达到抵消共模噪声的目的。

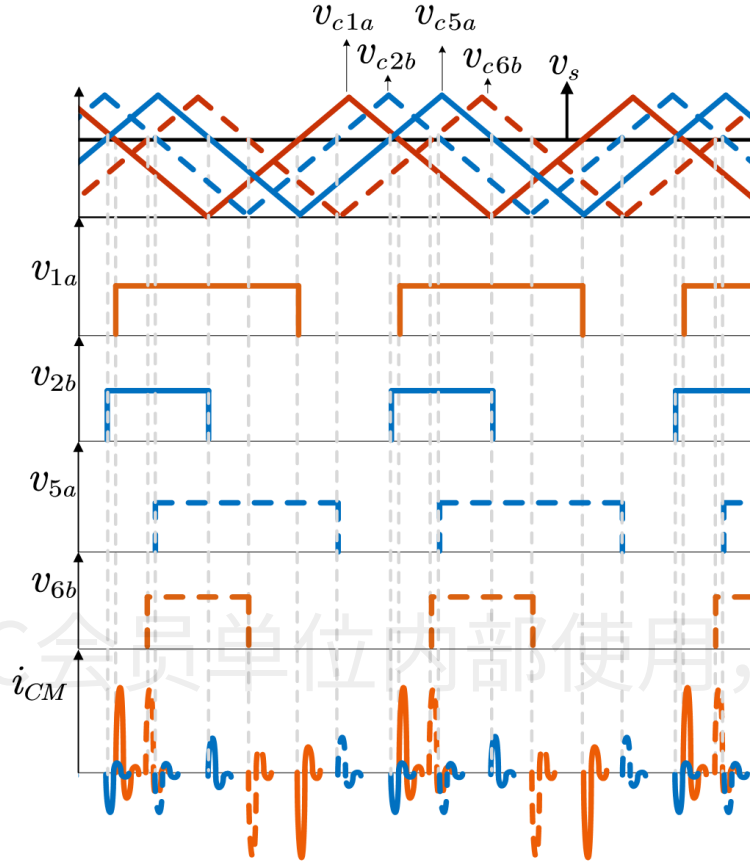


图 3-5 单极性控制策略噪声源波形及 LISN 上的噪声响应示意图

以六单元 CHB 系统中的 v_{1a} 和 v_{6b} 为例，由于其不对称系数 k_{1a} 和 k_{6b} 均为 0.5，因此，两个噪声源发生互补切换动作的时候，其在 LISN 上产生的噪声响应相互抵消。如图 3-6 所示，当 v_{1a} 和 v_{6b} 共用同一个载波 v_{c1a} 时，由于其开关逻辑相反， v_{1a} 和 v_{6b} 总是在同一时刻发生互补切换，因此在 LISN 上产生的噪声响应能够相互抵消。同理，由于 v_{2b} 和 v_{5a} 的不对称系数均为 $-1/3$ ，当 v_{2b} 和 v_{5a} 共用同一个载波 v_{c5a} 的时候，其产生的噪声响应也能互相抵消。

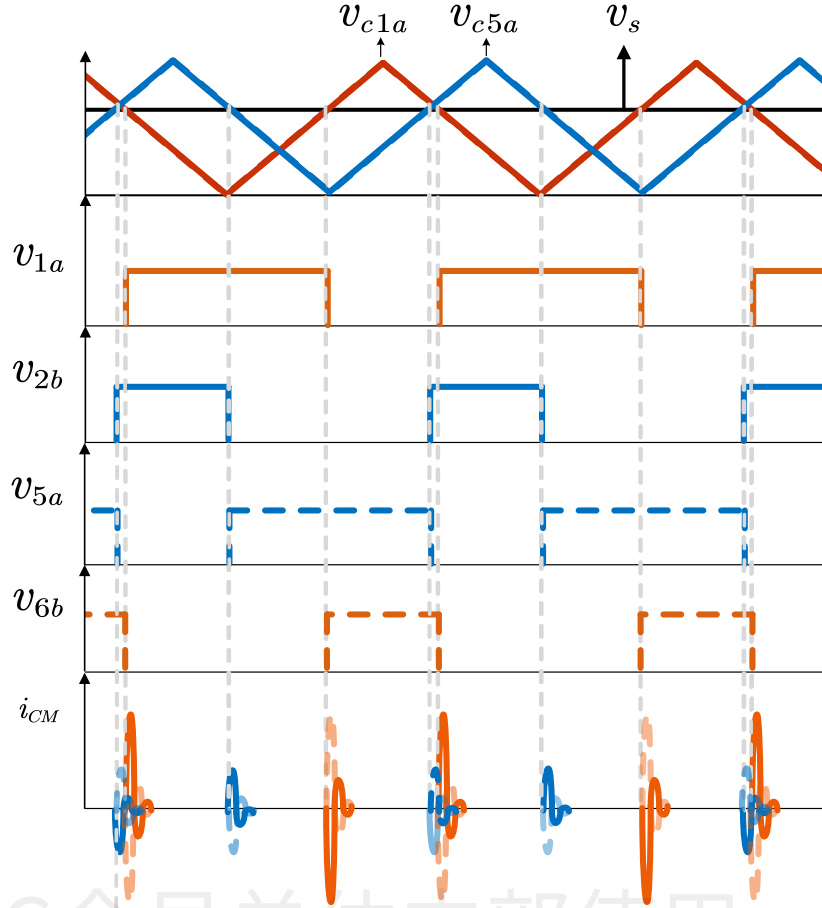


图 3-6 镜像桥臂同步移相调制噪声源波形及 LISN 上噪声响应示意图

为了不失一般性，这里从数学的角度进一步解释噪声抵消的原理。对于桥臂 v_{ix} 为例，我们发现 v_{jy} （其中 $j = N_c + 1 - i$ ，且 $x, y \in [a, b], x \neq y$ ）具有相同大小不对称系数（即 $k_{ix} = k_{jy}$ ），且由于二者是左右两个不同的桥臂，因此其驱动逻辑相反。当把 v_{ix} 和 v_{jy} 共用同一个载波进行调制时，则有

$$v_{jy}(t) = V_{DC} - v_{ix}(t) \quad (3-1)$$

故在简化的共模等效电路中

$$k_{ix} v_{ix}(t) + k_{jy} v_{jy}(t) = k_{ix} [v_{ix}(t) + V_{DC} - v_{ix}(t)] = k_{ix} V_{DC} \quad (3-2)$$

由(3-2)可知， $v_{ix}(t)$ 和 $v_{jy}(t)$ 在共模等效电路中的等效噪声源仅包含直流成分，故二者之和不会在 LISN 网络上产生共模噪声响应。由于 v_{ix} 和 v_{jy} 关于中心线呈现轴对称，因此我们将所有的开关桥臂分为两组，在中心线以上的噪声桥臂定义为基础桥臂(Original Bridge, OB)，其关于中心线对称的噪声桥臂定义为镜像桥臂

(Mirror Bridge, MB)。

当系统单元数 N_c 为偶数时，中心对称线位于单元 $N_c/2$ 和 $N_c/2 + 1$ 之间。因此，单元 1 到单元 $N_c/2$ 中的所有桥臂均为基础桥臂，单元 $N_c/2 + 1$ 到单元 N_c 之间的所有桥臂均为镜像桥臂。OB.x 与 MB.x 一一对应 (x 为 1 到 N_c)，并共用同一个载波。图 3-7(a) 为六单元 CHB 系统的基础桥臂与镜像桥臂的配置方案。

当系统单元数 N_c 为奇数时，中心对称线位于单元 $(N_c + 1)/2$ 的两个桥臂之间。因此单元 1 到单元 $(N_c - 1)/2$ 中的所有桥臂均为基础桥臂，而单元 $(N_c + 3)/2$ 到单元 N_c 中的所有桥臂均为镜像桥臂，单元 $(N_c + 1)/2$ 中既有基础桥臂也有镜像桥臂。图 3-7(b) 为五单元 CHB 系统的基础桥臂与镜像桥臂的配置方案。

除了镜像桥臂与其基础桥臂共用同一个载波之外，不同的基础桥臂之间采用载波移相控制，以实现更高的等效开关频率来减小电感上的伏秒。因此，由于所提出的控制策略的对称特性，这个方法被命名为镜像同步载波移相控制策略 (Mirror-Bridge Phase-Shift Modulation, MBPSM)。

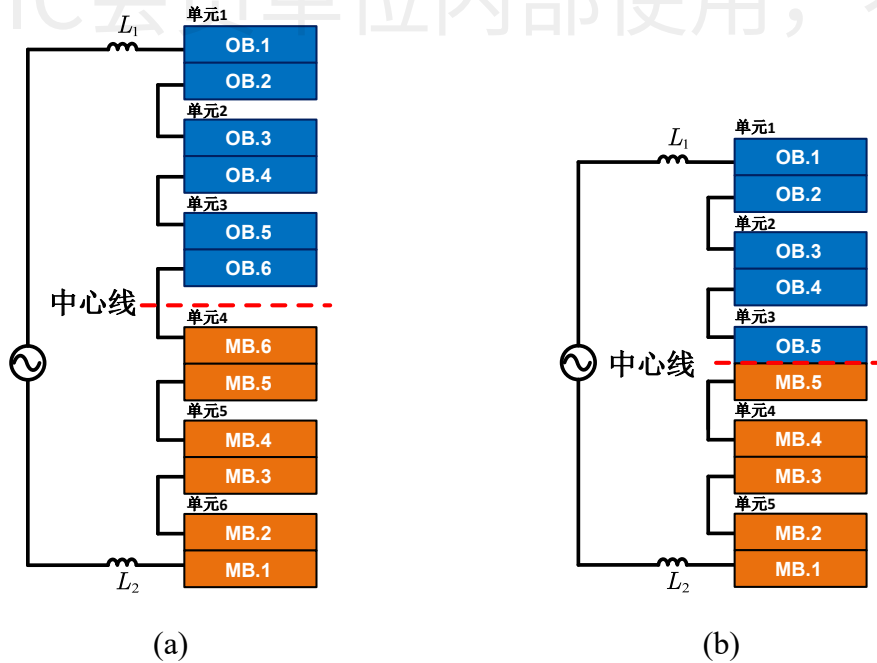


图 3-7 (a) 偶数单元 CHB 系统中基础桥臂和镜像桥臂的配置示意图 (以六单元为例); (b) 奇数单元 CHB 系统中基础桥臂和镜像桥臂的配置示意图 (以五单元为例)

3.4. 相位角配置分析

由于载波移相调制^[43]能够提高等效的开关频率，减小电感的伏秒从而减小电感的体积，因此本小节对讨论如何优化在 MBPSM 中的载波移相调制策略。在本文提出的 MBPSM 策略中， N_c 单元的 CHB 系统包含 N_c 个基础桥臂和 N_c 个镜像桥臂，基础桥臂和镜像桥臂共用同一个载波。因此，对于在 N_c 单元的 CHB 系统有 N_c 个独立的载波，所以每个载波的相位角可以为(3-3)的取值集合中的任意一个。

$$\left\{0, \frac{2\pi}{N_c}, \dots, i \cdot \frac{2\pi}{N_c}, \dots, \frac{(N_c - 1)2\pi}{N_c}\right\} \quad (3-3)$$

在六单元系统中，基础桥臂有 6 个，因此，相位角应该为 $i \cdot \pi/3 (i=0, 1, 2, \dots, 5)$ 。用向量图表示所有可选的相位，示意图如图 3-8 所示，每一个向量表示一个可配置的相位角，每一个基础桥臂应当从这 6 个相位中选择任意一个，且互不相同。

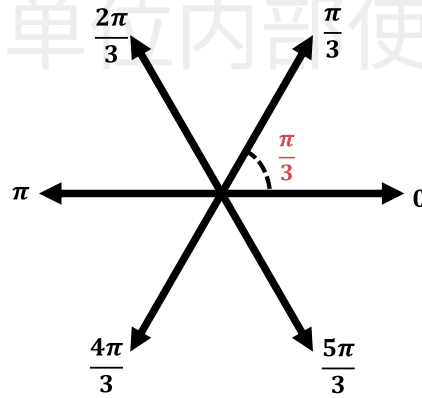


图 3-8 六单元 CHB 系统调制载波移相角向量图

在不同的控制策略的不同体现在单元内部左右两个桥臂的载波移相相位角差，定义

$$\delta_i = |\theta_{ia} - \theta_{ib}| \quad (3-4)$$

其中， δ_i 为第 i 个单元的左右桥臂的载波相位差， θ_{ia} 为第 i 个单元的左桥臂（a 桥臂）的载波相位角， θ_{ib} 为第 i 个单元的右桥臂（b 桥臂）的载波相位角。

因此，在基于 MBPSM 的六单元 CHB 系统中， δ_i 的取值可以为(3-5)中的任意一个。

$$\left\{ \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}, \frac{3\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3} \right\} \quad (3-5)$$

从定性的角度来说，当单元内部左右桥臂选择不同的相位差时，单元输出电流的高频分量不同，将导致不同的母线电容 ESR 损耗。为了从定量的角度来分析，并得出母线电容 ESR 损耗与相位角 δ 的关系，这里取一个全桥单元进行单独分析，如图 3-9 所示。为了简化问题，首先将全桥输入等效为一个电流源 i_L 。由于这里要研究输出电流的高频分量，且电感电流纹波相对较小，因此为了简化模型，在开关周期内将电感电流视为常数 i_L 。全桥输出电流为 i_O ，负载电流为 I_{Load} ，全桥输出电流的直流成分流入负载电阻 R_L ，交流成分绝大多数流入母线电容支路，导致母线电容上的 ESR 损耗。

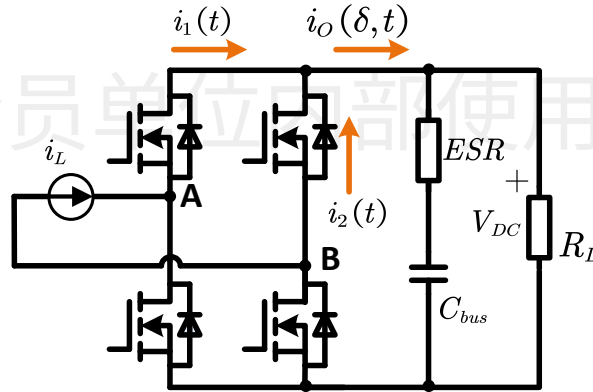


图 3-9 CHB 基本单元电路示意图

首先将 ESR 损耗表示为一个工频周期内的积分形式

$$P_{ESR} = \frac{1}{T} \int_T (i_O(t) - I_{Load})^2 \cdot ESR \cdot dt \quad (3-6)$$

其中 T 为电网周期。又由于 $i_O(t)$ 为周期函数，将其进行傅里叶级数展开表示为

$$i_O(t) = I_{Load} + i_{O,100Hz} \sin(\omega_{100Hz} t + \phi_0) + \sum_{k=1}^{+\infty} i_{O,k \cdot f_s} \sin(k 2\pi f_s t + \phi_k) \quad (3-7)$$

因此,流经母线电容的交流电流分量主要包含两部分,一部分为 100Hz 成分,一部分为开关频率及其谐波分量。由于不同频率成分的电流彼此正交,因此产生的 ESR 损耗表达式为

$$P_{ESR} = \frac{i_{O,100Hz}^2}{2} ESR_{100Hz} + \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{i_{O,kf_s}^2}{2} ESR_{kf_s} \quad (3-8)$$

$i_{O,f}$ 表示输出电流在频率为 f 时的幅值, ESR_f 为母线电容在频率为 f 时的串联等效电阻。如图 3-10 所示为母线电容随频率的关系,可以看到, ESR 大小在高频段 (10kHz~500kHz) 之间基本变化不大。

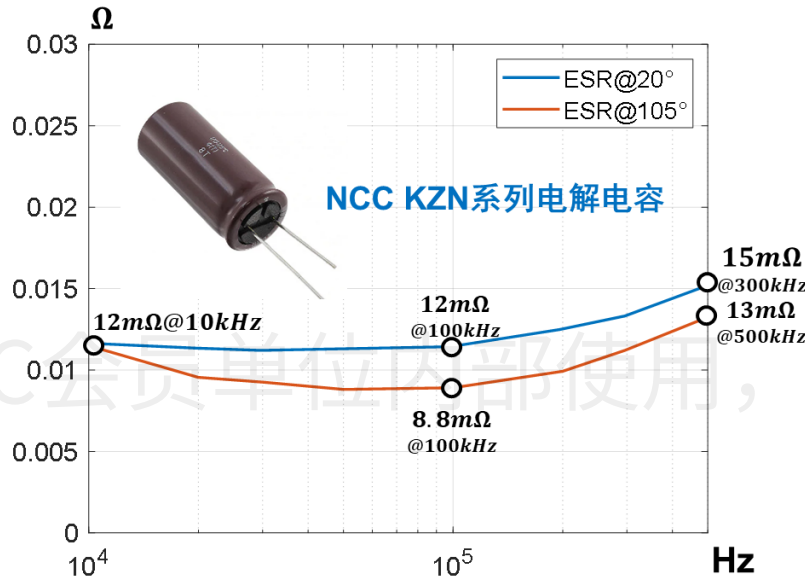


图 3-10 母线电容 ESR 随频率变化曲线

为了简化问题分析,我们假定 ESR 为一个常量,即

$$ESR(f)|_{f=10kHz \sim 500kHz} \simeq ESR_0 \quad (3-9)$$

因此可以将(3-8)化简为

$$P_{ESR} \simeq \frac{i_{O,100Hz}^2}{2} ESR_{100Hz} + ESR_0 \sum_{k=1}^{+\infty} \frac{i_{O,kf_s}^2}{2} \quad (3-10)$$

其中 100Hz 的成分是由于母线电容需要吸收交流输入的 100Hz 的功率脉动以平衡直流输出功率而产生的,其大小与输入功率以及母线电容的大小有关,与开关控制策略无关。而开关频率及其谐波分量的大小则与控制策略有关,通过合理

地设计控制策略，能够使得高频 ESR 损耗最小。直接分析 $i_o(t)$ 的频谱难以分析其与相位差 δ 的关系，但根据 KCL，输出电流可以分解为

$$i_o(t, \delta) = i_1(t) + i_2(t) \quad (3-11)$$

其中， $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 分别是流经 S_1 和 S_2 支路的电流。当 S_1 导通时， $i_1(t) = i_L$ ， $v_{AO}(t) = V_{DC}$ ；反之， $i_1(t) = 0$ ， $v_{AO}(t) = 0$ ；当 S_2 导通时， $i_2(t) = -i_L$ ， $v_{BO}(t) = V_{DC}$ ，反之， $i_2(t) = 0$ ， $v_{BO}(t) = 0$ 。由于前面章节计算了节点 A 到节点 O 之间的电压 $v_{AO}(t)$ 的频谱以及节点 B 到节点 O 之间的电压 $v_{BO}(t)$ 的频谱，因此为了方便计算频谱，可以将 $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 表示为(3-12)和(3-13)。

$$i_1(t) = \frac{v_{AO}(t)}{V_{DC}} i_L \quad (3-12)$$

$$i_2(t) = \frac{v_{BO}(t)}{V_{DC}} (-i_L) \quad (3-13)$$

又因为右桥臂开关逻辑与左桥臂开关逻辑相反，且右桥臂与左桥臂错相 δ ，因此

$$v_{BO}(t) = V_{DC} - v_{AO}\left(t - \frac{\delta}{2\pi f_s}\right) \quad (3-14)$$

其中 f_s 为开关频率，将(3-14)代入(3-13)可得

$$i_2(t) = \frac{V_{DC} - v_{AO}\left(t - \frac{\delta}{2\pi f_s}\right)}{V_{DC}} (-i_L) = \frac{v_{AO}\left(t - \frac{\delta}{2\pi f_s}\right)}{V_{DC}} i_L - i_L \quad (3-15)$$

因此对(3-15)中的高频成分做傅里叶分解，并利用傅里叶分解的时移性质得到

$$\mathcal{F}\left[\frac{v_{AO}\left(t - \frac{\delta}{2\pi f_s}\right)}{V_{DC}} i_L\right] = \mathcal{F}\left[\frac{v_{AO}(t)}{V_{DC}} \cdot i_L\right] e^{-j\frac{\delta \cdot f}{f_s}} = \mathcal{F}[i_1(t)] e^{-j\frac{\delta \cdot f}{f_s}} \quad (3-16)$$

因此 $i_2(t)$ 的高频频谱幅值与 $i_1(t)$ 相同，只不过相位上相差 $\delta f/f_s$ 。因此 $i_o(t)$ 的高频频谱可以通过 $i_1(t)$ 和 $i_2(t)$ 的频谱叠加来计算，为此这里首先通过仿真得到

$i_1(t)$ 频谱波形, 结果如图 3-11。

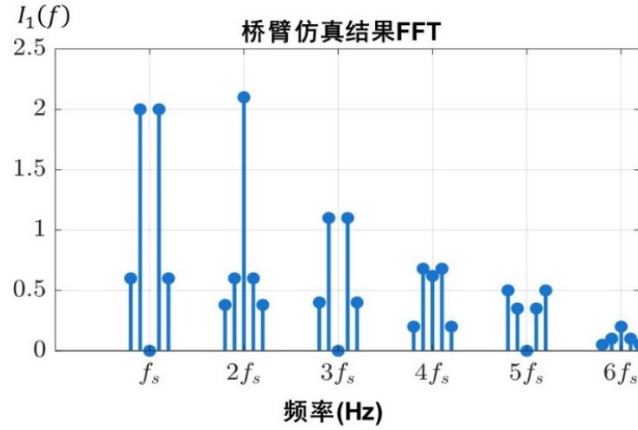


图 3-11 根据仿真结果计算 $i_1(t)$ 频谱

因此输出电流的高频成分的频谱幅值可以表示为(3-17)。

$$\begin{aligned} |\mathcal{F}[i_o(t)]| &= |\mathcal{F}[i_1(t) + i_2(t)]| = |\mathcal{F}[i_1(t)] + \mathcal{F}[i_2(t)]| \\ &= \left| \mathcal{F}[i_1(t)] + \mathcal{F}[i_1(t)]e^{-j\delta\frac{f}{f_s}} \right| \end{aligned} \quad (3-17)$$

因此就可以算出输出电流的频谱幅值为

$$\begin{aligned} |I_o(f)| &= \sqrt{I_1(f)^2 + I_1(f)^2 + 2I_1(f)I_1(f)\cos\left(\delta\frac{f}{f_s}\right)} \\ &= \sqrt{2I_1(f)^2 \left[1 + \cos\left(\delta\frac{f}{f_s}\right)\right]} \end{aligned} \quad (3-18)$$

不同的频率段对应的叠加结果不同。图 3-12 中蓝色虚线为开关频率 $f = f_s$ 的频谱随 δ 的变化曲线, 此时

$$|I_o(f)| = \sqrt{2I_1(f)^2 [1 + \cos(\delta)]} \quad (3-19)$$

因此, 当 $\delta = (2k+1)\pi (k \in N)$ 时, 合成的 $I_o^2(f)|_{f=f_s}$ 为 0, 即完全抵消, 当 $\delta = 2k\pi (k \in N)$ 时, 合成的频谱 $I_o(f)|_{f=f_s}$ 幅值为最大。红色虚线为两次开关频率 $f = 2f_s$ 率频谱随 δ 的变换曲线, 可以看到, 当 $\delta = (2k+1)\pi/2 (k \in N)$ 时, 两次开关频率的频谱完全抵消。其他频率的频谱也按照类似的规律变化, 由(3-10)可知, ESR 损耗与不同频段上的幅值平方和有关, 因此计算出平方和, 并如图 3-12

中黄色实线所示。

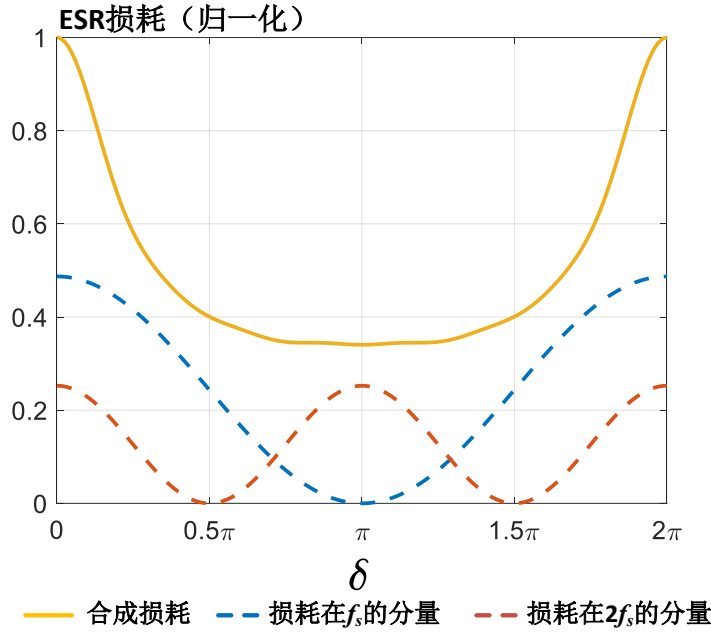


图 3-12 归一化的母线电容 ESR 损耗与 δ 的关系

由图 3-12 可知,当单元内左右桥臂的相位角 δ 接近 π 的时候,母线电容上 ESR 损耗最小。因此在配置单元的载波移相角的时候应该考虑使得左右桥臂的移相角相位差接近 π 。对于 N_c 单元的系统,需要对 N_c 个基础桥臂设计载波角度,因此 δ 可选择的值为

$$\delta = \frac{2\pi}{N_c} \cdot i \quad (i=1, 2, \dots, N_c-1) \quad (3-20)$$

因此如果 N_c 为偶数,为了让 δ 尽可能接近 π ,则取 $i = N_c/2$ 。此时, $\delta = \pi$ 。如果 N_c 为奇数,则取 $i = (N_c-1)/2$ 或者 $i = (N_c+1)/2$,此时 $\delta = (N_c \pm 1)/N_c * \pi$ 。最佳的 δ 选择准则如图 3-13 所示。其中当系统单元数为偶数时,按照蓝色曲线(圆点标记)选择,即选择 $\delta = \pi$;当单元数为奇数时,按照红色曲线(三角形标记)选择,即选择 $\delta = (N_c \pm 1)/N_c * \pi$ 。

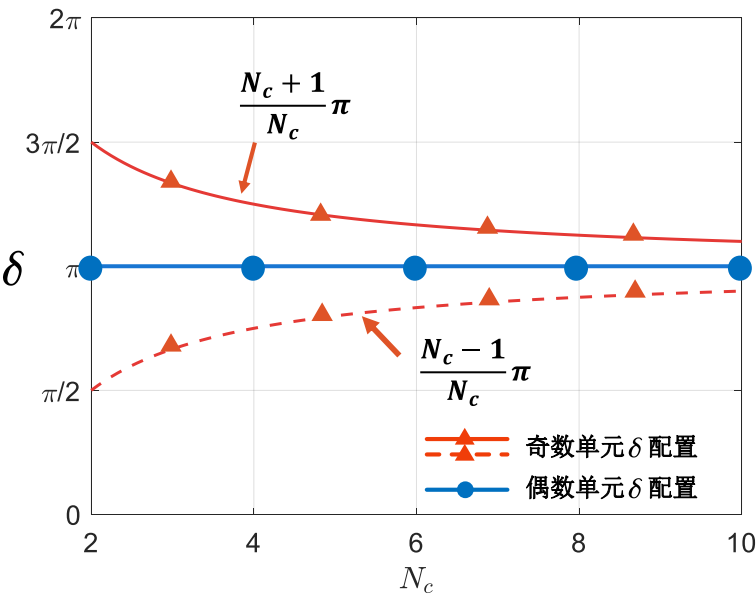


图 3-13 最优化 δ 设计依据

因此，对于本文使用的六单元 CHB 系统中，选择 $\delta = \pi$ 。完整的相位角配置如表 3-1 所示。

表 3-1 六单元 CHB 系统载波角度配置

θ_{1a}, θ_{6b}	θ_{1b}, θ_{6a}	θ_{2a}, θ_{5b}	θ_{2b}, θ_{5a}	θ_{3a}, θ_{4b}	θ_{3b}, θ_{4a}
0	π	$\pi/3$	$4\pi/3$	$2\pi/3$	$5\pi/3$

3.5. 实验验证

3.5.1. 共模噪声测试

为了验证以上分析，搭建了一台 2kW 的六单元 CHB 的单相 PFC 电路，其系统电路图如图 3-14 所示。交流侧的两个 Boost 电感使用两颗 Coilcraft 的 XAL1010，感值为 $10\mu H$ 。为了模拟后级 DC/DC 的寄生电容，使用了 6 颗 470pF 的电容。电路开关频率为 $60kHz$ ，额定输入 220V，每个单元额定输出为 60V。样机中的关键元件在表 3-2 中列出，实验参数在表 3-3 中给出。

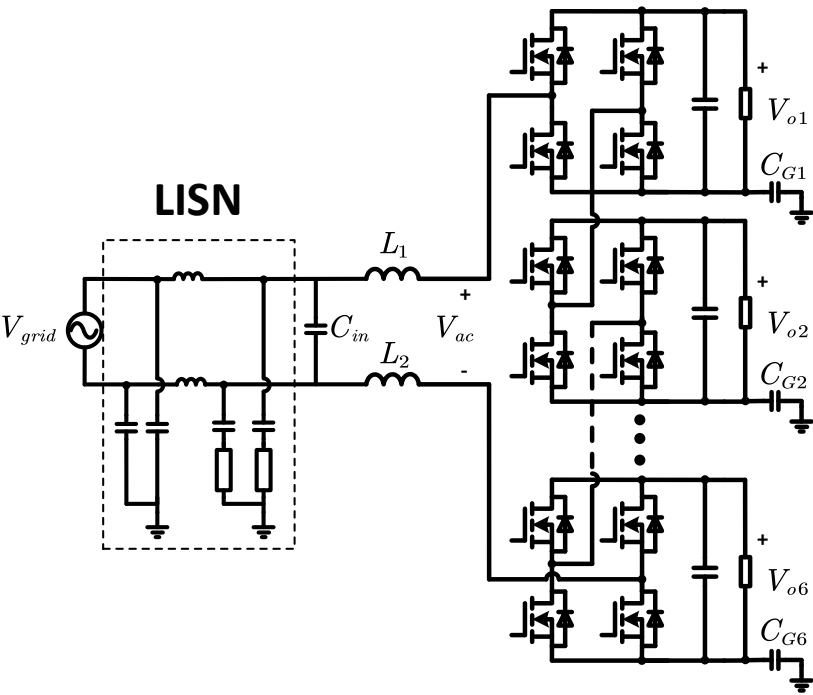


图 3-14 实验电路图

表 3-2 关键元件型号

元件	型号
开关器件	24*EPC2032
Boost 电感	2*XAL1010-10μH
带供电隔离器	6*ISOW7840
驱动器	12*LMG1205
电流采样芯片	ACS723
DSP	TMS320F28069
FPGA	AL3S10NG88

表 3-3 实验参数

参数	数值
主电感	20uH
输入差模电容	1uF
单元母线电容	6*1.8mF
直流母线侧对地电容	6*470pF
开关频率	60kHz

直流母线电压	60V*6
额定功率	2kW @ 220V AC

满载条件下,采用本文提出的调制策略,电路的关键波形如图 3-15 所示。红色为输入电压波形,绿色为桥臂输出电压 v_{ac} ,蓝色为输入电流波形 i_g ,橘黄色为电感电流波形 i_L 。由于每次开关动作的时候都有两个桥臂动作,因此开关动作电平变化为 $2V_o$,因此桥臂输出电压 v_{ac} 共有七个电平,包括 $\pm 6V_o$ 、 $\pm 4V_o$ 、 $\pm 2V_o$ 以及 0 电平。

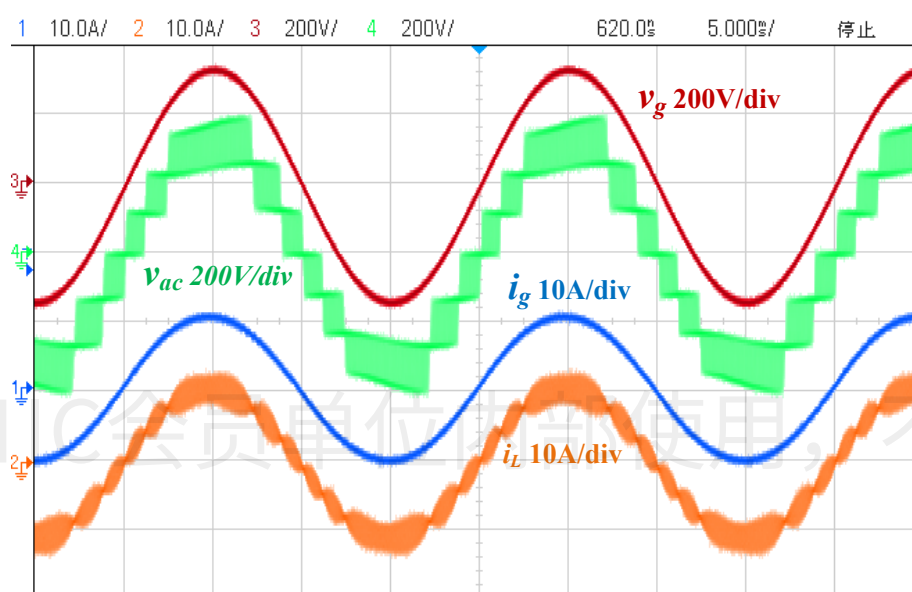


图 3-15 基于 MBPSM 的六单元 CHB 系统满载关键波形

通过 LISN 测量对比了基于传统载波移相的单极性控制策略和本文中提出的控制策略的共模噪声,结果如图 3-16 所示。其中,黑色曲线为采用载波移相的单极性控制策略的噪声频谱,红色曲线为采用基于镜像桥臂同步移相调制控制策略的噪声频谱。可以看到,所提出的调制将共模噪声幅度平均降低了约 40dB,这大大减小了整个系统的 EMI 滤波器的尺寸。

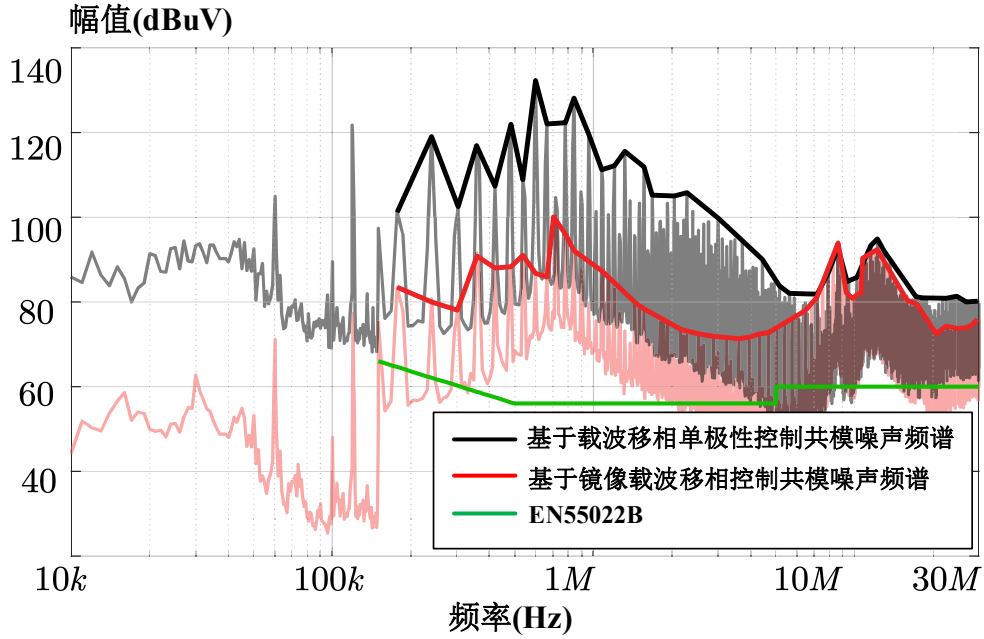


图 3-16 传统载波移相的单极性控制策略与提出的镜像对称单极性控制策略的共模噪声对比

3.5.2. 共模滤波器设计

由于电路参数的不理想,改进的控制策略下并没有完全抵消共模噪声,仍然高于标准(后面章节会进行分析),因此需要设计共模滤波器。这里根据^[44]的设计流程进行共模滤波器的设计。常见的共模滤波器有一级和两级共模滤波器,其电路图如图 3-17 所示,其能够提供的插入损耗分别为 40dB/dec 和 80dB/dec。

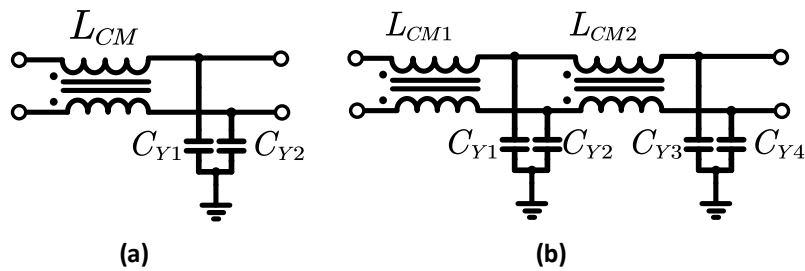


图 3-17 滤波器原理图。(a)一级滤波器, (b)两级滤波器

根据图 3-16 的共模噪声测试结果,选择不同的滤波器,就可以计算出滤波器的截止频率,结果如图 3-18 所示。对于单极调制,一级 LC 滤波器和二级 LC 滤波器的转折频率分别为 7.5kHz 和 47.5kHz。而对于本文提出的 MBPSM 策略,由于共模噪声的大幅降低,一级 LC 滤波器的转折频率提高到 65.2kHz,而二级 LC 滤波器的转折频率提高到 107.4kHz。由于改进的控制方法大大提高了共模滤

波器的转折频率，从而减少了所需的共模滤波器体积。

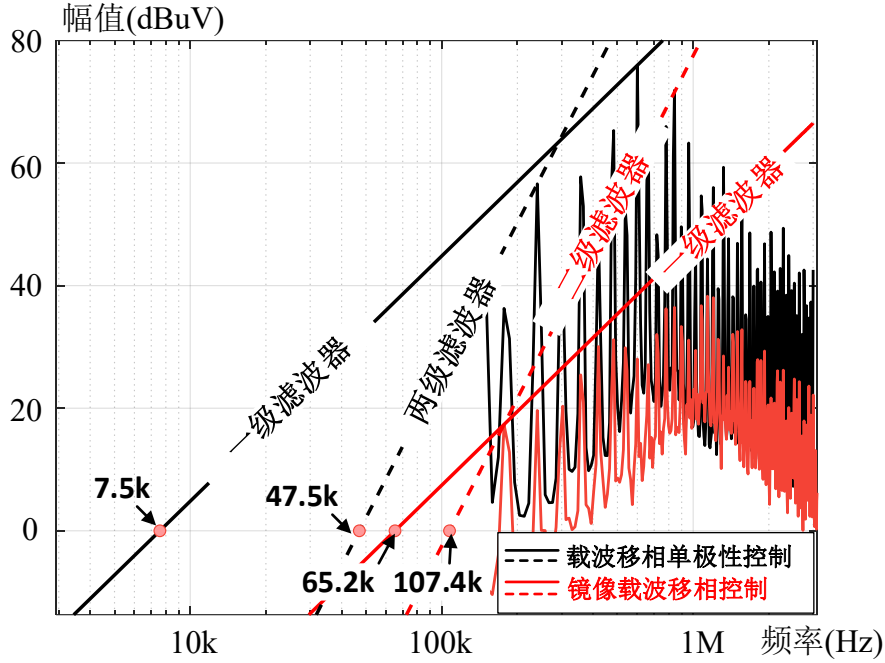


图 3-18 传统载波移相的单极性控制策略与提出的镜像对称单极性控制策略的共模噪声插入损耗对比

这里我们对改进后的控制策略的测试结果设计共模滤波器。根据^[44]可以知道共模滤波器中转折频率 f_c 与共模滤波电感 L_{CM} 、共模滤波电容 C_{Ytot} 的关系为

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{CM} \frac{C_{Ytot}}{n}}} = f_c \quad (3-21)$$

其中，对于一级滤波器， $C_{Ytot} = C_{Y1} + C_{Y2}, n=1$ ，对于两级滤波器， $C_{Ytot} = C_{Y1} + C_{Y2} + C_{Y3} + C_{Y4}, n=2$ 。根据(3-21)可以绘制出 L_{CM} 和 C_{Ytot} 之间的关系。根据 IEC61851-21 的标准，漏电流不能超过 3.5mA，因此最大的 Y 电容总和应该满足

$$C_Y \leq \frac{1}{2n} * \frac{I_{GND, max, rms}}{1.1 \cdot U_{in, rms} \cdot \omega} = 44nF \quad (3-22)$$

因此在图 3-19 中画出最大 Y 电容的限制，即可以得到最小的共模电感大小。在采用单极性控制策略时，如果使用一级滤波器，共模电感至少需要 10mH，而即便使用两级滤波器，共模电感也需要两颗 0.55mH 的电感。而当采用 MBPSM

策略时，仅需一级滤波器，且共模电感感值需求降低至 150 μ H。

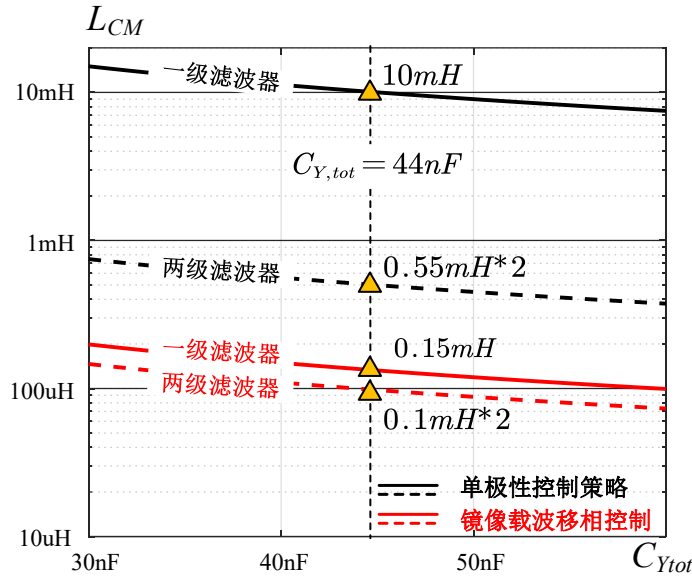


图 3-19 传统载波移相的单极性控制策略与提出的镜像对称单极性控制策略所需共模滤波器设计曲线对比

3.5.3. 带共模滤波器测试结果

按照前文中设计完共模滤波器之后，重新测试系统的共模噪声，其频谱如图 3-20 所示。测试结果表明，低频段的共模噪声基本都成功被滤除，在低频段基本都在测试标准以下。在高频段噪声还是在测试标准以上，在后续工作中需要增加高频滤波器并优化系统的共模噪声回路。

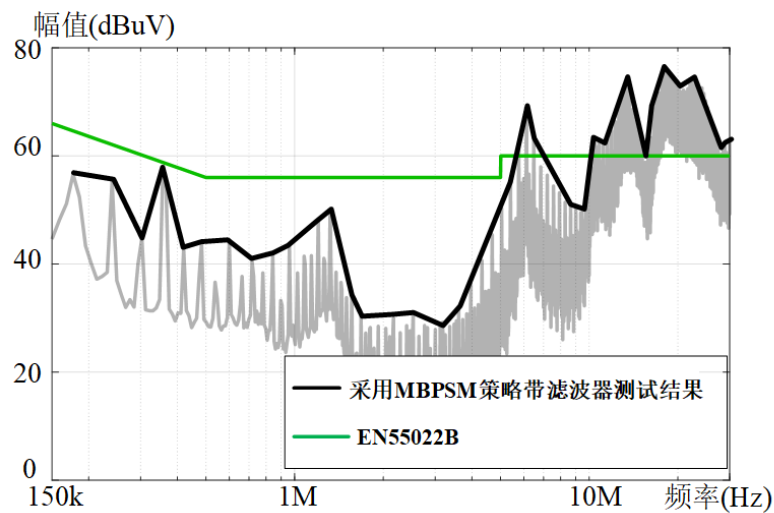


图 3-20 采用 MBPSM 控制策略且带共模滤波器测试结果

3.5.4. 整体样机

六单元的 CHB 系统样机图片如图 3-21 所示，包含输入共模滤波器、Boost 电感、CHB 主电路以及直流母线电容部分，其尺寸为 148mm*45mm*28.7mm。功率密度为 175W/in³。

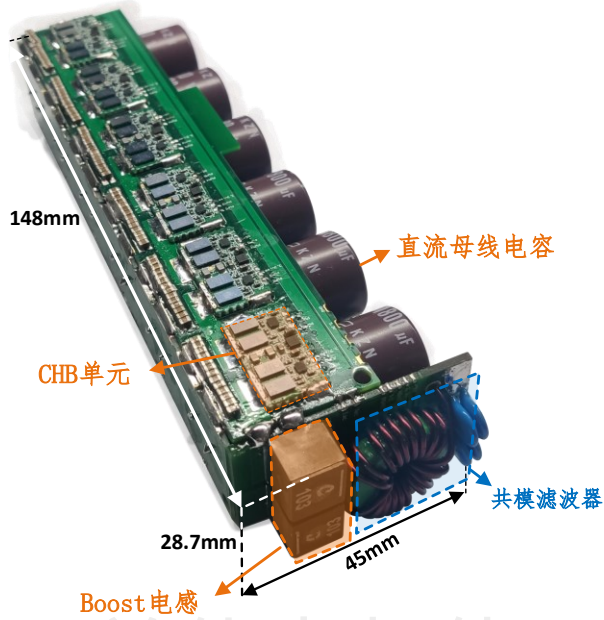


图 3-21 六单元 CHB 系统整体样机图

3.6. 阻抗不匹配影响分析

采用本文提出的镜像同步载波移相控制策略时，理想情况下能够完全抵消共模噪声，但是前文分析的共模噪声抵消需要基于两个假设，这里将两个假设重新列出，如(3-23)所示。

$$\begin{cases} L_1 = L_2 \\ C_{G1} = C_{G2} = \dots = C_{GN} \end{cases} \quad (3-23)$$

然而，在实际情况中，参数不匹配难以避免，从而会削弱共模噪声抵消的效果。在本章节中，将详细讨论参数偏差对共模噪声抑制效果的影响。为了简化问题分析，本文将单独讨论电感参数偏差和电容参数偏差造成的影响。

3.6.1. 电感阻抗不匹配分析

本小节首先讨论 Boost 电感的偏差对噪声抑制的影响，考虑电感 L_1 的值存在

偏差，即

$$L_1 = (1 + \alpha)L_2 \quad (3-24)$$

其中 α 为两个电感的偏差系数，且此时(3-23)中 C_G 相等的前提仍然成立。因此，根据(2-6)，重新计算 k_{ij} 的值，并列在表 3-4。第一行为 OB（Original Bridge，基础桥臂）的不对称系数，第二行为 MB（Mirror Bridge，镜像桥臂）的不对称系数。

表 3-4 考虑电感误差时不对称系数 k_{ij} 的大小

k_{ij}	第一对	第二对	第三对	第四对	第五对	第六对
基础桥臂	$\frac{1}{2+\alpha}$	$\frac{\alpha-4}{6(2+\alpha)}$	$\frac{4-\alpha}{6(2+\alpha)}$	$\frac{2\alpha-2}{6(2+\alpha)}$	$\frac{2-2\alpha}{6(2+\alpha)}$	$\frac{3\alpha}{6(2+\alpha)}$
镜像桥臂	$\frac{1+\alpha}{2+\alpha}$	$\frac{(-5\alpha-4)}{6(2+\alpha)}$	$\frac{4+5\alpha}{6(2+\alpha)}$	$\frac{-4\alpha-2}{6(2+\alpha)}$	$\frac{2+4\alpha}{6(2+\alpha)}$	$\frac{-3\alpha}{6(2+\alpha)}$

观察可以发现，OB 和其对应的 MB 的不对称系数的值不再相等，因此其产生的共模噪声也不能够完全抵消。以第一对 OB 和 MB 为例，其简化的共模等效电路如图 3-22 所示。

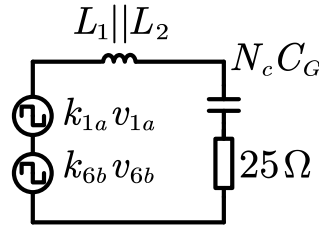


图 3-22 考虑电感误差时，第一对噪声源简化的共模等效电路

由于阻抗不匹配，导致 $k_{1a} \neq k_{6b}$ ，因此噪声源不能从源头上抵消。参考表 3-4 并结合(3-1)的表达式，可以计算出未抵消部分的噪声源为(3-25)

$$\begin{aligned} k_{1a}v_{1a}(t) + k_{6b}v_{6b}(t) &= \frac{1}{2+\alpha}v_{1a}(t) + \frac{1+\alpha}{2+\alpha}(V_{DC} - v_{1a}(t)) \\ &= \frac{1+\alpha}{2+\alpha}V_{DC} - \frac{\alpha}{2+\alpha}v_{1a}(t) \end{aligned} \quad (3-25)$$

当 $\alpha = 0$ 时，(3-25)中的交流成分为 0，即不在 LISN 上产生高频响应。而当

$\alpha \neq 0$ 时, 噪声源不能完全抵消, 且 α 越大, 其在 LISN 上产生的噪声响应越大。其他配对的基础桥臂和镜像桥臂也可以做相同的处理, 因此所有的不完全抵消的噪声源之和为(3-26)

$$\sum_{\substack{i=1,\dots,6 \\ j=a,b}} k_{ij} v_{ij}(t) = \frac{2+7\alpha}{4+2\alpha} V_{DC} + \frac{-\alpha}{2+\alpha} \sum_{i=1,\dots,6} v_{ia}(t) \quad (3-26)$$

由(3-26)可知, 不完全抵消的噪声源的交流成分可以表示为 $v_{res}(t)$, 其表达式为(3-27)。

$$v_{res}(t) = \frac{-\alpha}{2+\alpha} \sum_{i=1,\dots,6} v_{ia}(t) \quad (3-27)$$

根据图 3-7, $v_{ia}(t)$ ($i=1, 2, \dots, 6$) 采用的载波角度各不相同。由于载波移相的存在, (3-27)的等效基频为 $6f_s$ (载波倍频效果)。且(3-27)中 α 越大, 未抵消的噪声源幅值将越大。考虑电感存在误差分别为 $\alpha=20\%$ 、 $\alpha=10\%$ 、 $\alpha=5\%$ 、 $\alpha=2\%$ 时的噪声频谱计算结果如图 3-23 所示, 由于倍频效果, 计算的噪声频率为 $6kf_s$ ($k \in N^+$)。黑色为实验测试结果。因此, 为了尽可能抵消共模噪声, 在本文提出的控制策略下, 应该尽可能控制交流侧两个 Boost 电感偏差, 尽量控制在 5% 以内。

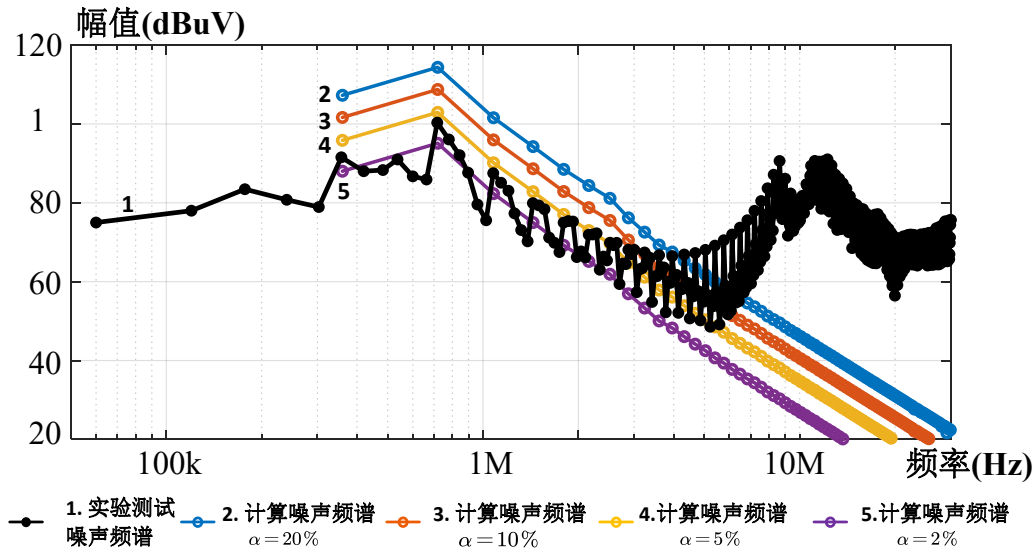


图 3-23 考虑 Boost 电感存在不同误差时的噪声频谱分析

更一般地，对于采用本文提出的 MBPSM 控制的 N_c 单元的 CHB 系统，在考虑电感误差的影响时，噪声的基频为 $N_c f_s$ ，且其幅值随偏差 α 增大而增大。

3.6.2. 电容不匹配分析

寄生电容 C_G 的偏差同样会导致共模噪声无法完全抵消。寄生电容 C_G 由空间电容 C_e 、后级 DC-DC 变换器中变压器的层间电容 C_{ps} 以及外加的 Y 电容 C_Y 组成，且其中每一部分在单元之间都存在误差，因此不同单元的 C_G 的误差也不可避免。本小节主要分析电容不匹配对噪声抵消的影响。为了简化问题分析，假定电感相同，即 $L_1 = L_2$ ，并假定仅有一个电容存在偏差。

首先讨论 C_{G1} 的偏差的影响，如(3-28)所示。

$$\begin{cases} C_{G1} = (1 + \beta) C_G \\ C_{G2} = C_{G3} = \dots = C_{G6} = C_G \end{cases} \quad (3-28)$$

因此，可以根据式(2-6)重新计算不对称系数 k_{ij} 的值如表 3-5 所示

表 3-5 当 $C_{G1} = (1 + \beta) C_G$ 时， k_{ij} 的值

k_{ij}	第一对	第二对	第三对	第四对	第五对	第六对
基础桥臂	$\frac{1}{2}$	$\frac{-4 + \beta}{2(6 + \beta)}$	$\frac{4 - \beta}{2(6 + \beta)}$	$\frac{-2 + \beta}{2(6 + \beta)}$	$\frac{2 - \beta}{2(6 + \beta)}$	$\frac{\beta}{2(6 + \beta)}$
镜像桥臂	$\frac{1}{2}$	$\frac{-4 - \beta}{2(6 + \beta)}$	$\frac{4 + \beta}{2(6 + \beta)}$	$\frac{-2 - \beta}{2(6 + \beta)}$	$\frac{2 + \beta}{2(6 + \beta)}$	$\frac{-\beta}{2(6 + \beta)}$

因此，第一对 OB 的不对称系数仍然等于其 MB 的不对称系数，因此这两个噪声源产生的噪声仍然能够相互抵消，而除此之外的噪声对则不能够相互抵消。如图 3-24(a)所示，红色电容为有误差的寄生电容 C_{G1} ，位于第一对噪声对，即 v_{1a} 和 v_{6b} 所处的位置中间，因此中间的电容可以直接视为并联的一个电容，等效电路仍然是一个关于中心线对称的结构，因此其误差将不会对第一对噪声源的抵消效果产生影响。

而对于其他的噪声对，比如第三对，即 v_{2b} 和 v_{5a} ，其等效电路如图 3-24(b)所示。由于有偏差的电容位于第三对噪声源的外侧，导致等效电路不再是轴对称结构，故 C_{G1} 的参数偏差对抵消效果产生影响。

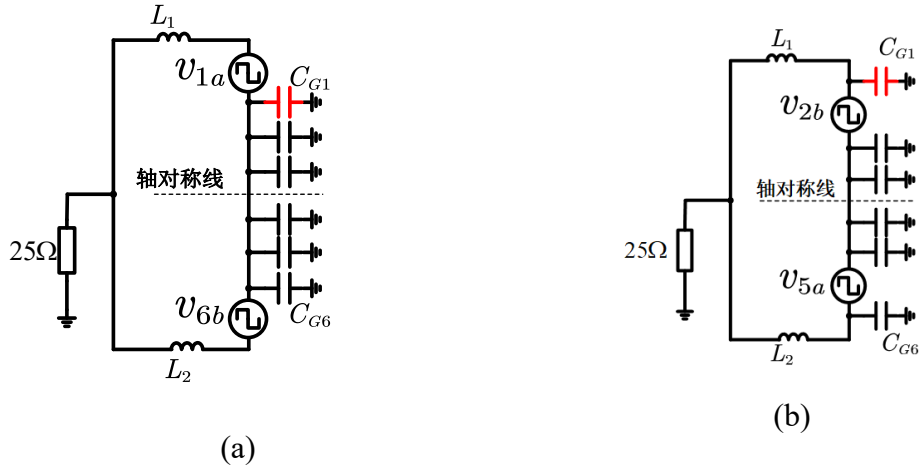


图 3-24 考虑电容 C_{G1} 误差时的共模等效电路。(a)第一对噪声源的等效电路，(b)第三对噪声源的等效电路

通过以上的例子，可以总结规律为，当噪声对位于有误差电容外侧时，误差电容不对噪声对抵消效果产生影响。反之，当噪声对位于有误差电容内侧时，噪声对将不能完全抵消噪声，且误差越大，抵消效果越差。参考表 3-5 并结合(3-1)可以推导出不完全抵消的噪声源之和为(3-29)。

$$\sum_{i=1,\dots,6} k_{ij} v_{ij}(t) = -\frac{\beta}{6+\beta} \sum_{j=2,\dots,6} v_{ia}(t) + \frac{2-2\beta}{6+\beta} V_{DC} \quad (3-29)$$

由(3-29)可知，不完全抵消的噪声源为单元 2 到单元 6 的 a 桥臂的噪声源之和。根据图 3-7 的镜像桥臂与基础桥臂的配对关系可知，单元 2 到单元 6 的 a 桥臂采用的相位角各不相同，具有错相关系，因此其叠加的结果在 $6kf_s (k \in N^+)$ 将较大。如图 3-25 所示，第一行的结果为 C_{G1} 的误差在 $\beta = 10\%$ 、 $\beta = 20\%$ 以及 $\beta = 40\%$ 时噪声计算频谱。可以看到，误差越大时，噪声的频谱幅值越大，且 6 的倍数次开关频率的噪声偏大。

同样地，在分析其他位置的电容存在偏差时对噪声抵消效果的影响时，可以按照类似的分析方法进行分析。比如在 C_{G2} 电容存在偏差时，在图 3-2 中位于 C_{G2} 和 C_{G4} （与 C_{G2} 关于中心对称的电容为 C_{G4} ）外侧的位置的噪声源，即第一对到第三对噪声源，其不对称系数 k_{ij} 仍两两配对相等，因此其噪声响应仍然能够抵消；而内侧的噪声源，即第四对到第六对噪声源，其不对称系数 k_{ij} 不再相等，故其噪声响应不能完全抵消。逐渐往对称轴靠近时，不能完全抵消的噪声源变少，噪声

响应也更小。图 3-25 中第二个图为 C_{G2} 存在误差时的计算噪声频谱，第三个图为 C_{G3} 存在误差时的计算噪声频谱。

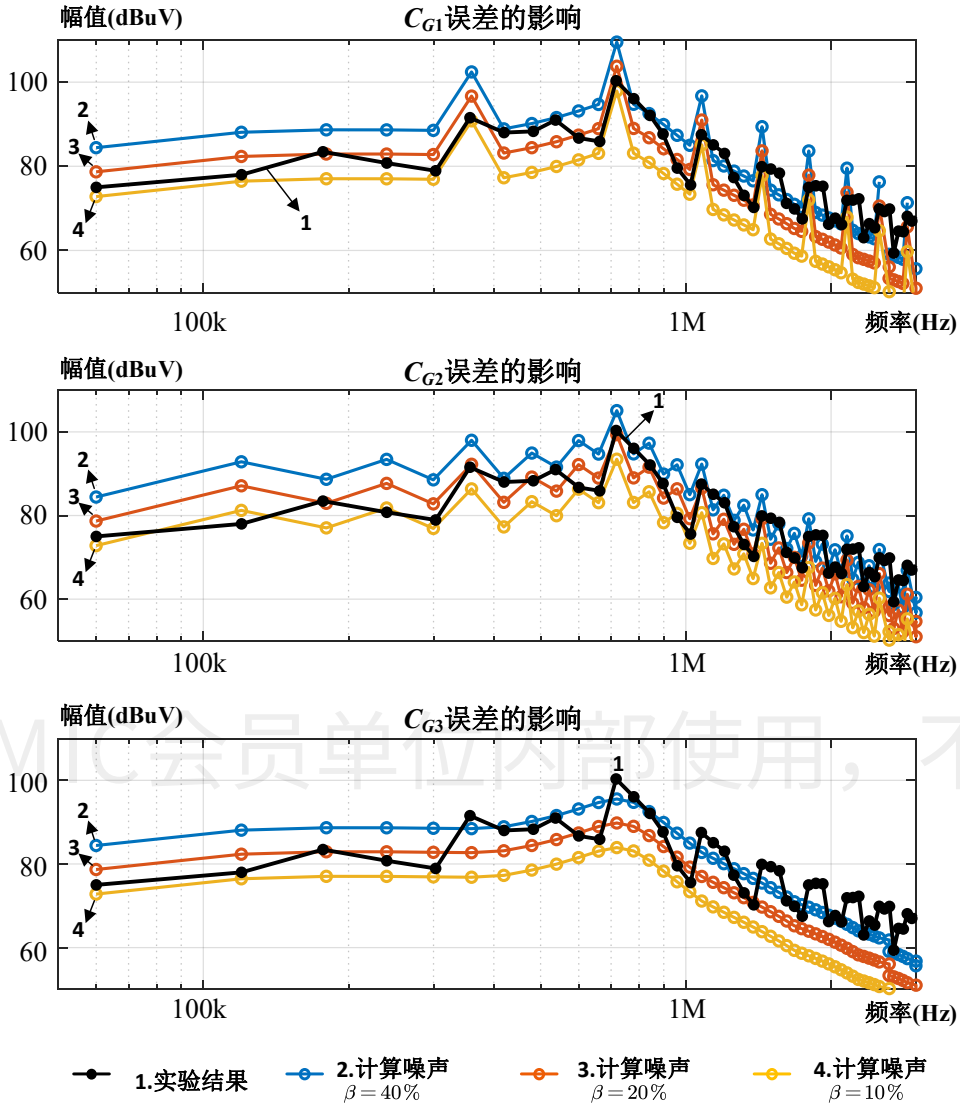


图 3-25 考虑不同位置的 C_G 存在误差时的噪声频谱分析

而由于电路的对称性，在 C_{G4} 、 C_{G5} 和 C_{G6} 存在误差时，其结果分别于 C_{G3} 、 C_{G2} 与 C_{G1} 存在误差时的结果相同。

更一般地，对于采用本文提出的 MBPSM 控制的 N_c 单元的 CHB 系统，电容的误差会导致噪声抵消效果变差，且不同位置的电容存在的误差的结果不同。越位于外侧的电容存在误差的时候，由于载波移相，其 $N_c f_s$ 的噪声幅值偏大。而位于内侧的电容存在误差时，噪声频谱趋于平缓。另外，噪声的幅值会随着偏差系

数 β 的增大而增大。

3.7. 本章小结

针对基于 CHB 拓扑的 AC/DC 变换器，本章首先综合考虑系统单元数对整体体积的影响，选择了六单元 CHB 系统。然后依据前一章节的分析方法对六单元 CHB 电路的共模等效电路进行建模。根据六单元系统中噪声源响应幅值大小的镜像分布特点，提出了一种镜像桥臂同步移相调制控制策略，通过将产生大小相等、方向相反的噪声源进行同步切换动作，使得噪声响应能够互相抵消而不传导到外部，从而大幅降低了共模噪声的产生。此外，本章还分析了系统的载波移相角度配置对母线电容 ESR 损耗的影响，并对系统载波移相角度进行优化。由于所提出的抵消控制策略依赖系统阻抗的平衡，但在实际中阻抗的误差不可避免，因此讨论了输入电感阻抗误差以及寄生电容阻抗误差对于抵消效果的影响。为了验证所提出控制策略的有效性，搭建了六单元 CHB 系统并对比了本方法与传统控制方法的共模噪声频谱。所提出的控制方法能够将共模噪声减小近 40dB。最后，按照噪声频谱测试结果计算设计了所需共模滤波器的参数并在低频段通过了共模测试标准。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

4. 总结与展望

4.1. 全文工作总结

在车载充电机中，有限的空间以及对充电功率的不断提高，对变换器的效率和功率密度的指标越来越高。传统的两电平变换器已经逐渐难以满足未来技术发展的需求。多电平电路通过利用低压元件提升了系统的效率，并减小电感的伏秒从而减小了电感的体积，因此成为了未来技术发展的必然趋势。其中 CHB 电路以其模块化、效率高的优点成为了一个很有前景的拓扑架构。然而基于 CHB 的多电平拓扑也对 EMI 设计提出了新的挑战。传统的载波移相单极性控制策略会导致 CHB 电路产生非常大的共模噪声，导致滤波器体积严重降低了系统的功率密度。为了解决这个问题，本文针对单相 CHB 的 PFC 电路进行了分析，通过对共模电路进行建模，提出了一种新的低共模噪声的镜像桥臂同步移相调制控制策略，本文的研究内容可以概括分为以下几点：

- 1) 针对现有多电平拓扑中共模噪声的抑制方法，本文从原理上对其进行整合分类，并将其归纳为三种主要的共模噪声抑制方法，并分析了其优缺点，为后续的研究工作开展打好了基础。
- 2) 针对 CHB 电路首次提出了一种共模等效电路建模方法，从理论上对电路进行等效简化，并基于该简化模型，提出了适用于多电平的共模噪声频谱预测方法。
- 3) 针对两单元 CHB 电路，本文提出了一种利用阻抗平衡的控制方法，使得共模噪声得到了有效的减小。针对多单元 CHB 电路，则利用其噪声响应大小的镜像分布的特点，首次提出了一种镜像同步载波移相控制策略大幅降低共模噪声，且通过实验验证了理论分析的有效性。
- 4) 针对镜像同步载波移相控制策略，本文对载波移相角度的配置进行了分析，优化了系统母线电容的 ESR 损耗。
- 5) 针对镜像同步载波移相控制策略，本文对阻抗不平衡问题进行了讨论。分别分析了电感阻抗不匹配和电容阻抗不匹配对控制策略共模噪声抑制效果的影响。

4.2. 研究工作展望

针对单相 CHB 的 PFC 变换器中严重的共模噪声问题，本文完成了一部分的研究工作，也提出了有效的共模噪声的抑制方法，未来的研究工作将从以下几个方面展开：

- 1) 为了分析系统高频段的噪声，还需要考虑其他的寄生参数，比如线路寄生电感，电感寄生电容等，才能建立完整的模型对系统噪声进行分析并寻找高频噪声抑制手段。
- 2) 在高频段，滤波器自身以及滤波器与主电路的近场耦合会造成滤波器高频段滤波效果变差，在之后的工作中也需要对这部分影响进行探究。
- 3) 目前对于电磁场的仿真、分析以及观测的理论体系还不够完善，但是未来想要从本质上分析解决问题，这是一个不可避免需要解决的问题。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

参考文献

- [1] 申伟, 陆敏恂, "中国新能源汽车产业的发展现状与展望," *汽车实用技术*, vol. 45, no. 22, pp. 239-242, 2020.
- [2] 文凯, "借鉴国际经验发展我国新能源汽车产业研究," 硕士, 东北财经大学, 2010.
- [3] IEA. "Global_EV_Outlook_2020." https://www.connaissancedesenergies.org/sites/default/files/pdf-actualites/Global_EV_Outlook_2020.pdf.
- [4] L. Xue, "GaN-Based High-Efficiency, High-Density, High-Frequency Battery Charger for Plug-in Hybrid Electric Vehicle," Dept. Elect. Eng., Virginia Tech, Blacksburg, Virginia, USA, 2015.
- [5] M. Yilmaz, P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, 2013, doi: 10.1109/tpel.2012.2212917
- [6] Z. Liu, B. Li, F. C. Lee, Q. Li, "High-Efficiency High-Density Critical Mode Rectifier/Inverter for WBG-Device-Based On-Board Charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 9114-9123, 2017, doi: 10.1109/tie.2017.2716873
- [7] B. Whitaker *et al.*, "A High-Density, High-Efficiency, Isolated On-Board Vehicle Battery Charger Utilizing Silicon Carbide Power Devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2606-2617, 2014, doi: 10.1109/tpel.2013.2279950
- [8] BRUSA. "NLG667 - On Board Fast Charger." https://www.brusa.biz/fileadmin/template/Support-Center/Datenblatt%20BRUSA_DB_EN_NLG667.pdf.
- [9] ARPA-E. "On-board Bi-directional Electric Vehicle Charging." <https://arpa-e.energy.gov/?q=slick-sheet-project/board-bi-directional-electric-vehicle-charging>.
- [10] B. Li, F. C. Lee, Q. Li, Z. Liu, "Bi-directional on-board charger architecture and control for achieving ultra-high efficiency with wide battery voltage range," in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 26-30 March 2017 2017, pp. 3688-3694, doi: 10.1109/APEC.2017.7931228.
- [11] EVTECH. "VC05-A 6.6kW 水冷车载充电机." <http://www.hzevt.com/class1/174.html>.
- [12] INVT. "英威腾车载充电电源手册." <http://www.invt.com.cn/uploadfiles/2018/12/%E8%8B%B1%E5%A8%81%E8%85%BE%E8%BD%A6%E8%BD%BD%E5%85%85%E7%94%B5%E7%94%B5%E6%BA%90%E6%89%8B%E5%86%8Cv5.pdf>.
- [13] J. C. Salmon, "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," in *Proceedings of 1995 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC'95*, 1995, vol. 1: IEEE, pp. 473-479.
- [14] K. Raggl, T. Nussbaumer, G. Doerig, J. Biela, J. W. Kolar, "Comprehensive design and optimization of a high-power-density single-phase boost PFC," *IEEE transactions on industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2574-2587, 2009.

- [15] J. Biela, D. Hassler, J. Miniböck, J. W. Kolar, "Optimal design of a 5kW/dm³ / 98.3% efficient TCM resonant transition single-phase PFC rectifier," in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, 21-24 June 2010 2010, pp. 1709-1716, doi: 10.1109/IPEC.2010.5542042.
- [16] Z. Y. Liu, X. C. Huang, M. K. Mu, Y. C. Yang, F. C. Lee, Q. Li, "Design and Evaluation of GaN-Based Dual-Phase Interleaved MHz Critical Mode PFC Converter," *2014 Ieee Energy Conversion Congress and Exposition (Ecce)*, 2014.
- [17] F. C. Lee, Q. Li, Z. Liu, Y. Yang, C. Fei, M. Mu, "Application of GaN devices for 1 kW server power supply with integrated magnetics," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 1, no. 1, pp. 3-12, 2016, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2016.00002
- [18] Q. Huang, "Review of GaN Totem-Pole Bridgeless PFC," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 2, no. 3, pp. 187-196, 2017, doi: 10.24295/cpsstpea.2017.00018
- [19] M. Kasper, D. Bortis, G. Deboy, J. W. Kolar, "Design of a Highly Efficient (97.7%) and Very Compact (2.2 kW/dm³) Isolated AC–DC Telecom Power Supply Module Based on the Multicell ISOP Converter Approach," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7750-7769, 2017, doi: 10.1109/tpel.2016.2633334
- [20] J. Wu, X. Wu, "FoM Based Optimal Frequency and Voltage Level Design for High efficiency High density Multilevel PFC with GaN Device," in *2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2020: IEEE, pp. 1911-1915.
- [21] Q. Huang, Q. Ma, P. Liu, A. Q. Huang, M. d. Rooij, "3kW Four-Level Flying Capacitor Totem-Pole Bridgeless PFC Rectifier with 200V GaN Devices," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 29 Sept.-3 Oct. 2019 2019, pp. 81-88, doi: 10.1109/ECCE.2019.8913025.
- [22] 吴嘉文, "基于氮化镓器件的高效率高功率密度 CHB 单相 PFC 研究," 硕士, 浙江大学, 2020.
- [23] R. Giri, V. Choudhary, R. Ayyanar, N. Mohan, "Common-duty-ratio control of input-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and load-current sharing," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 1101-1111, 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.876064
- [24] R. Lai, M. H. Todorovic, J. Sabate, "Analysis and suppression of a common mode resonance in the cascaded H-bridge multilevel inverter," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 12-16 Sept. 2010 2010, pp. 4564-4568, doi: 10.1109/ECCE.2010.5618412.
- [25] Y. C. Yang, D. C. Huang, F. C. Lee, Q. Li, "Analysis and Reduction of Common Mode EMI Noise for Resonant Converters," *2014 Twenty-Ninth Annual Ieee Applied Power Electronics Conference and Exposition (Apec)*, 2014.
- [26] D. Cochrane, D. Y. Chen, D. Boroyevic, "Passive cancellation of common-mode noise in

- power electronic circuits," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 756-763, 2003, doi: 10.1109/tpel.2003.810858
- [27] Y. Han, G. Li, H. Shi, X. Wu, "Analysis and Suppression of Common-Mode EMI Noise in 1 MHz 380V-12V DCX Converter with Low NFoM Devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1-1, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.3042632
- [28] J. E. Huber, J. W. Kolar, "Common-mode currents in multi-cell solid-state transformers," in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA)*, 2014: IEEE, pp. 766-773.
- [29] D. Dong, F. Luo, D. Boroyevich, P. Mattavelli, "Leakage Current Reduction in a Single-Phase Bidirectional AC-DC Full-Bridge Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 10, pp. 4281-4291, 2012, doi: 10.1109/tpel.2012.2190300
- [30] Y. Zhou, H. Li, "Analysis and Suppression of Leakage Current in Cascaded-Multilevel Inverter-Based PV Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5265-5277, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2289939
- [31] X. Q. Guo, X. Y. Jia, "Hardware-Based Cascaded Topology and Modulation Strategy With Leakage Current Reduction for Transformerless PV Systems," *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7823-7832, 2016, doi: 10.1109/Tie.2016.2607163
- [32] B. Ji, J. Wang, J. Zhao, "High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV H6 Inverter With Hybrid Modulation Method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, pp. 2104-2115, 2013, doi: 10.1109/tie.2012.2225391
- [33] W. Li, Y. Gu, H. Luo, W. Cui, X. He, C. Xia, "Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suppression," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4537-4551, 2015, doi: 10.1109/tie.2015.2399278
- [34] H. Xiao, S. Xie, Y. Chen, R. Huang, "An Optimized Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1887-1895, 2011, doi: 10.1109/tie.2010.2054056
- [35] M. C. Cavalcanti, K. C. de Oliveira, F. A. S. Neves, G. M. S. Azevedo, F. C. Camboim, "Modulation Techniques to Eliminate Leakage Currents in Transformerless Three-Phase Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1360-1368, 2010, doi: 10.1109/tie.2009.2029511
- [36] A. K. Gupta, A. M. Khambadkone, "A Space Vector Modulation Scheme to Reduce Common Mode Voltage for Cascaded Multilevel Inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 1672-1681, 2007, doi: 10.1109/tpel.2007.904195
- [37] W. Li, Y. Wang, J. Hu, H. Yang, C. Li, X. He, "Common-Mode Current Suppression of Transformerless Nested Five-Level Converter With Zero Common-Mode Vectors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4249-4258, 2019, doi:

- 10.1109/tpel.2018.2865761
- [38] G. Vazquez, P. R. Martinez-Rodriguez, J. M. Sosa, G. Escobar, J. Arau, "A Modulation Strategy for Single-Phase HB-CMI to Reduce Leakage Ground Current in Transformer-less PV Applications," (in English), *39th Annual Conference of the Ieee Industrial Electronics Society (Iecon 2013)*, pp. 210-215, 2013.
- [39] F. Wang, Z. Li, H. T. Do, D. Zhang, "A Modified Phase Disposition Pulse Width Modulation to Suppress the Leakage Current for the Transformerless Cascaded H-Bridge Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1281-1289, 2018, doi: 10.1109/tie.2017.2733488
- [40] V. V. S. P. Kumar, B. G. Fernandes, "Minimization of Inter-Module Leakage Current in Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters for Grid Connected Solar PV Applications," (in English), *Apec 2016 31st Annual Ieee Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 2673-2678, 2016.
- [41] D. G. Holmes, T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. John Wiley & Sons, 2003.
- [42] L. Yang, S. Wang, H. Zhao, Y. Zhi, "Prediction and Analysis of EMI Spectrum Based on the Operating Principle of EMC Spectrum Analyzers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 263-275, 2020, doi: 10.1109/tpel.2019.2914468
- [43] B. P. McGrath, D. G. Holmes, "Natural current balancing of multicell current source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1239-1246, 2008.
- [44] F.-Y. Shih, D. Y. Chen, Y.-P. Wu, Y.-T. J. I. t. o. p. e. Chen, "A procedure for designing EMI filters for AC line applications," vol. 11, no. 1, pp. 170-181, 1996.

攻读硕士学位期间取得的研究成果

第一作者

[1] **Qi,Yu**, and Xinke Wu. "Impedance-Balancing-based Modulation Strategy for Common-Mode Noise Elimination of CHB Converter." 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2020.对应毕业论文第二章

第二作者

[1] 吴嘉文, 齐雨, 吴新科. 航天用高效率半导体激光器驱动电源[J]. 上海航天(中英文),2020, 37(02): 81-87.

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传