

分类号: TM461

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21210152

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 高效率 LLC 谐振变换器研究

英文论文题目: Research on High Efficiency LLC
Resonant Converter

申请人姓名: 戈现勉

指导教师: 吴新科

合作导师: _____

专业名称: 电气工程 (专业学位)

研究方向: 高频高效 DC-DC 变换器

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2015.3

高效率 LLC 谐振变换器研究



论文作者签名: _____

指导教师签名: _____

论文评阅人 1: _____ 谢小高

评阅人 2: _____ 王正仕

评阅人 3: _____ 陈敏

评阅人 4: _____

评阅人 5: _____

答辩委员会主席: _____ 盛况

委员 1: _____ 张军明

委员 2: _____ 谢小高

委员 3: _____ 吴新科

委员 4: _____ 郭清

委员 5: _____

答辩日期: _____ 2015.3.7

浙江大学研究生学位论文独创性声明

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

学位论文作者签名：

签字日期：

年 月 日

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： 年 月 日

签字日期： 年 月 日

致谢

在浙大的求学生涯中，我不仅领略了杭城的湖光山色，更结识了一批优秀的人，从他们身上，我学到了很多很多。

感谢导师吴新科老师，他给予了我最多的帮助和指导，他教会了我很多做人的道理和做事的方法。当我对电力电子还一无所知时，是他为我打开了科研的大门，从电路调试到汇报总结，我的每一点进步，都饱含着吴老师的教导。吴老师不仅传授专业知识，更注重做研究的方法，把握细节、注重逻辑是他屡次强调的重点。他以宽广的视野，告诫我们要永争第一！感谢吴老师对我的教诲和宽容。

感谢董伯藩老师，董老师深厚的学术功底，一丝不苟的治学态度，积极的人生观，都潜移默化的影响着我。感谢周莉英大姐对我生活上无微不至的关心和帮助，周大姐热情、乐于助人，让我始终沐浴在实验室和谐的大家庭中。

感谢德育老师杜丽，慈祥的态度，温暖的关怀，音容笑貌，言犹在耳。感谢您给我成长的机会，我会珍惜且努力。

感谢实验室的师兄师姐，感谢你们对我学术上的指导和帮助。老大胡晨分析问题的能力给我很深的印象，有很强的逻辑性，让我受益匪浅。欣闻老大喜结连理，在此祝愿老大新婚快乐、幸福美满。朝辉师兄学习扎实，功力深厚，待人宽和，是值得学习的榜样。慧姐是实验室苍芒绿色中的一抹红，红得热情诚恳，她对我们的学习困惑总是很热情的予以解答。师兄张元军教会了我许多科研以外的东西，点点滴滴，述之不尽。

感谢黄华高师兄，师弟秦伟、徐晨汀、俞敬一、蓝桂星、刘少凯、吕海军，是你们的朝夕相伴，让我感受到集体的温暖。

感谢室友郭永、吕自波、张潮，以后我们各奔前程，何以再一同畅游西湖，嬉笑怒骂？

感谢硕士班同学们，感谢你们一直以来的陪伴和照顾。

感谢父母和哥哥，是你们的默默支持和鼓励，让我不断努力前进。父母日益年迈，你们要保重身体，开心的生活，看着你们的儿子努力工作。哥哥要多照顾父母，体谅父母，不要任性妄为，多为将来打算。

千言万语汇成一句话：感恩！感恩导师的教诲，感恩同学的友谊，感恩父母的养育，感恩浙里的一切际遇。

戈现勉

2015年3月于浙大求是园

摘要

LLC 谐振变换器可以实现原边开关管的零电压开关 (zero voltage switching-ZVS) 和副边整流管的软恢复, 适合高频工作, 并获得较高的变换效率, 因而在通信电源、LED 驱动电源等各种 DC-DC 变换场合受到广泛应用。

针对 380V/24V DC-DC 砖式通信电源模块的高效率和紧调整要求, 本课题研究了 LLC 拓扑应用在砖式 DC-DC 模块的效率和优化设计方法。

回顾了 LLC 研究成果: 直流增益计算、小信号特性、动态分析, 介绍了基波等效的 LLC 设计法。

分析了各谐振参数与 LLC 直流增益的关系, 更加直观的阐释了各谐振参数对 LLC 效率和工作频率范围的影响, 进而提出了基于谐振参数的 LLC 优化设计方法。在深入分析 LLC 模态的基础上, 推导了 LLC 实现全范围 ZVS 的条件, 给出了 LLC 优化设计的流程。结合砖式模块电源对高效高功率密度的要求, 比较了几种 LLC 整流结构, 优选了 PCB 绕组结合中心抽头同步整流结构, 分析了绕组损耗, 确定了变压器的绕组结构和过孔方案。

小信号分析是反馈设计的必要环节, 用扩展描述函数法对 LLC 小信号建模, 得到了 LLC 小信号状态方程, Mathcad 绘出频率特性曲线并仿真加以验证。基于仿真, 分析了 LLC 控制到输出的小信号特性, 对光耦的小信号模型进行分析, 设计了一个零点两个极点补偿网络, 建立了反馈网络的传递函数。环路增益的仿真结果与实验测试基本吻合。

根据前文分析, 搭建了基于控制芯片 L6599 的实验样机, 设计了 LLC 的电路参数和控制环路, 分析计算了 LLC 的损耗分布, 然后给出了 LLC 的动态波形和效率曲线。

基于谐振参数的 LLC 分析设计法, 揭示了各谐振参数与 LLC 效率、调频宽度之间的关系, 简化了 LLC 的设计思路, 对 LLC 的分析设计有一定的指导意义。

关键词: LLC 设计, 闭环控制, 高效率, 平面变压器, L6599

Abstract

LLC resonant converter can achieve ZVS of primary switches and soft recovery of secondary rectifiers, is suitable for working at high frequency, and reaches high efficiency, thus is widely applied in communication power supplies, LED drivers and other DC-DC converters.

Aiming at the requirements of high efficiency and tight adjustment of 380V/24V DC-DC brick communication power modules, the project researches the efficiency and control optimization design method of LLC topology used in brick type DC-DC modules.

LLC research results are reviewed: DC gain calculation, small signal characteristics, dynamic analysis, and LLC design method based on first harmonic approximation (FHA).

The paper investigates the relationship between the resonant parameters and LLC DC gain, interprets the impact of various resonant parameters on the efficiency and working frequency range of LLC more intuitively, and then put forward the optimization design method of LLC based on resonant parameters. Based on in-depth analysis in LLC mode, deduces the full range ZVS conditions of LLC, and presents the LLC optimization design process. Combined with the brick power modules' requirements of high efficiency and high power density, several LLC rectifier structures are compared, PCB windings with a center tap synchronous rectifier is selected, and the winding structure of the transformer and the through hole scheme are determined by analyzing the winding loss.

Small signal analysis is necessary to feedback design, LLC small signal state equation is obtained by modeling LLC with extended describing function, frequency characteristic curve is drawn with Mathcad and verified by simulation. Based on the simulation, the small signal of control to output analysis is explained, the small signal model of the optocoupler is analyzed, one zero two pole compensation network is designed, the transfer function of feedback network is built. The loop gain of the simulation agrees well with that of the experiment.

A prototype is built based on L6599, and circuit parameters are given. Analyzes and calculates loss breakdown, then gives dynamic waveform and efficiency curve.

LLC analysis design method based on resonant parameters reveals the relationship between the resonant parameters and the efficiency, frequency regulation range, simplifies the design of LLC, it has some significance on the analysis and design of LLC.

Keywords: Design of LLC, closed-loop control, high efficiency, planar transformers, L6599

目录

致谢.....	I
摘要.....	II
Abstract.....	III
目录.....	IV
1 绪论.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究现状.....	2
1.2.1 谐振变换拓扑.....	2
1.2.2 LLC 直流增益.....	4
1.2.3 LLC 分析设计方法.....	4
1.2.4 LLC 小信号特性.....	5
1.3 课题研究内容.....	7
2 LLC 优化设计.....	10
2.1 LLC 工作原理.....	10
2.2 基于谐振参数设计法.....	12
2.2.1 谐振参数与直流增益.....	13
2.2.2 半桥开关 ZVS 条件.....	15
2.2.3 设计流程.....	16
2.2.4 谐振参数设计.....	16
2.3 结构考虑.....	17
2.3.1 整流结构.....	17
2.3.2 变压器结构.....	19
2.4 本章小结.....	20
3 LLC 小信号分析.....	21
3.1 扩展描述函数法.....	21
3.1.1 非线性状态方程.....	21
3.1.2 谐波近似.....	22
3.1.3 谐波平衡.....	23
3.1.4 小信号扰动和线性化.....	26
3.1.5 幅频相频曲线.....	28
3.2 仿真法.....	28
3.3 光耦小信号模型.....	30

3.4 补偿网络设计	31
3.5 本章小结	34
4 电路设计与实验结果	35
4.1 谐振电容选择	35
4.2 损耗分析	36
4.2.1 谐振电感损耗	36
4.2.2 变压器损耗	37
4.2.3 原边开关管损耗	39
4.2.4 同步整流管损耗	39
4.2.5 PCB 损耗	40
4.2.6 损耗分布	40
4.3 电路设计	40
4.3.1 调频控制	41
4.3.2 输入电压检测	42
4.3.3 软启动	42
4.3.4 轻载间歇模式 (burst-mode)	43
4.3.5 同步整流	44
4.5 实验结果	46
4.5.1 动态波形	46
4.5.2 环路测量	47
4.5.3 效率曲线	48
4.6 本章小结	48
5 总结与展望	49
5.1 总结	49
5.2 展望	49
参考文献	50
在校期间发表论文	53
攻读硕士学位期间发表的论文:	53

1 绪论

1.1 研究背景

随着全球范围内对能源消耗及环境保护的日益重视，如何高效率利用能源，特别是如何高效利用电能是当今的研究热点之一。由于传统的市电无法满足日益多样化的负载供电需求，以电力电子技术为核心的变流器可以实现不同电能形式间的变换，已经被广泛应用以满足多样化的供电需求。其转换效率、待机功耗等性能对能源的高效使用、环境保护有着十分重要的作用，因而受到广泛关注。各国政府也出台相应的政策法规，实行更严格的市场准入制度，对节能产品予以鼓励。

传统电源通常关注满载点的效率，但在实际使用中，由于其负载不断变化，因此，为了获得更好的节能效果，业界对效率的要求已经从简单的追求满载效率转变到追求在不同负载情况下的高平均效率，如欧盟的生态设计准则（Eco-Design）及美国的能源之星标准等，均对不同功率等级的电源在不同负载条件下的综合平均效率作了明确规定，这也对变流器的设计提出了新的要求。同时，由于大量的电源在使用中处于轻载或者待机状态，特别是信息类设备供电电源，如计算机电源、手机充电器等，尽管待机功耗较好，但由于数量巨大，电能消耗惊人。据国际能源署（International Energy Agency）估算，全球范围内，大约 1%~2% 的电能被待机功耗所消耗。因此，轻载效率和待机功耗已经越来越成为变流器设计中的一个重要考虑因素。

信息产业的迅猛发展，不仅为电源行业提供了巨大的市场和快速发展的动力，同时也对电源装置的体积、重量、效率、输出动态性能以及系统的可靠性等提出越来越高的要求。“短、小、轻、薄”是当今开关电源的主要发展趋势之一，为了适应电源发展的要求，研究人员进行多种技术的研究和应用，其中磁性器件相关技术的研究越来越受到关注，如平面变压器和磁集成技术等。平面变压器和集成磁技术是减小体积，实现高功率密度的重要方法。

电子信息设备的小型化及智能化发展趋势，对高性能、高功率密度电源的需求日益增加。而且世界各国的相应行业标准随着技术的发展而不断提高，因此，市场对高效率、高功率密度的开关电源方案需求一直十分旺盛，典型的应用包括便携式计算机适配器电源、移动智能设备（手机、平板电脑等）的外置充电电源等。国际研究顾问机构 Gartner 公布，2012 年全球手机终端销售量总计达到 17.5 亿支，2013 年预计的平板电脑销售量在 2.4 亿台，笔记本电脑在 2.0 亿台左右，上述市场一直推动者小型化、高功率密度及低成本的电源解决方案的发展。

同时，信息、通信设备及智能化工业控制设备的不断发展，对这些智能设备的供电也都

需要高性能、高功率密度的电力电子变流器，以满足新的技术要求及节能需求，如智能电表、网络接入设备等。因此，本课题所开发的技术为此类应用的一个共性技术，其可推广应用到多个产品领域，具有广阔的市场前景。

LLC 谐振变换器相对 PWM 变换器有开关工作频率高、开关损耗小、允许输入电压范围宽、效率高、重量轻、高功率密度、EMI 噪声小、开关应力小等优点^[1]。LLC 谐振变换器同时兼具空载工作能力和谐振槽路电流反映负载轻重的能力而体现出普通串联谐振变换器和并联谐振变换器无法比拟的优势。LLC 当前的发展趋势是高频化，高功率密度，高效率。

LLC 谐振变换器能在输入电压和负载变化范围都很大的情况下，有良好的电压调节特性。LLC 谐振变换器中的原边 MOS 管可实现 ZVS，副边整流二极管可实现 ZCS，易于实现软开关，便于高频化，从而提高效率，提高功率密度。LLC 谐振变换器通过调频适应不同负载，实现良好的动态响应。

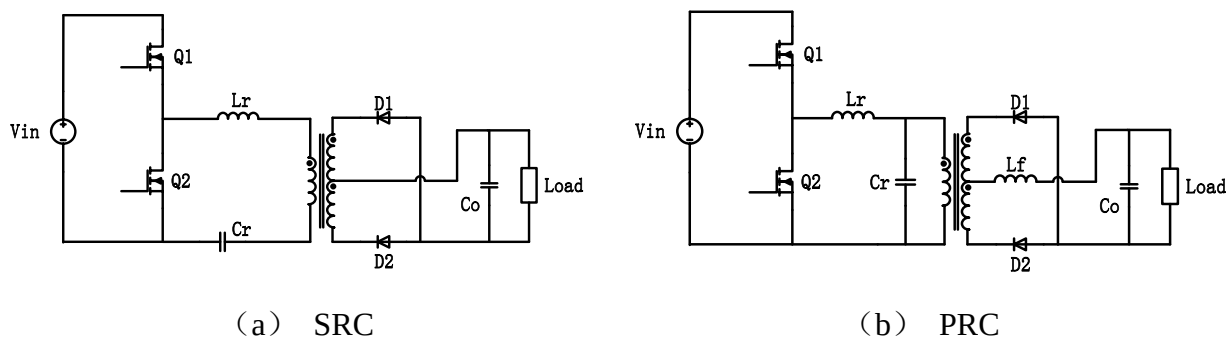
随着消费电子和 IT 产品的迅速发展，LLC 谐振式变换器成为处理器电源应用的主要解决方案之一，例如 ATX 电源、笔记本适配器等。随着处理器性能的不断提高，对于电源适配器的动态性能的要求也越来越高。LLC 变换器的负载会出现频繁的大电流冲击，从轻载跳到满载或者从满载跳到轻载。近年来，对于 LLC 谐振式变换器的分析和优化设计的研究很多，但是 LLC 谐振式变换器的动态性能仍存在着一些值得研究的问题。

1.2 研究现状

高效高功率密度是砖式模块电源的发展趋势，高开关频率和先进的封装技术是时下被采用的方法。PWM 开关变换器的硬开关，高开关损耗，限制了其在高频领域中的应用。谐振变换器能够轻易实现软开关，开关损耗更低，使得谐振变换器能够工作在较高的开关频率下。

1.2.1 谐振变换拓扑

常用的谐振变换器有：SRC 串联谐振变换器、PRC 并联谐振变换器、LCC 串并联谐振变换器（SPRC）和 LLC 串并联谐振变换器（SPRC）^[2-4]。



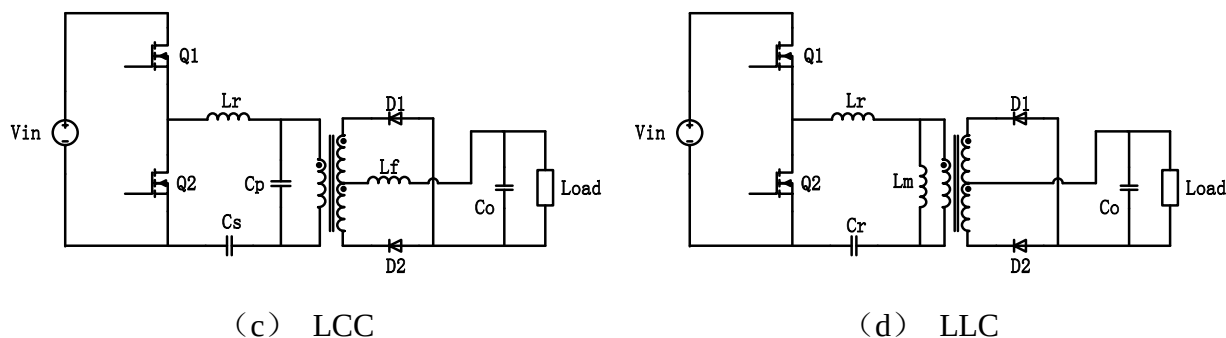


图 1-1 常用谐振变换器拓扑

串联谐振变换器 (SRC) 结构如图 1-1 (b) 所示, SRC 工作在谐振频率点时, 获得最大直流增益 1。当开关频率大于谐振频率时, 变换器 ZVS 软开通, 当开关频率小于谐振频率时, 变换器硬开通, 因此 SRC 工作频率应大于谐振频率。SRC 工作在轻载时, 输出电压调整需要很高的开关频率, 增加了控制难度; 谐振腔的阻抗增加, 谐振腔中循环能量很大, 关断电流增加, 导通损耗和关断损耗很大。SRC 的问题是: 只能工作于降压模式, 轻载输出电压调整困难, 高输入电压下的高循环能量和关断电流。

并联谐振变换器 (PRC) 结构如图 1-1 (b) 所示, 副边电感 L_f 起平衡阻抗的作用。和 SRC 相似, PRC 的工作频率大于谐振频率, 可以实现 ZVS 开通。和 SRC 相比, PRC 的工作频率范围很小, 开关频率不需要改变很多来保持轻载输出电压稳定, 所以 PRC 不存在轻载输出电压调整问题。输入高电压时, 变换器工作在高频下, PRC 循环能量要大得多, 关断电流很大。由于 PRC 负载和谐振电容并联, 甚至在空载下, 谐振腔的输入阻抗仍然很小, 这导致很大的循环能量。PRC 的问题是: 在高输入电压下, 具有高循环能量和高关断电流。

LCC 串并联谐振变换器 (SPRC) 的谐振腔可看作是 SRC 和 PRC 的结合, LCC 融合了 SRC 和 PRC 的优点。和 SRC 和 PRC 相似, LCC 工作频率大于谐振频率以获得 ZVS 开通; 在高输入电压下, 开关频率远大于谐振频率, 循环能量和开关管的关断电流增大。和 PRC 相比, LCC 循环能量更低; 和 SRC 相比, 当负载变化时, LCC 拥有更窄的频率调节范围, 可以实现空载输出电压调整。LCC 的问题是: 在宽输入电压范围内, 导通损耗和开关损耗会随输入电压增高, 开关损耗和 PWM 开关变换器相接近。

以上三种谐振变换器在高电压和宽范围输入下产生高导通损耗和开关损耗, 且不易优化, 不符合高频高效的要求。

LCC 拓扑的对偶形式, 即 LLC 拓扑。LLC 谐振变换器相对于以上谐振变换器有如下优点: 既可以工作于升压模式, 也可以工作于降压模式; 可调增益范围较大; 能够实现原边功率开关管的 ZVS 开通和副边整流二极管的 ZCS 关断, 开关损耗小; 结构简单, 副边整流无需

滤波电感，滤波电路简单；主电路中开关管、整流管等器件电压、电流应力低，易于器件选型，器件成本也随之降低^[5]。

1.2.2 LLC 直流增益

分析 LLC 的直流增益是设计 LLC 谐振参数非常重要的一环。LLC 谐振变换器要实现不同输入电压，不同负载下输出电压的紧调整，必须首先确定各种条件下的直流增益是否满足要求；其次，不同的谐振参数决定变换器性能的优劣，如效率、动态特性等。

传统的 LLC 设计用基波等效法^[6-9]分析 LLC 的直流增益，然而传递能量的不仅仅是基波，许多文献给出了直流增益更精确的分析计算方法^[10-14]。文献[10]给出了时域分析法，该方法对 LLC 不同工作模态列时域微分方程，根据稳态工作的周期性和模态切换时状态变量的连续性确定微分方程组的初始条件，然后通过数值计算求得不同条件下的直流增益，这种方法更加精确。图 1-2 比较了不同方法分析的 LLC 直流增益，表明时域分析法和仿真法得到的增益非常接近实验结果，比频域分析要准确。

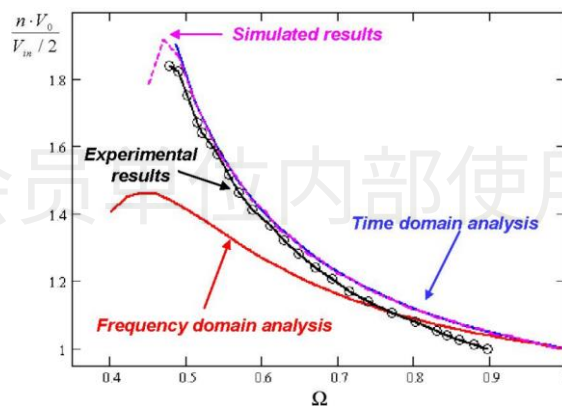


图 1-2 时域分析直流增益验证^[10]

1.2.3 LLC 分析设计方法

传统的 LLC 分析设计方法^[15]建立在基波等效的基础上：LLC 上下桥臂以 50% 的占空比互补导通，半桥中点电压是幅值为直流输入电压的方波。LLC 工作在谐振频率附近，谐振腔对方波电压的基波分量阻抗很小，对高次谐波分量阻抗很大，几乎只有基波分量传输功率，因此可以用方波电压的基波分量近似谐振腔输入电压。

根据基波等效原理，分析出 LLC 的直流增益公式，将谐振变量对直流增益的影响归纳为 λ 和 Q 对增益曲线的影响，写成式 (1-1)：

$$M(f_n, \lambda, Q) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (1-1)$$

$$\text{其中, } \lambda = \frac{L_r}{L_m}, \quad Q = \frac{Z_o}{R_{ac}}, \quad Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad f_n = \frac{f_s}{f_r}$$

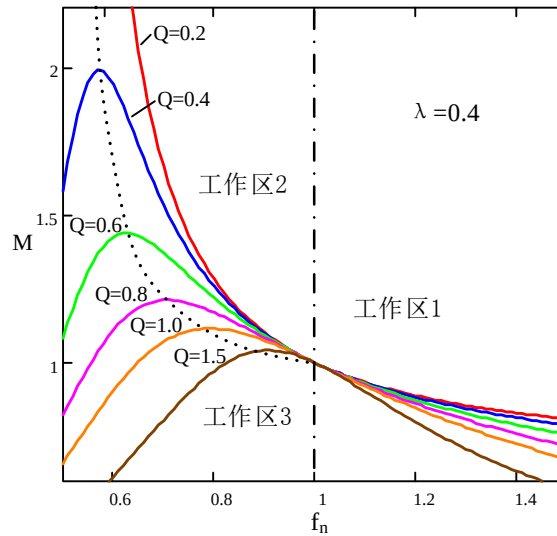
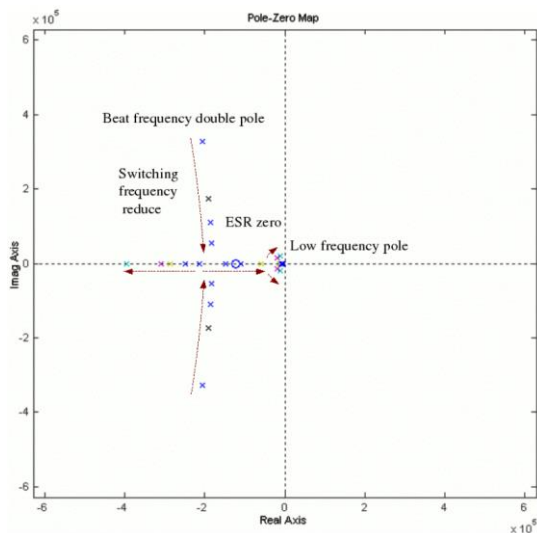


图 1-3 LLC 直流增益随 Q 值的变化关系

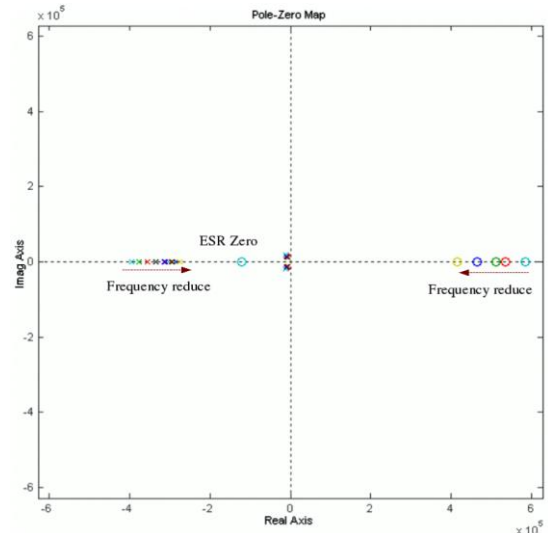
直流增益与 Q 值的关系如图 1-3 所示。由于 λ 和 Q 都含有一个 L_r 因子, λ 和 Q 相互不独立, 不能直观的反映出各谐振参数对直流增益的影响, 不便于逐次设计谐振参数。

1.2.4 LLC 小信号特性

在不同的工作区下, LLC 的小信号表现出不同的特性, 充分认识 LLC 的小信号特性, 对设计 LLC 反馈电路以达到良好的动态性能非常重要。LLC 通过调节开关频率实现输出电压的调节, 当开关频率变化时, LLC 控制到输出传递函数的零极点的运动轨迹如图 1-4 所示。



(a) 工作区 1 的零极点



(b) 工作区 2 的零极点

图 1-4 LLC 系统零极点^[4]

在工作区 1 中, LLC 控制到输出传递函数是由三个极点和一个零点组成: 一对共轭极点、一个低频极点和一个 ESR 零点, 如图 1-4 (a) 所示。当开关频率从高到低逐渐趋近谐振频率, 共轭极点会向低频移动, 当开关频率非常接近谐振频率, 共轭极点变为两个实极点, 当开关频率继续接近谐振频率, 一个实极点向高频移动, 另一个实极点向低频移动。向低频方向运动的极点将会和由输出滤波器形成的低频极点形成一对共轭极点, 输出电容 ESR 在固定频率引入一个 ESR 零点。

工作区 2 与工作区 1 有所不同, LLC 控制到输出传递函数包含一个右半平面零点 (right half-plane zero, RHZ), RHZ 随开关频率变化而移动, 如图 1-4 (b) 所示。当开关频率非常低时, RHZ 并不会无限接近低频区, 这一点很好, 因为右半平面零点不好处理。在左半平面, 工作区 2 有三个极点和一个零点, 与工作区 1 相比, 左半平面零极点比较稳定。在工作区 1 中, 当开关频率接近谐振频率, 一个实极点向高频移动, 当开关频率进一步下降, 进入工作区 2 时, 这个极点会转向低频移动。在工作区 2, 开关频率对低频共轭极点影响不大, 对 ESR 零点无影响。

电路参数对 LLC 控制到输出传递函数的零极点分布也有影响: 输出电容仅影响低频极点, 不影响高频极点; L_m 几乎不影响工作区 1 的小信号特性, 对于工作区 2, 更大的 L_m 会导致 RHZ 向低频移动; 保持谐振频率不变, 增大 L_r (减小 C_r), 谐振腔阻抗增加, 低频极点会向高频移动^[4]。

LLC 小信号特性随工作频率、电路参数而改变, 增加了环路设计的困难, 制约了动态性能的提高。

给定输入电压、负载范围, LLC 工作区域可以表示为图 1-5 (a) 所示, LLC 有 A、B、C、D 四个边界工作点, 环路补偿可以主要针对此四个工作点进行。

忽略控制带宽以外的极点, LLC 控制到输出的传递函数可以用一个三阶多项式近似^[16-17], 如式 (1-2):

$$G_{vf}(s) \approx \frac{K_{vf} \left(1 + \frac{s}{\omega_{esr}} \right)}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_{pl}} \right)} \quad (1-2)$$

低频增益 K_{vf} 正比于直流增益曲线在相应工作点的斜率; 阻尼因子 Q 和二次因式的极点频率 ω_o 随工作条件而改变, 二次因式引入一对共轭极点或两个实极点, 对动态影响很大; 低频极点 ω_{pl} 产生于输出滤波级, 会随着工作条件的改变来回移动; ESR 零点: $\omega_{esr} = 1/(R_c C_o)$ 。

A、B 工作点的零极点分布和控制到输出的频率特性如图 1-5 (b)。

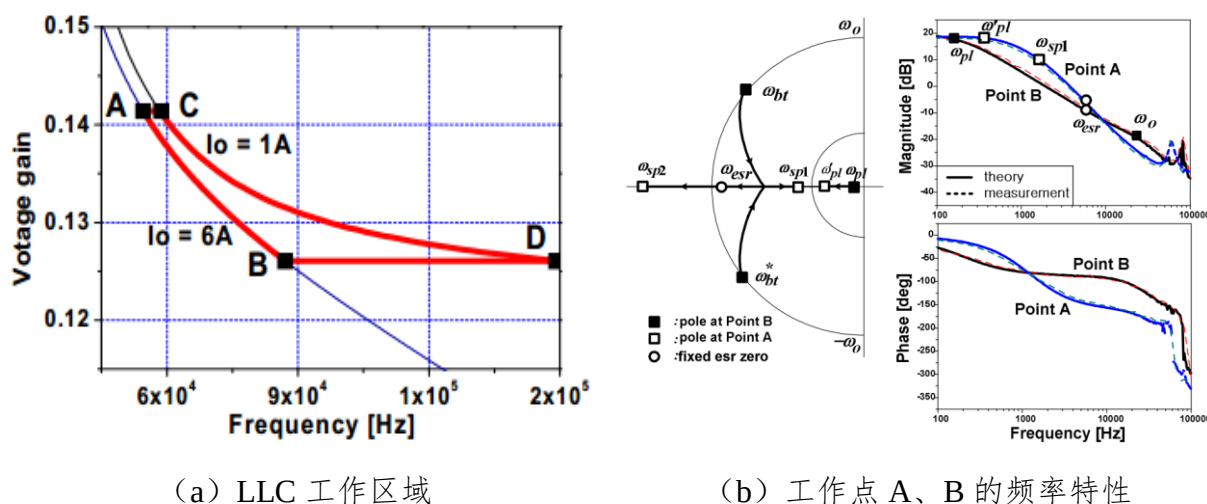


图 1-5 LLC 频率特性随工作点的变化^[17]

LLC 控制到输出的小信号随工作状态变化,使得 LLC 存在动态特性漂移问题,限制了动态性能的提高。滑模控制方案^[18-19]能够大幅度提高系统动态响应速度,相比于传统 PI 控制方案在动态性能方面有很大的提升。没有成熟的专用控制芯片方案,离散工作频率和死区时间选取都不灵活,系统控制电路也比较繁琐;滑模变结构控制的抖振现象会造成系统输出电压纹波的增大。

1.3 课题研究内容

本课题研究半桥 LLC 拓扑应用于 380V/24V 砖式通信电源模块的效率优化和控制方法。

LLC 谐振变换器由于出色软开关特性,较高的工作效率,简单的结构,在工业电源和消费电子领域得到了广泛的应用。

查阅相关文献,分析了 LLC 拓扑相对于其他谐振拓扑的优势,介绍了目前 LLC 谐振变换器的研究重点及进展。包括: LLC 谐振变换器的直流增益精确分析方法, LLC 谐振变换器的小信号及动态特性分析, LLC 谐振变换器的软启动控制方法,平面变压器及磁集成技术等。

基波等效分析法简单实用,传统的 LLC 分析设计方法根据基波等效原理推导出直流增益,然后将 LLC 谐振参数的设计归结为参数 λ 和 Q 的确定^[7,15]。然而, λ 和 Q 并非独立变量,这给 LLC 分析设计带来不便。本文基于 LLC 谐振参数分析了 LLC 的直流增益,提出了基于 LLC 谐振参数的设计方法,更加直观的展示了各谐振参数对 LLC 工作状态的影响,在深入分析 LLC 模态的基础上,推导了 LLC 实现全范围 ZVS 的条件,进而给出了 LLC 谐振变换器的设计流程。然后,优选了半桥 LLC 谐振变换器的结构,通过分析绕组损耗,优化设计了变压器的绕组结构。

小信号分析是闭环设计的必要环节, LLC 小信号分析方法主要有扩展描述函数法和仿真法。给出了扩展描述函数法对 LLC 谐振变换器建模的具体思路, 用扩展描述函数法建模, 并得到了 LLC 小信号状态方程, 用 Mathcad 计算出频率特性曲线。结合仿真对 LLC 的小信号特性进行分析。对光耦小信号建模, 结合仿真给出了补偿网络设计, 设计了一个零点两个极点补偿网络, 建立了反馈网络的传递函数。环路增益的仿真结果与实验测试基本吻合。

根据前文分析, 搭建了基于控制芯片 L6599 的实验样机, 设计了 LLC 的电路参数和控制环路, 实现了输入电压检测、软启动、轻载间歇模式、同步整流功能, 完成了 LLC 的损耗分析, 然后给出了 LLC 的动态波形和效率曲线。

基于谐振参数的 LLC 分析设计法, 揭示了各谐振参数与 LLC 效率、调频宽度之间的关系, 简化了 LLC 的设计思路, 对 LLC 的分析设计有一定的指导意义。

课题拟探索 LLC 满载效率和不同负载点下的效率, 动态响应。努力减小空载损耗, 缩小体积, 实现高效率, 快动态响应。谐振电感和变压器均采用 PCB 绕组, 在高频下, 电流集肤效应显著, 导通损耗增加, 采用 3 盎司走线, 原副边绕组采用交错并联结构, 可以显著减小导通损耗; 磁芯的铁耗是影响 LLC 谐振变换器效率的重要因素, 使用高饱和磁密的磁芯, 增加绕组匝数, 防止磁芯饱和, 尽可能减小铁耗; 副边采用同步整流, 减小导通损耗。优化轻载效率, 在轻载时, 通过控制芯片 L6599 使电路工作于 burst-mode, 最大程度减小轻载损耗。设计补偿网络和谐振参数, 使电路快速响应。

课题主要针对高效率 LLC 谐振变换器进行研究, 实用性和针对性很强, 在对现有技术有较为清晰了解的基础上, 对谐振半桥 LLC 变换器进行深入研究, 其主要研究思路如下:

1) 根据基波等效原理, 对半桥 LLC 变换器进行分析, 利用不同负载下的增益曲线, 参考课题要求, 确定谐振参数。然后用 psim 仿真, 观察输出电压在不同频率、不同输入电压、不同负载下的变化情况和分析结果进行对比, 得到工作频率的参考范围。然后是损耗计算, 绕组的导通损耗和磁芯损耗, 原副边的驱动损耗和器件导通损耗, 电容的 ESR 功耗等等。其中着重研究了励磁电感损耗和变压器损耗, 找到铁耗和线圈导通损耗的平衡; 器件的导通损耗和驱动损耗的平衡, 从而将损耗降到最低, 实现最优设计。

2) 针对一个典型应用, 完成样机系统的设计和实验研究, 实验验证 LLC 谐振变换器的功能、效率, 针对与理论分析不符的地方进行调试优化, 实现闭环, 测试动态响应, 校正补偿网络设计, 以求达到课题要求。

在优化控制方法实现效率提升的基础上, 通过分析变换器的损耗分布, 采用最优元件,

改善元器件布局，逐步缩减损耗，为开发出新一代高频、高效率、高功率密度、低成本的中功率变流器奠定基础，这一课题的研究，具有重要的应用价值。同时，在国家整个经济结构调整以及节能减排、保护环境的大前提下，如何在符合产业发展趋势，研制更高效率及功率密度的电源技术，对节能减排、减少资源消耗以及企业自身的转型升级、提高经济效益，同样具有重要意义。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

2 LLC 优化设计

2.1 LLC 工作原理

LLC 是一种多谐振变换器, 有多个谐振状态, 这决定了其工作模式的多样性和复杂性^[20]。

LLC 主要有两个谐振频率: 励磁电感不参与谐振, 电容 C_r 和电感 L_r 谐振, 谐振频率如式 (2-1); 励磁电感参与谐振, 谐振频率如式 (2-2)。

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2-1)$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (2-2)$$

当开关频率小于谐振频率 ($f_{sw} < f_r$) 时, LLC 工作在断续模式下, LLC 有两种谐振状态: 副边整流管导通时, 励磁电感端电压被钳位, L_r 和 C_r 串联谐振, 谐振频率为 f_r ; 副边整流管都阻断时, 谐振腔不再向副边传递能量, $(L_r + L_m)$ 和 C_r 谐振, 谐振频率为 f_p 。其工作波形如图 2-1 (a) 所示, 模态分析如图 2-2 所示。

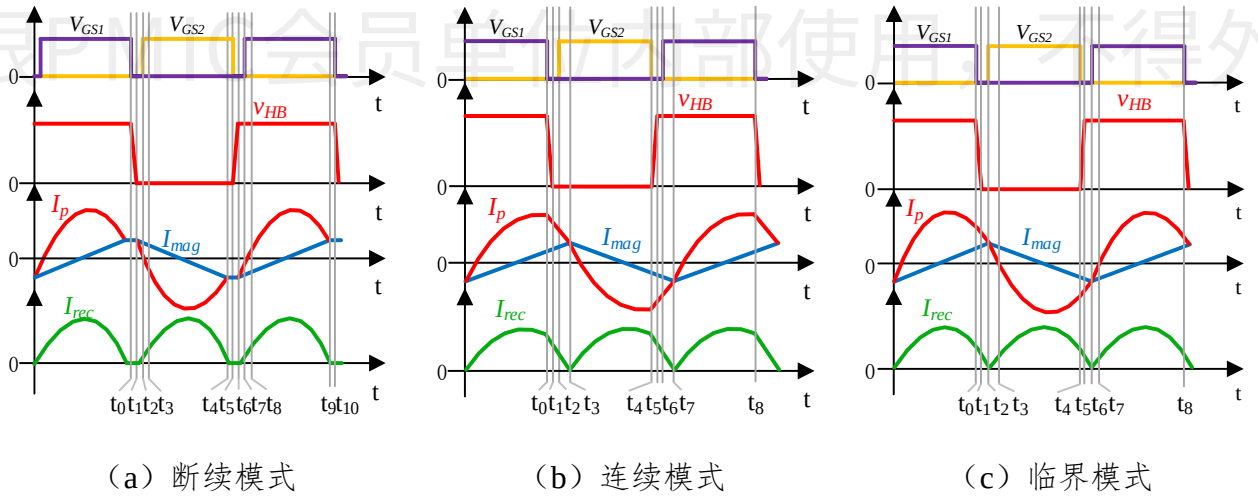
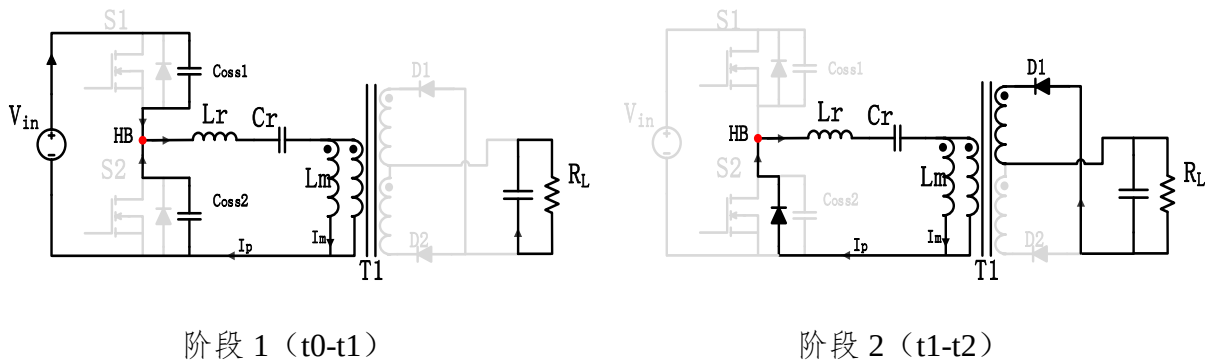


图 2-1 LLC 连续模式工作波形



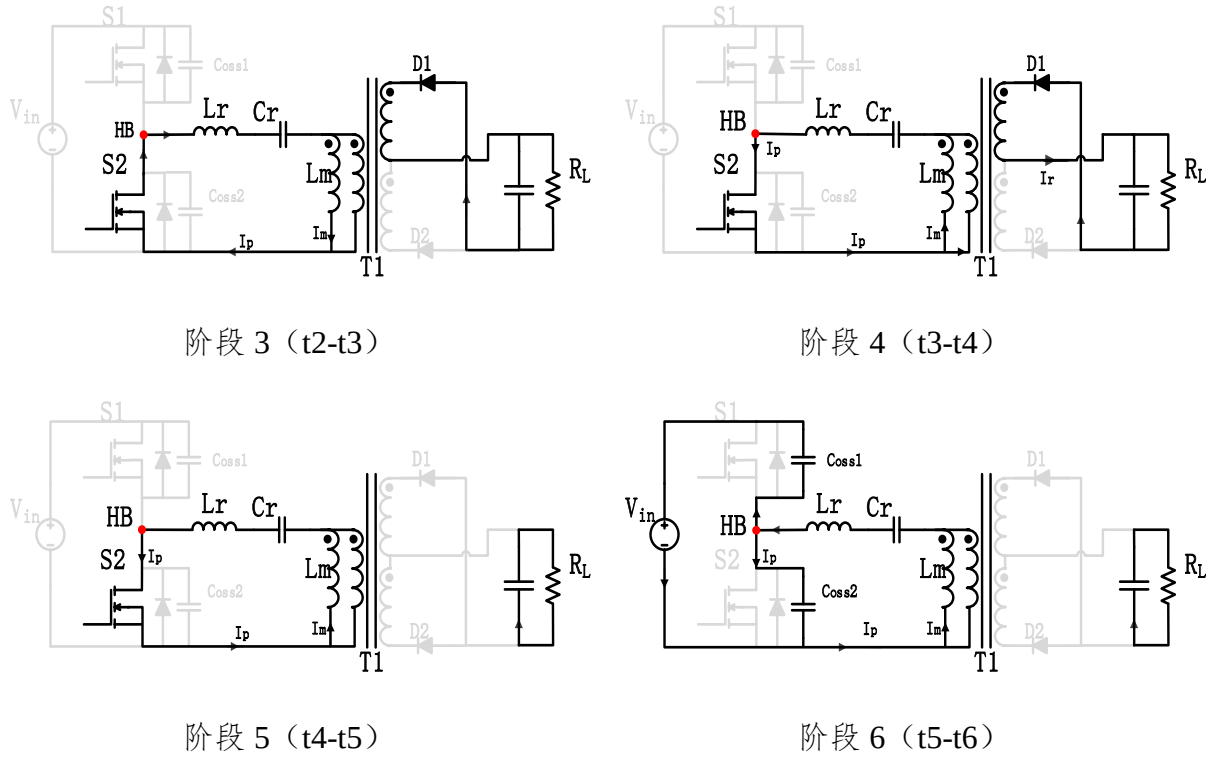


图 2-2 LLC 断续模式分析

阶段 1 (t_0-t_1): S1、S2 关断, 谐振腔电流等于励磁电流, D1、D2 阻断。谐振腔电流与上管 S1 的输出电容 C_{oss1} 和下管 S2 输出电容 C_{oss2} 谐振, 电容 C_{oss1} 充电至输入电压 V_{in} , 电容 C_{oss2} 放电至 0V (忽略 S2 体二极管压降)。

阶段 2 (t_1-t_2): 下管 S2 体二极管导通, 谐振腔输入电压降为 0V, 在谐振电容电压的作用下, 副边整流管 D1 导通, 励磁电感电压被钳位至 $-N \cdot V_o$, 励磁电流以 $-N \cdot V_o / L_m$ 的斜率减小, 谐振腔电流以正弦规律降低, 谐振腔电流小于励磁电流, 励磁电流与谐振腔电流分离。流过变压器原边的电流等于谐振腔电流与励磁电流之差, D2 阻断并承受 $2 \cdot V_o$ 的反压。

阶段 3 (t_2-t_3): 下管 S2 ZVS 开通, 谐振电流从 S2 的体二极管换流至 S2, 体二极管截止, 电流从源极流向漏极, 并逐渐减小至零。

阶段 4 (t_3-t_4): 谐振电流从漏极流向源极, 谐振腔电流以正弦方式变化, 反向达到峰值后便开始下降。当 I_p 等于反向增大的励磁电流时, 不再有电流流过变压器原边, D1 阻断, L_m 两端的电压钳位消失。

阶段 5 (t_4-t_5): D1 阻断, 励磁电感参与谐振, 谐振频率为 f_p , 这段低频正弦波形成谐振腔电流中的一个平台。此时, 副边两个二极管阻断, 输出电容给负载提供能量。

阶段 6 (t_5-t_6): S2 关断, 谐振腔电流经过 S1、S2 的漏源寄生电容: C_{oss2} 充电到 V_{in} , C_{oss1}

放电到零，当 C_{oss2} 电压达到 V_{in} 时，S1 体二极管导通，能量循环到输入侧。其中，死区时间必须足够长，谐振腔能量足够大，才能保证 C_{oss1} 、 C_{oss2} 充放电完全，S1 体二极管首先导通。否则，S1 硬开通，开关损耗增加。

从阶段 6 开始的 LLC 后半周工作模态与前半周相似，这里不再赘述。

当开关频率大于谐振频率 ($f_{sw} > f_r$) 时， L_r 和 C_r 谐振，励磁电感不参与谐振，励磁电感被输出电压钳位至 $\pm N \cdot V_o$ ，副边整流管始终导通，LLC 工作在连续模式。在换流过程中，谐振腔电流急剧变化，特别是当开关频率很大时，谐振腔电流峰值很高，器件的电流应力很大。连续模式工作波形如图 2-1 (b) 所示。

当开关频率等于谐振频率 ($f_{sw} = f_r$) 时，LLC 工作在临界模式，临界模式工作波形如图 2-1 (c) 所示。LLC 工作在谐振频率时，谐振电流呈完美的正弦波，谐波畸变最低，EMC 表现最好。副边电流处于临界连续状态，既不会出现电流急剧下降，也不会出现电流为零的死区。在这一点，电压增益始终为单位增益，LLC 传递函数对负载变化不敏感。输出电流可近似看作全波整流，开关损耗为零。

2.2 基于谐振参数设计法

LLC 桥臂中点电压是频率为开关频率的方波，LLC 开关频率在谐振频率附近时， L_r 和 C_r 串联谐振， V_{HB} 基波的阻抗很小，高次谐波的阻抗很大，加之方波电压的谐波分量很小，近似只有基波传递功率，可以将 LLC 进行交流等效，如图 2-3 所示。

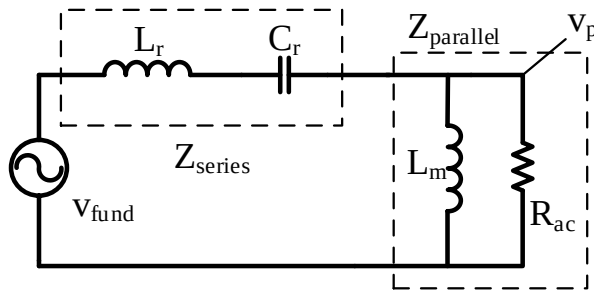


图 2-3 LLC 交流等效电路

V_{fund} 是桥臂中点电压的基波分量， Z_{series} 是 L_r 和 C_r 串联阻抗， R_{ac} 是交流等效电阻：

$$R_{ac} = \frac{8 \cdot n_T^2 \cdot R_L}{\pi^2}, \quad Z_{parallel} \text{ 是 } L_m \text{ 和 } R_{ac} \text{ 的并联阻抗, } V_p \text{ 是 } Z_{parallel} \text{ 两端电压。}$$

通过傅里叶分析，可得基波分量的幅值： $V_{fund} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{in}$ ；变压器原边电压的基波幅值：

$$V_p = \frac{4}{\pi} \cdot n_T \cdot V_o; \quad V_{fund} \text{ 是 } V_{fund} \text{ 的幅值, } V_p \text{ 是 } V_p \text{ 的幅值。由交流等效电路可得传递函数:}$$

$$\frac{V_p}{V_{fund}} = \left| \frac{Z_{parallel}}{Z_{series} + Z_{parallel}} \right| = \left| \frac{\frac{j\omega L_m \cdot R_{ac}}{R_{ac} + j\omega L_m}}{j\left(\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}\right) + \frac{j\omega L_m \cdot R_{ac}}{R_{ac} + j\omega L_m}} \right| \quad (2-3)$$

2.2.1 谐振参数与直流增益

L_r 、 L_m 以及等效负载电阻 R_{ac} 相互独立，通过直接分析各谐振参数对 LLC 直流增益的影响，可以更清晰的指导参数设计，从而达到更好的优化效果。

化简式 (2-3)，并令 $\frac{V_p}{V_{fund}} = M(f_n, L_r, L_m, R_{ac})$ ，可得：

$$M(f_n, L_r, L_m, R_{ac}) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{L_r}{L_m} - \frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{1}{f_n^2}\right)^2 + \left(\frac{2\pi f_r \cdot L_r}{R_{ac}}\right)^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (2-4)$$

当 LLC 工作在谐振点时， L_r 和 C_r 串联谐振，谐振腔阻抗为零，此时谐振电流和励磁电流波形如图 2-4 所示。原边电流如式 (2-5)，初始相位如式 (2-6)，励磁电流如式 (2-7)，副边整流电流如式 (2-8)。

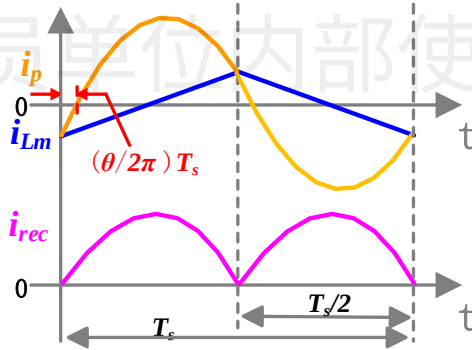


图 2-4 $f_s = f_r$ 时，谐振腔电流和二次侧电流波形

$$i_p(t) = \sqrt{2} I_{rms_p} \cdot \sin(2\pi f_r \cdot t - \theta) \quad (2-5)$$

$$\theta = \arcsin \left(\frac{\frac{T_r}{4} \cdot \frac{n_T \cdot V_o}{L_m}}{\sqrt{2} \cdot I_{rms_p}} \right) \quad (2-6)$$

$$i_{Lm}(t) = \left(\frac{n_T \cdot V_o}{L_m} \right) \cdot t - \frac{n_T \cdot V_o}{4L_m \cdot f_r} \quad (2-7)$$

$$i_{rec}(t) = |i_p(t) - i_{Lm}(t)| \cdot n_T \quad (2-8)$$

$$I_{rms_p} = \frac{V_o \cdot \sqrt{8 \cdot \pi^2 \cdot L_m^2 \cdot f_r^2 + 2 \cdot n_T^4 \cdot R_L^2}}{8 \cdot n_T \cdot R_L \cdot L_m \cdot f_r} \quad (2-9)$$

$$I_{rms_s} = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot V_o}{4 \cdot R_L} \cdot \sqrt{\frac{(5 \cdot \pi^2 - 48) \cdot n_T^4 \cdot R_L^2}{12 \cdot \pi^4 \cdot L_m^2 \cdot f_r^2} + 1} \quad (2-10)$$

可以计算得到：原边电流有效值如式 (2-9)，副边电流有效值如式 (2-10)。由公式可知，当输入输出条件一定时，原副边电流有效值仅与 L_m 有关，绘出原副边电流有效值与 L_m 的关系，如图 2-5 所示。

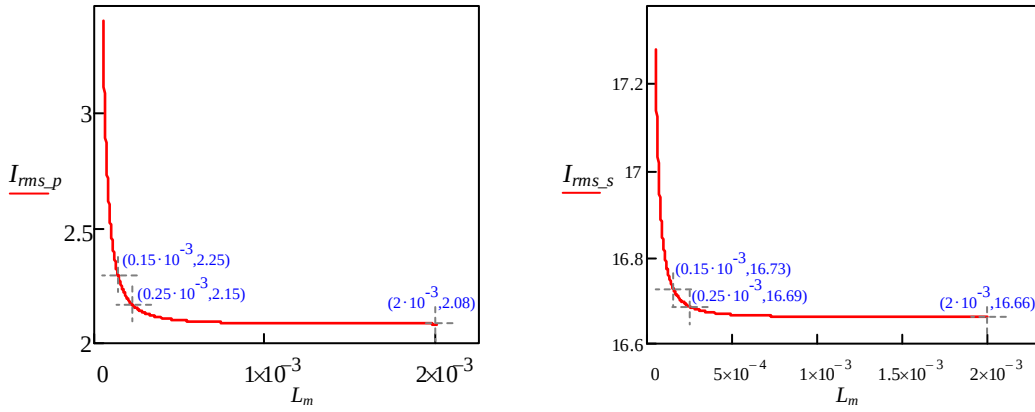


图 2-5 原副边电流有效值随 L_m 的变化曲线

可以看出 L_m 越大，原副边电流有效值越小^[21]。铜损和磁损占总损耗的比重很大，减小导通损耗对提高效率有重要意义。导通损耗和电流有效值的平方成正比，减小原副边电流有效值能够明显提高 LLC 的效率。因此从效率角度来看， L_m 越大越好。当 L_m 大于 500uH 时，随着 L_m 的增加，原副边电流有效值并没有明显变化，这给 L_m 的选择带来更多的余地。

图 2-6 给出了 L_m 对直流增益的影响，由图可知，在相同的增益变化要求下，减小 L_m 可以使得开关频率调节范围更窄，峰值增益更高。

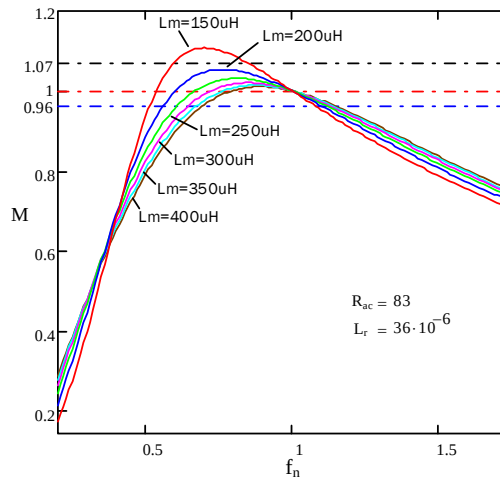


图 2-6 增益曲线随 L_m 变化

图 2-7 给出了 L_r 对增益曲线的影响, L_r 越小, 峰值增益越大, 相同增益变化范围调频范围越大。较小的 L_r 有利于提高电源的功率密度, L_r 越小, 在满足增益的要求下, 频率范围越宽。因此在无损于效率的情况下, L_m 适当小一点, 可以减小频率变化范围。

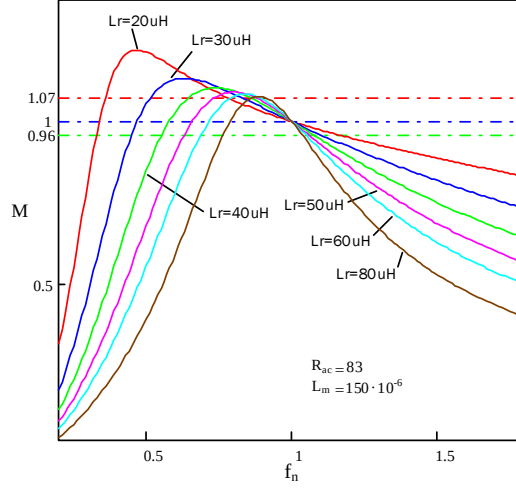


图 2-7 增益曲线随 L_r 变化

2.2.2 半桥开关 ZVS 条件

LLC 受到广泛关注的一个重要原因是原边开关管能够实现 ZVS 开通, 然而不合理的设计会使 LLC 丧失这一特性。当开关频率小于谐振频率, 上下管切换时, 谐振频率为 f_p , 死区时间远小于谐振周期, 谐振腔电流近似恒定不变, 此时谐振电流较小, 半桥开关实现 ZVS 需满足式 (2-8), 如图 2-8 (b) 所示。然而当死区比较大时, L_r 太小, 会出现图 2-8 (c) 所示情况, 此时应适当增大 L_r 。

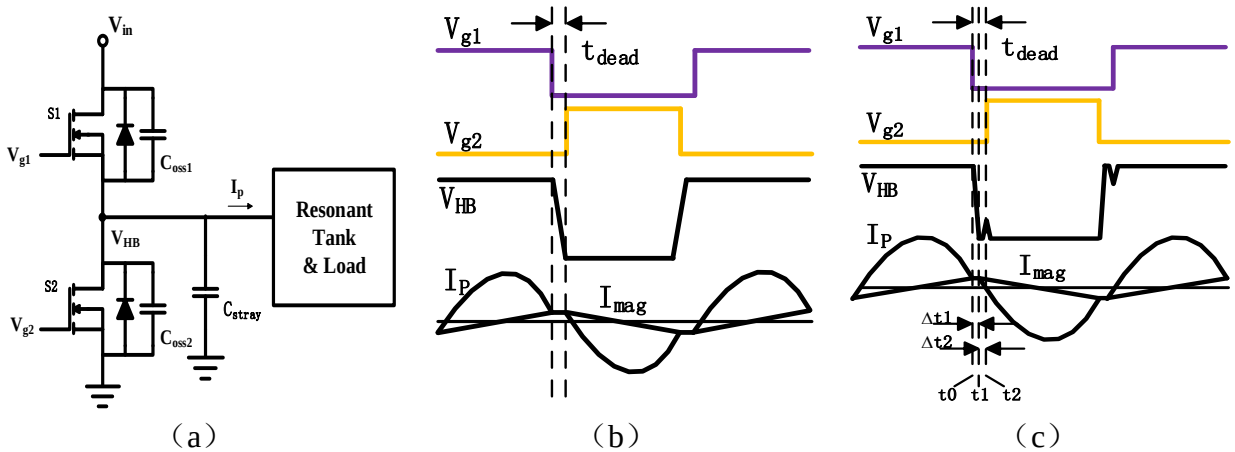


图 2-8 LLC 实现 ZVS 条件

$$L_m < \frac{T_s \cdot t_{dead}}{8 \cdot (2 \cdot C_{oss} + C_{stray})} \quad (2-8)$$

T_s 是开关周期, t_{dead} 是死区, C_{oss} 是 MOS 管的输出电容, C_{stray} 是桥臂中点对地的寄生电

容。

2.2.3 设计流程

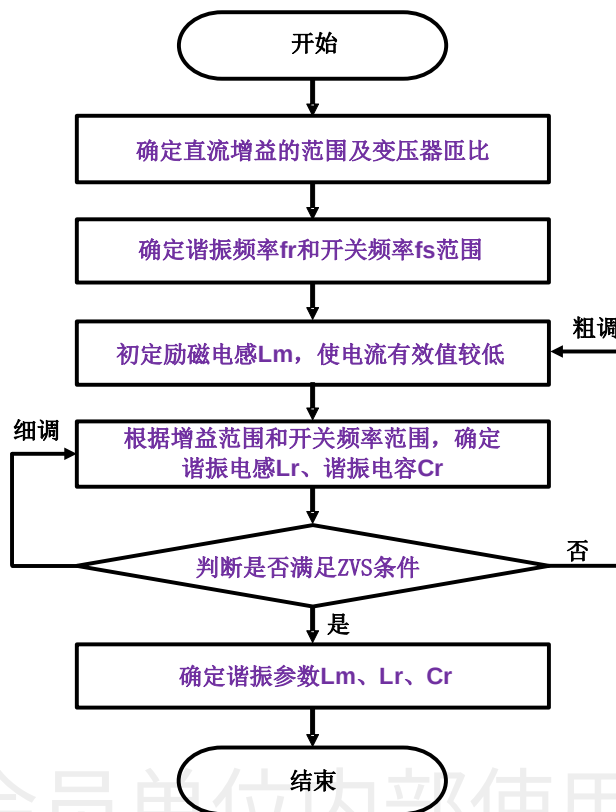


图 2-9 设计流程

根据以上分析，确定如下的谐振参数设计程序，设计流程如图 2-9 所示。

- 1) 根据输入电压范围和输出电压，确定直流增益范围和变压器变比。
- 2) 选择 L_m 的大小，尽量降低原副边电流有效值。
- 3) 确定谐振电感 L_r ，使之满足给定开关频率范围内的增益要求。谐振电容 C_r 可以根据谐振频率和谐振电感 L_r 给出。
- 4) 检查 LLC 是否满足 ZVS 要求，如果不满足则需重新确定励磁电感 L_m 和 L_r 的值。

2.2.4 谐振参数设计

半桥 LLC 的输入电压范围是 360~400V，额定输入电压为 380V，输出电压为 24V。设计额定输入电压下，LLC 工作在谐振频率左右。

$$n_T = \frac{V_{dc_nom}}{2 \cdot V_o}$$

求解并将匝比取整数可得： $n_T = 8$ 。

$$V_{tp} = n_T \cdot V_o$$

$$N_{tp} = \frac{V_p \cdot \frac{T_s}{2}}{\Delta B_{tr} \cdot Ae_{tr}}$$

$$\Delta B_{tr} = 0.2 \text{ T}$$

$$Ae_{tr} = 108 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$N_{tp} = 16$$

变压器原副边匝数分别为 16 匝、2 匝。最大最小增益：

$$G_{\max} = \frac{2 \cdot n_T \cdot V_o}{V_{dc_min}}$$

$$G_{\min} = \frac{2 \cdot n_T \cdot V_o}{V_{dc_max}}$$

解得增益范围：0.96~1.07。设计谐振参数时，除了需要满足增益要求，调频范围和原副边电流有效值要求尽量小。

设计样机参数如下：

输入	输出	谐振电容/ C_r	谐振电感/ L_r	励磁电感/ L_m
360~400V	360W/24V	11nF	36uH	150uH

表 2-1 样机参数

2.3 结构考虑

2.3.1 整流结构

原副边绕组匝数为 16 匝、2 匝，考虑成本，PCB 设计为四层板，平面变压器绕组采用两个四层板叠放。不同层之间需要过孔连接，输出侧功率较大，应尽量减少走线长度，增加走线宽度，为此考虑以下不同结构。

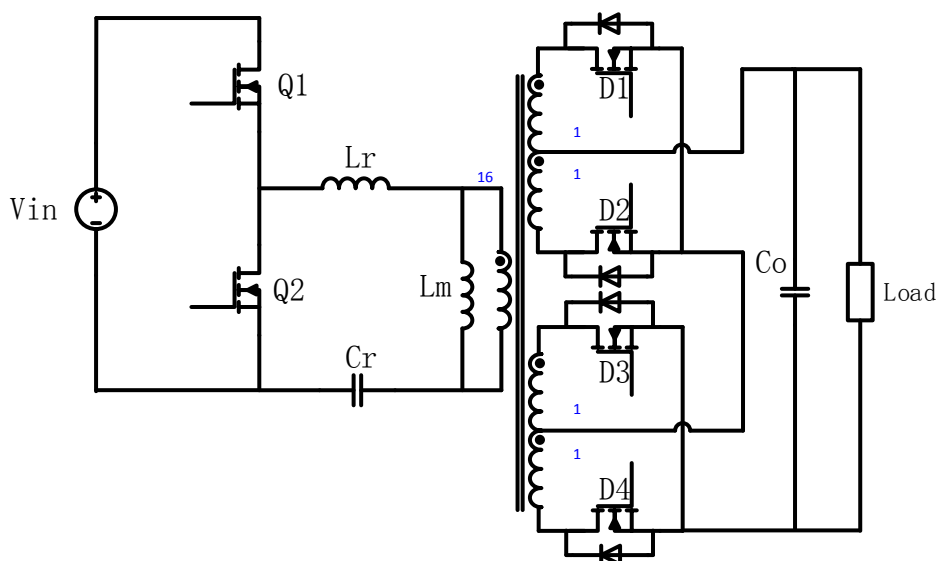


图 2-10 输出侧串联

方案一：副边采用两组中心抽头同步整流，每一组整流电压为 12V，两组串联得到 24V，如图 2-10 所示。副边共有四匝线圈，每组中心抽头整流有两匝，整流输出走线宽度增加，走线长度也增加，同步整流管数量增加一倍，驱动损耗也相应增加，上下板的叠放焊接更困难。这样，损耗会变得更大，成本增大，体积增加，PCB 走线不便。

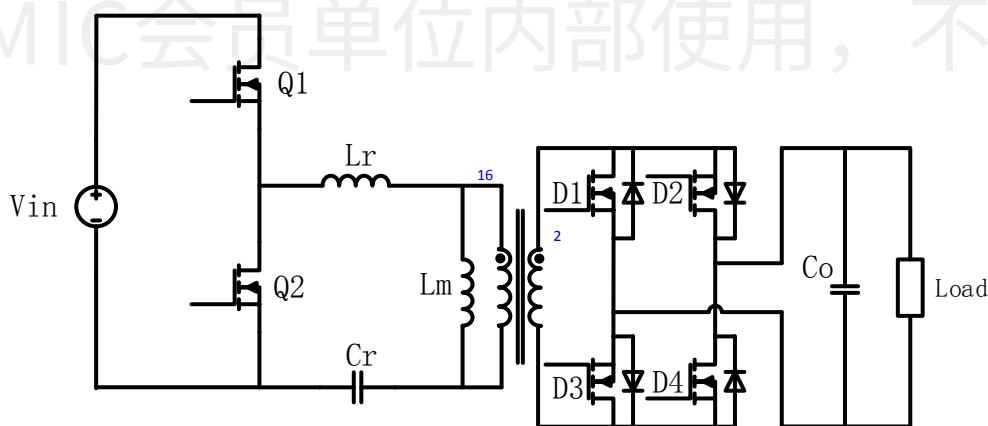


图 2-11 全桥整流

方案二：副边全桥整流，如图 2-11 所示。副边绕组两匝，相较于中心抽头结构匝数减小一半，整流管数量加倍，成本升高，副边驱动损耗增加。整流管数量增加，走线变得复杂，必然导通损耗增加，PCB 体积增大。

副边全桥整流和中心抽头整流线圈结构如图 2-12 所示。中心抽头整流线圈数是全桥整流的 2 倍，磁芯尺寸 D 一定，全桥整流走线宽度 d_1 大于中心抽头整流走线宽度 d_2 。

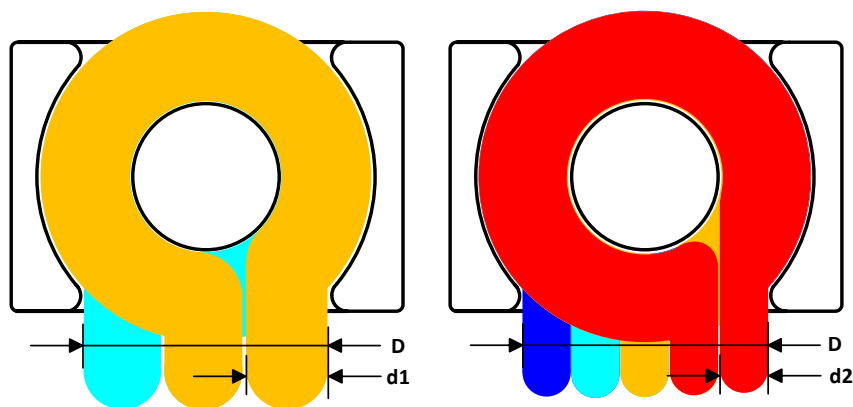


图 2-12 中心抽头整流与全桥整流

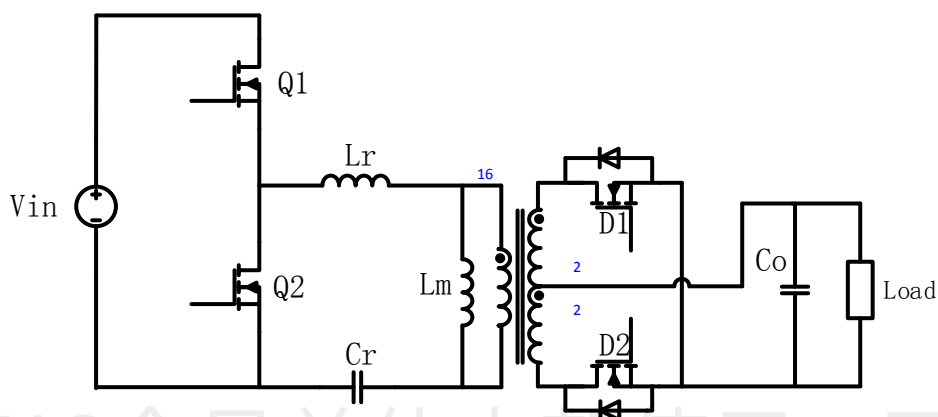


图 2-13 中心抽头整流

方案三：原边用利兹线，副边用 PCB 绕组，如图 2-13 所示。由于趋肤效应和邻近效应，变压器原副边绕组电流分布不均。利兹线圈的多股铜芯结构大大削弱了趋肤效应的影响，铜损较低。使用利兹线可以降低原边绕组的导通损耗，然而，变压器原副边交错并联的绕组结构遭到破坏（利兹线和 PCB 绕组不能层叠交错），邻近效应会造成严重的副边电流密度不均，副边损耗明显。变压器副边电流大于原边电流，原边绕组损耗的减小不能补偿副边损耗的增加，而且把利兹线圈较好的绕制在平面磁芯上，难于操作。

方案四：在方案三的基础上，变压器原边改用 PCB 绕组。该结构最简单，输出电压 24V，副边有四匝线圈串联，不同层线圈串联需要过孔。过孔占用了走线空间，这增加了变压器副边绕组长度，减小了走线宽度，产生一定的损耗。

根据分析，确定方案四的变压器整流结构和绕组形式。

2.3.2 变压器结构

平面变压器采用 PCB 绕组和平面结构磁芯，比立体线绕变压器的体积小许多，已经被广泛使用。然而由于趋肤效应和邻近效应，PCB 绕组的铜损很大，因此必须合理设计变压器绕

组结构。

变压器原副边绕组交错排列，可以减小邻近效应的影响，从而减小变压器的铜损。而不同的交错方式，变压器铜损相当^[21-22]。变压器副边绕组铜损大于原边，将副边绕组放在外侧利于散热，过孔数量减少，因此采用原副边绕组两两交错结构，且副边绕组置于外侧。变压器原副边绕组排列（S 表示副边，P 表示原边，1-4 表示从上到下线圈序数）如图 2-14（1）所示。

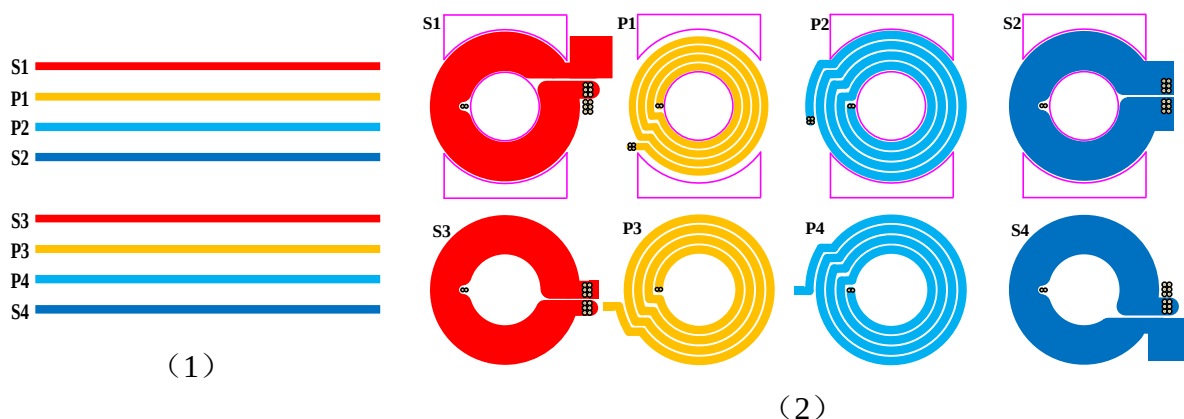


图 2-14 变压器原副边绕组和过孔安排

高频电流趋肤程度更大，变压器副边绕组之间的连接，用多个过孔并联，以降低过孔处的损耗。过孔安排和变压器绕组平面结构如图 2-14（2）所示。变压器正反面照片如图 2-15 所示。

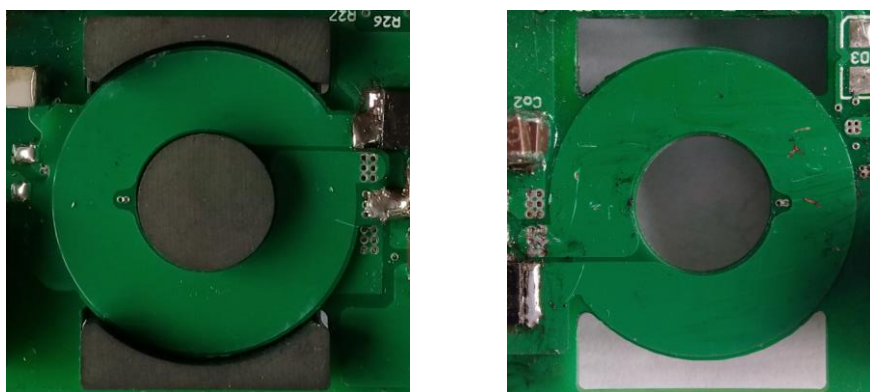


图 2-15 平面变压器结构

2.4 本章小结

重点分析 LLC 断续工作模式，在此基础上得出全范围 ZVS 的边界条件。分析了各谐振参数对直流增益的影响，提出了基于谐振参数的 LLC 设计方法，并给出了优化设计流程。比较了副边整流结构，优化设计了变压器绕组结构。

3 LLC小信号分析

分析小信号特性是设计闭环反馈网络的必要步骤，LLC 是谐振变换器，与传统的 PWM 开关变换器的分析方法不同，LLC 小信号也有其特殊性和复杂性。分析 LLC 小信号的方法主要有扩展描述函数法和仿真法^[23]，本章用这两种方法分析了 LLC 的小信号特性，并进行对比验证。

PWM 变换器的小信号分析普遍采用状态空间平均法^[24]，可以在 $1/2$ 开关频率范围内，获得一个较为简单准确的小信号模型。PWM 变换器的系统频率（滤波器的截止频率）远小于开关频率，在一个开关周期内，系统的状态变量变化不大，开关频率次分量被滤除，系统的状态变量近似线性变化，故可以用状态空间平均法分析小信号。但是对于 LLC 谐振变换器，状态空间平均法不再适用。LLC 的谐振频率和开关频率接近，在一个开关周期内，谐振电感和谐振电容完成一次谐振，如果使用状态空间平均法分析，LLC 状态变量的有用信息会被过滤，状态变量的开关周期平均不能反映 LLC 的小信号。

LLC 小信号分析方法主要有两种：扩展描述函数法和仿真法。扩展描述函数法对时域非线性状态方程进行傅里叶展开，根据等式谐波平衡原理，对应正余弦项的系数相等，可以列出线性方程，然后对状态变量、输入输出变量施加小信号扰动和线性化，可得稳态方程和小信号状态方程。其中，对非连续分量傅里叶展开的系数被称作扩展描述函数。仿真法用电力电子仿真软件在仿真电路中施加相应的小信号扰动，计算输出响应，扫频得到频率特性曲线。仿真法对电路参数修改方便，不需要复杂的计算过程，具有更强的适应性，适合较复杂电路的小信号分析。

3.1 扩展描述函数法

扩展描述函数法^[25-30]是由 E. X. Yang 博士提出，在描述函数法的基础上进行了一定的简化，适宜谐振变换器的小信号建模，扩展描述函数法的基本思路是，基于对谐振变换器的工作模态的理解，列出状态方程，对状态变量进行傅里叶分解，得到线性的状态方程，然后根据谐波平衡，列出一系列平衡方程，据此求出稳态解和小信号状态方程。傅里叶分解保留的阶数越多，结果越准确。扩展描述函数法理论上可以准确有效的分析谐振变换器的小信号特性，但是随着傅里叶分解的阶数越高，小信号状态方程越庞大，求解越困难。

3.1.1 非线性状态方程

半桥 LLC 正常工作时，谐振电容有 $V_{in}/2$ 的直流偏置电压。消去谐振腔的直流分量，半桥中点电压 v_{HB} 为占空比为 50% 的对称方波，方波电压的幅值是输入电压的一半，即 $V_g = V_{in}/2$ ，

如图 3-1 所示，谐振电容无直流偏置电压。变压器原副边分别等效为受控电压源和受控电流源，变压器原边电压近似为 $\text{sgn}(i_{Lr} - i_{Lm}) \cdot v_o \cdot n$ ，考虑输出电容的 ESR，LLC 等效电路如图 3-2 所示， C_o 是等效的输出电容， r 是输出电容 ESR， R_L 是负载电阻。

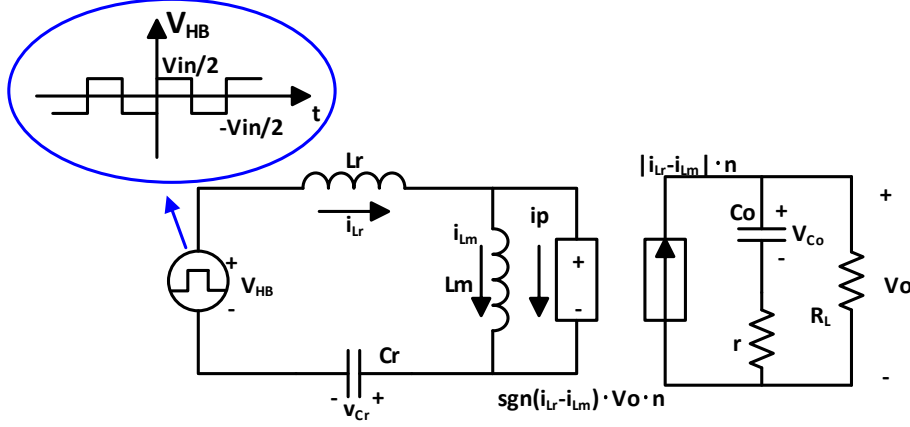


图 3-1 LLC 变换器电路模型

根据电路原理对 LLC 等效电路列写非线性状态方程，如式 3-1 所示， i_{Lr} ， i_{Lm} ， v_{Cr} ， v_{Co} 是状态变量， v_{HB} 是输入变量， v_o 是输出变量。

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + L_m \frac{di_{Lm}}{dt} + v_{Cr} = v_{HB} \\ L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = \text{sgn}(i_{Lr} - i_{Lm}) \cdot v_o \cdot n \\ C_r \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \\ \left(1 + \frac{r}{R_L}\right) \cdot C_o \frac{dv_{Co}}{dt} + \frac{v_{Co}}{R_L} = |i_{Lr} - i_{Lm}| \cdot n \\ v_o = \frac{r \cdot R_L}{r + R_L} (|i_{Lr} - i_{Lm}| \cdot n_o) + \frac{R_L}{r + R_L} \cdot v_{Co} \end{cases} \quad (3-1)$$

3.1.2 谐波近似

扩展描述函数法分析小信号，若要获得比较高的准确度，一般保留 3~5 次谐波，为了简化运算，此处只取一次谐波。LLC 工作在稳态时，谐振状态变量波形接近正弦，对状态变量取一次谐波，谐振电流 i_{Lr} ，励磁电流 i_{Lm} 和谐振电压 v_{Cr} 可以写成下面形式：

$$\begin{cases} i_{Lr} \approx i_{Lrs}(t) \sin \omega_s t + i_{Lrc}(t) \cos \omega_s t \\ i_{Lm} \approx i_{Lms}(t) \sin \omega_s t + i_{Lmc}(t) \cos \omega_s t \\ v_{Cr} \approx v_{Crs}(t) \sin \omega_s t + v_{Crc}(t) \cos \omega_s t \end{cases} \quad (3-2)$$

对谐振电流 i_{Lr} ，励磁电流 i_{Lm} 和谐振电压 v_{Cr} 取导数：

$$\begin{cases} \frac{di_{Lr}}{dt} = \left(\frac{di_{Lrs}}{dt} - \omega_s i_{Lrc} \right) \sin \omega_s t + \left(\frac{di_{Lrc}}{dt} + \omega_s i_{Lrs} \right) \cos \omega_s t \\ \frac{di_{Lm}}{dt} = \left(\frac{di_{Lms}}{dt} - \omega_s i_{Lmc} \right) \sin \omega_s t + \left(\frac{di_{Lmc}}{dt} + \omega_s i_{Lms} \right) \cos \omega_s t \\ \frac{dv_{Cr}}{dt} = \left(\frac{dv_{Crs}}{dt} - \omega_s v_{Crc} \right) \sin \omega_s t + \left(\frac{dv_{Crc}}{dt} + \omega_s v_{Crs} \right) \cos \omega_s t \end{cases} \quad (3-3)$$

对式 (3-1) 中非连续函数进行傅里叶展开：

$$\begin{cases} v_{HB} \approx f_1(v_g) \sin \omega_s t \\ \text{sgn}(i_{Lr} - i_{Lm}) \cdot v_o \cdot n \approx f_2(i_{Lrs} - i_{Lms}, v_{Co}) \sin \omega_s t + f_3(i_{Lrc} - i_{Lmc}, v_{Co}) \cos \omega_s t \\ |i_{Lr} - i_{Lm}| \approx f_4(i_{Lrs} - i_{Lms}, i_{Lrc} - i_{Lmc}) \end{cases} \quad (3-4)$$

$f_1(v_g)$, $f_2(i_{Lrs} - i_{Lms}, v_{Co})$, $f_3(i_{Lrc} - i_{Lmc}, v_{Co})$, $f_4(i_{Lrs} - i_{Lms}, i_{Lrc} - i_{Lmc})$ 被称作扩展描述函数，其表达式如下：

$$\begin{cases} f_1(v_g) = \frac{4}{\pi} \cdot v_g \\ f_2(i_{Lrs} - i_{Lms}, v_{Co}) = \frac{4}{\pi} \frac{i_{Lrs} - i_{Lms}}{i_p} \cdot v_{Co} \cdot n \\ f_3(i_{Lrc} - i_{Lmc}, v_{Co}) = \frac{4}{\pi} \frac{i_{Lrc} - i_{Lmc}}{i_p} \cdot v_{Co} \cdot n \\ f_4(i_{Lrs} - i_{Lms}, i_{Lrc} - i_{Lmc}) = \frac{2}{\pi} \cdot i_p \\ i_p = \sqrt{(i_{Lrs} - i_{Lms})^2 + (i_{Lrc} - i_{Lmc})^2} \end{cases} \quad (3-5)$$

3.1.3 谐波平衡

根据谐波平衡原理，非线性状态方程等式两边进行傅里叶展开，对应频率、对应正余弦项的系数相等。把式 (3-2) ~ (3-5) 代入式 (3-1) 并取谐波平衡，可得线性化状态方程：

$$\begin{cases}
L_r \cdot \left(\frac{di_{Lrs}}{dt} - \omega_s i_{Lrc} \right) + v_{Crs} + L_m \cdot \left(\frac{di_{Lms}}{dt} - \omega_s i_{Lmc} \right) = \frac{4}{\pi} \cdot v_g \\
L_r \cdot \left(\frac{di_{Lrc}}{dt} + \omega_s i_{Lrs} \right) + v_{Crc} + L_m \cdot \left(\frac{di_{Lmc}}{dt} + \omega_s i_{Lms} \right) = 0 \\
L_m \cdot \left(\frac{di_{Lms}}{dt} - \omega_s i_{Lmc} \right) = \frac{4}{\pi} \frac{i_{Lrs} - i_{Lms}}{i_p} \cdot v_o \cdot n \\
L_m \cdot \left(\frac{di_{Lmc}}{dt} + \omega_s i_{Lms} \right) = \frac{4}{\pi} \frac{i_{Lrc} - i_{Lmc}}{i_p} \cdot v_o \cdot n \\
C_r \cdot \left(\frac{dv_{Crs}}{dt} - \omega_s v_{Crc} \right) = i_{Lrs} \\
C_r \cdot \left(\frac{dv_{Crc}}{dt} + \omega_s v_{Crs} \right) = i_{Lrc} \\
\left(1 + \frac{r}{R_L} \right) \cdot C_o \frac{dv_{Co}}{dt} + \frac{v_{Co}}{R_L} = \frac{2}{\pi} \cdot i_p \cdot n \\
v_o = \frac{r \cdot R_L}{r + R_L} \left(\frac{2}{\pi} \cdot i_p \cdot n \right) + \frac{R_L}{r + R_L} \cdot v_{Co}
\end{cases} \quad (3-6)$$

LLC 工作在稳态时, i_{Lrs} , i_{Lrc} , i_{Lms} , i_{Lmc} , v_{Crs} , v_{Crc} , v_{Co} 是稳定的, 它们的导数等于零。对于给定的 V_g , R_L , Ω_s , 可解得稳态状态变量和 LLC 的直流增益。式 (3-7) 是稳态方程, 式 (3-8) 是状态变量的稳态解, 式 (3-9) 是 LLC 的归一化直流增益。

$$\begin{cases}
-\Omega_s L_r \cdot I_{Lrc} + V_{Crs} - \Omega_s L_m \cdot I_{Lmc} = \frac{4}{\pi} \cdot V_g \\
\Omega_s L_r \cdot I_{Lrs} + V_{Crc} + \Omega_s L_m \cdot I_{Lms} = 0 \\
-\Omega_s L_m \cdot I_{Lmc} = \frac{4}{\pi} \frac{I_{Lrs} - I_{Lms}}{I_p} \cdot V_{Co} \cdot n \\
\Omega_s L_m \cdot I_{Lms} = \frac{4}{\pi} \frac{I_{Lrc} - I_{Lmc}}{I_p} \cdot V_{Co} \cdot n \\
-\Omega_s C_r \cdot V_{Crc} = I_{Lrs} \\
\Omega_s C_r \cdot V_{Crs} = I_{Lrc} \\
\frac{V_{Co}}{R_L} = \frac{2}{\pi} \cdot I_p \cdot n \\
I_p = \sqrt{(I_{Lrs} - I_{Lms})^2 + (I_{Lrc} - I_{Lmc})^2}
\end{cases} \quad (3-7)$$

$$\begin{cases}
I_{Lms} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot V_g \cdot \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r \right) \cdot \frac{1}{R_{ac}} \cdot \Omega_s L_m}{\left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot \Omega_s L_m \right)^2 + \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r - \Omega_s L_m \right)^2} \\
I_{Lrs} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot V_g \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot (\Omega_s L_m)^2 \right)}{\left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot \Omega_s L_m \right)^2 + \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r - \Omega_s L_m \right)^2} \\
I_{Lmc} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot V_g \cdot \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r - \Omega_s L_m \right)}{\left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot \Omega_s L_m \right)^2 + \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r - \Omega_s L_m \right)^2} \\
I_{Lrc} = \frac{\frac{4}{\pi} \cdot V_g \cdot \left(\left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r - \Omega_s L_m \right) + \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r \right) \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot \Omega_s L_m \right)^2 \right)}{\left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot \Omega_s L_m \right)^2 + \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r - \Omega_s L_m \right)^2} \\
V_{Crs} = \frac{1}{\Omega_s C_r} \cdot \frac{\frac{4}{\pi} \cdot V_g \cdot \left(\left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r - \Omega_s L_m \right) + \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r \right) \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot \Omega_s L_m \right)^2 \right)}{\left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot \Omega_s L_m \right)^2 + \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r - \Omega_s L_m \right)^2} \\
V_{Crc} = \frac{1}{-\Omega_s C_r} \cdot \frac{\frac{4}{\pi} \cdot V_g \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot (\Omega_s L_m)^2 \right)}{\left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_{ac}} \cdot \Omega_s L_m \right)^2 + \left(\frac{1}{\Omega_s C_r} - \Omega_s L_r - \Omega_s L_m \right)^2}
\end{cases} \quad (3-8)$$

$$M(\Omega_s) = \frac{n \cdot V_o}{V_g} = \frac{\frac{8}{\pi^2} \cdot I_p \cdot n^2 \cdot R_L}{-\Omega_s L_r \cdot I_{Lrc} + V_{Crs} - \Omega_s L_m \cdot I_{Lmc}} \quad (3-9)$$

比较直流增益 $M(\Omega_s)$ 与 $G(\Omega_s)$, 如图 3-2 所示, $M(\Omega_s)$ 是扩展描述函数法的直流增益, $G(\Omega_s)$ 是基波等效法的直流增益, 两条曲线重合, 证明稳态求解的正确性。

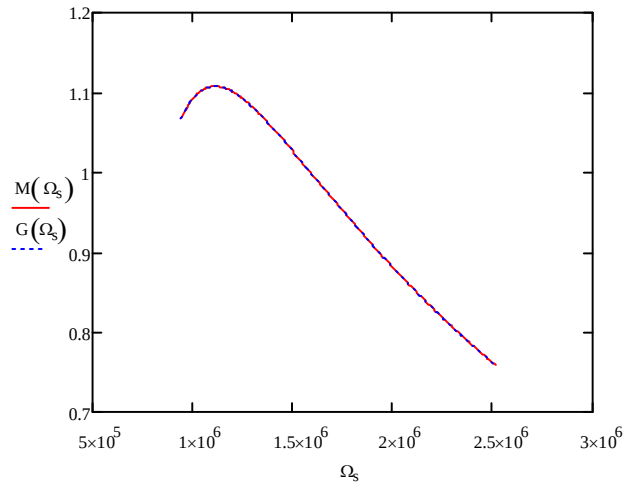


图 3-2 直流增益验证

3.1.4 小信号扰动和线性化

对式(3-6)进行小信号扰动,令: $v_g = V_g + \hat{v}_g$, $\omega_s = \Omega_s + \hat{\omega}_s$, $i_{Lrs} = I_{Lrs} + \hat{i}_{Lrs}$, $i_{Lms} = I_{Lms} + \hat{i}_{Lms}$, $i_{Lrc} = I_{Lrc} + \hat{i}_{Lrc}$, $i_{Lmc} = I_{Lmc} + \hat{i}_{Lmc}$, $v_{Crs} = V_{Crs} + \hat{v}_{Crs}$, $v_{Crc} = V_{Crc} + \hat{v}_{Crc}$, $v_{Co} = V_{Co} + \hat{v}_{Co}$, 代入式(3-6), 并线性化, 可得小信号状态方程和输出方程。式(3-10)是小信号状态方程, (3-11)是输出方程。

$$\begin{cases}
 L_r \frac{d\hat{i}_{Lrs}}{dt} = -\frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})^2}{I_p^3} \hat{i}_{Lrs} + \left(\Omega_s L_r + \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} \right) \hat{i}_{Lrc} + \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})^2}{I_p^3} \hat{i}_{Lms} - \\
 \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} \hat{i}_{Lmc} - \hat{v}_{Crs} - \frac{4n}{\pi} \frac{I_{Lrs} - I_{Lms}}{I_p} \hat{v}_{Co} + L_r I_{Lrc} \hat{\omega}_s + \frac{4}{\pi} \hat{v}_g \\
 L_r \frac{d\hat{i}_{Lrc}}{dt} = \left(-\Omega_s L_r + \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} \right) \hat{i}_{Lrs} - \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})^2}{I_p^3} \hat{i}_{Lrc} - \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} \hat{i}_{Lms} + \\
 \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})^2}{I_p^3} \hat{i}_{Lmc} - \hat{v}_{Crc} - \frac{4n}{\pi} \frac{I_{Lrc} - I_{Lmc}}{I_p} \hat{v}_{Co} - L_r I_{Lrs} \hat{\omega}_s \\
 L_m \frac{d\hat{i}_{Lms}}{dt} = \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})^2}{I_p^3} \hat{i}_{Lrs} - \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} \hat{i}_{Lrc} - \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})^2}{I_p^3} \hat{i}_{Lms} + \\
 \left(\Omega_s L_m + \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} \right) \hat{i}_{Lmc} + \frac{4n}{\pi} \frac{I_{Lrs} - I_{Lms}}{I_p} \hat{v}_{Co} + L_m I_{Lmc} \hat{\omega}_s \\
 L_m \frac{d\hat{i}_{Lmc}}{dt} = -\frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} \hat{i}_{Lrs} + \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})^2}{I_p^3} \hat{i}_{Lrc} + \left(-\Omega_s L_m + \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} \right) \hat{i}_{Lms} - \\
 \frac{4nV_{Co}}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})^2}{I_p^3} \hat{i}_{Lmc} + \frac{4n}{\pi} \frac{I_{Lrc} - I_{Lmc}}{I_p} \hat{v}_{Co} - L_m I_{Lms} \hat{\omega}_s \\
 C_r \frac{d\hat{v}_{Crs}}{dt} = \hat{i}_{Lrs} + \Omega_s C_r \hat{v}_{Crc} + V_{Crc} C_r \hat{\omega}_s \\
 C_r \frac{d\hat{v}_{Crc}}{dt} = \hat{i}_{Lrc} - \Omega_s C_r \hat{v}_{Crs} - V_{Crs} C_r \hat{\omega}_s \\
 C_o \frac{d\hat{v}_{Co}}{dt} = \left(\frac{R_L}{R_L + r} \right) \left(\frac{2n(I_{Lrs} - I_{Lms})}{\pi I_p} \hat{i}_{Lrs} + \frac{2n(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{\pi I_p} \hat{i}_{Lrc} - \frac{2n(I_{Lrs} - I_{Lms})}{\pi I_p} \hat{i}_{Lms} - \frac{2n(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{\pi I_p} \hat{i}_{Lmc} - \frac{\hat{v}_{Co}}{R_L} \right)
 \end{cases} \quad (3-10)$$

$$\hat{v}_o = \frac{r \cdot R_L}{r + R_L} \frac{2}{\pi} n \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})}{I_p} \cdot \hat{i}_{Lrs} + \frac{r \cdot R_L}{r + R_L} \frac{2}{\pi} n \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p} \cdot \hat{i}_{Lrc} - \frac{r \cdot R_L}{r + R_L} \frac{2}{\pi} n \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})}{I_p} \cdot \hat{i}_{Lms} - \frac{r \cdot R_L}{r + R_L} \frac{2}{\pi} n \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p} \cdot \hat{i}_{Lmc} + \frac{R_L}{r + R_L} \cdot \hat{v}_{Co} \quad (3-11)$$

将小信号状态方程写成(3-12)形式:

$$\begin{cases}
 K \cdot \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A \cdot \hat{x}(t) + B \cdot \hat{u}(t) \\
 \hat{y}(t) = C \cdot \hat{x}(t)
 \end{cases} \quad (3-12)$$

$$K = \begin{pmatrix} L_r & & & & & \\ & L_r & & & & \\ & & L_m & & & \\ & & & L_m & & \\ & & & & C_r & \\ & & & & & C_r \\ & & & & & & C_o \end{pmatrix}$$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})^2}{I_p^3} & \Omega_s L_r + \frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} & \frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})^2}{I_p^3} & -\frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} & -1 & 0 & -\frac{4n}{\pi} \frac{I_{Lrs} - I_{Lms}}{I_p} \\ -\Omega_s L_r + \frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} & -\frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})^2}{I_p^3} & -\frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} & \frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})^2}{I_p^3} & 0 & -1 & -\frac{4n}{\pi} \frac{I_{Lrc} - I_{Lmc}}{I_p} \\ \frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})^2}{I_p^3} & -\frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} & -\frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})^2}{I_p^3} & \Omega_s L_m + \frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} & 0 & 0 & \frac{4n}{\pi} \frac{I_{Lrs} - I_{Lms}}{I_p} \\ -\frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} & \frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})^2}{I_p^3} & -\Omega_s L_m + \frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p^3} & -\frac{4n}{\pi} V_{Co} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})^2}{I_p^3} & 0 & 0 & \frac{4n}{\pi} \frac{I_{Lrc} - I_{Lmc}}{I_p} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \Omega_s C_r & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -\Omega_s C_r & 0 & 0 \\ \frac{2n}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})}{I_p} \frac{R_L}{R_L + r} & \frac{2n}{\pi} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p} \frac{R_L}{R_L + r} & -\frac{2n}{\pi} \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})}{I_p} \frac{R_L}{R_L + r} & -\frac{2n}{\pi} \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p} \frac{R_L}{R_L + r} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_L} \frac{R_L}{R_L + r} \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} L_r I_{Lrc} & \frac{4}{\pi} \\ -L_r I_{Lrs} & 0 \\ L_m I_{Lmc} & 0 \\ -L_m I_{Lms} & 0 \\ C_r V_{Crc} & 0 \\ -C_r V_{Crs} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$C = \left(\left(\frac{r \cdot R_L}{R_L + r} \right) \left(\frac{2}{\pi} n \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})}{I_p} \right), \left(\frac{r \cdot R_L}{R_L + r} \right) \left(\frac{2}{\pi} n \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p} \right), \left(\frac{r \cdot R_L}{R_L + r} \right) \left(-\frac{2}{\pi} n \frac{(I_{Lrs} - I_{Lms})}{I_p} \right), \left(\frac{r \cdot R_L}{R_L + r} \right) \left(-\frac{2}{\pi} n \frac{(I_{Lrc} - I_{Lmc})}{I_p} \right), 0, 0, \frac{R_L}{r + R_L} \right)$$

$$x(t) = \begin{pmatrix} i_{Lrs}(t) \\ i_{Lrc}(t) \\ i_{Lms}(t) \\ i_{Lmc}(t) \\ v_{Crs}(t) \\ v_{Crc}(t) \\ v_{Co}(t) \end{pmatrix} u(t) = \begin{pmatrix} \omega_s \\ v_g \end{pmatrix} y(t) = v_o(t)$$

对状态方程进行拉氏变换，可求解开环传递函数：

$$\hat{v}_o(s)/\hat{\omega}_s(s) = C \cdot ((Ks - A)^{-1} \cdot B) \quad (3-13)$$

3.1.5 幅频相频曲线

令 $\hat{v}_g = 0$ ，代入谐振参数，用 Mathcad 可以计算出，LLC 小信号的开环幅频曲线和相频曲线：

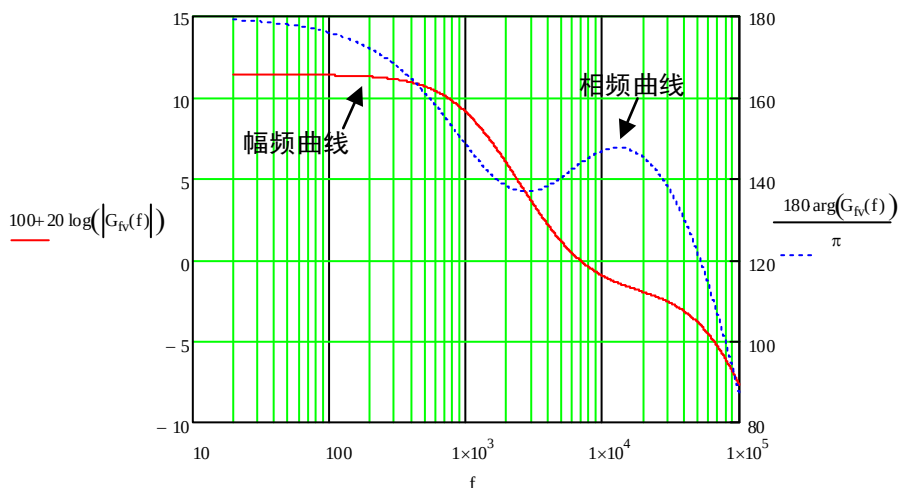


图 3-3 开环频率特性曲线

3.2 仿真法

SIMPLIS 是一款用于电力电子开关线路的器件级仿真平台，将非线性系统分段线性化，仿真速度极快。有三种分析模式：Transient 瞬态分析，线性化子电路，仿真速度是 SPICE 类软件的 10-50 倍；POP 周期分析，不需要对电路启动瞬态仿真，快速确定开关系统的稳态工作点；AC 小信号分析，对开关系统的小信号分析，无需平均建模。

SIMPLIS 采用分段线性建模，SPICE 模型采用非线性方程。非线性模型利用分段线性近似描述，线性系统分析比 SPICE 采用的非线性系统分析快很多。任意时刻，SIMPLIS 系统都可以看作一个线性网络，基于其准确性和快速性，SIMPLIS 可以对 SPICE 类产品无法建模的复杂拓扑进行建模。SIMPLIS 模型结构是大量行为级模型。SIMPLIS 典型应用：启动过程，负载变化响应，AC 分析。

用 SIMPLIS 仿真 LLC 小信号特性，仿真电路如图 3-6 所示，压控振荡器（VCO）是 SIMPLIS 的功能模块，死区设置为 200ns，副边整流二极管用分段线性电阻（PWL）模拟。考虑输出电容 ESR，对控频电压加小信号扰动，测量输出电压小信号，扫频得到频域特性曲线。

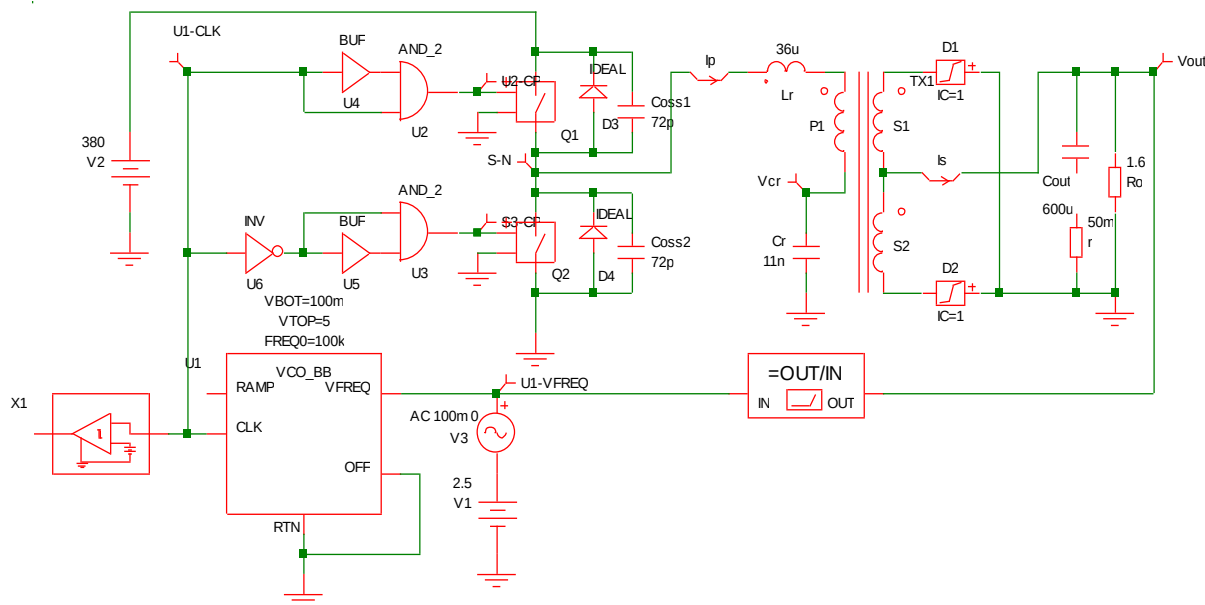
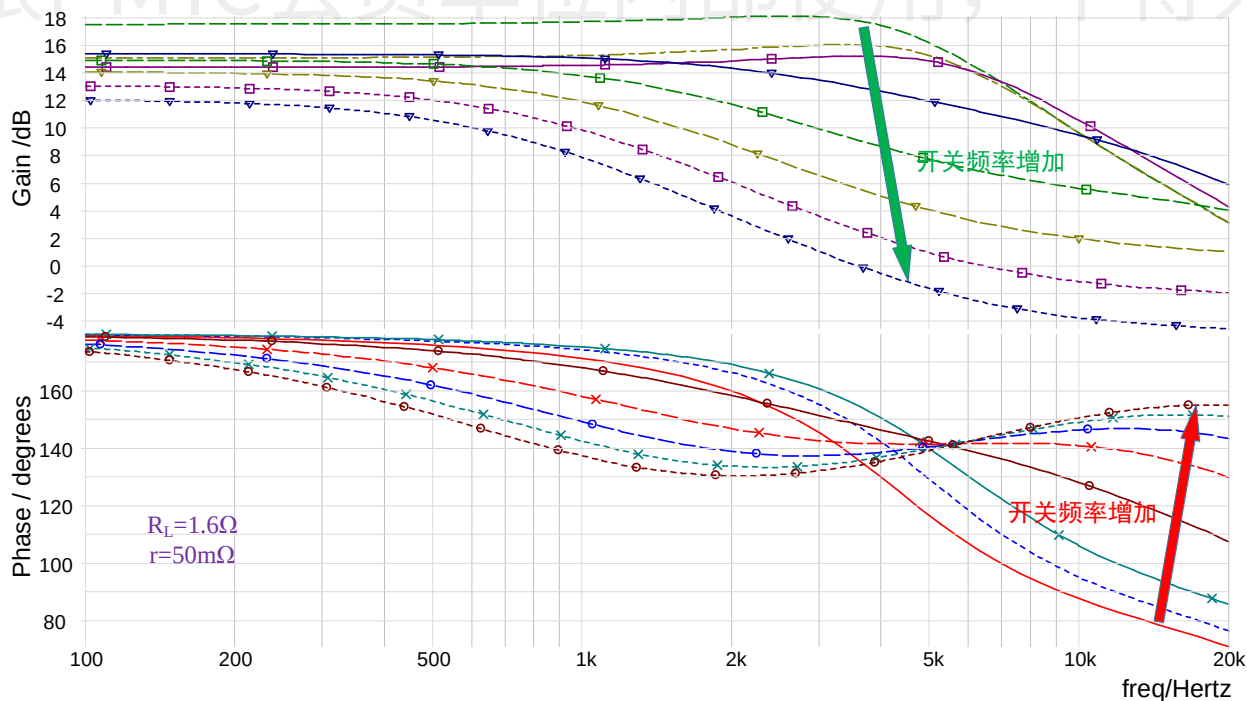


图 3-4 开环仿真电路

图 3-5 所示幅频曲线是输出电压与频率扰动小信号的幅值之比。仿真中，通过对压控振荡器输入电压施加扰动实现控制信号的频率扰动，压控振荡器 1V 输入电压对应于控制频率 100kHz，因此 LLC 开环的幅频增益为图示值减去 100dB ($20 \cdot \log(10^5)$)。



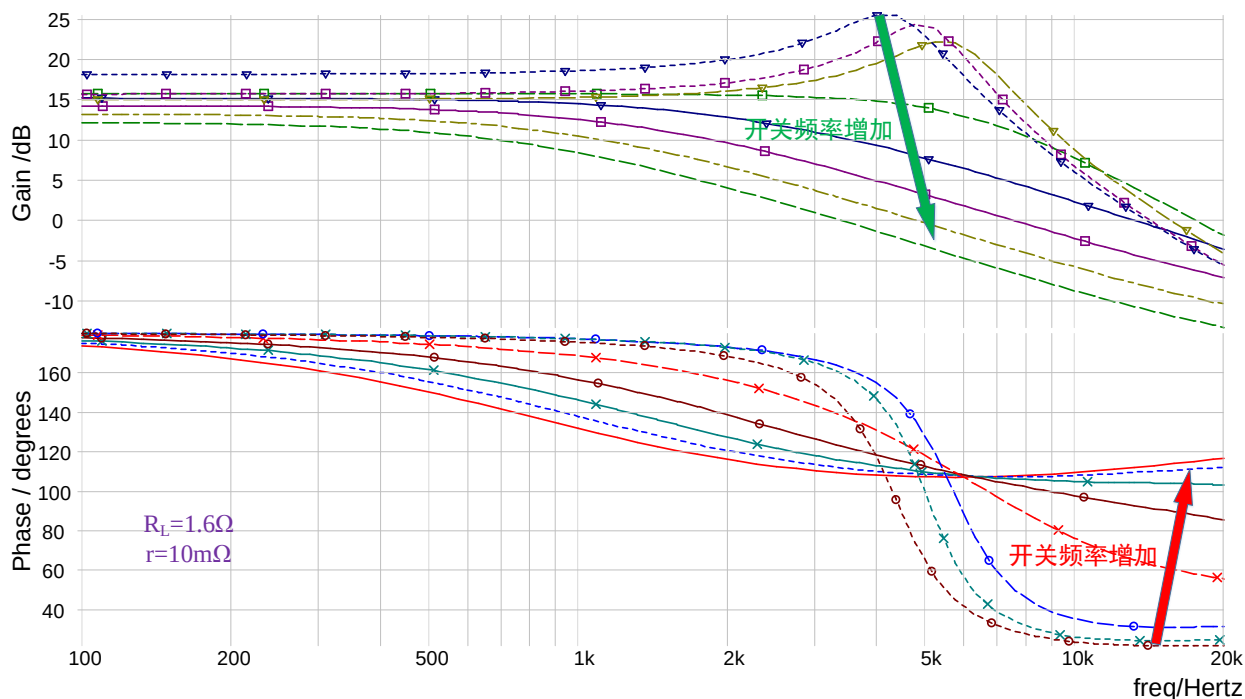


图 3-5 开环频率特性

对于给定参数的 LLC 变换器, LLC 频域特性随负载变化不大, 随开关频率和输出电容 ESR 变化较大。ESR=50m Ω 时, ESR 零点的位置大致在 5kHz, 补偿了一个低频共轭极点, 消除了共轭极点产生的震荡。

3.3 光耦小信号模型

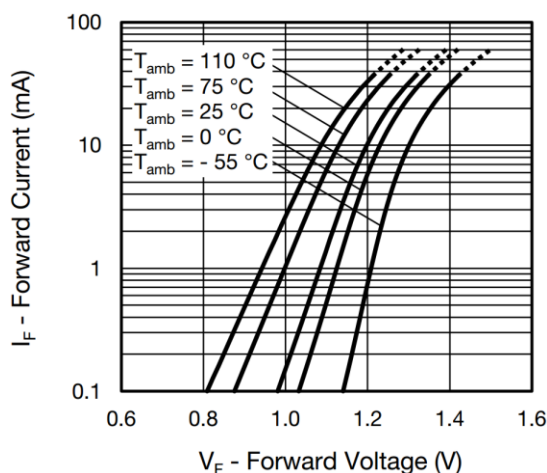


图 3-6 VOM617A-3 发光二极管伏安特性

光耦采用 VOM617A-3T, 发光二极管等效电阻相较 R_D 较小忽略, 因此二极管端压近似恒定。光耦小信号模型^[31-33]如图 3-7 所示, 光电三极管包含了有发射极和集电极的双极晶体管的混合模型, h_{ie} : 输出短路下的输入电阻, h_{oe} : 输入开路下的输出电导, h_{fe} : 放大增益,

C_{CB} : 集电极和基极之间的结电容, 两个受控电流源: $\hat{i}_p = \hat{i}_F \cdot CTR/h_{fe}$, $h_{fe} \cdot \hat{i}_b$, 光耦的集-基结用作光检测, 面积相对比较大, 导致光耦的集-基结电容 C_{CB} 比较大, 限制了光耦的带宽。

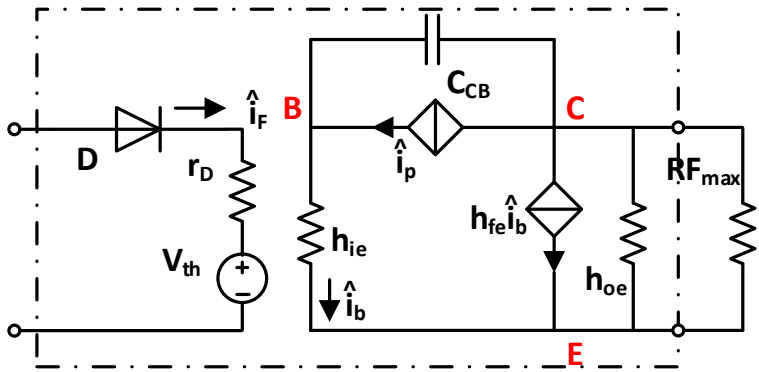


图 3-7 光耦的小信号模型

3.4 补偿网络设计

表 3-1 给出了常用的补偿网络类型（一个零点两个极点、两个零点两个极点、两个零点三个极点）的电路连接、幅频和相频曲线及对应的传递函数。

$G_{cp1}(s) = \frac{-1}{R_{upper} (C_1 + C_2)} \cdot \frac{(1 + sR_1C_1)}{s \cdot \left(1 + s \frac{R_1C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)}$	
(a) 一个零点两个极点 (b) 两个零点两个极点	

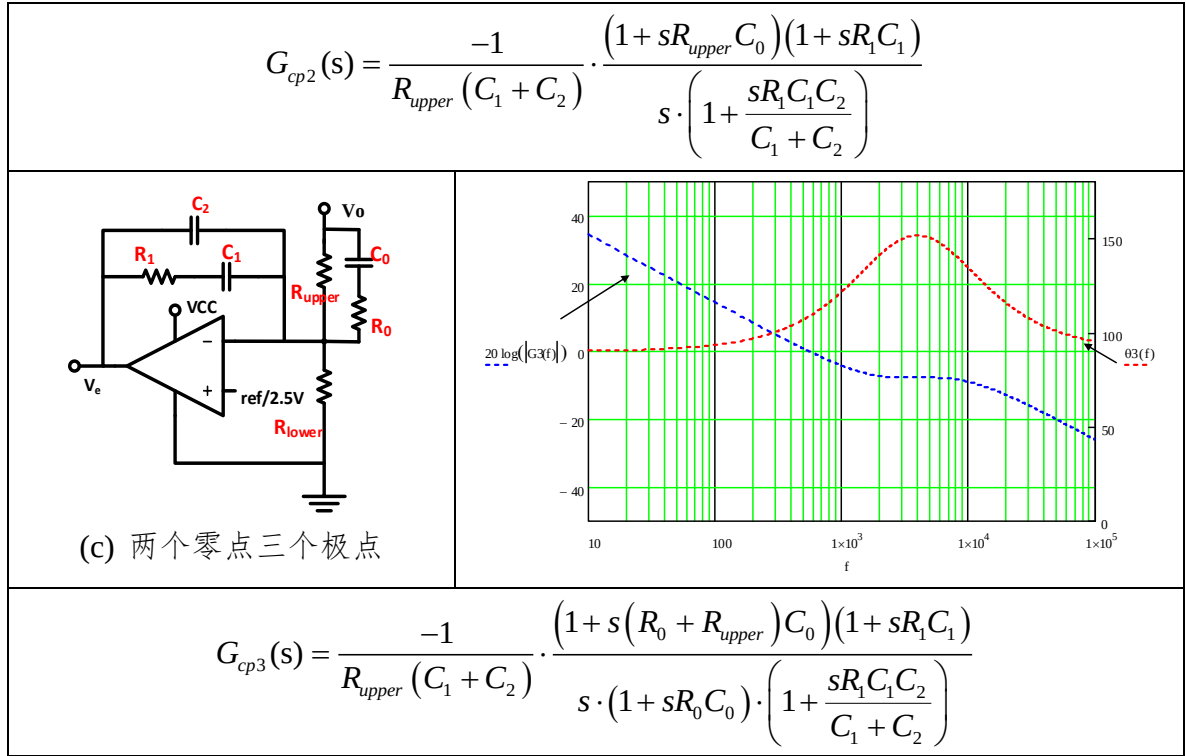


表 3-1 补偿网络

为了保证闭环系统安全可靠的工作,工程上要求至少 60° 的相位裕度,10dB 的幅值裕度。

LLC 补偿常用 PI 或 PID 网络,(a)型补偿网络已经能够满足设计的需要^[34],故选择(a)补偿网络。反馈网络如图 3-8 所示。

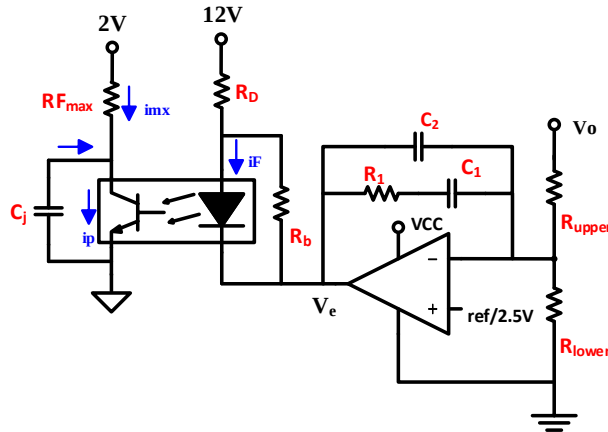


图 3-8 反馈网络

补偿网络参数: $R_1 = 5.1k\Omega$, $C_1 = 33nF$, $C_2 = 10nF$, $R_{upper} = 20.64k\Omega$, $R_{lower} = 2.4k\Omega$ 。

式 (3-14) ~ (3-18) 是反馈网络的小信号关系式,式 (3-19) 是输出到控制的小信号传递函数。

$$\frac{\hat{i}_p(s)}{\hat{i}_{mx}(s)} = \frac{1}{1 + s \cdot RF_{max} \cdot C_j} \quad (3-14)$$

$$\hat{i}_p(s) = CTR \cdot \hat{i}_F(s) \quad (3-15)$$

$$\hat{i}_F(s) = -\frac{\hat{v}_e(s)}{R_D} \quad (3-16)$$

$$f_{opto} = \frac{1}{2\pi \cdot RF_{max} \cdot C_j} \quad (3-17)$$

$$\hat{f}(s) = \frac{1}{6 \cdot CF} \cdot \hat{i}_{mx}(s) \quad (3-18)$$

$$\frac{\hat{f}(s)}{\hat{v}_o(s)} = \frac{CTR}{6 \cdot CF} \cdot \frac{1}{R_D} \cdot \frac{1}{R_{upper}(C_1 + C_2)} \cdot \frac{(1 + sR_1C_1)}{s \cdot \left(1 + s \frac{R_1C_1C_2}{C_1 + C_2}\right)} \cdot \frac{1}{(1 + s \cdot RF_{max} \cdot C_j)} \quad (3-19)$$

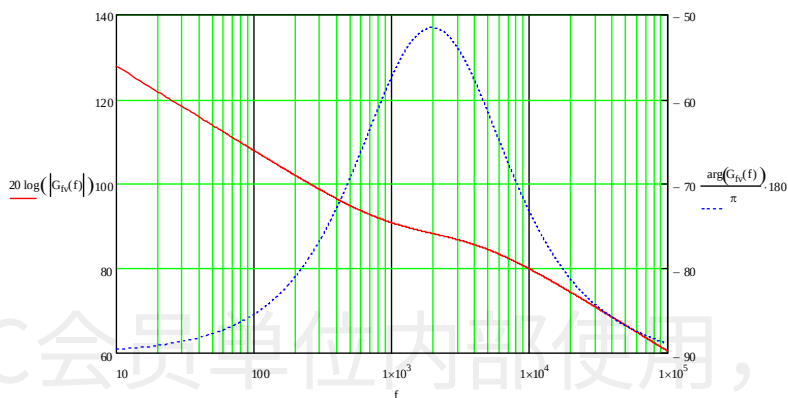


图 3-9 反馈网络频率特性

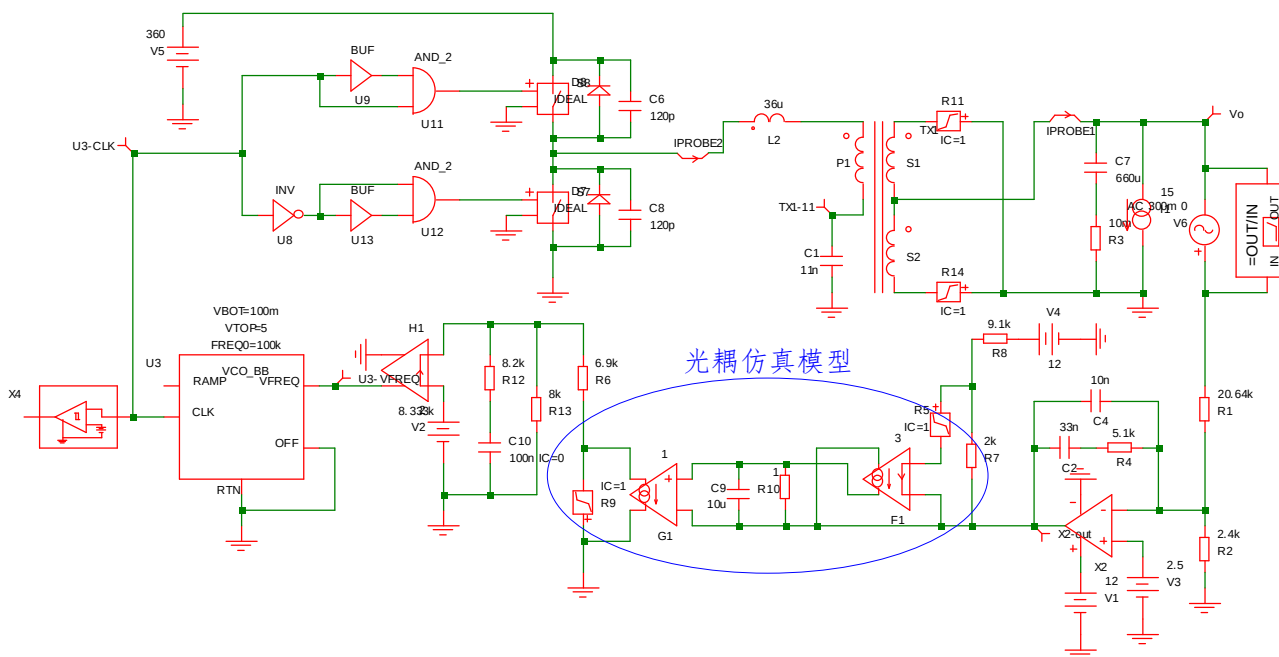


图 3-10 闭环仿真电路

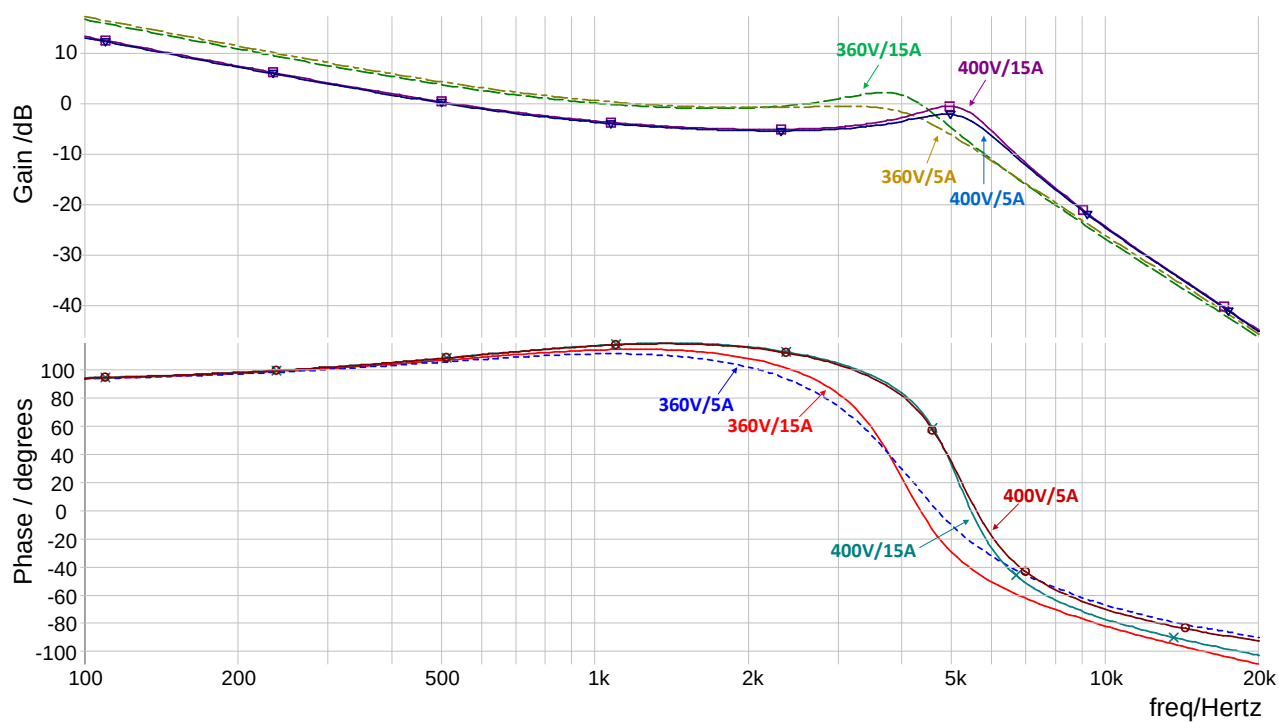


图 3-11 仿真环路增益

3.5 本章小结

本章用扩展描述函数法对 LLC 进行小信号建模，通过仿真验证了小信号模型。建立光耦小信号仿真模型，仿真 LLC 小信号和闭环频率特性，设计了 LLC 的补偿网络。

4 电路设计与实验结果

4.1 谐振电容选择

谐振电容大小已经确定，表 4-1 对不同材质电容的性能做了比较：

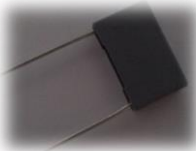
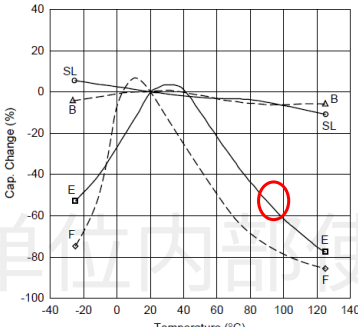
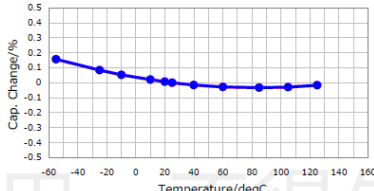
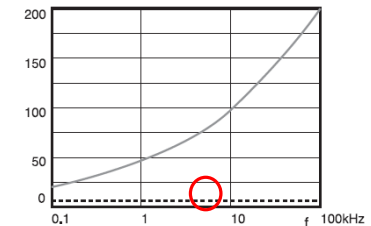
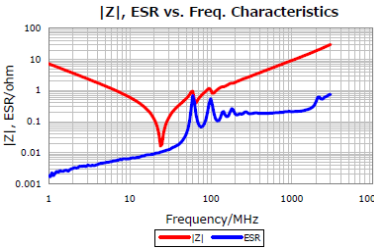
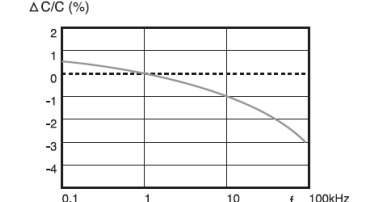
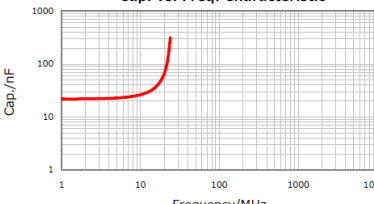
	聚丙烯薄膜电容 MMKP82103J1600 	安规瓷片电容 DE1E3KX472MA5BA01 	多层陶瓷电容 C4532C0G2J223J320KA 
离散性	±5%(J)	±20%(M)	+/-5%(J)
温度特性	 ---聚丙烯	 E(JIS)(+20/-55%)	 C0G(-55~125 °C, ±30 ppm/ °C)
损耗角	 ---聚丙烯	±2.5%	
频率特性	 Capacitance vs. frequency (Room temperature) ---聚丙烯	\	

表 4-1 谐振电容材质比较

可以看出，安规瓷片电容离散程度比较大，损耗高，容值随温度电压漂移严重；多层陶瓷电容，弥补了安规瓷片电容的不足，与薄膜电容相比，体积更小。于是选择多层陶瓷电容（C4532C0G2J223J320KA）作为谐振电容。

4.2 损耗分析

4.2.1 谐振电感损耗

谐振电感采用天通磁芯：ER20/12/14A-TP5，磁芯规格与尺寸如表 4-2：

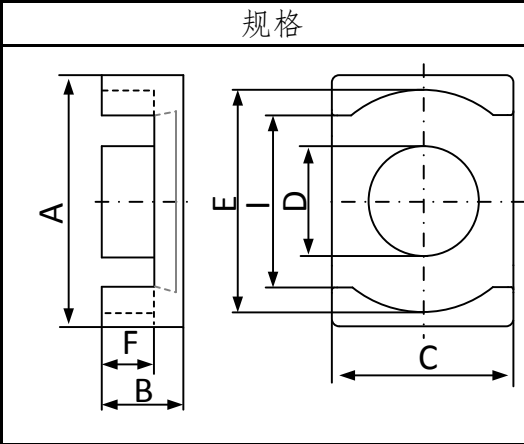
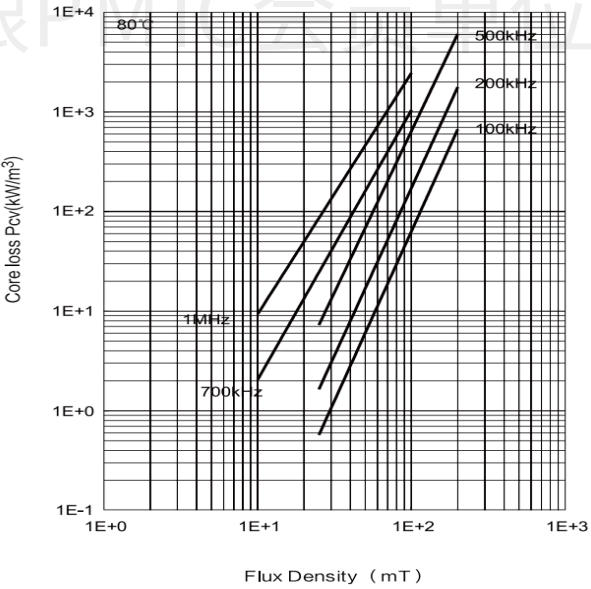
规格		尺寸	
	A/mm	20.0±0.4	
	B/mm	6.1±0.15	
	C/mm	14±0.35	
	D/mm	8.8±0.3	
	E/mm	18.0±0.4	
	F/mm	4.0±0.15	
	L/mm	12.86±0.35	
	Le/mm	31.14	
	Ae/mm²	58.54	

表 4-2 谐振电感磁芯规格



Initial permeability	μi	25℃	1400±25%
Saturation magnetic flux density	Bs(mT)	25℃	470
	1194A/m	100℃	380
Remanence	Br(mT)	25℃	140
		100℃	98
Coercivity	Hc(A/m)	25℃	36.5
		100℃	27.2
Core loss Pcv(kW/m³)	500kHz 50mT	25℃	130
		100℃	80
	1MHz 50mT	60℃	600
		100℃	500
Curie temperature			≥240
Electrial resistivity	ρ(Ω·m)		8
Density	d(kg/m³)		4.7×10³

图 4-1 TP5 磁芯损耗曲线和关键参数

磁损计算：

$$Ve_{Lr} = Ae_{Lr} \cdot (Le - 2F)$$

$$P_{CV} = 3 \cdot 10^5 \text{ W/m}^3$$

$$P_{core_Lr} = P_{CV} \cdot Ve_{Lr}$$

$$P_{core_Lr} = 0.406 \text{ W}$$

铜损：

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot I_{Lr_max}}{\Delta B_{Lr} \cdot Ae_{Lr}}$$

$$\Delta B_{Lr} = 0.12 \text{ T}$$

$$N_{Lr} = 16$$

$$R_{dc_Lr} = \rho_{Cu} \frac{(2\pi \cdot 5.66 \cdot 10^{-3}) \cdot 8 + (2\pi \cdot 7.64 \cdot 10^{-3}) \cdot 8}{1.67 \cdot 10^{-3} \cdot 1.05 \cdot 10^{-4}} \quad (\rho_{Cu} = 1.75 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m)$$

$$P_{con_Lr} = 2 \cdot f_s \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_p(t)^2 \cdot (Rdc_{Lr} \cdot k1 \cdot k2) dt$$

$$P_{con_Lr} = 0.945 \text{ W}$$

k1、k2 分别是电阻的温度系数和交流系数，依据经验取：

$$k1 = 1.1, \quad k2 = 2.5$$

4.2.2 变压器损耗

变压器磁芯采用东磁磁芯 EC30B-DMR50B：

规格				
	符号	参数	值	单位
尺寸	Σ (1/A)	磁芯因子 (C ₁)	0.43	mm ⁻¹
	Ve	体积	4968.0	mm ³
	le	有效长度	46.0	mm
	Ae	有效面积	108.0	mm ²
	Amin	最小面积	90.0	mm ²
	Wt	磁芯质量	≈27	g

表 4-3 变压器磁芯规格

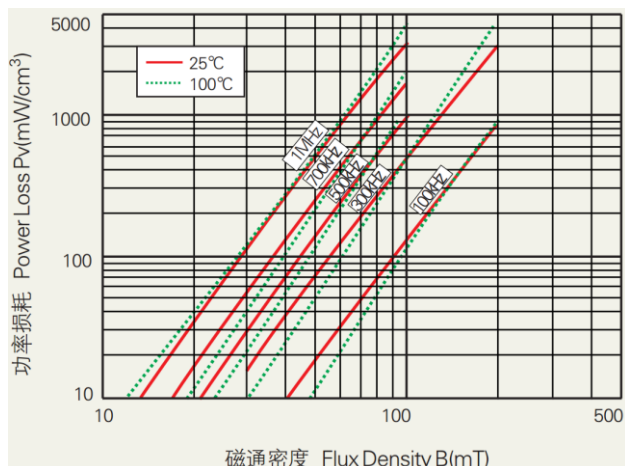


图 4-2 DMR50B 磁芯损耗曲线和关键参数

磁损计算（忽略气隙宽度）：

$$V_{e_{Tr}} = A_{e_{Tr}} \cdot (L_e - 2 \cdot E)$$

$$P_{CV} = 5 \cdot 10^5 \text{ W/m}^3 \quad (\text{读图 4-2})$$

$$P_{core_tr} = P_{CV} \cdot V_{e_{Tr}}$$

$$P_{core_tr} = 1.912 \text{ W}$$

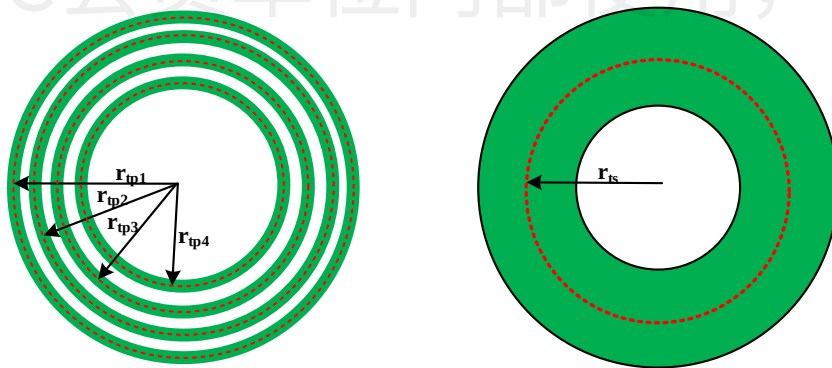


图 4-3 变压器绕组线径

铜损计算：

$$R_{dc_tp} = \rho_{Cu} \frac{(2\pi \cdot 6.65 \cdot 10^{-3}) \cdot 4 + (2\pi \cdot 8.35 \cdot 10^{-3}) \cdot 4 + (2\pi \cdot 10.05 \cdot 10^{-3}) \cdot 4 + (2\pi \cdot 11.75 \cdot 10^{-3}) \cdot 4}{1.4 \cdot 10^{-3} \cdot 1.05 \cdot 10^{-4}}$$

$$P_{con_tp} = 2 \cdot f_s \cdot \int_0^{T_s/2} i_p(t)^2 \cdot (R_{dc_tp} \cdot k_1 \cdot k_2) dt$$

$$P_{con_tp} = 1.56 \text{ W}$$

$$R_{dc_ts} = \rho \frac{(2\pi \cdot 8.9125 \cdot 10^{-3}) \cdot 2}{6.575 \cdot 10^{-3} \cdot 1.05 \cdot 10^{-4}}$$

$$P_{con_ts} = 2 \cdot f_s \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left((i_p(t) - i_{Lm}(t)) \cdot n_T \right)^2 \cdot (R_{dc_ts} \cdot k_1 \cdot k_2) dt$$

$$P_{con_ts} = 2.19 \text{ W}$$

4.2.3 原边开关管损耗

原边开关管型号为：IPB60R125CP，半桥开关管 ZVS 开通，接近 ZCS 关断，开关损耗忽略不计，原边开关管的损耗等于导通损耗和驱动损耗之和。

V_{DS}/V	C_{oss}/pF	$R_{DS(on)}/\Omega$	Q_g/nC	V_{gs}/V
650	120	0.125	53	12

表 4-4 原边 MOS 管参数

导通损耗：

$$P_{sw_con} = 2 f_s \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_p(t)^2 \cdot R_{ds_on} dt$$

$$P_{sw_con} = 0.644 \text{ W}$$

驱动损耗：

$$P_{dr_pri} = V_{gs} \cdot Q_g \cdot f_s \cdot 2$$

$$P_{dr_pri} = 0.319 \text{ W}$$

4.2.4 同步整流管损耗

同步整流 MOS 管型号：BSC036NE7NS3 G，其参数如表 4-5。

V_{DS}/V	C_{oss}/pF	$R_{DS(on)}/m\Omega$	Q_g/nC	V_{gs}/V
75	990	3.6	63.4	12

表 4-5 同步整流 MOS 管参数

导通损耗：

$$P_{con_SR} = 2 f_s \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left((i_p(t) - i_{Lm}(t)) \cdot n_T \right)^2 \cdot R_{ds_on_SR} dt$$

$$P_{con_SR} = 1.008 \text{ W}$$

驱动损耗：

$$P_{dr_SR} = V_{gs} \cdot Q_{g_SR} \cdot f_s \cdot 2$$

$$P_{dr_SR} = 0.382 \text{ W}$$

输出滤波为多个电容并联，等效 ESR 很小，损耗可以忽略不计。

4.2.5 PCB 损耗

PCB 走线损耗估计为： $P_{layout} = 1.5 \text{ W}$ 。

4.2.6 损耗分布

综合以上分析，总损耗为： $P_{total} = 11.74 \text{ W}$ ，效率： $\eta = 96.9\%$ 。

损耗从大到小依次是：变压器损耗，同步 MOS 损耗，电感损耗，PCB 走线损耗，原边 MOS 损耗。

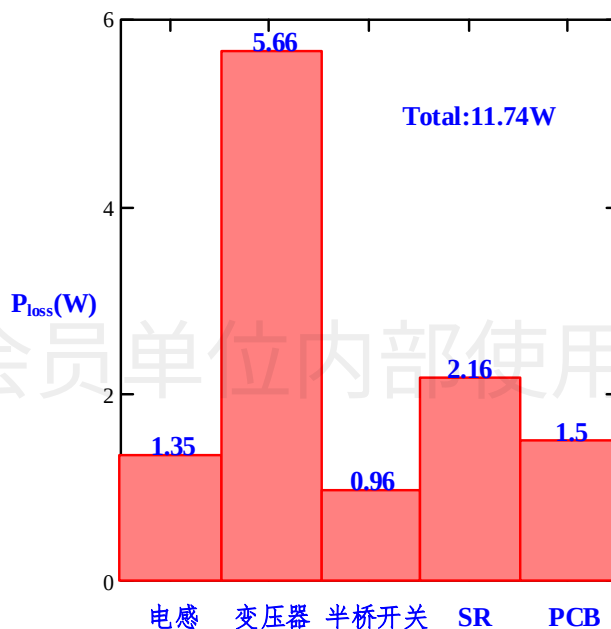


图 4-4 损耗分布

4.3 电路设计

电路的结构框图如图 4-5，样机电路主要由四部分组成：功率电路，原边半桥控制电路，副边同步整流驱动电路，反馈网络。

控制芯片 L6599^[35]有如下特点：工作频率可达 500kHz；有两级过流保护功能（频移和锁存关机）；轻载空载可工作在间歇模式；输入掉电保护、有序上电断电；非线性软启动，输出电压单调上升；抗高 dv/dt 兼容 600V 的高压门极驱动。

原边半桥驱动和副边同步整流分别采用 ST 公司的 L6599 和 SRK2000，实现输出电压调整，输入电压检测，高频软启动，同步整流，轻载空载间歇模式工作。

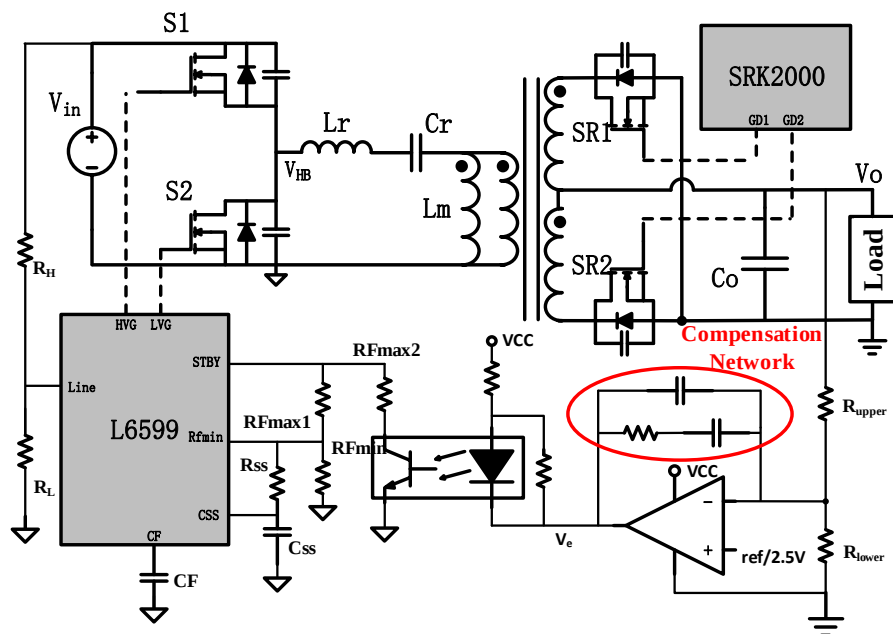


图 4-5 电路框图

4.3.1 调频控制

L6599 按图 4-6 配置，芯片给电容 CF 周期性充放电，充放电流大小正比于 RFmin 引脚输出电流，这样在电容 CF 上产生周期的三角波信号，芯片通过对三角波的上升沿下降沿检测，获得 LLC 半桥上下管的驱动信号。

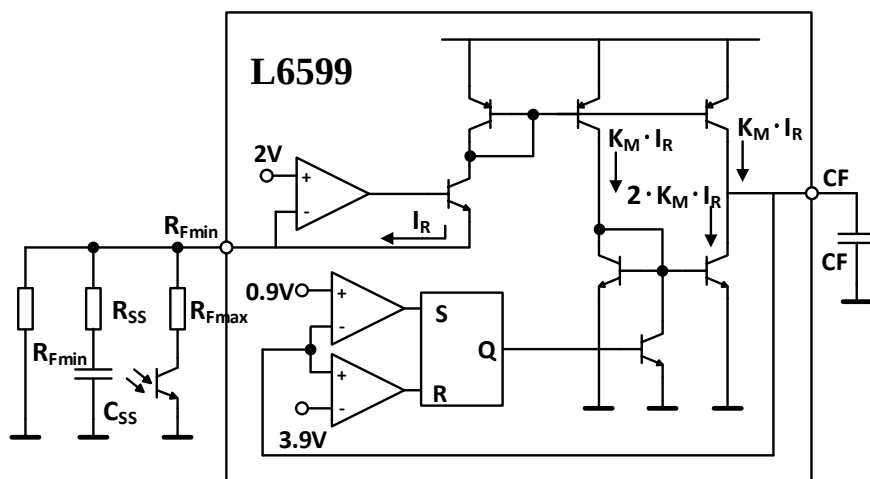


图 4-6 L6599 振荡器原理

驱动信号的频率取决于引脚 RFmin 输出电流和 CF 容值。当 CF 一定时，通过合理配置引脚 RFmin 的外围电路和参数，即可实现 LLC 的调频功能。

LLC 工作在容性区对半桥 MOS 管是致命的，导致 MOS 管失去 ZVS，电压应力超过 MOS 管的上限，从而损坏。电阻 RFmin 和电容 CF 决定 LLC 的最小工作频率，必须正确设置才能保证 LLC 工作在安全工作区。

$$f_{\min} = \frac{1}{3 \cdot CF \cdot RF_{\min}} \quad (4-3)$$

$$f_{\max} = \left(\frac{3}{8} \cdot \frac{RF_{\min}}{RF_{\max}} + 1 \right) \cdot f_{\min} \quad (4-4)$$

4.3.2 输入电压检测

380V/24V 砖式模块电源输入会是前级 PFC 输出电压，或是经整流滤波的母线电压，输入电压检测可以实现掉电保护、有序上电断电，保障电路正常工作。L6599 母线电压检测功能如图 4-7 母线检测引脚 (LINE) 内部集成 15uA 滞环电流源，当 LINE 引脚电压大于 1.25V 时，电流源关断，小于 1.25V 时，电流源导通。开通输入电压 V_{inON} 和关断输入电压 V_{inOFF} 由公式 (4-5) 和 (4-6) 决定：

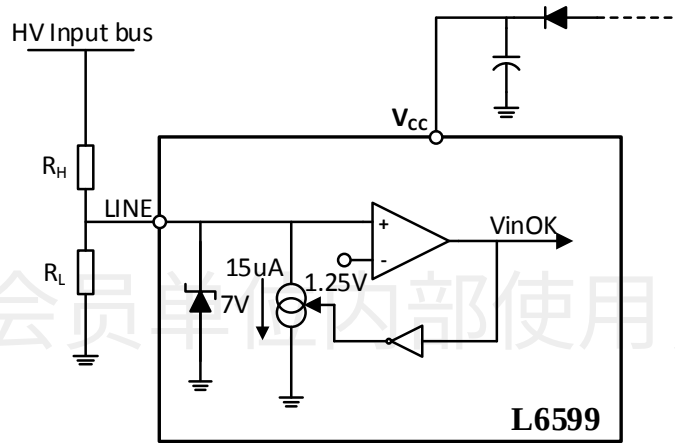


图 4-7 母线检测功能图

$$V_{inOFF} = \left(\frac{R_H}{R_L} + 1 \right) \cdot 1.25 \quad (4-5)$$

$$V_{inON} = V_{inOFF} + R_H \cdot 15 \times 10^{-6} \quad (4-6)$$

4.3.3 软启动

LLC 启动时，输出电压为零，负载无穷大，开关频率低于谐振频率容易进入容性区，导致开关管因失去 ZVS 而损坏，而定频启动会产生很大的浪涌电流。从高频向低频扫频启动，直到稳态工作频率，可以获得 LLC 的软启动，L6599 通过在引脚 RFmin 上并联一个 RC 电路，实现高频软启动。

$$f_{start} = \frac{1}{3 \cdot CF \cdot (RF_{\min} // R_{ss})} \quad (4-7)$$

电路上电时，当输入电压达到输入门限电压 ($\approx 350V$) 时，控制芯片开始输出高频驱动信

号。启动时谐振腔电流与电压的波形如图 4-9，谐振腔启动电流很大，电路安全启动。

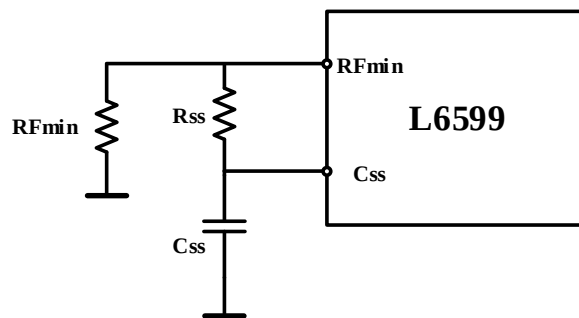


图 4-8 软启动电路

启动时谐振腔电流波形：

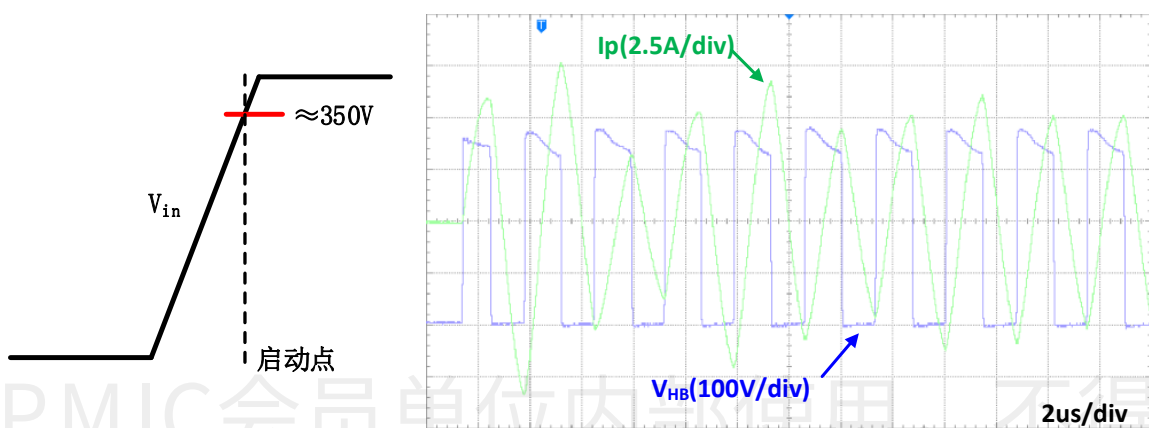


图 4-9 启动输入电压和波形

4.3.4 轻载间歇模式 (burst-mode)

LLC 工作在轻载或者空载条件下，输出功率很低，增加开关频率不能有效调节输出电压，开关频率达到控制芯片支持的工作频率上限，输出电压上飘。间歇模式控制能够有效解决这个问题：间歇模式实现了输出电压的调整，避免了软开关丢失，同时降低了空轻载损耗。

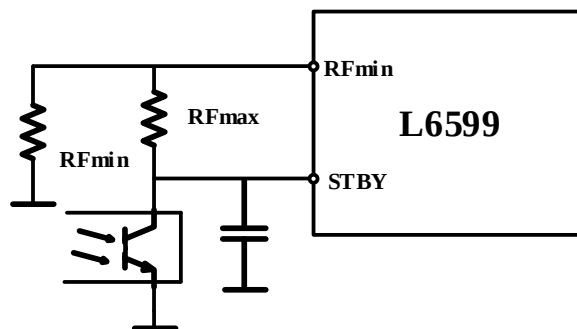


图 4-10 Burst-mode 功能实现

L6599 实现 burst-mode，光耦的电路连接如图。当加在 STBY 脚的电压小于 1.25V 时，芯片驱动信号消失，电路进入自由模式；当 STBY 脚的电压大于 1.3V 时，芯片再次提供驱动信

号，电路重新进入正常工作。

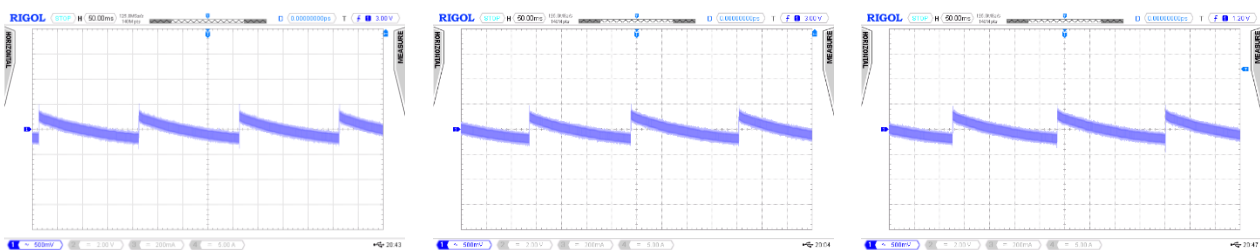
执行 burst-mode 功能时，LLC 最大工作频率：

$$f_{\max} = \left(\frac{3}{8} \cdot \frac{RF_{\min}}{RF_{\max}} + 1 \right) \cdot f_{\min} \quad (4-8)$$

LLC 再次正常工作时开关频率：

$$f_{rst} = \left(0.35 \cdot \frac{RF_{\min}}{RF_{\max}} + 1 \right) \cdot f_{\min} \quad (4-9)$$

空载输出电压波形如图 4-11 所示，空载工作在间歇模式，输出电压纹波较大。360V 输入时，输出电压为 23.99~24.02V，空载功耗为 0.13~0.16W；380V 输入时，输出电压为 24.02~24.05V，空载功耗为 0.15~0.17W；400V 输入时，输出电压为 24.01~24.14V，空载功耗为 0.15~0.18W。



(a) 360V 输入

(b) 380V 输入

(c) 400V 输入

图 4-11 空载输出电压波形

4.3.5 同步整流

同步整流用芯片 SRK2000 实现，SRK2000 具有以下特点：

1A 灌电流、3.5A 拉电流的双门极 N-MOS 驱动能力；防止电流反向；负载跳变、轻载和启动的安全管理；轻载自动进入睡眠模式；可达 500kHz 工作频率。

同步整流 MOS 正常工作在反向导通状态，SRK2000 通过检测 MOS 管漏源电压，决定 MOS 管的通断。

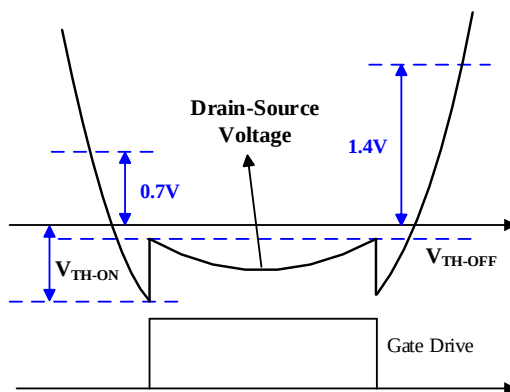


图 4-12 漏源电压检测波形

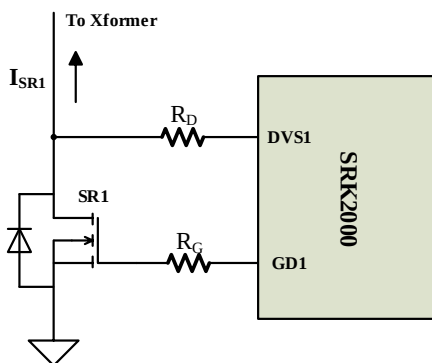


图 4-13 SRK2000 与同步 MOS 的连接

电流流过 MOS 管的体二极管，漏源电压是负值 ($\approx -0.7V$)，当引脚 DVS1,2 上的检测电压达到 $V_{DVS1,2_TH}$ ($-0.2V$ typ.)，内部电流源被激活，电流源电流超过 $50\mu A$ 时，MOS 管开通。MOS 管的触发电压阈值用公式表示：

$$V_{TH_ON} = R_D \cdot I_{DVS1,2_ON} + V_{DVS1,2_TH} \quad (4-10)$$

当 MOS 管关断（另一个开通），其漏源电压略大于两倍输出电压，如果超出了芯片内的钳位电压 ($V_{CCZ}=36V$ typ.)，串联电阻 R_D 必须限制注入电流，使之小于 $25mA$ 。即：

$$\frac{2 \cdot V_o - 36}{R_D} < 25mA \quad (4-11)$$

为了减小体二极管导通引入的损耗，同步 MOS 管须及时导通， V_{TH_ON} 取较小值 (R_D 越小越好)；同时引脚 DVS1,2 的注入电流不能超过 $25mA$ 。综合两个制约条件并保留一定裕度，取 $R_D=1k\Omega$ ，此时 $V_{TH_ON}=-0.25V$ 。

SRK2000 启动时，当芯片供电电压低于启动电压 V_{CCON} ，EN 引脚内部 $10\mu A$ 的拉电流 I_{EN} 激活。 V_{CC} 电压上升到 V_{CCON} ($4.5V$ typ.)，此时的 EN 引脚电压 V_{EN} 决定 MOS 管关断阈值电压 $V_{DVS1,2_OFF}$ ：假如 $V_{EN} < V_{EN_Th}$ ($=0.36V$)， $V_{DVS1,2_OFF}$ 置为 $-25mV$ ，否则置为 $-12mV$ 。这一设置会保持下去，直到 V_{CC} 跌落到 V_{CCOFF} ($4.25V$ typ.) 以下。当 V_{CC} 电压大于 V_{CCON} ，拉电流 I_{EN} 关断，芯片开始工作。

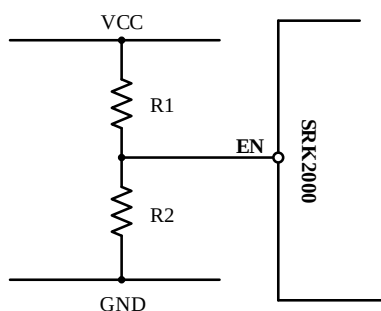


图 4-14 EN 引脚配置

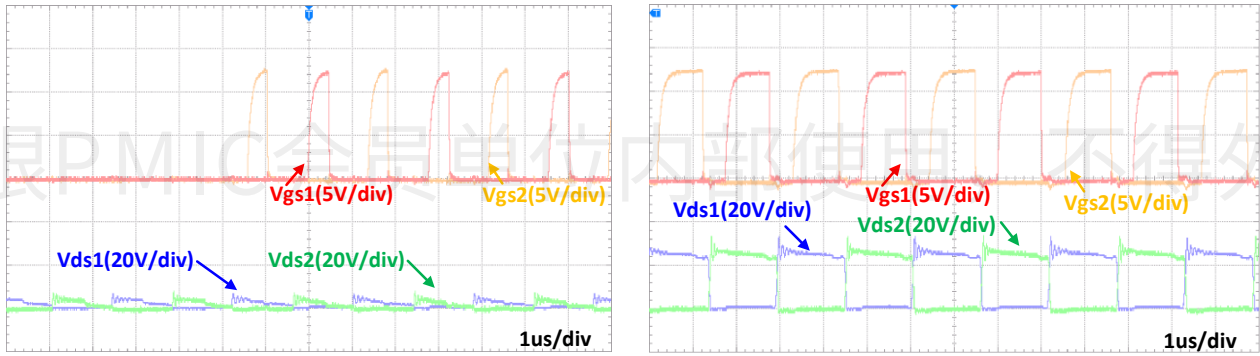
EN 引脚使用分压电阻配置, 设定 V_{CC} 电压, 使得当 V_{CC} 超过 V_{CC_G} , 允许输出驱动信号, 取: $V_{CC_G}=10V$, $V_{DVS1_2_Off}=-12mV$ 。保留一定裕度, 则: 当 V_{CC} 电压上升到 V_{CCOn} , V_{EN} 大于 V_{EN_Th} 的最大值 ($=0.4V$); 当 V_{CC} 电压上升到 V_{CC_G} , EN 引脚电压达到 V_{EN_On} ($=1.8V$)。根据公式计算, 取: $R1=150k\Omega$, $R2=33k\Omega$ 。

$$R1 = \frac{V_{CCOn} - V_{EN} \frac{V_{CC_G}}{V_{EN_On}}}{I_{EN}} \quad (4-12)$$

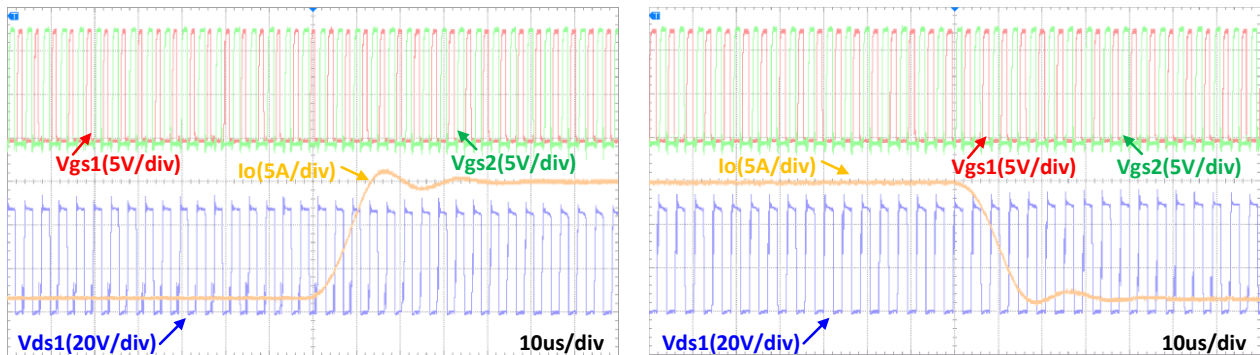
$$R2 = R1 \frac{V_{EN_On}}{V_{CC_G} - V_{EN_On}} \quad (4-13)$$

$$V_{EN} = \frac{V_{CCOn} - I_{EN} R1}{1 + \frac{R1}{R2}} \quad (4-14)$$

同步整流 SR 启动波形和动态波形如图 4-15 所示。



(a) 满载启动同步整流波形



(b) 380V 输入, 负载在 10% 和 100% 之间跳变

图 4-15 SR 启动和动态波形

4.5 实验结果

4.5.1 动态波形

在电子负载的动态模式下测试动态，正负跳变时间间隔为 50ms，电流变化率为 1A/us。正负跳变产生的输出过压与欠压相差无几，输入电压为 400V 时负载正跳变的动态测试结果如图 4-16 所示。

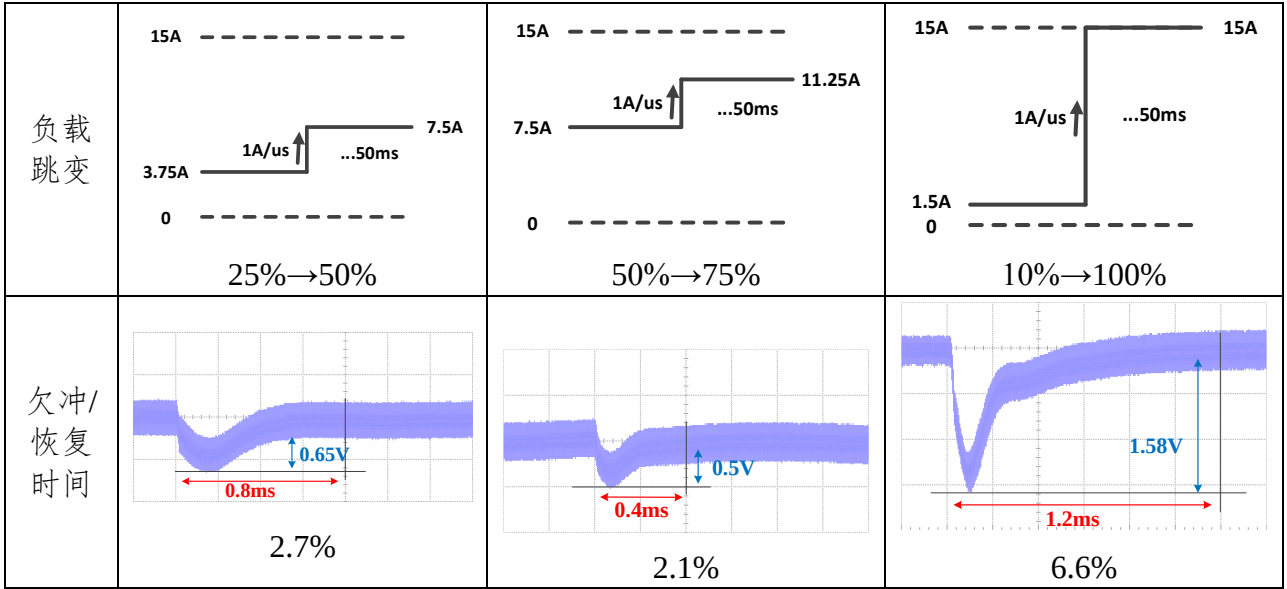


图 4-16 400V 输入的动态波形

4.5.2 环路测量

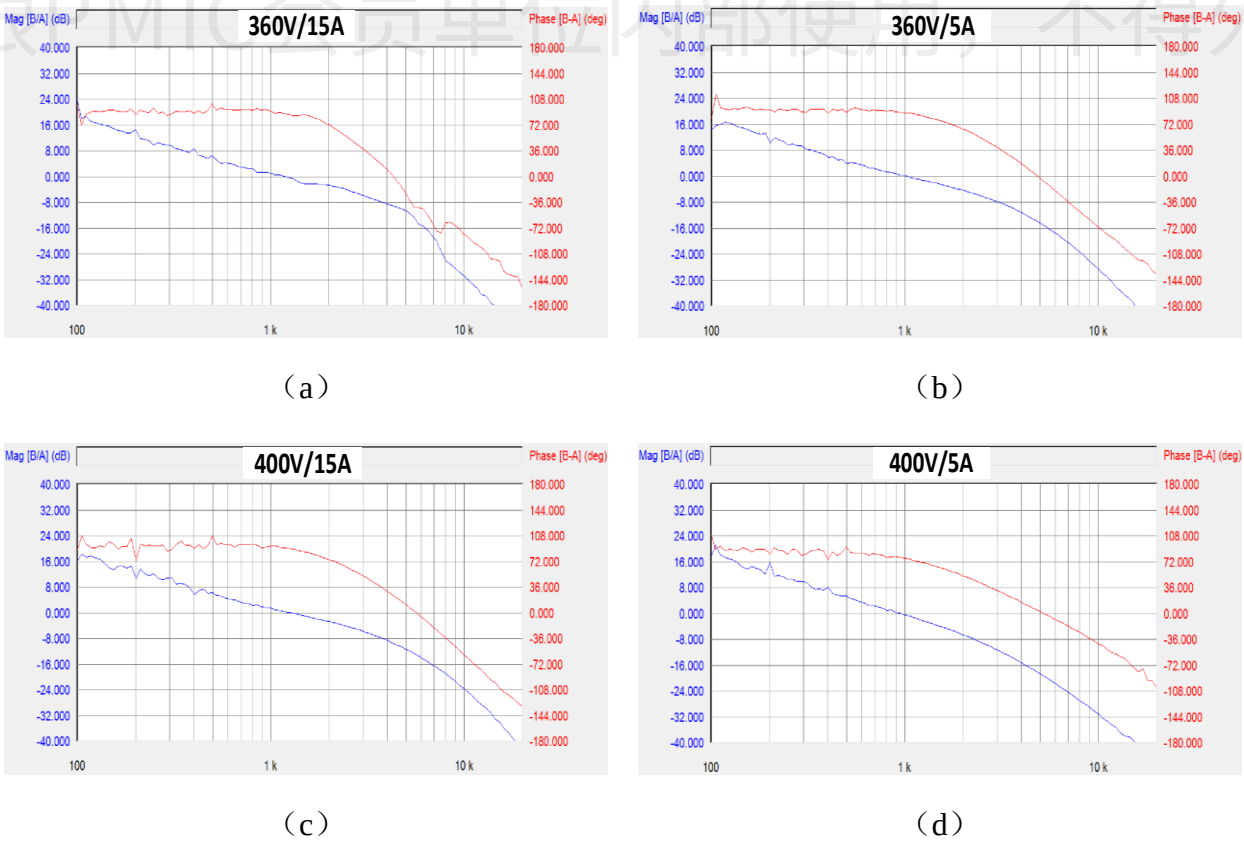


图 4-17 实测环路增益

图 4-17 给出了不同负载下不同输入电压的环路增益，带宽在 1kHz 左右，幅值裕度、相位裕度满足要求。

4.5.3 效率曲线

图 4-18 给出了额定输入电压 380V 下的全范围负载效率曲线：在 1/3 负载到满载范围内，样机效率在 96% 以上，峰值效率不低于 97%。样机的高效率证明了设计方法的合理性。

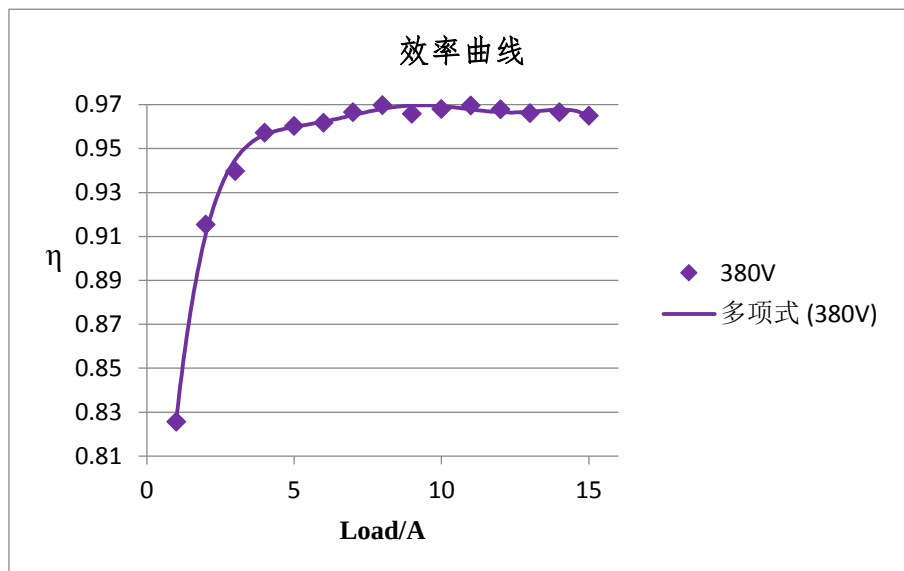


图 4-18 380V 输入全范围负载效率

4.6 本章小结

对谐振电容材质进行比较，确定了谐振电容型号。估算了损耗，变压器损耗最大，是效率优化的重点。介绍了电路功能（调频控制、输入电压检测、软启动、间歇模式、同步整流）实现的原理方法，结合课题设计了电路参数，实验结果表明样机取得了较好的效率和动态性能。

5 总结与展望

5.1 总结

LLC 拓扑能够实现开关管的软开关,并且达到很高的效率。本文介绍了 LLC 的基于谐振参数设计方法,用扩展描述函数法建立 LLC 小信号模型,并设计一台样机,取得了较高的效率。具体工作如下:

对比传统的设计方法,分析了各谐振参数对 LLC 谐振变换器的影响,综合考虑了 LLC 谐振变换器的效率和全范围软开关,给出了基于谐振参数的 LLC 设计流程。分析了变压器不同绕组结构的铜损,确定了绕组结构和过孔分布。

用扩展描述函数法对 LLC 进行小信号建模,对稳态变量进行求解,得到直流增益与基波等效法的结果一致,证明了分析方法和求解过程的正确性。绘出 LLC 频率特性曲线,与 SIMPLIS 仿真进行对比验证,并依据仿真设计了 LLC 控制环路。

最后给出了设计过程,损耗分析以及实验结果。

5.2 展望

基波等效法分析 LLC 直流增益不够精确,尤其是当开关频率偏离谐振频率时,直流增益会有较大差别。准确分析直流增益,会给 LLC 设计带来更大的裕度。

基于扩展描述函数法的 LLC 的小信号建模,可以通过增加傅里叶展开保留的谐波次数提高小信号模型精度。

LLC 的动态特性分析比较复杂,对于控制网络的设计非常考究,实现较好的动态性能并不容易。LLC 动态特性需要进一步研究,以便实现更优越的性能。

LLC 的软开关特性高功率密度,LLC 在高频下的工作性能值得期待和探索。

参考文献

- [1] B. Yang and F. C. Lee, "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion", In Proc. IEEE APEC'02, 2002: pp. 1108-1112.
- [2] Steigerwald, R.L., "A comparison of half bridge resonant converter topologies", Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 3, Issue 2, pp. 174 – 182.
- [3] Batarseh, I., "Resonant Converter Topologies with Three and Four Energy Storage Elements", Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 9, pp. 64 – 73.
- [4] B. Yang, "Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power systems." Ph.D. Dissertation, Virginia Tech, Blacks-burg, VA, 2003.
- [5] 张元军,宽范围电压适应性的高效率 AC-DC LED 驱动电源研究,杭州,浙江大学,2014.
- [6] ST AN2644 "An introduction to LLC resonant half-bridge converter" Rev 2 September 2008
- [7] ST, AN2450, "LLC resonant half-bridge converter design guideline", October 2007 Rev 5.
- [8] ON Semiconductor, AND8255/D, "A Simple DC SPICE Model for the LLC Converter", October, 2006, Rev. 2.
- [9] ON Semiconductor, AND8311/D, "Understanding the LLC Structure in Resonant Applications", January, 2008, Rev.0.
- [10] Teng Liu, Ziyang Zhou, Aiming Xiong, Zeng, J., Jianping Ying, "A Novel Precise Design Method for LLC Series Resonant Converter", Telecommunications Energy Conference, 2006. INTELEC '06. 28th Annual International, pp. 1 – 6.
- [11] Xiang Fang, Haibing Hu, Shen, J., Batarseh, I., "An Optimal Design of the LLC Resonant Converter Based on Peak Gain Estimation", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, pp. 1286 – 1291.
- [12] Xiang Fang, Haibing Hu, Chen, F., Somani, U., Auadisiyan, E., Shen, J., Batarseh, I., "Efficiency-Oriented Optimal Design of the LLC Resonant Converter Based on Peak Gain Placement", Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 28 , Issue 5, pp. 2285 – 2296.
- [13] Xiang Fang, Haibing Hu, Shen, Z.J., Batarseh, I., "Operation Mode Analysis and Peak Gain Approximation of the LLC Resonant Converter", Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 27, Issue 4, pp. 1985 – 1995.
- [14] Xiang Fang, Haibing Hu, Lin Chen, Amirahmadi, A., Shen, J., Batarseh, I., "Operation Analysis

and Numerical Approximation for the LLC DC-DC Converter”, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, pp. 870 – 876.

[15] De Simone, S; De Simone, S; Adragna, C; Adragna, C; Spini, C; Spini, C; Gattavari, G; Gattavari, G; “Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006, SPEEDAM 2006, 2006. pp. 200-207.

[16] Minjae Joung, Hosung Kim, Joowon Baek, “Dynamic Analysis and Optimal Design of High Efficiency Full Bridge LLC Resonant Converter for Server Power System”, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, pp. 1292 – 1297.

[17] J. Jang, M. Joung, B. Choi, S. Hong, and S. Lee, “Dynamic analysis and control design of optocoupler-isolated LLC series resonant converters with wide input and load variations” IET. Power Electron., vol. 5, iss. 6, pp. 755-764, July. 2012.

[18] Hao Ma, Qinwei Liu, Jin Guo, “A Sliding-Mode Control Scheme for LLC Resonant DCDC Converter with Fast Transient Response”, IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 162 – 167.

[19] 刘秦维, 谐振式变换器的滑模控制策略研究, 杭州, 浙江大学, 2014.

[20] Lazar, J.F., Martinelli, R., “Steady-state analysis of the LLC series Resonant converter”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, Vol. 2, pp. 728 – 735.

[21] 廖家文, LLC 变流器优化设计及其同步整流技术研究, 杭州, 浙江大学, 2011.

[22] 廖家文, “三元件串联 LLC 谐振变流器的优化设计策略”, 电工技术学报, 2008 年 1 月, 第 23 卷第 1 期.

[23] Stahl, J., Hieke, T., Oeder, C., Duerbaum, T., “Small Signal Analysis for LLC Resonant Converter”, ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE, pp. 25 – 30.

[24] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制. 北京: 机械工业出版社, 2005.

[25] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Lee, F.C., Van Wyk, J.D., “Optimum design methodology for LLC resonant converter”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE.

- [26] 尤伟,应用于微型分布式风力发电系统中的 LLC 谐振变换器的研究,杭州,浙江大学,2014.
- [27] Chien-Hsuan Chang, En-Chih Chang, Chun-An Cheng, Hung-Liang Cheng, Sheng-Chang Lin, “Small Signal Modeling of LLC Resonant Converters Based on Extended Describing Function”, Computer, Consumer and Control (IS3C), 2012 International Symposium on, pp. 365 – 368.
- [28] Buccella, C., Cecati, C., Latafat, H., Pepe, P., Razi, K., “Linearization of LLC Resonant Converter Model Based on Extended Describing Function Concept”, Intelligent Energy Systems (IWIES), 2013 IEEE International Workshop on, pp. 131 – 136.
- [29] Chien-Hsuan Chang, Hung-Liang Cheng, En-Chih Chang, Chun-An Cheng, Hung-Yi Chen “Modeling and design of the LLC resonant converter used in solar array simulator”, Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012 7th IEEE Conference on, pp. 653 – 658.
- [30] Eric X. Yang, “Extended Describing Function Method for Small-Signal Modeling of Resonant and Multi-Resonant Converters”, Dissertation, Virginia Tech, Blacksburg, VA, February 1994.
- [31] Kleebchampee, W., Bunlaksananusorn, C., “Modeling and Control Design of a Current-Mode Controlled Flyback Converter with Optocoupler Feedback”, Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on, pp. 787 – 792.
- [32] Panov, Y., Jovanovic, M., “Small-signal Analysis and Control Design of Isolated Power Supplies with Optocoupler Feedback”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE, vol.2, pp. 777 – 785.
- [33] Jinhaeng Jang, Kumar, P.S., Dongyun Kim, Byungcho Choi, “Average Current-Mode Control for LLC Series Resonant Dc-to-Dc Converters”, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International, pp. 923 – 930.
- [34] Gopiyani, A., Patel, V., “A Closed-Loop Control of High Power LLC Resonant Converter for DC-DC Applications”, Engineering (NUICONE), 2011 Nirma University International Conference on, pp. 1 – 6.
- [35] ST, L6599 Datasheet, May, 2006.

在校期间发表论文

攻读硕士学位期间发表的论文：

“一种 LLC 谐振变换器设计的新思路”，《工业控制计算机》，第一作者

“Analysis and design of a ZVS boost/buck-boost dual mode PFC converter with universal input and wide output voltages” IFEEC 2013（第二作者）

“Analysis and Design Considerations of two-stage AC-DC LED Driver without Electrolytic Capacitor” ECCE 2014（第三作者）

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传