

硕士学位论文

LLC 电路的交错并联技术研究

**RESEARCH OF LLC CIRCUIT IN INTERLEAVE
AND PARALLEL TECHNOLOGY**

王金录

哈尔滨工业大学

2011 年 12 月

国内图书分类号：TM464

国际图书分类号：621.3

学校代码：10213

密级：公开

工学硕士学位论文

LLC 电路的交错并联技术研究

硕士研究生：王金录

导 师：和军平副教授

申 请 学 位：工学硕士

学 科：电气工程

所 在 单 位：深圳研究生院

答 辩 日 期：2011 年 12 月

授予学位单位：哈尔滨工业大学

Classified Index: TM464

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Master Degree in Engineering

**RESEARCH OF LLC CIRCUIT IN INTERLEAVE
AND PARALLEL TECHNOLOGY**

Candidate:	Wang JinLu
Supervisor:	Asso. Prof. He Junping
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Speciality:	Electrical Engineering
Affiliation:	Shenzhen Graduate School
Date of Defence:	December, 2011
Degree-Conferring-Institution:	Harbin Institute of Technology

摘要

对 PWM 调制的开关电源拓扑，只要采取适当的控制方法调节占空比，就可以实现良好的均流，但对采用 PFM 控制的 LLC 电路来说，通过调频方法不容易实现交错控制的均流，而调占空比又会失去软开关的优点，因此均流成为交错并联 LLC 设计的一大难点。研究交错并联 LLC 负载电流分配不均的原因和解决方法成为本课题的重点，本文主要研究内容如下：

首先，对输入端串联、并联两种交错并联 LLC 的拓扑结构进行时域的仿真分析，总结两种拓扑结构的优缺点。针对影响并联 LLC 负载分配不均衡的主要因素——谐振元件的误差，进行了仿真分析。当谐振参数存在差异时，应用 Mathcad 绘出单相 LLC 的增益曲线，并在此基础上分析了输入端串联结构自动均流的原因。最终确定了输入端电容串联附加自动均流电路的拓扑结构形式。

其次，为了分析谐振参数差异对交错并联 LLC 频域性能的影响，方便控制环路的设计，在单相 LLC 模型的基础上，得到交错并联 LLC 的小信号模型。在得出主电路的传递函数后，依据主电路时域仿真的结果，通过 Saber 仿真软件对谐振腔中交流量进行傅里叶级数分解，得出谐振腔中电压电流的基波分量，再应用 Mathcad 软件可绘出 Bode 图。通过 Bode 图分析了谐振参数的具体影响，发现谐振参数对控制系统影响不大，交错并联 LLC 的控制系统与单相 LLC 的相似，可以应用 PI 补偿网络提高系统的稳定性。

再次，根据并联 LLC 负载不平衡原因的分析，对谐振参数的选取进行优化处理，进一步提升了电路的均流能力，并且提出了均流电路电感和电容参数的计算方法，完善了均流方案的整体设计。

最后，完成硬件电路设计，实现了数字交错控制，并对样机进行了实测。实验包括开关管驱动、稳态和动态工作状态、环路频率响应。实验结果表明，实现了交错控制，均流效果良好。在减小了输出滤波电容容值的情况下，输出纹波电压满足标准要求，证明了本文所提理论分析的正确性及均流方法的有效性。

关键词：交错并联；均流；LLC；负载不平衡；数字控制

Abstract

For general PWM control circuit topology, as long as the right control method is used, with the adjustment of duty the current sharing can be achieved, but for the LLC circuit with the PFM control, it is unable to realize current sharing through controlling the frequency, and if the duty is adjusted, the advantages of soft switch will be lost, so current sharing becomes a big difficulty of design of interleaved LLC. So the reason and the solution that the parallel LLC can't realize current sharing become the focus of this topic. Specific content as follows:

Firstly, two topological structures that the input of interleaved LLC is series and parallel are made. The simulation in the time domain, and the advantages and disadvantages of two kinds of topological structures are summarized. According to the main factors which influence parallel LLC circuit on load distribution—the resonant components error, the simulation analysis is done, using Mathcad the gain curve of single-phase LLC is drawn, as the resonant parameters error varies, the imbalance of reason is researched, also the principle that series structure in the input can realize current sharing is analyzed. The topology structure is determined to be the structure of series in the input with the current sharing circuit.

Secondly, in order to analyze the influence that the resonant parameters error brings to the interleaved LLC in the frequency domain and get the convenience of the closed loop design and analysis, on the basis of single-phase LLC modeling, the small signal model of interleaved LLC modeling is got, after the transfer function of the main circuit is got, according to the main circuit simulation results in the time domain, using the Saber simulation software the exchange quantity in resonance cavity is made Fourier decomposition, the voltage and current of the resonant cavity in the base wave are gotten, at the last using the Mathcad software the Bode figure is drawn, with the graphics the effects of the resonant parameters are analyzed, the effect of the resonant parameters on the control system.

Thirdly, according to the analysis of the reason that parallel LLC can't share the current, the selection of the resonance parameter should be optimized. And the parameter selection method of the inductance and capacitance in the share current circuit are put forward. The scheme of current sharing is realized.

Finally, the hardware circuit design is completed, and using DSP the digital interleaved control is realized. The prototype is tested, the experimental waveform mainly includes the drivers waveforms of the switch tube, steady state and dynamic state waveform, loop frequency response, through the analysis of experimental results show that the interleaved control is implemented, the effect of current

sharing are also very good, also the correctness of the theory analysis and the validity of the current sharing method are proved.

Keywords: interleave, current sharing, LLC, unbalanced load, digital control

目 录

摘 要	I
ABSTRACT	II
第 1 章 绪 论	1
1.1 课题研究目的和意义	1
1.2 LLC 与并联均流技术的相关研究及发展概况	1
1.3 主要研究内容及章节安排	6
第 2 章 主电路拓扑的选择及时域分析	8
2.1 交错并联 LLC 的原理	8
2.1.1 交错意义及优点	8
2.1.2 输入端并联结构交错并联 LLC 技术	9
2.2 并联 LLC 输入端串并联结构的对比分析	10
2.2.1 输入端串联结构的优点	10
2.2.2 输入端串并联结构交错并联 LLC 均流情况分析	11
2.3 影响交错并联 LLC 负载平衡的相关因素	15
2.4 并联 LLC 负载平衡的方案	21
2.5 本章小结	23
第 3 章 交错并联 LLC 小信号模型及仿真	24
3.1 主电路小信号模型的建立	24
3.1.1 小信号模型概述	24
3.1.2 开关网络模型	25
3.1.3 谐振腔模型	28
3.1.4 变压整流模型	31
3.2 主电路的频域分析	35
3.2.1 交错并联 LLC 传递函数的建立	35
3.2.2 负载不平衡的频域分析	36
3.3 PI 控制器的设计	38
3.4 本章小结	40
第 4 章 硬件电路设计及数字控制实现	41
4.1 硬件电路设计	41
4.1.1 主电路谐振参数的计算	41

4.1.2 均流电路参数的计算.....	43
4.2 数字控制设计	45
4.2.1 DSP 芯片的选取及系统结构	45
4.2.2 DSP 各模块的时钟设置	46
4.2.3 主程序控制流程.....	47
4.2.4 交错控制的实现.....	47
4.2.5 限流与过载保护.....	48
4.2.6 A/D 中断程序及数字控制器的实现	49
4.2.7 开关频率和死区时间的计算.....	50
4.3 本章小结.....	51
第 5 章 实验结果及分析	52
5.1 样机与实验波形	52
5.1.1 MOS 管驱动波形	52
5.1.2 主路与辅路稳态工作状态波形.....	53
5.1.3 动态工作状态及输出纹波电压波形.....	55
5.1.4 环路频率响应.....	56
5.2 本章小结.....	56
结 论	57
参考文献	58
哈尔滨工业大学学位论文原创性声明及使用授权说明	62
致 谢	63

第 1 章 绪 论

1.1 课题研究目的和意义

LLC 因高频率、高效率、高功率密度的特点而受到人们的青睐，但是 LLC 自被应用以来，也存在着一定的缺点。如为了滤掉谐波，输出电容的容量比较大，可达几千微法。特别在低压大电流输出的情况下，输出电流纹波很大^[1-3]。为改善这一缺点，研究者们想到了交错并联技术^[4,5]。

所谓交错并联 LLC，就是多路 LLC 并联在一起，开关工作频率相同，相位相差一定角度^[6]。其基本拓扑结构仍然是 LLC 的形式，所以它仍然具备 LLC 本身原有的优点。如具有高效率高功率密度；在空载到满载的范围内，都能实现零电压开通；输出范围较宽；属于 PFM 控制，能够减少 EMI，有利于 EMI 的设计；当工作在二区时，副边二极管零电流关断，减少损耗；减少副边整流二极管两端的电压应力，因为 LLC 结构可以省略副边的滤波电感，所以二极管两端电压能被最小化到二倍的输出电压^[7]。此外，由于采用了交错并联结构，由 MOSFET 频繁开关产生的纹波，会大大减小，这样在设计输出滤波电容时，可以减小电容的设计值^[8]。在低压大电流的场合中应用此技术，效果更加明显，不仅改善直流输出电压的质量，还可缩小体积，节省成本，给后续设计带来很多好处。另外，在实际工程应用中，交错并联技术非常适合应用在大功率电源中。如在开关电源中，一些磁性器件如谐振电感、励磁电感、共模电感和变压器占电源模块总体积中的很大一部分，如果不采用交错技术，由于功率的加大，磁性器件的体积要求就会变大，但由于有电源尺寸的限制，所以磁性元件的设计就会变得非常困难，不容易做小，这样就无法达到要求。如果采用交错并联技术，两路分担总功率，每一路功率会减小，每一路磁性元件的高度和体积也会大大减小，整个电路的体积相对单相 LLC 在相同输出功率情况下要小很多，这样就提高了电源的功率密度，降低了电源成本。LLC 技术与交错并联技术结合在一起后，就使得总体性能有了很大改善。

本课题的交错并联 LLC 电路属于通信电源 PFC 后级的 DC-DC 部分。对于通信电源整体而言，这部分性能的提升，也会改善通信电源的工作性能指标，给通信电源带来品质的提升。

1.2 LLC 与并联均流技术的相关研究及发展概况

随着信息技术的发展，人们对通信和计算机服务器电源的要求也在不断的提高。电源系统的设计一直围绕着功率密度、热处理、电压调节特性、可靠性、

成本等主题开展。为了更好的保护环境和节约能源，在 1992 年由美国能源部和美国环保署共同推行了“能源之星”政府计划，最早是在电脑产品中推广，从而节能技术开始发展，在这种趋势下，谐振变换器的研究大大兴起。刚开始的谐振变换器多为两元件的，但是随着电力电子行业的发展，研究者们发现两元素谐振电路存在着许多缺点和局限。早在 20 世纪 80 年代的时候，许多研究者就开始关注三个谐振元件的谐振转换器拓扑结构，这种拓扑结构克服了两元件谐振转换器的局限。在 1992 年，由 Rudolf P. Severns 发表了一篇文章，他采用穷尽法将所有三元素谐振拓扑进行归纳总结，三元素进行组合，确定有 38 种结构，其中就包括有 LLC 结构的 17 种^[9]，但是该文章并没有对 LLC 的工作原理进行分析。之后就有很多学者对 LLC 进行研究，但是技术一直不是很成熟，没有能够在工业中得到应用。经过很长时间沉淀后，LLC 的相关理论有了很大发展，到 2002 年，台达公司申请了 LLC 专利，LLC 结构开始在工业中得到应用。由于 LLC 具备其它 DC/DC 转换器与其无法相比的优点，许多企业和大学都开始对 LLC 展开进一步深入的研究。如今在通信电源领域，通常应用 LLC 作为 DC-DC 部分的电路拓扑结构。通信电源的整体结构式通常采用 PFC+LLC 的拓扑结构，它的总体框架如图 1-1 所示。LLC 具备功率密度和高效率的优势^[10]，可以工作在高频开关频率状态，很受工程师的推崇，成为一般 DC-DC 设计的首选拓扑结构。由于 LLC 零电压开通的特点，减小了 LLC 的开关损耗，提高了 LLC 的工作效率，同时对整个通信电源来说许多性能指标也得到了提升。

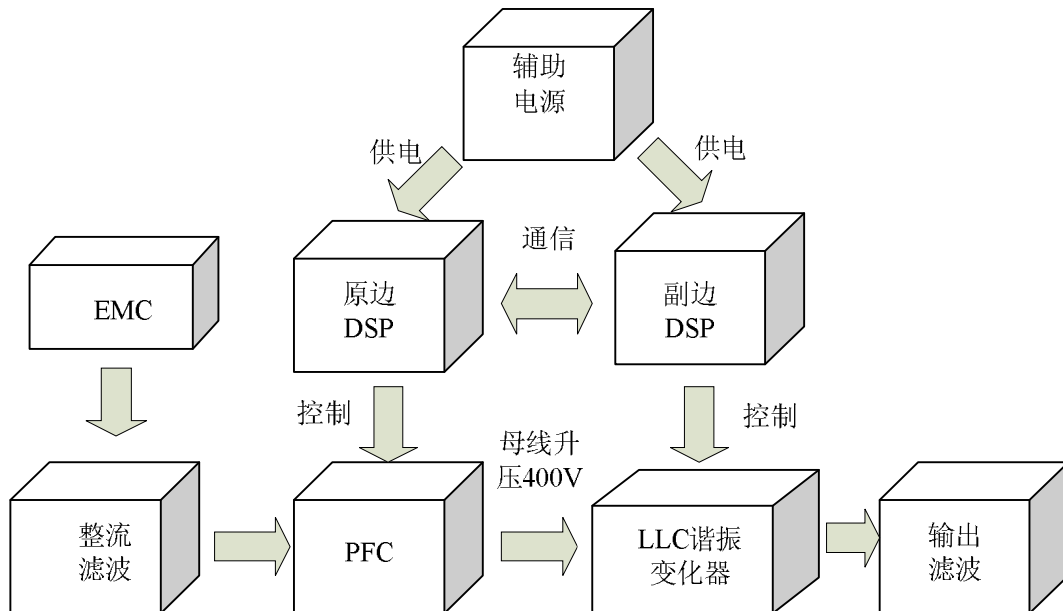


图 1-1 通信电源结构

在 LLC 拓扑结构发展的同时，另一种技术——交错并联技术也处于不断的发展进步当中，对于并联来说，大家更关注的是并联电路的均流，如果均流情

况很差则无法并联在一起工作。其中并联模式在分布式电源系统当中被广泛采用，将电源模块的并联，这样并机使用，能够输出更高的功率，但是由于各电源模块电路中电路参数的差异，所以并联电源模块中就会出现不均流，为了解决均流问题，研究者们提出过很多方法。总结起来均流方法主要分为下垂法和有源均流法^[11,12]，如图 1-2 所示，其中下垂法很容易实现，而且模块之间无需连接通讯线；它实质上是开环控制方法，实现均流程度的好坏与转换器电压调节特性互为矛盾，也就是说均流好的时候，电压调节特性会很差，另外小电流时均流效果差，随着负载电流的增大均流效果会有些好转。最常用的要数有源均流法，经过这些年的发展，有源均流法主要分为，主从均流法，最大值均流法和平均值均流法。有源均流法采用通讯线将所有并联模块连接，然后通过通讯的方式采用共同的电流基准信号进行均流。

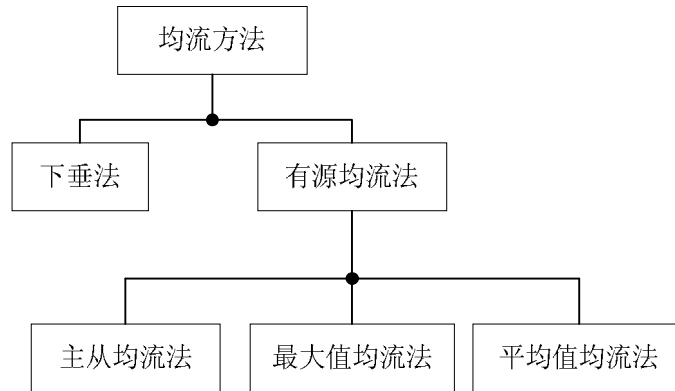


图 1-2 均流方法框图

电源模块之间的并联是通过每个模块的控制器调节各自的输出电压来实现均流的，当在电源内部某种电路拓扑采用了并联结构，则此时的均流又不同于电源模块之间的均流。但实质上是相同的，只不过省略了通讯线，可以直接应用电流环路分别进行输出电压调节，最终达到均流。如果并联电路之间开关管的频率完全一样，相位相差一定角度，这时并联电路就成为交错控制^[13]。交错控制是研究者们对并联电路控制方式中的一个发现，它的优点正如前面叙述的那样，所以一般在采用并联电路作为拓扑结构的时候，大都采用交错控制。虽然交错并联后会有很多好处，但是它也会带来缺点。正如前面所说的那样，并联电路工作后，因为器件参数的误差，会出现负载电流分配不均衡的情况，这样就会造成一路分担较大一部分负载，而另一路却只承担了很少一部分，形成资源浪费，更严重会出现由于负载分配的严重不均，导致一路器件损坏。对于 PWM 控制的并联电路，仍然可以采用有源均流的方法进行交错控制，然而对于 PFM 控制的 LLC 来说却不能采用这种方法。因为有源均流法其本质都是通过闭环控制进行 PWM 调节，只不过是控制方法各有不同，最终的控制量都是调节

占空比,但是由于本课题是把交错并联技术应用在 LLC 上,而 LLC 是属于 PFM 控制,最终需要调节的控制量为频率,交错控制又要求两路频率必须一样。这样就不能通过环路控制进行均流,如果一定要通过调节占空比实现均流的话,就会失去 LLC 软开关的优势,因此即使实现均流也毫无意义。这就给交错并联 LLC 的均流增加了难度。为此一些关注交错并联 LLC 谐振变化器的学者们,都开始提出了很多解决交错并联 LLC 均流问题的方法。对于交错并联技术在其它拓扑结构上的应用,国内外一些研究者们很早之前就有过研究,而对于交错并联 LLC 是在最近几年内才被大家关注的,在国内,相关的文献资料尚少,一些外文文献有相关研究的介绍。

2005 年 POWERONE 公司的一个产品中就采用过交错并联 LLC 拓扑结构,用的是移相全桥的芯片 UCC3895 来完成控制,把一个定频的芯片用成了调频的芯片,能够实现两路 LLC 的交错控制,同时还能实现 PFM+PWM 调节,设计非常巧妙,但解决均流的问题上,它通过严格控制谐振元件参数,减少两路谐振元件参数的差异来实现均流。虽然设计具备了交错并联 LLC 的一些优点,并且解决了交错并联 LLC 的均流问题,但是通过控制参数差异的人为方式进行解决,无疑给磁性元件制作工艺带来困难,同时也浪费了资源和时间,最重要的是不适合大批量生产,显然它不是一个比较好的办法。

2008 年德国帕德博恩大学的几位学者 H.Figge, T.Grote, N.Froehleke, J.Boecker 和 P.Ide 提出了采用频率控制交错并联 LLC 均流的方案^[14]。方案的具体内容是,采用三级电源结构,如图 1-3 所示。其实就是在通信电源常用结构, PFC+LLC 的两级结构中间加一级 Buck 电路。通过 LLC 的增益特性曲线可以找到两路负载最均衡的工作点,将开关频率固定在那一点,也就是说 LLC 的环路只负责控制并联 LLC 均流和交错控制,至于输出电压的控制却不能兼顾,因此多加了一级 Buck 电路,通过输出电压的 PWM 控制,实现输出电压的稳压。但是这种拓扑结构由于多加了一级电路,必然会增加损耗,效率会很低,不适合做高效率。另外在实际应用当中两路负载平衡的控制点很难确定,这种方案实际可操作性不强。

2009 年意大利帕多瓦大学的学者们 E. Orietti, P.Mattavelli 等提出采用附加电流控制电感器进行两相交错并联 LLC 的均流^[15],把附加电感器串联到谐振腔中,通过控制附加电感器的直流偏置电流来改变电感值的大小,从而调整两路的谐振频率,使两路的谐振电流趋于相等,最终达到对两路均流的目的。但均流电感的设计存在工艺困难,且占用电源较多空间,增加损耗,不适合推广。同年它们又提出了三相交错并联 LLC 的均流方案^[16,17],这方案是通过对三相并联 LLC 拓扑进行改进,并在各相的输出电流反馈控制中输出控制量调节三相之

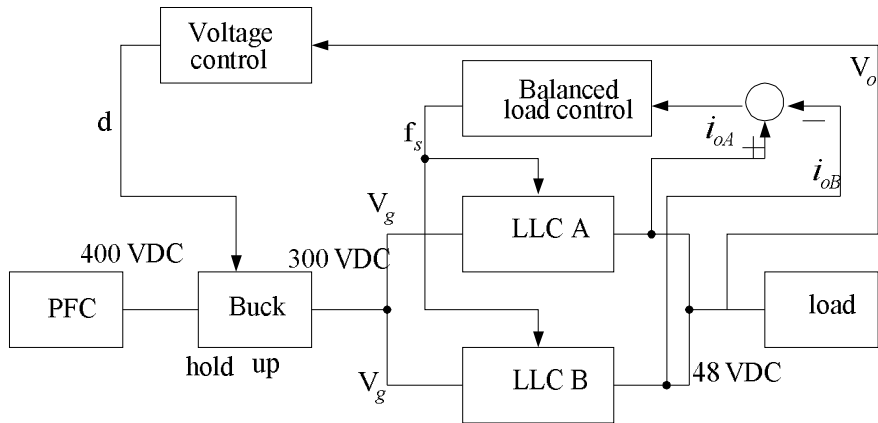


图 1-3 三级电源结构^[14]

间交错角度，它的拓扑结构如图 1-4 所示。这种拓扑结构确实能够解决均流问题，但是这种电路的工作特点是，任意时刻都有两路开通工作，因此只适合三相并联 LLC，两相 LLC 无法实现交错。

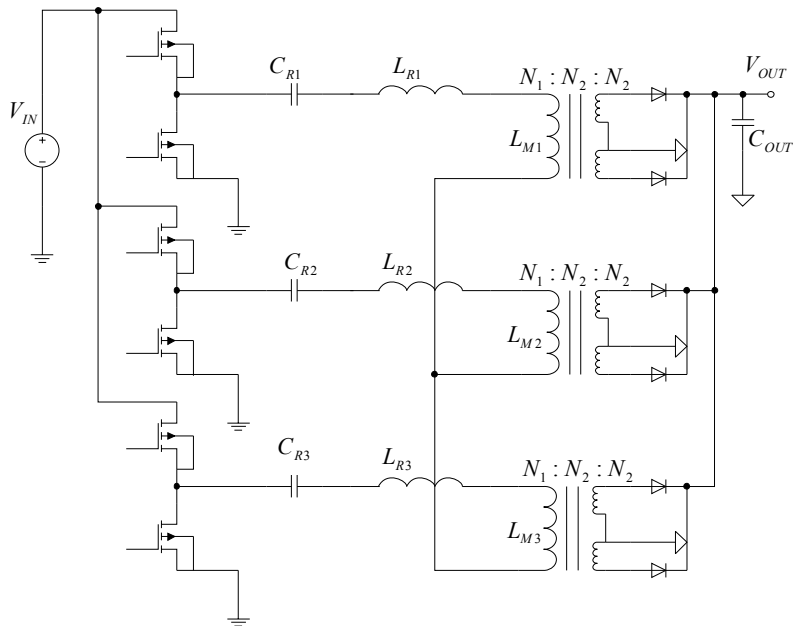


图 1-4 改进的三相并联 LLC^[16]

在交错并联 LLC 的拓扑当中，较为常见的为两相交错并联，两相交错并联 LLC 拓扑结构按输入段的连接方式分为：输入端并联和输入端串联结构。两相交错并联 LLC 谐振变化器拓扑结构简图如图 1-5 所示。这两种拓扑结构受到很多研究者的关注，其中韩国研究者 Bong-Chul Kim 等在 2009 年发表过一篇文章，文章中对这两种拓扑结构特性进行了简单的分析。对比分析了两种结构的均流特点，得出了两种拓扑结构在低频工作时均流效果都很好，但是在其它情况下输入端串联结构的均流效果要好于输入端并联结构。但是对于串联结构的

均流原理内容介绍的很少，没有对此更详细的分析。虽然这种拓扑结构不能彻底的实现并联电路的均流，但是对研究交错并联 LLC 谐振变化器的均流还是很有意义的。

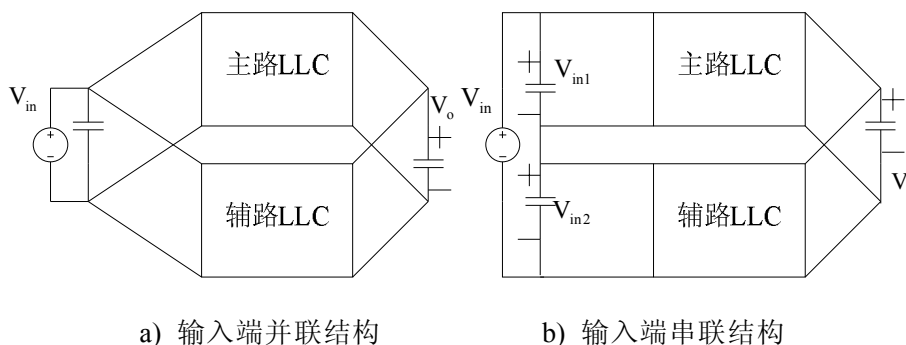


图 1-5 两相交错并联 LLC 基本拓扑结构

1.3 主要研究内容及章节安排

本课题主要针对交错并联 LLC 谐振变换器两路负载不均衡的问题展开了深入的研究，主要以输入端串联结构做为基本拓扑，对影响负载不均衡因素进行了时域与频域的仿真研究，对各个因素的影响趋势做出了详细对比分析。并针对负载不均衡问题，给出了解决方案，即添加附加均流电路，同时在谐振参数的选取上也考虑了均流因素在里面。为了分析谐振参数误差对交错并联 LLC 频域的影响，以单相 LLC 小信号模型为基础，建立了交错并联 LLC 小信号模型，并通过这个模型实现软件的设计和调试，最终实现数字交错控制。最终通过软硬件的整体调试，证明了均流方案的可行性和有效性。章节安排如下：

第一章主要介绍了交错并联技术研究的目的和意义，对交错并联技术进行了简要说明。研究了国内外在该方面的发展现状，分析了各种方案的特点及缺陷，对它们的优缺点进行了总结。

第二章主要介绍了交错并联 LLC 的基本原理，并针对谐振参数对均流因素的影响分别在两种拓扑结构中进行对比分析，通过 mathcad 和 saber 软件分两种情况进行运算绘图，第一种情况是电阻恒定，第二种情况是增益恒定。总结出造成两路负载电流不均衡的原因为谐振参数的误差导致两路在相同电阻负载情况下的增益曲线出现差别。针对负载不平衡的情况介绍了一种能够起到均流作用的附加电路，对其工作原来进行了简要的叙述。

第三章首先是对交错并联 LLC 的小信号模型的建立过程进行了描述，并通过该模型得出主电路的传递函数，通过该传递函数应用 mathcad 对谐振参数存在误差时电路频域变化进行了仿真计算，分析了该误差对频域的影响，并且与二章时域的仿真结果联系到了一起。最后根据主电路传递函数，推导出系统传

递函数，并在此基础上设计了环路控制器，效果良好。

第四章根据前面的分析总结，设计了一个 1450W，输出电压 24V 的交错并联 LLC 样机，给出了与均流相关的参数设计过程。并通过流程图的方式叙述了数字控制部分的设计。

第五章给出了实验波形，并对实验结果进行了分析，分别从稳态和动态情况进行实验，验证了均流方法的有效性和可行性，环路的频域响应波形也验证了所建立的小信号模型的正确性，对后续研究很有帮助。

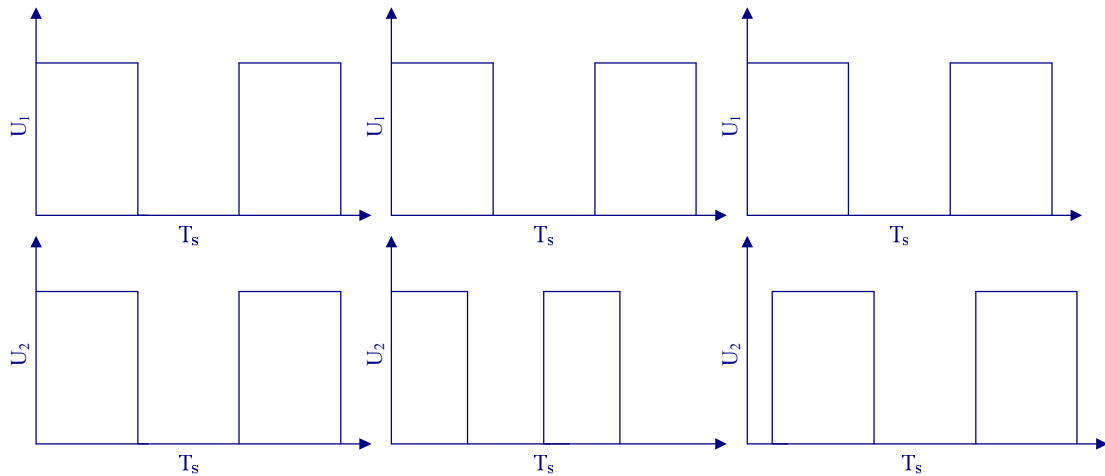
第 2 章 主电路拓扑的选择及时域分析

本章主要介绍交错并联的基本原理和主电路的拓扑结构，并对该拓扑结构进行详细的分析，特别是对影响交错并联 LLC 负载不平衡的主要因素做全面的阐述，针对交错后的负载不平衡问题提出硬件均流方案。

2.1 交错并联 LLC 的原理

2.1.1 交错意义及优点

并联 LLC 工作形式按各路开关管的工作频率与相位分有三种，这里假设有两路 LLC 并联。那么有以下三种情况：1) 主路与辅路 LLC 开关管工作频率相同且同步；2) 主路与辅路 LLC 各自独立工作，开关频率不完全相同；3) 主路与辅路开关频率相同，但交错工作，相位相差一定角度。图 2-1 表示了并联 LLC 三种工作形式。其中第三种工作形式就是交错。



a) 工作频率相同且同步 b) 工作频率不同且不同步 c) 工作频率相同但不同步

图 2-1 并联 LLC 三种工作形式

交错并联 LLC 有许多优点^[19]，首先，它能够减小输出电压纹波。如图 2-2 所示，其中 $U_1(t)$ ， $U_2(t)$ 分别为主路与辅路 LLC 独立工作时，经过全波整流后输出的电压波形。输出端并联，可等效看成两个电压源并联，所以每一时刻的电压为两路中的最大值，即两路 LLC 并联在一起交错 90 度运行时输出的电压波形为 $U_3(t)$ ，从中可以看出交错并联后，输出电压波形脉动系数减小，因此纹波大大减小。而且两路并联交错 90 度运行，应该是最佳角度。由于具备这样一个优点，可以减小输出滤波电容的容量，特别是在低压大电流输出的情况下，优势更加明显。

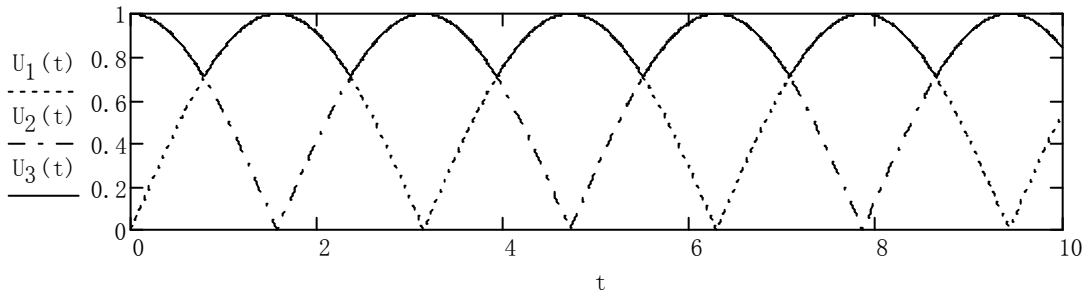


图 2-2 交错并联 LLC 全波整流电压波形

其次是这种结构能够输出更大功率，相对于其它拓扑结构同功率输出的电源来说，它的体积会减小，这主要是因为减小了变压器等磁性元件的体积。

2.1.2 输入端并联结构交错并联 LLC 技术

输入端电容并联交错并联拓扑如图 2-3 所示。输入和输出都是并联形式。虽然这种拓扑结构具备交错并联 LLC 的优点，但是它也带来了很多缺点^[20-23]。首先，由于交错并联 LLC 一般被应用在大功率电源上，母线电压达到 800V，受管压降的限制，这种拓扑结构无法应用，这就需要采用三电平，那么这样不但添加了电源成本而且还增加了控制难度。另外，这种拓扑结构无法解决交错技术的难点，并联电路的均流问题。

由于工艺问题，交错并联 LLC 的元件参数会存在一定的误差，这就必然存

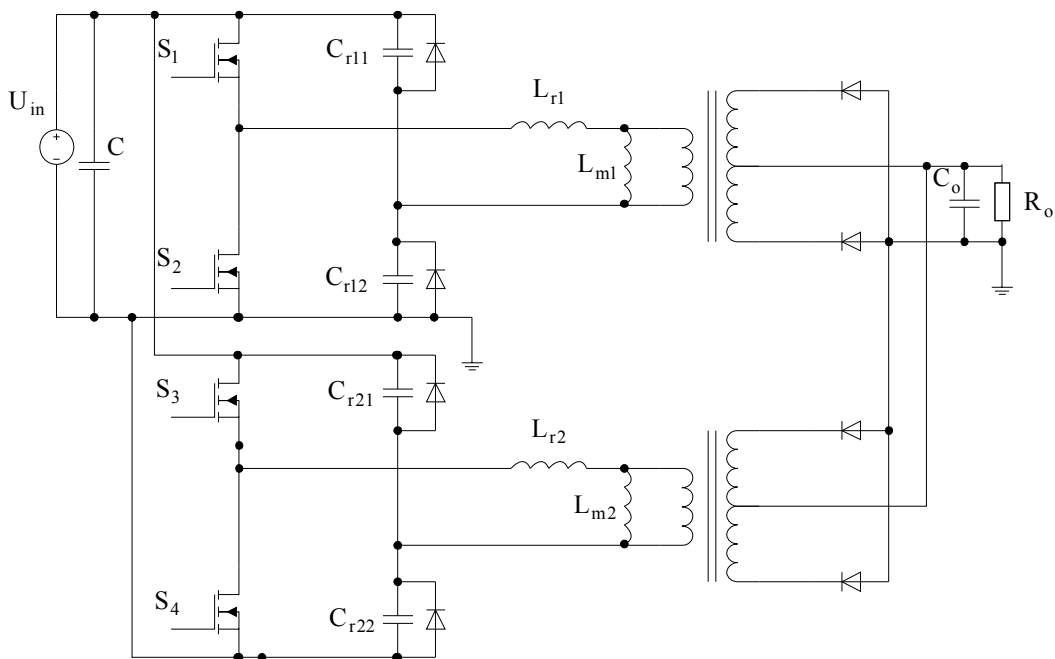


图 2-3 输入端电容并联交错并联 LLC

在着并联 LLC 的不均流问题。然而交错并联电路的均流与人们熟知组合式电源的均流不同。通常接触到的组合式电源是通过每个整流器的控制环路调节各自 LLC 的开关频率使输出电压跟随输出母线电压变化而缓慢均流的，但是对于交错并联 LLC 而言，前提条件是两路开关频率要相同，而且 LLC 是调频电路，如果想通过控制每个电路的占空比均流，就无法实现软开关，失去 LLC 的优势，也就没有意义了。不能通过调节开关频率与占空比均流，这就决定了通过环路控制去实现均流是很难实现的^[24-27]。这就需要通过硬件电路来实现电路的自主均流，因此这成为了交错并联 LLC 的一大难点。

2.2 并联 LLC 输入端串并联结构的对比分析

2.2.1 输入端串联结构的优点

由于输入端电容并联结构的缺陷，研究人员提出了新的拓扑结构，该拓扑从输入端看，是属于电容串联结构，不同于传统的输入端电容并联结构。如图 2-4 所示输入端电容串联结构的交错并联 LLC。这种结构与传统拓扑结构相比，有很多优点。输入端电容串联，这样在大功率应用场合，PFC 输出母线电压被平分，每路的输入电压在 400V 左右，这就不会受管压降问题的限制，避免了采用三电平的复杂拓扑结构。交错控制易实现，成本大大降低，既简化了拓扑结构又解决了实际问题^[28]。另外，这种结构最大的优点就是，有自动均流的效

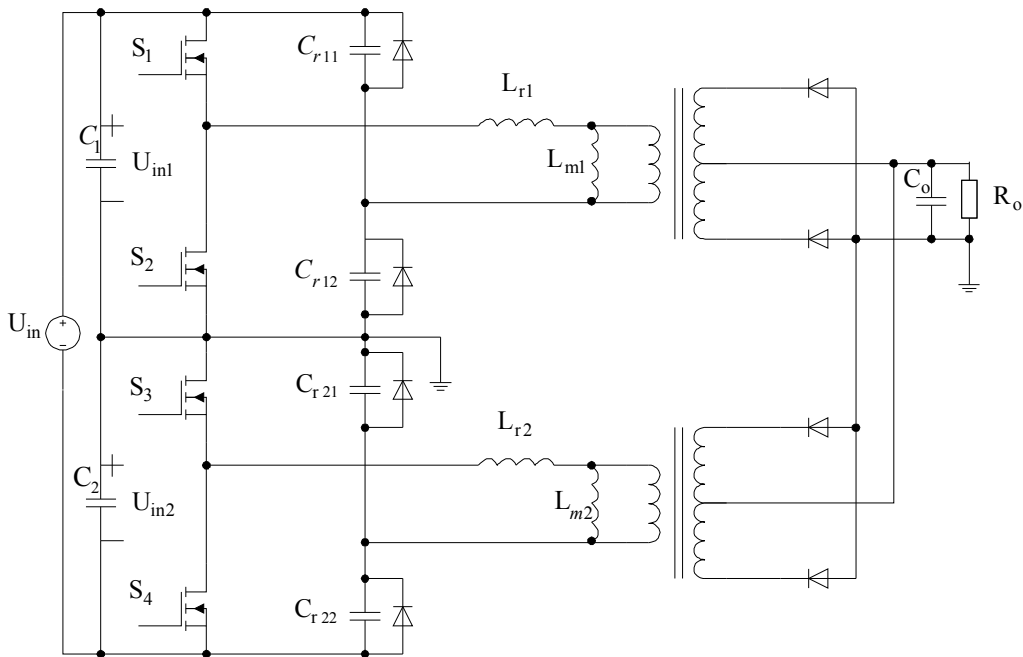
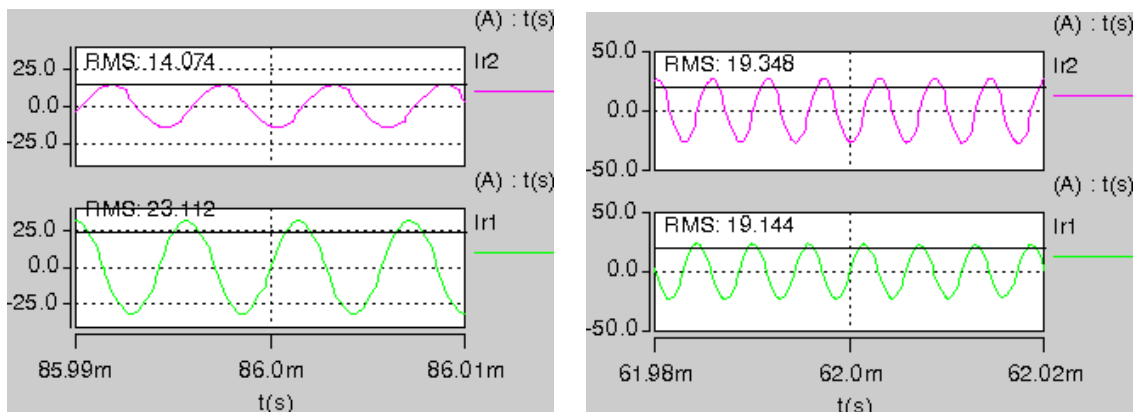


图 2-4 输入端电容串联结构的交错并联 LLC

果。如图 2-5 所示为电容串联与并联结构谐振电感电流的对比，其中谐振元件和其它元件参数相同，谐振元件参数都存在 $\pm 5\%$ 的误差。可见，输入端电容串联结构有均流效果，这正好符合需要通过硬件实现均流的目的。



a) 输入端电容并联结构

b) 输入端电容串联结构

图 2-5 电容串联与并联结构谐振电感电流的对比

如图 2-4 所示谐振电容采用分裂式加钳位二极管的形式。这样会降低输入电流的纹波，从而减小高压母线电容上的应力。另外，这种结构还可以进行过载保护。这是因为在过载的时候，有很大的电流经过谐振腔，对电容充电，使电容上的电压达到一个非常大的值。但因为谐振电容上有钳位二极管，所以谐振电容上的电压范围被限制，低压电容就可以被应用，而且由于限制了谐振电容上的电压，谐振腔吸收的能量也可以被限制^[29,30]。

2.2.2 输入端串并联结构交错并联 LLC 均流情况分析

首先，对并联 LLC 电流不平衡如何产生进行详细的分析。针对输入端电容并联和串联两种结构，分别做如下阐述：

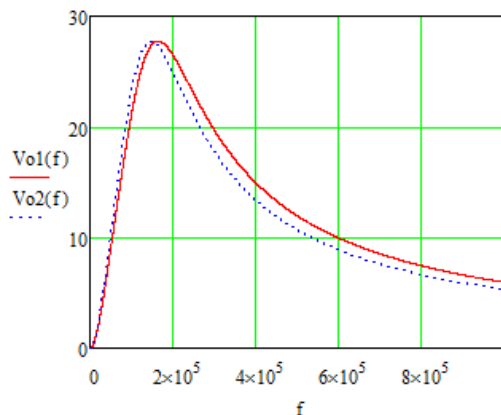


图 2-6 主路与辅路输出电压和开关频率的关系曲线

如图 2-3 所示，并联 LLC 中主路与辅路有相同的输入电压和输出电压，这

说明主路与辅路的电压增益是始终相同的，但由于工艺问题，造成主路与辅路谐振元件的参数存在着误差^[31-34]，从而造成两路 LLC 电路的增益曲线出现不同，为了方便说明问题绘制输出电压与频率的对应关系曲线如图 2-6 所示。这里假设两路谐振参数存在±5%的误差（以后为分析方便，后面的仿真都是主路谐振参数偏小，辅路的偏大），输出负载为 50A， V_{o1} 、 V_{o2} 分别为主路与辅路单独工作时的输出电压，谐振参数分别为，主路： $L_{r1}=5\mu\text{H}$ ； $L_{m1}=34.7\mu\text{H}$ ； $C_{r1}=148.2\text{nF}$ ；辅路： $L_{r2}=5.6\mu\text{H}$ ； $L_{m2}=38.3\mu\text{H}$ ； $C_{r2}=163.8\text{nF}$ 。从图中可以知道，在相同的工作频率下，由于输出电压曲线的不同，主路与辅路独立工作时的输出电压会不同。为了使主路与辅路的输出电压相同，根据增益曲线主路负载变大，曲线下移，辅路负载变小，曲线上移，最终曲线重合调节两路输出电压相同，但是出现了两路负载分配不均衡情况，如图 2-5 (a)。

为分析电路的均流情况，本文需要了解每路 LLC 独立工作时的增益特性。LLC 输出电压与输入电压比式子如下：

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2n \sqrt{\left\{ 1 + \frac{1}{k} \left[1 - \left(\frac{f_r}{f_s} \right)^2 \right] \right\}^2 + Q^2 \left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s} \right)^2}} \quad (2-1)$$

其中 V_o 、 V_{in} 分别为 LLC 的输入输出电压， f_s 、 f_r 分别为开关频率与谐振频率， n 为变压器原边与复边的比值， k 为励磁电感与谐振电感的比值， Q 为质量因数，这里 $k = \frac{L_m}{L_r}$ ， $Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \frac{1}{R_e}}$ ， $R_e = \frac{8n^2 R_o}{\pi^2}$ ， R_o 为输出负载电阻， L_r 、 L_m 、 C_r 分别为 LLC 的谐振电感、励磁电感和谐振电容。通过式 (2-1) 可以求得交错并联 LLC 每路的等效负载。主路的等效输出负载电阻为

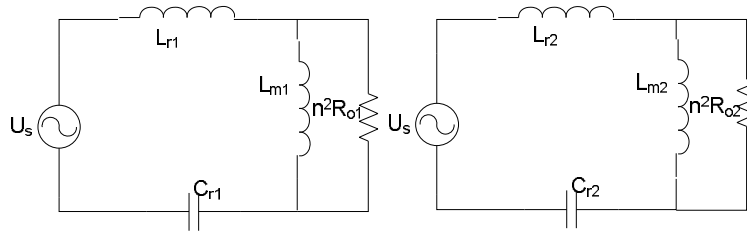
$$R_{o1} = \sqrt{\frac{\left(\frac{f_s}{f_{r1}} - \frac{f_{r1}}{f_s} \right)^2 \left(\frac{\pi^2}{8n^2} \right)^2 \frac{L_{r1}}{C_{r1}}}{\frac{V_{in}^2}{4n^2 V_o^2} - \left\{ 1 + \frac{L_{r1}}{L_{m1}} \left[1 - \left(\frac{f_{r1}}{f_s} \right)^2 \right] \right\}^2}} \quad (2-2)$$

辅路的等效输出负载电阻为

$$R_{o2} = \sqrt{\frac{\left(\frac{f_s}{f_{r2}} - \frac{f_{r2}}{f_s}\right)^2 \left(\frac{\pi^2}{8n^2}\right)^2 \frac{L_{r2}}{C_{r2}}}{\frac{V_{in}^2}{4n^2V_o^2} - \left\{1 + \frac{L_{r2}}{L_{m2}} \left[1 - \left(\frac{f_{r2}}{f_s}\right)^2\right]\right\}^2}} \quad (2-3)$$

这里有 $R_o=R_{o1}/R_{o2}$ 。从式 (2-2) 与 (2-3) 可以看出谐振参数的误差是造成主路与辅路负载不平衡的主要原因, 具体如何影响将在下节讨论。

如图 2-7 所示为两路 LLC 的简化等效电路。其中 U_s 为谐振腔的输入电压,

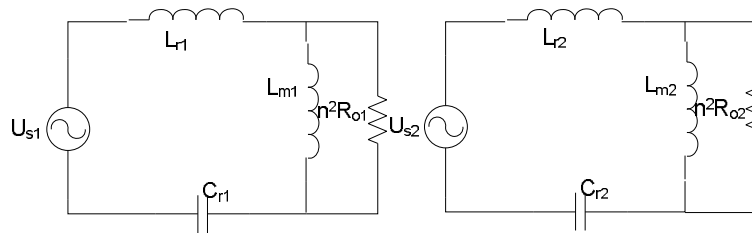


a) 主路 LLC 简化等效电路 b) 辅路 LLC 简化等效电路

图 2-7 输入电容并联结构两路 LLC 的简化等效电路

对于输入端电容并联结构谐振腔输入电压相同。实际上谐振腔的输入电压为方波信号, 但经过谐振腔谐振传递到复边的能量, 主要是基波成分, 所以把 U_s 近似看成正弦波信号。从图 2-7 中可以知道, 由于谐振参数误差存在, 导致每路的输入阻抗发生变化, 且两路输入电压是被钳位在一起的, 从而出现谐振电感电流不同, 反映到副边就是输出电流分配不均衡。由此研究者们想到了改进措施, 就是输入端电容串联结构。

输入端电容串联结构的交错并联 LLC 的主路与辅路电压可以上下浮动。其简化等效电路如图 2-8 所示。与并联结构不同的是, 主路与辅路谐振腔的输入



a) 主路 LLC 简化等效电路 b) 辅路 LLC 简化等效电路

图 2-8 输入电容串联结构两路 LLC 的简化等效电路

电压不等。 U_{s1} 、 U_{s2} 的值是分别由输入电压 V_{in1} 、 V_{in2} 经开关网络得到, 而 $V_{in1}+V_{in2}=2V_{in}$, V_{in1} 、 V_{in2} 的分配如图 2-9 所示。 Z_1 、 Z_2 分别为主路与辅路的输入阻抗。根据图 2-8 可以得到:

$$Z_1 = L_{r1}S + \frac{1}{SC_{r1}} + \frac{SL_{m1}n^2R_{o1}}{SL_{m1} + n^2R_{o1}} \quad (2-4)$$

$$Z_2 = L_{r2}S + \frac{1}{SC_{r2}} + \frac{SL_{m2}n^2R_{o2}}{SL_{m2} + n^2R_{o2}} \quad (2-5)$$

为了分析方便，假设 V_{in} 为直流，那么 C_1 、 C_2 在稳态时相当于断路，则 V_{in1} 、 V_{in2} 将按照 Z_1 、 Z_2 的阻抗值大小进行分配，由图 2-9 可得其值如下：

$$V_{in1} = \frac{Z_1 V_{in}}{Z_1 + Z_2} \quad (2-5)$$

$$V_{in2} = \frac{Z_2 V_{in}}{Z_1 + Z_2} \quad (2-6)$$

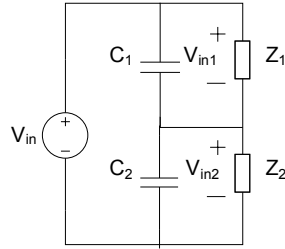


图 2-9 输入端分压等效电路

由式 (2-2)、式 (2-3)、式 (2-5)、式 (2-6) 可以得到输入端串联结构交错并联 LLC 的主路与辅路等效负载电阻 R_{o1} 、 R_{o2} ，其值如下：

$$R_{o1} = \frac{\sqrt{\frac{\left(\frac{f_s}{f_{r1}} - \frac{f_{r1}}{f_s}\right)^2 \left(\frac{\pi^2}{8n^2}\right)^2 \frac{L_{r1}}{C_{r1}}}}{\sqrt{\frac{V_{in1}^2}{4n^2V_o^2} - \left\{1 + \frac{L_{r1}}{L_{m1}} \left[1 - \left(\frac{f_{r1}}{f_s}\right)^2\right]\right\}^2}} \quad (2-7)$$

$$R_{o2} = \frac{\sqrt{\frac{\left(\frac{f_s}{f_{r2}} - \frac{f_{r2}}{f_s}\right)^2 \left(\frac{\pi^2}{8n^2}\right)^2 \frac{L_{r2}}{C_{r2}}}}{\sqrt{\frac{V_{in2}^2}{4n^2V_o^2} - \left\{1 + \frac{L_{r2}}{L_{m2}} \left[1 - \left(\frac{f_{r2}}{f_s}\right)^2\right]\right\}^2}} \quad (2-8)$$

谐振参数误差使 Z_1 和 Z_2 不相等，根据式 (2-5) 与 (2-6) V_{in1} 和 V_{in2} 也跟随着变化调整。根据图 2-6 两路独立工作时，主路输出电压大于辅路的，并联在一起后，就需要变化每路负载使输出电压相等，但对于输入端串联结构 $Z_1 < Z_2$ ，则 $V_{in1} < V_{in2}$ ，从而使主路的输出电压降低，辅路的升高，相当于引入了一个负反馈，减小了因单独调节负载使输出电压相等而形成的不均流程度，所以可以

在一定程度上调节主路与辅路的负载平衡，有自动均流效果。

2.3 影响交错并联 LLC 负载平衡的相关因素

经过分析，可知影响交错并联 LLC 负载平衡的主要因素有，谐振电感、谐振电容、励磁电感等。下面将对每个因素作用进行详细的分析。

(一) 谐振电感的影响

首先分析对负载平衡的影响。为了分析方便，这里假设只有谐振电感存在误差，其它器件都理想化完全一样，以后分析其它因素也做同样假设。谐振电感对均流的影响在于它对 LLC 增益曲线的影响，那么在谐振电感存在 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 和 $\pm 15\%$ 误差，且输出电阻 $R_o=V_o/I_o=58/50=1.16$ ， $V_{in}=415V$ 时，根据式 (2-1) 输出电压与频率的关系曲线簇如图 2-10。图中标注的谐振电感值的误差从左到右分别为标准值 $5.3\mu H$ 的 -15% 、 -10% 、 -5% 、 $+5\%$ 、 $+10\%$ 、 $+15\%$ ，与图中曲线是从上到下——对应的。从这个曲线簇可以看出，在误差存在情况下，谐振电感值越小，在工作频率范围内实际独立工作时增益曲线越高，且频率越高输出电压增益差值越大。

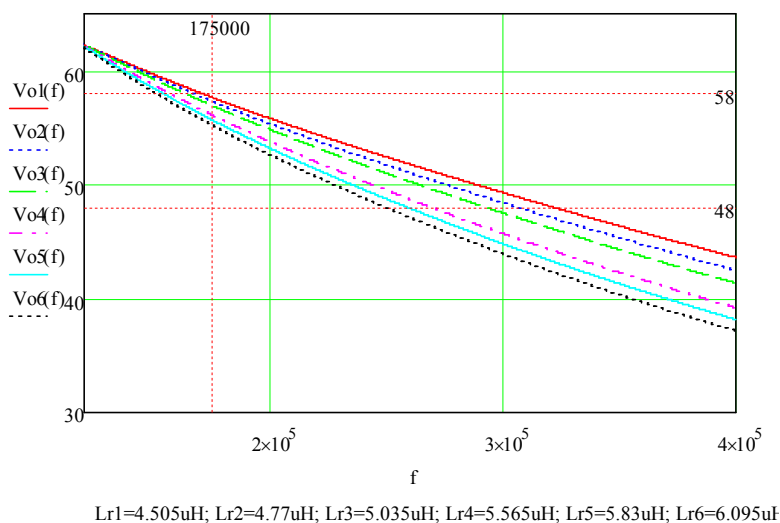
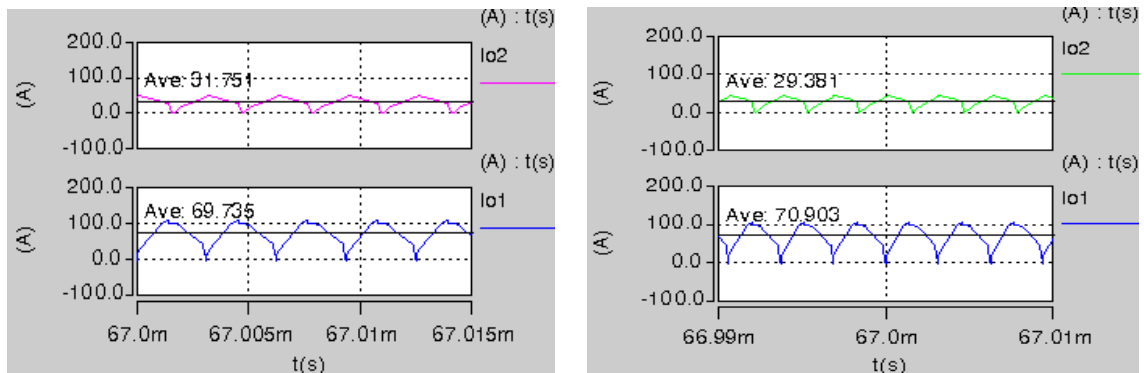


图 2-10 不同电感值时输出电压与频率的关系曲线簇

根据图 2-3 通过 Saber 仿真软件建立相应模型，为了不考虑输入电压的影响，这里的仿真模型为输入端电容并联结构。在 L_r 存在 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 误差情况下（主路谐振电感小于辅路谐振电感），可以分别得到相应的电流仿真波形，如图 2-11 所示。

从图 2-10 和图 2-11 中可以看到，谐振电感越小，单相的 LLC 电路增益曲线就越偏高，当两路 LLC 交错到一起后，在相同开关频率下，由于输入和输出电压的钳位，两路电压增益相同，所以谐振电感偏大的那一相负载就要变轻使



a) L_r 存在 $\pm 5\%$ 误差情况下的输出电流 b) L_r 存在 $\pm 10\%$ 误差情况下的输出电流

图 2-11 谐振电感不同误差下的输出电流波形

增益曲线上移（根据 LLC 不同负载的增益曲线图），而谐振电感偏小的那一相负载变重增益曲线下移，所以交错并联 LLC 两路谐振电感值相差越大，不均流程度越大。在不同的工作频率下，谐振电感的误差对 LLC 负载影响也是不同的。根据式（2-2）和式（2-3）绘出不同谐振电感时输出负载电阻与工作频率关系曲线，其中 $V_{in}=415V$ ， $V_o=58V$ 该图中每条曲线的电感值及其它谐振参数与图 2-10 是一样的，如图 2-12 所示。

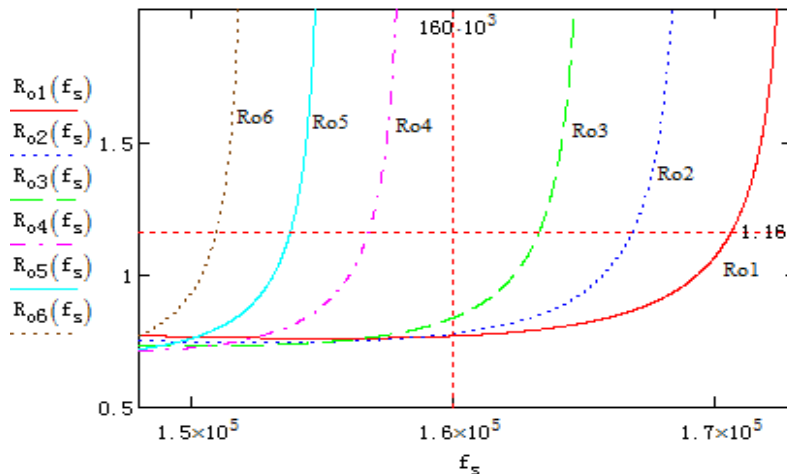


图 2-12 不同谐振电感时输出负载电阻与工作频率关系

电感值一定时，输出负载电阻与开关频率是成正比的，开关频率越接近谐振频率，曲线就越陡，即负载电阻变化越大，由于不同的谐振电感，ZVS 区与 ZCS 区的分界线也不同。图中电阻与频率变化成反比的部分为 ZCS 区，不属于本文讨论的工作区域，在 ZVS 区内，在相同开关频率处，谐振电感值越大，输出负载电阻越大。

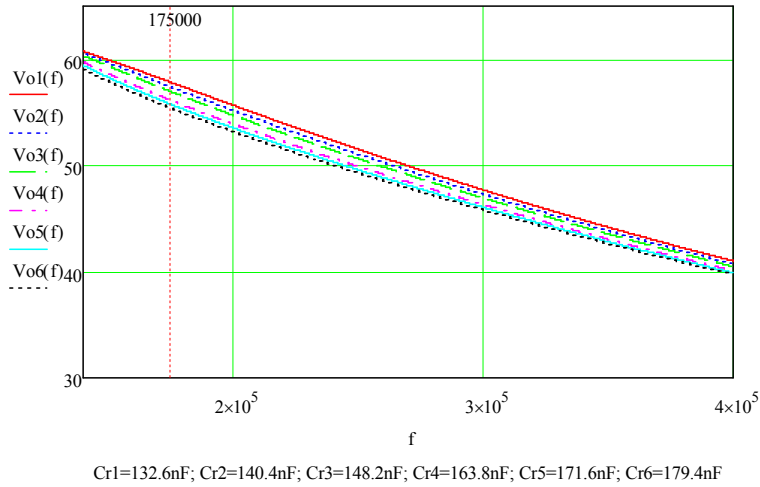
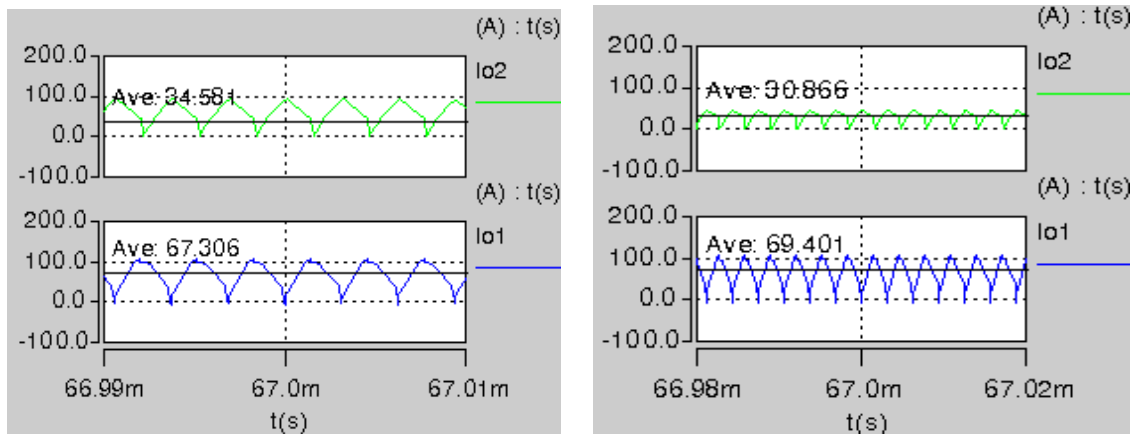


图 2-13 不同谐振电容值时输出电压与频率的关系曲线簇

(二) 谐振电容的影响

可以得到不同谐振电容值时，输出电压与开关频率的关系曲线如图 2-13。从图可以看出谐振电容对电压增益的影响与谐振电感对电压增益的影响大致相同，电压增益都随着参数的减小而变大。唯一不同的是，随着开关频率的增大，各个谐振电容参数之间的电压增益差值在逐渐减小。同样谐振电容存在 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 误差时（主路谐振电容小于辅路谐振电容），可以得到如图 2-14 所示的交错并联 LLC 的输出电流波形。



a) C_r 存在 $\pm 5\%$ 误差情况下的输出电流 b) C_r 存在 $\pm 10\%$ 误差情况下的输出电流

图 2-14 谐振电容不同误差下的输出电流波形

谐振电容越小，单路的 LLC 电路电压增益曲线就越偏高，当两路 LLC 交错到一起后，在相同开关频率下，由于输入和输出电压的相位，两路电压增益相同，所以谐振电容偏大的那一相负载就要变轻使增益曲线上移（根据 LLC 不同负载的增益曲线图），而谐振电容偏小的那一相负载变重增益曲线下移，所以交错并联 LLC 两路谐振电容值相差越大，不均流程度越大。这点与谐振电感的

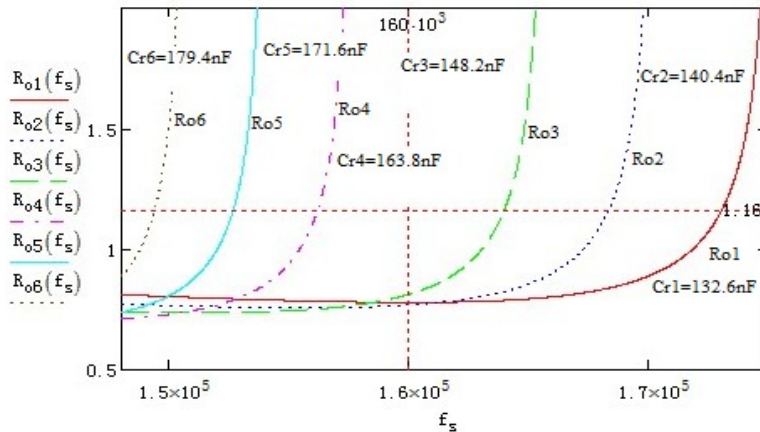


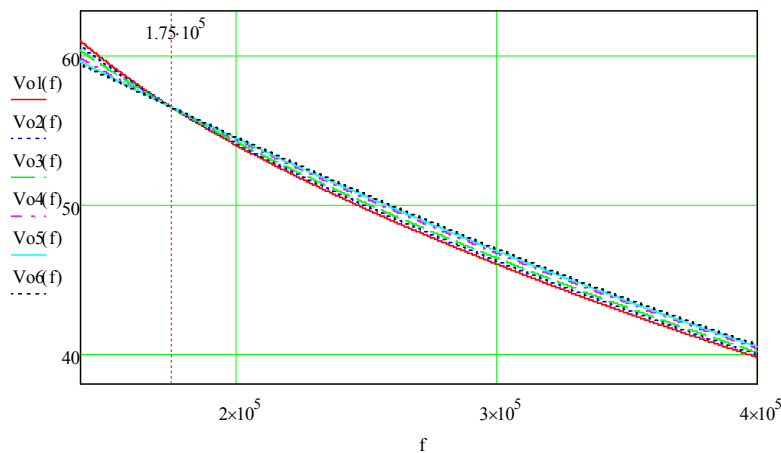
图 2-15 不同谐振电容时输出负载电阻与工作频率关系

影响是相同的。在不同的工作频率下，谐振电容参数对负载的影响如图 2-15 所示。

谐振电容值一定时，输出负载电阻与开关频率是成正比的，开关频率越接近谐振频率，曲线就越陡，即负载电阻变化越大，在 ZVS 区内，在相同开关频率处，谐振电感值越大，输出负载电阻越大。

(三) 励磁电感的影响

在不同励磁电感值情况下，输出电压与开关频率的关系曲线如图 2-16。从图中可以看到励磁电感误差对电压增益曲线的影响要分两部分讨论，分界线为如图所示谐振频率点 175kHz 处，左侧为工作区域中的二区，右侧为一区，在二区内趋势与谐振电感的影响趋势相同，励磁电感越小电压增益越大，开关频率越接近谐振频率点励磁电感的影响越小。在一区内励磁电感对电压增益的影响开始向相反方向变化，励磁电感值越大电压增益值越大。而且随着开关频率的增大，不同励磁电感值之间的电压增益差值变大，很明显励磁电感的影响不



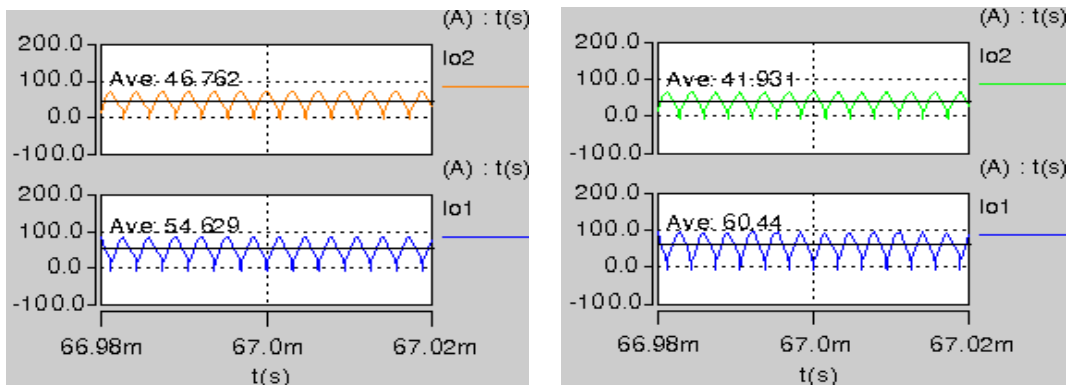
Lm1=31.03uH; Lm2=32.85uH; Lm3=34.67uH; Lm4=38.32uH; Lm5=40.15uH; Lm6=41.97uH

图 2-16 不同电感值时输出电压与频率的关系曲线簇

如谐振电感的影响大，在高频段各个励磁电感值之间的电压增益差值几乎不随频率增加而有所变化。

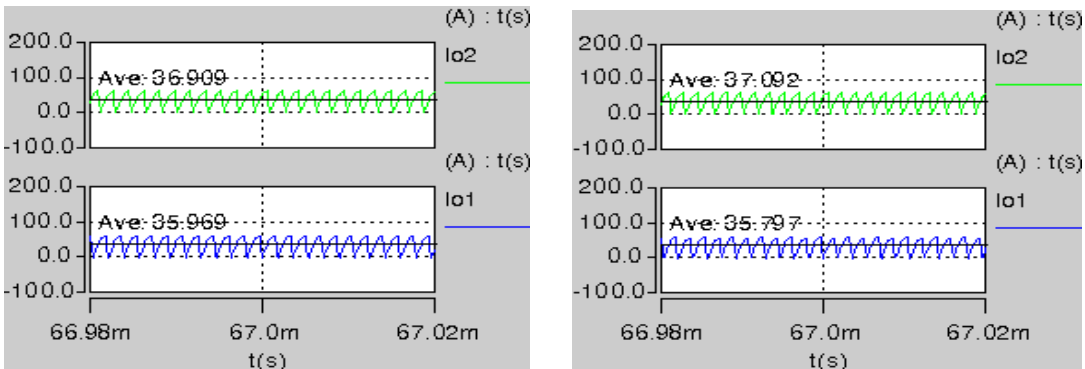
针对励磁电感的两种情况，当工作在二区励磁电感存在 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 误差时(主路励磁电感小于辅路励磁电感)，可以得到如图 2-17 所示的交错并联 LLC 的输出电流波形。励磁电感越大，单路的 LLC 电路电压增益曲线就越偏高，当两路 LLC 交错到一起后，在相同开关频率下，由于输入和输出电压的钳位，两路电压增益相同，所以励磁电感偏小的那一相负载就要变轻使增益曲线上移(根据 LLC 不同负载的增益曲线图)，而励磁电感偏大的那一相负载变重增益曲线下移，所以交错并联 LLC 两路励磁电感值相差越大，不均流程度越大。可见，由于励磁电感对电压增益的影响与谐振电感和谐振电容的相反，励磁电感偏小的那路(即主路)输出负载就会偏小，这个是与谐振电感和谐振电容的一个不同之处，另外从两路的不均流程度来看，励磁电感的影响也要弱于谐振电感和谐振电容的。当工作在一区时，输出电流波形如图 2-17c)、d)所示，此时励磁电感的影响是一个相反的趋势。

在不同的工作频率下，励磁电感参数对负载的影响如图 2-18a)、b)所示。a)中图是是输出电压为 58V 工作在二区时的关系曲线，励磁电感值一定时，输出负载电阻与开关频率是成正比的，开关频率越接近谐振频率，曲线就越陡，



a) 二区内 L_m 存在 $\pm 5\%$ 误差时输出电流

b) 二区内 L_m 存在 $\pm 10\%$ 误差时输出电流



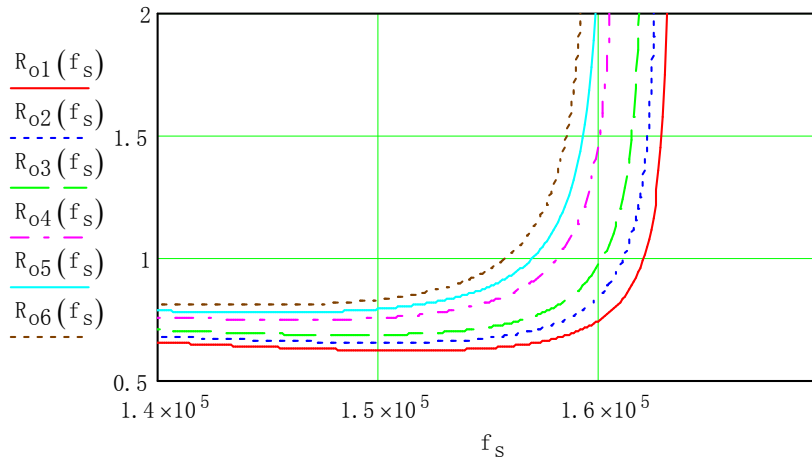
c) 一区内 L_m 存在 $\pm 5\%$ 误差时输出电流

d) 一区内 L_m 存在 $\pm 10\%$ 误差时输出电流

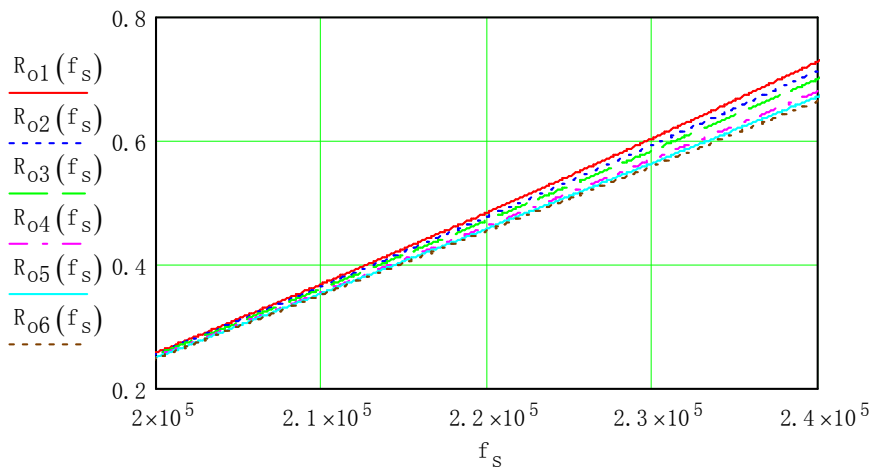
图 2-17 励磁电感不同工作区域和误差下的输出电流波形

即负载电阻变化越大，在 ZVS 区内，在相同开关频率处，励磁电感值越大，输出负载电阻越大。而图 b) 是输出电压为 48V 工作在一区时的关系曲线，此时励磁电感值一定时，输出负载电阻与开关频率也是成正比的，但在相同开关频率处，励磁电感值越大，输出负载电阻越小。且随着开关频率的增大各个曲线的电压增益差值逐渐增大。

综上所述，本文可以得到，谐振电感与谐振电容对电压增益的影响趋势是相同的，谐振参数偏小时，电压增益相对较大。由各个谐振电感值绘制的电压增益曲线之间的差值会随着开关频率的增大而增大，而谐振电容的则会相反。在相同的增益条件下，输出负载电阻会随着频率的增大而增大，接近谐振频率处负载电阻变化越来越快，谐振电感值（或者是谐振电容值）越小，输出



a) 工作在二区时的输出负载电阻与开关频率的关系



b) 工作在一区时的输出负载电阻与开关频率的关系

图 2-18 不同励磁电感和工作区域时输出负载电阻与工作频率关系

负载电阻越小，负载就越重。励磁电感则分为两部分，工作在二区时，它的影响趋势与谐振电感和谐振电容是相同的，工作在一区时，趋势则相反。但是励磁电感对负载的影响远远小于谐振电感和谐振电容的影响，并且增益曲线的二区谐振电容的影响要大于谐振电感，而在一区的时候谐振电感的影响又要大于谐振电容的。

2.4 并联 LLC 负载平衡的方案

根据前面的分析介绍，虽然交错并联 LLC 采用输入端电容串联结构可以起到一定的均流作用，但是这样仍然不能达到标准的均流程度，为此需要附加电路来均流，使电路的均流度能达到标准（5%）。如图 2-19 是在图 2-4 的基础上附加的电路，通过电容电感交叉在两路之间，下面将介绍它的工作原理。

根据图 2-20，可以将附加电路的工作过程分为四个时间段，其中 U_c 为附加电路中电容两端的电压， I_l 为电感的电流。这里还要说明的是，两互相交叉的附加电路在交错并联 LLC 工作时只有一路是在工作另一路没有工作。把图 2-19 中左面串联在一起的电感、电容及其连在一起的二极管称为附加电路 1，而右边的那一路为附加电路 2。在仿真中设置的谐振参数是主路的小于辅路的，而且输出电压为 58V 工作在二区。则按照前面对谐振参数的分析，可以知道辅路的输入电压要大于主路的，因此附加电路 1 将会工作。其工作过程如下：

1. 工作过程 1 ($t_1 \sim t_2$)

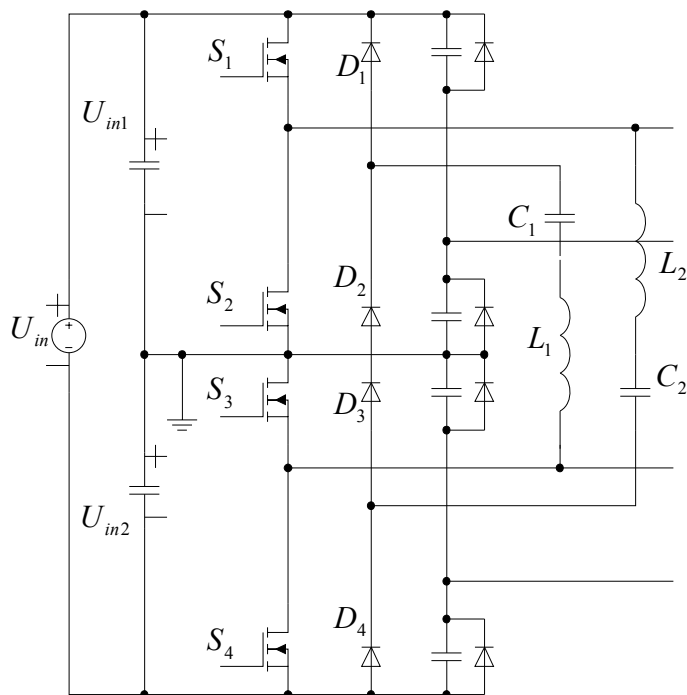


图 2-19 带有附加电路的交错并联 LLC

这段时间内是附加电路充能的过程，具体标志为辅路下桥臂开关管开通的时间段。这时辅路的输入电压加在附加电路 1 的电感和电容上，与辅路的谐振电路并联，如图 2-21 a)。这段时间内电容 C_1 在充电，电压逐渐升高，电感 L_1 电流也在增大，增大到 t_2 时刻达到最大值，这时 C_1 上的电压与 V_{in2} 相等。

2. 工作过程 2 ($t_2 \sim t_3$)

这段时间非常短，是开关管的死区时间，这段时间内，上管的结电容通过附加电路的电感、电容放电，下管结电容充电。这时 C_1 上的电压已经等于 V_{in1} ，但由于有 L_1 的存在电路中的电流不能立即为零，因此由电感续流，继续对 C_1 充电，同时对上管结电容放电，下开关管充电，最终电流减小到 0，此时 C_1 上的电压达到最大，上开关管上的结电压为 0，下开关管的结电压等于 V_{in2} 。

3. 工作过程 3 ($t_3 \sim t_4$)

这段过程为附加电路电容放能的过程，也可以看成反向充电的过程。在 t_3 时刻 C_1 上的电压为最大值，且大于 V_{in1} 所以电容 C_1 要对主路的输入端电容充电， L_1 反向电流逐渐增大， C_1 上的电压逐渐减小，当减小到与 V_{in1} 相等

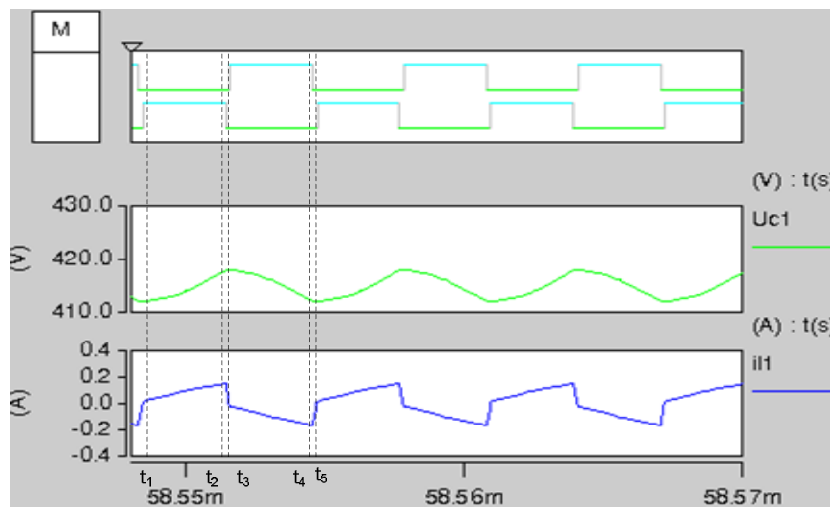


图 2-20 附加电路 1 工作波形

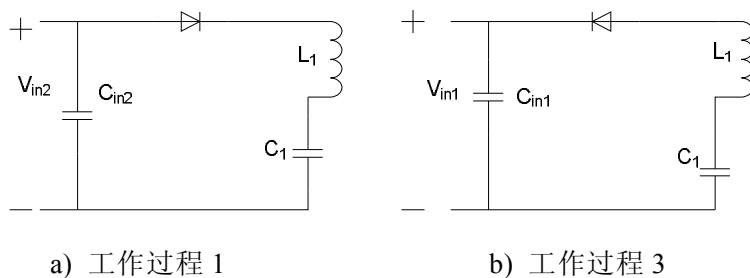


图 2-21 附加电路工作过程简图

时, L_I 的电流达到反向最大。

4. 工作过程 4 ($t_4 \sim t_5$)

这是死区时间, 是上开关管的结电容通过附加电路的电感和电流充电的过程, 时间很短。 t_4 时刻电感两端电压为零, 但由于 L_I 的续流作用, 电路中的电流不能立即变为零, C_I 继续放电, 直到电压达到最小值, 电流此时也减小到零, 上开关管的结电容电压为 V_{in2} 。

为了说明均流电路的均流效果, 本文对附加均流电路前后的输入端串联结构交错并联 LLC 电路进行仿真对比, 它们的均流情况对比图如图 2-22 所示。

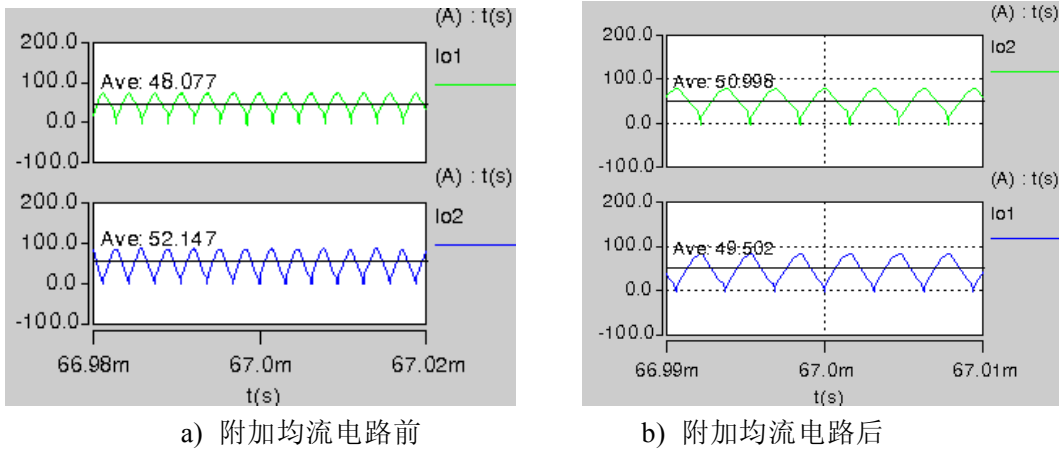


图 2-22 均流情况对比

其中两电路的谐振参数都是按照 $\pm 10\%$ 误差设置, 谐振参数的标准值与前面仿真相同。

总之, 均流电路的作用就是将负载重的 LLC 电路中多余的能量存储起来, 然后再转送到负载轻的那一路 LLC 电路中, 这样就实现了均流作用。

2.5 本章小结

本章主要介绍了交错并联的概念及意义, 对交错并联 LLC 两种拓扑结构进行了详尽的分析和论述, 特别对比分析了输入端电容串并联结构的优缺点。针对均流问题, 对交错并联 LLC 的主路与辅路的谐振参数误差影响做了大量仿真研究, 发现影响负载不均衡的主要原因就是由于谐振参数的误差导致两路的电压增益曲线出现差别。另外, 分析了输入端电容串联结构的均流效果。为了在各个工作频率下使电路都能满足标准均流度指标, 又提出了附加自动均流电路方案。

第 3 章 交错并联 LLC 小信号模型及仿真

本章主要是为了分析不均流情况对主电路频域的影响，验证频域结果是否与时域结果相吻合，所以通过扩展函数的方法在单相 LLC 小信号模型的基础上建立了交错并联 LLC 小信号模型，并通过该模型进行影响负载平衡因素的频域分析。最后利用主电路的传递函数建立闭环控制系统的开环传递函数，验证该系统的稳定性，同时利用这个开环传涵设计电压环的模拟 PI 控制器。

3.1 主电路小信号模型的建立

3.1.1 小信号模型概述

将主电路分为三个主要部分进行建模^[36]，分别为：主路与辅路的开关网络、主路与辅路的谐振腔、主路与辅路的变压整流网络，因为并联 LLC 两路结构一样，所以这里提供了单相 LLC 的划分结构，如图 3-1。建模主要过程就是采用扩展函数法通过分离扰动得到交错并联 LLC 小信号模型。但这些运算都是近似的，所以要做些如下假设^[35,37]：

- (a) 所有开关器件均为理想开关无损耗，所有无源器件都是线性器件且不考虑其损耗。
- (b) 谐振腔的 Q 值较大，并且开关频率在谐振频率左右，接近谐振频率。
- (c) 滤波器的转折频率远小于开关频率。

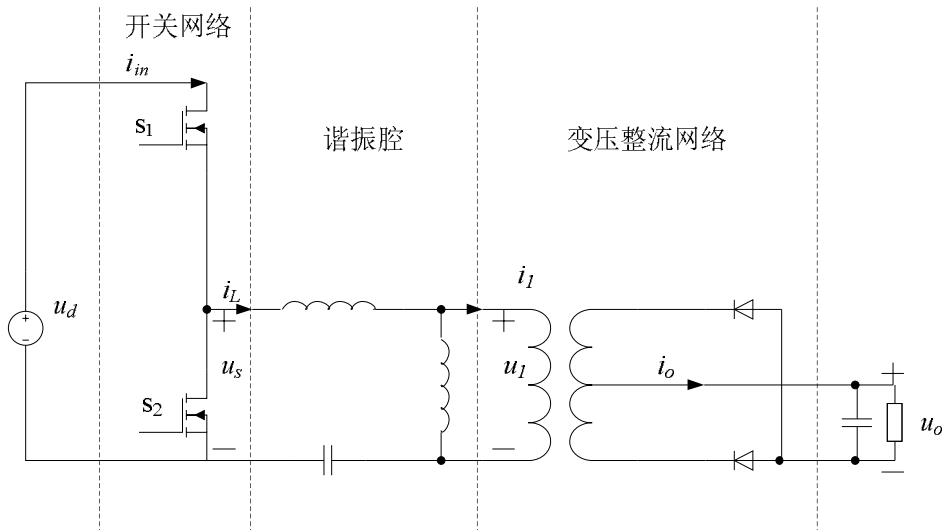


图 3-1 交错并联 LLC 小信号模型的建立流程

3.1.2 开关网络模型

如图 3-1 LLC 的开关网络部分。因为电容分裂式结构的 LLC，在钳位二极管不工作的正常情况下，和图 3-1 的电路工作情况相同，而本文建模的前提条件也是 LLC 工作在正常情况下，所以可以做此简化。如果把谐振腔的输入电流近似看成幅值变化的正弦波，则谐振腔的输入电流为

$$i_{L1}(t) = i_{p1}(t) \sin(\omega_s(t)t - \theta_1(t)) \quad (3-1)$$

如果用相量的形式表示的话为

$$i_{L1}(t) = \text{Im}[(i_{L1\text{Re}}(t) - ji_{L1\text{Im}}(t))e^{j\omega_s(t)t}] \quad (3-2)$$

在以上两式中 $i_{p1}(t) = \sqrt{i_{L1\text{Re}}^2(t) + i_{L1\text{Im}}^2(t)}$ ， $\theta_1(t) = \tan^{-1} \frac{i_{L1\text{Im}}(t)}{i_{L1\text{Re}}(t)}$ ，其中 $\omega_s(t)$ 是与开关频率对应的角频率，这里为了计算方便是假设在一个开关周期内角频率是恒定的。

图 3-2 为主路开关网络的输出电压与电流波形。其中输入电压 U_{d1} 为直流量，所以输入电流 i_{in1} 中只有直流量做有用功，那么对其进行傅立叶分解，

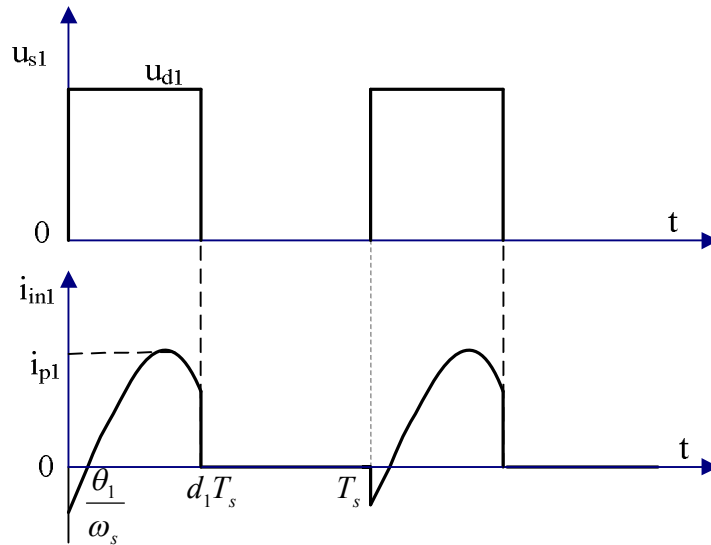


图 3-2 开关网络输出电压与输入电流波形图

得到直流分量为

$$\langle i_{in1}(t) \rangle = \frac{i_{p1}(t)}{\pi} (\cos(\theta_1(t)) - \cos(2\pi d_1(t) - \theta_1(t))) \quad (3-3)$$

式中 $\langle i_{in1}(t) \rangle$ ——主路输入电流的平均值；

$d_1(t)$ ——主路开关占空比。

U_{s1} 是开关网络的输出电压，同时也是谐振腔的输入电压，谐振腔传递能量的主要形式为正弦波，所以这里把开关网络输出电压用它的基波代替，通过对图 3-2 波形的分解得到

$$u_{s1}(t) = \frac{u_{d1}(t)}{\pi} \sin(2\pi d_1(t)) \cos(\omega_s(t)t) - \frac{u_{d1}(t)}{\pi} (1 - \cos(2\pi d_1(t))) \sin(\omega_s(t)t) \quad (3-4)$$

将式 (3-4) 转换成相量形式为

$$u_{s1}(t) = \text{Re} \left(\left(\frac{u_{d1}(t)}{\pi} \sin(2\pi d_1(t)) - j \frac{u_{d1}(t)}{\pi} (1 - \cos(2\pi d_1(t))) \right) e^{j\omega_s(t)t} \right) \quad (3-5)$$

则开关网络的输出电压相量幅值为

$$\bar{u}_{s1}(t) = u_{s1\text{Re}}(t) - j u_{s1\text{Im}}(t) = \frac{u_{d1}(t)}{\pi} \sin(2\pi d_1(t)) - j \frac{u_{d1}(t)}{\pi} (1 - \cos(2\pi d_1(t))) \quad (3-6)$$

同理根据以上的方法，本文也可以处理辅路的开关网络的输入电流和输出电压。如图 3-3 为辅路的开关网络输入电流和输出电压。

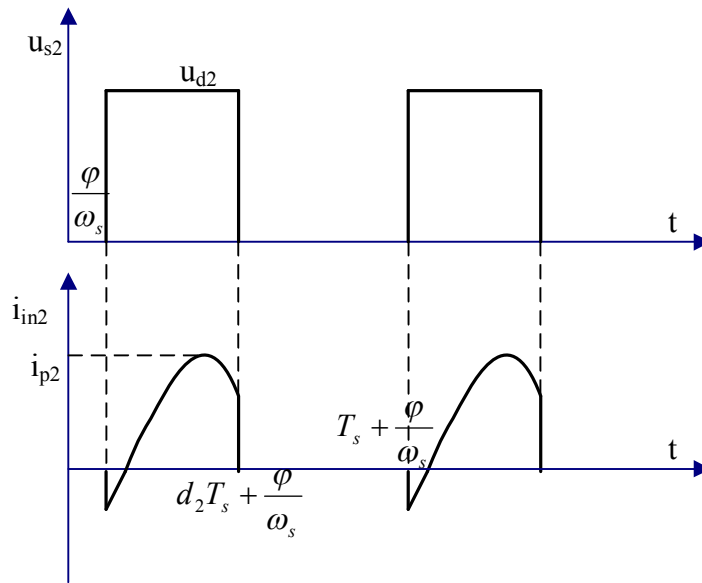


图 3-3 辅路的开关网络输出电压和输入电流波形

图中 φ ——辅路与主路工作交错的角；

d_2 ——辅路的开关占空比。

则输入电流的直流分量为

$$\langle i_{in2}(t) \rangle \approx \frac{i_{p2}(t)}{\pi} (\cos(\theta_1(t)) - \cos(2\pi d_2(t) - \theta_1(t))) \quad (3-7)$$

其中 $i_{p2}(t) = \sqrt{i_{L2Re}^2(t) + i_{L2Im}^2(t)}$ 。辅路开关网络输出电压的相量形式为

$$u_{s2}(t) = \text{Re} \left(\left(\frac{u_{d2}(t)}{\pi} (\sin(2\pi d_2(t) + \varphi) - \sin \varphi) - j \frac{u_{d2}(t)}{\pi} (\cos \varphi - \cos(2\pi d_2(t) + \varphi)) \right) e^{j\omega_s t} \right) \quad (3-8)$$

则电压相量幅值为

$$\bar{u}_{s2}(t) = \frac{u_{d2}(t)}{\pi} (\sin(2\pi d_2(t) + \varphi) - \sin \varphi) - j \frac{u_{d2}(t)}{\pi} (\cos \varphi - \cos(2\pi d_2(t) + \varphi)) \quad (3-9)$$

为了得到开关网络的小信号模型本文将要输入电流的平均值进行线性化和分离扰动处理，由于输出电压是用基波替代的，采用调幅的办法，对其相量幅值进行线性化和分离扰动处理。由式 (3-3) 与 (3-7) 可分别得到主路与辅路的小信号，如下：

$$\begin{aligned} \langle \hat{i}_{in1} \rangle &\approx \frac{1}{\pi} (1 - \cos(2\pi D_1)) \hat{i}_{L1Re} - \frac{1}{\pi} \sin(2\pi D_1) \hat{i}_{L1Im} \\ &\quad + 2(I_{L1Re} \sin(2\pi D_1) - I_{L1Im} \cos(2\pi D_1)) \hat{d}_1 \end{aligned} \quad (3-10)$$

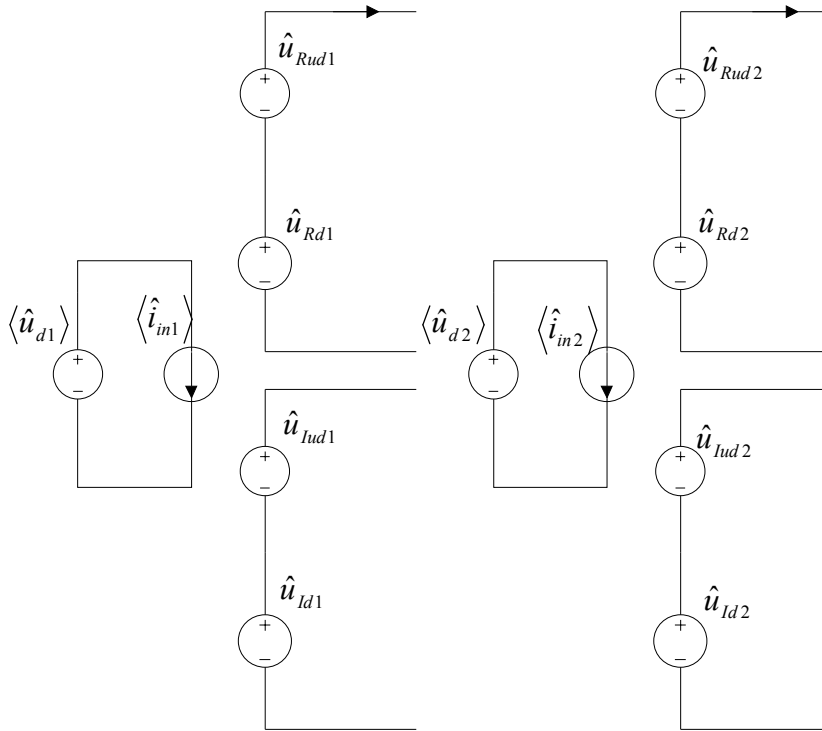
$$\begin{aligned} \langle \hat{i}_{in2} \rangle &\approx \frac{1}{\pi} (1 - \cos(2\pi D_2)) \hat{i}_{L2Re} - \frac{1}{\pi} \sin(2\pi D_2) \hat{i}_{L2Im} \\ &\quad + 2(I_{L2Re} \sin(2\pi D_2) - I_{L2Im} \cos(2\pi D_2)) \hat{d}_2 \end{aligned} \quad (3-11)$$

式中带“^”号的为相应量小信号，大写为相应量的直流成分，下面同样以后将不作说明。由式 (3-6) 与式 (3-9) 可分别得到主路与辅路开关网络输出电压的小信号，如式 (3-12) 和式 (3-13)：

$$\begin{aligned} \hat{u}_{s1} &\approx \frac{\hat{u}_{d1}}{\pi} \sin(2\pi D_1) + 2U_{d1} \hat{d}_1 \cos(2\pi D_1) - j2U_{d1} \hat{d}_1 \sin(2\pi D_1) \\ &\quad - j \frac{\hat{u}_{d1}}{\pi} (1 - \cos(2\pi D_1)) \\ &= \hat{u}_{Rud1} + \hat{u}_{Rd1} - j\hat{u}_{Id1} - j\hat{u}_{Iud1} \end{aligned} \quad (3-12)$$

通过以上的处理，可以得到输入端电容串联结构交错并联 LLC 的开关网络的小信号模型，如图 3-4 所示，每路小信号模型分成实部和虚部。

$$\begin{aligned} \hat{u}_{s2} &= \frac{\hat{u}_{d2}}{\pi} (\sin(2\pi D_2 + \varphi) - \sin \varphi) + 2U_{d2} \hat{d}_2 \cos(2\pi D_2 + \varphi) - j2U_{d2} \hat{d}_2 \sin(2\pi D_2 + \varphi) \\ &\quad - j \frac{\hat{u}_{d2}}{\pi} (\cos \varphi - \cos(2\pi D_2 + \varphi)) \\ &= \hat{u}_{Rud2} + \hat{u}_{Rd2} - j\hat{u}_{Id2} - j\hat{u}_{Iud2} \end{aligned} \quad (3-13)$$



a) 主路开关网络小信号模型 b) 辅路开关网络小信号模型

图 3-4 开关网络小信号模型

3.1.3 谐振腔模型

谐振腔部分采用等效电路模型的方法，首先列出每个谐振元件的状态方程，谐振腔中的电压和电流信号都表示成幅值变化的余弦信号，与上节中开关网络的输出电压基波信号相量的表现形式一样，所以电感、电容的电压和电流都用变化的幅值表示。如图 3-5 所示，根据这个谐振电感模型可以写出他的输出电

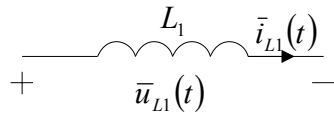


图 3-5 谐振电感

压与谐振电流的关系式如下：

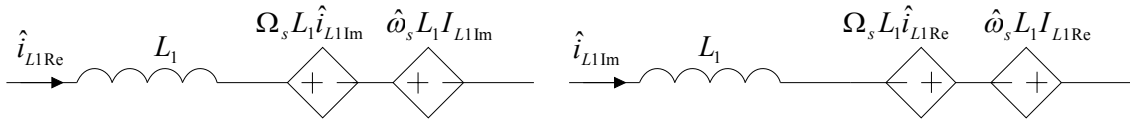
$$\bar{u}_{L1}(t) = L_1 \frac{d\bar{i}_{L1}(t)}{dt} + j\omega_s(t)L_1\bar{i}_{L1}(t) \quad (3-14)$$

其中 $\bar{u}_{L1}(t) = u_{L1Re}(t) - ju_{L1Im}(t)$ ， $\bar{i}_{L1}(t) = i_{L1Re}(t) - ji_{L1Im}(t)$ 。那么将其带入式 (3-14) 然后对它进行线性化和分离扰动处理，就能得到实部和虚部的小信号。

$$\hat{u}_{L1Re} = L_1 \frac{d\hat{i}_{L1Re}}{dt} + \Omega_s L_1 \hat{i}_{L1Im} + \hat{\omega}_s L_1 I_{L1Im} \quad (3-15)$$

$$\hat{u}_{L1Im} = L_1 \frac{d\hat{i}_{L1Im}}{dt} - \Omega_s L_1 \hat{i}_{L1Re} - \hat{\omega}_s L_1 I_{L1Re} \quad (3-16)$$

通过上式，可以将实部和虚部的第一项看成理想电感元件得到的电压，二、三项都看成受控电压源的电压，于是得到主路谐振电感的实部和虚部小信号电路模型如图 3-6 所示。

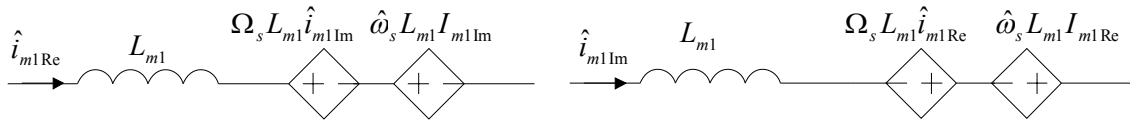


a) 实部小信号电路模型

b) 虚部小信号电路模型

图 3-6 主路谐振电感小信号电路模型

主路励磁电感的模型建立与谐振电感相同这里将不再讨论，直接得到它的小信号模型如图 3-7 所示。



a) 实部小信号电路模型

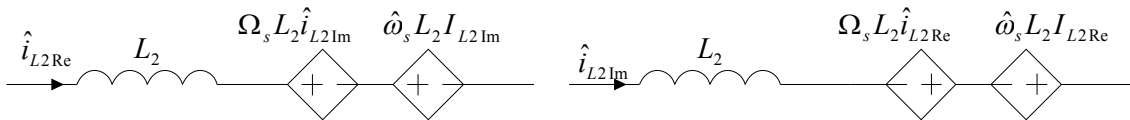
b) 虚部小信号电路模型

图 3-7 主路励磁电感小信号电路模型

同理可以得到辅路谐振电感和励磁电感的小信号模型，如图 3-8 和图 3-9。

如图 3-10 谐振电容，同样根据模型可列出输出电流与谐振电压的关系式，如下：

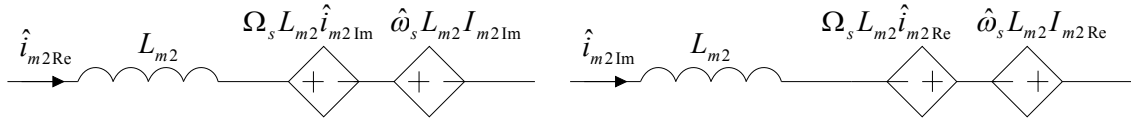
$$\bar{i}_{C1}(t) = C_1 \frac{d\bar{u}_{c1}(t)}{dt} + j\omega_s(t) C_1 \bar{u}_{c1}(t) \quad (3-17)$$



a) 实部小信号电路模型

b) 虚部小信号电路模型

图 3-8 辅路谐振电感小信号电路模型



a) 实部小信号电路模型

b) 虚部小信号电路模型

图 3-9 辅路励磁电感小信号电路模型

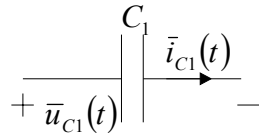


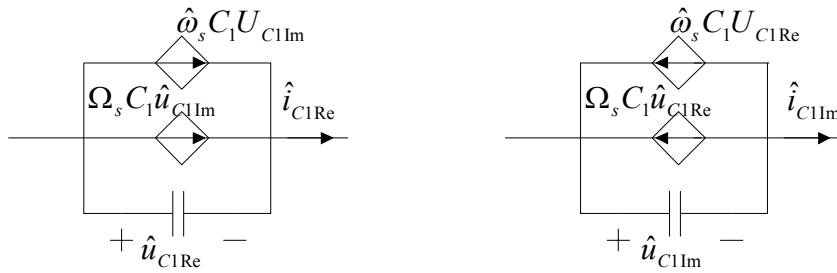
图 3-10 谐振电容

其中 $\bar{i}_{C1}(t) = i_{C1Re}(t) - ji_{C1Im}(t)$, $\bar{u}_{C1}(t) = u_{C1Re}(t) - ju_{C1Im}(t)$ 。将其带入式 (3-17) 中, 然后对它进行线性化和分离扰动处理, 于是得到电流与电压的实部和虚部小信号关系式。将实部与虚部的第一项看成理想电容, 第二、三项看成受控电流源,

$$\hat{i}_{C1Re} = C_1 \frac{d\hat{u}_{C1Re}}{dt} + \Omega_s C_1 \hat{u}_{C1Im} + \hat{\omega}_s C_1 U_{C1Im} \quad (3-18)$$

$$\hat{i}_{C1Im} = C_1 \frac{d\hat{u}_{C1Im}}{dt} - \Omega_s C_1 \hat{u}_{C1Re} - \hat{\omega}_s C_1 U_{C1Re} \quad (3-19)$$

三者的关系是并联的, 如图 3-11 所示。同理可以得到辅路谐振电容的小信号电路模型, 如图 3-12 所示。其中谐振电容电流与谐振电感电流是相等的, 因为在电路中是串联在一起的。



a) 实部小信号电路模型

b) 虚部小信号电路模型

图 3-11 主路谐振电容小信号电路模型

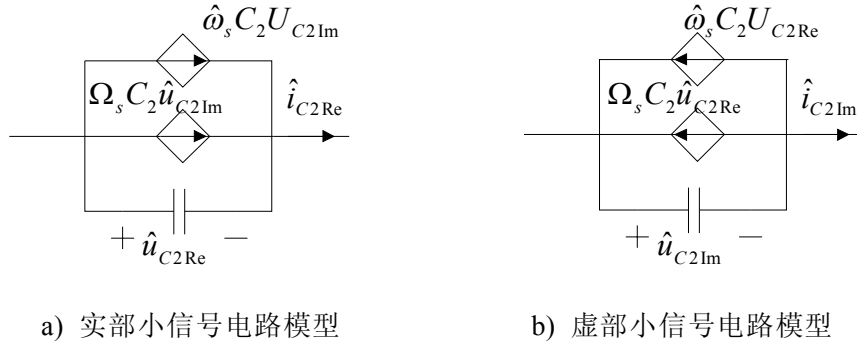


图 3-12 辅路谐振电容小信号电路模型

3.1.4 变压整流模型

如图 3-1 中变压整流网络。则主路的变压器原边电流 $i_{11}(t)$ 用相量形式相量形式表示是

$$i_{11}(t) = \text{Re}((i_{11\text{Re}}(t) - ji_{11\text{Im}}(t))e^{j\omega_s t}) \quad (3-20)$$

其中 $\bar{i}_{11}(t) = i_{11\text{Re}}(t) - ji_{11\text{Im}}(t)$ ，式中 $\bar{i}_{11}(t)$ 表示与 $i_{11}(t)$ 对应的相量幅值。对于 LLC 的输出电流 i_o 近似看成经过变压整流后输出的馒头波，它与变压器原边的电流 $\bar{i}_{11}(t)$ 的关系为 $i_o(t) = |ni_{11}(t)|$ ；变压器原边的电压 $u_{11}(t)$ 被近似为正负交替的方波信号，它的相位与 $i_{11}(t)$ 相同，可用如下关系式表示。

$$u_{11}(t) = \text{sgn}(i_{11}(t))2n\langle u_o(t) \rangle \quad (3-21)$$

式中 $\text{sgn}(i_{11}(t))$ ——符号函数， $i_{11}(t) > 0$ ， $\text{sgn}(i_{11}(t)) = 1$ ； $i_{11}(t) = 0$ ， $\text{sgn}(i_{11}(t)) = 0$ ； $i_{11}(t) < 0$ ， $\text{sgn}(i_{11}(t)) = -1$ ；

$\langle u_o(t) \rangle$ ——输出电压的平均值。

如图 3-13 为主路变压器原边电流、输出电流和变压器原边电压，根据此图对输出电流 $i_{o1}(t)$ 求平均值取直流分量，而对变压器原边电压 $u_{11}(t)$ 进行傅立叶级数分解取余弦基波信号，于是可得

$$\langle i_{o1}(t) \rangle \approx \frac{2n\sqrt{i_{11\text{Re}}^2(t) + i_{11\text{Im}}^2(t)}}{\pi} \quad (3-22)$$

$$\bar{u}_{11}(t) = u_{11\text{Re}}(t) - ju_{11\text{Im}}(t) \quad (3-23)$$

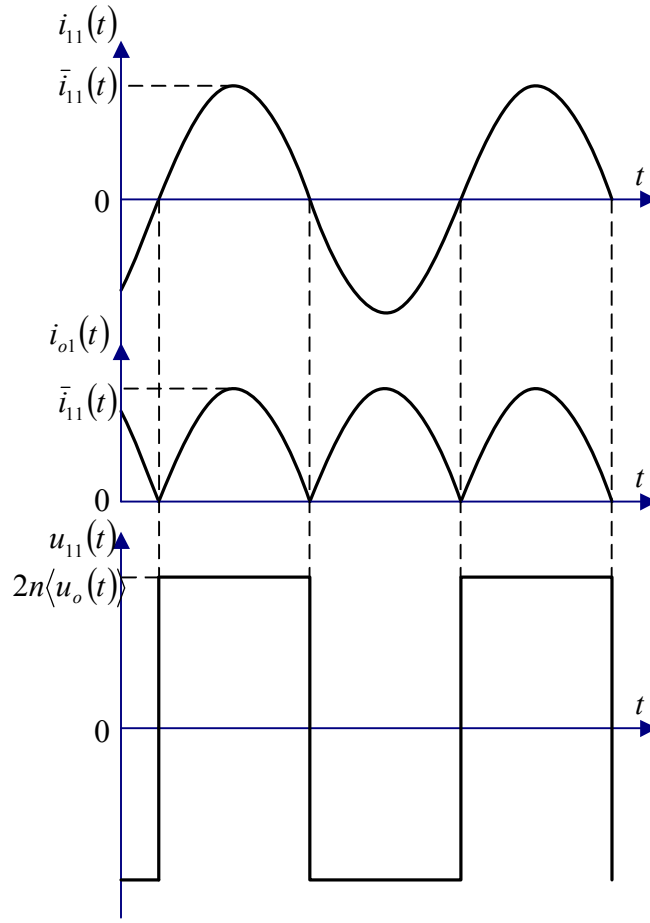


图 3-13 主路变压器原边电流、输出电流和变压器原边电压

$$u_{11}(t) = \text{Re} \left[\left(\frac{8}{\pi} \cdot \frac{i_{11\text{Re}}^2(t)}{\sqrt{i_{11\text{Re}}^2(t) + i_{11\text{Im}}^2(t)}} \cdot n \cdot \langle u_o(t) \rangle - j \cdot \frac{8}{\pi} \cdot \frac{i_{11\text{Im}}^2(t)}{\sqrt{i_{11\text{Re}}^2(t) + i_{11\text{Im}}^2(t)}} \cdot n \cdot \langle u_o(t) \rangle \right) e^{j\omega_s t} \right] \quad (3-24)$$

式中 n ——变压器原边与复边的匝比；

$\bar{u}_{11}(t)$ ——与 $u_{11}(t)$ 相对应的相量幅值；

$u_{11\text{Re}}(t)$ ——相量幅值 $\bar{u}_{11}(t)$ 的实部；

$u_{11\text{Im}}(t)$ ——相量幅值 $\bar{u}_{11}(t)$ 的虚部。

同理在辅路的变压整流网络中每个量也有相同的对应关系，如图 3-14 所示为辅路变压器原边电流、输出电流和变压器原边电压，经过处理后可得到辅路

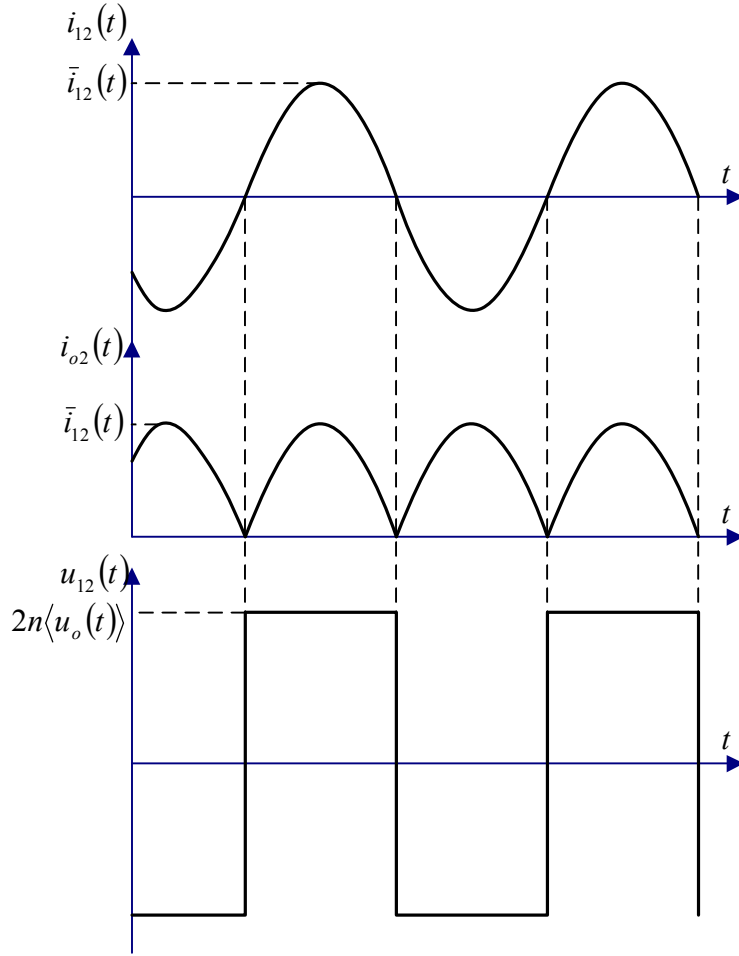


图 3-14 辅路变压器原边电流、输出电流和变压器原边电压

输出电流 $i_{o2}(t)$ 的直流分量与变压器原边电压 $u_{12}(t)$ 的基波分量，如下：

$$\langle i_{o2}(t) \rangle \approx \frac{2n}{\pi} \sqrt{i_{12\text{Re}}^2(t) + i_{12\text{Im}}^2(t)} \quad (3-25)$$

$$\bar{u}_{12}(t) = u_{12\text{Re}}(t) - ju_{12\text{Im}}(t) \quad (3-26)$$

$$u_{12}(t) = \text{Re} \left[\left(\frac{8}{\pi} \cdot \frac{i_{12\text{Re}}(t)}{\sqrt{i_{12\text{Re}}^2(t) + i_{12\text{Im}}^2(t)}} \cdot n \cdot \langle u_o(t) \rangle - j \frac{8}{\pi} \cdot \frac{i_{12\text{Im}}(t)}{\sqrt{i_{12\text{Re}}^2(t) + i_{12\text{Im}}^2(t)}} \cdot n \cdot \langle u_o(t) \rangle \right) e^{j\omega_s(t)t} \right] \quad (3-27)$$

对式 (3-22)、式 (3-23) 和式 (3-24) 进行线性化和分离扰动处理得到主路输出电流和变压器原边电压的小信号如下：

$$\langle \hat{i}_{o1} \rangle \approx \frac{2n}{\pi} \frac{1}{\sqrt{I_{11\text{Re}}^2 + I_{11\text{Im}}^2}} (I_{11\text{Re}} \hat{i}_{11\text{Re}} + I_{11\text{Im}} \hat{i}_{11\text{Im}}) \approx c_{11} \hat{i}_{11\text{Re}} + c_{21} \hat{i}_{11\text{Im}} \quad (3-28)$$

$$\hat{u}_{11\text{Re}} = k_{11} \hat{i}_{11\text{Re}} + k_{21} \hat{i}_{11\text{Im}} + k_{31} \langle \hat{u}_o \rangle \quad (3-29)$$

$$\hat{u}_{11\text{Im}} = k_{41} \hat{i}_{11\text{Re}} + k_{51} \hat{i}_{11\text{Im}} + k_{61} \langle \hat{u}_o \rangle \quad (3-30)$$

$$\text{其中 } c_{11} = \frac{2n}{\pi} \cdot \frac{I_{11\text{Re}}}{\sqrt{I_{11\text{Re}}^2 + I_{11\text{Im}}^2}}, c_{21} = \frac{2n}{\pi} \cdot \frac{I_{11\text{Im}}}{\sqrt{I_{11\text{Re}}^2 + I_{11\text{Im}}^2}}, k_{11} = \frac{8n}{\pi} \frac{U_o I_{11\text{Im}}^2}{\sqrt{(I_{11\text{Re}}^2 + I_{11\text{Im}}^2)^3}}$$

$$k_{21} = -\frac{8n}{\pi} \frac{U_o I_{11\text{Re}} I_{11\text{Im}}}{\sqrt{(I_{11\text{Re}}^2 + I_{11\text{Im}}^2)^3}}, k_{31} = \frac{8n}{\pi} \frac{I_{11\text{Re}}}{\sqrt{I_{11\text{Re}}^2 + I_{11\text{Im}}^2}}, k_{41} = -\frac{8n}{\pi} \frac{I_{11\text{Re}} I_{11\text{Im}} U_o}{\sqrt{(I_{11\text{Re}}^2 + I_{11\text{Im}}^2)^3}}$$

$$k_{51} = \frac{8n}{\pi} \frac{U_o I_{11\text{Re}}^2}{\sqrt{(I_{11\text{Re}}^2 + I_{11\text{Im}}^2)^3}}, k_{61} = \frac{8n}{\pi} \frac{I_{11\text{Im}}}{\sqrt{I_{11\text{Re}}^2 + I_{11\text{Im}}^2}}。$$

对式 (3-25)、式 (3-26) 和式 (3-27) 进行线性化和分离扰动处理, 得到
 辅路输出电流和变压器原边电压的小信号如下:

$$\langle \hat{i}_{o2} \rangle \approx c_{12} \hat{i}_{12\text{Re}} + c_{22} \hat{i}_{12\text{Im}} \quad (3-31)$$

$$\hat{u}_{12\text{Re}} = k_{12} \hat{i}_{12\text{Re}} + k_{22} \hat{i}_{12\text{Im}} + k_{32} \langle \hat{u}_o \rangle \quad (3-32)$$

$$\hat{u}_{12\text{Im}} = k_{42} \hat{i}_{12\text{Re}} + k_{52} \hat{i}_{12\text{Im}} + k_{62} \langle \hat{u}_o \rangle \quad (3-33)$$

$$\text{其中 } c_{12} = \frac{2n}{\pi} \cdot \frac{I_{12\text{Re}}}{\sqrt{I_{12\text{Re}}^2 + I_{12\text{Im}}^2}}, c_{22} = \frac{2n}{\pi} \cdot \frac{I_{12\text{Im}}}{\sqrt{I_{12\text{Re}}^2 + I_{12\text{Im}}^2}}, k_{12} = \frac{8n}{\pi} \frac{U_o I_{12\text{Im}}^2}{\sqrt{(I_{12\text{Re}}^2 + I_{12\text{Im}}^2)^3}}$$

$$k_{22} = -\frac{8n}{\pi} \frac{U_o I_{12\text{Re}} I_{12\text{Im}}}{\sqrt{(I_{12\text{Re}}^2 + I_{12\text{Im}}^2)^3}}, k_{32} = \frac{8n}{\pi} \frac{I_{12\text{Re}}}{\sqrt{I_{12\text{Re}}^2 + I_{12\text{Im}}^2}}, k_{42} = -\frac{8n}{\pi} \frac{I_{12\text{Re}} I_{12\text{Im}} U_o}{\sqrt{(I_{12\text{Re}}^2 + I_{12\text{Im}}^2)^3}}$$

$$k_{52} = \frac{8n}{\pi} \frac{U_o I_{12\text{Re}}^2}{\sqrt{(I_{12\text{Re}}^2 + I_{12\text{Im}}^2)^3}}, k_{62} = \frac{8n}{\pi} \frac{I_{12\text{Im}}}{\sqrt{I_{12\text{Re}}^2 + I_{12\text{Im}}^2}}。$$

根据以上的推导可得到变压整流网络的小信号电路模型, 如图 3-15 所示。

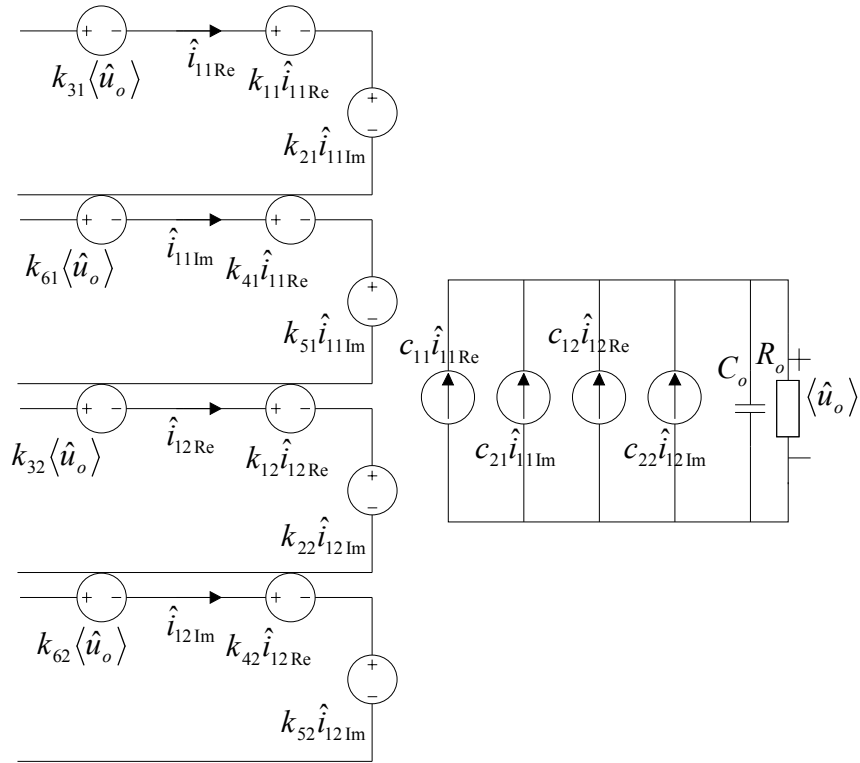


图 3-15 变压整流网络的小信号电路模型

3.2 主电路的频域分析

3.2.1 交错并联 LLC 传递函数的建立

将前三节中各个部分的小信号模型组合在一起，就可以得到完整的输入端电容串联结构的交错并联 LLC 小信号模型。新建立的小信号模型是由电路分析中常见元件组成，可以直接应用电路的基本定理去分析解决问题。建立模型的最终目的是为了求得输出电压对控制信号的传递函数。在完整的交错并联 LLC 小信号模型电路中运用基尔霍夫定律，可以得到如下的状态方程组，为表示方便采用矩阵的形式。

$$\dot{\hat{x}} = A_{13}\hat{x} + B_{ud1}\hat{u}_{d1} + B_{ud2}\hat{u}_{d2} + B_{d1}\hat{d}_1 + B_{d2}\hat{d}_2 + B_{\omega}\hat{\omega}_s \quad (3-35)$$

式中 A_{13} —— 状态变量的系数矩阵；

B_{ud1} —— 主路输入电压变量的系数矩阵；

B_{ud2} —— 辅路输入电压变量的系数矩阵；

B_{d1} —— 主路占空比变量的系数矩阵；

B_{d2} —— 辅路占空比变量的系数矩阵；

B_ω ——频率变量的系数矩阵。

这些矩阵的具体参数可以在小信号模型中通过基尔霍夫定律求得，其中 $\dot{\hat{x}}$ 表示 \hat{x} 中各个量对时间的导数。为了求出输出电压对开关频率的传递函数，这时令除 $\langle \hat{u}_o \rangle$ 、 $\hat{\omega}_s$ 之外的小信号都为 0，则这时式 (3-35) 变为

$$\frac{d\langle \hat{u}_o \rangle}{dt} C_{uo}^T = A_{13} \langle \hat{u}_o \rangle C_{uo}^T + B_\omega \hat{\omega}_s \quad (3-36)$$

其中 $C_{uo} = (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1)^T$ 。对其进行拉普拉斯变换，整理后可得输出电压对开关频率的传递函数

$$G_{uof}(s) = \frac{U_o(s)}{F_s(s)} = 2\pi \cdot C_{uo} (sI - A_{13})^{-1} B_\omega \quad (3-37)$$

式中 I——13 阶单位矩阵。

3.2.2 负载不平衡的频域分析

通过前面的推导，传递函数已经获得，但是矩阵中一些变量，如谐振腔内，还有变压整流网络内稳态电压电流的实部和虚部值不是直接得到的，要想利用这一传递函数分析交错并联 LLC 的频域特性，还需要解决这一问题。这里采用 Saber 仿真的形式来计算各个部分基波幅值，并分解出各个未知电压电流量的实部和虚部值。

为了说明均流问题首先开始从一相 LLC 入手，得到不同负载电阻情况下单相 LLC 的幅频特性曲线，如图 3-16 所示，该图中三条曲线中的负载电阻值按标号于表中数据从上到下依次对应。主电路参数如表 3-1 所示。从 Bode 图中可以看到随着负载电阻的降低，幅频特性曲线中低频极点会逐渐向左移动，转折频率逐渐减小，可见 LLC 的低频极点是受负载电阻影响，而在高频处 175kHz 处是谐振腔的谐振频率，此处的极点是 LLC 的一个高频极点是受谐振电感和谐振电容影响的，因为三种情况谐振参数都完全相同，所以高频极点重合都相同。

表 3-1 主电路参数

$L_r(\mu H)$	$L_m(\mu H)$	$C_r(nF)$	$U_{in}(V)$	$f_s(kHz)$	匝比 n	$R_o(\Omega)$
5.3	36.5	156	415	160	3.67	1.16
5.3	36.5	156	415	160	3.67	0.8
5.3	36.5	156	415	160	3.67	0.6

在单相的基础上，本文开始分析交错并联 LLC 的频率特性，首先是谐振电感存在 $\pm 10\%$ 误差的情况下，主电路的一些参数与表 3-1 基本相同，其它不同

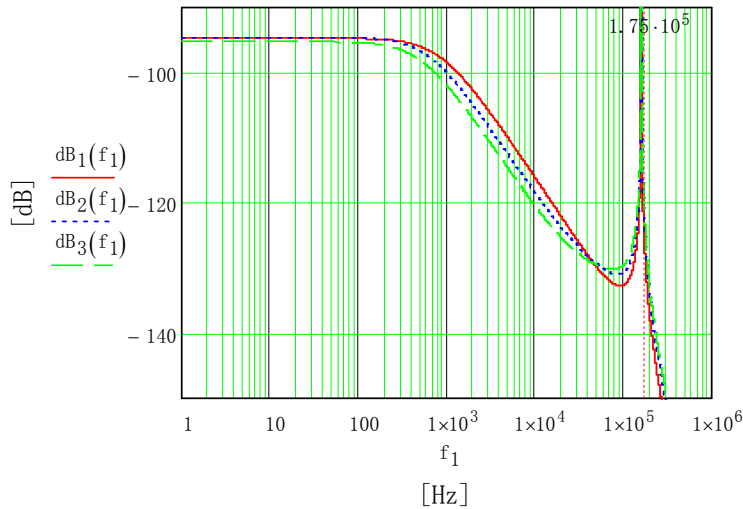


图 3-16 不同负载电阻情况下单相 LLC 的幅频特性曲线的参数如表 3-2 所示。谐振电感对交错并联 LLC 的影响如图 3-17 所示，其中输出电阻 $R_o=0.58\Omega$ 。从图中可见，因为两路谐振电感误差，低频极点出现两个，高频极点也出现两个。

表 3-2 交错并联 LLC 参数

$L_{r1}(\mu\text{H})$	$L_{r2}(\mu\text{H})$	$U_{d1}(\text{V})$	$U_{d2}(\text{V})$
4.77	5.83	401.81	428.19

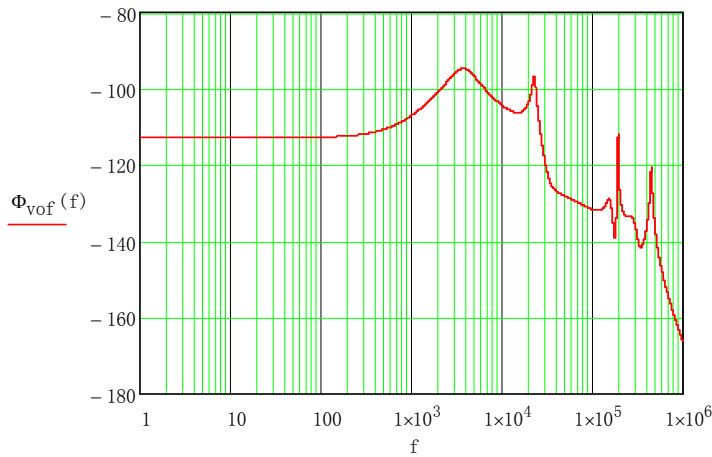


图 3-17 谐振电感存在误差时的幅频特性曲线

当主路和辅路的谐振电容出现 $\pm 10\%$ 的误差时，交错并联 LLC 的幅频特性如图 3-18 所示。此时主路与辅路的参数如表 3-3 所示，除表中所列外其它与上面的相同。这时幅频特性与谐振电感出现误差时的情况相同，低频与高频处都出现两个极点。

表 3-3 不同谐振电容值参数

$C_{r1}(\text{nF})$	$C_{r2}(\text{nF})$	$U_{d1}(\text{V})$	$U_{d2}(\text{V})$
140.4	171.6	402.9	427.1

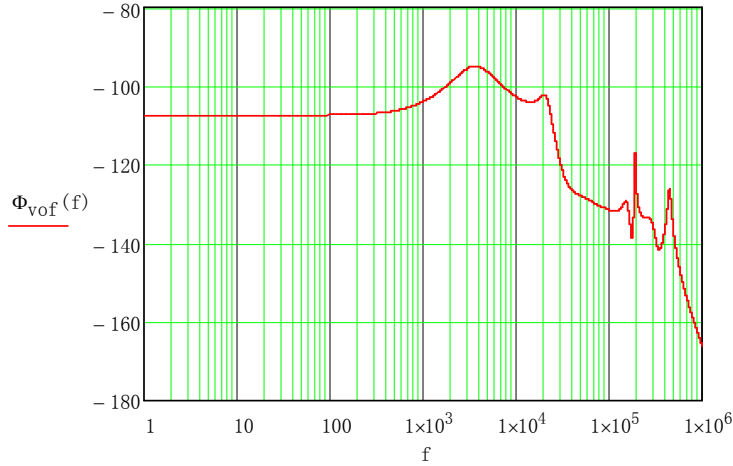


图 3-18 谐振电容存在误差时的幅频特性曲线

通过前面的结论，LLC 幅频特性的低频极点受负载电阻影响，高频极点受谐振元件影响。所以当交错并联 LLC 的主路与辅路的谐振电感或谐振电容（因为励磁电感影响小这里不做讨论）存在误差时，根据第二章的分析讨论，可以知道，两路等效的负载电阻会出现不相等的情况，所以低频极点就会出现两个，又因为两路谐振参数的不同，导致高频极点也出现两个。

3.3 PI 控制器的设计

当交错并联 LLC 的输入电压 u_{d1} 、 u_{d2} 和输出负载电流 i_o 的扰动为 0 时，只考虑开关频率 f_s 对输出电压 u_o 的影响，这时的控制框图如图 3-19 所示。本设计采用先模拟控制，然后离散化^[38,39]，求出数字控制的参数，最终实现数字控制。其中， $G_c(s)$ 为电压环路的控制器传递函数， $G_f(s)$ 为滤波电路传递函数， $G_d(s)$ 为延迟环节， $G_{VCO}(s)$ 为控制电压对开关频率的传递函数， $G_{uof}(s)$ 为交错并联 LLC 传递函数， $H(s)$ 为采样电路传递函数。

当不考虑控制控制器 $G_c(s)$ 的时候，即 $G_c(s)=1$ 时，系统的开环传递函数 $G_{open}(s)$ 为

$$G_{open}(s) = G_f(s)G_d(s)G_{VCO}(s)G_{uof}(s)H(s) \quad (3-38)$$

这里 $G_f(s) = \frac{1}{(1.232 \times 10^{-7}s + 1)(2.632 \times 10^{-6}s + 1)}$ ， $G_d(s) = \frac{1 - e^{-10^{-5}s}}{s}$ ， $H(s) = 0.017$ ，

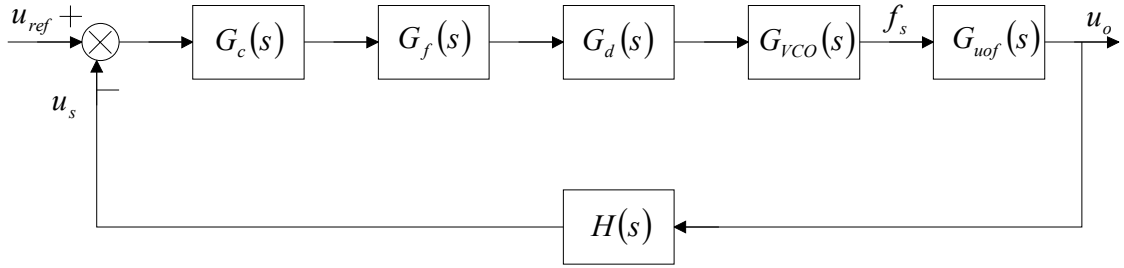


图 3-19 电压环控制图

$G_{VCO}(s) = 2.56 \times 10^5$ 。由于均流电路的均流作用，可以近似看成两路谐振参数误差为 0，通过 mathcad 可以得到系统开环频率特性曲线，如图 3-20 所示。为了使系统能够有最佳的工作状态，加入 PI 控制控制，调整穿越频率，并使穿越频率处有充足的相位裕度使环路稳定。最终设计好的 PI 控制器如下：

$$G_C(s) = 21.526 \left(1 + \frac{1}{1.1 \times 10^{-4} \cdot s} \right) \quad (3-39)$$

得到环路的仿真 bode 图如图 3-21 所示。可见设计满足要求，能够保证交错并联 LLC 电路稳定工作。

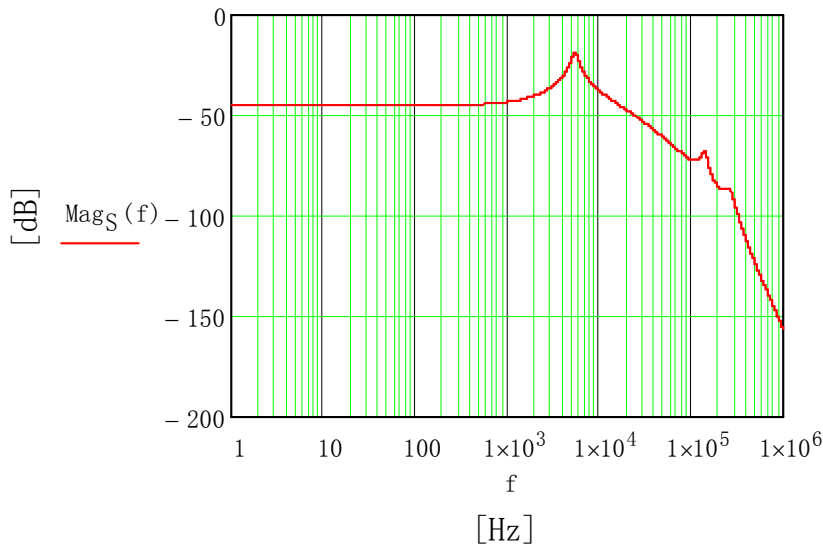
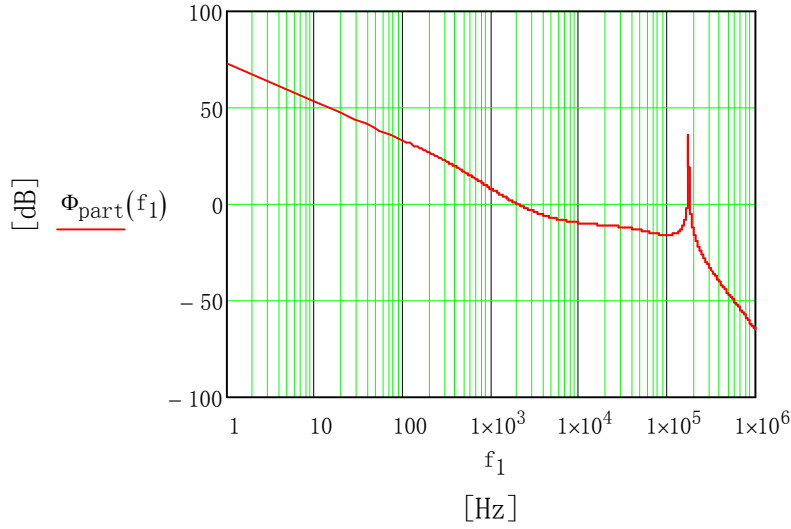
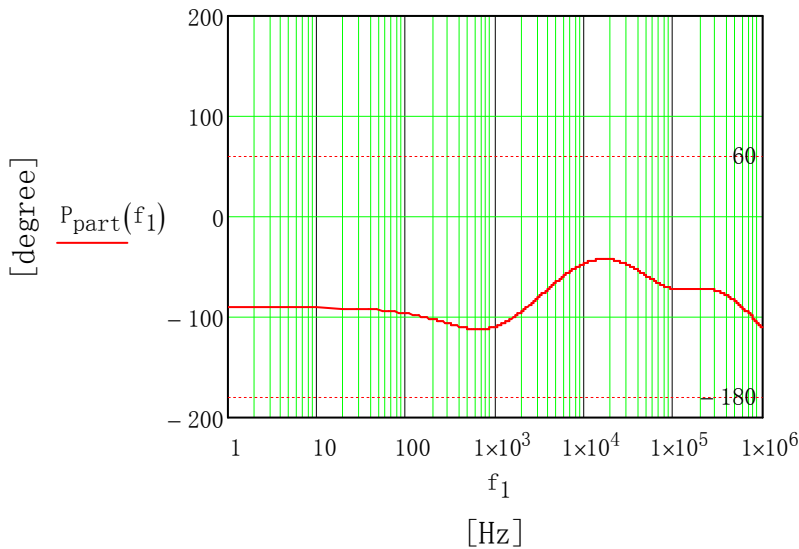


图 3-20 开环幅频响应曲线



a) 幅频响应



b) 相频响应

图 3-21 控制环路的频率响应

3.4 本章小结

在单相 LLC 小信号模型的基础上，建立了交错并联 LLC 小信号模型，利用这个模型得到了主电路传递函数，通过对谐振参数误差对主电路频域的影响分析发现是由于谐振参数误差造成主路与辅路负载电阻分配不均衡，从而影响到主电路频率响应的低频极点，与第二章时域仿真结果相吻合。最后根据系统传函设计了模拟控制器，为数字控制设计做好了准备工作。

第 4 章 硬件电路设计及数字控制实现

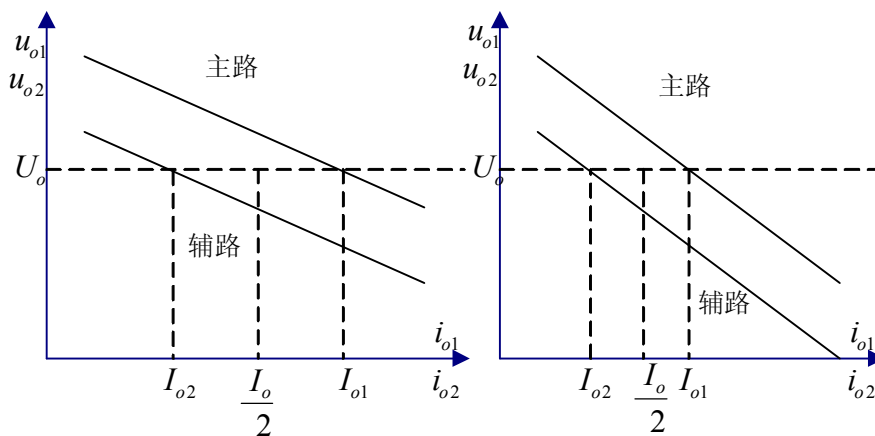
本章主要针对前面的理论分析，进行实际样机的软硬件设计。通过设计功率为 1450W 输出电压为 24V 的交错并联 LLC 电路，达到验证均流方案的有效性目的。其中主要讲述硬件电路中与均流有关的电路元件参数的选取，包括主路与辅路的谐振元件和均流电路的电容、电感参数。数字控制部分包括 DSP 芯片的选取和各模块的时钟设置以及控制程序的设计。

4.1 硬件电路设计

4.1.1 主电路谐振参数的计算

为了选取最佳谐振参数，本文要考虑一些规则和限制条件^[40]。首先，为了减小 MOSFET 的关断损耗，优化 L_m 使励磁电感峰值电流 I_{m_peak} 为变压器原边峰值电流 I_{1_peak} 的 1/3~1/5。其次，要认真考虑 L_m/L_r 取值，为了权衡输入电压范围、开关频率范围、元件应力和损耗，一般取 L_m/L_r 为 3~7。再次，谐振电容 C_r 的值不能接近 MOSFET 的结电容，否则结电容会对谐振特性有很明显的影响，而且谐振电容值如果太小，会使谐振电容峰值电压很高，这样选择合适的谐振电容会很困难。

通过二章和三章的分析可知，谐振元件对交错并联 LLC 电路均流的影响起着主要作用。所以在设计交错并联 LLC 的谐振参数时除了考虑原有 LLC 的特性外还要考虑交错并联的均流特性，这样电路会有更好的均流效果。那么怎样的谐振参数会对均流有帮助呢？本文先从负载调整率特性曲线入手，说明什么



(a) 负载调整率特性曲线斜率较小 (b) 负载调整率特性曲线斜率较大

图 4-1 交错并联 LLC 两路的负载调整率特性曲线的两种情况对比图

情况下交错并联 LLC 均流效果会更好。如图 4-1 所示为交错并联 LLC 两路的负载调整率特性曲线的两种情况对比图。从中可以看出，当两路的输出电阻曲线的斜率更大时，两路的均流效果会更好。而负载调整率特性（也是输出负载特性）曲线斜率主要由主电路参数决定，谐振频率在谐振参数基准附近变化时，电压增益变化比较大，但是负载调整率特性曲线的斜率基本不变，对其斜率影响最大的因素是 Q 值。 Q 值越大，输出负载曲线斜率就越大，可以利用次特性取适当 Q 值，加大输出负载曲线的斜率。但考虑到 Q 值对工作频率变化范围的影响， Q 又不可能取很大^[41]。

综合考虑以上因素，对谐振参数进行如下设计，两路谐振参数设计相同，所以下面将一起介绍。

（1）谐振电容 C_r

谐振电容的选取与其两端的电压变化量 ΔU_c 有关，拓扑结构是分裂电容加钳位二极管的形式，钳位二极管在谐振电容电压高于母线电压时起作用，过压的时候是特殊情况，所以为了正常工作时钳位二极管不起作用，谐振电容两端的电压变化量要低于母线电压，留有一定裕量，另外出于对 Q 值设计的考虑，电压变化量 $\Delta U_c = 0.8U_{in_min}$ ，其中 $U_{in_min} = 190V$ ，则 $\Delta U_c = 152V$ ，根据下面的公式可求出谐振电容 C_r 。

$$C_r = \frac{I_{o_max} \cdot T_s}{2 \cdot N \cdot \Delta U_c} \quad (4-1)$$

式中 I_{o_max} ——输出最大电流 (A)；

T_s ——开关周期 (μs)；

N ——变压器变比。

其中 $I_{o_max} = 30.2A$ ， $T_s = 5.714\mu s$ ， $N = 3.67$ ，带入式 (4-1) 中可得谐振电容值为 154.862nF，实际取 4 个 39nF，500V 电容并联。

（2）谐振电感 L_r

在额定功率时工作频率设置在谐振频率处，所以根据上面求得的谐振电容和谐振频率的公式可求谐振电感的值，如下：

$$f_s = f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4-2)$$

将电容值带入上式可得谐振电感为 5.3 μH 。

（3）励磁电感 L_m

通过前面提到的要求可以确定励磁电感电流的峰值范围，如下：

$$\frac{1}{3} \cdot I_{1_peak} < I_{m_peak} < \frac{1}{5} \cdot I_{1_peak} \quad (4-3)$$

励磁电感电流成线性增加，当达到最大值时保持一段时间恒定，励磁电感两端电压为 $N \cdot (U_o + U_{diode})$ ，电流线性增加的时间为 $D_{max} T_s$ ，则可得励磁电感表达式为

$$L_m = \frac{N \cdot (U_o + U_{diode}) \cdot D_{max} \cdot T_s}{2 \cdot I_{m_peak}} \quad (4-4)$$

其中 $N \cdot (U_o + U_{diode}) = 3.67 \times (26.5 + 1.5) = 102.76$ ， $D_{max} = 0.45$ ， $I_{1_peak} = 12.6 \text{ A}$ ，将这些代入式 (4-3) 和式 (4-4) 中，可得励磁电感的范围为

$$31.46\mu\text{H} < L_m < 52.43\mu\text{H} \quad (4-5)$$

再根据 L_m/L_r 的范围，这里取励磁电感值为 $36.5\mu\text{H}$ 。

4.1.2 均流电路参数的计算

为了保证在最恶劣的情况下，电路的均流度仍然满足要求，对均流电路中电感和电容参数设计时，要留有足够的裕量。这里按比较严重的情况计算，主路谐振参数存在-5%误差，辅路存在+5%误差。这里要简化一下附加电路中的电流波形，如图 4-2 所示，其中 $\Delta I_{L1} \approx 0.16 \text{ A}$ ， $D = 0.475$ ， $f_s = 160 \text{ kHz}$ 。根据电感的基本公式可确定均流电路中的电感

$$L_1 = \frac{U_{L1} \cdot D}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} \quad (4-6)$$

式中 U_{L1} ——电感两端的电压，它的范围为 $7\text{V} < U_{L1} < 13\text{V}$ ；

D ——开关管占空比；

ΔI_{L1} ——电感电流的变化量；

f_s ——开关频率。

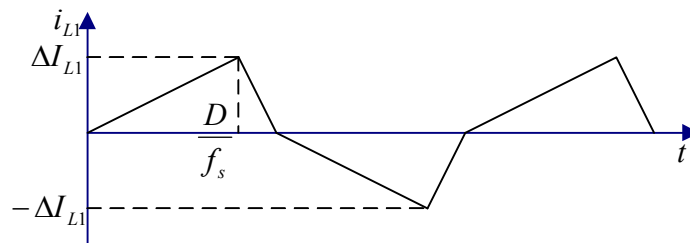


图 4-2 均流电路电流波形

根据电感两端电压的范围可以确定电感 L_1 取值范围为 $130\mu\text{H} < L_1 < 241.2\mu\text{H}$ ，这

里取电感值为 $220\mu\text{H}$ 。

根据第二章对输入端电容串联结构的分析,当主路与辅路没并联在一起时,本文假设两路单独工作的负载电阻一样输出电压一样,工作频率也一样,通过式(2-1),选择开关频率 160kHz ,输出电压为 58V ,输出负载电阻都为 1.16Ω ,可以求出此时两路的输入电压分别为 $U_{in1} \approx 406.1\text{V}$, $U_{in2} \approx 423.9\text{V}$ 。可以认为当两路此时交错并联在一起时,输入电压如果与上面的值相等,则主路与辅路就可以实现均流。但实际上如果没有附加均流电路,两路的输出电压不等,其它量都相等,输入电压就达不到上面的数值,需要通过调节每路的负载,而达到输出电压相等,这时虽然不均流程度比输入端并联结构有所减小,但是为了使每路负载不发生变化,只调节输入电压就使其达到上面的数值,本文添加了均流电路。在图 2-9 的基础上本文继续讨论加入均流电路后的效果,此时相当于工作的附加电路的阻抗分别并连在 Z_1 和 Z_2 上如图 4-3 所示。设 Z_1 与 Z_2 和附加电路并联后的阻抗分别为 Z'_1 和 Z'_2 ,附加电路 1 的阻抗为 Z_{f1} ,根据式(2-4)和式(2-5)可以求出 Z_1 和 Z_2 ,则 Z'_1 和 Z'_2 分别如下:

$$Z'_1 = \frac{Z_1 \cdot Z_{f1}}{Z_1 + Z_{f1}} \quad (4-7)$$

$$Z'_2 = \frac{Z_2 \cdot Z_{f1}}{Z_2 + Z_{f1}} \quad (4-8)$$

其中 $Z_{f1} = j \cdot 2\pi f_s \cdot L_1 - j \cdot \frac{1}{2\pi f_s \cdot C_1}$, 这时 U_{in} 经过新的分压网络后形成的电压

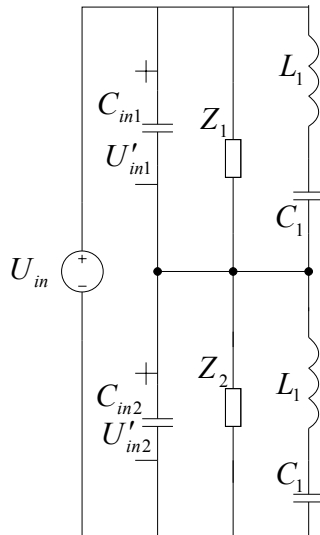


图 4-3 均流电路参加工作时的输入端等效分压网络

U'_{in1} 和 U'_{in2} 分别为

$$U'_{in1} = \frac{Z'_1}{Z'_1 + Z'_2} \cdot U_{in} \quad (4-9)$$

$$U'_{in2} = \frac{Z'_2}{Z'_1 + Z'_2} \cdot U_{in} \quad (4-10)$$

根据前面的推理，可以让输入电压完全满足两路负载平衡时的输入电压值，即 $U'_{in1} = 406.1V$ ， $U'_{in2} = 423.9V$ ，此时 $U_{in} = 830V$ ，则根据前面求得电感值 L_l 就可以求得电容值 $C_l = 47nF$ 。

因为两个附加电路，在主电路正常工作时只有一路是在工作的，这里计算的附加电路为附加电路 1，但两个附加电路的电感和电容值都分别相等的，且工作原理也一样，所以这里不再介绍。

4.2 数字控制设计

4.2.1 DSP 芯片的选取及系统结构

本设计数字控制采用 TI 公司的 DSP 芯片，型号为 TMS320F28016。这一型号处理器是 32 位处理器，该处理器能完成高精度的处理任务，该型号处理器属于 C280x 系列，是在 C281x 处理器的基础上发展上来的，在内核和大部分功能上兼容，但在封装、外设及时钟控制等方面做了较大改进。F28016 不存在事件管理器，具有独立的 EPWM 模块，对于交错控制功能很容易实现。

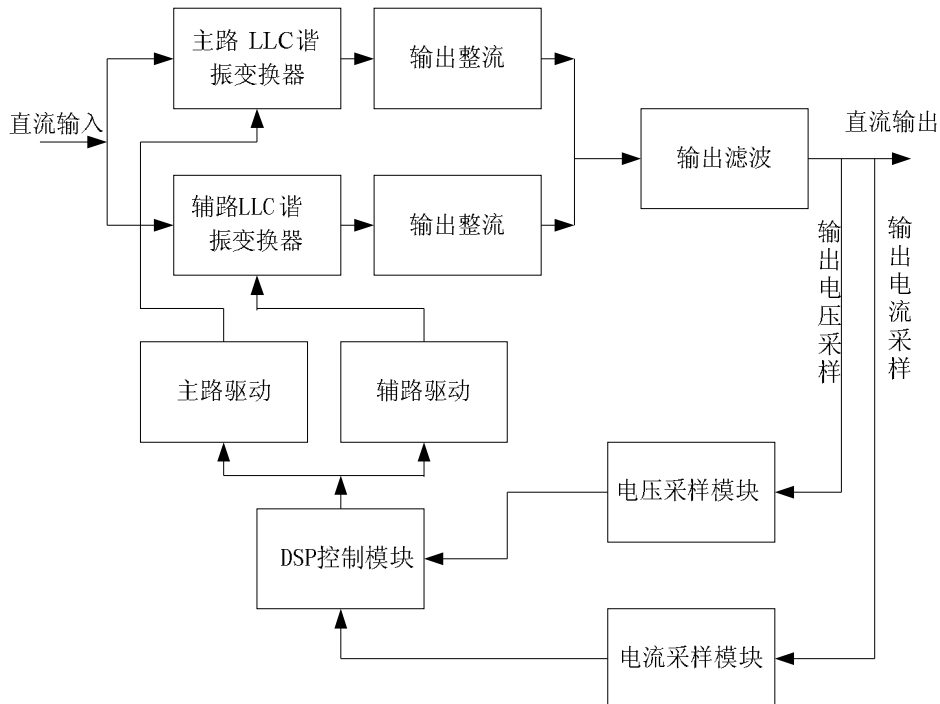


图 4-5 交错并联 LLC 系统结构框图

系统的整体结构如图 4-5 所示，直流输入主路与辅路 LLC 分别经过输出整流后，并联在一起，再经过输出滤波之后，产生新的直流输出。电压环控制是输出电压经过采样电路产生 0~3V 数字信号送到 DSP 当中进行运算和判断，最终产生相应频率的 PWM 波，经过主路与辅路的驱动电路，然后分别控制主路与辅路 LLC 谐振变换器的开关管，实现稳压^[42-44]。输出电流经过采样电路同样产生 0~3V 的数字信号送给 DSP，这个信号是供 DSP 判断主电路工作是否过载，提供限流功能。

4.2.2 DSP 各模块的时钟设置

正确的时钟设置是 DSP 各模块正常工作的基本保证，因此时钟设置非常重要，这里主要介绍 EPWM 和 ADC 模块的时钟设置。本设计采用片上晶振和锁相环模块为内核及外设提供时钟信号，使用内部振荡器，连接的石英晶体为 20MHz，所以经过锁相环 2 分频再 6 倍频后，为内核和外设提供的时钟频率为 60MHz。如图 4-6 所示为 EPWM 和 ADC 模块的时钟设置。从锁相环 PLL 出来的时钟信号为 SYSCLKOUT 频率为 60MHz，直接提供给 EPWM 模块，将 EPWM 模块设置成时钟不分频，所以 EPWM 的时钟频率仍然为 60MHz。SYSCLKOUT 经过高速时钟预定标器 8 分频后产生 7.5MHz 频率的时钟信号提供给 ADC 模块，ADC 不分频，所以 ADC 时钟信号 ADCCLK 的频率为 7.5MHz，采样窗的宽度为 7 倍的 ADCCLK 周期宽度。

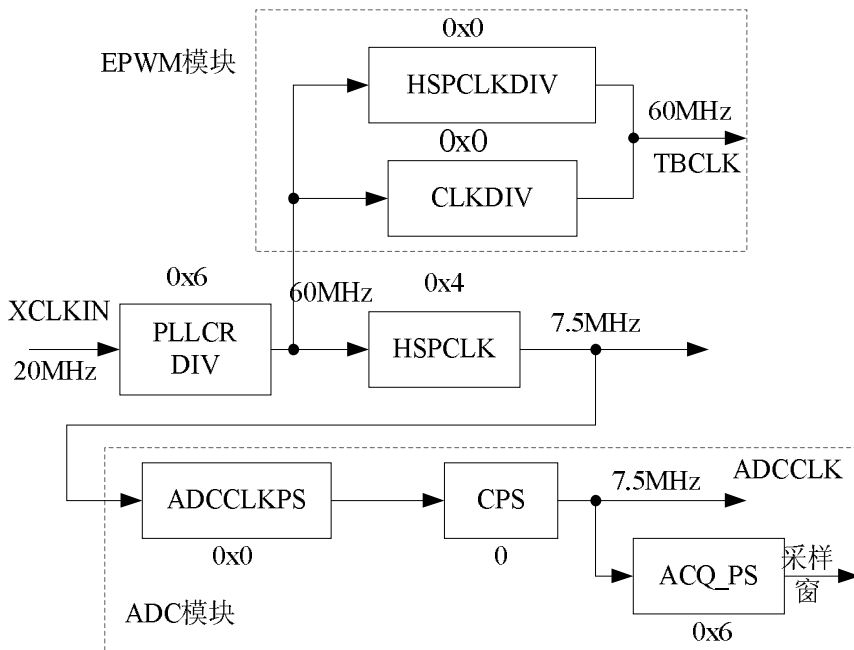


图 4-6 EPWM 和 ADC 模块的时钟

4.2.3 主程序控制流程

主程序的主要任务就是完成初始化，然后等待中断。首先是系统控制初始化，它主要完成设置锁相环、看门狗并能外设时钟。然后就是 GPIO 口的初始化，主要是设置各个口的功能，初始状态，数据传输方向等。接下来是 PIE 中断扩展的初始化，主要是初始化 PIE 控制寄存器，禁止所有 CPU 中断和 PIE 中断，清除标志位，初始化 PIE 向量表。最后是所有外设模块的初始化，主要包括 ADC 模块和 EPWM 模块中关键寄存器的设置。主程序流程如图 4-7 所示。

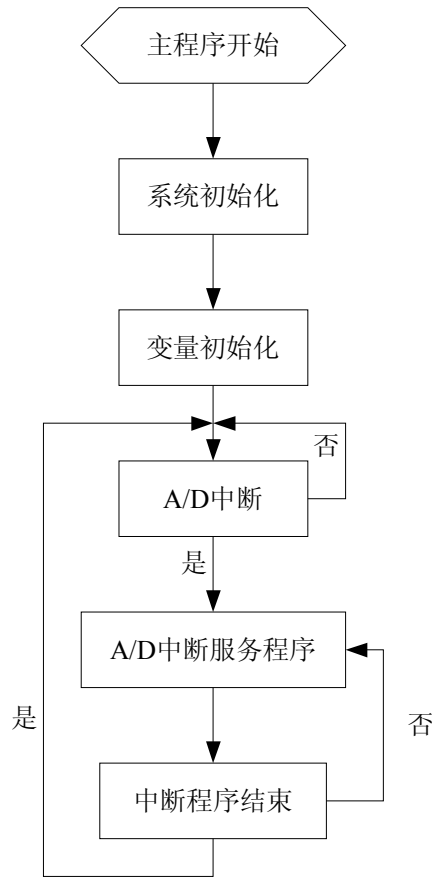


图 4-7 主程序流程图

4.2.4 交错控制的实现

根据交错控制的概念，本设计要发出两路 PWM 波，而且要保证这两路 PWM 波频率一样，相位相差 1/4 周期。本设计采用 EPWM1 和 EPWM2 分别给主路和辅路发波。为实现交错控制，把两个 EPWM 同步处理，EPWM1 作为主模块而 EPWM2 作为辅模块，保持一定相位关系。

具体的实现如图 4-8 所示。相位是由 TBPHS 寄存器决定，主路相位自然为

0, 辅路要存在 90° 相位; 主路要禁止 PHSEN 位, 不加载 TBPHS 中的值到 TBCTR 中, 辅路使能该位, 加载相位; 主路设置 SYNCOSSEL 位选择计数器值为零时刻作为 EPWM1SYNCO 信号的时间基准, 辅路选择 EPWM2SYNCO 作为 EPWM2SYNCO 同步信号, 这样设置后就完成了交错控制功能, 但 EPWM1 和 EPWM2 中的周期寄存器的值是在不断更新的, TBPHS 中的值也要跟随更新, 所以需要在 AD 中断中加入 TBPHS 更新语句, 这时才能保证无论周期多大, 主路与辅路之间始终存在 90° 的相位。因为两路的 EPWM 模块周期寄存器值相等, 所以两路 PWM 波频率相等很自然就实现了。

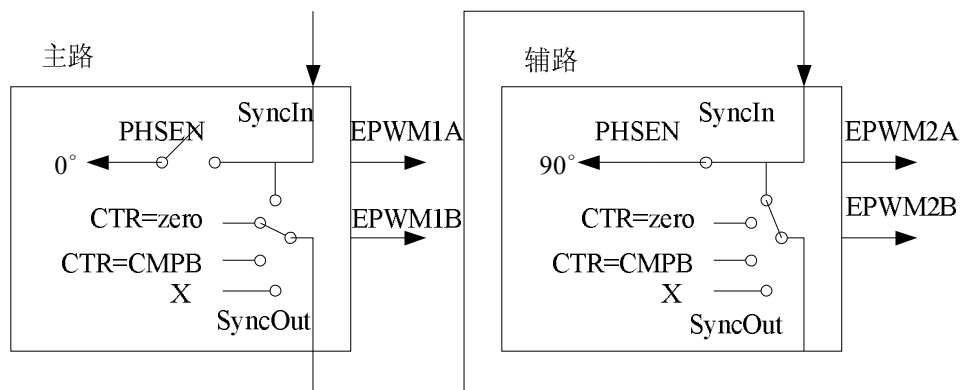


图 4-8 交错控制的实现

4.2.5 限流与过载保护

对于数字控制中的电流环路主要起限流功能, 在正常负载的情况下, 不参与控制。对于不同的输出电压情况下电路带载的能力不一样, 额定电压 26.5V, 满载为 54.2A; 最大输出电压为 29V, 此时满载为 50A; 最小输出电压为 24V, 此时满载为 60.4A。额定输入电压时, 模块输出功率不小于 1450W, 模块在输出最大功率时采用恒功率, 输出最大电流时采用恒流控制。输出电压 18V~24V 时, 允许输出电流为 60.4A。当输出电压从高电压下行至 18V 时, 输出最大电流从 60.4A 变为 40A, 当输出电压从低压上行至 20V 时, 输出最大电流从 40A 变为 60.4A; 18V 以下, 输出最大电流为 40A。如图 4-9 为限流与过载保护的流程图, 电路在正常运行时下面的过程将不参与工作, 小于输出电压 24V 后进入限流状态控制。在过载和限流时, 采用 PFM 加 PWM 的形式进行控制, 就是间歇发波, 这样可以起到保护作用。

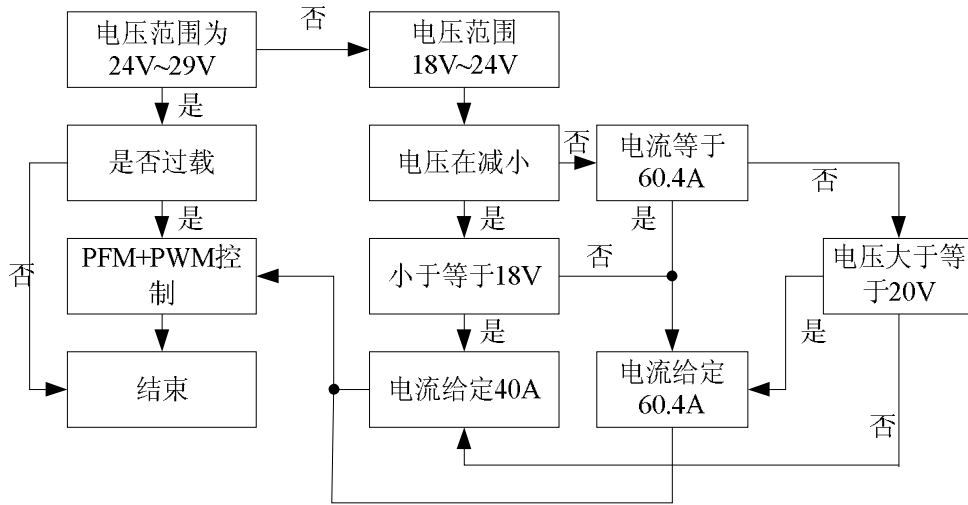


图 4-9 限流与过载保护流程

4.2.6 A/D 中断程序及数字控制器的实现

在 A/D 中断中，主要完成软件滤波、软启动、数字运算、过压保护等功能。应用 EPWM3 启动 A/D 转换，采样频率为 100kHz。采样值在转换完成后，开

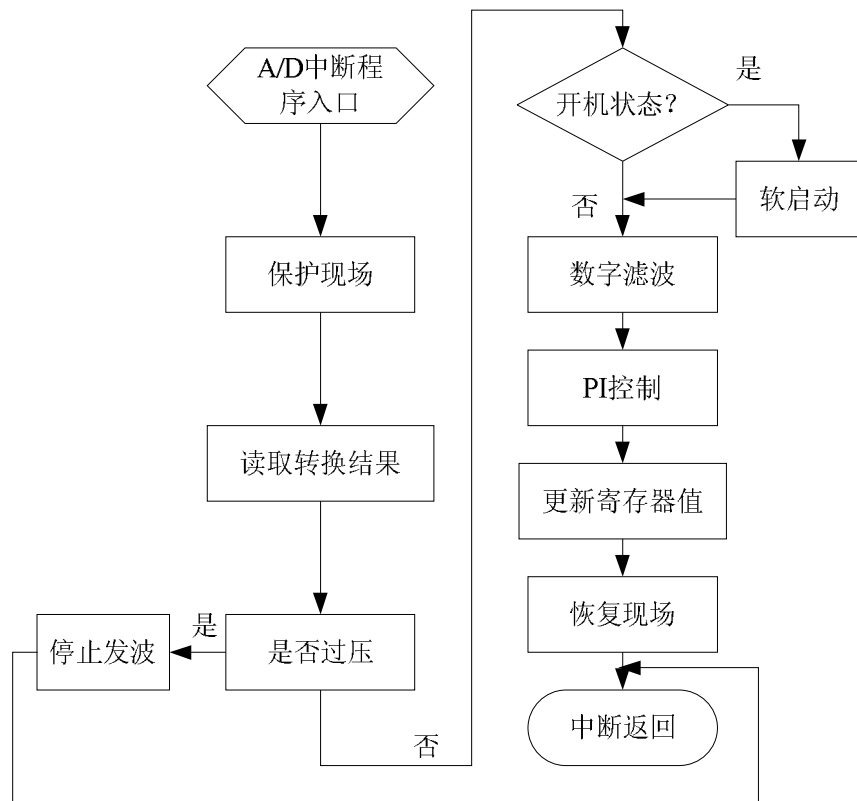


图 4-10 A/D 中断程序流程图

始 A/D 中断，执行相应的程序。如图 4-10 所示为 A/D 中断程序流程图。

根据前面设计的模拟控制器，对它进行 Z 变换，采用双线性变换法可以得到如下离散形式的控制器。

$$G_c(z) = \frac{21.53z - 19.57}{z - 1} \quad (4-11)$$

因此，最终得到数字电压控制器的差分方程为：

$$U_c(n) = U_c(n-1) + 21.53 \cdot E_V(n) - 19.57 E_V(n-1) \quad (4-12)$$

式中 $U_c(n)$ ——第 n 次采样时控制器的输出控制量；

$U_c(n-1)$ ——第 n-1 次采样时控制器的输出控制量；

$E_V(n)$ ——第 n 次采样时输出电压采样值与电压参考值的偏差量；

$E_V(n-1)$ ——第 n-1 次采样时输出电压采样值与电压参考值的偏差量。

4.2.7 开关频率和死区时间的计算

本控制采用的是增量式控制算法，当负载出现一个动态的时候，环路做出反应，控制器就会产生一个相应的控制增量，来判断频率的调节趋势，通过一段时间的动态调整最终能够趋于稳定状态，在调整的过程中频率的变化，必然会导致死区时间的变化，所以如何在软件中计算对应的量尤其重要。

产生的最终控制量在数字域里的范围为 $0 \sim 2^{18}$ ，输出的频率范围为 140kHz~350kHz，初始频率为 350kHz 则控制量与频率的对应关系可以近似用直线形式表示如图 4-11 所示。

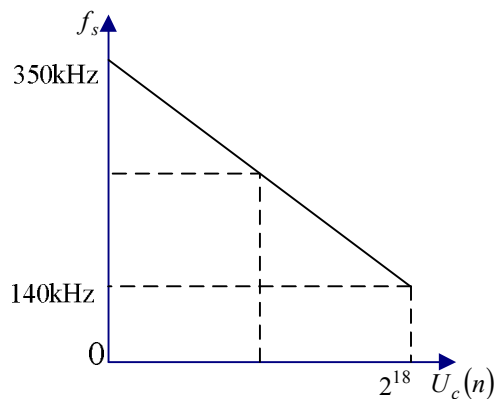


图 4-11 控制量与频率的对应关系

为了实现 ZVS，减少损耗，死区时间调节的合理性尤为重要，死区时间的参数是与主路电路参数相对应的，另外随着频率的变化，死区时间也会做相应的调整，它的数学表达式如下：

$$T_d = \frac{2 \cdot \frac{U_{in}}{2} \cdot C_j \cdot 4 \cdot L_m \cdot f_s}{N \cdot U_o} \quad (4-13)$$

式中 C_j ——开关管结电容，这里取 1700pF。

其它量已知，那么就可以得到死区时间与开关频率的对应关系，因此对于一个开关频率状态，就有一个死区时间与它对应。

4.3 本章小结

本章主要介绍了硬件系统平台与负载电流平衡相关的谐振参数的设计、自动均流电路电感和电容元件参数的设计，搭建了 1450W 输出 24V 的交错并联 LLC 电路，并介绍了软件的设计思路和各个功能的具体实现。

第 5 章 实验结果及分析

根据前文的设计制作了 1450W，输出电压 24V 的交错并联 LLC 谐振变换器样机，在这一章里给出了实验波形，并对结果进行了分析。

5.1 样机与实验波形

实物如图 5-1 所示。实验平台主要包括交错并联 LLC 电路、ACSource、前级 PFC 电路、双路跟踪电源、示波器、电子负载。

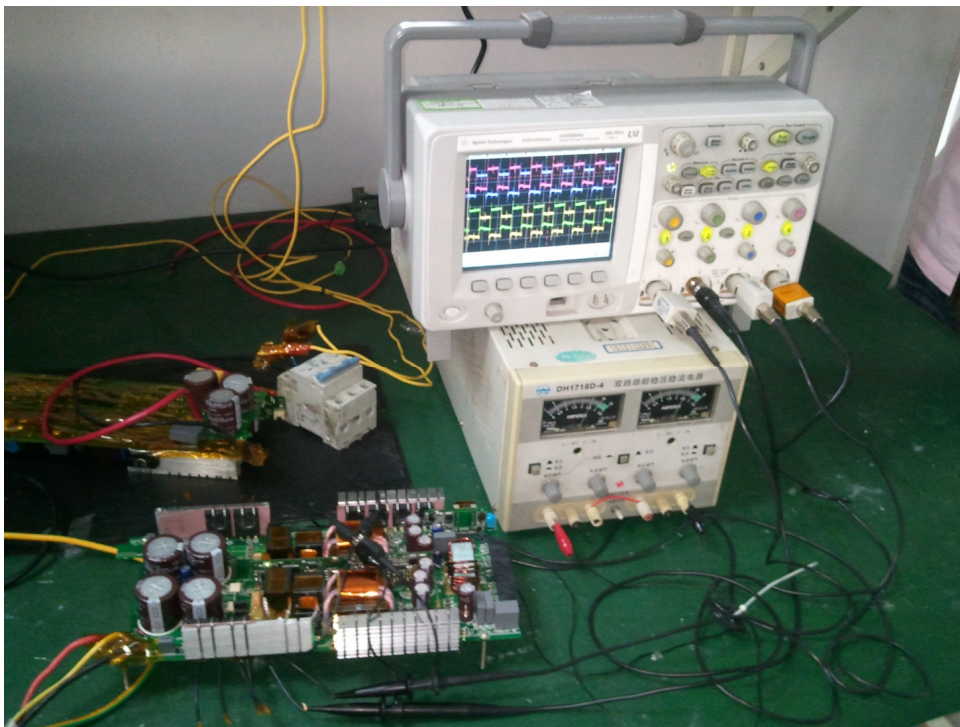


图 5-1 交错并联 LLC 实物图

5.1.1 MOS 管驱动波形

如图 5-2a)为交错并联 LLC 的 MOS 管电压驱动波形,1 和 2 通道为主路 LLC 开关管驱动波形,3 和 4 通道为辅路 LLC 开关管驱动波形,主路与辅路的驱动波形相位相差 90° ,两路工作频率相同,都为 140kHz,实现了交错控制。其中驱动波形正向压降为 12V,另外有 3V 的反向压降,这样可以保证开关管快速关断。图 b)为每一路上下桥臂开关管之间的死区时间,防止上下桥臂的直通,减少损耗。在开关频率为 140kHz 时,死区时间为 328ns,可以实现零电压开通。

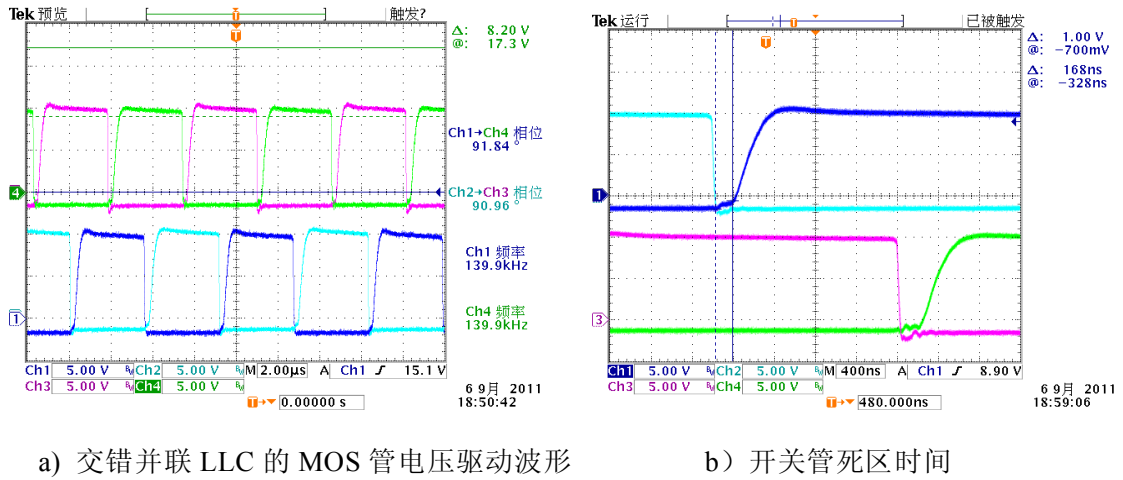


图 5-2 开关管驱动波形

5.1.2 主路与辅路稳态工作状态波形

如图 5-3 为主路与辅路 LLC 谐振变换器 MOS 管 DS 两端的压降。图 a) 为负载为 5A，输入电压为 410V，输出电压为 26.5V 时的主路与辅路管压降波形图，图 b) 为负载为 10A，输入电压为 410V，输出电压为 26.5V 时的管压降波形图。从图中可以看出在不同负载的条件下两路管压降状态都基本相同，可见两路负载分配比较均衡。

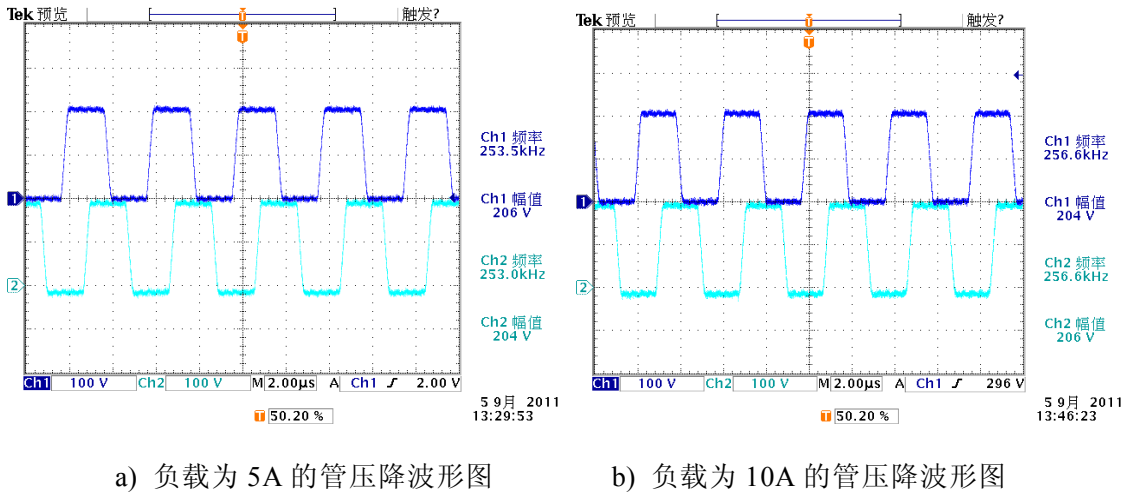
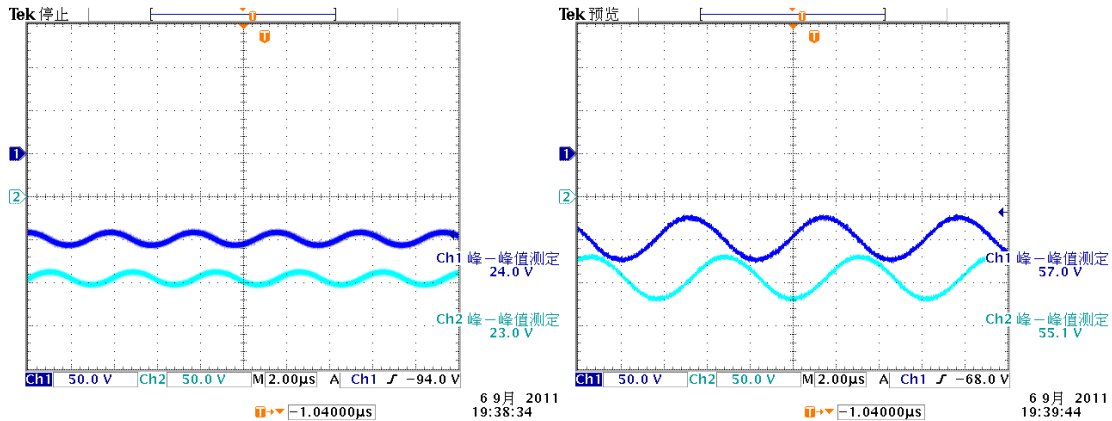


图 5-3 不同负载下主路与辅路管压降波形图

图 5-4 为在不同负载的情况下两路谐振电容的电压波形图，图 a) 负载为 10A，输入电压为 410V，输出电压为 26.5V 的主路与辅路谐振电容压降波形，图 b) 为负载 20A，输入电压为 410V，输出电压为 26.5V 的主路与辅路谐振电容的电压波形。两路的电容电压在不同负载的情况下，电压变化量略有不同，但符合要求，满足负载平衡。



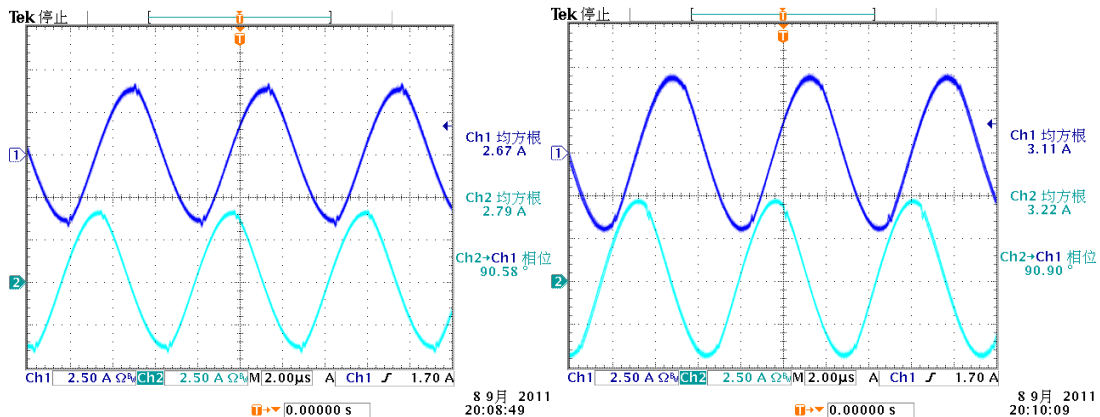
a) 负载为 10A 时电容电压波形

b) 负载为 20A 时电容电压波形

图 5-4 不同负载的情况下两路谐振电容的电压波形图

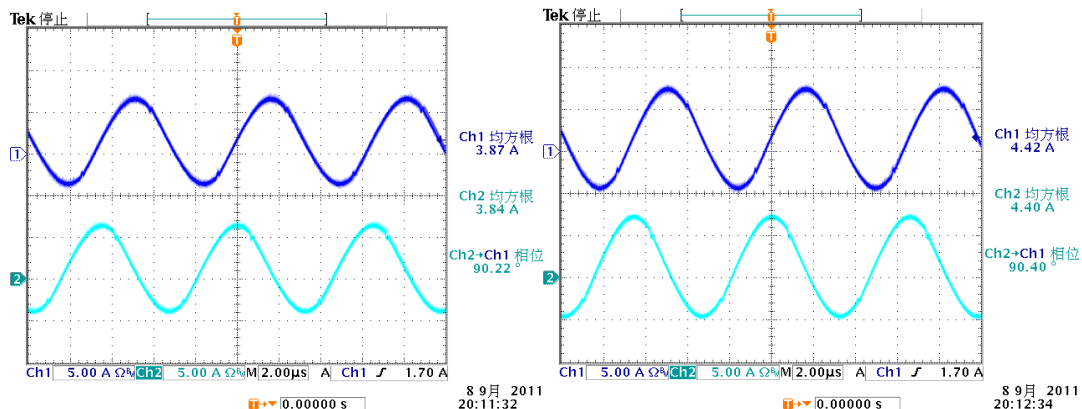
图 5-4 为在不同负载情况下两路谐振电感的电流波形图，图 a)、b)、c)、d) 波形的负载分别为 10A、15A、20A、25A，输入电压都为 410V，输出电压都为 26.5V。其中图 a) 主路谐振电感电流为 2.67A，辅路为 2.79A，则不均流度为 $\frac{2.79 - 2.67}{2.79} \approx 4.3\%$ ，小于 5%，所以满足要求；图 b) 主路为 3.11A，辅路为 3.22A，不均流度为 3.4%，小于 5%，也满足要求；图 c) 主路为 3.87A，辅路为 3.84A，不均流度为 0.78%，小于 5%，满足要求；图 d) 主路为 4.42A，辅路为 4.4A，不均流度为 0.45%，小于 5%，满足要求。

从这三种状态波形图，可以知道，负载越轻负载不均衡的程度越大，负载越重均流效果就越好；各种工作状态波形都表明本设计能够满足均流要求，达到了预期效果。



a) 负载为 10A 时谐振电感电流波形

b) 负载为 15A 时谐振电感电流波形

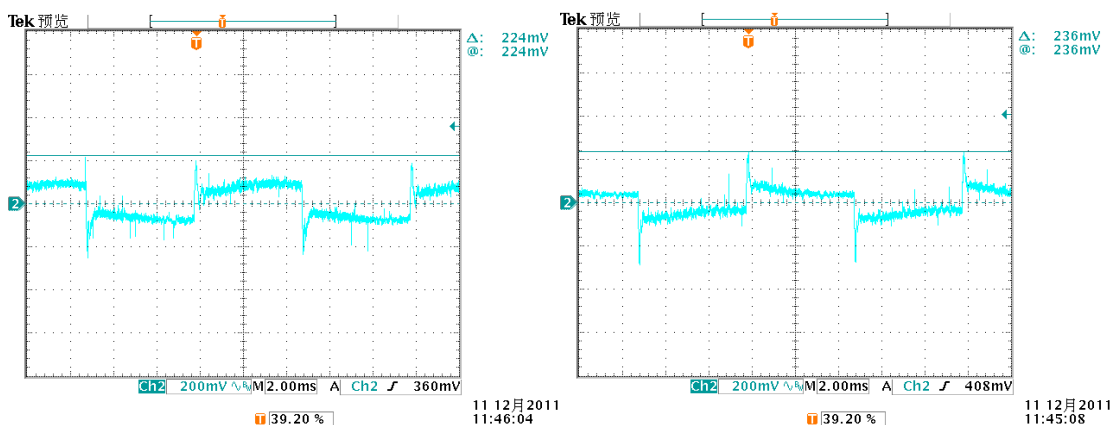


c) 负载为 20A 时谐振电感电流波形

d) 负载为 25A 时谐振电感电流波形

图 5-5 不同负载情况下谐振电感电流波形

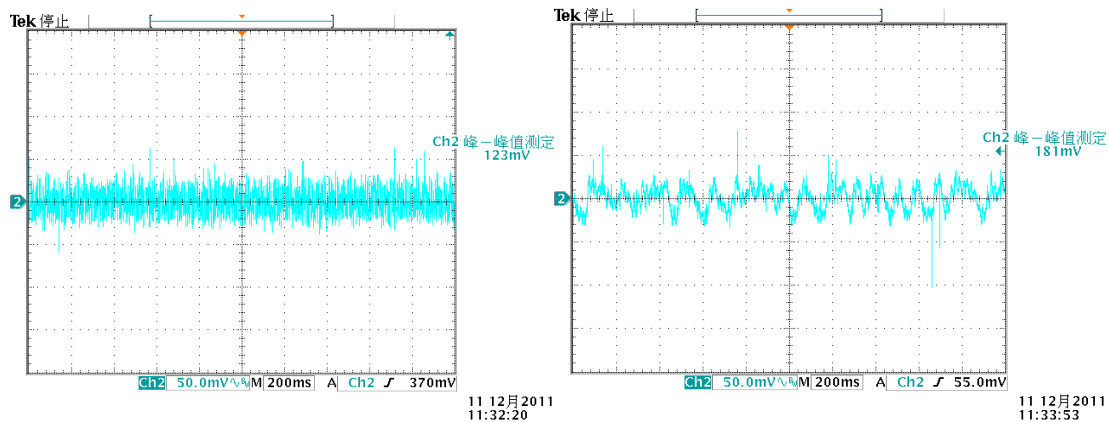
5.1.3 动态工作状态及输出纹波电压波形



a) 动态负载在 50%~25%~50% 跳变

b) 动态负载在 50%~75%~50% 跳变

图 5-6 动态电压波形



a) 交错并联 LLC 输出电压纹波

b) 普通单相 LLC 输出电压纹波

图 5-7 输出纹波电压对比

图 5-6 为交错并联 LLC 在动态负载的情况下的动态波形，动态负载分为 50%~25%~50% 跳变和 50%~75%~50% 跳变，从图形中可知由于环路的调节使恢复时间很短，基本满足动态要求。图 5-7 为输出的纹波电压对比，当负载为 20A 时，输出电压为 26.5V，此时交错并联 LLC 的输出纹波电压为 123mV，普通单相 LLC 的输出纹波电压为 181mV，都小于 200mV，符合要求，但交错并联后，纹波电压相对变小，在相同的标准要求下，输出电容的容量也比较小。

5.1.4 环路频率响应

图 5-8 为交错并联 LLC 环路频率响应的幅频和相频特性曲线。图中的工作条件为，负载 10A，输出电压 26.5V。截止频率为 2.3kHz，相位裕度为 60.9°。与前面仿真的环路频率响应波形存在着一些差距，这主要是因为模型的建立是在简化的基础上，把器件都理想化，忽略了电阻的损耗，但该模型的建立以及后续的仿真仍具有指导意义，变化趋势是正确的，方便了后面的软件设计。

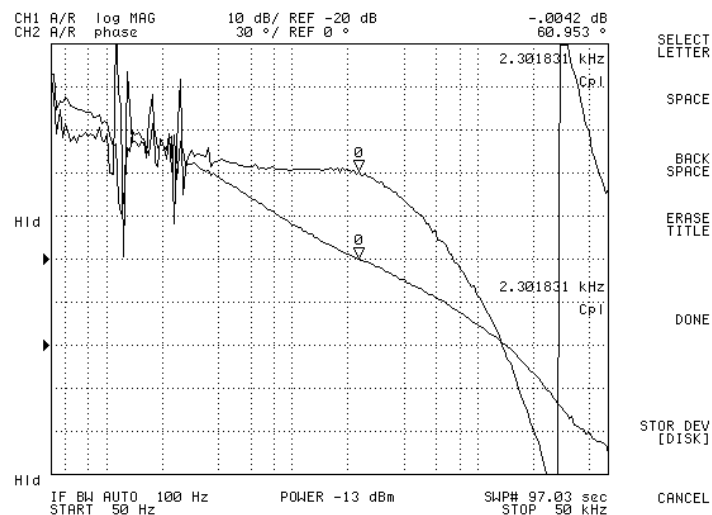


图 5-8 交错并联 LLC 环路频率响应的幅频和相频特性曲线

5.2 本章小结

本章主要对交错并联 LLC 样机的实验波形和数据进行了实测分析。通过开关管的实测波形，验证了交错控制的实现。并分别对样机的稳态和动态工作做了实测和分析，实验验证设计满足均流、动态、稳态和纹波电压的要求，表明了均流方案的可行性与有效性。

结 论

本文深入研究了交错并联 LLC 电路的均流特性，并在这一基础上完成了设计。论文分别在时域和频域进行了均流影响因素仿真分析，并设计了一种自动均流电路，在谐振参数和自动均流电路参数的选取方法上也做了优化，最后制作出交错并联 LLC 样机，并进行了验证实验。本文主要研究结论如下：

(1) 对交错并联 LLC 输入端电容并联和串联两种结构进行对比分析。利用 Saber 和 Mathcad，对谐振参数出现差异的情况进行仿真分析，研究了谐振参数差异对并联 LLC 均流的影响，得出了输入端串联结构的均流优点，为交错并联 LLC 的设计提供了有效的理论依据。

(2) 在输入端串联结构的交错并联 LLC 电路拓扑基础上，附加了自动均流电路，对自动均流电路的工作原理进行了仿真研究，并对谐振参数和均流电路参数的计算方法进行了优化，最终解决了并联 LLC 均流问题，确定了拓扑结构为输入端串联结构附加自动均流电路的形式，通过仿真验证该拓扑均流良好。

(3) 建立了输入端串联结构的交错并联 LLC 小信号模型，得到了主电路传递函数。通过 Saber 计算模型中参数，同时应用 Mathcad 编算法绘制 Bode 图，应用控制理论对图形进行分析，发现谐振参数对控制系统影响不大，交错并联 LLC 控制系统与单相 LLC 控制系统相似，通过该模型设计的 PI 补偿网络可以提高系统的稳定性，满足控制要求。

(4) 完成硬件电路设计，通过软件编程实现 DSP 数字交错控制，搭建了实验平台，实验得到了预期的结果，稳态和动态均流效果良好，在减小了输出滤波电容容值的情况下，输出纹波电压满足标准要求，验证本文理论分析的正确性和所提均流方法的有效性。

由于本人目前的研究水平和时间有限，有许多研究工作仍就需要改进，对未来的工作展望有以下几点：

- (1) 研究交错角度对交错并联 LLC 均流的影响，分别从时域和频域考虑。
- (2) 改善轻载时的效率，使工作在轻载时只有一相 LLC 工作。
- (3) 提高交错并联 LLC 谐振变化器的工作性能指标。

参考文献

- [1] Jae-Eul Yeon, Won-Seok Kang, Kyu-Min Cho, et.al. Multi-phase Interleaved LLC-SRC and Its Digital Control Scheme[C]. International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion, 2010:1189-1193.
- [2] 王萍, 孙栩, 宋良瑜. 一种新的低压大电流 DC/DC 变换器的研究[J]. 电力电子技术, 2005, 39(1): 45-47.
- [3] 王萍, 孙栩, 宋良瑜. 一种低电流纹波的低压大电流 DC-DC 变换器的研究[J]. 中国工程科学, 2005, 7(4): 59-62.
- [4] Liang Feng, Qu Wenlong. Implementation of an Automatic Interleaving Approach for Parallel DCDC Converter without Interleaving Bus[C].Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, 2003:368-371.
- [5] Phatiphat Thounthong, Panarit Sethakul, et.al. Fuel Cell Current Ripple Mitigation by Interleaved Technique for High Power Applications[C]. Industry Applications Society Annual Meeting. 2009: 1-8.
- [6] 王正国, 罗乾超, 刁元均. DC/DC 变换器交错并联技术研究[J]. 通信电源技术, 2006, 23(5): 3-4.
- [7] Bo Yang, Fred C. Lee, et.al. LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002: 1108-1112.
- [8] Bor-Ren Lin, Wen-Ren Yang, Jyun-Ji Chen, et.al. Interleaved LLC Series Converter with Output Voltage Doubler[C]. International Power Electronics Conference, 2010: 92-98.
- [9] Rudolf P. Severns. Topologies for Three-Element Resonant Converters[C]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992: 89-98.
- [10] Jee-hoon Jung, Joong-gi Kwon. Theoretical Analysis and Optimal Design of LLC Resonant Converter[C]. European Conference on Power Electronics and Applications, 2007: 1-10.
- [11] 韦聪颖, 张波. 开关电源并联运行及其均流技术[J]. 电气自动化, 2004, 26(2): 13-15.

- [12] Shiguo Luo, Zhihong Ye, Fred C. Lee, et.al. A Classification and Evaluation of Paralleling Methods for Power Supply Modules[C]. Power Electronics Specialists Conference, 1999: 901-908.
- [13] Kang-Hyun Yi, Bong-Chul Kim, Gun-Woo Moon. A Simple and Novel Two Phase Interleaved LLC Series Resonant Converter Employing a Phase of The Resonant Capacitor[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009: 754-757.
- [14] H. Figge, T. Grote, N. Froehleke, et.al. Paralleling of LLC Resonant Converters using Frequency Controlled Current Blancing[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2008: 1080-1085.
- [15] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, et.al. Two-phase Interleaved LLC Resonant Converter With Current-controlled Inductor[C]. Power Electronics Conference, 2009: 298-304.
- [16] Enrico Orietti, Paolo Mattavelli, Giorgio Spiazzi. Current Sharing in Three-Phase LLC Interleaved Resonant Converter[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009: 1145-1152.
- [17] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, et.al. Analysis of Multi-phase LLC Resonant Converters[C]. Power Electronics Conference, 2009: 464-471.
- [18] Bong-Chul Kim, Ki-Bum Park, Chong-Eun Kim. Load Sharing Characteristic of Two-Phase Interleaved LLC Resonant Converter with Parallel and Series Input Structure[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009: 750-753.
- [19] Fred C. Lee, Shuo Wang, Shuo Wang, et.al. Optimized Design of Distributed Power Systems for High Efficiency, High Power Density and Low EMI Noise[C]. Telecommunications Energy Conference, 2006: 1-12.
- [20] Y. Panov, J. Rajagopalan, F.C. Lee. Analysis and Design of N Paralleled DC-DC Converters with Master-Slave Current Sharing Control[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997: 436-432.
- [21] Xiaogao Xie, Shanshan Yuan, Junming Zhang, Zhaoming Qian. Analysis and Design of N paralleled DC/DC Modules with Current-Sharing Control[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2006: 1-4.
- [22] Taotao Jin, Keyue Smedley. Multiphase LLC Series Resonant Converter for Microprocessor Voltage Regulation[C]. Industry Applications Conference,

2006: 2136-2143.

- [23] Dianbo Fu, Pengju Kong, Shuo Wang, et.al. Analysis and Suppression of Conducted EMI Emissions for Front-end LLC Resonant DC/DC Converters[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2008: 1144-1150.
- [24] Z.J. Zhang, H.M. Li, Y.L. Peng, Y.B. Li. Phase shift control for multi-phase parallel LLC voltage-fed inverter[J]. Electronics Letters, 2010, 46(6): 442-444.
- [25] 蒋志宏, 黄立培, 孙晓东, 郭宇婕. 基于 DSP 的 DC/DC Boost PFC 模块的并联交错控制研究[J]. 电工电能新技术, 2004, 23(3): 27-30.
- [26] 陆治国, 刘捷丰, 林贤贞. 一种改进型两相交错并联 Boost 变换器[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(7): 48-52.
- [27] 李和明, 张智娟, 彭咏龙, 李亚斌. 多相并联 LLC 电压型谐振逆变电源控制与调节[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(11).
- [28] Myungbok Kim. Two-Phase Interleaved LLC Resonant Converter with Phase Shedding Control[C]. International Power Electronics Conference, 2010: 1642-1645.
- [29] G. Huang, A. J. Zhang, Y. Gu. LLC series resonant dc-to-dc converter. US patent 6344979 B1, 2002.
- [30] I. Apeland, R. Myhre. Phase-shifted resonant converter having reduced output ripple. US patent 6970366 B2, 2005.
- [31] 辛伊波, 彭作华. 基于交错并联技术的发电机励磁电源系统研究[J]. 大电机技术, 2007(4): 53-55.
- [32] 施玉祥, 柳绪丹, 邓成, 徐德鸿. Boost-LLC 高效率 DC/DC 变换器[J]. 电力电子技术, 2010, 44(8): 24-26.
- [33] Chen Zhao, Xinke Wu, Zhaoming Qian. Design and Comparison of Two Front-end Dc/Dc Converters: LLC Resonant Converter and Soft-switched Phase-shifted Full-bridge Converter with Primary-side Energy Storage Inductor[C]. Applied Power Electronics Congress and Exposition, 2009: 1073-1077.
- [34] Humphrey de Groot, Eric Janssen, Rosario Pagano, Kees Schetters. Design of a 1-MHz LLC Resonant Converter Based on a DSP-Driven SOI Half-Bridge Power MOS Module[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2307-2320.

- [35] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006.
- [36] 张卫平, 毛鹏, 肖实生. 串联谐振变换器的稳态模型[J]. 电源世界, 2008(10): 59-61.
- [37] 吴俊娟, 孙孝峰, 邬伟扬. 串联谐振变换器的扩展描述函数法建模研究[J]. 电力电子技术, 2011, 45(4): 22-24.
- [38] Robert W. Erickson Dragan Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics[M]. Springer, 2001: 331-369.
- [39] Yan Yin, Regan Zane, John Glaser, Robert W. Erickson. Small-Signal Analysis of Frequency-Controlled Electronic Ballasts[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2003, 50(8):1103-1110.
- [40] 刘腾, 周子颖, 熊爱明, 曾剑鸿, 应建平. 一种针对 LLC 串联谐振变换器的精确设计方法[J]. 电力电子, 2007(2): 21-28.
- [41] Bong-Chul Kim, Ki-Bum Park, Gun-Woo Moon. Analysis and Design of Two-Phase Interleaved LLC Resonant Converter Considering Load Sharing[C]. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009: 1141-1144.
- [42] Lijun Hang, Zhengyu Lu, Zhaoming Qian. Research of Digital Control Strategy for Multi-Resonant LLC Converter[C]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007: 479-484.
- [43] 杨子靖, 卢其威, 王多伦, 王聪. 基于 DSP 数字控制电力操作电源的开发[J]. 电力电子技术, 2010, 44(7): 73-75.
- [44] 徐丽娜. 数字控制——建模与分析、设计与实现[M]. 科学出版社, 2006: 97-122.

哈尔滨工业大学学位论文原创性声明及使用授权说明

学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的学位论文《LLC 电路的交错并联技术研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨工业大学攻读学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签名：  日期：2012年1月5日

学位论文使用授权说明

本人完全了解哈尔滨工业大学关于保存、使用学位论文的规定，即：

(1) 已获学位的研究生必须按学校规定提交学位论文；(2) 学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文；(3) 为教学和科研目的，学校可以将学位论文作为资料在图书馆及校园网上提供目录检索与阅览服务；(4) 根据相关要求，向国家图书馆报送学位论文。

保密论文在解密后遵守此规定。

本人保证遵守上述规定。

作者签名：  日期：2012年1月5日

导师签名：  日期：2012年1月5日

致 谢

光阴荏苒，即将告别两年半短暂而精彩的研究生求学生涯。回望过去，研究生的生活与学习点滴让我难以忘怀。在导师和军平副教授的悉心指导与鼓励下，我了解到怎样才是正确解决问题的独立思维方法，老师给予我的信任，让我能够心无旁骛，专心投入科研工作当中。在此向和老师表达由衷的感谢，他的言传身教将使我终生受益。

同时感谢其他各位老师对我的教育和指导，耐心地为我解惑答疑。以及感谢实习公司柏建国、邓礼宽两位工程师的帮助，在请教问题中让我受到很多启发。还要感谢同事王绍煦、纪圣儒、周文、卢成富和同学张茂平等人在本人做毕业设计期间给予的无私帮助。

最后，还要特别感谢我的父母，他们的关怀与支持让我有着源源不断的动力，度过生活上的每一道难关。

LLC电路的交错并联技术研究

作者: [王金录](#)
学位授予单位: [哈尔滨工业大学](#)

本文链接: http://d.wanfangdata.com.cn/Thesis_D243313.aspx