

分类号: TM46

单位代码: 10335

密 级: _____

学 号: 21410062

浙江大学

硕士学位论文



中文论文题目: 基于 SiC MOSFET 的高频 LLC 充电器研究

英文论文题目: Research on High frequency LLC charger with
SiC MOSFET

申请人姓名: 蓝桂星

指导教师: 吴新科 教授

专业名称: 电气工程

所在学院: 电气工程学院

论文提交日期 2017 年 5 月

**A Dissertation submitted to Zhejiang University in partial fulfillment of the requirements
for the degree of Master of Engineering**

Research on High frequency LLC charger with SiC MOSFET

Candidate: Lan Guixing

Supervisor: Pro. Wu Xinke



Zhejiang University, Hang Zhou, P. R. China, 310027

May, 2017

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

摘要

传统的车载充电机一般采用两级结构，前级是用于功率因数校正的 Boost 电路，后级是用于调压与隔离的 DC/DC 变换器。前级的半桥型 PFC 的输出电压在 800V 左右，对于后级的 DC/DC 变换器，传统的 1200V Si MOSFET 导通损耗和开关损耗都大，IGBT 的开关损耗特别大，不适用于高频的应用场合。而采用三电平结构或原边串副边并结构虽然可以使用 600V Si MOSFET，但其会复杂度提高，而且会带来其他的一些问题。新型的碳化硅基 MOSFET (SiC MOSFET) 兼顾了高耐压与低通态电阻，因而导通损耗较小。且由于其开关速度快，所以开关损耗较小，可以极大提高 DC/DC 变换器的整体效率。

本文采用基于 SiC MOSFET 的全桥 LLC 变换器，LLC 能够实现全负载范围内的 ZVS，使得其特别适合于高频变换器。提高变换器的工作频率能有效的减小无源元件的体积，如变压器、谐振电感和输入输出电容，从而提高变换器的功率密度，对于车载充电机有特别的意义。针对电动汽车动力电池的充放电特性，对锂离子电池在恒电流充电模式通过基于基波等效法进行建模，并在此基础上研究设计了变换器在高频工作状态变压器谐振参数。

高频情况下，变压器通常采用原副边绕组交错的方式来减小涡流损耗。但也因此带来了原副边绕组寄生电容大的问题，从而会产生较大的原副边位移电流，造成比较严重的 EMI 问题。本文通过对变压器原副绕组上电位变化的分析，得出各模式下原副边位移电流的产生过程。设计分离谐振电感全桥 LLC 变换器，原副边位移电流的只在变压器内部循环而不向外部流，从而减小共模电流。且共模电流的减小有利于原边开关管 ZVS 的实现时间，因此，在相同死区时间内所需的励磁电感电流小，有利于提高效率。

本文给出了各个关键参数与关键控制电路的设计，搭建了一台最大输出功率为 6600W 的实验样机，频率范围为 300kHz-600kHz。通过实验验证了碳化硅基 MOSFET 应用于车载充电机的优势。

关键词：高频率 LLC 变换器 碳化硅 变压器寄生电容

Abstract

Among the currently available charging solutions, the two stage power architecture consisting of a PFC and an isolated dc-dc converter is the most common charger architecture. The output voltage of the PFC converter is about 800V, the voltage stress devices of traditional Si MOSFET is 600V, so three-level DC/DC converter is a choice, it can use low voltage stress devices with two series-connected. But it needs complicated control and driver for at least eight switches used. In this paper, a new 1200V SiC MOSFET is used to design a high frequency full bridge LLC converter.

In order to achieve high efficiency and high power density, soft switching techniques are preferred for the isolated second stage to increase the switching frequency and reduce the switching losses. Among a lot of soft switching topologies, the multi resonance LLC topology has several advantages. The most important is that the switches can achieve ZVS turn-on over wide load range. According to the characteristic of charging profile of lithium-ion battery pack, a design methodology based on fundamental harmonic approximation is proposed

The interleaving structure helps to reduce the ac winding loss effectively, especially in the condition of high frequency. Although low conduction loss and low leakage inductance can be achieved, the parasitic capacitance is considerably increased, thereby deteriorating the converter's EMI and soft-switching performance. The distribution of inter-winding capacitances and the distribution of voltage potentials on windings are the two critical factors that determine the CM current of the converter in switching frequency ranges. CM current reduction method by adjusting connection of inductor is proposed.

According to the characteristic of Charging profile of lithium-ion battery pack, a design methodology based on fundamental harmonic approximation is proposed and validated through experiments on a prototype converting 800 V from the input to an output voltage range of 300V–450 V at 6.6 kW a peak efficiency of 98.4%. The design and key experimental results are provided to improve the power density.

Key words: High frequency, LLC converter, silicon carbide devices

目录

摘要..... I

AbstractII

第 1 章 绪论 1

 1.1 论文研究背景及意义 1

 1.2 本论文主要研究内容 5

第 2 章 LLC 变换器设计 7

 2.1 LLC 工作原理及模态分析 7

 2.2 LLC 谐振参数设计 11

 2.2.1 基于基波等效法参数设计 11

 2.2.2 设计流程 13

 2.3 副边整流结构选择 17

第 3 章 全桥 LLC 变换器中变压器原副边位移电流分析 20

 3.1 变压器结构 20

 3.2 单独谐振电感变压器原副边位移电流分析 22

 3.2.1 工作在谐振点 ($f_r=f_s$) 时 22

 3.2.2 工作在小于谐振点 ($f_r < f_s$) 时 26

 3.2.3 工作在大于谐振点 ($f_r > f_s$) 时 28

第 4 章 分离谐振电感全桥 LLC 变压器原副边位移电流分析 31

 4.1 分离谐振电感变压器原副边位移电流分析 31

 4.1.1 工作在谐振点 ($f_r=f_s$) 时 31

 4.1.2 工作在小于谐振点 ($f_r < f_s$) 时 33

 4.1.3 工作在大于谐振点 ($f_r > f_s$) 时 35

 4.2 变压器原副边漏感对位移电流的影响 38

 4.3 分离谐振电感与单独谐振电感 ZVS 实现范围对比 40

 4.4 分离谐振电感与单独谐振电感 EMI 测量频谱对比 42

第 5 章 样机设计及结果分析 46

 5.1 控制电路与参数设计 46

 5.1.1 系统总体框图 46

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

5.1.2 驱动电路设计 46

5.1.3 采样电路设计 47

5.2 损耗分析 48

5.3 实验波形及效率 50

第 6 章 总结与展望 54

参考文献 55

攻读硕士学位期间所发表的论文 58

致谢 59

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第1章 绪论

1.1 论文研究背景及意义

据中国汽车工业协会统计,2016 年汽车产销量超过 2500 万辆,创全球历史新高,连续七年蝉联全球第一[1]。取得成就的同时,也带来新的问题。传统汽车的能量来源主要是依靠石油,而国内的石油开采量无法满足国内工业的巨大需求,需要大量的进口。而且传统汽车尾气排放中含有大量的硫化物和氮化物,带来的环境问题是无法绕开的问题。

因此,采用新技术以降低汽车能耗与排放已经成为汽车技术发展的重要方向,其中,纯电动汽车实现了路面零排放和低能耗,无疑已经成为节能减排事业中最具吸引力的解决方案之一。锂离子动力电池技术的快速发展,让电动汽车在价格上的竞争力越来越强。如图 1 左图折线图所示,锂离子动力电池每千瓦时(kWh)的价格从 2011 年 1100 美元降到了 2016 年的 330 美元,折算到每百公里的成本(电池+电),从 50 元下降到了 28 元,而燃油汽车一直是比较稳定的 42 元左右,与此同时,电动汽车在中国的销量从 2013 的 3 万辆到 2016 年 50 万辆,呈一个指数增长。

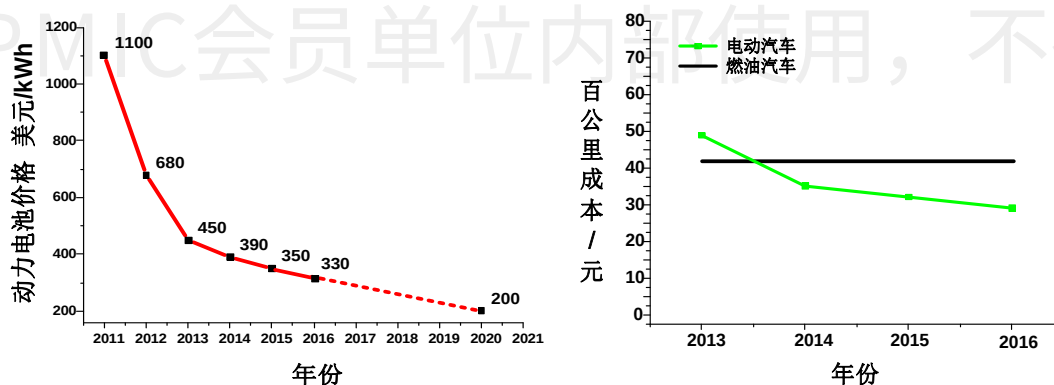


图 1-1 动力电池价格及百公里成本

电动汽车的迅猛发展的同时,应运而生的是各种各样的充电设备,且它们的应用场合及输入输出功率都各不一样。根据其应用场合及所能承受的功率,充电设备可以按以下三种进行分类:

1.直流充电桩

该充电方式以大充电电流在短时间内为电池充电。其目的是在短时间内给电动汽车充满电。大型充电站(机)多采用这种充电方式。直流充电桩一般都大于 30kW,采用三相四线制 380V 供电,充电时间为半个小时左右。这种充电方式对电池寿命有一定的影响,普通蓄电池不能进行快速充电,因为在短时间内接受大量的电量会导致蓄电池过热,而锂离子

电池大电流充放电也会减少其可重复充电的次数及容量。

2. 交流充电桩

交流充电桩是固定安装在社区停车场、居民小区、大型商场、服务区、路边停车场等场所，接入电网，为电动汽车车载充电机提供可控的单向交流电源或三相交流电源的供电装置。交流充电桩本身并不具备充电功能，只是单纯提供电力输出，还需要连接电动汽车车载充电机，方可起到为电动汽车电池充电的作用。由于电动汽车车载充电机的功率一般都比较小，所以交流充电桩无法实现快速充电。

3. 车载充电机

该充电方式采用恒压、恒流的传统充电方式对电动车进行充电。以相当低的充电电流为蓄电池充电，充电时间要大概为 8-10 小时。充电机作为标准配置固定在车上或放在后备箱里。由于只需将车载充电器的插头插到停车场或家中的电源插座上即可进行充电。相应的充电器的工作和安装成本相对较低。电动汽车家用充电设施(车载充电机)和小型电站多采用这种充电方式。

本文主要的研究方向为车载充电机，如图 1-2 所示，传统的车载充电机是包含前级功率因数校正(Power Factor Correction-PFC)以及后级 DC/DC 的两级结构^{[2]-[4]}，其中前级作用是满足谐波抑制以及功率因数校正，后级 DC/DC 的主要作用是将电压转化为适合给电池充电的电压，并提供功率隔离的功能，因此后级 DC/DC 部分的设计是车载充电机中非常重要的组成部分，而我们的研究重点也是这一部分。

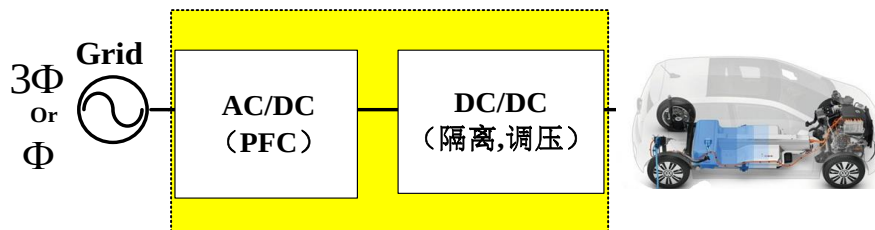


图 1-2 车载充电机结构图

对于锂离子电池，其单个电池充电的电压电流与容量的关系如图 1-3 所示。其充电过程主要是由两个阶段组成：恒电流模式与恒电压模式。当电压小于充电截止电压时，变换器以恒流模式充电，这样既能快速充电，又能有利于电池的使用寿命。而当充电电压达到截止电压时，此时采用恒压充电，让容量以较缓和的接近充满状态，加上电池管理系统的保护，从而避免电池出现过充的现象。从图 1-3 我们也可以看出，从 2.5V 到 3.2V 所用的时间占总充电时间不到 1/10，而且恒电压模式下也是在 1/10 左右。近 85%的充电时间集中在 3.2V-3.3V，所以我们希望这一范围效率尽量高。

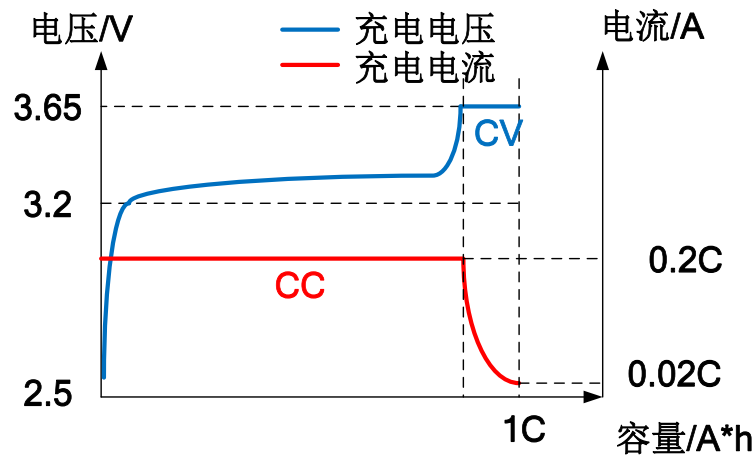


图 1-3 电池的充电电压电流与容量的曲线图

对于后级 DC/DC 变换器，有多种拓扑结构可供选择。文献^[5]对比了全桥 PWM 谐振变换器、移相全桥谐振变换器和全桥 LLC 谐振变换器三种拓扑结构：全桥 PWM 谐振变换器因为是硬开关，所以其开关损耗大，不利于高频的应用场合，不利于变换器的小型化；移相全桥能实现一定范围内的软开关，且能实现宽范围的电压调节，但在轻载的情况下滞后臂容易会失去软开关，而且移相全桥拓扑在最高输出电压的时候原边不参与能量传递的环流最小，所以是最高效率点，而在负载为锂离子电池的情况下，最高输出电压点并不是我们希望的效率最优点；而 LLC 谐振变换器有如下优点：当开关频率小于谐振频率时，工作于 Boost 模式，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；当开关频率大于谐振频率时，工作于 buck 模式，能够实现原边功率开关管的 ZVS 开通开关损耗小；结构简单，不需要滤波电感，减小了滤波电感带来的损耗与体积，而且整流二极管的电压应力也下降。而且我们可以将谐振频率点设在 3.2V 到 3.3V 左右，让其处于效率最高点处，因此广泛的应用在车载充电机中。因为 LLC 变换器的综合优势较大，所以我们的拓扑结构将采用 LLC 变换器。

DC/DC 变换器的输入为前级 PFC 的输出，高效率的半桥 PFC 的输出电压为 800V 左右。

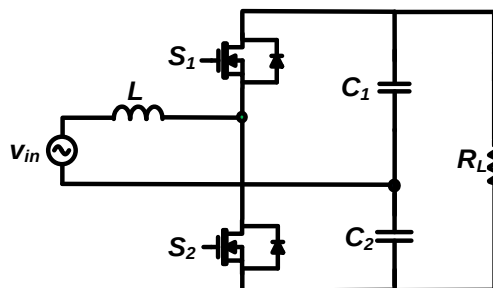


图 1-4 半桥型 PFC

如图 1-4 所示, 其在每次传递能量过程中均只流经一个开关管, 因此有利于高效率的实现^[6]。但此拓扑导致前级功率器件和后级 DC/DC 变换器原边功率器件将承受较大的电压应力, 考虑到电压过冲, 应选择耐压等级为 1200V 的功率器件。传统硅基功率器件, 1200V 的 MOSFET 导通电阻值特别大, 从而导致非常大的导通损耗, 而 IGBT 虽然能保持较小的通态压降, 但是其关断损耗大且关断速度较慢, 使得其工作频率小, 不能通过提高频率来提高其功率密度。

三电平全桥 LLC^[7] (图 1-5) 与原边串副边并全桥 LLC^[8] (图 1-6), 让每个开关管只承受一半的母线电压, 从而可以用商业上比较成熟的 600V Si MOSFET, 但与此同时, 三电平结构多了四个箝位二极管且需要八个开关管也同时增加了电路的复杂度, 而且 8 个开关管的驱动的设计难度也大大增加。而原边串副边结构虽然能够通过同一频率交错的驱动信号, 实现减小输出电流纹波的效果, 但其也有三电平结构一样的问题, 驱动复杂, 开关管多, 而且两组全桥的谐振参数的一致又会造成电流不均衡的问题。

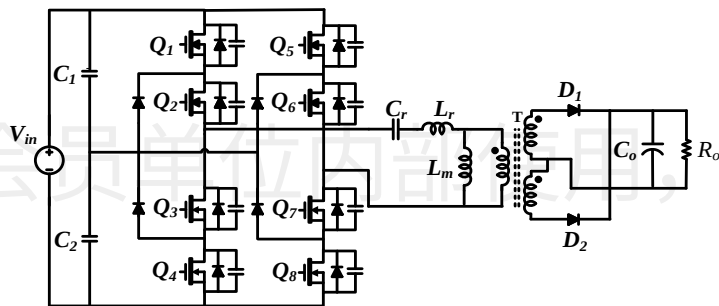


图 1-5 三电平全桥 LLC

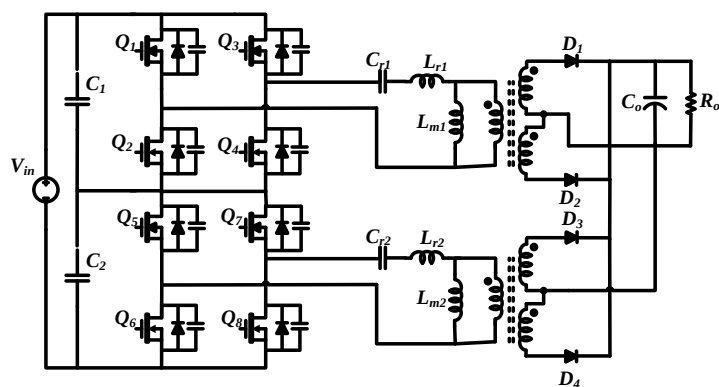


图 1-6 原边串副边并全桥 LLC

随着新器件的发展, 为电力电子技术的发展提供了新的契机。如图 1-7 所示, 以碳化硅与氮化镓为代表的新器件, 相比起传统硅基器件具有更大的禁带宽度, 能实现较高耐压下的低导通电阻, 降低导通损耗, 并且具有较快的开关速度, 极大地减小了开关损耗。这些特性如果应用于 DC/DC 拓扑中, 能进一步提升效率。同时, 由于碳化硅材料优良的热

性能,使其能工作在较高的温度下,减小了散热环节的大小,达到了提升功率密度的目的。

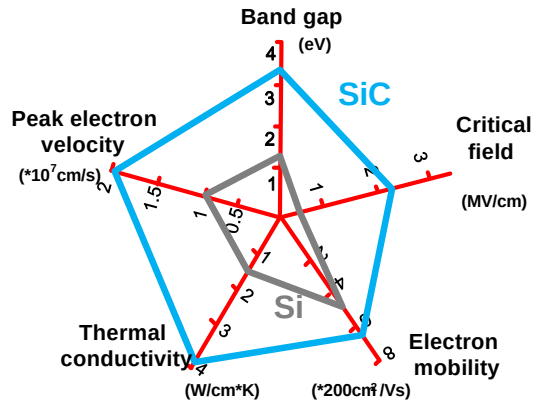


图 1-7 SiC 与 Si MOSFET 对比的雷达图

基于 SiC MOSFE 的全桥 LLC (图 1-8) 有如下几个优点: 高阻断电压 (1200V) 简化了拓扑结构, 与三电平及原边串副边并比较起来复杂度明显下降; SiC MOSFET 的低导通电阻使得效率进一步提高; 体二极管的反向恢复时间与反向恢复电荷大大的减小, 从而降低二极管的反向恢复带来的各种问题; 关断损耗大大的减小。而提高变换器的工作频率, 则能有效的减小无源元件的体积, 如变压器, 输入输出电容, 谐振电感与电容, 从而有效的提高变换器的功率密度。

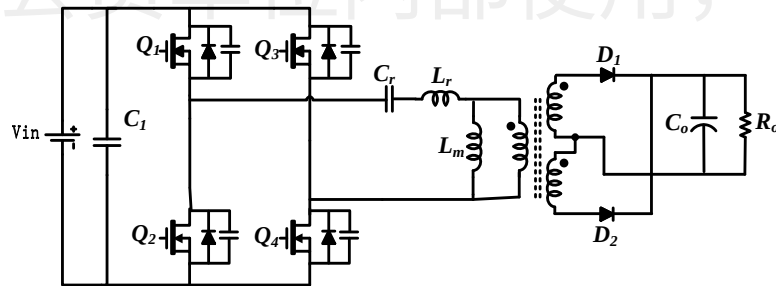


图 1-8 基于 SiC MOSFET 的全桥 LLC

1.2 本论文主要研究内容

针对传统车载充电机, 本文主要工作在对后级 DC/DC 电路的相关研究。对如何设计后级 DC/DC 的谐振参数及高频情况下变压器原副边绕组的层间电流进行了相关研究。针对这些问题, 本文做出了一系列计算设计并进行了相关实验论证, 本文的主要内容包括:

第一章, 绪论, 介绍论文研究的相关背景, 包括动力电池的发展、车载充电机的研究现状、拓扑的对比及新器件在车载充电机中的应用前景。

第二章, 针对电动汽车动力电池的充放电特性, 对锂离子电池在恒电流充电模式通过基于基波等效法进行建模, 并在此基础上研究设计了变换器在高频工作状态变压器谐振

参数。

第三章，通过对单谐振电感全桥 LLC 变压器绕组上电位变化的分析，得出各模式下原副边层间电容上的电流的产生过程。

第四章，设计出有利于减小原副边层间电流的分离谐振电感全桥 LLC 变换器，层间电流的减小有利于 ZVS 范围的增大及减小共模电流带来的 EMI 问题。

第五章，实验损耗分析及主要波型图。

第六章，总结与展望。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第2章 LLC 变换器设计

2.1 LLC 工作原理及模态分析

如图 1-8 所示，原边由四个开关管组成的两桥臂，变压器、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 串联，并与两桥臂中点连接，副边为全波整流。

LLC 主要有两个谐振频率：变压器电压被箝位，励磁电感 L_m 不参与谐振，电容 C_r 和电感 L_r 谐振，谐振频率如式 (2-1)；变压器不被箝位，励磁电感 L_m 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 ($f_s < f_r$) 时，变换器工作在断续模式下，此时副边整流管在原边开关管关断前就已经关断，谐振腔不再向副边传递能量，因此变压器失去箝位的作用， $(L_r + L_m)$ 和 C_r 谐振，谐振频率为 f_p 。其工作波形如图 2-1 (a) 所示，模态等效电路如图 2-1(b) 所示。

Mode 1: t_0 至 t_1 时间段, Q1 和 Q4 导通, Q2 和 Q3 关断, 此时的电路模态如图 2-2 Mode1 所示, 电流的方向是由电源侧流入谐振腔, 这个阶段能量传递的方向是正的, 即能量由电源侧传递至负载侧。

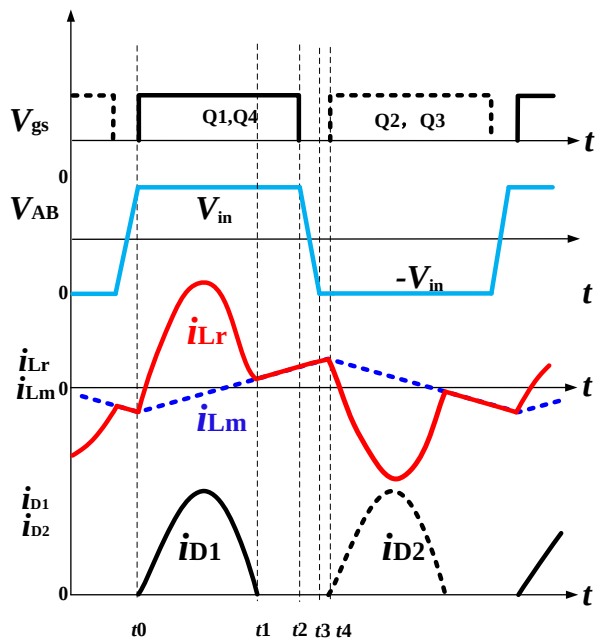
Mode 2: t_1 时刻, 副边二极管 D1 关断, 此时原边不再向副边传递能量, 励磁电感 L_m 与 C_r 谐振。

Mode 3: t_2 时刻, Q1, Q4 关断。 t_2 至 t_3 时间, 所有开关管都处于关断状态,。此阶段开始进入开关管输出电容充放电过程的死区时间。在 t_2 到 t_3 时刻, 由于励磁电流 I_{Lm} 的值大于 0, 这就为 Q1, Q4 输出电容充电以及 Q2, Q3 输出电容放电提供了能量。

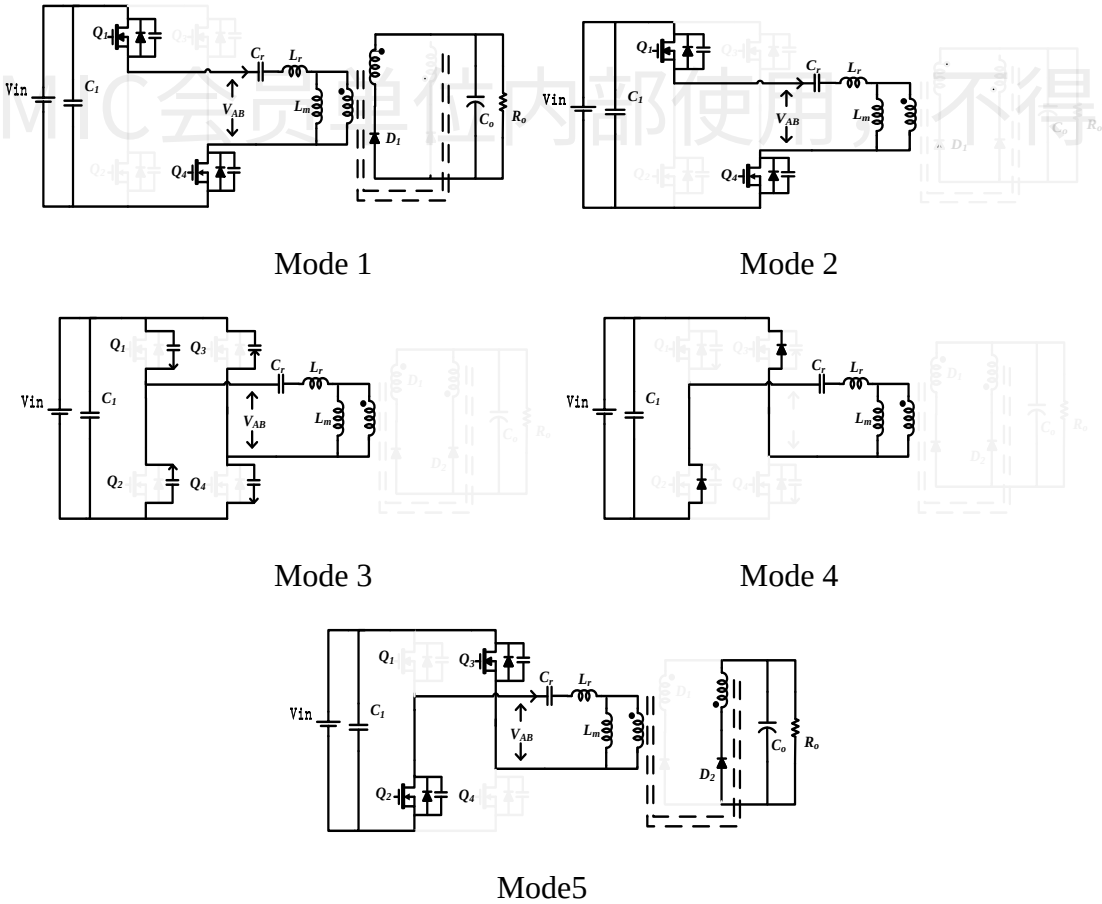
Mode 4: t_3 至 t_4 , 此阶段仍处在上下桥臂的死区时间内。但由于两桥臂中点电压 V_{AB} 已经降至 $-V_{in}$, 此时开关管 Q2, Q3 的体二极管开始导通, 并将开关管电压箝位至 $-V_F$ (二极管的导通压降)。

Mode 5: 在 t_4 时刻, 开关管 Q2, Q3 开通, 该阶段结束, 可以看到, 当开关管 Q2, Q3 开通时, 两端的电压接近于 0, 所以在桥臂下管实现了零电压开通 (Zero Voltage Switching) 的功能。

从 Mode 5 开始的 LLC 后半周工作模态与前半周相似，这里不再赘述。



(a)工作波形



(b) 模态分析

图 2 - 1 全桥 LLC 波形图及模态分析 ($f_s < f_r$)

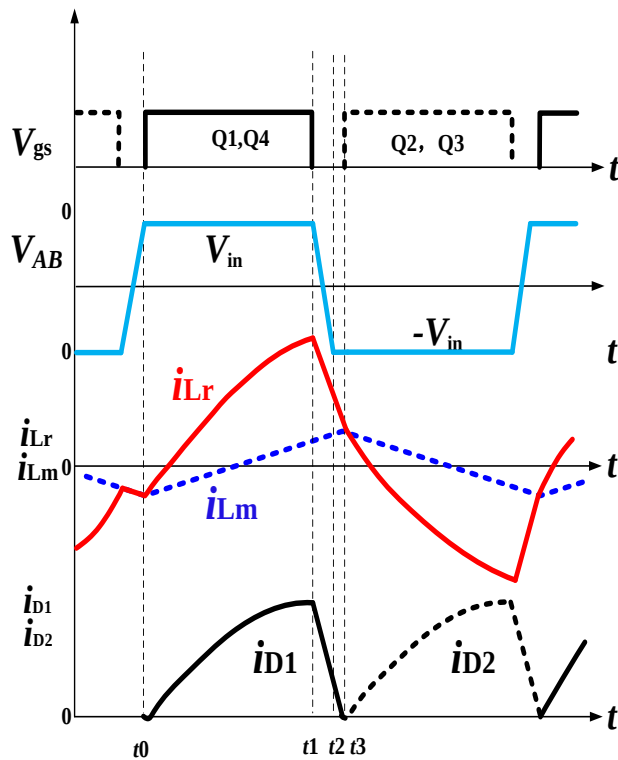
当开关频率大于谐振频率 ($f_s > f_r$) 时, L_r 和 C_r 谐振, 励磁电感不参与谐振, 励磁电感被输出电压钳位至 $\pm N \cdot V_o$, 副边整流管始终有一个导通, LLC 工作在连续模式。在换流过程中, 谐振腔电流急剧变化, 特别是当开关频率很大时, 谐振腔电流峰值很高, 器件的关断损耗大大增加。连续模式工作波形如图 2-2 (a) 所示, 其模态图如图 2-2 (b) 所示:

Mode 1: t_0 至 t_1 时间段, Q_1 和 Q_4 导通, Q_2 和 Q_3 关断, 此时的电路模态如图 2-2 Mode1 所示, 电流的方向是由电源侧流入谐振腔, 这个阶段能量传递的方向是正的, 即能量由电源侧传递至负载侧。

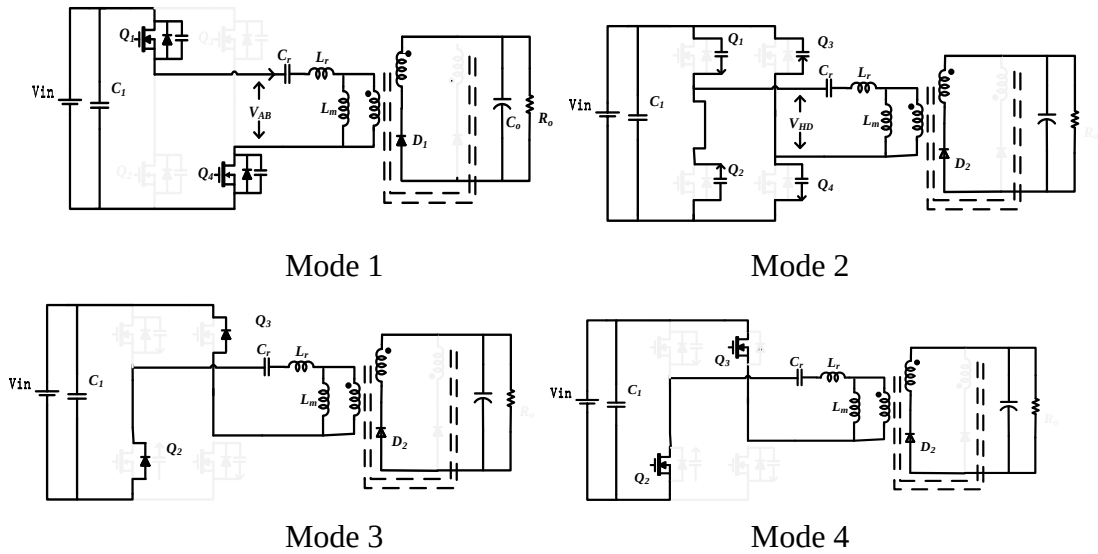
Mode 2: t_1 时刻, Q_1, Q_4 关断, t_2 至 t_3 时间内, 所有开关管都处于关断状态。此阶段开始进入开关管输出电容充放电过程的死区时间。此时原边继续向副边传递能量, 励磁电感不参与谐振, 励磁电感被输出电压钳位在 $N \cdot V_o$ 。由于原边电流 I_{Lr} 的值大于 0, 即由电源侧流向谐振腔, 这就为 Q_1, Q_4 输出电容充电以及 Q_2, Q_3 输出电容放电提供了能量。

Mode 3: 在 t_2 到 t_3 时刻, 此时开关管 Q_2, Q_3 的体二极管开始导通, 并将开关管电压嵌位至 $-V_F$ (二极管的导通压降)。

Mode 4: t_3 时刻, 开关管 Q_2, Q_3 开通, 该阶段结束, 可以看到, 当开关管 Q_2, Q_3 开通时, 两端的电压接近于 0, 所以在桥臂下管实现了零电压开通 (Zero Voltage Switching) 的功能。



(a) 工作波形



(b) 模态分析

图 2-2 全桥 LLC 波形图及模态分析 ($f_s > f_r$)

当开关频率等于谐振频率 ($f_s = f_r$) 时, LLC 工作在临界模式, 临界模式工作波形如图 2-3 (a) 所示。

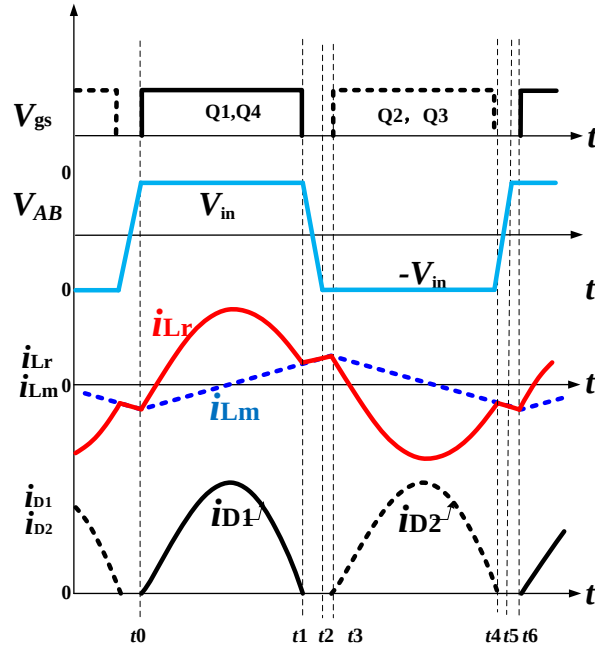
其模态图如图 2-3 (b) 所示:

Mode 1: t_0 至 t_1 时间段, Q_1 和 Q_4 导通, Q_2 和 Q_3 关断, 此时的电路模态如 Mode1 所示, 电流的方向是由电源侧流入谐振腔, 这个阶段能量传递的方向是正的, 即能量由电源侧传递至负载侧。

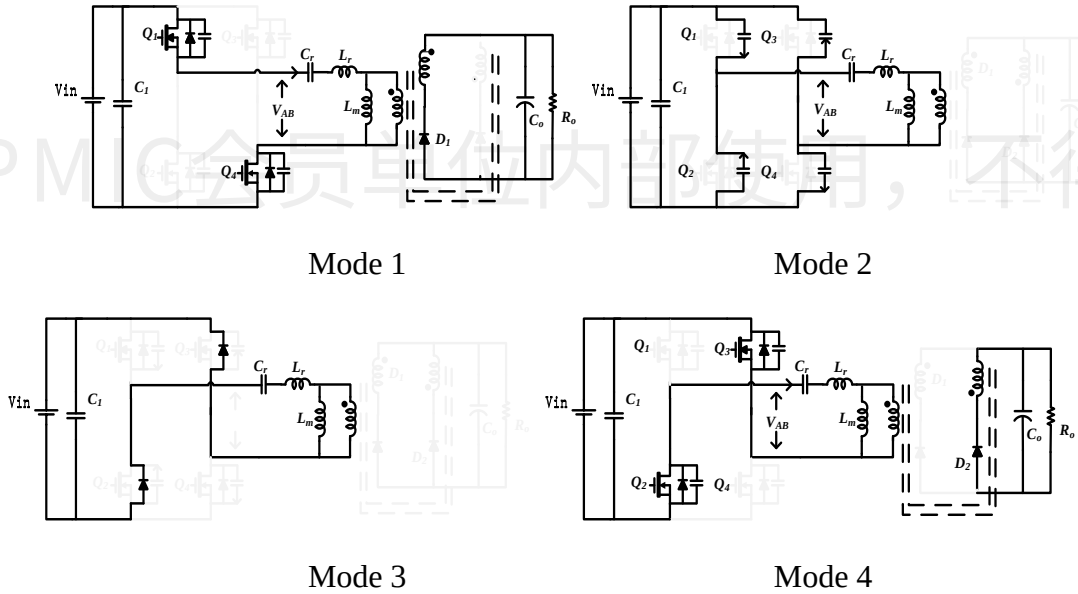
Mode 2: t_1 时刻, Q_1, Q_4 关断。 t_1 至 t_2 时间, 所有开关管都处于关断状态,。此阶段开始进入开关管输出电容充放电过程的死区时间。在 t_1 到 t_2 时刻, 由于励磁电流 I_{Lm} 的值大于 0, 即由电源侧流向谐振腔, 这就为上管电容充电以及下管电容放电提供了能量。

Mode 3: t_2 至 t_3 , 此阶段仍处在上下桥臂的死区时间内。但由于两桥臂中点电压 V_{AB} 已经降至 $-V_{in}$, 此时开关管 Q_2, Q_3 的体二极管开始导通, 并将开关管电压嵌位至 $-V_F$ (二极管的导通压降)。

Mode 5: 在 t_4 时刻, 开关管 Q_2, Q_3 开通, 该阶段结束, 可以看到, 当开关管 Q_2, Q_3 开通时, 两端的电压接近于 0, 所以在桥臂下管实现了零电压开通 (Zero Voltage Switching) 的功能。



(a) 工作波形

图 2-3 全桥 LLC 模态分析 ($f_s = f_r$)

2.2 LLC 谐振参数设计

2.2.1 基于基波等效法参数设计

传统的 LLC 设计用基波等效法^{[9]-[11]}分析 LLC 的直流增益, 然而传递能量的不仅仅是基波, 在离谐振点越远的频率下, 得到的增益的偏差越大, 因此许多文献给出了直流增益更精确的分析计算方法^[12-17], 比频域分析要准确, 但是分析方法比较复杂。为了方便理解, 我们这里也用基波等效法和仿真法结合来设计电路^[18]。

LLC 两桥臂中点的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, 基波的阻抗小, 高次谐波的阻抗大, 可以近似看作只有基波传递功率, 可以将 LLC 进行交流等效, 如图 2-4 所示。

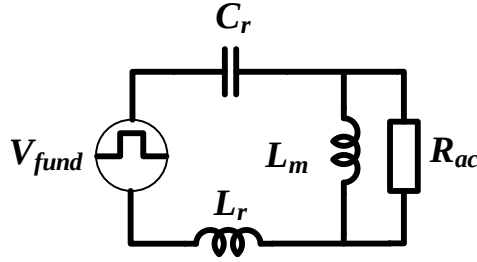


图 2-4 全桥 LLC 交流等效电路

V_{fund} 是两桥臂中点间电压的基波分量, R_{ac} 是交流等效电阻: $R_{ac} = \frac{8 \cdot n_T^2 \cdot R_L}{\pi^2}$, 通过

傅里叶分析, 可得基波分量的幅值: $V_{fund} = \frac{4}{\pi} \cdot V_{in}$; 变压器原边电压的基波幅值:

$V_p = \frac{4}{\pi} \cdot n_T \cdot V_o$ 。由交流等效电路可得传递函数:

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

化简式 (2-3), 并令 $\frac{V_p}{V_{fund}} = M(f_n, Q, \lambda)$, 其中 $Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}}$, $\lambda = \frac{L_r}{L_m}$, $f_n = f_s / f_r$ 可得:

$$M(f_n, Q, \lambda) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \lambda \cdot \frac{1}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (2-4)$$

通过式 (2-4), 我们可以得到图 2-4 与图 2-5。

从图 2-4 可以看出, 电感比 λ 与直流增益范围呈正相关, 但同时电感比增大意味谐振电感必需要增加, 而谐振电感感值的增加会增加磁芯的磁损, 也会降低损耗。因此, 电感比 λ 的选择需要特别谨慎。

图 2-5 Q 值的改变可能是谐振参数的改变, 也可能是负载的改变。因为我们的负载不是恒阻值的负载, 而是恒流的负载, 所以这个品质因数是一直改变的。负载越重, 最大直流增益越小, 但最小直流增益越大。因此设计要求所选取的最大品质因数获得的最大直流增益要大于设计要求中的最大值, 且所选取的最小品质因数获得的最小直流增益要小于设

计要求中的最小值，这样才能保证整个负载范围内都能满足稳压要求。所以传统的基波等效法并不适用于接近恒流负载的锂离子电池。

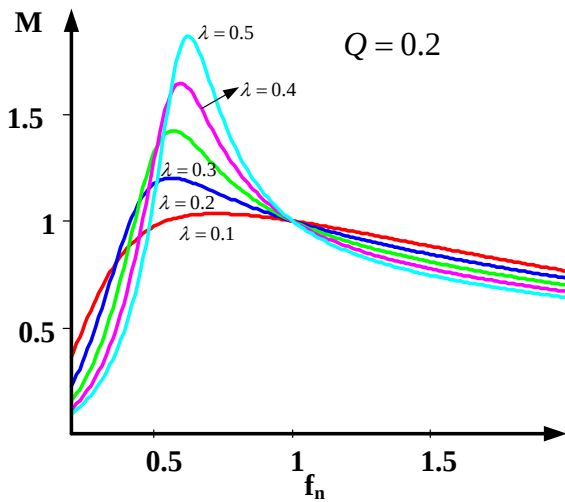


图 2-4 电感比 λ 对增益特性的影响

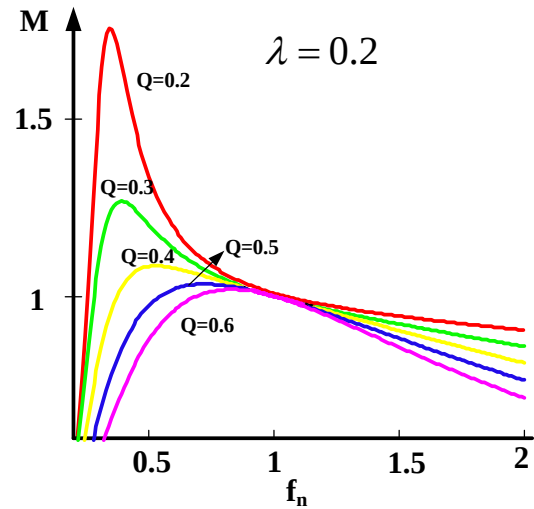


图 2-5 品质因数 Q 对增益特性的影响

2.2.2 设计流程

对于 400V 额定输出电压的锂离子电池，其负载的电压电流特征曲线如图 2-6 所示，负载一开始从 300 开始是恒电流充电模式(CC 模式)，到了 450V 之后变为恒电压模式(CV 模式)，这个过程中，等效电阻是在一直变化的。其中有 80%以上的充电过程都是处于 CC 模式，因此 CC 模式是最为关键的设计部分。全桥 LLC 的输入电压是 800V，额定输出电压为 400V。设计额定输入电压下，LLC 工作在谐振频率左右，最大输出电压为 450V，最小输出电压为 300V。解得增益范围：0.75-1.12。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。

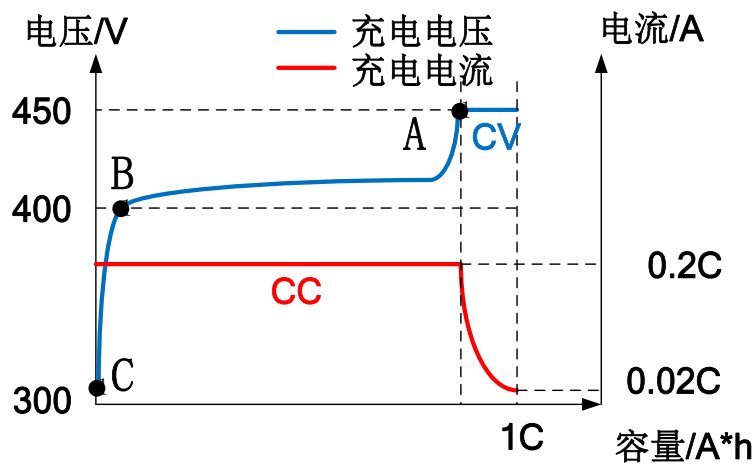


图 2-6 充电电压电流图

式 (2-4) 的直流增益方程是针对不同的 Q 得出的，不同的 Q 值对应着不同的输出电

流。对于恒流输出的 LLC，其 Q 值也不是固定的，它在输出电压变化时的工作情况并不能很好的从式 (2-4) 中体现。若输出电流固定，则式 (2-4) 表示的增益方程中，对应某一个固定 V_o ，我们可以将 (2-4) 和 (2-5) 两个方程表达式联立，消去 M。这样的 V_o 可以表示为 f_n 的函数，求解 V_o 解出的 $V_o(f_n)$ 函数的解析表达式如式 (2-6) [17]。

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}} = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{n^2 \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot R_L} = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{n^2 \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_o}{I_o}} = \frac{I_o \sqrt{L_r / C_r}}{n^2 \cdot \frac{8}{\pi^2} V_o} \quad (2-5)$$

$$V_o(f_n) = \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{n}{V_{in}} \right)^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2 \left(\frac{I_o^2 L_r / C_r}{n^2 \cdot \frac{8}{\pi^2}} \right)^2}{\left(1 + \lambda - \lambda \cdot \frac{1}{f_n^2} \right)^2 \left(\frac{n}{V_{in}} \right)^2}}$$

(2-6)

式(2-7)是输出电流固定为常数的情况下得出的，实际上可给定不同的值画出多条恒流增益曲线，如图 2-7 所示。其中，每一条曲线代表一个特定的输出电流。这样，利用图 2-7 可以方便的进行恒流的设计。

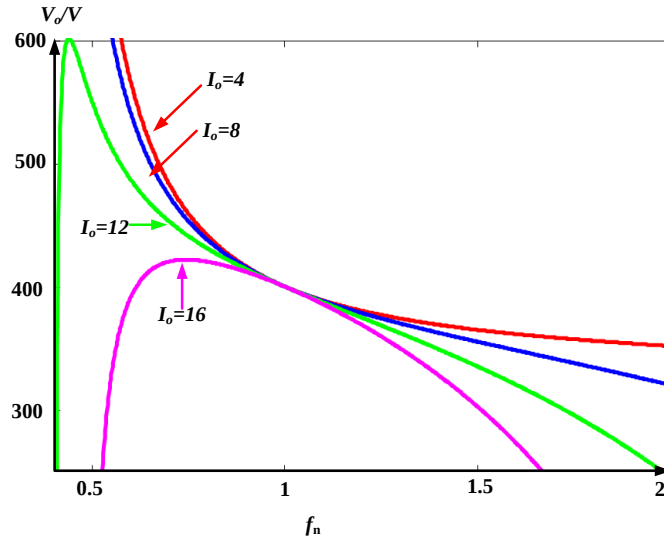


图 2-7 恒流增益曲线

因为 400V (CC 模式) 左右为负载工作时间最主要的区间，所以希望其工作于最高效率点，既谐振频率点。因此我们可以确定变压器变比： $N=V_{in}(nor):V_{out}(nor)=800:400$ 。

提高工作频率可以减小磁性元件的体积，提高功率密度，结合磁元件的设计，我们设

计谐振频率为 400kHz。谐振频率确定后, 谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 可取多组不同的值获得所需的谐振频率。一般来说, L_r 越小越好, 这样可以减小谐振电感磁芯损耗, 而且 C_r 相应更大, 其电压峰值较小, 电压应力也比较低; 但是较小的 L_r 和较大的 C_r 会导致增益曲线的斜率减小, 工作频率范围增大, 如图 2-8 所示。所以设计中应当折中考虑选择 L_r 与 C_r ^[17]。

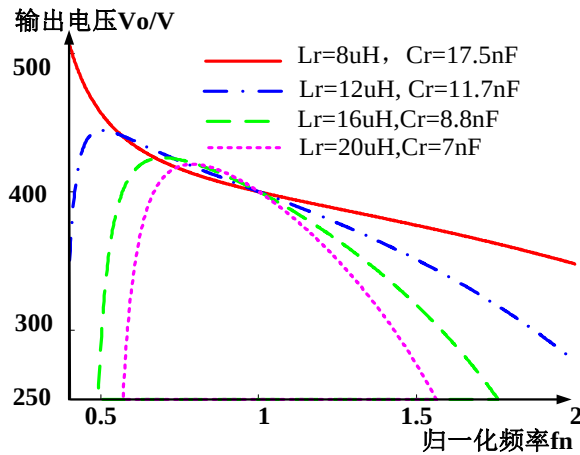


图 2-8 不同谐振腔参数下的恒流增益曲线

第一步要确定谐振频率点及增益范围。因为 400V 左右为负载工作时间最久的区间, 所以希望其工作于最高效率点, 既谐振谐振点。全桥 LLC 的输入电压是 800V, 额定输出电压为 400V, 最大输出电压为 450V, 最小输出电压为 300V。设计额定输入电压下, LLC 工作在谐振频率左右。解得增益范围: 0.75~1.12。

第二步需要设计谐振频率及开关范围。结合磁元件设计, 确定谐振频率。

第三步是设计励磁电感。 L_m 越大, 则原副边电流的均方根值都越小。所以, 为了减小导通损耗, 提高效率, 在满足 ZVS 的情况下, L_m 取越大越好。

第四步是设计谐振腔参数, 包括谐振电感和谐振电容。关于这两个参数的考虑已在本文中讨论过。在满足增益要求及开关频率范围内, 谐振电感越小越好。

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。

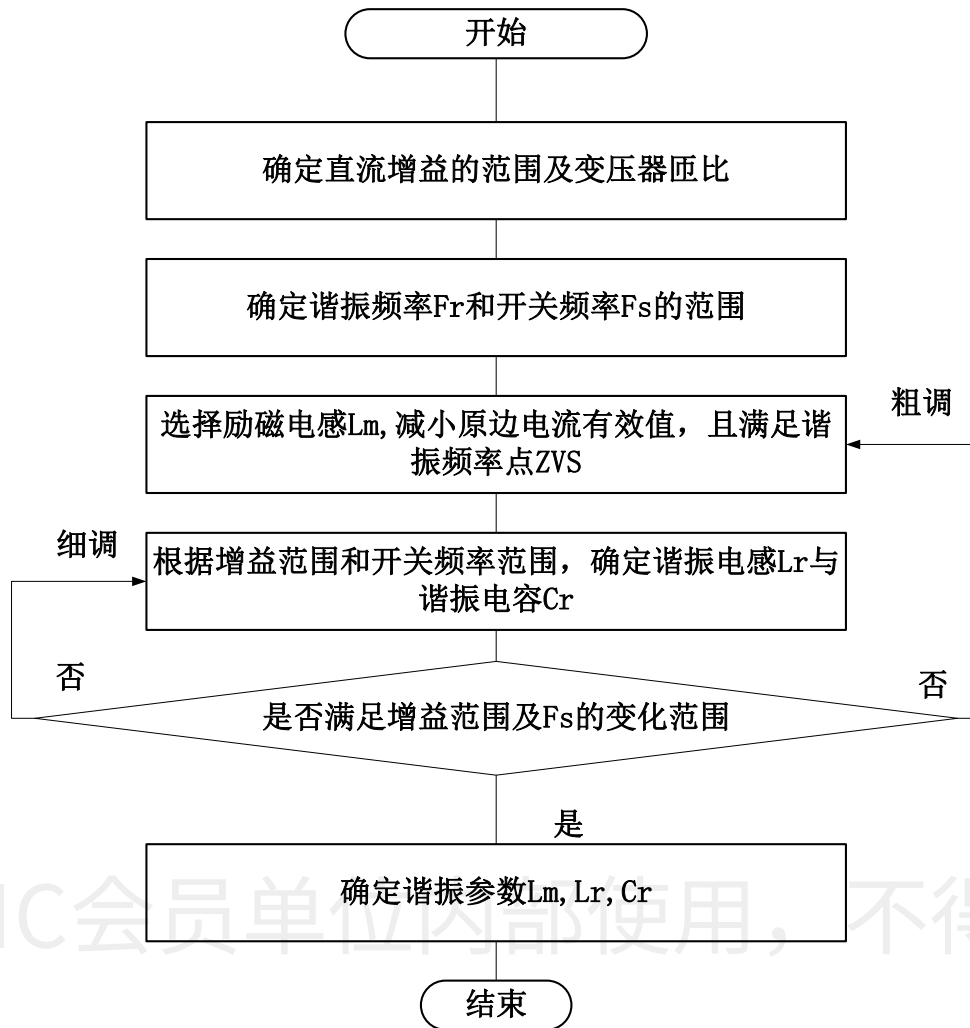


图 2-9 设计流程图

在通过上述方式得到的谐振参数再进行仿真, 我们得到如表 2-1 满足条件的三组数据。其中励磁电感为 110 μ H, 在最大功率点处, 谐振频率 (400kHz) 下满足 150ns 内实现 ZVS 的最大值。

表 2-1 谐振参数及开关频率范围

序号	Lr	Cr	Fs 范围
1	16 μ H	9.4nF	280kHz-630kHz
2	22 μ H	7.2nF	300kHz-600kHz
3	30 μ H	4.7nF	330kHz-530kHz

而图 2-10 为上述三组数据的实验效率曲线。在满足增益的条件下, Lr=22 μ H, Cr=7.2nF, Lm=110 μ H 时, 在最大功率输出点时的效率最高, 达到 98%。Lr=16 μ H, Cr=9.4nF, Lm=110 μ H 时, 虽然在谐振频率附近效率最高, 达到 98.4%, 但其在最小输出电压点效率比其他两组数据差了超过一个百分点。Lr=20 μ H, Cr=4.7nF, Lm=110 μ H 时, 最

小输出电压点效率最高，但其最大输出电压点与谐振频率点效率最低。所以综合来看，我们选择第二组数据，具体参数如表 2-2 所示。

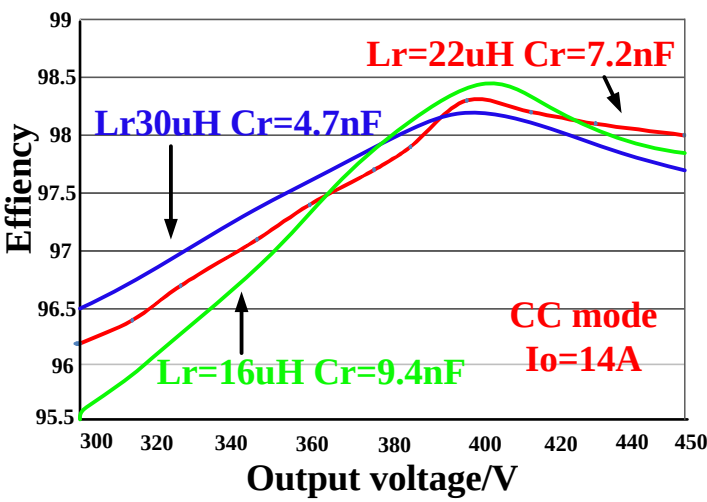


图 2-10 不同谐振参数下的效率曲线

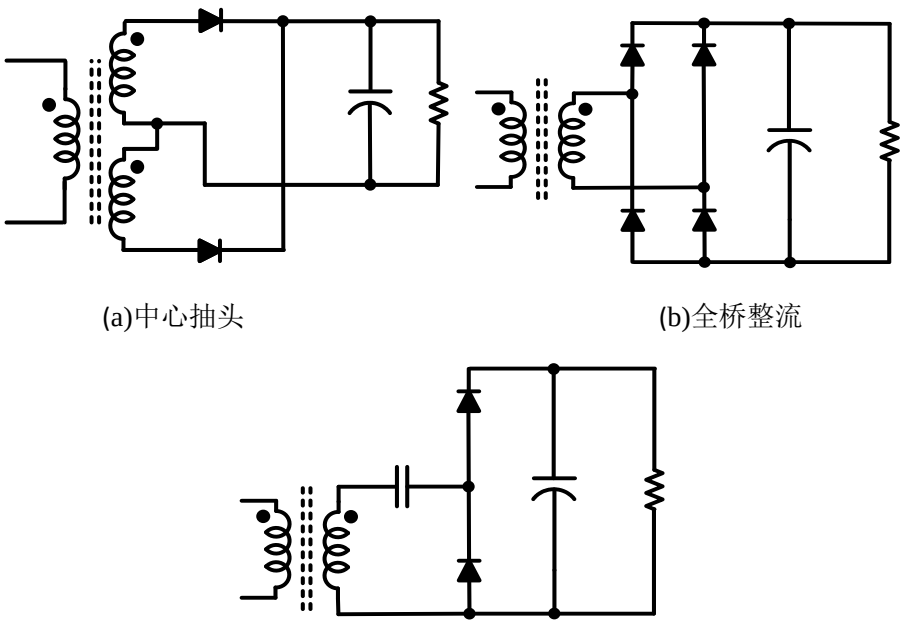
设计样机参数如下：

表 2-2 样机参数

输入电压	800V
输出电压	300V-450V
变压器变比	30:15:15
Lr	22uH
Lm	110uH
Cr	7.2nF
频率范围	300kHz-600kHz

2.3 副边整流结构选择

对于副边整流结构的选择，比较常用的三种拓扑：中心抽头整流、全桥整流和倍压整流（图 2-11）。表 2-3 对比了三种拓扑的开关管电压电流应力，来选择合适的拓扑。对于最高输出电压 450V 的负载特性，所以我们需要分别选用 1200V（中心抽头）和 600V（全桥整流、倍压整流）的整流二极管。因为变换器工作在 CCM 模式下的时候，副边整流二极管不是零电流关断，如果选用普通的 Si 基快速整流二极管的话，有比较大的反向恢复电荷，会带来比较大的反向恢复损耗和电磁干扰问题。所以我们选用 SiC 二极管。SiC 二极管因为出色的反向恢复特性，让其在开关电源中的应用越来越普遍。



(a)中心抽头 (b)全桥整流

图 2 - 11 基本整流电路

表 2 - 3 副边整流结构比较

	电压应力	电流应力	开关管个数
中心抽头	$2V_o$	I_o	2
全桥整流	V_o	I_o	4
倍压整流	V_o	$2I_o$	2

图 2-12 为 600V（20A）SiC 二极管与 1200V（20A）SiC 二极管的电压电流曲线图，我们可以看出在输出电流为 20A 时，1200V 二极管的导通压降大约为 1.7V，而 600V 二极管的导通压降 1.4V。所以二个 1200V 的二极管损耗远小于四个 600V 的二极管。为了提高效率，我们选择了中心抽头整流结构。

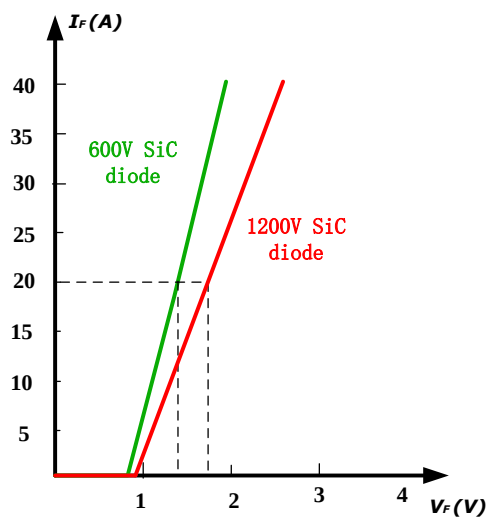


图 2-12 600V 与 1200V 二极管的 V-I 曲线图

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

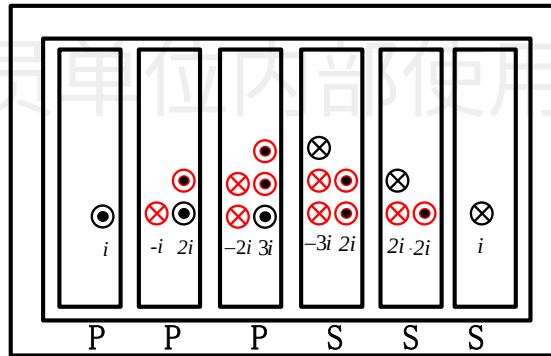
第3章 全桥 LLC 变换器中变压器原副边位移电流分析

3.1 变压器结构

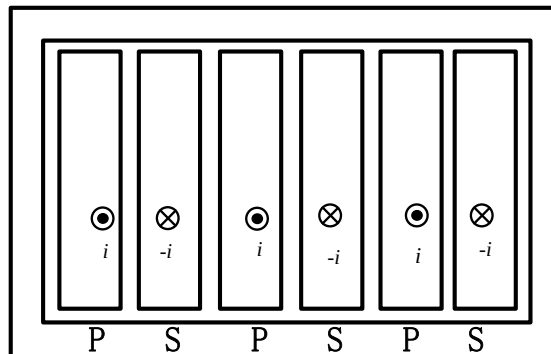
高频变换器中的变压器的设计是比较重要的部分。若原副边不交错,则因为邻近效应,大大增加涡流损耗。邻近效应:相互靠近的导体通有交变电流时,会受到邻近导体的影响。频率越高,导体靠得越近,邻近效应愈显著,邻近效应与集肤效应共存,它会使导体的电流分布更不均匀。

如图 3-1 所示,当原副边绕组不交错时,因为邻近效应,绕组会在相近的导体上产生大小相同,方向相反的电流,而此电流不参与原副边的电流传递,因此导体内部又会产生一个与其大小相同,方向相反的电流。如图中红色标识的电流。原边第一层绕组的损耗为 P_1 ,第二层绕组损耗为 P_2 ,第三层绕组损耗为 P_3 。

$$\begin{aligned} P_2 &= I^2 \cdot R_{ac} \\ P_2 &= I^2 \cdot R_{ac} + 4 \cdot I^2 \cdot R_{ac} = 5I^2 \cdot R_{ac} \\ P_3 &= 4 \cdot I^2 \cdot R_{ac} + 9I^2 \cdot R_{ac} = 13I^2 \cdot R_{ac} \end{aligned} \quad (3-1)$$



(a)原副边未交错



(b)原副边交错

图 3-1 变压器绕组电流分布图

我们会发现第三层的损耗是第一层的 13 倍。但通过原副边交错绕的方法,能大大减

小涡流损耗。如图 3-1 图 (b) 所示, 因为原边与副边的电流方向是相反的, 所以正好可以抵消邻近效应带来的影响。

我们变压器是采用原副副原的绕法 (中心抽头), 如图 3-2 变压器结构图所示。

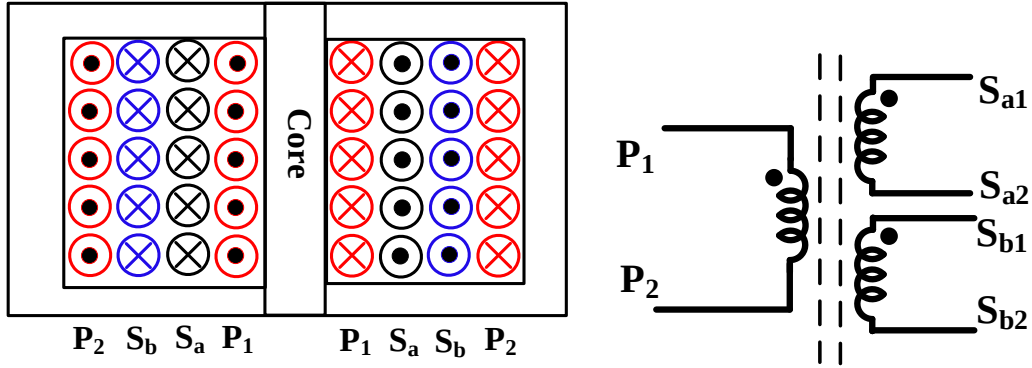


图 3-2 变压器结构图

而原副边交错在提升了变换器效率的同时也会带来比较大的原副边寄生电容。如图 3-3 所示, 当原副边开关管动作的时候会产生比较大的 dv/dt , 而原副边的地之间会通过大地和空气等介质相连, 等效于原副边的地之间接了一个电容, 当这个电容上有电流流过时, 会带来比较严重的电磁干扰问题。

对于共模干扰的抑制主要是有四种办法: 文献^[18]提出的开关平衡方法 (balanced switching converter), 这个方法是通过开关和电感(或变压器)来构造一个平衡的拓扑结构, 从而产生两个大小相同, 方向相反的脉冲, 来抵消开关动作带来的共模电流; 文献^[20]提出了无源抵消法 (passive cancellation method), 这个方法是通过一个容值与寄生电容相同的补偿电容, 让其一端地相连, 另一端与绕组相连, 这个绕组上的电压是与开关管上的电压变化是相反的。让补偿电容上流与寄生电容上相同但方向相反的电流, 从而来抑制共模电流。文献^[21]是通过变压器的设计, 让原副边邻近的绕组间的电压变化尽可能的接近, 从而减小寄生电容上的电压变化, 因此流过寄生电容的共模电流也减小。文献^[22]是通过加 shielding 的办法, 通过 shielding 的屏蔽作用, 让原边绕组上产生的层间电流只在原边环流, 这样就切断了原副边的共模电流的通路, 从而抑制了共模干扰, 而副边绕组电位变化与 shielding 相匹配, 因此 shielding 绕组上的电位变化与副边绕组上的电位变化一致, 从而减小 shielding 到副边的层间电流。

通常我们会在原副边的地之间连接一个 Y 电容来对共模电流起一个旁路的作用。所以 Y 电容上的电容一定程度上反应了共模电流。

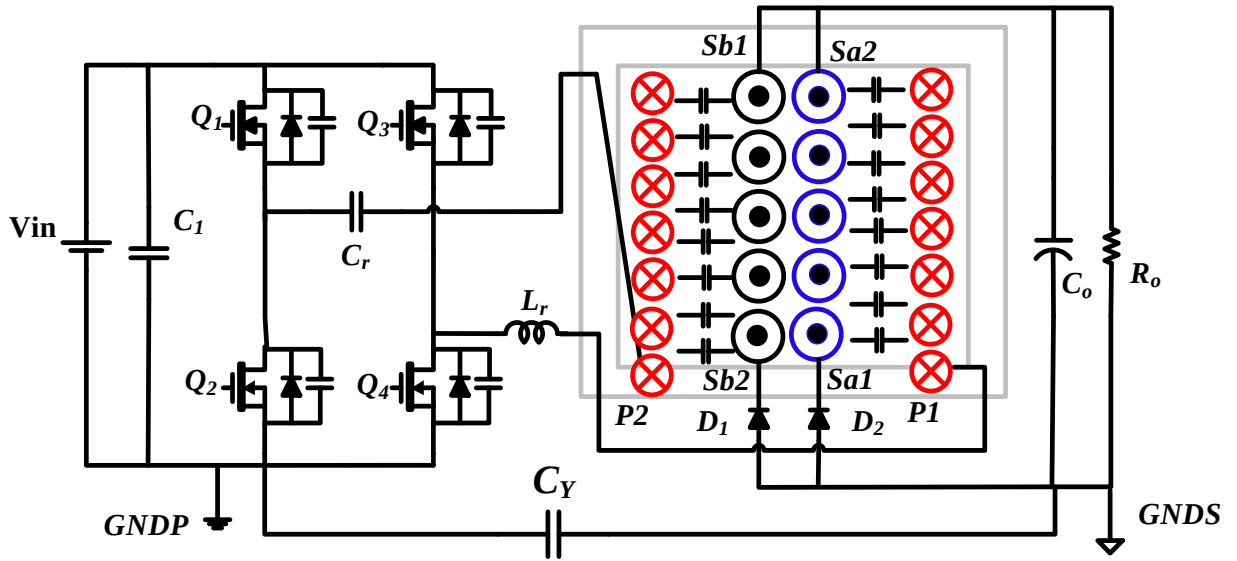


图 3-3 全桥 LLC 变换器与变压器的连接

为了方便分析，一般先对原副边层间电容先进行集中参数等效，而对于层间电容的等效，一般通过能量等效法或者电流等效法^[23-29]。因为电流等效法比较方便共模电流的分析，且更方便建模，所以我们下面将采用电流等效法，先通过对变压器分布参数模型进行分析，从原副边绕组上电位的变化，从而得到层间电容上的电压变化。 i_{ps} 与 i_{sp} 分别表示电流方向为原边绕组向副边绕组的电流和副边绕组向原边绕组的电流变压器原副边层间电容电流。若 $i_{ps}=i_{sp}$ ，那么意味着变压器层间电流只在变压器内部环流，因此通过变压器层间电容路径的共模电流几乎为 0。若 $i_p \neq i_s$ ，那么意味有通过变压器层间电容路径的共模电流。

因为全桥 LLC 在不同的工作模式，其原边开关管与副边二极管的工作时序也不同。为了清楚分析变压器层间电流的情况，我们将从全桥 LLC 工作的三个工作模式进行分析，得出各模式下变压器层间电流的具体情况，进行分析与改进。

3.2 单独谐振电感变压器原副边位移电流分析

3.2.1 工作在谐振点 ($f_r=f_s$) 时

当原副边开关管动作的时候，原副边绕组上对地的电位会变化，当原副边绕组电位变化有差值的时候，寄生电容上电压会有变化，从而带来位移电流。为了分析原副边绕组间寄生电容内流过的电流，我们需要先分析原副边绕组电位的变化。

拓扑结构及与变压器的连接如图 3-4 所示，因为只有在开关动作的时候发生的变压器绕组上的电位会有比较大的变化，所以我们将对变压器的 6 个端口

($P_1, P_2, S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}$)对地的电位变化进行分析, 然后结合。为了方便分析, 对于 P_1, P_2 点我们只分析其在开关变化时的电位变化, 而在传递能量期间, 副边总有一个绕组是被箝位的输出电压, 因此我们将这一段时间内原边绕组电位看作是不变的。又因为 S_{a2} 与 S_{b1} 直接与输出电容相连, 所以其对于副边的地 (GNDS) 来说电位是不变化的, 所以对于副边我们只要分析 S_{a1} 与 S_{b2} 点对副边的电位的变化, 既二极管 D_1 与 D_2 的电压变化。又因为原边的地与副边的地是通过 Y 电容 C_Y 相连的, 而 Y 电容的容值远大于变压器原副边层间电容, 因此在开关管动作的时候, 原边的地与副边的地可以看成是电位几乎不变的。

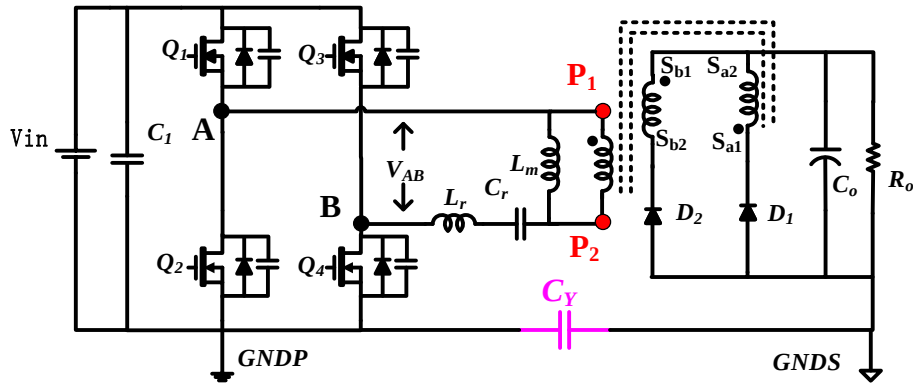


图 3-4 传统全桥 LLC

图 3-5 为变换器工作在谐振频率点的时候开关的驱动信号、原边谐振腔电流及励磁电流和 P_1, P_2, S_{a1}, S_{b2} 四点对地的电位变化图。

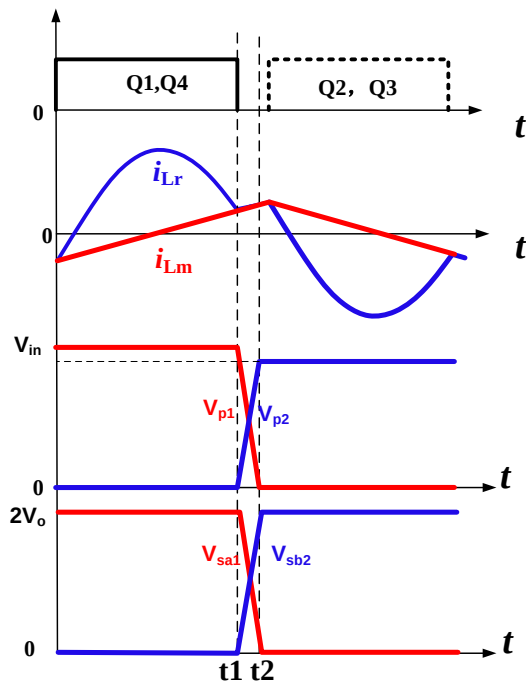


图 3-5 原副边绕组对地电位变化波形图

开关过程等效电路图如图 3-6 左图所示。原边开关管 Q_1 , Q_4 关断之后, P_1 点在 t_1 到 t_2 时间内的电位变化既为开关 Q_2 的电位变化, Q_2 从 V_{in} 下降到 0, 所以 P_1 点的电位变化为 $-V_{in}$ 。而 P_2 点与开关管 Q_4 之间还有一个谐振电感 L_r , 当原边开关管动作的时候。

$$\frac{dV_{P1}}{dt} = \frac{dV_{ds2}}{dt} = -\frac{V_{in}}{t_{dead}} \quad (3-2)$$

$$dV_{trans} = dV_{AB} \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad (3-3)$$

$$dV_{AB} = dV_{ds2} - dV_{ds4} \quad (3-4)$$

$$dV_{P2} = dV_{ds2} - dV_{trans} = \frac{L_r - L_m}{L_m + L_r} dV_{ds2} \quad (3-5)$$

$$\frac{dV_{P2}}{dt} = \frac{L_m - L_r}{L_m + L_r} \frac{V_{in}}{t_{dead}} \quad (3-6)$$

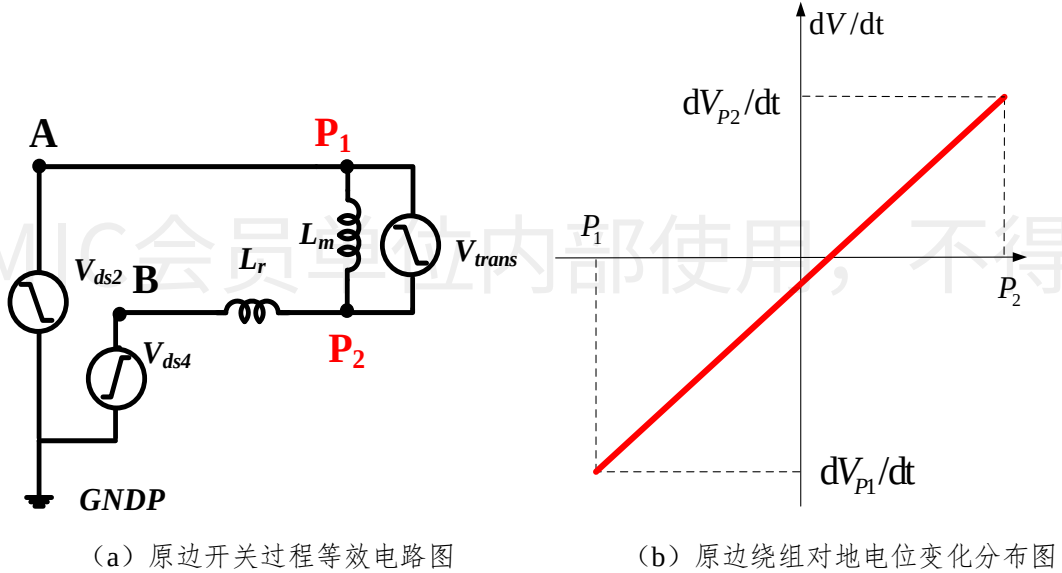


图 3-6 原边绕组电位变化

因为副边在 t_1 到 t_2 时间内, 从 D_1 导通到 D_2 导通, 其开关过程如图 3-7 (a) 所示: S_{a1} 对地电位变化既为 V_{D1} 电压变化, D_1 从导通到关断, D_2 从关断到导通, 两副边绕组与原边绕组完全耦合的, 所以电压变化也是等比例变化。

$$\frac{dV_{Sa1}}{dt} = \frac{dV_{D1}}{dt} = \frac{dV_{trans}}{ndt} \quad (3-7)$$

$$\frac{dV_{Sb2}}{dt} = \frac{dV_{D2}}{dt} = \frac{dV_{trans}}{ndt} \quad (3-8)$$

S_{a1} 与 S_{a2} 及 S_{b1} 与 S_{b2} 之间电位分布是连续的, 所以, 通过 S_{a1} 与 S_{b2} 两点的电位变化, 我们可以得对整个原边绕组上各点的电位变化分布图。同理也可以得到副边绕组各点的电位变化图。副边绕组电位变化分布图如图 3-7(b)所示。

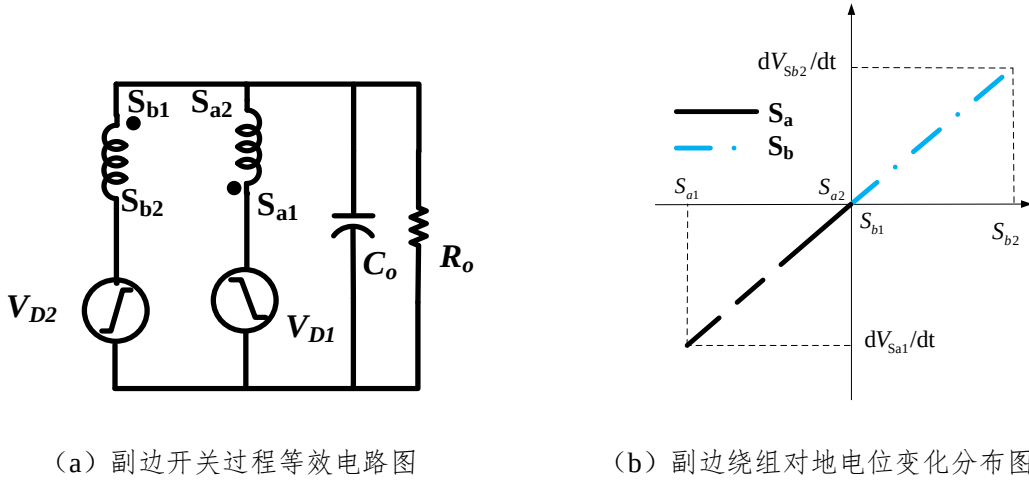


图 3-7 副边绕组电位变化

从变压器结构图我们可以看出（图 3-8(a)）， P_1 与 S_a 相邻， P_2 与 S_b ，若将原副边相邻点在同一横坐标内表示出来，纵坐标为电位变化如图 3-8(b)所示。我们可以很清楚的看到原副边电位变化的分布图。

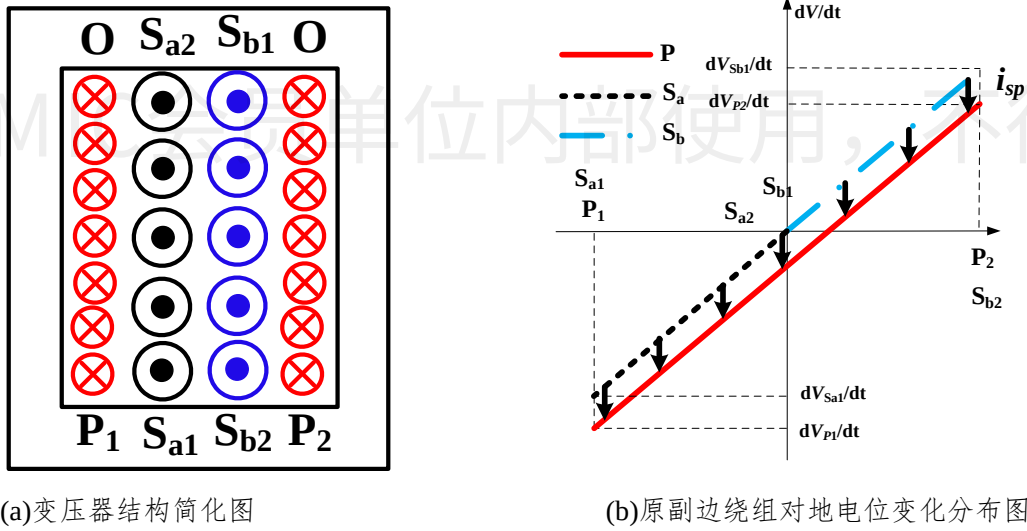


图 3-8 原副边绕组电位变化

又因为寄生电容上电流可以通过公式： $i = C \frac{dv}{dt}$ 得到，在已知电容两端电位变化的前提下，我们就可以得到流过电容的电流值的大小。因为原副边绕组总的寄生电容 C_{p-s} 我们可以直接通过测量得到，而原边绕组的总长度为 l ，那么原边与副边之间单位电容可以表示为 $\frac{C_{p-s}}{l}$ 。 i_{ps} 与 i_{sp} 分别表示电流方向为原边绕组向副边绕组的电流和副边绕组向原边绕组的电流。

$$i_{ps} = \sum \frac{C_{p-s}}{l} \frac{dv_{ci}}{dt} \quad (3-9)$$

其中 $dv_{ci} = dV_{pi} - dV_{si} > 0$ 时电流为从原边到副边。

$$i_{sp} = \sum \frac{C_{p-s}}{l} \frac{dv_{cj}}{dt} \quad (3-10)$$

其中 $dv_{cj} = dV_{pj} - dV_{sj} < 0$ 时电流为从副边到原边。

而 Y 电容的电流等于 $i_{CY} = i_{ps} - i_{sp}$ 。其数学表达式如式 (3-11) 所示。将各点电位变化代入 (3-11) 可以得到式 (3-12) 的 Y 电容上的电流。

$$i_{CY} = \int_0^l \frac{C_{p-s}}{l} \frac{d}{dt} [V_P(x) - V_S(x)] dx \quad (3-11)$$

$$i_{CY} = \frac{L_r}{L_m + L_r} \frac{V_{in}}{t_{dead}} C_{p-s} \quad (3-12)$$

由以上分析我们可以得到此模式下有通过变压器层间电容路径的共模电流，且通过变压器层间电容到外部的总电流如式 (3-12) 所示。

3.2.2 工作在小于谐振点 ($f_r > f_s$) 时

图 3-9 为变换器工作频率小于谐振频率点的时候开关的驱动信号、原边谐振腔电流及励磁电流和 P_1 , P_2 , S_{a1} , S_{b2} 四点对地的电位变化图。

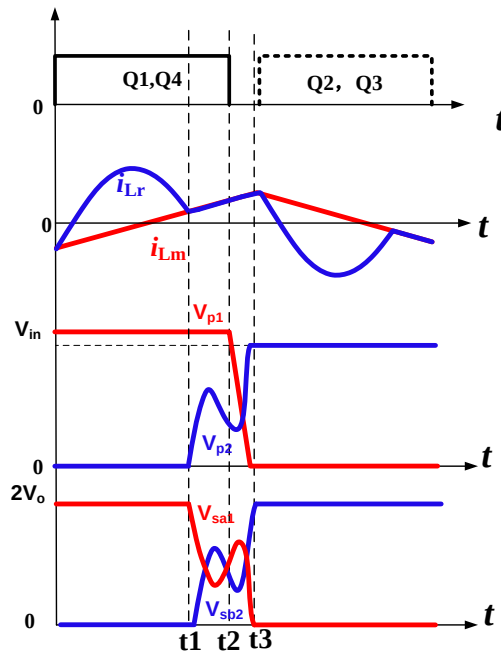


图 3-9 原副边电位变化波形图

在 t_1 时刻，副边二极管关断，变压器副边不再被箝位，此时励磁电感加入谐振。与此同时，副边整流二极管的寄生电容等效于与变压器并联，谐振电感会与其谐振，造成变压器高频电压震荡，若此时变压器上的电压变化为 dV_{trans} ，那么 P_1 与 P_2 点的电位变化如式(3-13)与(3-14)所示。

$$dV_{P1} = 0 \quad (3-13)$$

$$dV_{P2} = dV_{trans} \quad (3-14)$$

而两副边绕组的电位变化与原边等比例变化。

$$\frac{dV_{Sa1}}{dt} = \frac{dV_{tra}}{ndt} \quad (3-15)$$

$$\frac{dV_{Sb2}}{dt} = \frac{dV_{tra}}{ndt} \quad (3-16)$$

因此，在 t_1 至 t_2 时间内，原副边的电位变化如图3-10(b)所示。

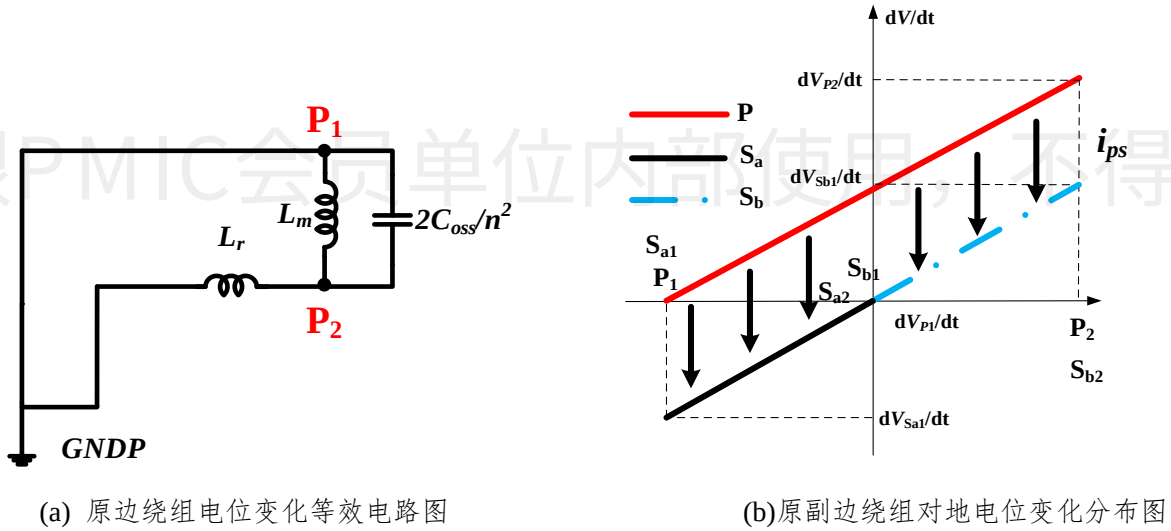


图 3-10 开关过程等效电路图及原副边绕组电位变化分布图

在 t_2 - t_3 时间内，开关管 Q_1 , Q_4 关断之后， P_1 点在 t_1 到 t_2 时间内的电位变化既为开关 Q_2 的电位变化， Q_2 从 V_{in} 下降到 0， Q_4 从 0 上升到 V_{in} 。此时与 $f_s=f_r$ 时原边开关管关断一致。所以此时原副边电位分布图如图 3-11 (b) 所示。

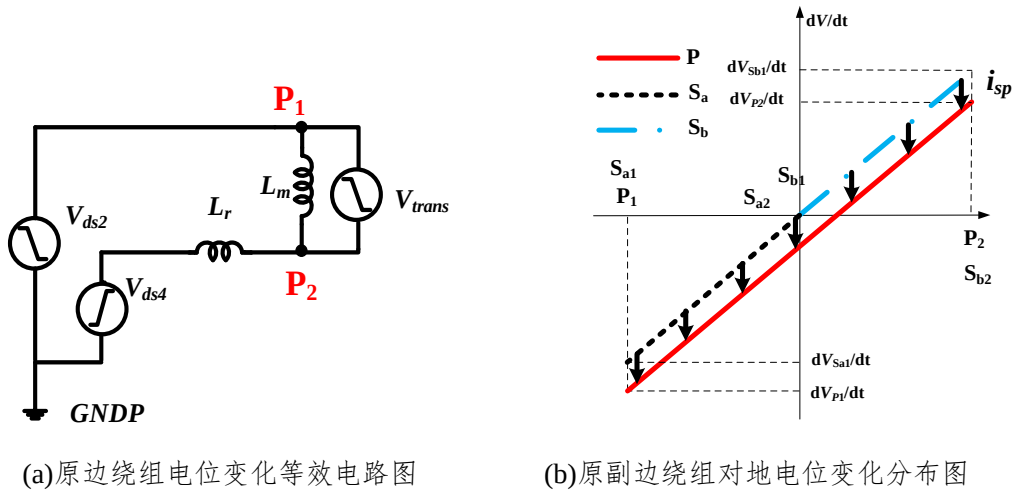


图 3-11 原副边绕组电位变化

由图 3-10 (b) 与 3-11 (b) 我们可以明显的发现, 此模式下无论是原边开关管动作或是副边二极管动作, 都有变压器层间电容向外部流的层间电流。

3.2.3 工作在大于谐振点 ($f_r < f_s$) 时

图 3-12 为变换器工作频率大于谐振频率点的时候开关的驱动信号、原边谐振腔电流及励磁电流和 P_1 , P_2 , S_{a1} , S_{b2} 四点对地的电位变化图。

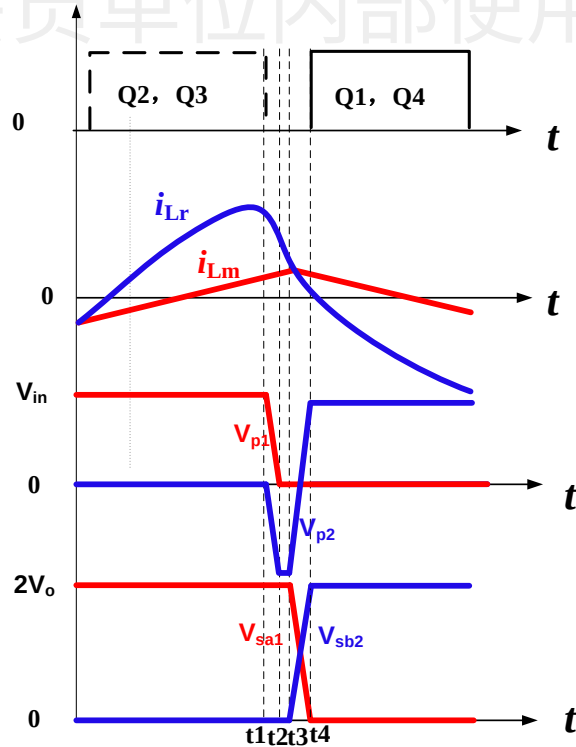


图 3-12 原副边电位变化

在 t_1 时刻, 原边开关管 Q_1 , Q_4 关断, 此时变压器上的电压被箝位在 $V_{tans} = nV_o$ 不变,

P1 点在 t_1 到 t_2 时间内的电位变化既为开关 Q2 的变化，Q2 从 V_{in} 下降到 0，所以 t_1 - t_2 时间内，P1 与 P2 点的电位变化如式 (3-18) 与 (3-19) 所示。

$$\frac{dV_{P1}}{dt} = \frac{dV_{ds2}}{dt} = -\frac{V_{in}}{t_{dead}} \quad (3-17)$$

$$\frac{dV_{P2}}{dt} = \frac{dV_{P1}}{dt} - \frac{dV_{trans}}{dt} = -\frac{V_{in}}{t_{dead}} \quad (3-18)$$

Sa1 与 Sb1 的电位不变化。原副边绕组电位变化分布图如图 3-13 (b) 所示。副边的电位变化值整体上大于原边绕组，所以层间电容上的电流为副边绕组向原边流。

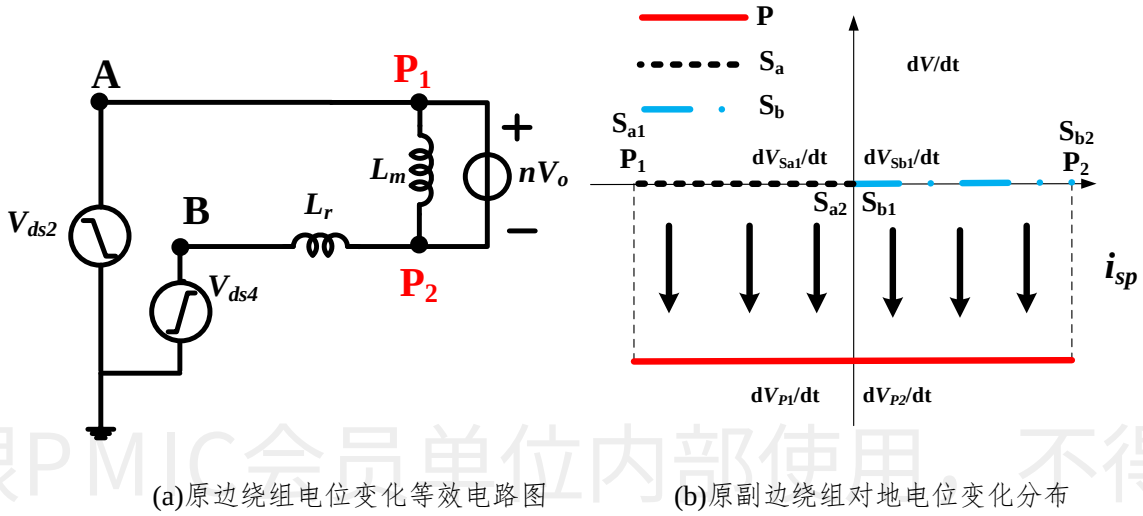


图 3-13 开关过程等效电路图及原副边绕组电位变化分布图

副边在 t_3 到 t_4 时间内，从 D1 导通、D2 关断到 D1 关断、D2 导通，所以 $\Delta V_{trans} = -2nV_o$ ，此时 P1 直接与原边的地相连，因此 t_3 到 t_4 时间内，P1 点的电位变化为 0，P2 点的电位变化为 $\Delta V_{p2} = 2nV_o$ 。可以得到式 (3-19) 的 Y 电容上的电流。

$$i_{CY} = C_{p-s} \frac{V_{in}}{t_{dead}} \quad (3-19)$$

从原副边绕组电位变化分布图（图 3-14(b)）中可得，副边的电位变化值整体上大于原边绕组，所以层间电容上的电流为副边绕组向原边流。可以得到式 (3-20) 的 Y 电容上的电流。

$$i_{CY} = -C_{p-s} \frac{nV_o}{t_4 - t_3} \quad (3-20)$$

由图 3-13 (b) 与 3-14 (b) 我们可以明显的发现，此模式下无论是原边开关管动作或是副边二极管动作，都有变压器层间电容向外部流的层间电流。

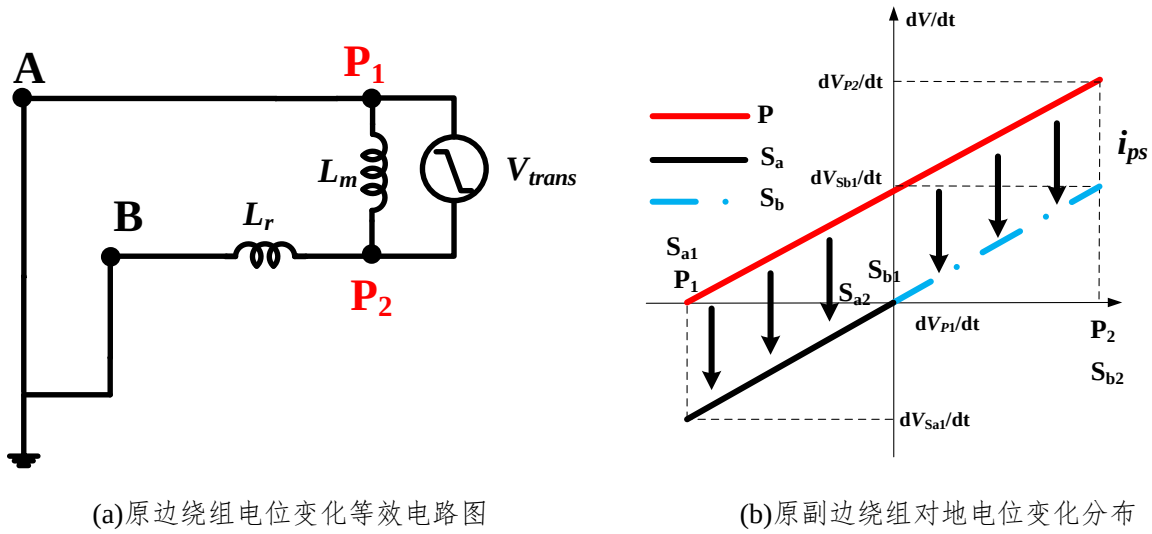


图 3-14 开关过程等效电路图及原副边绕组电位变化分布图

我们通过分析和对比三种模式下原边绕组对地电位变化可以发现：副边两绕组变化都是大小相同，方向相反的，若单独看副边两绕组的变化，那么其层间电流只在变压器内部循环。而原边绕组两端点 P_1 与 P_2 点的电位变化不对称，所以会导致变换器层间不能 i_{ps} 与 i_{sp} 不能相互抵消。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第4章 分离谐振电感全桥 LLC 变压器原副边位移电流分析

4.1 分离谐振电感变压器原副边位移电流分析

4.1.1 工作在谐振点 ($f_r=f_s$) 时

通过对变压器原副边绕组上电位变化分布的分析我们可以知道,因为原边绕组两端点 P_1 与 P_2 点的电位变化不对称,所以会导致变换器层间电流大。因此我们通过将谐振电感平分成相等的两个,分别与两桥臂及变压器相连,如图 4-1 所示。

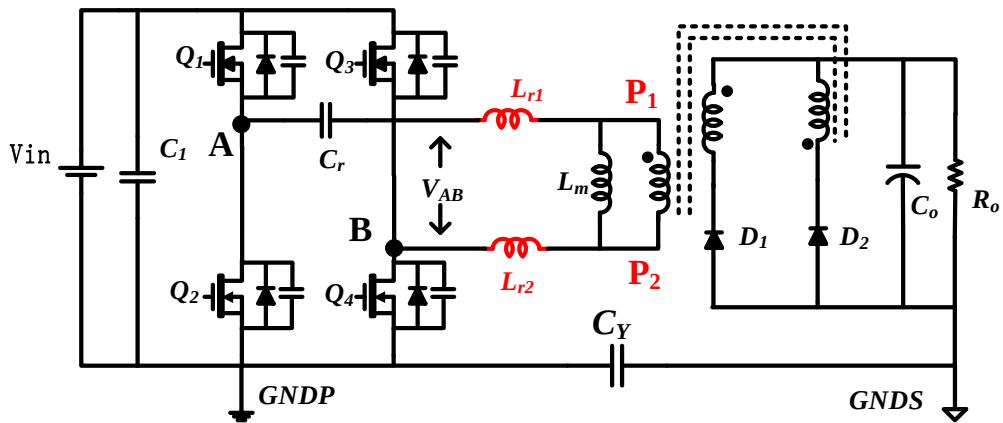


图 4-1 分离谐振电感全桥 LLC

图 4-2 为变换器工作在谐振频率点的时候开关的驱动信号、原边谐振腔电流及励磁电流和 P_1 , P_2 , S_{a1} , S_{b2} 四点对地的电位变化图。

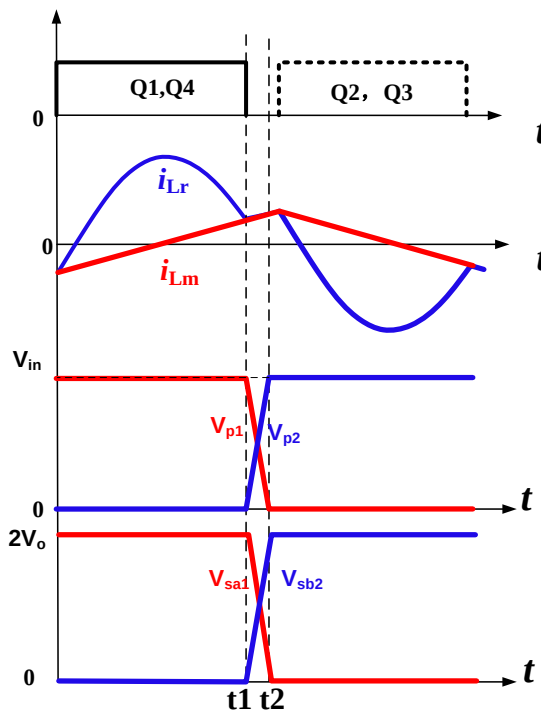


图 4-2 原副边电位变化波形图

开关过程等效电路图如图4-3 (a) 所示。原边开关管 Q_1 , Q_4 关断之后, P_1 点在 t_1 到 t_2 时间内的电位变化既为开关 Q_2 的电位变化, Q_2 从 V_{in} 下降到0。在开关管动作期间, 谐振电容可以看做是短路。 P_1 与 P_2 点的电位变化如式 (4-4) 与 (4-5) 所示。因此原边绕组电位变化图如图4-3 (b) 所示。

$$dV_{Lr1} = dV_{AB} \frac{L_{r1}}{L_m + L_{r1} + L_{r2}} \quad (4-1)$$

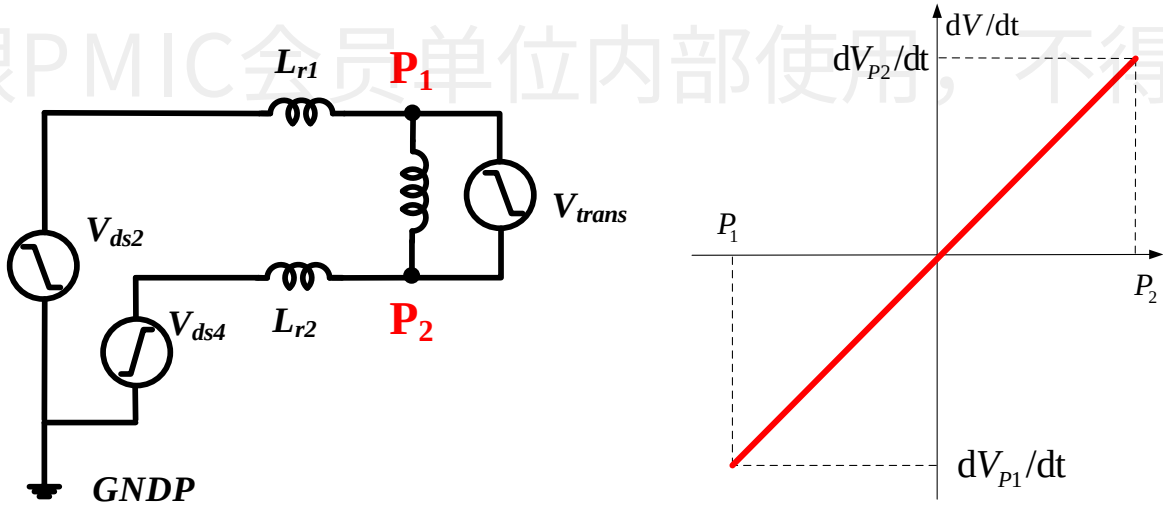
$$dV_{Lr2} = dV_{AB} \frac{L_{r2}}{L_m + L_{r1} + L_{r2}} \quad (4-2)$$

$$dV_{AB} = dV_{ds2} - dV_{ds4} \quad (4-3)$$

$$dV_{P1} = dV_{ds2} + dV_{Lr1} = V_{in} - 2V_{in} \frac{L_{r1}}{L_m + L_{r1} + L_{r2}} \quad (4-4)$$

$$dV_{P2} = dV_{ds4} + dV_{Lr2} = -V_{in} + 2V_{in} \frac{L_{r2}}{L_m + L_{r1} + L_{r2}} \quad (4-5)$$

$$\frac{dV_{P1}}{dt} = -\frac{dV_{P2}}{dt} \quad (4-6)$$



(a) 原边开关过程等效电路图

(b) 原边绕组电位变化分布图

图 4-3 原边绕组电位变化

因为副边在 t_1 到 t_2 时间内, 从 D_1 导通到 D_2 导通, 其开关过程如图 3-7 (a) 所示: S_{a1} 对地电位变化既为 V_{D1} 电压变化, D_1 从导通到关断, D_2 从关断到导通, 两副边绕组与原边绕组完全耦合的, 所以电压变化也是等比例变化。

$$\frac{dV_{Sa1}}{dt} = -\frac{dV_{trar}}{ndt} \quad (4-7)$$

$$\frac{dV_{Sb2}}{dt} = \frac{dV_{trans}}{ndt} \quad (4-8)$$

S_{a1} 与 S_{a2} 及 S_{b1} 与 S_{b2} 之间电位分布是连续的, 所以, 通过 S_{a1} 与 S_{b2} 两点的电位变化, 我们可以得对整个原边绕组上各点的电位变化分布图。同理也可以得到副边绕组各点的电位变化图。副边绕组电位变化分布图如图 4-4(b)所示。

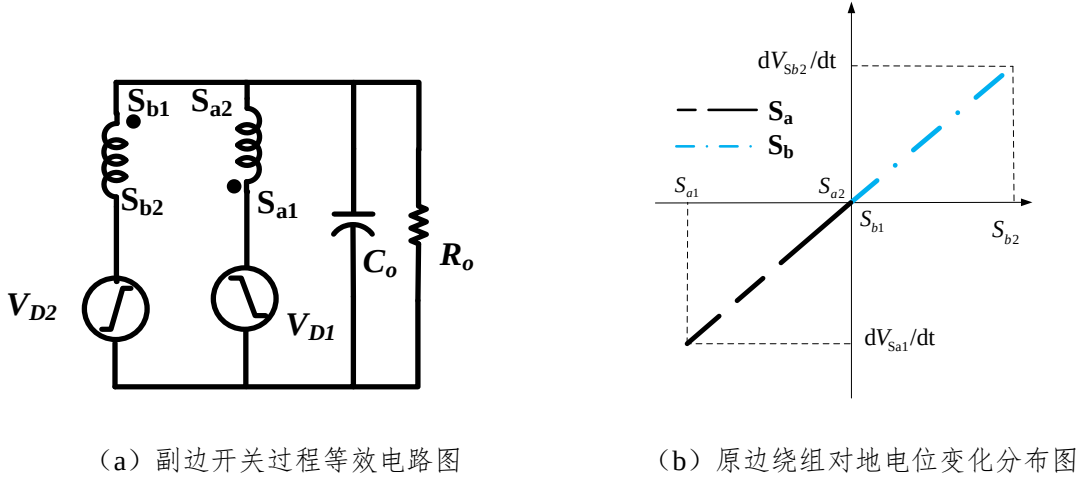


图 4-4 副边绕组电位变化

从变压器结构图与上一章相同, P_1 与 S_a 相邻, P_2 与 S_b , 若将原副边相邻点在同一横坐标内表示出来, 纵坐标为电位变化如图 4-5(b)所示。我们可以很清楚的看到原副边电位变化的分布图, i_{ps} 与 i_{sp} 相等。因此变压器原副边层间电流在变压器内循环, 不向外部流。

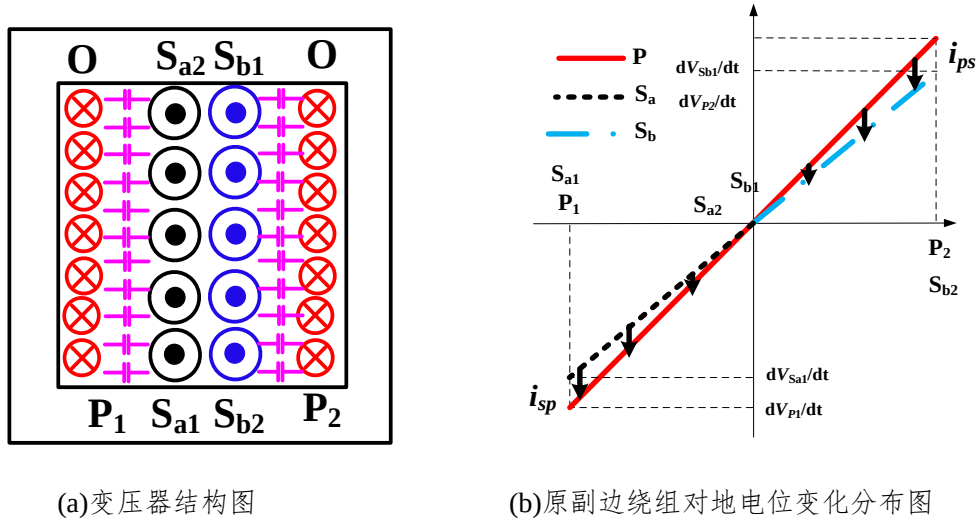


图 4-5 原副边绕组对地电位变化

4.1.2 工作在小于谐振点 ($f_r > f_s$) 时

图 4-6 为变换器工作频率小于谐振频率点的时候开关的驱动信号、原边谐振腔电流及励磁电流和 P_1 , P_2 , S_{a1} , S_{b2} 四点对地的电位变化图。

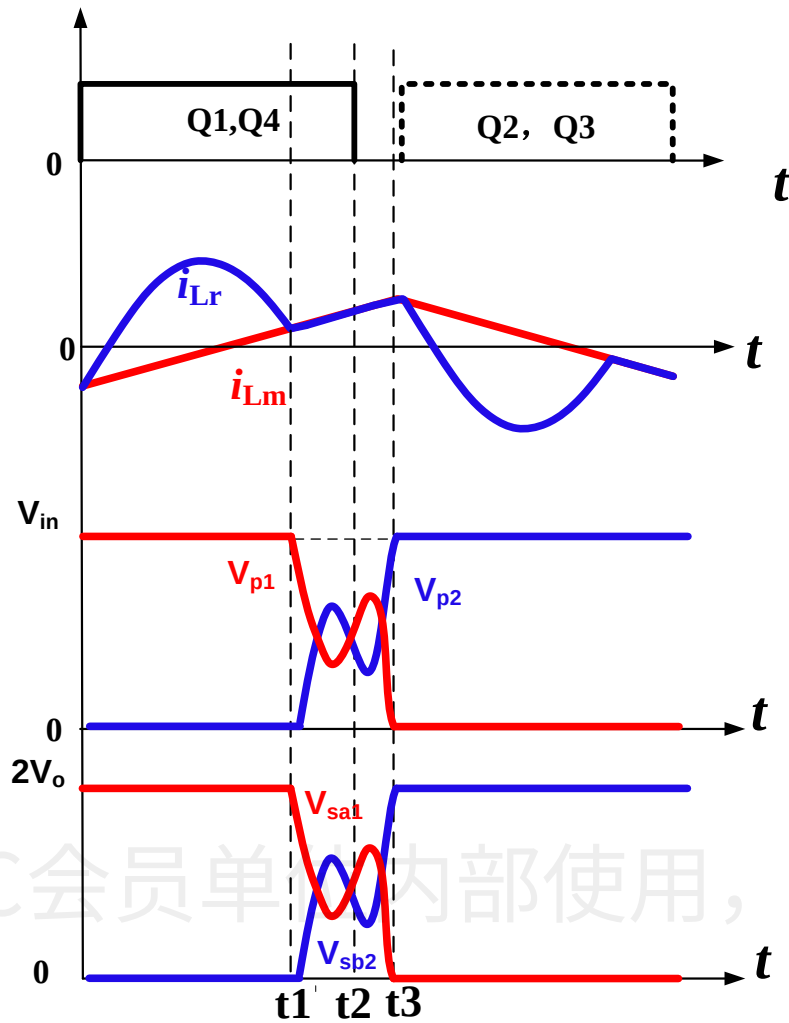


图 4-6 原副边电位变化波形图

在 t_1 时刻，副边二极管关断，变压器副边不再被箝位，此时励磁电感加入谐振。与此同时，副边整流二极管的输出电容(C_D)等效于与变压器并联，谐振电感会与其谐振，造成变压器有高频电压震荡。 P_1 与 P_2 点的电位变化如式(4-9)与(4-10)所示。因此原边绕组电位变化图如图4-7(b)所示。

$$\frac{dV_{p1}}{dt} = -\frac{1}{2} \frac{dV_{trans}}{dt} \quad (4-9)$$

$$\frac{dV_{p2}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{dV_{trans}}{dt} \quad (4-10)$$

而两副边绕组的电位变化与原边等比例变化。

$$\frac{dV_{sa1}}{dt} = -\frac{dV_{trans}}{ndt} \quad (4-11)$$

$$\frac{dV_{sb2}}{dt} = \frac{dV_{trans}}{ndt} \quad (4-12)$$

因此，在 t_1 至 t_2 时间内，原副边的电位变化如图4-7所示。

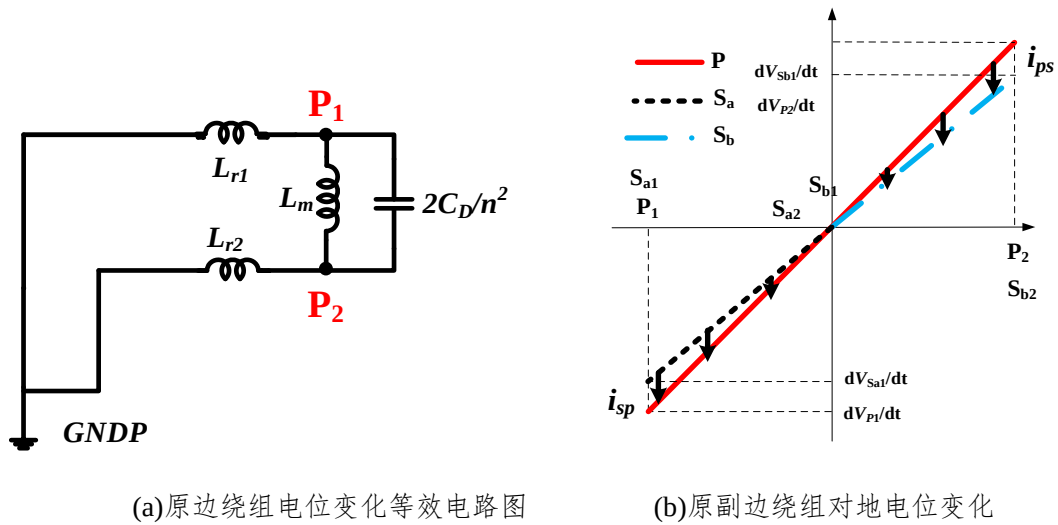


图 4-7 开关过程等效电路图及原副边绕组电位变化分布图 (t1-t2)

在 t_2 - t_3 时间内, 开关管 Q_1 , Q_4 关断之后, P_1 点在 t_2 到 t_3 时间内的电位变化既为开关 Q_2 的电位变化, Q_2 从 V_{in} 下降到 0, Q_4 从 0 上升到 V_{in} 。此时与 $f_s=f_r$ 时原边开关管关断一致。所以此时原副边电位分布图如图 4-8 (b) 所示, i_{ps} 与 i_{sp} 相等, 因此变压器原副边层间电流在变压器内循环, 不向外部流。

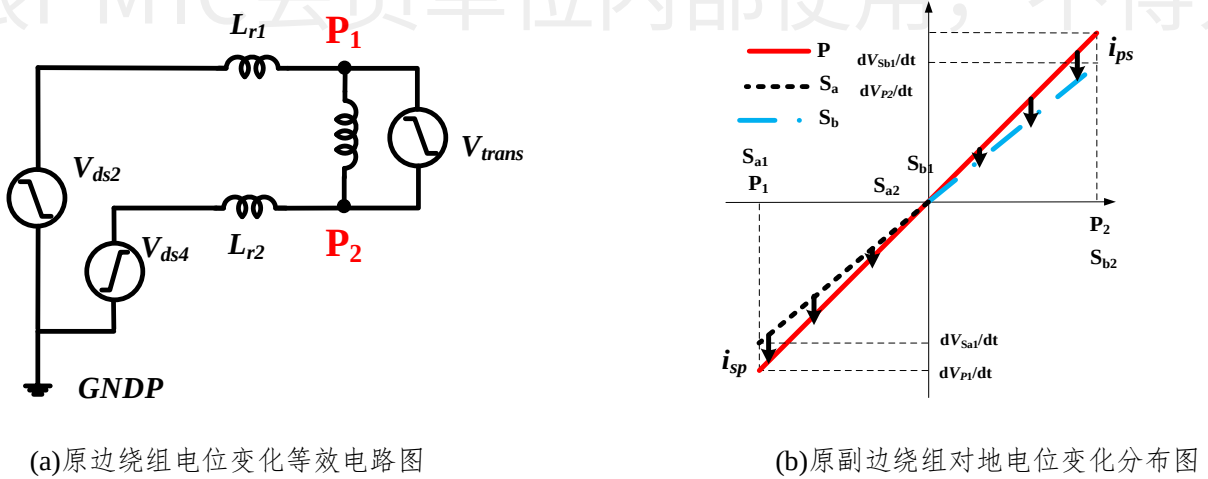


图 4-8 开关过程等效电路图及原副边绕组电位变化分布图(t2-t3)

4.1.3 工作在大于谐振点 ($f_r < f_s$) 时

图 4-9 为变换器工作频率大于谐振频率点的时候开关的驱动信号、原边谐振腔电流及励磁电流和 P_1 , P_2 , S_{a1} , S_{b2} 四点对地的电位变化图。

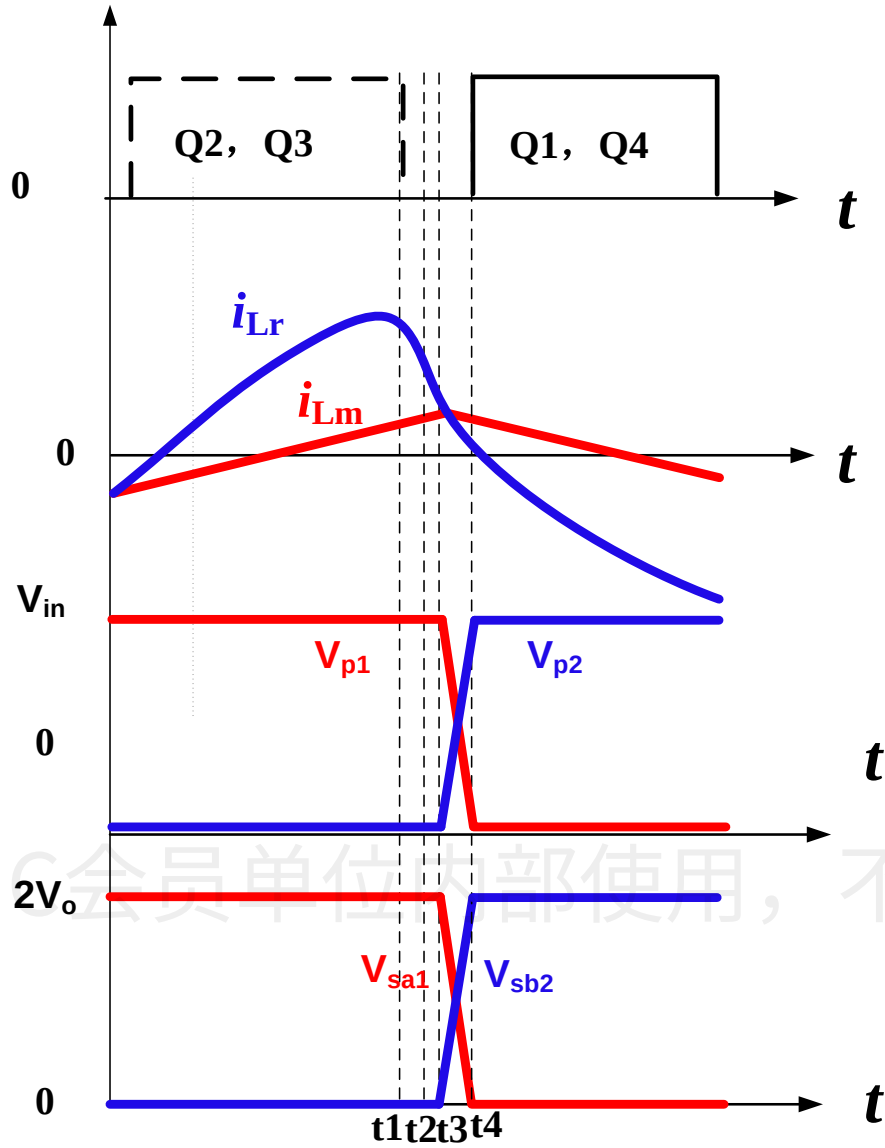


图 4-9 原副边电位变化波形图

在 t_1 时刻，原边开关管 Q_1 ， Q_4 关断，此时变压器上的电压被箝位在 $V_{tans} = nV_o$ 不变， P_1 点在 t_1 到 t_2 时间内的电位变化既为开关 Q_2 的变化， Q_2 从 V_{in} 下降到0，所以 t_1 - t_2 时间内， P_1 与 P_2 点的电位变化如式（4-15）与（4-16）所示。

$$dV_{Lr1} = dV_{AB} \frac{L_{r1}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (4-13)$$

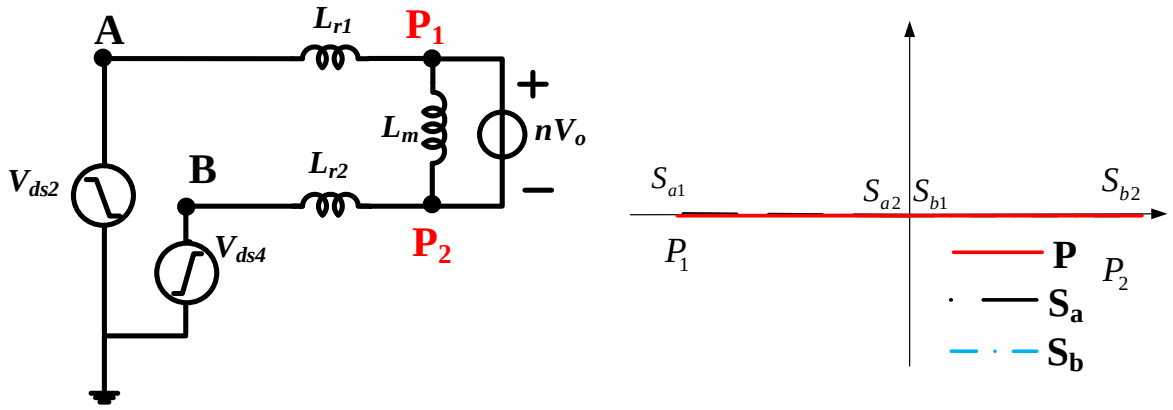
$$dV_{Lr2} = dV_{AB} \frac{L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (4-14)$$

$$dV_{P2} = dV_{ds4} + dV_{Lr2} = -V_{in} + 2V_{in} \frac{L_{r2}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (4-15)$$

$$dV_{P1} = dV_{ds2} + dV_{Lr} = V_{in} - 2V_{in} \frac{L_{r1}}{L_{r1} + L_{r2}} \quad (4-16)$$

Sa1 与 Sb1 的电位不变化。在 $L_{r1}=L_{r2}$ 的情况下，原边绕组电位都不变化(式 4-17)。因此此时层间电流几乎为零。

$$\frac{dV_{P1}}{dt} = -\frac{dV_{P2}}{dt} = 0 (L_{r1}=L_{r2}) \quad (4-17)$$



(a) 开关过程等效电路图

(b) 原副边绕组对地电位变化分布图

图 4-10 开关过程等效电路图

副边在t3到t4时间内，从D1导通、D2关断到D1关断、D2导通，所以 $\Delta V_{trans} = -2nV_o$ ，此时P1直接与原边的地相连，因此t3到t4时间内，P1与P2点的电位变化如式(4-18)与(4-19)所示

$$\frac{dV_{P1}}{dt} = -\frac{1}{2} \frac{dV_{trans}}{dt} \quad (4-18)$$

$$\frac{dV_{P2}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{dV_{trans}}{dt} \quad (4-19)$$

而两副边绕组的电位变化与原边等比例变化。

$$\frac{dV_{Sa1}}{dt} = -\frac{dV_{trans}}{ndt} \quad (4-20)$$

$$\frac{dV_{Sb2}}{dt} = \frac{dV_{trans}}{ndt} \quad (4-21)$$

所以此时原副边电位分布图如图 4-11 (b) 所示, i_{ps} 与 i_{sp} 相等。

通过上述分析，我们得到分离谐振电感全桥 LLC 在各模式下， i_{ps} 与 i_{sp} 都相等，因此变压器原副边层间电流在变压器内循环，不向外部流。

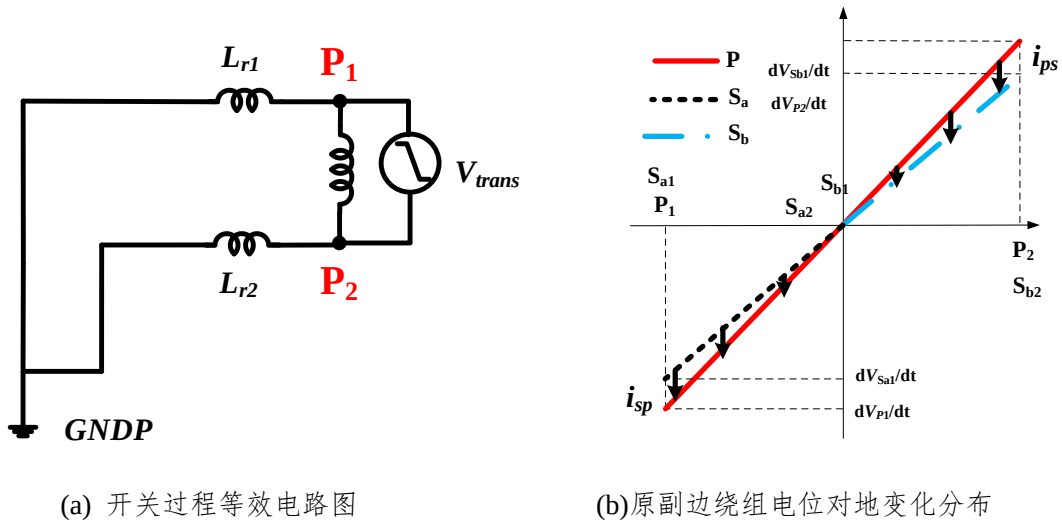


图 4-11 原副边绕组电位变化及开关过程等效电路图

4.2 变压器原副边漏感对位移电流的影响

当变压器原副边有漏感时，变压器的二次侧绕组漏感与整流管的等效输出结电容所产生的电压寄生振荡，如图 4-12 所示，如此会让整流二极管的电压应力增加的同时会产生比较大的 dV/dt ，因此产生比较大的变压器原副边层间电流。

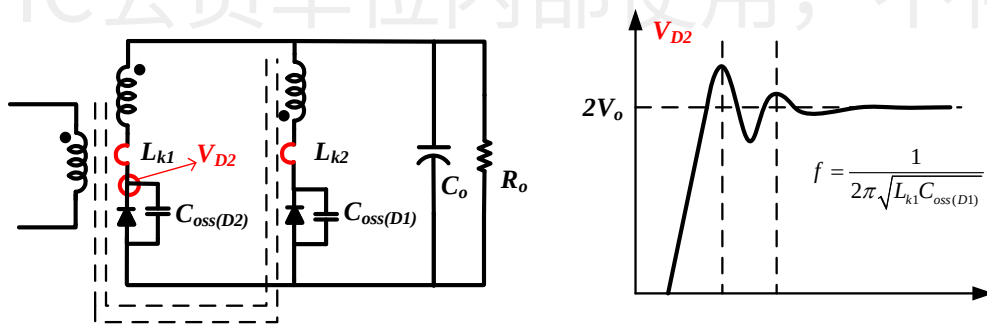


图 4-12 传统中心抽头式容性整流电路图

如图 4-13 所示，因为二极管 D_2 等效输出结电容与漏感振荡的时候二极管 D_1 导通，所以 S_a 绕组的电位不变化，而此时 S_{b2} 点的电位变化为 $\frac{dV_{Sb2}}{dt} = \frac{dV_{D2}}{dt}$ ，又因为此时 S_b 绕组也是与原边绕组耦合的，所以 $\frac{dV_{trans}}{dt} = n \frac{dV_{D2}}{dt}$ 。

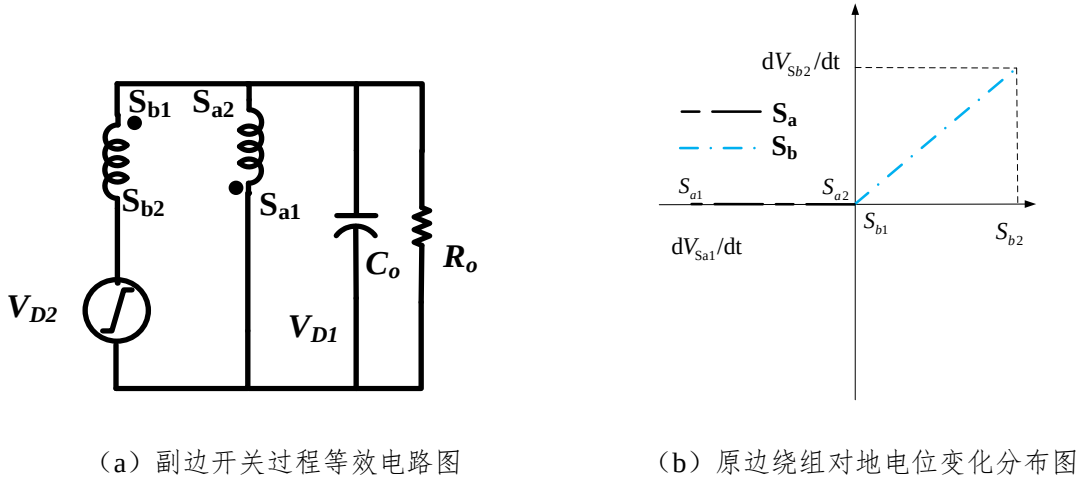
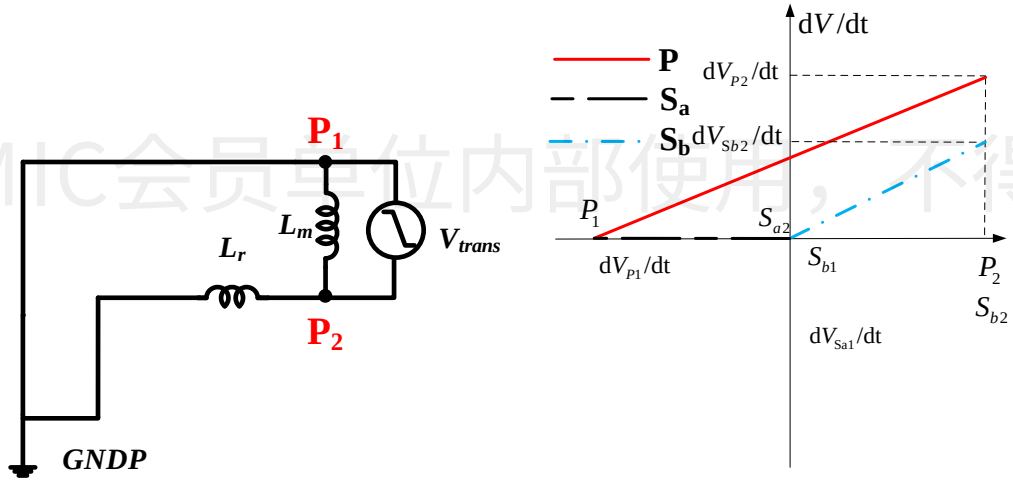


图 4-13 副边绕组电位变化

若原边为单谐振电感全桥 LLC, 那么 P_1 点的电位不变, P_2 的电位变化为 $\frac{dV_{P2}}{dt} = \frac{dV_{trans}}{dt}$, 所以原副边绕组电位变化分布图如 4-14 (b) 所示。



若原边为分离谐振电感全桥 LLC, 那么 P_1 点的电位变化为 $\frac{dV_{P1}}{dt} = -\frac{1}{2} \frac{dV_{trans}}{dt}$, P_2 的电位变化为 $\frac{dV_{P2}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{dV_{trans}}{dt}$, 所以原副边绕组电位变化分布图如 4-15 (b) 所示。从图 4-14 (b) 与图 4-15 (b) 原副边绕组电位分布图的比较可以看出, 分离谐振电感全桥 LLC 的原副边层间电流小于单谐振电感全桥 LLC。因此分离谐振电感全桥 LLC 有利于减小漏感与整流管的等效输出结电容所产生的电压寄生振荡带的原副边层间电流。

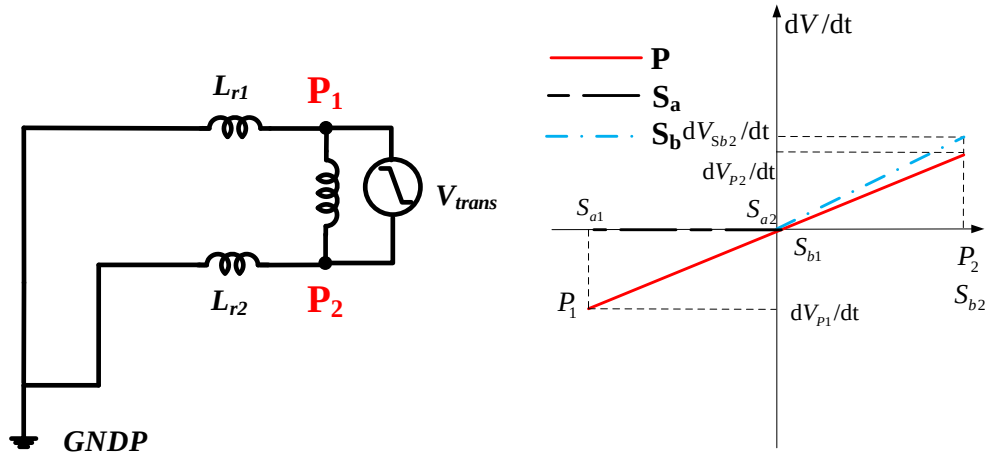


图 4-15 分离谐振电感原副边绕组电位变化

4.3 分离谐振电感与单独谐振电感 ZVS 实现范围对比

变压器原副边层间电流电容还会对变换器的软开关有影响。在死区时间内，变换器通过励磁电感的电流来给原边开关管上的输出电容充放电，从而实现软开关。但因为有层间电流的存在，导致谐振腔上的电流会分出一部分给其充放电，如图 4-16 所示。我们可以得到给开关管充放电的电流为 $i_A = i_{LM} - i_{ps}$, $i_B = i_{LM} - i_{sp}$ 。若 $i_{CY} = i_{ps} - i_{sp}$ 越大，那么给 A、B 两桥臂充放电的电流差别越大，会造成两桥臂充放电不一致的问题。

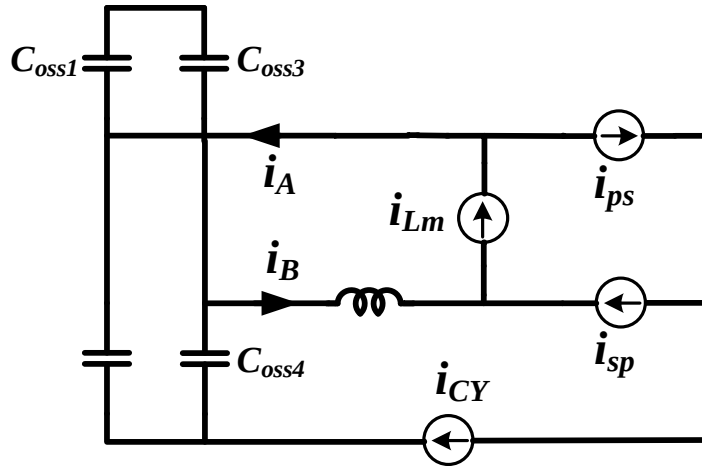


图 4-16 原边开关管换流等效电路图

工作在谐振点 ($f_r = f_s$) 时，通过第三章的分析，我们可以得到单谐振电感全桥 LLC 的 Y 电容上的电流为： $i_{CY} = \frac{L_r}{L_m + L_r} \frac{V_{in}}{t_{dead}} C_{P-S}$ ，此时层间电流较小，因此 A、B 两桥臂 ZVS 实现时间也没有明显的区别。而分离谐振电感全桥 LLC 的 Y 电容上的电流为 0。总体上，分离谐振电感全桥 LLC 比单谐振电感全桥 LLC 软开关的实现时间相近。如图 4-17 所示。

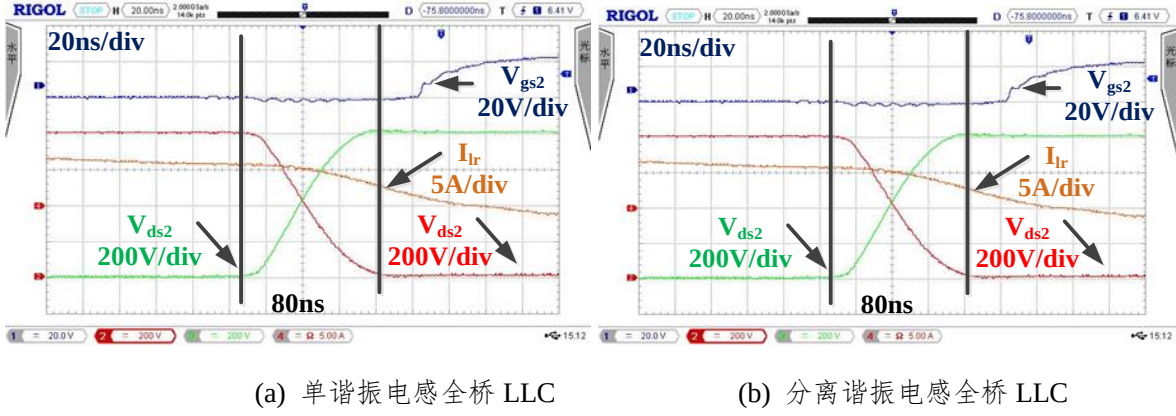


图 4-17 原边开关管 ZVS 实现时间图 (380kHz)

工作在小于谐振点 ($f_r > f_s$) 时, 在原边开关管动作时与 ($f_r = f_s$) 时相同, 但因为励磁电感电流更大, 所以层间电流对其影响更小, 因此 A、B 两桥臂 ZVS 实现时间也没有明显的区别, 但分离谐振电感全桥 LLC 比单谐振电感全桥 LLC 软开关的实现时间快了 5ns。如图 4-18 所示。

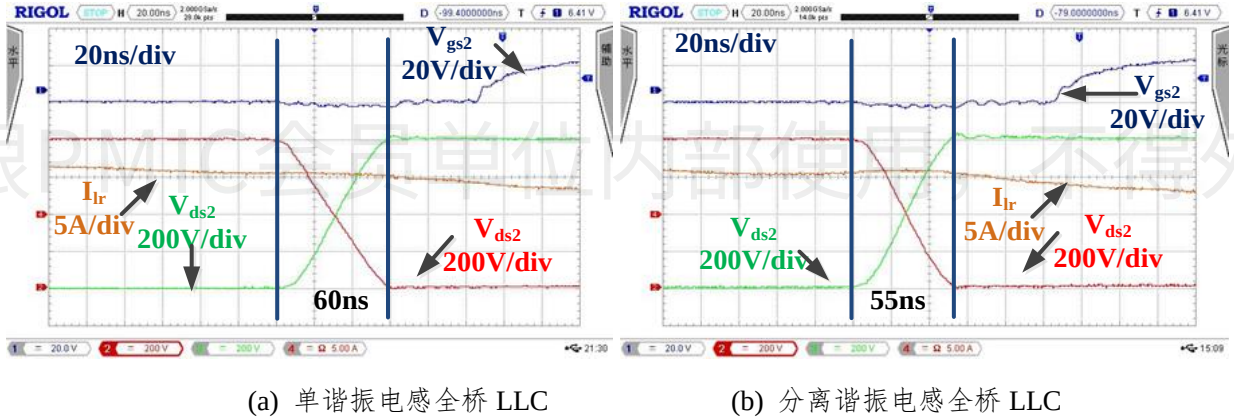


图 4-18 原边开关管 ZVS 实现时间图 (300kHz)

工作在大于谐振点 ($f_r < f_s$) 时, 通过第三章的分析, 我们可以得到单谐振电感全桥 LLC 的 Y 电容上的电流为: $i_{CY} = C_{p-s} \frac{V_{in}}{t_{dead}}$ 。而分离谐振电感全桥 LLC 的 Y 电容上的电流为 0。所以 A、B 两桥臂 ZVS 实现时间有明显的区别。单谐振电感全桥 LLC 中 Vds2 比 Vds4 实现 ZVS 的时候快了近 20ns。而分离谐振电感全桥 LLC 中 i_{CY} 等于 0, 所以 Vds2 与 Vds4 实现 ZVS 的时间也几乎相等。如图 4-19 所示。

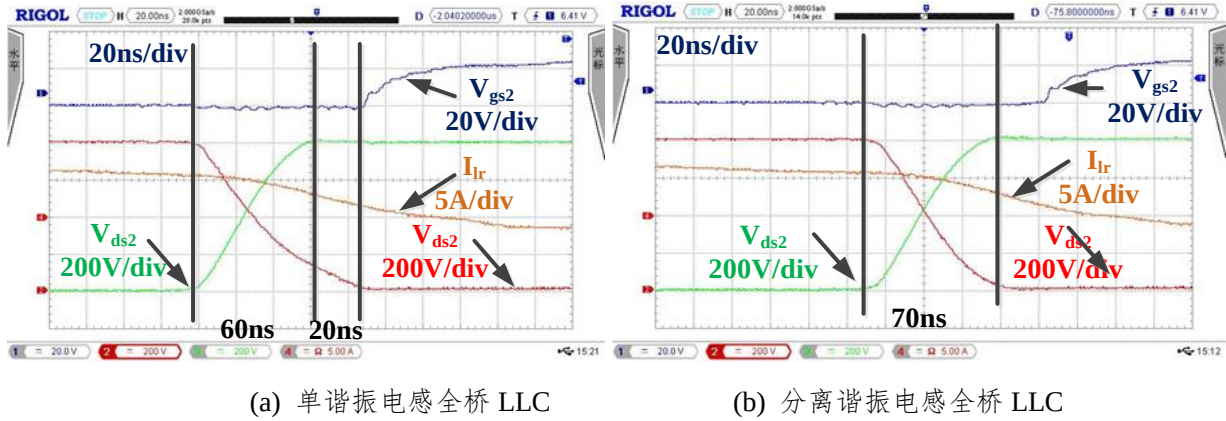


图 4-19 原边开关管 ZVS 实现时间图 (500kHz)

因此分离谐振电感全桥 LLC 比单谐振电感全桥 LLC 更有利于两桥臂实现 ZVS 的同步性。且共模电流的减小有利于原边开关管 ZVS 的实现时间, 因此, 在相同死区时间内所需的励磁电感电流小, 有利于提高效率。

4.4 分离谐振电感与单独谐振电感 EMI 测量频谱对比

从图 4-20 中的变换器共模回路图中我们可以有两共模回路: 第一条为通过桥臂 A, 然到再通过原副边寄生电容 C_{p1s} 到副边, 副边与地相连, 然后回到 LISN; 第二条为通过桥臂 B, 然到再通过原副边寄生电容 C_{p2s} 到副边, 副边与地相连, 然后回到 LISN;

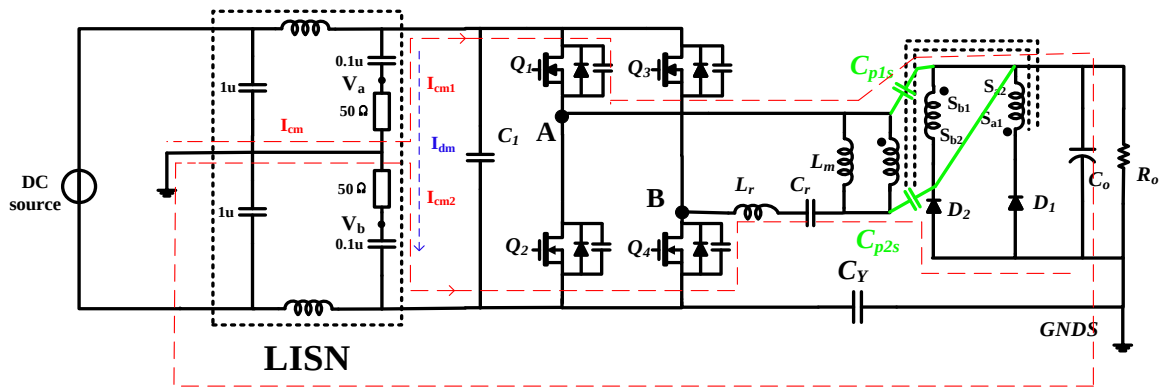


图 4-20 EMI 测量电路及共模电流回路图

图 4-21 为共模电流回路简化电路图, i_{ps} 与 i_{sp} 分别表示电流方向为原边绕组向副边绕组的电流和副边绕组向原边绕组的电流。Y 电容是对共模电流起一个旁路的作用, 因此 Y 电容上的电流大小与共模电流大小呈正相关。

工作在谐振点 (380kHz) 时, 单独谐振电感和分离谐振电感全桥 LLC 变换器中 P1 与 P2 点的电位变化、二极管 D1 的电位变化及 Y 电容上电流如图 4-22 所示。Y 电容上电流 I_{CY} :

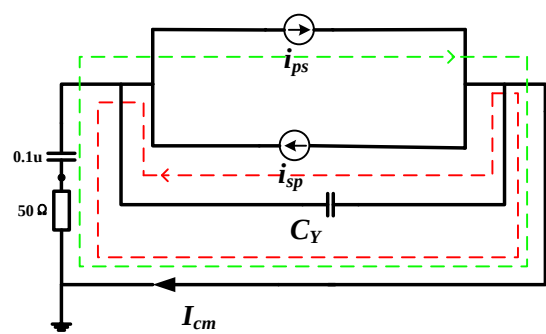


图 4-21 共模回路简化电路图

单独谐振电感大于分离谐振电感，因此分离谐振电感全桥 LLC 共模 EMI 小于单谐振电感全桥 LLC，如图 4-23 所示。

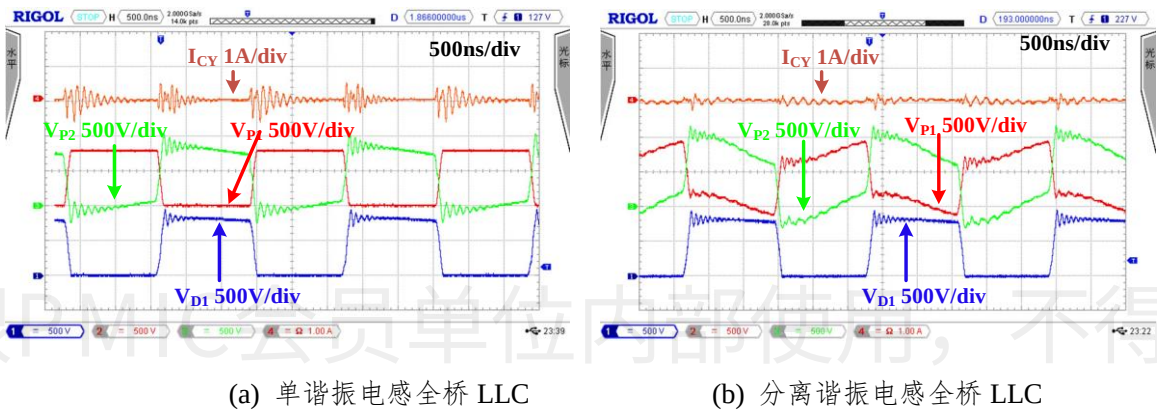


图 4-22 Y 电容电流（380kHz）

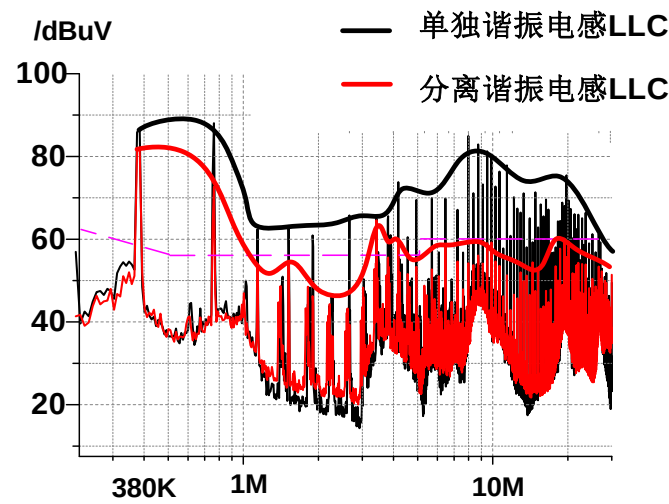


图 4-23 单谐振电感与分离谐振感共模 EMI 测量频谱对比

工作频率小于谐振点（300kHz）单谐振电感和分离谐振电感全桥 LLC 变换器中 P₁ 与 P₂ 点的电位变化、二极管 D₁ 的电位变化及 Y 电容上电流如图 4-22 所示。Y 电容上电

流 I_{CY} : 单独谐振电感大于分离谐振电感, 因此分离谐振电感全桥 LLC 共模 EMI 小于单谐振电感全桥 LLC, 如图 4-24 所示。

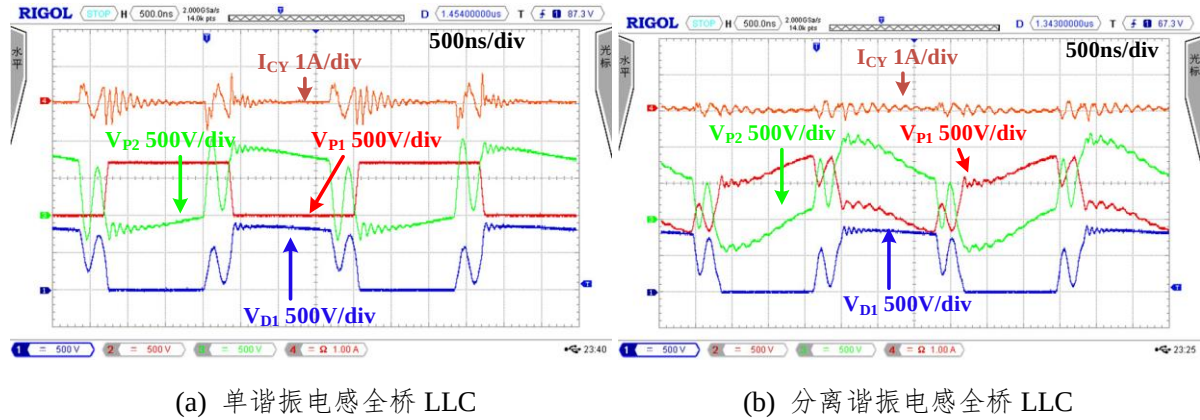


图 4-24 Y 电容电流 (300kHz)

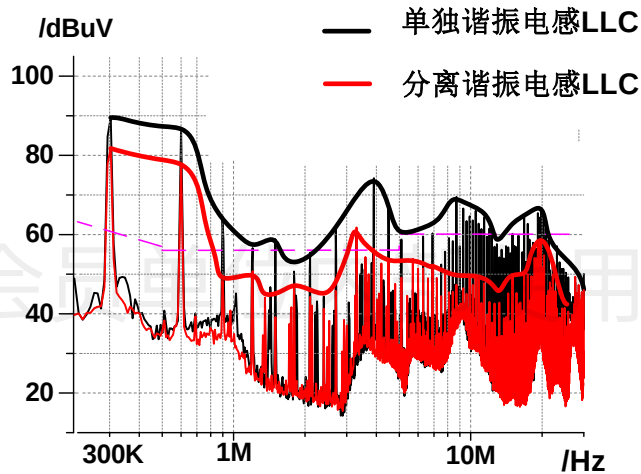


图 4-25 单谐振电感与分离谐振感共模 EMI 测量频谱对比

工作频率大于谐振点 (500kHz) 时, 单独谐振电感和分离谐振电感全桥 LLC 变换器中 P_1 与 P_2 点的电位变化、二极管 D_1 的电位变化及 Y 电容上电流如图 4-26 所示。Y 电容上电流 I_{CY} : 单独谐振电感大于分离谐振电感, 因此分离谐振电感全桥 LLC 共模 EMI 小于单谐振电感全桥 LLC, 如图 4-27 所示

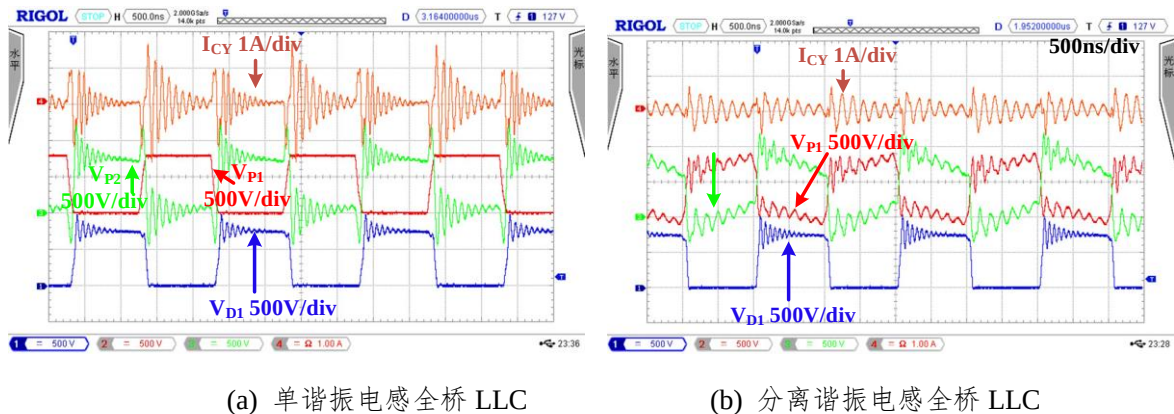


图 4-26 Y 电容电流 (500kHz)

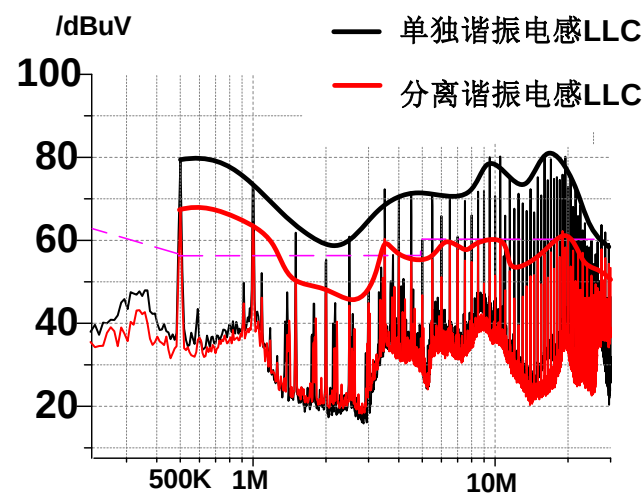


图 4-27 单谐振电感与分离谐振感共模 EMI 测量频谱对比

分离谐振电感全桥 LLC 相比较于单谐振电感全桥 LLC，在各模态下共模 EMI 抑制方面都有明显的增强。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第5章 样机设计及结果分析

5.1 控制电路与参数设计

5.1.1 系统总体框图

整体系统的实现如图 5-1 所示,从图中可看出系统主要分三个部分:主功率部分、采样与驱动电路部分、数字控制器部分。主功率部分包含了原边全桥 LLC、变换器、副边全波整流以及输出电容。采样电路主要包含输出电压采样、输出电流采样。数字控制器部分为 TMS320F28069。

电路有两种基本工作模式,即恒压输出模式和恒流输出模式,分别对应输出电压外环和输出电流外环,输出电压外环的控制对象为输出电压 V_o 。 V_o 与输出电压参考 V_{ref} 比较,误差经 PI 补偿环节调节后得到调制信号 CV,与此类似,恒流控制外环的控制对象为输出电流。与输出电流 I_{ref} 参考比较,误差经 PI 补偿环节调节后得到调制信号 CC,驱动单外环控制的优点在于实现简单,只需要采样输出电压、电流两个量即可实现闭环控制,缺点在于动态响应性能较差,暂态调节过程中,谐振电流可能存在较大过冲。大部分充电策略不需要快速切换负载,对充电机的动态响应性能要求不高,单外环控制可满足控制要求。

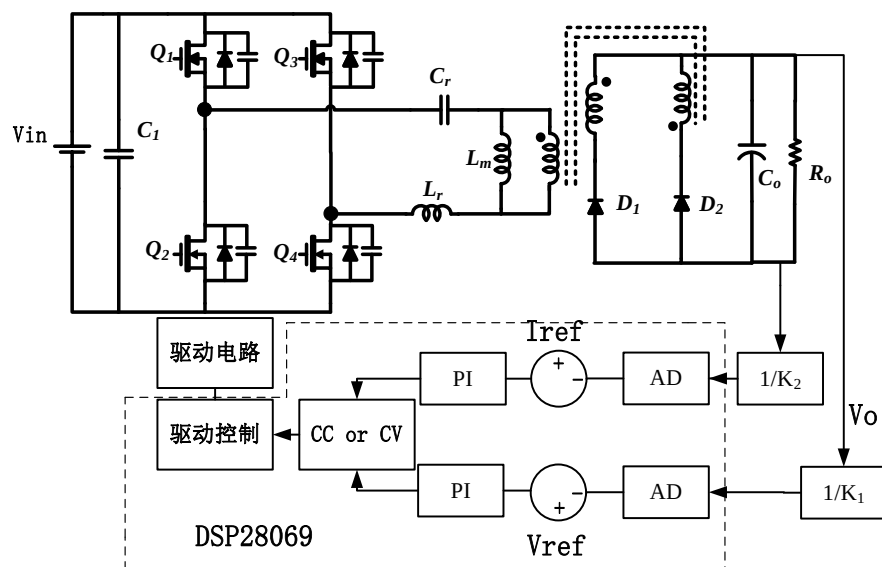


图 5-1 系统整体框图

5.1.2 驱动电路设计

SiC MOSFET 驱动高电平一般为 20V 而驱动低电平为 -4V。因为 SiC MOSFET 的开通阈值电压较低,为了避免器件误开通,所以我们提供负压关断,以增加电路的可靠性,而

根据 SiC MOSFET 驱动电压与导通电阻的关系，其高电平为 20V 左右时最适合作为其驱动电压。

驱动电路原理图如图 5-2 所示，每个开关管的驱动供电电压通过 DC/DC 隔离模块提供，以解决上下管驱动隔离的问题。且用一个 4V 的稳压管箝位产生 -4V 的电压作为关断电压。

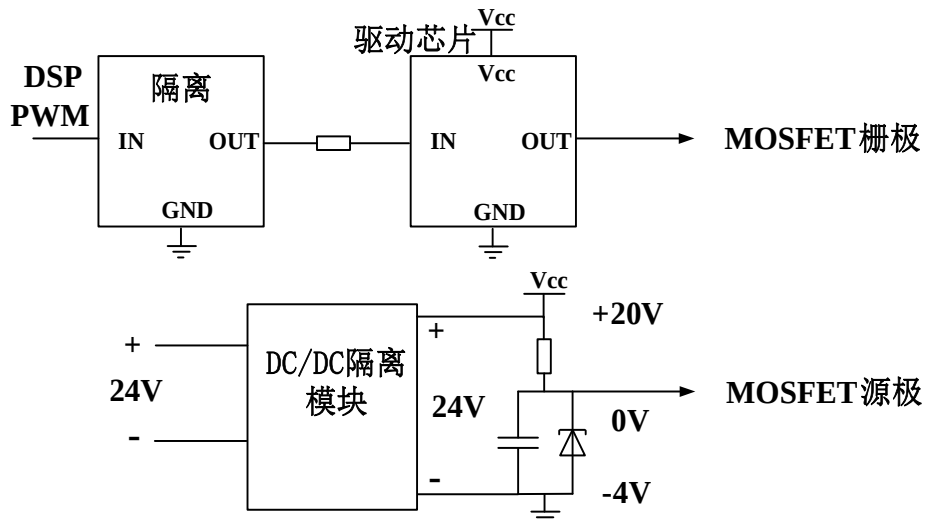


图 5-2 驱动电路原理图

5.1.3 采样电路设计

从图 5-1 的控制原理图可以知道，电压模式的控制方式需要二个采样电路：输出电压采样、输出电流采样。

输出电压检测：

采用运放差分采样。如图 5-3 所示，根据运放虚短虚断原理，可以知道经过采样后的电压值为：

$$V_{oadc} = V_o \cdot \frac{R \cdot (R_1 + R_3)}{R_1 \cdot (R + R_1)} \quad (5-1)$$

考虑到输出电压较高，为减小采样电阻上的损耗， R_1 一般选择阻值较大的电阻，则公式 (5-1) 可以简化为：

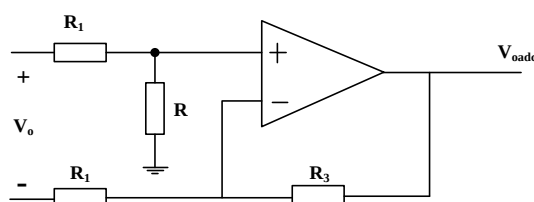


图 5-3 电压采样电路

输出电流采样：通过霍尔电流传感器进行采样。

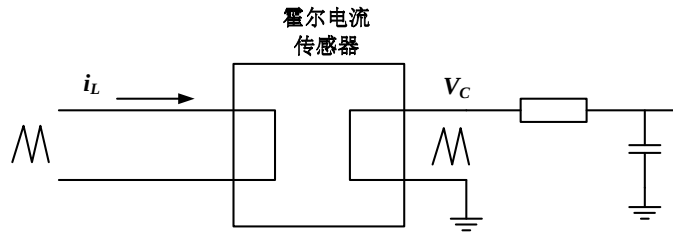


图 5-4 电感电流检测

5.2 损耗分析

谐振电感损耗：谐振电感我们采用两个 PQ2620，材质为 DMR95 的磁芯。

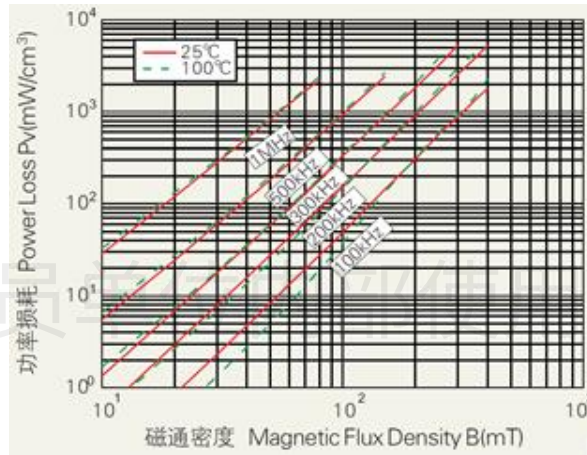


图 5-5 DMR95 磁芯损耗曲线

磁损计算：

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

$$\Delta B_{Lr} = 0.18 \text{ T}$$

$$N_{Lr} = 12$$

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

$$P_{CV} = 6 \cdot 10^5 \text{ W/m}^3$$

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

$$P_{core_Lr} = 11.2 \text{ W}$$

铜损：

$$R_{dc_Lr} = \rho_{Cu} \frac{N_{Lr} * \pi * 17.5 * 10^{-3}}{100\pi r^2} \quad (\rho_{Cu} = 1.75 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m)$$

$$P_{con_Lr} = 2 \cdot f_s \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} i_p(t)^2 \cdot (R_{dc_Lr} \cdot k_1 \cdot k_2) dt$$

$$P_{con_Lr} = 6.3 \text{ W}$$

k_1 、 k_2 分别是电阻的温度系数和交流系数，依据经验取：

$$k_1 = 1.1, \quad k_2 = 2.5$$

变压器损耗：变压器磁芯采用东磁磁芯 PQ4040-DMR95B：

磁损计算：

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

$$P_{CV} = 7.5 \cdot 10^5 \text{ W/m}^3$$

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

$$P_{core_tr} = 10.8 \text{ W}$$

铜损计算：

$$R_{dc_tp} = \rho_{Cu} \frac{N_p * D_{core}}{100\pi r^2}$$

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

$$P_{con_tp} = 10.2 \text{ W}$$

$$R_{dc_ts} = \rho_{Cu} \frac{N_s * D_{core}}{150\pi r^2}$$

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

$$P_{con_ts} = 12.9 \text{ W}$$

原边开关管损耗:原边开关管型号为：C2M0080120D，原边开关管 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。

表 5-4 原边 MOS 管参数

V_{DS}/V	C_{oss}/pF	$R_{DS(on)}/\Omega$	Q_g/nC	V_{gs}/V
1200	120	0.80	46.9	20/-4

导通损耗：

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

$$P_{sw_con} = 14.6 \text{ W}$$

驱动损耗：

$$P_{dr_pri} = V_{gs} \cdot Q_g \cdot f_s \cdot 4$$

$$P_{dr_pri} = 2.0 \text{ W}$$

副边整流管损耗：整流二极管型号：C4D020120D。

导通损耗：

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

$$P_{con_SR} = 27 \text{ W}$$

PCB 布线损耗约为： $P_{layout} = 3 \text{ W}$ 。

损耗分布：综合以上分析，总损耗为： $P_{total} = 94.5 \text{ W}$ ，效率： $\eta = 98.4\%$ 。

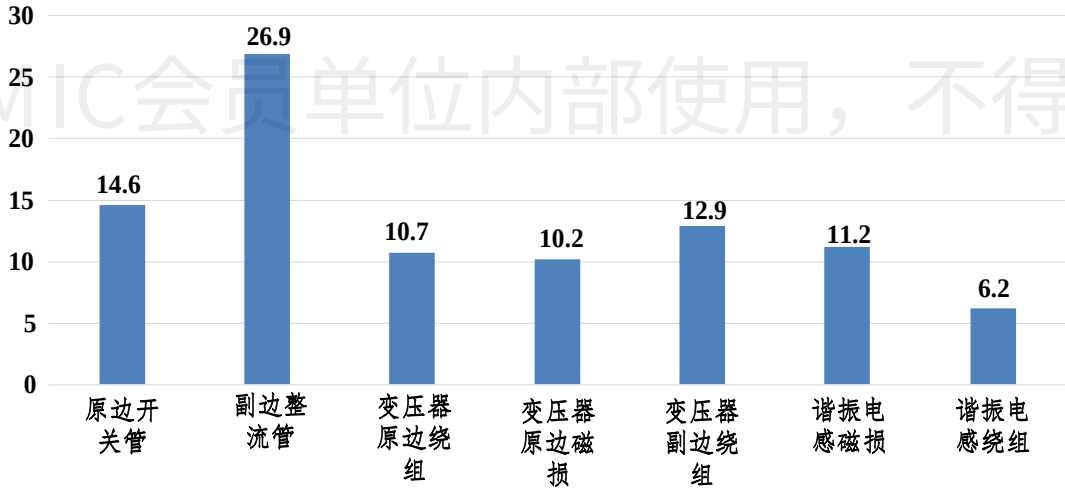


图 5-6 损耗分布

5.3 实验波形及效率

图 5-7 为实验样机图。原边采用 4 个 1200V SiC MOSFET 组成的全桥电路，还有变压器、谐振电感、谐振电容和整流二极管。



图 5-7 实验样机图

图 5-8 为 $f_s=f_r$ 时实验波形图，此时原边谐振腔电流呈正弦状。这个时候，原边开关管漏源电压在降到 0 以后开关管才开通，实现 ZVS。副边的整流二极管电流也是自然到零，此时的效率是最高的。

图 5-9 为 $f_s<f_r$ 时实验波形图，此时原边谐振腔电流呈非正弦状。此时，原边开关管漏源电压在降到 0 以后开关管才开通，实现 ZVS。但在原边开关管关断前的一段时间内，原边电流不向副边提供能量，而是直接在原边环流，这样会增加变换器的损耗。副边的整流二极管电流也是自然到零。

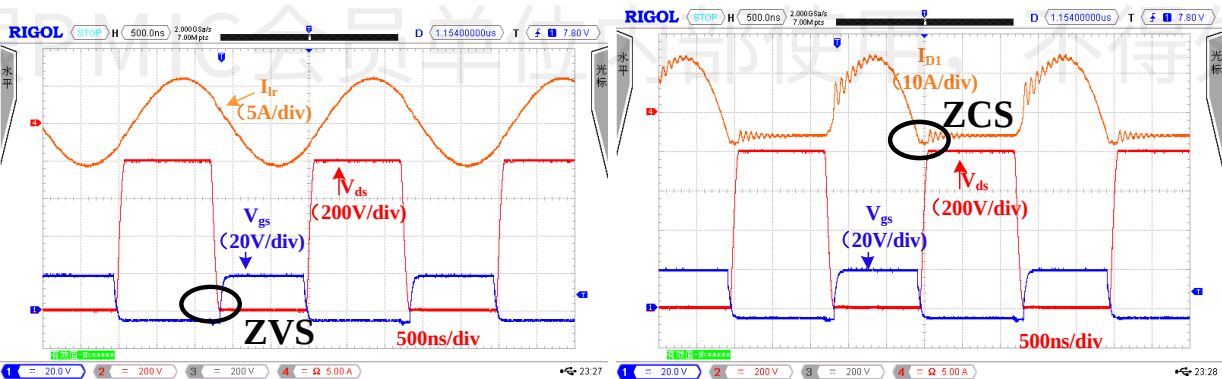


图 5-8 $f_s=f_r$ 时实验波形图

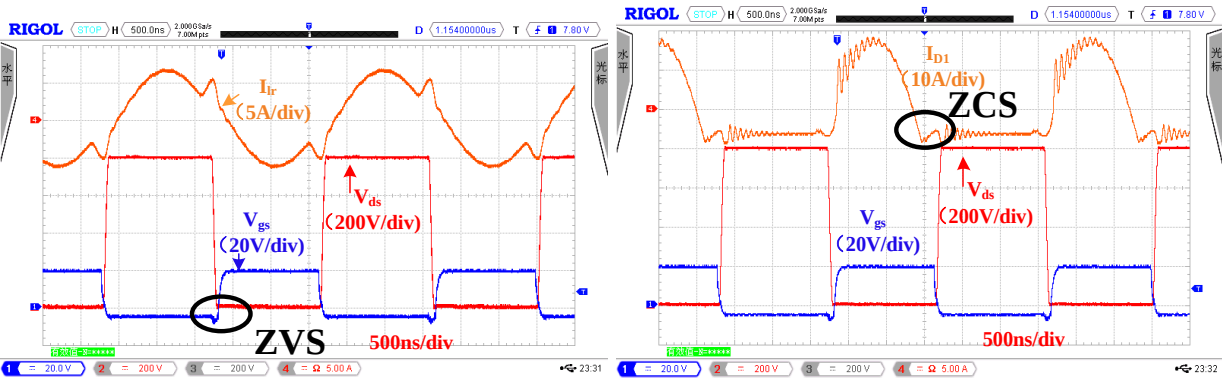


图 5-9 $f_s<f_r$ 时实验波形图

图 5-10 为 $f_s>f_r$ 时实验波形图，此时原边谐振腔电流呈非正弦状。此时，原边开关管

漏源电压在降到 0 以后开关管才开通，实现 ZVS。但在原边开关管关断电流大，会增加开关损耗，而且副边也不能实现 ZCS，会带来一定的反向恢复损耗和干扰，而这样会增加变换器的损耗。

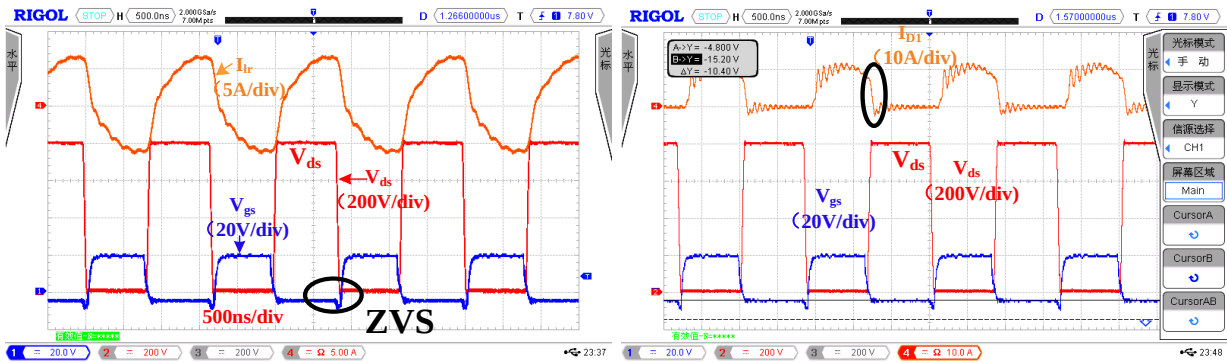


图 5-10 $f_s < f_r$ 时实验波形图

在 CC 模式下的时候，电流稳定在 14A，此时的效率曲线如下图 5-11。

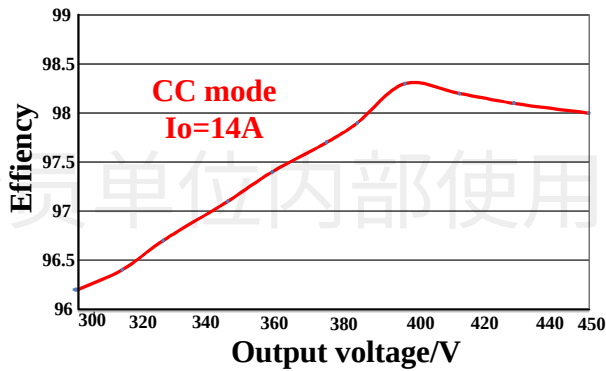


图 5-11 CC 模式效率曲线

在 CV 模式下的时候，电压稳定在 450V，此时的效率曲线如下图 5-12。

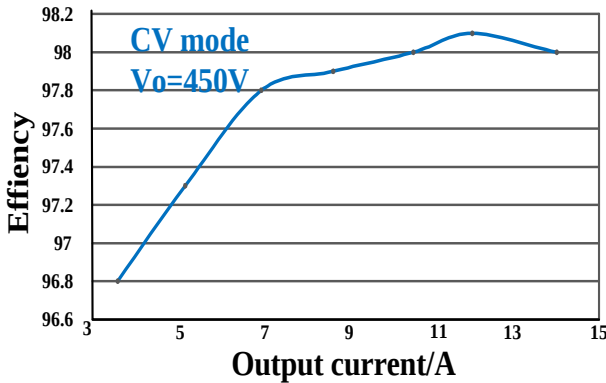


图 5-12 CV 模式效率曲线

在谐振点下的时候，电压稳定在 400V，此时的效率曲线如下图 5-12。

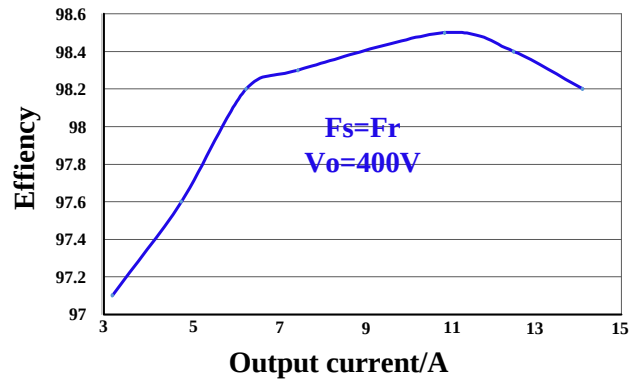


图 5-14 谐振点效率曲线

针对车载充电机上后级 DC/DC 的设计，通过不同拓扑的比较，表明 SiC MOSFET 在高压输入（800V）的应用场合有明显的优势：简化拓扑结构；保证效率的前提下提高工作频率，进而提高功率密度。针对锂离子电池负载的特性，我们对其恒电流模式进行了数学建模，在此基础上分析设计了 LLC 变换器的谐振参数，并搭建了一台输出功率为 6600W 的样机，实验测试得到变换器的峰值效率能达到 98.4%，高频化也大大的减小了无源元件的体积，如变换器、谐振电感、输出电容等。碳化硅器件用于大功率高压高频的场合有比较明显的优势。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

第6章 总结与展望

电动汽车的发展，在价格上对传统的燃油汽车有了一定的竞争力，所以电动汽车拥有特别广阔的前景。车载充电机作为电动汽车的重要组成部分，也是当前研究的热点。小型化是车载充电机的重要指标，因此高频减小的无源器件体积是直接的方法。而宽禁带器件在高频大功率的表现也让我们特别期待。

本文采用基于 SiC MOSFET 的全桥 LLC 变换器，LLC 能实现全负载范围内的 ZVS，使得其特别适合于高频变换器。提高变换器的工作频率能有效的减小无源元件的体积，如变压器，谐振电感，输入输出电容，从而提高变换器的功率密度，对于车载充电机特别有意义。LLC 变换器能实现比较大的调压范围，我们根据负载特性来设计变换器的谐振参数，使得变换器整体的效率提高。后续可进一步提高工作频率和优化效率，让变换器功率密度达到更高的目标。

高频情况下，变压器通常采用原副边绕组交错的方式来减小涡流损耗。但也因此带来了原副边绕组寄生电容大的问题，从而会产生较大的原副边层间电流，造成比较严重的 EMI 问题。本文通过对变压器原副绕组上电位变化的分析，得出各模式下原副边层间电容上的电流的产生过程。设计分离谐振电感全桥 LLC 变换器，原副边层间电流的只在变压器内部循环而不向外部流，从而减小共模电流。且共模电流的减小有利于原边开关管 ZVS 的实现时间，因此，在相同死区时间内所需的励磁电感电流小，有利于提高效率。后续将采用平面变压器来减小磁元件体积，此时变压器原副边层间电容会更大，因此 EMI 问题会更严重，所以变换器及变压器的设计变得更加重要。

参考文献

- [1] 中国汽车工业协会// <http://www.caam.org.cn>
- [2] F. Musavi, M. Craciun, M. Edington, W. Eberle, and W. G. Dunford, "Practical design considerations for a LLC multi-resonant DC-DC converter in battery charging applications," in Proc. 27th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo., 2012, pp. 2596–2602.
- [3] A. Khaligh and S. Dusmez, "Comprehensive topological analysis of conductive and inductive charging solutions for plug-in electric vehicles," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 61, no. 8, pp. 3475–3489, Oct. 2012.
- [4] L. Jun-Young and C. Hyung-Jun, "6.6-kW onboard charger design using DCM PFC converter with harmonic modulation technique and two-stage DC/DC converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 3, pp. 1243–1252, Mar. 2014.
- [5] K. Keun-Wan, K. Dong-Hee, W. Dong-Gyun, and L. Byoung-Kuk, "Topology comparison for 6.6 kW On board charger: Performance, efficiency, and selection guideline," in Proc. IEEE Vehicle Power Propulsion Conf., 2012, pp. 1520–1524.
- [6] 严阳, 单相软开关高效率半桥功率因数校正器研究, 杭州, 浙江大学, 2016.
- [7] B.-C. Kim, K.-B. Park, C.-E. Kim, and G.-W. Moon, "Load sharing characteristic of two-phase interleaved LLC resonant converter with parallel and series input structure," in Proc. Energy Convers. Congr. and Expo. (ECCE'09), 2009, pp. 750–753.
- [8] Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian, G. Huang, "Three-level LLC series resonant DC/DC converter," IEEE Transactions on PE, Volume 20, Issue 4, July 2005 Page(s):781 – 789
- [9] Y. Bo, F. C. Lee, A. J. Zhang, and H. Guisong, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," in Proc. 17th Annu. IEEE APEC Expo. 2002, vol. 2, pp. 1108–1112.
- [10] ST, AN2450, "LLC resonant half-bridge converter design guideline", October 2007 Rev 5.
- [11] ON Semiconductor, AND8255/D, "A Simple DC SPICE Model for the LLC Converter", October, 2006, Rev.2.
- [12] ON Semiconductor, AND8311/D, "Understanding the LLC Structure in Resonant Applications", January, 2008, Rev.0.
- [13] Teng Liu, Ziying 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.

- [14] 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.
- [15] Xiang Fang, Haibing Hu, Chen, F., Somani, U., Auadisian, 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.
- [16] 戈现勉, 高效率 LLC 谐振变换器研究, 杭州, 浙江大学, 2012.
- [17] 陈越, 谐振型高效率 LED 驱动器的分析设计, 杭州, 浙江大学, 2014.
- [18] 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.
- [19] 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.
- [20] M. Shoyama, G. Li, and T. Ninomiya, “Balanced switching converter to reduce common-mode conducted noise,” *IEEE Trans. Industrial Electron.*, vol. 50, no. 6, pp. 1095-1099, Dec. 2003.
- [21] D. Cochrane, D. Chen and D. Boroyevic, “Passive cancellation of common-mode noise in power electronic circuits,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 756-763, May. 2003.
- [22] P. Kong and F. C. Lee, “Transformer structure and its effects on common mode EMI in isolated power converters,” in *Proc. IEEE APEC*, 2010, pp. 1424-1429.
- [23] Y. Yang, D. Huang, F. C. Lee, and Q. Li, “Transformer shielding technique for common mode noise reduction in isolated converters,” in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, 2013, pp. 4149–4153.
- [24] X. Margueron and J. P. Keradec, “Identifying the magnetic part of the equivalent circuit of n-winding transformers,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 1, pp. 146–152, Sep. 2007.
- [25] K. Laouamri, J. P. Keradec, J. P. Ferrieux, and S. Catellani, “Design and identification of an equivalent circuit for an LCT component: Inventory and representation of losses,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 53, no. 5, pp. 1409–1417, Oct. 2004.
- [26] F. Mihalic and D. Kos, “Reduced conductive EMI in switched-mode DC–DC power converters without EMI filters: PWM vs. randomized PWM,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1783–1794, Nov. 2006.
- [27] D. Fu, P. Kong, S. Wang, F. C. Lee, and M. Xu, “Analysis and suppression of conducted EMI emissions for front-end LLC resonant DC/DC

- [28] D. Fu, F. C. Lee, and S. Wang, "Investigation on transformer design of high frequency high efficiency DC-DC converters," in *Proc. IEEE APEC*, 2010, pp. 940-947.
- [29] F. Costa, E. Laboure, F. Forest, and S. Lefebvre, "Quantification and minimization of conducted interferences generated in hard switching and zero current switching cells," in *Proc. IEEE APEC*, 1994, pp. 615-621.
- [30] P. Kong and F. C. Lee, "Transformer structure and its effects on common mode EMI noise in isolated power converters," in *Proc. IEEE APEC*, 2010, pp. 1424-1429.
- [31] United States Department of Energy. 80 PLUS [OL]. <http://www.80plus.org/>
- [32] J. Collins, "An accurate method for modeling transformer winding capacitance," in *Proc. 16th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON)*, 1990, pp. 1094-1099.
- [33] 林渭勋. 现代电力电子技术(研究生教学用书)[M]. 机械工业出版社, 2006.
- [34] 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.
- [35] Eric X. Yang, "Extended Describing Function Method for Small-Signal Modeling of Resonant and Multi-Resonant Converters", Dissertation, Virginia Tech, Blacksburg, VA, February 1994.
- [36] Kleebschampee, 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.
- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] 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.

攻读硕士学位期间所发表的论文

“基于 SiC MOSFET 车载充电机用的高频全桥 LLC 变换器研究”，《机电工程》，第一作者

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传

致谢

本论文相关研究工作是在吴新科教授的悉心指导下完成的，吴老师严谨的治学态度、扎实的理论功底、丰富的工程经验令人佩服，也是我辈学习的榜样。感谢吴老师在我读研期间给我的教育与指导，让我在这三年中学到了许多做事为人的道理以及学习工作的方法。祝吴老师工作顺利，阖家欢乐。

感谢董伯藩教授在我研究生阶段给我的帮助，董老师虽然已经退休，但是仍然坚持每天到实验室，为同学们答疑解惑，董老师的敬业精神是我辈应该学习的，祝董老师身体健康，阖家欢乐。

感谢我的师兄秦伟、徐晨汀、严阳、俞靖一，在我研究生阶段给予我学习以及生活上的帮助，祝大家在今后的学习与工作中能事事顺心，一起努力，一起进步。

感谢董泽政、刘邵凯、吕海军、张乐、杨金旭、赵成凯、张思亮、施鸿波、周宗杰等同学，感谢周大姐等实验室的财务人员，祝大家生活开心，身体健康。

感谢我的父母以及家人在我读研期间给予我的支持与关心，家人的鼓励与支持成为我求学的强大动力，祝我的父母以及家人们身体健康，万事如意。

仅限PMIC会员单位内部使用，不得外传