



大连海事大学

DALIAN MARITIME UNIVERSITY

# 本科毕业论文

题目：谐振型 DC/DC 双有源桥的控制研究  
Research on the Control of Resonant Dual Active Bridge DC/DC Converter

姓 名： 杨开森

学 号： 2220200576

学 院： 船舶电气工程学院

专业年级班级： 电气工程及其自动化 2020-4 班

指 导 教 师： 周鑫 讲师

第 二 导 师：

完 成 日 期： 2024 年 5 月



## 毕业论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的毕业论文《谐振型 DC/DC 双有源桥的控制研究》，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除论文中已经注明引用的内容外，对论文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本论文中不包含任何未加明确注明的其他个人或集体已经公开发表或未公开发表的成果。本声明的法律责任由本人承担。

学生签名：

日 期： 年 月 日



## 毕业论文版权使用授权书

本人完全了解并同意遵守学校有关毕业论文知识产权的规定，在校学习期间论文工作的知识产权属于大连海事大学，学校有权保留送交毕业论文的副本，向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许该论文被查阅，可以将本毕业论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印、或扫描等复制手段保存和汇编本毕业论文。

涉密的毕业论文在解密后使用本声明。

学生签名:

日 期: 年 月 日

指导教师签名:

日 期: 年 月 日

第二导师签名:

日 期: 年 月 日



## 摘要

随着可再生能源发电装置的大规模并网，新型电力系统对储能装置的要求也逐渐提高，双向 DC/DC 变换器的效率与性能日益成为学术界和工业界关注的焦点。在众多 DC/DC 变换器的拓扑结构中，LLC 谐振变换器因其能量传输效率高，电压增益范围广而受到了广泛的关注。本文对谐振变换器几种常见的拓扑结构进行了对比，选择了 LLC 谐振变换器为研究对象，对全桥 LLC 谐振变换器的宽电压增益控制策略展开了研究。

首先，本文对 LLC 谐振变换器在变频控制和移相控制下的电路模态分别进行了分析，并基于两种控制策略下变换器的电压增益特性，提出了可以实现升降压的混合控制策略。之后，对 LLC 谐振变换器在死区时间内的简化电路进行分析，得到了可以满足软开关的励磁电感取值范围。再利用基波等效法对变换器的稳态等效电路进行建模，通过电压增益的约束曲线与  $L_nQ$  曲线的交点即可计算出对应的谐振电感与谐振电容的取值。

其次，为了在实验样机上验证混合控制策略，编写了 DSP 控制程序。控制程序运用了状态机对变换器的运行状态进行控制，变换器共有五种工作状态，分别是：初始化、等待、启动、运行和故障。控制程序在相对应的状态下分别实现参数初始化、软起动、PID 计算和故障保护的功能。控制程序的核心采用了离散化的 PID 控制算法对变换器进行闭环控制。

最后，根据前文的设计参数，搭建了 MATLAB 仿真系统和硬件实验平台，对变换器的原理、控制程序以及三种控制策略下的动态响应速度和稳态性能进行了验证。实验结果表明，变换器在混合控制下电压增益可以在 0 到  $G_{max}$  之间进行切换，动态响应速度较快，稳态抗扰性能良好，且三种控制模式下均可实现原边开关管的 ZVS 与副边二极管的 ZCS，有效验证了前文所设计的 LLC 谐振变换器与控制策略的可行性。同时，实验部分还对同步整流控制策略进行了验证，结果显示，在同步整流控制策略下，变换器效率在不同功率等级下均得到了提升。

**关键词：**LLC 谐振变换器；双有源桥；控制策略；软开关；DSP

## ABSTRACT

With the large-scale of renewable energy sources connected to the grid and the improvement of the requirements for energy storage in modern power systems, the efficiency and performance of bi-directional DC/DC converters have been an increasing focus of in both academia and industry. Among the numerous topologies of DC/DC converters, the LLC resonant converter has received much attention due to its high energy efficiency and wide voltage gain range. In this paper, a comparison is made between several topologies of resonant converters, and the LLC resonant converter is chosen as the subject to conduct research on its control strategy to achieve wide voltage gain.

Firstly, this paper analyzes the circuit modes of the LLC resonant converter with frequency control and phase-shift control, respectively, and proposes a hybrid control strategy that can realize voltage boosting and lowering based on the voltage gain characteristics of the converter with the two control strategies. After that, the simplified circuit of the LLC resonant converter during the dead time is analyzed, and the range of excitation inductance values that can satisfy the soft switching is obtained. The steady-state equivalent circuit of the converter is then modeled using the fundamental wave equivalent method, and the corresponding values of the resonant inductance and resonant capacitance can be calculated from the intersection of the constraint curve of the voltage gain and the  $\text{LnQ}$  curve.

After that, a DSP program is coded to verify the hybrid control strategy on an prototype. The DSP program utilizes a state machine to control the operating states of the converter, which has five operating states, namely: initializing, waiting, starting, running and fault. The control program performs the functions of parameter initialization, soft start, PID calculation and fault protection in the corresponding states. The discrete PID algorithm is used as the core for the purpose of closed-loop control

Finally, according to the parameters designed in the previous section, a MATLAB simulation model and a hardware testbed are built to verify the principle of the converter and the performance of the converter with the three control strategies. The experimental results show that the voltage gain of the converter can change from 0 to  $G_{\max}$  in hybrid control, the dynamic response is within 100ms, the steady state performance is favorable, and the soft switching of both the primary-side MOSFET and the secondary-side diode can be realized in all the three control modes. Meanwhile, the results also verifies the synchronous rectification theory, show that the efficiency of the converter is improved to different extents at different power levels with synchronous rectification.

**Keywords:** LLC Resonant Converter; Dual-Active Bridge; Control Strategy; Soft-Switching; DSP

# 目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 背景及意义 .....	1
1.2 国内外研究现状 .....	1
1.2.1 谐振变换器的拓扑结构 .....	1
1.2.2 谐振变换器的控制策略 .....	4
1.3 本文的主要研究内容 .....	5
第 2 章 LLC 谐振变换器的原理与控制策略.....	6
2.1 主电路的拓扑结构 .....	6
2.2 LLC 谐振变换器的控制策略 .....	6
2.2.1 变频控制 .....	6
2.2.2 原边移相控制 .....	9
2.2.3 宽电压增益混合控制 .....	12
2.3 谐振元件参数设计 .....	13
2.3.1 谐振电感的取值 .....	13
2.3.2 电感比值的选取 .....	14
2.3.3 谐振电容的选取 .....	16
2.4 本章小结 .....	16
第 3 章 控制系统的设计与实现.....	17
3.1 控制系统的组成 .....	17
3.1.1 控制系统结构 .....	17
3.1.2 采样模块 .....	18
3.1.3 驱动模块 .....	19
3.2 PID 控制算法介绍 .....	19
3.2.1 PID 控制算法的原理 .....	19
3.2.2 PID 控制算法的实现 .....	20
3.3 控制程序 .....	21
3.3.1 控制程序结构 .....	21
3.3.2 运行控制程序设计 .....	22
3.3.3 状态控制程序设计 .....	24
3.4 本章小结 .....	24
第 4 章 实验验证与结果分析.....	25
4.1 系统仿真 .....	25
4.1.1 仿真实验平台设计 .....	25

4.1.2 仿真实验结果及分析 .....	26
4.2 实物验证 .....	29
4.2.1 硬件实验平台介绍 .....	29
4.2.2 实物验证结果及分析 .....	30
4.3 本章小结 .....	35
结论与展望 .....	36
参考文献 .....	38
致谢 .....	40
附录 .....	41
附录 1： MATLAB Function 模块代码 .....	41
附录 2： DSP 控制程序 .....	42
附录 3： 状态控制程序流程图 .....	43
附录 4： 主电路 PCB 图纸 .....	44

# 谐振型 DC/DC 双有源桥的控制研究

## 第 1 章 绪论

### 1.1 背景及意义

随着化石燃料燃烧导致的环境危机加剧，世界各国都在进行低碳化转型。根据预测，到 2030 年为止可再生能源发电将占到全球总发电量的 46%，到 2050 年这一比例将上升至 71%<sup>[1]</sup>。在新能源大规模接入的电力系统中，以直流为主的储能系统与相应的双向 DC/DC 变换器也被广泛应用。以下为某海岛的新能源发电系统架构<sup>[2]</sup>。

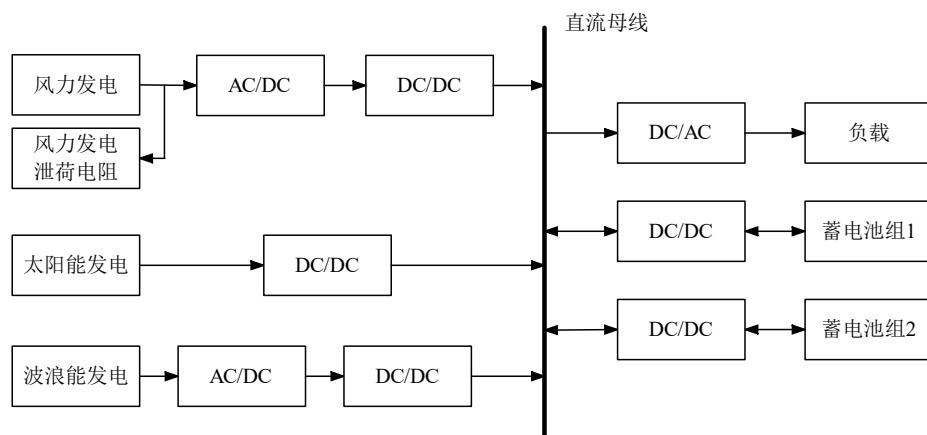


图 1.1 海岛多能互补发电系统架构

由于可再生能源发电受环境因素影响较大，作为新能源发电装置与直流母线接口的 DC/DC 变换器需要具有较宽的变化范围，起到抑制可再生能源发电波动的作用。同时，由于储能系统需要在新型电力系统中起到削峰填谷的作用，即在系统发电量大于用电量时吸收多余功率，在发电量少于用电量时放出功率，储能装置与直流母线的接口还需要具有双向充放电功能。

随着双向隔离 DC/DC 变换器在新能源电力系统中的广泛应用，其性能要求也在升高。在功率等级逐渐提升的前提下，双向 DC/DC 需要向着更高的功率密度，更高的传输效率，更宽的电压增益范围发展，此举有助于提高电力系统的稳定性，减少供电系统损耗，更好的适应可再生能源发展。

### 1.2 国内外研究现状

#### 1.2.1 谐振变换器的拓扑结构

典型的谐振变换器结构如图 1.2 所示，主要由三部分组成，从左到右分别是：逆变器、谐振腔和整流器。

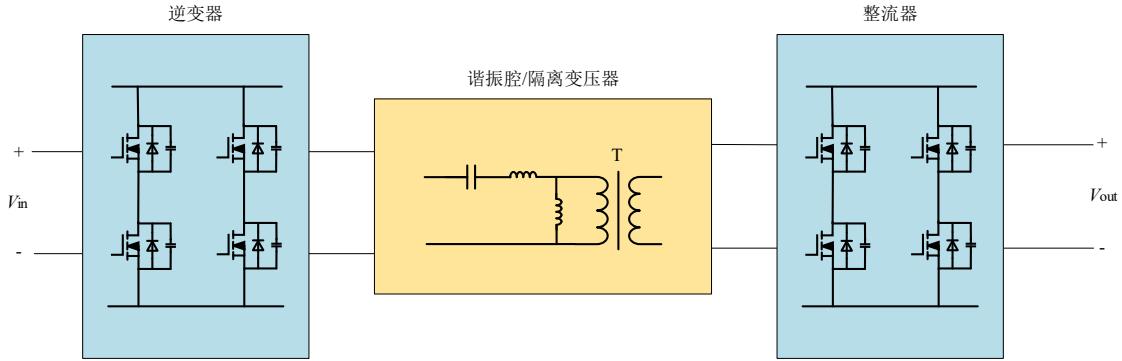
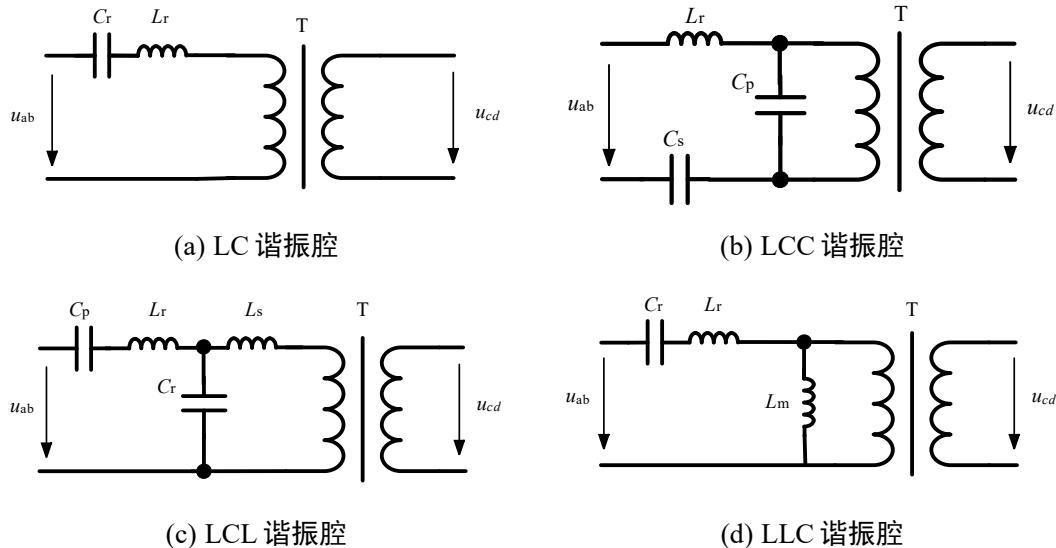


图 1.2 谐振变换器结构

对于逆变电路来说，可采用的拓扑结构有全桥，半桥，不对称半桥等，对于整流电路来说，可采用的拓扑结构有全桥，半波、双半波等。在半桥拓扑中，其电流应力是全桥拓扑的两倍，在传输功率较高时，会导致开关管导通损耗上升。对于双半波整流拓扑来说，需要带中心抽头的变压器来实现整流，且每半个开关周期内，变压器副端只有一套输出绕组参与整流，变压器利用率较低。同时除全桥以外的拓扑均无法实现能量的双向流动，所以在大功率以及需要实现双向 DC/DC 变换的场合一般采用全桥作为逆变侧和整流侧的拓扑结构<sup>[3]</sup>。

谐振变换器的谐振腔结构由谐振电容  $C_r$ 、谐振电感  $L_r$  以及励磁电感  $L_m$  三种元件组成，根据元件数量及位置进行对谐振腔进行命名，常见的谐振腔结构有 LC、LLC、LCC、LCL、CLLC、LLLCC、CLLCC 等，谐振腔内的器件可能分布在高频隔离变压器的同一侧，也可能在变压器两侧，不同谐振腔的拓扑结构如图 1.3 所示。



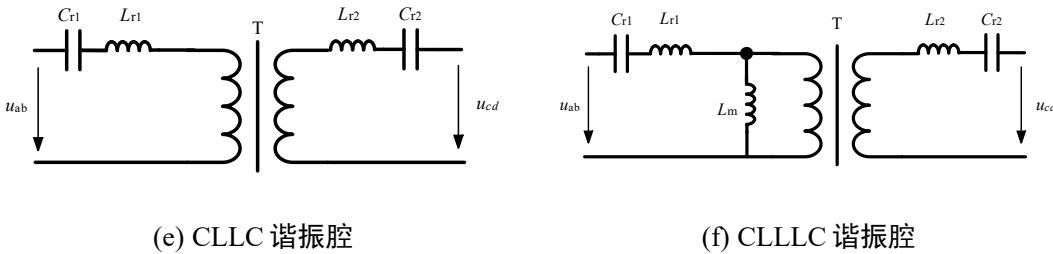


图 1.3 常见谐振腔拓扑结构

图 1.3 (a)所示为 LC 谐振变换器的谐振腔结构。LC 谐振变换器<sup>[4]</sup>属于串联谐振，谐振腔结构简单，无功环流小，LC 变换器在谐振频率下工作时效率可以达到最高；但其正向运行状态下最大电压增益仅为 1，输出电压调节范围窄，软开关范围小，限制了 LC 谐振变换器的应用。

图 1.3 (b) 所示为 LCC 谐振变换器的谐振腔结构。LCC 谐振变换器<sup>[5]</sup>在 LC 谐振腔基础上，引入了电路的分布电容，与变压器的输入端并联，作为谐振电容。LCC 谐振腔巧妙的利用了变压器的寄生参数，使其参与到谐振电路的工作当中，降低了寄生参数对变换器的负面影响。LCC 变换器增益范围宽，频率调节范围窄，但由于 LCC 谐振变换器在正向、反向运行状态下工作模态不对称，需要根据不同的功率流向采取不同的控制策略，增加了控制系统的复杂程度。

图 1.3 (c)所示为 LCL 谐振变换器的谐振腔结构。在 LC 谐振腔基础上，增加 T 形谐振网络，即可构成 T 形 LCL 谐振变换器<sup>[6]</sup>。当系统工作频率与 LCL 谐振腔的谐振频率相同时，在适当的控制作用下，LCL 变换器可以在较宽的电压范围内保持输入端和输出端的电流与电压同向，有效缓解了回流功率问题，这使得 LCL 谐振变换器在效率问题上整体优于前述两种变换器。但其谐振腔元件较多，谐振腔的参数设计不仅需要进行精确计算，对滤波性能也提出了一定要求，降低了其设计与实施的可行性，同时也导致了成本升高。

图 1.3 (d)所示为 LLC 谐振变换器的谐振腔结构。LLC 谐振变换器<sup>[7-10]</sup>在结构上与 LC 变换器相比仅多了一个并联的励磁电感，这种特殊的结构也赋予了 LLC 变换器特殊的增益特性。由于变换器副边导通时并联的谐振电感会被输出电压钳位，在变频控制下，重载时副边电流断续时间短，变换器特性类似于串联谐振（SRC），即与 LC 谐振变换器相同；轻载时副边电流断续时间长，变换器特性类似于并联谐振（PRC）。LLC 谐振变换器通过适当的控制即可实现升降压，电压增益变化范围较宽。得益于 LLC 谐振腔特殊的结构，谐振电感可以使用变压器漏感替代，进行磁集成设计后，可以进一步减小谐振腔的元器件数量与变压器尺寸，提升了功率密度同时降低了成本。但 LLC 谐振腔的参数同样需要经过精细的设计，其不同电压增益范围下的控制策略也更加复杂。

图 1.3 (e) 所示为 CLLC 谐振变换器的谐振腔结构。在 LLC 谐振变换器的副

端串联一个谐振电容即可得到 CLLC 谐振变换器<sup>[11]</sup>。CLLC 变换器在正反向功率传输时可以获得相同的电压增益范围，但由于谐振腔的不对称性，不同传输方向下需要采用不同的控制策略，增加了控制系统的设计难度。

图 1.3 (e)所示为 CLLLC 谐振变换器的谐振腔结构。在 CLLC 谐振腔的基础上，在变换器副端在引入一个串联的谐振电感，即可使谐振腔具有对称性。CLLLC 谐振变换器<sup>[12]</sup>在正反向工作下可以采用完全相同的控制策略，但其谐振腔元件数量多，增加了变换器结构的复杂度与参数设计难度，因此导致成本较高。

基于以上分析可以看出，LLC 谐振变换器与其它类型的谐振变换器相比，具有电压增益范围宽、谐振元件少、可集成设计等优点，虽然谐振参数需要经过精确的计算，控制策略也较为复杂，但 LLC 变换器的高效率与高功率密度为其带来了广阔的应用前景。

### 1.2.2 谐振变换器的控制策略

LLC 变换器主流的控制策略有变频控制、移相控制以及混合控制等<sup>[13-15]</sup>。变频控制指的是根据变换器的电压增益特性，通过改变开关管的开关频率从而调节 LLC 谐振变换器的输出电压增益，为保证变换器实现软开关，变频控制下变换器一般工作于欠谐振状态，所以变频控制一般用于升压模式下。移相控制在原边 H 桥的两桥臂间加入了一个移相角，使原边同时导通的两个开关管出现一段不同时导通的区间，在此区间内，谐振腔输入端同时接在高压直流母线的同一侧，使输入电压为 0，从而实现降压，所以移相控制下变换器的电压增益小于 1。混合控制是指根据变换器不同的电压增益需求切换不同的控制策略，在电压增益大于 1 时使用变频控制，在电压增益小于 1 时使用移相控制，混合控制可以在不同负载下进行升降压的同时，保证变换器实现软开关。

文献<sup>[16]</sup>将模型预测控制（MPC）应用在了变频控制中，为了克服元器件参数的离散化与环境温漂导致系统工作频率偏离实际谐振频率的问题，作者根据开关频率与电压增益的关系训练出了机器学习模型，在输出电压增益受到扰动发生变化后，通过模型预测下一时刻的频率值，使得变换器可以准确的工作在谐振频率下。文献<sup>[17]</sup>将 MPC 应用在了移相控制中，通过提前训练好的预测模型，在输出电压发生变化时，基于变换器当前时刻的移相角，预测出下一时刻所对应的移相角，也起到了提高系统响应速度的作用。

文献<sup>[18,19]</sup>提出了最优轨迹控制（OTC）的方法。最优轨迹控制属于 PWM 控制的一种。在稳态下 PID 控制器作为控制算法消除输出偏差；在负载波动时，使用状态轨迹判断的方法代替 PID 控制器，通过状态平面分析来预测开关管门极驱动信号的占空比，控制变换器的状态变量在最短时间内跟踪最优轨迹曲线，提高动态响应速度。

还有部分文献提出了对副边开关管进行控制的方法，如文献<sup>[20]</sup>对变换器副边开关管运用了移相控制，该控制方法下可以实现输出升压，与变频控制相比，由于副边移相控制下变换器一直工作在谐振频率，传输效率较高，可用于需要 hold-up time 的场景。

同步整流<sup>[8,21-23]</sup>控制是一种可以有效提高变换器效率的控制方法。全桥 LLC 谐振变换器中副边同样采用全控型器件，可以代替传统谐振变换器中的二极管进行整流，由于 MOS 管的导通损耗要远低于二极管的导通损耗，同步整流控制可以进一步提升变换器效率。主流的同步整流控制策略可以大致分为两种类型，第一种是通过外加电路检测整流二极管两端压降，当检测到二极管导通时触发 MOS 管代替二极管整流；第二种方法基于 LLC 变换器的数学模型对二极管的导通时间进行预测。前者实现方法较为简单，但需要额外的硬件电路，后者则对变换器的数学模型提出了更高的要求。

### 1.3 本文的主要研究内容

本文以 LLC 谐振变换器为研究对象，根据电压增益范围，对变换器的控制策略进行切换，构成了 LLC 谐振变换器的宽电压增益混合控制策略，最后编写了 DSP 控制程序，并在实验样机上进行了验证。本文的主要研究内容如下：

第一章阐述了谐振变换器的应用背景，并对谐振变换器的各种拓扑进行了归纳总结。针对本文所研究的 LLC 谐振变换器，本章还对国内外控制策略的研究现状进行了介绍。

第二章详细说明了 LLC 谐振变换器的拓扑结构和工作原理，在对 LLC 谐振变换器的变频控制和原边移相控制下的电路模态进行细致的分析之后，根据不同控制策略下变换器的增益特性和损耗情况，提出了宽增益范围的混合控制策略。此外，本章还对谐振腔参数的设计方法进行了介绍。基于对死区时间内等效电路的分析，首先得出了满足软开关要求的励磁电感取值范围，之后对变换器等效电路应用了基波等效法，求出其电压增益表达式，根据变换器设计所需的电压增益对谐振电感进行取值，最后根据谐振频率求出了谐振电容值。

第三章主要介绍了变换器控制系统的控制算法原理和控制程序设计，并对控制系统的硬件组成和器件选型进行了描述。控制系统的硬件部分主要阐述了采样电压和驱动电路的组成与工作原理。软件部分先对 PID 控制算法的原理、特性及其数字化实现进行了介绍，然后通过程序流程图对 DSP 主程序、运行控制中断程序和状态控制中断程序的工作过程进行了解释。

第四章搭建了 MATLAB/Simulink 软件仿真系统和硬件验证平台，分别对本文提出的 LLC 变换器的变频控制、移相控制和混合控制三种控制策略下，变换器的动态响应速度以及静态稳定性进行了仿真和实物验证。此外，还对同步整流策略进行了实验，并对以上实验结果进行了分析。

## 第 2 章 LLC 谐振变换器的原理与控制策略

本章首先对 LLC 谐振变换器在变频控制和移相控制下的电路模态和增益特性进行了分析，之后基于这两种控制方法提出了宽增益范围的混合控制策略。此外，本章还对谐振腔参数的设计方法进行了介绍。

### 2.1 主电路的拓扑结构

下图所示为 LLC 谐振变换器的拓扑结构图。

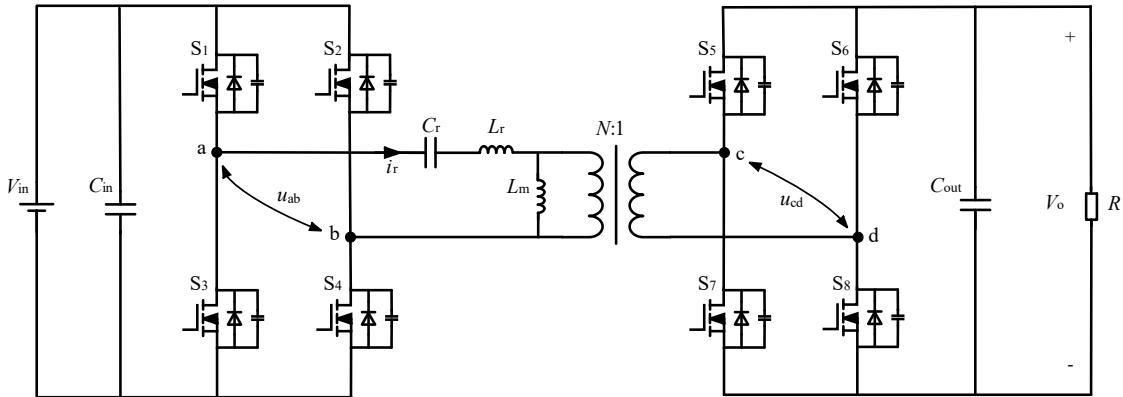


图 2.1 LLC 谐振变换器拓扑图

在图 2.1 的 LLC 谐振变换器拓扑图中， $S_1-S_8$  为 MOSFET 全控型开关器件， $C_r$ 、 $L_r$  和  $L_m$  分别是谐振电容、谐振电感和励磁电感， $T$  是匝数比为 7.7 : 1 的高频隔离变压器， $C_{in}$  和  $C_{out}$  分别是输入侧电容和输出侧电容。设从左向右流过谐振电感  $L_r$  的电流为正向谐振电流，从上向下流过励磁电感  $L_m$  的电流为正向励磁电流，变换器的归一化增益计算公式为  $G_s = NV_o / V_{in}$ 。

LLC 谐振变换器在正向工作的情况下有两种谐振情况，分别是由  $C_r$ 、 $L_r$  参与的二谐振和  $C_r$ 、 $L_r$ 、 $L_m$  参与的三谐振，其谐振频率计算公式分别为

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.1)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (2.2)$$

式中， $f_1$  与  $f_2$  分别为二谐振频率和三谐振频率。

### 2.2 LLC 谐振变换器的控制策略

#### 2.2.1 变频控制

LLC 谐振变换器的品质因数计算公式为

$$Q_s = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R} \quad (2.3)$$

式中,  $R$  为负载电阻。在变频控制下, LLC 谐振变换器的增益曲线如图 2.2 所示。

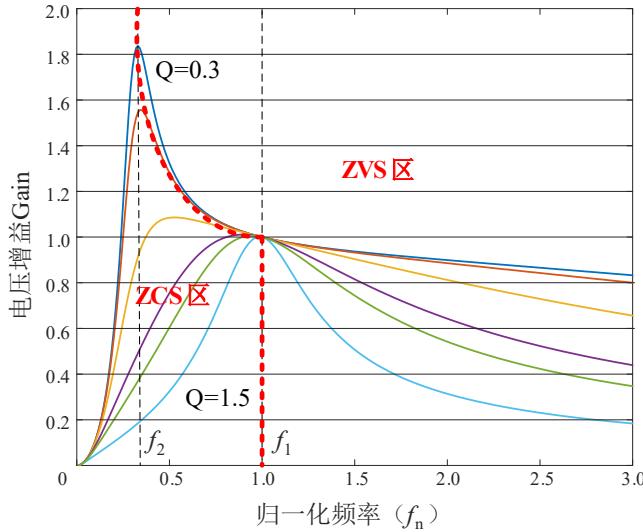
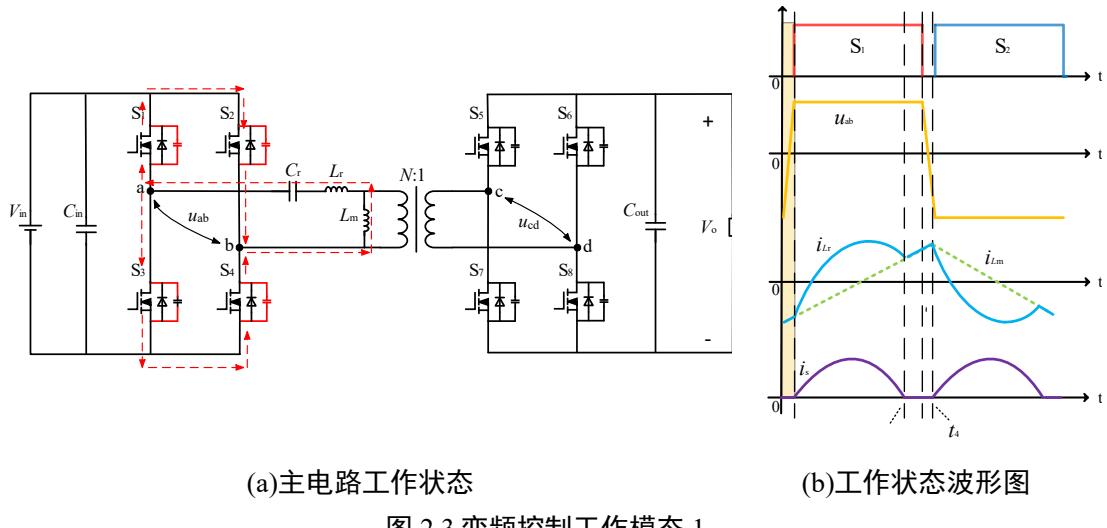


图 2.2 LLC 谐振变换器变频控制增益曲线

由图 2.2 可知, 在变频控制下, 变换器有 3 个工作区间, 分别是  $f_s < f_1 < f_2$ 、 $f_1 < f_s < f_2$  和  $f_1 < f_2 < f_s$ 。在  $f_s < f_1 < f_2$  工作区间内, 变换器工作于升降压模式, 由于变换器开关频率小于三谐振频率, 电路呈现容性, 谐振电流  $i_{L_r}$  超前于谐振腔端口电压, 在死区时间内, 谐振电流已经换向, 无法对即将开通的开关管进行放电, 所以原边开关管无法实现零电压关断 (ZVS); 在  $f_1 < f_2 < f_s$  工作区间内, 变换器电压增益恒小于 1, 工作于降压模式, 由于变换器原边开关管需要在谐振电流  $i_{L_r}$  与励磁电流  $i_{L_m}$  相等之前进行关断, 关断电流较大, 且副边整流二极管无法实现零电流关断 (ZCS)。在前述两个工作区间内, 变换器的损耗较大, 故一般取  $f_1 < f_s < f_2$  作为变换器的工作区间。在  $f_1 < f_s < f_2$  区间内, 变换器工作于升压模式, 下文对此工作区间内的变换器工作模态进行分析。

模态 1 ( $t_0 \sim t_1$ ): 如图 2.3 (b) 中橘色区域所示, 在  $t_0$  时刻, 变换器原边开关管 S<sub>1</sub>-S<sub>4</sub> 全部关断, 此时变换器处于死区时间, 负载由输出电容供电。由于谐振电流  $i_{L_r}$  与励磁电流  $i_{L_m}$  相等, 副边 H 桥在此工作区间内没有电流流过, 副边二极管全部关断, 励磁电感被释放, 参与谐振。励磁电感  $L_m$  为大电感, 故原边开关管关断后, 谐振腔电流暂时无法反向,  $L_m$  在死区时间内可以被看作恒流源, 为开关管 S<sub>1</sub> 和 S<sub>4</sub> 的结电容放电, 并对开关管 S<sub>2</sub> 和 S<sub>3</sub> 的结电容进行充电。由于放电作用, 在死区时间结束前, 开关管 S<sub>1</sub> 和 S<sub>4</sub> 两端结电容电压降为 0, 在下一时刻触发 S<sub>1</sub> 与 S<sub>4</sub>, 即可实现原边开关管的零电压关断 (ZVS)。



模态 2 ( $t_1 \sim t_2$ ): 如图 2.4 (b) 中橘色区域所示, 在  $t_1$  时刻, 开关管  $S_1$ 、 $S_4$  施加门极触发信号, 此时  $u_{ab}$  两端直接与输入电压  $V_{in}$  相连的, 在谐振电流过零点之前, 电路中电流流向如图 2.4 (a) 中蓝色箭头所示; 在谐振电流过零点之后, 电路中电流流向如红色箭头所示; 在励磁电流过零点后, 其电流方向如绿色箭头所示。此模态下, 变换器向副端传输能量。此工作区间内谐振电感  $L_r$  与谐振电容  $C_r$  参与谐振, 励磁电感  $L_m$  由于副边二极管导通, 其两端电压被钳位在  $NV_0$ , 无法参与谐振。当励磁电感  $L_m$  被输出电压钳位时, 输出电压对励磁电感充电, 为死区时间内  $L_m$  放电提供能量。在同步整流控制策略下, 当副边反并联二极管导通时, 可以为 MOS 管提供触发信号, 使用 MOS 管代替二极管进行整流, 由于 MOS 管的导通损耗远小于二极管。同步整流控制策略可大幅降低变换器损耗, 提升传输效率。

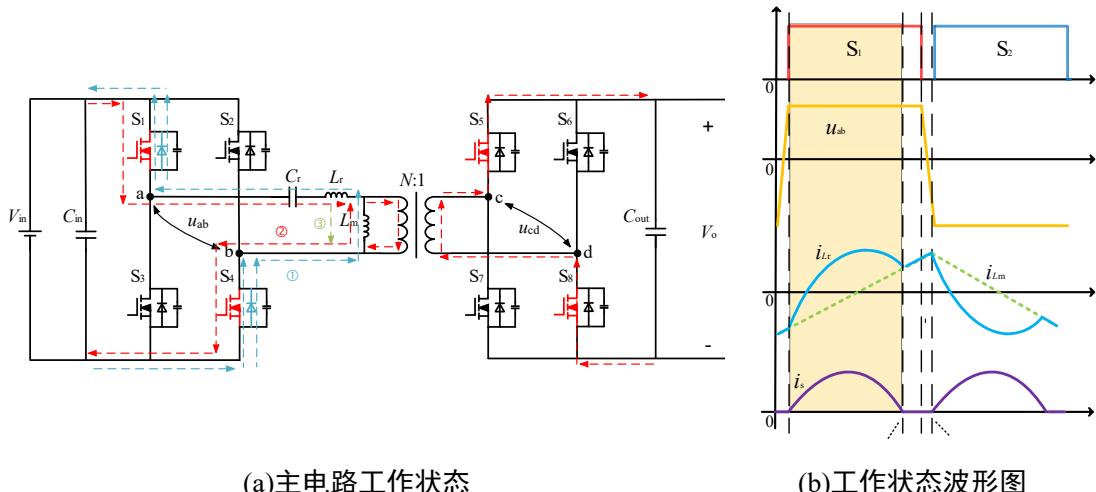


图 2.4 变频控制工作模式 2

模态3 ( $t_2 \sim t_3$ ): 如图 2.5(b) 中橘色区域所示, 在  $t_2$  时刻, 在谐振作用下, 谐

振电流  $i_{L_r}$  与励磁电流  $i_{L_m}$  相等，变压器副端无电流流出，副边二极管全部关断，负载由输出电容供电，此时励磁电感  $L_m$  再次被释放，谐振腔进入三谐振状态。此工作模态下，励磁电流波形可以看作为一个周期较长的正弦波的一部分，由于电流变化较小，可近似认为不变。由于二谐振周期不变，即  $(t_0-t_1)$  时间不变，而开关频率  $f_s$  减小，半开关周期  $(t_0-t_3)$  时间变长，这会使模态 3 的持续时间延长，即谐振腔的充能时间延长，从而完成升压。副边二极管在电流降到零后自然关断，副边可以实现零电流关断（ZCS）。此工作模态一直持续到开关管  $S_1$  与  $S_4$  关断。

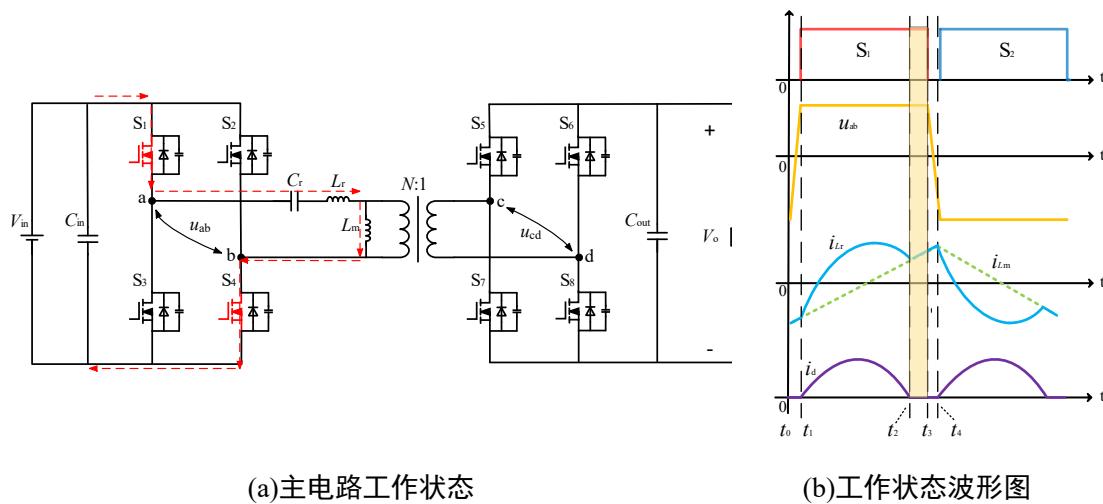


图 2.5 变频控制工作模态 3

后半周期 LLC 谐振变换器的工作模态与前半周期相同，这里不再赘述。

### 2.2.2 原边移相控制

LLC 谐振变换器在变频控制下进行降压时，会导致副边二极管无法实现零电流关断（ZCS），进而导致效率降低。所以在电压增益小于 1 的情况下采用原边移相控制，保证原边开关管的 ZVS 和副边二极管的 ZCS。

原边移相控制模式下，为确保变换器的效率最高，一般使系统开关频率等于谐振频率  $f_1$ 。变换器在此控制模式下共存在 10 个不同的工作模态，由于变换器的工作状态存在对称性，本节取前半周期的 5 个工作模态进行分析。

**模态 1 ( $t_0 \sim t_1$ )：**此工作模态下，开关管  $S_1$  与  $S_2$  导通， $S_3$  与  $S_4$  关断，谐振腔输入端通过开关管与输入电压的正极相连，故谐振腔的输入电压  $u_{ab}$  为零。此时  $u_{ab}$  波形由变频控制下的方波变为三电平波，随着移相角增加，此工作模态的持续时间也会延长，即  $u_{ab}$  波形中的零电平时间占比提高，从而实现降压。此工作区间内由励磁电感为原边提供续流电流，副边无电流流过，副边二极管全部关断，励磁电感  $L_m$  被释放，与  $L_r$  和  $C_r$  共同参与谐振，负载由输出电容供电。此工

作模态一直持续到  $S_2$  关断为止。

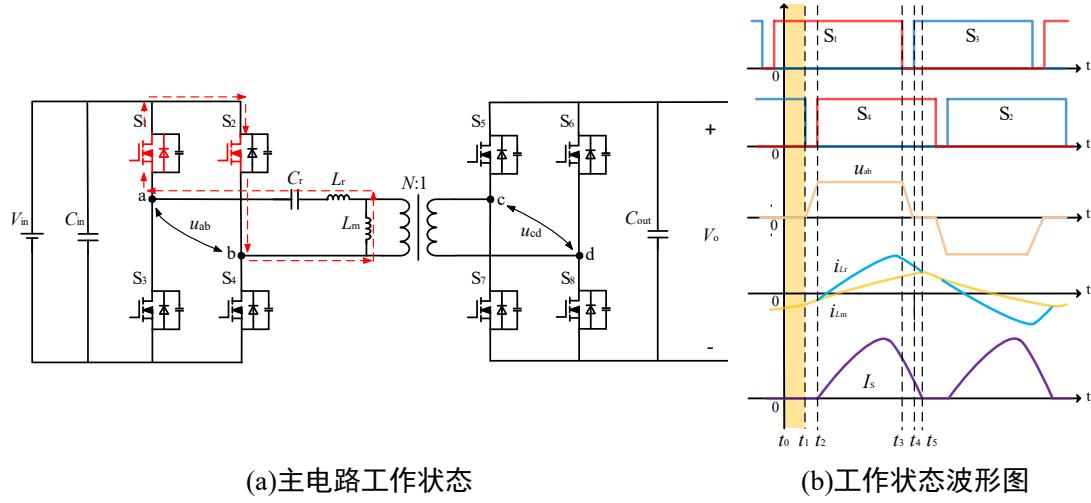


图 2.6 移相控制工作模态 1

**模态 2 ( $t_1 \sim t_2$ )：**在  $t_1$  时刻，开关管  $S_2$  关断，此工作区间为开关管  $S_4$  开通前的死区时间。由于励磁电感的续流作用，此工作模态下谐振电流方向保持不变，谐振电流开始对  $S_2$  的寄生电容充电，并对  $S_4$  的寄生电容放电， $b$  点电压逐渐下降，谐振腔输入电压  $u_{ab}$  逐渐上升。死区时间在设计时一般大于结电容的充放电时间，所以死区时间结束之前， $S_2$  的寄生电容充电至  $V_{in}$ ， $S_4$  的寄生电容放电至 0，谐振腔输入电压  $u_{ab}$  输入上升至  $V_{in}$ ，为下一时刻开关管  $S_4$  的零电压开通做准备。

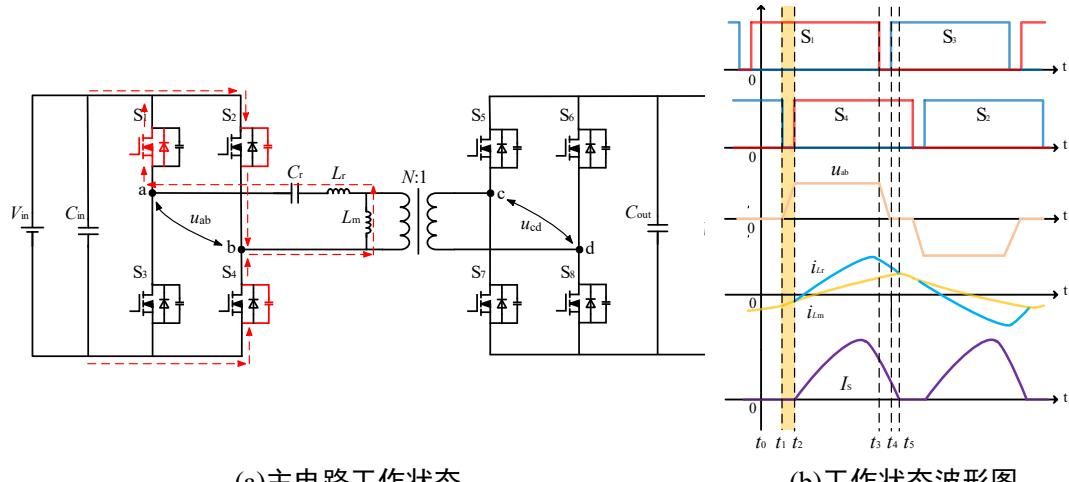


图 2.7 移相控制工作模态 2

**模态 3( $t_2 \sim t_3$ )：**在谐振电流过零点之前，电路中电流流向如图 2.8 (a) 中红色箭头所示；在谐振电流过零点之后，电路中电流流向如蓝色箭头所示；在励磁电流过零点后，其电流方向如绿色箭头所示。此模态下，变换器的工作状态与变频控制的模态 2 类似，这里不再赘述。在此工作模态下，若采用同步整流策略，

触发副边开关管  $S_5$  和  $S_8$ ，使用 MOS 管代替二极管进行整流，可以降低副边导通损耗，提升变换器效率。

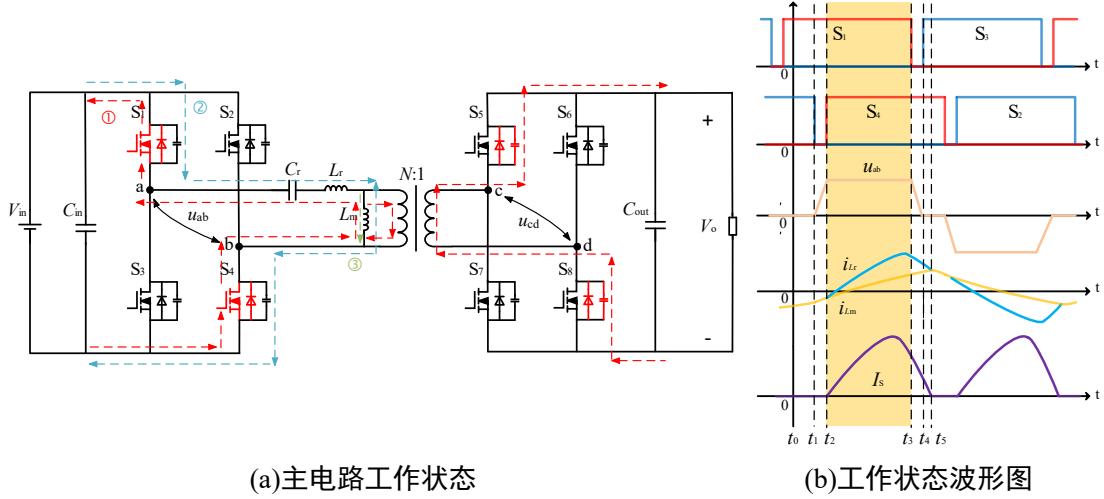


图 2.8 移相控制工作模态 3

**模态 4( $t_3-t_4$ ):** 在  $t_3$  时刻，开关管  $S_1$  关断，谐振电流开始给  $S_1$  的寄生电容充电， $S_1$  两端电压逐渐上升，同时对  $S_3$  的寄生电容放电， $S_3$  两端电压逐渐下降，导致 a 点电位开始降低，谐振槽输入电压  $u_{ab}$  逐渐减小。此工作区间内谐振电流仍然大于励磁电流，副边二极管导通，输出电压对  $L_m$  充电，励磁电流仍线性上升，谐振电流因为  $S_1$  关断， $u_{ab}$  逐渐减小而开始下降。此工作模态一直持续到死区时间结束。

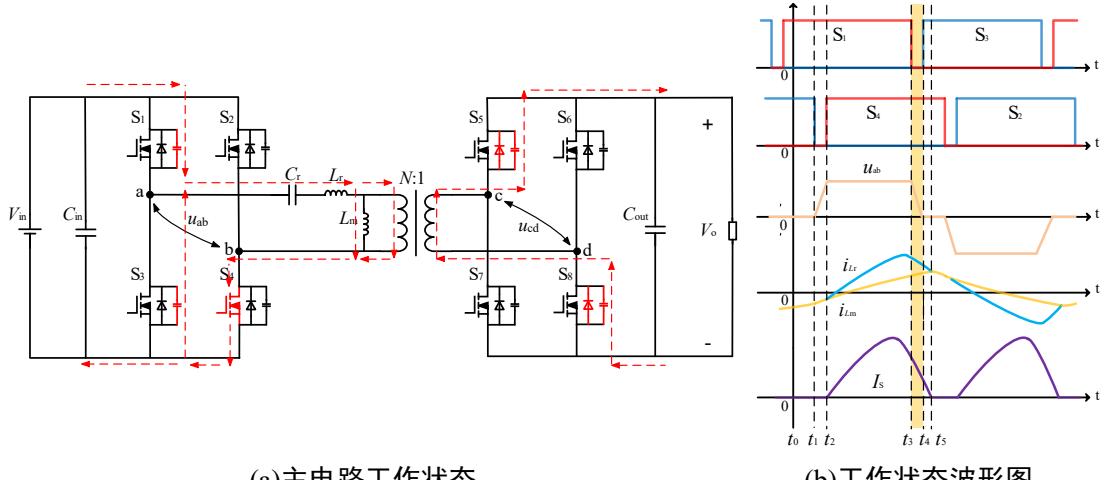


图 2.9 移相控制工作模态 4

**模态 5( $t_4-t_5$ ):** 在  $t_4$  时刻，开关管  $S_3$  寄生电容放电完毕，此时对  $S_3$  施加触发信号即可实现原边开关管的 ZVS。由于  $S_3$  与  $S_4$  同开，谐振腔输入端同时与输入电压的负极相连， $u_{ab}$  减为 0。此工作模态下，谐振电流依然大于励磁电流，此时副边整流二极管依然有电流流过，到  $t_5$  时刻谐振电流减小到与励磁电流相等，

副边电流自然衰减到 0，因此副边二极管可以实现 ZCS。

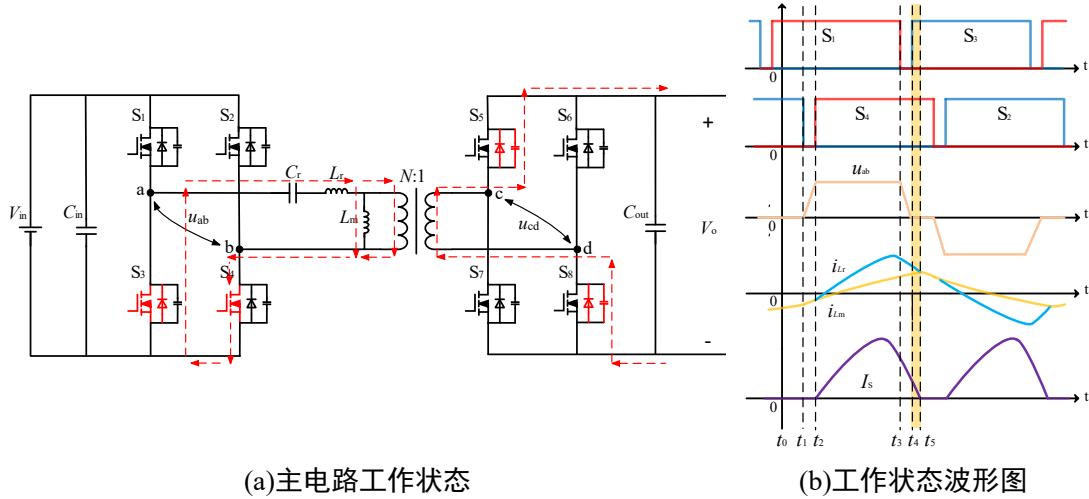


图 2.10 移相控制工作模态 5

### 2.2.3 宽电压增益混合控制

图 2.11 为 LLC 谐振变换器在变频控制与移相控制下的电压增益曲线。在变频控制下，当系统工作频率大于  $f_1$  时，原边开关管需要在谐振电流  $i_{Lr}$  降低到与励磁电流  $i_{Lm}$  相等之前关断，且副边二极管无法实现零电流关断，这会导致变换器的开关损耗增加。此外，当变换器在变频控制下工作于升压状态时，其归一化频率范围位于 [0.5, 1] 的范围内，频率变化范围较窄；但在轻载状态下时，若变换器要同时实现降压功能，则其频率变化范围需要进一步扩展，如果想要达到与移相控制相同的电压增益范围，则会导致系统的工作频率范围过宽，最终难以实现。为了拓宽变换器的电压增益范围，同时提升系统工作效率，本文所设计的 LLC 谐振变换器在电压增益为  $1 < G < G_{\max}$  时采用变频控制进行升压，在电压增益范围为  $0 < 1 < G$  时采用移相控制进行降压。

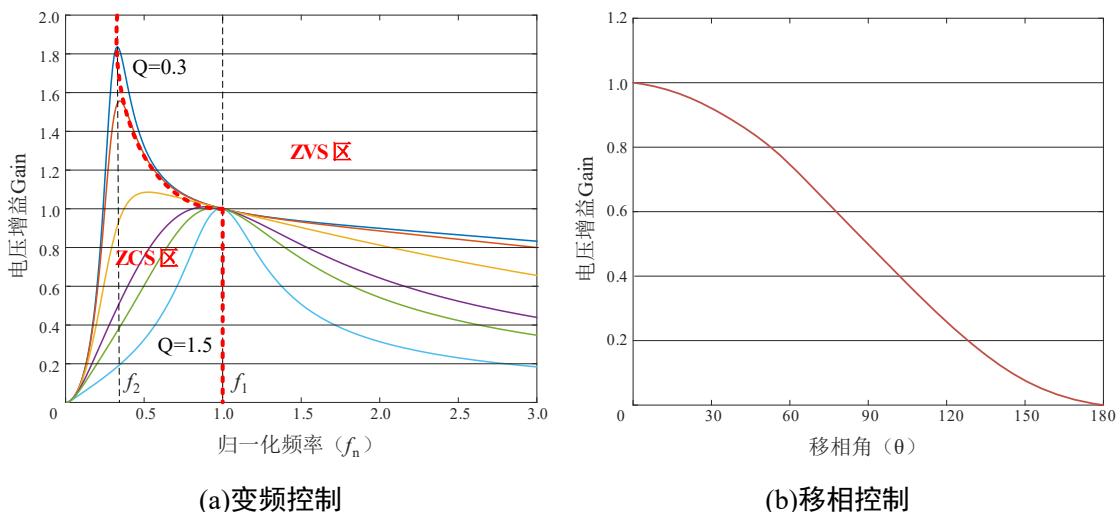


图 2.11 不同控制模式下的电压增益图

## 2.3 谐振元件参数设计

在谐振腔参数设置合理的情况下，与传统 PWM 变换器相比，LLC 谐振变换器由于可以实现原边开关管的零电压开通（ZVS）与副边二极管的零电流关断（ZCS），效率更高。但是如果谐振腔参数选取不合理，则可能会出现死区时间内寄生电容无法完成充放电、原边开关管关断损耗增加或环流损耗增大等情况，从而导致变换器效率下降。所以励磁电感  $L_m$ 、谐振电感  $L_r$  和谐振电容  $C_r$  的参数必须要通过精确的计算来选取。

### 2.3.1 谐振电感的取值

对 LLC 谐振变换器而言，当其工作于二谐振频率时可以达到最大传输效率，所以本节在谐振频率下考虑谐振腔元件参数的设计。在死区时间内，谐振电流  $i_{Lr}$  与励磁电流  $i_{Lm}$  相等，此时原边由励磁电感续流，对原边开关管的寄生电容进行充放电，因为变换器副边没有电流流过，所以原边流过的电流属于环流功率，环流功率会导致原边开关在死区时间内产生导通损耗。励磁电流的大小由输出电压与励磁电感值共同决定，在输出电压不变时，励磁电感越小，励磁电流越大，死区时间内环流功率越大，同时也会导致原边开关管关断电流上升，开关损耗增大，所以首先要确定谐振电感  $L_r$  的取值。

如图 2.12 所示，在  $T_r/2$  处，谐振电流与励磁电流相等，此时为励磁电流峰值。由于励磁电流由输出电压决定，其峰值计算公式为

$$i_{Lm\_p} = \frac{NV_o T_r}{4L_m} \quad (2.4)$$

式中， $i_{Lm\_p}$  为励磁电流峰值， $N$  为变压器变比， $T_r$  为谐振周期。

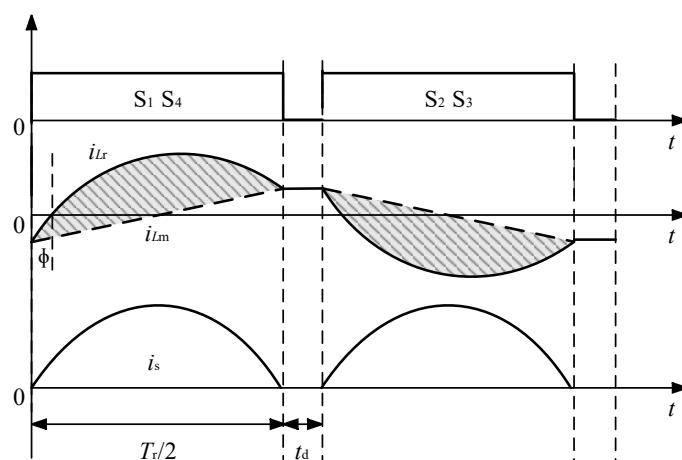


图 2.12 谐振频率下的电流波形

图 2.13 为变换器死区时间内的充放电等效电路。如果想要实现软开关，则要在死区时间内对一个寄生电容由  $V_{in}$  放电至 0，对另一个寄生电容由 0 充电至

$V_{in}$ , 励磁电流要为两个寄生电容的充放电提供足够的电荷量。

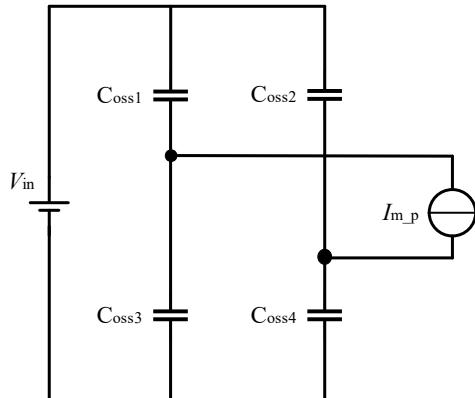


图 2.13 死区等效电路

由于死区时间很短, 根据电容特性, 死区时间内的电流关系可以表示为

$$C_{oss} \frac{2V_{in}}{t_d} \leq i_{Lm} \quad (2.5)$$

式中,  $C_{oss}$  代表寄生电容值,  $t_d$  代表死区时间。由于励磁电感值很大, 可以近似看作恒流源, 这里取励磁电流峰值作为死区时间内的电流值, 联立式 (2.4) 与 (2.5) 可得

$$L_m \leq \frac{T_r t_d}{8C_{oss}} \quad (2.6)$$

由于励磁电感越大, 变换器损耗越小, 这里取  $L_m = \frac{T_r t_d}{8C_{oss}}$ 。

### 2.3.2 电感比值的选取

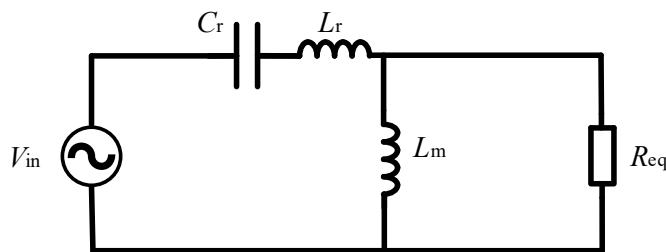


图 2.14 LLC 谐振变换器等效简化电路图

图 2.14 所示为 LLC 谐振变换器的等效电路图。对该电路应用基波分量法<sup>[24]</sup> 可得其增益公式为

$$\begin{aligned}
 G_{dc} &= \frac{j\omega L_m // R_{eq}}{j\omega L_r + 1/j\omega C_r + j\omega L_m // R_{eq}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{L_n} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right)^2 + \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2 Q^2}}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

式中，电感比值为  $L_n = L_m/L_r$ ，归一化频率为  $f_n = f_s/f_r$ ，谐振频率为  $f_s = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$ ，品质因数为  $Q = \sqrt{L_r/C_r}/n^2 R$ ，等效负载<sup>[25]</sup>为  $R_{eq} = 8n^2 R/\pi^2$ ，由上述公式可得

$$L_n Q = \frac{2\pi L_m f_r}{n^2 R} \tag{2.8}$$

根据公式（2.6）可计算得出谐振电感值  $L_m$ ，当  $L_m$  确定后， $L_n$  与  $Q$  的乘积也随之确定，根据公式（2.7）可将  $L_n$ 、 $Q$  与  $G_{dc}$  的关系绘制为三维图如图 2.15 所示。

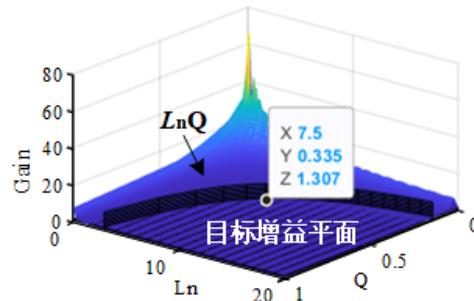


图 2.15 增益三维图

在变换器设计时，确定最低输入电压后即可得到所需的最高电压增益，根据最高电压增益，在三维图中构建与 xy 平面平行的目标增益平面，可得投影图如图 2.16 所示，图中绿色曲线为增益三维曲面与目标增益平面的交线，黄色曲线为确定励磁电感值  $L_m$  之后的  $L_n Q$  曲线，根据两条曲线交点即可确定  $L_n$  与  $Q$  的取值。

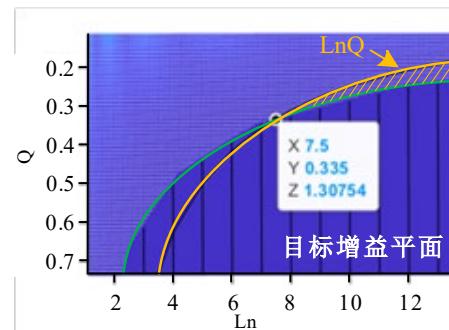


图 2.16 增益三维图横截面

### 2.3.3 谐振电容的选取

根据上一小节所述方法，确定  $L_m$  和目标增益后，即可根据增益曲面求得  $L_n$  与  $Q$  的取值。已知  $L_n$ ，根据公式  $L_r = L_m / L_n$  即可求得谐振电感  $L_r$  的取值，之后再根据公式  $f_s = 1 / (2\pi\sqrt{L_r C_r})$  即可求得谐振电容  $C_r$  的取值。由于实际硬件电路中的寄生电容问题较为复杂，一般设计实际开关频率  $f_s$  略小于理论谐振频率  $f_r$ ，确保变换器在实际运行当中可以实现软开关。

## 2.4 本章小结

本章首先对 LLC 谐振变换器在变频控制与移相控制下的电路工作模态进行了细致的分析，阐明了两种控制策略下变换器的升降压原理，之后分析了死区时间内的简化电路和变换器的等效电路，根据死区时间内的寄生电容充放电关系和基于基波分量法所得的 LLC 谐振变换器增益公式，说明了谐振元件参数的计算方法。

## 第 3 章 控制系统的设计与实现

上一章中详细介绍了 LLC 谐振变换器的原理，并对不同控制方法下变换器的工作模态进行了分析。本章对变换器控制系统的组成、控制原理以及控制程序的设计进行详细说明。

### 3.1 控制系统的组成

#### 3.1.1 控制系统结构

不同的控制策略可以使变换器呈现出不同的直流特性，在不同的控制策略下根据增益特性可以使变换器完成预定的功能。而控制策略的实现要通过变换器的控制系统完成，所以控制系统的设计是变换器设计中必不可缺的一环。

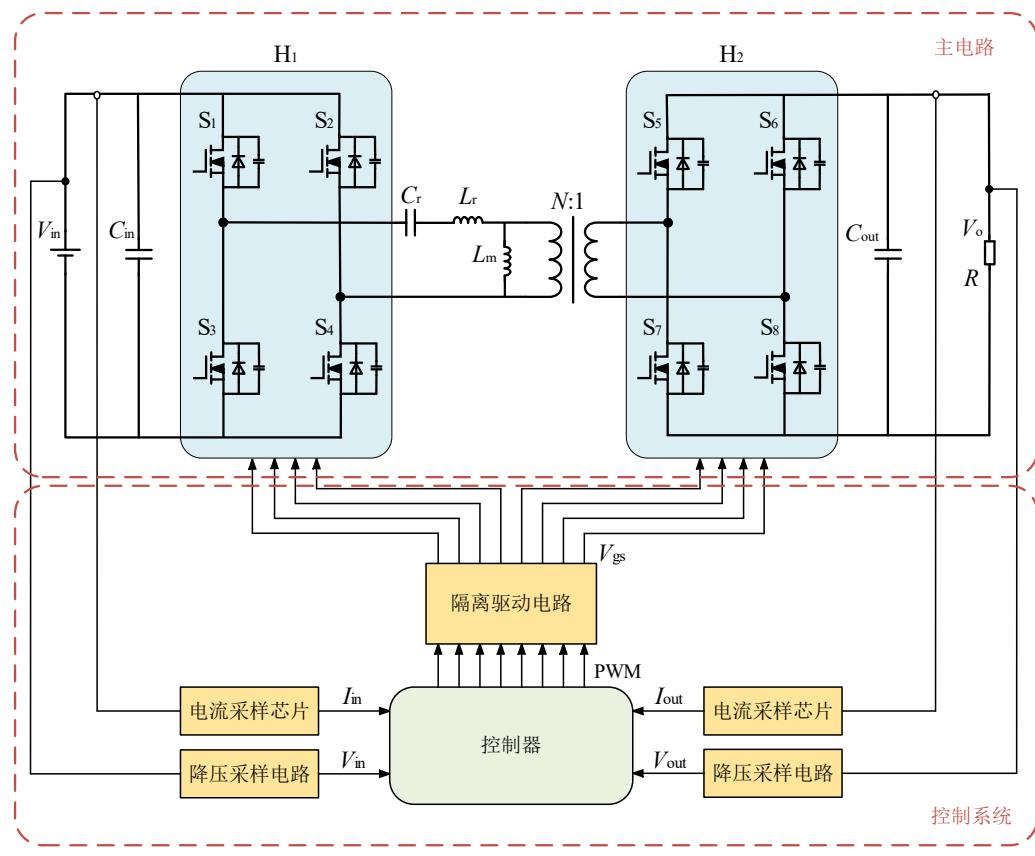


图 3.1 变换器闭环系统结构图

LLC 谐振变换器的整体结构如图 3.1 所示，闭环系统包含主电路与控制系统两个部分。输入端和输出端的电压和电流经过电压采样电路与电流采样电路进行隔离采样后，转换为控制器可以识别的信号，由控制器进行读取。控制器根据读取的采样值对变换器当前运行状态进行判断，控制发出 PWM 波的频率和相位，经过驱动电路放大 PWM 信号后，控制 MOS 管的开关，从而调整变换器的工作状态，实现输出稳压和故障保护的功能。

### 3.1.2 采样模块

#### 1. 电压采样电路

图 3.2 为变换器实验样机的电压采样电路，其主要由降压电阻、隔离电压芯片和电压跟随器三个部分组成。降压电阻部分的降压比例为 205: 1，最高可以将 502V 的输入电压转换为 2V 的控制信号提供给后级采样电路。隔离电压芯片采用的是型号为 NSI1311-DSWVR 的隔离电压放大器，其输入电压范围是 0.1V-2V，输出电压增益恒为 1，输入绝缘电压最高可以达到 5000V，保证了控制器的安全。电压跟随器由型号为 TLV333IDBVR 的运算放大器组成，其输出端通过电阻与 DSP 的 AD 采样引脚相连，起到隔离采样信号与采样端口的作用，消除采样电阻与隔离芯片模块的输出阻抗对采样信号的影响，防止信号失真，提高采样的稳定性。输出端电压采样电路同理。

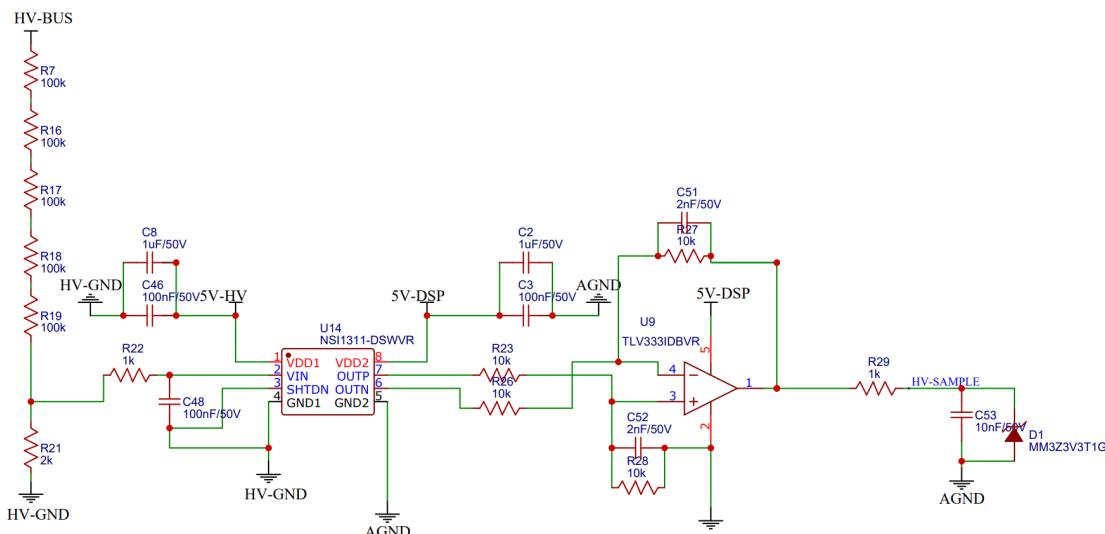


图 3.2 输入端电压采样电路

#### 2. 电流采样电路

图 3.3 为输入端电流采样电路，其前级采用型号为 CC6900SO-30A 的线性电流传感器，后级同样采用电压跟随器。线性电流传感器输入端串接在被测电路中，利用霍尔效应将电流信号转换为电压信号输出。输出端电流采样电路同理。

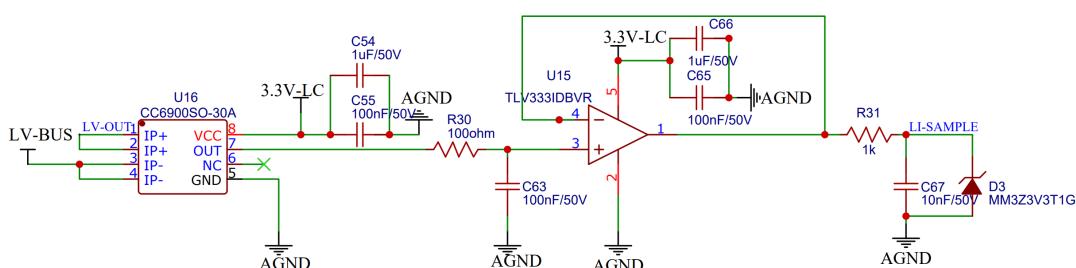


图 3.3 输入端电流采样电路

### 3.1.3 驱动模块

如图 3.4 所示，MOSFET 驱动电路选用型号为 1EDI60N12AF 的单通道隔离型驱动器，其输入电压范围为 3V-15V，最高输入绝缘电压可达 1200V，输出驱动电流最高可达 6A，传输延迟仅为 40ns，驱动效果好。

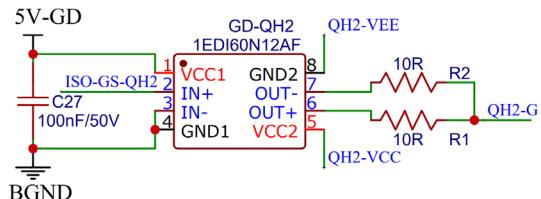


图 3.4 MOS 管驱动电路

### 3.2 PID 控制算法介绍

PID 控制算法拥有结构简单、易于实现、鲁棒性强等优点，被广泛应用于各种工业控制场景中<sup>[26]</sup>。通过对控制参数的整定，PID 控制算法能够在实际应用中起到很好的闭环控制效果，故本文所搭建的 LLC 谐振变换器的控制系统也采用了 PID 控制算法。图 3.5 所示为 LLC 谐振变换器的控制结构框图。

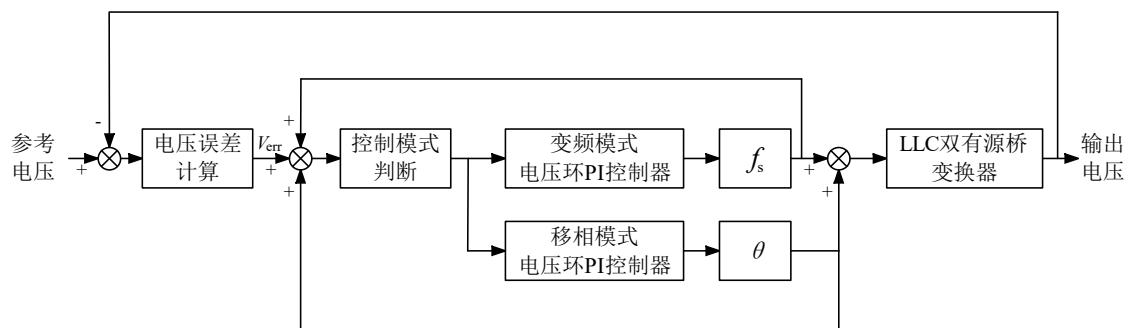


图 3.5 LLC 谐振变换器控制结构框图

#### 3.2.1 PID 控制算法的原理

PID 控制算法全称为比例、积分和微分控制算法，是一种简单、高效的线性控制算法，它基于系统偏差的比例、积分和微分，分别对应过去、现在和未来三种不同时态的系统状态，对输出量进行控制。

常见的 PID 控制算法原理图如图 3.6 所示，PID 控制算法主要包含三个环节，分别是比例环节、积分环节和微分环节，其作用分别是：

- 比例环节根据系统偏差信号动作，直接放大偏差信号，起快速调节作用，使系统偏差快速减小，但可能造成超调；
- 积分环节是对历史偏差信号的积累，其作用是消除系统稳态误差，提高系统稳态时的精确度，保证无差控制，但可能导致超调增加；

- 微分环节根据系统当前时刻的偏差变化率进行动作，因此可以发出超前动作，抑制可能发生的振荡和超调，但可能降低响应速度。

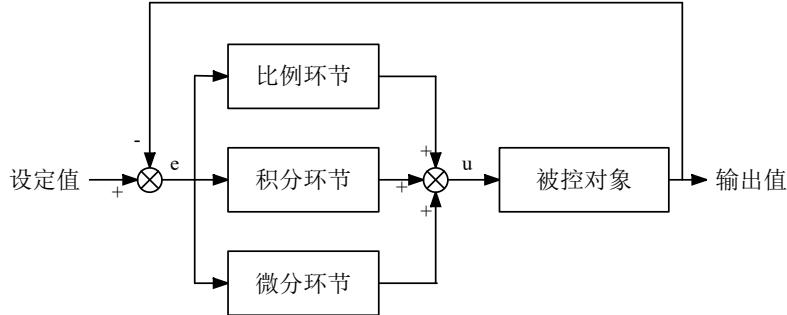


图 3.6 PID 控制算法原理图

PID 控制算法的具体过程使用数学公式表示如下，

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (3.1)$$

式中， $e(t)$  为  $t$  时刻的偏差量， $r(t)$  为  $t$  时刻的设定值， $y(t)$  为  $t$  时刻的输出值。

之后，对偏差进行比例放大、积分、微分，再进行线性组合，即可得到 PID 算法的输出值为

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.2)$$

式中， $K_p$ 、 $K_i$  和  $K_d$  分别为 PID 控制器的比例系数、积分系数和微分系数。在实际应用中，三个环节可以自由组合为不同的控制器，例如 P 控制器、PI 控制器或者 PD 控制器等。

### 3.2.2 PID 控制算法的实现

使用数字信号处理芯片作为控制器运行 PID 控制算法时，由于控制器基于离散化的采样信号进行计算和控制，公式 (3.2) 中的计算方法不再适用，需要将原本的模拟式 PID 算法转变为数字式 PID 算法。

数字式 PID 根据采样时刻值对偏差值、比例值、积分值和微分值进行计算，所以只需要将原式进行离散化处理。设 DSP 的 ADC 采样周期为  $T$ ，采样次数为  $K$ ，此时便可使用离散化的采样时间  $KT$  来代替连续时间  $t$ ；再用求和的形式代表积分，用增量的形式代表微分环节，即可得到离散化的 PID 表达式如下：

$$\begin{cases} e_K = y_K - r_K \\ u_K = K_p e_K + K_i \sum_{j=0}^K e_j + K_d (e_K - e_{K-1}) \end{cases} \quad (3.3)$$

式中： $K$ ——采样次数， $K = 0, 1, 2, \dots$ ；

$y_K$ ——第  $K$  次采样时的输出值；

$r_K$ ——第  $K$  次采样时的设定值；

$e_K$ ——第  $K$  次采样时的偏差值；  
 $e_{K-1}$ ——第  $K-1$  次采样时的偏差值；  
 $u_K$ ——第  $K$  次采样时的 PID 环路计算输出值。

### 3.3 控制程序

TMS320F28335 是一款由 TI 公司生产的 32 位浮点型的数字信号处理芯片，其系统最高主频为 150MHz，且芯片内部自带了定时器、ePWM、ADC 等多个外设模块。F28335 芯片内部有 6 个 ePWM 模块，每个模块可以输出两路 PWM 波，每路 PWM 波的动作都可以通过软件单独配置，并且 ePWM 模块内可以设定死区时间，不同模块间的波形可以通过软件配置进行同步或移相<sup>[27]</sup>。鉴于 F28335 芯片 ePWM 模块强大的功能，本文基于此款芯片设计控制程序。

#### 3.3.1 控制程序结构

为协调变换器不同工作状态，保证控制程序正常运行，同时明确变换器控制程序在不同工作状态之间的转换条件，首先使用状态机对变换器的运行状态进行划分。变换器共有五种工作状态，分别是：初始化、等待、启动、运行和故障，各状态事件的转换条件如图 3.7 所示。

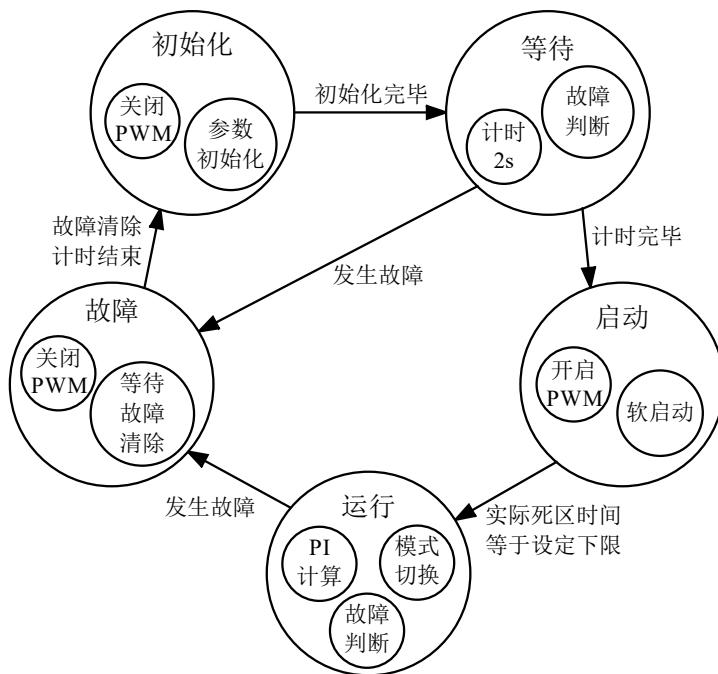


图 3.7 程序运行状态机

本文的控制程序主要用到了 DSP 芯片中的 GPIO、定时器、ePWM 和 ADC 四个外设模块。控制程序主要分为主程序，运行控制中断程序、状态控制中断程序三个部分，程序设计遵循中断分级的原则，将变换器运行过程中所有需要处理的事件根据重要性进行分级，分别在运行控制中断程序和状态控制中断程

序中执行，主程序在初始化后执行空函数。运行控制程序中断优先级最高，设置为第一级中断，每  $20\mu\text{s}$  执行一次；状态控制中断优先级次之，设置为第二级中断，每  $5\text{ms}$  执行一次。控制程序的三个部分相互配合，实现变换器状态机的正常运行。图 3.8 所示为控制程序的主程序流程图。

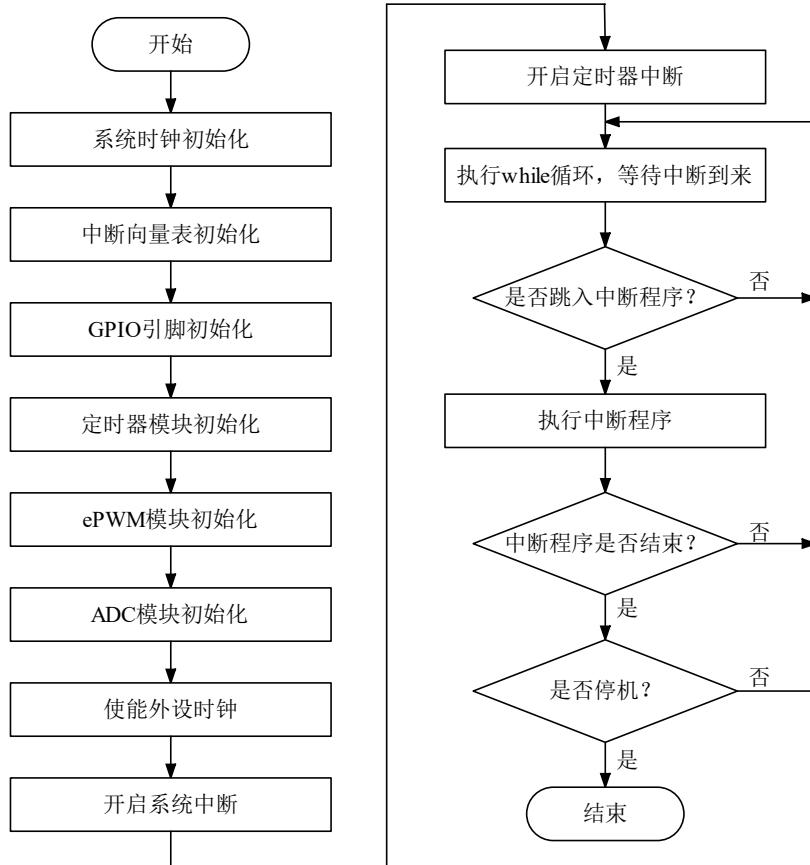


图 3.8 变换器控制程序主程序流程图

### 3.3.2 运行控制程序设计

为了保证变换器闭环系统正常工作，数字控制系统需要每隔一段时间对主电路的电压与电流值进行采样，为 PID 控制算法提供主电路的实际值进行控制环路的计算。F28335 芯片内部的 ADC 模块的最高采样频率为  $25\text{MHz}$ ，变换器的最高开关频率设计为  $10\text{kHz}$ ，基于保证控制程序的稳定性与快速性，同时减少芯片发热的原则，将运行控制程序的中断周期定义为  $20\mu\text{s}$ ，每个开关周期内运行控制程序可以进行 5 次 ADC 采样与 PID 计算。

运行控制程序的具体工作流程如图 3.9 所示。DSP 芯片在读取到 ADC 采样值后，为防止采样电路受到干扰，减小采样误差，需要首先对采样值进行滑动平均，之后再根据采样倍率，将采样值转换为实际的电压值与电流值。由于变换器在不同工作模式下的 PI 参数不同，所以在执行 PI 计算之前，需要先对变换器的工作模式进行判断，之后再进行对应的环路计算，并将计算结果存储在全

局变量中，供其它程序调用。

PID 计算执行结束后，如果变换器的状态机指示为运行状态，则进行工作模式切换判别。为防止变换器在谐振频率附近出现振荡，在切换模式时，需要对当前时刻的频率值和移相角进行判断，确保在当前工作模式下，无法将输出电压调整为参考电压，再对工作模式进行切换。工作模式切换的具体流程如下：若系统工作在变频模式下，且开关频率等于 10kHz，则对偏差信号进行判断，当偏差信号小于 0 且中断程序执行 5 次后仍满足上述条件，则将变换器切换为移相模式进行降压；若系统工作在移相模式下，且移相角为 0，同样对偏差信号进行判断，当偏差信号大于 0 且中断程序执行 5 次后仍满足上述条件，则将变换器切换为变频模式进行升压。

完成工作模式切换后，为防止 PI 环路计算超限，需要先对 PI 环路输出值进行限幅，之后再将环路计算结果填入 ePWM 模块的周期寄存器与相位寄存器中，即可对 PWM 发波频率以及相位进行调整，从而控制输出电压。此外，由于短路电流大，需要处理器快速动作，所以短路电流检测程序在一级中断程序中执行，保证短路保护的动作速度。

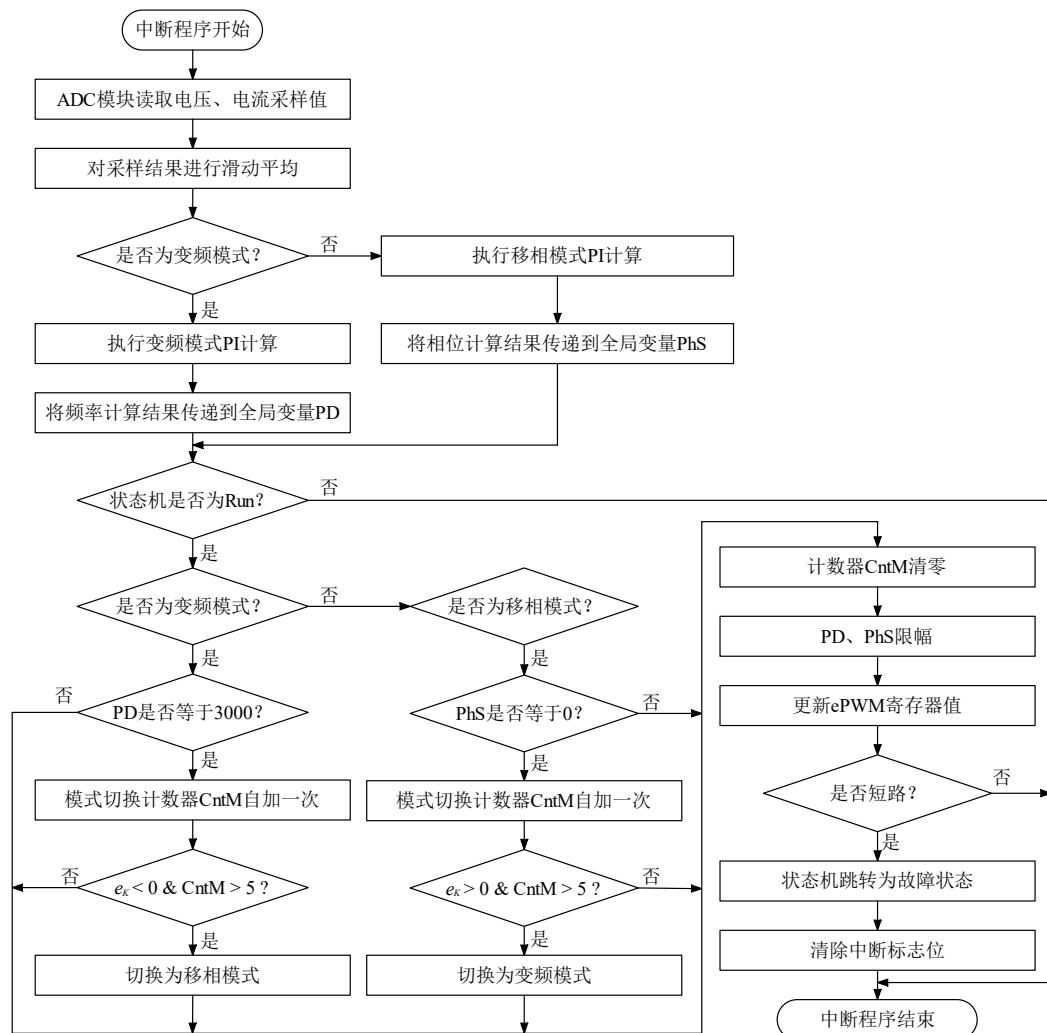


图 3.9 运行控制中断程序流程图

### 3.3.3 状态控制程序设计

状态控制程序的主要内容为变换器的状态机转换与过压、过流保护。变换器的状态机共有五种状态，分别是：初始化、等待、启动、运行和故障，其中最重要的是启动状态。启动状态包含软起动初始化和软起动运行两个子状态，以完成变换器的软起动过程。变换器的软起动通过高频、小占空比实现，在软起动初始化状态下，系统会将开关频率的下限值调整为二谐振频率，死区时间设定为最大值；当进入软起动运行状态后，每执行一次状态控制中断程序，开关频率下限与死区时间都会自减一次，变换器的开关频率工作范围逐渐放宽，死区时间逐渐减小，占空比逐渐增大，直到频率下限为三谐振频率，死区时间为额定死区时间时，自减结束，软起动完成，变换器状态机跳转为运行状态。

由于过压、过流和欠压三种故障情况下，保护动作的时限较长，所以放置在中断周期较长的状态控制中断程序中执行。此外，由于状态控制程序为第二级中断，进入状态控制程序后要立即开启一级中断使能，保证更高优先级的中断响应。状态控制程序流程图见附录 2。

## 3.4 本章小结

本章主要介绍了变换器控制系统的软硬件组成，并对控制程序的设计进行了阐述。控制系统的硬件部分介绍了采样电路、控制器和驱动电路的组成与原理；软件部分首先讲解了 PID 控制算法的原理及其离散化处理方法，之后对变换器的运行控制程序和状态控制程序进行了详细说明。

## 第 4 章 实验验证与结果分析

为了验证第 2 章中 LLC 谐振变换器的原理与所述控制方法的可行性，本章采用了 Matlab/Simulink 软件搭建了仿真实验平台，对三种控制方法进行仿真验证，并采用了以 TMS320F28335 数字信号处理器为核心的 LLC 谐振变换器实验平台进行了实物验证。

### 4.1 系统仿真

#### 4.1.1 仿真实验平台设计

在进行实物验证前需要通过仿真系统来模拟电路运行状态，观察开关管工作状态与输出波形是否符合预期，进而检验电路参数设计和变换器控制策略是否有效。

如图 4.1 为 Matlab 软件中所搭建的仿真系统平台。系统设计输入电压为 200V，输出电压范围为 12V~36V，变压器变比  $n = 7.7$ ，设计谐振频率为  $f_1 = 10\text{kHz}$ ，死区时间为 320ns。为方便观察负载切换时的波形变化，仿真系统负载采用可变负载，额定负载为  $1.7\Omega$ ，最小负载为  $10\Omega$ 。根据第 2 章中的公式计算所得的元件参数分别为： $C_r = 450\text{nF}$ ， $L_r = 450\text{nH}$ ， $L_m = 4\text{mH}$ 。此时该变换器的三谐振频率为  $f_2 = 4.6\text{kHz}$ ，故系统的开关频率工作范围为  $4.6\text{kHz} - 10\text{kHz}$ 。

Control Port 为参考电压与负载设定端口，Controller 模块为 PID 控制器子系统，PWM Generator 模块为驱动信号产生子系统。

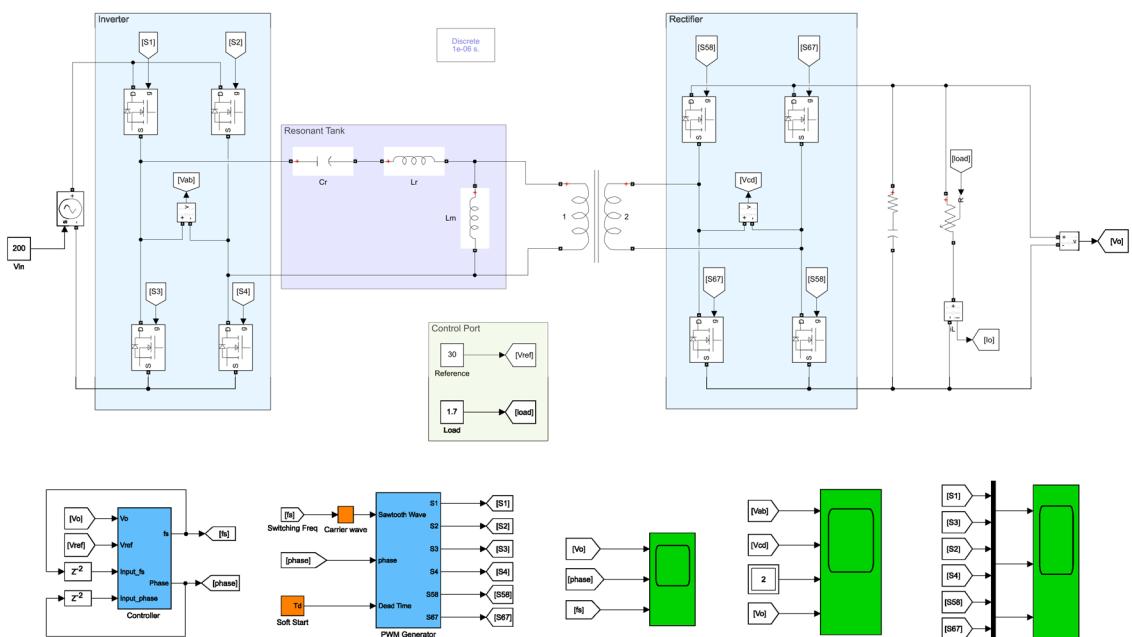


图 4.1 仿真系统图

如图 4.2 所示为控制子系统框图，上半部分为变频控制的 PID 计算环路，下半部分为移相控制的 PID 计算环路。fcn 为使用 M 语言编写的 MATLAB Function 函数功能模块，其能够根据前一时刻的开关频率与移相角适当地切换控制方式。此外，计算环路中还设置了 Saturation 模块对输出信号进行限幅。

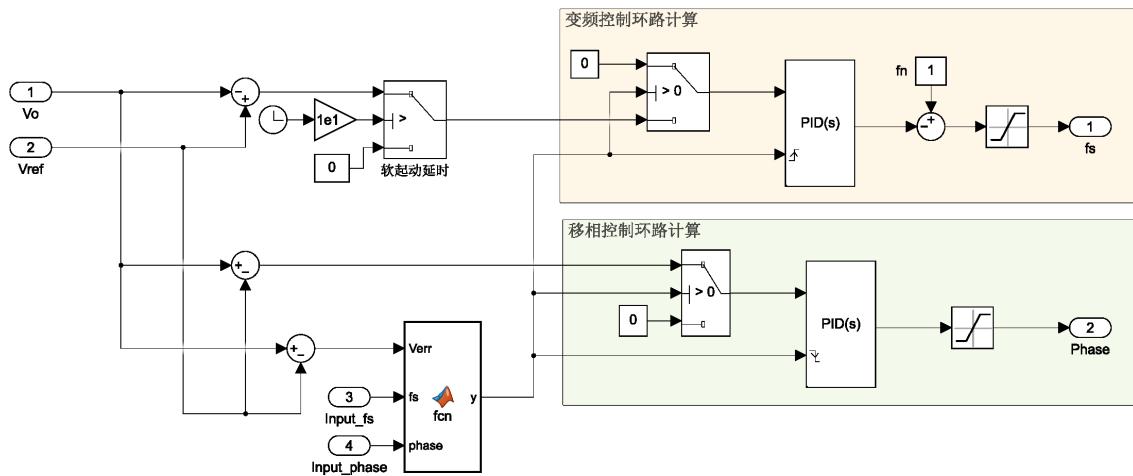


图 4.2 PID 控制子系统

图 4.3 为 PWM 驱动信号产生模块框图，其输入为开关频率的载波、移相相位和死区时间。输入的载波与恒值 0.5 比较，产生占空比为 50% 的方波，作为 S<sub>1</sub>~S<sub>4</sub> 开关管的驱动信号。输入的移相角对 S<sub>1</sub>/S<sub>4</sub> 和 S<sub>2</sub>/S<sub>3</sub> 之间的方波信号进行移相，实现移相控制。启动时，输入的死区时间会逐渐减小，PWM 驱动信号的占空比从 0 逐渐增大，实现软启动。

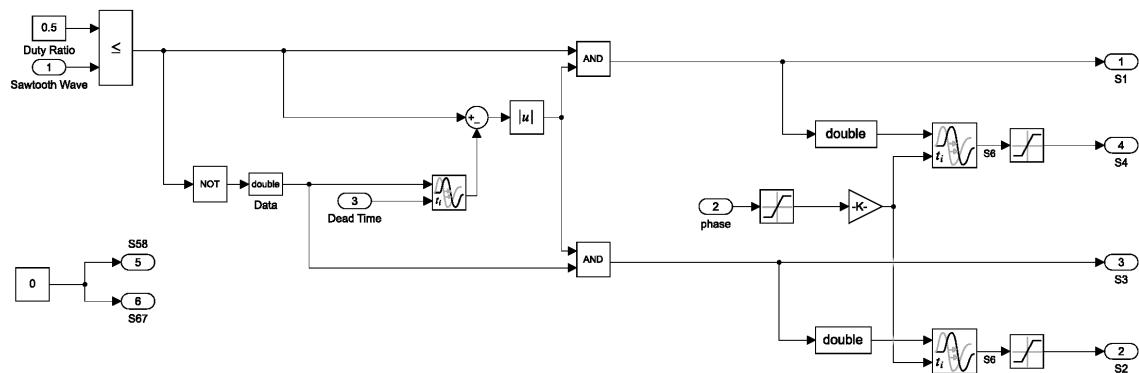


图 4.3 PWM 信号产生模块

#### 4.1.2 仿真实验结果及分析

##### 1. 开关管驱动信号

LLC 谐振变换器采用的移相和变频控制均为定占空比控制，驱动信号的占空比恒定为 50%。图 4.4 所示为变换器在谐振频率下，移相比为 0 时的原边开关

管驱动信号，此时  $S_1$  与  $S_3$  的波形互补， $S_2$  与  $S_4$  的波形互补， $S_1$  与  $S_2$  的波形互补。在变频控制模式下，变换器的整流侧采用不控整流，整流过程由 MOS 管的反并联体二极管完成，副边开关管触发信号被封锁。在移相控制模式下，变换器的整流侧采用同步整流进行控制。

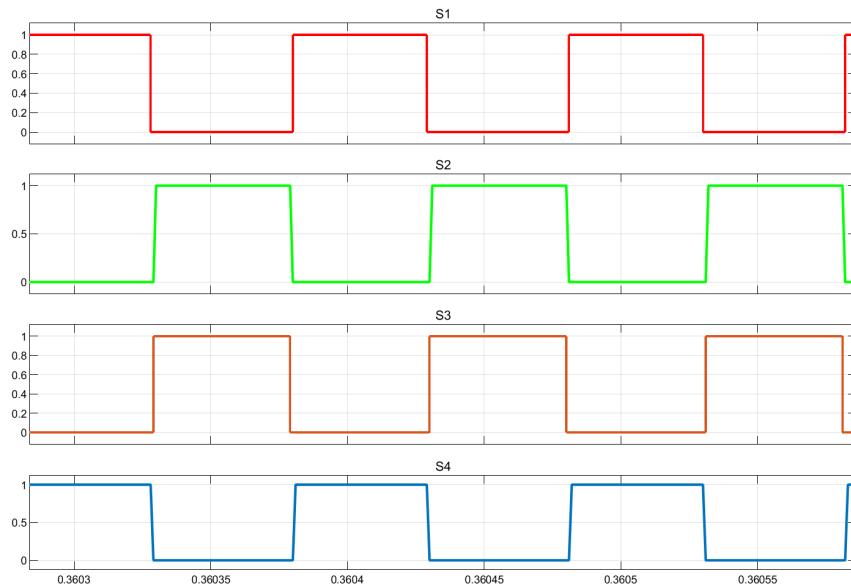


图 4.4 原边开关管驱动信号

## 2. 变频控制模式的仿真波形分析

变换器在变频控制模式下的工作频率范围是 4.6kHz 到 10kHz，在此频率范围内变换器工作在欠谐振状态，可以实现升压。在 10kHz 时变换器工作在定电压增益模式，输出电压增益恒为 1。

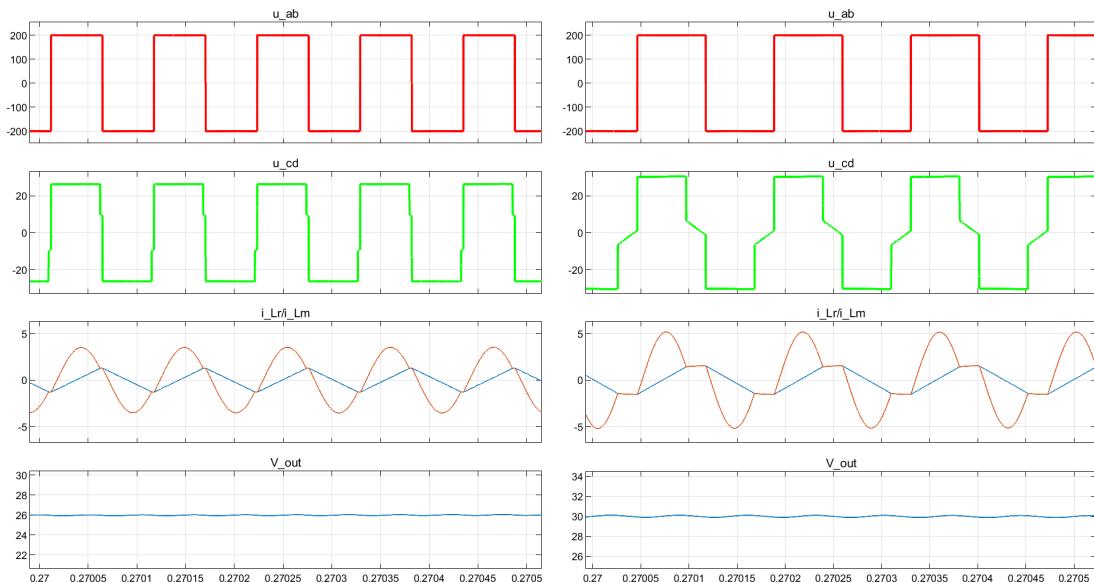
(a)  $f_s = 9.45\text{kHz}$ (b)  $f_s = 7.04\text{kHz}$ 

图 4.5 变频控制模式下的变换器波形

图 4.5 所示为变换器在变频控制模式下的变压器工作波形。图中第一行为变压器原边端口电压  $u_{ab}$ ，第二行为变压器副边端口电压  $u_{cd}$ ，第三行为谐振电流  $i_{Lr}$  与励磁电流  $i_{Lm}$ ，第四行为输出电压  $V_{out}$ 。在额定负载下，设定输出电压为 26V 时，开关频率  $f_s = 9.45\text{kHz}$ ，此时开关频率接近谐振频率， $i_{Lr}$  类似于正弦波。设定输出电压为 30V 时，开关频率  $f_s = 7.04\text{kHz}$ ，此时由于开关频率远小于谐振频率，当  $i_{Lr}$  与  $i_{Lm}$  相等时，主电路工作在三谐振模式。

### 3. 移相控制模式的仿真波形分析

变换器在移相控制模式下的移相范围是  $0^\circ$  到  $180^\circ$ ，在此控制模式下变换器工作在谐振状态，可以实现降压。移相角越大，电压增益越小。图 4.6 所示为变换器在变频控制模式下的变压器工作波形。在额定负载下，设定输出电压为 24V 时，移相角  $\theta = 46^\circ$ ，设定输出电压为 20V 时，开关频率  $\theta = 87^\circ$ 。

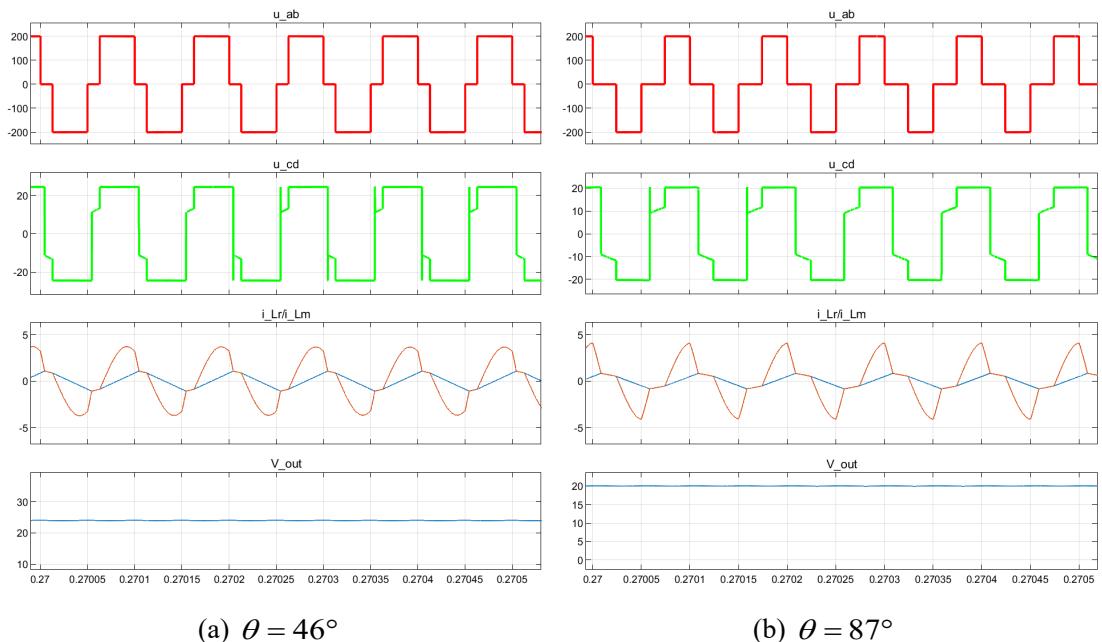


图 4.6 移相控制模式下的变换器波形

### 4. 混合控制模式的仿真波形分析

在混合控制模式下，变换器采用变频控制进行升压，采用移相控制进行降压。在额定负载下时，将设定输出电压由 28V 切换到 24V，由图 4.7 可知，仿真输出电压可在 16ms 内完成切换并达到稳态，动态响应速度较快。

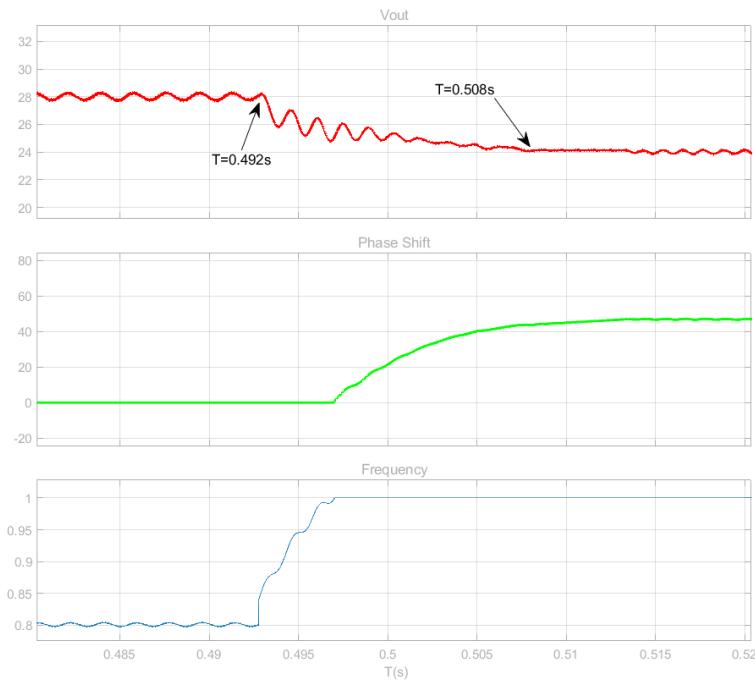


图 4.7 混合控制模式动态响应波形

## 4.2 实物验证

5.1 节中的仿真验证结果表明第 2 章中的 LLC 谐振变换器原理与变换器的控制策略正确无误。为了进一步验证控制策略的可行性，本节在如图 4.8 所示的实验平台上进行了实物验证。

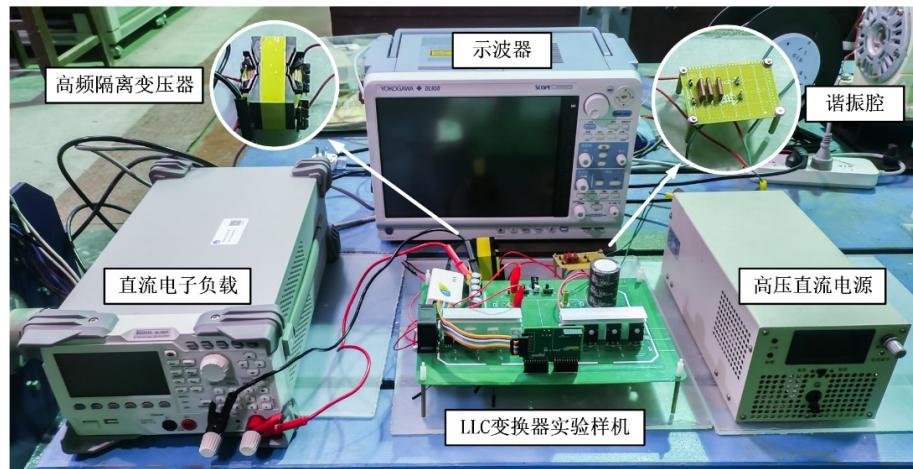


图 4.8 LLC 谐振变换器硬件验证平台

### 4.2.1 硬件实验平台介绍

实物验证所采用的实验平台由高压直流电源、LLC 谐振变换器样机、电子负载、示波器组成。高压直流电源可以提供 24V-120V 可调直流恒压输出，电子负载可提供最高 200W 的  $0.5\Omega$ - $15k\Omega$  电阻性负载。变换器样机由主电路、隔离驱

动电路、采样电路、DSP 核心控制板四部分组成。DSP 控制器发出的开关管驱动信号经隔离驱动电路放大后，为主电路的 MOS 管提供门极信号。采样电路的采样电阻与输入输出总线相连，经采样电路降压后为 DSP 核心控制板提供采样信号。

硬件实验平台的具体参数如表 4.1 所示。

表 4.1 硬件实验平台电气参数

参数	大小
输入电压 $V_{in}$ (V)	50
输入电容 $C_{in}$ ( $\mu$ F)	470
输出电容 $C_{out}$ ( $\mu$ F)	1950
谐振电感 $L_r$ ( $\mu$ H)	570
谐振电容 $C_r$ ( $\mu$ F)	450
励磁电感 $L_m$ ( $\mu$ H)	4
谐振频率 $f_s$ (kHz)	10
死区时间 $t_d$ (ns)	320
变压器变比 $n$	7.7

#### 4.2.2 实物验证结果及分析

##### 1. 软开关实验结果

根据计算可得，当变换器死区时间大于 320ns 时即可使 MOS 管寄生电容完成充放电，实现原边开关管的零电压开通。

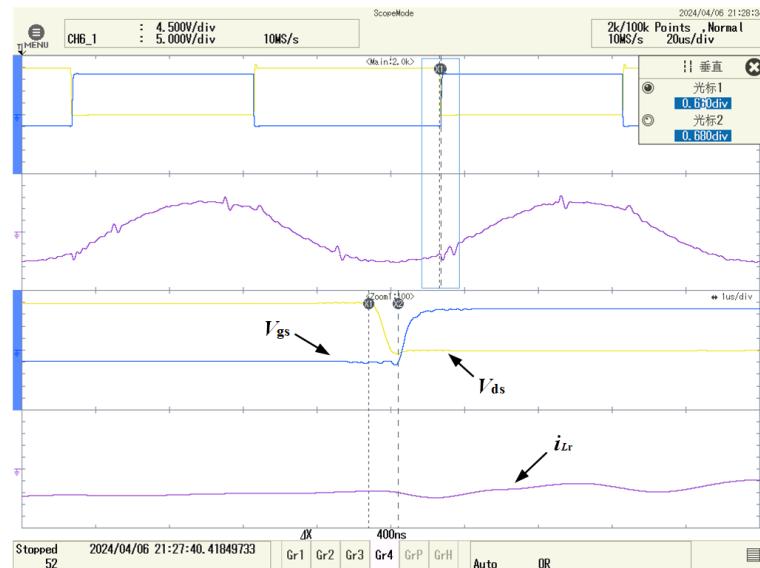


图 4.9 变换器原边软开关波形

图 4.9 为变换器原边  $S_1$  开关管的门极触发波形与  $S_1$  开关管两端的电压波形。

如图所示，当门极触发信号  $V_{gs}$  为高电平时，开关管  $S_1$  导通，其两端电压  $V_{ds}$  降为 0；当门极触发信号  $V_{gs}$  为低电平时，开关管  $S_1$  关断，其两端电压  $V_{ds}$  上升至  $V_{in}$ 。在  $V_{gs}$  的上升沿还未到来时，开关管两端电压  $V_{ds}$  已经开始下降，并在  $V_{gs}$  开始上升之前已经降为 0。这说明在设定的死区时间内，反向励磁电流对开关管  $S_1$  的寄生电容进行放电，在 MOS 管导通之前，其两端电压已经降为 0。原边其余开关管同理，均可以实现零电压关断（ZVS）。

## 2. 变频控制实验

在输入电压为 50V 的情况下，变换器的副边定电压增益输出为 6V，当参考电压设定值大于 6V 时，变换器工作在变频控制模式。图 4.10 所示为变换器在参考电压由 7.5V 切换至 6V 时的动态响应波形，图中绿色曲线为变压器输入端电压  $u_{ab}$ ，紫色曲线为谐振腔电流  $i_{Lr}$ ，灰色曲线为变换器输出电压  $V_{out}$ 。如图所示，在参考电压切换后，变换器输出电压在 60ms 内达到了稳态。

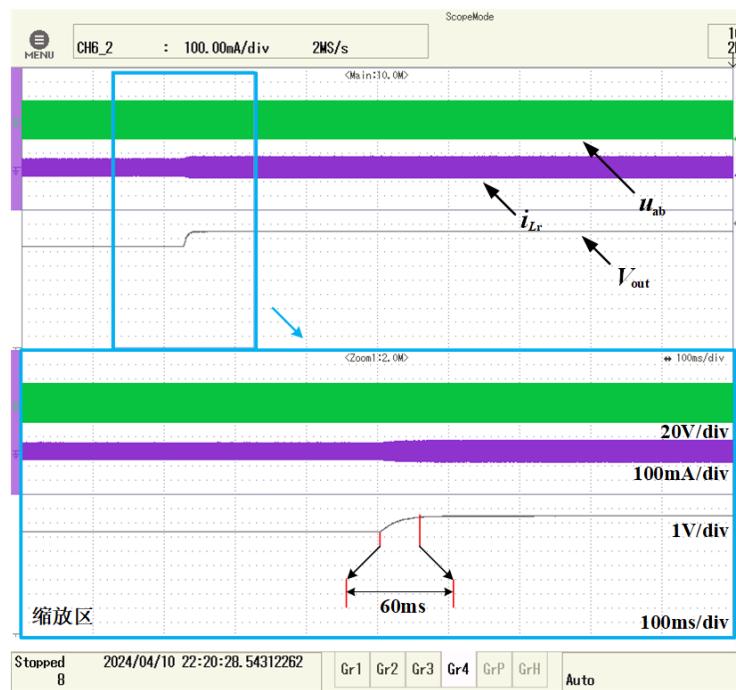


图 4.10 变频控制动态响应波形

图 4.11 所示为变换器在变频控制模式稳态情况下切换负载时的波形图。当负载从  $2\Omega$  切换至  $3.5\Omega$  时，由于负载变轻，输出电压  $V_{out}$  出现短暂的上升，随后变换器开关频率增大，电压增益减小，输出电压  $V_{out}$  重新回到参考电压设定值。此外，负载减轻后，谐振电流  $i_{Lr}$  也出现了一定程度上的下降。

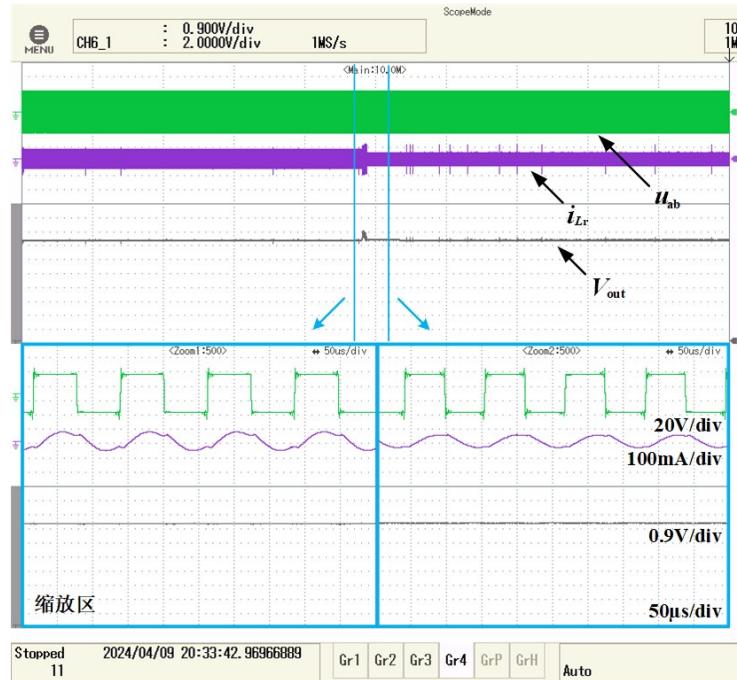


图 4.11 变频控制下的稳态负载切换波形

### 3. 移相控制实验

当参考电压设定值小于 6V 时，变换器工作在移相控制模式。图 4.12 所示为变换器在参考电压由 4.5V 切换至 3V 时的动态响应波形。如图所示，在参考电压切换后，变压器输入电压  $u_{ab}$  波形的零电平持续时间变长，实现降压。

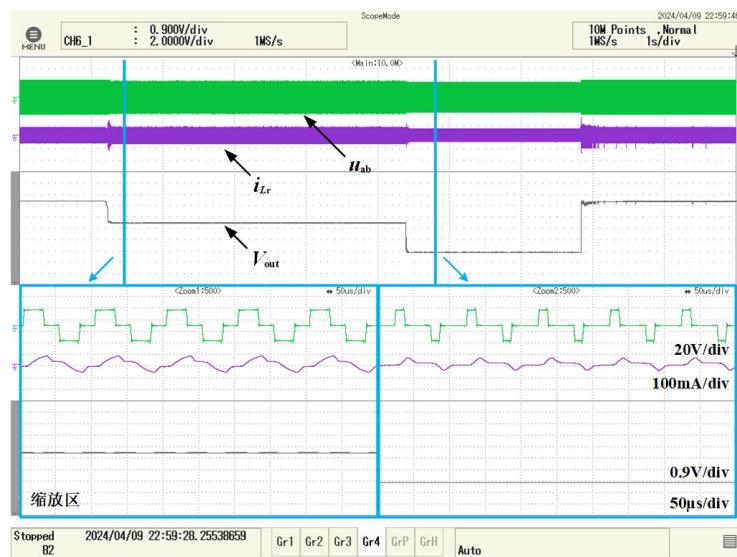


图 4.12 移相控制电压波形

图 4.13 所示为变换器在移相控制模式稳态情况下切换负载时的波形图。当负载从  $2\Omega$  切换至  $3.5\Omega$  时，输出电压  $V_{out}$  同样出现短暂的尖峰，但在 16ms 内重新回到了稳态，证明了本文所采用的控制方法的稳定性。

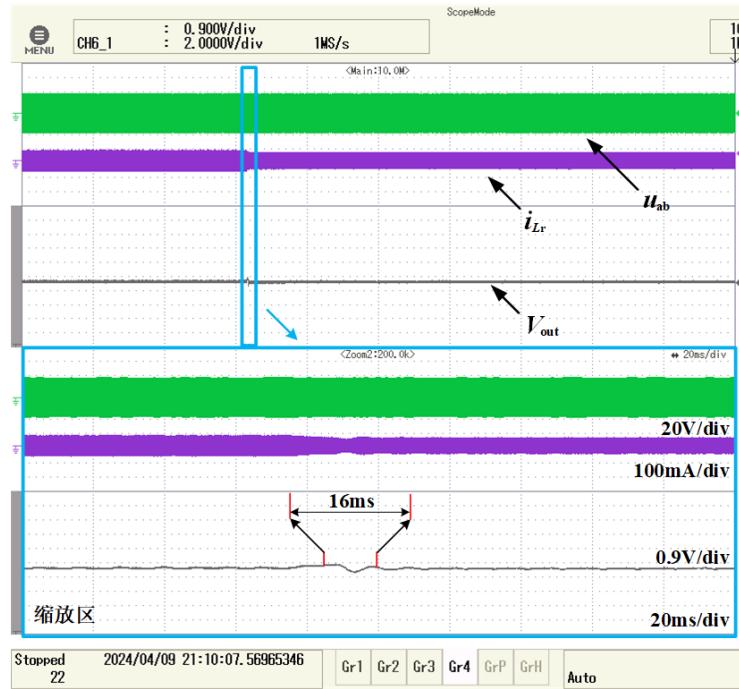


图 4.13 移相控制下的稳态负载切换波形

#### 4. 混合控制实验

图 4.14 为变换器在参考电压由 8V 切换至 5.5V，再由 5.5V 切换至 8V 时的动态响应波形。如图所示，变换器由变频控制向移相模式切换仅需 40ms 即可达到稳态，而由移相模式向变频模式切换的过程则需要 100ms 才能完成，响应速度相对前者较慢。

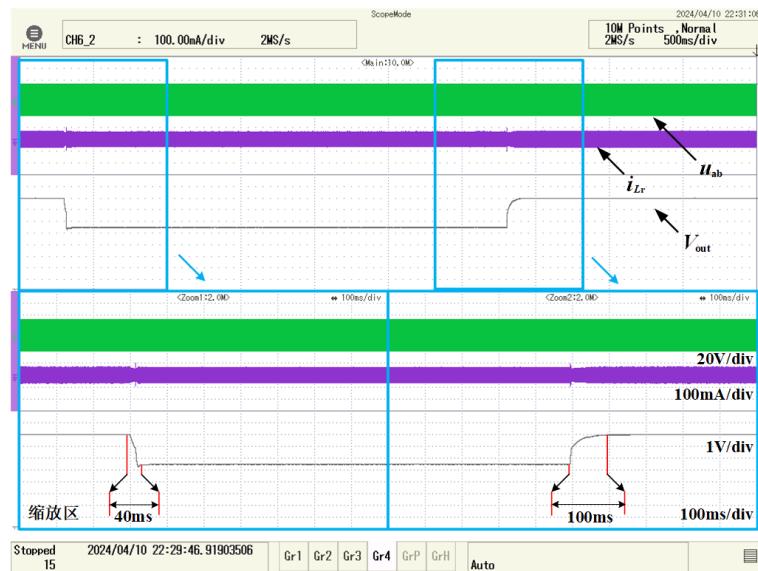


图 4.14 混合控制动态响应波形

图 4.15 所示为变换器在混合控制模式下的变压器输入端电压波形图。在参考电压为 5.5V 时的变压器输入电压  $u_{ab}$  波形为三电平，在参考电压为 8V 时则为

方波，进一步验证了控制模式切换策略的有效性。同时，在移相模式与变频模式下的谐振电流  $i_{Lr}$  波形也与理论结果相符。

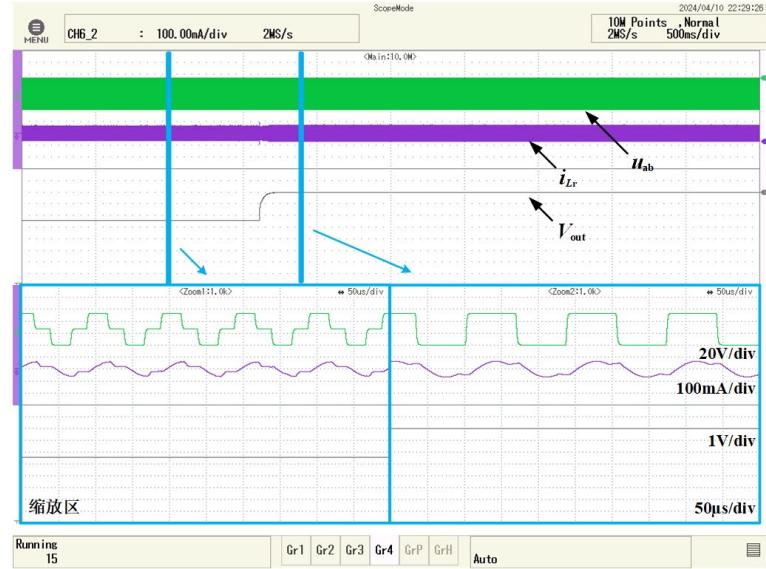


图 4.15 混合控制电压波形

## 5. 同步整流实验结果

图 4.16 为变换器未加入同步整流控制与加入同步整流控制后的效率对比图。由图可知，在加入同步整流控制后变换器效率得到了不同程度的提升。在传输功率为 12W 以下时，加入同步整流后变换器效率可以提升 5% 以上；而在传输功率为 16W 以上时效率仅提升了 1% ~ 3%。这是因为轻载时整流二极管的导通损耗占变换器总损耗的比例较大，采用 MOS 管代替二极管整流后效率可以得到较大的提升。但在重载情况下，除导通损耗以外的其它损耗在变换器的总损耗中占比提高，故使用同步整流控制后效率提升较少。

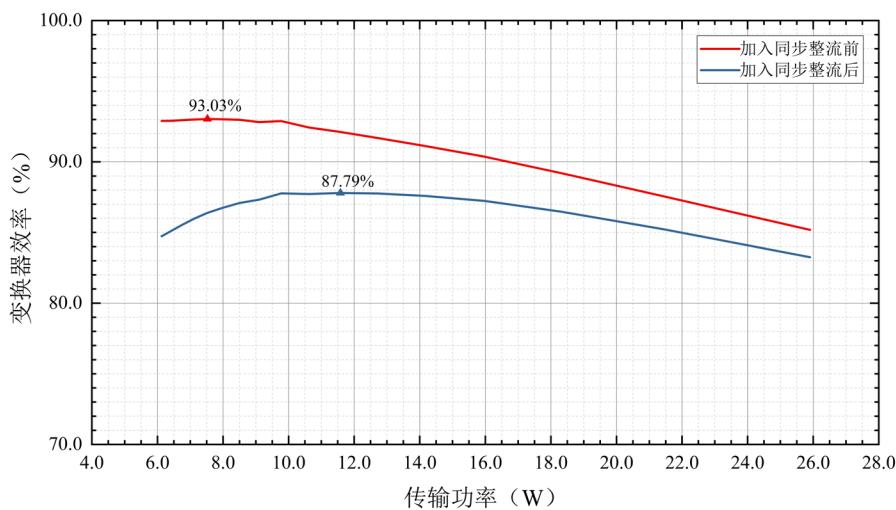


图 4.16 变换器效率曲线

### 4.3 本章小结

本章通过 MATLAB/Simulink 软件与搭建的变换器样机对 LLC 谐振变换器的原理与控制策略进行了验证。通过切换参考电压和改变负载的方法，对变频控制、移相控制和混合控制三种控制方法下变换器的响应速度，以及变频控制和移相控制下变换器的输出稳定性进行验证。在输入电压为 50V 的情况下，变换器的动态响应速度均在 100ms 以内，加入同步整流策略后，变换器的峰值效率可达 93.03%，实验结果证明了控制策略的可行性与鲁棒性。

## 结论与展望

LLC 谐振变换器在移动通信设备和消费电子领域有着广泛的应用，而双向充放电功能使得全桥 LLC 谐振变换器有着在新型电力系统中应用的巨大潜力。本文以双向全桥 LLC 为研究对象，在对两种常见的控制策略进行对比分析的基础上，提出了宽电压增益的混合控制策略，此外还通过简化电路分析得出了谐振腔参数的取值范围，并通过仿真和实物验证了提出的控制策略与谐振腔参数。

本文取得的主要成果如下：

(1) 在变频控制和移相控制两种广泛采用的控制策略下，根据一个周期内的电路波形，对电路工作模态进行了细致的分析，阐述了 LLC 谐振变换器在不同控制策略下实现升降压的原理。对比两种控制策略在升压和降压模式下的优缺点，为使变换器工作频率范围尽可能窄，电压增益范围尽可能宽，同时满足高效率与动态响应快的要求，选择在升压模式下采用变频控制，在降压模式下采用移相控制的混合控制策略。

(2) 对 LLC 谐振变换器在死区时间内的等效电路进行分析计算，得出了满足死区时间内开关管寄生电容充放电要求的励磁电感取值范围；之后基于基波分量法得到了 LLC 谐振变换器的电压增益公式，根据变换器电压增益的设计要求，完成了对谐振电感与谐振电容的取值。

(3) 编写控制程序。DSP 程序在整体结构上使用了状态机对变换器的工作状态进行划分，使用两个不同中断优先级的中断程序对状态机进行实现。在运行控制中断程序内执行电压电流采样、PID 环路计算，ePWM 寄存器更新和短路快速保护，在状态控制中断程序内进行系统初始化、软起动与过流、过压、欠压等慢速保护。

(4) 通过仿真与实物对 LLC 谐振变换器的原理与三种控制策略进行验证。结果表明，本文设计的 LLC 谐振变换器可以实现软开关与升降压功能，动态响应速度在 100ms 以内，加入同步整流控制策略后，变换器效率在不同传输功率下得到了不同程度的提高，变换器样机在 8W 下可以达到峰值效率 93.03%，满足了设计要求的快速性与高效性。

本课题已经满足了基本的设计要求，但还需要在以下几个方面深入研究：

(1) 本文设计的 LLC 谐振变换器的最大开关频率为 10kHz，控制器时钟为 30MHz，系统工作频率较低，一定程度上导致了变换器的响应速度降低，开关损耗增加，同时较低的开关频率需要使用体积庞大的电感、电容和变压器等元件，造成系统整体功率密度低。

(2) 目前仅实现了移相控制下的同步整流，变频控制下的同步整流需要额外的检测电路与电路建模，实现起来较为复杂，需要在下一步的工作中进行研究。

(3) 采用了基波分量法对变换器的等效电路进行建模，基波分量法假设谐振腔输入端电压  $u_{ab}$  与输入端电压  $u_{cd}$  均为方波，只考了基波分量，忽略了基波成分以外的高次谐波对能量传输产生的影响，与实际情况相差较大，导致变换器模型存在误差，增益表达式精度较差，需要进一步优化。

## 参考文献

- [1] 阮广春, 何一鎏, 谭振飞, 等. 面向新型电力系统运行的数据-物理融合建模综述[J/OL]. 中国电机工程学报, 2023: 1-20.
- [2] 薛彩霞. 海洋能多能互补独立发电系统控制技术研究[D/OL]. 国家海洋技术中心, 2014.
- [3] 牛靖凯. LLC 谐振变换器双向运行下的简化时域分析与控制研究[D/OL]. 北京交通大学, 2022.
- [4] 罗敏, 梁晖. LC 串联谐振型双向 DC/DC 变换器研究[J/OL]. 电器与能效管理技术, 2020(2): 30-40+46.
- [5] 张治国, 谢运祥, 袁兆梅. 高频 LCC 谐振变换器的分析与轨迹控制[J/OL]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 52-58.
- [6] 罗全明, 邹灿, 支树播, 等. 基于 LCL-T 半桥谐振变换器的 LED 恒流驱动电源[J/OL]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 319-324.
- [7] Bo Yang, F.C. Lee, A.J. Zhang, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion[C/OL]//APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335): Issue 2. Dallas, TX, USA: IEEE, 2002: 1108-1112.
- [8] Liu Y. High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range[D]. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2007.
- [9] 陈启超, 王建赜, 纪延超. 双向 LLC 谐振型直流变压器的软启动及功率换向控制[J/OL]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 180-186.
- [10] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC 谐振变换器效率优化设计[J/OL]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 48-56+16.
- [11] Li X, Huang J, Ma Y, et al. Unified Modeling, Analysis, and Design of Isolated Bidirectional CLLC Resonant DC-DC Converters[J/OL]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 2305-2318.
- [12] 邓钦瑞, 何英杰, 雷超, 等. CLLLC 谐振变换器变频移相混合控制方法[J/OL]. 电力自动化设备, 2022, 42(2): 148-154.
- [13] Kim J H, Kim C E, Kim J K, et al. Analysis on Load Adaptive Phase-Shift Control for High Efficiency Full-Bridge LLC Resonant Converter in Light Load Conditions[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015: 1-1.
- [14] Shakib S M S I, Mekhilef S. A Frequency Adaptive Phase Shift Modulation Control Based LLC Series Resonant Converter for Wide Input Voltage Applications[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8360-8370.
- [15] 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J/OL]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 72-79+94.
- [16] 阚志忠, 张海松, 齐飞. 基于预测控制的 LLC 变换器谐振频率自动跟踪技术[J]. 燕山大学学报, 2016, 40(5): 419-425.
- [17] 马宇鸣. LLC 单相 DAB 变换器移相变频控制的研究[D/OL]. 北方工业大学, 2021.
- [18] Weiyi Feng, Fred C. Lee, Paolo Mattavelli. Simplified Optimal Trajectory Control (SOTC) for LLC Resonant Converters[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2415-2426.
- [19] Weiyi Feng, Lee F C, Mattavelli P. Optimal Trajectory Control of LLC Resonant Converters

- for LED PWM Dimming[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 979-987.
- [20] Wu H, Mu T, Gao X, et al. A Secondary-Side Phase-Shift-Controlled LLC Resonant Converter With Reduced Conduction Loss at Normal Operation for Hold-Up Time Compensation Application[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10): 5352-5357.
- [21] Li H, Wang S, Zhang Z, et al. Bidirectional Synchronous Rectification on-Line Calculation Control for High Voltage Applications in SiC Bidirectional LLC Portable Chargers[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5557-5568.
- [22] Li H, Wang S, Zhang Z, et al. A Bidirectional Synchronous/Asynchronous Rectifier Control for Wide Battery Voltage Range in SiC Bidirectional LLC Chargers[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 6090-6101.
- [23] Sun C, Wang R, Xiao X, et al. Model-Free Bidirectional Synchronous Rectification Control Scheme for LLC-Based Energy Storage System in Electric-Vehicle Energy Router[J/OL]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(4): 5140-5150.
- [24] Erickson R W, Maksimović D. Fundamentals of Power Electronics[M/OL]. Cham: Springer International Publishing, 2020: 944-945.
- [25] Shuilin Tian, Fred C. Lee, Qiang Li. Equivalent Circuit Modeling of *LLC* Resonant Converter[J/OL]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8833-8845.
- [26] 何芝强. PID 控制器参数整定方法及其应用研究[D/OL]. 浙江大学, 2005.
- [27] 顾卫刚, 郭巍, 张蔚, 等. 手把手教你学 DSP (微课视频版) —— 基于 TMS320F28335 的应用开发及实战[M]. 第一版. 清华大学出版社, 2014: 134-210.

## 致谢

当五月的风再一次吹来，我才意识到自己的大学本科生涯马上就要结束了。我能顺利的度过人生的前二十一年并且完成大学本科生涯，离不开家人、师长和朋友们的陪伴和帮助。

我最应该感谢的人是我的父亲和母亲。从小我就是一个调皮捣蛋的孩子，弄坏家里的东西是家常便饭，最严重的一次因为放鞭炮将家里的地下室烧了个精光，学习上更是没少让母亲操心，常年处于班级吊车尾的水平。但好在母亲并未因此放弃我，无数次犯错后的批评指正，遇到挫折困难时坚定的鼓励，让我逐渐成长为了“别人家的孩子”。父爱无言，深沉而又伟大，二十多年来他辗转于多地工作，给家庭提供了稳定的经济来源，让我能够安心长大。

我是一个幸运的孩子，在人生的每一个阶段，我都遇到了帮助我塑造人生观与价值观、改变人生命运的恩师，他们是我的初中班主任武竹冰老师、高中班主任贺佩明老师、高中语文老师闫韶悦老师、竹笛启蒙老师吕彦军老师、大学班主任赵红老师。桃李不言，下自成蹊，在此向恩师们致以最衷心的感谢。

感谢周鑫老师对本论文的悉心指导，感谢课题组李旭峰师兄和黄晓明师兄带我入门，帮助我少走了许多弯路，无数个与他们在实验室披星戴月的夜晚，让我有了对科研的第一印象。感谢我的室友，四年来的和睦共处让我们结下了深厚的友谊，他们带给了我无数快乐的时光。感谢船电专业山西的学长们，他们在大一入学时就为我树立了榜样。感谢牛小兵老师、许爱德老师、薛征宇老师和刘剑桥老师，他们在研究生申请过程中为我提供了无私的帮助。

最后我要感谢四年一直努力的自己。大学里几乎每一个周末我都在图书馆度过，公休、寒暑假也无一不用来准备考试或是竞赛。我在学习这条路上不断奔跑，终于换来了梦校的入场券，我想对自己说一声：好样的！

## 附录

### 附录 1：MATLAB Function 模块代码

#### 变换器工作模式切换逻辑

```
function y = fcn(Verr, fs, phase)

%*****初始化*****
persistent i
if isempty(i)
    i = 0;
end

%*****模式切换*****
if fs == 1
    if Verr > 0
        i = 1;
    end
end

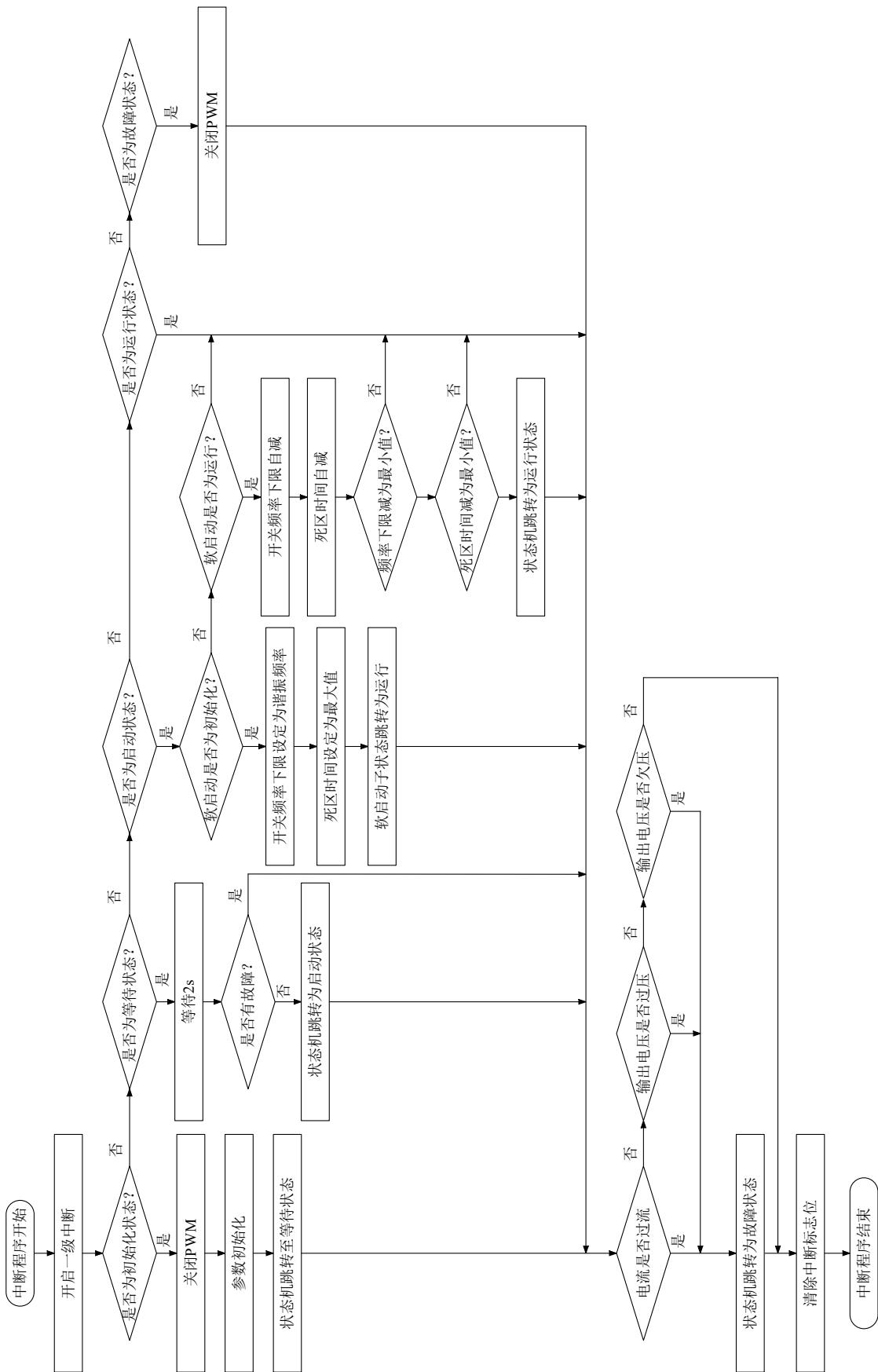
if phase == 1e-5
    if Verr < 0
        i = 0;
    end
end

y = i;
```

## 附录 2： DSP 控制程序

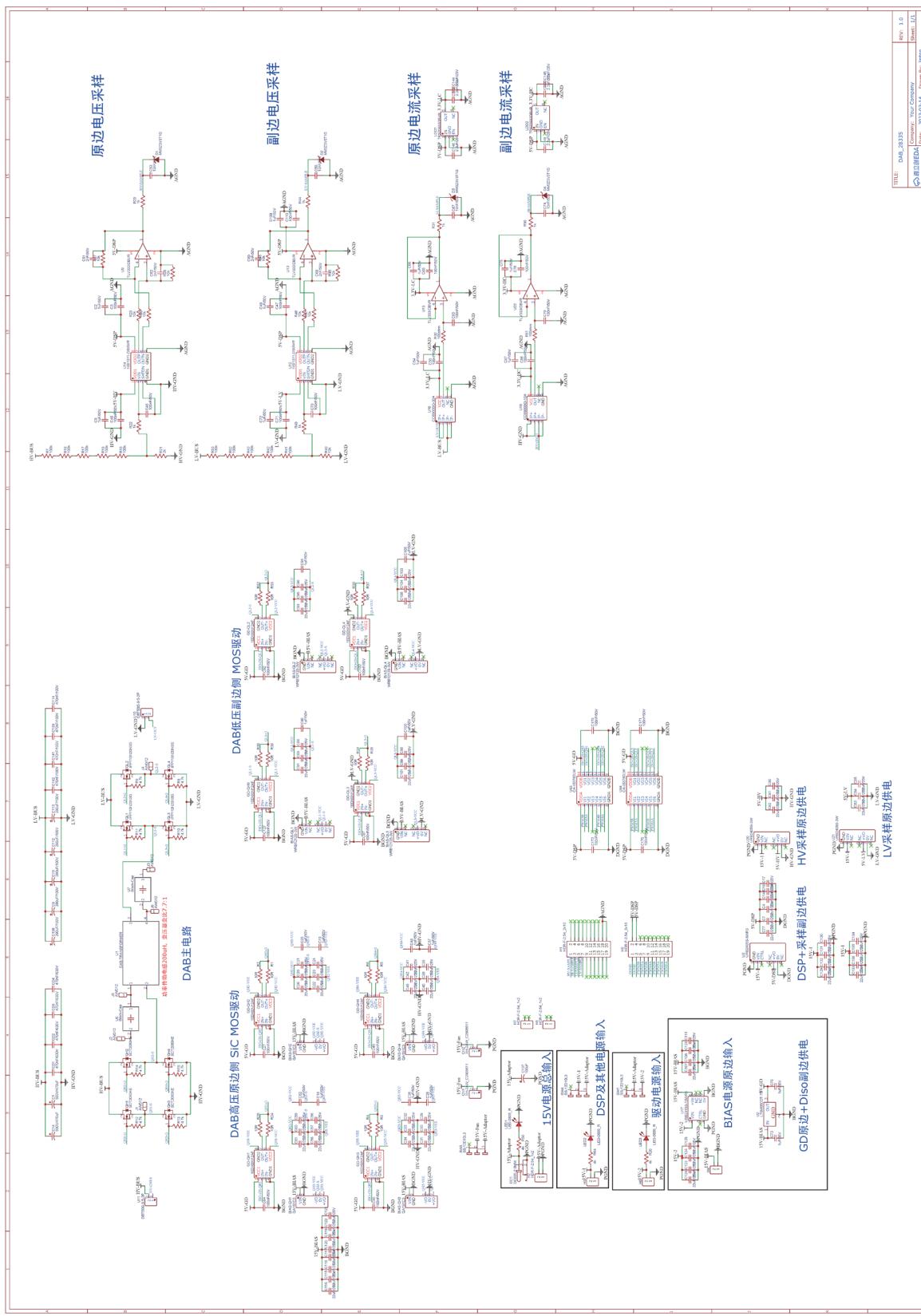
主函数	中断函数
<pre> void main(void) {     InitSysCtrl();     DINT;     InitPieCtrl();     IER = 0x0000;     IFR = 0x0000;     InitPieVectTable();      GPIO_Init();     EPWM_Init();     ADC_Init();     TIM0_Init(150, 20);     TIM1_Init(150, 5000);      EALLOW;     PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;     EDIS;      EALLOW;     PieCtrlRegs.PIEACK.all = 0xFFFF;     EDIS;      IER = M_INT1 M_INT9 M_INT13;     EINT     ERTM;      EALLOW;     SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1;     EDIS;      while (1); } </pre>	<pre> interrupt void TIM0_IRQHandler(void) {     ADCSample();     VILoopCtl();     RegReflash();     ModeSel();     ShortCircuitProtection();      CpuTimer0Regs.TCR.bit.TIF = 1;     EALLOW;     PieCtrlRegs.PIEACK.bit.ACK1 = 1;     EDIS;     return; }  interrupt void TIM1_IRQHandler(void) {     IER = M_INT1;     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;     __asm(" NOP");     EINT;      OverVoltProtection();     StateM();      CpuTimer1Regs.TCR.bit.TIF = 1;     return; } </pre>

### 附录 3：状态控制程序流程图



附图 2.1 状态控制程序流程图

## 附录 4：主电路 PCB 图纸



附图 2.2 主电路 PCB 图纸