

基于可调电容的LLC大电流均流技术

华旖筠*, 金爱娟#

上海理工大学光电信息与计算机工程学院, 上海

收稿日期: 2025年3月14日; 录用日期: 2025年4月7日; 发布日期: 2025年4月16日

摘要

为了减小输入输出电流纹波、提高功率密度、降低开关损耗, LLC谐振变换器多采用多相交错并联结构。然而, 受限于实际制造工艺, 各元器件(主要为电感和电容)参数存在不可避免的偏差, 这一现象在多相交错并联LLC谐振变换器中, 引发各相电压增益不一致的问题, 进而导致各相电流不均衡。针对这一问题, 本文依托三相交错LLC谐振变换器展开研究, 提出一种基于可调电容的均流模块, 在不增加控制复杂度和各模块间的耦合的前提下, 采用结合前馈控制与离散PID控制策略, 精准控制可调电容模块对谐振电路进行容差补偿, 成功实现LLC各相电路一次侧电流与负载电流的均衡分配, 不仅控制策略简单, 还完好保持了LLC谐振变换器固有的软开关特性, 同时提升变换器的工作效率。

关键词

三相交错并联LLC谐振变换器, 可调电容, 均流特性, PSIM仿真

LLC Large Current Equalization Technology Based on Adjustable Capacitance

Yiyun Hua*, Aijuan Jin#

School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Mar. 14th, 2025; accepted: Apr. 7th, 2025; published: Apr. 16th, 2025

Abstract

In order to reduce input and output current ripple, improve power density, and minimize switching losses, LLC resonant converters often employ multi-phase interleaved parallel structures. However, due to inherent manufacturing tolerances, parameters of various components (mainly inductors

*第一作者。

#通讯作者。

文章引用: 华旖筠, 金爱娟. 基于可调电容的 LLC 大电流均流技术[J]. 建模与仿真, 2025, 14(4): 378-393.

DOI: 10.12677/mos.2025.144295

and capacitors) inevitably deviate, which in multi-phase interleaved LLC resonant converters lead to inconsistent voltage gain across phases, resulting in current imbalance. To address this issue, this paper conducts research based on a three-phase interleaved LLC resonant converter. A current sharing module based on adjustable capacitors is proposed. Without increasing the control complexity or the coupling between modules, a control strategy that combines feed-forward control and discrete PID control is employed. This strategy precisely controls the adjustable capacitor module to perform tolerance compensation on the resonant circuit. As a result, the balanced distribution of the primary side current in each phase of the LLC circuit and the load current is successfully achieved. The proposed control strategy is not only simple but also well maintains the inherent soft-switching characteristics of the LLC resonant converter.

Keywords

Three-Phase Interleaved Parallel LLC Resonant Converter, Adjustable Capacitor, Current Balancing Characteristic, PSIM Simulation

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

随着工业中对更小、更高效的电子产品需求的上升,开关模式电源(Switch Mode Power Supply, SMPS)在当今工业应用中也越见广泛。近年来,以高效率、高功率密度、低电磁干扰和快速响应为特点的谐振变换器在各种主流的功率变换器拓扑结构中受到越来越多的关注[1]。在所有不同的谐振变换器中,LLC谐振变换器相比其他谐振变换器有更多的优点:它可以在较宽的输入电压和负载变化范围内,以变化较小的开关频率调节输出电压,同时保持变换器的工作效率;它还可以在整個工作范围内实现一次侧开关的零电压开关(Zero Voltage Switching, ZVS),以及在开关频率低于谐振时实现二次侧同步整流器(Synchronous Rectifier, SRs)的零电流开关(Zero Current Switching, ZCS) [2]。除了工作效率和功率密度的要求,模块化有利于系统扩容和变换器的标准化生产,也是如今电力电子变换器的发展趋势。在低压大电流场合,多模块并联是实现系统扩容的重要方法,它可以降低主电路元器件的电流应力和热应力,提高系统可靠性[3]。然而 LLC 变换器本身并不具备良好的并联性能,受工艺水平限制,LLC 变换器的谐振参数存在偏差,这一问题在多相交错并联 LLC 谐振变换器中引发了各相电压增益不一致的问题,进而导致各相电流不均衡,严重影响系统的稳定性和可靠性。并联系统的均流性能对谐振参数偏差非常敏感,研究表明,5%的谐振参数偏差即可引起高达 50%以上的电流不均衡度[4]。因此,为充分发挥 LLC 变换器的性能优势,LLC 变换器并联均流技术具有重要的研究意义。

目前 LLC 谐振变换器的并联均流方式主要分为两种。第一种为通过数字控制的方法实现多相均流:如文献[5]提出基于虚拟阻抗的均流方法,通过在电压环中添加虚拟阻抗补偿模块,调节各模块的等效阻抗以实现各相均流;文献[6]提出一种调频均流控制方法,采用双闭环控制调节各模块的开关频率,使各相电压增益相等,进而实现各相均流;文献[7]提出一种磁集成均流方法,将两相谐振电感进行磁集成,实现电流均流。上述方法无需改变电路结构,但各模块间仍存在控制和通信上的耦合,控制复杂度较高,控制成本难以降低。

第二种为改变电路拓扑结构:如文献[8]提出共用谐振电容的方法,减小谐振参数偏差对均流的影响;文献[9]提出一个可调电感,通过采样二次侧电流进行对比,调整可调电感的参数,使两相电压增益恢复

一致进而实现均流; 文献[10]提出一种由两个匝数相等的强耦合线圈构成的电流平衡模块, 串联在谐振变换器一次侧的谐振回路内并进行隔离, 实现两相电流均流。上述方法都具有较好的均流效果, 且控制复杂度较低。

基于上述研究方法, 本文依托三相交错 LLC 谐振变换器展开研究, 提出一种基于可调电容的均流模块, 在不增加控制复杂度和各模块间的耦合的前提下, 采用结合前馈控制的离散 PID 法, 精准控制可调电容模块对谐振电路进行容差补偿, 成功实现 LLC 各相电路一次侧电流与负载电流的均衡分配。本文预设的应用场景为大功率电动汽车的低压电池模块, 文中首先将单相 LLC 结构与三相交错 LLC 结构进行对比, 并使用一次谐波近似法(First Harmonic Approximation, FHA)设计三相交错 LLC 谐振变换器参数; 然后分析谐振元件参数的偏差对多相变换器均流效果的影响, 并介绍可调电容模块的均流原理, 给出加入可调电容模块后的电路模型; 最后在 PSIM 仿真软件中验证均流方法的有效性。

2. 三相交错 LLC 结构设计

2.1. 单相 LLC 结构与三相交错 LLC 结构比较

单相 LLC 变换器作为实现低压直流 - 直流转换器的最简单方法, 其结构如图 1 所示。

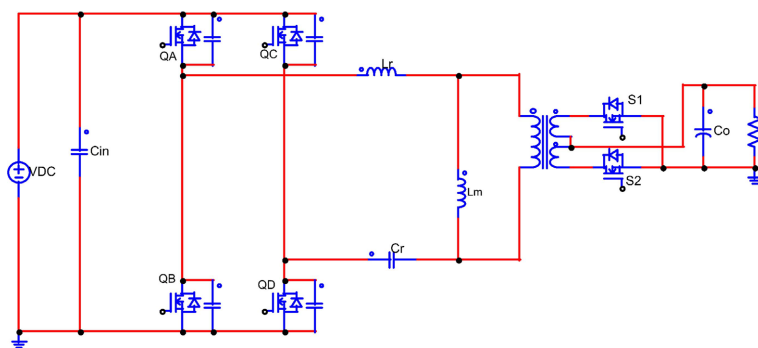


Figure 1. Schematic diagram of single-phase single-transformer LLC converter structure
图 1. 单相单变压器 LLC 变换器结构示意图

在此结构中, 所有的输出电流都需要通过单相传输。虽然可以使用导阻较小的有源开关, 如氮化镓(GaN)和碳化硅(SiC)器件, 但作为二次侧同步整流器(SRs)的有源开关仍然有极高的导通损耗; 同时, 由于流经变压器的均方根电流极高, 导致其二次侧有极高的铜损耗。高导通损耗和铜损耗可能引起严重的温升问题, 使变换器的可靠性降低。此外, 高额定电流的有源开关比低额定电流的有源开关更昂贵, 导致成本难以降低。

在单相配置中, 可以通过在输入侧串联 2 台变压器, 同时输出侧并联连接, 来减少导通损耗[11], 单相双变压器拓扑图如图 2 所示。在使用相同数量的 MOS 管的前提下, 输出侧的并联分支均分二次侧电流, 使得单个分支上的额定电流和导通损耗减少到 1/2, 变压器二次侧铜损耗也相应减小。然而, 由于一次侧仍然是单相结构, 一次侧开关上的额定电流和导通损耗与单变压器配置相同, 热问题仍然存在。

为了消除单相 LLC 结构产生的负面影响, 使用三相交错 LLC 变换器结构。原理图如图 3 所示。与单相拓扑结构相比, 三相交错拓扑结构一次侧开关的均方根电流降低到 1/3 左右, 二次侧开关的均方根电流降低到 1/6; 与单相双变压器拓扑结构相比降低到 1/3。此外, 通过谐振电感和变压器一次、二次侧的均方根电流也减小。表 1 中比较了一次侧和二次侧开关的导通损耗以及磁性铜损耗。由表中数据可得, 三相 LLC 变换器在三种配置中提供了最低的导通损耗和铜损耗, 更适合高功率电动汽车 LDC 应用。表

中 I_{in} 为平均输入电流, I_o 为平均输出电流, $R_{DS(on)}$ 为一次侧或二次侧开关的导通电阻, R_{Lr_ac} 为谐振电感 L_r 的绕组交流电阻, $R_{T_{x1_ac}}$ 和 $R_{T_{x2_ac}}$ 分别为变压器一次侧和二次侧的交流电阻。

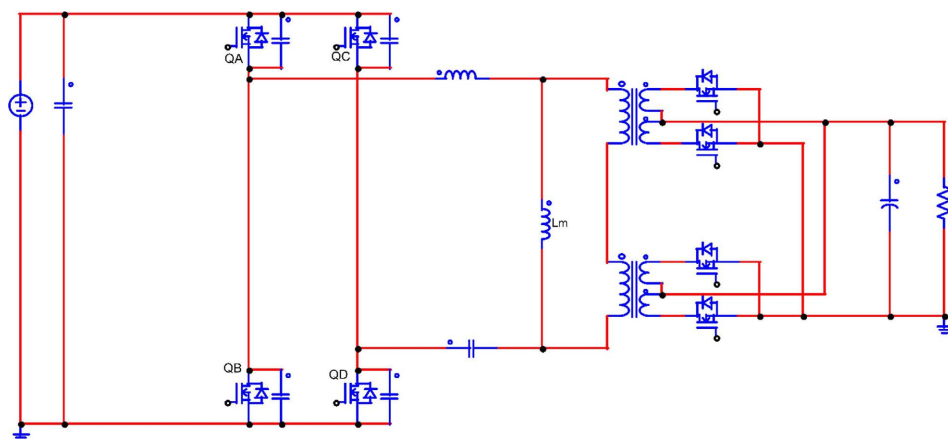


Figure 2. Schematic diagram of the structure of a single-phase dual-transformer LLC converter

图 2. 单相双变压器 LLC 变换器结构示意图

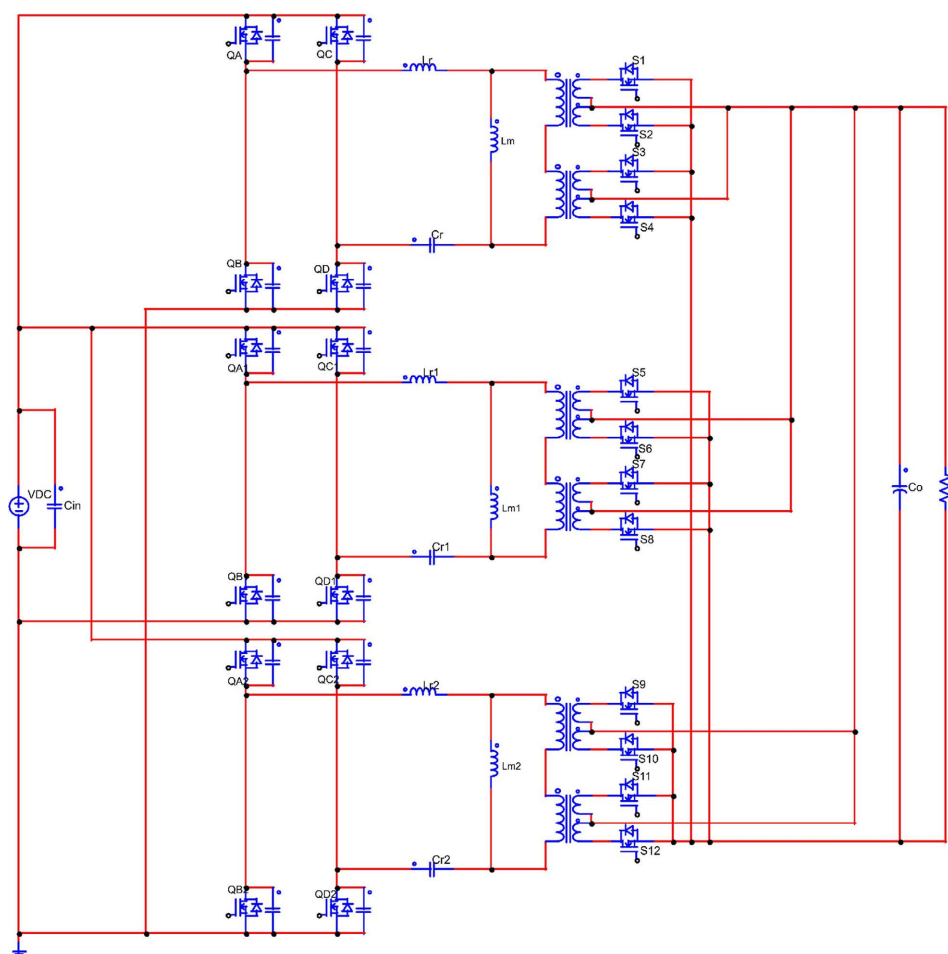


Figure 3. Schematic diagram of the structure of the three-phase six-transformer LLC converter

图 3. 三相六变压器 LLC 变换器结构示意图

Table 1. Comparison of rms current, conduction loss, and copper loss for three different topologies
表 1. 三种不同拓扑结构的均方根电流、传导损耗和铜损耗的比较

	单相单变压器	单相双变压器	三相六变压器
一次侧开关均方根电流	$\frac{\pi}{4} I_{in}$	$\frac{\pi}{4} I_{in}$	$\frac{\pi}{12} I_{in}$
二次侧分支的均方根电流	$\frac{\pi}{4} I_o$	$\frac{\pi}{8} I_o$	$\frac{\pi}{24} I_o$
谐振电感的均方根电流	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{in}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{in}$	$\frac{\pi}{6\sqrt{2}} I_{in}$
一次侧均方根电流	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{in}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{in}$	$\frac{\pi}{6\sqrt{2}} I_{in}$
二次侧的均方根电流	$\frac{\pi}{4} I_o$	$\frac{\pi}{8} I_o$	$\frac{\pi}{24} I_o$
一次侧开关的感应损耗	$\frac{\pi^2}{4} I_{in}^2 R_{DS(on)}$	$\frac{\pi^2}{4} I_{in}^2 R_{DS(on)}$	$\frac{\pi^2}{12} I_{in}^2 R_{DS(on)}$
二次侧开关的传导损耗	$\frac{\pi^2}{8} I_o^2 R_{DS(on)}$	$\frac{\pi^2}{16} I_o^2 R_{DS(on)}$	$\frac{\pi^2}{48} I_o^2 R_{DS(on)}$
谐振电感 L_r 的铜损耗	$\frac{\pi^2}{8} I_{in}^2 R_{Lr,BC}$	$\frac{\pi^2}{8} I_{in}^2 R_{Lr,BC}$	$\frac{\pi^2}{24} I_{in}^2 R_{Lr,BC}$
一次侧的铜损耗	$\frac{\pi^2}{8} I_{in}^2 R_{Lr,BC}$	$\frac{\pi^2}{4} I_{in}^2 R_{Lr,BC}$	$\frac{\pi^2}{12} I_{in}^2 R_{Lr,BC}$
二次侧的铜损耗	$\frac{\pi^2}{8} I_o^2 R_{Lr,BC}$	$\frac{\pi^2}{16} I_o^2 R_{Lr,BC}$	$\frac{\pi^2}{48} I_o^2 R_{Lr,BC}$

2.2. 三相交错 LLC 谐振变换器参数设计

在选定三相交错 LLC 结构后, 使用 FHA 进行参数设计[12], 输入输出规格以某一大功率电动汽车的规格为例, 具体规格如表 2 所示。

Table 2. Specifications for high-power electric vehicles
表 2. 大功率电动汽车的规格

直流输入电压	额定输出电压	额定输出电流	额定输出功率
240 V~360 V	14 V~20 V	270 A@16 V	4.3 kW

变压器变比 n 的计算按照额定输入电压, 满负载条件下工作在谐振点附近设计。由于三相交错 LLC 谐振变换器每一相用到 2 个变压器, 因此单相的每个变压器匝数比如式(1)所示。单相 LLC 谐振变换器的电压增益如式(2)所示。

$$n_s = \frac{1}{2} n = \frac{1}{2} \times \frac{V_{in}}{V_o} \quad (1)$$

$$M_g = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \frac{k}{\sqrt{\left(k+1+\frac{1}{f_n^2}\right)^2 + \left(kQ_e\left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)\right)^2}} \quad (2)$$

其中: k ——电感比例系数, $k = \frac{L_m}{L_r}$

Q_e ——品质因数, $Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e}$, 其中 R_e 为等效负载, $R_e = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o = \frac{8n^2 V_o^2}{\pi^2 P_o}$

f_n ——归一化谐振频率, $f_n = \frac{f_s}{f_r}$

本文选取谐振频率 $f_r = 200$ kHz, 品质因数 $Q_e = 0.13$, 串联谐振电容器 C_r 的计算如式(3)所示:

$$C_r = \frac{1}{2\pi \times Q_e \times f_r \times R_{ac}} \quad (3)$$

由谐振电感与电容之间的关系计算可得谐振电感值, 如式(4)所示:

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

励磁电感 L_m 通常为谐振电感 L_r 的 3~10 倍, 本文取 5 倍。将理论计算值带入 PSIM 仿真进行验证, 根据结果进行调整后, 三相交错 LLC 谐振电路得最终参数如表 3 所示。

Table 3. The final parameters of the single-phase converter

表 3. 单相变换器的最终参数

谐振频率(f_r)	单相单变比(n)	谐振电感(L_r)	谐振电容(C_r)	磁化电感(L_m)
200 kHz	10	45.6 μ H	13.9 nF	228 μ H

电压增益的定义为输出电压与输入电压之比, 最大电压增益点应出现在最小输入电压和最大输出电压处, 即分别对应于 240 V 和 20 V, 所需的最大电压增益如式(5)所示:

$$M_1 = \frac{2 \times n \times V_{o_max}}{V_{in_min}} = \frac{2 \times 20 \times 20 \text{ V}}{240 \text{ V}} = 3.33 \quad (5)$$

当输入电压增加到 360 V, 输出电压为 20 V 时, 所需的最大电压增益计算如式(6)所示:

$$M_2 = \frac{2 \times n \times V_{o_max}}{V_{in_max}} = \frac{2 \times 20 \times 20 \text{ V}}{360 \text{ V}} = 2.22 \quad (6)$$

还应考虑 360 V 输入、16 V 输出时的电压增益。在该条件下所需的最大电压增益计算如式(7)所示:

$$M_3 = \frac{2 \times n \times V_o}{V_{in_max}} = \frac{2 \times 20 \times 16 \text{ V}}{360 \text{ V}} = 1.77 \quad (7)$$

所设计的三相 LLC 转换器的电压增益曲线如图 4 所示, 上述三种不同的情况下的电压增益峰值都落在分界线右侧。此外, 从增益曲线中读取最大电压增益所对应的最小归一化频率为 0.44, 因此开关频率 f_s 可以取得的最小值等 88 kHz, 变换器器的开关频率范围约在 88 kHz 到 200 kHz 之间。

3. 电流不平衡原因分析与均流模块设计

3.1. 电流不平衡成因分析

由于 LLC 变换器本身并不具备良好的并联性能, 谐振参数 5% 的偏差即可引起高达 50% 以上的电流不平衡度[7]。电感由于绕线的张力、线圈的紧密程度、磁芯材料的均匀性等物理差异, 使得即使是同一批次同一规格的电感, 也难以实现参数完全相同; 电容虽然较为稳定, 但在温度变化时, 其容值依旧会受到影响。假定三相电路中第一相的谐振元器件容差为+5%, 第二相的谐振容差为 0%, 第三相的谐振容

差为-5%，分别分析 L_r 、 C_r 、 L_m 偏差对输出电流的影响。

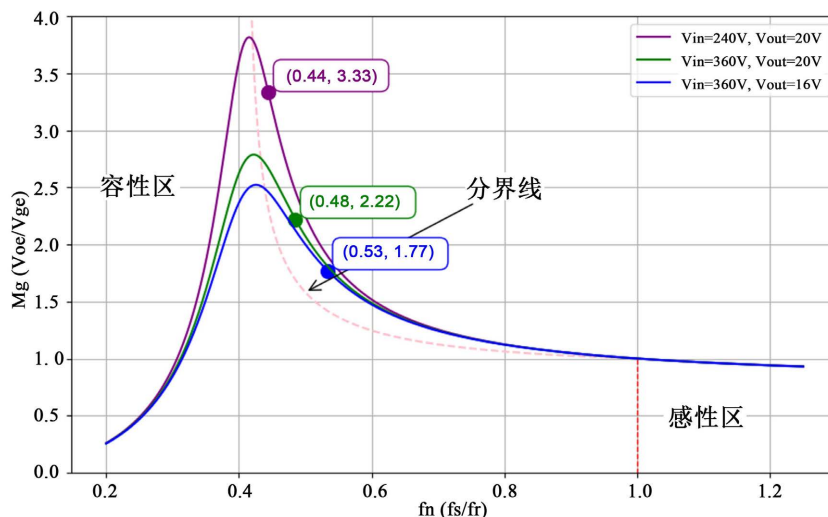


Figure 4. Voltage gain curve of a single-phase LLC converter
图 4. 单相 LLC 变换器的电压增益曲线

假设谐振电感 L_r 的值产生 $\pm 5\%$ 的偏差，可得到如图 5 所示的电压增益曲线。 L_r 值的变化会导致电压增益函数中电感比例系数 k 值和归一化频率 f_n 值的变化，因此对电压增益的影响较大。在分界线右侧的工作区域内同一开关频率下，随着 L_r 的减小，谐振频率 f_r 增大，归一化频率 f_n 减小，比例系数 k 减小，导致电压增益值增大。随着变换器工作频率的提高， L_r 较小的一相将承担较大的电流，会导致变换器严重的电流不均流现象。

假设谐振电容 C_r 的值产生 $\pm 5\%$ 的偏差，会到如图 6 所示的电压增益曲线。 C_r 值的变化会导致电压增益函数中归一化频率 f_n 值的变化，因此对电压增益的影响也较大。随着 C_r 的增大，增益曲线发生左移；在分界线右侧的工作区域内，同一开关频率下电压增益值随着 C_r 的减小，谐振频率 f_r 增大，归一化频率 f_n 减小，导致电压增益增大。

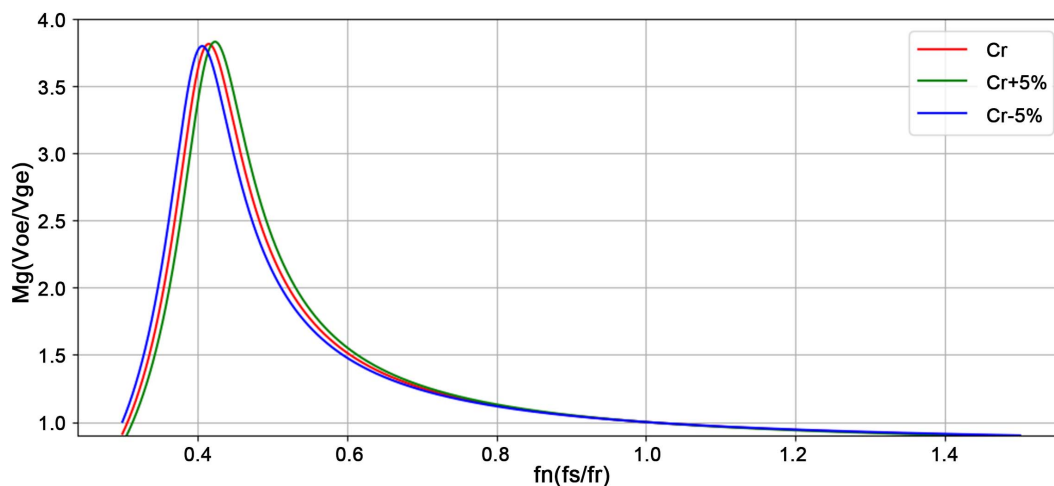


Figure 5. Voltage gain curves of resonant inductors L_r at different times
图 5. 谐振电感 L_r 不同时的电压增益曲线

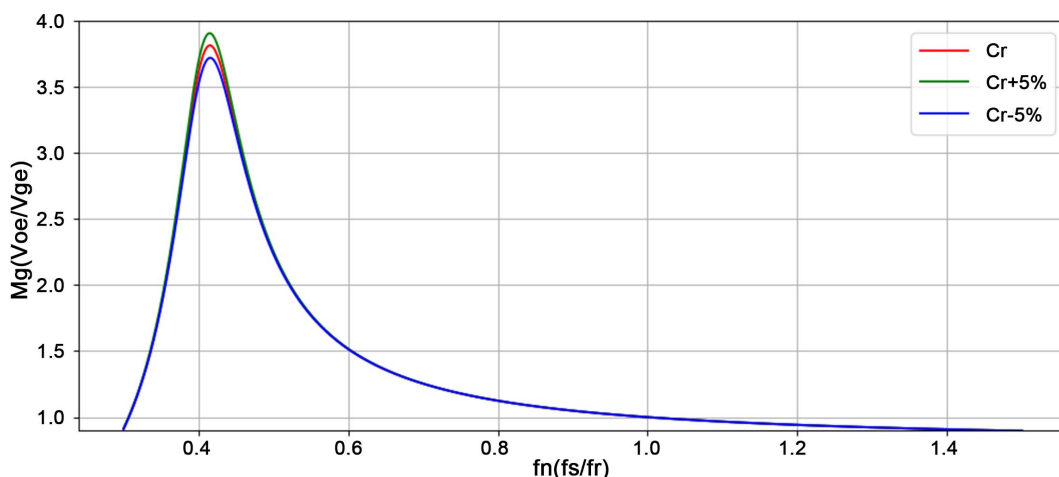


Figure 6. Voltage gain curves of resonant capacitors C_r at different times

图 6. 谐振电容 C_r 不同时的电压增益曲线

假设励磁电感 L_m 的值产生 $\pm 5\%$ 的偏差, 得到增益曲线如图 7 所示。 L_m 值的变化将引起电压增益函数中电感比例系数 k 值的变化。在分界线右侧的工作区域内同一开关频率下, 励磁电感减小, 使得电压增益值增大。

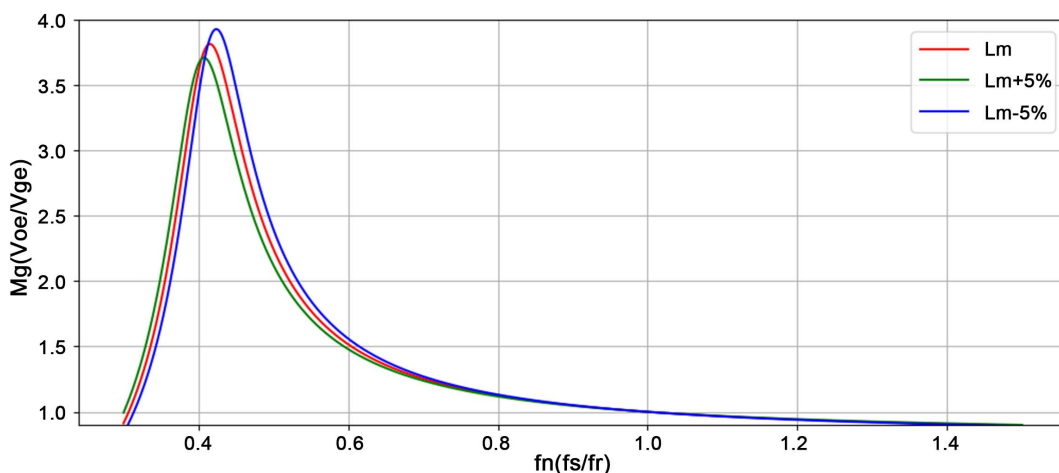


Figure 7. Voltage gain curves of the excitation inductor L_m at different times

图 7. 励磁电感 L_m 不同时的电压增益曲线

根据第二章的设计, 当三相并联时, 在相同的开关频率下实现相同的电压增益是并联均流的前提条件。然而, 当存在上述谐振容差的三个相并联连接时, 第一相应拖动较轻的负载以增加其电压增益, 第三相应拖动较重的负载以减小其电压增益, 这会导致输出电流严重不平衡。

如图 8 所示, 绿色波形代表含谐振容差为 $+5\%$ 的第一相, 红色波形代表谐振容差为 0 的第二相, 蓝色波形代表谐振容量为 -5% 的第三相。在输入电压为 300 V , 输出电压为 16 V 且开关频率在 150 kHz 的条件下, 由于谐振元件的容差, 存在严重的电流不平衡。

3.2. 可调电容模块的设计及控制算法

针对此问题, 本文提出一种基于开关控制电容(Switch-Control Capacitor, SCC)的可调电容模块,

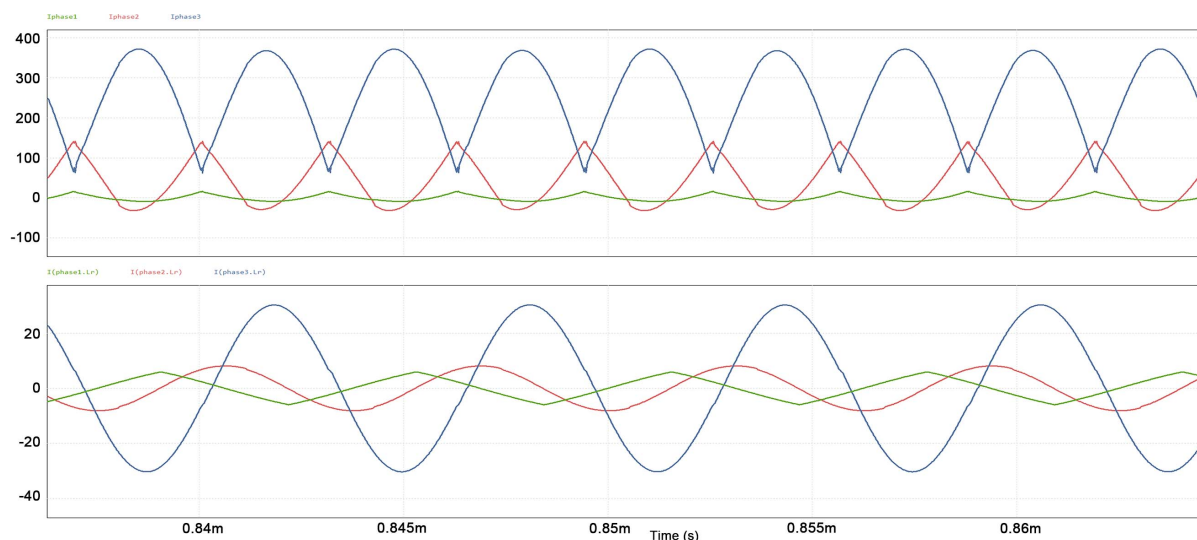


Figure 8. The output current of each phase and the current on L_r when the input voltage is 300 V, the output voltage is 16 V, the switching frequency is 150 kHz, and there is a tolerance

图 8. 输入电压 300 V, 输出电压 16 V, 开关频率 150 kHz 且存在容差时各相的输出电流以及 L_r 上的电流

如图 9 所示。该模块由一个电容, 两个背靠背配置的 MOS 管以及并联 MOS 管两端的缓冲电路组成, 通过控制电容器 C_a 的接入与断开, 实现调整电路等效谐振电容 C_{r_eq} 目的[13]。同时, 等效谐振电容的突变可能带来的瞬态电压尖峰问题, 在 MOS 管两端并联 RC 缓冲电路以吸收开关的瞬态尖峰电压。为了准确检测经过模块的电流是否以及以和方向过零点, 可调电容模块还加入一个信号调理模块, 将流过模块的双向电流信号转换为 0 V~3.3 V 的单极电压信号, 并结合定时器功能实现对电流的过零的判断。

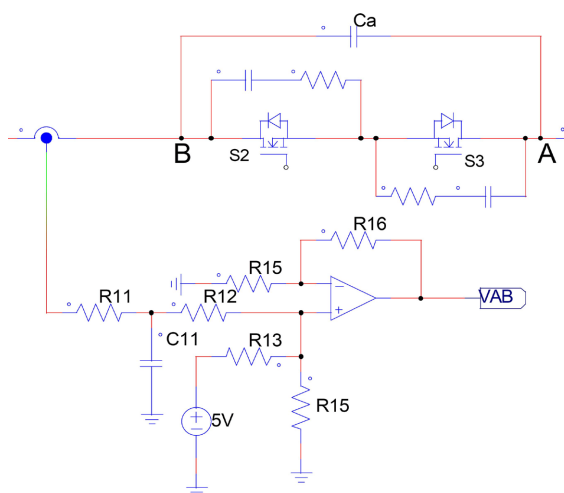


Figure 9. Structure diagram of adjustable capacitor module

图 9. 可调电容模块结构图

可调电容模块的工作波形如图 10 所示。在正半周期, MOS 管 S_1 在 $2n\pi + \alpha$ 度或电流由负到正经过零点后 α 度时关断。关断后, 电流 I_{AB} 通过 C_a 经 A 流向 B。在 C_a 的电容值取值足够大的前提下, 电压 V_{C_a} 缓慢增大, 使 S_1 能够 ZVS 关断, 期间电流持续对 C_a 进行充电, 直到下一个位于 $(2n + 1)\pi$ 的电流过零点处。然后, 电流方向反转, C_a 开始放电。在完全放电后, 为了保证 S_1 开关管的 ZVS 的导通, 并防

止体二极管导通, S_1 需要在 C_a 电压降至 0 时立即导通, 直至 $(2n+2)\pi + \alpha$ 度处再次关断。负半周期 MOS 管 S_2 的工作过程同正半周期的 MOS 管 S_1 , 这里将不再赘述。

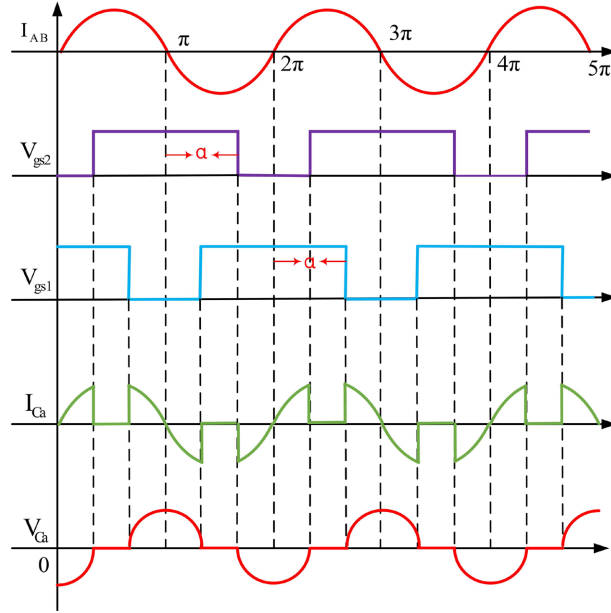


Figure 10. Adjustable capacitor module operating waveform
图 10. 可调电容模块工作波形

由于各相谐振参数存在误差, 导致各相之间的谐振频率不同, 进而将引起各相输出电流不均衡。可调电容模块的根本目的是为了通过 MOS 管控制电容 C_a 的接入与断开, 从而改变电路的等效电容 C_{r_eq} , 进而改变该相的谐振频率, 使各相电流达到均衡。因此, C_a 通常取 C_r 的 2~5 倍, 以保证 C_a 接入后的等效电容 C_{r_eq} 值可以覆盖达成各相谐振频率相等所需要的范围。本文取 C_a 等于 30 nF。

从图 10 中可以发现, 当两个 MOS 管同时导通时, 电流 I_{AB} 流经 S_1 和 S_2 ; 其余时间, 电流通过电容 C_a 充电和放电。根据电压 V_{C_a} 的基波分量和电流 I_{AB} , 可调电容模块的等效电容 C_{SCC} 可以表达为式(8)的形式:

$$C_{SCC} = \frac{C_a}{2 - (2\alpha - \sin(2\alpha)) / \pi} \quad (8)$$

等效谐振电容 C_{r_eq} 可以重写为式(9)的形式

$$C_{r_eq} = \frac{C_{SCC} C_r}{C_{SCC} + C_r} = \frac{\pi C_a C_r}{\pi C_a + 2\pi C_r - 2\alpha C_r + \sin(2\alpha) C_r} \quad (9)$$

当 $\alpha = 90^\circ$ 时, S_1 和 S_2 不同时导通, 电流 I_{AB} 始终流经电容 C_a , 电容 C_a 完全接入回路, 等效谐振电容 C_{r_eq} 达到最小值; 当 $\alpha = 180^\circ$, S_1 和 S_2 始终导通, C_a 被短路, 等效谐振电容 C_{r_eq} 达到其最大值。

本文采用结合前馈控制与离散 PID 控制的方法实现对可调电容模块的控制。控制回路的方框图如图 11 所示。

离散化 PID 的公式如式(10)所示:

$$\alpha_{PID_n}(k) = K_p e_n(k) + K_i \sum_{i=0}^k e_n(i) T_s + K_d \frac{e(k) - e(k-1)}{T_s} \quad (10)$$

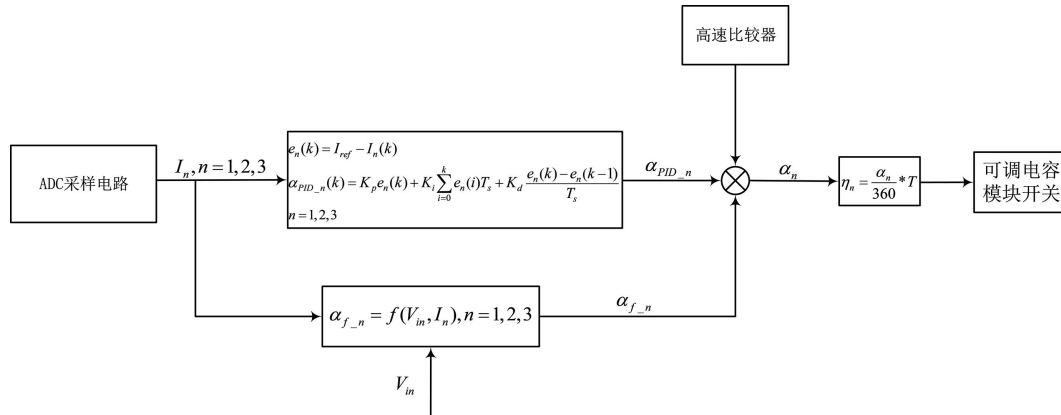


Figure 11. Block diagram combining feedforward control with discrete PID control

图 11. 结合前馈控制与离散 PID 控制的方框图

其中: $e_n(k)$ ——当前电流误差, $e_n(k) = I_{ref} - I_n(k)$, I_{ref} 为期望输出电流, I_n 为该相实际电流

T_s ——采样周期

K_p, K_i, K_d ——PID 参数

采用 Ziegler-Nichols 法, 先用纯比例控制(P 控制)使系统达到临界振荡状态, 记录临界增益和振荡周期, 再根据如表 4 所示 Ziegler-Nichols 经验公式计算 PID 参数。

Table 4. Ziegler-Nichols empirical formula table

表 4. Ziegler-Nichols 经验公式表

控制类型	K_p	K_i	K_d
P 控制	$0.5K_u$	-	-
PI 控制	$0.45K_u$	$1.2K_p/T_u$	-
PID 控制	$0.6K_u$	$2K_p/T_u$	$K_p T_u/8$

最终计算得到 $K_p = 16.73$, $K_i = 148.4$, $K_d = 0.47$ 。

前馈补偿环节的公式如式(11)所示:

$$\alpha_{f_n} = f(V_{in}, I_n) = K_V \cdot V_{in} + K_I \cdot I_n \quad (11)$$

其中: K_V ——输入电压增益曲线, $K_V = \frac{\Delta\alpha}{\Delta V_{in}}$

K_I ——负载电流增益曲线, $K_I = \frac{\Delta\alpha}{\Delta I_n}$

前馈环节具体的参数值通过曲线拟合得到。由于 α 的变化只会影响到等效谐振电感 C_{r_eq} 的大小, 可以利用式(2), 在保证增益 M_g 不变的前提下, 带入不同的输入电压以及负载电流值, 计算出所需要的等效谐振电感 C_{r_eq} 的大小, 再利用式(9)得出 α , 最后通过数据拟合得到 K_V 和 K_I 的具体值。

根据式(2), 首先将负载电流 I_n 固定在 90 A, 调整输入电压 V_{in} 的值, 记录在不同输入电压(250 V, 300 V, 330 V, 360 V)时, 使 LLC 变换器均流效果最优的控制角 α , 通过曲线拟合计算出斜率 K_V ; 接着将输入电压 V_{in} 固定在 330 V, 调整输出电流 I_n 的值, 记录在不同输出电流(60 A, 70 A, 90 A, 100 A)时, 使 LLC 变换器均流效果最优的控制角 α , 通过曲线拟合计算出斜率 K_I , 仿真数据如表 5 所示。根据上述过程,

根据表格计算可得: $K_V = -0.4$, $K_I = -0.5$ 。

Table 5. Calculate the optimal angle α according to different V_{in} and I_{load}

表 5. 根据不同 V_{in} 与 I_{load} 计算得到最优角度 α

V_{in} (V)	I_{load} (A)	最优 SCC 角度 α (°)
250	90	180
300	90	160
330	90	150
350	90	140
400	90	120
330	60	165
330	120	135

在谐振回路中, 利用基尔霍夫电压定律可得如式(12)所示:

$$V_{in} = L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + v_{Cr} + R_e i_{Lr} + \frac{L_m}{L_r + L_m} V_{out} \quad (12)$$

其中: i_{Lr} —— 谐振电流;

v_{Cr} —— 谐振电容电压;

$\frac{L_m}{L_r + L_m} V_{out}$ —— 变压器耦合到原边的输出电压分量。

再通过基尔霍夫电流定律可以得到等效谐振电容 C_{r_eq} 的电流如式(13)所示:

$$C_{r_eq} \frac{dv_{Cr}}{dt} = i_{Lr} - \frac{V_{out}}{nR_{load}} \quad (13)$$

其中: $\frac{V_{out}}{nR_{load}}$ —— 副边反射到原边的负载电流。

选择状态变量 $x_1 = i_{Lr}$ 、 $x_2 = v_{Cr}$ 、 $x_3 = \int (i_{ref} - i_{Lr}) dt$, 谐振回路动态方程可表示为如式所示:

$$\begin{cases} L_r \dot{x}_1 = V_{in} - x_2 - R_e x_1 - \frac{L_m}{L_r + L_m} V_{out} \\ C_{r_eq} \dot{x}_2 = x_1 - \frac{V_{out}}{nR_{load}} \\ \dot{x}_3 = i_{ref} - x_1 \end{cases} \quad (14)$$

选取能量函数构造李雅普诺夫函数如式(15)所示:

$$V = \frac{1}{2} L_r x_1^2 + \frac{1}{2} C_{r_eq} x_2^2 + \frac{1}{2} K_i x_3^2 \quad (15)$$

由于 $L_r > 0$ 、 $C_{r_eq} > 0$ 、 $K_i > 0$, 因此 V 正定。

对式(15)沿系统轨迹求导, 并将式(14)代入可得如式(16)所示简化方程:

$$\dot{V} = -R_e x_1^2 - \frac{1}{n^2 R_{load}} x_2^2 + x_1 (K_p x_1 + K_d \dot{x}_1) + x_2 \cdot \frac{\partial C_{r_eq}}{\partial \alpha} \dot{\alpha} \cdot x_2 \quad (16)$$

通过合理设计 α_f 和 PID 参数, 构造的 $\dot{V}$ 负定, 系统在平衡点渐近稳定。SCC 模块通过调节 α 动态补偿谐振参数误差, 确保三相电流均衡。

3.3. 仿真结果验证

使用 PSIM 进行仿真, 根据第二章与第三章设计所得的参数, 搭建如图 12 所示的仿真原理图。通过手动将谐振元器件参数增加或减少 5% 以模拟现实中的 5% 硬件参数偏差。

同样, 在输入电压为 300 V, 输出电压为 16 V 且开关频率在 150 kHz 的条件下加入可调电容模块进行仿真, 每一相上的输出电流波形与谐振电感上的电流波形如图 13 所示。在输出稳定后可得到: 三相可调电容的导通角 α 分别为 125° 、 120° 和 95° ; 二次侧整流电流的平均值分别为 97.1 A、96.8 A 和 96.3 A。三相输出电流误差在 2% 以内, 这证实了 SCC 补偿的有效性。接入可调电容模块前的电路可视为三相的导通角 α 均为 180° , 可调电容模块通过降低角度 α 降低了等效谐振电容, 增加了谐振频率, 使得相同开关频率下的电压增益增加, 从而增加了相同电压增益下的输出电流。因此, 当角度 α 减小时, 输出电流增大。

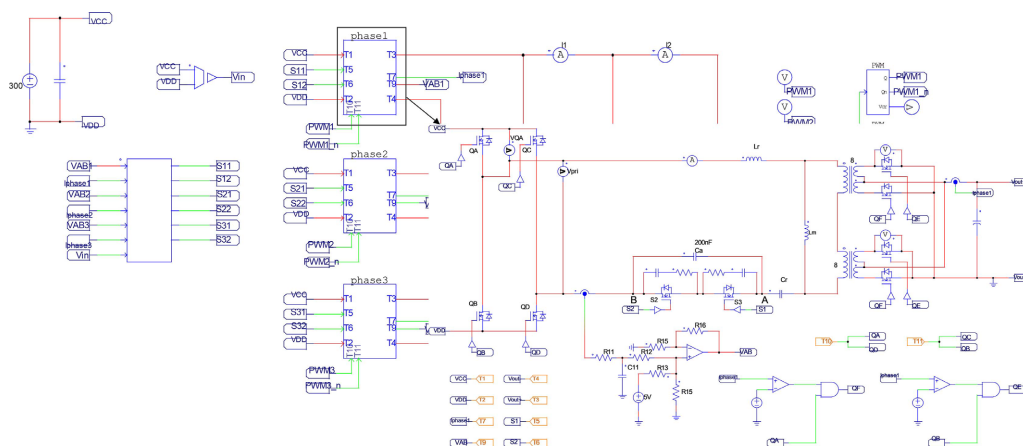


Figure 12. PSIM simulation schematic

图 12. PSIM 仿真原理图

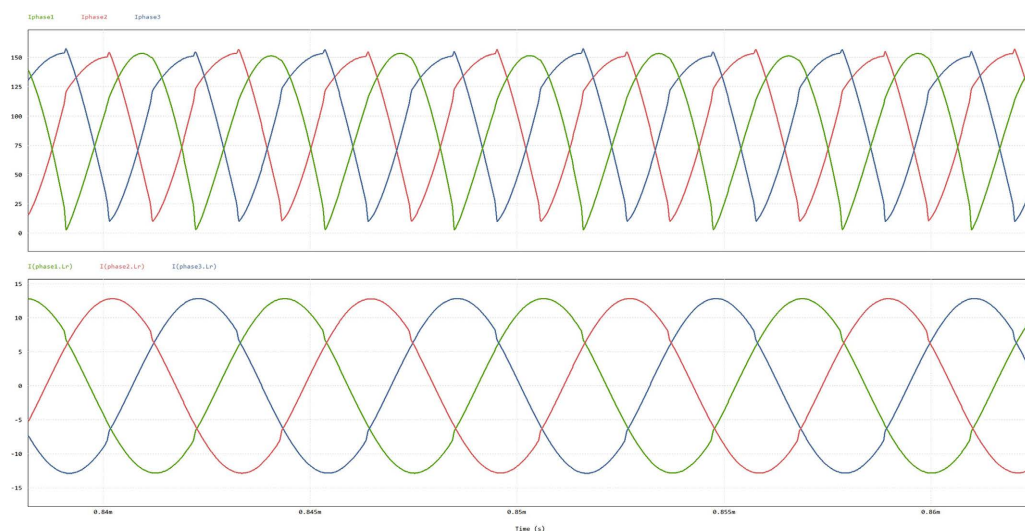
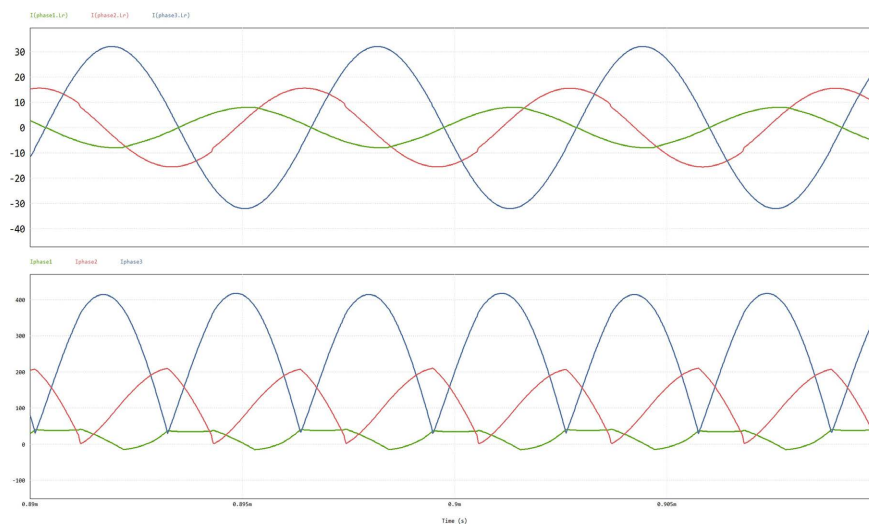
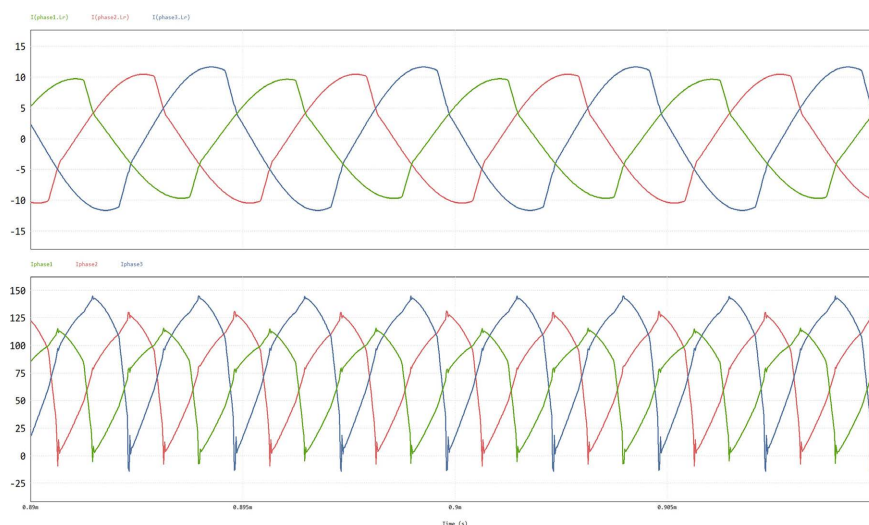


Figure 13. The output current of each phase and the current on L_r when a current sharing module is added with a tolerance of 300 V, 16 V, 150 kHz

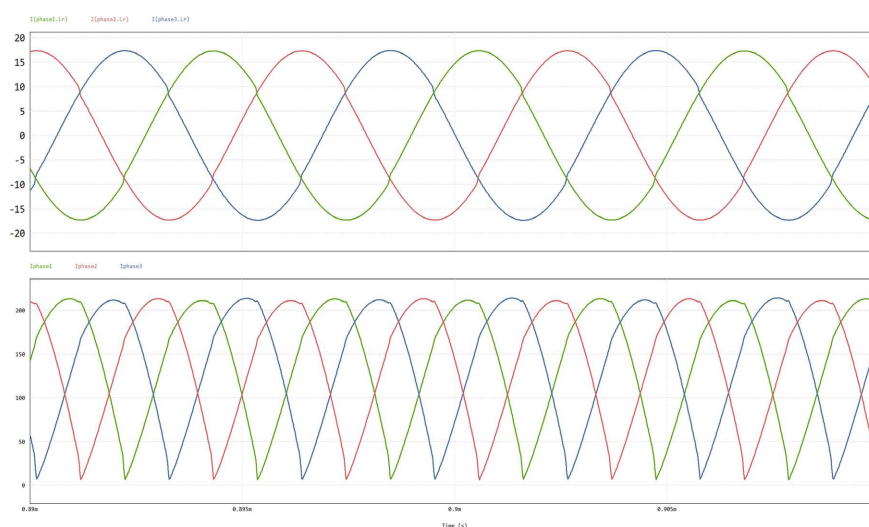
图 13. 加入均流模块 300 V, 16 V, 150 kHz 且存在容差时各相的输出电流以及 L_r 上的电流



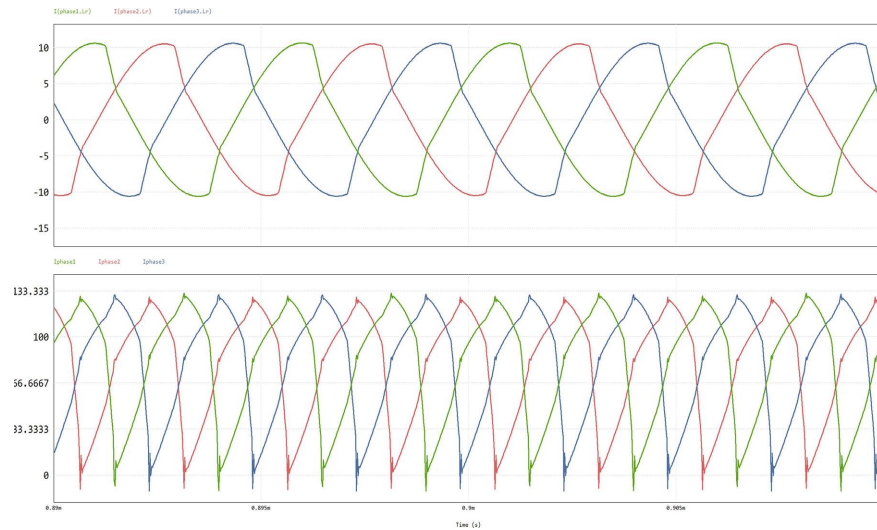
(a) 360 V 输入且存在容差



(b) 240 V 输入且存在容差



(c) 360 V 输入且接入可调电容模块



(d) 240 V 输入且接入可调电容模块

Figure 14. Simulation and verification of the current sharing module under different input and output conditions
图 14. 不同输入输出条件下均流模块仿真验证

Table 6. Comparison of the effects of different current sharing methods
表 6. 不同均流方法效果对比

	可调电感	调频均流	本文
各均电流误差	1%	2%	0.5%
转换效率	95%	93%	96%

在输入电压为 360 V、输出电压为 15.6 V、开关频率在 180 kHz 与输入电压为 240 V、输出电压为 12V、开关频率在 200 kHz 条件下的仿真如图 14 所示，均流模块的有效性得以验证。

从各相电流误差与转换效率两个维度，将本文控制算法与先前学者采用的加入可调电感实现均流以及使用调频控制实现均流这两种方法进行对比，可以证明本文提出模块的有效性。对比表格如表 6 所示。

4. 结论

本文针对三相交错 LLC 谐振变换器的均流问题，提出一种基于开关控制电容的可调电容模块，并使用前馈与离散 PID 相结合的方法进行控制。

通过建模与理论分析对比单相单变压器、单相双变压器与三相六变压器结构之间损耗与通过元器件的电流的差异，证明三相交错结构的优越性；建立三相交错 LLC 谐振变换器的电路模型，分析谐振元器件参数差异对电压增益的影响，证明谐振参数偏差对电流均衡性的巨大影响；提出可调电容模块，并给出了结合前馈与离散 PID 的方法控制可调电容的接入，通过仿真验证模块有效性。实验结果表明本文提出的可调电容模块可以有效解决三相交错 LLC 谐振变换器中由于谐振参数偏差导致的电流不均衡问题，且各模块间不存在控制和通信上的耦合，提高变换器的效率。

参考文献

[1] 郑英兰, 李兵. 低电压大电流开关电源的设计[J]. 仪表技术与传感器, 2010(9): 63-64, 67.
[2] Wang, F., McDonald, B.A., Langham, J. and Fan, B. (2016) A Novel Adaptive Synchronous Rectification Method for

- Digitally Controlled LLC Converters. 2016 *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, 20-24 March 2016, 334-338. <https://doi.org/10.1109/apec.2016.7467893>
- [3] Wu, H., Mu, T., Gao, X. and Xing, Y. (2015) A Secondary-Side Phase-Shift-Controlled LLC Resonant Converter with Reduced Conduction Loss at Normal Operation for Hold-Up Time Compensation Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30**, 5352-5357. <https://doi.org/10.1109/tpel.2015.2418786>
 - [4] Noah, M., Kimura, S., Endo, S., Yamamoto, M., Imaoka, J., Umetani, K., *et al.* (2017) A Novel Three-Phase LLC Resonant Converter with Integrated Magnetics for Lower Turn-Off Losses and Higher Power Density. 2017 *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, 26-30 March 2017, 322-329. <https://doi.org/10.1109/apec.2017.7930712>
 - [5] 任小永, 王亚坤, 陈宇, 等. 基于虚拟阻抗的 LLC 谐振变换器并联均流控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(21): 4540-4550.
 - [6] Yang, G., Dubus, P. and Sadarnac, D. (2015) Double-phase High-Efficiency, Wide Load Range High- Voltage/Low-Voltage LLC DC/DC Converter for Electric/Hybrid Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30**, 1876-1886. <https://doi.org/10.1109/tpel.2014.2328554>
 - [7] 杨玉岗, 王仕贤. 交错并联 LLC 谐振变换器的磁集成均流特性研究[J]. 磁性元件与电源, 2024(2):148-157.
 - [8] Wang, H., Chen, Y., Qiu, Y., Fang, P., Zhang, Y., Wang, L., *et al.* (2018) Common Capacitor Multiphase LLC Converter with Passive Current Sharing Ability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **33**, 370-387. <https://doi.org/10.1109/tpel.2017.2661066>
 - [9] Orietti, E., Mattavelli, P., Spiazzi, G., Adragna, C. and Gattavari, G. (2009) Two-Phase Interleaved LLC Resonant Converter with Current-Controlled Inductor. 2009 *Brazilian Power Electronics Conference*, Bonito-Mato Grosso do Sul, 27 September-1 October 2009, 298-304. <https://doi.org/10.1109/cobep.2009.5347671>
 - [10] 刘闯, 徐鑫哲, 刘海洋, 等. 基于电流平衡单元的输入并联输出并联型 LLC 谐振变换器模块[J]. 电工技术学报, 2016, 31(21): 159-167.
 - [11] Ren, X., Xu, Z., Zhang, Z., Li, H., He, M., Tang, J., *et al.* (2019) A 1-Kv Input Sic LLC Converter with Split Resonant Tanks and Matrix Transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **34**, 10446-10457. <https://doi.org/10.1109/tpel.2019.2896099>
 - [12] 陆治国, 余昌斌. 基于 FHA 的 LLC 变换器稳态分析[J]. 低压电器, 2007(17): 9-13, 16.
 - [13] Sheng, B. (2020) Technologies to Improve GaN-Based LLC Resonant Converter for Wide Input Voltage, High Output Current AC-DC and DC-DC Applications. Master's Thesis, Queen's University.