

引用格式: 方炜, 王帅, 康国杭, 等. 采用谐振电感复用的 LCL-T/LLC 谐振变换器 [J]. 电子科技大学学报, 2025, 54(1): 13-22.

FANG W, WANG S, KANG G H, et al. An LCL-T/LLC resonant converter using resonant inductor multiplexing[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2025, 54(1): 13-22.

## 采用谐振电感复用的 LCL-T/LLC 谐振变换器



方炜\*, 王帅, 康国杭, 刘宿城, 刘晓东

(安徽工业大学 电力电子与运动控制省重点实验室, 马鞍山 243032)

**摘要:** LLC 谐振变换器有着转换效率高、软开关特性好等显著优点。但在储能系统充电的应用场合中, 宽电压增益输出要求 LLC 谐振变换器工作频率在较大范围内变化, 从而引起转换效率明显降低、磁性元件设计困难、轻载调节有限等问题。研究了一种采用谐振电感复用的 LCL-T/LLC 谐振变换器, 可用于电动汽车的车载充电。将谐振电感置于变压器副边, 构建 LCL-T 谐振腔使得变换器工作在恒流充电阶段, LCL-T 谐振变换器的恒流特性可以显著减小变换器的工作频率范围; 通过辅助开关改变谐振支路, 该谐振电感也可参与 LLC 谐振, 使变换器工作在恒压充电阶段, 提供稳定的充电电压。由于谐振电感位于变压器副边, 减少了死区时间内的磁芯损耗, 提高了转换效率。详细分析了该变换器的工作模式和直流增益特性, 给出了关键参数设计原则。最后, 搭建了一台 3.3 kW、400 V/330 V 的实验样机, 验证了变换器拓扑和控制方案的有效性。

**关键词:** 直流充电; LCL-T/LLC 谐振变换器; 软开关运行; 电动汽车

中图分类号: TM461

文献标志码: A

DOI: 10.12178/1001-0548.2023213

## An LCL-T/LLC resonant converter using resonant inductor multiplexing

FANG Wei\*, WANG Shuai, KANG Guohang, LIU Sucheng, and LIU Xiaodong

(Key Lab of Power Electronics & Motion Control, Anhui University of Technology, Maanshan 243032, China)

**Abstract:** The LLC resonant converter has significant merits, such as high conversion efficiency and soft switching characteristics. However, in the field of DC charging, the wide output voltage gain requires the operating frequency of the LLC resonant converter to cover a wide range, which cause the loss of the conversion efficiency, the complex design of magnetic components, and limited light-load regulation, etc. In this paper, an LCL-T/LLC resonant converter with a multiplexing resonant inductor for the on-board charging of electric vehicles is proposed. On the secondary side of the transformer, the resonant inductor operates with the LCL-T resonant tank for the constant current (CC) charge of the battery. The inherent characteristic of the LCL-T can limit the range of the operating frequency. While for the constant voltage (CV) charge, the resonant tank is modified by the auxiliary branch, and the resonant inductor operates in the LLC converter, which works as a CV source. As the resonant inductor is placed on the secondary side of the transformer, the core loss during the dead time is reduced and the conversion efficiency is improved. The operation mode and the DC gain characteristics of the proposed converter are analyzed. Moreover, the design procedure of key parameters is provided. In the end, a 3.3 kW, 400 V/330 V experimental prototype is built to verify the feasibility and effectiveness of the proposed resonant converter and its control method.

**Key words:** DC charging; LCL-T/LLC resonant converter; soft switch operation; electric vehicles

近年来, 电动汽车产业持续发展, 作为核心技术之一, 电动汽车的充电装置受到了广泛关注和研究<sup>[1-2]</sup>, 其阶段式充电过程需要功率变换器具备高转换效率、电气隔离和宽电压增益输出范围的能力。

LLC 谐振变换器能够实现原边开关管的零电压开通 (zero voltage switching, ZVS) 和副边整流管的零电流关断 (zero current switching, ZCS), 有较高的转换效率和功率密度、良好的调压特性等

收稿日期: 2023-08-24

基金项目: 国家自然科学基金 (52277169); 安徽高校自然科学基金项目 (KJ2021A0370)

作者简介: 方炜, 博士, 教授, 主要从事电力电子功率变换及非线性控制方面的研究。

\*通信作者 E-mail: fangwei@ahut.edu.cn

优点, 引起了广泛关注<sup>[3-4]</sup>。

为了满足宽电压增益输出的要求, LLC 谐振变换器往往采用较大变换范围的调频控制。但由此带来了效率明显降低、磁性元件设计困难、轻载调节有限等问题<sup>[5-6]</sup>。因此, 文献 [7] 增加了升压电路拓扑, 将两相交错升压电路与 LLC 拓扑集成在一起, 采用变占空比的控制方式, 改善了增益范围和工作区间, 但额外的升压电路器件降低了系统的功率密度, 同时也增加了控制难度。文献 [8] 提出一种全桥三电平 LLC 谐振变换器的控制方法, 采用固定频率工作, 简化磁性元件设计, 但控制相对复杂。文献 [9] 提出一种新型多电平 LLC 谐振变换器拓扑, 该变换器在传统 LLC 的基础上, 通过增加桥臂和辅助变压器, 在半个逆变周期内构造出两种电平, 拓宽了输出电压。文献 [10] 采用两组 LLC 谐振腔, 恒压模式下, 两组谐振腔均工作在 LC 串联谐振点处; 恒流模式下, 一组工作在 LC 串联谐振点, 一组工作在 LLC 串并联谐振点, 负载变化时开关频率的变化范围减小。文献 [11] 的副边整流电路采用倍压整流结构, 电路具有 3 种工作模式。通过改变驱动信号, 可实现半桥和全桥模式的切换, 获得较宽的电压增益范围, 但在满载输出时有较大的循环电流。文献 [12] 通过拓扑变形, 在逆变电路的全桥与半桥进行变换, 并研究了全桥与半桥平滑切换的方法。文献 [13] 采用 PWM 控制方法, 变换器工作在谐振频率点, 通过改变辅助开关管的占空比调节输出电压, 定频控制方法有效地缩小了磁性元件的尺寸, 但是非对称整流电路导致谐振电流不对称。文献 [14] 提出了突发模式与移相控制结合的控制策略, 对谐振参数和最大移相角进行优化, 通过低谐振电流实现宽输出电压范围, 但输出电压上有较大的纹波。

为此, 本文提出一种采用谐振电感复用的 LCL-T/LLC 谐振变换器, 可应用于储能系统的充电。谐振电感  $L_r$  置于变压器副边, 既参与恒流充电模式下的 LCL-T 谐振变换, 也参与恒压充电模式下的 LLC 谐振变换。所设计的变换器虽然增加了一个 LCL-T 谐振腔, 但由于复用了谐振电感  $L_r$ , 所以只需增加一个磁性元件。LCL-T 谐振变换器的固有恒流输出特性减小了谐振变换器工作频率的变化范围, 使其工作在谐振频率附近, 从而降低了磁性元件设计难度。另外, 谐振电感位于变压器副边, 使死区时间内由励磁电流在谐振腔中循环导致谐振电感产生的磁芯损耗减小, 提高了谐振变换

器的转换效率。

## 1 拓扑结构以及工作模式

本文所提谐振变换器的拓扑结构如图 1 所示。其中  $Q_1 \sim Q_4$  为逆变电路的开关管,  $D_1 \sim D_4$  为整流二极管,  $C_{in}$  和  $C_o$  为滤波电容,  $C_b$  为隔直电容,  $L_r$ 、 $C_1$ 、 $L_1$  为 LCL-T 谐振变换器的谐振元件,  $L_r$ 、 $C_r$ 、 $L_m$  为 LLC 谐振变换器的谐振元件,  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  为辅助开关。

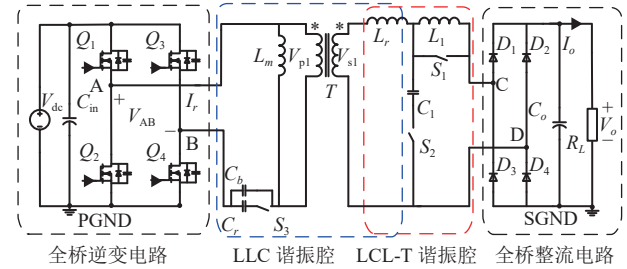


图 1 采用谐振电感复用的 LCL-T/LLC 谐振变换器

### 1.1 恒流充电阶段

辅助开关  $S_1$  和  $S_3$  的驱动信号为低电平, 开关  $S_1$  和  $S_3$  断开。辅助开关  $S_2$  的驱动信号为高电平, 开关  $S_2$  闭合。谐振电感  $L_r$  参与 LCL-T 谐振, 所提变换器工作于恒流充电阶段。采用基波分析法 (FHA) 得其交流等效电路如图 2 所示。  $V'_{AB}$  为电压  $V_{AB}$  基波分量等效到变压器副边的值,  $R_{ac}$  为整流电路等效电阻。

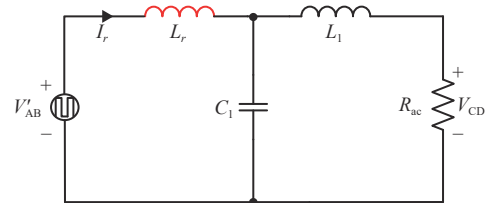


图 2 LCL-T 谐振变换器的交流等效电路

LCL-T 谐振变换器的谐振频率为:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_1}} \quad (1)$$

其交流等效电阻  $R_{ac}$  可表示为:

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2)$$

电压增益  $G$  定义为谐振网络的输出电压与输入电压之比, 进行归一化处理后可得:

$$G(k, Q, f_n) = \frac{1}{1 - f_n^2 + jQf_n(1 + \lambda - \lambda f_n^2)} \quad (3)$$

式中,  $\lambda = L_1/L_r$ ;  $f_n$  为归一化频率;  $Q$  为品质因数;

$Q = \sqrt{L_r/C_1}/R_{ac}$ 。由式 (2) 可知, 当  $1 + \lambda - \lambda f_n^2 = 0$ , 即  $f_n = \sqrt{\frac{\lambda+1}{\lambda}}$  时, LCL-T 谐振变换器电压增益的模为 1, 谐振网络的输入电压等于输出电压。

电流增益  $H$  定义<sup>[15]</sup> 为:

$$H = \frac{I_{cd}}{V'_{AB}} \quad (4)$$

$I_{cd}$  是流过等效电阻的电流,  $V'_{AB}$  为 LCL-T 谐振腔输入电压, 由此可得:

$$H = \frac{I_{cd}}{V'_{AB}} = \frac{1}{R_{ac}} \frac{V_{CD}}{V'_{AB}} = \frac{1}{R_{ac}} G = \frac{Q}{\omega r L_r} G \quad (5)$$

代入式 (2) 可得:

$$H = \frac{1}{\omega r L_r} \frac{Q}{1 - f_n^2 + jQf_n(1 + \lambda - \lambda f_n^2)} \quad (6)$$

当  $f_n=1$  时, 电流增益的模为  $\frac{1}{\omega r L_r}$ , 此时电流增益与品质因数  $Q$  无关, 即与等效负载无关。

LCL-T 电压增益、电流增益曲线如图 3 所示。电压增益曲线过点 A $\left(\sqrt{\frac{\lambda+1}{\lambda}}, 1\right)$ , 电流增益曲线过点 B $\left(1, \frac{1}{\omega r L_r}\right)$ 。

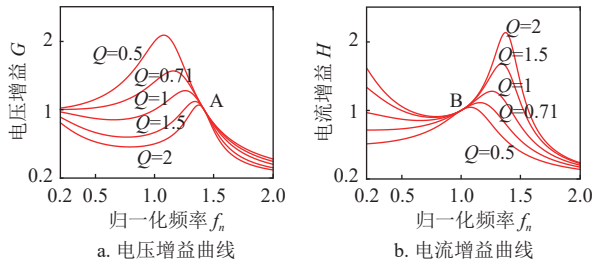


图 3 LCL-T 电压增益、电流增益随归一化频率  $f_n$  和品质因数  $Q$  变化曲线

## 1.2 恒压充电阶段

辅助开关  $S_1$  和  $S_3$  的驱动信号为高电平, 开关  $S_1$  和  $S_3$  闭合。辅助开关  $S_2$  的驱动信号为低电平, 开关  $S_2$  断开。谐振电感  $L_r$  参与 LLC 谐振, 本文所提变换器工作于恒压充电阶段, 其交流等效电路如图 4 所示。

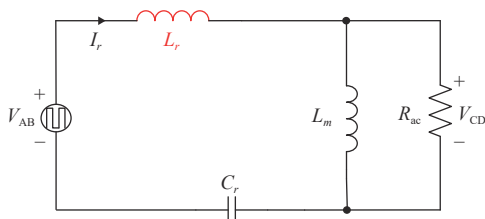


图 4 LLC 谐振变换器的交流等效电路

其交流等效电阻  $R_{ac}$  可表示为:

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (7)$$

式中,  $n$  为变压器变比。电压增益  $G$  定义为谐振网络的输出电压与输入电压之比, 进行归一化处理后可得:

$$G(k, Q, f_n) = \frac{k f_n^2}{[(1+k)f_n^2 - 1]^2 + j[kQf_n(f_n^2 - 1)]} \quad (8)$$

式中,  $k=L_m/L_r$  为电感系数;  $f_n$  为归一化频率;  $Q$  为品质因数。当  $f_n=1$  时, 电压增益的模为 1。

LLC 谐振变换器的电流增益  $H$  定义为:

$$H = \frac{I_{cd}}{V_{AB}} \quad (9)$$

式中,  $I_{cd}$  是流过等效电阻的电流;  $V_{AB}$  为 LLC 谐振腔输入电压, 由此可得:

$$H = \frac{I_{cd}}{V_{AB}} = \frac{1}{R_{ac}} \frac{V_{CD}}{V_{AB}} = \frac{1}{R_{ac}} G = \frac{Q}{\omega r L_r} G \quad (10)$$

代入式 (7) 可得:

$$H = \frac{1}{\omega r L_r} \frac{Q k f_n^2}{[(1+k)f_n^2 - 1]^2 + j[kQf_n(f_n^2 - 1)]} \quad (11)$$

当  $(1+k)f_n^2 - 1 = 0$ , 即  $f_n = \frac{1}{\sqrt{1+k}}$  时, LLC 谐振变换器电流增益的模为:

$$|H| = \frac{1}{\omega r L_r} \frac{\sqrt{k+1}}{k} \quad (12)$$

LLC 电压增益、电流增益曲线如图 5 所示。电压增益曲线过点 C(1,1), 电流增益曲线过定点 D $\left(\frac{1}{\sqrt{k+1}}, \frac{1}{\omega r L_r} \frac{\sqrt{k+1}}{k}\right)$ 。

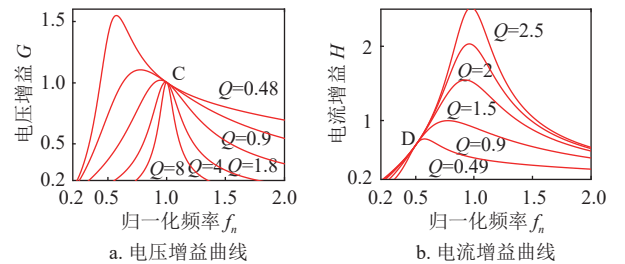


图 5 LLC 电压增益、电流增益随归一化频率  $f_n$  和品质因数  $Q$  变化的关系曲线

对比图 3 和图 5 可得, 在恒流充电阶段, 选择 LCL-T 谐振变换器工作在 B 点, 电流增益与负载无关, 当负载发生变化时, 开关频率的变化范围很小; 在恒压充电阶段, 选择 LLC 谐振变换器工作在 C 点, 电压增益受负载影响较小, 当负载发生变化时, 开关频率的变化范围很小。因此满足了

储能系统的阶段式充电要求。

## 2 参数计算

谐振变换器能够实现软开关是因为其工作在谐振腔的感性区，谐振腔输入电流滞后于输入电压，在原边开关管开通之前，励磁电流已完成对其寄生电容的充放电，并迫使其体二极管反向导通。因此，参数设计中，设电感系数的取值范围为  $\lambda \leq 1$ ,  $2 \leq k \leq 10$ 。

表 1 为所设计变换器的主要参数指标，根据设计需求，在确定谐振频率与电感比之后，先设计 LCL-T 谐振腔参数。

表 1 电源主要参数指标

参数	符号	数值
输入电压/V	$V_{in}$	380~400
输出电压/V	$V_o$	180~330
输出电流/A	$I_o$	10
输出功率/kW	$P_o$	3.3
LLC电感系数	$k$	3
LCL-T电感系数	$\lambda$	1
谐振频率/kHz	$f_r$	100

### 2.1 LCL-T 谐振参数设计

根据图 2，谐振电感  $L_r$  的电流为：

$$I_r = \frac{V'_{AB}}{j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_1} // (R_{ac} + j\omega L_1)} \quad (13)$$

经归一化处理，当  $f_n=1$  时， $I_r$  可表示为：

$$I_r = \frac{V'_{AB}}{\sqrt{L_r/C_1}} \left[ \frac{1}{Q} - j(1-\lambda) \right] \quad (14)$$

当  $\lambda=1$  时，谐振腔输入电压与流过谐振电感  $L_r$  的电流同相位，变换器可实现 ZVS。

流过电感  $L_1$  的电流可表示为：

$$I_{L_1} = \frac{V'_{AB}}{\sqrt{L_r/C_1}} \frac{Q}{1 - f_n^2 + jQf_n(1 + \lambda - \lambda f_n^2)} \quad (15)$$

如 1.1 所分析，当  $f_n=1$  时， $I_{L_1}$  与等效负载无关：

$$I_{L_1} = -j \frac{V'_{AB}}{\sqrt{L_r/C_1}} \quad (16)$$

此时，输出电流  $I_o$  计算为：

$$I_o = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi |I_{L_1}(t)| d\omega t = \frac{2}{\pi} \frac{V'_{AB}}{\sqrt{L_r/C_1}} \quad (17)$$

结合式 (1)、式 (14) 和式 (16)，可确定谐振元件  $L_r$ ,  $L_1$ ,  $C_1$  的取值。选择  $L_r=L_1=30 \mu\text{H}$ ,  $C_1=84 \text{ nF}$ 。

### 2.2 LLC 谐振参数设计

为了让变换器始终工作在理想区，变压器变比计算如下：

$$n = \frac{k+1}{k} \frac{V_{in\_nom}}{V_{o\_nom}} \quad (18)$$

由于谐振电感  $L_r$  复用，在 LCL-T 谐振腔中已经计算  $L_r$  的参数，本节只需计算  $C_r$  和  $L_m$  的参数为：

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q f_r R_{ac}} \quad (19)$$

$$L_m = \frac{k+1}{(2\pi f_r)^2 C_r} \quad (20)$$

选择  $L_m=242 \mu\text{H}$ ,  $C_r=36 \text{ nF}$ 。

为了能够实现逆变侧开关管的零电压开通，还需确保谐振腔电流能够在死区时间内完成对开关管寄生电容的充放电。因此需要计算谐振腔电感电流峰值最小值  $I_{mp\_min}$  和寄生电容所需充放电电流  $I_{ZVS}$ ：

$$I_{mp\_min} = \frac{V_{in\_max}}{4f_{max}(L_m + L_r)} \quad (21)$$

$$I_{ZVS} = (2C_{oss} + C_{stray}) \frac{V_{in}}{T_d} \quad (22)$$

式中， $C_{oss}$  为开关管两端寄生电容； $C_{stray}$  为桥臂中点对地电容。若  $I_{mp\_min} < I_{ZVS}$ ，则不满足实现软开关条件，需要重新选择额定谐振频率以及电感比值  $k$ 。图 6 为主要参数计算流程。

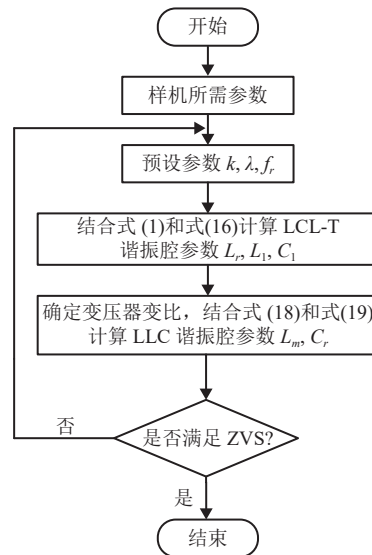


图 6 参数设计流程

### 2.3 辅助开关应力计算

辅助开关  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$  通常采用 MOS 管实现。MOS 管的选型可基于辅助开关的电压应力和电流

应力。辅助开关  $S_1$  电流应力  $I_{S_1}$  与输出电流  $I_o$  的关系为:

$$I_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{S_1} \quad (23)$$

$S_1$  的电压应力  $V_{S_1}$  为:

$$V_{S_1} = \frac{j\omega L_1}{R_{ac} + j\omega L_1} \frac{1/j\omega C_1 // (R_{ac} + j\omega L_1)}{j\omega L_r + 1/j\omega C_1 // (R_{acd} + j\omega L_1)} V'_{AB} \quad (24)$$

进行归一化处理:

$$V_{S_1} = \frac{j\omega\lambda Q}{1 - f_n^2 + jQf_n(1 + \lambda - \lambda f_n^2)} V'_{AB} \quad (25)$$

结合 2.1 节的分析,  $V_{S_1}$  的模为:

$$|V_{S_1}| = V'_{AB} \quad (26)$$

辅助开关  $S_2$  的电流应力归一化处理后为:

$$I_{S_2} = \frac{V'_{AB}}{Z_n} \frac{jf_n - f_n^2 \lambda Q}{1 - f_n^2 + jQf_n(1 + \lambda - \lambda f_n^2)} \quad (27)$$

$I_{S_2}$  的模为:

$$|I_{S_2}| = \frac{V'_{AB}}{Z_n Q} \sqrt{1 + Q^2} \quad (28)$$

根据 1.2 节对交流等效电路的分析,  $S_2$  的电压应力  $V_{S_2}$  为:

$$V_{S_2} = V_o \quad (29)$$

辅助开关  $S_3$  的电流应力为:

$$I_{S_3} = \frac{V_{o\_nom}}{16nR_L} \sqrt{8\pi^2 + \frac{32n^4 R_L}{L_m f_r^2}} \quad (30)$$

辅助开关  $S_3$  的电压应力为:

$$V_{S_3} = \frac{V_{in\_max}}{2} + \frac{\sqrt{2} I_{S_3}}{2\pi f_r C_r} \quad (31)$$

结合变换器设计参数, 辅助开关  $S_1 \sim S_3$  的电压应力分别为 318.3 V, 330 V, 422 V, 电流应力分别为 15.7 A, 29.2 A, 3.9 A。MOS 管可选择英飞凌公司的 IPW60R099P6, 驱动芯片为英飞凌公司的单通道隔离式栅极驱动器 1EDI60N12AF。

### 3 仿真与实验验证

为了验证所提拓扑结构的性能以及正确性, 制作了一个额定功率为 3.3 kW 的实验样机, 其设计参数如表 2 所示。

表 2 样机主要参数指标

参数	符号	数值
谐振电感/ $\mu\text{H}$	$L_r$	30
电感/ $\mu\text{H}$	$L_1$	30
隔直电容/nF	$C_b$	10
电容/nF	$C_1$	84
励磁电感/ $\mu\text{H}$	$L_m$	242
谐振电容/nF	$C_r$	36
变压器变比	$n$	1.72

#### 3.1 仿真结果

电池充电通常采用阶段式充电, 图 7 为典型的阶段式充电曲线。先以恒流模式开始充电, 电池电压上升。当电压升至额定电压时, 转入恒压充电模式, 电压恒定, 充电电流开始下降。在充电模式切换点, 变换器功率达到满载, 其余时刻为非满载状态。

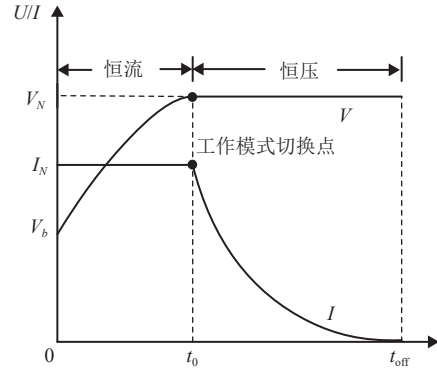


图 7 阶段式充电

利用 PSIM 仿真软件对所提变换器进行仿真实验, 仿真结果如图 8 和图 9 所示。

图 8 为变换器在恒流阶段不同负载下的波形, 电流  $I_r$  的波形表明了谐振电感  $L_r$  参与了 LCL-T 谐振变换。输入电压为 400 V, 当负载从 18  $\Omega$  变化到 33  $\Omega$  时, 输出电流能够一直稳定在 10 A, 输出电压分别为 180 V 和 330 V, 对应于图 7 阶段式充电中  $[0, t_0]$  阶段, 变压器原边开关管实现了 ZVS, 变压器副边二极管实现了 ZCS。

图 9 为变换器在恒压阶段不同负载下的波形, 电流  $I_r$  的波形表明了谐振电感  $L_r$  参与了 LLC 谐振变换。同样, 输入电压为 400 V, 当负载从 33  $\Omega$  变化到 132  $\Omega$  时, 输出电压能够一直稳定在 330 V, 输出电流分别为 10 A 和 2.5 A, 对应于图 7 阶段式充电中  $[t_0, t_{off}]$  阶段。通过开关管 DS 两端的波形和 GS 两端波形可以看出, 开关管实现了 ZVS; 通过二极管两端的电压和流过的电流可以看出二极管可以实现 ZCS。

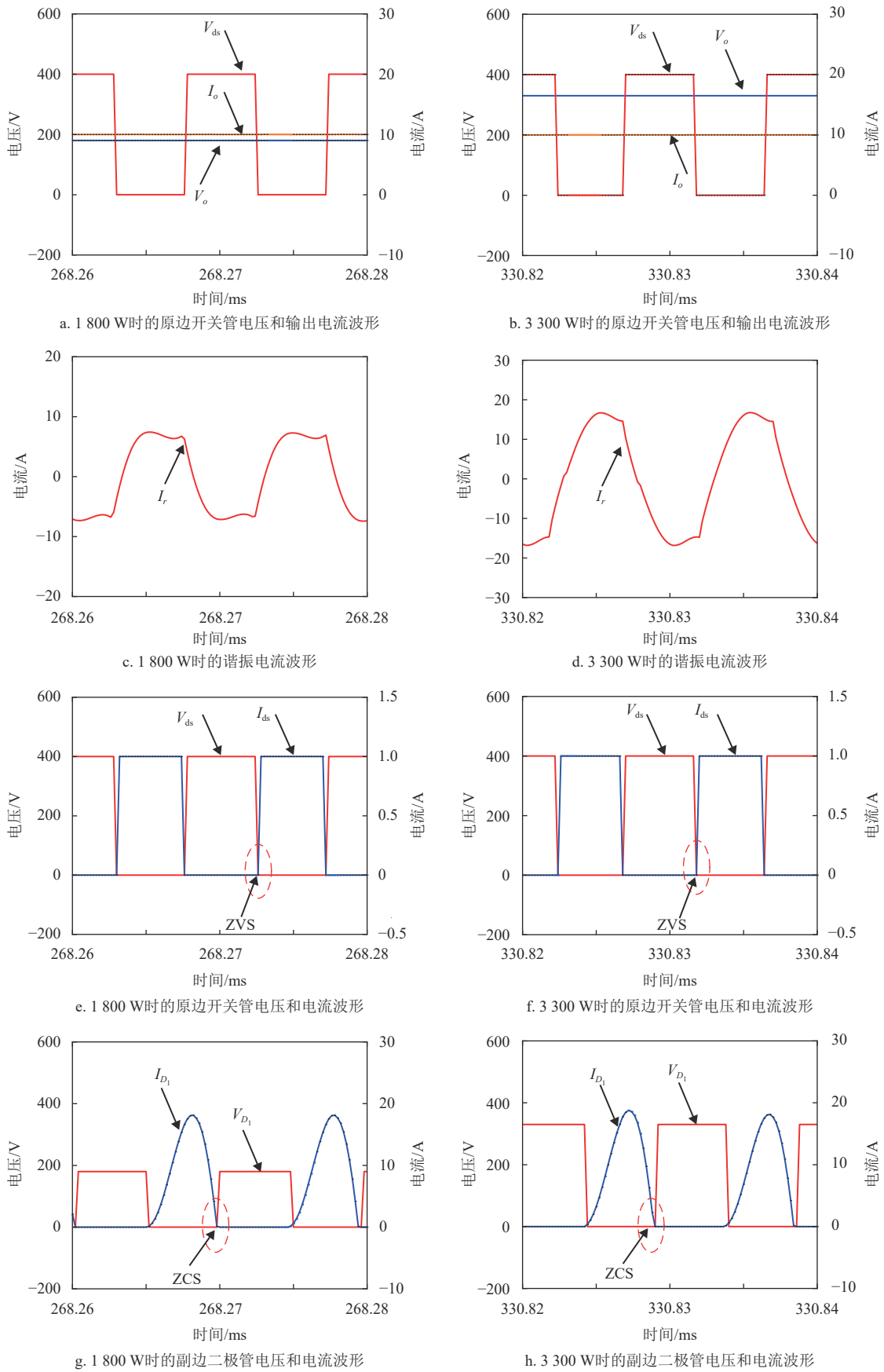


图 8 恒流阶段不同输出功率下的仿真波形

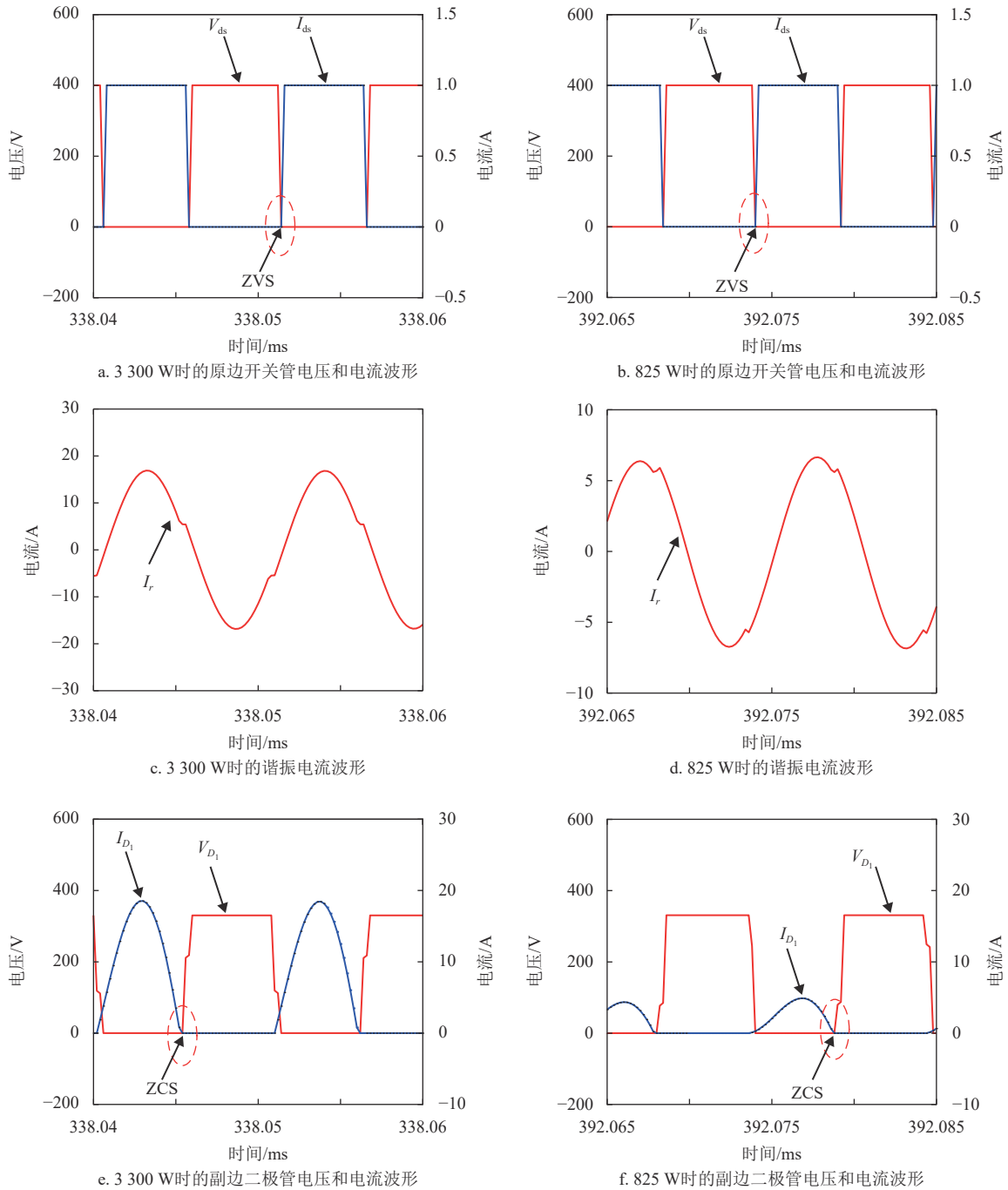


图 9 恒压阶段不同功率下的仿真波形

根据仿真波形可以看出变换器参数设计符合要求, 全负载范围内均可以实现原边 MOS 管的 ZVS 与副边整流二极管的 ZCS, 实现了 LCL-T 与 LLC 谐振变换器的软开关。

### 3.2 实验验证

3.3 kW 的实验样机及实验平台, 如图 10 所示。

图 11 是变换器恒流充电阶段不同负载下的实验波形, 输入电压为 400 V,  $V_{ds}$  为开关管 DS 两端的电压,  $V_o$  和  $I_o$  为输出电压和输出电流,  $I_r$  为谐

振电流。输出电压分别为 180 V 和 330 V, 输出电流一直保持在 10 A。开关管的工作频率范围为 100~107 kHz。



图 10 实验平台

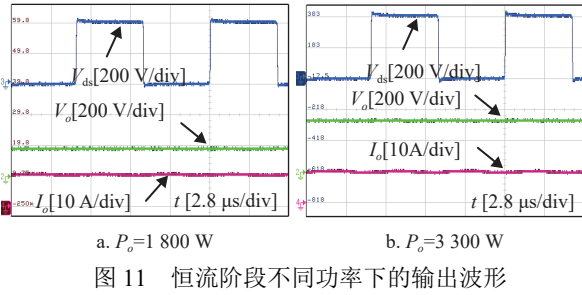


图 11 恒流阶段不同功率下的输出波形

图 12 和 13 是变换器在恒流充电阶段软开关的实验波形,  $V_{ds}$  是开关管 DS 两端的电压波形,  $V_{gs}$  是 MOS 管 GS 两端的电压波形,  $V_d$  是整流二极管两端的电压波形,  $I_d$  是流过整流二极管的电流。从图中可以看出, 在恒流充电阶段实验样机能够实现不同充电电流下, 原边开关管的 ZVS 以及副边整流管的 ZCS。

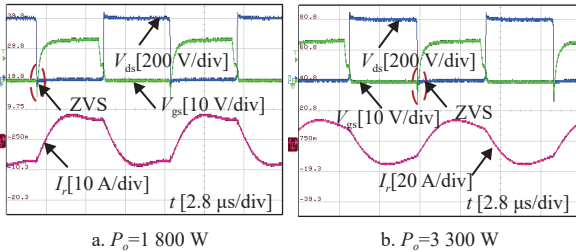


图 12 恒流阶段不同功率下的 ZVS 和谐振电流波形

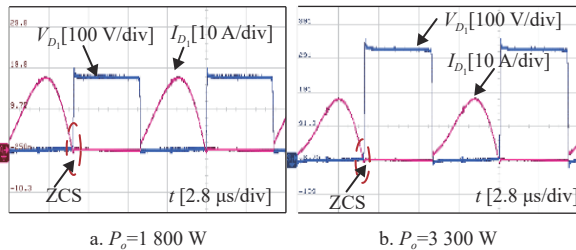
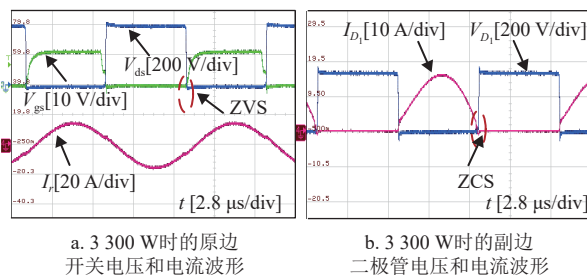
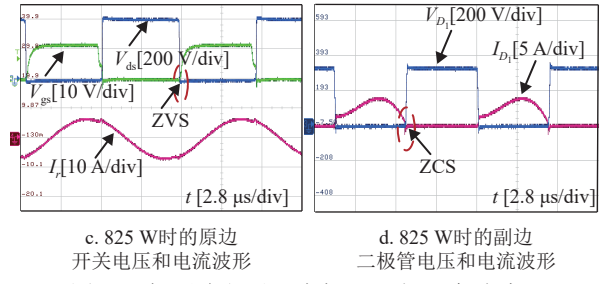


图 13 恒流阶段不同功率下的 ZCS 波形

图 14 是变换器恒压充电阶段不同负荷下 ZVS、谐振电流及 ZCS 波形。可以看出, 所设计电源样机在恒压充电阶段, 能够实现原边开关管的 ZVS 以及副边整流管的 ZCS, 实验结果与仿真结果一致。

图 14 恒压阶段不同功率 ZVS 与  $I_r$  实验波形图 14 恒压阶段不同功率 ZVS 与  $I_r$  实验波形

## 4 对比与分析

将所提变换器与其他变换器进行对比分析, 结果如表 3 所示。本文变换器采用简单的调频控制方式, 工作频率变化范围小。虽然增加了 3 个辅助开关, 但谐振元件数量较少, 且控制系统简单。利用 LCL-T 谐振变换器的固有恒流输出特性, 本文所提变换器在整个充电过程中的工作频率一直在谐振频率附近, 从而避免了因工作频率偏离谐振频率过多导致基波分析法的准确度大大下降, 产生误差。本文变换器采用简单的基波分析法便可满足分析精度要求, 而无需复杂的时域分析法。

表 3 不同谐振变换器之间的对比

对比项	变换器的拓扑结构				
	文献[10]	文献[16]	文献[17]	文献[18]	本文变换器
控制方式	PWM	PFM	PWM	PWM	PFM
分析方法	FHA (简单)	FHA (简单)	FHA (简单)	时域分析法 (复杂)	FHA (简单)
频率变化范围	定频	较宽	定频	定频	较窄
额外的开关	1	无	2	2	3
谐振元件数量	7	5	6	3	5
控制复杂程度	简单	复杂	简单	复杂	简单

较小的开关频率变化范围也有利于磁性元件的设计, 因为磁性元件设计时需要考虑最低工作频率, 最低工作频率越大, 磁芯尺寸也就越小。同时, 较小的开关频率变化范围, 更有利于降低磁性元件的磁芯损耗, 提高变换器的转换效率。这是因为谐振变换器均能实现软开关, 损耗差异主要体现在磁性元件损耗上。下式为磁性元件的损耗计算公式:

$$\begin{cases} B = \frac{L_m I_p}{N_p A_e} \\ P_{cv} = a \left( \frac{f_s}{10} \right) (B \cdot 10^3)^b (c - dt - et^2) V_e \end{cases} \quad (32)$$

式中,  $a$ 、 $b$ 、 $c$ 、 $d$ 、 $e$  为磁芯材料的相关系数;

$a$ 、 $b$  为频率系数;  $c$ 、 $d$ 、 $e$  为温度系数, 由磁芯自身材质决定;  $I_p$  为流过变压器励磁电感或谐振电感电流的峰值;  $f_s$  为变压器或电感的工作频率;  $t$  为磁芯工作时的温度;  $V_e$  为变压器或电感体积。

在实际工作中, 由于磁芯结构本身散热快, 再加上元件选型时所留裕度较大, 所以在全负载范围内磁性元件温升通常在  $40\sim 50\text{ }^\circ\text{C}$ , 对磁芯损耗影响较小, 可近似为常数。因此, 从式 (32) 可得磁性元件损耗与流过电流、工作频率密切相关。本文变换器有着较大的励磁电感, 从而有着较小的励磁电流。另外, 本文变换器的工作频率变化范围较小, 进一步降低了磁性元件的损耗。图 15 给出了本文变换器与传统 LLC 谐振变换器的损耗对比。从图中可以看出, 本文谐振变换器的磁性元件损耗明显减小。

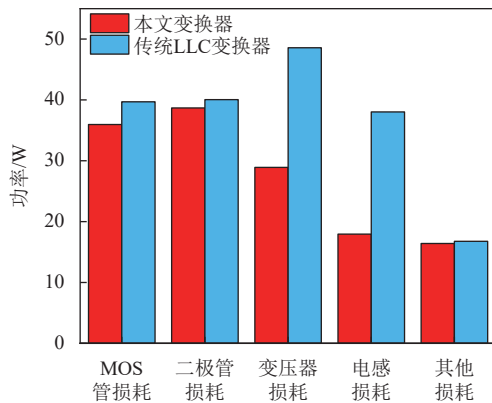


图 15 功率损耗分布

图 16 为变换器效率曲线图, 红色曲线为本文变换器的效率曲线, 黑色曲线为传统 LLC 谐振变换器的效率曲线。从图中可以看出, 本文变换器在满载时效率为 95.8%, 比传统 LLC 谐振变换器效率提高了 1.8%。轻载时, 转换效率也比传统 LLC 谐振变换器有着明显提高。

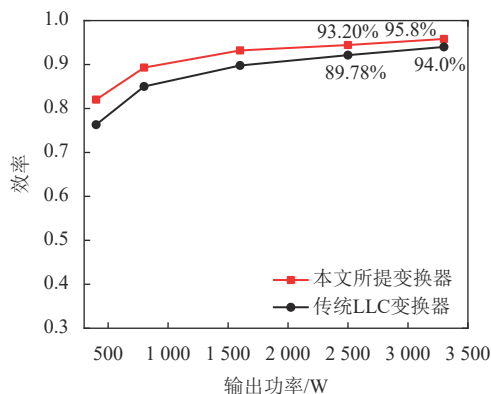


图 16 转换效率曲线图

## 5 结束语

本文提出了一种采用谐振电感复用的 LCL-T/LLC 谐振变换器, 可用于储能系统的阶段式充电。利用 LCL-T 谐振变换器的电流增益特性让其工作在恒流充电阶段, 以及 LLC 谐振变换器的电压增益特性让其工作在恒压充电阶段。在满足宽电压增益输出要求的同时, 减小了变换器的工作频率变化范围, 减小了磁性元件的损耗, 提高了转换效率。本文详细分析了变换器的工作模式和增益特性, 为所提变换器的设计提供了理论依据, 给出了设计规则和参数设计流程。最后通过 3.3 kW 的实验样机, 验证了谐振变换器的正确性和有效性。

## 参考文献

- [1] NEZAMUDDIN O N, NICHOLAS C L, SANTOS C S D. The problem of electric vehicle charging: State-of-the-Art and an innovative solution[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2022, 23(5): 4663-4673.
  - [2] HU C S, WANG R Z, SHI Y P, et al. A fixed frequency zero-voltage-switching on-board EV charger[J]. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2022, 3: 75-83.
  - [3] ZENG J M, ZHANG G D, YU S S, et al. LLC resonant converter topologies and industrial applications—A review[J]. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2020, 6(3): 73-84.
  - [4] YEON C O, KIM J W, PARK M H, et al. Improving the light-load regulation capability of LLC series resonant converter using impedance analysis[J]. *IEEE Trans Power Electron*, 2017, 32(9): 7056-7067.
  - [5] WU J Y, LI S, TAN S C, et al. Frequency folding for LLC resonant converters in EV charging applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(4): 5041-5054.
  - [6] TONG H, MIAO Z Y, LIN H P, et al. A three-level LLC converter with flexible variable-mode control for wide gain range application[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(4): 4503-4519.
  - [7] SUN X F, SHEN Y F, ZHU Y, et al. Interleaved boost-integrated LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for renewable energy generation applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(8): 4312-4326.
  - [8] HAGA H, KUROKAWA F. Modulation method of a full-bridge three-level LLC resonant converter for battery charger of electrical vehicles[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(4): 2498-2507.
  - [9] 王德玉, 李沂宸, 赵清林, 等. 采用定频移相控制的宽输出范围多电平 LLC 谐振变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(5): 1973-1984.
- WANG D Y, LI X C, ZHAO Q L, et al. Wide output range multi-level LLC resonant converter with fixed-frequency phase-shift control[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43(5): 1973-1984.

- [10] 唐忠, 白健, 赖立. 基于 IPOS 双 LLC 谐振变换器的恒压恒流充电研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(24): 88-95.  
TANG Z, BAI J, LAI L. Constant voltage and constant current charging based on an IPOS dual-LLC resonant converter[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 49(24): 88-95.
- [11] 何圣仲, 代东雷, 周秉成. 一种多模式变频宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(2): 1-9.  
HE S Z, DAI D L, ZHOU J C. Multi-mode variable frequency wide output LLC converter[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(2): 1-9.
- [12] JOVANOVIĆ M M, IRVING B T. On-the-fly topology-morphing control-efficiency optimization method for LLC resonant converters operating in wide input- and/or output-voltage range[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(3): 2596-2608.
- [13] WANGH Y, LI Z Q. A PWM LLC type resonant converter adapted to wide output range in PEV charging applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(5): 3791-3801.
- [14] SHI L, LIU B Y, DUAN S Y. Burst-mode and phase-shift hybrid control method of LLC converters for wide output range applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(2): 1013-1023.
- [15] 陈林海. LCC 谐振变换器恒流输出控制策略研究[D]. 广州: 广东工业大学, 2020.  
CHEN L H. Research on constant current output control strategy of LCC resonant converter[D]. Guangzhou: Guangdong University of Technology, 2020.
- [16] LE A D T, NGOC D D and DONG L. High-efficiency hybrid LLC resonant converter for on-board chargers of plug-in electric vehicles[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(8): 8324-8334.
- [17] LI Z Q, XUE B, WANG H Y. An interleaved secondary-side modulated LLC resonant converter for wide output range applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(2): 1124-1135.
- [18] SUN X F, LI X H, SHEN Y F, et al. Guo. Dual-bridge LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for wide input applications[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(1): 69-80.

编辑 刘飞阳