

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.1.11

中图分类号: TM46

文献标志码: A

# 双向 CLLC 谐振变换器的参数设计 方法研究

王弘珺<sup>1</sup>, 郁 专<sup>2</sup>, 谢少军<sup>1</sup> (中国电源学会高级会员)

(1.南京航空航天大学自动化学院, 南京 211106; 2.上海ABB工程有限公司, 上海 201319)

**摘要:** CLLC 谐振变换器可实现双向功率传输, 具有高效率、高功率密度的特点, 但传统的参数设计方法步骤繁琐, 需迭代多次才能取得合适的功率电路参数。为此, 深入分析双向 CLLC 变换器工作原理和工作特性, 提出 1 种新的参数设计方法。综合考虑全工作范围软开关、设计指标约束及高效率优化条件, 缩小设计参数的可选范围, 优化设计步骤, 有效减少了变换器参数设计过程的复杂度。结合工业场合下 48~380 V/kW 双向直流变换应用需求, 给出了具体的参数设计步骤和结果, 并研制出了样机, 通过实验测试验证了所提参数设计方法的正确性和有效性。

**关键词:** CLLC 谐振变换器; 参数设计; 软开关; 双向直流变换器

## Study on Parameter Design Method for Bi-directional CLLC Resonant Converters

WANG Hongjun<sup>1</sup>, YU Zhuan<sup>2</sup>, XIE Shaojun<sup>1</sup>, *Senior Member, CPSS*

(1. School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China;

2. ABB Engineering (Shanghai) Ltd., Shanghai 201319, China)

**Abstract:** The bi-directional power transmission with a high efficiency and a high power density can be achieved by employing CLLC resonant converters. However, the traditional parameter design method is cumbersome and requires multiple iterations to obtain appropriate circuit parameters. To solve this problem, the working principle and characteristics of a bi-directional CLLC converter are analyzed, and a novel parameter design method is proposed. By considering the full range of soft switching, design index constraints and high-efficiency optimization conditions, the range of design parameters is narrowed and the design steps are optimized, thus effectively reducing the complexity of the converter parameter design process. Based on the demand for a 48~380 V/kW bi-directional DC-DC converter in industrial applications, specific parameter design steps and results were given, and a prototype was developed. The correctness and effectiveness of the proposed parameter design method was verified through experimental testing.

**Keywords:** CLLC resonant converter; parameter design; soft switching; bi-directional DC-DC converter

近年来, 随着分布式储能系统、不间断供电系统、直流微网、电动及混合动力汽车、航空航天电源等领域的发展, 高效率、高功率密度的隔离型双

向 DC-DC 变换器逐渐成为研究的热点, 受到了学者们广泛的关注<sup>[1-3]</sup>。

传统的大功率双向直流变换器大多采用具有对称功率电路结构的双有源桥 DAB(dual active bridge) 变换器, 但 DAB 变换器存在回流功率大和输入、输出电压不匹配时软开关实现困难、关断电流大等问题<sup>[4-6]</sup>。相比 DAB 变换器, CLLC 谐振变换器凭借谐振腔的谐振工作, 具有全范围零电压开关 ZVS

收稿日期: 2023-03-30; 修回日期: 2023-04-26; 录用日期: 2023-05-25; 网络首发日期: 2023-06-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51877104)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51877104

(zero voltage switching)的能力<sup>[7-9]</sup>,且其功率管关断电流相比 DAB 变换器也有明显改善。因此,为了实现更高的效率,同样具有对称电路结构的双向 CLLC 谐振变换器的应用也得到了越来越多的研究<sup>[10-13]</sup>。但由于 CLLC 变换器的工作特性与其谐振腔参数关系密切,且不同方向能量传输时变换器工况存在不对称性,为了实现双向工作范围和全工作范围的高效率,该双向变换器的参数通常需要结合 2 个方向的工作特性进行多次迭代计算,设计过程较为复杂<sup>[14-16]</sup>。

针对简单、高效地设计 CLLC 双向谐振变换器的问题,本文在对变换器原理和工作特性进行深入理论分析的基础上,研究在全工作范围内实现软开关应满足的约束条件及实现高效率应满足的优化条件,结合 1 种实际应用需求,旨在给出完整的设计过程,并通过样机实验验证所采用参数设计方法的科学性和有效性。

## 1 双向 CLLC 变换器工作原理分析

CLLC 变换器拓扑结构如图 1 所示。其中:  $S_1 \sim S_8$  为开关管,  $T_1$  为变压器,  $N$  为变压器变比,  $V_{pri}$ 、 $V_{sec}$  分别为一、二次侧 H 桥输入电压,  $C_1$ 、 $C_2$  分别为一、二次侧输出滤波电容,  $L_{r1}$ 、 $L_{r2}$  分别为一、二次侧谐振电感,  $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$  分别为一、二次侧谐振电容,  $L_m$  为变压器励磁电感,  $i_{L_{r1}}$ 、 $i_{L_{r2}}$  分别为一、二次侧谐振腔电流,  $u_{AB}$ 、 $u_{CD}$  分别为节点 A 与 B、C 与 D 之间的电压。基于基波分析法,对图 1 所示的 CLLC 拓扑结构进行简化分析。

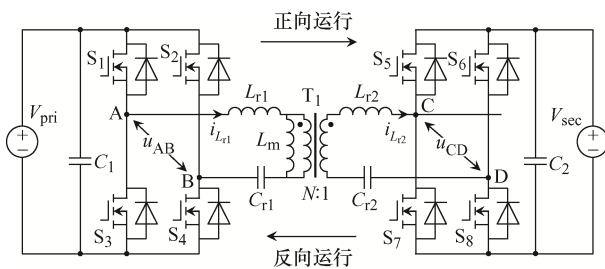


图 1 CLLC 变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of CLLC converter

图 2 为简化后的正向基波等效电路。其中,  $U'_{AB}$

为  $u_{AB}$  对应的基波分量;  $L'_{r2}$ 、 $C'_{r2}$  分别为  $L_{r2}$ 、 $C_{r2}$  折算到变压器一次侧后的值,  $L'_{r2} = N^2 L_{r2}$ ,  $C'_{r2} = C_{r2}/N^2$ ;  $R_{eq}$  为折算到一次侧后的交流等效负载,  $R_{eq} = 8N^2 R_1/\pi^2$ , 其中  $R_1$  为正向运行时的负载电阻;  $Z_{in}$  和  $Z_A$  为输入阻抗和基波等效电路中励磁电感右侧网络阻抗。

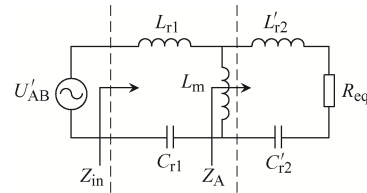


图 2 简化后的正向基波等效电路

Fig. 2 Simplified equivalent circuit of the forward mode

由图 2 可得谐振腔的传递函数为

$$H_f(j\omega_s) = \frac{NU'_{CD}}{U'_{AB}} = \frac{R_{eq}}{Z_A} \frac{Z_A / j\omega_s L_m}{Z_{in}} \quad (1)$$

式中:  $\omega_s$  为开关角频率;  $U'_{CD}$  为  $u_{CD}$  对应的基波分量;  $Z_A = R_{eq} + j\omega_s N^2 L_{r2} + N^2 / (j\omega_s C_{r2})$ ;  $Z_{in} = j\omega_s L_{r1} + 1 / (j\omega_s C_{r1}) + j\omega_s L_m / Z_A$ 。

定义谐振腔增益为  $NU'_{CD} / U'_{AB}$ 。为简化分析,定义电路因数如下:  $\omega_{r1} = 2\pi f_{r1} = 1 / (L_{r1} C_{r1})^{1/2}$ ;  $f_{n1} = f_s / f_{r1}$ ;  $h = N^2 L_{r2} / L_{r1}$ ;  $g = C_{r2} / (N^2 C_{r1})$ ;  $Z_1 = (L_{r1} / C_{r1})^{1/2}$ ;  $k_1 = L_m / L_{r1}$ ;  $Q_1 = Z_1 / R_{eq}$ 。其中,  $\omega_{r1}$  为正向谐振角频率,  $f_{r1}$  为正向谐振频率,  $f_s$  为开关频率,  $f_{n1}$  为正向归一化谐振频率,  $h$  为折算到一次侧的二次侧谐振电感与一次侧谐振电感的比值,  $g$  为折算到一次侧的二次侧谐振电容与一次侧谐振电容的比值,  $Z_1$  为正向特征阻抗,  $k_1$  为励磁电感与一次侧谐振电感的比值,  $Q_1$  为正向品质因数。则谐振腔对应的增益为传递函数的幅值, 即

$$M_f(f_{n1}) = \frac{1}{\sqrt{A_1^2 + Q_1^2 \left( f_{n1} A_2 - \frac{A_3}{f_{n1}} + \frac{A_4}{f_{n1}^3} \right)^2}} \quad (2)$$

式中:  $A_1 = 1/k_1 - 1 / (k_1 \omega_{n1}^2) + 1$ ;  $A_2 = h/k_1 + h + 1$ ;  $A_3 = 1 + 1/g + h/k_1 + 1 / (k_1 g)$ ;  $A_4 = 1 / (k_1 g)$ , 其中  $\omega_{n1}$  为正向归一化谐振角频率。

图 3 为简化后的反向工作基波等效电路。其中:  $L'_{r1}$ 、 $C'_{r1}$  为  $L_{r1}$ 、 $C_{r1}$  折算到变压器二次侧后的值,

$L'_{r1} = L_{r1}/N^2$ ,  $C'_{r1} = N^2 C_{r1}$ ;  $R'_{eq}$  为折算后的交流等效负载,  $R'_{eq} = 8R_2/(\pi^2 N^2)$ ,  $R_2$  为反向运行时的负载电阻;  
 $L'_m = L_m/N^2$ 。

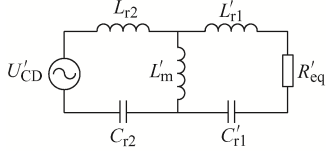


图3 简化后的反向基波等效电路

Fig. 3 Simplified equivalent circuit of the reverse mode

同理, 对图3的简化反向基波等效电路进行分析。定义电路因数如下:  $\omega_{r2} = 2\pi f_{r2} = 1/(L_{r2}C_{r2})^{1/2}$ ;  $f_{n2} = f_s/f_{r2}$ ;  $Z_2 = (L_{r2}/C_{r2})^{1/2}$ ;  $k_2 = L'_m/L_{r2}$ ;  $Q_2 = Z_2/R'_{eq}$ 。其中,  $\omega_{r2}$  为反向谐振角频率,  $f_{n2}$  为反向归一化谐振频率,  $Z_2$  为反向特征阻抗,  $k_2$  为折算到二次侧的励磁电感与二次侧谐振电感的比值,  $Q_2$  为反向品质因数。可得谐振腔反向增益为

$$M_r(f_{n2}) = \frac{1}{\sqrt{B_1^2 + Q_2^2 \left( f_{n2} B_2 - \frac{B_3}{f_{n2}} + \frac{B_4}{f_{n2}^3} \right)^2}} \quad (3)$$

式中:  $B_1 = 1/k_2 - 1/(k_2 \omega_{n2}^2) + 1$ ,  $\omega_{n2}$  为  $\omega_{r2}$  对应的归一化谐振角频率;  $B_2 = 1/(hk_2) + 1/h + 1$ ;  $B_3 = 1 + g + 1/(hk_2) + g/k_2$ ;  $B_4 = g/k_2$ 。

为进一步探究变换器在准谐振频率点处的增益特性, 将准谐振频率分别代入式(2)和式(3), 可得

$$M_r|_{f_{n1}=1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ Q_1 \left( h - \frac{1}{g} \right) \right]^2}} \quad (4)$$

$$M_r|_{f_{n2}=1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ Q_2 \left( \frac{1}{h} - g \right) \right]^2}} \quad (5)$$

为保证变换器工作在谐振频率点时增益为1且与负载无关, 以及变换器在正、反向运行时谐振腔特性一致, 取  $h=g=1$ , 称此时的 CLLC 为参数对称型 CLLC。后文中对 CLLC 的讨论均基于参数对称型展开。

将  $h=g=1$  代入式(3)并重新整理, 可以得到对称参数设计下 CLLC 谐振腔增益的表达式, 即

$$M(f_n) = \frac{1}{\sqrt{A^2 + \left( \frac{Q}{k} \right)^2 \left( f_n B - \frac{C}{f_n} + \frac{1}{f_n^3} \right)^2}} \quad (6)$$

式中:  $A = 1 + 1/k - 1/(kf_n^2)$ ;  $B = 2k + 1$ ;  $C = 2k + 2$ ;  $f_n = f_s/f_r$ ;  $k = k_1 = k_2$ ;  $Q = Q_1 = Q_2$ 。

以  $k=5$  为例, 根据式(6)可得不同  $Q$  值下的增益曲线, 如图4所示。

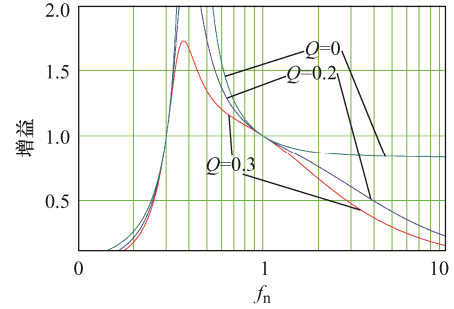


图4 谐振腔增益曲线( $k=5$ )

Fig. 4 Gain curves of resonant tank ( $k=5$ )

输入阻抗的表达式为

$$Z_{in}(f_n) = Z_r \left( \frac{C_1 + j(f_n - C_2 f_n^3)}{-f_n^2 + jQ(f_n - f_n^3 - k f_n^3)} \right) \quad (7)$$

式中:  $C_1 = C_3 f_n^4 + C_4 f_n^2 + Q$ ;  $C_2 = k + 1$ ;  $C_3 = Q(2k + 1)$ ;  $C_4 = Q(2k + 2)$ 。

## 2 电路参数选取的原则

谐振变换器参数设计的关键是确定变压器磁化电感与谐振电感的比值  $k$  和谐振腔的品质因数  $Q$ 。

### 2.1 ZVS 约束

为保证实现 ZVS, 谐振腔需工作在感性区域, 即输入阻抗呈感性, 以保证在开关管关断后谐振腔中仍有未换向的电流供给电容充、放电。当谐振腔进入容性区域, 谐振电流先于开关管关断前过零, 一次侧开关管将失去 ZVS 开通能力, 开关损耗增加, 器件应力增大, 故应当保证变换器恒工作在感性区域。

对式(7)除以特征阻抗并提取虚部, 记作  $Z_i$ , 可得

$$Z_i(f_n) = \frac{(D_1 f_n^3 - f_n)(Q^2 D_2 + f_n^2)}{f_n^4 + Q^2 (f_n - D_1 f_n^3)^2} \quad (8)$$

式中:  $D_1 = k + 1$ ;  $D_2 = (D_3 f_n^2 - 1)(f_n^2 - 1)$ ;  $D_3 = 2k + 1$ 。

根据式(8)可得  $k$  值一定下不同  $Q$  值时谐振网络输入阻抗虚部的曲线。图5为  $k=5$  时阻抗虚部曲线。

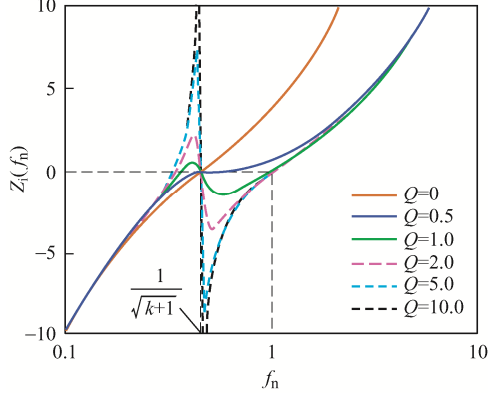


图5 不同  $Q$  值时谐振网络输入阻抗虚部曲线( $k=5$ )

Fig. 5 Curves of imaginary part of resonant network input impedance with different  $Q$  values ( $k=5$ )

观察图5可知,当  $k$  值恒定时,不同  $Q$  值对应的曲线均通过同一点( $f_n=1/(1+k)^{1/2}$ , 0),即一次侧三元谐振频率点,记作( $f_1, 0$ ),且阻抗特性在此点发生突变。为限制变换器恒工作于感性区域而不进入容性区域,应将最小工作频率设定在大于等于此频率的范围内,即

$$f_{n,\min} \geq \frac{1}{\sqrt{1+k}} \quad (9)$$

式中,  $f_{n,\min} = f_{s,\min}/f_r$ 。若事先设定开关频率范围及谐振频率,则可得出最小开关频率对  $k$  值的限制,即

$$k \geq \frac{1 - f_{n,\min}^2}{f_{n,\min}^2} \quad (10)$$

由图5还可以看到,当归一化开关频率大于1,即开关频率大于谐振频率时,无论  $Q$  值大小,谐振回路均呈感性,故对于输入阻抗的讨论是在开关频率小于谐振频率且大于一次侧三元谐振频率的范围内。

求解

$$\begin{cases} Z_i(f_n) > 0 \\ 1 > f_n \geq \frac{1}{\sqrt{1+k}} \\ k > 0 \\ Q \geq 0 \end{cases} \quad (11)$$

可以得到给定  $k$  值下,满足输入阻抗呈感性的  $Q$  值范围,即

$$Q(\omega_n) < \sqrt{\frac{\omega_n^2 - E_1 \omega_n^4}{(\omega_n^2 - 1)(1 - E_2 \omega_n^2 + E_3 \omega_n^4)}} \quad (12)$$

式中:  $E_1 = 1 + k$ ;  $E_2 = 2 + 3k$ ;  $E_3 = 1 + k(3 + 2k)$ ;  $\omega_n$  为归一化角频率。

以  $k=5$  为例,根据式(12)可绘制出输入阻抗限制的  $Q_{\max}$  随  $\omega_n$  的变化曲线,如图6所示。图中,阴影部分为当前  $\omega_n$  下  $Q$  值的可行域。可见,基于该曲线可以快速完成变换器输入阻抗的校验,降低了校验参数设计的复杂度。

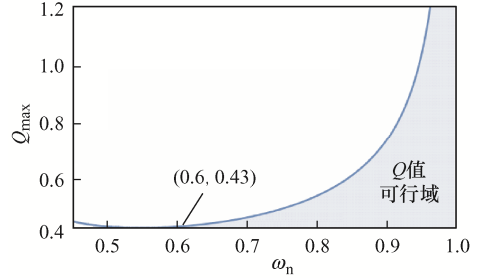


图6  $Q_{\max}$  关于  $\omega_n$  的变化曲线

Fig. 6 Curve of  $Q_{\max}$  variation with  $\omega_n$

为实现 ZVS 开通,在死区时间内还应有足够的电流给开关管的结电容  $C_{oss}$  充、放电。由于死区时间  $t_{dead}$  远小于谐振元件的谐振周期,且励磁电感一般较大,故死区时间内谐振电流常用开关管关断时刻的励磁电流估计,即关断时刻的励磁电流  $I_{L_m,peak}$  必须大于等于开关管结电容充、放电流之和。以正向运行为例,即有

$$I_{L_m,peak} > \frac{2V_{pri} C_{oss}}{t_{dead}} \quad (13)$$

而  $i_{L_m}$  在开关周期内近似线性变化,则经计算并化简,可得死区时间限制为

$$t_{dead} > 8L_m C_{oss} f_r \quad (14)$$

## 2.2 最小增益约束

在完全空载下应考虑变换器最小增益需求的约束。空载时  $Q=0$ ,此时,开关频率即为设计的最大归一化开关频率  $f_{n,\max}$ ,将其代入式(6)可得

$$M(f_{n,\max})\Big|_{Q=0} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_{n,\max}^2}\right)^2}} \quad (15)$$

设定变换器设计最小增益为  $M_{\min}$ , 则  $M_{\min}$  应大于此时谐振腔对应的直流增益, 即满足

$$M_{\min} \geq M(f_{n,\max}) \quad (16)$$

则可以根据设定的最大开关频率及所需的最小增益, 推导出参数  $k$  的约束条件为

$$k < \frac{M_{\min}}{1 - M_{\min}} \cdot \frac{f_{n,\max}^2 - 1}{f_{n,\max}^2} \quad (17)$$

### 2.3 峰值增益约束

2.1 节的分析中已明确变换器的设计最低开关频率至少应大于谐振腔的三元谐振频率  $f_1$ , 而又已知相同开关频率下负载越大, 谐振腔此时对应的增益越小, 故在参数设计时变换器至少应当满足满载时在  $f_n = f_1$  处的直流增益大于所需最大增益  $M_{\max}$ , 即满足

$$M(f_1) \geq M_{\max} \quad (18)$$

进一步, 可以根据  $k$  值与设计峰值增益  $M_{\max}$  推导得到  $Q$  值的限制条件为

$$Q_{\max} \leq \frac{\sqrt{1+k}}{kM_{\max}} \quad (19)$$

### 2.4 增益单调性约束

图 7 给出了增益曲线随  $Q$  值变化的情况, 可以看到, 在  $Q$  值取值过大时出现的增益曲线不单调, 曲线出现多个峰值, 这将不利于控制闭环的实现。因此应合理地设计  $Q$  值, 以保证增益曲线在整个工作频率范围内均呈单调变化。

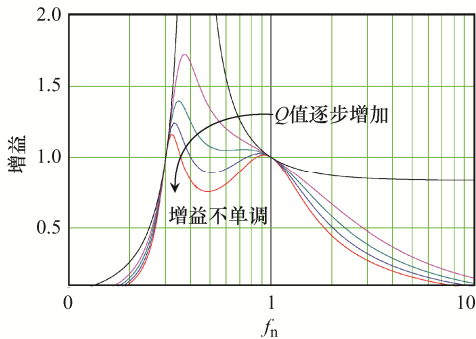


图 7 谐振腔增益不单调曲线

Fig. 7 Non-monotonous curve of resonant tank gain

对谐振腔增益函数求导, 令增益曲线在工作频率范围内单调, 即导数恒大于 0, 而求导后的函数过于复杂, 无法获得不同  $k$  值下满足增益单调性的  $Q$  值解析解。但通过代数验证证明, 当所取的  $Q$  值属于全工作频率范围且满足输入阻抗呈感性范围时, 对应的增益曲线在整个工作频率范围内单调。也就是说,  $Q$  值满足全工作频率范围且输入阻抗呈感性是增益特性单调的充分条件。故在完成输入阻抗感性验证的同时即完成了对于增益单调性的校验。

### 2.5 效率优化

变换器的工作效率是考察参数设计合理性的重要标志, 可以通过所选电路参数对应的谐振电流有效值大小来进行评估。对图 2 所示电路进一步分析, 可得到一、二次侧谐振腔电流的计算式。以正向运行时为例, 则一次侧谐振腔电流有效值为

$$I_{L_{r1,forward}} = \sqrt{\frac{V_{sec}^2}{8} \left[ \left( \frac{\pi}{NR_0} \right)^2 + \left( \frac{N}{2L_m f_r} \right)^2 \right]} \quad (20)$$

式中,  $R_0$  为负载电阻。

二次侧谐振电流有效值为

$$I_{L_{r2,forward}} = \sqrt{\frac{V_{sec}^2}{16} \left[ P \left( \frac{N}{L_m f_r} \right)^2 + \left( \frac{\pi}{R_0} \right)^2 \right]} \quad (21)$$

式中,  $P = (5\pi^2 - 48)/(12\pi^2)$ 。由于 CLLC 一、二次侧参数完全对称, 故仅需考虑匝比折算即可由式(20)和式(21)推出反向运行时谐振电流的情况, 即

$$I_{L_{r2,backward}} = N \sqrt{\frac{V_{sec}^2}{8} \left[ \left( \frac{\pi}{NR_0} \right)^2 + \left( \frac{N}{2L_m f_r} \right)^2 \right]} \quad (22)$$

$$I_{L_{r1,backward}} = \frac{I}{N} \sqrt{\frac{V_{sec}^2}{16} \left[ P \left( \frac{N}{L_m f_r} \right)^2 + \left( \frac{\pi}{R_0} \right)^2 \right]} \quad (23)$$

观察式(22)和式(23)电流计算式可以发现, 电流的有效值均与励磁电感  $L_m$  成反比, 而  $L_m = kQR_e / (2\pi f_r)$ , 即  $L_m$  与电路参数  $k$ 、 $Q$  的乘积成正比, 也即谐振电流的有效值与  $k$ 、 $Q$  的乘积成反比, 即在相同功率下,  $k$ 、 $Q$  乘积越大, 谐振腔电流有效值越小, 变换器效率越高。

### 3 参数设计过程

在理论分析的基础上,结合 48~380 V/kW 双向直流变换应用场合,设计宽范围高效率的 CLLC 变换器的参数。表 1 为变换器设计指标。

表 1 变换器实例设计指标  
Tab. 1 Design indexes for an example of converter

设计指标	数值
高压侧电压范围/V	275~390
高压侧额定电压/V	380
低压侧电压范围/V	50.5~55.5
低压侧额定电压/V	52
额定功率/W	1 000
谐振频率 $f_r$ /kHz	100
工作频率范围/kHz	$0.6f_r \sim 2.0f_r$
效率/%	满载时峰值 $\geq 95\%$ , 谷值 $\geq 90\%$

变换器参数设计具体步骤如下。

**步骤 1** 确定变压器变比  $N$ 。当变换器工作在准谐振频率时,谐振腔增益为单位 1,且此时变换器效率最高。取额定电压工作点工作在谐振频率点,从而确定变压器理论变比  $N$  为

$$N = \frac{380}{52} = 7.308 \quad (24)$$

实际取  $N=7$ 。

**步骤 2** 确定变换器工作时所需增益范围。考虑正向与反向工作模式中最极端的增益需求,再附加一定裕量作为设计指标,则有

$$M_{\max} = 1.05 \max(M_{f,\max}, M_{r,\max}) = 1.38 \quad (25)$$

$$M_{\min} = 0.95 \min(M_{f,\min}, M_{r,\min}) = 0.88 \quad (26)$$

**步骤 3** 确定  $k$  值。由参数约束条件式(17)可知,为使变换器空载时在最大工作频率处达到最小增益, $k$  值应满足

$$k \leq \frac{0.88}{1-0.88} \cdot \frac{2^2-1}{2^2} = 5.5 \quad (27)$$

本文设计中,已限定最小开关频率及谐振频率,则由限制条件式(10)得, $k$  值应满足

$$k \geq \frac{1-0.6^2}{0.6^2} = 1.78 \quad (28)$$

$k$  值越大,变换器效率越高,但相对应的增益峰值会越小。为同时保证效率和增益,暂取  $k=5$ 。

**步骤 4** 确定  $Q$  值。由约束条件式(19)得, $Q$  值应满足

$$Q_{\max} \leq \frac{\sqrt{1+5}}{5 \times 1.38} = 0.3549 \quad (29)$$

以  $Q=0.3549$  为最大值,绘制出当  $k=5$  时不同  $Q$  值下的增益曲线,如图 8 所示。在图 8 中,选取  $f_n=0.6$  时对应的增益大于设计的最大增益曲线,可以看出  $Q=0.20$  和  $Q=0.18$  时的增益曲线满足要求且曲线单调,为保证  $k$ 、 $Q$  乘积最大,故选取  $Q=0.20$ 。将  $k=5$  代入到约束条件式(12)中,可以得到输入阻抗限制的  $Q_{\max}$  曲线,如图 6 所示,该曲线表明  $Q$  最大值应小于 0.43,因此本文实际选取  $Q=0.20$  可以满足要求。

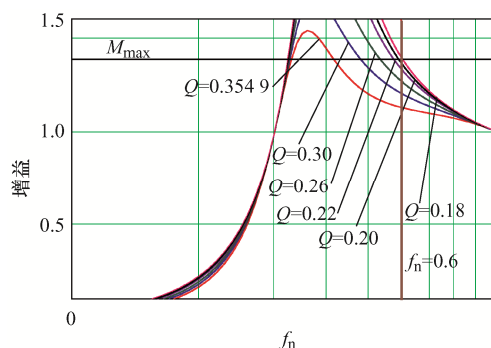


图 8 不同  $Q$  值参数下谐振腔增益曲线

Fig. 8 Gain curves of resonant tank with different  $Q$  values

**步骤 5** 计算变换器谐振参数。根据前 4 步分析得到的  $k$  值和  $Q$  值,结合自身定义、变换器谐振频率  $f_r$  及负载等效电阻  $R_e$ ,可以计算得到变压器一次侧的谐振元件参数分别为

$$\begin{cases} L_{r1} = \frac{QR_e}{2\pi f_r} \\ C_{r1} = \frac{1}{2\pi f_r QR_e} \\ L_m = kL_{r1} \end{cases} \quad (30)$$

将一次侧谐振元件参数折算到变压器二次侧,即可得到二次侧的谐振元件参数。代入具体数据后,

得到的变换器谐振参数, 见表 2。按照上述设计步骤和思路, 整理出本文所提设计方法的流程, 如图 9 所示; 同时, 本文还给出了传统设计流程, 如图 10 所示, 以作对比分析。对比图 9 和图 10 可以看出, 本文所提参数设计方法, 一方面对于增益曲线单调性及全负载范围软开关条件的校验提前至确定  $k$ 、 $Q$  值范围的过程中, 避免了参数  $k$ 、 $Q$  值选取结束后由于不满足单调性及 ZVS 条件而需要重新考虑参数的设置, 大大减少了参数设计过程中可能出现的多次迭代的可能性; 另一方面, 本文所提方法充分利用性能指标对于  $k$ 、 $Q$  值的约束, 大大缩

小了设计参数的可选范围, 也进一步减小了参数设计过程的复杂程度, 从而提高了参数选择的科学性。

表 2 变换器实例设计参数

Tab. 2 Design parameters for an example of converter

参数	数值
变压器变比 $N$	7
谐振电感 $L_{r1}/\mu\text{H}$	32
谐振电感 $L_{r2}/\text{nH}$	658
变压器励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$	160
谐振电容 $C_{r1}/\text{nF}$	78.6
谐振电容 $C_{r2}/\mu\text{F}$	3.8

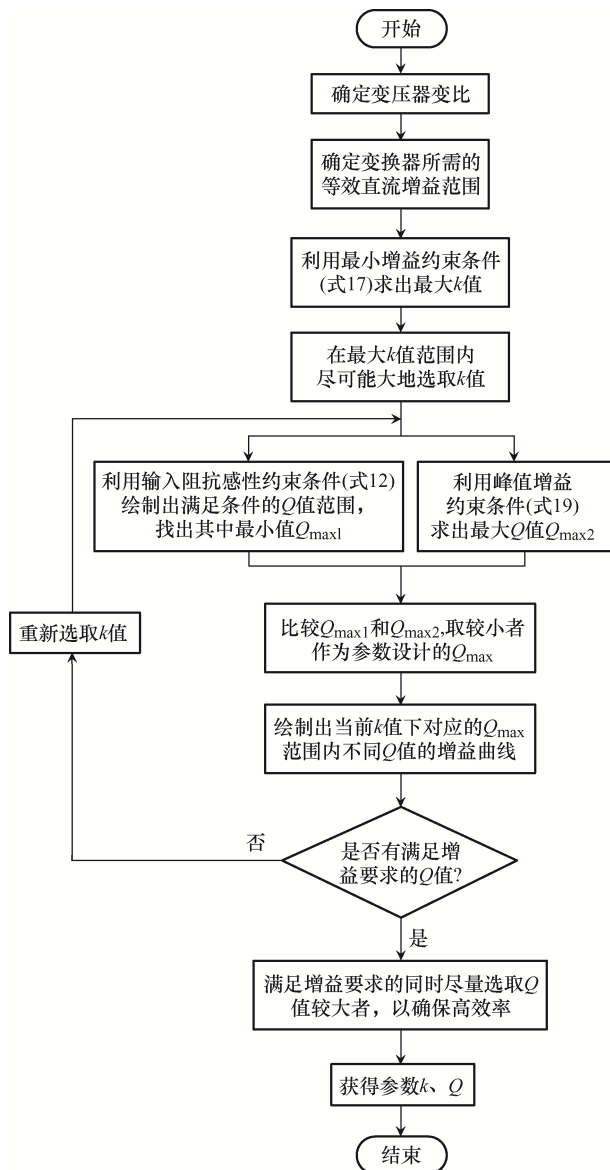


图 9 本文提出的参数设计方法流程

Fig. 9 Flow chart of proposed parameter design method

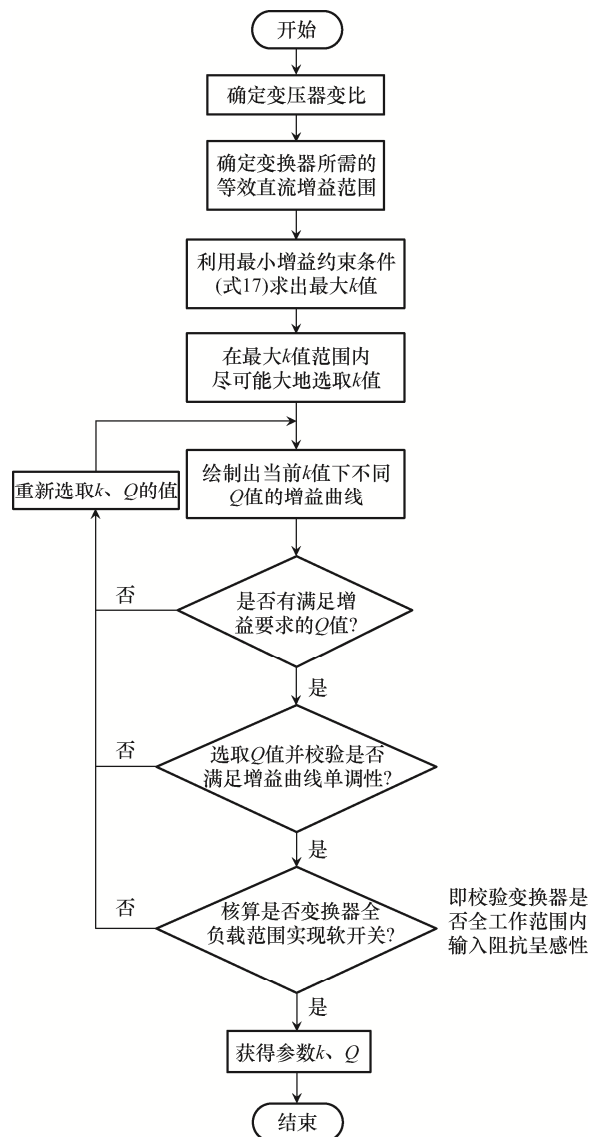


图 10 传统参数设计方法流程

Fig. 10 Flow chart of traditional parameter design method

## 4 实验验证

为验证本文理论分析和参数设计方法的科学性,依据表 2 中的参数制作了 1 台 CLLC 变换器样机,如图 11 所示。样机采用变频控制。

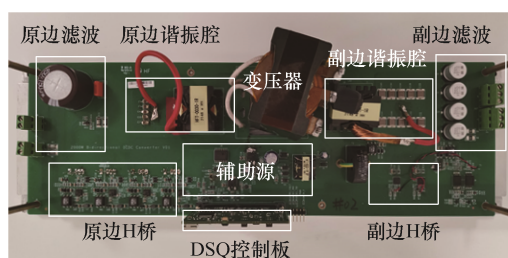


图 11 样机照片

Fig. 11 Photo of prototype

### 4.1 工作原理和关键特性验证

实验得到的变换器典型波形如图 12 所示。可知:当  $f_s < f_r$  时,变换器工作在欠谐振区,谐振腔处于升压模式,二次侧电流处于断续模式,一次侧谐振腔电流在开关管关断前结束谐振,随

着开关频率的提高,一次侧谐振腔电流脱离谐振的时间缩短,相应地,二次电流断续时间缩短;当  $f_s = f_r$  时,变换器工作在准谐振区,谐振腔处于单位增益模式,此时一次侧谐振电流呈现完整的正弦态,二次侧电流临界连续;当  $f_s > f_r$  时,一次侧谐振电流尚未谐振完成,1/2 个周期开关管已经关断,进入死区,谐振电流迅速变化至励磁电流大小,由于此时励磁电流小于谐振电流,开关管关断后,谐振电流呈现近乎垂直的变化过程。实验验证了变换器的工作特性和双向功率传输能力。

启动过程中冲击电流过大是 CLLC 谐振变换器研究和应用过程中不可忽视的问题,充电电流的计算公式为

$$I_{\text{charge}} = \frac{V_s - V_o}{R_{\text{ESR}}} \quad (31)$$

式中:  $V_s$  为当前开关频率下对应的输出稳态电压;  $V_o$  为当前实际的输出电压;  $R_{\text{ESR}}$  为输出滤波电容的等效串联电阻。

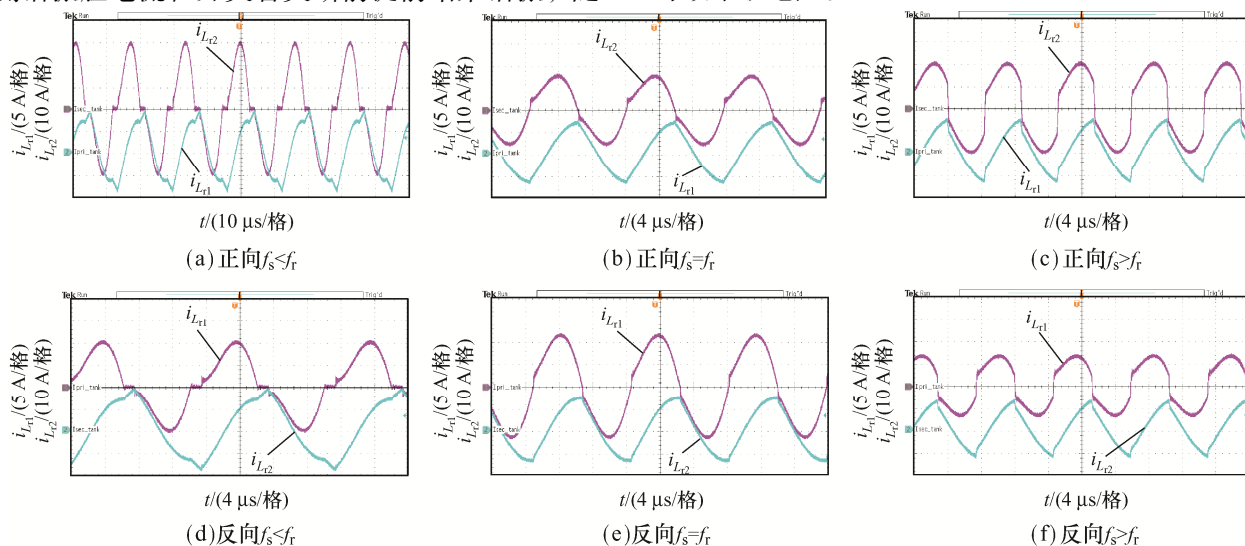


图 12 不同工作频率下正、反向工作实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms at different operating frequencies in forward and reverse modes

当变换器启动时,此时二次侧输出电压为 0,滤波电容的 ESR 不变,充电电流完全由稳态电压决定,故为有效限制软启动过程中的电流应力,业界常采用 3 倍谐振频率作为启动频率,然后在建压过程中缓慢降低开关频率直至建压结束进入闭环,这

一策略被称为升频启动。一方面,本文案例中,要求开关频率不超过 2 倍谐振频率;另一方面,谐振腔工作在 3 倍谐振频率时对应的增益仍较大,对于稳态输出电压的限制能力有限,限制充电电流的效果有限。故为进一步优化软启动过程中的限流效

果, 本文案例采用升频+移相的控制方案, 即在变频控制的基础上引入一次侧桥臂间的移相角控制, 通过控制移相角来控制有效占空比, 从而控制谐振腔输入电压, 同时控制谐振腔的输入电压及增益, 更加高效地限制充电电流。引入移相控制后的变换器整体等效直流增益可以利用基波分析法分析得到, 其表达式为

$$G_{PS} = \sin(D\pi) \cdot G_{PFM} \quad (32)$$

式中:  $D$  为当前移相角对应的一次侧桥臂有效占空比, 变化范围为  $0 \sim 0.5$ ;  $G_{PFM}$  为当前开关频率下谐振腔的等效支流增益。由式(32)可见, 当开关频率固定时, 电压增益与  $D$  为正弦函数关系, 可以通过控制  $D$  的大小, 控制变换器的输出电压。变换器启动时, 移相角为最大, 此时一次侧桥臂有效占空比为  $0$ , 开关频率为  $2$  倍谐振频率, 缓慢减小移相角直至有效占空比增加至  $0.5$ , 再进行降频操作直至建压结束进入闭环。图13为变换器软启动过程中的实验波形, 可以看到一、二次侧谐振电流均得到了有效抑制, 无明显过冲, 说明软启动策略科学有效。

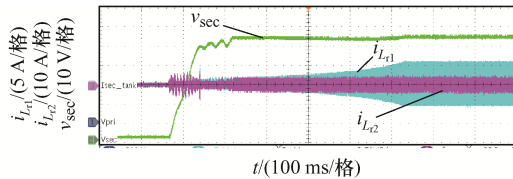


图13 软启动波形

Fig. 13 Waveforms of soft start

变换器参数设计的正确性与变换器的动态性能密切相关。参数设计不正确, 在动态工作过程中则可能会导致变换器失去稳定性, 进而出现电压波动、瞬态电流过大等问题, 这些问题会影响变换器的可靠性和寿命。相反, 参数设计合理, 则变换器在动态工作过程中能够保持稳定, 输出电压  $v_{sec}$  能够保持平稳, 同时谐振腔电流也能实现平稳上升而无明显过冲。图14为变换器动态响应波形, 可见, 变换器在负载突增情况下, 能够保持输出电压平稳、谐振腔电流稳步上升, 未出现明显的过冲或波动现象, 验证了本文设计参数的合理性。

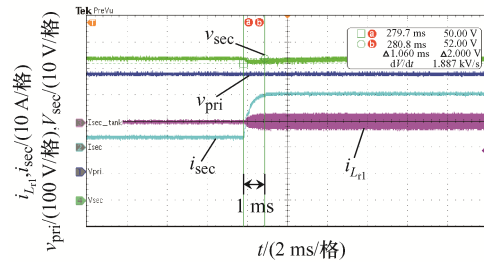


图14 轻载切满载波形

Fig. 14 Waveforms when switching from light load to full load

#### 4.2 效率及重要性能验证

为进一步验证设计参数的合理性, 实验分别测试了变换器在3种典型工况下ZVS情况及变换器效率。图15为变换器满载时各工作模式下开关管  $S_1$ 、 $S_3$  漏源DS(drain source)极与栅源GS(gate source)极的电压波形, 实验结果表明3种工况下开关管均实现了软开关。

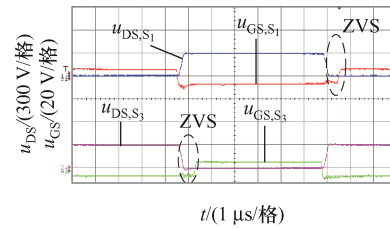
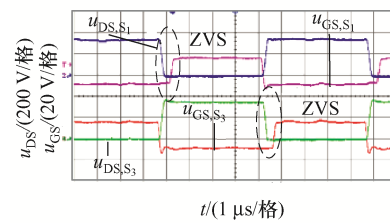
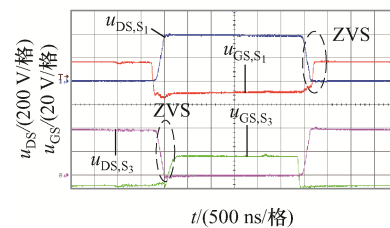
(a)  $f_s < f_r$ (b)  $f_s = f_r$ (c)  $f_s > f_r$ 

图15 ZVS 校验

Fig. 15 Validation of ZVS

图16为变换器满载运行时不同输入电压下的效率曲线, 可见, 满载时正向最高效率可达  $97.0\%$ , 反向最高效率可达  $96.0\%$ , 其余工作点效率大多处

于 92.0%以上, 变换器实现了较高的运行效率。

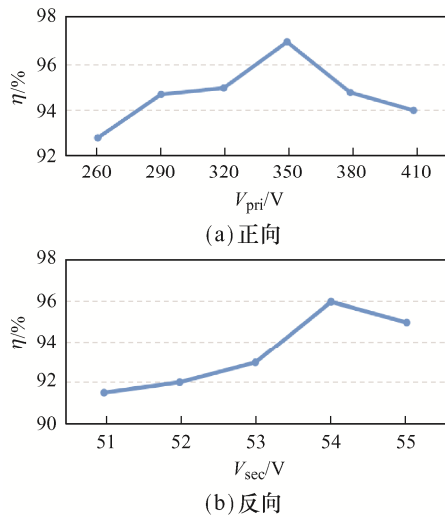


图 16 满载效率曲线

Fig. 16 Efficiency curve under full load

## 5 结语

通过对 CLLC 双向谐振变换器的工作原理分析, 本文得出了变换器满足全范围软开关的参数限制条件, 可以明确满足设计指标的电路参数大致范围, 并结合实现高效率的要求给出了参数设计时应满足的优化条件。结合限制条件和优化条件, 可以简便地确定合理的功率电路设计参数。本文所提双向 CLLC 变换器的设计方法降低了参数设计流程的复杂度, 可有效降低电路的设计难度, 为双向 CLLC 变换器的设计提供了一种简单、高效的方法。

### 参考文献:

[1] Wei Yuqi, Mantooth A. Characterizations of resonant converters based DC transformers for microgrid application [C]// 2021 IEEE 12th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Chicago, IL, USA, 2021: 1-8.

[2] Bai Zheng, Shao Jingwei, Gu Jingyun, et al. Design and modeling of CLLC converter for bidirectional on-board charger [C]// 2022 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Haining, China, 2022: 1-6.

[3] Xuan Yang, Yang Xu, Chen Wenjie, et al. A novel three-level CLLC resonant DC-DC converter for bidirectional EV charger in DC microgrids [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(3): 2334-2344.

[4] Xiao Zhongxiu, Lei Wanjun, Gao Guoqing, et al. Dual-terminal voltage feedforward based direct power control scheme and stability analysis of dual active bridge converter in DC microgrid systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 4475-4492.

[5] Yan Yu, Gui Handong, Bai Hua. Complete ZVS analysis in dual active bridge [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1247-1252.

[6] Saegmueller M, Hack C, Witzmann R, et al. Analytic solutions for full operating range single-side ZVS modulation of dual active bridge converters [C]// 2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Kyoto, Japan, 2021: 1-6.

[7] Xie Hao, Hang Lijun, Dan Zhimin, et al. Digital control method of synchronous rectification for bidirectional CLLC converter [C]// 2022 IEEE 5th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). Nangjing, China, 2022: 3960-3967.

[8] 江伟斌. 宽输入范围 Buck-Boost+CLLLC 级联双向直流变换器研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.

Jiang Weibin. Research on Buck-Boost+CLLLC cascaded bidirectional DC converter with wide input range [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2021. (in Chinese)

[9] 陈启超. CLLC 谐振型双向 DC/DC 变换器若干关键问题研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.

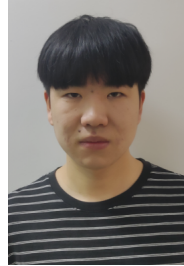
Chen Qichao. Research on key technologies of bidirectional CLLC resonant DC/DC converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2015. (in Chinese)

[10] Wei Chen, Xie Haitao, Liu Ying, et al. A SiC based high efficiency 22kW bi-directional EV on-board charger [C]// PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. Online, 2021: 1-7.

[11] Li Shengwen, Wang Jinhao, Li Yaguo, et al. A novel ISOP SCDAB-CLLLC hybrid bidirectional DC-DC con-

- inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11965-11975.
- [15] Liu Yonglu, Sun Yao, Su Mei, et al. A single-phase PFC rectifier with wide output voltage and low-frequency ripple power decoupling [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5076-5086.
- [16] Zhang Yun, Fang Jian, Gao Fei, et al. Second-harmonic ripple voltage suppression of integrated single-phase pulse-width modulation rectifier charging system for EVs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3616-3626.
- [17] Wang Ruxi, Wang Fei, Boroyevich D, et al. A high power density single-phase PWM rectifier with active ripple energy storage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5): 1430-1443.
- [18] Cao Xin, Zhong Qingchang, Ming Wenlong. Ripple elim-

inator to smooth DC-bus voltage and reduce the total capacitance required [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2224-2235.



汪治

#### 作者简介:

汪治(1999—),男,硕士。研究方向:电动汽车充电技术与电力电子技术在电动汽车中的应用。E-mail: 1820653411@qq.com。

於锋(1985—),男,通信作者,博士,副教授。研究方向:永磁电机变频调速及电力电子技术在电动汽车中的应用。E-mail: yufeng628@ntu.edu.cn。

朱志豪(1996—),男,硕士。研究方向:电动汽车充电技术与电力电子技术在电动汽车中的应用。E-mail: 1600152325@qq.com。

(责任编辑:李凤)

(上接第 20 页)

- verter for renewable energy DC grid [C]// 2021 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System Asia (I&CPS Asia). Chengdu, China, 2021: 89-94.
- [12] 王菲菲. 双向车载充电机中宽范围 CLLC 变换器的研究与设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2019.  
Wang Feifei. Research and design of wide range CLLC converter in bidirectional on board charger [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2019. (in Chinese)
- [13] 葛佳蓓. 高效率 CLLC 谐振变换器研究与设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2021.  
Ge Jiabei. Design and research on high efficiency CLLC resonant converter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2021. (in Chinese)
- [14] Zahid Z U, Dalala Z M, Chen Rui, et al. Design of bidirectional DC-DC resonant converter for vehicle-to-grid (V2G) applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(3): 232-244.
- [15] Deng Qinrui, He Yingjie, Lei Chao, et al. Research on CLLLC bi-directional resonant based on time-domain

analysis [C]// 2020 IEEE 3rd Student Conference on Electrical Machines and Systems (SCEMS). Ji'nan, China, 2020: 724-729.

- [16] Chang Haotang, Liang T J, Yang W C. Design and implementation of bidirectional DC-DC CLLC resonant converter [C]// 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Portland, OR, USA, 2018: 2712-2719.



王弘珺

#### 作者简介:

王弘珺(1998—),男,硕士研究生。研究方向:双向直流变换器。E-mail: jeromeonmountain@nuaa.edu.cn。

郁专(1982—),男,博士,主任工程师。研究方向:功率电子变换技术。E-mail: Zhuan.yu@cn.abb.com。

谢少军(1968—),男,中国电源学会高级会员,通信作者,博士,教授。研究方向:功率电子变换技术。E-mail: eeac@nuaa.edu.cn。

(责任编辑:李凤)