

# CLLLC 谐振型直流变换器参数设计研究

许景慧,王跃,李凯

(西安交通大学 电气工程学院,陕西 西安 710049)

**摘要:** CLLLC 谐振式直流变换器因具有功率双向传输、电压等级转换效率高、正反向运行特性高度一致等很多优点,被应用在电动汽车直流充电桩。但是由于谐振元件个数较多且过程分析复杂,关于谐振回路参数的选择目前的研究缺少一种明确详细的设计方法。基于基波等效法先建模分析了各参数对变换器运行特性的影响以及软开关实现条件,然后提出了步骤详细、原理简单的参数设计两种方法。通过 PSIM 对其仿真对比第二个方法效率更优。基于效率最优的第二套参数搭建一台 150 W、输入 80 V、输出 20~75 V 的实验样机,并验证所提参数设计方法能自然实现软开关及宽范围输出。

**关键词:** CLLLC 谐振型直流变换器;基波等效法;软开关;参数设计

**中图分类号:** TM402 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed20526

## Research on Parameter Design of CLLLC Resonant DC Converter

XU Jinghui, WANG Yue, LI Kai

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, Shaanxi, China)

**Abstract:** CLLLC resonant DC converter has many advantages, such as bidirectional power transmission, high voltage level conversion efficiency, high consistency of forward and reverse operation characteristics, and is widely used in DC charging piles of electric vehicles. However, due to the large number of resonant elements and the complexity of process analysis, the current research on the selection of resonant circuit parameters lacks a clear and detailed design method. Based on the fundamental wave equivalent method, the influence of each parameter on the operation characteristics of the converter and the conditions of soft-switching implementation were modeled and analyzed firstly, then two methods of parameter design with detailed steps and simple principles were proposed. The waveform of PSIM simulation shows that the second method is more efficient. Based on the second set of parameters with the best efficiency, an experimental prototype with 150 W, 80 V input and 20~75 V output was built. The prototype verifies that the proposed parameter design method can naturally realize soft switching and wide range output.

**Key words:** CLLLC resonant DC converter; fundamental equivalence method; soft switching; parameter design

随着反向的电能传输 (vehicle to grid, V2G) 概念的提出,作为其核心电路的大功率隔离型双向 DC/DC 变换器 (isolated bidirectional DC-DC converter, IBDC) 也得到了广泛的关注<sup>[1]</sup>。CLLLC 谐振式直流变换器因其功率双向传输、效率高、正反向运行特性高度一致等优点,成为近年来新兴的一种 LLC 谐振式直流变换器拓扑,被应用在电动汽车直流充电桩中。

对于 CLLLC 谐振式直流变换器,大部分的设计方法主要是围绕变压器变比  $n$ 、谐振网络的品质因数  $Q$ 、励磁电感与谐振电感的比值  $k^{[2]}$  进行

的,只是具体的分析方法和设计过程不同,但都必须满足增益和软开关的要求<sup>[3]</sup>。文献[4]提出了一种基于峰值增益配置的优化设计方法,通过配置满载时最低开关频率条件下所需峰值电压增益来优化谐振参数。文献[5]假设死区时间内励磁电流不变,得到了励磁电感最大值的计算方程。文献[6]根据满载最小输入电压和空载最大输入电压两种情况下工作在 ZVS 区域的限制条件,得出了  $Q$  值约束条件。文献[7]提出对 CLLLC 谐振式直流变换器进行模态描述、分析和求解,研究谐振网络参数对直流电压增益特性和导通

损耗的影响,该方法因建模方法较精确、参数设计较文献[4]更具指导意义,但需要分析多种模式并根据边界条件计算,计算量大。

本文基于基波等效法对 CLLLC 谐振式直流变换器进行详细的参数设计,考虑到实际应用变换器的增益功率范围对参数设计进一步进行优化。基于所提两种参数设计方法进行仿真对比,取效率更高的方法搭建的 150 W 的实验平台,实验表明所提出的参数可满足宽增益范围输出且能实现自然软开关。

## 1 CLLLC 谐振式直流变换器基本原理及建模

### 1.1 CLLLC 谐振式直流变换器拓扑结构

CLLLC 谐振式直流变换器的拓扑结构如图 1 所示。

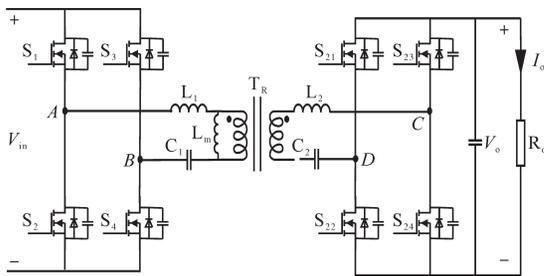


图 1 CLLLC 谐振式直流变换器的拓扑结构  
Fig.1 Topology of CLLLC resonant DC converter

正向工作时,  $S_1, S_4$  与  $S_2, S_3$  加占空比为 50% 的互补的驱动信号,实现逆变功能,  $S_{21} \sim S_{24}$  不加驱动信号,采用 MOS 管反并联的二极管进行整流,本文为了简化设计并未应用同步整流技术。反向工作时,相对应的  $S_{21} \sim S_{24}$  加驱动信号实现逆变,  $S_1 \sim S_4$  实现二极管整流。

图 1 中  $L_m$  为高频变压器  $T_r$  的励磁电感;  $L_1$  和  $L_2$  为谐振电感;  $C_1$  和  $C_2$  为谐振电容; CLLLC 谐振式直流变换器在设计时应尽量使其工作在欠谐振或准谐振工作状态,实现 ZCS 和 ZVS 自然软开关,从而提升效率<sup>[8]</sup>。

### 1.2 CLLLC 谐振式直流变换器建模

为了提高效率,谐振变换器一般工作在谐振频率点附近,此时的输入到输出的能量传递主要由电压和电流的基波分量来完成,则可采用基波等效法(FHA)进行简化拓扑,阻性负载  $R_o$  可等效为<sup>[9]</sup>:  $R_{eq} = 8R_o / \pi^2$ ,将变压器折合到一次侧可得到其等效电路如图 2。

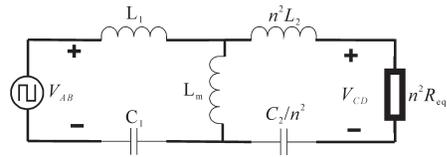


图 2 CLLLC 谐振式直流变换器基波等效电路  
Fig.2 Fundamental equivalent circuit of CLLLC resonant DC converter

为了保持 CLLLC 谐振式直流变换器双向增益特性的一致性,应令折算后的谐振网络完全对称。其中变压器  $T_r$  变比为  $n:1$ ,则  $n^2 L_2 = L_1, C_2 / n^2 = C_1$ 。则该拓扑参数设计简化为只需确定出  $L_1, C_1$  和  $L_m$  即可。

电动汽车由于其宽范围输出的特点,CLLLC 谐振式直流变换器常采用变频加移相混合调制。不论对变换器进行变频还是移相调制,主要都是对逆变侧的输出电压  $V_{AB}$  进行调节,取其基波分量为

$$V_{AB} = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}d\right) \cdot \sin(\omega_s t) \quad (1)$$

定义:  $d$  为方波  $V_{AB}$  的占空比。

设置  $f_n$  为标么化下的开关频率,  $f_s$  为开关管的开关频率,基准值取谐振频率  $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_1 C_1})$ ,  $\omega_s = 2\pi f_s$ ;  $Z_1$  为  $L_1$  和  $C_1$  的串联电阻;  $Z_2$  为  $L_2$  和  $C_1$  的串联电阻;  $f_n = f_s / f_r$ ;  $k = L_m / L_1$ ;  $Q = \sqrt{L_1 / C_1} / R_{eq}$ ;  $Z_1 = j \cdot \omega_s \cdot L_1 + 1/(j \cdot \omega_s \cdot C_1)$ ;  $Z_2 = j \cdot \omega_s \cdot L_2 + 1/(j \cdot \omega_s \cdot C_2)$ ;  $Z_m = j \cdot \omega_s \cdot L_m$ 。

根据增益表达式:  $H = V_o / V_{AB}$ , 结合式(1), 可得变频移相混合调制的归一化增益表达式:

$$H = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}d\right)}{\sqrt{\left[\frac{1}{k}\left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right) + 1\right]^2 + \left[(1+2k)f_n - \frac{2(k+1)}{f_n} + \frac{1}{f_n^3}\right]^2 \cdot \left(\frac{Q}{k}\right)^2}} \quad (2)$$

根据图 2 等效电路图可计算得变频调制下的输入阻抗,阻抗角及原、副边谐振电流有效值表达式如下所示:

$$Z_{in}(j\omega_s) = \frac{Q^2 k^2 \omega_n^6}{\omega_n^4 - Q^2 \omega_n^2 [(k+1)\omega_n - 1]^2} + \frac{jQ\omega_n [(k+1)\omega_n - 1] \{ [(2k+1)\omega_n^4 - 2(k+1)\omega_n^2 + 1] Q^2 + \omega_n^2 \}}{\omega_n^4 - Q^2 \omega_n^2 [(k+1)\omega_n - 1]^2} \quad (3)$$

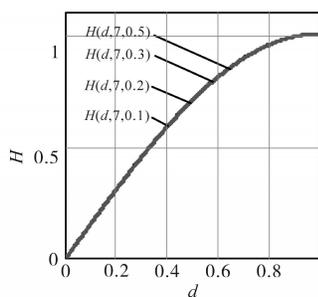
$$\tan(\varphi_{in}) = \frac{[(k+1)\omega_n - 1] \{ [(2k+1)\omega_n^4 - 2(k+1)\omega_n^2 + 1] Q^2 + \omega_n^2 \}}{Qk^2 \omega_n^5} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_{p,rms} = \sqrt{\frac{V_o}{8} \cdot [(\frac{T_s}{2L_m})^2 + (\frac{\pi}{R_o})^2]} \\ i_{s,rms} = \sqrt{\frac{V_o}{16} \cdot [(\frac{5\pi^2 - 48}{12\pi^2})^2 \cdot (\frac{T_s}{L_m}) + (\frac{1}{R_o})^2]} \end{cases} \quad (5)$$

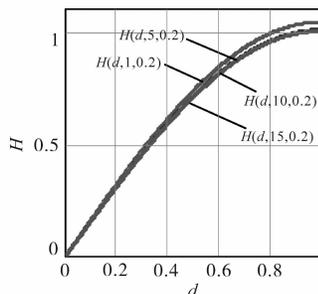
## 2 CLLLC谐振式直流变换器特性分析

### 2.1 移相控制下增益特性

为了提高效率,移相调制时的拓扑通常工作为欠谐振状态,即混合调制统一表达式开关频率  $f_n$  取 0.99,可得移相调制的增益占空比表达式,对其作图分析各参数的影响,如图3所示。图3a为  $k$  为 7、不同  $Q$  下增益占空比曲线;图3b为  $Q$  为 0.2、不同  $k$  下增益占空比曲线。



(a)  $k$ 为7、不同 $Q$ 下增益占空比曲线



(b)  $Q$ 为0.2、不同 $k$ 下增益占空比曲线

图3 移相控制下不同 $k, Q$ 下增益占空比曲线

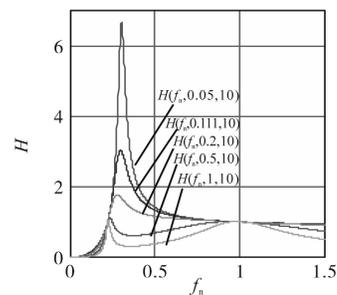
Fig.3 Duty cycle curves of gain with different  $k$  and  $Q$  under phase shift control

由图3可知,移相调制下增益占空比曲线受参数  $k, Q$  影响较小,输出增益主要由占空比  $d$  决定。

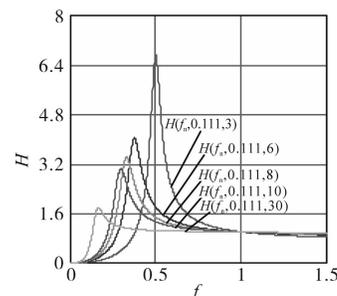
### 2.2 变频控制下增益特性

令混合调制统一表达式中的占空比为 1,可得到变频调制增益频率表达式,对其作图分析各参数的影响,如图4所示。变频调制下,开关频率  $f_n$  为 1 时,输出电压增益恒为 1,其余开关频率下的输出电压增益受参数  $k$  和  $Q$  影响较大,当  $k$  一定时,峰值点随着  $Q$  变大而变小且  $Q$  超过一定值会出现多个拐点,如图4a所示;当  $Q$  一定时,峰值点

随着  $k$  变大而变小且所对应的频率逐渐变小,但曲线都为单峰曲线,如图4b所示。



(a) 相同 $k(k=10)$ 不同 $Q$ 下的增益频率曲线



(b) 相同 $Q(Q=0.111)$ 不同 $k$ 下的增益频率曲线

图4 变频调制下增益占空比随 $k, Q$ 变化的曲线图

Fig.4 Curves of gain duty cycle varying with  $k$  and  $Q$  under variable frequency modulation

综上所述可知,CLLLC谐振式直流变换器谐振网络的参数设计应根据变频调制下的增益频率曲线来选取合适的谐振元件。

## 3 CLLLC谐振式直流变换器的参数设计

本文对CLLLC谐振式直流变换器实验平台进行参数设计,由于双向对称性其参数要求(以正向为例)如下:

输入电压 80 V;输出电压 20~75 V;额定工作点输出电压 50 V(对应输出电流 3 A);最大输出功率 150 W;最大输出电流 3 A;自然谐振频率 100 kHz;20~50 V 为恒电流(3 A)输出模式,采用移相调制;50~75 V 为恒功率(150 W)输出,采用变频调制。全功率范围实现原边 ZVS、副边 ZCS 的自然软开关。

### 3.1 参数设计方法一

为使输出增益满足要求,所取的谐振元件应使 CLLLC 谐振式直流变换器在变频调制下的增益频率曲线应为单峰曲线,且最低的增益频率曲线的增益峰值点应大于最大输出电压所对应的增益,以便实现闭环控制,参数设计步骤如流程图 5 所示。

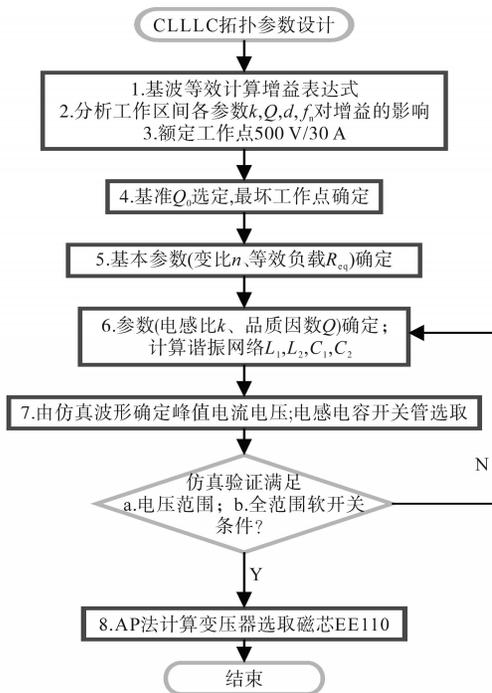


图5 CLLC谐振式直流变换器参数设计流程图  
Fig.5 CLLC resonant DC converter parameter design flow chart

1) 变比  $n$ 。

$$n = V_m / V_o = 80 / 50 = 1.6$$

取额定工作点为准谐振点,则取变压器变比为1.6。

2) 电感比  $k$ 。由电流表达式(5)可知,增大励磁电感  $L_m$  可降低导通损耗。但其也并非越大越好,图4a可知  $k$  值过大会导致增益完全小于1,还要保证变换器实现 ZVS 的前提条件。由此计算得励磁电感的上限为<sup>[10]</sup>:  $L_m \leq T_s \cdot t_{dead} / (8C_{oss})$ , 综合以上因素取  $k$  为7。

3) 基准品质因数  $Q_0$ 。根据  $R_o, R_{eq}$  和  $Q$  之间的约束关系易知  $Q$  与  $R_o$  成反比,最大  $Q$  对应最小等效输出电阻  $R_o$ ,此时的增益频率曲线( $k$ 为7)增益峰值点最小,若此时的增益峰值点大于要求正反向所要求的最大增益,则不同负载下的增益频率曲线均能满足要求,因此该点定义为最坏工作点,参数设计将以该工作点(输出电压50V,输出电流3A)所对应的品质因数  $Q_0$  为基准来设计。考虑电感电容偏差分别为  $\pm 10\%$  和  $\pm 5\%$ ,取增益裕量为1.5。可求得此时  $Q_0$  为0.1。

4) 谐振网络  $L_1, L_2, C_1, C_2$  和变压器励磁电感  $L_m$ 。  
 $L_1 = Q \cdot R_{eq} / \omega_r = 7.17 \mu\text{H}$ ;  $L_2 = L_1 / n^2 = 2.8 \mu\text{H}$ ;  $L_m = k \cdot L_1 = 50 \mu\text{H}$ ;  $C_1 = 1 / (\omega_r^2 \cdot L_1) = 0.353 \mu\text{F}$ ;  $C_2 = n^2 \cdot C_1 = 0.904 \mu\text{F}$ 。

3.2 参数设计方法二

由参数设计要求可知,各运行条件下等效电

阻  $R_o$  不同,所对应的输出电压范围也不同,即不同  $Q$  下的增益频率曲线所对应的增益范围区间不同,如图6所示,其中图6的纵轴为归一化的增益值,横轴为归一化的开关频率值。

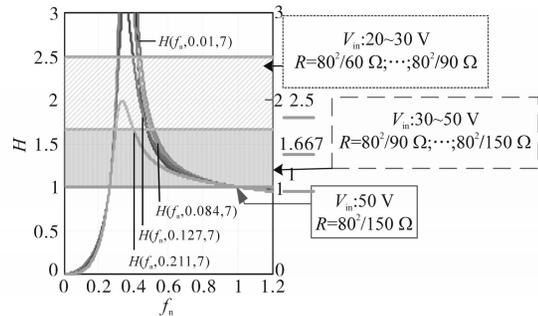


图6 CLLC直流变换器反向运行时典型工作点增益频率曲线图  
Fig.6 Typical gain frequency curves of CLLC DC converter in reverse operation

为了便于控制及满足增益范围最坏工作点应选(正向)输出电压为75V输出功率为150W处,同方法1,可求得基准品质因数  $Q_0$  为0.13;此时的谐振元件各参数为:  $L_1 = 11.5 \mu\text{H}$ ;  $L_2 = 4.5 \mu\text{H}$ ;  $L_m = 80.5 \mu\text{H}$ ;  $C_1 = 0.22 \mu\text{F}$ ;  $C_2 = 0.554 \mu\text{F}$ 。

4 仿真与实验验证

4.1 两种参数设计仿真对比

由软开关条件可以取死区时间为200ns; MOS-FET选IXFK102N30P,可得仿真参数如下表1所示。

表1 基于两种参数设计方法的两套参数

Tab.1 Two sets of parameters based on two parametric design methods

方法	$k$	$Q_0$	$L_1/\mu\text{H}$	$C_1/\mu\text{F}$	$L_2/\mu\text{H}$	$C_2/\mu\text{F}$	$L_m/\mu\text{H}$
1	7	0.10	7.17	0.353	2.8	0.904	50.0
2	7	0.13	11.50	0.220	4.5	0.554	80.5

图7为PSIM对上述两种方法所设计的参数进行仿真的各变量的波形图。

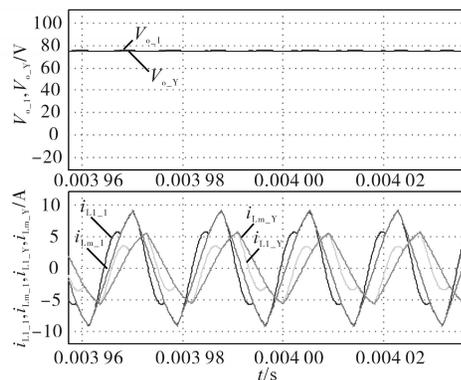


图7 PSIM仿真两套参数下输出电压及流过  $L_1, L_m$  的电流波形  
Fig.7 Output voltage and current waveforms flowing through  $L_1$  and  $L_m$  under two sets of parameters of PSIM simulation

图7中,  $V_{o1}$ ,  $i_{L11}$  和  $i_{Lm1}$  为方法1所得输出电压波形和原边流过电感  $L_1$ 、励磁电感  $L_m$  的电流波形图,  $V_{oY}$ ,  $i_{L1Y}$  和  $i_{LmY}$  为方法2所得输出电压波形和原边流过电感  $L_1$ 、励磁电感  $L_m$  的电流波形图;以正向为例优化后的谐振电流  $i_{L11}$  和电感电流  $i_{Lm1}$  可减小一半,由于开关管损耗和线损与电流成正比关系,可知优化后参数更高效。

### 4.2 软开关实验验证

通过对两种方法的对比,由于方法2更高效则将方法2的仿真参数作为实验参数进行搭建如图8所示的硬件平台,其中输出150W、输入80V、输出20~75V。

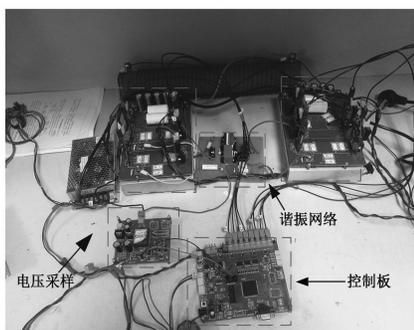


图8 实验平台

Fig.8 Experimental platform

图9为输入电压80V、输出电压60V,变频调制下的各变量实验波形。图10为输入电压80V、输出电压40V,移相调制下的各变量实验波形。

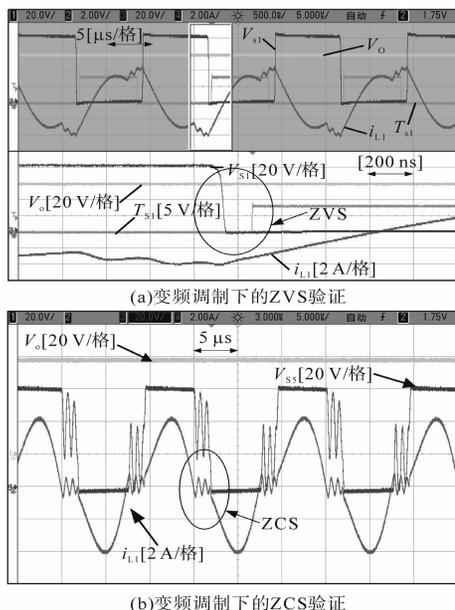


图9 输入电压80V、输出电压60V、变频调制下的各变量实验波形

Fig.9 Input voltage 80 V, output voltage 60 V, experimental waveforms of various variables under frequency conversion modulation

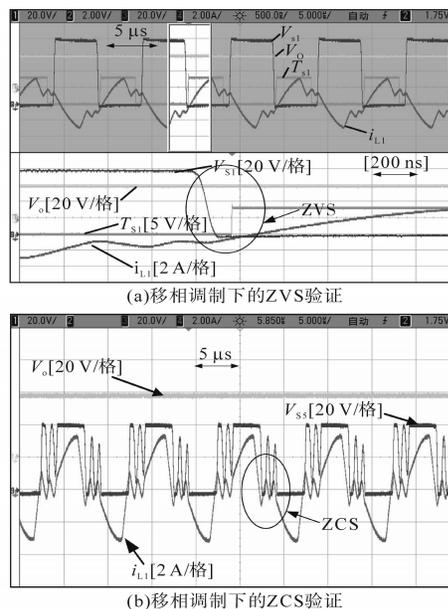


图10 输入电压80V、输出电压40V、移相调制下的各变量实验波形

Fig.10 Experimental waveforms of various variables with input voltage of 80 V, output voltage of 40 V and phase shift modulation

由图9、图10可知, MOSFET 开通时可以自然实现零电压开通, 副边反并联的二极管可以自然实现零电流关断。

## 5 结论

本文首先对 CLLC 谐振式直流变换器机理分析, 采用 FHA 法建模, 推导变频移相混合控制统一增益表达式、输入阻抗表达式和软开关约束条件, 分析决定谐振元件主要参数的  $k, Q$  对变换器运行特性的影响, 给出了变换器 CLLC 谐振式直流变换器的参数设计步骤, 按着该步骤并考虑到实际工程中电感电容偏移和标称值对参数进行最终设计, 根据最坏工作点选取的不同, 可得两套参数。

通过 PSIM 进行仿真对比所提两种方法设计的参数, 选取效率优化的方法2作为实验平台搭建依据, 搭建150W双向 CLLC 谐振式直流变换器, 实验验证所提方法能实现自然软开关和所需宽增益输出。

### 参考文献

[1] 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.  
[2] 温先佳. 基于碳化硅器件的 CLLC 谐振变换器[D]. 广州: 华南理工大学, 2019.

(下转第22页)

电过程中存在的最优阻抗难以匹配的问题,进行优化设计。所提方法不仅增加了电网侧阻抗的范围,也使得 LED 照明的亮度可控。理论分析证明了所提方法的可行性,并通过实验验证了在增加串联阻抗后,系统传输的效率得到了明显地提升。

参考文献

[1] 李文鹏,李龙,王聚,等.上海市杨浦区智能微枢纽的设计及建设方案[J].照明工程学报,2017(5):125-127,165.  
 [2] 刘睿莹,陈如清,朱荷蕾.面向智慧城市建设的LED路灯智能控制系统设计[J].嘉兴学院学报,2018,30(6):71-77.  
 [3] 金山城,田茂,段沛,等.基于STM32的智慧路灯控制系统设计与实现[J].计算机测量与控制,2018(6):102-106,111.  
 [4] 郭小帆,马天男,王超,等.计及电动汽车充电站接入的配电网网架规划优化研究[J].智慧电力,2019,47(6):64-70.  
 [5] 夏晨阳,赵书泽,杨颖,等.电动汽车无线充电系统研究综述[J].广东电力,2018,31(11):10-21.  
 [6] 刘水,蔡文,周奇,等.基于无线通信技术的电动汽车智能充

电管理系统[J].电测与仪表,2018,55(S1):95-98.  
 [7] 万成江,邱晓燕,邱高,等.基于GPRS无线通讯的电动汽车与智能配电网的互动研究[J].电力系统及其自动化学报,2017(6):59-64.  
 [8] 刘方,陈凯楠,蒋焱,等.双向无线电能传输系统效率化控制策略研究[J].电工技术学报,2019,34(5):5-15.  
 [9] 陈凯楠,赵争鸣,刘方,等.电动汽车双向无线充电系统谐振拓扑分析[J].电力系统自动化,2017(2):66-72.  
 [10] 余岳,汪红霞.基于WPT的电动汽车双向充电器主电路拓扑结构研究[J].电子测试,2018(8):16-17.  
 [11] 刘闯,郭赢,葛树坤,等.基于双LCL谐振补偿的电动汽车无线充电系统特性分析与实验验证[J].电工技术学报,2015,30(15):127-135.  
 [12] 何耀,周瑞娟,刘新天,等.基于V2G无线充电双向直流变压器的补偿研究[J].电力电子技术,2018,52(11):5-7,25.  
 [13] 刘郑,孙志峰,蒋燕,等.微网下基于V2G的电动汽车并网研究[J].计算机与数字工程,2019,47(7):1713-1718.  
 [14] 陈凯炎,牛玉刚.基于V2G技术的电动汽车实时调度策略[J].电力系统保护与控制,2019,47(14):1-9.

收稿日期:2019-09-30

修改稿日期:2019-12-09

(上接第17页)

南理工大学,2017.  
 [3] Ditze S. Steady-state analysis of the bidirectional CLLLC resonant converter in time domain[C]//2014 IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Vancouver, BC, 2014:1-9.  
 [4] 胡海兵,王万宝,孙文进,等.LLC谐振变换器效率优化设计[J].中国电机工程学报,2013,33(18):48-56.  
 [5] Bing L, Wenduo L, Yan L, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]//Twenty-first Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2006:6.  
 [6] De Simone S, Adragna C, Spini C, et al. Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA[C]//International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2006:200-207.  
 [7] 吕正,颜湘武.直流纳电网中用于高频隔离的CLLC型双向

直流变压器的模态分析与优化设计[J].中国电机工程学报,2016,36(21):5918-5929,6036.  
 [8] Lai J, Zhang L, Zahid Z, et al. A high-efficiency 3.3 kW bidirectional on-board charger[C]//2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), Taipei, 2015:1-5.  
 [9] Jee Hoon J, Joong Gi K. Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter[C]//European Conference on Power Electronics and Applications, 2007:1-10.  
 [10] Chang H, Liang T, Yang W. Design and implementation of bidirectional DC-DC CLLLC resonant converter[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, 2018:2712-2719.

收稿日期:2019-07-10

修改稿日期:2019-09-02