

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230859

# 一种 CC/CV 平滑切换的宽输出电压充电电路

鲁宜汶<sup>1</sup>, 李萍<sup>1</sup>, 刘国忠<sup>2</sup>, 赵峰<sup>3</sup>, 王久和<sup>1</sup>

(1. 北京信息科技大学自动化学院, 北京 100192; 2. 北京信息科技大学光电工程学院, 北京 100192;  
3. 中国科学院电工研究所, 北京 100190)

**摘要:** 目前多种动力蓄电池凭借着能量密度高、续航里程长和可循环使用等优势, 在新能源汽车领域得到了广泛应用。针对当前以谐振电路为基础构建复合变换器应用于蓄电池充电存在输出电压范围、模式间切换、效率等不同问题, 提出了一种四开关 Buck-Boost 与电容钳位 LLC 级联复用式变换器作为充电电路。该电路增益曲线的容性区和感性区均可工作, 宽调频范围的容性区具有恒流特性, 感性区的最佳谐振点具有恒压特性, 利于实现蓄电池恒流恒压充电控制。频率与占空比的解耦控制拓宽了变换器的输出电压范围, 且负载阻抗连续变化下电压增益连续, 利于实现蓄电池恒流恒压平滑切换及满足不同电池充电控制方案, 宽增益下的宽调频范围可减少输出纹波。拥有桥臂间移相软开关、复用桥臂增强软开关能力和降低通态电流、变压器低磁链及最终移动于最佳谐振点工作等电路特性, 利于实现电能高效传输。仿真与实验结果验证了充电电路全程满足 ZVS、ZCS 的恒流恒压控制及充电模式间平滑切换特性。

**关键词:** 四开关 Buck-Boost; 电容钳位型 LLC; 恒流恒压充电; 宽输出电压; 软开关; 平滑切换

## A charging circuit with wide output voltage and CC/CV smooth switching

LU Yiwen<sup>1</sup>, LI Ping<sup>1</sup>, LIU Guozhong<sup>2</sup>, ZHAO Feng<sup>3</sup>, WANG Jiuhé<sup>1</sup>

(1. School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China; 2. School of Instrument Science and Opto-Electronics Engineering, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China; 3. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

**Abstract:** Recently, various types of power batteries, with advantages such as high energy density, long driving range, and recyclability, have been widely applied in the field of new energy vehicles. There are problems of output voltage range, smooth transition between modes, efficiency and so on, by applying various composite converters based on resonant circuit for battery charging. A four-switch Buck-Boost merged with capacitor-clamped LLC converter is proposed as a charging circuit. This circuit can operate in both the capacitive and inductive regions of the voltage gain curve. It exhibits constant current control characteristics in a wide frequency modulation range of the capacitive region, and constant voltage characteristics at the optimum resonant point in the inductive region. This is beneficial for achieving constant current and constant voltage control of batteries. Decoupling control of the frequency and duty cycle achieves a wider voltage gain range of the converter, and voltage gain of the converter is continuous under the continuous change of load impedance. This facilitates a stable and smooth transition for constant current and constant voltage charging batteries and implements the control schemes that are applicable to different battery charging. In addition, the wide control range at wide gain can reduce output ripple. The circuit has the features of phase-shifted soft-switching between the arms of the bridge, enhancing capability of soft-switching and reducing on-state current in the multiplex bridge arm, low magnetic flux transformer and ultimately moving to and working at the optimum resonant point. All these aspects facilitate achieving high-efficiency power transmission. It is verified by simulation and experiment that the charging circuit satisfies ZVS and ZCS in the whole process of constant current and constant voltage control, and smooth switching between charging modes.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51777012).

**Key words:** four-switch Buck-Boost converter; capacitor-clamped LLC converter; constant current and constant voltage charging; wide output voltage; soft-switch; smooth switching

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51777012); 北京信息科技大学科研类分类发展重点研究培育项目资助(2021YJPY213)

## 0 引言

针对蓄电池充电的电能变换电路,常用的DC-DC变换器软开关设计困难、开关损耗大以及效率难以提高<sup>[1-3]</sup>。而LLC高频谐振变换器具有软开关、体积小、功率密度高、恒压特性等优势,被越来越多地应用到电池充电领域<sup>[4-5]</sup>。为保证蓄电池的充电安全和使用寿命,电动汽车充电系统需要具备宽输出电压范围、多种充电模式及模式间平滑切换、充电电压电流纹波小和充电效率高<sup>[6-7]</sup>。然而,LLC工作范围仅限于较窄的感性区域,虽可在该区域实现恒流(constant current, CC)恒压(constant voltage, CV)平滑切换,但能满足充电的电池类型极为有限;且输出电压所需的频率会显著偏离其最佳工作点,电池吸收功率最大时往往对应最低开关频率,导致整体效率较低<sup>[8]</sup>;因工作范围窄和频率调节精度低,造成恒流恒压充电纹波较大,会缩短蓄电池寿命<sup>[9-10]</sup>。因此,LLC电路用于充电的电压增益范围和带载能力非常有限<sup>[11]</sup>。

鉴于此,许多研究以谐振电路为基础构建新型变换器,改进电路充电性能<sup>[12-21]</sup>。文献[14-16]采用了Buck-Boost和LLC级联结构,控制占空比和相位,一定程度上扩大了输出电压范围、提高传输效率,但电压增益仅与占空比有关。文献[17]针对新能源领域对开关变换器具有宽电压增益范围的要求,提出一种多模式变频宽输出LLC变换器,比较适合应用于宽输出场合。文献[18-19]分别采用了LCL和LCC型谐振变换器,其在谐振点具有恒流以及软开关特性,可以较好地实现恒流充电,但恒压充电时不在最佳谐振频率点处工作,影响总体效率。文献[20]提出一种五开关桥式LLC谐振变换器,其通过切换工作模式可得到不同的增益曲线,拓宽电压范围,但在切换时因电路阻抗的非连续性电压增益跳变,难以实现连续平滑调压。文献[21]提出一种基于输入并联输出串联(input parallel and output series, IPOS)的双LLC谐振变换器,可通过切换谐振电容改变恒流恒压工作状态,但利用容性区增益特性设计恒流值,存在局限性;蓄电池阻抗变化下的恒流恒压平滑切换难以设计,易造成增益突变。

综合考虑以上变换器的优势与不足,本文提出一种四开关Buck-Boost与电容钳位LLC级联复用式变换器(four-switch buck-boost merged with capacitor-clamped LLC converter, F-SBB·C-LLC)。该电路容性区和感性区均可工作,容性区的恒流及感性区的恒压特性,利于实现蓄电池恒流恒压的充电模式;频

率与占空比的解耦控制拓宽了输出电压范围,且阻抗连续变化下电压增益连续,利于蓄电池充电模式间平滑切换,并满足不同电池充电控制,宽调控范围可减少纹波输出;具有桥臂间的移相软开关、复用桥臂降损、变压器低磁链及最终运行在最佳工作点等的高效充电能力。通过介绍电路拓扑,分析电路工作模式、增益曲线、软开关及蓄电池充电控制性能等方面体现电路充电优势,并进行了仿真与实验验证。

## 1 拓扑结构与工作原理

### 1.1 电路拓扑结构

四开关Buck-Boost与电容钳位LLC级联复用式变换器拓扑如图1所示。

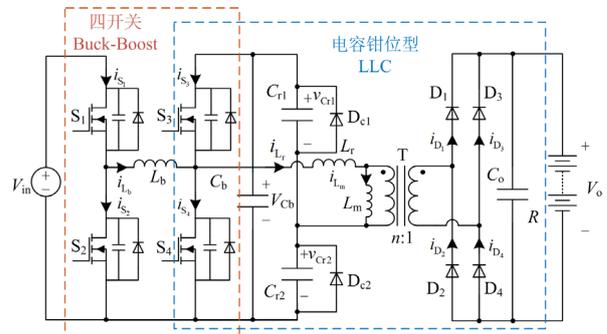


图1 四开关Buck-Boost与电容钳位LLC级联复用式变换器

Fig. 1 Four-switch Buck-Boost merged with capacitor-clamped LLC converter

图中虚框分别标明四开关Buck-Boost(four-switch buck-boost, F-SBB)电路和电容钳位型LLC(capacitor-clamped LLC, C-LLC)电路,两种电路级联并共用同一组开关管 $S_3$ 和 $S_4$ ,作为复用桥臂。开关管 $S_1$ — $S_4$ 构成F-SBB变换器的左右桥臂, $L_b$ 作为中间电感, $S_1$ — $S_4$ 分别含有开关结电容( $C_{ds1}$ — $C_{ds4}$ )和体二极管( $D_{S1}$ — $D_{S4}$ )。复用桥臂的开关管 $S_3$ 、 $S_4$ 与电感 $L_r$ 、励磁电感 $L_m$ 、钳位电容桥臂、高频变压器T、二极管 $D_1$ — $D_4$ 不控全桥整流器及输出滤波电容 $C_o$ 构成C-LLC电路。其中,钳位电容桥臂为二极管 $D_{c1}$ 、 $D_{c2}$ 分别与电容 $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$ 并联而成。连接两级联电路的中间电容 $C_b$ ,电压记为 $V_{Cb}$ 。变压器T变比为 $n$ ,负载为蓄电池, $V_{in}$ 为直流输入电压, $V_o$ 为直流输出电压。

F-SBB·C-LLC变换器中C-LLC电路不同于传统LLC电路,其区别在于C-LLC将传统LLC谐振的谐振电容分成两部分并分别与二极管并联,以桥臂结构跨接于直流母线。尽管电路中只有参与谐振的电容电路存在不同,但其工作特性发生了显著变

化。两者特性的比较结果如表 1 所示。

表 1 C-LLC 与 LLC 特性比较

Table 1 Comparing C-LLC with LLC in characteristics

电路类型	工作区域	调频范围	恒压恒流	纹波	软开关
LLC	感性区	窄	恒压性能	大	ZVS/ZCS
C-LLC	容、感性区	宽	容性区恒流 感性区恒压	小	ZVS/ZCS

### 1.2 工作原理

充电电路中前级 F-SBB 变换器调节左桥臂开关管  $S_1$ 、 $S_2$  的占空比  $d_1$ 、 $d_2$ ，即脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)，可改变中间电容电压  $V_{Cb}$ ，即后级 C-LLC 变换器的输入电压。后级 C-LLC 变换器复用桥臂开关管  $S_3$ 、 $S_4$  的占空比均为 50%，通过脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM) 实现调频调压控制。工作中的  $S_1$ — $S_4$  频率一致。通过左右桥臂开关的移相控制，可实现 4 个开关管的零电压导通(zero voltage switch, ZVS)及二次侧整流二极管零电流关断(zero current switch, ZCS)。充电电路在 Boost 模式下的工作波形如图 2 所示，图中开关管  $S_1$  和  $S_3$  的移相角为  $\varphi$ 。

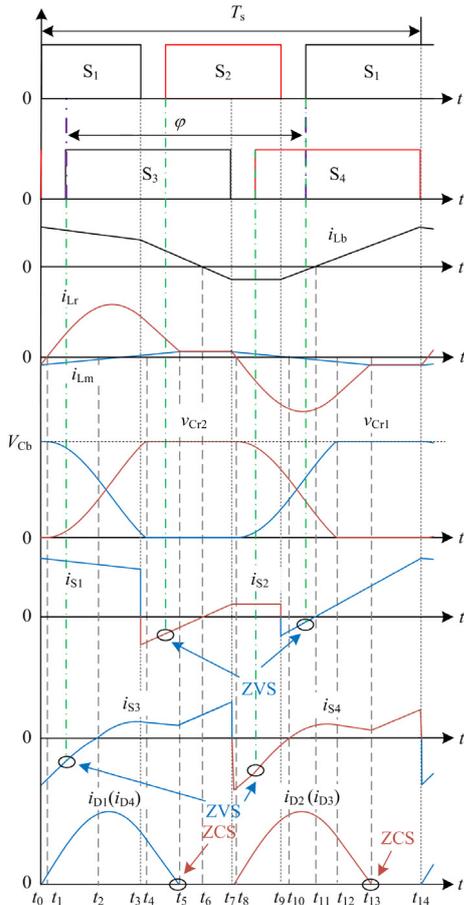
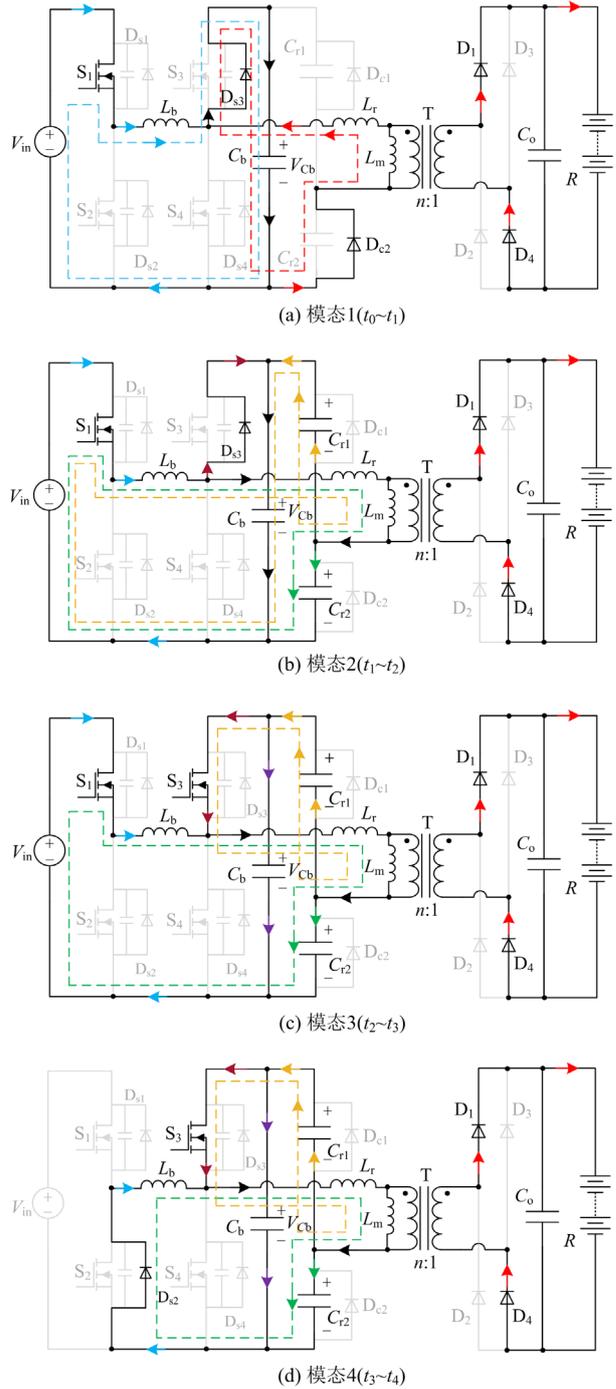


图 2 F-SBB-C-LLC 变换器典型工作波形图

Fig. 2 Typical operating waveforms of F-SBB-C-LLC converter

由于一个开关周期内前半周期与后半周期的工作原理相似，故分析前半周期( $t_0 \sim t_7$ )。图 3 为前半周期电路各工作模态，忽略死区时间内结电容的影响，电感上电流从左向右为正方向，各模态分析如下。

模态 1( $t_0 \sim t_1$ ):  $t_0$  时刻， $S_4$  关断，此时中间电感  $L_b$  和电感  $L_r$  的电流续流，流经开关管  $S_3$  的体二极管  $D_{s3}$  和中间电容  $C_b$ ，且两部分电流在换流期间是叠加关系，有助于实现  $S_3$  的软开关。电容  $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$



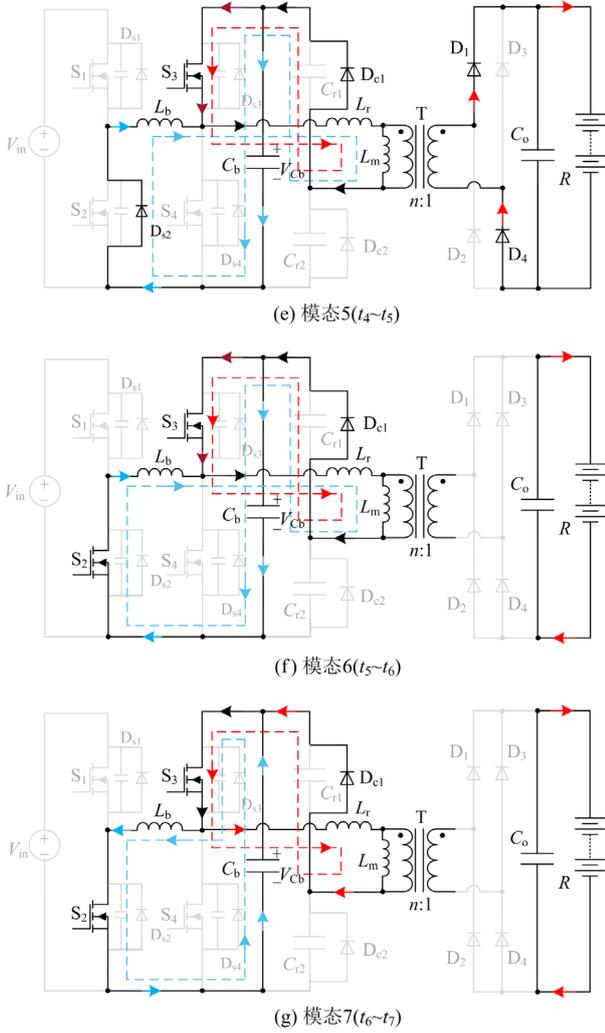


图3 F-SBB-C-LLC 变换器前半周期各工作模式

Fig. 3 Each operating mode of F-SBB-C-LLC in first half cycle  
仍处于二极管  $D_{c1}$ 、 $D_{c2}$  钳位状态，钳位电容电压满足  $v_{Cr1} = V_{Cb}$ 、 $v_{Cr2} = 0$ 、 $v_{Cr1} + v_{Cr2} = v_{Cb}$ ， $D_{c2}$  的导通电流为  $i_{Lr}$ 。此时， $L_b$  开始放电，其电流  $i_{Lb1}$  表达式为

$$i_{Lb1}(t) = I_m - \frac{V_{Cb} - V_{in}}{L_b}(t - t_0) \quad (1)$$

式中， $I_m$  为  $i_{Lb}$  的电流峰值。当  $L_r$  上的电流  $i_{Lr}$  反向过零时，进入下一模式。

模式 2( $t_1 \sim t_2$ ):  $t_1$  时刻， $L_r$  电流  $i_{Lr}$  为 0，电容  $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$  退出钳位状态，进入  $C_{r1}$  放电、 $C_{r2}$  充电并与电感  $L_r$  谐振的状态。其谐振模式等效电路如图 4 所示。

C-LLC 电路的谐振频率  $f_r$  为

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r(C_{r1} + C_{r2})}} \quad (2)$$

由等效电路列写 KCL、KVL 方程，求解微分

方程并代入边界条件  $i_{Lr}(t_1) = 0$ 、 $v_{Cr1}(t_1) = V_{Cb}$ 、 $v_{Cr2}(t_1) = 0$ ，可得谐振过程中电感电流  $i_{Lr}$  和钳位电容电压  $v_{Cr1}$ 、 $v_{Cr2}$  表达式为

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{\sqrt{C_r}(V_{Cb} - nV_o)}{\sqrt{L_r}} \sin(\omega_0(t - t_1)) \\ v_{Cr1}(t) = nV_o + (V_{Cb} - nV_o) \cos(\omega_0(t - t_1)) \\ v_{Cr2}(t) = (V_{Cb} - nV_o)[1 - \cos(\omega_0(t - t_1))] \end{cases} \quad (3)$$

式中， $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$ ， $C_r = C_{r1} + C_{r2}$ 。谐振电流  $i_{Lr}$  过零正向增加，但中间电感  $L_b$  电流  $i_{Lb1}$  仍大于谐振电流  $i_{Lr}$ ， $i_{Lb1}$  仍能维持  $D_{s3}$  反向续流。该模式区间内可驱动  $S_3$  实现 ZVS 导通。当开关管  $S_3$  上电流过零时，进入下一模式。

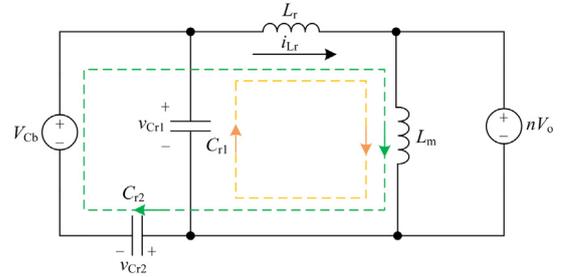


图4 谐振模式等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of resonant mode

模式 3( $t_2 \sim t_3$ ):  $t_2$  时刻，谐振电流  $i_{Lr}$  大于中间电感电流  $i_{Lb1}$ ，开关管  $S_3$  上电流正向流通。C-LLC 电路仍为谐振状态，且  $v_{Cr1}$  逐渐减小， $v_{Cr2}$  逐渐增大。期间励磁电感  $L_m$  的电流  $i_{Lm}$  过零反向。

模式 4( $t_3 \sim t_4$ ):  $t_3$  时刻， $S_1$  关断，此时电路与电源电压断开，中间电感电流  $i_{Lb}$  通过  $D_{s2}$  续流，且迅速减小，其电流  $i_{Lb2}$  表达式为

$$i_{Lb2}(t) = I_m - \frac{V_{Cb}}{L_b}(t - t_0) + \frac{V_{in}}{L_b}(t_3 - t_0) \quad (4)$$

$L_m$  上的电流  $i_{Lm}$  持续增加。谐振电路中，当电容  $C_{r1}$  和  $C_{r2}$  进入二极管钳位状态时，进入下一模式。

模式 5( $t_4 \sim t_5$ ):  $t_4$  时刻，两钳位电容电压分别为  $v_{Cr1} = 0$ 、 $v_{Cr2} = V_{Cb}$ ，C-LLC 电路停止谐振，电感电流  $i_{Lr}$  开始通过钳位二极管  $D_{c1}$  续流。中间电感  $i_{Lb}$  继续通过  $D_{s2}$  续流。该模式区间驱动  $S_2$  可实现 ZVS 导通。当  $L_r$  和  $L_m$  的电流相等时，进入下一模式。

模式 6( $t_5 \sim t_6$ ):  $t_5$  时刻，电感  $L_r$  和  $L_m$  的电流相等，变压器无传输电流。此时二次侧整流二极管可实现 ZCS 关断，蓄电池负载由输出电容  $C_o$  供电。当  $L_b$  上电流降为 0 时，进入下一模式。

模态 7( $t_6 \sim t_7$ ):  $t_6$  时刻, 中间电感  $L_b$  放电完毕后, 中间电容  $C_b$  开始通过  $S_3$ 、 $S_2$  给  $L_b$  充电,  $i_{Lb}$  反向增加。模态 6、7 中的  $L_r$  电流  $i_{Lr}$  和  $L_m$  励磁电流  $i_{Lm}$  相等, 变压器上电压为 0, 其平均电压降低, 磁链要求也相应降低, 减少变压器磁链有助于提高效率并降低系统的散热需求。当下一开关信号到来时, 电路进入下半周期。

由电路模态分析可知, F-SBB-C-LLC 电路同 F-SBB 与 LLC 集成复用桥臂类似, 在各自功能电路中工作状态相互独立, 互不影响<sup>[22]</sup>。F-SBB-C-LLC 复用桥臂开关管电流等于各自电路中电感电流之和, 各电流波形及其有效值的关系如图 5 所示。

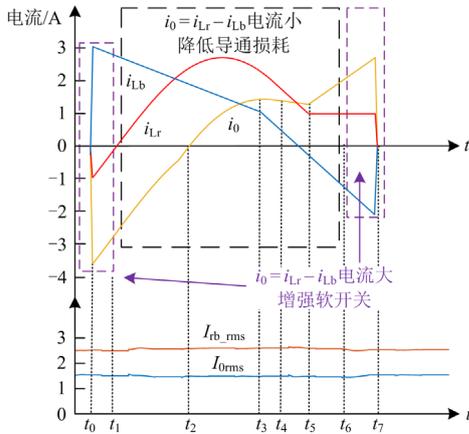


图 5 复用与非复用桥臂电流关系

Fig. 5 Current relationship between multiplexed and non-multiplexed bridge arms

图 5 中的  $i_0$  为级联复用开关管的电流, F-SBB 的中间电感电流  $i_{Lb}$  和 C-LLC 的电感电流  $i_{Lr}$  分别等同于级联非复用桥臂电流, 其关系为  $i_0 = i_{Lr} - i_{Lb}$ 。  $I_{0rms}$  为电流  $i_0$  的有效值,  $I_{rb,rms}$  为  $i_{Lb}$  和  $i_{Lr}$  的有效值之和。复用桥臂中开关管导通初期和末期为换流期,  $i_{Lr}$  和  $i_{Lb}$  电流方向相反, 由关系式可知复用桥臂  $i_0$  反向续流, 大小为两电流值的叠加, 利于开关管结电容快速充放电, 减少死区时间和增强开关管的软开关能力; 而在开关管导通期间,  $i_{Lr}$  和  $i_{Lb}$  方向相同, 由关系式可知  $i_0$  正向导通, 大小为两电流的差值, 利于降低复用桥臂的导通损耗。复用桥臂电流有效值  $I_{0rms}$  小于未复合两桥臂电流有效值之和  $I_{rb,rms}$ , 利于降低开关管总体导通损耗。因此, F-SBB 与 C-LLC 级联复用桥臂与非复用桥臂相比, 其软开关能力增强, 导通损耗降低, 有助于提高电路效率。

F-SBB-C-LLC 电路中, C-LLC 变换器存在非连续谐振与连续谐振工作模式, 在非连续谐振模式的

谐振时间段内, 电感  $L_r$  与并联的钳位电容  $C_{r1}$  和  $C_{r2}$  谐振, 当一钳位电容电压降为 0, 另一钳位电容电压为中间电容电压  $V_{Cb}$  时, 二极管钳位作用使电容  $C_{r1}$  和  $C_{r2}$  退出谐振, 非连续谐振模式的电路呈容性,  $L_m$  不参与谐振; 随着频率或负载阻抗增大, 电路逐步进入临界连续谐振模式, 钳位电容电压处于临界连续状态; 进一步增加频率或负载阻抗, 两个钳位电容电压均在  $0 \sim V_{Cb}$  内连续变化, 进入连续谐振模式, 连续谐振模式的电路呈感性, 特性与传统 LLC 一致。

## 2 电压增益与软开关分析

### 2.1 电压增益分析

在前级 F-SBB 的电路结构中, 输出电压  $V_{out1}$  与输入电压遵循的关系为

$$V_{out1} = V_{Cb} = \frac{d}{0.5} V_{in} \quad (5)$$

可见, 通过调节左桥臂开关管的占空比  $d$ , 可改变 F-SBB 增益, 影响中间电容电压, 前级增益只与占空比有关, 不受频率和相位影响。

下面主要分析后级 C-LLC 变换器的增益。假设电路效率为 100%, 根据能量守恒定律, 则  $P_o = P_{in}$ 。在半个工作周期内, C-LLC 电路的平均输入电流  $\bar{I}_{in}$  对应的电荷量  $Q_{in}$  与钳位电容  $C_{r1}$  ( $C_{r2}$ ) 放(充)电的电荷量  $Q_C$  相等。因此, 根据电荷守恒, 可以求得在一个开关周期内的平均输入电流为

$$\bar{I}_{in} = \frac{(C_{r1} \Delta v_{Cr1} + C_{r2} \Delta v_{Cr2})}{T_s} = C_r V_{Cb} f_s \quad (6)$$

式中:  $C_r = C_{r1} + C_{r2}$ ;  $\Delta v_{Cr1}$ 、 $\Delta v_{Cr2}$  分别为钳位电容  $C_{r1}$ 、 $C_{r2}$  上电压变化量;  $T_s$  为周期;  $f_s$  为开关频率。进而可以得到输出功率  $P_o$  与中间电容电压  $V_{Cb}$ 、钳位电容值  $C_r$  和开关频率  $f_s$  的表达式。

$$P_o = V_o I_o = V_{Cb} \bar{I}_{in} = C_r V_{Cb}^2 f_s \quad (7)$$

式(7)为钳位电容非连续谐振即呈容性条件下推导得到, 输出功率  $P_o$  与开关频率  $f_s$  呈线性关系,  $P_o$  随着  $f_s$  的增大而增大。电路具备高功率密度特质。

将  $I_o = V_o / R$  代入式(7), 可得到输出电压  $V_o$  表达式, 则 C-LLC 的电压增益可表示为

$$M = \frac{2nV_o}{V_{Cb}} = \frac{2n\sqrt{C_r V_{Cb}^2 f_s R}}{V_{Cb}} = \sqrt{\frac{\pi f_n}{4Q}} \quad (8)$$

式中:  $Q$  为品质因数,  $Q = \pi^2 \sqrt{(L_r / C_r)} / 8n^2 R$ ;  $f_n$  为频率比,  $f_n = f_s / f_r$ , 其中  $f_r$  为谐振频率。品质因

数  $Q$  与负载阻抗成反比。在  $Q$  值(或  $f_s$ )一定时, 增益  $M$  随着开关频率  $f_s$  (或负载阻抗)的升高而增大。

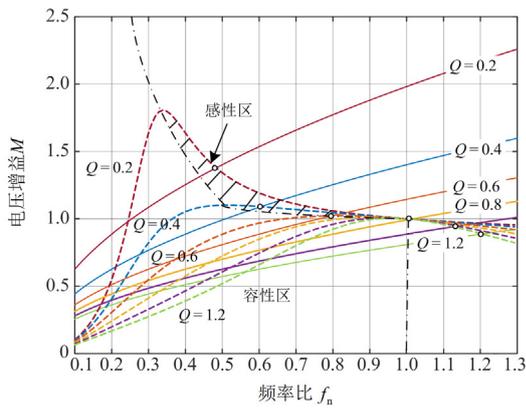
由式(7)、式(8)可以推得:

$$I_o = \frac{8n}{\pi} f_r C_r V_{Cb} M Q \quad (9)$$

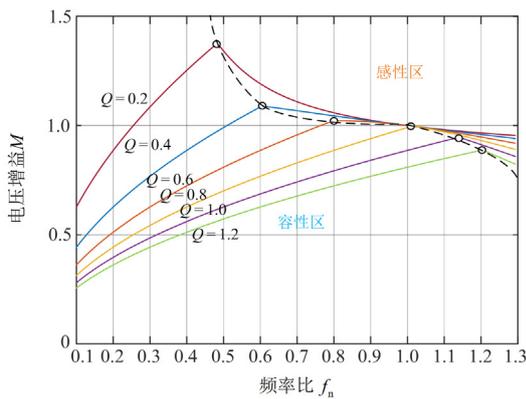
式(9)反映了 C-LLC 电路呈容性时具有维持恒流特性。

根据式(8)作出增益曲线, 并与参数相同的非钳位电容 LLC 即传统 LLC 增益曲线对比, 如图 6(a)所示。实线为式(8)作出的不同  $Q$  下的 C-LLC 电压增益曲线, 虚线为传统 LLC 的电压增益曲线, 长虚线为传统 LLC 的容性区和感性区分界线。

C-LLC 电路随着频率升高或  $Q$  值减小, 钳位电容工作状态由非连续逐步转变为临界连续, 其临界连续状态下的电压增益点在两条增益曲线的交点处, 图 6(a)中用“。”标出, 随着频率进一步增大, 增益变化转变为传统 LLC 的增益曲线。



(a) 增益曲线对比图



(b) C-LLC 实际增益曲线

图 6 增益曲线图

Fig. 6 Gain curves of the circuit

C-LLC 电路增益曲线以钳位电容临界连续谐振的电压增益点为分界线, 频率低的区域为容性工

作区, 频率高的区域为感性工作区, 如图 6(b)所示。与传统 LLC 相比, C-LLC 电路的感性区范围缩小, 容性区范围扩大。

图 6(b)的容性区中电压增益曲线符合式(8)和式(9)理论推导出的电路特性, 因此适用于蓄电池 CC 充电模式。随着 CC 模式的起点频率逐渐增加进入 CV 模式, 此时输出功率最大, 将恒压频率点调控到 C-LLC 感性区的最佳谐振频率处, 表现为 LLC 电路特性, 该工作点为固有 CV 点, 效率最高。因此, 容性区具有恒流特性, 感性区的谐振点具有恒压特性。传统 LLC 受限于软开关、增益特性等因素, 只能工作在图 6(a)中的感性区域, 而 C-LLC 电路的容性区和感性区均可工作。

C-LLC 的工作区以容性区为主, 将感性区中的谐振点作为恒压控制工作点。传统 LLC 工作在感性区, 调频范围窄, 增益变化大, 易导致输出电压、电流纹波大。而 C-LLC 容性区的调频范围宽, 增益曲线平缓, 增益调节会更为精确, 输出电压、电流纹波小。

C-LLC 的增益曲线图反映负载阻抗的各  $Q$  值增益曲线, 在负载阻抗连续变化下, 其相应的增益也连续变化, 这样利于蓄电池平稳充电及模式间平滑切换。

经电路增益分析, 前级 PWM 调节和后级 PFM 调节是相互解耦的。

## 2.2 软开关分析

由上述电路模态分析可知, 该变换器具有软开关功能, 下面分析软开关条件。

确保本电路中一次侧功率开关实现 ZVS 软开关功能, 在死区时间内, 各桥臂切换开关的结电容  $C_{ds}$  须完成充放电过程, 因此电感  $L_b$  或  $L_r$  应提供可双向流动电流来满足结电容充放电需求。利用电荷守恒原理描述软开关条件为电感转移的电荷应大于桥臂上切换开关结电容  $C_{ds}$  上转移的电荷。

由于本级联电路同时存在两种电感  $L_b$  和  $L_r$ , 可分别考虑对级联电路软开关影响。级联非复用情况下, 中间电感  $L_b$  电流影响 F-SBB 电路软开关, 电感  $L_r$  电流影响 C-LLC 电路软开关。对于 F-SBB 电路需要分析中间电感  $L_b$  在换流死区范围内电流变化情况, 假设中间电容  $C_b$  足够大, 死区时间内对中间电感电流影响忽略不计, 则各时间段内中间电感电流  $i_{Lb}(t)$  可表示为

$$i_{L_b}(t) = \begin{cases} I_m - \frac{V_{Cb} - V_{in}}{L_b} t & (t_0 \leq t \leq t_3) \\ I_m - \frac{V_{Cb} t - V_{in} (d_1 - \bar{\varphi}) T_s}{L_b} & (t_3 < t \leq t_7) \\ I_m - \Delta I_{L_b} & (t_7 < t \leq t_9) \\ I_m - \Delta I_{L_b} + \frac{V_{in}}{L_b} (t - (1 - \bar{\varphi}) T_s) & (t_9 < t \leq t_{14}) \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $d_1$  为开关管  $S_1$  的占空比; 移相角归一化为  $\bar{\varphi} = \varphi / 2\pi$ ;  $T_s$  为开关周期;  $I_m$  为电感电流峰值;  $\Delta I_{L_b}$  为电感纹波电流。

依据 ZVS 软开关条件及死区范围中间电感  $L_b$  电流变化情况, 假设四开关管特性完全一样, 则 F-SBB 电路的功率开关满足 ZVS 软开关条件式(11)。

$$\begin{cases} 2C_{ds} V_{in} \leq \min\{|i_{L_b}(t_3)|, |i_{L_b}(t_9)|\} \cdot t_{dead} \\ 2C_{ds} V_{Cb} \leq \min\{|i_{L_b}(t_0)|, |i_{L_b}(t_7)|\} \cdot t_{dead} \\ I_{min} = I_m - \Delta I_{L_b} < 0 \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $I_{min}$  为电感最小电流;  $t_{dead}$  为死区时间;  $t_0$ 、 $t_3$ 、 $t_7$  和  $t_9$  时刻的中间电感电流  $i_{L_b}(t_0)$ 、 $i_{L_b}(t_3)$ 、 $i_{L_b}(t_7)$ 、 $i_{L_b}(t_9)$  近似为死区内各桥臂电流。

而对于 C-LLC 电路需要分析电感  $L_r$  在换流死区范围内电流变化情况。由于 C-LLC 电路自身特性换流期间具备反向续流能力, 因此只需要保证电感  $L_r$  转移的电荷大于桥臂结电容  $C_{ds}$  上转移的电荷。在电路达到稳态情况下, 电流对称, 换流时刻电流存在  $i_{L_r}(t_7) = -i_{L_r}(t_{14})$ , 因此 C-LLC 桥臂开关管所需的 ZVS 软开关条件为

$$|i_{L_r}(t_7)| t_{dead} \geq 2C_{ds} V_{Cb} \quad (12)$$

级联的两种电路均具备一定的软开关条件, 考虑复用桥臂情况下, 正确的移相不仅满足  $S_1$  和  $S_2$  软开关, 还可使换流期间电感  $L_b$  和  $L_r$  两部分电流在复用桥臂上同向叠加增强软开关能力。此外, 在开关频率不超过谐振频率前提下, 二次侧整流二极管均为 ZCS 关断。

### 3 充电控制策略

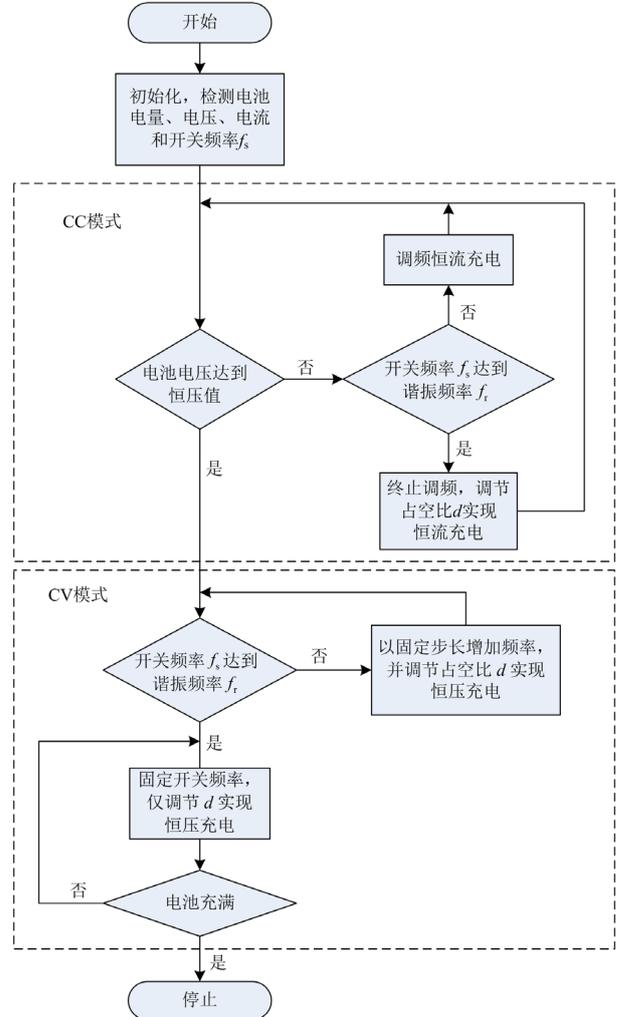
根据不同蓄电池充电情况, 调节 F-SBB-C-LLC 变换器开关频率  $f_s$  和占空比  $d$ , 满足充电中蓄电池对电流和电压的需求。

#### 3.1 充电控制方案

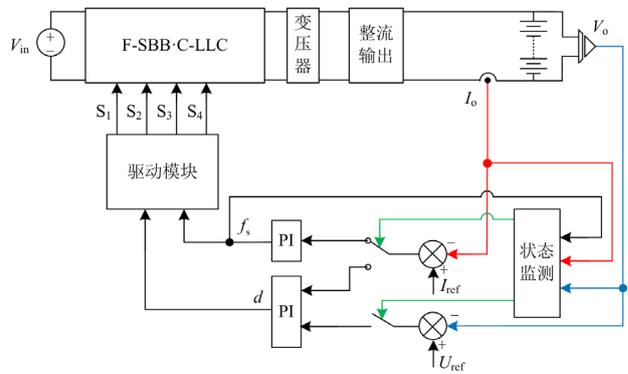
F-SBB-C-LLC 变换器充电的控制流程如图 7(a) 所示。利用 PFM 和 PWM 调节方式实现充电中恒流恒压, 并确保电压、电流连续变化, 最终将充电工

作点连续移动到变换器的最佳谐振点。

充电控制系统结构简图如图 7(b) 所示。根据输出电压、电流和开关频率判断蓄电池当前状态, 选择对应的控制器, 分别按 CC 模式和 CV 模式进行恒流、恒压控制, 以满足蓄电池的充电需求。



(a) 蓄电池充电控制流程图



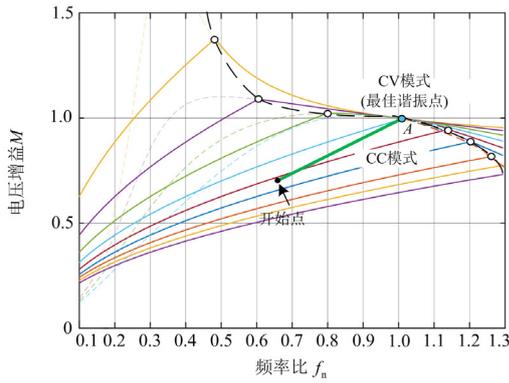
(b) 充电控制系统结构简图

图 7 蓄电池充电控制方案

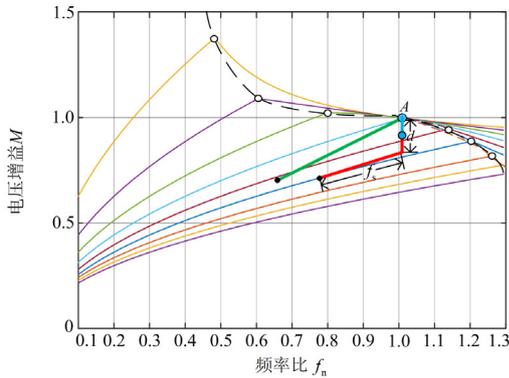
Fig. 7 Storage battery charging control scheme

### 3.2 不同电池充电方案设计

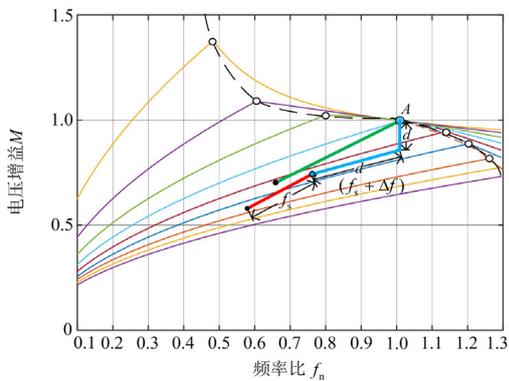
根据蓄电池充电过程及变换器增益曲线，将恒压点设计在 C-LLC 的最佳谐振点  $A$  处，即 LLC 的最佳谐振点，如图 8 所示。图 8(a)为充电电路中 F-SBB 的初始输出电压  $V_{cb}$  为 CV 充电电压值  $2n$  倍的条件下，对应的理想充电增益轨迹。从充电起始位置开始，调节开关频率  $f_s$ ，满足电池恒流充电，如图中绿线 CC 模式；当频率  $f_s$  升高到谐振频率  $f_r$  时，达到恒压充电  $A$  点，进入 CV 模式，并保持频率不变，直到电池达到充满状态。



(a) 变换器理想充电增益轨迹



(b) 情形(1)电池充电增益轨迹



(c) 情形(2)电池充电增益轨迹

图 8 不同情形电池充电增益轨迹

Fig. 8 Battery charging gain trajectories in different situations

在进入最佳谐振工作点  $A$  前，考虑钳位电容处于非连续谐振充电的情况，有两类电池：情形(1)与上述恒压充电的电压相同，恒流充电电流更大的电池；情形(2)与上述恒流充电的电流相同，恒压充电的电压更低的电池。对应充电过程的增益变化轨迹如图 8(b)、图 8(c)所示，图中红色代表 CC 模式，蓝色代表 CV 模式。

情形(1)所需要的输出电流较大，调节频率范围不足以完成恒流充电过程。即 PFM 调节  $f_s$  到  $f_r$  仍未进入 CV 模式，保持  $f_s$  不变，通过 PWM 调节  $d$  维持输出电流的恒定；当达到恒压值时，此时工作点未达到  $A$  点，继续调节  $d$  以维持输出电压  $V_o$  恒定。随着充电过程中电池自身阻抗不断增加，工作点不断向  $A$  点移动，最终工作在最佳谐振点  $A$  处充电。

情形(2)所需要的输出电压较小，在调节  $f_s$  升高维持恒流的过程中，电池逐渐达到恒压值，但频率远未达到  $f_r$ ，此时以固定步长  $\Delta f$  增加  $f_s$ ，同时调节  $d$  实现恒压充电。当  $f_s$  达到  $f_r$  后，保持频率不变并继续调节  $d$  维持  $V_o$  恒定。随着充电过程中电池自身阻抗的增加，使工作点不断向  $A$  点移动，最终工作在最佳谐振点  $A$  处充电。

上述情形的充电轨迹最终都会达到最佳谐振点  $A$ ，传输效率最高。电路增益的连续性及其宽输出电压范围特性，是满足不同类型蓄电池充电中负载阻抗连续变化下恒压恒流平稳、切换平滑的前提。

## 4 仿真与实验结果分析

### 4.1 仿真结果分析

为了验证所提 F-SBB-C-LLC 变换器充电性能，以锂电池为单元组成参数为 44.4 V/12 Ah 的电池组，在 Matlab/Simulink 中搭建电池组模型，其充电特性如图 9 所示。

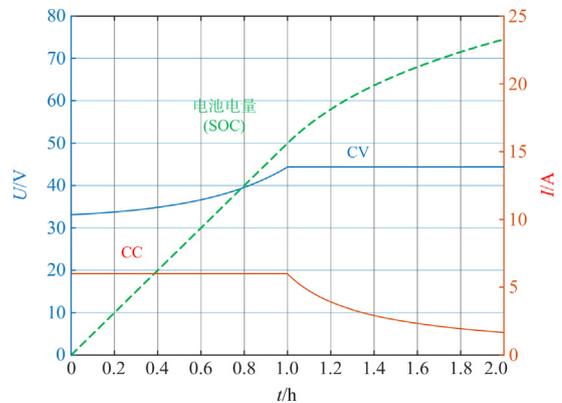


图 9 电池组充电特性

Fig. 9 Charging characteristics of battery packs

以容性区为主要工作区域的充电电路参数如表 2 所示。

表 2 充电电路参数

Table 2 Parameters of the charging circuit

参数	数值
输入电压 $V_{in}/V$	400
开关频率 $f_s/kHz$	100
移相角 $\phi$	$1.1\pi$
谐振电感 $L_r/\mu H$	152
钳位电容 $C_{r1}(C_{r2})/nF$	8
励磁电感 $L_m/\mu H$	532
变压器变比 $n$	500:111
中间电感 $L_b/\mu H$	500
中间电容 $C_b/\mu F$	100
死区时间 $t_{dead}/ns$	200
额定恒压值 $V_{max}/V$	44.4
额定恒流值 $I_{max}/A$	6

占空比  $d$  可调范围为 0.25~0.75, 即中间电容电压  $V_{Cb}$  范围为 200~600 V。在确定变换器的谐振频率  $f_r$  和占空比  $d$  的工作范围情况下, 移相角  $\phi$  对软开关影响如表 3 所示。

表 3 移相角  $\phi$  对软开关的影响Table 3 Angle range of phase shift  $\phi$ 

移相角 $\phi$ 范围( $S_1$ 滞后 $S_3$ )	0~0.9 $\pi$	0.9 $\pi$ ~1.3 $\pi$	1.3 $\pi$ ~2 $\pi$
$S_1$ 、 $S_2$ 是否软开关	否	是	否
是否同向叠加增强 $S_3$ 和 $S_4$ 软开关	否	是	否

表 3 中实现 F-SBB-C-LLC 软开关性能, 移相范围为 0.9 $\pi$ ~1.3 $\pi$ 。此范围不仅满足电路  $S_1$ — $S_4$  的软开

关条件, 且具备增强复用桥臂软开关能力。设计该电路软开关移相条件, 可仅按 F-SBB 电路。

在 Simulink 中搭建系统电路进行仿真, 充电电池初始电压约为 33 V, 该充电过程可分为 4 个阶段。

### 1) 升频恒流阶段

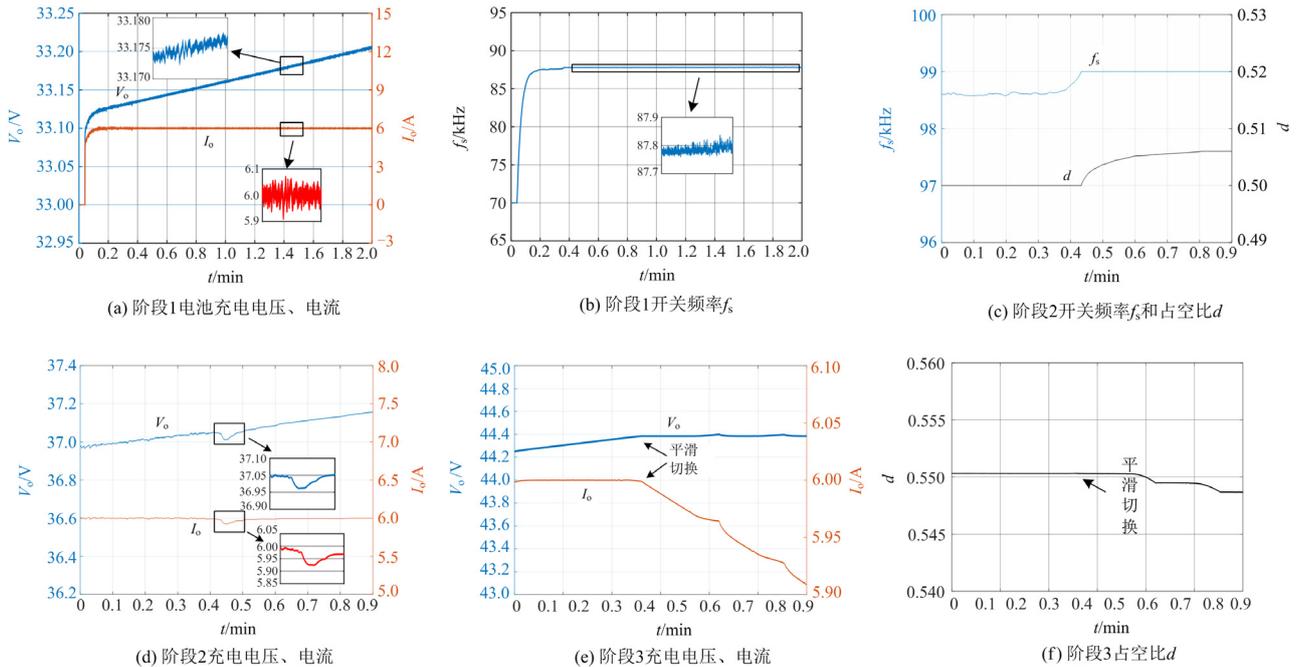
升频恒流阶段的电压、电流波形如图 10(a)所示, 其电压、电流纹波分别在 0.005 V、0.1 A 以内。由 PFM 调节  $f_s$  增大, 提高电压增益, 当电路的输出电压  $V_o$  大于电池初始电压时, 开始进入恒流模式。在恒流控制中, 因电路自身具有增益随负载阻抗增大而增加的特性, PFM 调节  $f_s$  缓慢增大, 如图 10(b)所示。

### 2) 升占空比恒流阶段

$f_s$  逐渐到达  $f_r$ , 此时电池电压未达到 CV 控制状态, 仍处于 CC 模式。保持  $f_s = f_r$ , 启用 PWM 调节  $d$  增大, 继续维持恒流充电, 如图 10(c)所示。该过程需要切换控制器, 由于切换前后电压、电流平稳, 切换扰动较小, 电压波动约为 0.05 V, 电流波动约为 0.08 A, 如图 10(d)所示。

### 3) 降占空比恒压阶段

降占空比恒压阶段的电压电流波形如图 10(e)所示。当充电电压达到恒压点时, 由 CC 模式转变为 CV 模式, 调节 PWM 降低  $d$  以抵偿电池自身阻抗增加引起的电路增益, 并维持恒压输出。控制器调节  $d$  的情况如图 10(f)所示。因电路增益的连续性, 电压电流均平滑切换。在恒压运行中, 钳位电容逐步趋于临界连续谐振状态, 如图 10(g)所示。



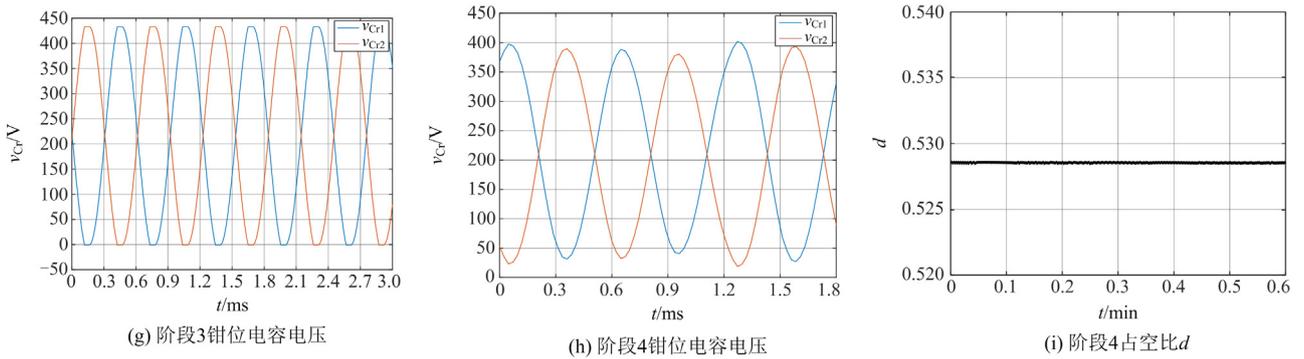


图 10 电池充电过程各阶段波形图

Fig. 10 Waveforms of each stage of the battery charging process

4) 钳位电容连续谐振阶段

电池以 CV 模式继续充电，随着电池自身阻抗增加，电流不断减小，钳位电容逐渐进入连续谐振状态，如图 10(h)所示。同时，工作区由容性区自然过渡到感性区，并运行于最佳谐振点 A 处，电路符合传统 LLC 特性。保持  $d$  恒定，如图 10(i)所示，继续维持恒压充电，此时充电的效率高。当充电电流减小到一定值后，表示电池已充满。该电池符合

图 8(b)中情形(1)的充电控制方案，整个充电过程均能实现功率开关的 ZVS 和整流二极管的 ZCS。

4.2 实验结果分析

为验证所提 F-SBB-C-LLC 充电电路的可行性和有效性，采用 MT6020 电力电子实验平台对 F-SBB-C-LLC 充电电路的工作原理及充电特性进行了原理性验证，其波形与仿真结果一致。图 11 为电路工作特性的实验波形。

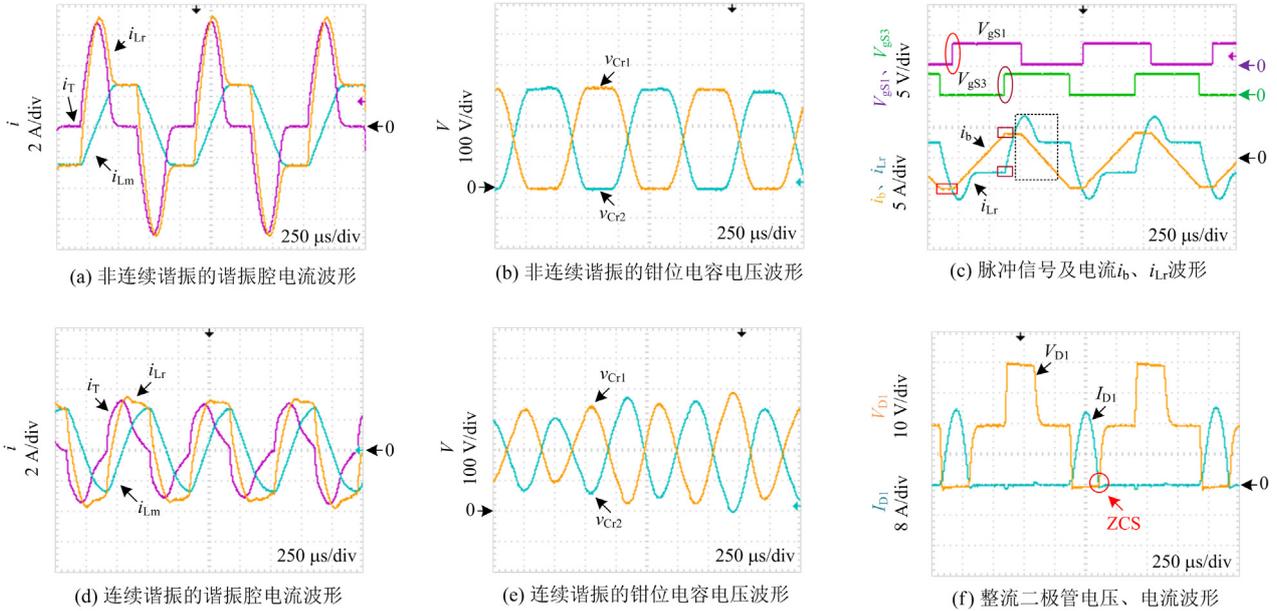


图 11 F-SBB-C-LLC 电路工作特性实验波形

Fig. 11 Operating characteristics experimental waveform of F-SBB-C-LLC

图 11(a)为 C-LLC 在非连续谐振状态下，谐振腔内电感电流  $i_L$ 、励磁电感电流  $i_{Lm}$  和变压器传输电流  $i_T$  波形，图 11(b)为钳位电容的电压波形。图 11(c)为开关管  $S_1$ 、 $S_3$  触发脉冲及电感电流  $i_b$ 、 $i_{Lr}$  的波形。在  $V_{gs1}$  脉冲到来前， $i_b$  为负，流过  $S_1$  的体二

极管(见对应位置标出的圈与方框)为  $S_1$  的 ZVS 软开关提供条件；在  $V_{gs3}$  脉冲到来前，流过  $S_3$  的电流 ( $i_{s3} = i_{Lr} - i_b$ ) 为负值，两部分电流共同流过  $S_3$  的体二极管，增强了 ZVS 能力。而在  $S_3$  导通期间， $i_{s3}$  较小(见标注的虚框)，减小  $S_3$  上的导通电流。 $S_2$  和

$S_4$  与上述类似, 在此不做赘述。

F-SBB-C-LLC 进入连续谐振工作状态下, 图 11 中(d)对应图 11(a)的 C-LLC 谐振腔内电流波形, 图 11(e)对应图 11(b)的钳位电容电压波形, 此时波形已符合 LLC 谐振电路特性。图 11(f)为二次侧整流二极管的电压、电流波形图, 其在关断时具有 ZCS 特性。上述实验结果与理论分析相符, 验证了该电路

结构在非连续谐振和连续谐振状态下的工作模式和软开关特性。

对 F-SBB-C-LLC 蓄电池充电过程进行实验验证, 观察输出电压、电流、频率和占空比波形, 结果如图 12 所示。图 12(a)一图 12(f)分别对应仿真图 10(a)一图 10(f)的充电过程, 其与仿真波形基本一致。

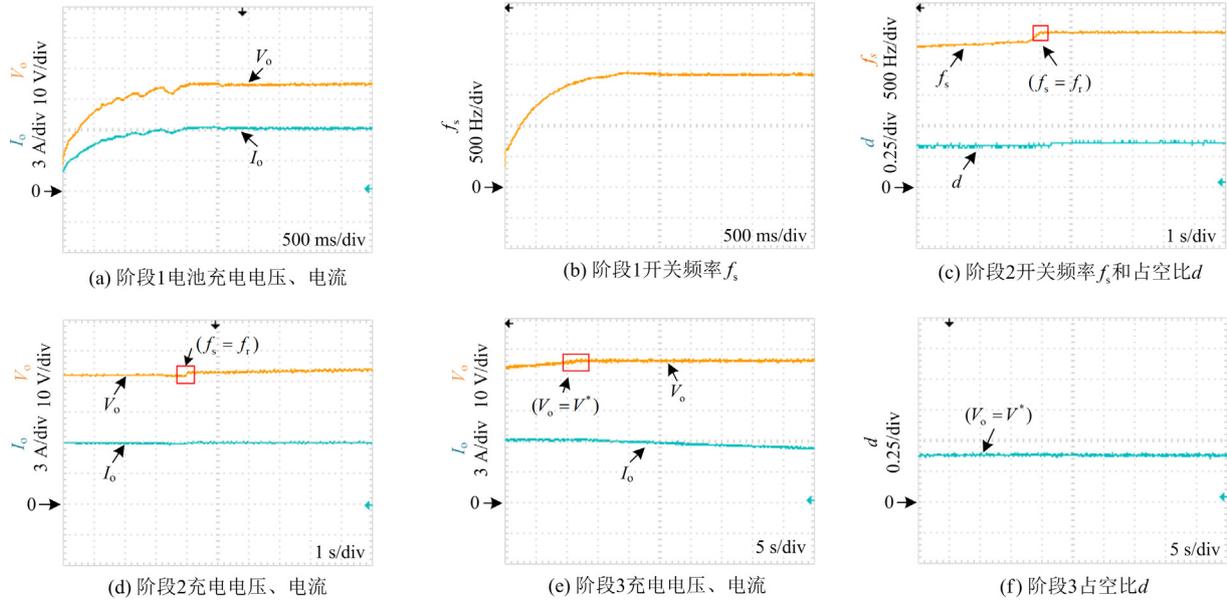


图 12 F-SBB-C-LLC 电路充电实验波形

Fig. 12 Charging experiment waveform of F-SBB-C-LLC

在具有相同电路参数、输入电压、占空比范围、负载及软开关的前提下, 比较 4 种 LLC 类谐振变换器在控制自由度、输出电压范围、输出电压调节比性能指标。其中, 输出电压调节比是从最大输出电压与最小输出电压之比的角度刻画输出电压范围, 表征输出电压相对宽度。各变换器数据见表 4。

表 4 4 种 LLC 类谐振变换器的输出电压范围

Table 4 Output voltage range of four LLC type converters

LLC 类谐振变换器	控制自由度	输出电压范围/V	电压调节比
半桥型 LLC 谐振变换器 <sup>[23]</sup>	1	43~60	1.40
电容钳位型 LLC 谐振变换器 <sup>[24]</sup>	1	21.5~43	2.00
Buck-Boost LLC 级联变换器 <sup>[25]</sup>	1	16~70	4.38
四开关 Buck-Boost 与电容钳位 LLC 级联复用式变换器(F-SBB-C-LLC)	2	4~70	17.5

经比较可知, 本文提出的 F-SBB-C-LLC 变换器在输出电压范围及其控制自由度方面具有较大优势, 其输出电压范围更宽。因此也进一步说明了该变换器在电池充电中具有电压电流连续可调、切换

平滑、纹波低的特性。

## 5 结论

本文提出一种 PFM 和 PWM 混合控制的 F-SBB-C-LLC 蓄电池充电电路。在相移角满足负载变化范围的软开关前提下, 通过控制开关频率  $f_s$  和占空比  $d$ , 调节蓄电池恒流恒压的充电过程。该充电电路拥有以下特性。

1) 级联的 F-SBB-C-LLC 电路结构具有复合特性, 但充电中各电路 PWM 和 PFM 的控制功能解耦, 各自由度控制灵活, 扩大了输出电压范围; 宽电压范围内负载阻抗连续变化下的增益连续, 使适于 CC 模式的容性区和适于 CV 模式的感性区具有满足蓄电池充电过程的自然过渡能力, 同样可使容性主工作区在各控制自由度下实现蓄电池 CC 和 CV 模式间平滑切换; 宽电压增益下的宽自由度调控范围有助于提高控制精度, 减小电压、电流纹波输出。

2) F-SBB-C-LLC 电路结构可有效降低损耗, 提高传输效率。通过桥臂间移相能够实现工作范围内

4 个开关管 ZVS 导通以及二次侧二极管 ZCS 关断；级联复用桥臂具有增强换流死区的软开关控制能力和降低通态电流的特性；并且对高频变压器的磁链要求低，损耗小；最终移至最佳谐振点工作。

3) 简单的控制算法可实现该电路结构的 CC 模式、CV 模式及模式间平滑切换，利于简化算法。

综上，所设计的蓄电池充电电路具有简洁的电路结构、突出的充电性能和传输效率以及易于控制等优势。可将该电路结构模块化，通过组串方式，扩大输出功率，应用于大容量蓄电池快速、高效充电。该电路拥有重要科学研究价值和应用前景。

### 参考文献

- [1] 董军, 吴伟东, 李发成, 等. 基于 GaN 器件的高频高效 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2021, 36(增刊 2): 635-643.  
TONG Jun, WU Weidong, LI Facheng, et al. High frequency and high efficiency LLC resonant converter based on GaN device[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(S2): 635-643.
- [2] 石旭东, 成博源, 鲍中杭, 等. 基于广义状态空间平均的 LLC 谐振变换器建模及稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(12): 146-155.  
SHI Xudong, CHENG Boyuan, BAO Zhonghang, et al. Modeling and stability analysis of an LLC resonant converter based on generalized state space averaging[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(12): 146-155.
- [3] 金浩哲, 陈武. 基于 GaN 器件的直流配电网用户侧 DC/DC 变换器设计[J]. 电力工程技术, 2022, 41(3): 209-215.  
JIN Haozhe, CHEN Wu. Design of GaN-based user side DC/DC converter in DC distribution network[J]. Electric Power Engineering Technology, 2022, 41(3): 209-215.
- [4] SHAHZAD M I, IQBAL S, TAIB S. A wide output range HB-2LLC resonant converter with hybrid rectifier for PEV battery charging[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(2): 520-531.
- [5] 夏潇, 龚春阳, 包俊, 等. 宽增益高效率 LLC 谐振变换器拓扑[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(3): 99-107.  
XIA Xiao, GONG Chunyang, BAO Jun, et al. LLC resonant converter topology with wide gain and high efficiency[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(3): 99-107.
- [6] 吴钟鸣, 卢军锋, 孙丽, 等. 可移动式电动汽车充电桩的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(23): 148-154.  
WU Zhongming, LU Junfeng, SUN Li, et al. Design of a mobile electric vehicle charging pile[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(23): 148-154.
- [7] 潘健, 刘松林, 石迪, 等. 宽电压应用定频 LLC 谐振变换器的 PWM 控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2022, 37(5): 80-87.  
PAN Jian, LIU Songlin, SHI Di, et al. APWM control strategy of fixed frequency LLC resonant converter for wide voltage applications[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2022, 37(5): 80-87.
- [8] TA L D, DAO N D, LEE D C. 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.
- [9] 李欣洋, 杨平, 范文, 等. 低输入电流纹波的交错并联三态 Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(8): 2834-2843.  
LI Xinyang, YANG Ping, FAN Wen, et al. interleaved tri-state Boost converter with low input current ripple[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(8): 2834-2843.
- [10] 李建林, 郭兆东, 曾伟, 等. 面向调频的锂电池储能建模及仿真分析[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(13): 33-42.  
LI Jianlin, GUO Zhaodong, ZENG Wei, et al. Modeling and simulation analysis of lithium battery energy storage oriented to frequency modulation[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(13): 33-42.
- [11] 孙前刚, 潘李云, 刘刚. 适用于宽电压恒流输出的半桥 LLC 谐振变换器研究[J]. 机电工程技术, 2021, 50(10): 111-116.  
SUN Qiangang, PAN Liyun, LIU Gang. Research on half-bridge LLC resonant converter suitable for wide voltage and constant current output[J]. Mechanical & Electrical Engineering Technology, 2021, 50(10): 111-116.
- [12] 孔令国, 宫健, 杨士慧, 等. DC/DC 隔离型制氢电源发展现状与趋势[J]. 发电技术, 2023, 44(4): 443-451.  
KONG Lingguo, GONG Jian, YANG Shihui, et al. Development status and trend of dc/dc isolated hydrogen production power supply[J]. Power Generation Technology, 2023, 44(4): 443-451.
- [13] 李练兵, 张金龙, 谢朋朋, 等. 大功率 LLC 变换器的谐振参数优化设计[J/OL]. 电测与仪表: 1-7[2023-08-02]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1202.TH.20210602.1712.008.html>.  
LI Lianbing, ZHANG Jinlong, XIE Pengpeng, et al. Optimization design of resonant parameters of high power LLC[J/OL]. Electrical Measurement & Instrumentation: 1-7[2023-08-02].<http://kns.cnki.net/kcms/>

- detail/23.1202.TH.20210602.1712.008.html.
- [14] ZANATTA N, CALDOGNETTO T, BIADENE D, et al. Design and implementation of a two-stage resonant converter for wide output range operation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(6): 7457-7468.
- [15] 孙孝峰, 仇江峰, 栗晓华, 等. 一种具有宽输入电压范围的集成 Buck-Boost LLC 级联变换器[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(6): 1667-1673.  
SUN Xiaofeng, QIU Jiangfeng, LI Xiaohua, et al. An integrated Buck-Boost LLC cascaded converter with wide input voltage range[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(6): 1667-1673.
- [16] WU Hongfei, WAN Chengan, SUN Kai, et al. A high step-down multiple output converter with wide input voltage range based on quasi two-stage architecture and dual-output LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 1793-1796.
- [17] 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 Shengzhong, DAI Donglei, ZHOU Jiancheng. Multi-mode variable frequency wide output LLC converter[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(2): 1-9.
- [18] K-GAUTAM K, CHATTERJEE A, PRASAD D. Inherent constant current constant voltage (CCCV) charging of electric vehicles by using LCL resonant converter[C] // 2023 2nd International Conference for Innovation in Technology (INOCON), March 3-5, 2023, Bangalore, India: 1-6.
- [19] 廖鸿飞, 帅定新, 龙涛元. 基于 LCC 谐振变换器的锂电池充电电路[J]. 电源技术, 2021, 45(5): 669-672.  
LIAO Hongfeng, SHUAI Dingxin, LONG Taoyuan. Research on Li-ion battery charger based on LCC resonant converter[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2021, 45(5): 669-672.
- [20] LI Cheng, WANG Haoyu, SHANG Ming. A five-switch bridge based reconfigurable LLC converter for deeply depleted PEV charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4031-4035.
- [21] 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 Zhong, BAI Jian, LAI Li. Constant voltage and constant current charging based on an IPOS dual-LLC resonant converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(24): 88-95.
- [22] LIU Qi, QIAN Qinsong, REN Bowen, et al. A Two-Stage Buck-Boost integrated LLC converter with extended ZVS range and reduced conduction loss for High-Frequency and High-Efficiency applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1): 727-743.
- [23] 朱辉明. LLC 谐振变换器的建模及控制技术研究[D]. 北京: 北方工业大学, 2022.  
ZHU Huiming. Research on the modeling and control technologies of the LLC resonant converter[D]. Beijing: North China University of Technology, 2022.
- [24] WU Jiayang, LI Sinan, TAN S C, et al. Capacitor-clamped LLC resonant converter operating in capacitive region for high-power-density EV charger[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11456-11468.
- [25] SUN Xiaofeng, QIU Jiangfeng, LI Xiaohua, et al. An improved wide input voltage Buck-Boost+LLC cascaded converter[C] // 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 20-24, 2015, Montreal, QC, Canada: 1473-1478.
- 
- 收稿日期: 2023-07-07; 修回日期: 2023-09-25
- 作者简介:
- 鲁宜汶(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源储能电路拓扑及控制技术; E-mail: 1227843550@qq.com
- 李萍(1971—), 女, 通信作者, 硕士, 高级实验师, 研究方向为新能源发电、储能及控制方法。E-mail: liping921@hotmail.com
- (编辑 姜新丽)