

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.210192

基于 IPOS 双 LLC 谐振变换器的恒压恒流充电研究

唐忠¹, 白健¹, 赖立²

(1. 上海电力大学电气工程学院, 上海 200090; 2. 华东交通大学, 江西 南昌 330000)

摘要: 针对充电拓扑存在开关工作频率范围过宽的问题, 提出了一种适用于蓄电池充电的 IPOS 双 LLC 谐振变换器, 并针对其恒压恒流输出特性展开了研究。所提变换器包含两组 LLC 谐振腔, 通过辅助开关管 S 的开闭改变其中一组谐振电容参数, 从而实现变换器的恒压和恒流输出转换。恒压恒流模式下所提变换器均定频工作: 在恒压模式(S 闭合), 两组谐振腔工作在 LC 串联谐振点处; 在恒流模式(S 断开), 一组谐振腔工作在 LLC 谐振点处实现恒流输出而另一组仍恒压输出。所提变换器实现软开关的同时实现了原边开关管和副边整流二极管的复用, 并详细介绍了其工作原理、电压电流增益、设计方法和控制方案。最后, 通过实验和仿真验证了所提变换器的可行性。

关键词: 谐振变换器; LLC; 蓄电池; 恒压恒流; IPOS

Constant voltage and constant current charging based on an IPOS dual-LLC resonant converter

TANG Zhong¹, BAI Jian¹, LAI Li²

(1. School of Electrical Engineering, Shanghai Electric Power University, Shanghai 200090, China;

2. East China Jiaotong University, Nanchang 330000, China)

Abstract: Current charging topology has the problem of a too wide switching frequency range. This paper proposes an IPOS dual LLC resonant converter suitable for battery charging, and conducts research on its constant voltage and constant current output characteristics. The proposed converter includes two sets of LLC resonant tanks. One set of resonant capacitor parameters is changed through the opening and closing of the auxiliary switch S, so as to realize the constant voltage and constant current output of the converter. In this mode, the converters all work at a fixed switching frequency: in the constant voltage mode (when S is closed), the two sets of resonant tanks work at the LC series resonance point; in the constant current mode (when S is off), one set of resonant tanks work at the LLC resonance point to achieve constant current output while the other group is still in the constant voltage mode. The proposed converter achieves soft switching while realizing the multiplexing of the primary side switches and the secondary side rectifier diodes. This paper introduces its working principle, voltage and current gain, design method and control scheme in detail. Finally, the feasibility of the proposed converter is verified through experiments and simulations.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61672337).

Key words: resonant converter; LLC; battery; constant voltage and constant current; IPOS

0 引言

全桥 LLC 谐振变换器因其可调增益范围宽、结构简单、可实现软开关、副边无需滤波电感和高功率密度等优点^[1-4], 被广泛应用于蓄电池充电场合, 如微网储能^[5-7]、车载充电^[8-10]等。

恒压恒流充电模式的使用, 使得蓄电池充电效

率得到了进一步提高且对电池的损伤也较小^[11-12]。LLC 谐振变换器常采用调频(Frequency Modulation, FM)和移相(Phase-shift Modulation, PS)两种调制方法实现恒流和恒压输出^[13-14]。

文献[15-18]对 FM 方法在蓄电池充电应用展开了深入研究。文献[15]从优化电感比和开关频率范围的角度有效拓宽输出电压范围, 而文献[16]是从优化死区时间和最大开关频率的角度来有效拓宽输出电压范围。但优化参数的方法并不能极大程度地

缩小开关频率范围, 不利于磁性器件优化设计。为此, 文献[17-18]通过在输入或输出侧增加开关管以此增加电平数量, 并根据电平数设定宽范围增益区间, 从而降低开关频率范围, 而由此带来更高的器件成本, 且轻载下开关频率仍过高, 不易降低开关损耗。

文献[19-21]采用 PS 方法来实现充电过程中在轻载下的输出。常见 PFM+PSM 的混合调制方案^[19]在轻载输出时, 变换器工作在串联谐振频率处进入 PS 模式, 但该模式出现的谐振腔环流现象增加损耗, 同时 ZVS 软开关不易实现且关断电流更高^[20]。不对称占空比 PWM^[21]被用于提高增益并降低环流, 但带来的偏磁现象使得变压器易饱和。

针对现有问题, 本文提出了一种通过复用开关器件实现两组 LLC 谐振变换器输入并联输出串联 (Input Parallel and Output Series, IPOS) 变换器。所提变换器利用 LLC 谐振腔固有特性, 在定频工作下通过改变其中一组谐振腔参数实现恒流、恒压特性输出。其所有开关管均能实现 ZVS 开通, 并且副边二极管均可 ZCS 关断。同时其磁性器件便于设计, 而环流也更小。

1 变换器结构和工作原理

1.1 变换器结构

如图 1 所示, 所提变谐振腔结构的 IPOS-LLC 谐振变换器包含两组谐振腔, 第一组由 L_{r1} 、 C_{r1} 和

L_{m1} 构成; 第二组由 L_{r2} 、 L_{m2} 、 C_{r2} 、 C_{r3} 和辅助开关 S 构成, S 的切换可改变谐振电容参数。图中的 D_1 — D_4 和 C_1 — C_4 分别是开关管 S_1 — S_4 的体二极管和寄生电容; 变压器 T_1 原副边匝比 n_1 等于变压器 T_2 原副边匝比 n_2 。

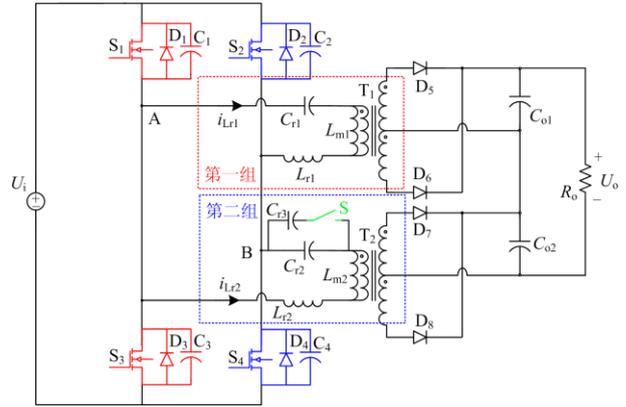


图 1 所提 IPOS-LLC 谐振变换器

Fig. 1 The proposed IPOS-LLC resonant converter

相比于传统 IPOS-LLC 谐振变换器^[22-23], 其在结构上的优点为: 1) 通过切换开关 S 可改变谐振腔参数, 实现定频下恒压恒流输出; 2) 复用开关管 S_1 — S_4 且副边采用全波整流结构, 减少了器件数量。

所提变换器的开关频率 f_s 恒定, 仅切换辅助开关 S 便可实现恒压和恒流两种模式, 如表 1 所示。

表 1 所提变换器恒压恒流工作模式

Table 1 CC and CV mode of the proposed converter

模式工况	辅助开关 S	开关频率 f_s	第一组谐振频率 f_{r1}	第二组谐振频率 f_{r2}
恒压模式	闭合	$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}}$	$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}}$	$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r2}(C_{r2} + C_{r3})}}$
恒流模式	关断	$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}}$	$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}}$	$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{r2} + L_{m2})C_{r2}}}$

恒压模式: 开关 S 闭合, 有 $f_s = f_{r1} = f_{r2}$, 此时两组谐振腔均工作在串联谐振点处, 实现恒压输出;

恒流模式: 开关 S 断开, 第一组谐振腔恒压输出, 第二组谐振腔工作在 L_{r2} 、 L_{m2} 和 C_{r2} 谐振点处, 实现恒流输出, 由于两组谐振腔副边整流输出串联, 此时对负载而言为恒流输出。

1.2 工作原理

1.2.1 恒压模式

恒压模式中两组谐振腔均工作在串联谐振点处, 电流波形如图 2 所示, 其工作过程如下所述。

1) 模态 1 [t_1, t_2], t_1 时刻, 开通 S_1 和 S_4 , 实现

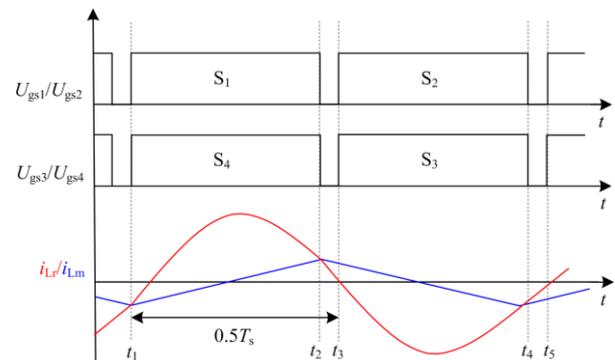


图 2 恒压模式第一组谐振腔电流波形

Fig. 2 Current waveform of the first group resonator in CV mode

ZVS 开通。\$L_r\$ 和 \$C_r\$ 串联谐振，\$i_{Lr}\$ 呈现正弦波变化，\$i_{Lm}\$ 继续线性增加。此时，整流二极管 \$D_5\$ 和 \$D_7\$ 导通，输出电压 \$U_o\$ 等于 \$nU_i\$。

2) 模态 2 [\$t_2, t_3\$]，\$t_3\$ 时刻，关断 \$S_1\$ 和 \$S_4\$，\$i_{Lr}\$ 和 \$i_{Lm}\$ 相等。\$i_{Lr}\$ 流过 \$S_2\$ 和 \$S_3\$ 的体二极管 \$D_2\$ 和 \$D_3\$，为下半周期的软开关做准备，\$i_{Lm}\$ 开始线性减小。

\$t_3\$ 时刻之后，开始下半周期的工作，其原理与上半周期一致，不再赘述。

1.2.2 恒流模式

恒流模式中，第一组谐振腔工作在串联谐振点处，波形与恒压模式一致；第二组谐振腔恒流输出，电流波形如图 3，其工作过程如下所述。

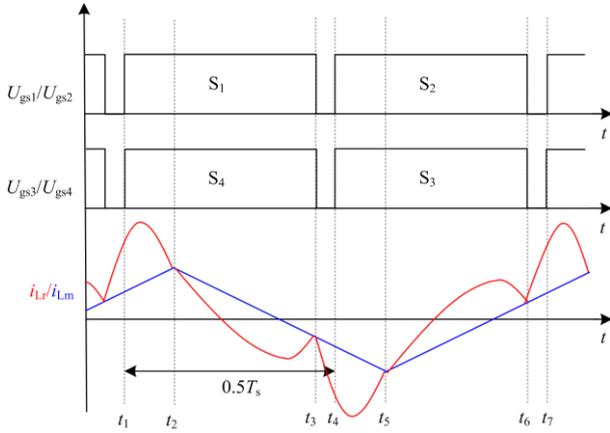


图 3 恒流模式第二组谐振腔主电流波形
Fig. 3 Current waveform of the second group resonator in CC mode

1) 模态 1 [\$t_1, t_2\$]，\$t_1\$ 时刻，开通 \$S_1\$ 和 \$S_4\$。此时第二组谐振腔的谐振过程由 \$L_{r2}\$、\$C_{r2}\$ 和 \$L_{m2}\$ 构成，\$i_{Lm2}\$ 线性增加。

2) 模态 2 [\$t_2, t_3\$]，\$t_2\$ 时刻，\$i_{Lm2}\$ 等于 \$i_{Lr2}\$。该阶段 \$i_{Lr}\$ 以谐振的形式下降，从正变为负后流过 \$D_2\$ 和 \$D_3\$，为软开关提供条件。\$i_{Lm2}\$ 线性减小，实现变压器的励磁复位。

3) 模态 3 [\$t_3, t_4\$]，\$t_3\$ 时刻，关断 \$S_1\$ 和 \$S_4\$，此刻 \$i_{Lr}\$ 为负值。该阶段为防止同一桥臂导通，而设置的死区。

\$t_4\$ 时刻之后，电路进入下半周期。

2 增益分析

2.1 恒压模式电压增益分析

利用基波分析法^[23]计算所提变换器在恒压模式下的电压增益，此时开关 \$S\$ 断开，得到如图 4 所示的等效电路。

图 4 中，\$U_{AB}\$ 为等效输入电压，\$nU_{sec}\$ 为等效输出电压，\$R_{ac}\$ 为等效电阻，其表达式如式(1)。

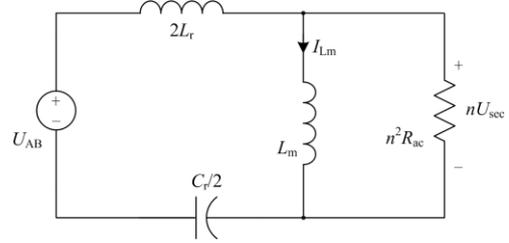


图 4 恒压模式等效电路

Fig. 4 CV mode equivalent circuit

$$\begin{cases} U_{AB} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_i \\ nU_{sec} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} nU_o \\ R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \end{cases} \quad (1)$$

结合图 2 和式(1)，可得恒压模式下变换器的电压增益为

$$G = \frac{U_o}{U_i} = \frac{2k}{\left| 1 - \frac{f_r^2}{f_s^2} + k + jkQ\left[\left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s}\right)\right] \right|} \quad (2)$$

式中：\$f_r\$ 为谐振频率；\$k\$ 为励磁电感与谐振电感之比，\$k = L_m / L_r\$；\$Q\$ 为谐振品质因数，\$Q = 2\sqrt{L_r / C_r} / (n^2 R_{ac})\$。结合式(2)，取 \$n=1\$，绘制出其增益曲线，如图 5 所示。由图 5 可知，当 \$f_s = f_r\$ 时，A 点的电压增益与 \$Q\$ 值无关，即电压增益不因负载的变化而变化。选取该点作为恒压模式下的输出工作点时，原边开关可实现 ZCS 开通。

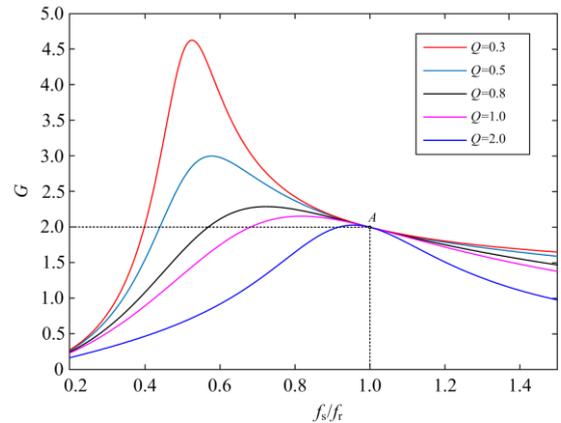


图 5 恒压模式下电压增益曲线

Fig. 5 Voltage gain curve in CV mode

2.2 恒流模式输出电流分析

恒流模式的等效电路如图 6 所示, 此时开关 S 闭合, 第一组谐振腔以恒压源方式输出, 第二组谐振腔以恒流源方式输出, 输出电流 I_o 由第二组谐振腔输出电流 I_{o2} 决定, 有:

$$I_{o2} = I_o = \frac{U_o}{R_o} = \frac{16QkU_i}{\pi^2 Z_r \left[1 - \frac{f_r^2}{f_s^2} + k + jkQ \left[\frac{f_s - f_r}{f_r} \right] \right]} \quad (3)$$

式中, Z_r 为特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ 。根据式(3), 取 $n=1$ 和 $U_i=400$ V, 绘制出的输出电流曲线如图 7 所示, 当 $f_s = f_{r2} = 1 / (2\pi\sqrt{(L_{r2} + L_{m2})C_{r2}})$ 时, 变换器存在恒流点 B 使得输出电流与负载无关, 此时 I_o 可表示为

$$I_{o2} = \frac{U_i}{n_2 \left[2\pi f_s L_{r2} - \frac{j}{2\pi f_s C_{r2}} \right]} \quad (4)$$

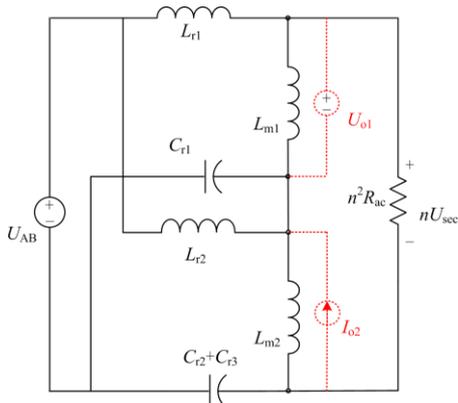


图 6 恒流模式等效电路

Fig. 6 CC mode equivalent circuit

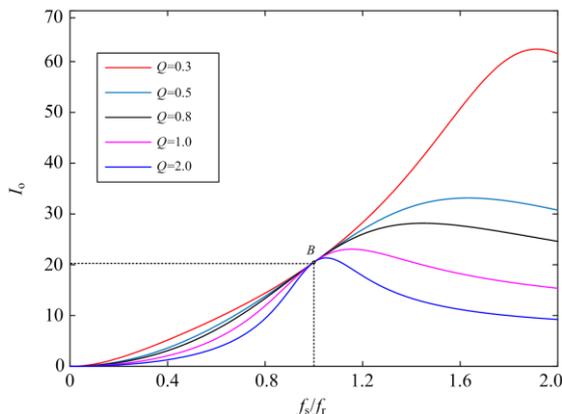


图 7 恒流模式输出电流曲线

Fig. 7 Output current curve in CC mode

变换器定频工作在该点时, 可实现恒流输出。尽管工作在容性区域附近, 但由于第一组谐振腔的存在, 其仍能实现 ZVS 开通且接近 ZCS 关断。

3 变换器设计

通过实例说明所提变换器的设计, 样机主要参数为: 开关频率 $f_s = 100$ kHz、输入电压 U_i 为 380~400 V(正常输入电压 $U_{i,nom} = 400$ V)、输出电压 U_o 为 250~420 V、恒压输出电压 $U_o = 420$ V、恒流输出电流 $I_o = 7.2$ A、最大输出功率 $P_{o,max} = 3$ kW。

3.1 高频变压器设计

高频变压器 T_1 和 T_2 的匝比可定义为 $n_1 = n_2 = n$, n 可计算为

$$n = \frac{2U_{i,nom}}{(U_o + 2U_f)} \quad (5)$$

根据 AP 法^[24], T_1 和 T_2 均选用 PC40EE55 的磁芯, 而原边匝数 N_p 为

$$N_p = \frac{(1 - D_d)U_i}{\Delta B A_e f_s} \quad (6)$$

式中: A_e 为磁芯截面积; ΔB 为磁感应强度变化量; D_d 为死区占空比。由上式可得 $n = 0.55$, $N_p = 38$ 。

3.2 第一组谐振腔参数设计

L_{r1} 和 C_{r1} 的设计应满足 $P_{o,max}$ 和额定品质因素 Q_r ^[25], 第一组谐振腔恒流恒压模式均工作在串联谐振点处, 其谐振频率 f_r 等于开关频率 f_s , 可得 L_{r1} 和 C_{r1} 的表达式为

$$\begin{cases} L_{r1} = \frac{Z_r}{2\pi f_s} = \frac{4P_o Q_r}{\pi^3 I_o^2 f_s} \\ C_{r1} = \frac{1}{2\pi Z_r f_s} = \frac{\pi^3 I_o^2}{4P_o f_s Q_r} \end{cases} \quad (7)$$

代入样机参数, 可得 $L_{r1} = 37$ μ H、 $C_{r1} = 68.5$ nF。高频变压器 T_1 的励磁电感 L_{m1} 不参与谐振, 在满足软开关的前提下可取较大值, 以减少变压器损耗。

$$L_{m1} \leq \frac{T_d}{8C_{oss} f_s} \quad (8)$$

式中: T_d 为开关死区时间; C_{oss} 为开关管源-漏极的寄生电容。

3.3 第二组谐振腔参数设计

第二组谐振腔通过辅助开关 S 的切换变谐振参数, L_{r2} 、 C_{r2} 、 C_{r3} 和 L_{m2} 需满足恒压和恒流两种工作模式。恒流模式中, 由式(3)和式(4)可知, 若输出

电流 I_o 与负载 R_o 无关, 有

$$j2\pi f_s L_{m2} = j2\pi f_s L_{r2} - \frac{j}{2\pi f_s C_{r2}} \quad (9)$$

结合式(7)和恒流模式第二组谐振频率 f_{r2} , 高频变压器 T_2 的励磁电感 L_{m2} 可表示为

$$L_{m2} = \frac{U_i}{2\pi f_s n_2 I_o} \quad (10)$$

将样机参数代入后, 可得 $L_{m2} = 160.76 \mu\text{H}$ 。开关频率保持不变, 则开关切换前后参数均需满足

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r2}(C_{r2} + C_{r3})}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{r2} + L_{m2})C_{r2}}} \quad (11)$$

由式(11)可得 C_{r2} 和 C_{r3} 的计算式, 如式(12)。

$$\begin{cases} C_{r2} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 (L_{r2} + L_{m2})} \\ C_{r3} = C_{r1} - C_{r2} \end{cases} \quad (12)$$

根据式(9)可绘制出第二组谐振参数之间的关系曲线图, 如图 8 所示, 随 L_{r2} 的感值变化, C_{r2} 的容值为 9~15 nF, 变化范围极小, 因此 C_{r3} 与 L_{r2} 可近似成反比例关系。对于 L_{r2} 的取值需考虑谐振电容电压应力, 故不应取大值; 当然较小的感值会带来更高谐振电流峰值点, 磁性器件体积增大的同时, 效率也进一步降低。本文结合器件选型, 取 $L_{r2} = 60 \mu\text{H}$, 则 $C_{r2} = 11.5 \text{ nF}$ 、 $C_{r3} = 130.7 \text{ nF}$ 。

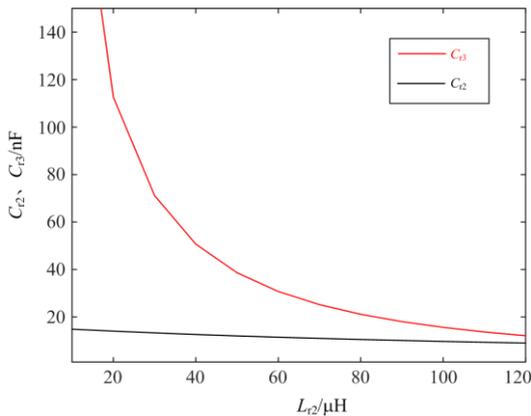


图 8 L_{r2} 、 C_{r2} 和 C_{r3} 之间关系曲线

Fig. 8 Relationship curve among L_{r2} 、 C_{r2} and C_{r3}

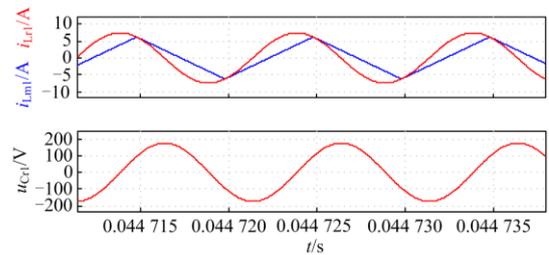
4 实验与仿真分析

为验证所提变换器工作原理、电路特性和参数设计的有效性和可行性, 搭建了一台实验样机, 其参数如表 2 所示。同时在 PSIM 中搭建仿真, 与实验相比较。

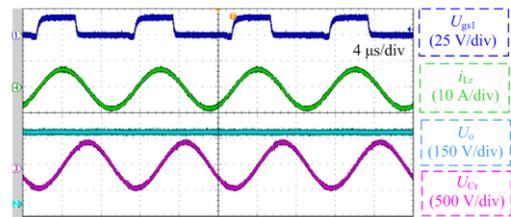
表 2 样机参数

Table 2 Prototype parameters		数值
实验参数		
第一组 谐振腔	谐振电感 L_{r1}	37 μH
	谐振电容 C_{r1}	68.5 nF
	励磁电感 L_{m1}	160 μH
第二组 谐振腔	谐振电感 L_{r1}	60 μH
	谐振电容 C_{r1}	11.5 nF
	谐振电容 C_{r2}	30.7 nF
	励磁电感 L_{m2}	160 μH
T_1 和 T_2 匝比 n		38:20
开关管 S_1 — S_4		IPP60R125C6
整流二极管 D_5 — D_8		STPS2006CW

图 9 和图 10 对比了实验波形与仿真波形, 由图可知, 仿真与实验基本一致。图 9 为恒压模式下第一组谐振腔波形, 此时输出电压 $U_o = 420 \text{ V}$, 输出功率 $P_o = 3 \text{ kW}$, 谐振腔由 L_{r1} 和 C_{r1} 构成。谐振电感电流 i_{Lr1} 和谐振电容电压 u_{Cr1} 以正弦形式谐振, 其与恒流模式下该谐振腔波形和恒流模式下第二谐振腔波形基本相近。图 10 为恒流模式下第二组谐振腔波形, 此时输出电压 $U_o = 250 \text{ V}$, 输出电流 $I_o = 7.2 \text{ A}$, 输出功率 $P_o = 1.8 \text{ kW}$, 谐振腔由 L_{r2} 、 C_{r2} 和 L_{m2} 构成, 第二组谐振腔恒流输出。图 11 为恒流模式下开关管 S_1 的软开关波形, 在 S_1 的驱动电压 u_{gs1} 上升之前, u_{ds1} 已下降为零, u_{ds1} 与 i_{ds1} 未有重叠区域, 实现 ZVS 开通。恒压模式下, 开关管的 ZVS 开通与该情形相近, 此处不再赘述。



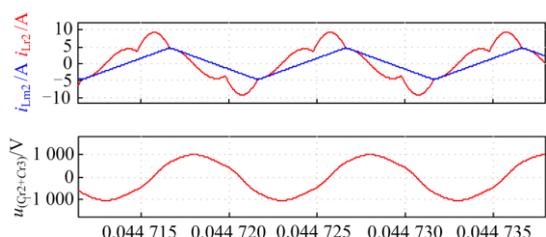
(a) 仿真波形



(b) 实验波形

图 9 恒压模式第一组谐振腔波形

Fig. 9 First group of waveforms in CV mode



(a) 仿真波形

(b) 实验波形

图 10 恒流模式第二组谐振腔波形

Fig. 10 The second group of waveforms in CC mode

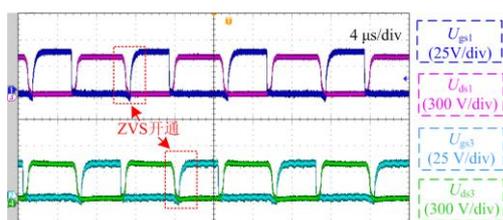


图 11 恒流模式软开关实验波形

Fig. 11 Soft switching waveforms in CC mode

考虑到所提变换器的输入电压在一定范围内波动且寄生参数对谐振阻抗特性存在影响, 因此需通过闭环控制避免上述因素的影响。由图 5 和图 7 可知, 开关频率 f_s 仅需变化极小范围便可稳定输出。

以恒压模式为例, 当输入电压波动范围为 380~400 V, 则电压增益范围为 1~1.05, 由图 5 可知, f_s 仅需略小于 f_r 便可实现恒压输出, 此时 f_s 变化极小。本文采用如图 12 所示的闭环控制框图^[26], 其原理为: 同时采样 U_o 和 I_o , 各自完成在 PI 补偿器的运算, 并比较两个补偿器输出值的大小, 取补偿器输出最小值作为补偿信号以调节输出电压。图 12 中 CV 模式下 PI 补偿器的比例系数 K_p 和积分系数 K_i 分别为 0.1 和 10, CC 模式的 K_p 和 K_i 分别为 0.04 和 3。

图 13 为恒压模式下采用闭环控制的输入电压突变动态响应波形。当 U_o 从 400 V 切换至 380 V 时, 开关频率仅降低极小范围值便实现输出电压稳定。图 14 为恒流模式下负载突变的实验波形, 此时

$I_o=7.2$ A, 由于大容值输出电容的存在, 输出电流存在一定超调量。上述仿真与实验可证明所采用控制策略的可行性。

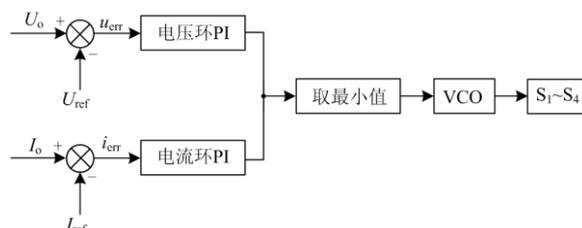


图 12 所提变换器闭环控制框图

Fig. 12 Closed loop control block diagram of the proposed converter

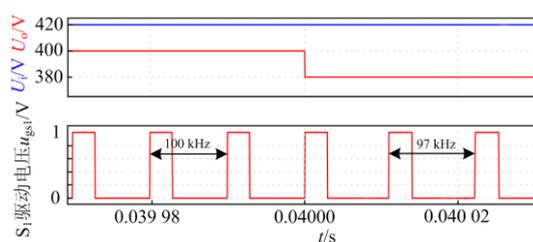


图 13 恒压模式输入突变动态响应波形

Fig. 13 Dynamic response waveform of input mutation in CV mode

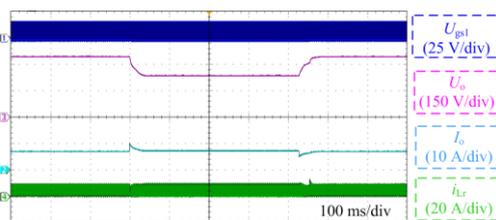


图 14 恒流模式负载突变动态响应波形

Fig. 14 Dynamic response waveform of load mutation in CC mode

5 结论

针对本文所提的适用于蓄电池恒压恒流模式充电的 IPOS 双 LLC 谐振变换器展开了研究。通过对辅助开关的切换, 所提变换器可定频工作实现恒流和恒压输出。且在保留谐振变换器软开关、高效率的前提下, 其固定开关频率工作使得磁性器件比调频工作下更容易优化设计。而相比于传统 IPOS-LLC 谐振变换器, 其复用开关管和副边采用全波整流结构, 减少了器件数量从而提高了变换器的功率密度。综上所述, 所提变换器具有高效率 and

高功率密度等特点,使其更适用于微网储能、电动汽车充电等应用场合。

参考文献

- [1] 刘硕, 苏建徽, 赖纪东, 等. LLC 谐振变换器 PO 模式增益公式与模式边界条件分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(6): 164-170.
LIU Shuo, SU Jianhui, LAI Jidong, et al. Analysis on gain formula and mode boundary condition for LLC resonant converter in PO mode[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(6): 164-170.
- [2] 杨涛, 谢长淮, 韦珍, 等. 电动汽车充电设备关键技术发展[J]. 新能源汽车供能技术, 2019, 3(3): 1-4.
YANG Tao, XIE Changhuai, WEI Zhen, et al. Key technology development of electric vehicle charging equipment[J]. Energy Supply Techniques of New Energy Vehicles, 2019, 3(3): 1-4.
- [3] 孟宪珍, 张艳, 安琪, 等. 电动汽车接入充电对配电网电压波动的影响[J]. 电网与清洁能源, 2021, 37(2): 91-98.
MENG Xianzhen, ZHANG Yan, AN Qi, et al. Influence of electric vehicle access charging on voltage fluctuation of distribution network[J]. Power System and Clean Energy, 2021, 37(2): 91-98.
- [4] 孙立明, 杨博. 蓄电池/超导混合储能系统非线性鲁棒分数阶控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(22): 76-83.
SUN Liming, YANG Bo. Nonlinear robust fractional-order control of battery/SMES hybrid energy storage systems[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(22): 76-83.
- [5] 范晋衡, 刘琦颖, 曲大鹏, 等. 考虑电动汽车充电负荷的配电网运行风险控制与优化[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(9): 105-112, 121.
FAN Jinheng, LIU Qiyang, QU Dapeng, et al. Control and optimization of operation risk of distribution network considering electric vehicle charging load[J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(9): 105-112, 121.
- [6] 黄悦华, 周健飞, 魏业文, 等. 电动汽车动力锂电池 LCL 型无线充电技术[J]. 电测与仪表, 2020, 57(06): 140-147.
HUANG Yuehua, ZHOU Jianfei, WEI Yewen, et al. Research on LCL wireless charging technology for power lithium battery of electric vehicle[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2020, 57(6): 140-147.
- [7] 周贤富, 尤子龙, 李静, 等. 基于 DSP+ARM 的直流充电桩高精度电能表的研究[J]. 电测与仪表, 2021, 58(2): 196-200.
ZHOU Xianfu, YOU Zilong, LI Jing, et al. Research of high-precision electricity meter based on DSP+ARM for the DC charging pile of electric vehicle[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(2): 196-200.
- [8] 李东东, 段维伊, 林顺富, 等. 实时电价条件下基于用户引导的电动汽车-充电桩匹配策略[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(8): 74-82.
LI Dongdong, DUAN Weiyi, LIN Shunfu, et al. User guidance based matching strategy for electric vehicle-charging pile in condition of real-time electricity price[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(8): 74-82.
- [9] 蒋勃, 邹彬, 张欣宜, 等. 直流微网储能单元能量动态均衡控制研究[J]. 电网与清洁能源, 2021, 37(1): 84-89.
JIANG Bo, ZOU Bin, ZHANG Xinyi, et al. Research on dynamic energy balance control of DC microgrid energy storage units[J]. Power System and Clean Energy, 2021, 37(1): 84-89.
- [10] BADAL F R, DAS P, SARKER S K, et al. A survey on control issues in renewable energy integration and microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2019, 4(1): 87-113. DOI: 10.1186/s41601-019-0122-8.
- [11] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R, et al. Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(5): 1746-1756.
- [12] MUSAVI F, CRACIUN M, GAUTAM D S, et al. An LLC resonant DC-DC converter for wide output voltage range battery charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 5437-5445.
- [13] 张永明, 林嘉伟, 陈俊尧, 等. 计及 DCM 的电动汽车充电机 LLC 谐振变换器参数设计与优化[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(2): 150-156.
ZHANG Yongming, LIN Jiawei, CHEN Junyao, et al. Parameter design and optimization of LLC resonant converter in electric car charger based on DCM analysis[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(2): 150-156.
- [14] 颜湘武, 刘新新, 孙磊, 等. LLC 谐振变换器典型分析方法对比[J]. 电力科学与技术学报, 2020, 35(4): 128-132.
YAN Xiangwu, LIU Xinxin, SUN Lei, et al. Comparative

- study of typical analysis methods for the LLC resonant converter[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2020, 35(4): 128-132.
- [15] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R, et al. A design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3749-3763.
- [16] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R, et al. Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 462-472.
- [17] LI C, WANG H, SHANG M. 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.
- [18] 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.
- [19] MCDONALD B, WANG F. LLC performance enhancements with frequency and phase shift modulation control[C] // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 16-20, 2014, Fort Worth, TX, USA: 2036-2040.
- [20] PARK H, JUNG J. PWM and PFM hybrid control method for LLC resonant converters in high switching frequency operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 253-263.
- [21] KIM B, PARK K, MOON G. Asymmetric PWM control scheme during hold-up time for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(7): 2992-2997.
- [22] 姚为正, 辛德锋, 甘江华, 等. 适用于 ISOP 拓扑的 DC/DC 变换器研究[J]. 高压电器, 2020, 56(1): 104-113.
- YAO Weizheng, XIN Defeng, GAN Jianghua, et al. Study on DC/DC converter for ISOP topology[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(1): 104-113.
- [23] 辛德锋, 安昱, 郜亚秋, 等. 适用于 ISOS 拓扑的高压 DC/DC 变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(13): 64-70.
- XIN Defeng, AN Yi, GAO Yaqiu, et al. Study on high voltage DC/DC converter based on ISOS topology[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(13): 64-70.
- [24] 尹浩, 苏建徽, 赖纪东, 等. 一种基于解析法的高频铜箔变压器漏感精确计算方法[J]. 高压电器, 2021, 57(4): 40-46.
- YIN Hao, SU Jianhui, LAI Jidong, et al. Accurate calculation method for leakage inductance of high frequency copper foil transformer based on analytic method[J]. High Voltage Apparatus, 2021, 57(4): 40-46.
- [25] 孙元岗, 同向前, 李庚, 等. 一种双向谐振型高频直流变压器通用参数设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(5): 29-35.
- SUN Yuangang, TONG Xiangqian, LI Geng, et al. A generalized parameter design approach for bidirectional resonant high frequency DC transformers[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(5): 29-35.
- [26] 慕昆, 齐红柱, 何国锋. 基于 LLC 谐振变换器的直流电源控制系统设计[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(6): 152-157.
- MU Kun, QI Hongzhu, HE Guofeng. Design of DC power supply control system based on LLC resonant converter[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(6): 152-157.
-
- 收稿日期: 2021-02-25; 修回日期: 2021-05-11
- 作者简介:
- 唐忠(1964—), 男, 教授, 博士, 研究方向为电力系统运行与控制、新能源开发利用与节能; E-mail: tangzhong64@163.com
- 白健(1995—), 女, 硕士, 研究方向为微网储能控制与拓扑; E-mail: 609561388@qq.com
- 赖立(1996—), 男, 通信作者, 硕士, 研究方向为高频软开关 DC/DC 变换器。E-mail: 1571553575@qq.com
- (编辑 姜新丽)