

[文章编号] 1003—4684(2022)02-0020-05

宽输出电压范围的混合型 LLC 谐振变换器研究

潘 健, 石 迪, 刘雨晴

(湖北工业大学电气与电子工程学院, 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430068)

[摘 要] 针对宽输出电压应用场合, 传统频率控制的 LLC 谐振变换器在宽频率调节范围内, 可实现软开关特性的频率范围窄且传导损耗大。针对该问题, 提出一种具有宽输出电压范围混合双全桥 LLC 谐振变换器。该变换器采用定频双移相控制策略, 其开关频率等于谐振频率。通过调节混合双全桥的移相角 θ , 可实现电压增益 $0 \sim 2$ 的宽范围调节。与采用频率控制的 LLC 谐振变换器相比, 缩小了开关频率变化范围, 降低了循环电流及环流损耗, 在增益调节范围内具有良好的软开关特性。此外, 该变换器的电压增益特性不受谐振参数影响, 可简化系统参数设计。最后, 搭建了 1kW 实验样机, 验证了本方案的有效性。

[关键词] 混合双全桥; 双移相控制; 宽电压; 软开关

[中图分类号] TM464 [文献标识码] A

传统 LLC 谐振变换器^[1-3]采用频率控制, 面对宽电压范围应用时, 需要宽的频率调节范围来获得宽增益^[4-5]。当开关频率小于谐振频率时, 会产生循环电流带来较高的环流损耗, 并且开关频率越低, 所需变压器的体积会越大; 当开关频率大于谐振频率时, 电压增益小于 1, 此时整流管的软开关性能在这个频率范围丢失, 导致开关管可实现软开关的频率范围窄。

因此, 传统频率控制的 LLC 谐振变换器无法保证在实现宽增益范围的同时, 获得低损耗来维持系统效率。文献[6-7]从结构上改进, 提出一种可重构电压倍增整流方式, 通过全桥整流、二倍压整流、四倍压整流切换, 扩大输出电压范围。然而, 引入了额外开关器件, 增大了环流导通损耗。并且多模式控制复杂, 易产生电流尖峰, 不利于模式间的平滑切换。文献[8]提出一种可变变压器匝数比和全半桥结构的混合控制方式, 并引入两组双向开关。通过控制开关管的导通方式改变结构, 以扩大输出电压范围。但是, 电压范围依旧受到结构的限制, 无法实现宽输出范围。

为解决上述问题, 本文在双全桥、双谐振槽电路构造思路基础上, 结合移相控制调节范围宽的优势, 提出一种混合双全桥 LLC 谐振变换器。通过定频双移相控制, 可实现宽增益调节, 获得宽输出电压范围。论文介绍了该变换器的结构和调制策略, 详细

分析了各模态工作原理, 并采用基波分析法推导出该变换器的增益特性, 最后通过实验结果验证了拓扑结构和控制策略的有效性。

1 混合双全桥 LLC 谐振变换器

1.1 拓扑结构

混合双全桥 LLC 谐振变换器主电路由逆变单元、谐振单元、变压器和整流电路构成(图 1)。

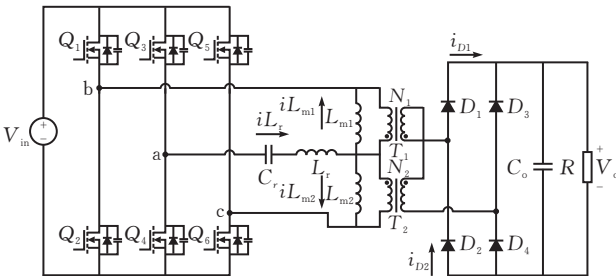


图 1 混合双全桥 LLC 谐振变换器电路结构

图 1 中逆变单元由两个全桥逆变器共用开关管 Q_3 、 Q_4 构成三桥臂六开关结构; 谐振单元由一组共用的谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和两变压器励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 组成; 变压器 T_1 、 T_2 的匝数比均为 $n : 1$, 两变压器一次侧绕组并联, 二次侧绕组串联; 二次侧整流二极管 $D_1 \sim D_4$ 构成全桥整流电路; C_o 为输出滤波电容; R 为负载; V_o 为输出电压。

1.2 调制策略

图 2 为混合双全桥 LLC 谐振变换器在定频双

[收稿日期] 2021—09—20

[基金项目] 太阳能发电及储能运行控制湖北省重点实验室开放基金(HBSEES201902)

[第一作者] 潘 健(1962—), 男, 湖北武汉人, 湖北工业大学教授, 研究方向为电力电子, 新能源发电等

[通信作者] 石 迪(1996—), 男, 湖北武汉人, 湖北工业大学硕士研究生, 研究方向为 LLC 谐振变换器

移相控制策略下的主要工作波形。各桥臂开关管分别固定占空比互补导通,其中开关 Q_1 、 Q_2 、 Q_5 、 Q_6 为超前臂开关,开关 Q_3 、 Q_4 为滞后臂开关。超前臂与滞后臂夹角为 θ ,通过定频双移相控制改变移相角 θ 的大小,改变两谐振槽输入电压。

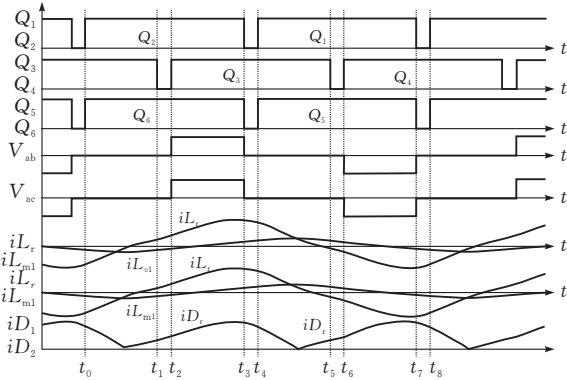


图 2 变换器主要工作波形

通过双移相控制该混合双全桥 LLC 谐振变换器在一个开关周期中含有 4 种驱动状态。各开关管不同控制状态下的两谐振槽的输入电压见表 1。其中 1 代表开通,0 代表关断。通过六开关不同状态的组合可实现三种电平状态。

表 1 双移相控制的谐振槽输入电压

驱动	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	$V_{ab}+V_{ac}$
1	1	0	1	0	1	0	$0+0$
2	1	0	0	1	1	0	$V_{in}+V_{in}$
3	0	1	0	1	0	1	$0+0$
4	0	1	1	0	0	1	$-V_{in}-V_{in}$

2 变换器工作原理

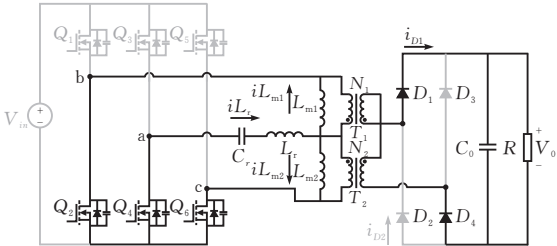
由图 2 可知该混合双全桥 LLC 谐振变换器在一个开关周期中存在 8 种工作模式,由于正半周期和负半周期工作方式基本一致,本文仅分析变换器正半周期的工作原理,各模式时序图见图 3。

模式 1 $[t_0 \sim t_1]$ 在 t_0 时刻前为死区时间,由于开关管 Q_2 、 Q_6 寄生电容、体二极管的缓冲和续流作用,开关管 Q_2 、 Q_6 在 t_0 时刻实现 ZVS 开通。 $t_0 \sim t_1$ 段两谐振槽输入电压均为 0,谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 串联谐振,两励磁电感 L_{m1} 、 L_{m2} 被输出电压箝位不参与谐振,励磁电流线性上升。谐振电流与励磁电流仅存在一个交点,极大降低了循环电流,一次侧始终向二次侧传递能量。

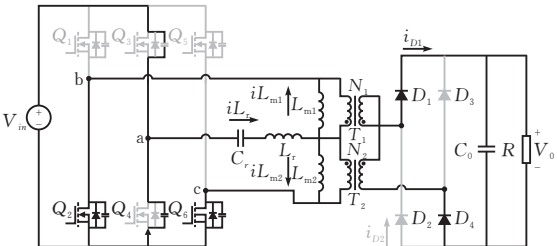
模式 2 $[t_1 \sim t_2]$ t_1 时刻,开关 Q_4 关断。励磁电感继续被输出电压箝位,励磁电流 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 线性增加,谐振电流 i_{Lr} 由于谐振的作用增加较快。在 $t_1 \sim t_2$ 死区时段,开关管 Q_3 的寄生电容进行放电,为 ZVS 导通做准备。该阶段在 t_2 时刻两谐振槽输入电压由 0 变为 V_{in} 结束。

模式 3 $[t_2 \sim t_3]$ t_2 时刻,开关 Q_4 实现 ZVS 导通。 $t_2 \sim t_3$ 时段,开关管 Q_2 、 Q_3 、 Q_6 导通,两谐振槽输入电压均为 V_{in} ,谐振电感 L_m 和谐振电容 C_r 谐振,谐振电流 i_{Lr} ,励磁电流 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 均增加。二次侧整流二极管 D_1 、 D_4 导通,一次侧向二次侧继续传递能量。

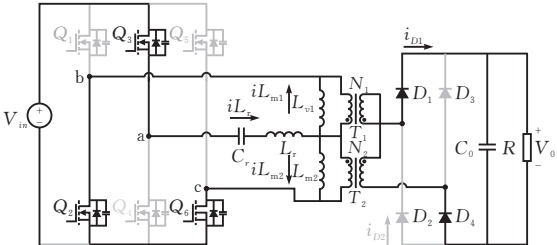
模式 4 $[t_3 \sim t_4]$ t_3 时刻,开关管 Q_2 、 Q_6 关断,两谐振槽输入电压均由 V_{in} 变为 0。此时,谐振电流 i_{Lr} 开始下降,而励磁电流由于箝位的作用继续上升。在 $t_3 \sim t_4$ 时段,开关管 Q_1 、 Q_5 的寄生电容、体二极管分别放电和续流,为实现 ZVS 做准备。接下来进入负半周期,不再赘述。



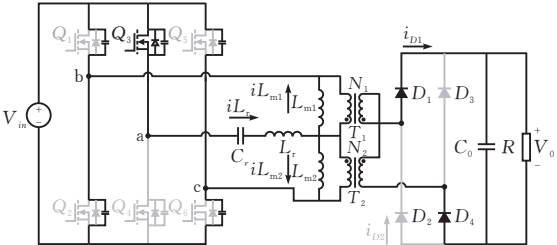
(a) 模式 1 $[t_0 \sim t_1]$



(b) 模式 2 $[t_1 \sim t_2]$



(c) 模式 3 $[t_2 \sim t_3]$



(d) 模式 4 $[t_3 \sim t_4]$

图 3 变换器各模式等效时序图

3 变换器增益特性

谐振变换器的宽电压调节能力通过宽电压增益

范围实现。混合双全桥 LLC 谐振变换器采用定频双移相控制策略,开关频率等于谐振频率。采用基波分析法对该变换器的电压增益特性进行分析。

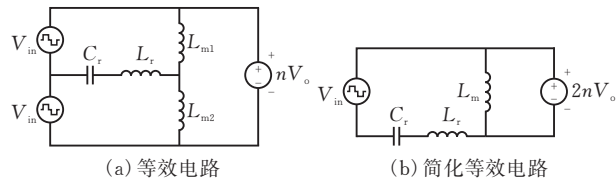


图 4 谐振变换器等效模型

通过基波分析法,将二次侧等效到一次侧,根据混合双全桥 LLC 谐振变换器的谐振槽结构,得到变换器交流等效模型(图 4)。图 4a 为该变换器的等效模型,两谐振槽共用谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r ,两励磁电感 $nL_{m1} = L_{m2}$,两谐振槽参数设计一致,谐振槽的输入电压均为三电平方波电压,其幅值为 V_{in} 。由于谐振槽输入电压一致,并由变压器绕组一次侧并联、二次侧串联叠加的作用,可将等效结构进一步简化如图 4b 所示,等效为一个谐振槽向二次侧传递能量,其中谐振槽输出电压可等效为 $2nV_o$ 。

由图 2 知,谐振槽输入电压为三电平方波。结合图 4b 中变换器等效电路,通过基波分析法,利用傅里叶级数分解得到谐振槽输入电压基频分量

$$V_{in}(t) = \frac{4}{\pi} V_{vin} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \sin(\omega t)$$

二次侧输出电压 V_o 折算到一次侧的基频分量

$$V'_o(t) = \frac{2}{\pi} n V_o \sin(\omega t)$$

所以电压增益 G 和移相角 θ 的关系为:

$$G = \frac{nV_o}{V_{in}} = 2 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (1)$$

由式(1)可知,电压增益 G 和移相角 θ 呈现单调上升关系,当 $0^\circ < \theta < 180^\circ$ 时,增益变化范围为 $0 < G < 2$,实现宽电压增益范围调节。混合双全桥 LLC 谐振变换器的电压增益曲线见图 5。

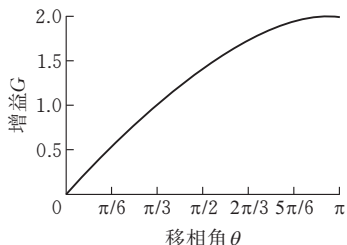


图 5 双移相控制增益曲线图

通过上述分析,电压增益仅与移相角 θ 相关,而定频控制又使得开关频率始终等于谐振频率,缩小频率调节范围,扩大了增益调节范围。

4 参数设计

混合双全桥 LLC 谐振变换器主要参数设计如

下:输入电压 200 V,输出电压 0~500 V,额定输出电压 250 V,额定功率 1 kW,谐振频率 100 kHz。采用定频双移相控制,输入侧开关管的开关频率等于串联谐振频率,此时归一化电压增益为 1。所以可设定变换器中高频变压器的匝数比。

$$f_s = f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} = 100 \text{ kHz} \quad (2)$$

$$G = \frac{nV_o}{V_{in}} = \frac{n \times 250 \text{ V}}{200 \text{ V}} = 1 \quad (3)$$

其中, f_s 为开关频率; f_r 为串联谐振频率; n 为变压器匝数比; V_o 为额定输出电压; V_{in} 为输入电压。根据公式(3)可计算变压器的变比

$$n = \frac{V_{in}}{V_o} = 0.8$$

两励磁电感完全相同,但励磁电感的设计会影响到软开关性能。当 L_m 设计较大时,流过开关管的电流有效值减小,会导致软开关性能丢失,增大开关损耗;当 L_m 设计较小时,流过电流的有效值随之变大,增大电路的环流损耗。为了减小原边侧电路的传导损耗与开关损耗,励磁电感 L_m 需要满足原边侧开关管的软开关条件,满足下式:

$$L_m \leq \frac{nV_o T_s t_d}{8C_{oss} V_{in}} \quad (4)$$

其中, T_s 为开关周期; t_d 为死区时间; C_{oss} 为原边侧开关管的寄生电容,综合考虑可设计励磁电感 L_m 为 80 μH 。

交流等效电阻为 R_{ac} ,并定义谐振电路的品质因数 Q :

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o = \frac{8n^2 U_o^2}{\pi^2 P_o} \quad (5)$$

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{ac}} \quad (6)$$

通过上述分析可知电压增益仅与移相角大小有关,品质因数 Q 的取值不会影响增益的范围。综合考虑,为降低环流,减小传导损耗, Q 取 0.5。结合公式(2)、(5)、(6),可计算得到谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 的值。

$$L_r = \frac{4n^2 Q R_o}{\pi^3 f_r}$$

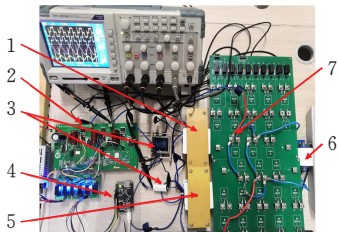
$$C_r = \frac{\pi}{16n^2 f_r Q R_o}$$

为实验的方便以及谐振槽器件实物参数的选取和计算,取谐振电感 L_r 实际值为 17 μH ,谐振电容 C_r 实际值为 150 nF,励磁电感 L_m 实际值为 80 μH 。

5 实验验证

为验证本文所提方案的有效性,搭建了一台 1 kW 的样机模型进行验证(图 6)。变换器主要参

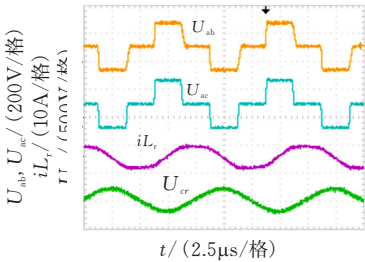
数为:输入电压 $V_{in}=200\text{ V}$;输出电压 V_o 为 $0\sim 500\text{ V}$;谐振电感 $L_r=17\text{ }\mu\text{H}$;谐振电容 $C_r=150\text{ nF}$;励磁电感 $L_{m1}=L_{m2}=80\text{ }\mu\text{H}$;变压器匝数比 $n_1=n_2=0.8$;开关频率 $f_s=f_r=100\text{ kHz}$ 。



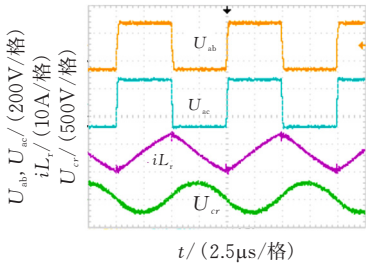
1—变压器 1;2—一次侧开关管;3—谐振槽;
4—STM32H750VBT6;5—变压器 2;
6—整流二极管;7—滤波电容

图 6 实物图

图 7 为该混合双全桥 LLC 谐振变换器在双移相控制策略下谐振槽的关键波形。图 7a 为移相 90° 的波形,谐振槽输入电压 U_{ab} 、 U_{ac} 呈现三电平平方波电压;谐振电流 i_{Lr} 近似为正弦波,有效减小了系统循环电流;谐振电容电压 U_{Cr} 为正弦波。图 7b 为移相 180° 的波形,此时两谐振槽的输入电压随着移相角的增大变化为两电平方波电压。谐振电流 i_{Lr} 、谐振电容电压 U_{Cr} 依旧近似正弦波周期性变化,但随着移相角的增大其峰值也逐渐增大,实验波形与理论分析波形一致。



(a)移相 90°

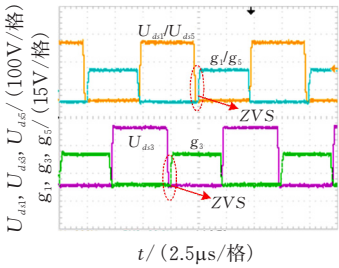


(b)移相 180°

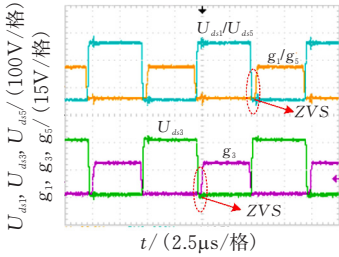
图 7 谐振槽的关键波形

图 8 为该谐振变换器在不同移相角下的软开关波形。图 8a 为一次侧开关管在移相角 90° 时的 ZVS 波形,图 8b 为一次侧开关管在移相角 180° 时的 ZVS 波形。由图知:开关管 Q_1 、 Q_3 、 Q_5 的漏源极电压降为零后,其控制脉冲才到来,具有良好的软开关特性。由于工作的对称性,开关管 Q_2 、 Q_4 、 Q_6 同

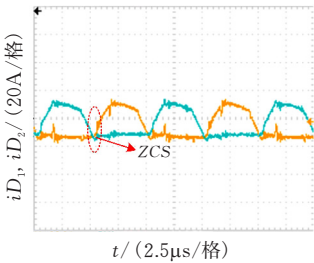
样具有良好的 ZVS 性能。图 8c 为二次侧整流二极管的 ZCS 波形。实验波形与理论分析一致,有效验证了该方案的可行性。



(a)移相 90° 的 ZVS 波形



(b)移相 180° 的 ZVS 波形



(c)整流二极管 ZCS 波形

图 8 软开关波形

图 9 为本文方案与传统频率控制的 LLC 谐振变换器谐振槽电流对比波形图,由图可知在频率控制的变换器中,当开关频率偏离谐振频率时存在较大的循环电流。而在本文方案中谐振电流呈现为正弦波,谐振电流与励磁电流仅存在一个交点,有效降低了循环电流及其带来的环流损耗。

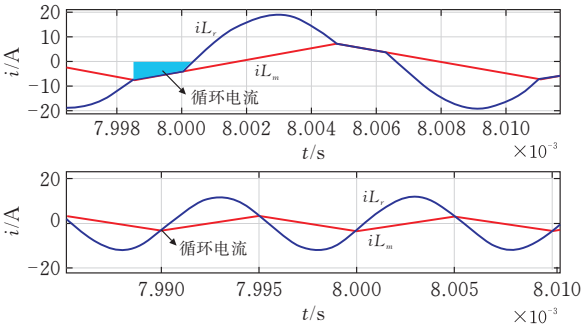


图 9 对比波形图

如表 2 所示,将所提方案与最近的一些宽输出电压范围拓扑进行比较。结果表明,本方案具有更少的开关管、谐振电感、谐振电容等元件数量,并且采用定频双移相控制有效缩小了开关频率范围,同时实

现更宽范围的电压增益。

表 2 宽输出范围谐振变换器的比较

拓扑结构	文献[4]	文献[7]	文献[8]	本文方案
开关管	8	6	8	6
二极管	6	4(2 辅助电容)	6	4
谐振槽	2	1	1	1
变压器	2	2	1(多绕组)	2
控制策略	PWM+PS	PWM+PFM	PWM+PFM	双 PS
增益范围	0.5~2	1~3	0.8~1.2	0~2

5 结 论

本文针对宽输出电压范围的应用,提出了一种定频双移相控制策略的新型混合双全桥 LLC 谐振变换器。该变换器开关频率等于谐振频率,电压增益仅与移相角 θ 有关,通过改变移相角 θ 的大小,实现 0~2 的宽增益范围。解决了传统 LLC 谐振变换器频率调节范围宽,软开关范围窄的问题。此外,实现一次侧所有开关管的 ZVS、二次侧整流管的 ZCS,并有效降低了开关损耗和环流损耗。最后,通过实验样机验证了理论分析的可行性,实验结果表明,所提出的变换器具有良好的工作性能,在电动汽车车载充电领域具有广泛的应用前景。

Research on Hybrid LLC Resonant Converter with Wide Output Voltage Range

PAN Jian, SHI Di, LIU Yuqing

(Hubei Key Laboratory for High Efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage, School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068, China)

Abstract: For wide output voltage applications, the traditional frequency controlled LLC resonant converter achieves a narrow frequency range with soft switching characteristics under a wide frequency adjustment range, and large conduction losses. To solve this problem, a hybrid double full bridge LLC resonant converter with wide output voltage range is proposed in this paper. The converter adopts fixed frequency double phase shifting control strategy, and its switching frequency is equal to the resonant frequency. By adjusting the phase shift angle θ of the hybrid double full bridge, a wide range of voltage gain 0~2 can be obtained. Compared with the LLC resonant converter with frequency control, this scheme narrows the range of switching frequency, reduces circulating current and circulating current loss, and has good soft switching characteristics within the gain adjustment range. In addition, the voltage gain characteristics of the converter are not affected by resonance parameters, which can simplify the system parameter design. Finally, builds a 1kW experimental prototype, and verifies the effectiveness of this scheme.

Keywords: hybrid double full bridge; dual phase shift control; wide voltage; soft switching

[参 考 文 献]

[1] 刘松林, 潘健, 陈庆东, 等. 宽输出 LLC 谐振变换器的定频 PWM 控制策略[J]. 电源学报, 2021: 1-13.

[2] 江良星, 李俊, 王华云, 等. 双谐振腔 LLC 谐振变换器分析[J]. 电力电子技术, 2021, 55(5): 22-24.

[3] 曹志远, 凌跃胜. 全桥 LLC 谐振变换器改进型混合控制方法[J]. 电源技术, 2020, 44(12): 1826-1830.

[4] 万新强, 倪喜军, 骆皓, 等. 一种超宽电压范围隔离型 DC-DC 变流器研究[J]. 电源学报, 2020, 18(1): 88-95.

[5] 吴西奇, 李睿, 蔡旭, 等. 一种新型宽电压增益直流充电模块拓扑及调制技术[J]. 中国电机工程学报, 2021: 1-12.

[6] BAEK J, KIM K W, YOUN H S, et al. High-efficiency LLC resonant converter with reconfigurable voltage multiplying rectifier for wide output voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7641-7651.

[7] TANG X, XING Y, H WU, et al. An improved llc resonant converter with reconfigurable hybrid voltage multiplier and pwm-plus-pfm hybrid control for wide output range applications[J]. in IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 185-197.

[8] SHU D, WANG H. An ultra-wide output range llc resonant converter based on adjustable turns ratio transformer and reconfigurable bridge[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 7115-7124.