

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.1.1

中图分类号: TM46

文献标志码: A

三电平双向全桥多谐振 DC-DC 变换器研究

张纯江(中国电源学会高级会员), 李旭明, 刘 明, 郭忠南, 阚志忠

(燕山大学电气工程学院, 秦皇岛 066004)

摘要: 针对储能系统中通常直流母线侧电压等级较高而电池侧电压较低且电压变化范围宽的情况, 提出 1 种三电平双向全桥多谐振 DC-DC 变换器拓扑, 其高压侧采用三电平结构, 可减小开关管的电压应力。谐振腔设计为带有辅助电感的 LLCLC 多谐振结构, 使其等效电路左右对称, 可达成正、反向工作对等驱动控制, 从而实现功率双向传输。采用改进的同步变频控制策略, 使高、低压侧开关管正、反向工作时均可实现全范围零电压开通。与传统 LLC 谐振拓扑相比, 所提拓扑能够在较窄的频率范围内实现更宽范围的电压增益。通过对谐振腔参数的优化设计可使变换器同时传输电流基波和 3 次谐波功率, 在高频段提高能量的传输效率。最后搭建 2 kW 实验样机, 实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 三电平; 双向直流变换器; 多谐振; 软开关; 高增益

Research on Three-level Bidirectional Full-bridge Multi-resonant DC-DC Converter

ZHANG Chunjiang, Senior Member, CPSS, LI Xuming, LIU Ming, GUO Zhongnan, KAN Zhizhong
(School of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: In an energy storage system, the voltage level on the DC bus side is usually higher, while the voltage level on the battery side is lower with a wide variation range. Under this background, a three-level bidirectional full-bridge multi-resonant DC-DC converter topology is proposed, in which a three-level structure is adopted on the high-voltage side to reduce the voltage stress of the switch. The resonant cavity is designed as an LLCLC multi-resonant structure with auxiliary inductance, so that the left and right sides of the equivalent circuit is symmetrical, thus realizing the peer-to-peer driving control of forward and reverse operations and the bidirectional transmission of power. An improved synchronous pulse-frequency-modulation control strategy is adopted, so that the full-range zero-voltage-switch can be realized for switches on the high- and low-voltage side regardless of the forward or reverse operation. Compared with the traditional LLC resonant topologies, the proposed topology can achieve a wider range of voltage gain in a narrower frequency range. Through the optimization design of resonant cavity parameters, the converter can transmit the current fundamental wave and third harmonic power at the same time, thereby improving the energy transmission efficiency. Finally, a 2 kW experimental prototype was built, and experimental results verified the theoretical analysis.

Keywords: Three-level; bidirectional DC converter; multi-resonance; soft switch; high gain

隔离型双向 DC-DC 变换器作为储能装置与直流母线的连接桥梁, 在直流微电网、电动汽车 V2G

充电等储能领域被广泛应用^[1-3]。在实际应用中根据实时工况需要, 高压直流母线可通过双向 DC-DC 变换器对电池充电, 电池也可反向对直流母线放电, 从而缓解新能源发电的间歇性和波动性^[4]。在电动汽车 V2G 充电领域, 电池的能量可通过 DC-AC 变换器与电网互动, 实现对电网电压的削峰填谷^[5-6]。因此, 研究 1 种能够进行高效率双向功率

收稿日期: 2022-03-14; 修回日期: 2022-04-25, 2022-06-12;

录用日期: 2022-06-15; 网络首发日期: 2022-07-28

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52277203)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52277203

传输且电压等级较高的隔离型双向 DC-DC 变换器具有重要意义。

双向 LLC 谐振变换器可实现输入侧、输出侧开关管的零电压 ZVS(zero voltage switch)开通及输出侧开关管的零电流 ZCS(zero current switch)关断,使变换器在谐振频率处具有较高的传输效率。但是,传统双向 LLC 谐振变换器由于其高频区增益对频率的变化平缓,难以工作在低增益区,而大幅增加开关频率会使变换器开关损耗、变压器及电感铜损等增大,使二次侧开关管失去 ZCS 关断能力,从而使变换器传输效率大幅降低^[7-8]。对此,文献[9-12]提出了多种多谐振拓扑,利用 LC 器件发生串联谐振与并联谐振的原理,通过合理地设计参数使变换器在较窄的频率范围内实现高增益特性,并可利用 3 次谐波进行功率传输,在高频段提高变换器效率;文献[13]将上述多谐振结构在一次侧引入辅助电感后应用到双向多谐振变换器中,但是由于拓扑为两电平全桥变换器,难以满足高直流母线电压的需求;文献[14]针对三电平混合钳位半桥结构,在二次侧添加 1 个 LC 谐振电路使谐振腔正、反向结构对称,三电平大大减小了变压器高压侧的开关管电压应力。

综上所述,本文提出 1 种三电平双向全桥多谐振 DC-DC 变换器拓扑。该拓扑具有以下优点:直流母线侧三电平混合钳位结构可实现高压侧内管与外管的电压自均衡;采用改进的同步变频控制策略配合附加电感,可实现所有开关管全范围 ZVS 开通。谐振腔多谐振结构可实现高增益,使电池侧具有较宽的电压调节范围,可利用电流基波与 3 次谐波同时进行功率传输,从而提高系统在高频段的传输效率。本文详细分析了该拓扑的工作原理,推导出增益表达式,讨论了关键参数对变换器性能的影响,并给出了设计原则。

1 拓扑结构及正反向工作原理

图 1 为三电平双向全桥多谐振 DC-DC 变换器拓扑结构,其高压直流母线侧采用三电平全桥混合钳位结构;谐振腔在 LLC 结构的基础上添加辅助电

感 L_{m2} ,并在谐振电容 C_p 两端并联 1 个 LC 谐振电路,构成新型谐振腔结构;低压电池侧采用两电平全桥结构。

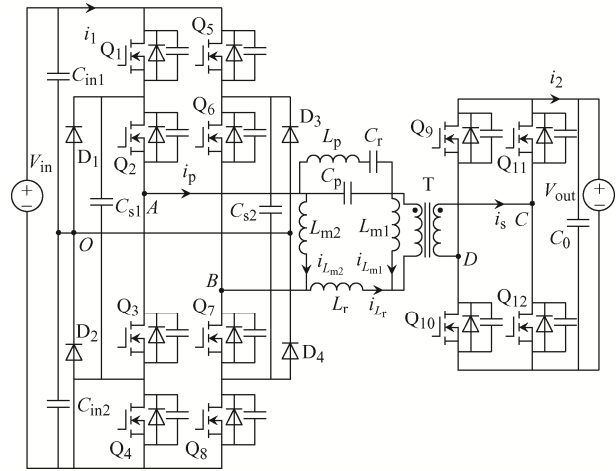
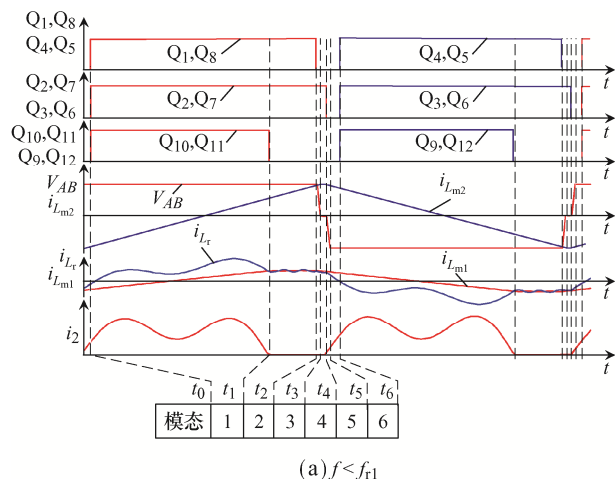


图 1 三电平双向全桥多谐振 DC-DC 变换器

Fig. 1 Three-level bidirectional full-bridge multi-resonant DC-DC converter

当变换器正向工作时,根据其工作频率可分为 $f < f_{r1}$ 与 $f > f_{r1}$ 这 2 种工作状态,其中 f 为开关频率, f_{r1} 为谐振腔元件 L_p 、 C_p 、 L_r 、 C_r 发生串联谐振时的第 1 谐振频率。图 2 为变换器正向工作时 2 种工作状态的波形,其中 $Q_1 \sim Q_{12}$ 为图 1 中对应开关管的驱动波形, V_{AB} 为 A、B 两点间电压, i_{L_r} 为谐振腔电流, $i_{L_{m1}}$ 和 $i_{L_{m2}}$ 分别为励磁电感 L_{m1} 和辅助电感 L_{m2} 的电流, i_2 为低压侧经全桥整流后的电流。为方便分析,定义 Q_1 、 Q_2 、 Q_7 、 Q_8 、 Q_{10} 、 Q_{11} 为正半桥臂, Q_3 、 Q_4 、 Q_5 、 Q_6 、 Q_9 、 Q_{12} 为负半桥臂, Q_2 、 Q_3 、 Q_6 、 Q_7 为高压侧内管, Q_1 、 Q_4 、 Q_5 、 Q_8 为高压侧外管。



(a) $f < f_{r1}$

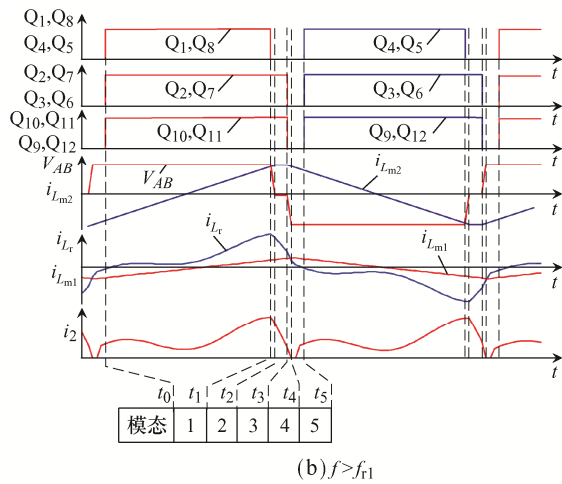


图 2 变换器正向工作波形

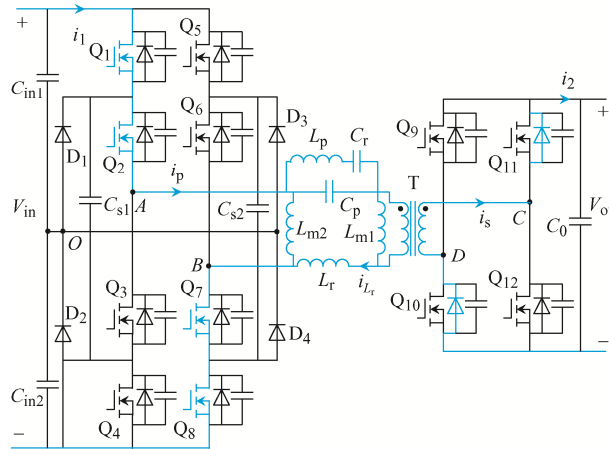
Fig. 2 Forward operation waveforms of converter

改进的同步变频控制策略是指当 $f < f_{r1}$ 时, 高、低压侧正半桥臂开关管 Q_1 、 Q_2 、 Q_7 、 Q_8 、 Q_{10} 、 Q_{11} 同时开通但不同时关断, 高压侧 Q_1 、 Q_8 先于 Q_2 、 Q_7 关断, 这是为了实现高压侧桥臂内管与外管的电压

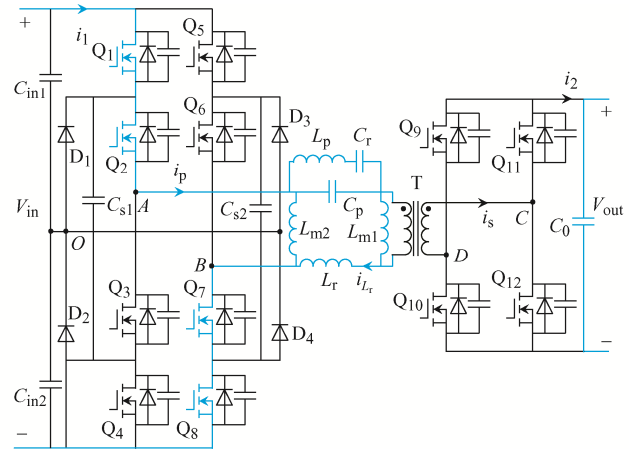
自均衡, Q_{10} 、 Q_{11} 导通时间固定且为 L_p 、 C_p 、 L_r 、 C_r 谐振周期的 $1/2$, 在谐振结束时关断, 这是为防止低压侧发生桥臂直通现象, 负半桥臂开通和关断与正半桥臂相一致; 当 $f > f_{r1}$ 时, 高压侧开关管导通与关断时刻与 $f < f_{r1}$ 时一致, 由于变换器工作周期小于谐振腔 L_p 、 C_p 、 L_r 、 C_r 谐振周期, 低压侧开关管与高压侧内管保持同时导通和关断即可。

图 3 为 $f < f_{r1}$ 时变换器正向运行前 $1/2$ 周期各模式等效电路, 对其工作原理进行详细分析, 后 $1/2$ 周期工作情况与前 $1/2$ 周期对称。具体分析如下。

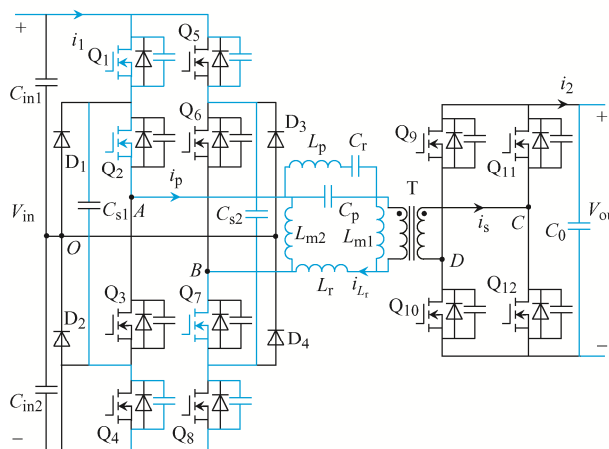
模式 1 $[t_0, t_1]$: t_0 时刻, 高、低压侧正半桥臂开关管同时导通, 变换器由正半桥臂从高压侧向低压侧传输功率, V_{AB} 在桥臂开通前上升至 V_{in} , 辅助电感电流 $i_{L_{m2}}$ 在 V_{AB} 作用下线性上升。由于励磁电感 L_{m1} 被二次侧错位不参与谐振, 因此谐振腔元件 L_p 、 C_p 、 L_r 、 C_r 共同谐振使谐振腔电流 i_{L_r} 呈“馒头波”形状上升。



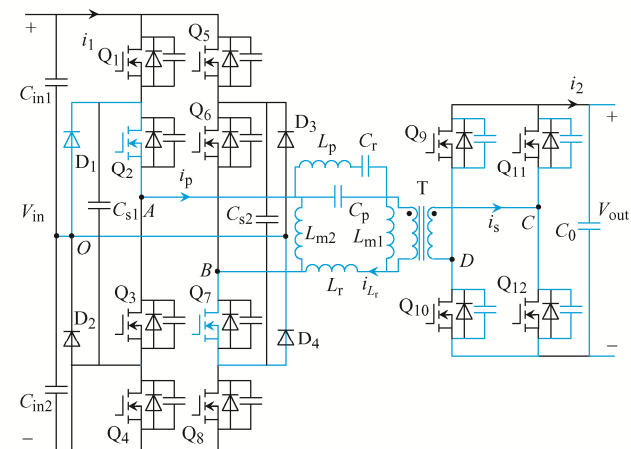
(a) 模式 1 $[t_0, t_1]$



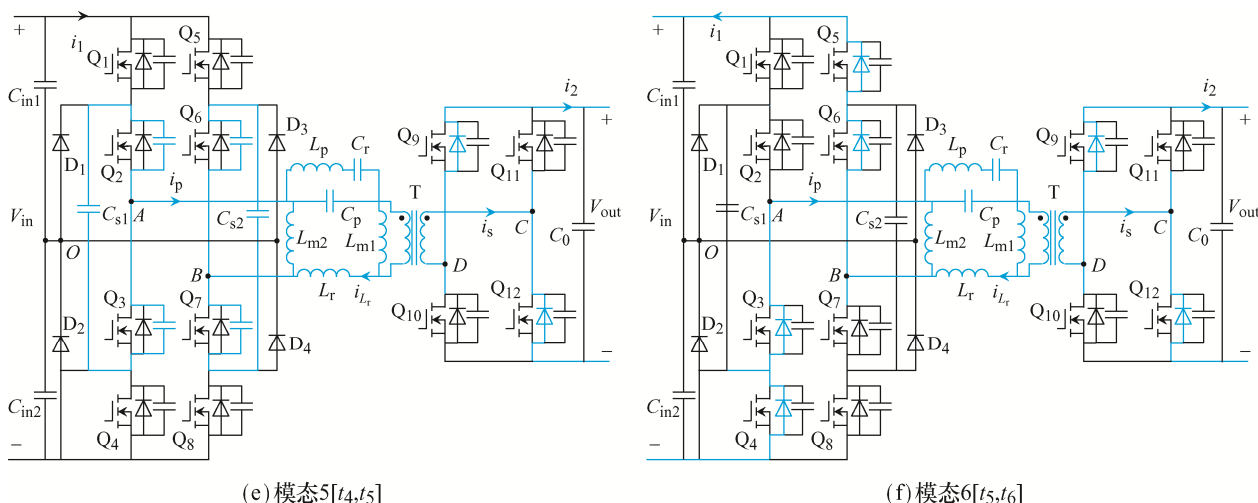
(b) 模式 2 $[t_1, t_2]$



(c) 模式 3 $[t_2, t_3]$



(d) 模式 4 $[t_3, t_4]$

图 3 $f < f_{r1}$ 运行时各模式电路Fig. 3 Operation modes of circuit when $f < f_{r1}$

模式 2 [t_1, t_2]: 由于 $f < f_{r1}$, 开关管开关周期大于谐振腔 L_p 、 C_p 、 L_r 、 C_r 谐振周期, t_1 时刻谐振电流 i_{Lr} 下降至与励磁电流 i_{Lm1} 相等, 此后近似保持不变, 低压侧电流 i_2 下降至 0, 高压侧停止向低压侧传输功率, 此时低压侧正半桥臂开关管 ZCS 关断, 励磁电感脱离低压侧电压钳位, 与谐振腔共同进行谐振。

模式 3 [t_2, t_3]: t_2 时刻, 关断高压侧正半桥臂外管 Q_1 、 Q_8 , 高压侧电流 i_p ($i_p = i_{Lr} + i_{Lm2}$) 对外管 Q_1 、 Q_8 的寄生电容进行充电, 同时 Q_4 、 Q_5 的寄生电容通过飞跨电容 C_{s1} 、 C_{s2} 放电。

模式 4 [t_3, t_4]: t_3 时刻, 高压侧外管寄生电容充、放电完成, V_{AB} 下降至 0, 但高压侧电流 i_p 未下降至 0, 钳位二极管 D_1 、 D_4 提供续流路径。同时, 励磁电感与谐振腔谐振结束后, 由于 i_{Lr} 下降较快, $i_{Lr} < i_{Lm1}$, 低压侧电流 i_s 过零变负, 对低压侧 Q_{10} 、 Q_{11} 的寄生电容开始充电, Q_9 、 Q_{12} 的寄生电容开始放电。

模式 5 [t_4, t_5]: t_4 时刻, 关断高压侧正半桥臂内管 Q_2 、 Q_7 , 高压侧电流 i_p 通过飞跨电容 C_{s1} 、 C_{s2} 对内管 Q_2 、 Q_7 的寄生电容进行充电, 对 Q_3 、 Q_6 的寄生电容放电。低压侧开关管 Q_{10} 、 Q_{11} 完成充电后, 由 Q_9 、 Q_{12} 的寄生二极管提供流通路径, 高压侧继续向低压侧传输功率, i_2 开始上升。

模式 6 [t_5, t_6]: t_5 时刻, V_{AB} 下降至 $-V_{in}$, 高压侧电流 i_p 通过 Q_3 、 Q_4 、 Q_5 、 Q_6 的寄生二极管续流,

向低压侧传输功率, t_6 时刻高压侧与低压侧负半桥臂开关管实现 ZVS 开通。

由图 2(b)可以看出, 当 $f > f_{r1}$ 时, 由于开关周期小于谐振周期, 低压侧开关管与高压侧内管同时关断, 低压侧电流 i_s 在 $t_4 \sim t_5$ 之间过零变负, 从而低压侧可实现 ZVS, 但很明显低压侧开关管失去 ZCS 关断, 其余工作模式与 $f < f_{r1}$ 时相似。变换器反向工作时与文献[13]中两电平结构类似, 不再展开分析。

2 拓扑增益特性分析

在变频控制方式下对三电平双向全桥多谐振拓扑工作特性, 主要是在不同开关频率时的增益特性进行分析。三电平双向全桥多谐振变换器谐振腔简化模型如图 4 所示, 其中 R_e 为变换器低压侧等效到高压侧的负载。可见, 由于辅助电感 L_{m2} 的加入, 使得谐振腔等效电路左右对称, 故仅需对其中 1 个方向进行分析。当陷波器 L_p 、 C_p 、 C_r 发生并联

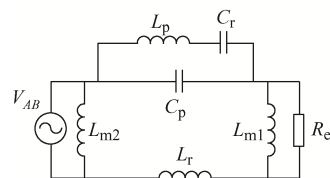


图 4 谐振腔简化模型

Fig. 4 Simplified model of resonant cavity

谐振时, 其阻抗为无穷大, 可使变换器增益为 0; 当谐振腔 L_p 、 L_r 、 C_p 、 C_r 发生串联谐振时, 其阻抗为 0, 使变换器增益为 1。据此可以得到陷波器频率 f_{rp} 与谐振频率 f_{r1} 、 f_{r2} 的表达式分别为

$$f_{rp} = \sqrt{\frac{q+1}{kq}} f_{r0} \quad (1)$$

$$f_{r1} = \sqrt{\frac{1+k+q - \sqrt{(1+k+q)^2 - 4kq}}{2kq}} f_{r0} \quad (2)$$

$$f_{r2} = \sqrt{\frac{1+k+q + \sqrt{(1+k+q)^2 - 4kq}}{2kq}} f_{r0} \quad (3)$$

式中: $k = L_p/L_r$; $q = C_p/C_r$; $f_{r0} = 1/2\pi\sqrt{L_r/C_r}$ 。

可以看出, 陷波器有 2 个串联谐振频率和 1 个并联谐振频率, 而方波经傅里叶分解后含有逐次衰减的奇次谐波, 故可设定 $f_{r2}=3f_{r1}$, 可使变换器同时利用基波电流与 3 次谐波电流进行功率传输。同时, 为了使变换器在小频率范围内具有宽电压增益特性, 可将陷波器频率 f_{rp} 设定在 f_{r1} 与 f_{r2} 之间。

多谐振变换器谐振腔增益 M 为

$$M = \frac{V_{CD}}{V_{AB}} = \sqrt{\frac{1}{(1+L_n\lambda)^2 + (gf_nQ\lambda)^2}} \quad (4)$$

$$\begin{cases} Q = \sqrt{L_r/C_r}/R_e \\ L_n = L_r/L_{m1} \\ g = f_{r1}/f_{r0} \\ f_n = f/f_{r1} \\ \lambda = 1 + \frac{k}{1+q-kqg^2f_n^2} - \frac{1}{g^2f_n^2} \cdot \frac{1}{1+q-kqg^2f_n^2} \end{cases}$$

(5)

式中, f_n 为归一化频率。在 MATLAB 中绘制变换器增益随 f_n 变化的曲线, 如图 5 所示, 其中 f_{r1n} 、 f_{r2n} 与 f_{rpn} 分别为归一化的第 1 谐振频率、第 2 谐振频率与陷波器频率。在图 5 的虚线左侧区域 I 内, 变换器增益随频率的增大而增大, 为容性区, 此区域无法实现开关管的 ZVS 开通; 虚线右侧区域 II 为升压区域, 区域 III 为 $f > f_{r1}$ 降压区域, 区域 II 与区域 III 为感性区域, 是变换器的理想工作区域, 可实现 ZVS 导通。由图 5 可以看出, 随着负载的加

重, Q 将增大, 变换器将更容易进入容性区。同时, 由于设定 $f_{r2}=3f_{r1}$, 在 3 次谐波处也存在电压增益, 能够传递 3 次谐波功率。

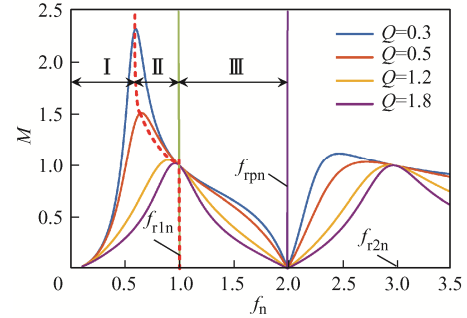


图 5 变换器增益曲线

Fig. 5 Gain curves of converter

3 变换器关键参数设计

由变换器的归一化增益公式(4)可知, 增益大小除了与开关频率有关, 还与 k 、 q 、 L_n 、 Q 这 4 个参数有关, 故变换器参数设计将从效率与增益需求 2 个角度考虑, 主要对 k 、 q 、 L_n 、 Q 这 4 个参数进行设计。以 2 kW 实验样机为例, 正、反向运行技术指标见表 1。

表 1 正、反向运行技术指标

Tab. 1 Technical indexes for forward and reverse operations

运行方向	高压侧电压 V_{in}/V	低压侧电压 V_{out}/V	最大输出功率 P_o/kW	最大输出电流 I_o/A
正向	400	160~320	2	6.4
反向	400	160~210	1	5.2

3.1 谐振网络设计

以 $Z_N = \sqrt{L_r/C_r}$ 为标准阻抗, 对变换器陷波器阻抗 Z_{rp}^* 与谐振腔阻抗 Z_r^* 进行归一化简化, 可得

$$Z_{rp}^* = j \frac{-1 + f_n^2 g^2 k}{f_n g (1 + q - f_n^2 g^2 k q)} \quad (6)$$

$$Z_r^* = j \frac{-1 + f_n^2 g^2 k}{f_n g (1 + q - f_n^2 g^2 k q)} + j f_n g \quad (7)$$

故 k 和 q 会影响陷波器阻抗及谐振腔阻抗的大小, 谐振频率与陷波器频率的位置与其取值有关, 设定

$f_{r2}=3f_{r1}$ 、 $f_{rp}=2f_{r1}$ ，由式(1)~式(3)可求得 $k=2.4$ ， $q=0.6$ 。

三电平双向全桥多谐振拓扑可实现高、低压侧所有开关管的 ZVS 开通，故对变换器进行损耗分析时仅考虑关断损耗及谐振腔环流损耗。这 2 项损耗除了与系统开关频率有关外，还与高压侧开关管关断损耗和高压侧电流 $i_{p(\text{off})}$ 有关，与谐振腔环流损耗和电流 i_{L_r} 有关，损耗与电流大小成正比。由式(5)可知， Q 和 L_n 的取值分别与励磁电感和负载的取值有关，故二者在影响变换器增益的同时也必然影响变换器损耗。

在系统开关频率为第 1 谐振频率($f=f_{r1}$)处进行分析，此时谐振腔 L_p 、 C_p 、 L_r 、 C_r 谐振频率等于系统开关频率，励磁电流与辅助电感电流在整个周期内线性变换，假设 $L_{m1}=L_{m2}=L_m$ ，且高压侧开关管开通与关断时励磁电感电流 $i_{L_{m1}}$ 与谐振腔电流 i_{L_r} 相等，则有

$$i_{p(\text{off})} = i_{L_{m1(\text{max})}} + i_{L_{m2(\text{max})}} = \frac{nV_{\text{out}}T}{4L_m} + \frac{V_{\text{in}}T}{4L_m} = \frac{(M+1)nV_{\text{out}}T}{4L_m} \quad (8)$$

式中： $i_{p(\text{off})}$ 为外管 Q_1 、 Q_8 关断时变压器一次侧电流； $i_{L_{m1(\text{max})}}$ 为励磁电感的最大电流； $i_{L_{m2(\text{max})}}$ 为辅助电感的最大电流； n 为变压器变比； T 为开关周期。

变换器工作时，谐振腔电流大小主要为电流基波与 3 次谐波分量叠加，可表示为

$$i_{L_r}(t) = \sqrt{2}I_{L_r} \sin(\omega_r t - \varphi) + \frac{\sqrt{2}}{3}I_{L_r} \sin(3\omega_r t - \varphi) \quad (9)$$

式中： I_{L_r} 为谐振腔电流有效值； ω_r 为 f_{r1} 对应的角频率； φ 为高压侧电压超前电流的相角。由 $i_{L_r}(0) = -i_{L_{m1(\text{max})}}$ 可得

$$\frac{4\sqrt{2}}{3}I_{L_r} \sin \varphi = \frac{nV_{\text{out}}T}{4L_m} \quad (10)$$

1/2 个周期内，谐振腔电流平均值等于励磁电感电流与变压器高压侧电流之和，即

$$\frac{\int_0^T i_{L_r}(t) - i_{L_{m1}}(t)}{T/2} = n \frac{V_{\text{out}}}{R_e} \quad (11)$$

故求得谐振腔电流有效值为

$$I_{L_r} = \frac{3nV_{\text{out}}}{4R_e} \sqrt{\frac{R_e^2 T^2}{32L_m^2} + \frac{9\pi^2}{50}} \quad (12)$$

以变压器高压侧电流 $I_n = nV_{\text{out}}/R_e$ 为基准，对电流 $I_{p(\text{off})}$ 与 I_{L_r} 进行标么化，可得

$$I_{p(\text{off})}^* = \frac{(M+1)\pi L_n}{2Q} \quad (13)$$

$$I_{L_r}^* = \frac{3\pi}{4} \sqrt{\frac{L_n^2}{8Q^2} + \frac{9}{50}} \quad (14)$$

故导通损耗和关断损耗均与 L_n 呈正相关，与 Q 呈负相关。变换器的参数设计在满足增益条件的同时， L_n 应尽可能小， Q 应尽可能大。

3.2 变换器参数设计

由图 5 可见，在相同频率下，变压器的增益随负载的增大而减小，故在满载情况下有最低输出电压，在空载情况下有最高输出电压。要使设计的变换器满足增益调节范围，则在满载情况下开关频率最小处的输出电压应大于变换器的最大期望输出电压；在空载情况下，开关频率最大处的输出电压应小于变换器的最小期望输出电压。

综合考虑系统的功率、体积及损耗等因素，取高压侧电压为 400 V，第 1 谐振频率 $f_{r1}=100$ kHz，第 1 谐振频率处低压侧输出电压为 200 V，可设计变换器变比为 2，故谐振腔最大增益 $M_{\text{max}}=1.6$ ，最小增益 $M_{\text{min}}=0.5$ 。

首先在空载($Q=0$)情况下由 M_{min} 确定变换器参数 L_n 。图 6 为变换器增益随 f_n 与 L_n 变化的三维曲面与 $M_{\text{min}}<0.8$ 在平面上的投影。在满足增益需求的前提下，为保证更窄的频率调节范围及更小的损

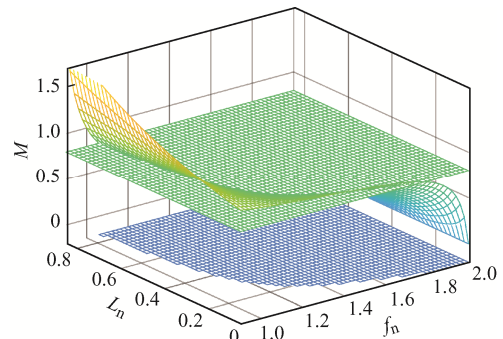


图 6 增益 M 随 f_n 与 L_n 变化曲面

Fig. 6 Surface of gain varying with f_n and L_n

耗, 综合考虑后取 $L_n=0.14$ 。 L_n 确定后, 将其代入增益公式, 以 f_n 和 Q 为变量绘制增益的三维曲面与 $M_{\max}>1.6$ 在平面上的投影, 如图 7 所示, 根据设计需求, 取 $Q=0.5$ 。

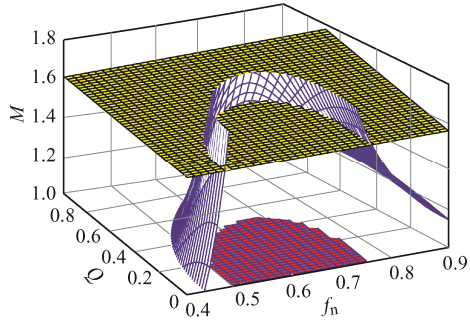


图 7 增益随 f_n 与 Q 变化曲面

Fig. 7 Surface of gain varying with f_n and Q

谐振频率与谐振网络归一化参数 k 、 q 、 L_n 、 Q 确定后, 谐振网络参数大小可由 $f_{r0} = 1/2\pi\sqrt{L_r/C_r}$ 再结合式(4)和式(5)求得, 此处不再展开。

4 实验验证

为验证上述理论分析及参数设计的合理性, 本文搭建 2 kW 实验平台, 变换器关键参数见表 2。

表 2 多谐振变换器主要技术参数

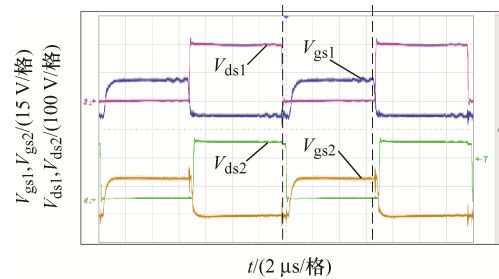
Tab. 2 Main technical parameters of multi-resonant converter

参数	数值
谐振电感 $L_r/\mu\text{H}$	54.6
谐振电容 C_r/nF	12.4
谐振电感 $L_p/\mu\text{H}$	131.0
谐振电容 C_p/nF	7.5
励磁电感及辅助电感 $L_m/\mu\text{H}$	395.0

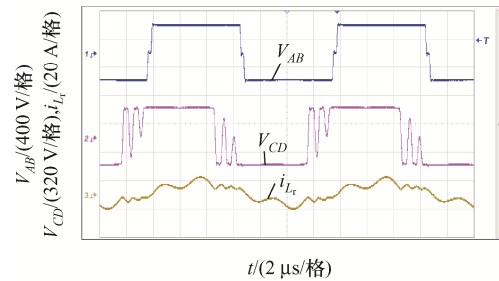
4.1 正向实验验证

图 8 为开关频率 72 kHz(即 $f < f_{r1}$)、低压侧输出电压 320 V、输出电流 6.4 A 时的关键波形。其中图 8(a)为高压侧开关管 Q_1 、 Q_2 的驱动电压 V_{gs1} 、 V_{gs2} 及漏源电压 V_{ds1} 、 V_{ds2} 波形, 由图中右侧虚线可以看出 Q_1 先于 Q_2 关断, 由图中左侧虚线可以看出 Q_1 、 Q_2 在开通前, Q_1 漏源电压先于 Q_2 漏源电压下降至 0, 这是由于负半桥臂开关管 Q_4 、 Q_5 先于 Q_3 、 Q_6 关断, Q_1 、 Q_2 均实现了 ZVS 开通; 由图 8(b)

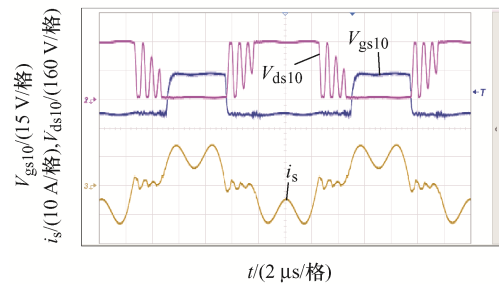
可以看出, 谐振电流由于基波与 3 次谐波的叠加而呈现“馒头波”形状上升, 在谐振腔元件 L_p 、 C_p 、 L_r 、 C_r 谐振结束后, 变压器漏感与低压侧开关管寄生电容谐振产生电压振荡现象, 振荡周期与变压器漏感及开关管寄生电容大小有关; 由图 8(c)可以看出, Q_{10} 同样实现了 ZVS 开通, 且在低压侧电流 i_s 下降至 0 后关断, 实现了 ZCS 关断。



(a) Q_1 与 Q_2 驱动及漏源电压



(b) V_{AB} 、 V_{CD} 、 i_{Lr}



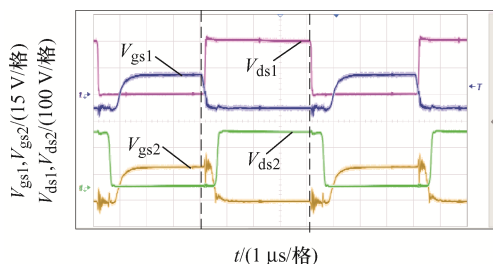
(c) Q_{10} 驱动、漏源电压与 i_s

图 8 $f < f_{r1}$ 时正向工作的关键波形

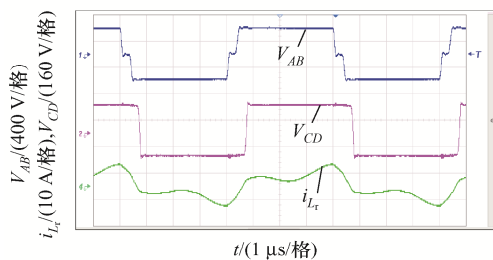
Fig. 8 Key waveforms for forward operation when $f < f_{r1}$

图 9 为开关频率 125 kHz(即 $f > f_{r1}$)、低压侧输出电压 160 V、输出电流 6.4 A 时的关键波形。由图 9(a)可见, Q_1 与 Q_2 同样实现了 ZVS 开通; 由图 9(b)可以看出, 由于此时开关管开关周期小于谐振腔谐振周期, 高压侧开关管在谐振周期结束前关断, 低压侧电压 V_{CD} 在谐振电流 i_r 降为 0 时, 由正变负; 由图 9(c)可以看出, Q_{10} 实现了 ZVS 开通,

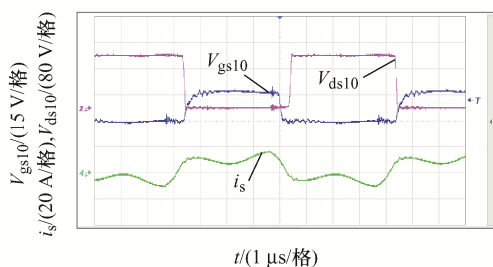
但关断时低压侧电流 i_s 未下降至 0, 未实现 ZCS 关断。



(a) Q_1 与 Q_2 驱动及漏源电压



(b) V_{AB} , V_{CD} , i_{Lr}



(c) Q_{10} 驱动、漏源电压与 i_s

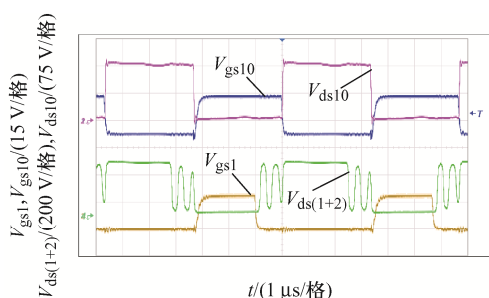
图 9 $f > f_{r1}$ 时正向工作的关键波形

Fig. 9 Key waveforms for forward operation when $f > f_{r1}$

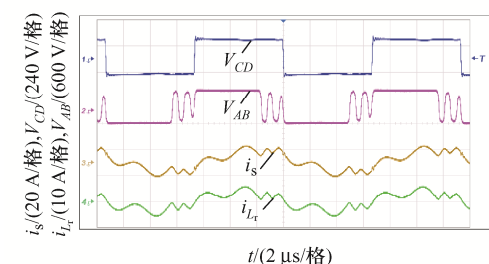
4.2 反向实验验证

图 10 为开关频率 75 kHz (即 $f < f_{r1}$)、高压侧输出电压 400 V、低压侧输入电压 160 V 时的关键波形。其中图 10(a) 为 Q_{10} 与高压侧正半桥臂驱动及漏源电压波形, Q_1 与 Q_2 驱动电压相同, 漏源电压 $V_{ds(1+2)}$ 为 Q_1 与 Q_2 漏源电压之和, 可以看出高、低压侧开关管均实现了 ZVS 开通, 高压侧桥臂同样在谐振结束后存在振荡现象, 与正向工作时低压侧桥臂情况相一致; 图 10(b) 为 V_{AB} 、 V_{CD} 及 i_{Lr} 、 i_s 波形, 与正向工作时相似, 由于开关周期大于谐振周期, 波形呈基波与 3 次谐波叠加形状变换。

图 11 为开关频率 120 kHz (即 $f > f_{r1}$)、高压侧输出电压 400 V、低压侧输入电压 210 V 时的关键波形。由图 11(a) 可以看出, 高、低压侧桥臂同样可实现 ZVS 开通。



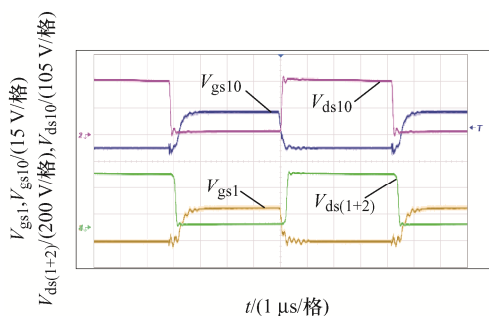
(a) Q_{10} 与高压侧正半桥臂驱动及漏源电压



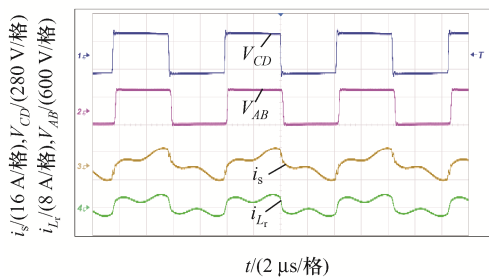
(b) V_{AB} , V_{CD} 及 i_{Lr} , i_s

图 10 $f < f_{r1}$ 时反向工作的关键波形

Fig. 10 Key waveforms for reverse operation when $f < f_{r1}$



(a) Q_{10} 与高压侧正半桥臂驱动及漏源电压



(b) V_{AB} , V_{CD} 及 i_{Lr} , i_s

图 11 $f > f_{r1}$ 时反向工作的关键波形

Fig. 11 Key waveforms for reverse operation when $f > f_{r1}$

4.3 实验效率

采用相同的参数设计方法, 在相同指标要求下设计添加辅助电感的三电平双向 LLC 谐振变换器,

主要参数见表3。本文设计变换器 $Q=0.57$ 、 $L_n=0.34$ ，与 LLC 变换器相比， Q 相差不大，但 L_n 相差较大。该 LLC 变换器可在 72~138 kHz 频率范围内实现 160~320 V 的 2 倍电压增益，与多谐振变换器相比，工作频率范围更大。

表3 LLC 变换器主要技术参数

Tab. 3 Main technical parameters of LLC converter

参数	数值
开关频率 f /kHz	72~138
谐振电感 L_r / μ H	147
谐振电容 C_r /nF	17.2
励磁电感及辅助电感 L_m / μ H	432
一、二次匝数比 $n_1:n_2$	48:24
飞跨电容 C_s / μ F	22

图12为变换器正向运行低压侧以 6.4 A 恒流输出时，三电平双向全桥多谐振变换器与三电平双向全桥 LLC 变换器的效率对比曲线。可以看出：多谐振变换器在谐振频率点有 1.28 kW 输出，此时效率最高达到 96.9%；峰值效率右侧 $f < f_{r1}$ 范围内效率高于左侧 $f > f_{r1}$ 范围内效率，这是因为在 $f > f_{r1}$ 范围内变换器低压侧失去 ZCS 关断，导致变换器损耗增大；多谐振变换器与传统 LLC 变换器相比，在 $f < f_{r1}$ 时由于谐振元器件的增加，效率较小，但在 $f > f_{r1}$ 时由于陷波器的存在，相同增益时多谐振变换器开关频率更小，对应效率更高。

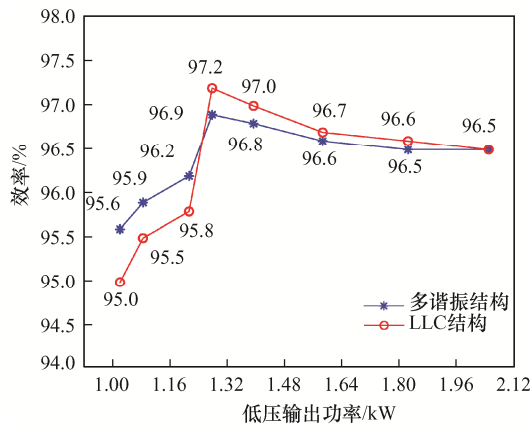


图12 正向效率对比

Fig. 12 Comparison of forward efficiency

5 结论

本文提出1种新型三电平双向全桥多谐振变换器拓扑，该拓扑采用改进的同步变频控制策略，在实现高压侧桥臂内、外管电压自均衡的同时具有更宽的电压调节范围。本文详细分析了所提拓扑的工作原理及增益特性，给出了关键参数的设计方法，最后通过 2 kW 系统平台实验得到如下结论。

(1)系统正、反向运行均可实现开关管的 ZVS，同时可利用 3 次谐波进行功率传输减小功率损耗。

(2)变换器正向工作时，在 72~125 kHz 频率变化范围内即可实现低压侧 160~320 V 的 2 倍电压增益；反向工作时，当低压侧 160~210 V 输入时可在 75~120 kHz 频率变化范围内使高压侧输出 400 V，即在较小的频率变化区间可以获得较大的增益范围。

(3)多谐振变换器正向峰值效率可达 96.9%，与 LLC 变换器相比，在 $f < f_{r1}$ 范围内效率略低，而在 $f > f_{r1}$ 范围内效率有明显提升，表明所提多谐振变换器有益于提高变换器的整机效率。

参考文献:

- [1] Bai C, Han B, Kwon B, et al. Highly efficient bidirectional series-resonant DC/DC converter over wide range of battery voltages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3636-3650.
- [2] 张纯江, 赵策, 谢季芳, 等. 推挽式双向 DC/DC 变换器建模与控制设计[J]. 燕山大学学报, 2021, 45(3): 227-235.
Zhang Chunjiang, Zhao Ce, Xie Jifang, et al. Modeling and controller design of push-pull bidirectional DC/DC converter [J]. Journal of Yanshan University, 2021, 45(3): 227-235. (in Chinese)
- [3] 年珩, 孔亮. 直流微电网故障保护技术研究综述[J]. 高电压技术, 2020, 46(7): 2241-2254.
Nian Heng, Kong Liang. Research review on fault protection technology of DC microgrid [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(7): 2241-2254. (in Chinese)
- [4] Chen Huan, Sun Kai, Shi Haixu, et al. A battery charging

- method with natural synchronous rectification features for full-bridge CLLC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2139-2151.
- [5] 张纯江, 何浩, 刘明, 等. 具有 V2G 功能的电动汽车充电机研究[J]. 河北水利电力学院学报, 2019, 29(3): 1-12.
Zhang Chunjiang, He Hao, Liu Ming, et al. Research on charging machine of electric vehicle with V2G function [J]. Journal of Hebei University of Water Resources and Electric, 2019, 29(3): 1-12. (in Chinese)
- [6] 师瑞峰, 李少鹏. 电动汽车 V2G 问题研究综述[J]. 电力系统及其自动化学报, 2019, 31(6): 28-37.
Shi Ruifeng, Li Shaopeng. Review on studies of V2G problem in electric vehicles [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2019, 31(6): 28-37. (in Chinese)
- [7] 郭仿伟. 双向全桥 LLC 谐振变换器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
Guo Fangwei. Research on bidirectional full-bridge LLC resonant converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2016. (in Chinese)
- [8] 陶文栋, 王玉斌, 张丰一, 等. 双向 LLC 谐振变换器的变频-移相控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5856-5863.
Tao Wendong, Wang Yubin, Zhang Fengyi, et al. Pulse frequency modulation and phase shift combined control method for bidirectional LLC resonant converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5856-5863. (in Chinese)
- [9] Jin Xiang, Hu Haibing, Wu Hongfei, et al. A LLC resonant converter with a notch filter at secondary side for high step-up and wide voltage range applications [C]// 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC). Taipei, Taiwan, China, 2015: 1-5.
- [10] Mishima T, Mizutani H, Nakaoka M. A sensitivity-improved PFM LLC resonant full-bridge DC-DC converter with LC antiresonant circuitry [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 310-324.
- [11] Zhao Qinglin, Liu Wei, Wang Yujie, et al. A novel multi-resonant DC-DC converter with wide output-voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 5625-5638.
- [12] 赵清林, 刘威, 袁精, 等. 一种宽电压范围输出的多谐振变换器[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(10): 77-86.
Zhao Qinglin, Liu Wei, Yuan Jing, et al. One kind of multi-resonant converter with wide-voltage range output [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(10): 77-86. (in Chinese)
- [13] 王玉洁. 应用于车载充电机的宽范围双向多谐振变换器[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2020.
Wang Yujie. Bidirectional multi-resonant converter with wide-voltage range for vehicle charger [D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2020. (in Chinese)
- [14] 柳龙, 安昱, 陈雪. 电压隔离型混合半桥三电平 LLC-DCT 特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(21): 7022-7035.
Liu Long, An Yu, Chen Xue. Characteristic analysis of voltage isolated hybrid half-bridge tri-level LLC-DCT [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(21): 7022-7035. (in Chinese)



张纯江

作者简介:

张纯江(1961—), 男, 中国电源学会高级会员, 博士, 教授。研究方向: 可再生能源分布式发电及控制、逆变电源及并网技术、电力电子功率变换及控制。E-mail: zhangcj@ysu.edu.cn。

李旭明(1996—), 男, 硕士研究生。研究方向: 储能双向 DC/DC 变换器及功率流控制。E-mail: 1807612822@qq.com。

刘明(1978—), 男, 博士研究生。研究方向: 储能变流器及控制。E-mail: Liuming_mail@163.com。

郭忠南(1980—), 男, 博士, 讲师。研究方向: 新能源发电及控制、PLC 工业智能控制。E-mail: gzn1216@ysu.edu.cn。

阚志忠(1970—), 男, 通信作者, 博士, 副教授。研究方向: 新能源功率变换技术、电机运行控制。E-mail: kanzhizhong@126.com。

(责任编辑: 耿越)