

一种三通道超宽输出增益 LLC 谐振变换器及其控制策略

林昊, 林国庆

(福州大学 福建省新能源发电与电能变换重点实验室, 福建 福州 350116)

摘要:在当今多元化的应用场景中, LLC 谐振变换器因其高效的工作特性, 在诸多领域得到了广泛应用。然而, 传统 LLC 谐振变换器在宽增益范围场景应用时, 面临着开关频率范围与总体效率之间难以调和的矛盾。为有效解决这一关键问题, 本文通过重构拓扑提出一种基于多模态切换的三通道 LLC 谐振变换器。该变换器通过控制原边全桥与半桥切换、副边桥式与倍压整流切换, 构造出三通道 5 种工作模式, 覆盖 5 种不同增益范围, 从而在窄频范围内实现超宽输出电压。这种设计不仅提升了变换器的效率, 并通过复用开关器件, 有效降低了成本。为了验证所提出拓扑及控制策略的可行性, 本文设计并搭建一台输出电压范围为 50 ~ 400 V、最大功率达 400 W 的实验样机。实验结果验证该变换器能够实现 8 倍超宽电压增益范围, 同时也能够实现各模态之间平滑切换, 展现出优异的性能和应用潜力。

关键词:多模态切换; 超宽电压增益; LLC 谐振变换器; 三通道; 混合控制

DOI:10.15938/j.emc.2025.12.009

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2025)12-0100-11

Three-channels ultra-wide output gain LLC resonant converter and control strategy

LIN Hao, LIN Guoqing

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: In diverse applications, LLC resonant converters are widely used for high efficiency. However, traditional LLC topologies face an irreconcilable trade-off between switching frequency range and overall efficiency in wide-gain scenarios. To address this key issue, a three-channel LLC resonant converter with multi-mode switching was proposed via topology reconstruction. By controlling primary full-bridge/half-bridge switching and secondary bridge/voltage-doubler rectification, five operating modes covering five gain ranges were configured, enabling ultra-wide output voltage within a narrow frequency band. Efficiency is improved and cost is effectively reduced through switching device reuse. An experimental prototype (50 – 400 V output, 400 W maximum power) was constructed to verify the proposed topology and control strategy. Experimental results confirm an 8x ultra-wide voltage gain range and smooth mode switching, demonstrating excellent performance and application potential.

Keywords: multi-modal switching; ultra-wide voltage gain; LLC resonant converter; three channels; hybrid control

收稿日期: 2025-04-03

基金项目: 福建省发改委科技项目(00389102); 晋江市福大科教园区发展中心科研项目(2019-JJFDKY-37)

作者简介: 林昊(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子变流技术;

林国庆(1966—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子变流技术。

通信作者: 林国庆

0 引 言

在“双碳”目标推进的背景下,新型电力系统构建受高度关注^[1]。随着太阳能、风能等可再生能源在电力供应中占比攀升,储能设备及电动汽车环境效益增强,研发宽增益范围与高转换效率的直流变换器成为学术界研究焦点^[2-3]。然而传统 LLC 谐振变换器采用脉冲频率调制 (pulse frequency modulation, PFM) 控制存在局限,宽电压增益需求下开关频率范围宽,既增大磁性元件设计难度,并且电感比导致循环电流变大。

针对窄频范围内宽电压增益实现难题,当前研究主要分为两类:拓扑重构法^[4-9]基于现有拓扑,在谐振腔、逆变及整流结构中增配器件,通过设计开关信号组合拼接不同增益范围,拓宽整体增益区间。控制策略优化^[10-13]不改变拓扑结构,通过采用混合控制及变模态控制等途径,实现宽电压增益。文献[14-15]通过动态调控开关管驱动时序切换工作模式,有效解决宽增益场景下效率降低问题,但文献[15]采用定频变占空比控制策略在增益需求进一步拓宽时,可能因占空比过小面临丢失风险。文献[16]的非对称双变压器 LLC 谐振变换器,通过 4 种工作模式实现 7.5 倍超宽增益,但部分工况下开关频率范围宽,仍影响磁性元件设计与总体效率;文献[17]的双模式 LLC 谐振变换器,为两种工作模式配置不同谐振频率,其模式切换逻辑简洁,却难以满足实际应用中更高增益倍数需求,仍有拓展空间。

本文在现有研究基础上,提出一种双半桥三通道 LLC 谐振变换器,优化开关器件数量的同时,通过不同增益模态组合实现 8 倍输出电压范围。针对不同模式提出一种混合控制策略,确保窄频控制与电压平稳过渡。最后搭建一台输出 50 ~ 400 V、负载 1 A 的实验样机,实验结果显示变换器在窄频区间可实现 8 倍超宽调压,且全工况高效运行。

1 电路拓扑及其工作原理

1.1 电路拓扑结构

本文所提的超宽电压增益 LLC 谐振变换器拓扑如图 1 所示。图中开关管 S_1 、 S_2 组成的左桥臂为通道 1 的半桥逆变单元, S_3 、 S_4 组成的右桥臂为通道 3 的半桥逆变单元,通道 2 通过复用 $S_1 \sim S_4$, 组成全桥结构。谐振电感 $L_{r1} \sim L_{r3}$ 、谐振电容 $C_{r1} \sim C_{r3}$ 和变压器 $T_1 \sim T_3$ 分别组成 3 条功率通道。二次侧功率二极管 $D_1 \sim D_9$ 构成拓扑三通道的串联整流单元,隔直电

容 C_b 和开关 S_5 起到为通道二倍压整流和桥式整流切换的作用。

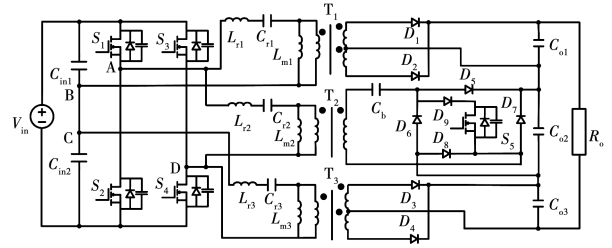


图 1 电路拓扑

Fig. 1 Proposed circuit topology

1.2 电路工作原理

三通道 LLC 谐振变换器的逆变与整流单元均设主动开关,其不同组合形成多增益工作模态。变压器 $T_1 \sim T_3$ 采用不同匝数比适配模态分配增益,优化性能。本文按增益从高到低,详解各工作模态。

1.2.1 高压模式

当 S_1 和 S_2 、 S_3 和 S_4 以 0.5 占空比互补工作时,且左右桥臂异步导通时,AB、CD 端口为幅值 $V_{in}/2$ 的双极性方波,AD 端口为幅值 V_{in} 的双极性方波,各个通道输入电压均恒为定值,3 条通道谐振电流相位相同,且互不影响。通道 1、3 为半桥 LLC,通道 2 为全桥 LLC,处于三通道工作模式。当 S_5 恒定导通,通道 2 的二次侧为倍压整流,便得到高压三通道倍压整流模式 (high-voltage three-channels mode with voltage-doubler rectifier, HTM-VDR), 对应的等效拓扑如图 2(a) 所示。在三通道模式下,若 S_5 恒定关断,则变换器通道 2 的二次侧为全桥整流,则得到高压三通道全桥整流模式 (high-voltage three-channels mode with full-bridge rectifier, HTM-FBR), 其等效拓扑如图 2(b) 所示。稳态工作波形如图 3 所示,在 t_1 时刻前, S_2 、 S_3 关断,谐振电流对 S_1 和 S_4 的结电容进行放电,随后通过体二极管进行续流。 t_1 时刻, S_1 、 S_4 实现 ZVS 开通,谐振腔进入串联谐振状态,谐振电流迅速增大,向负载端供电。

1.2.2 中压模式

当拓扑左右桥臂相位由 180° 向 0° 移相时,模态由高压模式向中压模式转换,当左右桥臂同步导通时,AB、CD 端口输入电压均为幅值 $V_{in}/2$ 的双极性方波,AD 端口输入电压被箝位至 0,交流分量近似为 0,变压器 T_2 一次侧不再向其二次侧传递能量,通道 2 谐振电流恒定为 0。便得到中压双通道模式 (medium-voltage dual-channels mode, MDM)。中压

模式下额定工况等效拓扑如图4所示,通过图4可分析出通道1和通道3同时由一个输入电容供电,

因此稳态工作波形如图5所示,两个通道谐振电流相位相差 180° 。

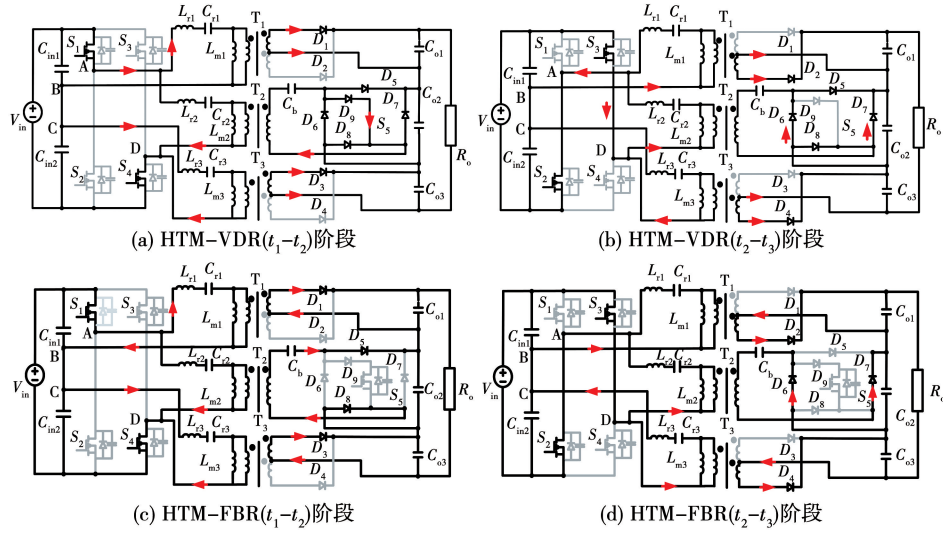


图2 高压模式运行状态

Fig. 2 High-voltage mode operating state

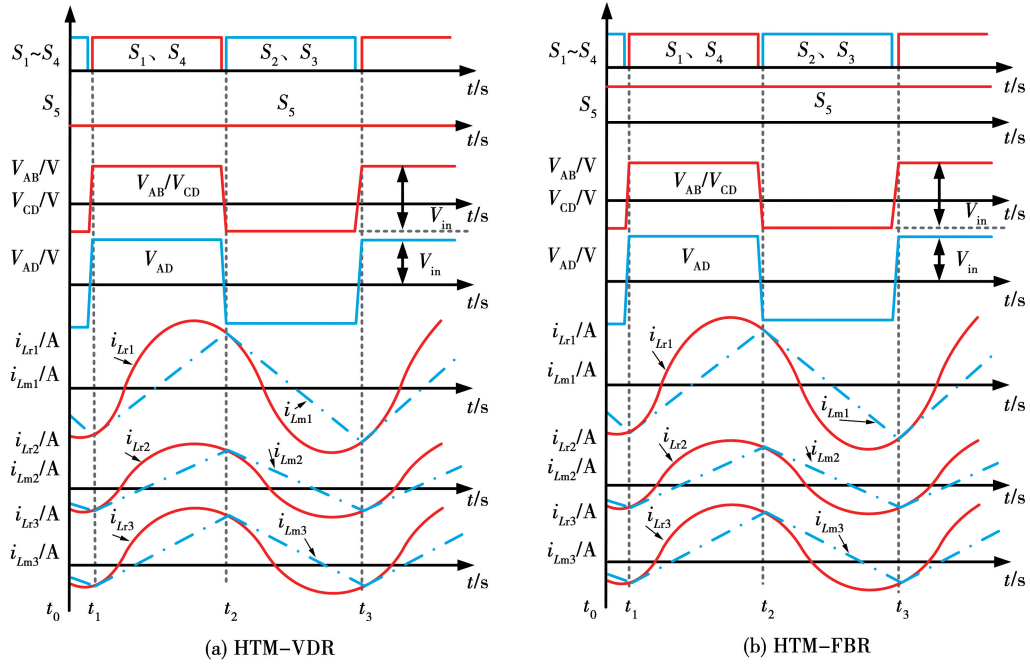


图3 高压模式下电路稳态工作波形

Fig. 3 Steady state waveform of circuit in high-voltage mode

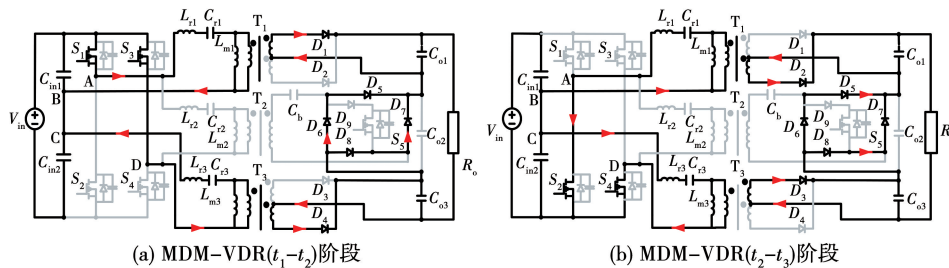


图4 中压模式运行状态

Fig. 4 Medium-voltage mode operating state

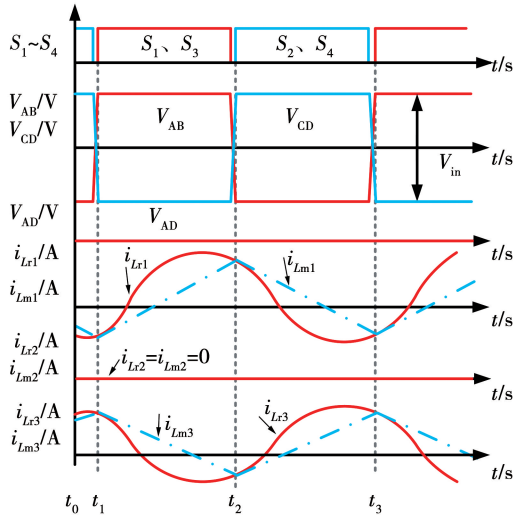


图 5 中压模式下电路稳态工作波形

Fig. 5 Steady state waveform of circuit in medium-voltage mode

1.2.3 低压模式

当 S_3 恒通, S_4 恒断, S_1 和 S_2 仍互补工作时, AB 端口电压为幅值 $V_{in}/2$ 的双极性方波, 谐振腔 1 为半桥 LLC, 等效拓扑如图 6 所示。CD 端口电压箝位至 $V_{in}/2$, AD 端口电压为幅值 V_{in} 的单极性方波, 谐振腔 2 转为半桥 LLC, 谐振腔 3 不参与功率传输工作, 谐振电流恒定为 0。当 S_1 开通时, C_{in1} 向通道 1 充电, 通道 2 通过 S_1 续流; S_3 开通时, C_{in2} 向通道 1 充电, C_{in1} 与 C_{in2} 共同为通道 2 充电, 两个通道谐振电流方向同向, 稳态工作波形如图 7 所示。此时通过改变开关管 S_5 通断可得低压双通道倍压整流模式 (low-voltage dual-channels mode with voltage-doubler rectifier, LDM-VDR) 和低压双通道桥式整流模式 (low-voltage dual-channels mode with full-bridge rectifier, LDM-FBR)。

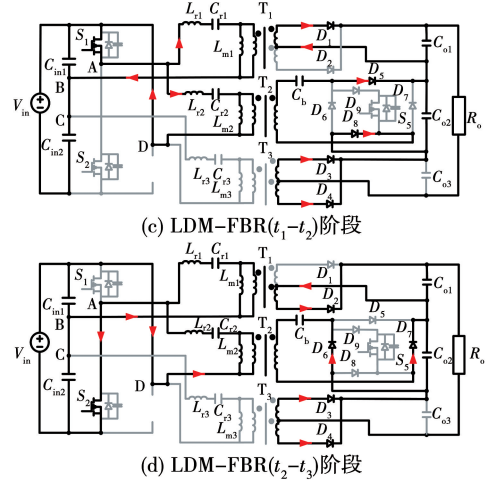
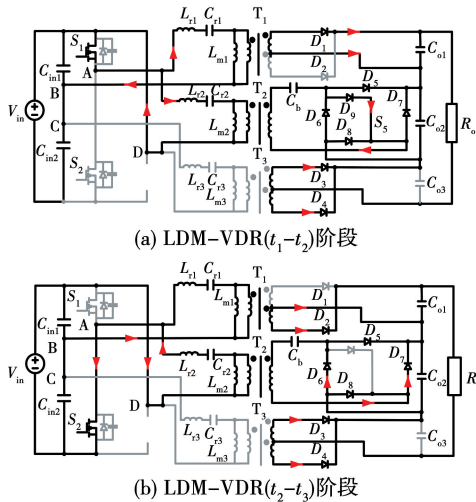
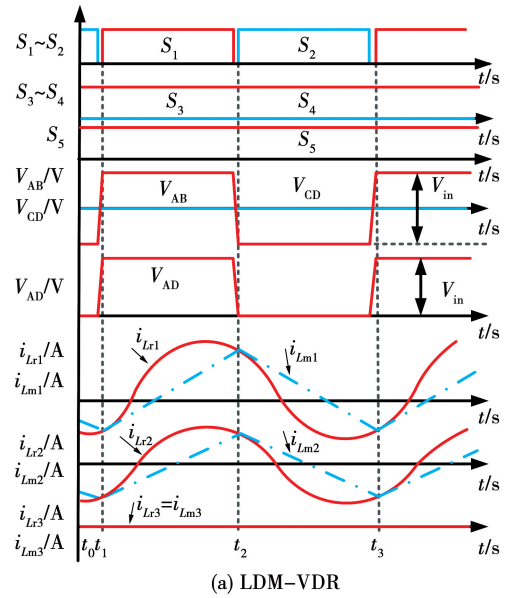
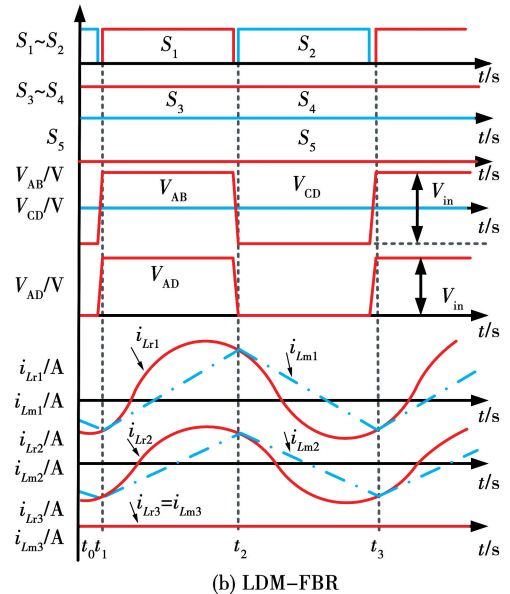


图 6 低压模式运行状态

Fig. 6 Low-voltage mode operating state



(a) LDM-VDR



(b) LDM-FBR

图 7 低压模式下电路稳态工作波形

Fig. 7 Steady state waveform of circuit in low-voltage mode

2 变换器特性分析

2.1 电压增益特性

所提出变换器的3个谐振腔在所有模式下的谐振频率为

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ri}C_{ri}}}, i = 1, 2, 3. \quad (1)$$

以通道2为例,假设通道2的二次侧隔直电容足够大,其两端电压保持恒定,通道2等效交流电阻 R_{eq2} 消耗能量近似等于负载所消耗能量,故

$$\frac{8n_2^2(V_{o2} - V_{cb})^2}{\pi^2 R_{eq2}} = \frac{V_{o2}^2}{R_{o2}}. \quad (2)$$

在全桥整流模式中 V_{cb} 近似为0,而倍压整流模式中 $V_{cb} = V_{o2}/2$,故两种模式下等效交流电阻为

$$R_{eq2} = \begin{cases} \frac{8n_2^2}{\pi^2} R_{o2}, & V_{cb} = 0; \\ \frac{2n_2^2}{\pi^2} R_{o2}, & V_{cb} = \frac{V_{o2}}{2}. \end{cases} \quad (3)$$

所提变换器在较为理想条件下的整体增益曲线示意图,如图8所示。

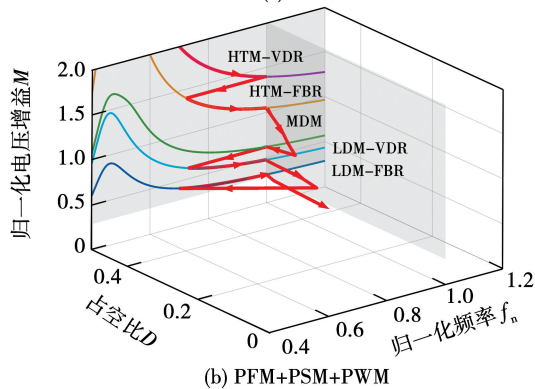
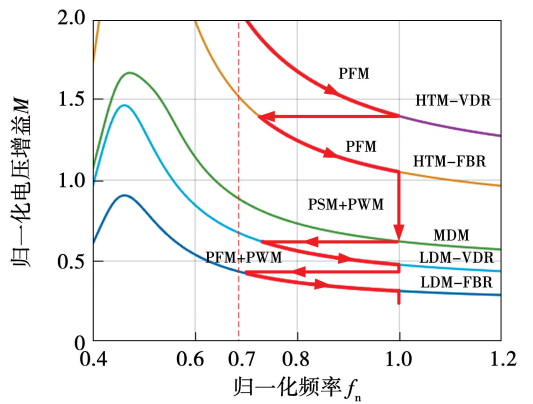


图8 电压增益曲线

Fig. 8 Voltage gain versus

其中通道1、3对应的归一化增益可通过推导

得出

$$M_i = \frac{n_i V_{oi}}{V_{in}} =$$

$$\frac{1}{2\sqrt{(1 + \frac{1}{k_i} - \frac{1}{k_i f_n^2})^2 + Q_i^2(f_n - \frac{1}{f_n})^2}}, i = 1, 3. \quad (4)$$

式中: $f_n = f_s/f_r$ 是变换器的归一化频率; $k_i = L_{mi}/L_{ri}$ 是变换器通道所对应的电感比。

在高压模态下,通道2工作在全桥模式,其归一化增益如下式所示,副边开关管 S_5 处于开通状态时,增益为全桥整流模式的两倍,即

$$M_{2FBFBR} = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{1}{k_2} - \frac{1}{k_2 f_n^2})^2 + Q_2^2(f_n - \frac{1}{f_n})^2}}. \quad (5)$$

在低压模态下,通道2工作在半桥模式,其桥式整流归一化增益如下式所示,副边开关管 S_5 处于开通状态时,增益为全桥整流模式的两倍,即

$$M_{2HBFBR} = \frac{1}{2\sqrt{(1 + \frac{1}{k_2} - \frac{1}{k_2 f_n^2})^2 + Q_2^2(f_n - \frac{1}{f_n})^2}}. \quad (6)$$

由图5和式(4)~式(6)可得,该变换器不同模式下组合后的总体增益为:

$$\left. \begin{aligned} M_{HTM-VDR} &= M_1 + M_{2FBVDR} + M_3; \\ M_{HTM-FBR} &= M_1 + M_{2FBFBR} + M_3; \\ M_{MDM} &= M_1 + M_{2MDM} + M_3; \\ M_{LDM-VDR} &= M_1 + M_{2HBVDR}; \\ M_{LDM-FBR} &= M_1 + M_{2HBFBR}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

2.2 ZVS 特性

LLC谐振变换器实现开关管ZVS开通条件为:

1) LLC谐振变换器谐振腔输入阻抗应始终处于感性工作区;2)谐振电流应在死区区间内对开关管的结电容完成充放电。接下来通过这2点对所提出的拓扑进行详细分析:

随着品质因数 Q 的增加,LLC谐振变换器更有可能工作在容性工作区域,由式(3)可知在低压模式,通道2工作在倍压模式下,最大电压增益点最接近于容性区域。参考FHA等效模型, $M_{LDM-VDR}$ 模式下通道2的输入阻抗为

$$Z_{in2} = \frac{k_2^2 Q_2 f_n^3 + j[k_2 f_n^2 - (1 - f_n^2)(1 + k_2^2 Q_2^2 f_n^2)]}{f_n(1 + k_2^2 Q_2^2 f_n^2)}. \quad (8)$$

为确保输入阻抗为感性, Z_{in2} 的虚部 Z_{im} 需保证大于 0, 即

$$Z_{im} = k_2 f_n^2 - (1 - f_n^2)(1 + k_2^2 Q_2^2 f_n^2) > 0. \quad (9)$$

在三通道模式中, 对于共用桥臂, 其电流为谐振腔 2 与谐振腔 1 或谐振腔 3 的电流之和, 因此相比于通道 2 不工作的双通道模式更易于实现 ZVS, 因此 L_{m2} 无特定参数限制, 只需对通道 1 和通道 3 进行分析, 以通道 1 为例, 在死区时间内, i_{Lr1} 近似等于峰值电流 I_{m1} , 可以得到死区时间 t_d 和励磁电感 L_{m1} 之间的约束条件为

$$t_d \geq \frac{2C_{oss} V_{in}}{I_{m1}} = \frac{8C_{oss} V_{in} f_s L_{m1}}{n_1 V_o}. \quad (10)$$

为确保实现 ZVS 软开关, 参数应满足上述条件。同时为保留一定裕度, 借助 MATLAB/Simulink 仿真进行参数设计调整, 最终得到 $n_1 = 5, n_2 = 2, n_3 = 1; L_{r1} = 155 \mu\text{H}, L_{r2} = 120 \mu\text{H}, L_{r3} = 65 \mu\text{H}; C_{r1} = 15 \text{ nF}, C_{r2} = 20 \text{ nF}, C_{r3} = 39 \text{ nF}; L_{m1} = 60 \mu\text{H}, L_{m2} = 520 \mu\text{H}, L_{m3} = 250 \mu\text{H}$ 。

3 控制策略

由图 8 分析可知在三通道和双通道增益跨度较大。在窄频控制的条件下难以实现电压的平稳切换, 本文将 PFM 的降压部分用 PSM 代替。若采用移相控制代替变频控制, 则当移相角过小时, 后桥臂谐振电流过小, 无法实现软开关, 降低了该模式下的效率。为保证死区范围内谐振电流仍能完成结电容充放电, 须保证开关管寄生电容 C_{oss} 在死区时间 t_d 内必须完成谐振电流充放电, 即^[18]

$$\varphi \geq \frac{8\pi C_{oss} V_{in} f_s L_{m2}}{n_1 V_o t_d}. \quad (11)$$

为此, 本文在该过渡过程中保留一定移相角裕量确保软开关的实现, 结合 PWM 控制策略进一步扩大电压增益范围。本文在该模式下引入了 PSM 和 PWM 混合控制实现了三通道与双通道之间的平滑切换, 并达成了效率与电压调节范围的更优配置, 提升变换器的整体性能和运行稳定性。

实际应用中要求变换器在连续增益区间稳定运行, 当输出电压达预设切换阈值需进行模式转换。但实际工况下输出电压存在纹波与抖动, 易引发模式频繁切换, 影响系统稳定性与可靠性。为解决此问题, 本文在模式切换中设置滞环比较器上下阈值, 滤除电压小幅波动, 避免不必要切换, 提升运行稳定性。同时, 为规避不同模式下总增益与品质因数差异对环路调节稳定性的影响, 采用线性分段 PI 控制

器优化各模态环路调节过程, 以实现更优控制性能, 具体控制策略如图 9 所示。

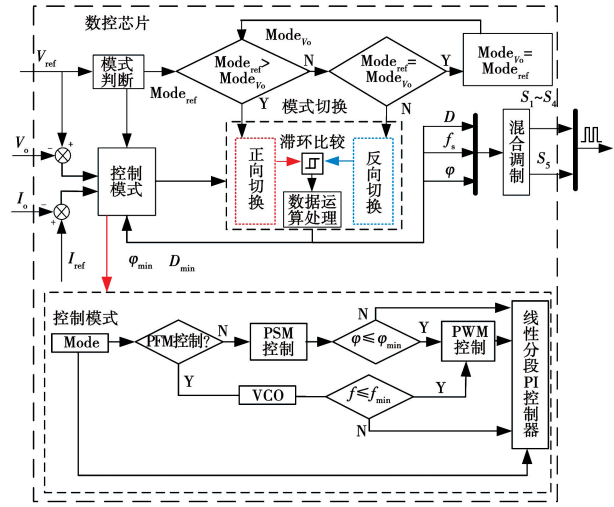


图 9 变换器控制策略

Fig. 9 Control strategy of converter

4 实验验证

为验证所提出的窄频三通道 LLC 变换器拓扑及其控制方案的合理性与可行性, 本文研制了一台最大功率 400 W 的原理样机, 如图 10 所示, 表 1 给出原理样机的主要参数。

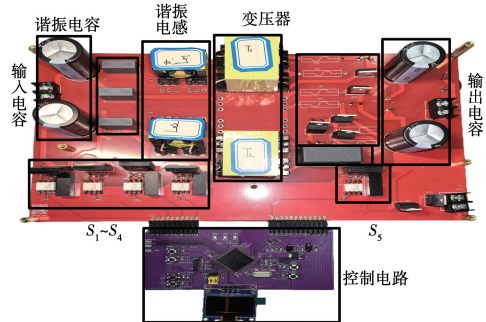


图 10 实验样机

Fig. 10 Experimental prototype

表 1 实验样机主要参数

Table 1 Main parameters of experimental prototype

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	200
输出电压 V_{out}/V	50 ~ 400
输出功率 P_o/W	400
输出电流 I_o/A	1
谐振频率 f_s/kHz	100
输入电容 $C_{in1}, C_{in2}/\mu\text{F}$	200
输出电容 $C_{out1} \sim C_{out3}/\mu\text{F}$	200

在输出负载恒定 1 A 条件下,对所提变换器稳态性能开展测试,图 11 为各工况下开关管 S_1 、 S_3 的栅源极电压(v_{gs1} 、 v_{gs3})与漏源极电压(v_{ds1} 、 v_{ds3})波形。图 11(b)~图 11(d)为三通道工作状态向双通道工

作状态转变的 3 种工况,可分析出变换器在 MDM 所设定的工作范围内开关管均能很好实现 ZVS 开通,进一步证明,PSM-PWM 混合控制能够有效拓宽 ZVS 软开关范围。

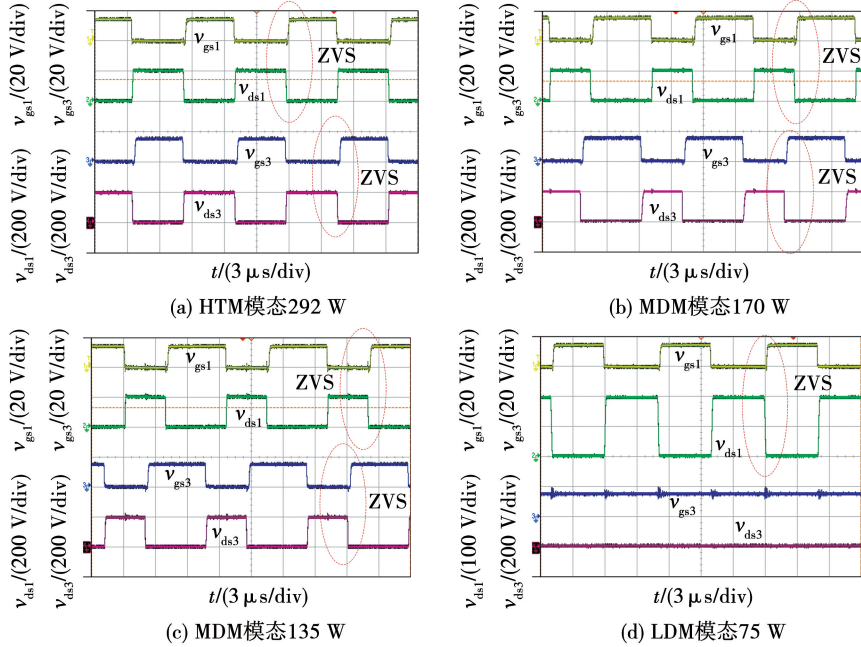


图 11 不同模式下 LLC 谐振变换器 ZVS 波形

Fig. 11 ZVS waveforms of LLC converter in different modes

图 12~图 16 为不同模式下各通道谐振电流和整流电流波形图。图 12 和图 15 工作在 VDR 模式,由于实验设计中开关频率范围 $f_s \leq f_r$,不存在过谐振

过程,通过 3 条功率通道的稳态整流电流 i_{rec} 波形可以看出,3 条路径的整流单元均可实现 ZCS 关断。稳态实验波形与理论分析一致。

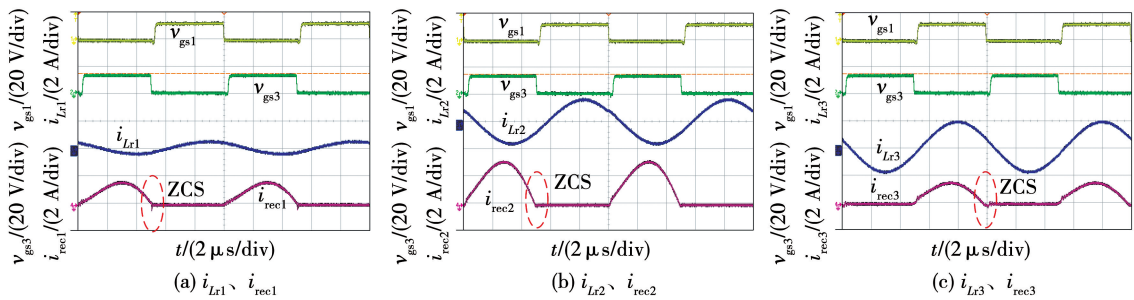


图 12 HTM-VDR 模式下电流稳态波形

Fig. 12 Steady-state current waveform in HTM-VDR mode

图 17 呈现变换器输出电流恒定 1 A 工况下的模式切换动态波形;因电感谐振电流 i_{Lr} 与整流电流 i_{rec} 在相邻模式下有效值存在差异,易产生电流过冲,可能导致开关管与整流二极管损坏。为解决此问题,本文在模式切换中引入占空比与频率缓慢变化的暂态过程。从图中可见,变换器在 4 种工作模式间正向、反向切换时,输出电压仅微小波动,切换

过程快速高效且无剧烈电流过冲,表明该变换器动态响应优良,模式转换时能快速稳定运行。

图 18 给出了在 50 ~ 400 V 输出下的测得的效率曲线与损耗分布数据,本文所提变换器中,一次侧开关管均实现 ZVS,辅助开关管 S_5 在各模式仅处于常通或常断状态,开关损耗可忽略不计。二次侧整流二极管均实现 ZCS。因此损耗分析主要考虑:

开关管 $S_1 \sim S_5$ 的通态损耗、 $S_1 \sim S_4$ 的关断损耗、磁性元件损耗,以及二极管的通态损耗。峰值效率为 96.8%,变换器整体效率较高,均大于 92%。

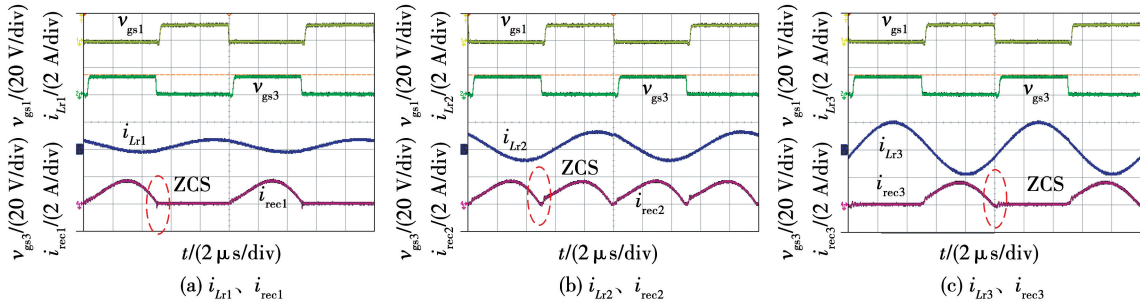


图 13 HTM-FBR 模式下电流稳态波形

Fig. 13 Steady-state current waveform in HTM-FBR mode

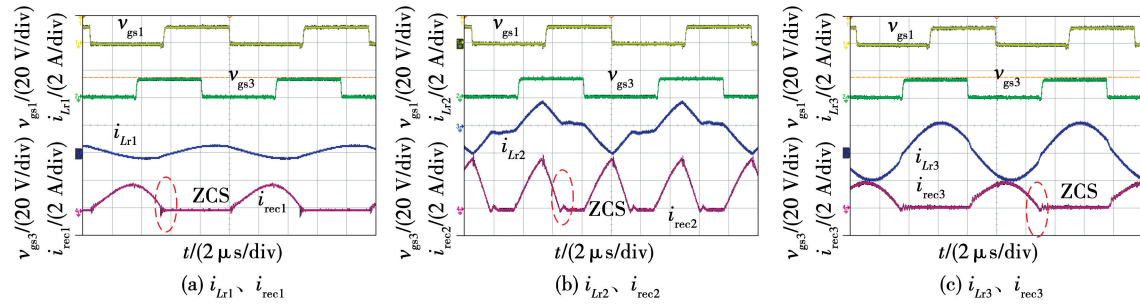


图 14 MDM 模式下电流稳态波形

Fig. 14 Steady-state current waveform in MDM mode

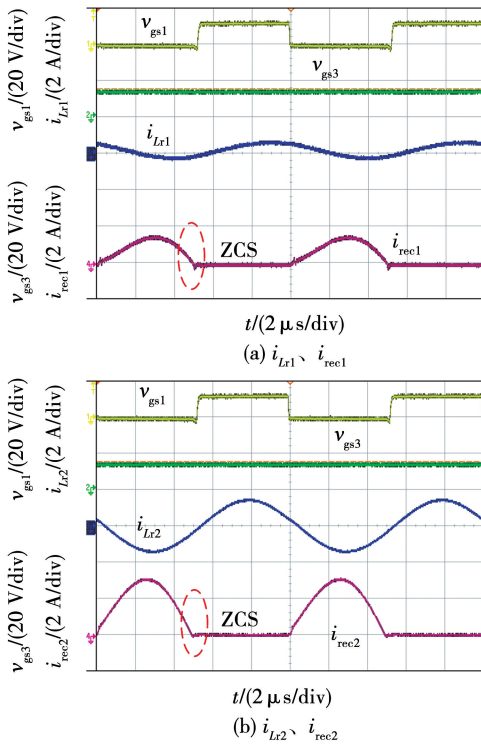


图 15 LDM-VDR 模式下电流稳态波形

Fig. 15 Steady-state current waveform in LDM-VDR mode

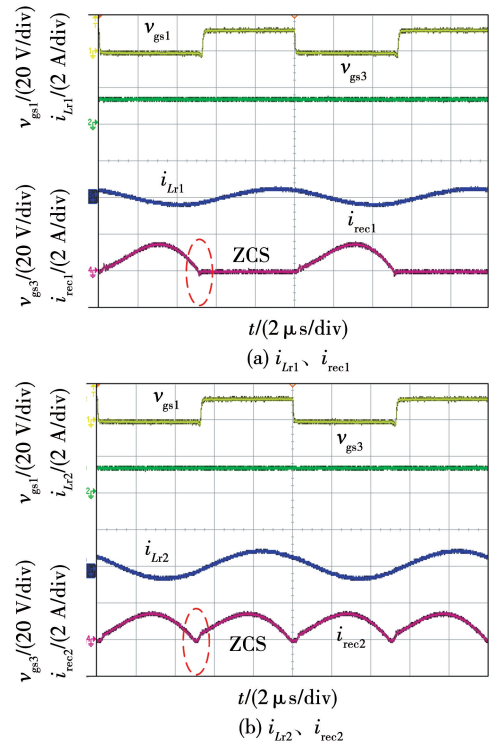


图 16 LDM-FBR 模式下电流稳态波形

Fig. 16 Steady-state current waveform in LDM-FBR mode

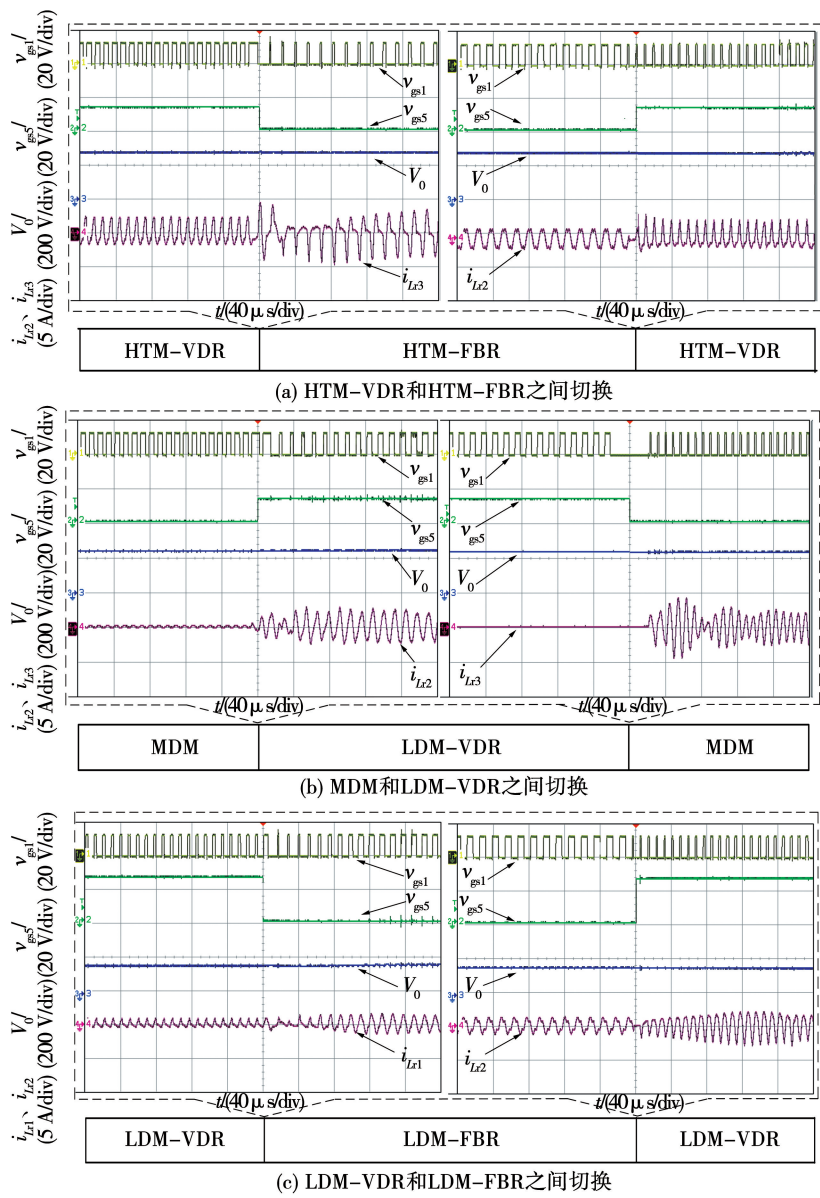


图 17 模式切换波形

Fig. 17 Waveforms of mode switching

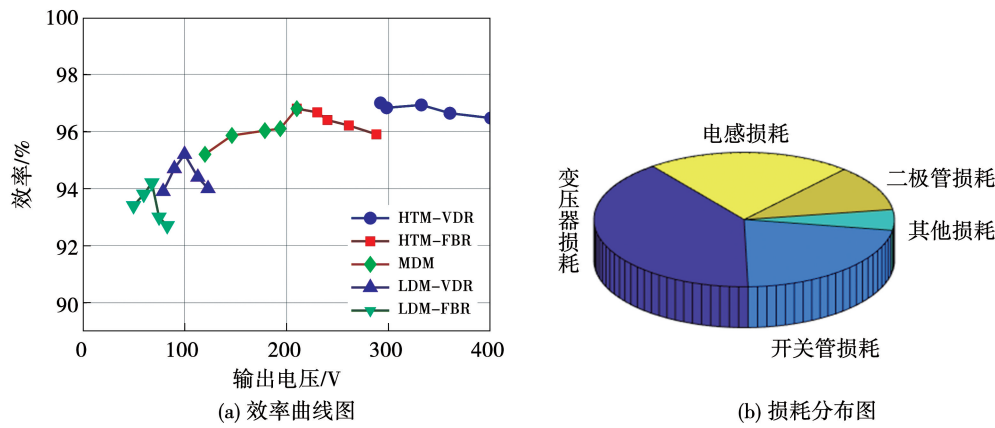


图 18 变换器效率分析与损耗分析

Fig. 18 Efficiency and loss analysis of converter

表 2 对本文所提变换器与近年来国内外提出的宽范围 LLC 谐振变换器展开对比。文献[9]与文献[17]通过原边结构重构和副边倍压开关实现 7.5~8 倍增益范围,但需要较宽工作频率调节,对磁性元件优化难度较大。文献[15]、文献[16]仅实现 3.2~4 倍电压增益范围变化,本文具有更宽的电压增益优势。

同时,通过优化的控制策略,使变换器在全工作范围内稳定实现开关管的 ZVS 开通与整流管 ZCS 关断,有效抑制开关损耗,在总体效率特性上存在较大优势。

表 2 宽电压增益范围 LLC 变换器性能对比

Table 2 Performance comparison of LLC converters with wide voltage gain range

参数	文献[9]	文献[15]	文献[16]	文献[17]	本文
输入电压/V	400	200	140~450	380	200
输出电压/V	100~800	5~20	375	60~450	50~400
开关管数量	5	6	4	5	5
频率范围	0.5~1	1	1~1.76	0.63~1.3	0.7~1
增益范围	1~8	1~4	1~3.2	1~7.5	1~8
峰值效率/%	95.5	95.3	96.3	96.7	96.8
ZVS 实现	全范围	全范围	全范围	全范围	全范围
ZCS 实现	全范围	全范围	部分	部分	全范围

5 结 论

本文提出了一种窄频三通道超宽增益 LLC 谐振变换器,详细分析了电路拓扑工作原理及多模态切换混合控制策略,通过研制一台 400 W 的实验样机验证了拓扑及控制策略的可行性,测试结果表明本文所提变换器具有以下特点:

1) 该变换器一次侧可根据桥臂之间的相位在三通道模式和双通道模式之间切换,通道二的二次侧可在桥式整流模式和倍压整流模式之间切换,在窄频范围内实现 8 倍增益的超宽输出电压范围,降低了磁性元件的设计难度。

2) 输入电压不变,输出电压在 50~400 V 范围内变化时,所提宽增益 LLC 谐振变换器工作频率变化范围仅为 70~100 kHz,频率变化范围小。

3) 在全功率范围所有高频开关管均可实现 ZVS 开通,二次侧整流二极管均可实现 ZCS 关断,电路具有开关损耗小、电路效率高等优点,最高效率可达 96.8%。

参 考 文 献:

- [1] 薛禹胜, 杨明煜, 蔡斌, 等. 电力碳减排与碳增汇路径优化的沙盘推演[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(23): 16.
XUE Yusheng, YANG Mingyu, CAI Bin, et al. Sand-table simulation for optimizing pathways of carbon emission reduction and carbon sink increment in electric power industry[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(23): 16.
- [2] 龚春阳, 夏潇, 包俊, 等. 宽增益高效谐振型直流变换器技术[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 133.
GONG Chunyang, XIA Xiao, BAO Jun, et al. Wide gain and high efficiency resonant DC-DC converter technology[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 133.
- [3] WANG C, ZHENG P, BAUMAN J. A review of electric vehicle auxiliary power modules: challenges, topologies, and future trends[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 11233.
- [4] PENG N, YUAN Y, HUANG Y, et al. A Boost-LC resonance multimode DC-DC converter for EV charger application[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(1): 901.
- [5] AARNINKHOF B O, LYU D, SOEIRO T B, et al. A reconfigurable two-stage 11 kW DC-DC resonant converter for EV charging with a 150~1 000 V output voltage range[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(1): 509.
- [6] KIM J W, KIM B, LEE D, et al. LLC resonant converter for fast electric vehicle charging module with a reconfigurable bi-directional switch[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(4): 10169.
- [7] REDDY R M, DAS M. Reconfigurable dual output resonant DC-DC converter for wide output voltage applications[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 11(1): 1004.
- [8] MENG H, DONG H, XIE X. A novel multimode AC-DC LLC resonant converter for wide output voltage range applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 72(6): 5821.
- [9] ZUO Y, SHEN X, MARTINEZ W. Reconfigurable LLC resonant converter for wide voltage range and reduced voltage stress in DC-connected EV charging stations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(3): 3838.
- [10] 缪哲语, 全昊, 姚文熙, 等. 一种柔性多模态宽范围全桥 LLC 变换器控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(2): 747.
MIAO Zheyu, TONG Hao, YAO Wenxi, et al. A flexible variable-mode control method for wide-range full-bridge LLC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(2): 747.
- [11] LI Z, WEI Y, ZHANG S, et al. A simple optimal trajectory and thermal balance control strategy for full-bridge resonant converter with wide voltage range application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(2): 1990.
- [12] 陈杰, 刘昌咏, 邓文明, 等. 四开关三电平半桥 LLC 变换器的控制策略与效率优化[J]. 电工技术学报, 2024, 39

- (24): 7833.
- CHEN Jie, LIU Changyong, DENG Wenming, et al. Control improvement and efficiency optimization of four switch three-level half-bridge LLC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(24): 7833.
- [13] WEI Y, ZHANG S, LIU J, et al. Hybrid PFM and PWM modulation strategy for stacked structure LLC resonant converter with wide input voltage range application[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(3): 4038.
- [14] NIE J, DENG Y, YANG J, et al. A three coordinated power channels LLC converter with ultrawide voltage range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(3): 2735.
- [15] 邓宇豪, 聂江霖, 张恒鹏, 等. 一种三通道三电平宽电压范围 LLC 谐振变换器[J]. 太阳能学报, 2024, 45(7): 92.
- DENG Yuhao, NIE Jianglin, ZHANG Hengpeng, et al. A three-power-channel three-level LLC resonant converter with wide voltage range[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2024, 45(7): 92.
- [16] ZHANG H, NIE J, SUN X, et al. A dual-transformer-based LLC resonant converter with ultrawide output voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(1): 2457.
- [17] NING G F, DU L T, XU G, et al. Dual-mode LLC converter with wide voltage gain in narrow switching frequency range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 12058.
- [18] 胡存刚, 刘威, 朱文杰, 等. 宽范围输入三电平半桥 LLC 变换器混合控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(2): 120.
- HU Cungang, LIU Wei, ZHU Wenjie, et al. Hybrid control strategy of three-level half bridge LLC converter with wide input voltage range[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(2): 120.

(编辑:朱美华)