

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.1

中图分类号: TM46

文献标志码: A

可拓展的宽输出变模态交错并联 LLC 变换器

张 杰^{1,2}, 杨 淋¹(中国电源学会学生会员),

邹 晨¹(中国电源学会学生会员), 肖 辞¹, 刘 林¹

(1.湖北工业大学新能源及电网装备安全监测湖北省工程研究中心, 武汉 430068; 2.襄阳湖北工业大学产业研究院, 襄阳 441100)

摘要: 为了解决频率控制的 LLC 谐振变换器受限于开关频率而难以实现宽输出电压范围这一问题, 研究了 1 种可拓展的变模态交错并联 LLC 谐振变换器。该变换器的二次侧采用倍压整流电路, 根据一次侧双半桥不同的开关组合工作在并联模态或串联模态, 可以适应 1~3N 倍宽输出电压范围。同时, 提出了 1 种定频 PWM 控制方法, 通过在并联模态和串联模态的中间区域固定开关频率为谐振频率, 改变 1 个桥臂的占空比, 实现电压控制。PSIM 仿真结果验证了该变换器经过拓展 2N 个谐振腔后可实现 1~3N 倍宽输出电压范围。100 W 实验样机的实验结果验证了双半桥两谐振腔时可实现 1~3 倍的宽输出电压范围, 证明了该变换器及其控制策略的有效性。

关键词: 谐振变换器; 宽电压输出; 定频 PWM 控制

Expandable Wide-output Variable-mode Interleaved Parallel LLC Converter

ZHANG Jie^{1,2}, YANG Lin¹, *Student Member, CPSS*, ZOU Chen¹, *Student Member, CPSS*, XIAO Ci¹, LIU Lin¹

(1. Hubei Engineering Research Center for Safety Monitoring of New Energy and Power Grid Equipment, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China; 2. Xiangyang Industrial Institute of Hubei University of Technology, Xiangyang 441100, China)

Abstract: Limited by the switching frequency, the frequency-controlled LLC resonant converter is difficult to achieve a wide output voltage range. To solve this problem, an expandable variable-mode interleaved parallel LLC resonant converter is studied. The secondary-side of this converter adopts a voltage doubling rectifier circuit, which can work in a parallel or series mode according to different switch combinations of two half-bridges on the primary-side, and it can adapt to the wide output voltage range of 1–3N times. A fixed-frequency PWM control method is proposed. In the middle region between the parallel and series modes, the fixed switching frequency is taken as the resonant frequency, and the duty cycle of one bridge arm is changed to realize voltage control. PSIM simulation results show that the wide output voltage range of 1–3N times can be realized by expanding 2N resonator cavities. The experimental results of a 100 W prototype demonstrate that the wide output voltage range of 1–3 times can be achieved with two half-bridges and two resonant cavities, and the effectiveness of the proposed converter and its control strategy was verified.

Keywords: Resonant converter; wide output voltage; fixed-frequency PWM control

LLC 谐振变换器具有零电压开通 ZVS(zero voltage switching)、高效率、二次侧二极管电压应

力小等优势^[1-6]。目前传统 LLC 变换器应用在 LED 驱动器、电池充电器和可再生电力系统等宽输出电压场合时, 基于谐振元件的特性, 其开关频率必须在很宽的范围内摆动并偏离谐振频率, 进而导致系统整体效率降低。因此, 传统 LLC 变换器增益范围受限于谐振槽的特性, 难以通过调频兼顾宽输出与高效率^[7-11]。

收稿日期: 2022-04-09; 修回日期: 2022-06-09; 录用日期:

2022-06-24; 网络首发日期: 2022-08-01

基金项目: 2020 年湖北省重点研发计划资助项目(2020BBB084)

This work is supported by Key Research and Development Program in Hubei Province in 2020 under the grant 2020BBB084

为了扩大 LLC 谐振变换器宽输出电压范围,国内外学者对其二次侧整流结构做了研究并提出改进措施。文献[12]提出 1 种一次侧双半桥交错并联、二次侧混合倍压整流器级联而成的 LLC 谐振变换器,通过控制一次侧双半桥开关管的开通组合和二次侧可变混合倍压整流器并结合变频控制实现最大增益为 4.2 倍的宽输出电压范围;文献[13]研究了 1 种二次侧采用混合整流器的半桥双 LLC 谐振变换器,一次侧 2 个谐振腔通过半桥开关管交替供电,二次侧通过控制开关来切换混合整流器工作于桥式整流器或者倍压整流器并结合变频控制从而实现宽输出;文献[14]研究了 1 种一次侧为全桥 LLC,二次侧为变结构混合倍压器的谐振变换器,二次侧变结构混合倍压电路可通过额外的 2 个开关管的开通与关断来工作在低、中、高增益 3 种模式。以上 3 种变换器虽然可以实现较宽的电压范围,然而二次侧增加了额外的开关管导致增加了控制方式的复杂性和开关损耗。

文献[15]提出 1 种变模态交错并联 LLC 谐振变换器,根据一次侧 2 个交并联 LLC 开关组合的不同来控制二次侧变结构整流器工作在并联模式或串联模式,无需增加额外开关管即可实现宽输出电压范围。然而此变换器在过渡模式时采用变频同时结合移相控制使得控制方式复杂化,且变频与移相之间具有交叉影响,难以明确移相角和调频范围与增益之间的关系。

基于文献[15]的变换器拓扑结构,本文采用定频 PWM 控制方法简化了过渡模式中的控制方式,明确了占空比与输出增益之间的关系,并且提供了新的拓展思路,可满足输出覆盖 $1\sim 3N$ 倍超宽增益范围。

1 变换器拓扑结构演变

图 1 为变换器倍压整流单元的拓扑结构,一次侧为半桥 LLC 结构,二次侧由 1 个储能电容 C_s 、2 个二极管 D_1 、 D_2 组成。图 2 为本文研究的变模态交错并联 LLC 谐振变换器拓扑,一次侧为双半桥交错并联 LLC 交错并联结构,二次侧由 2 个倍压整流单元级

联而成。通过控制一次侧开关管不同的开通组合使得二次侧倍压整流单元工作在并联模式或串联模式以适用于不同的电压应用场景,并结合变频和定频 PWM 控制来实现 $1\sim 3$ 倍宽电压输出范围。

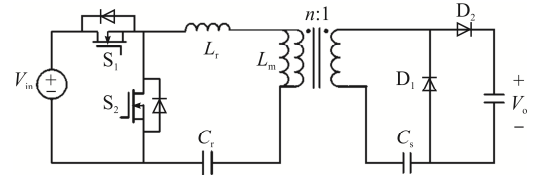


图 1 变换器倍压整流单元

Fig. 1 Converter with voltage doubling rectifier unit

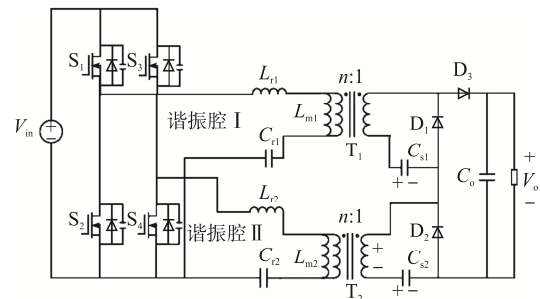


图 2 变模态交错并联 LLC 谐振变换器

Fig. 2 Variable-mode interleaved parallel LLC resonant converter

可拓展的变模态交错并联 LLC 谐振变换器拓扑如图 3 所示。

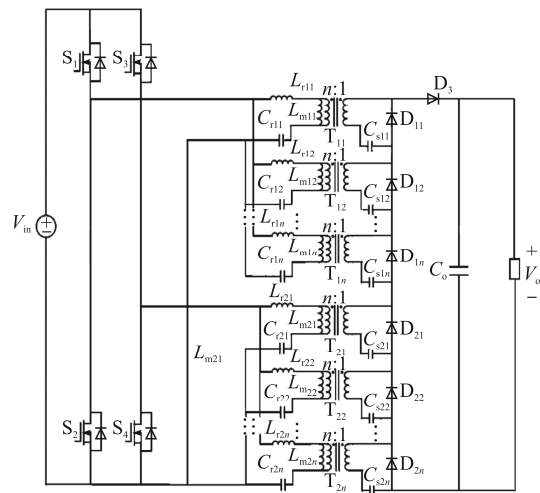


图 3 可拓展的变模态 LLC 谐振变换器

Fig. 3 Expandable variable-mode LLC resonant converter

图 3 中:一次侧为第一半桥和第二半桥网络,将 2 个半桥所对应的谐振腔数量拓展至 N 个并联,二次侧为 $2N$ 个倍压整流单元级联组成。当变换器双半桥每额外拓展 1 路谐振腔,其增益范围增加

3 倍。通过控制一次侧开关管不同的开通组合, 并结合变频以及定频 PWM 控制, 实现 1~3N 倍宽输出范围。

2 工作模态分析

变模态交错并联 LLC 谐振变换器的二次侧存在串联模态、并联模态及过渡模态 3 种工作模态。为了便于对各个模态进行稳态分析做如下假设: ①变换器中所有开关元件($S_1 \sim S_4$)的寄生电容相同且将其视为理想器件; ②2 个谐振槽的元件参数相同; ③二次侧二极管均为理想元件, 忽略其导通压降。

2.1 二次侧并联模态

当一次侧双半桥 LLC 脉冲相差 180° 时(S_1 、 S_4 同时开通, S_2 、 S_3 同时开通且占空比各为 50%), 二次侧 2 个倍压整流单元工作在并联模态, 输出为 2 倍频, 可适用于低压应用场合(50 V)。其对应的关键波形如图 4 所示。

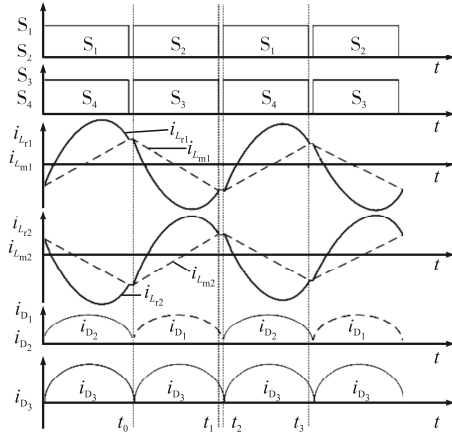


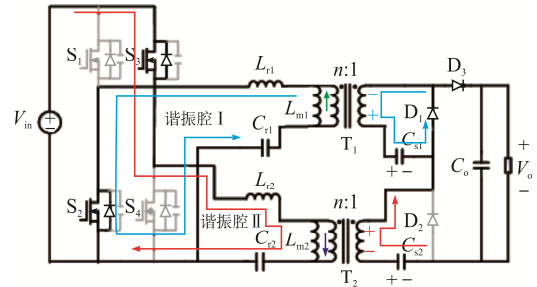
图 4 并联模态关键波形

Fig. 4 Key waveforms in parallel mode

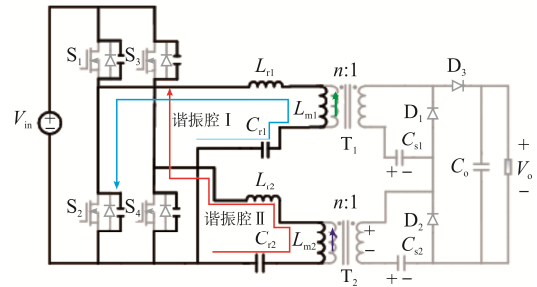
阶段 1 [t_0, t_1]: 如图 5(a)所示, 对于谐振腔 I, 此时 S_2 实现 ZVS, S_1 关断。变压器 T_1 一次电压被钳位在 $-nV_o$, 极性为上负、下正, 二次侧储能电容 C_{s1} 通过二极管 D_1 被充电至 $V_o/2$ (为下半周期倍压输出做准备)。对于谐振腔 II, 此时 S_3 导通, S_4 关断。变压器 T_2 一次电压被钳位在 $+nV_o$, 极性为上正、下负, 储能电容 C_{s2} 与变压器 T_2 同时为负载输出能量。在此阶段, 二次侧倍压单元以并联模式输出。

阶段 2 [t_1, t_2]: 如图 5(b)所示, 此时间段为死区时间, 对于谐振腔 I, S_2 关断, 谐振电流 i_{Lr1} 为 S_1 的 ZVS 创造条件。此时励磁电流 i_{Lm1} 增加到与 i_{Lr1} 相等, 一次侧无能量传递到负载端。谐振腔 II 在此阶段同理, 不再赘述。

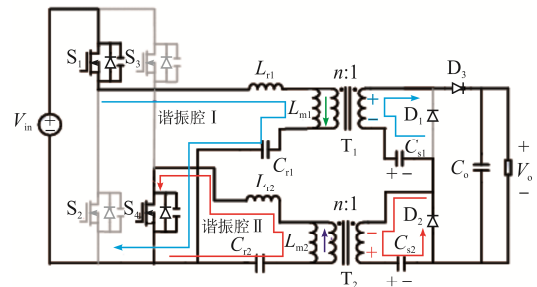
阶段 3 [t_2, t_3]: 如图 5(c)所示, 此阶段与阶段 1 中 2 个谐振腔工作原理相同, 不再重述。



(a) 阶段1 [t_0, t_1]



(b) 阶段2 [t_1, t_2]



(c) 阶段3 [t_2, t_3]

图 5 并联模态工作阶段

Fig. 5 Operating stages in parallel mode

2.2 二次侧串联模态

当一次侧双半桥 LLC 脉冲相同时(S_1 、 S_3 同时开通, S_2 、 S_4 同时开通且占空比各为 50%), 二次侧 2 个倍压整流单元工作在串联模态, 输出为 4 倍频, 可适用于高压应用场合(100 V)。其对应的关键波形如图 6 所示。

阶段 1 $[t_0, t_1]$: 如图 7(a)所示, 对于谐振腔 I, 此时 S_2 零电压导通, S_1 关断。变压器 T_1 一次电压被钳位在 $-nV_o$, 极性为上负、下正, 二次侧二极管 D_1 导通, 二次侧储能电容 C_{s1} 通过二极管 D_1 被充电至 $V_o/4$ (为下半周期倍压输出做准备)。谐振腔 II 在此阶段同理, 二次侧储能电容 C_{s2} 通过二极管 D_2 被充电至 $V_o/4$ (为下半周期倍压输出做准备)。

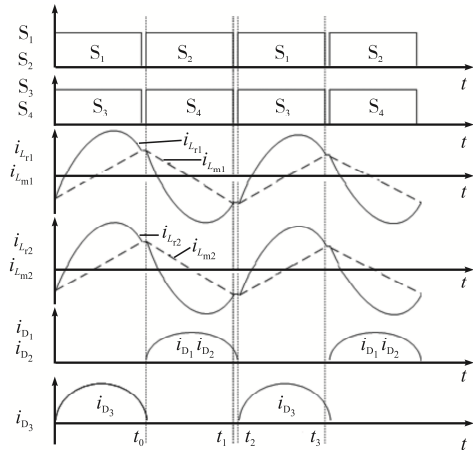
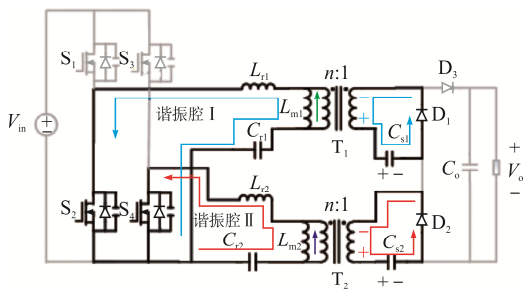


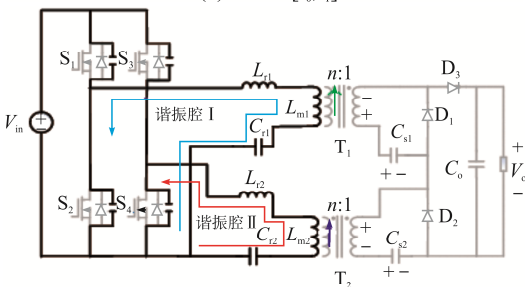
图 6 串联模式关键波形

Fig. 6 Key waveforms in series mode

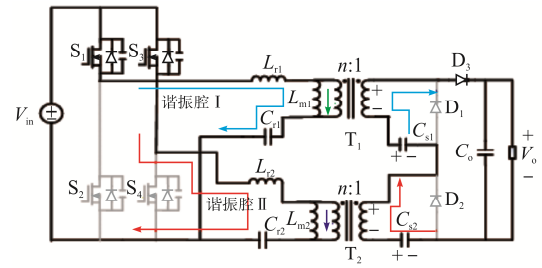
阶段 2 $[t_1, t_2]$: 如图 7(b)所示, 在 t_1 时刻, 对于谐振腔 I, S_2 关断, 谐振电流 i_{Lr1} 为 S_1 的 ZVS 创造条件。此时励磁电流 i_{Lm1} 增加到与 i_{Lr1} 相等, 一次侧无能量传递到负载端。谐振腔 II 在此阶段同理, 不再赘述。



(a) 阶段 1 $[t_0, t_1]$



(b) 阶段 2 $[t_1, t_2]$



(c) 阶段 3 $[t_2, t_3]$

图 7 串联模式工作阶段

Fig. 7 Operating stages in series mode

阶段 3 $[t_2, t_3]$: 如图 7(c)所示, 在 t_2 时刻, 对于谐振腔 I, 此时 S_1 导通实现 ZVS, S_2 关断。变压器 T_1 一次电压被钳位在 $+nV_o$, 极性为上正、下负, 二次侧二极管 D_1 关断。谐振腔 II 工作状态与谐振腔 I 相同, 不再重述。在此阶段, 变换器工作在二次侧串联模式, 一次侧能量通过储能电容 C_{s1} 和 C_{s2} 、变压器 T_1 和 T_2 、二极管 D_3 输出给负载端。

2.3 过渡模式

为了满足输出增益能够在变频调制后的二次侧并联模式(80 V)与谐振频率下的二次侧串联模式(100 V)之间过渡, 本文仅对第一半桥开关管采用定频 PWM 调制方式进行调制。保持第二半桥开关管(S_3 、 S_4)开关频率为谐振频率且占空比为 50% 不变, 调整第一半桥开关管 S_1 与开关管 S_2 占空比 D , 即改变第一半桥开关管 S_1 与第二半桥开关管 S_3 共同导通时间 T_D 近似等于二极管 D_3 导通时间(由于当 S_1 关断后, 谐振电流开始下降、励磁电流开始上升至同一值后, i_{D3} 才关断), 随着占空比 D 的改变, 二次侧串联模式的平均工作时间改变, 从而使得变换器的电压增益实现 80~100 V 之间过渡。其关键工作波形如图 8 所示。

阶段 1 $[t_0, t_1]$: 如图 9(a)所示, t_1 时刻 S_1 关断。对于谐振腔 I, 变压器 T_1 一次电压被钳位在 $+nV_o$, 极性为上正、下负, 二次侧二极管 D_1 关断。此时励磁电感 L_{m1} 不参与谐振。谐振腔 II 工作状态与谐振腔 I 相同, 不再赘述。在此阶段, 变换器工作在二次侧串联模式。

阶段 2 $[t_1, t_2]$: 如图 9(b)所示, 此阶段 S_2 已经开

通。对于谐振腔 I, t_1 时刻谐振电流还没有完成半个周期, 所以此时 $i_{L_{r1}}$ 仍然大于 $i_{L_{m1}}$, 两者差值流过变压器一次侧。此时变压器一次侧极性为上正、下负。由于在这个阶段变换器仍然保持二次侧串联输出模式, 因此 2 个谐振腔的电流自动均流, 谐振腔 II 保持与谐振腔 I 同样的工作状态。

阶段 3 [t_2, t_3]: 如图 9(c)所示, 对于谐振腔 I, 变压器 T_1 一次电压被钳位在 $-nV_o$, 极性为上负、下正, 二次侧二极管 D_1 导通, 二次侧储能电容 C_{s1} 通

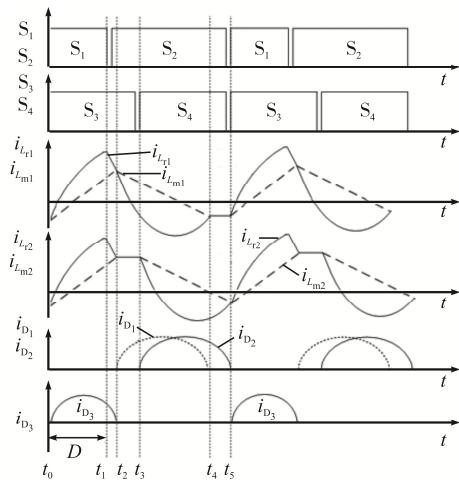
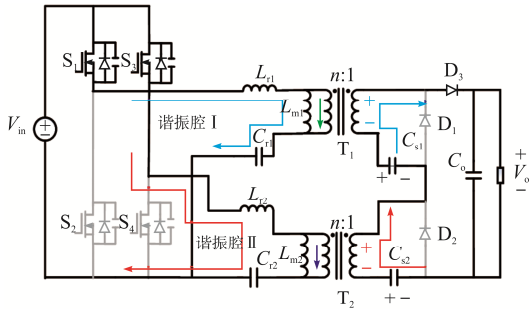
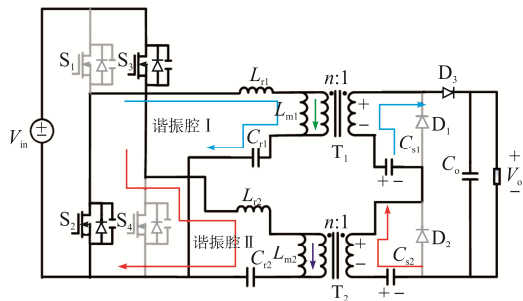


图 8 过渡模式关键波形

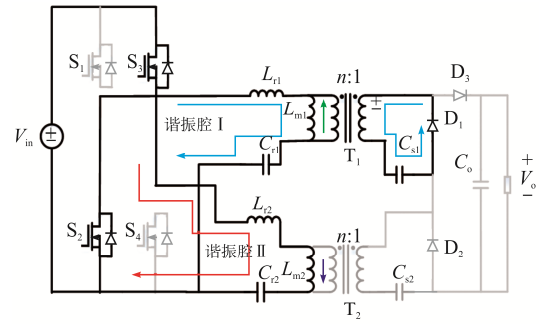
Fig. 8 Key waveforms in transition mode



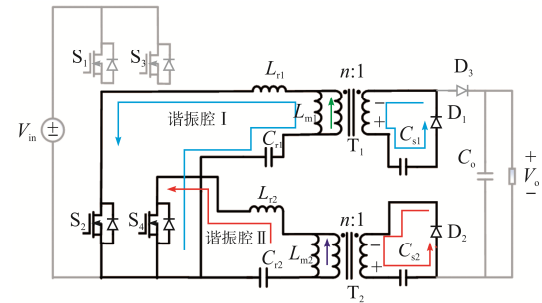
(a) 阶段1 [t_0, t_1]



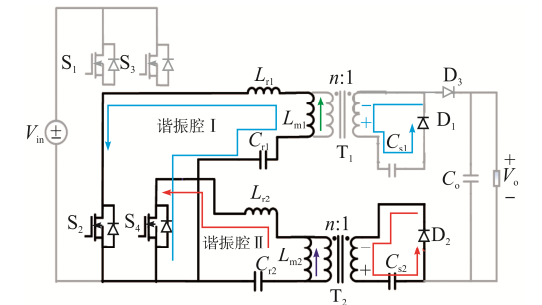
(b) 阶段2 [t_1, t_2]



(c) 阶段3 [t_2, t_3]



(d) 阶段4 [t_3, t_4]



(e) 阶段5 [t_4, t_5]

图 9 过渡模式工作阶段

Fig. 9 Operating stages in transition mode

过二极管 D_1 被充电。对于谐振腔 II, 励磁电感 L_{m2} 参与谐振, 一次侧无能量传递给二次侧。

阶段 4 [t_3, t_4]: 如图 9(d)所示, t_3 时刻 S_4 开通。对于谐振腔 I, 工作阶段与阶段 3 相似, 二次侧储能电容 C_{s1} 继续通过二极管 D_1 被充电。对于谐振腔 II, 变压器 T_2 一次电压极性为上负、下正, 二次侧储能电容 C_{s2} 通过二极管 D_2 被充电。

阶段 5 [t_4, t_5]: 如图 9(e)所示, 对于谐振腔 I, 励磁电感 L_{m1} 参与谐振, 一次侧无能量传递给二次侧。此时二次侧储能电容 C_{s1} 充电结束。对于谐振腔 II, 工作阶段与阶段 4 相似, 二次侧储能电容 C_{s2} 继续通过二极管 D_2 被充电直到 t_5 时刻结束。

3 控制策略及增益分析

3.1 控制策略

本文通过控制一次侧双半桥 LLC 开关管 ($S_1 \sim S_4$) 不同的开关组合来调整二次侧倍压整流单元的串并联模式,并结合变频及定频 PWM 控制来实现 50~150 V 的宽范围输出,控制策略如图 10 所示。当输出电压范围为 50~80 V,一次侧双半桥 LLC 脉冲相差 180° (S_1 、 S_4 同时开通, S_2 、 S_3 同时开通), 变换器工作在二次侧并联模式,结合 PFM 调制方法调节输出电压;当输出电压范围为 100~150 V,一次侧双半桥 LLC 脉冲相同 (S_1 、 S_3 同时开通, S_2 、 S_4 同时开通), 变换器工作在二次侧串联模式,结合 PFM 调制方法调节输出电压;当输出电压范围为 2 种模式之间的中间区域 (80~100 V), 采用定频 PWM 调制,即保持第二半桥开关管 (S_3 、 S_4) 开关频率为谐振频率且占空比为 50% 不变,调整第一半桥开关管 S_1 与开关管 S_2 占空比 D ,即调整第一半桥开关管 S_1 与第二半桥开关管 S_3 共同导通时间 T_D ,随着占空比 D 在 0.2~0.5 之间变化,二次侧串联模式的平均工作时间改变,从而调节输出电压。

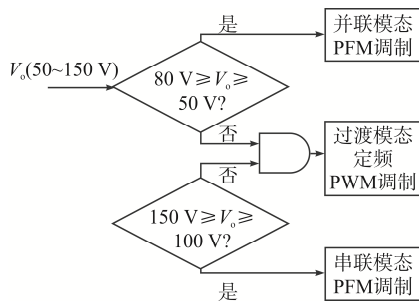


图 10 控制策略框图

Fig. 10 Block diagram of control strategy

3.2 变换器增益分析

在变模式交错并联 LLC 中,2 个半桥 LLC 网络相互独立运行,因此变换器的电压增益可以与传统半桥 LLC 谐振变换器以相同的方式推导。根据二次侧的工作模式来推算变换器的增益,每个倍压整流单元的增益为

$$G = 2 \times \frac{V_{cs}}{V_{in}} = \frac{2 \frac{L_m s R_{ac}}{L_m s + R_{ac}}}{2n \left[sL_r + \frac{1}{sC_r} + \left(\frac{L_m s R_{ac}}{L_m s + R_{ac}} \right) \right]} = \frac{k}{n \sqrt{(1+k-f^{-2})^2 + k^2 Q^2 (f-f^{-1})^2}} \quad (1)$$

当二次侧为并联模式时增益 G_p 为

$$G_p = G \quad (2)$$

当二次侧为串联模式时增益 G_s 为

$$G_s = 2G \quad (3)$$

式中: V_{cs} 为等效副边电容电压; V_{in} 为输入电压; R_{ac} 为交流等效电阻; C_r 为谐振电容; L_m 为励磁电感; L_r 为谐振电感; k 为 L_m 与 L_r 的比值; n 为变压器一次侧与二次侧的绕组匝数比; f 为归一化频率,即开关频率与谐振频率的比值; Q 为品质因数。

图 11 为变换器的增益曲线。为了保持输出电压的连续调节,且保证定频 PWM 调制时调节的占空比范围不应过大,通过合适的谐振参数设计,使得二次侧并联模式的最大增益大于二次侧串联模式的最小增益,即 $G_p \geq 2$ 。由增益曲线可知,通过变频控制可将宽的输出电压范围分成 2 个狭窄的区间,缩小了频率调节范围,再结合定频 PWM 调制使得变换器覆盖 1~3 倍的电压增益,且在增益所需调节的频率范围内仍然满足 ZVS 条件。

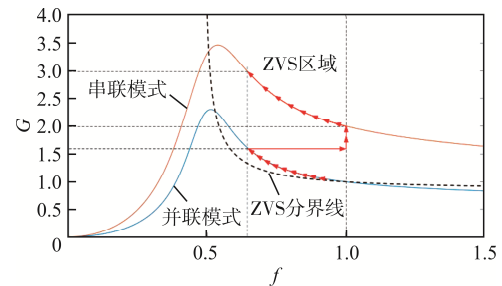


图 11 变换器增益曲线

Fig. 11 Gain curves of converter

4 仿真和实验验证

4.1 仿真实验验证

在 PSIM 仿真软件中对所提控制策略的有效

性进行验证, 仿真结果如图 12, 变换器关键参数见表 1。图 12 分别为输出电压 50、80、100、150 V

及 85 V 时的相关稳态波形, 可见, 结合本文所提控制策略, 能够使得输出电压覆盖 1~3 倍宽范围。

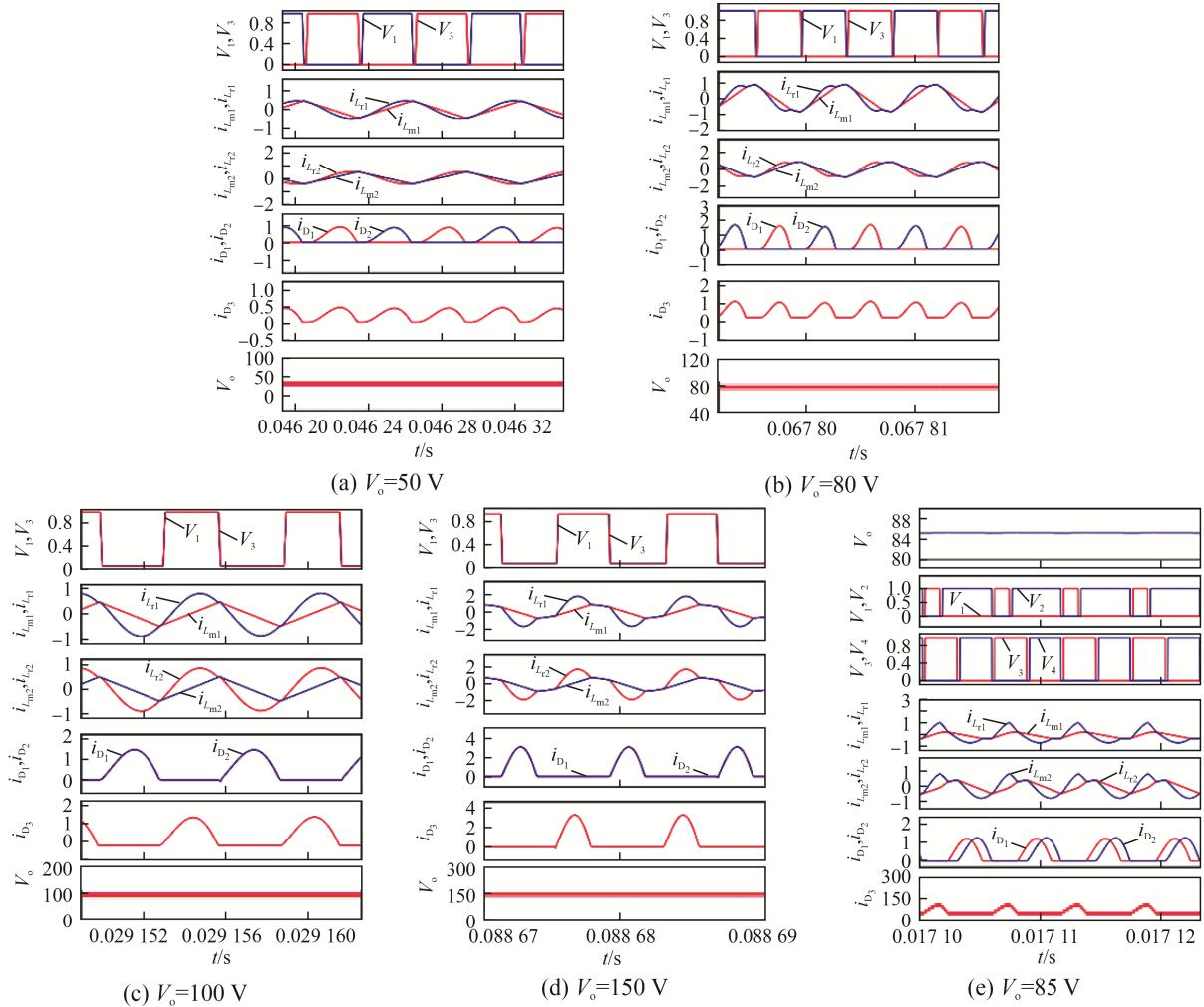


图 12 不同输出电压下的稳态波形

Fig. 12 Steady waveforms under different output voltage

表 1 变换器关键参数

Tab. 1 Key parameters of converter

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	100
输出电压 V_o/V	50~150
变压器匝比 n	2
励磁电感 $L_m/\mu H$	133
谐振电感 $L_r/\mu H$	47
谐振电容 C_r/nF	18
谐振频率 f_r/kHz	170

4.2 实验验证

基于 4.1 节仿真结果, 搭建实验平台进一步验

证, 实验参数与仿真参数一致。图 13~图 16 分别为输出电压 50、80、100 和 150 V 的稳态实验波形。图 17 为当开关频率为谐振频率、 S_1 占空比为 25%、 S_2 与 S_1 互补、 S_3 与 S_4 以 50% 占空比互补导通、 S_1 、 S_3 同时开通时的实验波形。图 17(a) 为 S_1 开关管的驱动信号和 2 个谐振腔的谐振电流, 以及输出电压为 85 V 的实验波形, 图 17(b) 为上述模式下二次侧二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 的电流波形。可以看出变换器在定频 PWM 控制下, 随着 S_1 占空比的变化, 二极管 D_3 导通时间随之改变, 变换器工作在二次侧串联模态下的平均时间改变从而改变输出电压。图 18 为测得过渡模式时变换器 S_1 开关占空比 D 与输出电压 V_o 之间

的关系曲线。经过拟合后的 S_1 开关占空比 D 与输出电压 V_o 的关系可表示为

$$G = 100 \sin(0.02D + 0.4778) \quad 0.2 \leq D \leq 0.5 \quad (4)$$

由式(4)可知,通过调整 S_1 开关占空比 D 在[0.2, 0.5]变化,可使变换器的电压增益实现80~100 V之间过渡。

本文与近年国内外报道的一些宽输出电压范围拓扑结构及控制策略对比见表2。可以看出:文

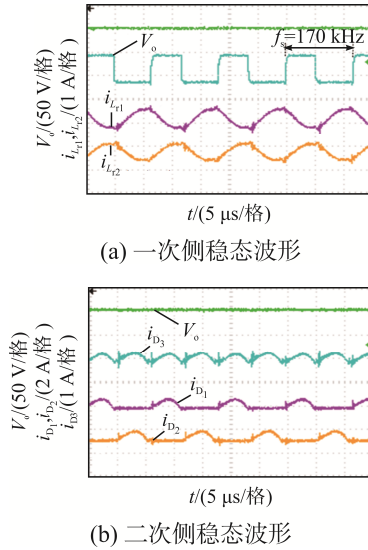


图 13 $V_o=50$ V 时的稳态波形
Fig. 13 Steady waveforms when $V_o=50$ V

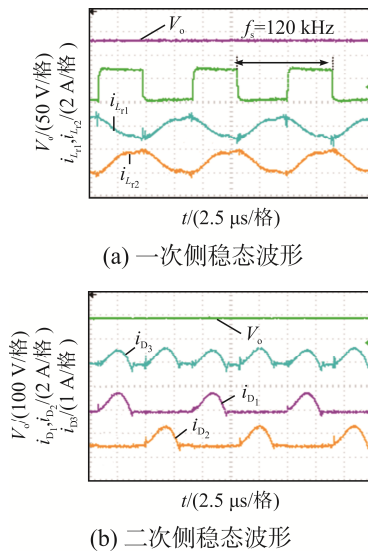


图 14 $V_o=80$ V 时的稳态波形
Fig. 14 Steady waveforms when $V_o=80$ V

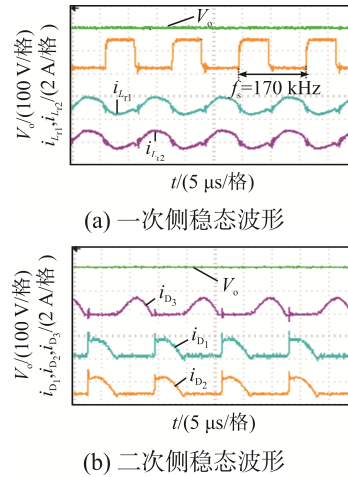


图 15 $V_o=100$ V 时的稳态波形
Fig. 15 Steady waveforms when $V_o=100$ V

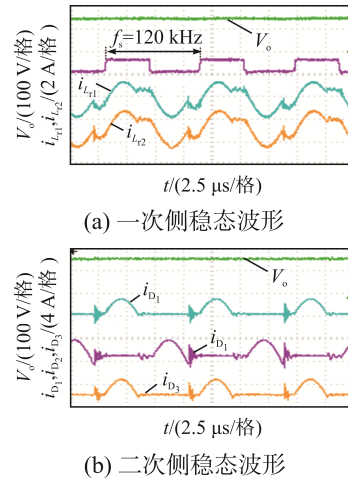


图 16 $V_o=150$ V 时的稳态波形
Fig. 16 Steady waveforms when $V_o=150$ V

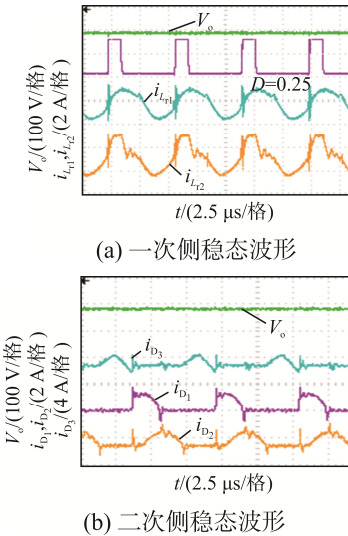


图 17 $V_o=85$ V 时的稳态波形
Fig. 17 Steady waveforms when $V_o=85$ V

献[12]虽然增益范围较宽, 但是二次侧器件数量较多, 增加了成本, 且二次侧增加了额外的开关管, 其硬开关过程会带来额外的开关损耗; 文献[13]器件数量少, 增益范围较宽但其开关频率过宽容易失去软开关特性, 且二次侧额外的开关管也会带来硬开关损耗; 文献[14]采用 PWM 调制实现了增益与负载无关的特性, 电路始终工作在谐振频率点, 但其元器件数量多且增益范围有限; 文献[15]中变换器采用变频同时结合移相控制使得控制方式复杂化, 且变频与移相之间具有交叉影响, 使得难以明确移相角和调频范围与增益之间的关系。相比较, 本文所提方案所需器件少, 简化了控

制方式, 具有良好软开关特性, 可以在较窄的开关频率范围内实现较宽的输出电压范围, 具有一定的优势。

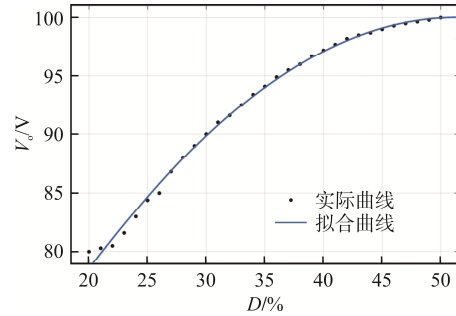


图 18 过渡模态增益曲线

Fig. 18 Gain curve in transition mode

表 2 变换器对比

Tab. 2 Comparison among converters

比较项	文献[12]	文献[13]	文献[14]	文献[15]	本文
开关管数量	5	3	6	4	4
变压器数量	2	1	2	2	2
二极管数量	6	4	6	3	3
倍压电容数量	4	2	2	2	2
调制方式	PFM+PWM	PFM	PWM	PS+PFM	PFM+PWM
软开关	部分 ZVS	部分 ZVS	ZVS	ZVS	ZVS
增益范围	1.0~4.2	1.0~4.2	1.0~1.9	1.0~3.0	1.0~3.0

5 结语

为了满足 LLC 谐振变换器适用于宽电压场合的需求, 基于变模态交错并联 LLC 谐振变换器提出了 3 种不同的控制策略。在低压应用场合, 变换器工作在二次侧并联模态, 且结合变频调制可实现输出电压覆盖 50~80 V 的范围; 在高压应用场合, 变换器工作在二次侧串联模态, 且结合变频调制可实现输出电压覆盖 100~150 V 的范围; 在并联与串联模态之间采用定频 PWM 调制, 实现输出电压在 80~100 V 之间过渡。基于以上调制策略, 变换器可以在较窄的调频范围内实现 1~3 倍的宽电压范围, 且该变换器具有模块化特性, 通过拓展一次侧交错并联 LLC 的 $2N$ 个谐振腔数量, 可实现变换器增益满足 $1\sim 3N$ 的超宽范围。

参考文献:

- [1] 周国华, 邱森林, 张小兵. 宽增益高效率级联式四开关 Buck-Boost LLC 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1103-1115.
Zhou Guohua, Qiu Senlin, Zhang Xiaobing. Cascaded four-switch Buck-Boost LLC converter with wide gain range and high efficiency [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1103-1115. (in Chinese)
- [2] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC 谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 48-56, 16.
Hu Haibing, Wang Wanbao, Sun Wenjin, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48-56, 16. (in Chinese)
- [3] Pandey R, Singh B. A Cuk converter and resonant LLC converter based E-bike charger for wide output voltage variations [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(3): 2682-2691.
- [4] Xu Hengshan, Yin Zhongdong, Zhao Yushan, et al. Accurate

- design of high-efficiency LLC resonant converter with wide output voltage [J]. IEEE Access, 2017, 5: 26653-26665.
- [5] 潘健, 石迪, 刘松林, 等. 具有混合控制策略的宽输出双全桥 LLC 谐振变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 40-52.
Pan Jian, Shi Di, Liu Songlin, et al. Wide output dual-full-bridge LLC resonant converter with hybrid control strategy [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 40-52. (in Chinese)
- [6] 张杰, 张信, 刘尉, 等. 基于混合控制模式的宽范围 LLC 谐振变换器设计[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 10-19.
Zhang Jie, Zhang Xin, Liu Wei, et al. Design of wide-range LLC resonant converter based on hybrid control mode [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 10-19. (in Chinese)
- [7] Zhang Yi, Zhang Donglai, Li Jie, et al. Bidirectional LCLL resonant converter with wide output voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11813-11826.
- [8] Xue Bo, Wang Haoyu, Liang Junrui, et al. Phase-shift modulated interleaved LLC converter with ultrawide output voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 493-503.
- [9] Li Zhiqing, Xue Bo, Wang Haoyu. An interleaved secondary-side modulated LLC resonant converter for wide output range applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1124-1135.
- [10] Qian Ting, Qian Chenghui. A combined topology with coupled LLC resonance for wide-range operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6593-6600.
- [11] Wang Haoyu, Li Zhiqing. A PWM LLC type resonant converter adapted to wide output range in PEV charging applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3791-3801.
- [12] 何圣仲, 代东雷, 何晓琼, 等. 一种交错级联多模式变频宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(6): 54-62.
He Shengzhong, Dai Donglei, He Xiaoqiong, et al. Interleaved cascaded multi-mode variable frequency wide output LLC converter [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(6): 54-62. (in Chinese)
- [13] 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.
- [14] Li Zhiqing, Xue Bo, Wang Haoyu. An interleaved secondary-side modulated LLC resonant converter for wide output range applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1124-1135.
- [15] 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.



张杰

作者简介:

张杰(1972—), 男, 博士, 副教授。研究方向: 电力电子在智能微电网中的应用、高功率密度 DC-DC 变换器。E-mail: 274870985@qq.com。

杨淋(1997—), 男, 中国电源学会学生会会员, 通信作者, 硕士。研究方向: 电力电子与电力传动。E-mail: 16671098679@163.com。

邹晨(1997—), 男, 中国电源学会学生会会员, 硕士。研究方向: 高效率 DC-DC 变换器。E-mail: 1173383794@qq.com。

肖辞(1998—), 女, 硕士。研究方向: 电力电子与电力传动。E-mail: 865384542@qq.com。

刘林(1997—), 男, 硕士。研究方向: 储能变流器。E-mail: 47286834@qq.com。