

定频 PWM 控制混合桥双 LLC 谐振变换器研究

潘 健(中国电源学会会员), 宋豪杰, 刘松林, 熊嘉鑫
(湖北工业大学电气与电子工程学院, 武汉 430068)

摘要: 针对宽输出电压应用中传统频率控制 LLC 谐振变换器工作频率范围宽且存在较大循环电流的问题, 提出 1 种定频 PWM 控制混合桥双 LLC 谐振变换器。根据原边侧结构的不同, 所提变换器有 3 种拓扑结构形式, 分别为半桥-半桥双 LLC 谐振变换器、半桥-全桥双 LLC 谐振变换器、全桥-全桥双 LLC 谐振变换器。其中, 原边侧结构并联输入, 2 个变压器二次侧串联输出。相较于传统频率控制 LLC 变换器, 3 种拓扑形态始终在谐振频率点工作, 缩小了开关频率范围; 在 PWM 控制策略下, 可以分别实现 2 倍电压增益、3 倍电压增益和 4 倍电压增益以适应宽电压场合; 电路中循环电流损耗低, 软开关性能良好。Simulink 仿真和实验结果验证了所提方案的可行性。

关键词: 定频 PWM 控制; 谐振变换器; 宽输出电压; 软开关

Research on Hybrid Bridge Dual-LLC Resonant Converter under Fixed-frequency PWM Control

PAN Jian, Member, CPSS, SONG Haojie, LIU Songlin, XIONG Jiixin

(School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

Abstract: Aimed at the problem of wide frequency range and large circulating current with the traditional frequency-controlled LLC resonant converter in wide output voltage applications, a fixed-frequency PWM controlled hybrid bridge dual-LLC resonant converter is studied. According to the difference in the primary-side structure, the converter has three forms of topology, i.e., half-bridge-half-bridge, half-bridge-full-bridge and full-bridge-full-bridge, in which the primary-side structure is in parallel and the two transformers on the secondary-side are in series. Compared with the traditional frequency-controlled LLC converter, the three topologies always work at the resonant frequency, which reduces the switching frequency range. In addition, under the PWM control strategy, the three topologies can achieve 2, 3 and 4 times voltage gain, respectively, thereby adapting to wide voltage scenarios. At the same time, the circuit has a low circulating current loss and a good soft switching performance. Simulink simulation and experimental results verified the feasibility of the proposed scheme.

Keywords: Fixed-frequency PWM control; resonant converter; wide output voltage; soft switching

LLC 谐振变换器结构简单, 具有在全负载范围内实现开关管零电压导通 ZVS(zero voltage switching)和整流二极管零电流关断 ZCS(zero current switching)等优点, 被广泛应用于航天系统、电动汽车

电池充电、服务器电源^[1-5]等领域。然而, 传统变频控制 LLC 谐振变换器应用在宽电压场合时, 开关调频范围较大, 不利于变压器等磁性元件的优化设计, 降低了系统的功率密度^[6-7]。同时, 当开关频率偏离谐振频率时, 系统效率迅速下降^[8]。当开关频率低于谐振频率时, 谐振变换器的原边侧电路出现较大的循环电流, 降低了系统效率; 当开关频率高于谐振频率时, 谐振变换器副边侧整流二极管失去 ZCS 特性, 产生反向恢复损耗, 而且输出电压不易调节。因此, 传统频率控制 LLC 谐振变换器不适用于较

收稿日期: 2021-08-24; 修回日期: 2021-10-19, 2021-11-02;

录用日期: 2021-11-03; 网络首发日期: 2022-02-25

基金项目: 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室开放基金资助项目(HBSEES201902)

This work is supported by Open Fund of Hubei Key Laboratory for High-efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage System under the grant HBSEES201902

宽的电压应用场合^[9]。

为了克服传统变频 LLC 谐振变换器在宽电压应用中的缺点,使其工作在谐振频率点或附近,国内外研究人员提出了多种改进方案。文献[10-11]从拓扑结构副边侧进行改进,分别提出了基于 4 倍压整流器的 LLC 谐振变换器和两相次级侧交错 LLC 谐振变换器。这 2 种变换器通过控制副边侧增加的开关管,采用 PWM 调制实现 2 倍电压增益范围,并缩小了开关频率范围。但使用的元器件较多,增加了系统设计难度。文献[12]从原边侧结构出发,研究了 1 种定频移相控制双半桥 LLC 谐振变换器来实现宽输出电压范围。该变换器由 2 个半桥 LLC 谐振变换器交错并联组成,开关频率固定在谐振频率,且具有较好的电压调节性能。然而,在开始移相瞬时变换器原边侧电路存在较大的环流损耗。文献[13-14]从原边侧半桥和全桥混合结构出发,分别提出了定频 PWM 控制双桥 LLC 谐振变换器和 1 种半桥-全桥双 LLC 谐振变换器。文献[13]通过 PWM 控制全桥和半桥之间的工作时间百分比来调节输出电压,可实现 2 倍的电压增益范围。文献[14]中的变换器由半桥 LLC 和全桥 LLC 混合组成,有 2 个 LLC 谐振槽,通过 PWM 控制策略进行模式切换,使变换器具有低增益模式和中增益模式,并结合频率控制来调节输出电压,可实现 2.5 倍的增益。但该方案控制方式较为复杂,增加了系统设计成本。

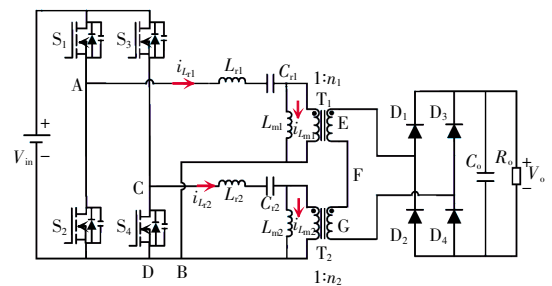
基于此,本文研究了 1 种定频 PWM 控制混合桥双 LLC 谐振变换器,根据原边侧半桥、全桥组成形式的不同,变换器有 3 种拓扑形态,在定频 PWM 控制下调节输出电压,开关频率等于谐振频率,可分别实现 2 倍、3 倍和 4 倍电压增益,且电路中的环流损耗较低,可适应宽输出电压的应用场合。

1 变换器拓扑结构及调制策略

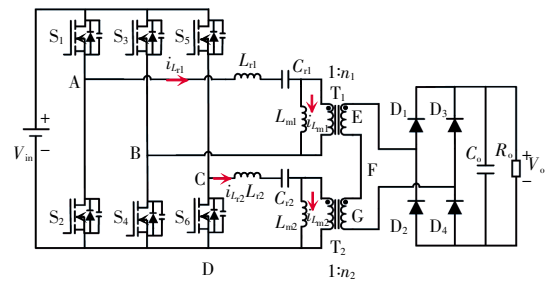
1.1 变换器拓扑结构

混合桥双 LLC 谐振变换器如图 1 所示。图 1(a)为半桥-半桥双 LLC 谐振变换器,由 2 个半桥 LLC 电路混合组成。第 1 个半桥 LLC 电路由开关 $S_1\sim S_2$ 、

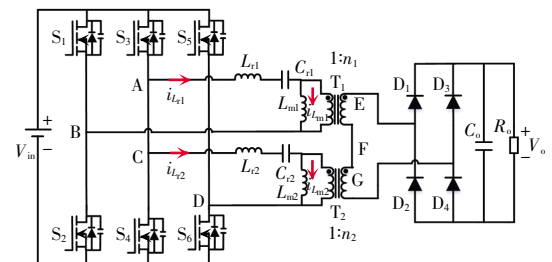
谐振槽 I (谐振电感 L_{r1} 、谐振电容 C_{r1} 、励磁电感 L_{m1})、高频变压器 T_1 组成;第 2 个半桥 LLC 电路由开关 $S_3\sim S_4$ 、谐振槽 II (谐振电感 L_{r2} 、谐振电容 C_{r2} 、励磁电感 L_{m2})、高频变压器 T_2 组成。其中,2 个变压器二次侧串联输出,且变压器的变比相等,即 $n_1=n_2=n$ 。二极管 $D_1\sim D_4$ 和输出滤波电容 C_o 构成整流滤波电路, R_o 为电路负载。图 1(b)、图 1(c)与图 1(a)仅在原边侧的结构不同。图 1(b)为半桥-全桥双 LLC 谐振变换器,由半桥 LLC 和全桥 LLC 电路混合组成,开关 $S_1\sim S_4$ 组成全桥桥臂,开关 $S_5\sim S_6$ 组成半桥桥臂。图 1(c)为全桥-全桥双 LLC 谐振变换器,由 2 个全桥 LLC 谐振变换器共用 1 个开关桥臂混合组成,开关 $S_1\sim S_4$ 和开关 $S_5\sim S_6$ 分别构成全桥桥臂。图中, V_{in} 、 V_o 分别为输入、输出电压; v_{AB} 和 v_{CD} 分别为谐振槽 I 和谐振槽 II 的输入电压; $i_{L_{r1}}$ 、 $i_{L_{r2}}$ 分别为 2 个谐振槽的谐振电流; $i_{L_{m1}}$ 、 $i_{L_{m2}}$ 为原边侧电路励磁电流。



(a)半桥-半桥双 LLC 谐振变换器



(b)半桥-全桥双 LLC 谐振变换器



(c)全桥-全桥双 LLC 谐振变换器

图 1 混合桥双 LLC 谐振变换器

Fig. 1 Hybrid bridge dual-LLC resonant converter

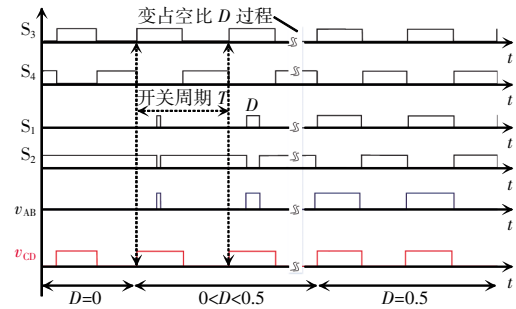
1.2 变换器调制策略

变换器采用定频 PWM 调制策略,开关频率等于谐振频率。图 2(a)为半桥-半桥双 LLC 谐振变换器的调制波形,开关 S_3 、 S_4 以固定 50% 占空比互补导通;开关 S_1 、 S_2 的占空比均互补导通,即 S_1 的占空比为 D , S_2 的占空比为 $1-D$ 。 v_{AB} 和 v_{CD} 为 2 个谐振槽的输入电压。通过改变占空比调节变换器的输出电压增益, D 的变化范围为 $0 \sim 0.5$ 。1 个开关周期中变换器有 3 种工作模式。当 $D=0$ 时,开关 S_1 保持断开,开关 S_2 保持闭合,开关 S_3 、 S_4 以 50% 占空比互补导通。此时,原边侧能量仅从谐振槽 II 向副边传递,变换器相当于工作在半桥 LLC 模式。在这种状态下,有最小电压增益 $G_{\min} = nV_o/V_{in} = 1/2$ 。当 $0 < D < 0.5$ 时,开关 S_3 、 S_4 仍以 50% 占空比互补导通。此时,随着占空比 D 的增大,谐振槽 I 输入电压 v_{AB} 向副边传递的能量越来越多,谐振槽 II 输入电压 v_{CD} 保持不变。当 $D=0.5$ 时,开关 S_1 、 S_3 的驱动信号相同,开关 S_2 、 S_4 的驱动信号相同,且均以 50% 占空比导通。这时,变换器等效工作在 2 个半桥 LLC 谐振变换器模式,有最大电压增益 $G_{\max} = nV_o/V_{in} = 1$ 。因此,变换器的增益范围 $G_{\text{range}} = 2$ 。

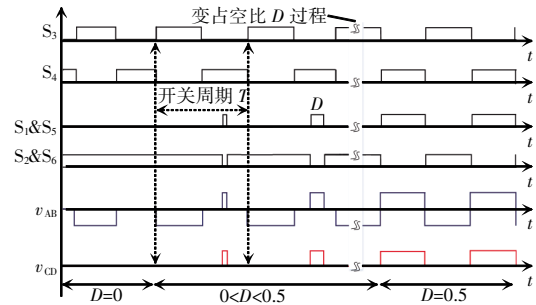
图 2(b)为半桥-全桥双 LLC 谐振变换器的调制波形。桥臂 B (S_3 、 S_4) 以 50% 占空比互补导通,桥臂 A (S_1 、 S_2) 和桥臂 C (S_5 、 S_6) 均采用 PWM 控制,在整个工作过程中,开关 S_1 、 S_5 的驱动信号相同,开关 S_2 、 S_6 的驱动信号相同,且 S_1 、 S_2 和 S_5 、 S_6 的占空比分别互补导通。当占空比 $D=0$ 时,开关 S_1 、 S_5 保持断开,开关 S_2 、 S_6 保持闭合,开关 S_3 、 S_4 以 50% 占空比互补导通正常工作。此时,原边侧能量仅从谐振槽 I 向副边传递,变换器相当于工作在半桥 LLC 模式。在这种状态下,有最小电压增益 $G_{\min} = nV_o/V_{in} = 1/2$ 。随着占空比 D 的变化,2 个谐振槽输入电压 v_{AB} 和 v_{CD} 向副边侧传递更多能量。当 $D=0.5$ 时,谐振槽 I 等效工作在全桥 LLC 模式,谐振槽 II 等效工作在半桥 LLC 模式,变换器有最大电压增益 $G_{\max} = nV_o/V_{in} = 1.5$ 。因此,变换器的电压增益范围 $G_{\text{range}} = 3$ 。

图 2(c)为全桥-全桥双 LLC 谐振变换器的调制波形。开关 S_5 、 S_6 以 50% 占空比互补导通,桥臂 A

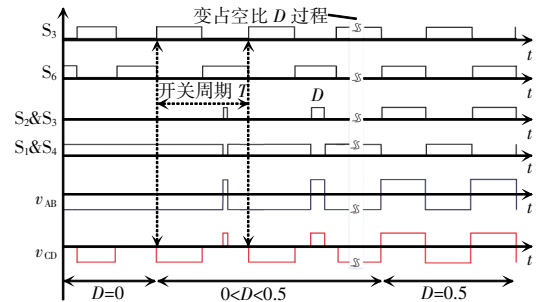
(S_3 、 S_4) 和桥臂 B (S_1 、 S_2) 均采用 PWM 控制,开关 S_2 、 S_3 的驱动信号相同,开关 S_1 、 S_4 的驱动信号相同。在起始时刻占空比 $D=0$ 时,开关 S_5 、 S_6 以 50% 占空比互补导通, S_2 、 S_3 断开, S_1 、 S_4 闭合,此时原边侧能量仅从谐振槽 II 传递给负载,变换器等效工作在半桥 LLC 模式,有最小电压增益 $G_{\min} = 1/2$ 。当 $D=0.5$ 时,变换器等效工作在 2 个全桥 LLC 模式,有最大电压增益 $G_{\max} = 2$ 。因此,变换器的增益范围为 $G_{\text{range}} = 4$ 。



(a) 半桥-半桥双 LLC 谐振变换器



(b) 半桥-全桥双 LLC 谐振变换器



(c) 全桥-全桥双 LLC 谐振变换器

图 2 变换器的调制波形

Fig. 2 Modulation waveforms of converter

2 工作原理

对半桥-全桥双 LLC 谐振变换器这一拓扑形式

在 $0 < D < 0.5$ 情况下的稳态特性进行分析,其他 2 种拓扑形式可按照类似过程分析其工作原理。半桥-全桥双 LLC 谐振变换器的关键波形如图 3 所示,1 个开关周期包含 8 种工作模式,如图 4 所示。

为了便于变换器的稳态分析,做如下假设:①变换器中所有开关管($S_1 \sim S_6$)均为理想元器件,且开关管的寄生电容相等;②2 个谐振槽的元器件参数相同,即 $L_{r1} = L_{r2} = L_r, C_{r1} = C_{r2} = C_r, L_{m1} = L_{m2} = L_m$;③副边侧整流二极管均为理想元器件,忽略其导通压降。

模式 1 [t_0, t_1]:如图 4(a)所示,在 t_0 时刻,开关

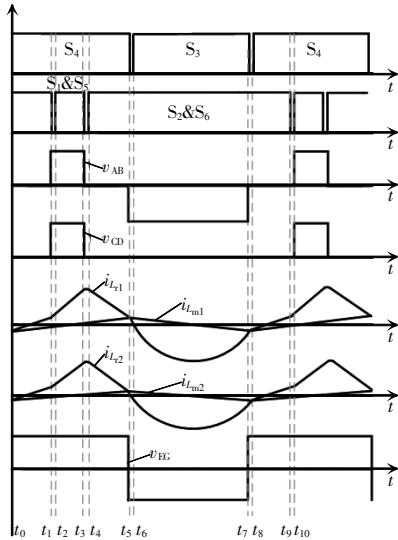
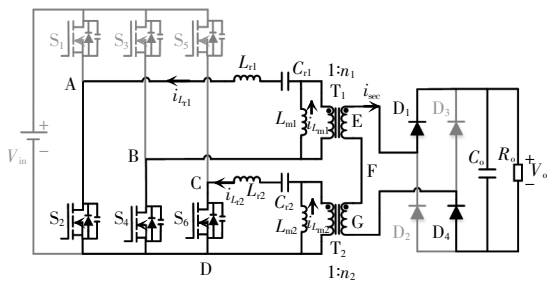
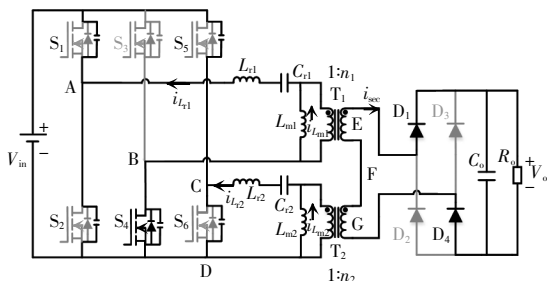


图 3 变换器的关键波形

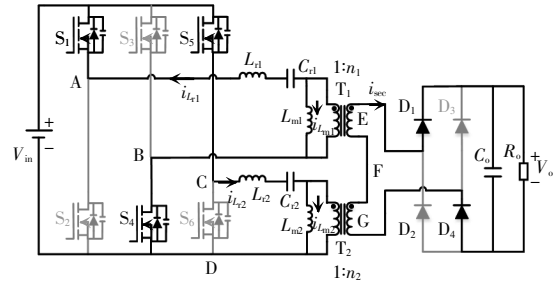
Fig. 3 Key waveforms of converter



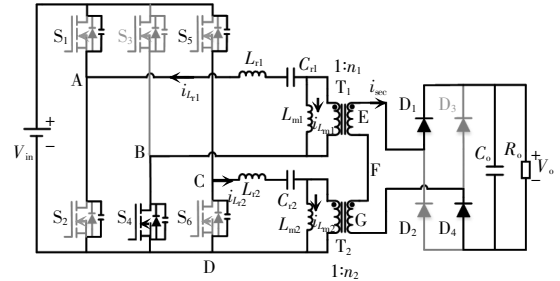
(a)模式 1



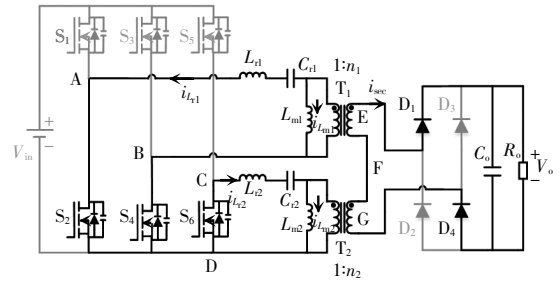
(b)模式 2



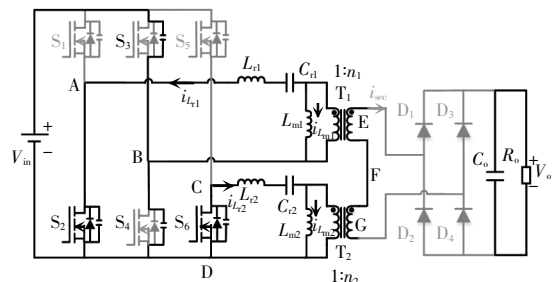
(c)模式 3



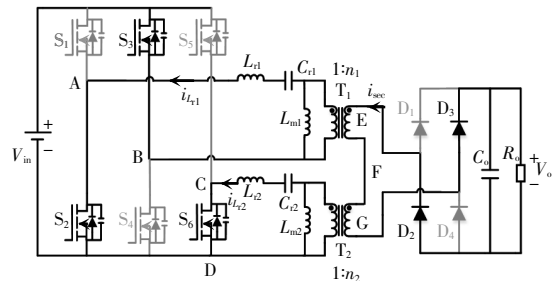
(d)模式 4



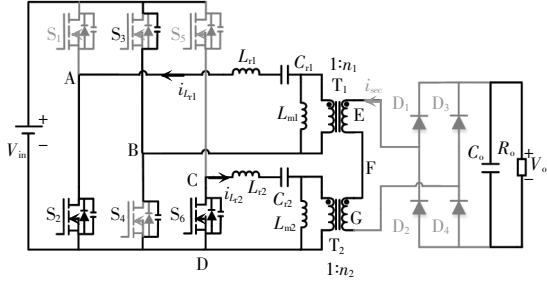
(e)模式 5



(f)模式 6



(g)模式 7



(h) 模式 8

图 4 1 个开关周期工作模式

Fig. 4 Working modes in one switching cycle

S_2, S_4, S_6 导通, 谐振槽 I 输入电压 v_{AB} 为 0, 谐振槽 II 输入电压 v_{CD} 为 0, 2 个谐振槽中谐振电感 L_{r1}, L_{r2} 和谐振电容 C_{r1}, C_{r2} 分别发生串联谐振, 励磁电感 L_{m1}, L_{m2} 不参与谐振。2 个变压器二次侧电压之和为 V_o , 即 $v_{EF} + v_{FG} = V_o$, 副边侧整流二极管 D_1 和 D_4 导通。在 t_1 时刻, 开关 S_2, S_6 断开, 模式 1 结束。谐振槽 I 中 $i_{L_{r1}}, i_{L_{m1}}$ 和 $v_{C_{r1}}$ 的表达式为

$$\begin{cases} i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_0) \cos[w_r(t-t_0)] - [nv_{EF} + v_{C_{r1}}(t_0)] \cdot \\ \quad \sin[w_r(t-t_0)]/Z_r \\ i_{L_{m1}}(t) = i_{L_{m1}}(t_0) + \frac{nv_{EF}(t-t_0)}{L_{m1}} \\ v_{C_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_0) Z_r \sin[w_r(t-t_0)] - nv_{EF} + \\ \quad [nv_{EF} + v_{C_{r1}}(t_0)] \cos[w_r(t-t_0)] \end{cases} \quad (1)$$

式中: Z_r 为特征阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$; w_r 为谐振角频率, $w_r = 1/\sqrt{L_r/C_r}$; t 的定义域为 $0 \leq t \leq (0.5-D)T_s/2$, T_s 为开关周期。谐振槽 II 中的参数表达式可以类于谐振槽 I, 此处不再列出。

模式 2 [t_1, t_2]: 如图 4(b) 所示, 在 t_1 时刻, 开关 S_2, S_6 断开。谐振电流 $i_{L_{r1}}$ 和 $i_{L_{m1}}$ 分别给开关 S_1, S_2 的寄生电容和开关 S_5, S_6 的寄生电容充、放电。在 t_2 时刻, 触发信号到来, 开关 S_1, S_5 导通后模式 2 结束。

模式 3 [t_2, t_3]: 如图 4(c) 所示, 在该模式下, 谐振槽 I 的输入电压 v_{AB} 由模式 1 的零电压上升为 V_{in} , 谐振槽 II 的输入电压 v_{CD} 变为 V_{in} , 此时 2 个谐振网络中谐振电感和谐振电容仍串联谐振, 谐振电流 $i_{L_{r1}}, i_{L_{r2}}$ 快速上升, 励磁电流 $i_{L_{m1}}, i_{L_{m2}}$ 在钳位电压的作用下继续上升, 2 个变压器二次侧电压 v_{EF}, v_{FG} 保持不变, 整流二极管 D_1 和 D_4 持续导通。在 t_2 时刻, 开关 S_1, S_5 断开, 模式 3 结束。此时, 谐振槽 I 中 $i_{L_{r1}}, i_{L_{m1}}$

和 $v_{C_{r1}}$ 的表达式为

$$\begin{cases} i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_2) \cos[w_r(t-t_2)] + [V_{in} - nv_{EF} - v_{C_{r1}}(t_2)] \cdot \\ \quad \sin[w_r(t-t_2)]/Z_r \\ i_{L_{m1}}(t) = i_{L_{m1}}(t_2) + \frac{nv_{EF}(t-t_2)}{L_{m1}} \\ v_{C_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_2) Z_r \sin[w_r(t-t_2)] + V_{in} - nv_{EF} + \\ \quad [V_{in} - nv_{EF} - v_{C_{r1}}(t_2)] \cos[w_r(t-t_2)] \end{cases} \quad (2)$$

模式 4 [t_3, t_4]: 如图 4(d) 所示, 谐振电流 $i_{L_{r1}}, i_{L_{m1}}$ 均为正向流动, $i_{L_{r1}}$ 开始对开关 S_1, S_2 的寄生电容分别充电、放电, $i_{L_{m1}}$ 开始对开关 S_5, S_6 的寄生电容分别充电、放电。待开关 S_2, S_6 的寄生电容放电完成后, 其漏源极电压为 0。在 t_4 时刻, 开关 S_2, S_6 实现 ZVS。

模式 5 [t_4, t_5]: 如图 4(e) 所示, 在 t_4 时刻, 开关 S_2, S_4, S_6 导通, 2 个谐振槽的输入电压 v_{AB} 和 v_{CD} 均为 0, 谐振电流 $i_{L_{r1}}, i_{L_{m1}}$ 开始下降, 励磁电感仍然不参与谐振, 励磁电流 $i_{L_{m1}}, i_{L_{m2}}$ 在钳位电压的作用下继续线性上升。2 个变压器二次侧电压之和 v_{EG} 仍等于 V_o 。在 t_5 时刻, 2 个谐振槽中的谐振电流等于励磁电流, 模式 5 结束。该模式谐振槽 I 中 $i_{L_{r1}}, i_{L_{m1}}$ 和 $v_{C_{r1}}$ 的表达式为

$$\begin{cases} i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_4) \cos[w_r(t-t_4)] - [nv_{EF} + v_{C_{r1}}(t_4)] \cdot \\ \quad \sin[w_r(t-t_4)]/Z_r \\ i_{L_{m1}}(t) = i_{L_{m1}}(t_4) + \frac{nv_{EF}(t-t_4)}{L_{m1}} \\ v_{C_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_4) Z_r \sin[w_r(t-t_4)] - nv_{EF} - \\ \quad [nv_{EF} + v_{C_{r1}}(t_4)] \cos[w_r(t-t_4)] \end{cases} \quad (3)$$

模式 6 [t_5, t_6]: 如图 4(f) 所示, 变换器进入开关 S_3, S_4 的死区时间。在该模式中, 2 个谐振槽中的谐振电流等于励磁电流, 即 $i_{L_{r1}} = i_{L_{m1}}, i_{L_{r2}} = i_{L_{m2}}$, 且持续时间非常短。此时流过副边侧二极管的电流为 0, 二极管实现 ZCS。谐振电流 $i_{L_{r1}}$ 分别给开关 S_3, S_4 的寄生电容放电、充电。在 t_6 时刻, 开关 S_3 零电压导通, 模式 6 结束。

模式 7 [t_6, t_7]: 如图 4(g) 所示, 开关 S_2, S_3, S_6 导通, 谐振槽 I 的输入电压 v_{AB} 为 $-V_{in}$, 谐振槽 II 的输入电压 v_{CD} 为 0, 谐振电流 $i_{L_{r1}}$ 和 $i_{L_{m1}}$ 为负, 2 个谐振网络中谐振电感和谐振电容分别发生串联谐振, 励磁

电感 L_{m1} 、 L_{m2} 被负向电压钳位,励磁电流线性下降。2 个变压器二次侧电压之和 v_{EG} 为 $-V_o$, 即 $v_{EF} + v_{FG} = -V_o$, 副边整流二极管 D_2 、 D_3 导通。在这一模态,谐振槽 I 中 $i_{L_{r1}}$ 、 $i_{L_{r2}}$ 和 $v_{C_{r1}}$ 的表达式为

$$\begin{cases} i_{L_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_6) \cos[w_r(t-t_6)] + [-V_{in} - nv_{EF} - v_{C_{r1}}(t_6)] \sin[w_r(t-t_6)] / Z_r \\ i_{L_{r2}}(t) = i_{L_{r2}}(t_6) + \frac{nv_{EF}(t-t_6)}{L_{m1}} \\ v_{C_{r1}}(t) = i_{L_{r1}}(t_6) Z_r \sin[w_r(t-t_6)] - (V_{in} - nv_{EF}) + [-V_{in} - nv_{EF} - v_{C_{r1}}(t_6)] \cos[w_r(t-t_6)] \end{cases} \quad (4)$$

模态 8 [t_7, t_8]: 如图 4(h) 所示, 在 t_7 时刻, 开关 S_1 断开, 开关 S_2 、 S_6 仍然导通。2 个谐振槽中的谐振电流等于励磁电流, 励磁电感参与谐振。变换器副边侧电流为 0, 整流二极管 D_2 、 D_3 实现 ZCS。谐振电流 $i_{L_{r1}}$ 开始对开关 S_3 、 S_4 的寄生电容分别充电、放电, 待开关 S_4 的寄生电容放电完成后, $i_{L_{r1}}$ 反向流过 S_4 的体二极管。在 t_8 时刻, 开关 S_4 实现 ZVS, 模态 8 结束。

3 增益分析

通过基波分析法分析半桥-全桥双 LLC 谐振变换器在定频 PWM 控制下的增益。半桥-全桥双 LLC 谐振变换器是由半桥 LLC (HBLLC) 变换器和全桥 LLC (FBLLC) 变换器混合组成, 并且原边侧并联输入, 副边侧串联输出。因此, 该变换器的增益表达式为 $G = G_{HBLLC} + G_{FBLLC}$ 。

在 1 个开关周期中全桥 LLC 电路的谐振槽输入电压 v_{AB} 为三电平方波电压, 半桥 LLC 电路的谐振槽输入电压 v_{CD} 为两电平方波电压, 通过傅里叶分析可得各自的基波分量。

谐振槽 I 输入电压 v_{AB} 的基波分量为

$$V_{FHA} = \frac{V_{in}}{\pi} \sqrt{10-6 \cos(2\pi D)} \sin(\omega t) \quad (5)$$

谐振槽 II 输入电压 v_{CD} 的基波分量为

$$V_{FHB} = \frac{V_{in}}{\pi} \sqrt{2-2 \cos(2\pi D)} \sin(\omega t) \quad (6)$$

根据式(5)和式(6)可以计算得到全桥 LLC 谐振变换器和半桥 LLC 谐振变换器在定频 PWM 控制策略下的增益表达式, 即

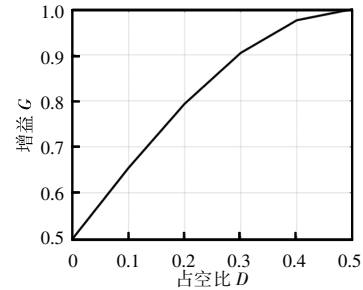
$$G_{FBLLC} = \frac{nV_o}{V_{in}} = \frac{\sqrt{10-6 \cos(2\pi D)}}{4} \quad (7)$$

$$G_{HBLLC} = \frac{nV_o}{V_{in}} = \frac{\sqrt{2-2 \cos(2\pi D)}}{4} \quad (8)$$

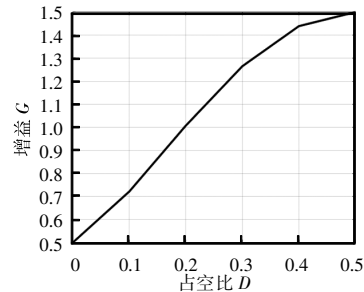
因此, 半桥-全桥双 LLC 谐振变换器的增益表达式为

$$G = G_{HBLLC} + G_{FBLLC} = \frac{\sqrt{2-2 \cos(2\pi D)}}{4} + \frac{\sqrt{10-6 \cos(2\pi D)}}{4} \quad 0 \leq D \leq 0.5 \quad (9)$$

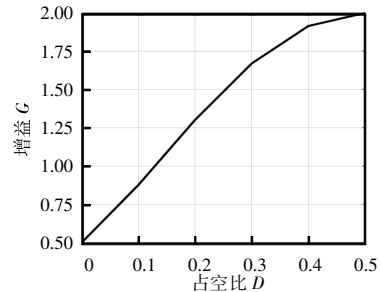
由式(9)可以看出, 半桥-全桥双 LLC 谐振变换器的增益范围为 0.5~1.5, 与理论分析一致, 并且增益范围独立于负载和励磁电感, 其增益曲线如图 5(b) 所示。与传统频率调制技术相比, 本文研究



(a) 半桥-半桥双 LLC 谐振变换器



(b) 半桥-全桥双 LLC 谐振变换器



(c) 全桥-全桥双 LLC 谐振变换器

图 5 变换器的增益曲线

Fig. 5 Gain curves of converters

的 PWM 控制策略使得原边侧开关管以固定的开关频率工作在谐振频率点,缩小了频率调节范围,有利于变压器的优化设计,减小了系统体积。半桥-半桥双 LLC 谐振变换器和全桥-全桥双 LLC 谐振变换器的增益曲线图分别见图 5(a)和图 5(c)。

由上述分析可得,半桥-半桥双 LLC 谐振变换器的增益表达式为

$$G = 0.5 + \frac{\sqrt{2-2\cos(2\pi D)}}{4} \quad 0 \leq D \leq 0.5 \quad (10)$$

全桥-全桥双 LLC 谐振变换器的增益表达式为

$$G = \frac{\sqrt{2-2\cos(2\pi D)}}{4} + \frac{\sqrt{10-6\cos(2\pi D)}}{4} \quad 0 \leq D \leq 0.5 \quad (11)$$

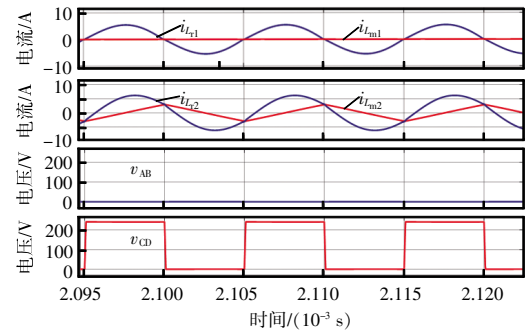
4 仿真和实验验证

4.1 仿真验证

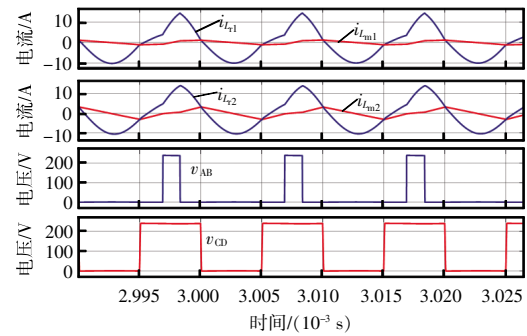
在 Simulink 中进行仿真,3 种拓扑形态的系统参数:输入电压恒定为 240 V,谐振频率为 100 kHz,谐振电感 $L_{r1}=L_{r2}=17 \mu\text{H}$,谐振电容 $C_{r1}=C_{r2}=150 \text{ nF}$,励磁电感 $L_{m1}=L_{m2}=130 \mu\text{H}$,变压器匝比 $n_1=n_2=0.8$ 。在定频 PWM 控制策略下,半桥-半桥双 LLC 谐振变换器可实现 2 倍增益,半桥-全桥双 LLC 谐振变换器可实现 3 倍增益,全桥-全桥双 LLC 谐振变换器可实现 4 倍增益,仿真结果分别如图 6~图 10 所示。

图 6~图 8 分别为 3 种拓扑形态在不同占空比下的稳态波形图, i_{Lr1} 、 i_{Lr2} 分别为谐振槽 I、谐振槽 II 的谐振电流, i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 分别为谐振槽 I、谐振槽 II 的励磁电流。可以看出,3 种拓扑形态在 $D=0$ 和 $D=0.5$ 时,谐振电流 i_{Lr1} 、 i_{Lr2} 均为正弦波形式,此时变换器中循环电流损耗较小;随着占空比的变化,3 种拓扑形态中流过励磁电感的电流 i_{Lm1} 、 i_{Lm2} 较小,原边侧能量可以最大化的传递到负载,提高系统效率。因此,在整个工作过程中,变换器的环流损耗较低。 v_{AB} 、 v_{CD} 为 2 个谐振槽的输入电压。在半桥-半桥双 LLC 谐振变换器中,电压 v_{CD} 保持为 0 、 V_{in} 两电平形式不变。在起始时刻, v_{AB} 电压为 0 ;随着占空比的增

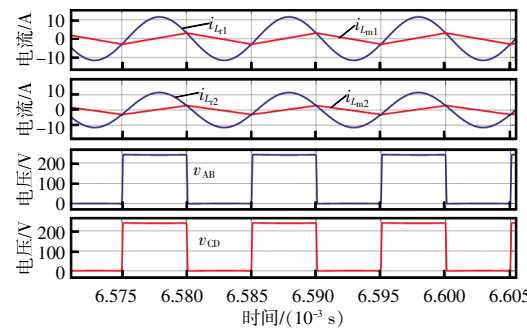
大, v_{AB} 在 0 、 V_{in} 两电平之间变化,并且 V_{in} 电平状态逐渐增加;在占空比 $D=0.5$ 时, v_{AB} 、 v_{CD} 均处于两电平模式变化,且变化趋势相同。由 2 个谐振槽的输入电压运行过程可以看出:半桥-半桥双 LLC 谐振变换器在 $D=0$ 时可以等效为半桥 LLC 模式;在 $D=0.5$ 时等效工作在 2 个半桥 LLC 模式,与理论分析一致。同理,可分析半桥-全桥双 LLC 谐振变换器在 $D=0$ 时, v_{AB} 工作在 $-V_{in}$ 、 0 两电平状态, v_{CD} 为 0 ,变换器等效工作在半桥 LLC 模式;随着占空



(a) 占空比 $D=0$



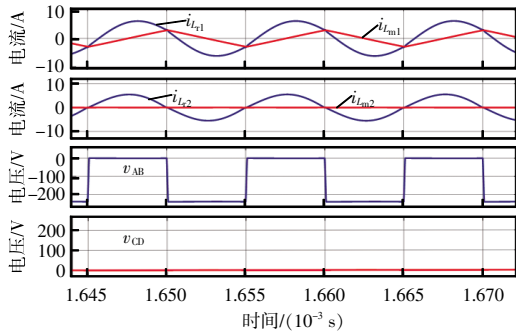
(b) 占空比 $D=0.2$



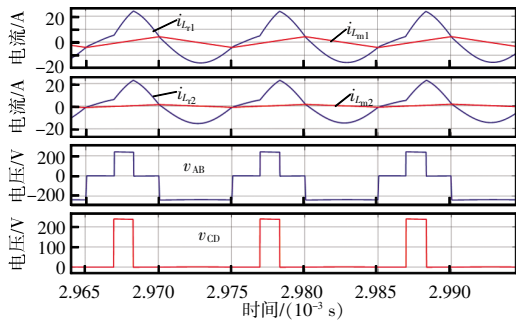
(c) 占空比 $D=0.5$

图 6 半桥-半桥双 LLC 谐振变换器在不同占空比下的稳态波形

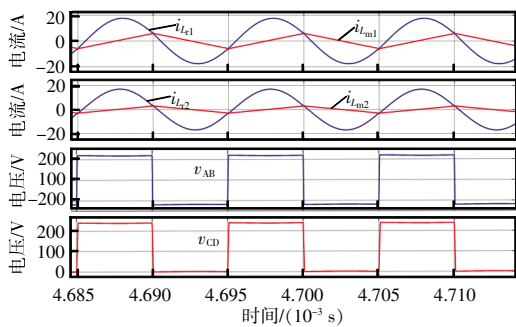
Fig. 6 Steady-state waveforms of half-bridge-half-bridge dual-LLC resonant converter under different duty cycles



(a) 占空比 $D=0$



(b) 占空比 $D=0.2$

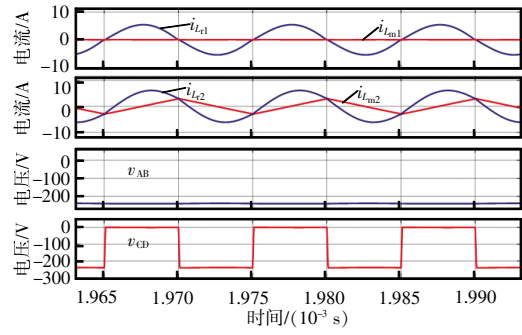


(c) 占空比 $D=0.5$

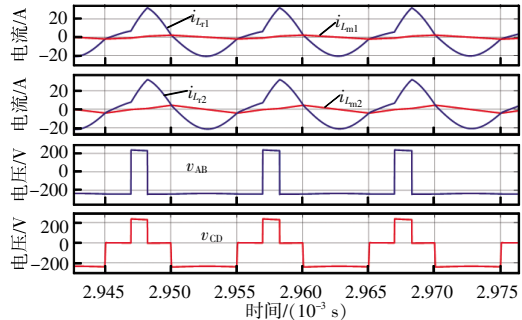
图 7 半桥-全桥双 LLC 谐振变换器在不同占空比下的稳态波形

Fig. 7 Steady-state waveforms of half-bridge-full-bridge dual-LLC resonant converter under different duty cycles
 比变化到 0.5 时, v_{AB} 工作在 $\pm V_{in}$, v_{CD} 工作在 $0, V_{in}$ 两电平状态, 此时变换器等效工作在 1 个全桥 LLC 和 1 个半桥 LLC 模式。全桥-全桥双 LLC 谐振变换器在定频 PWM 控制策略下, 等效工作模式从半桥 LLC 变化到 2 个全桥 LLC 模式。

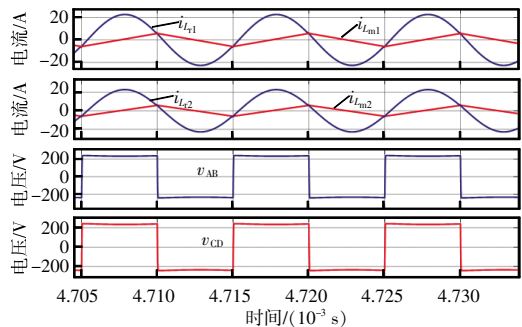
图 9 为半桥-全桥双 LLC 谐振变换器的软开关波形。可以看出, 在负载范围内不同输出电压条件下, 原边侧开关管 S_2, S_4, S_6 的触发信号 V_{gs} 到来之前, 其漏源极电压 V_{ds} 均下降至 0, 因此开关管较好地实现了 ZVS, 减小了开关损耗。当变换器副边电流



(a) 占空比 $D=0$



(b) 占空比 $D=0.2$

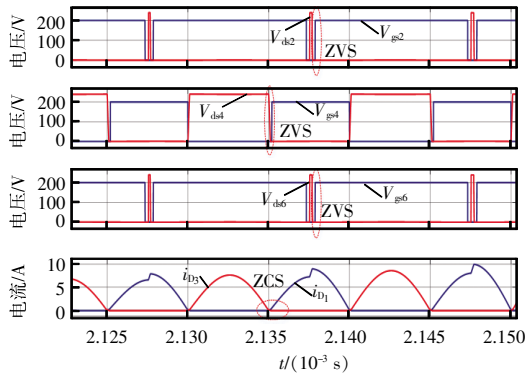


(c) 占空比 $D=0.5$

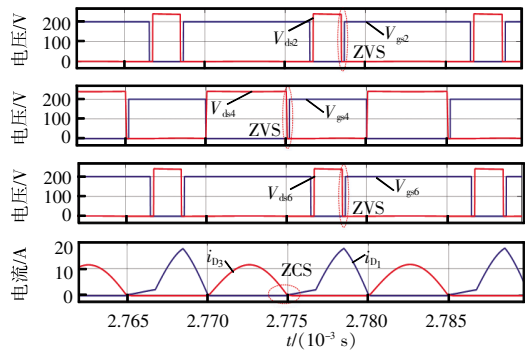
图 8 全桥-全桥双 LLC 谐振变换器在不同占空比下的稳态波形

Fig. 8 Steady-state waveforms of full-bridge-full-bridge dual-LLC resonant converter under different duty cycles
 i_{D1}, i_{D2} 均为 0 时, 整流二极管实现 ZCS, 无反向恢复损耗。因此, 变换器具有较好的软开关性能。同样, 半桥-半桥双 LLC 谐振变换器和全桥-全桥双 LLC 谐振变换器也具有良好的软开关性能。

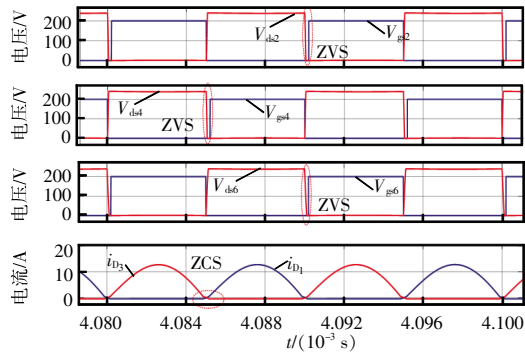
图 10 为传统频率控制和定频 PWM 控制下谐振变换器的性能对比波形图^[5]。可以看出: 相较于传统 PFM 控制, 定频 PWM 控制下谐振变换器原边侧电路循环电流明显降低, 有助于提高系统效率; 同时开关频率等于谐振频率, 有利于磁性元件的优化设计, 减小了系统体积。



(a) 50%负载时 $V_o=160\text{ V}$ 的 ZVS 和 ZCS 波形

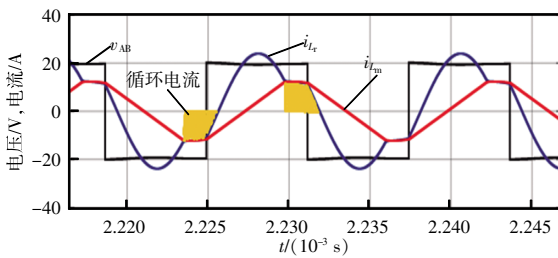


(b) 满载时 $V_o=300\text{ V}$ 的 ZVS 和 ZCS 波形

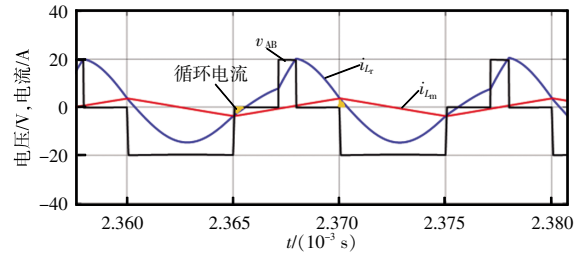


(c) 满载时 $V_o=450\text{ V}$ 的 ZVS 和 ZCS 波形

图 9 半桥-全桥双 LLC 谐振变换器的软开关波形
Fig. 9 Soft switching waveforms of half-bridge-full-bridge dual-LLC resonant converter



(a) 传统 PFM 控制



(b) 定频 PWM 控制

图 10 输出电压为 250 V 的性能对比波形^[15]

Fig. 10 Waveforms of performance comparison under output voltage of 250 V^[15]

4.2 实验验证

基于 4.1 节的仿真结果,搭建实验平台进一步验证,实验平台如图 11 所示。实验参数与仿真参数一致,6 个原边开关管型号为 IPW65R041CFD,整流二极管型号为 APT30DQ60B。



图 11 实验平台

Fig. 11 Experimental platform

图 12~图 15 为半桥-全桥双 LLC 谐振变换器的实验波形。其中,图 12(a)为占空比 $D=0.2$ 时 6 个开关管的驱动信号,开关 S_1 、 S_5 的占空比均为 20%,与开关 S_2 、 S_6 驱动信号互补导通; S_3 、 S_4 以 50%占空比互补导通。图 12(b)为电路中电流稳态波形, i_{Lr1} 、 i_{Lr2} 分别为谐振槽 I、谐振槽 II 的谐振电流,可见实验结果与仿真结果一致。图 13 为原边侧开关管 ZVS 实验波形及谐振槽 I 和 谐振槽 II 输入电压。可以看出,开关管 S_2 、 S_4 、 S_6 均较好地实现了 ZVS。谐振槽 I 输入电压 v_{AB} 以 $-V_{in}$ 、 0 、 $+V_{in}$ 三电平模式变化,谐振槽 II 输入电压 v_{CD} 以 0 、 $+V_{in}$ 两电平模式变化,与仿真波形一致。图 14 和图 15 分别为占空比 $D=0.5$ 时的稳态实验波形。由图 14(a)中可以看出,开关管 S_1 、 S_4 、 S_5 触发信号一致,开关管 S_2 、

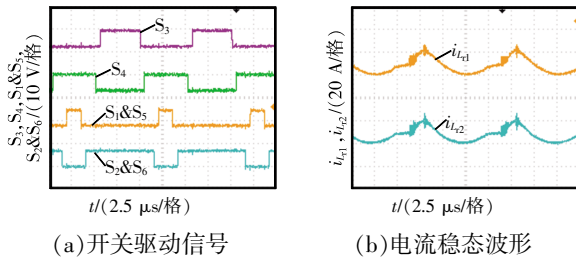


图 12 半桥-全桥双 LLC 变换器在 $D=0.2$ 时驱动信号和稳态波形

Fig. 12 Driving signal and steady-state waveforms of half-bridge-full-bridge dual-LLC converter when $D=0.2$

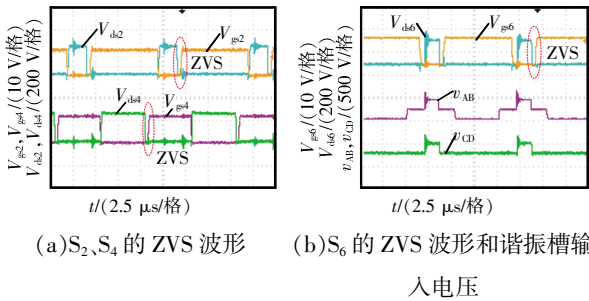


图 13 $D=0.2$ 时开关 ZVS 波形和谐振槽输入电压

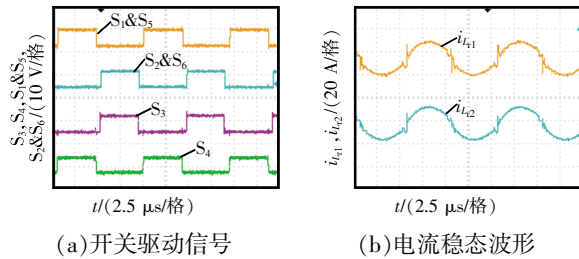


图 14 $D=0.5$ 时半桥-全桥双 LLC 变换器的驱动信号和稳态波形

Fig. 14 Driving signal and steady-state waveforms of half-bridge-full-bridge dual-LLC converter when $D=0.5$

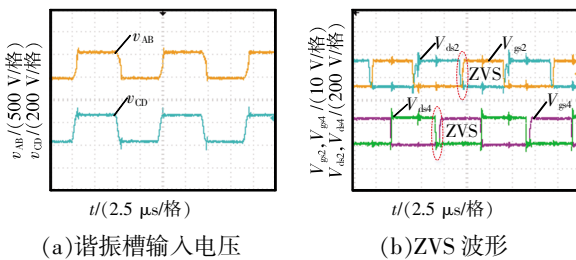


图 15 $D=0.5$ 时半桥-全桥双 LLC 变换器谐振槽输入电压和 ZVS 波形

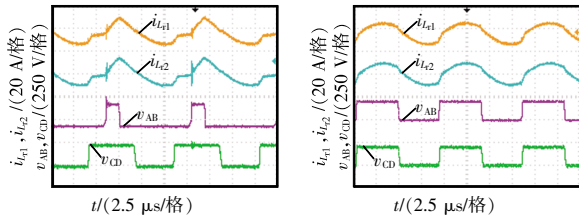
Fig. 15 Input voltage of resonance tanks and ZVS waveforms of half-bridge-full-bridge dual-LLC converter when $D=0.5$

S_3, S_6 触发信号一致,且 6 个开关管均以 50% 占空比导通。图 14(b) 为这一稳态时的 2 个谐振电流波形 i_{L1} 和 i_{L2} ,二者均为正弦波形式,与仿真结果相同。图 15 为变换器的 ZVS 波形和 2 个谐振槽的输入电压 v_{AB}, v_{CD} 。此时 v_{AB} 以 $\pm V_{in}$ 两电平模式工作, v_{CD} 以 $0, V_{in}$ 两电平模式工作,则谐振槽 I 等效为传统全桥 LLC 模式,谐振槽 II 等效为传统半桥 LLC 模式,因此半桥-全桥双 LLC 谐振变换器有最大增益 $G_{max}=1.5$,与理论分析一致。同时原边侧开关管也可以实现 ZVS。

图 16 为半桥-半桥双 LLC 谐振变换器在不同占空比下谐振电流 i_{L1}, i_{L2} 和 2 个谐振槽输入电压 v_{AB}, v_{CD} 的实验波形。可以看到:在占空比 D 变化为 0.5 时, i_{L1}, i_{L2} 呈正弦波形式变化;谐振槽 II 输入电压 v_{CD} 在整个工作中保持 $0, V_{in}$ 两电平状态不变;谐振槽 I 输入电压 v_{AB} 在占空比 D 为 0 时处于零电平状态,不向副边侧传递能量,此时半桥-半桥双 LLC 谐振变换器等效工作在传统半桥 LLC 模式,有最小电压增益 $G_{min}=0.5$;随着占空比 D 增大,电压 v_{AB} 向 $0, V_{in}$ 两电平状态过渡,且 V_{in} 高电平状态不断增加,到占空比 $D=0.5$ 时, v_{AB}, v_{CD} 均以 $0, V_{in}$ 两电平模式变化,此时变换器相当于工作在 2 个传统半桥 LLC 模式,有最大电压增益 $G_{max}=1$ 。因此,半桥-半桥双 LLC 谐振变换器在定频 PWM 控制策略下有 2 倍的增益。图 17 为半桥-半桥双 LLC 谐振变换器在不同占空比下的 ZVS 波形,其中原边侧开关管 S_2, S_4 的触发信号为 V_{gs2}, V_{gs4} ,漏源极电压为 V_{ds2}, V_{ds4} 。可以看出,开关管的触发信号到来之前,其漏源极电压已下降为 0,因此开关管较好地实现了 ZVS。

图 18~图 20 为全桥-全桥双 LLC 谐振变换器的实验波形。其中,图 18 为变换器在不同占空比下的稳态波形,由 2 个谐振槽输入电压 v_{AB}, v_{CD} 变化形式可以看出,与仿真实验中占空比 $D=0.2$ 和 $D=0.5$ 时的波形一致。在起始时刻,电压 v_{AB} 为 0 电平状态,电压 v_{CD} 以 $0, -V_{in}$ 两电平模式工作,这时全桥-全桥双 LLC 谐振变换器等效工作为传统半桥 LLC 模式,有最小电压增益 $G_{min}=0.5$;随着占空比的变化,在 $D=0.5$ 时,谐振电流 i_{L1}, i_{L2} 为正弦波形式,

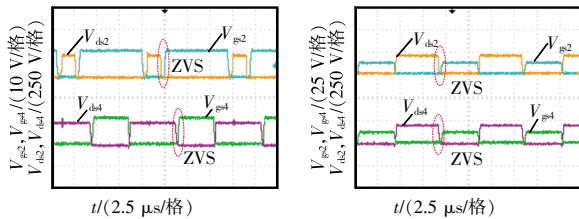
并且 v_{AB} 和 v_{CD} 均以 $\pm V_{in}$ 两电平模式变化,此时变换器等效工作在 2 个传统全桥 LLC 模式,有最大电压增益 $G_{max}=2$ 。因此,全桥-全桥双 LLC 谐振变换器有 4 倍的增益。



(a) $D=0.2$ 时稳态波形 (b) $D=0.5$ 时稳态波形

图 16 不同占空比下半桥-半桥双 LLC 变换器的稳态波形

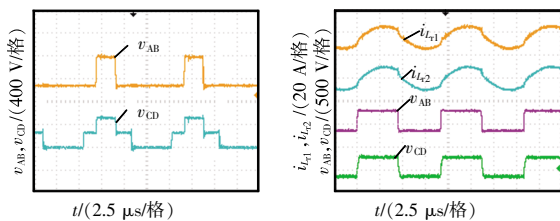
Fig. 16 Steady-state waveforms of half-bridge-half-bridge dual-LLC converter under different duty cycles



(a) $D=0.2$ 时 ZVS 波形 (b) $D=0.5$ 时 ZVS 波形

图 17 半桥-半桥双 LLC 变换器的 ZVS 波形

Fig. 17 ZVS waveforms of half-bridge-half-bridge dual-LLC converter



(a) $D=0.2$ 时稳态波形 (b) $D=0.5$ 时稳态波形

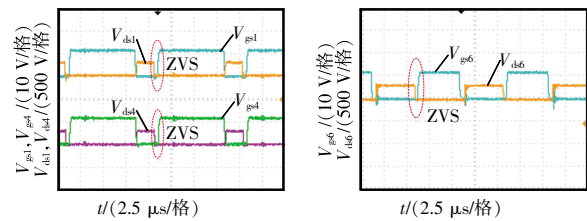
图 18 不同占空比下全桥-全桥双 LLC 变换器的稳态波形

Fig. 18 Steady-state waveforms of full-bridge-full-bridge dual-LLC converter under different duty cycles

图 19 和图 20 分别为全桥-全桥双 LLC 谐振变换器在 $D=0.2$ 和 $D=0.5$ 时 ZVS 波形,可以看出,开关管较好地实现了 ZVS。因此,通过仿真和实验验证了本文所提方案的有效性。

将半桥-全桥双 LLC 谐振变换器方案与现有方法进行比较,如表 1 所示。通过比较变换器的拓扑结构、调制方法、增益范围及软开关性能,可以看

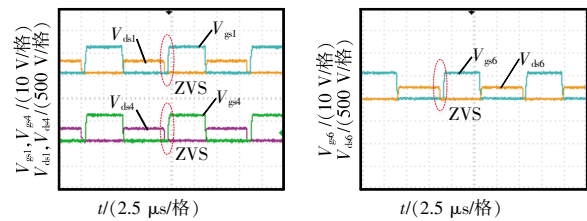
出:文献[16]使用的开关管数量最多,且增益范围有限;文献[11]采用 PWM 控制,缩小了开关频率范围,而增益范围仅有 2 倍;文献[12]方案具有较好的电压调节性能和 ZVS 特性,但在移相过程中有较大的循环电流;文献[14]中变换器需要进行模式切换,并结合频率控制来调节电压,控制方式实现较为复杂。综合对比结果表明,本文所提的定频 PWM 控制混合桥双 LLC 谐振变换器具有一定的优势。



(a) 开关 S_1, S_4 ZVS 波形 (b) 开关 S_6 ZVS 波形

图 19 $D=0.2$ 时全桥-全桥双 LLC 变换器的 ZVS 波形

Fig. 19 ZVS waveforms of full-bridge-full-bridge dual-LLC converter when $D=0.2$



(a) 开关 S_1, S_4 ZVS 波形 (b) 开关 S_6 ZVS 波形

图 20 $D=0.5$ 时全桥-全桥双 LLC 变换器的 ZVS 波形

Fig. 20 ZVS waveforms of full-bridge-full-bridge dual-LLC converter when $D=0.5$

表 1 性能对比

Tab. 1 Comparison of performance

比较项	开关管数量	二极管数量	变压器数量	调制方法	软开关	增益范围
文献[11]	6	6	2	PWM	ZVS	1~2
文献[12]	4	4	2	PS	ZVS	0~1
文献[14]	4	4	2	PFM	ZVS	0.5~1.25
文献[16]	8	0	2	PFM	ZVS	1~1.25
本文	6	4	2	PWM	ZVS	0.5~1.5

5 结语

本文研究了 1 种定频 PWM 控制混合桥双 LLC

谐振变换器,以适应宽输出电压范围的应用。根据原边侧半桥、全桥组成形式的不同,变换器有3种拓扑形态,分别为半桥-半桥双 LLC 谐振变换器、半桥-全桥双 LLC 谐振变换器、全桥-全桥双 LLC 谐振变换器。相较于传统的频率控制,3种拓扑的开关频率等于谐振频率,缩小了工作频率范围,有利于磁性元件的优化设计。通过 PWM 控制策略调节电压,可以实现较宽的电压增益范围,并且增益范围独立于励磁电感和负载。同时,在工作过程中电路循环电流损耗低以及软开关性能良好。最后搭建仿真和实验平台验证了研究内容的有效性。

参考文献:

- [1] 孙孝峰, 申彦峰, 朱云娥, 等. 一种 Boost 型宽电压范围输入 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 3895-3903.
Sun Xiaofeng, Shen Yanfeng, Zhu Yun'e, et al. A Boost-integrated LLC resonant converter for wide input voltage range [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3895-3903 (in Chinese).
- [2] 王暄, 王广柱, 孙晓伟, 等. 具有宽范围输出电压的三电平半桥 LLC 谐振变换器控制策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(21): 24-33.
Wang Xuan, Wang Guangzhu, Sun Xiaowei, et al. Research on control strategy of three-level half-bridge LLC resonant converter with wide output voltage range [J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2017, 32(21): 24-33 (in Chinese).
- [3] Musavi F, Craciun M, Gautam D S, et al. Control strategies for wide output voltage range LLC resonant DC-DC converters in battery chargers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(3): 1117-1125.
- [4] 刘博林, 张冬, 李越, 等. 应用于电动汽车充电的变频-移相控制方法 LLC 谐振变换器[J]. 电源学报, 2020, 18(5): 43-52.
Liu Bolin, Zhang Dong, Li Yue, et al. Variable frequency-phase shift control method for LLC resonant converter applied to electric vehicle charging [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(5): 43-52 (in Chinese).
- [5] 李红梅, 张恒果, 崔超. 车载充电 PWM 软开关 DC-DC 变换器研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 59-70.
Li Hongmei, Zhang Hengguo, Cui Chao. Review of PWM soft-switching DC-DC converter for on-board chargers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24): 59-70 (in Chinese).
- [6] Hu Haibing, Fang Xiang, Chen F, et al. A modified high-efficiency LLC converter with two transformers for wide input-voltage range applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1946-1960.
- [7] 张航, 赵晋斌, 屈克庆, 等. 高效率 LLC 谐振变换器的定频混合控制策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(7): 92-98.
Zhang Hang, Zhao Jinbin, Qu Keqing, et al. Fixed-frequency hybrid control strategy of high-efficiency LLC resonant converter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(7): 92-98 (in Chinese).
- [8] 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.
- [9] Shanzad M I, Iqbal S, Taib S. A wide output range HB-2 LLC resonant converter with hybrid rectifier for PEV battery charging [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(2): 520-531.
- [10] Shang Ming, Wang Haoyu. A voltage quadrupler rectifier based pulse-width-modulated LLC converter with wide output range [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6159-6168.
- [11] Li Zhiqing, Xue Bo, Wang Haoyu, et al. An interleaved secondary-side modulated LLC resonant converter for wide output range applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(2): 1124-1135.
- [12] Xue Bo, Wang Haoyu, Liang Junrui, et al. Phase-shift modulated interleaved LLC converter with ultra-wide output voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(1): 493-503.
- [13] Sun Xiaofeng, Li Xiaohua, Shen Yanfeng, et al. A dual-bridge LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control for wide input applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 69-80.
- [14] Sun Wenjin, Xing Yan, Wu Hongfei, et al. Modified high-

efficiency LLC converters with two split resonant branches for wide input-voltage range applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7867-7879.

- [15] 刘松林, 潘健, 陈庆东. 用于车载充电机的谐振变换器及其控制策略研究[J]. 电源学报, 2023, 21(2): 29-37.

Liu Songlin, Pan Jian, Chen Qingdong. Research on resonant converter and its control strategy for vehicle charger [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(2): 29-37 (in Chinese).

- [16] Yang Gang, Dubus P, Sadarnac D. Double-phase high-efficiency, wide load range high-voltage/low-voltage LLC DC/DC converter for electric/hybrid vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 1876-1886.

(上接第 85 页)

- [19] Song Wensheng, Hou Nie, Wu Mingyi. Virtual direct power control scheme of dual active bridge DC-DC converters for fast dynamic response [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1750-1759.

- [20] Gu Qing, Yuan Liqiang, Nie Jintong, et al. Current stress minimization of dual-active-bridge DC-DC converter within the whole operating range [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 129-142.

- [21] Jin Li, Liu Bangyin, Duan Shanxu. ZVS soft switching operation range analysis of three-level dual-active bridge DC-DC converter under phase shift control strategy [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1963-1972.



潘健

作者简介:

潘健(1962—),男,中国电源学会会员,教授。研究方向:控制理论与控制工程、计算机应用技术、电力电子与电力传动。E-mail: 86146969@qq.com。

宋豪杰(1996—),男,通信作者,硕士研究生。研究方向:LLC 谐振变换器。E-mail: 2483358077@qq.com。

刘松林(1994—),男,硕士研究生。研究方向:谐振变换器。E-mail: 1178144337@qq.com。

熊嘉鑫(1996—),男,硕士研究生。研究方向:控制理论。E-mail: 850334270@qq.com。



曾进辉

作者简介:

曾进辉(1981—),男,博士,副教授。研究方向:直流配电网、电能变换和电能质量等。E-mail: zjh@hut.edu.cn。

饶尧(1997—),男,中国电源学会会员,硕士研究生。研究方向:双有源桥变换器和固态变压器优化控制。E-mail: r1997y@163.com。

兰征(1985—),男,中国电源学会会员,通信作者,博士。研究方向:电力电子变压器、柔性电能调控和并网逆变器。E-mail: lanzheng20@foxmail.com。

何东(1986—),男,中国电源学会会员,博士。研究方向:直流微网系统的暂态分析与保护的研究工作。E-mail: hd861116@163.com。