DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.50 **中图分类号**：TM91 **文献标志码**：A

面向新能源接入的 Buck-LLC 集成模块化组合式直流变换器

周芊帆[1,2]，万 代[1,2]，段绪金[1]，朱吉然[1,2]
(1.国网湖南省电力有限公司电力科学研究院，长沙 410000；2.国网配电网智能化应用技术实验室，长沙 410000)

摘要：直流变换器运行特性对有源配电网分布式资源灵活调节影响深刻，本文提出了1种面向新能源接入的Buck-LLC集成模块化组合式直流变换器，通过高隔离谐振式功率单元输入端串联提供高电压耐受能力，输出端并联满足大功率需求，实现大功率高效传输。所提拓扑以调节串联型双Buck电路占空比满足接入不同等级中压直流电网需求，通过引入辅助电感，解决了所有开关管宽输入范围内的软开关难题，提高了能量传输效率。基于对各开关管实现软开关边界条件的研究，对辅助电路及控制参数进行了优化设计。最终设计并研制了1台6.25~7.00 kW功率单元实验样机，证明了所提拓扑的可行性，以及前述工作原理、稳态分析的正确性。

关键词：直流变换器；直流配电网；Buck-LLC；模块化组合式；软开关

Modular Combined DC-DC Converter Based on Buck-LLC Integration for New Energy Resources Access

ZHOU Qianfan[1,2], WAN Dai[1,2], DUAN Xujin[1], ZHU Jiran[1,2]
(1. Electric Power Research Institute, State Grid Hunan Electric Power Co., Ltd., Changsha 410000, China; 2. State Grid Corporation Laboratory of Intelligent Application Technology for Distribution Network, Changsha 410000, China)

Abstract: The operating characteristics of DC-DC converters have a profound impact on the flexible scheduling of distributed resources in active distribution network. A modular combined DC-DC converter based on Buck-LLC integration is proposed for new energy resources access. Through the high isolation resonant power unit, the input is connected in series to provide high voltage withstand capacity while the output is connected in parallel to meet the demand of high power, thus realizing the efficient transmission of high power. The proposed topology adjusts the duty cycle of a series dual Buck circuit to meet the requirements of connecting different medium-voltage DC networks. By introducing an auxiliary inductor, the zero-voltage-switching (ZVS) problem of all the switches in a wide input range is solved, and the energy transmission efficiency is improved. Based on a study on the ZVS boundary conditions for each switch, the auxiliary circuit and control parameters areoptimally designed. Finally, a power unit prototype with 6.25–7.00 kW was designed and fabricated, and experimental results verified the feasibility of the proposed topology, as well as the correctness of the aforementioned working principle and steady-state analysis.

Keywords: DC-DC converter; DC distribution network; Buck-LLC; modular combination; zero-voltage-switching (ZVS)

近年来，随着光伏发电、风力发电等分布式灵活资源和储能装置的接入及各类电力电子技术的迅猛发展，构建以新能源为主体的新型电力系统受到广泛关注，柔性直流配电网技术因其电能质量高、稳定性高、控制灵活等优势也愈发突出，成为当前的研究热点[1-3]。其中，作为直流电网中能量汇聚与分配枢纽的直流变压器更是不可或缺。直流

收稿日期：2023-08-17；**修回日期**：2023-09-26，2023-10-09；
录用日期：2023-10-26；**网络首发日期**：2024-01-25
基金项目：国网湖南省电力有限公司科技项目(5216A522000M)
This work is supported by Scientific Project of State Grid Hunan Electric Power Co., Ltd. under the grant 5216A522000M

变压器通过电力电子装置实现直流电压升降变换，然而现行中、低压直流电网均无统一规范的电压等级，为使直流变压器适应不同场合下中压直流电网应用，直流变压器要能够满足接入不同等级中压直流电网的需求。

模块化多电平变换器 MMC(modular multilevel converter)采用半桥、全桥变换器结构的子模块级联，不存在动态均压和一致触发等问题，在柔性直流输电中得到了广泛的研究与应用[4-7]。文献[8]提出了紧凑型 MMC-DC-DC，所提拓扑提升了 MMC-DC-DC 的集成度，但未考虑直流侧短路故障等情况。当直流侧短路时，大量的子模块电容短路放电，产生很大的短路冲击电流危害输电线路的安全运行。为此，Shi 等[9]提出了电流源型 MMC-DC-DC 改进拓扑结构，在全桥子模块型 MMC 结构基础上，通过增加桥臂电感，同时在桥臂电感间引出高频变换端口。由于电感的引入，当直流侧出现短路故障时，桥臂电感能够很好地限制故障电流，配合全桥子模块能够实现直流侧故障穿越。谐振变换器与模块化多电平结构的组合在中压直流研究领域也受到越来越多的关注[10]。文献[11]提出了 1 种无变压器的谐振式模块化多电平变换器，该变换器具有固有的模块间电压平衡能力，并在模块间采用移相控制，以获得更高的等效开关频率和降压比。然而，其开关管所承受的高压应力和大电流应力限制了其在高压、大功率场合的应用。此外，缺乏电气隔离限制了其进一步扩展的潜力。因此，文献[12]在拓扑结构中增加了隔离变压器，以实现电气隔离和双向功率流动能力。可以通过调节参与调制的子模块数量来调节电压增益。在模块化组合式直流变换器方面，文献[13]详细叙述了模块化组合式变换器的连接方式，并提出了 4 类串并联组合系统的通用控制方法；文献[14]开展了模块化组合式直流变换器在柔性直流配电方面的研究；文献[15]对模块化组合式直流变换器进行了改进，提出了基于四有源全桥功率模块的拓扑。由于其结构模块化、高频隔离等特点，模块化组合式直流变换器在交直流电力电子变压器中也得到了广泛研究[16-18]。

输入串联输出并联 ISOP(input series output parallel)结构可通过模块化的功率单元实现拓扑组合，整体结构简洁，具有大容量扩展能力，适用于高压输入低压输出的中压变换场合，且能充分体现功率单元拓扑的优势特点，同时也具备可靠性提升潜力，更适合本文研究的面向新能源接入的场景，然而面向宽电压等级中压电网接入的需求，采用单级变换式功率单元难以满足宽工作范围调节需求。本文提出了 1 种面向新能源接入的 Buck-LLC 集成模块化组合式直流变换器，通过两级结构实现直流变换，通过辅助回路及 LLC 谐振实现所有开关管 ZVS，相比于传统 Buck-LLC 变换器，具备更高的集成度及宽输入电压范围适应性。围绕所提功率单元工作原理展开分析，推导了功率单元直流增益特性、功率特性、软开关特性等，研究了各开关管实现软开关的边界条件，对辅助电路及控制参数进行了优化设计，并通过样机实验结果对前述分析加以验证。

1　基于 Buck-LLC 集成的模块化组合式直流变换器拓扑

本文所研究的基于 Buck-LLC 集成的模块化组合式直流变换器如图 1 所示，以串联双 Buck 集成

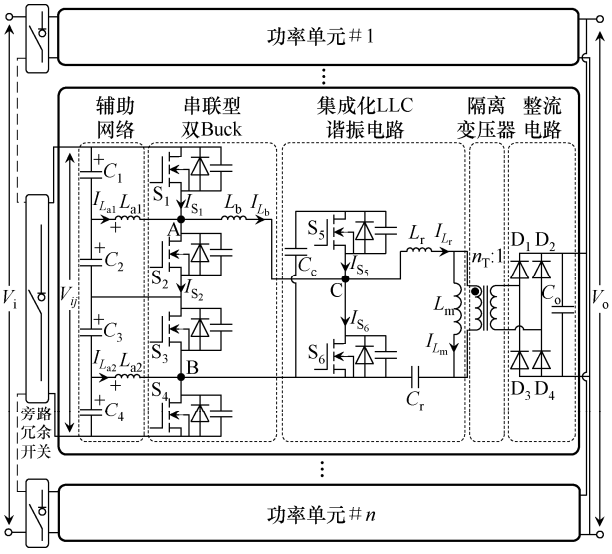


图 1　基于 SDBuck-LLC 的模块化组合式直流变换器

Fig. 1 Modular combined DC-DC converter based on SDBuck-LLC converter

LLC 型 SDBuck-LLC(series dual Buck-LLC)变换器作为功率单元，各功率单元输入端串联承受高压、输出端并联提供稳定直流输出。考虑到功率单元的冗余需求，在各功率单元输入前端接入冗余开关，具有功率单元快速切除、故障限流等优点。

作为功率单元的 SDBuck-LLC 由辅助网络、串联型 Buck 电路、集成式 LLC 谐振电路、隔离变压器及整流电路组成。该变换器以高频 SiC MOSFET S_1~S_6 作为主功率开关，为满足在高输入电压工作点的稳定工作且使得所有开关管能在宽工作范围内实现软开关。输入电容 C_1~C_4 与辅助电感 L_{a1}、L_{a2} 共同组成辅助网络，为 S_1~S_4 提供偏置电流，以满足其实现零电压开关 ZVS(zero voltage switching)的条件。变压器变比为 n_T:1。I_{L_r}、I_{L_b}、$I_{L_{a1}}$、$I_{L_{a2}}$ 分别为流经电感 L_r、L_b、L_{a1}、L_{a2} 的电流，并在图 1 中以箭头的形式给出了电流的正向参考方向。

2 SDBuck-LLC 工作原理及稳态分析

2.1 工作模式及工作原理分析

串联双 Buck 集成 LLC 型变换器采用定频定相移脉宽调制策略，通过控制串联型 Buck 电路中 S_1~S_4 的占空比调节输出电压，利用 S_1 与 S_5 之间的相移及辅助网络提供合适的电流偏置，确保所有开关管在宽输入电压范围内都能够实现 ZVS，LLC 谐振腔定频工作。具体来说，开关管 S_1、S_4 的驱动信号 G_1、G_4 相同，占空比为 D_1；开关管 S_2、S_3 的驱动信号 G_2、G_3 相同，S_1、S_2 互补导通；开关管 S_5 的占空比 D_2 固定为 0.5，S_5、S_6 互补导通。定义 G_1 上升沿超前 G_5 上升沿 φT_s，φ 为相移参数，T_s 为开关周期。

分析 D_1 与 φ 之间的关系，可将变换器工作状态划分为 8 种工作模式，见表 1，各工作模式波形如图 2 所示。

为了确保开关管 S_1~S_6 能够在宽输入电压范围内的各类负载条件下均满足 ZVS 条件，应确保 Buck 电感电流 I_{L_b} 在 S_1、S_4、S_6 的开通时刻均为负值，X4、Y1 模式无法兼顾各开通时刻的电流要求，

表 1 功率单元 SDBuck-LLC 工作模式划分

Tab. 1 Division of operation modes for power unit SDBuck-LLC converter

模式	D_1 与 φ 的关系
X1	$0<D_1\leqslant 0.5$，$0<\varphi\leqslant D_1$
X2	$0<D_1\leqslant 0.5$，$D_1<\varphi\leqslant 0.5$
X3	$0<D_1\leqslant 0.5$，$0.5<\varphi\leqslant D_1+0.5$
X4	$0<D_1\leqslant 0.5$，$D_1+0.5<\varphi\leqslant 1.0$
Y1	$0.5<D_1\leqslant 1.0$，$0<\varphi\leqslant D_1-0.5$
Y2	$0.5<D_1\leqslant 1.0$，$D_1-0.5<\varphi\leqslant 0.5$
Y3	$0.5<D_1\leqslant 1.0$，$0.5<\varphi\leqslant D_1$
Y4	$0.5<D_1\leqslant 1.0$，$D_1<\varphi\leqslant 1.0$

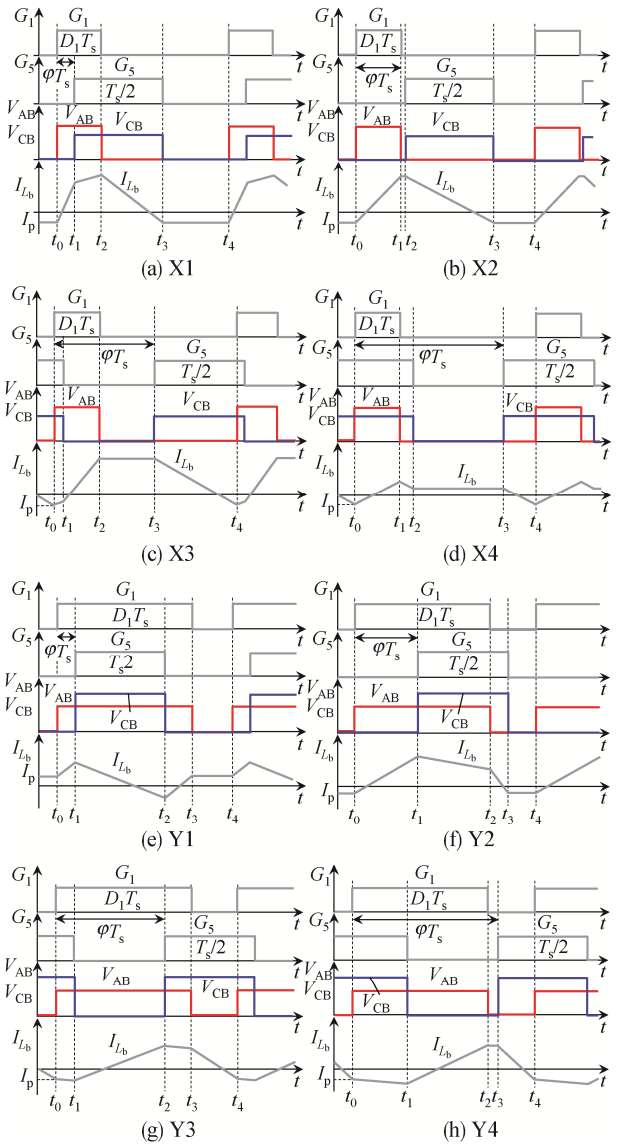


图 2 SDBuck-LLC 各工作模式简要波形

Fig. 2 Simplified waveform of SDBuck-LLC converter in each operation mode

因此不宜纳入功率单元工作范围。所提功率单元采用定频定相移控制方案，为适应宽工作范围内的功率传输，相移 φT_s 不宜过大，因此排除 X3、Y3、Y4 模式。X2 模式中 $D_1<\varphi$，1 个周期内电感 L_b 存在两段时刻的续流状态，相比于 X1 模式，在满足各开关管 ZVS 条件时，同等电压增益及传输功率条件下，Buck 电感电流 I_{L_b} 的有效值略高，将导致更高的损耗。综上，X1、Y2 工作模式为所提 SDBuck-LLC 在设计要求内最为适宜的工作模式。故本文仅针对该 2 种工作模式进行详细模态分析，各模态关键波形如图 3 所示，所对应的等效电路如图 4~图 7 所示。为简化电路分析工作，功率单元工作模态分析遵循以下 2 点假设：①所有器件，包括开关管及电容，均为理想器件；②输出电容两端的直流电压纹波忽略不计。

2.1.1　X1 模式工作模态分析

模态 1(t_0，t_0')：t_0 时刻之前，S_6 已经开通。S_1、S_4 的驱动信号 G_1、G_4 在 t_0 时刻开始上升，由于 S_1、S_4 的反向二极管已经导通，S_1、S_4 实现 ZVS，V_{AB} 由 0 上升至输入电压 V_i。在此阶段，辅助电感 L_{a1}、

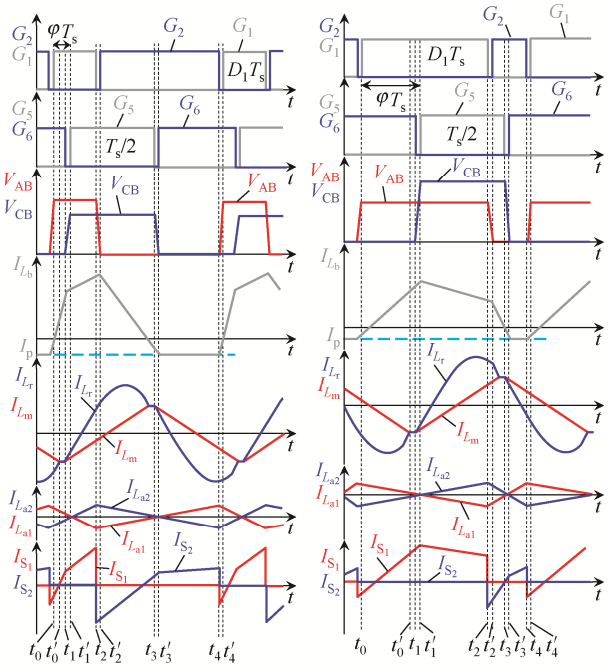


图 3　SDBuck-LLC 关键电压、电流波形

Fig. 3 Key voltage and current waveforms of SDBuck-LLC converter

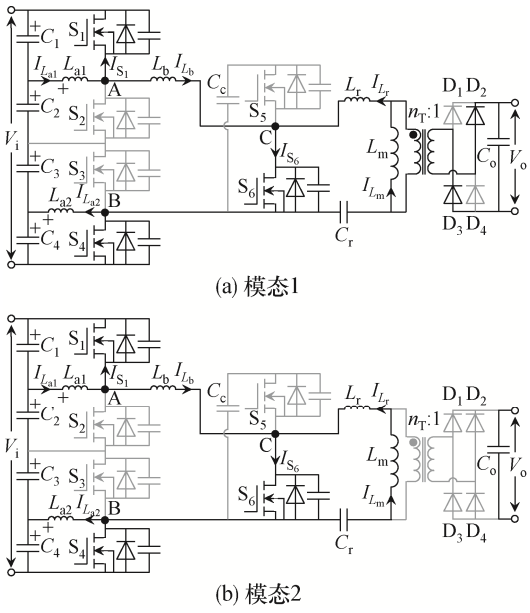


图 4　X1 模式下模态 1、模态 2 等效电路

Fig. 4 Equivalent circuits in X1 mode (modes 1 and 2)

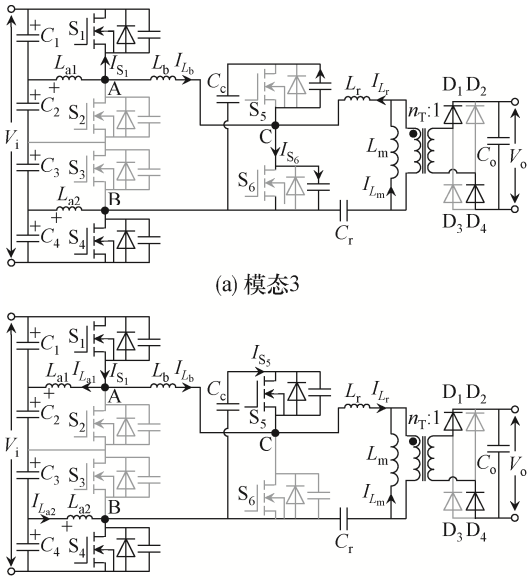
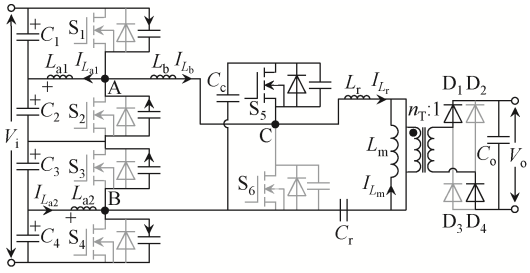


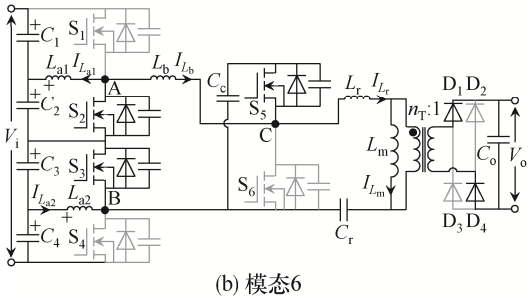
图 5　X1 模式下模态 3、模态 4 等效电路

Fig. 5 Equivalent circuits in X1 mode (modes 3 and 4)

L_{a2} 的电压为–V_{c1}、V_{c4}，分别处于放电及充电状态。谐振腔输入电压 V_{CB} 为 0，Buck 电感 L_b 两端所施加的电压为 V_{AB} 与 V_{CB} 之差，此时等于 V_i，L_b 处于高励磁状态，I_{L_b} 从初始值 I_p 快速上升。谐振电流 I_{L_r} 以谐振频率 f_r 呈正弦波增加，二极管 D_2、D_3 导通，励磁电感电压 V_{L_m} 受到反向输出电压 V_o 钳位，励磁电感电流 I_{L_m} 逐渐减小。



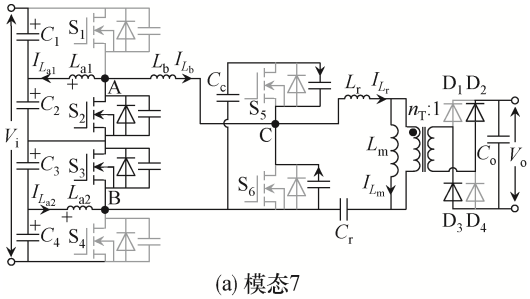
(a) 模态5



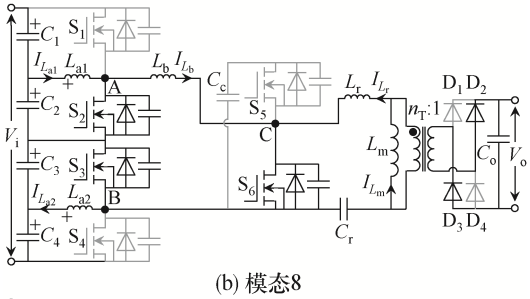
(b) 模态6

图 6 X1 模式下模态 5、模态 6 等效电路

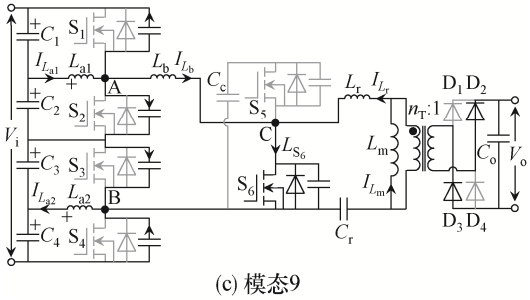
Fig. 6 Equivalent circuits in X1 mode (modes 5 and 6)



(a) 模态7



(b) 模态8



(c) 模态9

图 7 X1 模式下模态 7、模态 8、模态 9 等效电路

Fig. 7 Equivalent circuits in X1 mode (modes 7, 8 and 9)

模态 2(t_0'，t_1)：t_0'时刻，I_{L_r}等同于I_{L_m}。该阶段，二极管 D_1~D_4均截止，变压器绕组无电流通过，即无能量通过变压器传送至二次侧。谐振电感 L_r、励磁电感 L_m、谐振电容 C_r参与谐振，此时谐振频率为f_m。

模态 3(t_1，t_1')：t_1 时刻，S_6关断，S_1、S_4仍然保持开通。此阶段为 S_5、S_6间的死区时间，S_5、S_6的结电容各自开始放电和充电，为 S_5的 ZVS 奠定基础。与此同时，D_1、D_4开始导通，励磁电感 L_m退出谐振环节。

模态 4(t_1'，t_2)：t_1'时刻，S_5的驱动信号 G_5开始上升，此时 S_5实现 ZVS，开通瞬间通过 S_5的电流值为I_{L_r}与I_{L_b}间的差值。谐振腔输入电压 V_{CB}上升至等同于钳位电容电压V_{C_c}，L_b两端所施加的电压等于 V_i–V_{C_c}，L_b处于低励磁状态，I_{L_b}增长速率减缓，V_{L_m}受 V_o钳位影响，I_{L_m}逐渐增大。

模态 5(t_2，t_2')：t_2时刻，S_1关断, S_5仍然保持开通，$I_{L_{a1}}$、$I_{L_{a2}}$各自达到最低值与最高值。此阶段为 S_1、S_2间的死区时间，S_1、S_2的结电容各自开始充电和放电，为 S_2的 ZVS 提供条件。

模态 6(t_2'，t_3)：t_2'时刻，S_2的驱动信号 G_2上升，此时 S_2实现 ZVS，开通瞬间通过 S_2的电流值为$I_{L_{a1}}$与I_{L_b}间的差值。V_{AB}下降至 0，L_b两端所施加的电压等于–V_{C_c}，处于深去磁状态，I_{L_b}快速下降。$I_{L_{a1}}$、$I_{L_{a2}}$两端所施加的电压分别为 V_{c2}、$-V_{c3}$，分别处于充电及放电状态。

模态 7(t_3，t_3')：t_3时刻，S_5关断，S_2、S_3仍然保持开通，再次进入 S_5、S_6 间的死区时间。此时 S_5、S_6的结电容分别开始充电和放电，为 S_6的 ZVS 提供条件。同时，在此阶段中整流桥开始反向导通，励磁电感 L_m退出谐振环节。

模态 8(t_3'，t_4')：t_3'时刻，S_6的驱动信号 G_6上升，此时 S_6实现 ZVS，开通瞬间通过 S_6的电流值为电感电流 I_{L_b}与谐振电流 I_{L_r}间的差值。谐振腔输入电压 V_{CB}下降至 0，L_b两端所施加的电压为 0，L_b处于续流状态，I_{L_b}维持不变。

模态 9(t_4'，t_4)：t_4'时刻，S_2关断，S_6仍然保持开通，$I_{L_{a1}}$、$I_{L_{a2}}$各自达到最高值与最低值。再次进入 S_1、S_2间的死区时间，S_1、S_2的结电容各自开始放电和充电。t_4 时刻，S_1 驱动信号上升，此时 S_1

实现 ZVS，开通瞬间通过 S_1 的电流为 I_{L_b} 与 $I_{L_{a1}}$ 间的差值，开始进入下一周期。

2.1.2　Y2 模式工作模态分析

Y2 模式与 X1 模式的各工作模态大致相同，主要差异点在于：①Y2 模式的模态 4 中，L_b 两端所施加的电压为 $V_i-V_{C_c}$，此时为负值，处于低去磁状态，I_{L_b} 缓慢减小；②模态 1~模态 3 所对应的深励磁状态时间延长，该时间段所对应的谐振负半周期也有所延长；③模态 6、模态 7 所对应的深去磁状态时间缩短，该时间段所对应的谐振正半周期也有所缩短。

2.2 软开关特性

根据 2.1 节模态分析，可得 X1、Y2 模式下电感 L_b 的电流表达式为

$$I_{L_b,\mathrm{X1Y2}}(t)=\begin{cases} I_p+V_i t/L_b \\ \qquad 0\leqslant t\leqslant \varphi T_s \\ I_p+[V_{C_c}\varphi T_s+(V_i-V_{C_c})t]/L_b \\ \qquad \varphi T_s\leqslant t\leqslant D_1T_s \\ I_p+(V_{C_c}\varphi T_s+V_iD_1T_s-V_{C_c}t)/L_b \\ \qquad D_1T_s\leqslant t\leqslant(\varphi+0.5)T_s \\ I_p \quad (\varphi+0.5)T_s\leqslant t\leqslant T_s \end{cases} \tag{1}$$

式中：I_p 为 S_1 开通时的 Buck 电感电流，也是其周期内的电流最小值。可以看出，电感 L_b 及相移角均对电感电流峰值有所影响，电感 L_b 越大，电感电流峰值及其有效值越小，与之相关的变换器导通损耗越小。

可以进一步得到变换器在 X1、Y2 模式理想条件下的传输功率表达式为

$$P_{\mathrm{X1Y2}}=0.5I_pV_{C_c}+\frac{V_{C_c}^2T_s}{4L_b}\left(-\frac{\varphi^2}{D_1}+2\varphi-D_1+0.5\right) \tag{2}$$

因此，在变换器器件参数确定的前提下，P、I_p、D_1、φ 相互制约。在输入电压确定后，占空比 D_1 也随之确定，I_p 与传输功率 P 及相移 φT_s 紧密相关。

通过模态分析可以发现，开关管 S_1~S_4 的 ZVS 实现主要由电感电流 I_{L_b}、$I_{L_{a1}}$、$I_{L_{a2}}$ 共同决定，开关管 S_5~S_6 的 ZVS 实现主要由电感电流 I_{L_b}、谐振电流 I_{L_r} 共同决定。分析可得功率单元内各开关管的 ZVS 条件表达式为

$$\begin{cases} I_{S_1,\mathrm{on}}=I_{S_4,\mathrm{on}}=I_{L_b}(t_0)-I_{L_{a1}}(t_0)\leqslant-\Delta I_{\mathrm{ZVS}} \\ I_{S_5,\mathrm{on}}=I_{L_r}(t_1)-I_{L_b}(t_1)\leqslant-\Delta I_{\mathrm{ZVS}} \\ I_{S_2,\mathrm{on}}=I_{S_3,\mathrm{on}}=I_{L_{a1}}(t_2')-I_{L_b}(t_2')\leqslant-\Delta I_{\mathrm{ZVS}} \\ I_{S_6,\mathrm{on}}=I_{L_b}(t_3')-I_{L_r}(t_3')\leqslant-\Delta I_{\mathrm{ZVS}} \end{cases} \tag{3}$$

式中，I_{ZVS} 为满足结电容完全充放电的电流，即满足开关管软开关的最低电流。

由功率表达式(2)进行引申，可推导得

$$I_p=\frac{2P_{\mathrm{X1Y2}}}{V_{C_c}}-\frac{V_{C_c}^2T_s}{2L_bV_{C_c}}\left(-\frac{\varphi^2}{D_1}+2\varphi-D_1+0.5\right) \tag{4}$$

$$I_{L_b}(t_3')=I_{L_b}(t_0)=I_p \tag{5}$$

当变换器处于半载或空载状态时，其 ZVS 条件相比于满载状态更易于实现，因此，后述分析只考虑变换器满载时的 ZVS 条件。同时，$I_{L_{a1}}(t_2')$ 和 $I_{L_b}(t_2')$ 分别恒定为负值和正值，因此 S_2、S_3 固有特性在宽工作范围内满足 ZVS 条件。S_1、S_4、S_5、S_6 的 ZVS 条件则需要根据具体工况进行分析。

谐振腔输入电压 V_{CB} 的傅里叶展开表达式为

$$V_{\mathrm{CB}}=(1-D_2)V_{C_c}+V_{sh} \tag{6}$$

$$V_{sh}=\sum_{h=1}^{\infty}\frac{\sqrt{2}V_{C_c}}{h\pi}\sqrt{1-\cos(2h\pi D_2)}\cdot\sin(2h\pi f_s t+\theta_h) \tag{7}$$

式中：V_{sh} 为交流谐波分量；h 为谐波次数；f_s 为开关频率；θ_h 为第 h 次谐波相位角，$\theta_h=\arctan\left[\dfrac{\sin(2h\pi D_2)}{1-\cos(2h\pi D_2)}\right]=\dfrac{\pi}{2}-hD_2\cdot\pi$。

稳态等效电路中的励磁电感电流 I_{L_m} 和等效负载电流 I_{oe} 的表达式分别为

$$\begin{cases} I_{L_m}=n_T\sum\limits_{h=1}^{\infty}\dfrac{H_hV_{\mathrm{CB}h}}{\mathrm{j}h\omega L_m} \\ I_{\mathrm{oe}}=n_T\sum\limits_{h=1}^{\infty}\dfrac{H_hV_{\mathrm{CB}h}}{R_{\mathrm{eq}}} \end{cases} \tag{8}$$

式中：H_h 为谐振腔第 h 次谐波的传递函数；$V_{\mathrm{CB}h}$ 为第 h 次谐振腔输入电压；ω 为角频率；R_{eq} 为等效

电阻，$R_{eq}=n_T^2R_{o,ac}=\frac{8n_T^2}{\pi^2}R_o$，$R_{o,ac}$ 与 R_o 分别为交流等效输出电阻及输出电阻。

谐振电流 I_{L_r} 则可通过励磁电感电流和等效负载电流相加得到，可表示为

$$I_{L_r}(t)=\sum_{h=1}^{\infty}\frac{\sqrt{2}V_{C_c}}{h\pi}\sqrt{1-\cos(2h\pi D_2)}\cdot\left\{\frac{|n_T\cdot H_h|}{R_{eq}}\sin[2h\pi f_s t+\theta_h+\angle(n_T\cdot H_h)]-\frac{|n_T\cdot H_h|}{h\omega L_m}\cos[2h\pi f_s t+\theta_h+\angle(n_T\cdot H_h)]\right\} \tag{9}$$

结合电感电流的表达式，可以得到 $f_s=80$ kHz、$P=6.25$ kW、$V_o=400$ V 时，S_5、S_6 的开通电流 $I_{S_5,on}$、$I_{S_6,on}$ 与占空比 D_1、移相 φT_s、Buck 电感 L_b 之间的关系，分别如图 8 与图 9 所示。此时，综合考虑传输功率及电压等级，ΔI_{ZVS} 取值为 1.5 A，图中网格平面所示即为开通电流 I_{on}=−1.5 A 的参考平面。可以看出，S_5、S_6 的 ZVS 范围均较为宽。S_5 仅在 φ<0.1 时，在低占空比工况下无法实现 ZVS，电感 L_b 的

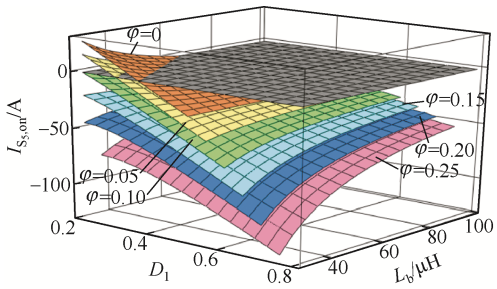


图 8 不同相移 φ 条件下，$I_{S_5,on}$ 与 D_1、L_b 之间的关系

Fig. 8 Relationship of $I_{S_5,on}$ with D_1 and L_b under different values of phase shift φ

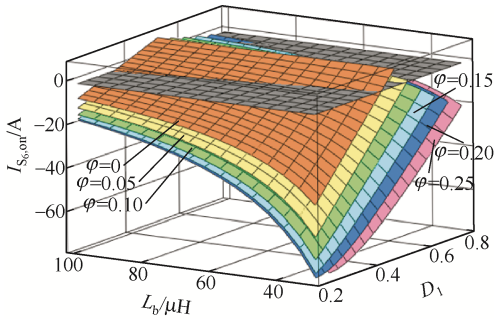


图 9 不同相移 φ 时，$I_{S_6,on}$ 与 D_1、L_b 之间的关系

Fig. 9 Relationship of $I_{S_6,on}$ with $D_1$and L_b under different values of phase shift φ

增加使得 S_5 开通电流有所上升；S_6 则是在占空比大于 0.3 的工况下，开始存在无法实现 ZVS 的工作点，但随着相移 φT_s 的增加或者电感 L_b 的减小，满足 ZVS 条件的工作范围将会逐步扩宽。

根据辅助电感 L_{a1} 的伏秒平衡 $(1-D_1)T_sV_{c2}=D_1T_sV_{c1}$ 及串联型双 Buck 的对称性 $V_{c1}+V_{c2}=V_{c3}+V_{c4}=V_i/2$ 可以计算出

$$\begin{cases}V_{c1}=(1-D_1)V_i/2\\V_{c2}=D_1V_i/2\end{cases} \tag{10}$$

辅助电感电流的峰值及 S_1、S_4 开通电流可以表示为

$$|i_{L_{a1},pk+}|=|i_{L_{a1},pk-}|=\frac{1}{L_{a1}}\int_{D_1T_s/2}V_{c1}\mathrm{d}t=\frac{D_1(1-D_1)}{4f_sL_{a1}}V_i \tag{11}$$

$$I_{S_1,on}=I_{S_4,on}=I_p-\frac{D_1(1-D_1)}{4f_sL_{a1}}V_i \tag{12}$$

结合前文分析，可得 $f_s=80$ kHz、$P=6.25$ kW、$V_o=400$ V、$L_b=75$ μH 时，S_1、S_4 的开通电流 $I_{S_1,on}$、$I_{S_4,on}$ 与占空比 D_1、相移 φT_s、辅助电感 L_{a1} 之间的关系如图 10 所示，图中网格平面即为 I_{on}=−1.5 A 的参考平面。可以看出，相移 φT_s 的增加降低了 S_1、S_4 的 ZVS 难度；辅助电感 L_{a1} 的减小使得开关管开通时所获得的负向偏置电流增加，使得 ZVS 更易实现。与此同时，引入的偏置电流将导致导通损耗略有上升，从该角度出发，辅助电感 L_{a1} 的取值不宜过小。

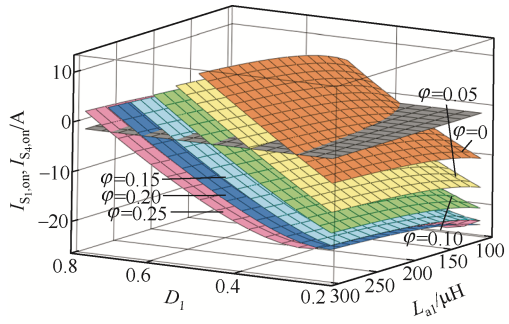


图 10 不同相移 φ 时，$I_{S_1,on}$、$I_{S_4,on}$ 与 D_1、L_{a1} 之间的关系

Fig. 10 Relationship of $I_{S_1,on}$ with D_1 and L_{a1}, and relationship of $I_{S_4,on}$ with D_1 and L_{a1} under different values of phase shift φ

3　实验验证

为了证明所提功率单元拓扑的可行性，以及前述工作原理、稳态分析的正确性，设计并研制了 1 台 6.25~7.00 kW 实验样机，该样机满足 750 V~1 430 V 宽输入电压范围要求。图 11 所示为实验样机装置，样机器件参数见表 2。

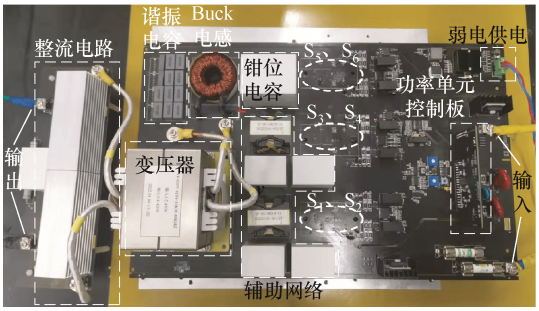


图 11　SDBuck-LLC 实验样机

Fig. 11 Experimental prototype of SDBuck-LLC converter

表 2　实验样机参数

Tab. 2 Parameters of experimental prototype

参数	数值
输入电压 V_i/V	750~1 430
输出电压 V_o/V	400
谐振电感 L_r/μH	14.3
输入电容 C_1~C_4/μF	50
相移 φ	0.15
钳位电容 C_c /μF	55
额定输出功率 P_o^*/kW	6.25~7.00
额定开关频率 f_{sn}/kHz	80
变压器匝数比 n_T	1:1
辅助电感 L_{a1}、L_{a2}/μH	180
谐振电感 L_b/μH	75
谐振电容 C_r/nF	276.6

所述直流变换器工程样机设计方案满足 6~10 kV 中压直流电网接入需求，包含 8 个功率单元，具备 1 个功率单元冗余切换能力，8 功率单元运行时，单个功率单元输入电压范围为 750~1 250 V，输出电压 400 V，输出功率 6.25 kW；7 功率单元运行时，单个功率单元输入电压范围为 860~1 430 V，输出功率 7.15 kW。图 12 为 8 功率单元额定功率工况时，不同输入电压下的稳态实验波形，其中 V_{Tp} 为变压器一次侧输入电压。图 12(a)与(b)对应功率单元输入电压为 750 V 时的稳态波形，此时 D_1=0.55，功率单元工作于 Y2 工作模式。V_{AB} 幅值为 750 V，谐振腔输入电压 V_{CB} 幅值等同于钳位电容电压 V_{C_c}，为 800 V。在 D_2=0.5、n_T=1 的条件下，输出电压稳定为 400 V。此时辅助网络所提供的电流偏置最低，实现 ZVS 的难度最大。图 12(c)与(d)对应功率单元输入电压为 1 250 V 时的稳态波形，

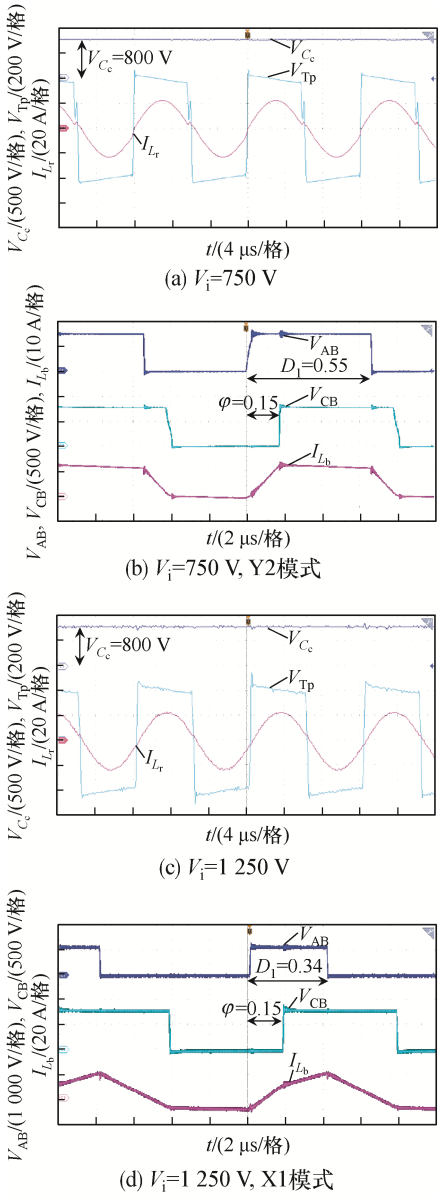
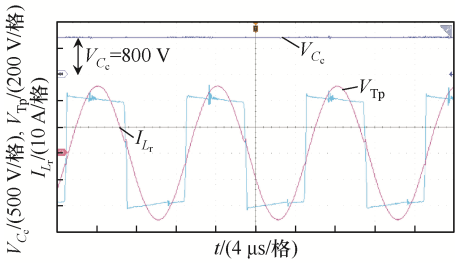


图 12　SDBuck-LLC 不同输入电压 V_i 下输出功率为 6.25 kW 时的稳态实验波形

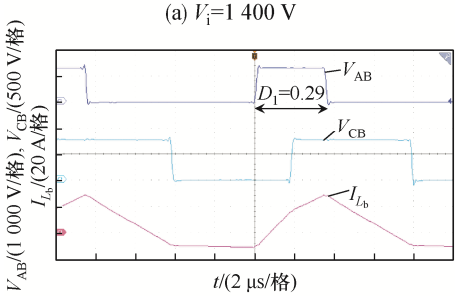
Fig. 12 Steady-state experimental waveforms of SDBuck-LLC converter with output power of 6.25 kW under different values of V_i

此时 D_1=0.34，功率单元工作于 X1 工作模式。V_{AB} 幅值为 1 250 V，谐振腔输入电压 V_{CB} 幅值等同于钳位电容电压 V_{C_c}，仍为 800 V。

图 13 为 7 功率单元工况下，功率单元输入电压为 1 400 V 时的稳态波形。此时输出功率为 7 kW，D_1=0.29，工作于 X1 工作模式。V_{AB} 幅值等同于输入电压，为 1 400 V，此时 V_{CB} 幅值等同于钳位电容电压 V_{C_c}，仍为 800 V。



(a) V_i=1 400 V



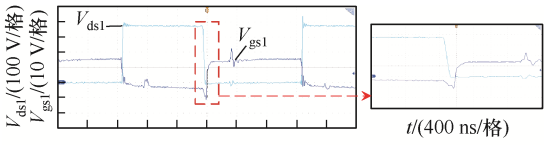
(b) V_i=1 400 V, X1模式

图 13 SDBuck-LLC 输出功率为 7 kW，输入电压 V_i 为 1 400 V 时的稳态实验波形

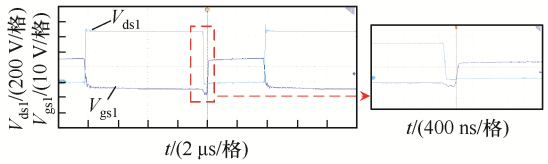
Fig. 13 Steady-state experimental waveforms of SDBuck-LLC converter with output power of 7 kW and input voltage V_i of 1 400 V

图 14 为满载条件下不同输入电压时各开关管的 ZVS 波形。由于开关管 S_1、S_4，S_2、S_3 存在对称关系，本节仅展示 S_1、S_2 相关波形。图 14(a)、(c)、(e)、(g)分别为满载条件下输入电压为 750 V 时 S_1、S_2、S_5、S_6 的漏源极电压 V_{ds} 与栅源极电压 V_{gs} 波形，可以看出，此时 S_1、S_6 处于整个工作范围中最难 ZVS 条件下，S_1 漏源极电压下降沿与栅源极电压上升沿的时间差不足 100 ns，S_6 漏源极电压下降沿与栅源极电压上升沿的时间差仅为 20 ns。图 14(b)、(d)、(f)、(h)分别为满载条件下输入电压为 1 250 V 时 S_1、S_2、S_5、S_6 的漏源极电压与栅源极电压波形，各开关管漏源极电压下降沿与栅源极电压上升沿的时间差均大于 160 ns，可以轻易实现 ZVS。

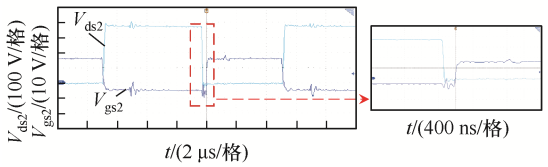
图 15 为 20%负载条件下(1 200 W)不同输入电压时各开关管的 ZVS 波形。图 15(a)、(c)、(e)、(g)



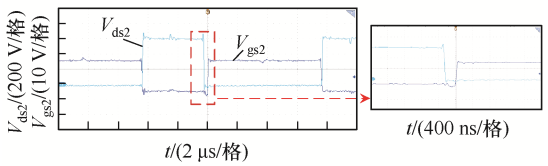
(a) V_i=750 V, S_1



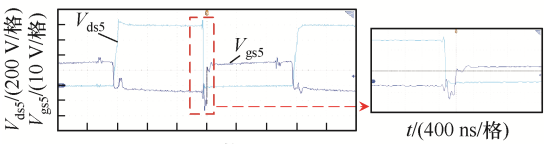
(b) V_i=1 250 V, S_1



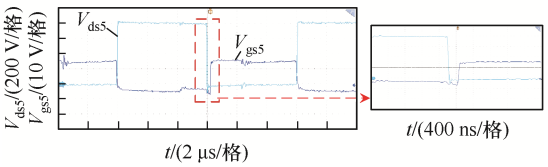
(c) V_i=750 V, S_2



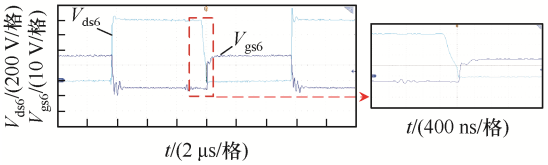
(d) V_i=1 250 V, S_2



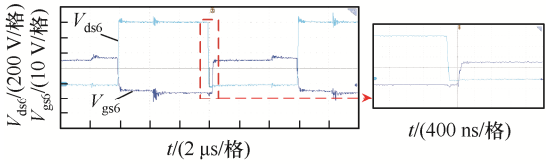
(e) V_i=750 V, S_5



(f) V_i=1 250 V, S_5



(g) V_i=750 V, S_6

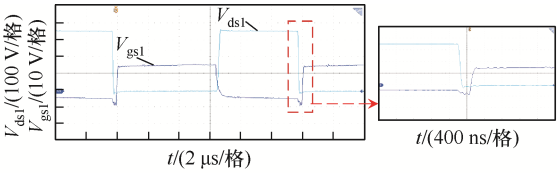


(h) V_i=1 250 V, S_6

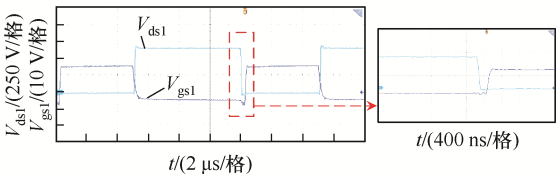
图 14　SDBuck-LLC 满载条件下不同 V_i 时各开关管的 ZVS 波形

Fig. 14 ZVS waveforms of each switch under full load of SDBuck-LLC converter and different values of V_i

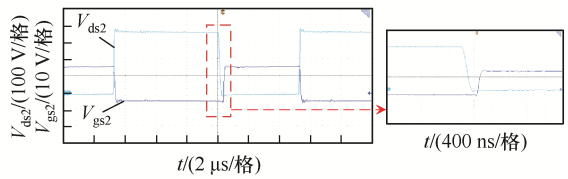
分别为输入电压为 750 V 时 S_1、S_2、S_5、S_6 的 ZVS 波形；图 15(b)、(d)、(f)、(h)分别为输入电压为 1 250 V 时 S_1、S_2、S_5、S_6 的 ZVS 波形。可以看出，



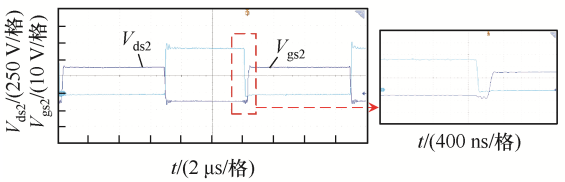
(a) V_i=750 V, S_1



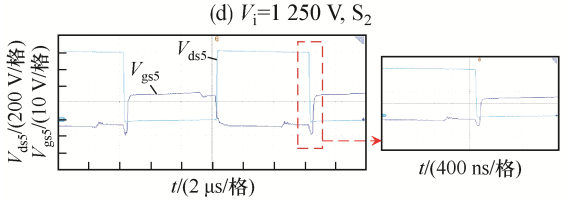
(b) V_i=1 250 V, S_1



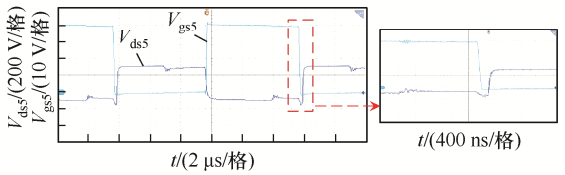
(c) V_i=750 V, S_2



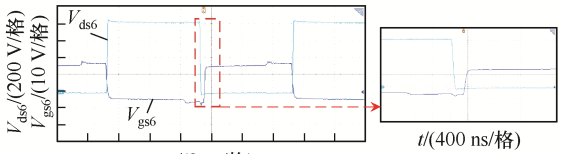
(d) V_i=1 250 V, S_2



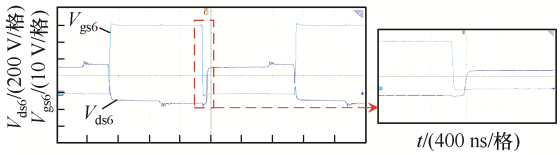
(e) V_i=750 V, S_5



(f) V_i=1 250 V, S_5



(g) V_i=750 V, S_6



(h) V_i=1 250 V, S_6

图 15　SDBuck-LLC 轻载条件下不同 V_i 时各开关管的 ZVS 波形

Fig. 15 ZVS waveforms of each switch under light load of SDBuck-LLC converter and different values of V_i

轻载条件下各开关管漏源极电压下降沿与栅源极电压上升沿均具有较长的时间差，可轻易实现 ZVS。综上可知，所提 SDBuck-LLC 谐振变换器所有开关管在宽输入电压范围，宽输出功率范围内均可实现 ZVS。

图 16 为负载波动动态实验波形，此时输入电压为 1 kV，负载先由 4 kW 升至 5 kW，再由 5 kW 降至 4 kW，在此过程中输出电压仍维持于 400 V，输出电压纹波略有增加。图 17 为输入电压波动动态实验波形，此处需考虑验证 ISOP 结构输入均压特性，采取两功率模块输入串联输出并联，总输入电压由 2.0 kV 升至 2.5 kV，再降至 2.0 kV，两功率模块输入电压基本保持均分且维持稳定，输出电压始终维持在 400 V。

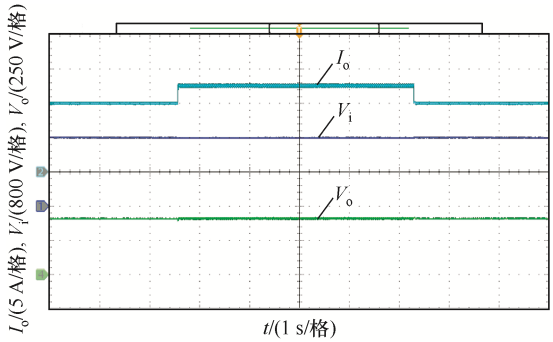


图 16　负载波动动态实验波形

Fig. 16 Dynamic experimental waveforms under load fluctuations

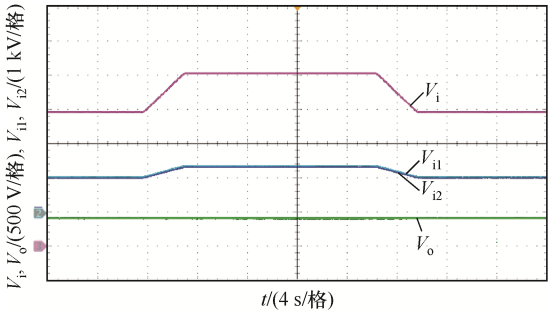


图 17 输入电压波动动态实验波形

Fig. 17 Dynamic experimental waveforms under input voltage fluctuations

图 18 为功率单元在不同输入电压条件下的效率对比，分别给出了输入电压为 750、950、1 250 V 时变换器效率随输出功率的变化曲线，各工作点功率通过功率分析仪 HIOKI-PW6001 测量。可以看出，功率单元效率随着输入电压的上升略有下降，但在宽输入电压范围内的满载效率均高于 95%。

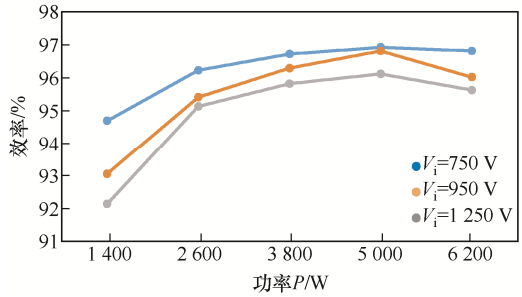


图 18 SDBuck-LLC 不同输入电压 V_i 时的效率曲线

Fig. 18 Efficiency curves of SDBuck-LLC converter under different values of input voltage V_i

4 结语

直流变压器是具有直流电压变换与直流电能分配能力的高效电力电子装备，是直流电网发展与建设的关键技术。本文针对面向新能源接入的直流变换器展开研究，提出了 1 种基于 Buck-LLC 集成的模块化组合式直流变换器，满足中压侧宽范围电压等级的接入需求，在理论工作研究和工程样机研制等方面都取得了突破。该变换器电路结构采取集成化设计，具有高功率密度；通过调节串联型双 Buck 电路占空比以适应宽输入电压范围的应用场合；通过辅助电路及所引入的相移 φT_s 使得所有开关管可在宽输入电压范围内满足零电压开通条件，消除了开关管开通损耗，提高了变换器整体转换效率。围绕所提功率单元拓扑展开了详尽的工作原理分析，并设计了功率单元实验样机，展示了样机实验结果，验证了所提功率单元的可行性。本文研究成果有助于在后续的研究工作中开展直流变换器内部电磁能量交互机理分析，构建直流变换器完备精确的损耗模型，进而发掘影响直流变换器运行效率的核心因素，为提出面向全局的直流变换器运行效率优化理论和方法奠定基础。

参考文献：

[1] 曾嵘, 赵宇明, 赵彪, 等. 直流配用电关键技术研究与应用展望[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6791-6801, 7114.
Zeng Rong, Zhao Yuming, Zhao Biao, et al. A prospective look on research and application of DC power distribution technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6791-6801, 7114. (in Chinese)

[2] Gomis-Bellmunt O, Sau-Bassols J, Prieto-Araujo E, et al. Flexible converters for meshed HVDC grids: From flexible AC transmission systems(FACTS) to flexible DC grids [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2020, 35(1): 2-15.

[3] Shuai Zhikang, Huang Wen, Shen Chao, et al. Characteristics and restraining method of fast transient inrush fault currents in synchronverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7487-7497.

[4] Quraan M, Yeo T, Tricoli P. Design and control of modular multilevel converters for battery electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 507-517.

[5] Chen Yu, Zhao Shanshan, Li Zuoyu, et al. Modeling and control of the isolated DC-DC modular multilevel converter for electric ship medium voltage direct current power system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(1): 124-139.

[6] Zhao Biao, Song Qiang, Li Jianguo, et al. High-frequency-link modulation methodology of DC-DC trans-

former based on modular multilevel converter for HVDC application: Comprehensive analysis and experimental verification [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3413-3424.

[7] Cui Shenghui, Soltau N, De Doncker R W. A high step-up ratio soft-switching DC-DC converter for interconnection of MVDC and HVDC grids [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2986-3001.

[8] Xiang Xin, Zhang Xiaotian, Luth T, et al. A compact modular multilevel DC-DC converter for high step-ratio MV and HV use [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9): 7060-7071.

[9] Shi Yuxiang, Li Hui. Isolated modular multilevel DC-DC converter with DC fault current control capability based on current-fed dual active bridge for MVDC application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2145-2161.

[10] Jovcic D. Bidirectional, high-power DC transformer [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2009, 24(4): 2276-2283.

[11] Zhang Xiaotian, Green T C, Junyent-Ferré A. A new resonant modular multilevel step-down DC-DC converter with inherent-balancing [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 78-88.

[12] Xiang Xin, Zhang Xiaotian, Chaffey G P, et al. An isolated resonant mode modular converter with flexible modulation and variety of configurations for MVDC application [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(1): 508-519.

[13] 陈武. 多变换器模块串并联组合系统研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2009.
Chen Wu. Research on series-parallel conversion systems consisting of multiple converter modules [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2009. (in Chinese)

[14] 赵彪, 宋强, 刘文华, 等. 用于柔性直流配电的高频链直流固态变压器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(25): 4295-4303.
Zhao Biao, Song Qiang, Liu Wenhua, et al. High-frequency-link DC solid state transformers for flexible DC distribution [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(25): 4295-4303. (in Chinese)

[15] Chub A, Costa L, Liserre M. Analysis and design of asymmetric quad-active-bridge converter [C]// IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Beijing, China, 2017: 5367-5372.

[16] 黄毅敏, 林国庆, 林思圻. 一种可拓展的双输入高增益 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 109-119.
Huang Yimin, Lin Guoqing, Lin Siqi. Expandable dual-input high step-up DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 109-119. (in Chinese)

[17] 秦月, 任春光, 孔健生, 等. 基于多谐振结构的宽输入电压范围 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 26-34.
Qin Yue, Ren Chunguang, Kong Jiansheng, et al. DC-DC converter with wide input voltage range based on multi-resonant structure [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 26-34. (in Chinese)

[18] Huber J E, Kolar J W. Applicability of solid-state transformers in today's and future distribution grids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(1): 317-326.



周芊帆

作者简介：

周芊帆(1993—　)，男，通信作者，博士，工程师。研究方向：中高压直流变换。E-mail：hndxzqf@163.com。

万代(1985—　)，男，博士，高级工程师。研究方向：有源配电网协调互动。E-mail：yy16431@foxmail.com。

段绪金(1989—　)，男，硕士，高级工程师。研究方向：配电一次设备。E-mail：815084821@qq.com。

朱吉然(1985—　)，男，博士，高级工程师。研究方向：配电智能化应用。E-mail：18973102439@163.com。

(责任编辑：郭凯凯)