DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.19　　**中图分类号**：TM46　　**文献标志码**：A

一种宽电压混合桥双向 DC-DC 变换器

段双明[1]，韩宇祺[1]，李军徽[1]，赵志强[2]，刘浩军[2]
(1.现代电力系统仿真控制与绿色电能新技术教育部重点实验室(东北电力大学)，吉林 132012；
2.国网哈密供电公司，哈密 839000)

摘要：提出 1 种宽电压混合桥双向 DC-DC 变换器。与 CLLC 变换器相比，所提出的变换器在两侧增加了线性桥臂，提高了变换器增益范围，降低了开关频率和反馈电流。提出了脉冲位移调制动态控制方法，可有效抑制能量传输过程中出现的电感端过电压，且具有控制初始化的功能。所提变换器在所有工作模式下均可实现软开关。设计了宽电压混合桥双向 DC-DC 变换器样机，通过实验验证所提变换器拓扑和控制策略的正确性和有效性。

关键词：双向 CLLC 变换器；宽电压；脉冲位移调制；混合桥；软开关

Wide-voltage Hybrid Bridge Bidirectional DC-DC Converter

DUAN Shuangming[1], HAN Yuqi[1], LI Junhui[1], ZHAO Zhiqiang[2], LIU Haojun[2]
(1. Key Laboratory of Modern Power System Simulation Control and New Green Power Technology of Ministry of Education (Northeast Electric Power University), Jilin 132012, China; 2. State Grid Hami Power Supply Company, Hami 839000, China)

Abstract: A wide-voltage hybrid bridge bidirectional DC-DC converter is proposed. Compared with the CLLC converter, the proposed converter adds linear bridge arms on both sides, so as to improve its gain range and reduce the switching frequency and feedback current. A dynamic control method of pulse-shift modulation is put forward, which can effectively suppress the overvoltage at the inductor terminal in the energy transmission process. In addition, this method also has a function of control initialization. In all of its operating modes, the converter can realize soft switching. A prototype of a bidirectional DC-DC converter with a wide-voltage hybrid bridge was designed, and the correctness and effectiveness of the proposed converter topology and control strategy were verified by experimental results.

Keywords: Bidirectional CLLC converter; wide voltage; pulse-shift modulation; hybrid bridge; soft switching

双向 DC-DC 变换器作为储能装置与直流母线的连接桥梁，在直流微电网、电动汽车 V2G(vehicle-to-grid)充电等储能领域被广泛应用[1-2]。由于长时间工作的储能装置存在端电压变化明显的问题，因此隔离型双向 DC-DC 变换器需要满足宽输入宽输出电压工作范围的要求[3-4]。

LLC 谐振型变换器具有电路结构简单、宽范围软开关、高功率密度等优点，但其在双向宽电压应用中存在开关频率调节过宽、循环电流大、双向工况差异较大等问题[5]。文献[6]在传统 LLC 变换器的基础上通过二次侧开关管交叠导通拓宽了变换器的电压增益范围，但该拓扑不具有双向能量传输的能力；文献[7]通过改变变比和重构电桥的方式扩大了变换器的输入输出范围，但也进一步增大了变换器的双向工况差异；文献[8]在半桥 LLC 谐振型变换器的基础上增加了 1 组线性桥臂使充电过程中电流只流过谐振电感，减小了变换器无源元件损耗，但该拓扑未能解决传统 LLC 变换器在双向工作时工况差异较大的问题。上述 LLC 变换器拓扑虽然能够满足宽输入宽输出电压工作范围的要求，但是在需要双向工作的情况下，正反向结构差异明

收稿日期：2023-12-12；**修回日期**：2024-01-23；**录用日期**：2024-02-03；**网络首发日期**：2024-04-26
基金项目：新疆维吾尔自治区重点研发任务专项资助项目(2022B01019-1)
This work is supported by Xinjiang Uygur Autonomous Region Key R&D Special Project under the grant 2022B01019-1

显，控制复杂。

为解决 LLC 双向工况差异问题，有学者研究了正反向工况相同的 CLLC 变换器，但 CLLC 同样具有工作频率范围较宽、反馈电流大、循环损耗大的问题[9-11]。文献[12]通过采用分段控制的方式，在保证 CLLC 变换器增益的情况下，减小了 CLLC 的开关频率范围，但变换器的增益范围仍然较低，且没有解决高增益下反馈电流大的问题。

本文通过在 CLLC 变换器的两侧增加线性桥臂，提出了 1 种宽电压混合桥双向 DC-DC 变换器，具有固定开关频率的升压(Boost)模式和可变开关频率的降压(Buck)模式，解决了现有 CLLC 谐振变换器开关频率范围大、高增益下反馈电流大的缺点。

1 主电路拓扑结构及工作原理

1.1 主电路拓扑结构

本文所提出的双向混合桥 CLLC 变换器在原有全桥 CLLC 变换器的基础上增加了两侧辅助线性桥臂，分别由开关管 S_5、S_6 和开关管 Q_5、Q_6 组成，采用定频脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)使电感 L_{r1} 的电流 $i_{L_{r1}}$ 线性增加。所提拓扑两侧结构对称，正反向工作时工况相同，满足双向应用要求，因此命名为双向混合桥 CLLC 变换器，如图 1 所示。

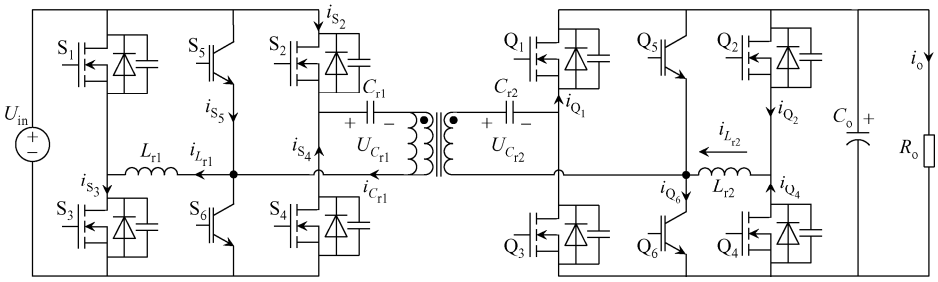


图 1 双向混合桥 DC-DC 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of bidirectional hybrid bridge DC-DC converter

依据线性桥臂是否工作，所提出的变换器被分为 Boost 模式和 Buck 模式。为方便分析变换器工作原理，进行如下假设：①拓扑中所有开关器件和无源元件皆为理想元件；②励磁电感 L_m 远大于 L_{r1} 和 L_{r2}，励磁电流 i_{L_m} 视为 0。

1.2 主电路工作原理分析

1.2.1 Boost 模式

在 Boost 模式下，所提变换器采用 PWM 控制，开关频率 $f_s=f_r$(f_r 为串联谐振频率)，工作波形如图 2 所示。图中，D_{p1}(0~0.45)为一次侧线性桥臂占空比，所提变换器通过改变 D_{p1} 的大小来调节输出电压。

所提变换器前半周期、后半周期工作状态对称，因此只对前半周期工作状态进行分析。该模式的前半周期工作过程分为 4 个阶段，每个阶段的等效电路如图 3 所示。各个阶段的工作原理如下。

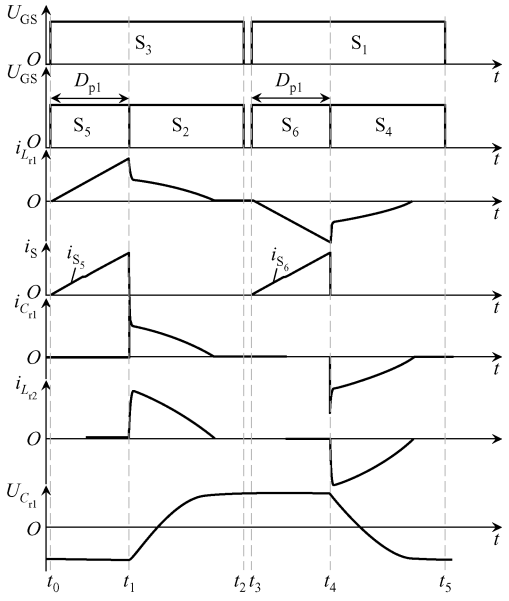


图 2 Boost 模式主要波形

Fig. 2 Main waveforms in Boost mode

第 1 阶段[t_0, t_1)：电感电流线性增加阶段，如图 3(a)所示。在 t_0 之前，S_1、S_4 关断，反馈电流对

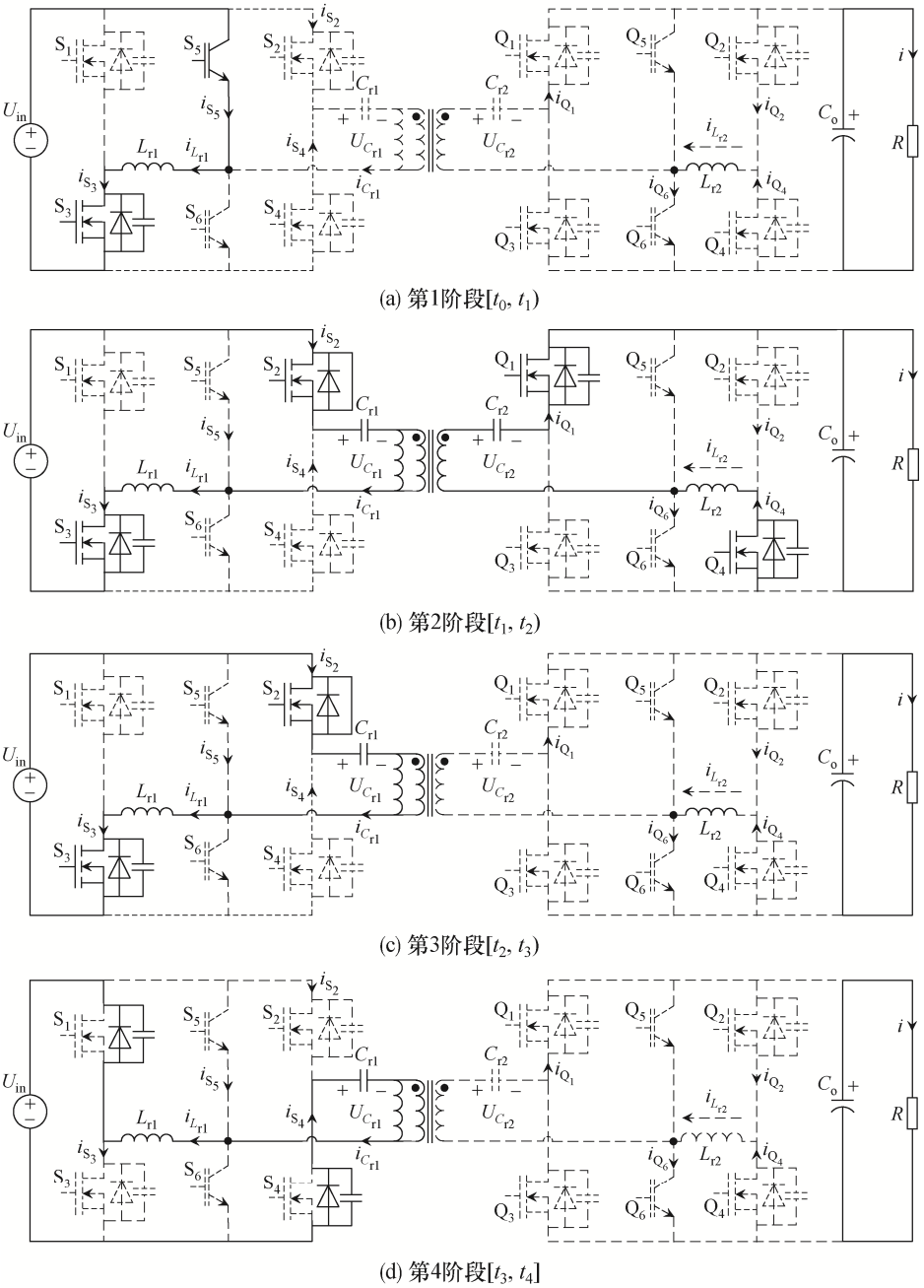


图 3　Boost 模式各阶段等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit at each stage of Boost mode

S_2 和 S_3 两端电容充放电，使其反并联二极管导通，为 S_2、S_3 的零电压开关 ZVS(zero voltage switching)导通提供条件。在 t_0 时刻，S_3、S_5 导通，$i_{L_{r1}}$ 线性增加，S_3 实现 ZVS 导通，S_5 电流从 0 开始上升实现零电流开关 ZCS(zero current switching)导通。二次侧开关管关断，输出电容向负载提供能量。在 t_1 时刻，$i_{L_{r1}}$ 可表示为

$$i_{L_{r1}}(t)=\frac{U_{in}(t-t_0)}{L_{r1}} \tag{1}$$

式中，U_{in} 为输入电压有效值。

第 2 阶段[t_1, t_2)：能量传递阶段，如图 3(b)所示。在 t_1 时刻，S_5 截止，S_2 由于其反并联二极管的钳位作用实现 ZVS 导通，CLLC 谐振，Q_1、Q_4 同步整流，能量从一次侧传递到二次侧。在该阶段，L_{r1} 的初始电流为 $i_{L_{r1}}(t_2)$，C_{r1} 的初始电压为 $-\Delta U_{C_r}$，

其在此阶段中的时域表达式分别为

$$i_{L_{r1}}(t)=\frac{i_{L_{r1}}(t_2)}{2}\cos\left[\omega_r(t-t_2)\right]+\frac{U_{in}-nU_o+2\Delta U_{C_r}}{2Z_r}\cdot \sin\left[\omega_r(t-t_2)\right] \tag{2}$$

$$U_{C_{r1}}(t)=\frac{(U_{in}-nU_o)}{2}+\frac{i_{L_{r1}}(t_2)}{2}Z_r\sin\left[\omega_r(t-t_2)\right]-\frac{(U_{in}-nU_o+2\Delta U_{C_r})}{2}\cos\left[\omega_r(t-t_2)\right] \tag{3}$$

式中：ω_r 为谐振角频率；U_o 为输出电压有效值；n 为变压器变比；Z_r 为特征阻抗。

第 3 阶段[t_2, t_3)：LLC 谐振阶段，如图 3(c)所示。在 t_2 时刻，开关管 Q_1、Q_4 的电流 i_{Q_1}、i_{Q_4} 降至 0，因此 Q_1、Q_4 实现 ZCS 关断。S_2、S_3 仍然处于导通状态。此时，L_{r1}、L_m 和 C_{r1} 形成谐振网络，输出电容向负载提供能量。

第 4 阶段[t_3, t_4]：死区阶段，如图 3(d)所示。在 t_3 时刻，S_2、S_3 关断。LLC 谐振电流对 S_2、S_3 的寄生电容充电，对 S_1、S_4 的寄生电容放电，在此阶段，S_1、S_4 的寄生电容完全放电，其反并联二极管导通，为实现 S_1、S_4 的 ZVS 导通创造了条件。由于 $i_{L_m}\approx 0$，因此此阶段中反馈电流可忽略不计，t_4 时刻之后变换器进入后半周期。

1.2.2 动态控制方法

通过 1.2.1 节的分析发现在开关管 S_5 和 S_2 切换过程中，一次侧励磁电流由线性回路转移到变压器回路，导致了两侧电感电流的快速变化，使得谐振电感 L_{r1} 和谐振电感 L_{r2} 两端出现巨大的电压过冲，如图 4 所示。

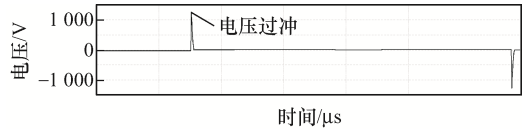


图 4 谐振电感 L_{r1} 端电压

Fig. 4 Terminal voltage of resonance inductor L_{r1}

巨大的电压过冲若不经过处理，会严重危害变换器正常运行，因此本文提出动态控制方法，通过检测两侧电压差异，采用脉冲位移调制控制二次侧线性桥臂的导通和关断，减小开关切换时的电感电流差异，同时通过跟踪一次侧电流轨迹进一步减小在能量传递过程中变压器两侧电流的不均衡程度，提出的动态控制框图如图 5 所示。

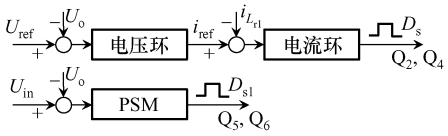


图 5 动态控制框图

Fig. 5 Block diagram of dynamic control

提出的动态控制方法采用双环 PI 控制来跟踪一次侧电感电流，同时通过 PSM 控制二次侧线性桥臂 Q_5 和 Q_6 的导通和关断，采用动态控制方法后的谐振电感 L_{r1} 端电压如图 6 所示，电压过冲明显改善，其幅值最大不超过最大电压的 1.5 倍，与未采用动态控制方法相比，幅值下降了 97%。同时，所提脉冲位移调制控制并不改变一次侧 ZVS 运行条件，且在二次侧开关管工作时二次侧电感电流为 0，二次侧线性桥臂的开通满足 ZCS。

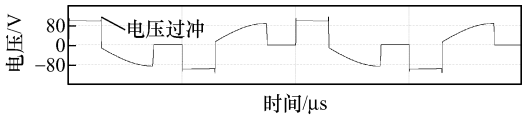


图 6 采用动态控制后的电感 L_{r1} 端电压

Fig. 6 Terminal voltage of inductor L_{r1} with dynamic control

1.2.3 Buck 模式

在 Buck 模式下，线性桥臂不参与工作。所提变换器与 CLLC 变换器相同，采用脉冲频率调制 PFM(pulse frequency modulation)来调整输出电压。Buck 模式下的主要波形如图 7 所示。S_1、S_3 交替导通，S_2、S_4 交替导通，开关频率 $f_s>f_r$，该模式

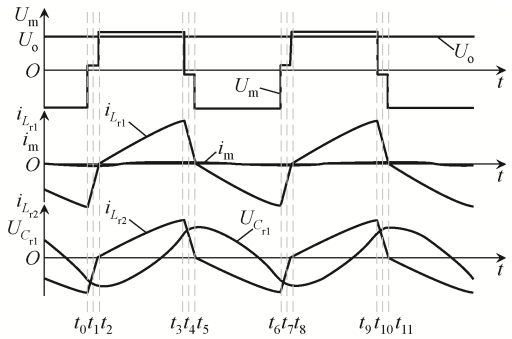


图 7 Buck 模式主要波形

Fig. 7 Main waveforms in Buck mode

的工作状态分为 3 个阶段，每个阶段的工作原理如下。

第 1 阶段[t_0, t_1)：死区阶段。在 t_0 之前，S_1、S_4 关断，Q_2、Q_3 导通。CLLC 谐振电流对 S_2、S_3 的寄生电容充放电，使 S_2、S_3 的反并联二极管 D_2、D_3 导通，为 S_2、S_3 的 ZVS 导通提供条件。C_{r1} 的电压在此阶段近似不变。

第 2 阶段[t_1, t_2]：能量反馈阶段。在 t_1 时刻，S_2、S_3 实现 ZVS 导通，储存在电感 L_{r1}、L_{r2} 中的能量快速释放给电源和负载。该阶段 $i_{L_{r1}}$ 的时域表达式为

$$i_{L_{r1}} = i_{L_{r1}}(t_0) - \frac{U_{L_{r1}}}{L_{r1}}(t - t_0) \tag{4}$$

$$U_m = \frac{U_{in} - U_o}{2} \tag{5}$$

式中：$U_{L_{r1}}$ 为 L_{r1} 的端电压；U_m 为谐振腔输入电压的幅值。

第 3 阶段[t_2, t_3]：CLLC 谐振和能量传递阶段。在 t_2 时刻，Q_2、Q_3 中电流下降为 0，实现 ZCS 关断，Q_1、Q_4 的反并联二极管导通后开通 Q_1、Q_4 实现同步整流，能量从一次侧传输到二次侧。在 t_3 时刻，S_2、S_3 关断，变换器进入下一个半周期，与前半周期类似。$i_{L_{r1}}$ 和 $U_{C_{r1}}$ 在第 3 阶段的时域表达式为

$$i_{L_{r1}}(t) = \frac{U_{in} - nU_o + 2\Delta U_{C_r}}{2Z_r}\sin\left[\omega_r(t - t_2)\right] \tag{6}$$

$$U_{C_{r1}}(t) = \frac{(U_{in} - nU_o)}{2} - \frac{(U_{in} - nU_o + 2\Delta U_{C_r})}{2} \cdot \cos\left[\omega_r(t - t_2)\right] \tag{7}$$

2　增益分析

2.1　采用动态控制方法的 Boost 模式电压增益

根据第 1.2.1 节对 Boost 模式的分析，一次侧电流 $i_{L_{r1}}$ 在半周期内的平均电流等于平均输入电流 I_{in}，即

$$I_{in} = 2f_s\int_{t_0}^{t_3} i_{L_{r1}}(t)\mathrm{d}t = 2f_s\left(\int_{t_0}^{t_2} i_{L_{r1}}(t)\mathrm{d}t + \int_{t_2}^{t_3} i_{L_{r1}}(t)\mathrm{d}t\right) = \frac{U_{in}D_{pl}^2}{4f_sL_{r1}} + 4f_sC_{r1}\Delta U_{C_r} \tag{8}$$

在 t_3 时刻，$i_{L_{r1}}$ 下降至 0，而 $U_{C_{r1}}$ 上升至 ΔU_{C_r}，因此有

$$i_{L_{r1}}(t_3) = i_{L_r}(t_2)\cos[\omega_r(t_3 - t_2)] + \frac{U_{in} - nU_o + 2\Delta U_{C_r}}{2Z_r}\sin[\omega_r(t_3 - t_2)] = 0 \tag{9}$$

$$U_{C_{r1}}(t_3) = \frac{(U_{in} - nU_o)}{2} + i_{L_{r1}}(t_2)Z_r\sin[\omega_r(t_3 - t_2)] - \frac{(U_{in} - nU_o + 2\Delta U_{C_r})}{2}\cos[\omega_r(t_3 - t_2)] = \Delta U_{C_r} \tag{10}$$

忽略功率损耗，输入功率 P_{in} 等于输出功率 P_o，可得

$$U_{in}I_{in} = \frac{U_{in}^3D_{pl}^2}{2f_sL_{r1}(nU_o - U_{in})} + \frac{U_{in}^2D_{pl}^2}{4f_sL_{r1}} = \frac{(nU_o)^2}{R_o} \tag{11}$$

式中，R_o 为负载电阻。

联立式(8)~式(11)，可以推导出输出电压增益 G_{Boost} 为

$$\begin{cases} G_{Boost} = \dfrac{nU_o}{U_{in}} = \dfrac{1 - (\sqrt[3]{Y_1} + \sqrt[3]{Y_2})}{3} \\ Y_1 = -\left(1 + \dfrac{3\pi D_{pl}^2}{2Q}\right) + 3\left(-5\pi D_{pl}^2 + \sqrt{(5\pi D_{pl}^2)^2 - (2Q + 3\pi D_{pl}^2)\left[\dfrac{1}{2Q}(\pi D_{pl}^2)^2 - 3\pi D_{pl}^2\right]}\right) \Big/ (2Q) \\ Y_2 = -\left(1 + \dfrac{3\pi D_{pl}^2}{2Q}\right) + 3\left(-5\pi D_{pl}^2 - \sqrt{(5\pi D_{pl}^2)^2 - (2Q + 3\pi D_{pl}^2)\left[\dfrac{1}{2Q}(\pi D_{pl}^2)^2 - 3\pi D_{pl}^2\right]}\right) \Big/ (2Q) \end{cases} \tag{12}$$

式中，Q 为品质因数。

2.2　Buck 模式的电压增益

根据第 1.2.3 节对 Buck 模式的分析，由于第 1 阶段存在时间远小于第 2 阶段，因此忽略第 1 阶段电流的影响，一次侧电流 $i_{L_{r1}}$ 在半周期内的平均电流可近似表示为

$$I_{\text{in}}=2f_{\text{s}}\int_{t_0}^{t_2}i_{L_{\text{r1}}}(t)\text{d}t=\frac{\omega_{\text{n}}(U_{\text{in}}-nU_{\text{o}}+2\Delta U_{C_{\text{r}}})}{2\pi Z_{\text{r}}}\cdot\left(1-\cos\frac{\pi}{\omega_{\text{n}}}\right)\tag{13}$$

式中，ω_{n} 为固有角频率。

在 t_2 时刻，$U_{C_{\text{r1}}}$ 上升至 $\Delta U_{C_{\text{r}}}$，可得

$$U_{C_{\text{r1}}}(t_2)=\frac{(U_{\text{in}}-nU_{\text{o}})}{2}-\frac{(U_{\text{in}}-nU_{\text{o}}+2\Delta U_{C_{\text{r}}})}{2}\cdot\cos\left[\omega_{\text{r}}(t_2-t_1)\right]=\Delta U_{C_{\text{r}}}\tag{14}$$

$$\Delta U_{C_{\text{r}}}=\frac{(U_{\text{in}}-nU_{\text{o}})}{2}\tan^2\frac{\pi}{2\omega_{\text{n}}}\tag{15}$$

忽略功率损耗，Buck 模式下有

$$U_{\text{in}}I_{\text{in}}=\frac{\omega_{\text{n}}(U_{\text{in}}-nU_{\text{o}}+2\Delta U_{C_{\text{r}}})}{2\pi Z_{\text{r}}}U_{\text{in}}\left(1-\cos\frac{\pi}{\omega_{\text{n}}}\right)=\frac{(nU_{\text{o}})^2}{R_{\text{o}}}\tag{16}$$

将式(15)代入式(16)，Buck 模式的电压增益 G_{Buck} 可以表示为

$$\begin{cases}G_{\text{Buck}}=\dfrac{nU_{\text{o}}}{U_{\text{in}}}=\dfrac{-A+\sqrt{A^2+4A}}{2}\\A=\dfrac{\omega_{\text{n}}}{\pi Q}\tan^2\left(\dfrac{\pi}{2\omega_{\text{n}}}\right)\end{cases}\tag{17}$$

2.3 拓扑比较

本文所提变换器与 CLLC 变换器的增益对比见表 1，其中，K 为励磁电感与谐振电感的比值；$G_{\max}$、$G_{\min}$ 分别为最大、最小增益；$f_{\max}$、$f_{\min}$ 分别为最大、最小开关频率。可以看出，本文所提变换器的最小增益在相同参数情况下与 CLLC 变换器相近，最大增益在 K、Q 相同时，明显大于 CLLC 变换器。可见本文所提变换器具有电压范围宽、开关频率小、反馈电流小的优点。

表 1 增益对比

Tab. 1 Comparison of gain

算法	K	Q	$G_{\max}$	$f_{\max}$/kHz	$G_{\min}$	$f_{\min}$/kHz
本文所提变换器	10	0.15	2.48	100	0.77	180
	100	0.15	2.48	100	0.80	180
	10	0.30	1.99	100	0.76	180
	10	0.40	1.83	100	0.64	180
CLLC 变换器	10	0.15	2.27	29	0.88	180
	100	0.15	1.00	100	0.93	180
	10	0.30	1.33	25	0.76	180
	3	0.40	1.75	46	0.60	180

与现有 CLLC 变换器相比，本文所提变换器增加 4 个开关管，其成本有所增加且对功率密度的提高有一定影响。由于励磁电感的增大，其反馈电流降低的同时轻载降压愈发困难。因此，之后的研究着重解决功率密度及降压困难的问题。

3 实验验证

为验证第 1、2 节分析的准确性，搭建了 1 台实验样机进行测试，如图 8 所示，实验参数见表 2。本文实验参数设计为对称参数，变压器变比设计为 n=1，正反向工作时参数一致，因此仅对正向工作状态进行验证。

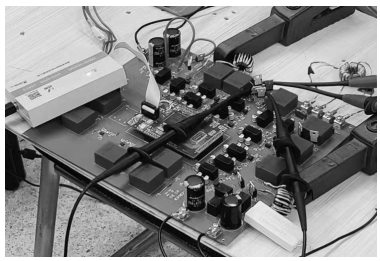


图 8 实验样机

Fig. 8 Experimental prototype

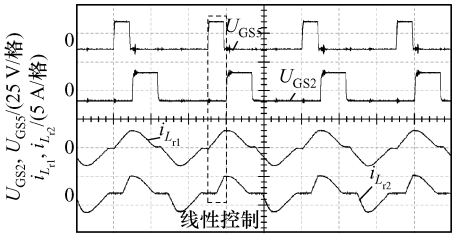
表 2 实验参数

Tab. 2 Experimental parameters

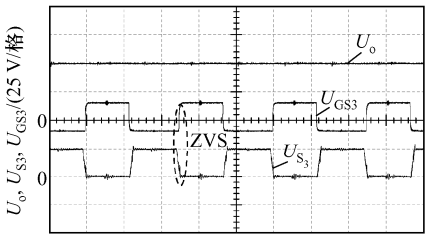
参数	数值或型号
输入电压 U_{in}/V	25
谐振电感 L_{r1}、L_{r2}/μH	14.3
励磁电感 L_{m}/mH	0.48
开关管(S_1~S_4、Q_1~Q_4)	STP26NM60N
线性管(S_5~S_6、Q_5~Q_6)	IGP20N65H5
输出电压 U_{o}/V	20~50
谐振电容 C_{r1}、C_{r2}/nF	177.1
谐振频率 f_{r}/kHz	100
反并联二极管	RHRP8120
变压器磁心	H(DMR95)

图 9 为正向输入 25 V，输出 50 V、0.760 A 的 Boost 模式实验波形，开关频率为 100 kHz。可以看出，本文所提变换器在升压模式下与原理分析基

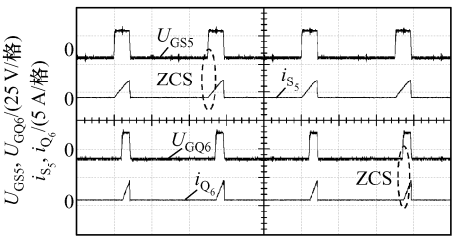
本一致，提出的动态控制方法能使二次侧电感电流较好地跟踪一次电感电流，变换器工作时的电压过冲被有效抑制。同时本文所提变换器具有高的电压增益,且 LLC 谐振过程中反馈电流非常小。同时，线性桥臂开关管与全桥桥臂开关管均能实现软开关。



(a) U_{GS2}, U_{GS5}, $i_{L_{r1}}$, $i_{L_{r2}}$波形



(b) U_o, U_{S_3}, U_{GS3}波形

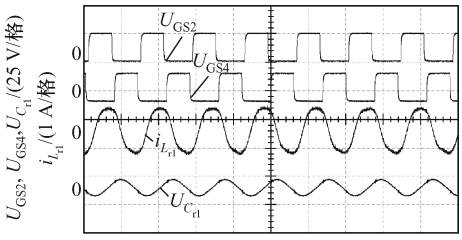


(c) U_{GS5}, U_{GQ6}, i_{S_5}, i_{Q_6}波形

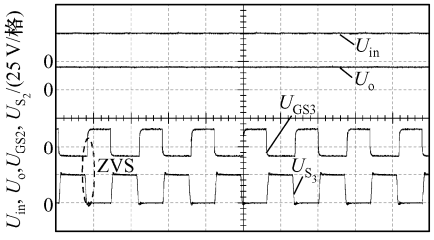
图 9　U_{in}=25 V, U_o=50 V, I_o=0.760 A 的正向 Boost 模式波形

Fig. 9 Waveforms in forward Boost mode when U_{in}=25 V, U_o=50 V and I_o=0.760 A

图 10 为正向输入 25 V，输出 20 V、0.303 A 的 Buck 模式实验波形，开关频率为 180 kHz，其



(a) U_{GS2}, U_{GS4}, $U_{C_{r1}}$, $i_{L_{r1}}$波形



(b) U_{in}, U_o, U_{GS2}, U_{S_2}波形

图 10　U_{in}=25 V, U_o=20 V, I_o=0.303 A 的正向 Buck 模式波形

Fig. 10 Waveforms in forward Buck mode when U_{in}=25 V, U_o=20 V and I_o=0.303 A

波形基本与原理分析相同。从图 10(b)可以看出，在 Buck 模式下开关管能可靠地实现软开关。

4　结论

本文提出了 1 种宽电压混合桥双向 DC-DC 变换器，对其工作原理及稳态特性进行了分析，提出了动态控制方法，并与 CLLC 变换器对比了工作性能。搭建实验平台，通过实验验证了所提电路拓扑和控制策略的正确性和有效性。所提变换器拓扑具备以下特点。

(1)与 CLLC 变换器相比，有较高的电压增益。

(2)变换器采用 PWM+PFM 的调制方式，降低了工作开关频率范围，便于磁性器件设计。

(3)可选用更大的励磁电感，励磁电流几乎为 0，系统循环无功功率小。

参考文献：

[1] Bai C, Han B, Kwon B H, et al. Highly efficient bidirectional series-resonant DC/DC converter over wide range of battery voltages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3636-3650.

[2] Mukherjee S, Ruiz J M, Barbosa P. A high power density wide range DC-DC converter for universal electric vehicle charging [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 1998-2012.

[3] 熊兰, 高迎飞, 宋佳, 等. 宽输入倍压整流 LLC 谐振变换器的时域分析[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 228-237.

Xiong Lan, Gao Yingfei, Song Jia, et al. Operation mode analysis of wide-input LLC resonant converter with voltage doubling rectifier [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 228-237. (in Chinese)

[4] 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)

[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] 周国华, 范先焱, 许多, 等. 具有宽范围输入和高效率的改进型 LLC 谐振变换器[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(10): 9-18.
Zhou Guohua, Fan Xianyan, Xu Duo, et al. Improved LLC resonant converter with wide range input and high efficiency [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(10): 9-18. (in Chinese)

[7] Shu Dongdong, Wang Haoyu. An ultrawide output range LLC resonant converter based on adjustable turns ratio transformer and reconfigurable bridge [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 7115-7124.

[8] Yuan Yisheng, Peng Neng, Liu Wei, et al. A linear-resonant hybrid bridge DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(2): 1478-1488.

[9] Zhang Chunjiang, Li Pengcheng, Kan Zhizhong, et al. Integrated half-bridge CLLC bidirectional converter for energy storage systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5): 3879-3889.

[10] Meinagh F A A, Min Jun, Ordonez M, et al. Improved triple-phase-shift modulation for bidirectional CLLC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 7348-7361.

[11] Xu Yuzhen, Dai Xiangyang, Zhang Zhongyi, et al. A novel phase-shift pulse width modulation method for light-load bidirectional resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3): 3257-3267.

[12] 文伟仲, 舒杰, 王浩, 等. 高效宽电压增益 CLLC 谐振变换器分段控制研究[J]. 电源技术, 2021, 45(11): 1500-1504.
Wen Weizhong, Shu Jie, Wang Hao, et al. Study of piecewise-control of high efficiency and wide voltage gain CLLC resonant converter [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2021, 45(11): 1500-1504. (in Chinese)



段双明

作者简介：

段双明(1984—)，男，通信作者，博士，高级实验师。研究方向：新能源发电运行控制。E-mail：duansm@neepu.edu.cn。

韩宇祺(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子功率变换与控制。E-mail：2202100012@neepu.edu.cn。

李军徽(1976—)，男，博士，教授。研究方向：新能源发电和储能技术。E-mail：lijunhui@neepu.edu.cn。

赵志强(1977—)，男，本科，正高级工程师。研究方向：电力系统规划。E-mail：zhaozhiqiang1@hm.xj.sgcc.com.cn。

刘浩军(1977—)，男，本科，高级工程师。研究方向：电力系统规划。E-mail：liuhaojun@hm.xj.sgcc.com.cn。

(责任编辑：郭凯凯)