

# 一种用于电动汽车的双向 LC 谐振 DC-DC 变换器

袁义生, 刘伟

(华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

**摘要:**为满足电动汽车充放电的需求,提出一种宽电压范围的双向 LC 谐振 DC-DC 变换器。所提变换器在传统全桥 LC 谐振变换器上增加了一个辅助升压桥臂。它具有 2 种高效的工作模式:充电低增益 (CLG) 模式和放电高增益 (DHG) 模式。在 CLG 模式下,变换器作为全桥谐振 PWM 变换器运行,以实现降压功能。在 DHG 模式下,Boost 桥臂用于能量储存,以提高电压增益。这 2 种模式都实现了全负载范围内的软开关操作。此外,变换器以固定开关频率运行,简化了磁性组件的设计。该变换器的励磁电流和无功电流较小,提高了效率。变换器中的谐振电容器具有较低的电压应力,且无气隙的变压器具有较低的漏磁场,从而有助于提高功率密度。制作了一台电池电压为 250~400 V、高压直流母线为 380 V 的实验样机,实验结果验证了所提变换器在宽电压范围内实现高效双向能量传输的可行性。

**关键词:**双向 DC-DC 变换器;宽范围;LC 谐振;软开关;高效率

**DOI:**10.15938/j.emc.2026.02.011

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2026)02-0122-11

## Bidirectional LC resonant DC-DC converter for electric vehicles

YUAN Yisheng, LIU Wei

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract:** To meet the charging and discharging requirements of electric vehicles, a bidirectional LC resonant DC-DC converter with a wide voltage range was proposed. Compared with the conventional full-bridge LC resonant converter, an auxiliary Boost bridge arm was added to the proposed topology. Two high-efficiency operating modes were introduced, namely the charging low gain (CLG) mode and the discharging high gain (DHG) mode. In the CLG mode, the converter was operated as a full-bridge resonant PWM converter to achieve step-down conversion. In the DHG mode, the boost arm was employed for energy storage to increase the voltage gain. Soft-switching operation was achieved over the entire load range in both operating modes. In addition, the converter was operated at a fixed switching frequency, which simplifies the design of magnetic components. The proposed converter exhibits low magnetizing current and reactive current, resulting in improved efficiency. The resonant capacitor has low voltage stress, and the gapless transformer features low leakage magnetic flux, which contributes to high power density. An experimental prototype with a battery voltage range of 250–400 V and a high-voltage DC bus of 380 V was built, and the experimental results verify the feasibility of the proposed converter for achieving efficient bidirectional power transfer over a wide voltage range.

**Keywords:** bidirectional DC-DC converter; wide range; LC resonance; soft switching; high efficiency

收稿日期: 2024-11-21

基金项目: 江西省自然科学基金重点项目(20232ACB204024)

作者简介: 袁义生(1974—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为电力电子系统及其控制;

刘伟(1985—),男,博士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

通信作者: 袁义生

## 0 引言

近年来随着电动汽车充放电、车网互动以及光伏系统等技术的迅猛发展,双向 DC-DC 变换器成为应用的关键设备<sup>[1-4]</sup>。在这些系统中,双向 DC-DC 变换器用于在电池与直流母线之间实现高效的能量传输,通过合理控制输入输出电压范围,系统能够提高功率密度、提升能量转换效率,并减少损耗。

常见的隔离型双向 DC-DC 变换器拓扑包括双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器和谐振变换器。DAB 变换器因其在效率、功率密度及电压调节范围上的优异表现,备受研究者关注。通常采用单移相(single-phase shift, SPS)调制来控制 DAB 变换器,但当归一化电压转换比偏离 1 时,变换器存在较高的无功功率和较大的关断损耗<sup>[5-6]</sup>。为此发展出了双相移(dual-phase shift, DPS)、三相移(triple-phase shift, TPS)以及混合调制等替代调制方法。尽管调制方法有所改进,但增加了调制过程的复杂性,且仅在有限的工作范围内有效<sup>[7-10]</sup>。

谐振变换器包括串联谐振 DAB 变换器、双向 CLLC 谐振变换器和 LLC 谐振变换器。串联谐振 DAB 变换器能够实现软开关和高效率,并适应宽输入输出电压范围。然而,它需要精确的控制算法以实现软开关和谐振控制,使得控制策略相对复杂<sup>[11-12]</sup>。双向 CLLC 谐振变换器同样具有高效率及宽输入输出电压范围,但其主要缺点在于电路中的无源器件较多,并且当电压增益偏离设计值时,电路中无功环流较大<sup>[13-14]</sup>。

在双向谐振变换器中,双向 LLC 谐振变换器因其高功率密度、低成本及高效率而被广泛应用。然而,传统的全桥双向 LLC 谐振变换器需要在宽开关频率下运行,具有较高的峰值频率,这在宽输入输出电压条件下尤其在低电压增益时会严重降低效率<sup>[15-17]</sup>。一些研究集中于解决这一问题,主要方法可以归为四类:改变变压器匝比<sup>[18]</sup>、改进谐振腔<sup>[19-20]</sup>、组合电路<sup>[21-22]</sup>,以及增加 Boost 结构<sup>[23-24]</sup>。这些方法虽然减少了开关频率范围,但仍未完全克服以下问题:

1) PFM(pulse frequency modulation)调制增加了磁性元件设计的复杂性,并使 EMI 滤波器设计变得更加困难。

2) 为实现高电压增益,通常需要较低的  $L_m/L_r$  比,导致较高的励磁电流,尤其是在低电压增益和轻

载条件下,无功电流较大,降低了工作效率。

3) 为增加电压增益,通常将品质因数  $Q$  设计得较低,为 0.3~0.6。这会在低增益时导致 PFM 下的高开关频率或移相调制(phase shift modulation, PSM)下的高循环电流损失。当  $Q$  值超过 1 时,实现高增益几乎不可能。

4) 变压器需要分段气隙来减少漏磁场并减少附加绕组损耗,增加了制造工艺的复杂性。

5) 在高电压增益操作时,谐振电容器承受较大的电压应力,影响可靠性。

上述问题的关键因素在于,所有类型的 LLC 变换器都需要通过 LLC 谐振过程来实现高增益( $G > 1$ )。为了解决这一问题,提出一种带有辅助升压臂的双有源桥 LC 谐振 DC-DC 变换器。该变换器不需要依赖 LLC 谐振过程来实现高增益,而是采用 PWM(pulse width modulation)控制策略,能够设计紧凑的无源元件。在充电时,作为 PWM 谐振降压变换器运行,而在放电时则作为升压+LC 谐振变换器运行,从而扩展工作电压范围。因此,该变换器在双向传输中实现宽增益范围、高效的电压范围覆盖以及紧凑的结构。最后,搭建并测试一个 1.5 kW 的原型机,电池输入为 250~400 V,母线电压为 380 V,实验结果验证设计的优越性。

## 1 拓扑结构及工作原理

### 1.1 拓扑结构及工作状态

所提变换器如图 1 所示,由端口 1 的 3 个桥臂、端口 2 的 2 个桥臂、1 个集成变压器和 1 个谐振腔组成。端口 1 连接到高压直流母线,3 个桥臂分别是由 IGBT 管(包含集成二极管和寄生电容) $S_1 \sim S_4$  组成的谐振桥臂和由 MOSFET 管(包含体二极管和寄生电容) $S_5 \sim S_6$  组成的 Boost 桥臂。端口 2 连接到电池组,桥臂由 MOSFET 管  $S_7 \sim S_{10}$  组成。谐振腔位于母线侧,由变压器 T 的漏感抗  $L_r$  和电容  $C_r$  构成。集成变压器集成了变压器和谐振电感的功能,以减少元件,提高功率密度。 $S_1 \sim S_4$  采用 IGBT 以降低成本,避免在放电模式下选择 MOSFET 时反向恢复电流的负面影响。

$U_a$  定义为直流母线电压,  $U_b$  为电池组电压。  $C_a$  和  $C_b$  分别为端口 1 和端口 2 的滤波电容。

所提变换器能够执行电池的充放电操作。实际上,即使不使用 Boost 桥臂,通过合理控制两侧的开关,变换器也可以作为双向升降压变换器运行。如

文献[25]研究一种双向谐振变换器,固定频率操作,不含 Boost 桥臂,采用简单的 PWM 控制来调节功率流。相比本文,该变换器虽然减少了 2 个开关管。然而,这将导致反向升压工作时较高的无功功率损耗,从而降低效率。将充电模式设计为低电压增益(charging low gain, CLG)模式;通过使用 Boost 桥臂,放电模式设计为高电压增益(discharging high gain, DHG)模式,可以克服上述缺点以获得更高的效率。

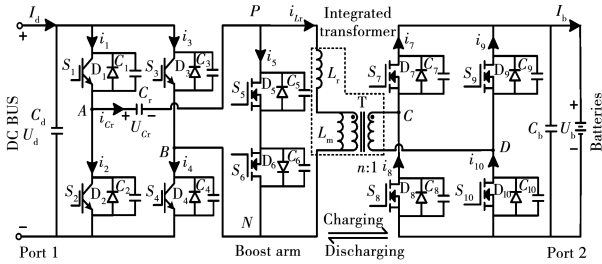


图1 提出的双向 DC-DC 变换器  
Fig.1 Proposed bidirectional DC-DC converter

为简化分析所提变换器 2 种工作模式的原理,作如下假设:

- 1)  $L_m \gg L_r$ , 变压器 T 的励磁电感  $L_m$  被视为无穷大,励磁电流  $i_{Lm}$  约为 0。
- 2)  $C_{oss\_p} = C_1 = C_2 = C_3 = C_4, C_{oss\_pb} = C_5 = C_6, C_{oss\_s} = C_7 = C_8 = C_9 = C_{10}$ 。其中  $C_{oss\_p}$  为  $S_1 \sim S_4$  的输出等效电容,  $C_{oss\_pb}$ 、 $C_{oss\_s}$  类同。
- 3) 所有功率开关管、二极管、电容和电感都是理想器件。

为简化分析和计算,定义以下参数:开关频率  $f_s$ ;谐振频率  $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$ ;开关角频率  $\omega_s = 2\pi f_s$ ;谐振角频率  $\omega_r = 2\pi f_r$ ;归一化角频率  $\omega_n = \omega_s/\omega_r$ ;特征阻抗  $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ ;端口 2 的等效电阻  $R_{eq} = 8n^2 R_b/\pi^2$ ;品质因数  $Q = Z_r/R_{eq}$ 。

1.2 电池组充电模式及工作原理

对电池充电操作,电路工作在 CLG 模式下。所提变换器作为 PWM 全桥谐振降压变换器工作,开关频率  $f_s$  等于谐振频率  $f_r$ 。开关管  $S_1$ 、 $S_2$  死区时间  $t_{cd}$  保持固定,  $S_3$  和  $S_4$  采用 PWM 调制,  $S_5$  和  $S_6$  始终保持关断。端口 2 的开关管  $S_7$ 、 $S_{10}$  与  $S_4$  同时动作,  $S_8$ 、 $S_9$  与  $S_3$  同时动作。关键波形如图 2 所示。在此模式下,通过改变开关  $S_3$  和  $S_4$  的占空比  $D_L = 2(t_1 - t_0)/T_s$  来调整电压增益。在半个开关周期内,操作主要

分为 3 个阶段,具体如图 3 所示。

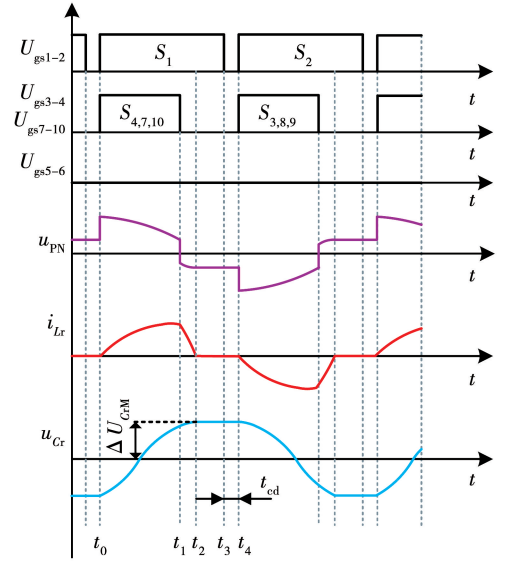


图2 CLG 模式的主要波形

Fig.2 Main waveforms of CLG mode

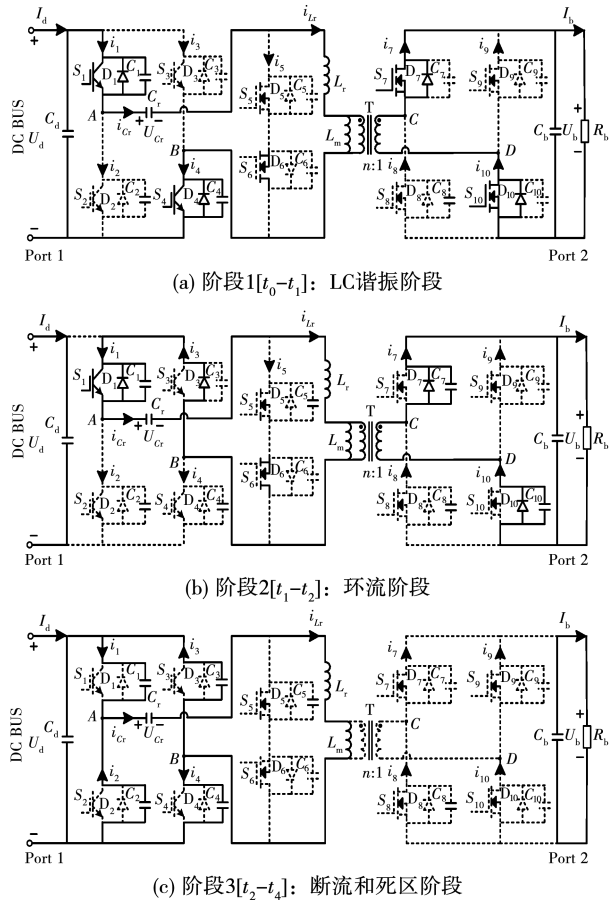


图3 CLG 模式各阶段的等效电路

Fig.3 Equivalent circuits of each stage of CLG mode

阶段 1  $[t_0 - t_1]$ : LC 谐振阶段。在  $t_0$  时刻之前,

$S_2$  关断之后,体二极管  $D_1$  和  $D_4$  导通。 $t_0$  时刻,  $S_1$  和  $S_4$  实现 ZVS(zero voltage switching) 开通。 $S_7$  和  $S_{10}$  开通时间略慢于  $S_1$ , 实现 ZVS 开通。 $C_r$  的初始值为  $-\Delta U_{CrM}$ ,  $i_{Lr}$  的初始值约为 0,  $S_1$  和  $S_4$  开通后,  $L_r$  和  $C_r$  开始谐振, 将能量从端口 1 传递到端口 2。 $i_{Lr}$  和  $U_{Cr}$  的时域表达式可表示为:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr}(t) &= \frac{U_d - nU_b + \Delta U_{CrM}}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_0)]; \\ U_{Cr}(t) &= U_d - nU_b - (U_d - nU_b + \Delta U_{CrM}) \cos[\omega_r(t - t_0)]. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

在此阶段, Boost 桥臂承受电压应力  $U_{PN} = U_d - U_{Cr}$ 。

阶段 2 [ $t_1 - t_2$ ]: 环流阶段。在  $t_1$  时,  $S_4$  关闭,  $S_1$  仍然导通,  $i_{Lr}$  通过  $S_1$  和  $D_3$  流通。电压  $U_{AB}$  被钳制在 0 处, 端口 1 的电路处于循环电流阶段。 $L_r$  承受  $-(nU_b + U_{Cr})$ , 电感电流  $i_{Lr}$  下降以释放能量。在  $t_2$  时,  $i_{Lr}$  降至近 0,  $U_{Cr}$  增至  $\Delta U_{CrM}$ 。

阶段 3 [ $t_2 - t_4$ ]: 断流和死区阶段。在  $t_2$  之后, 端口 1 和端口 2 之间的能量传递停止。在  $t_3$  时,  $S_1$  实现 ZCS(zero current switching) 关断。在  $t_2 \sim t_4$  间隔内,  $C_r$  的电压保持在  $\Delta U_{CrM}$ ,  $C_b$  向负载供电。从  $t_3$  到  $t_4$ , 所有开关管均关闭, 电路处于死区阶段。微弱的励磁电流  $i_{Lm}$  对  $C_1$  和  $C_4$  充电, 并对  $C_2$  和  $C_3$  放电, 直到  $D_2$  和  $D_3$  导通, 使  $S_2$  和  $S_3$  实现 ZVS 开通, 为下半个周期做准备。

在  $t_2 \sim t_4$  期间, Boost 桥臂承受  $U_{PN} = -U_{Cr}$ 。因此可得, 在整个周期内 Boost 桥臂的最大应力为  $U_d + \Delta U_{CrM}$ 。

### 1.3 电池组放电模式及工作原理

电池放电工作时, 电路工作在 DHG 模式下。所提变换器作为 Boost + LC 全桥谐振变换器工作。电路以固定频率  $f_s = f_r$  运行。在此模式下, 通过改变开关管  $S_5$  和  $S_6$  的共同导通时间  $D_H = 2(t_1 - t_0)/T_s$  来调整电压增益, 而  $S_7 \sim S_{10}$  的死区时间  $t_{dd}$  保持固定。 $S_1 \sim S_4$  始终保持关断, 仅作为二极管工作。关键波形如图 4 所示。在半个开关周期内, 操作可以分为 4 个主要阶段, 每个阶段的工作原理如图 5 所示。

阶段 1 [ $t_0 - t_1$ ]:  $L_r$  线性储能阶段。在  $t_0$  之前,  $S_8$  和  $S_9$  因  $D_8$  和  $D_9$  已经导通而以 ZVS 开通。在  $t_0$  时,  $S_5$  因  $D_5$  早先导通而实现 ZVS 开通。在  $S_8$  和  $S_9$  开通后,  $U_b$  将能量转移至  $L_r$ , 使得  $i_{Lr}$  线性上升。由于  $C_r$

的初始电压为  $-\Delta U_{Cr}$ , 且  $\Delta U_{Cr} < U_d$ , 电容电压  $U_{Cr}$  保持不变, 因此  $i_{Cr}$  为 0。在时间  $t_1$  时,  $i_{Lr}(t_1)$  可以表示为

$$i_{Lr}(t_1) = \frac{D_H n U_b}{2f_s L_r} \quad (2)$$

阶段 2 [ $t_1 - t_2$ ]: LC 谐振阶段。在  $t_1$  时,  $S_6$  关闭,  $i_{Lr}$  流经  $D_2$  和  $D_3$ 。 $L_r$  和  $C_r$  开始谐振,  $i_{Lr}$  以正弦波式地趋近于 0。 $L_r$  的初始电流为  $i_{Lr}(t_1)$ , 因此  $i_{Lr}$  和  $U_{Cr}$  的时域表达式为:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr}(t) &= \frac{nU_b - U_d + \Delta U_{Cr}}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_1)] + i_{Lr}(t_1) \cos[\omega_r(t - t_1)]; \\ U_{Cr}(t) &= nU_b - U_d + i_{Lr}(t_1) Z_r \sin[\omega_r(t - t_1)] - (nU_b - U_d + \Delta U_{Cr}) \cos[\omega_r(t - t_1)]. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

在  $t_2$  时, LC 谐振过程结束,  $U_{Cr}$  增至  $\Delta U_{Cr}$ ,  $i_{Cr}$  和  $i_{Lr}$  均降为 0。在此过程中, 能量从端口 2 传递到端口 1。

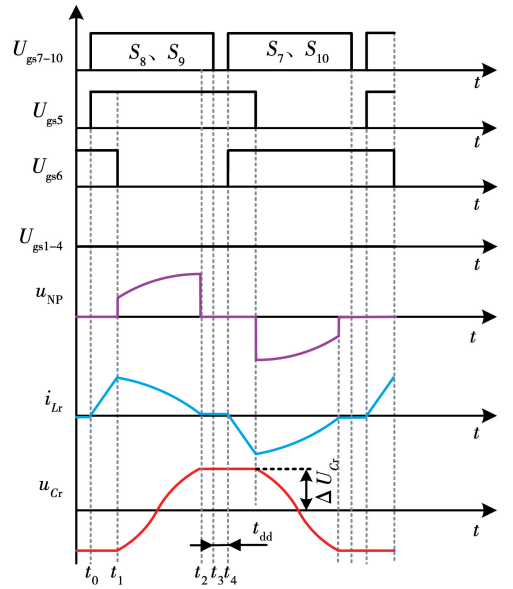


图 4 DHG 模式的主要波形

Fig. 4 Main waveforms of DHG mode

阶段 3 [ $t_2 - t_3$ ]: 断流阶段。在  $t_2$  时,  $S_8$  和  $S_9$  仍在导通, 与  $L_r$ 、 $C_r$  和  $L_m$  形成谐振网络。 $i_{Cr}$  和  $i_{Lr}$  的值接近于 0。由于  $L_m \gg L_r$ ,  $i_{Cr}$  的值几乎保持不变。在  $t_3$  时刻,  $S_8$ 、 $S_9$ 、 $D_2$  和  $D_3$  的电流接近于 0, 因此可以认为  $S_8$ 、 $S_9$ 、 $D_2$  和  $D_3$  实现 ZCS 关断。

阶段 4 [ $t_3 - t_4$ ]: 死区阶段。在  $t_3$  时,  $S_8$  和  $S_9$  关闭, 励磁电流对  $C_8$ 、 $C_9$  充电, 而  $C_7$ 、 $C_{10}$  放电, 直到  $D_7$

和  $D_{10}$  的体二极管导通,使  $S_7$  和  $S_{10}$  实现 ZVS 开通。电路随后进入下半个周期。

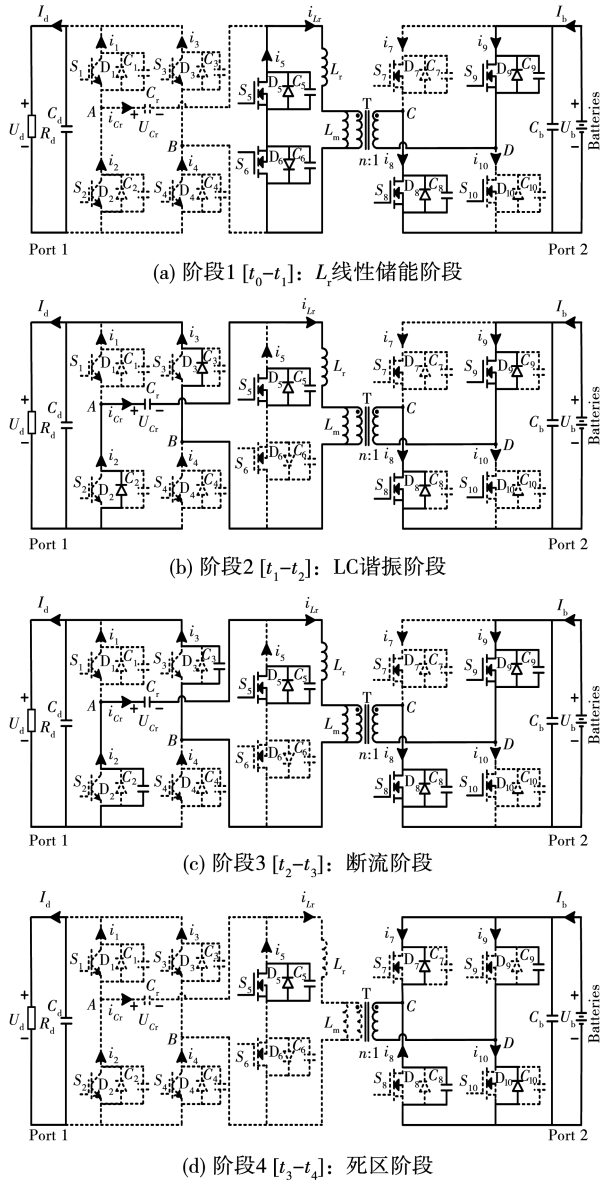


图5 DHG 模式各阶段的等效电路

Fig. 5 Equivalent circuits of each stage of DHG mode

在此模式下,升压桥臂的最大电压应力可表示为  $u_{NP} = U_d + \Delta U_{Cr}$ 。

## 2 电压增益

### 2.1 充电模式电压增益

在电池充电工作时,电路在 CLG 模式下运行。电压增益  $G_{CLG}$  定义为

$$G_{CLG} = \frac{nU_b}{U_d} \quad (4)$$

忽略变换器的功率损耗,在稳态下,变换器对称

工作,  $I_d$  的平均值是  $i_{Lr}$  的 2 倍,即

$$I_d = 2f_s \int_{t_0}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = \frac{P_b}{U_d} = \frac{U_b^2}{U_d R_b} \quad (5)$$

将式(1)和式(4)代入式(5)并简化,可以得出  $G_{CLG}$  为

$$G_{CLG} = \frac{\pi\omega_n [1 - \cos(\pi D_L)]}{4Q [1 + \cos(\pi D_L)] + \pi\omega_n [1 - \cos(\pi D_L)]} \quad (6)$$

当  $\omega_n = 1$  时,得到电压增益特性曲线如图 6 所示。可以看出,在 CLG 模式下,通过 PWM 调制降压工作,  $0 \leq G_{CLG} \leq 1$ 。当  $f_s = f_r$ 、 $D_L = 1$  时,电压增益为 1。 $G_{CLG}$  随  $D_L$  的减少而递减,通过控制占空比调节输出电压。在  $D_L$  固定时,  $G_{CLG}$  随  $Q$  值增大而减小。该模式与传统双向 LLC 谐振变换器在反向工作时的增益特性相似,但有更小的励磁电流。

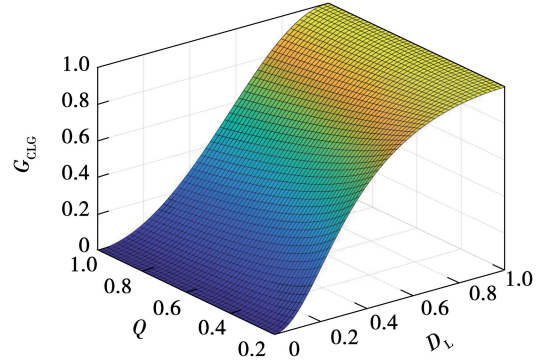


图6 CLG 模式电压增益曲线

Fig. 6 Voltage gain curves of CLG mode

### 2.2 放电模式电压增益

在电池放电工作时,电路在 DHG 模式下运行。此模式相当于电路工作在 Boost 与 LC 谐振组合的状态。因此,其电压增益  $G_{DHG}$  与升压储能时间的  $D_H$  相关。电压增益  $G_{DHG}$  定义为

$$G_{DHG} = \frac{U_d}{nU_b} \quad (7)$$

在电路工作的正半周期内,电池组输出的平均电流  $I_b$  与谐振电感电流  $i_{Lr}$  之间的关系可以表达为

$$I_b = 2nf_s \int_{t_0}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = \frac{U_d^2}{U_b R_d} \quad (8)$$

在线性储能阶段,输入电流的平均值  $I_{bL}$  可表示为

$$I_{bL} = 2nf_s \int_{t_0}^{t_1} i_{Lr}(t) dt = \frac{nD_H^2 U_b}{4f_s L_r} \quad (9)$$

在谐振阶段,输入电流的平均值  $I_{bR}$  为  $nI_d$ ,因此可以得到  $I_{bR}$  为

$$I_{bR} = nI_d = \frac{nU_d}{R_d} = I_b - I_{bL} =$$

$$2nf_s \left[ \int_{t_0}^{t_2} i_{Lr}(t) dt - \int_{t_0}^{t_1} i_{Lr}(t) dt \right] =$$

$$\frac{U_d^2}{U_b R_d} - \frac{nD_H^2 U_b}{4f_s L_r} \quad (10)$$

将式(7)代入式(10),电压增益  $G_{DHG}$  的表达式为

$$G_{DHG}^2 - G_{DHG} = \frac{D_H^2 \pi}{2n\omega_n Q} \quad (11)$$

求解式(11),可以得到  $G_{DHG}$  为

$$G_{DHG} = \frac{1}{2} + \sqrt{(4n\pi D_H^2 + n^2 \omega_n Q)/(4n^2 \omega_n Q)} \quad (12)$$

根据式(12),设定  $\omega_n = 1, n = 1$ ,可以获得电压增益  $G_{DHG}$  特性曲线,如图 7 所示。可知,DHG 模式通过调节 Boost 桥臂开通时间( $TD_H/2$ ),升压工作,可实现增益大于 1。 $G_{DHG}$  随  $D_H$  增大而递增,在  $D_H$  为定值时, $G_{DHG}$  随着  $Q$  值增大而减小。当  $Q = 0.5$ ,  $D_H = 0.4$  时,最大电压增益达到 1.55;而传统 LLC 变换器在  $Q = 0.5$  时,电压增益只有 1.2。因此所提变换器相比传统 LLC 谐振变换器提高了最大电压增益,拓宽了输出电压范围。

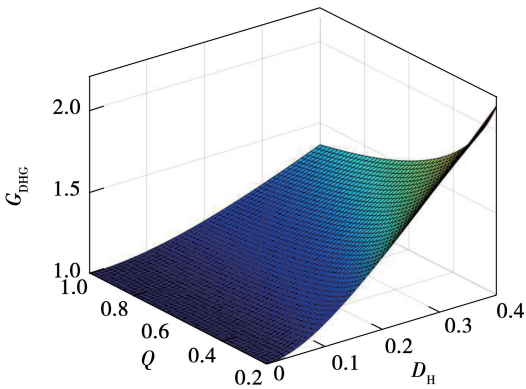


图 7 DHG 模式电压增益曲线

Fig.7 Voltage gain curves of DHG mode

### 3 所提变换器的设计

本文设计一种适用于电池储能应用的双向 DC-DC 变换器,能够对电池组进行充电和放电。充电电压为 380 V,放电电压范围为 250 ~ 400 V。具体设计参数如表 1 所示。

#### 3.1 变压器匝比选择

假设变换器的最大充电增益为  $G_C$ ,最大放电增益为  $G_D$ 。当匝比  $K_1 = 1$  时,双向 DC-DC 变换器可

实现的最大充电增益为  $G_1$ ,最大放电增益为  $G_2$ 。则匝比  $n$  应满足以下条件:

$$\frac{G_D}{G_2} \leq n \leq \frac{G_1}{G_C} \quad (13)$$

根据表 1,  $G_C = 400/380$ ,  $G_D = 400/250$ 。代入方程可得  $G_1 G_2 \geq 1.68$ 。根据本文所描述的工作模式,  $G_1 = 1$ ,因此  $G_2 \geq 1.68$ 。为了最大化变换器的效率,  $G_2$  应尽可能小。考虑实际损耗等因素,本文设定  $G_2 = 1.75$ 。代入方程可解得  $0.914 \leq n \leq 0.95$ 。这里选择匝比  $n = 0.92$ 。

表 1 设计的参数范围

Table 1 Experimental scope of the design

工作方式	实验参数	数值范围
充电工作方式	输出电压范围 $U_b/V$	250 ~ 400
	额定输出电压 $U_{bN}/V$	400
	额定功率 $P_b/W$	1 500
	输入电压 $U_d/V$	380
放电工作方式	开关频率 $f_s/kHz$	80
	输出电压 $U_d/V$	380
	输入电压 $U_b$ 范围/V	250 ~ 400
	额定输出电压 $U_{dN}/V$	380
	额定功率 $P_b/W$	1 500
	开关频率 $f_s/kHz$	80

#### 3.2 励磁电感设计

励磁电感应尽可能大,以最小化电路导通损耗,但仍需足够小以实现 ZVS。在 CLG 模式下,  $i_{Lm}$  在死区时间内向寄生电容  $C_2$  和  $C_3$  放电。为了实现 ZVS,  $C_2$  和  $C_3$  必须完全放电。因此,CLG 模式下实现 ZVS 的条件可表示为

$$2U_d C_{oss,p} < I_{Lm} t_{cd} \quad (14)$$

其中  $I_{Lm}$  代表励磁电流的最大值,可以通过下式计算:

$$I_{Lm} = \frac{U_d}{4L_m f_s} \quad (15)$$

通过结合式(14)和式(15),可以得到  $L_m$  为

$$L_m < \frac{t_{cd}}{8C_{oss,p} f_s} \quad (16)$$

类似地,在放电操作中,DHG 模式下的 ZVS 条件可表示为

$$L_m < \frac{n^2 t_{dd}}{8C_{oss,s} f_s} \quad (17)$$

通过观察式(16)和式(17),可以看出  $t_{cd}$  和  $t_{dd}$  的值,以及  $C_{oss,p}$  和  $C_{oss,s}$  的值大致相等,当  $n > 1$  时,

式(16)更难满足,而式(17)则较容易实现。

### 3.3 谐振电容的电压应力设计

根据前面的分析, $C_r$ 上的电压应力影响 Boost 桥臂的应力,从而决定了开关管的选择。在充电操作中,电容  $C_r$  上的最大电压应力  $\Delta U_{CrM}$  可表示为

$$\Delta U_{CrM} = \frac{1}{2C_r} \int_{t_0}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = \frac{I_d T_s}{4C_r} \quad (18)$$

式(4)、式(5)代入式(18), $\Delta U_{CrM}$  可表示为

$$\Delta U_{CrM} = \frac{4U_d G_{CLG}^2 Q}{\pi \omega_n} \quad (19)$$

在放电操作中, $C_r$  的峰值电压应力  $\Delta U_{Cr}$  为

$$\Delta U_{Cr} = \frac{1}{2C_r} \int_{t_1}^{t_2} i_{Lr}(t) dt = \frac{I_b T_s}{4nC_r} \quad (20)$$

式(7)、式(8)代入式(20), $\Delta U_{Cr}$  可表示为

$$\Delta U_{Cr} = \frac{n\pi U_b G_{DHC}^2 Q}{2\omega_n} \quad (21)$$

### 3.4 谐振电感和谐振电容设计

为了使效率最大化,电感电流  $i_{Lr}$  应尽可能平稳,这意味着谐振电感  $L_r$  应尽可能大。然而,随着

$L_r$  的增加,谐振电容  $C_r$  会减小。根据式(18)、式(20),这将导致  $C_r$  上的电压应力增加。因此,谐振参数的设计应首先确保变换器实现最大增益。在此基础上,应考虑变换器效率与开关应力之间的平衡。在 DHG 模式下,变换器实现最高电压增益。选择合适的  $Q$  值为  $Q = 0.3$ 。 $L_r$  和  $C_r$  可根据  $f_r$ 、 $Q$  和  $G_{DHC}$  的定义确定为:

$$\left. \begin{aligned} L_r &= \frac{4G_{DHC}^2 U_d U_b Q}{\pi^4 f_r P_o}; \\ C_r &= \frac{\pi^2 P_o}{16G_{DHC}^2 U_d U_b f_r Q} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

根据式(22)及上述原理,确定  $L_r$  和  $C_r$  的值为

$$L_r = 30.3 \mu\text{H}, C_r = 114.7 \text{ nF}.$$

## 4 拓扑比较

本文根据拓扑结构、开关特性、电压应力、工作模式等比较了4种不同类型的双向谐振变换器,见表2。

表2 拓扑比较

Table 2 Topologies comparison

拓扑对比		文献[19]	文献[20]	文献[24]	本文
拓扑结构	开关管(个数)	10	8	8	6
	变压器/谐振电感/谐振电感电容(个数)	1/2/2	1/2/1	1/1/2	1/1/1
电压应力	前向运行	$S_1 \sim S_4: U_d$ $S_{a1} \sim S_{a2}: U_{Lr1}$	$S_1 \sim S_4: U_d$	$Q_1 \sim Q_2: U_d$	$S_1 \sim S_4: U_d$ $S_5 \sim S_6: U_d + \Delta U_{CrM}$
	反向运行	$S_7 \sim S_8: U_b$	$S_7 \sim S_8: U_b$	$S_3 \sim S_6: U_b$ $S_7 \sim S_8: U_b/2$	$S_5 \sim S_6: U_d + \Delta U_{Cr}$ $S_7 \sim S_{10}: U_b$
特征	工作电压范围/V	$U_d: 400$ $U_b: 250 \sim 450$	$U_d: 400$ $U_b: 250 \sim 450$	$U_d: 400$ $U_b: 250 \sim 450$	$U_d: 380$ $U_b: 250 \sim 400$
	$C_r$ 电压应力	中等	中等	较大	较小
	开关频率范围/kHz	70 ~ 200	65 ~ 120	100	80
	$k = L_m/L_r$	4	5	7	18.4
	励磁电流	较大	较大	中等	较小
	无功功率回馈	存在	存在	存在	不存在
	调制策略	PFM	PFM + PSM	PWM	PWM

文献[19]中的变换器有2个谐振网络(CLLC和CLLC-C),采用拓扑变形,实现了广泛的输出电压范围和双向功率传输的软开关能力。然而,为了实现双向软开关, $k$ 值设计得相对较小,导致显著的励磁电流和无功功率循环,从而降低了最大效率。

文献[20]中提出的双向LCLL谐振DC-DC变

换器通过增加电感解决了LLC变换器在反向模式下无法升压的问题。然而,辅助电感增加了功率损耗,电路的低 $Q$ 值导致更高的电流应力。

文献[24]中增加了一个辅助桥臂,使电路能够通过开关配置同时以全桥和半桥模式运行,从而实现广泛的电压增益范围。电路的 $k$ 值相对较低,导

致一定的循环电流。此外,全桥和半桥模式之间的切换给电路引入了一定的瞬态。

与文献[19]相比,所提出的变换器具有更大的  $k$  值,从而导致较低的励磁电流和损耗。与文献[20]相比,本文具有更高的  $Q$  值和较低的电流应力。与文献[24]相比,本文操作策略更简单,工作方式切换时对电路元件的冲击较小。

## 5 实验分析

为验证所提变换器的有效性,制作了一台实验样机进行测试。其额定充电和放电功率为 1.5 kW,母线侧的额定电压为 380 V,电池侧的额定电压为 400 V(工作范围 250 ~ 400 V),开关频率为 80 kHz。原型的照片如图 8 所示,操作参数列于表 3。

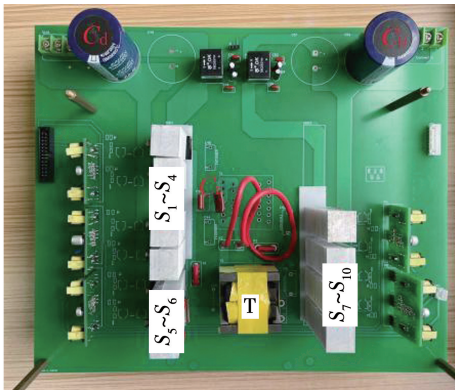


图 8 样机实物照片

Fig. 8 Photo of prototype

表 3 实验关键参数

Table 3 Experimental scope of the design

参数	数值或型号
直流母线电压 $U_d/V$	380
电池电压范围 $U_b/V$	250 ~ 400
输出功率 $P_o/kW$	1.5
开关频率 $f_s/kHz$	80
变压器变比 $n$	0.92
励磁电感 $L_m/\mu H$	455
谐振电感 $L_r/\mu H$	30.3
谐振电容 $C_r/nF$	114.7
开关管 $S_1 \sim S_4$	YGW20N65T2
开关管 $S_5 \sim S_{10}$	NCE65T180T
磁芯 T	PQ4040

### 5.1 充电模式工作关键波形

充电操作时,在 CLG 模式下,变换器作为全桥

谐振降压变换器工作。当  $S_1$  和  $S_4$  开通时,  $i_{Lr}$  开始以正弦曲线变化。当  $S_4$  关闭时,  $i_{Lr}$  几乎线性地降至 0。输出电压为  $U_b = 400$ 、320 和 250 V 时的主要波形分别如图 9 ~ 图 11 所示。具体工作参数如表 3 所示。

图 9 显示了在 CLG 模式下,  $U_b = 400$  V,  $U_d = 380$  V,  $P_o = 1.5$  kW,  $D_L = 1$ ,  $Q = 0.16$  时的实验波形。从图中可知,当  $S_1$  开通时,  $S_1$  源极和漏极两端的电压  $U_{ds1}$  为 0,所以  $S_1$  能够完成 ZVS 软开通,而在这个过程中,  $S_4$  亦实现了 ZVS 软开通。  $i_{Lr}$  的波形与传统 LLC 变换器相似,但无功回流幅值要小于传统 LLC 电路。

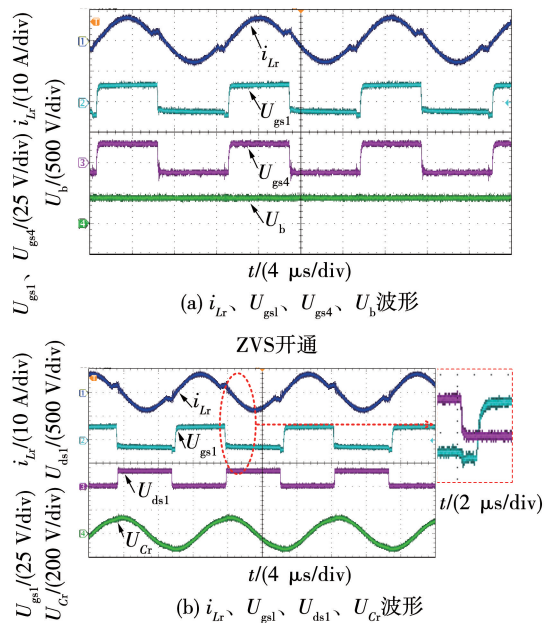


图 9 CLG 模式下 400 V 输出关键波形

Fig. 9 Key waveforms with 400 V output in CLG mode

图 10 显示了在 CLG 模式下,  $U_d = 380$  V,  $U_b = 320$  V,  $P_o = 1.5$  kW,  $D_L = 0.52$ ,  $Q = 0.25$  时的实验波形。可知,变换器实现了稳定的输出,  $S_1$ 、 $S_4$  实现了 ZVS 开通,  $S_1$  实现了 ZCS 关断,  $U_{Cr}$ 、 $i_{Lr}$  的实验波形和理论波形吻合。

图 11 显示了在 CLG 模式下,  $U_d = 380$  V,  $U_b = 250$  V,  $P_o = 1.5$  kW,  $D_L = 0.38$ ,  $Q = 0.41$  时的实验波形。可知,相比图 9、图 10,输出相同的功率,  $i_{Lr}$  极值显著增加,Boost 桥臂的电压应力也最大,  $U_{PN}$  波形如图所示,幅值接近 600 V,应以此作为控制条件选择开关管  $S_5$ 、 $S_6$ 。

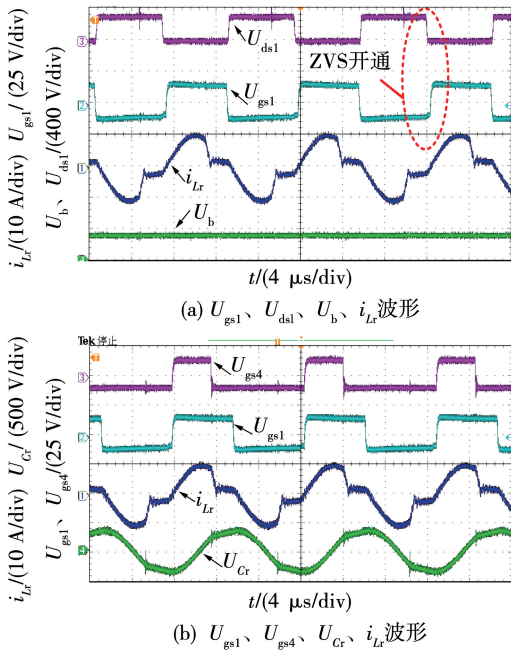


图 10 CLG 模式下 320 V 输出关键波形

Fig. 10 Key waveforms with 320 V output in CLG mode

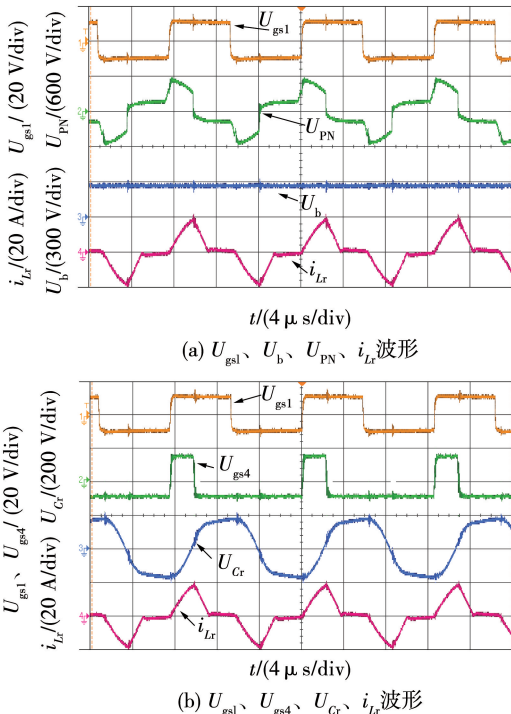


图 11 CLG 模式下 250 V 输出关键波形

Fig. 11 Key waveforms with 250 V output in CLG mode

## 5.2 放电工作关键波形

在放电操作的 DHG 模式下,变换器作为 Boost + LC 全桥谐振变换器工作。图 12 ~ 图 14 显示了在 DHG 模式下,电池组输入电压为  $U_d = 400$ 、320 和

250 V 时,  $U_b = 400$  V,  $P_o = 1.5$  kW 的主要波形。图 12 中  $D_H = 0.08$ ,  $Q = 0.15$ ; 图 13 中  $D_H = 0.21$ ,  $Q = 0.23$ ; 图 14 中  $D_H = 0.33$ ,  $Q = 0.38$ 。

从图 12 ~ 图 14 中可以看出,当  $S_5$ 、 $S_6$ 、 $S_8$  和  $S_9$  共同开通时,  $i_{Lr}$  开始线性增加。当  $S_6$  关闭时,  $i_{Lr}$  沿着正弦曲线下落。  $S_8$  开通前,  $U_{ds8} = 0$ ,  $S_8$  在整个负载范围内均实现了 ZVS 开通,从而可知电池组侧开关管均实现了 ZVS 开通。当  $S_8$ 、 $S_9$  关闭时,电流  $i_{Lr}$  几乎为 0,因此  $S_8$ 、 $S_9$ 、 $D_2$  和  $D_3$  也实现了零电流关断 (ZCS)。而  $U_{Cr}$  的值在  $i_{Lr}$  断流后保持恒定,2 个端口没有能量交换,通过  $C_d$  给母线供电。

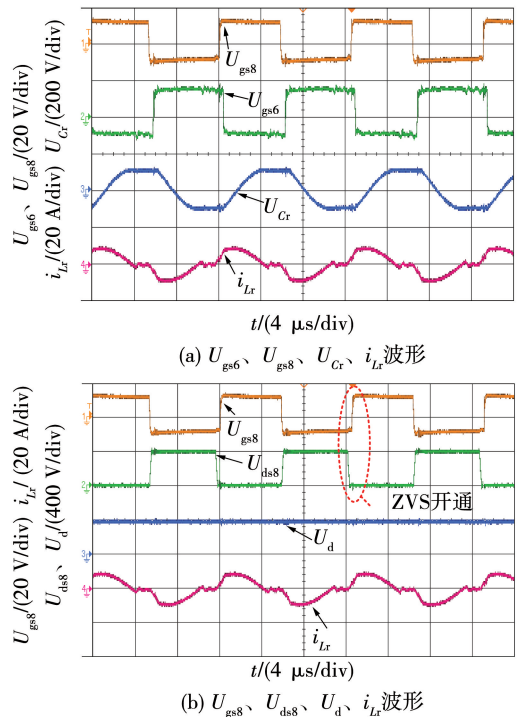


图 12 DHG 模式下 400 V 输入关键波形

Fig. 12 Key waveforms with 400 V input in DHG mode

## 5.3 效率曲线

图 15 显示了所提变换器在 200 W 至 1 500 W 双向输出功率范围内的效率曲线。在该变换器中,由于使用了较大的励磁电感,电路中的励磁电流和环路电流都非常小,从而实现了高效率。

从图 15(a) 可知,母线给电池组充电时,随着充电功率的升高,充电效率逐步升高。当充电功率固定时,随着电池组电压  $U_b$  升高,充电效率也升高。当电池组电压  $U_b = 400$  V,  $I_b = 2.89$  A 时,所提变换器的最高效率可达 97.26%。  $U_b = 250$  V 时,由于开关管  $S_3$ 、 $S_4$  的关断损耗较大,效率下降至 96.46%。

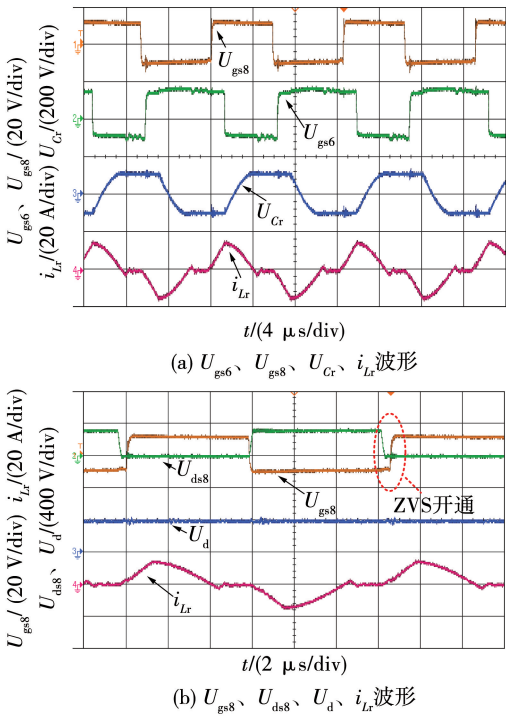


图 13 DHG 模式下 320 V 输入关键波形

Fig. 13 Key waveforms with 320 V input in DHG mode

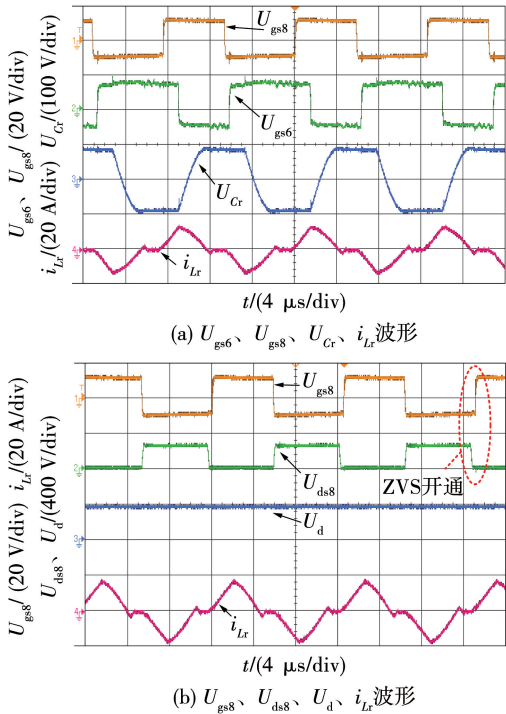


图 14 DHG 模式下 250 V 输入关键波形

Fig. 14 Key waveforms with 250 V input in DHG mode

从图 15(b) 可知, 电池组放电工作时, 随着放电功率增大, 放电效率整体提高。在相同功率下, 电池组电压  $U_b$  越高, 放电效率也越高。当  $U_b = 400 \text{ V}$ ,

$I_b = 2.98 \text{ A}$  时, 所提变换器的最高效率可达 95.85%。  $U_b = 250 \text{ V}$  时, 由于开关管  $S_5$ 、 $S_6$  的关断损耗较大, 最高效率下降至 95.20%。

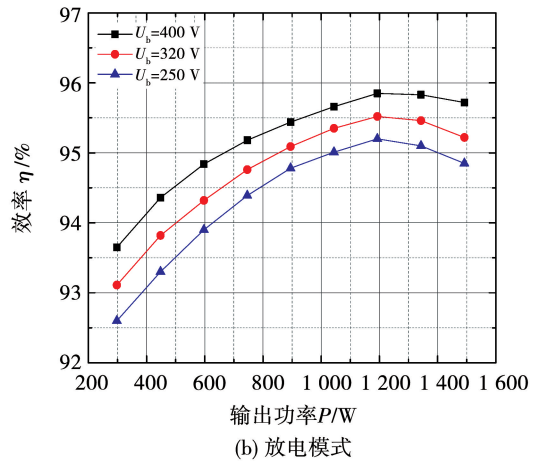
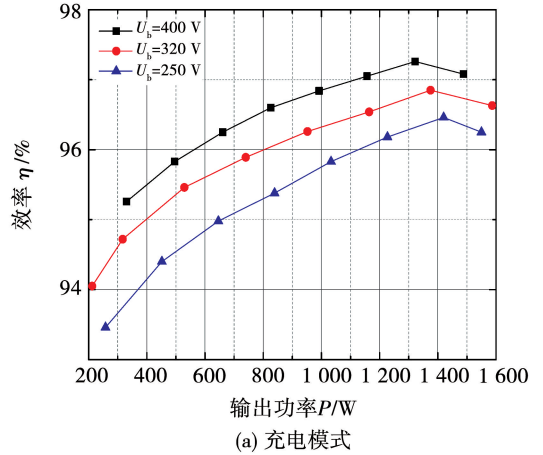


图 15 效率曲线

Fig. 15 Efficiency curves

### 6 结论

本文提出一种带有升压桥臂的 LC 谐振双向 DC-DC 变换器。该变换器能够在充电和放电模式下实现升降压功能。与传统的 LLC 谐振双向 DC-DC 变换器相比, 所提变换器具有较小的励磁电流、较低的谐振电容电压应力和较小的无功电流, 因此提高了效率。所提变换器适用于广泛电压范围的应用。

### 参考文献:

[1] TSENG K C, CHANG S Y, CHENG C A. Novel isolated bidirectional interleaved converter for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(12): 9278.

[2] ZENG J, DU X, YANG Z. A multiport bidirectional DC-DC converter for hybrid renewable energy system integration[J]. IEEE

- Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12281.
- [3] CHUB A, VINNIKOV D, KOSENKO R, et al. Bidirectional DC-DC converter for modular residential battery energy storage systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 1944.
- [4] 袁义生, 陶滔滔, 彭能, 等. 一种多模式宽输出三桥臂 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(4): 81.  
YUAN Yisheng, TAO Taotao, PENG Neng, et al. Multi-mode three-bridge DC-DC converter for wide voltage output range[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(4): 81.
- [5] MOU Di, YUAN Liqiang, LUO Quanming, et al. Overview of multi-degree-of-freedom modulation techniques for dual active bridge converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(6): 5724.
- [6] WANG H, ZENG Y, JI S, et al. ZVS soft switching operation region analysis of modular multi active bridge converter under single phase shift control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 6865.
- [7] 高祎韩, 周子航, 张欣, 等. 双有源桥串联欠谐振变换器的最小回流电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(14): 4480.  
GAO Yihan, ZHOU Zihang, ZHANG Xin, et al. Minimum back-flow current control of under resonant dual-bridge-series-resonant converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(14): 4480.
- [8] BAL S, YELAVERTHI D B, RATHORE A K, et al. Improved modulation strategy using dual phase shift modulation for active commutated current-fed dual active bridge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(9): 7359.
- [9] LIN F, ZHANG X, LI X, et al. Automatic triple phase-shift modulation for DAB converter with minimized power loss [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(3): 3840.
- [10] LI J, LUO Q, MOU D, et al. A hybrid five-variable modulation scheme for dual-active-bridge converter with minimal RMS current[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 336.
- [11] 吴俊娟, 李玉慈, 张震, 等. 串联谐振型双有源桥变换器的软开关特性研究[J]. 太阳能学报, 2017, 38(11): 3005.  
WU Junjuan, LI Yuci, ZHANG Zhen, et al. Analysis on soft-switching characteristics of series resonant dual-active-bridge converter[J]. Acta Energetica Sinica, 2017, 38(11): 3005.
- [12] MORSALI P, DEY S, MALLIK A, et al. Switching modulation optimization for efficiency maximization in a single-stage series resonant DAB-based DC-AC converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(5): 5454.
- [13] 蔡瑞佳, 马运东, 王鹏飞, 等. 基于双向半桥 CLLC 谐振变换器的锂电池均衡电路[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4868.  
CAI Ruijia, MA Yundong, WANG Pengfei, et al. Lithium-ion battery equalization circuit based on bidirectional half-bridge CLLC resonant converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4868.
- [14] MIN J, ORDONEZ M. Bidirectional resonant CLLC charger for wide battery voltage range: asymmetric parameters methodology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6662.
- [15] 袁义生, 邢光兵, 黄翠琨, 等. 宽范围 LLC 谐振变换器效率优化方法研究[J]. 电机与控制学报, 2025, 29(11): 144.  
YUAN Yisheng, XING Guangbing, HUANG Yikun, et al. Research on efficiency optimization method of wide range LLC resonant converter [J]. Electric Machines and Control, 2025, 29(11): 144.
- [16] WEI Y, LUO Q, MANTOOTH H A. An LLC converter with multiple operation modes for wide voltage gain range application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 11111.
- [17] ANSARI S A, DAVIDSON J N, FOSTER M P. Fully-integrated solid shunt planar transformer for LLC resonant converters [J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2022, 3: 26.
- [18] SHU D, WANG H. 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.
- [19] REDDY R M, DAS M. Reconfigurable resonant DC-DC bidirectional converter for wide output voltage applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(1): 573.
- [20] ZHANG Y, ZHANG D, LI J, et al. Bidirectional LCLL resonant converter with wide output voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11813.
- [21] LIAO Yuefeng, XU Guo, PENG Tao, et al. An LLC-DAB bidirectional DCX converter with wide load range ZVS and reduced switch count [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2250.
- [22] 李劲晖, 贲洪奇, 朱俊函, 等. 一种组合式宽输入高效率 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 13.  
LI Jinhui, BEN Hongqi, ZHU Junhan, et al. Combined wide input and high efficiency DC-DC converter [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(3): 13.
- [23] XU J, XU G, SUN Y, et al. A family of bidirectional series resonant converter with sine-wave modulation in wide voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 5013.
- [24] SHEN Y, WANG H, AL-DURRA A, et al. A bidirectional resonant DC-DC converter suitable for wide voltage gain range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2957.
- [25] WU H, DING S, SUN K, et al. Bidirectional soft-switching series-resonant converter with simple PWM control and load-independent voltage-gain characteristics for energy storage system in DC microgrids [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 995.