第 52 卷 第 2 期：754-767　　高电压技术　　Vol.52, No.2: 754-767
2026 年 2 月 28 日　　High Voltage Engineering　　February 28, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250282

混合储能用高压侧电流近似零纹波且少器件的 ZVS 高增益双向变换器

钱天泓[1]，贾兴洋[1]，黄　新[2]，李　超[1]，秦　岭[1]，张新松[1]
（1. 南通大学电气与自动化学院，南通 226019；2. 中铁上海工程局集团有限公司，上海 201906）

摘　要：现有低电流应力高增益双向变换器普遍存在高压侧电流脉动、器件数量多且变换效率较低等缺点，难以满足混合储能系统的性能要求。为此，提出了一种高压侧电流近似零纹波且少器件的零电压开关(zero-voltage-switching, ZVS)交错并联高增益双向变换器。所提变换器可通过将 Buck/Boost 变换器和耦合电感 Cuk 双向变换器的低压侧并联、高压侧串联而得到。当占空比满足 $D_2=1/(2-D_1)$的约束关系时，所提变换器可以实现低压侧电感电流的自动均分，且电压增益为 $2/(1-D_1)$，开关管的电压应力等于或接近高压侧电压的一半。所提变换器工作在三角形电流模式下，通过合理的电感量设计，可以在全工作范围内实现所有开关管的 ZVS 开通和高压侧电流零纹波，进而能移除高压侧滤波器，并减小体积和损耗，改善变换效率。全面分析了所提变换器的工作原理、稳态特性、零电流纹波和软开关条件、控制策略和参数设计方法，并通过一台低压侧电压 40~56 V、高压侧电压 400 V、最大功率 500 W、最低开关频率 50 kHz 的样机实验验证了理论分析的正确性。样机的实测最高和最低效率分别为 97.6%和 94.2%。

关键词：双向变换器；高增益；电流零纹波；零电压开关；低电流应力

ZVS High Gain Bidirectional Converter with Near-zero Ripple High Voltage Side Current and Reduced Components for Hybrid Energy Storage Systems

QIAN Tianhong[1], JIA Xingyang[1], HUANG Xin[2], LI Chao[1], QIN Ling[1], ZHANG Xinsong[1]
(1. School of Electrical and Automation, Nantong University, Nantong 226019, China;
2. Shanghai Civil Engineering Co., Ltd. of CREC, Shanghai 201906, China)

Abstract：Existing low-current-stress high-gain bidirectional converters generally suffer from drawbacks such as discontinuous high-voltage-side (HVS) current, excessive component count, and low conversion efficiency, making them unsuitable for hybrid energy storage systems. To address these issues, this paper proposes an interleaved high-gain bidirectional converter, featuring near-zero current ripple on HVS, zero-voltage-switching (ZVS) operation and reduced component count. The proposed topology is derived by parallel-connecting the low-voltage sides (LVSs) of a Buck/Boost converter and a coupled-inductor Cuk bidirectional converter while series-connecting their HVSs. When the duty cycle satisfies the constraint $D_2=1/(2-D_1)$, the converter achieves automatic current sharing in the LVS inductors and achieves a voltage gain of $2/(1-D_1)$, with the voltage stress on switches equal to or approaching half of the HVS voltage. Operating in triangular current mode, the converter enables ZVS turn-on for all switches across the entire operating range and achieves zero ripple current on HVS through optimized inductance design; therefore, the need for an HVS filter can be eliminated,the volume and losses can be reduced, and the conversion efficiency can be improved. Comprehensive analyses are presented on the operating principles, steady-state characteristics, zero-current-ripple conditions, soft-switching criteria, control strategy, and parameter design methodology. A 500 W prototype with an LVS voltage range of 40~56 V, HVS output of 400 V, and minimum switching frequency of 50 kHz validates the theoretical analysis. Experimental results demonstrate peak and minimum efficiencies of 97.6% and 94.2%, respectively.

Key words：bidirectional converter; high voltage gain; current zero ripple; ZVS; low current stress

基金资助项目：国家自然科学基金(52377104)；江苏省大学生创新创业训练计划一般项目(202410304120Y)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China(52377104), General Project of Jiangsu Province College Student Innovation and Entrepreneurship Training Program(202410304120Y).

0　引言

混合储能系统利用蓄电池承担负载的基础能量供给，利用超级电容来缓冲高频(秒级)瞬态功率，从而避免了蓄电池因频繁地高倍率充/放电产生容量和寿命衰减，因此被广泛应用于微电网、储能电站、电动汽车等领域[1]。混合储能系统可分为被动式、主动式和半主动式。其中，半主动式混合储能系统将低压超级电容通过双向变换器与高压蓄电池、直流母线并联，具有结构简单，成本较低、功率可控等优点，因此备受业界青睐[2-4]。

双向直流变换器是半主动式混合储能系统中的关键装置，其面临以下技术挑战：1）高压侧蓄电池的电流纹波率通常需要低于 5%[5]，以避免影响使用寿命。由于蓄电池内阻极小，因此若采用并联电容来降低接口变换器的高压侧电流纹波，则所需电容量将会非常高，导致体积和成本急剧上升，可靠性下降。2）低压侧超级电容的电压较低(约为 40~56 V[6])且电流较大，而蓄电池的电压较高(一般在 400 V[7])，这就要求接口变换器具备 10 倍以上的升压能力、较低的电流应力和电压应力，以降低通态损耗和开关损耗。3）为了匹配该架构成本低的优势，接口变换器需要具有较少的器件和较低的成本[8]。

文献[2-3]提出开关电容双向变换器。由于开关电容变换器不含有电感，因此响应速度极快，但是电容和电池间的瞬间充放电引起很高的电流尖峰，产生极大的电磁干扰且极易导致开关器件和电池的损坏，可靠性较低。此外，开关电容和电池功率完全靠内阻分配，处于不可控的状态。为此，文献[4]采用 Buck/Boost 作为接口变换器。其具有电流纹波和电流应力小、效率和可靠性较高的特点，但是电压增益较低(不超过 5 倍)，不满足面向低压超级电容(40~56 V)的混合储能系统的升压能力要求。

近年来，大量具有 10 倍左右升压能力和低电流应力的双向直流变换器被提出，其可以分为隔离型[9-11]和非隔离型[12-16]两类。与前者相比，非隔离型双向变换器具有相对简单的结构、控制和系统设计，更高的变换效率，更小的体积和更低的实现成本[17]，因此更加适用于混合储能系统。非隔离型低电流应力高增益双向变换器的典型拓扑包括有源开关电感类[12-13]和交错并联类[14-16]。这两类结构的低压侧均具有 2 个电感和 2 个开关管，可以分摊输入电流，降低电感铜耗和开关管的通态损耗。

在这两类拓扑中，文献[12]提出的有源开关电感双向变换器的器件数量最少(只有 2 个输入电感和 3 个开关管)。然而，其电压增益仅为传统 Buck/Boost 的(1+D)倍，D 为升压占空比；高、低压侧存在高频 PWM 电势差电压，增加了电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)[18]；一个开关管的电压应力超过高压侧电压(U_b)，且开关电感量不一致会引起谐振，并在开关管上产生很大的电压尖峰，因此需要选择更高耐压的功率器件，导致系统的通态损耗和成本增加。上述问题在文献[13]提出的改进方案中均得以解决。然而，其低压侧电感电流不相等，铜耗较大；采用了 5 个开关管、3 个电感和 3 个电容，且其中 4 个开关管的源极不共地，需要隔离驱动器和隔离电源，进一步增加了成本。

文献[14]将传统 Buck/Boost 变换器及其反极性拓扑的低压侧并联，高压侧串联，得到一种双电感高增益(G=2/(1−D))交错并联双向变换器。其低压侧电感可自动均流，开关管的电压应力恒定为 U_b/2，且有 2 个开关管的源极实现了共地。然而，开关管数量仍然较多(5 个)且部分开关管因电容充放电而承受很高的电流尖峰，导致效率难以改善。与文献[14]所提方案相比，文献[15]提出的差动连接型交错并联双向变换器具有相似的均流特性，且消除了电流尖峰，并减少了 1 个开关管，但是同样有 3 个开关管需要隔离驱动，且升压能力下降为 G=(1+D)/(1−D)。与之相比，电容串接型交错并联双向变换器[16]只有 2 个开关管需要隔离驱动，且电压增益更高(G=2/(1−D))。然而，当 D<0.5 时，部分开关管电压应力会由 0.5U_b 突变为 U_b。

更为重要的是，文献[12-16]所提变换器的高压侧电流均断续。由于蓄电池的内阻(r_b)很小，为了满足电流纹波要求，其需要在高压侧并联多个薄膜电容和大容量电解电容，以使容抗远低于 r_b；或者采用 CL 型滤波器[19]，以增大蓄电池的等效阻抗。这些措施都会导致系统体积、重量、成本或阶数相应增加，可靠性下降。此外，上述变换器均工作在硬开关状态，效率相对较低。

为此，本文提出了一种高压侧电流近似零纹波的零电压开关(zero-voltage-switching，ZVS)交错并联高增益双向变换器。所提双向变换器可以实现 10 倍以上的升压，完全满足基于低压超级电容的半主动式混合储能系统的升压能力要求。此外，其还具有以下独特技术优势：1）其实现了高压侧电流近似

零纹波，因此避免了采用高压大容量电解电容，有利于减小体积和成本，并改善系统可靠性。2）与文献[13-16]所提高增益双向变换器相比，其具有的器件数量相对较少，成本较低。3）开关管的电压应力等于或接近高压侧电压的一半，低压侧电感电流的自动均分，且可以在全工作范围内实现所有开关管的 ZVS 开通，因此系统具有较高的变换效率。本文详细分析了所提变换器的工作原理、稳态特性、软开关和高压侧电流零纹波条件，以及主电路参数设计方法，并通过一台 500 W/50 kHz 的样机实验验证了理论分析的正确性。

1 主电路拓扑

本文所提双向变换器是由传统Buck/Boost变换器和 Cuk 双向变换器通过低压侧并联，高压侧串联而得到，如图 1 所示。图 1(a)中，低压侧电源为超级电容 C_{sc}，高压侧电源为蓄电池。由于电容 C_1、C_3 和 C_H 构成封闭回路，因此可移除该回路中的任一电容(如 C_3)[20]。如图 1(b)所示，若将电感 L_2 和 L_3 集成在同一个磁芯，形成耦合电感，通过合适的参数设计，使得高压侧电流 i_H 的纹波近似为零，则可以进一步移除高压侧滤波电容 C_H，从而得到所提双向变换器。耦合电感可以用匝比 $n=N_2:N_1$ 的理想变压器、励磁电感 L_m 和折算到副边的漏感 L_s 来等效，如图 1(c)所示。

2 工作原理

当超级电容 C_{sc} 放电时，所提变换器工作在 Boost 模式；反之，其工作在 Buck 模式。所提变换器在两种模式下的工作原理分析方法类似，稳态特性、零电流纹波和 ZVS 软开关条件相同，故本文仅针对 Boost 模式进行讨论。又由于在混合储能应用场景下(U_{sc}=40~56 V, U_b=400 V)，所提变换器的占空比 D_1、D_2 通常均大于 0.5(第 3 章予以解释)，故下文仅以 D_1、D_2 均大于 0.5 的情况为例进行分析，以节省篇幅。

为了便于分析，在图 1(c)中标明各物理量的参考方向，将高压侧蓄电池和后级设备等效为电压源 U_b，并作如下假设：1) 所有电感、电容均为理想器件；2) 除漏源极间寄生电容和体二极管外，忽略开关管的其他寄生参数；3) 电容 C_1 和 C_2 的容量足够大，故可忽略其电压纹波；4) 电感 L_1 和 L_s 工作在三角形电流模式(triangular currrent mode, TCM)。基

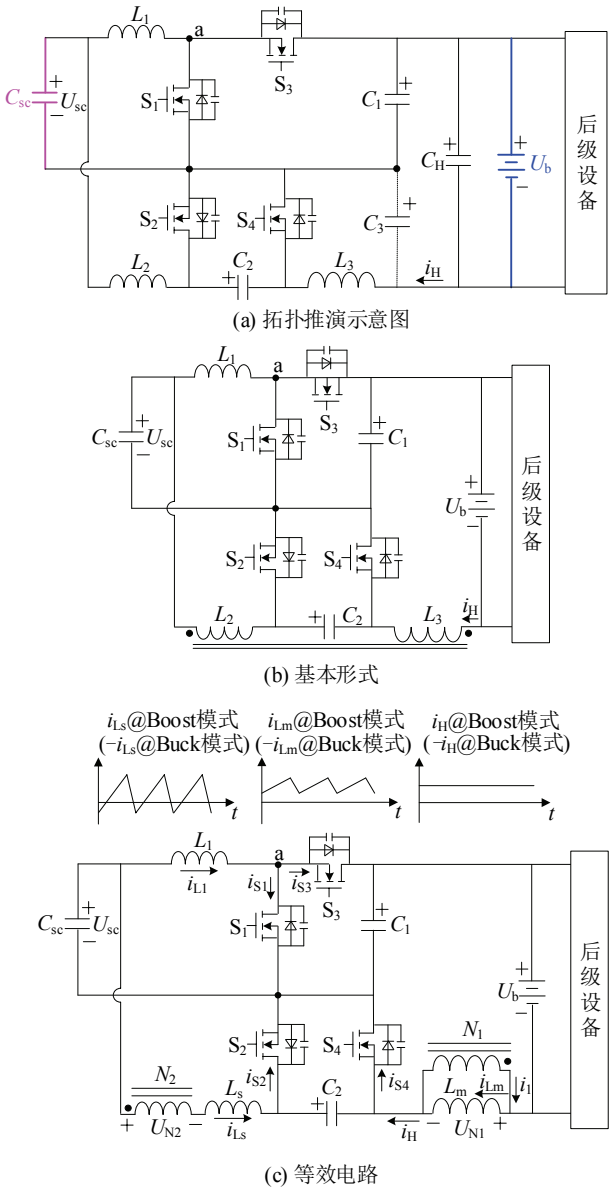


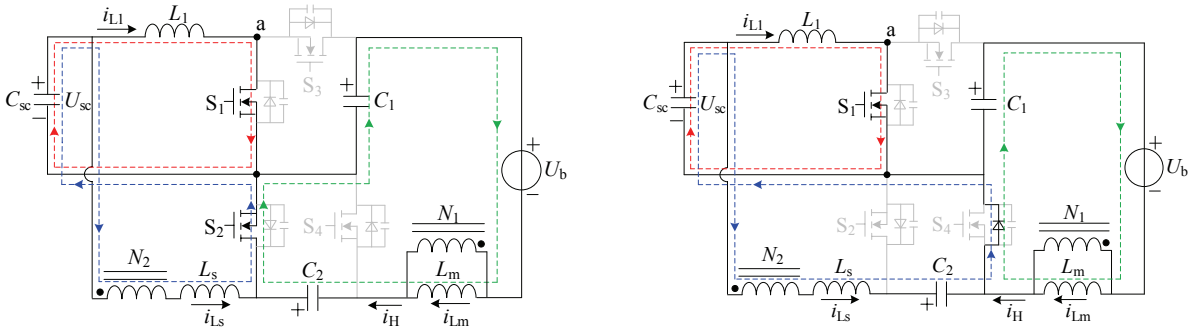
图 1 所提高增益双向变换器

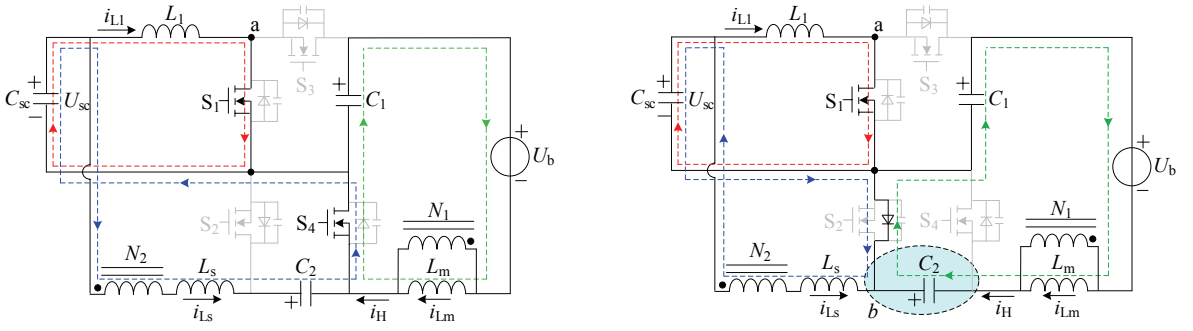
Fig.1 Proposed high-gain bidirectional converter

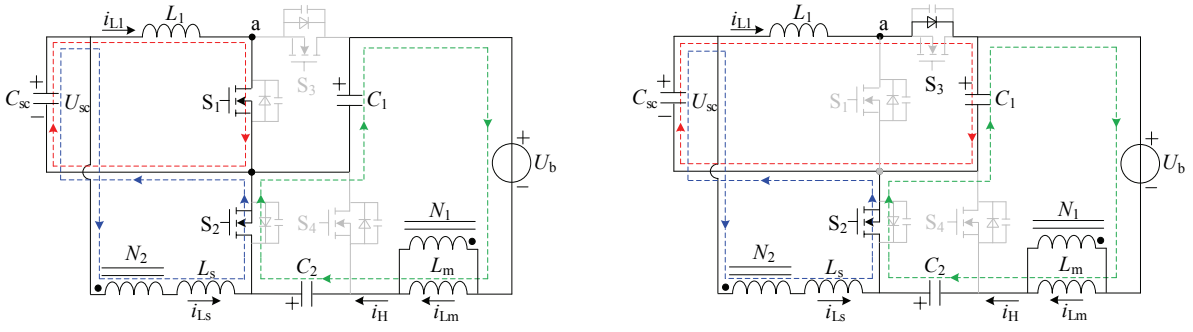
于上述假设，所提变换器在 Boost 模式下的等效电路如图 2 所示，主要波形如图 3 所示。

1）模态 1：[t_0, t_1](如图 2(a)所示)

t_0 时刻前，i_{L1}<0，i_{Ls}>0，开关管 S_1 的体二极管和开关管 S_2 已导通续流。t_0 时刻，ZVS 开通 S_1，其体二极管自然关断，模态 1 开始。此时，电感 L_1、L_s 和 L_m 分别承受正电压 U_{sc}、$U_{sc}-U_{N2}$ 和 $U_{N1}=U_{C1}+U_{C2}-U_b$，U_{sc} 和 U_b 分别为超级电容 C_{sc} 和高压侧电池的端电压；U_{C1} 和 U_{C2} 分别为电容 C_1 和 C_2 的端电压；U_{N1} 和 U_{N2} 分别为变压器原、副边端电压。电感电流 i_{L1} 反向线性减小到零，然后正向线性增大；i_{Ls} 和 i_{Lm} 均正向线性增大。







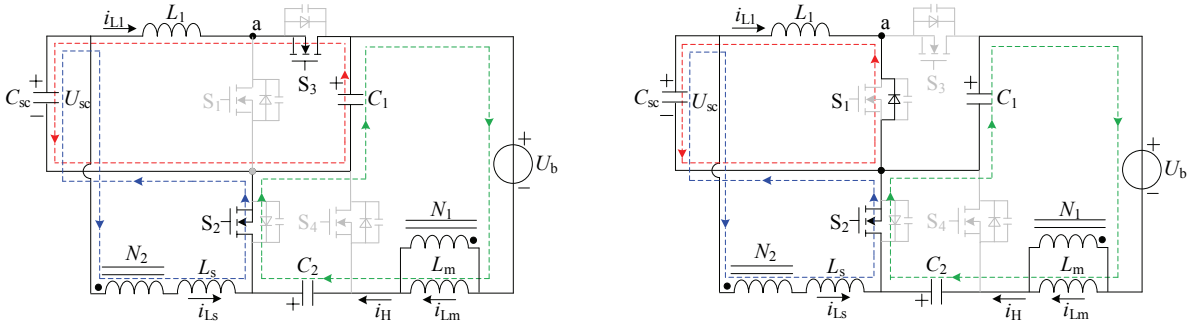


图 2　各模态的等效电路图

Fig.2　Equivalent circuit in each operation mode

2）模态 2：[t_1, t_2] (如图 2(b)所示)

t_1 时刻，关断开关管 S_2，模态 2 开始。该模态中，漏感电流 i_{Ls} 和高压侧电流 i_H 汇合在一起，对开关管 S_2 和 S_4 的结电容分别进行充电和放电。S_2 和 S_4 的端电压 u_{S2} 和 u_{S4} 分别由 0 和 U_{C2} 逐渐上升和下降。当 u_{S4} 下降到 0 时，S_4 的体二极管导通续流。此时，电感 L_1 承受正电压 U_{sc}，L_s 和 L_m 分别承受负电压 $U_{sc}-U_{C2}-U_{N2}$ 和 $U_{N1}=U_{C1}-U_b$。i_{L1} 继续正向线性上升；i_{Ls} 和 i_{Lm} 开始正向线性下降。

3）模态 3：[t_2, t_3] (如图 2(c)所示)

t_2时刻，ZVS 开通 S_4，其体二极管自然关断，模态 3 开始。该模态中，漏感电流 i_{Ls} 正向减小至零，然后反向线性增长，因此开关管电流 i_{S4} 改变方向，由 S_4 的漏极流向源极。各电感的端电压与模态 2 完全相同，在此不再赘述。

4）模态 4：[t_3, t_4] (如图 2(d)所示)

t_3时刻，关断 S_4，模态 4 开始。该模态中，电流 i_{Ls} 和 i_H 分别流出和流入平面 b(如图 2(d)中阴影部分所示)。由于$|i_{Ls}|>|i_H|$，故其合成电流 $i_{Ls}+i_H$ 流出平面 b，分别对 S_4 和 S_2 的结电容进行充电和放电。u_{S2} 和 u_{S4} 分别由 U_{C2} 和 0 逐渐下降和上升。当 u_{S2} 下降为 0 时，S_2 的体二极管导通续流。由于开关管的结电容很小，因此充放电过程的持续时间极短，可近似认为 i_{Ls} 保持为谷值$-I_{Ls,val}$ 不变。当结电容充放电完成后，各电感电流的变化率和模态 1 相同。

5）模态 5：[t_4, t_5] (如图 2(e)所示)

t_4时刻，ZVS 开通 S_2，其体二极管自然关断，模态 5 开始。该模态中，各电感的电流变化率和模态 4 相同。因此，i_{L1} 和 i_{Lm} 继续正向线性增大；i_{Ls} 反向线性减小到 0，然后正向线性增长。

6）模态 6：[t_5, t_6] (如图 2(f)所示)

t_5时刻，关断 S_1，模态 6 开始。该模态中，电感电流 i_{L1} 流进结点 a，分别对开关管 S_1 和 S_3 的结电容进行充电和放电。S_1、S_3 的端电压 u_{S1}、u_{S3} 分别由 0 和 U_{C1} 逐渐上升和下降。当 u_{S3} 下降到 0 时，S_3 的体二极管导通续流。此时，电感 L_1 承受负电压 $U_{sc}-U_{C1}$，因此 i_{L1} 开始正向线性下降；i_{Ls} 和 i_{Lm} 继续维持原变化率正向线性上升。

7）模态 7：[t_6, t_7] (如图 2(g)所示)

t_6时刻，ZVS 开通 S_3，其体二极管自然关断，模态 7 开始。该模态中，各电感电流的变化率和模态 6 相同。i_{L1} 正向线性减小至零，然后反向线性增长，因此开关管电流 i_{S3} 改变方向，由 S_3 的漏极流向源极。

8）模态 8：[t_7, t_8] (如图 2(h)所示)

t_7 时刻，关断 S_3，模态 8 开始。电感电流 i_{L1} 流出结点 a，分别对 S_1 和 S_3 的结电容进行放电和充电。u_{S1} 和 u_{S3} 分别由 U_{C1} 和 0 逐渐下降和上升。当 u_{S1} 下降为 0 时，S_1 的体二极管导通续流。由于开关管的结电容很小，因此充放电过程的持续时间极短，可近似认为 i_{L1} 保持为谷值$-I_{L1,val}$ 不变。当结电容充放电完成后，各电感电流的变化率和模态 1 相同。t_8时刻，ZVS 开通 S_1，进入下一个开关周期。

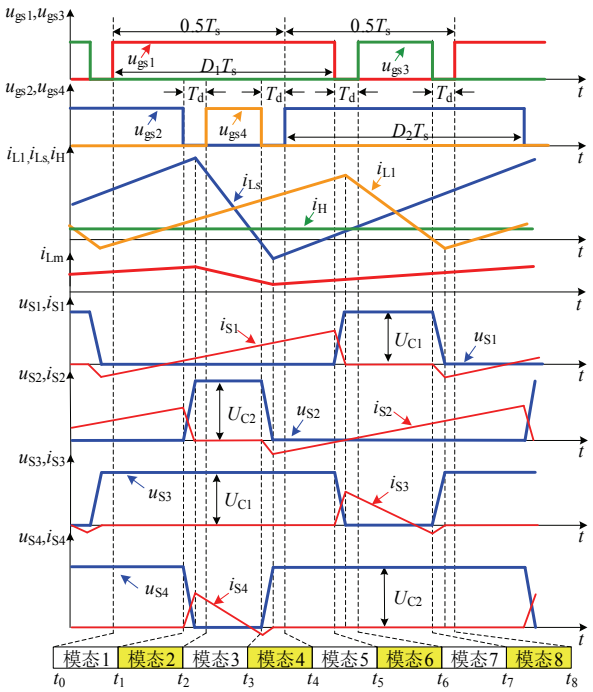


图 3 关键波形图

Fig.3 Key waveforms in one switching period

3 稳态特性

由于模态 2、4、6、8 的持续时间(即死区时间 T_d)远小于开关周期 T_s，因此可忽略其对稳态特性的影响。根据电感 L_1 的伏秒平衡，可得：

$$U_{sc}D_1T_s=(U_{C1}-U_{sc})(1-D_1)T_s \tag{1}$$

式中：D_1 为开关管 S_1 的驱动信号占空比。

根据励磁电感 L_m 的伏秒平衡，可得：

$$(U_{C1}+U_{C2}-U_b)D_2T_s=(U_b-U_{C1})(1-D_2)T_s \tag{2}$$

根据漏感 L_s 的伏秒平衡，可得：

$$(U_{sc}-n(U_{C1}+U_{C2}-U_b))D_2T_s=A(1-D_2)T_s \tag{3}$$

式中：$A=U_{C2}+n(U_{C1}-U_b)-U_{sc}$；$D_2$ 为开关管 S_2 的驱动信号占空比。

根据式(1)—式(3)，可得：

$$\begin{cases}U_{C1}=\dfrac{1}{1-D_1}U_{sc}\\ U_b-U_{C1}=\dfrac{D_2}{1-D_2}U_{sc}\end{cases} \tag{4}$$

前已述及，所提变换器由传统 Buck/Boost 变换器和 Cuk 双向变换器低压侧并联，高压侧串联而成，故二者的低压侧电压相等，高压侧电流相等。假设功率守恒，则有：

$$\begin{cases}U_{sc}I_{L1}=U_{C1}I_H\\ U_{sc}I_{Ls}=(U_b-U_{C1})I_H\end{cases} \tag{5}$$

式中：I_{L1}、I_{Ls} 分别为电感 L_1、漏感 L_s 的平均电流；

I_H 为高压侧电流的平均值。

若要实现低压侧电感 L_1 和漏感 L_s 的平均电流相等，即 $I_{L1}=I_{Ls}$，则由式(4)和式(5)可得：

$$U_b-U_{C1}=U_{C1}\Rightarrow\frac{1}{1-D_1}U_{sc}=\frac{D_2}{1-D_2}U_{sc} \tag{6}$$

从而，可得所提变换器的均流控制律：

$$D_2=\frac{1}{2-D_1}>0.5 \tag{7}$$

以及均流控制下的电压增益：

$$G=\frac{U_b}{U_{sc}}=\frac{2}{1-D_1} \tag{8}$$

结合式(1)—式(8)，可得：

$$\begin{cases}U_{S1}=U_{S3}=U_{C1}=\dfrac{1}{1-D_1}U_{sc}=\dfrac{1}{2}U_b\\ U_{S2}=U_{S4}=U_{C2}=\dfrac{1}{1-D_2}U_{sc}=\dfrac{U_b}{2}+U_{sc}\end{cases} \tag{9}$$

式中：U_{S1}、U_{S2}、U_{S1}、U_{S2} 分别为开关管 S_1、S_2、S_3、S_4 的电压应力。

各开关管的有效值电流分别为：

$$\begin{cases}I_{S1,rms}=\sqrt{D_1{I_{L1}}^2+\dfrac{D_1}{12}{\Delta I_{L1}}^2}\\ I_{S2,rms}=\sqrt{D_2(I_H+I_{Ls})^2+\dfrac{D_2}{12}{\Delta I_{Ls}}^2}\\ I_{S3,rms}=\sqrt{(1-D_1){I_{L1}}^2+\dfrac{(1-D_1)}{12}{\Delta I_{L1}}^2}\\ I_{S4,rms}=\sqrt{(1-D_2)(I_H+I_{Ls})^2+\dfrac{(1-D_2)}{12}{\Delta I_{Ls}}^2}\end{cases} \tag{10}$$

式中：ΔI_{L1} 和 ΔI_{Ls} 分别为电感 L_1 和 L_s 的电流峰峰值，其表达式为：

$$\begin{cases}\Delta I_{L1}=\dfrac{U_{sc}D_1T_s}{L_1}\\ \Delta I_{Ls}=\dfrac{(1-n)U_{sc}D_2T_s}{L_s}\end{cases} \tag{11}$$

4　性能比较

表 1 对本文和文献[13-16]所提的非隔离型低电流应力高增益双向变换器的器件数量、占空比约束关系、滤波前的高压侧电流峰峰值、低压侧均流能力、开关方式、仿真效率和满足高压侧电流纹波要求(<5%)所需的滤波电容量等性能进行了比较。图 4 和图 5 分别绘制了上述变换器在 Boost 模式下的电压增益和各开关管的标幺值(以高压侧电压 U_b 作为基值)电压应力特性曲线。需要说明的是，为了公平比较，文献[13-16]所提的变换器中的浮地开关管(源极和主电路的地不是等位点)均采用隔离驱动；由于低压侧为超级电容，因此可以忽略低压侧滤波电容。此外，各变换器均基于表 2 所示的设计指标和相同准则进行主电路参数设计和器件选型，并采用 PSpice 软件在相同工况下测量得出高压侧电流峰峰值和满载仿真效率。

由表 1 可以看出，所提变换器具有最少的开关管、磁芯、电容和隔离电源，因此结构相对简单，实现成本较低。与文献[13]相比，所提变换器可以实现低压侧电感均流，且无需电流传感器。与文献[16]相比，所提变换器无需根据占空比的大小实时改变均流控制律，实现更为简单；而且所有开关管的电压应力不会随着占空比的变化而突变为 U_b。此外，所提变换器比文献[15]所提拓扑具有更强的升压能力。虽然所提变换器中的开关管 S_2、S_4 的电压应力略高于其他拓扑，但是 S_1 和 S_3 的电压应力较低，且由于实现了所有开关管的 ZVS 开通，因此具有更高的变换效率。

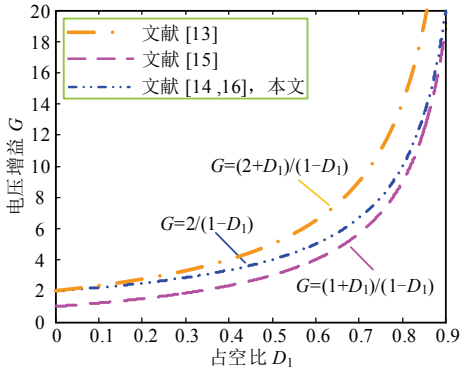


图 4　电压增益特性

Fig.4　Voltage gain characteristic

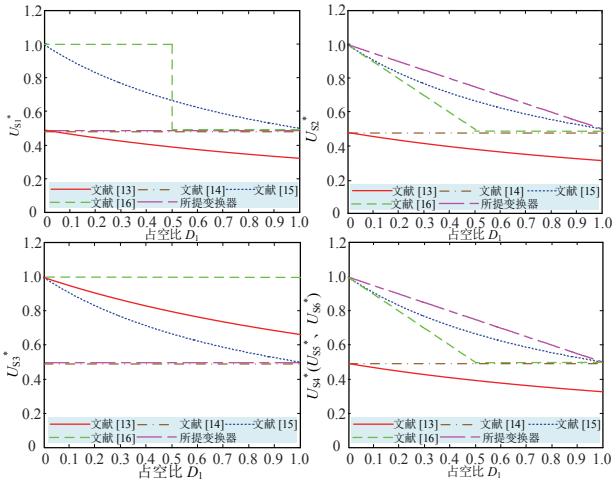


图 5　电压应力和占空比关系曲线

Fig.5　Curves of voltage stresses versus duty cycle

表 1 几种典型的非隔离型低电流应力高增益双向变换器的性能对比

Table 1 Performance comparison among several typical non-isolated high-gain bidirectional converters with low current stress

拓扑	器件数量				占空比约束	高压侧电流峰峰值/A	低压侧均流能力	开关方式	仿真效率/%	高压侧滤波电容/μF
	开关管	磁芯	电容	隔离电源						
参文[13]	5	3	4	4	$D_2=D_1$	12.9	不均流	硬开关	94.6	900
参文[14]	5	2	3	3	$D_2=D_1$	7.5	均流	硬开关	96.6	900×2
参文[15]	4	2	2	3	$D_2=D_1$	8.2	均流	硬开关	91.6	600×2
参文[16]	4	2	2	2	当 $D_1<0.5$, $D_2=0.5$ 当 $D_1>0.5$, $D_2=D_1$	7.5	均流	硬开关	94.8	800
本文	4	2	2	2	$D_2=1/(2-D_1)$	3.6×10^{-3}	均流	ZVS	98.9	无需

注：所有变换器均基于表 2 所示的设计指标进行主电路参数设计，并在相同工况(U_{sc}=40 V、U_H=400 V、P_o=500 W、f_s=50 kHz)下，利用 Pspice 仿真软件测出满载仿真效率、高压侧电流峰峰值和满足高压侧电流纹波率要求所需的高压侧滤波电容量。

更重要的是，文献[13-16]所提方案中，高压侧均存在高频 PWM 动作的开关管，导致高压侧电流断续(其原理类似于传统 Buck 变换器)，因此需采用大容量滤波电容才能满足电流纹波率<5%的要求。而本文所提变换器实现了高压侧电流近似零纹波(分析和验证见第 5 章和第 8 章)，因此无需使用高压大容量电解电容和多个薄膜电容并联，简化了电路结构，减小了体积，并进一步改善了可靠性。因此，本文所提变换器在变换效率、成本、体积、可靠性等方面的综合性能较佳。

5 工作条件分析

5.1 高压侧电流零纹波的条件

由图 1(c)可以看出：

$$i_H(t)=i_{Lm}(t)-i_1(t)=i_{Lm}(t)-ni_{Ls}(t) \tag{12}$$

式中：i_1 为理想变压器的原边电流。

因此，可得：

$$I_H=I_{Lm}-nI_{Ls} \tag{13}$$

式中：I_{Lm} 为励磁电感 L_m 的平均电流。

图 6 给出了电流 i_H、i_{Ls} 和 i_{Lm} 的细节波形。可以看出，在电感电流 i_{Ls} 和 i_{Lm} 的上升期间，有：

$$i_H(t)=I_H-\frac{\Delta I_{Lm}}{2}+n\frac{\Delta I_{Ls}}{2}+\left(\frac{U_{sc}}{L_m}-\frac{n(1-n)U_{sc}}{L_s}\right)(t-t_3) \tag{14}$$

式中：$I_{Lm,val}=I_{Lm}-0.5\Delta I_{Lm}$，为电流 i_{Lm} 的谷值；$-I_{Ls,val}=I_{Ls}-0.5\Delta I_{Ls}$，为电流 i_{Ls} 的谷值；ΔI_{Lm} 为励磁电感 L_m 的电流峰峰值，其表达式为：

$$\Delta I_{Lm}=\frac{U_{sc}D_2T_s}{L_m} \tag{15}$$

在电感电流 i_{Ls} 和 i_{Lm} 的下降期间，有：

表 2 样机设计指标

Table 2 Specification of prototype

指标名称	数值
超级电容电压 U_{sc}/V	40~56
蓄电池电压 U_b/V	400
最大功率 $P_{o,max}$/W	500
最小开关频率 $f_{s,min}$/kHz	50
蓄电池电流纹波率 δ_{Ib}	<5%
电池内阻 r_b/Ω	0.5

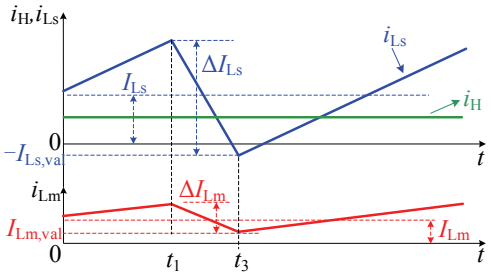


图 6 电流 i_H、i_{Ls} 和 i_{Lm} 的细节波形

Fig.6 Detailed waveforms of i_H, i_{Ls}, and i_{Lm}

$$i_H(t)=I_H+\frac{\Delta I_{Lm}}{2}-n\frac{\Delta I_{Ls}}{2}+\left(\frac{n(1-n)D_2U_{sc}}{(1-D_2)L_s}-\frac{D_2U_{sc}}{(1-D_2)L_m}\right)(t-t_1) \tag{16}$$

要实现高压侧电流 i_H 的零纹波，则必须使其与时间 t 无关，因此式(14)和式(16)中的时间变量的系数必须为零，即：

$$\begin{cases}\left(\dfrac{U_{sc}}{L_m}-\dfrac{n(1-n)U_{sc}}{L_s}\right)=0\\ \left(\dfrac{n(1-n)D_2U_{sc}}{(1-D_2)L_s}-\dfrac{D_2U_{sc}}{(1-D_2)L_m}\right)=0\end{cases} \tag{17}$$

此外，式(14)与式(16)的常数项必须严格相等，即：

$$I_H-\frac{\Delta I_{Lm}}{2}+n\frac{\Delta I_{Ls}}{2}=I_H+\frac{\Delta I_{Lm}}{2}-n\frac{\Delta I_{Ls}}{2} \tag{18}$$

由式(17)和式(18)，均可以得到：

$$L_s = n(1-n)L_m \tag{19}$$

将式(19)代入式(14)和式(16)，均可得 $i_H(t)=I_H$。因此，式(19)即为实现高压侧电流零纹波的充要条件。

5.2　ZVS 软开关的条件

Boost 模式下，S_3、S_4 为辅助开关管，故可以自然实现 ZVS 开通，这也是同步控制直流变换器的共同特点。因此本节仅讨论实现开关管 S_1、S_2 的 ZVS 开通的条件。

由模态分析可知，为了实现 S_1 的 ZVS 开通，电感电流 i_{L1} 需要在开通 S_1 之前流出结点 a，对 S_1 和 S_3 的结电容分别进行放电和充电。因此，在模态 8 中需要满足如下必要条件：

$$i_{L1}(t) \approx -I_{L1,val} = I_{L1} - \frac{1}{2}\Delta I_{L1} < 0 \tag{20}$$

为了实现 S_2 的 ZVS 开通，需要在开通 S_2 之前，合成电流 $i_{Ls}+i_H$ 自 S_2 的源极流向漏极，对 S_2 和 S_4 的结电容分别进行放电和充电。因此，在模态 4 中需要满足如下必要条件：

$$i_{Ls}(t)+I_H \approx -I_{Ls,val}+I_H = I_{Ls} - \frac{1}{2}\Delta I_{Ls}+I_H = I_{cs} < 0 \tag{21}$$

6　参数设计

为了验证所提变换器的可行性，根据表 2 所示的设计指标完成了实验样机的主电路参数设计。其结果如表 3 所示。

所提变换器的电容量设计方法和传统 Boost 变换器、Cuk 变换器类似，故在此不再赘述。由于高压侧电流零纹波和 ZVS 软开关的实现条件与电感量 L_1、L_s 和 L_m 密切相关，因此本章仅讨论电感量的设计方法。

6.1　电感量 L_1 的设计

所提变换器采用均流控制($D_2=1/(2-D_1)$)，因此低压侧电感 L_1 和 L_s 的平均电流相同，即：

$$I_{L1} = I_{Ls} = \frac{1}{2}I_{sc} = \frac{P_o}{2U_{sc}} \tag{22}$$

将式(11)、式(22)代入式(20)，可得实现 S_1 的 ZVS 开通所需要的电感量 L_1 的取值范围：

$$L_1 < \frac{U_{sc}^2 D_1 T_s}{P_o} \tag{23}$$

可以看出，U_{sc} 越小或 P_o 越大，L_1 的取值范围就越小，越难满足 S_1 的软开关条件。为了在全工作范围内均实现 S_1 的 ZVS，需要在最低超级电容电压($U_{sc,min}$)和满载($P_{o,max}$)条件下设计 L_1，即：

$$L_1 < \frac{U_{sc,min}^2 D_1 T_s}{P_{o,max}} = \frac{40^2 \times 0.8 \times 50 \times 10^{-6}}{500}\ \mu H = 51.2\ \mu H \tag{24}$$

由式(11)可知，随着电感 L_1 的减小，其电流峰峰值越大，对开关管结电容充放电的持续时间越短，越容易实现 S_1 的 ZVS 开通。但是，电感 L_1 的铜耗、铁耗和开关管 S_1、S_2 的通态损耗、关断损耗均随之增加。图 7 给出 U_{sc}=40 V、U_b=400 V、f_s=50 kHz、P_o=500 W 时，上述各损耗之和 Σp 的理论值、电感 L_1 的电流谷值$-I_{L1,val}$和电感量 L_1 的关系曲线。可以看出，为保证所提变换器具有足够大的谷值电流绝对值，以可靠实现 ZVS，同时还具有较低的损耗 Σp，建议在 30~40 μH 间选择 L_1 的电感量。本文选择 L_1=40 μH。

6.2　电感量 L_m 和 L_s 的设计

励磁电感量 L_m 按其电流的峰峰值 ΔI_{Lm} 不超过最大平均值的 40%进行设计，故有：

$$L_m > \frac{U_b U_{sc,min}}{0.4(U_b+2U_{sc,min})\left(n\frac{P_{o,max}}{2U_{sc,min}}+\frac{P_{o,max}}{U_b}\right)f_s} \tag{25}$$

由式(11)和式(21)可知，为实现 S_2 的 ZVS 开通，漏感 L_s 需满足：

$$L_s < \frac{(1-n)U_{sc}U_b}{2\left(\frac{P_o}{2U_{sc}}+\frac{P_o}{U_b}\right)(U_b+2U_{sc})f_s} \tag{26}$$

由式(26)，可绘制出 U_{sc} 取不同值时 L_s 和 n、P_o

表 3　样机主电路参数

Table 3　Power stage parameters of prototype

器件名称	参数值或型号
开关管 S_1、S_3	IXFP56N30X3M
开关管 S_2、S_4	TK040N65Z-VB
电感 L_1/寄生电阻 r_{L1}	40 μH/7.8 mΩ、PQ32/30
电感 L_m、L_s、匝比 n	1.3 mH、30 μH、0.024
电容 C_1、C_2	2×10 μF/400 V、2×10 μF/400 V

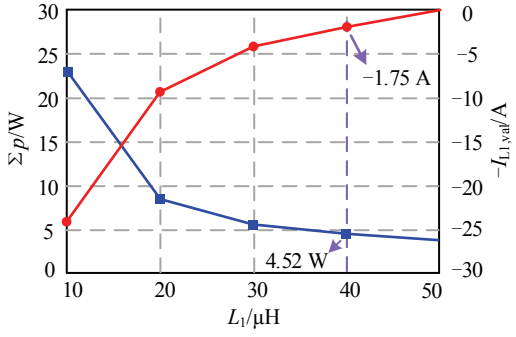


图 7　Σp、$-I_{L1,val}$ 与 L_1 的关系曲线

Fig.7　Relationships curves of Σp and $-I_{L1,val}$ versus L_1

的三维关系图，如图 8(a)所示。图中，曲面 1 和 2 分别对应 U_{sc}=40 V 和 U_{sc}=56 V。曲面下方为 ZVS 区域，即该区域中的工作点可以满足式(24)所示的软开关条件。图 8(b)给出了 n=0.024 时，曲面 1、2 在 L_s、P_o 坐标系下的投影。可以看出，若 L_s 不变，则随着 U_{sc} 的减小或 P_o 的增大，系统将逐渐失去 S_2 的软开关条件。当 n 取其他值时，可以得到相同的结论。因此，为了在全工况下均能实现 S_2 的 ZVS 开通，需要在最低 U_{sc} 且最大负载条件下设计 L_s，即：

$$L_s < \frac{(1-n)U_{sc,min}U_b}{2\left(\frac{P_{o,max}}{2U_{sc,min}}+\frac{P_{o,max}}{U_b}\right)(U_b+2U_{sc,min})f_s} \tag{27}$$

此外，漏感量 L_s 还需满足式(19)所示的高压侧电流零纹波条件的约束关系。由式(19)、式(25)和式(27)，可得：

$$\frac{n(1-n)U_bU_{sc,min}}{0.4\left(n\frac{P_{o,max}}{2U_{sc,min}}+\frac{P_{o,max}}{U_b}\right)(U_b+2U_{sc,min})f_s} < L_s < \frac{(1-n)U_{sc,min}U_b}{2\left(\frac{P_{o,max}}{2U_{sc,min}}+\frac{P_{o,max}}{U_b}\right)(U_b+2U_{sc,min})f_s} \tag{28}$$

由式(28)，可得：

$$\frac{1}{0.4\left(n\frac{P_{o,max}}{2U_{sc,min}}+\frac{P_{o,max}}{U_b}\right)} < \frac{1}{2n\left(\frac{P_{o,max}}{2U_{sc,min}}+\frac{P_{o,max}}{U_b}\right)} \tag{29}$$

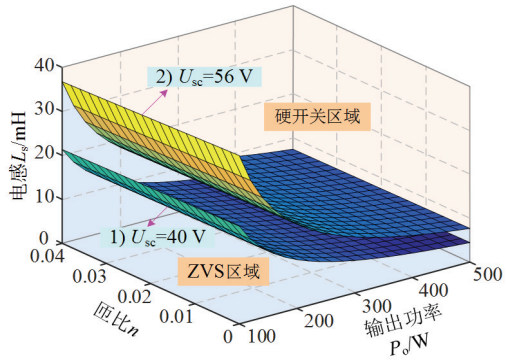
即：n<0.04。

根据式(29)，可绘制出实现开关管 S_2 的 ZVS 开通和高压侧电流零纹波所需要满足的 L_s 的取值范围，如图 8(c)所示。图中，曲线 1 和 2 分别对应了高压侧电流零纹波边界和软开关边界。可以看出，n 取值越大，L_s 的取值范围就越小且下限上升，越不利于在全工况下实现软开关；n 取值越小，耦合电感的副边匝数越多，导致磁芯体积和铜耗上升。权衡考虑软开关实现难度和变换效率，取 n=0.024，L_s=30 μH。由于耦合电感的漏感量很难达到设计值，故需在副边串联辅助电感。

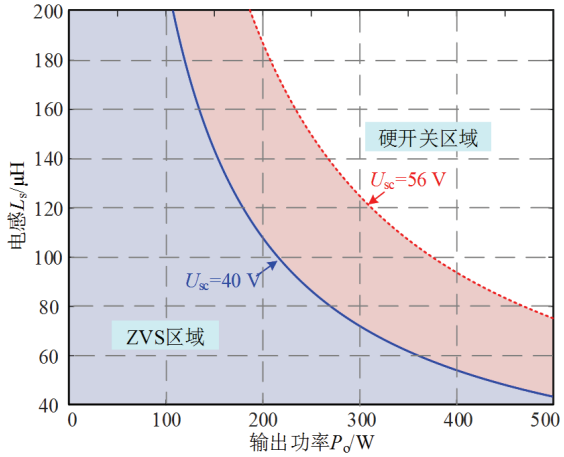
此时，结合式(19)所示的高压侧电流零纹波条件，可得：L_m=1.3 mH。

7 控制策略

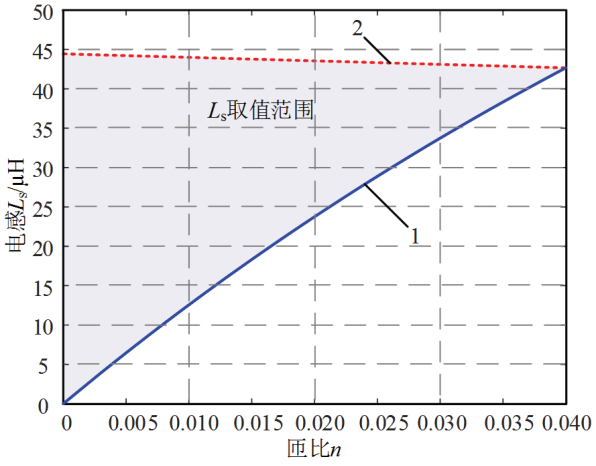
所提变换器采用了高压侧电压、低压侧电流双环控制，如图 9 所示。两个控制环路均使用比例积



(a) n、P_o 和 L_s 的三维关系图



(b) n 给定时，曲面 1 和 2 在 L_s、P_o 坐标系下的投影



(c) U_{sc}=40 V 且 P_o=500 W

图 8 漏感量 L_s 的取值范围

Fig.8 Selection range of leakage inductance L_s

分(PI)控制器，其传递函数分别为 $G_u(s)=k_{p1}+k_{i1}/s$ 和 $G_i(s)=k_{p2}+k_{i2}/s$。两相电路的三角载波分别为幅值等于 U_{cm}、相位互差 180°的锯齿波 u_{c1}、u_{c2}。电流内环输出的调制信号 u_{r1} 与三角载波 u_{c1} 交截，生成开关管 S_1 的驱动信号，实现高压侧电压调节。

为了实现低压侧电感的均流控制，需要使得 S_2 的占空比 D_2 满足(7)的约束关系，因此调制信号 u_{r1}、u_{r2} 需要满足：

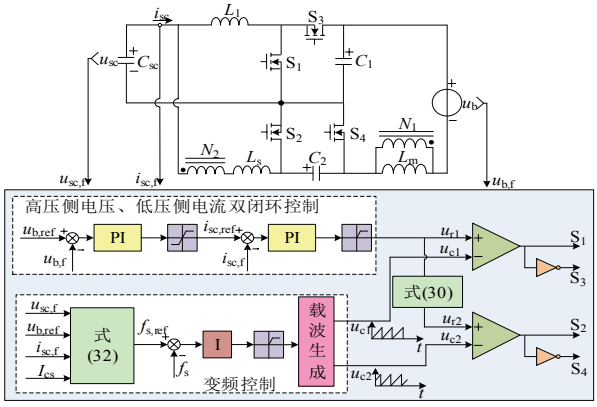


图 9　闭环控制框图

Fig.9　Closed-loop control diagram

$$u_{r2}=\frac{U_{cm}^2}{2U_{cm}-u_{r1}} \tag{30}$$

将调制信号 u_{r2} 与三角载波 u_{c2} 交截，生成开关管 S_2 的驱动信号。

需要注意的是，轻载或高输入电压的条件下，电感平均电流 I_{L1}、I_{Ls} 和高压侧电流 I_H 显著下降，而电感电流峰峰值 ΔI_{L1}、ΔI_{Ls} 增加，因此更加容易满足式(20)和式(21)所示的 ZVS 条件。但是，开关管的通态损耗和电感铜耗所占的比例迅速上升，导致轻载效率严重下降。这也是所有基于 TCM 的 ZVS 变换器均面临的共同挑战。

为此，本文采用变频控制[21-22]，通过调节开关频率，对合成电流谷值 I_{cs} 进行开环控制，以确保实现软开关的同时，避免电感电流峰峰值过大，最终达成在整个工况下高效运行的目的。

由于 Cuk 电路中的开关管 S_2 具有更高的电压应力和电流应力，对系统的效率影响更为明显，因此基于 S_2 的 ZVS 条件来计算开关频率。根据式(11)、式(21)和式(22)，可得：

$$\frac{I_{sc}}{2}-\frac{(1-n)U_{sc}D_2}{2L_sf_s}+\frac{P_o}{U_H}=I_{cs} \tag{31}$$

将式(7)和式(8)代入式(31)，可得：

$$f_s=\frac{(1-n)U_{sc}U_b}{2\left(\frac{I_{sc}}{2}-I_{cs}+\frac{U_{sc}I_{sc}}{U_b}\right)(U_b+2U_{sc})L_s} \tag{32}$$

根据式(32)，可以得到实现变频控制的基本方法，即：将高压侧电压 U_b、低压侧电压 U_{sc}、低压侧电流 I_{sc} 的采样值以及期望的合成电流谷值 I_{cs} 代入式(32)，从而计算出开关频率目标值 $f_{s,ref}$；然后，将其与当前开关频率 f_s 比较，再经过积分调节器，得到下一个开关周期的开关频率。

8　仿真与实验验证

8.1　仿真结果

基于表 2 所示的设计指标以及表 3 所示的电感量和电容量，利用 Saber 仿真软件搭建了仿真电路。其中，开关管选用 MOSFET 的理想模型。

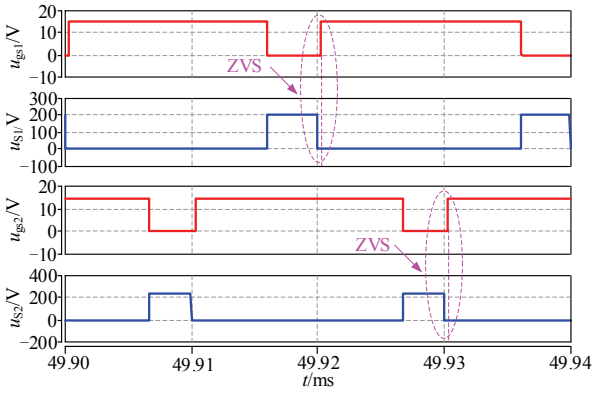
图 10 给出了 U_{sc}=40 V，U_b=400 V，P_o=500 W 时的稳态仿真波形。由图 10(a)和(b)可以看出，开关管的栅极信号 u_{gs1}—u_{gs4} 的高电平到来之前，端电压 u_{S1}—u_{S4} 均分别已下降到零，这表明开关管 S_1—S_4 均实现了 ZVS 开通。开关管 S_1 和 S_2 的仿真占空比分别为 D_1≈0.8 和 D_2≈0.83，且其承受的电压应力分别为 200 V 和 240 V，与理论值基本一致。由图 10(c)可以看出，高压侧端口电流 i_H 的平均值为 1.25 A，纹波峰峰值约为 3.6 mA，纹波率低于 3%，实现了高压侧电流近似零纹波。由图 10(d)可以看出，低压侧电感电流 i_{L1} 和 i_{Ls} 的平均值相等，表明实现了均流控制。而且，i_{L1} 的谷值为−1.75 A，与理论值一致。

图 11 给出了混合储能系统仿真平台示意图。图中，U_b=400.5 V 和 r_b=0.5 Ω 分别为蓄电池的电动势和内阻；E_a 和 r_a=1 Ω 分别为直流电机的电枢电动势和电枢电阻。仿真中，所提双向变换器工作在直流母线电压、超级电容电流双闭环控制方式下，将直流母线电压 U_H 控制在 400 V。由于蓄电池电动势 U_b 和内阻 r_b 给定，因此其输出功率 P_b 恒定。通过调整 E_a 设置值的大小，来模拟真实运行状态下的电机功率 P_{em} 的改变情况。当 P_{em}>0，表明其处于电动机运行状态；反之，则处于回馈制动状态。

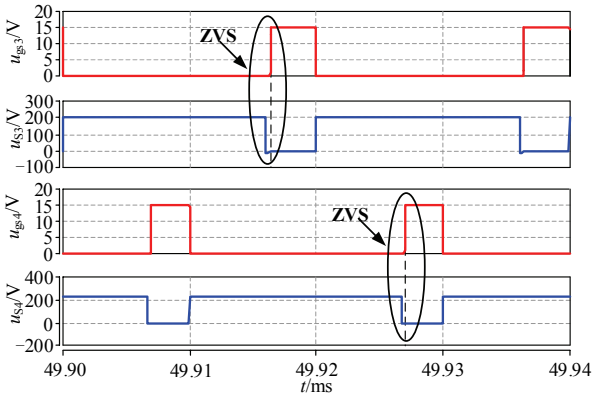
图 12 给出了电机功率 P_{em} 变化时的瞬态仿真波形。可以看出，直流电机功率 P_{em} 在 400 W 上下高频波动；P_{em} 瞬变时，经过不超过 30 ms 的调节时间后，蓄电池迅速恢复以恒定功率 P_b=400 W 放电。P_{em} 的高频部分均由超级电容提供或吸收。上述仿真结果表明，所提变换器可以快速准确地实现半主动式混合储能系统的功率控制目标。

8.2　实验样机

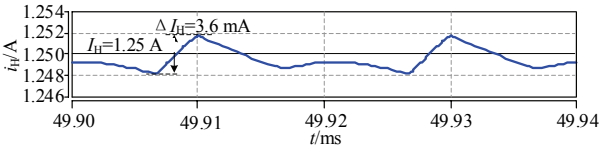
由于本文的重点在于研究和验证所提变换器的原理与特性，而不在于超级电容、蓄电池和后级负载设备的电气特性，因此基于表 3 所示的主电路参数，制作了一台实验样机并搭建了等效实验平台。实验中，采用电源串联铝壳电阻模拟高压侧蓄电池，采用铝壳电阻来等效后级设备，采用双向直流电源



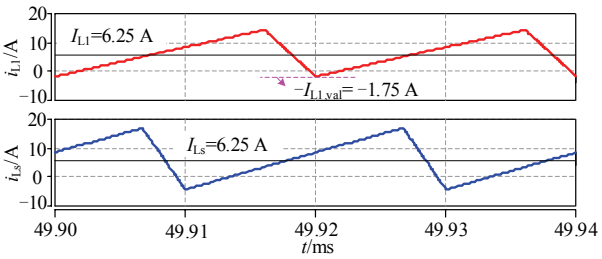
(a) 栅极信号 u_{gs1},u_{gs2} 与端电压 u_{S1},u_{S2}



(b) 栅极信号 u_{gs3},u_{gs4} 与端电压 u_{S3},u_{S4}



(c) 高压侧电流 i_H



(d) 电感电流 i_{L1} 和 i_{Ls}

图 10 稳态仿真结果

Fig.10 Steady-state simulation results

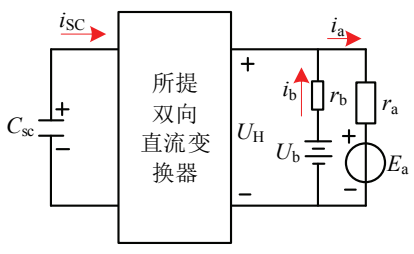


图 11 混合储能系统仿真模型

Fig.11 Simulation model for hybrid energy storage systems

模拟低压侧超级电容。此外，采用泰克示波器 TDS3014C 和青智高精度功率分析仪 8930 分别观测样机的实验波形和效率。实验样机采用 DSP 芯片 TMS320F 28335 作为主控单元。电流环 PI 参数 k_{dp1}=5，k_{di1}=0.1；电压环 PI 参数 k_{dp2}=0.1，k_{di2}=0.01。高、低压侧端电压和低压侧电流的采样系数分别为 H_{Ub}=0.006、H_{Usc}= 0.025 和 H_i=0.066。此外，最大开关频率 $f_{s,max}$ 限制为 200 kHz，且死区时间 T_d 设置为 300 ns。期望的合成电流谷值 I_{cs} 取为−3.6 A。

8.3 稳态实验结果

图 13 给出了 U_{sc}=40 V, U_b=400 V, P_o=500 W 时的稳态实验波形。可以看出，开关频率和实测占空比分别为 50 kHz 和 D_1≈0.8, D_2≈0.83。各电容的电压应力分别为 U_{C1}=200 V、U_{C2}=240 V。开关管 S_1、S_3 的电压应力均相等，约为 200 V，开关管 S_2、S_4 的电压应力均相等，约为 240 V，均与仿真结果相同。此外，低压侧电感电流 i_{L1} 和 i_{Ls} 线性变化并双向流通，且电流平均值相等，高压侧电流 i_H 的纹波近似为零。所有开关管开通前(即驱动信号到来前)，其端电压已经下降至零，表明其均实现了 ZVS 开通。根据第 6 章的分析可知，当前实验条件下最难实现 ZVS。由此可推断，所提变换器可以在整个工作范围内实现开关管的 ZVS 导通。

图 14 给出了 U_b=400 V，P_o=500 W 时的高压侧电流 i_H 的波形。利用示波器的直流耦合档与交流耦合档可分别测量得高压侧电流 i_H 的平均值为 I_H≈1.25 A，峰峰值为 ΔI_H≈40 mA。可见，电流纹波率仅为 3.2%，这表明所提变换器实现了高压侧电流近似零纹波，且满足小于 5%的设计要求，无需使用多个高压 CBB 电容与电解电容并联进行滤波。需要说明的是，图 14 中通道 3 所示的高压侧电流交流分量波形存在较大的开关噪声。开关噪声通常是由印刷电路板布线不合理所导致，可以通过在高压端口并联若干小容量陶瓷贴片电容进行有效吸收，不会对系统成本和体积带来显著影响。

8.4 瞬态实验结果

图 15 给出了所提变换器在 U_{sc}=40 V 时，由 Boost 模式切换至 Buck 模式时的瞬态实验波形。可以看出，模式切换前后，高压侧电流 i_H 的方向发生变化，由 0.25 A 变为−0.25 A，但端电压始终稳定在 400 V，基本没有超调，调节时间约为 30 ms。这表明所提变换器可以实现高压侧的稳压控制和工作模式的快速平滑切换。

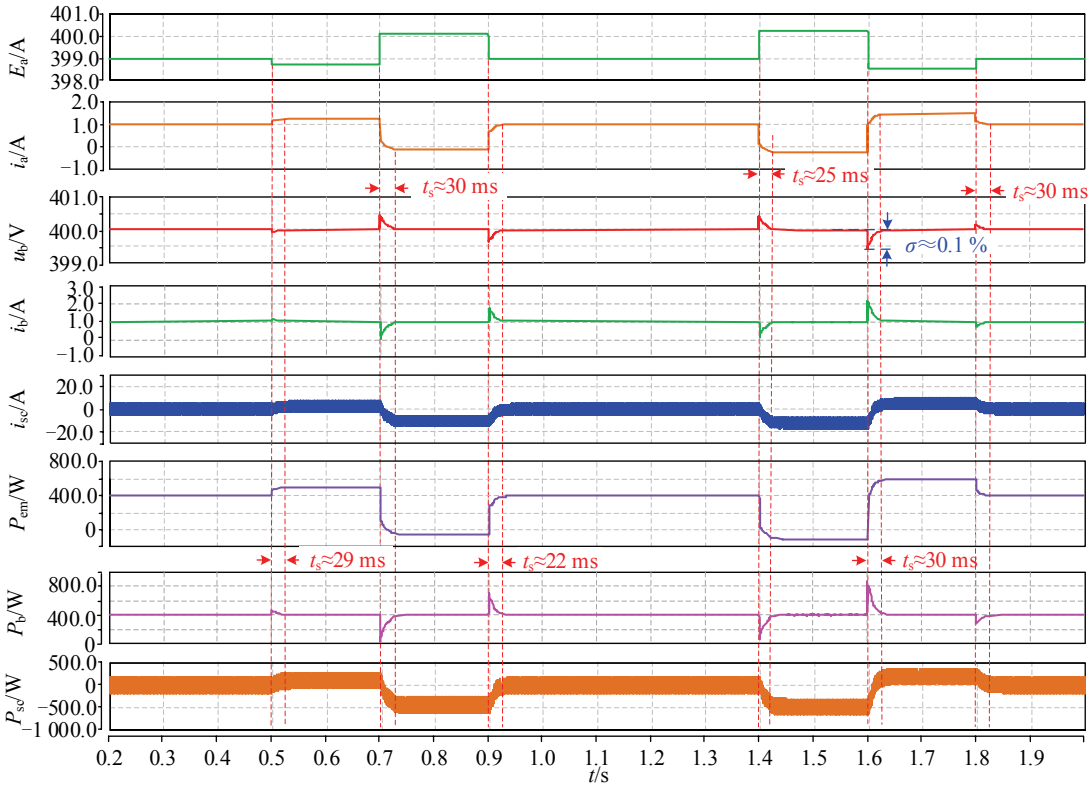
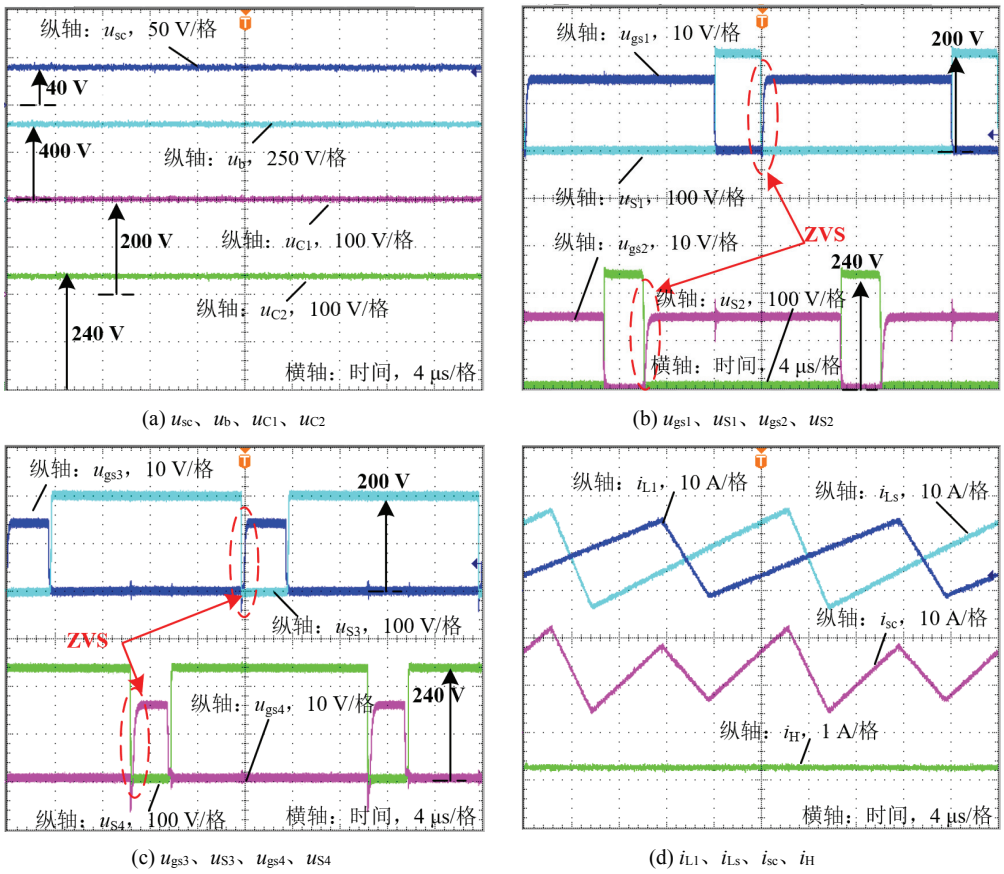


图 12　瞬态仿真结果

Fig.12　Transient simulation results



(a) u_{sc}、u_b、u_{C1}、u_{C2}　(b) u_{gs1}、u_{S1}、u_{gs2}、u_{S2}

(c) u_{gs3}、u_{S3}、u_{gs4}、u_{S4}　(d) i_{L1}、i_{Ls}、i_{sc}、i_H

图 13　U_{sc}=40 V，P_o=500 W 时的稳态实验波形

Fig.13　Steady-state experimental waveforms when U_{sc}=40 V and P_o=500 W

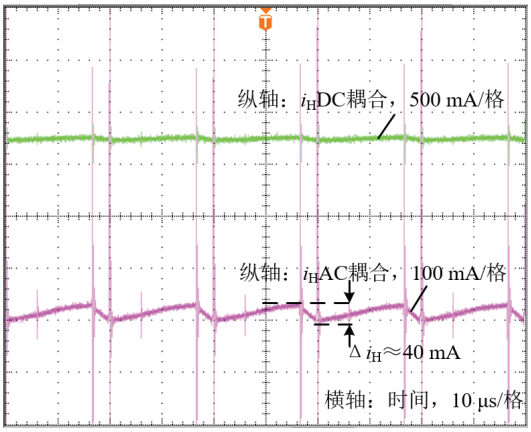


图 14 U_b=400 V，P_o=500 W 时的高压侧电流实验波形

Fig.14 Experimental waveforms of high-voltage-side current when U_b=400 V and P_o=500 W

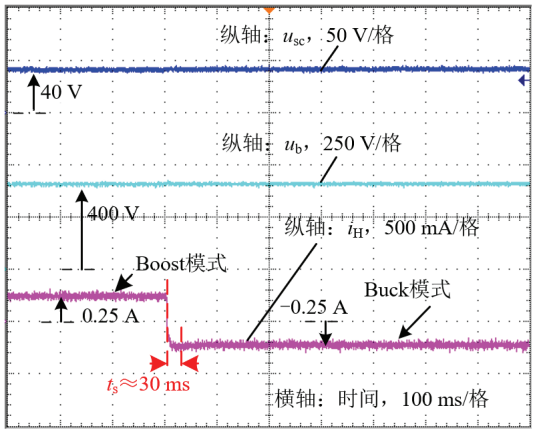


图 15 U_{sc}=40 V，U_b=400 V，P_o=100 W 时的模式切换波形

Fig.15 Mode switching waveforms when U_{sc}=40 V, U_b=400 V and P_o=100 W

8.5 损耗分布和实测效率对比

图 16 给出了 U_b=400 V 时，所提变换器在不同低压侧电压和负载条件下的理论损耗分布。驱动电路和控制电路由外部辅助电源供电，其损耗不包括在预测效率中。所有电容均采用低 ESR 的薄膜电容，因此忽略其损耗。此外，由于所有开关管均实现了 ZVS 开通，因此只考虑其关断损耗和通态损耗。从图 16 可以看出，由于开关管 S_2 的电压应力和电流应力相对较大，因此其损耗占比最大。与 U_{sc}=40 V 时相比，U_{sc}=56 V 时的满载效率(97.6%)略高，但轻载效率较低(94.2%)。其原因是：在满载条件下，随着 U_{sc} 的上升，低压侧电流明显下降，而频率略有上升，因此开关管的通态损耗的下降量大于关断损耗的增加量，开关管总损耗减少，效率更高。在轻载条件下，开关管的电流应力和通态损耗占比很小，影响效率的主要因素是关断损耗。此时，随着 U_{sc} 的上升，开关频率和关断损耗增加，因此效率降低。

图 17 给出了 U_{sc}=40 V 和 56 V 时所提变换器的实测效率关系曲线。可以看出，与 U_{sc}=40 V 时相比，U_{sc}=56 V 时的满载效率更高，而轻载效率更低。该现象与损耗分析的结果完全一致。此外，所提变换器在整个工作范围内都具有较高的运行效率。其最高效率为 97.6%(U_{sc}=56 V，P_o=500 W)，最低效率为 94.2%(U_{sc}=56 V，P_o=100 W)，与预测效率基本吻合。

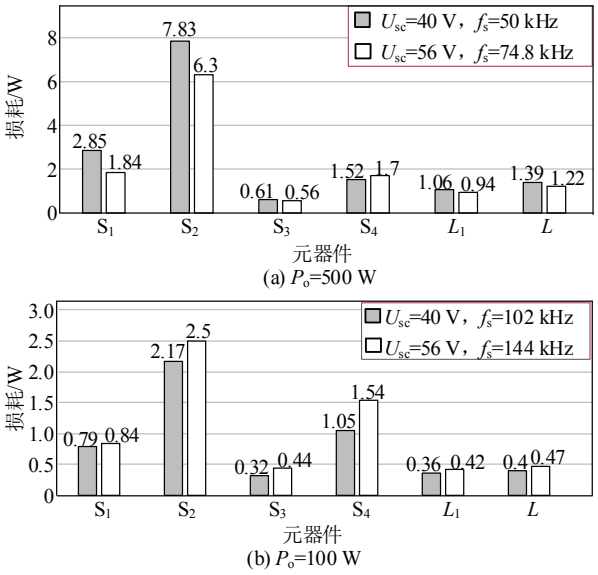


图 16 损耗分布

Fig.16 Distribution of power loss

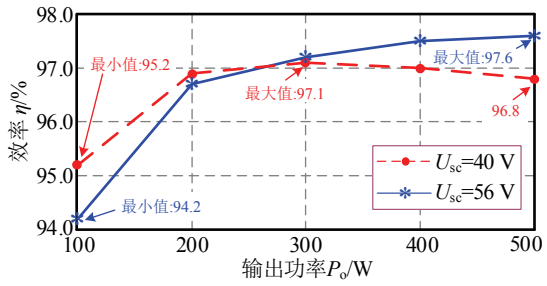


图 17 实测效率

Fig.17 Measured efficiencies

9 结论

本文提出并验证了一种面向半主动式混合储能系统的高增益双向 DC-DC 变换器拓扑。相较于传统方案，该变换器在以下方面展现出显著优势：1）仅有 4 个开关管、2 个磁性元件和 2 个电容，器件数量少，结构相对简单。2）将电感 L_2 和 L_3 组成耦合电感，并满足 $L_s=n(1-n)L_m$ 的约束关系，可以实

现高压侧电流的近似零纹波。3）无需采用电流传感器，只需遵循 $D_2=1/(2-D_1)$的占空比约束关系，即可实现低压侧电感电流的自动均分，且电压增益为传统 Buck/Boost 变换器的 2 倍，电压应力约为高压侧电压的一半。4）采用 TCM 和变频控制，在整个工作范围内实现了所有开关管的 ZVS 开通，且具有较低的通态损耗，使系统最低和最大效率分别达到 94.2%和 97.6%。5）低压侧和高压侧电位差恒定，最大限度地减少了 EMI。

参考文献　References

[1] 张雯雯，魏震波，郭　毅，等. 含混合储能的交直流配电网日经济优化运行[J]. 高电压技术，2022，48(2)：565-574.
ZHANG Wenwen, WEI Zhenbo, GUO Yi, et al. Optimal daily economic operation of AC/DC distribution network with hybrid energy storage[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(2): 565-574.

[2] AMJADI Z, WILLIAMSON S S. A novel control technique for a switched-capacitor-converter-based hybrid electric vehicle energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3): 926-934.

[3] AMJADI Z, WILLIAMSON S S. Modeling, simulation, and control of an advanced Luo converter for plug-in hybrid electric vehicle energy-storage system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(1): 64-75.

[4] SHEN J Y, KHALIGH A. A supervisory energy management control strategy in a battery/ultracapacitor hybrid energy storage system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(3): 223-231.

[5] LI Z X, LIZANA R, LUKIC S M, et al. Current injection methods for ripple-current suppression in delta-configured split-battery energy storage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7411-7421.

[6] ZHANG Y, CHENG X F, YIN C L, et al. A soft-switching bidirectional DC-DC converter for the battery super-capacitor hybrid energy storage system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 7856-7865.

[7] 周　磊，秦　岭，王亚芳，等. 连续三态模式开关前置型准 Z 源高增益 Boost 变换器的特性[J]. 高电压技术，2023，49(5)：2150-2160.
ZHOU Lei, QIN Ling, WANG Yafang, et al. Characteristics of prepositive-switch quasi-Z-source high-gain boost converter in continuous triple-state mode[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 2150-2160.

[8] 李鹏程，张纯江，阚志忠，等. 软开关高增益 Buck-Boost 集成 CLLC 型直流双向变换器[J]. 中国电机工程学报，2018，38(11)：3295-3305.
LI Pengcheng, ZHANG Chunjiang, KAN Zhizhong, et al. An integrated buck-boost CLLC bidirectional DC converter with high gain and soft switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(11): 3295-3305.

[9] LIU X, ZHU Z Q, STONE D A, et al. Novel dual-phase-shift control with bidirectional inner phase shifts for a dual-active-bridge converter having low surge current and stable power control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 4095-4106.

[10] JIANG T Y, ZHANG J M, WU X K, et al. A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 757-770.

[11] REZAYATI M, TAHAMI F, SCHANEN J L, et al. Generalized state-plane analysis of bidirectional *CLLC* resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5773-5785.

[12] YANG L S, LIANG T J. Analysis and implementation of a novel bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 422-434.

[13] WANG Z S, WANG P, LI B, et al. A bidirectional DC-DC converter with high voltage conversion ratio and zero ripple current for battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8012-8027.

[14] ZHANG Y, GAO Y P, LI J, et al. Interleaved switched-capacitor bidirectional DC-DC converter with wide voltage-gain range for energy storage systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3852-3869.

[15] HUANGFU Y G, GUO L, MA R, et al. An advanced robust noise suppression control of bidirectional DC-DC converter for fuel cell electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(4): 1268-1278.

[16] LAI C M, LIN W H, LIU H E, et al. A two-phase interleaved bidirectional DC-DC converter with asymmetrical duty limit control for wide-range DC-bus voltage applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(2): 3306-3321.

[17] 刘　乐，毕恺韬，朱一昕，等. 适用于储能系统的准 Z 源模块化多电平双向 DC-DC 变换器的设计与控制[J]. 电工技术学报，2022，37(增刊 1)：235-245.
LIU Lei, BI Kaitao, ZHU Yixin, et al. Design and control of quasi-Z-source modular multilevel bidirectional DC-DC converter for energy storage system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(Supplement 1): 235-245.

[18] CHEN F, BURGOS R, BOROYEVICH D, et al. Low-frequency common-mode voltage control for systems interconnected with power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 873-882.

[19] CARVALHO E L, FELIPE C A, BELLINASO L Z, et al. Asymmetrical-PWM DAB converter with extended ZVS/ZCS range and reduced circulating current for ESS applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12990-13001.

[20] 刘宇涵，秦　岭，朱建红，等. 单管三电感高增益 Boost 变换器族的推演方法[J]. 高电压技术，2024，50(12)：5574-5583.
LIU Yuhan, QIN Ling, ZHU Jianhong, et al. Derivation method for a family of single-switch triple-inductor high gain boost converters[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(12): 5574-5583.

[21] 汪　涛，申宏扬，廖卉莲，等. Boost 变换器全功率范围效率优化控制策略[J/OL]. 电源学报，1-14[2026-01-01]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420. tm. 20240514.1206.007.
WANG Tao, SHEN Hongyang, LIAO Huilian, et al. Boost converter full power range efficiency optimization control strategy[J/OL]. Journal of Power Supply, 1-14[2026-01-01]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm. 20240514. 1206.007.

[22] 周国华，冉　祥，周述晗，等. 恒定谷值电流型变频控制 CCM 单电感双输出 Boost 变换器建模与分析[J]. 中国电机工程学报，2018，38(23)：7015-7025.
ZHOU Guohua, RAN Xiang, ZHOU Shuhan, et al. Modeling and analysis of CCM single-inductor dual-output boost converter with fixed valley current mode variable frequency control[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 7015-7025.



钱天泓
2000—，女，硕士生
主要从事高增益直流变换技术研究工作
E-mail: 2212310004@stmail.ntu.edu.cn

QIAN Tianhong



秦　岭(通信作者)
1977—，男，博士，教授，硕导
主要从事高效率、高功率密度光伏储能发电系统的拓扑、建模与先进控制策略研究
E-mail: Qin.l@ntu.edu.cn

QIN Ling
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2025-03-04　在线出版日期　2025-08-22　　编辑　陈　蔓