



华南理工大学
South China University of Technology

本科毕业设计（论文）外文翻译

学 院:	电力学院
专 业:	电气工程及其自动化
学生姓名:	张玉洁
学生学号:	201730208012
指导教师:	陈艳峰

中文译名	基于有源开关电感和无源开关电容网络的高压升压直流-直流变换器
外文原文名	High Step-Up DC-DC Converter with Active Switched-Inductor and Passive Switched-Capacitor Networks
外文原文版出处	IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 65, NO. 7, JULY 2018 (Page5644-5654)

译文:

基于有源开关电感和无源开关电容网络的高压升压直流-直流变换器

Marcos Antonio Salvador , Telles Brunelli Lazzarin , Member, IEEE,
and Roberto Francisco Coelho, Member, IEEE

摘要——高增益电压转换是一些应用场合所需的功能，特别是对于在低压可再生能源并网中的电能处理。从这个角度出发，本文提出了一种新型的基于有源开关电感和无源开关电容网络的无变压器高增益直流-直流变换器。相比于采用相似原理提供同样电压增益的拓扑，该变换器的主要优点有：高电压增益 (>10)，开关两端更小的电压应力和更少的器件数量。在本文中还对该变换器进行了细致的分析，并且与学界已经发表的其他拓扑进行了对比。为了验证该变换器的实际表现，笔者制作了一个功率 200W，输入和输出电压分别为 20 和 260V 的原型电路，开关频率为 50kHz。试验结果验证了理论分析的有效性，证明了该变换器的峰值效率约为 95.5%，满足变换器的工作要求。

关键词：有源开关电容器（ASL），增益单元，高压升压直流-直流变换器，无变压器

I.引言

为了实现从低电压源到高输出电压等级，本文采用高电压增益直流-直流变换器。理论上来说，传统的直流-直流升压变换器（boost）似乎对于这些应用场景是一个合适选择。然而，当该变换器的工作占空比接近统一时，其电压增益和效率都会由于增长的导通损耗而急剧下降。此外，高增益就意味着高电压输出，同时也就需要高压开关的使用，该电气参数进一步增加了导通和开关损耗[1]，[2]。

在这样的背景下，隔离型直流-直流变换器被认为是一种通过调整变压器变比从而获得高电压增益的自然拓扑结构[3]，[4]。然而，在这样的变换器拓扑内，变压器的漏感会在开关两端产生电压尖峰，需要采用能量再生技术来钳位电压并且回收电能[5]，[6]，从而增加了成本和复杂度，也降低了变换器的效率。

相反，非隔离型高压升压直流-直流变换器的利用已经很大程度上解决了一些包含低功率可再生能源场景的应用，与隔离型拓扑相比，非隔离型在简单性，尺寸，费用和效率上都具有优势。

非隔离型的高压升压直流-直流变换器通常分为耦合电感型和非耦合电感型。在耦合电感型变换器中，通过调整耦合电感的匝数比来实现高电压增益。在这种情况下，漏感可能会导致开关两端的电压尖峰，如同在隔离型变换器中一样[8]，[9]。因此，钳位技术或电能回收技术[9]-[12]的采用对于提高效率是必不可少的，但是拓扑的复杂度也会上升。

非耦合电感型变换器是基于与级联转换器[13]-[15]或者电压放大器（增益单元）[16]，[17]相关的升压变换器，作为开关电感或开关电容单元使用[18]。该类型变换器可以提供高电压增益，但是其效率却因数量庞大的器件而偏低，这样的情况主要发生在采用一些电压倍增阶段[19]。

基于这样的现状，采用有源开关电感（ASL）系统和无源开关电感（PSL）的对称混合型开关电感变换器（SH-SLC）被提出[20]。在开关导通周期内，变换器的四个电感器并联充电（在该时间间隔内有 6 个电力设备在电流通路上）；在开关关断周期内，这些电感器串联放电（在该时间间隔内有 3 个电力设备在电流通路上）。尽管器件数量庞大，特别是二极管（有 7 个），该变换器在额定功率下提供了高升压增益和足够高的效率（约 92%）。本文介绍了一种新型的非隔离型高压升压直流-直流变换器，该变换器结合了一个无源开关电容（PSC）网络，亦称升压 2 单元（SU2C）[18]；和一个有源开关电感（ASL）网络[21]，亦称 ASL-SU2C 变换器。

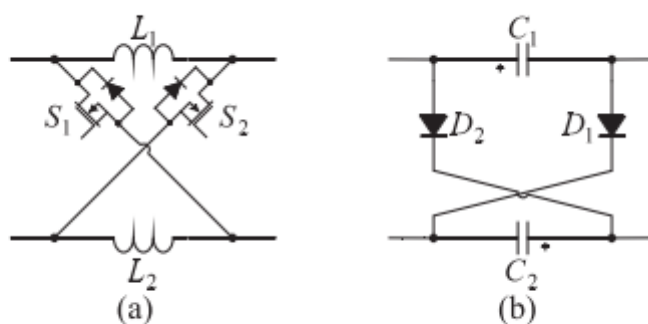


Fig. 1. (a) ASL network [21]. (b) SU2C [18].

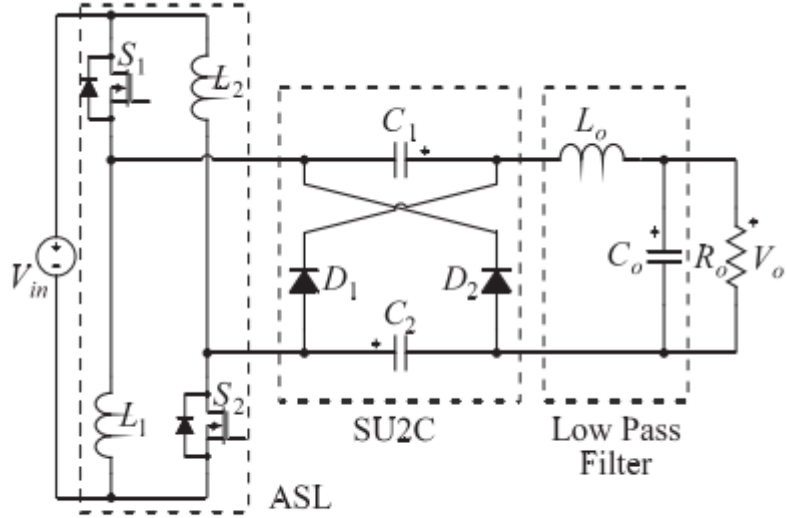


Fig. 2. Proposed ASL-SU2C converter.

尽管变换器 SH-SLC[20]和 ASL-SU2C 提供了相同的静态增益,但 ASL-SU2C 具有一些优势。

- 1) 使用更少的开关设备 (5 个或更少的二极管)
- 2) 在两种拓扑状态下只有两个电力开关在电流通路上
- 3) 施加在有源开关上的电压应力更小
- 4) 该结构可以实现更高的效率, 试验结果亦如此

II. ASL-SU2C 拓扑的衍生

ASL 网络, 如图 Fig.1(a), 包含两个开关 (S_1 和 S_2), 两个电感 (L_1 和 L_2)。当开关导通时, 这些电感并联充电; 当开关断开时, 电感串联放电[21]。

开关电容 SU2C, 如图 Fig.1(b), 是一个无需增加开关上的电压应力却可以提高升压变压器电压增益的选择。这个模块由两个二极管 (D_1 和 D_2), 两个电容 (C_1 和 C_2) 组成。当二极管导通时, 电容并联充电; 当二极管关断时, 电容串联放电。

结合 SU2C 的 ASL 网络和一个输出端低频 LC 滤波器, 可以得到如图 Fig.2 所示的电路, 其中二极管与开关互补运行。

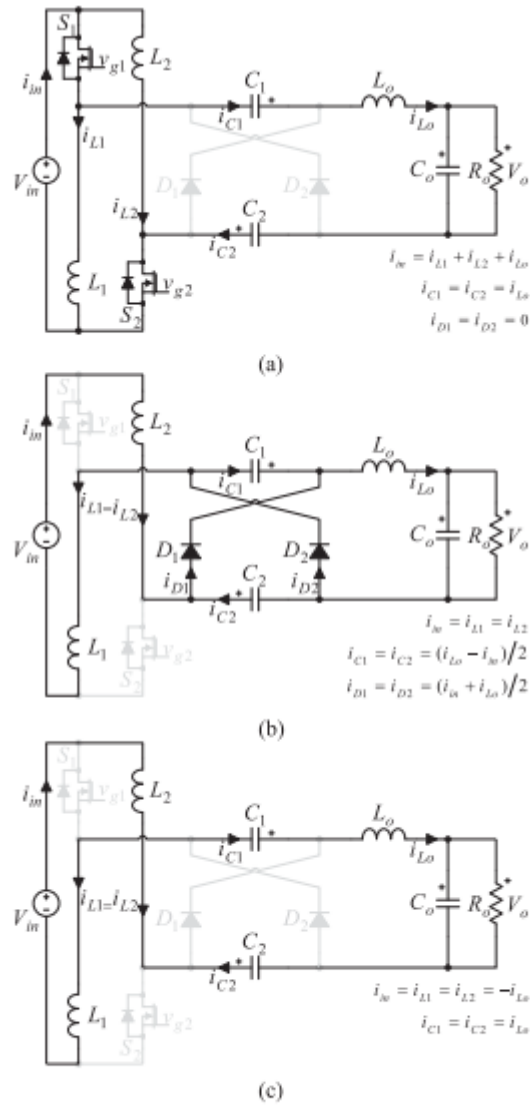


Fig. 3. Topological stages. (a) Switches ON. (b) Switches OFF. (c) Switches OFF in DCM operation.

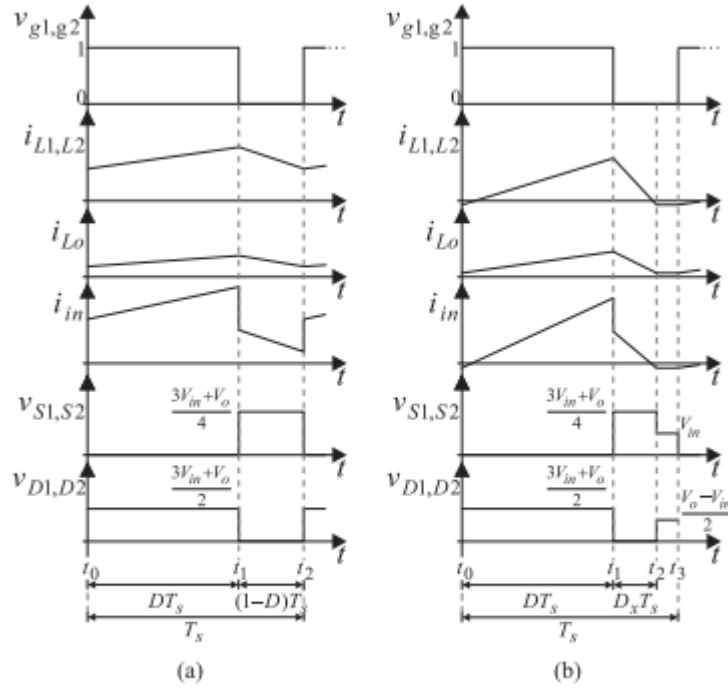


Fig. 4. Typical waveforms. (a) CCM. (b) DCM.

III. 目标电路的工作原理和理论分析

以理想元件构成的 ASL-SU2C 变换器的各工作阶段拓扑如图 Fig.3 所示，而图 Fig.4 展示了一些在连续导通模式（CCM）和断续导通模式（DCM）下的典型波形。在下一个部分里，本文将深入探讨工作原理和进行理论分析。

A. CCM 工作模式

ASL-SU2C 在 CCM 工作模式下有两个工作阶段，本文将其定义为阶段 1 和阶段 2，而不同阶段的拓扑分别在图 Fig.3(a)和(b)中得以体现。

1) 阶段 1 ($t_0 < t < t_1$): 在第一个阶段里，开关 S1 和 S2 同时导通，在这个时间间隔里，电感 L1 和 L2 由 V_{in} 并联充电，二极管 D1 和 D2 关断，电容 C1 和 C2 串联放电。负载由电源和之前储存在电容 C1 和 C2 中的的能量供电。

电感两段的电压可以表示为

$$V_{L1} = V_{L2} = V_{in} \quad (1)$$

$$V_{Lo} = V_{in} + 2V_C - V_o \quad (2)$$

2) 阶段 2 ($t_1 < t < t_2$): 随着开关的同时关断，二极管 (D1 和 D2) 同时导通。电感 L1 和 L2 在电压源 V_{in} 下串联，给电容 C1 和 C2 并联充电，并且输出到负载。

电感两端的电压可以表示为

$$V_{L1} = V_{L2} = (V_{in} - V_C)/2 \quad (3)$$

$$V_{Lo} = V_C - V_o \quad (4)$$

通过在电感上使用二次电压平衡原理，(5) 可以经由 (1) 和 (3) 推导得到，(6) 可以经由 (2) 和 (4) 推导得到：

$$\overline{V_{L_1}} = \overline{V_{L_2}} = V_{in}D + \left(\frac{V_{in}-V_C}{2} \right) (1-D) = 0 \quad (5)$$

$$\overline{V_{L_o}} = (V_{in} + 2V_C - V_o)D + (V_C - V_o)(1-D) = 0 \quad (6)$$

解出 (6) 式，电容器两端电压 V_C 可表示为

$$V_C = \frac{V_o - V_{in}D}{1+D} \quad (7)$$

将 (7) 代入 (5)，CCM 工作模式下的理想变换器增益可表示为

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+3D}{1-D} \quad (8)$$

B. DCM 工作模式

DCM 工作模式的理想静态增益可以通过分析第三工作状态获得，如图 Fig.3(c)，

1) 阶段 1 ($t_0 < t < t_1$): 该工作阶段如图 Fig.3(a)所示。电感两端的电压可由式 (1) 和 (2) 表示，其最大电流值 (I_{Lp} 或 I_{Lop}) 是通过加上其各自纹波的最小值 ($I_{L(min)}$ 或 $I_{Lo(min)}$) 得到的

$$I_{Lp} = I_{L1p} = I_{L2p} = \frac{V_{in}D}{f_s L} + I_{L(min)} \quad (9)$$

$$I_{Lop} = \frac{2V_{in}D}{f_s L} + I_{Lo(min)} \quad (10)$$

2) 阶段 2 ($t_1 < t < t_2$): 这个阶段如图 Fig.3(b)所示。电感两端的电压可由式 (3) 和 (4) 表示，流过它们的电流为

$$I_{L(min)} = I_{L1,L2(min)} = \frac{(V_{in}-V_C)D_x}{2f_s L} + I_{Lp} \quad (11)$$

$$I_{Lo(min)} = \frac{(V_{in}-V_C)D_x}{f_s L} + I_{Lop} \quad (12)$$

3) 阶段 3 ($t_2 < t < t_3$): 在这个时间间隔里，流经二极管的电流降为 0，同时开关 S1 和 S2 仍然处于关断状态，因为所有的电力半导体器件都断开了。流经 L1 和 L2 的电流是恒定的，如图 Fig.4(b)所示。另外，流过 Lo 的电流可表示为

$$I_{Lo(min)} = -I_{L(min)} \quad (13)$$

结合式 (9) 和 (11)，表征电感电流降至零的数量因数 D_x 为

$$D_x = \frac{2V_{in}D}{V_C - V_{in}} \quad (14)$$

现在，联立式 (10)，(12) 和 (14)， V_C 可表示为

$$V_C = \frac{1}{2}(V_C + V_{in}) \quad (15)$$

将式 (15) 代入 (14)， D_x 可表示为

$$D_x = \frac{4V_{in}D}{V_o - V_{in}} \quad (16)$$

通过二极管 D1 和 D2 的平均电流与输出电流 I_o 相等, 峰值电流 I_{Dp} 如式(18)所示, 故

$$I_o = I_{Dp} \frac{D_x}{2} = \frac{V_o}{R_o} \quad (17)$$

$$I_{Dp} = I_{D2p} = I_{D2p} = \frac{I_{Lp} + I_{Lop}}{2} \quad (18)$$

结合式 (9), (10), (17) 和 (18), 可得到下述式子

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{2V_{in}^2 D^2}{f_s L_{eq} (V_o - V_{in})} \quad (19)$$

解出式 (19), DCM 工作状态的理想电压增益为

$$M_{DCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 + \frac{8D^2}{K}} \quad (20)$$

与[1]类似, 无量纲参数 K 和等效电感 L_{eq} 可定义为

$$K = \frac{f_s L_{eq}}{R_o} \quad (21)$$

$$L_{eq} = \frac{2L_o L}{2L + L_o} \quad (22)$$

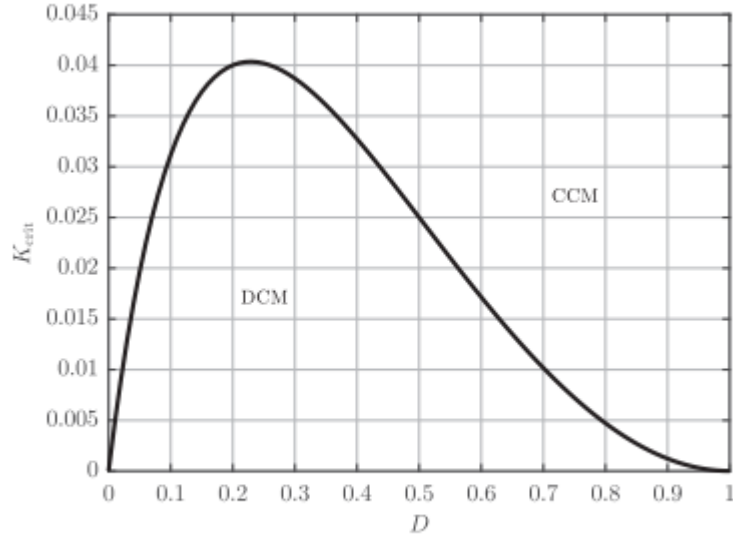


Fig. 5. Boundary conditions for the converter operation.

C. 变换器的外部特点

目标变换器可在临界导通模式下工作, 其电压增益在 CCM 和 DCM 工作模式下是相等的。因此, 式 (8) 与 (20) 相等, 临界值 K 可以表示为

$$K_{crit} = \frac{D(1-D)^2}{2(1+3D)} \quad (23)$$

K_{crit} 和 D 的对比图线在图 Fig.5 中证明了, 当 $K > K_{crit}$ 时变换器工作在 CCM 模式下, 反之工作在 DCM 模式下。此外, 根据式 (19) 可以得到临界电阻的表达式

$$R_{crit} = \frac{2(1+3D)f_s L_{eq}}{D(1-D)^2} \quad (24)$$

$$\gamma = \frac{I_o f_s L_{eq}}{V_{in}} \quad (25)$$

并且定义一个无量纲参数 γ , 用于表示参数化的变换器输出电流。

将式 (25) 代入 (19), γ 的临界值为

$$\gamma_{crit} = \frac{2D^2}{M-1} \quad (26)$$

进一步地, 在式 (26) 中将占空比 D 利用式 (8) 替换掉, γ 的临界值可以表示为一个含静态增益 M 的方程

$$\gamma_{crit} = \frac{2(M-1)}{(M+3)^2} \quad (27)$$

如图 Fig.6 所示, 其中虚线表示 CCM 和 DCM 工作模式的临界位置。

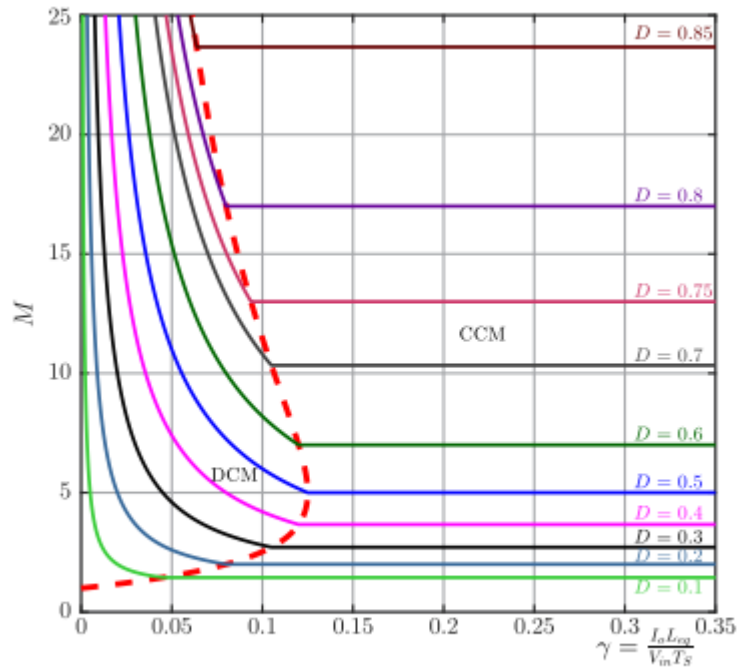


Fig. 6. External characteristic of the proposed converter.

D. 寄生参数对于电压增益的影响

为了验证寄生参数对于变换器增益的影响, 一些参数被纳入考虑, 即目标变换器变为非理想变换器模型。在此分析中, 考虑电感绕组电阻 (r_{L0} 和 $r_{L1}=r_{L2}=r_L$), 开关电阻 ($r_{S1}=r_{S2}=r_S$), 二极管正向电压 ($V_{F1}=V_{F2}=V_F$) 和其各自的电阻 ($r_{D1}=r_{D2}=r_D$), 电容串联

的等效电阻 ($r_{C1}=r_{C1}=r_C$)。对这些参数进行估计/测量的得到的数值在 Table I 中所示，包含寄生参数的变换器模型 如图 Fig.7 所示。

在将寄生参数纳入考虑后，得到一个描述变换器静态增益的新等式，和式 (28) 是等价的。与式 (8) 的图形对比，式 (28) 和一些在原型 V 区域绘出的试验点对比，如图 Fig.8 所示，值得注意的是，主要是在将变换器寄生参数纳入考虑的条件下，该模型很好的表达了试验结果。根据图 Fig.8，我们可以验证，当占空比接近 0.8 时，变换器的静态增益接近 16，这证明了目标变换器实现了高压升压的功能。此外，图 Fig.8 的局部也展示了在占空比为 1 时的静态增益曲线，表明了变换器理想状态和现实限制的关系：

TABLE I
PARASITIC PARAMETERS OF THE COMPONENTS

V_F	r_D	r_L	r_S	r_C	r_{Lo}
1.7 V	83 mΩ	46 mΩ	15 mΩ	10 mΩ	412 mΩ

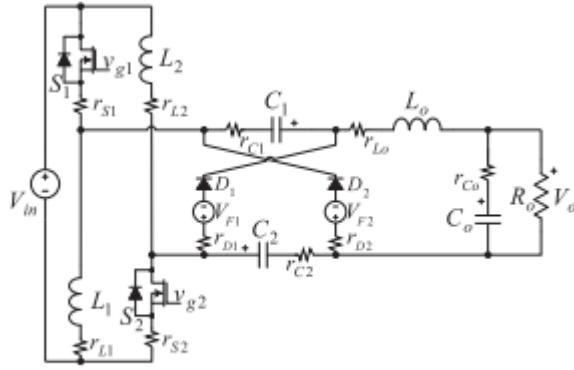


Fig. 7. Proposed ASL-SU2C converter with parasitic parameters.

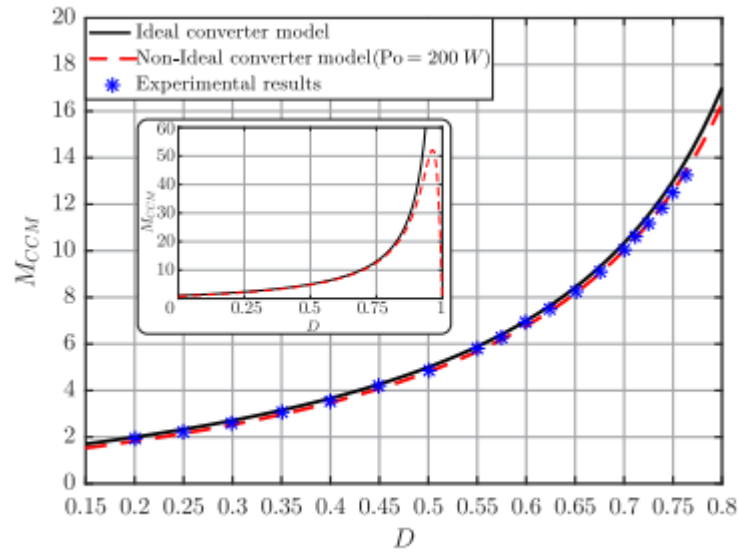


Fig. 8. Static gain curves related to the ASL-SU2C.

$$M'_{CCM} = \frac{\frac{1+3D}{1-D} - \frac{2V_F}{V_{in}}}{1 + \frac{r_L}{R_o} \frac{2(1+D)^2}{(1-D)^2} + \frac{r_S}{R_o} \frac{8D}{(1-D)^2} + \frac{r_D+r_C D}{R_o} \frac{2}{1-D} + \frac{r_{Lo}}{R_o}} \quad (28)$$

E. 器件上的电压和电流应力

考虑变换器在 CCM 模式下工作，一个完整的分析也许可以得到描述器件上电压和电流应力的关键等式。

首先，输出电感上的电压可表示为

$$v_{Lo} = 2V_{in} = L_o \frac{di_{Lo}}{dt} \quad (29)$$

将式 (15) 代入 (2)。从而，易得电感 L_o 和纹波电流 ΔI_{Lo}

$$L_o = \frac{2V_{in}D}{\Delta I_{Lo}f_s} \quad (30)$$

一旦输出电容 C_o 的平均电流在稳态下处于零值，可以认为输出电感的平均电流 I_{Lo} 等于负载的平均电流 I_o ，因此

$$I_{Lo} = I_o = \frac{1-D}{1+3D} I_{in} \quad (31)$$

$$I_{Lo} = \frac{P_o(1-D)}{V_{in}(1+3D)} \quad (32)$$

同样的方法可用于确定电感 $L=L_1=L_2$ ，但是使用式 (1) 来描述在时间间隔 DT_s 内的电压。可得

$$L = L_1 = L_2 = \frac{V_{in}D}{\Delta I_L f_s} \quad (33)$$

根据图 Fig.3(a)和(b)可知，定义一个等式计算输入电流是可行的

$$I_{in} = (2I_L + I_{Lo})D + I_L(1-D) \quad (34)$$

因此，输入电感上的电流均值由 I_L 即可获得

$$I_L = I_{L1} = I_{L2} = \frac{P_o(1-D)}{V_{in}(1+3D)} \quad (35)$$

并且在之前的结果中替换掉式 (32)

在电容 $C=C_1=C_2$ 上的电压纹波和其各自的电容值也可以使用流经其的电流值（与时间间隔 DT_s 内的输出电感电流 i_{Lo} 相等）来定义

$$C = C_1 = C_2 = \frac{P_o D(1-D)}{V_{in} f_s (1+3D) \Delta V_C} \quad (36)$$

在电容两端的电压 V_C 平均值已在式 (7) 中表述。然而，将式 (8) 代入 (7) 可以重写一个输入电压的方程如下

$$V_C = V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in}(1+D)}{1-D} \quad (37)$$

如同在图 Fig.3(a)中所示，电容 C1 和 C2 上的电流等于在第一个状态拓扑下的输出电感电流。在第二状态拓扑中，每个电容承担输入和输出电感电流差的一般。由此，在这些电容上电流的均方根（rms）值可表示为

$$I_{C,rms} = \frac{P_o(1-D)}{V_{in}(1+3D)} \sqrt{\frac{D}{1-D}} \quad (38)$$

输出电容上的平均电压 V_{Co} 即是转换器自身的输出电压。考虑到 i_{Lo} 流过 Co 的所有交流部件，它们的电压纹波，电容和电流均方根值可以通过计算得到，如下所示

$$C_o = \frac{V_{in}D}{4L_o\Delta V_{Co}f_s^2} \quad (39)$$

$$I_{Co,rms} = \sqrt{\frac{\Delta i_{Lo}^2}{12}} \quad (40)$$

为了选择二极管 D1 和 D2 的参数，当其关断的时候（阶段 1）施加反向电压（ $V_{D1}=V_{D2}=V_D$ ），并且其平均电流值（ $I_{D1,ave} = I_{D2,ave} = I_{D,ave}$ ）可被各自表示为下式，流经二极管的电流被均匀分配，如图 Fig.3(b)所示

$$V_D = \frac{2V_{in}}{1-D} \quad (41)$$

$$I_{D,ave} = \frac{P_o(1-D)}{V_{in}(1+3D)} \quad (42)$$

当开关关断时（阶段 2），电压应力（ $V_{S1} = V_{S2} = V_S$ ）和电流均方根值（ $I_{S1,rms} = I_{S2,rms} = I_{S,rms}$ ）可被各自表示为

$$V_S = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (43)$$

$$I_{S,rms} = \frac{2P_o\sqrt{D}}{V_{in}(1+3D)} \quad (44)$$

V_S 是由 V_{in} 和输入电感电压的差得到的。此外，电流均方根值可根据电流仅在第一状态拓扑下流经开关来计算。在这个时间间隔内，该电流与输入和输出的电感电流的和密切相关。

F. 电路设计注意事项

在使用无源元件（电感和电容）来提高目标变换器增益和非理想状态下两个有源开关时，需要讨论以下一些重要的注意事项。

1) 考虑到两个电感的参数区别，开关也许会导致电压尖峰高于理想值。类似的，在[20]中给出的变换器，是基于一个 ASL 网络，出现了同样的现象，需要引入 Tang 和 Wang[22] 的钳位技术

2) 因为目标拓扑的输入电感在设计时采用了同样的电感值，并且具备同样的操作条件，它们可以集成在同一磁芯中以提高转换器电能密度[20]。然而，耦合缺陷（比如漏感和非统一匝数比）也许会导致类似于量电感参数不同带来的效应。

3) 关于在目标变换器中使用的电容, 可以观察到它们的平均电压是相同的, 即 $V_C = V_{C1} = V_{C2} = V_{in} + V_o/2$, 但是在 C_o 上的平均电压却要更高 ($V_{Co} = V_o$)。因为这些电容是并联分布的, 不同的电压会引发很高的电流尖峰。这种现象在目标变换器中是较为温和的, 因为总是有一个电感在电流通路上, 从而允许小电容值的采用。此外, 也应该强调寄生电容 $C1$ 和 $C2$ 的较大差值也许会导致二极管 $D1$ 和 $D2$ 上的电流尖峰, 因为当开关关断的时候, 这些电容是并联连接的。这是一个开关电容电路的内部特点, 可以通过增加电容值来缓解, 并可减小电压纹波。然而, 考虑到在此变换器中使用的薄膜电容器值误差为 5%, 预计电容差值将不会很大, 同时, 二极管上的电流尖峰也不会高到导致相关的问题。至于有源开关, 有两个主要的挑战。第一, 根据 Tang 和 Wang[22]所述, 当开关断开时, 在包含 V_{in} , $L1$, $L2$ 和寄生电容 C_{S1} 和 C_{S2} 的回路中可能会出现谐振现象。第二, 由于驱动信号无法完美同步, 导致流经电感 $L1$ 和 $L2$ 的电流存在差异, 所以也可能发生谐振。这两个和 ASL 网络相关的缺点会在变换器开关上产生较高的电压应力。不过, 正如 Tang 和 Wang[22]所述, 采用钳位技术也许能将这些问题最小化。

IV. 对比分析

这个部分比较了目标拓扑的非隔离和非耦合结构, 同样提供了高电压增益, 比如 SH-SLC[20], III 型变换器[21], 混合升压变换器 (HBC) [23], 变换器[24], SC-Boost 升压变换器[25], I 型变换器[21], 和 SL-Boost 变换器[18]。静态增益和描述这些变换器的半导体器件上的电压应力的标准化方程汇总于表 Table II 中, 其图线绘制于图 Figs.9 和 10 中。另外, 各变换器的元件数量使用对比展示于表 Table II 中。根据图 Fig.9 和表 Table II 所示, 被比较的变换器根据电压增益从高到低排列, 并根据静态增益等价成对分组。前文提到的变换器[18], [23]和[25]各自仅使用一个有源开关即单驱动电路便实现了与 III 型变换器[21], [24]和 I 型变换器[21]相等的静态增益。

当考虑使用元件数量时, HBC[23]是一个有趣的拓扑, 特别是因为它的静态增益和半导体上的电压应力与 III 型变换器相等。比较这些变换器可知, HBC[23]在是由有源开关和电感的数量上有一定优势, 然而, 根据图 Fig.9, ASL-SU2C 变换器使用了更少的二极管和电容, 却在占空比大于 0.5 时提供了更高的电压增益。图 Fig.10 也展示了 ASL-SU2C 在电压增益高于 5 时, 在有源开关上有更小的电压应力。

最近发表的含输入电流特性的变换器[24]拓扑和本文提出的 ASL-SU2C 有相同的元件数量, 但是[24]提供的静态增益却在占空比大于 0.333 时小于本例, 而其有源开关上的电压应力在静态增益高于 5 时大于本例。如图 Fig.10 所示, 变换器[21]和[18]提供了较低的静态增益, 然而其有源开关却承受了更高的电压应力, 变换器[18]尤其如此。在[26]的基础上, 变换器[21]可以拓展出一个双向拓扑结构。在此情况下, 输出二极管必须被一个有源开关取代, 即变换为一个简单双向结构。

TABLE II
COMPARISON OF THE PROPOSED TOPOLOGY WITH NONCOUPLED MAGNETICS STRUCTURES

Converters	Gain (M_{CCM})	Switches (v_s/V_{in})	Diodes output (v_{Do}/V_{in})	Diodes in P-SL Cell ($v_{Da,b}/V_{in}$ and (v_{Dc}/V_{in})	Diodes SC Cell (v_D/V_{in})	Diodes VL cell (v_D/V_{in})	Switches count	Diodes count	Capacitors count	Inductors count	Constant input current
Proposed	$\frac{1+3D}{1-D}$	$\frac{M}{1+3D}$	-	-	$\frac{2M}{1+3D}$	-	2	2	3	3	No
SH-SLC [20]	$\frac{1+3D}{1-D}$	$\frac{M+1}{2}$	$M+1$	$\frac{M-1}{4}$ and 1	-	-	2	7	1	4	No
Converter III [21]	$\frac{3-D}{1-D}$	$\frac{M-1}{2}$	$M-1$	-	-	$\frac{M-1}{2}$	2	3	3	2	No
HBC [23]	$\frac{3-D}{1-D}$	$\frac{M-1}{2}$	-	-	$\frac{M-1}{2}$	-	1	4	4	1	No
Converter [24]	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{M-1}{2}$	$\frac{M-1}{2}$	-	-	-	2	3	3	2	Yes
SC-Boost [25]	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{M}{2}$	$\frac{M}{2}$	-	$\frac{M}{2}$	-	1	3	3	1	Yes
Converter I [21]	$\frac{1+D}{1-D}$	$\frac{M+1}{2}$	$M+1$	-	-	-	2	1	1	2	No
SL-Boost [18]	$\frac{1+D}{1-D}$	M	M	$\frac{M-1}{2}$ and 1	-	-	1	4	1	2	Yes

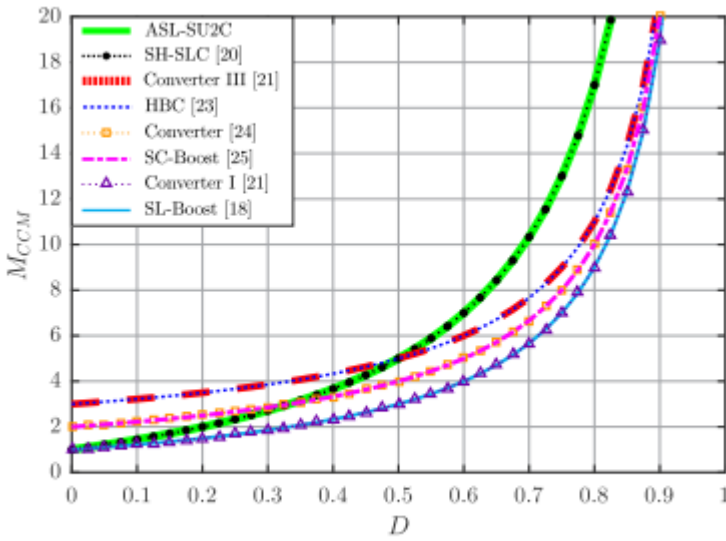


Fig. 9. Voltage gain comparison.

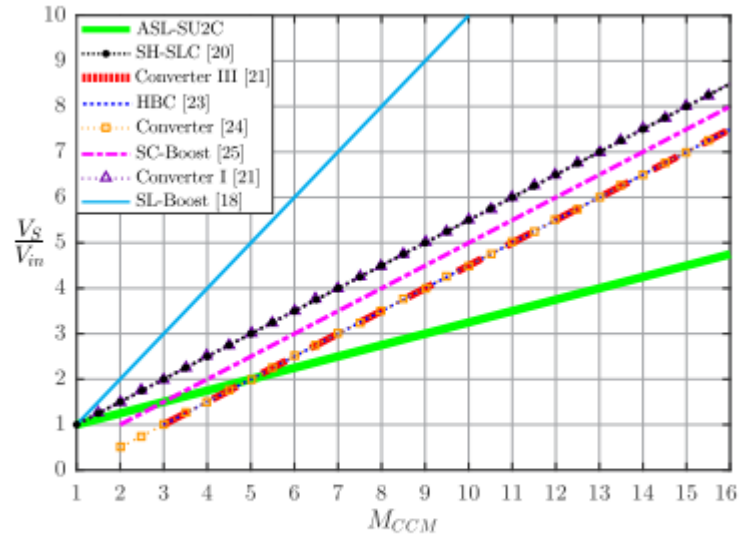


Fig. 10. Normalized switches voltage stress in the compared converters.

此外，只有 ASL-SU2C 在输出二极管位置设置了一个电感。即使导致了成本和体积的增加，但输出电感的加入使得变换器输出拥有了一个电流源特性。

还有必要强调的一点是，一些输出二极管，考虑每个变换器的拓扑衍生，二极管上的电压应力标准方程列写在表 Table II 中。此外，在 ASL-SU2C, HBC[23], 变换器[24], SC-Boost 变换器[25]中，电压应力被均匀地分配在由二极管组成的合结构中，另外，根据所应用的增益单元，上述变换器可能需要增加二极管数量。

考虑到 ASL-SU2C 和 SH-SLC[20]有相同的静态增益，且在表 Table II 和图 Fig.9 中，两者相比与其它变换器有更高的增益，所以特别对两者进行比较分析。虽然 ASL-SU2C 加入了两个薄膜电容器（小电容），但其与 SH-SLC 相比，元件数量却仍然较少（少了一个电感和五个二极管）。

此外，表 Table III 和图 Fig.10 揭示了 ASL-SU2C 在占空比大于 0.5 时的高电压增益和有源开关上的低电压应力。这一事实使得使用小电阻开关成为可能，减少了导通损耗。

比较分析只包含了与 ASL-SU2C 的相似结构，而最近其它基于耦合电感和交错技术 [27], [28] 的拓扑也达到了高压升压增益和输入电流分流。这样的变换器（和其他基于同一原理的变换器）通过匝数比调整电压增益，并且提供低输入电流纹波。但是这些变换器有更复杂的结构和设计，有更多的元件数量。

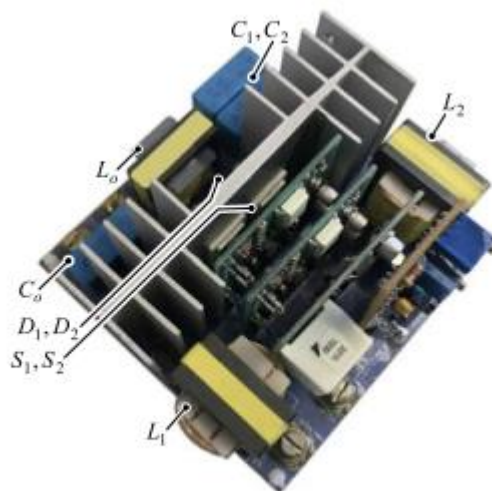


Fig. 11. Prototype lab bench (100 mm × 100 mm × 50 mm).

TABLE III
SPECIFICATIONS AND COMPONENTS OF THE CONVERTER

Input voltage (V_{in})	20 V
Output voltage (V_o)	260 V
Rated power (P_o)	200 W
Switching frequency (f_s)	50 kHz
Input inductors current ripple	25%
Output inductor current ripple	33%
Output capacitor voltage ripple	8%
Commercial circuit drivers	DRO100S25A
S_1 and S_2	IRFB4321PbF
D_1 and D_2	SDT10S60
L_1 and L_2	223 μ H - Thorton IP12R (core NEE 30/15/14)
L_o	2.34 mH - Thorton IP12R (core NEE 28/10/11)
C_1 , C_2 and C_o	1 μ F (film)

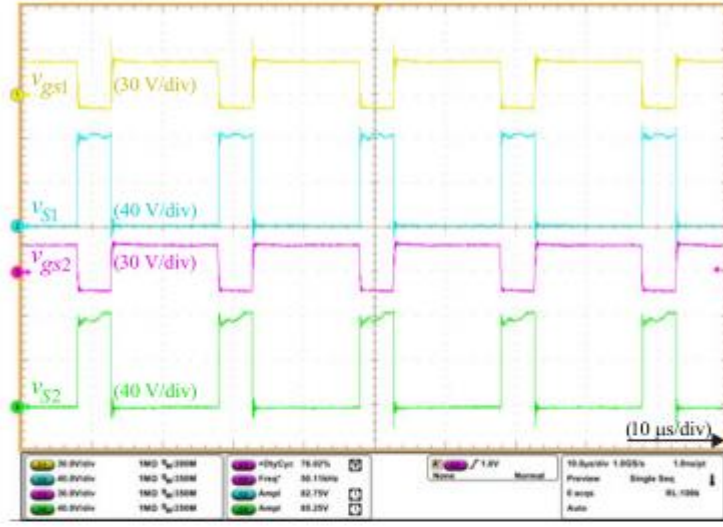


Fig. 12. Experimental gate–source signals (v_{gs1} and v_{gs2}) and drain–source voltages (v_{S1} and v_{S2}).

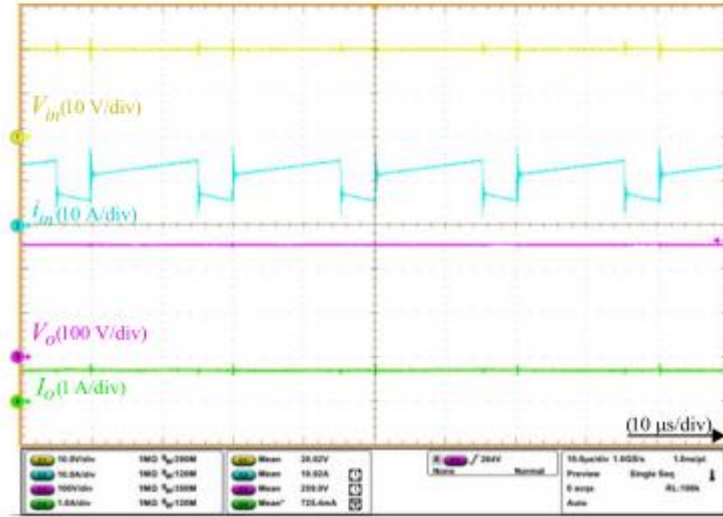


Fig. 13. Experimental input and output voltages and currents.

V. 设计案例和验证结果

为了验证 ASL-SU2C 的试验表现，原型电路及其设计参数分别在图 Fig.11 和表 Table III 中列出。由于一个 20V 的电压源被用于该变换器的输入，其升压后的电压增益 ($M=13$) 应该在试验中测得 260V 的输出电压，根据 (8)，其工作的占空比为 0.75，使用 (37)，(41) 和 (43) 可得以下结果：

$$\begin{aligned} V_{C1,ave} &= V_{C2,ave} = 140V \\ V_{D1,max} &= V_{D2,max} = 160V \\ V_{S1,max} &= V_{S2,max} = 80V \end{aligned} \quad (45)$$

类似的，使用 (38)，(42) 和 (44) 代替参数值（表 Table III）可得

$$\begin{aligned}
I_{C1,rms} &= I_{C2,rms} = 1.332A \\
I_{D1,ave} &= I_{D2,ave} = 0.769A \\
I_{S1,rms} &= I_{S2,rms} = 5.329A
\end{aligned} \tag{46}$$

定义输入和输出电感的方程在 (30) 和 (33) 中表示, 而 C1 和 C2 的电容值可以根据 (36) 计算得到。再一次, 将 Table III 中的参数用上述式子替换几个得到下列数值

$$\begin{aligned}
L_1 &= L_2 \approx 223\mu H \\
L_0 &\approx 2.34mH \\
C_1 &= C_2 \approx 1\mu H
\end{aligned} \tag{47}$$

根据之前提供的设计案例, 完成变换器参数选择 (Table III) 和试验。图 Fig.12-15 展示了部分试验波形, 考虑到在输入电压(20V)条件下, 开环验证接近额定功率($P_o=200W$)。图 Fig.12 展示了开关信号波形, 并强调了开关两端的较低电压 (80V), 正如式 (43) 所预计的那样。

输入和输出电压、电流值的测量如图 Fig.13 所示, 证明了变换器实现了高电压增益。此外, 可以观察到输入电流形状和在 Fig.4(a)中的理论波形相似。

如图 Fig.14, 电容 C1 和 C2 上的平均电压与式 (37) 相符。另外, 值得注意的是二极管两端电压 V_{d1} 和 V_{d2} 也与式 (41) 良好符合。

除了流经输入电感 L1 和 L2 上的电流, 图 Fig.15 还展示了输入和输出电压值。平均电感电流的测量值 (5.42A) 与式 (47) 中的理论值相符。另外, 由输入电感引发的纹波电流 (1.4A) 也接近理论值 (1.36A)。

在输出电压为 260V, 在较宽的功率范围内, 图 Fig.16 展示了使用 Yokogawa 功率表 (WT1800) 测量得到的试验效率曲线。当输出功率为 150W 且输入电压为 40V 时, 试验效率达到峰值, 为 96.84%。此外, 当输出功率为 125W 且输入电压为 20V 时, 试验功率为 95.34%。根据图 Fig.16 和之前的式[20]可知, 高输入电压会提升效率, 因为输入电流同时减小了。因此, 开关和电感上的导通损耗也减小了。

考虑预期效率和损耗分布的额定参数和所选元器件在表 Table IV 和图 Fig.17 中列出。这个预期效率考虑了有源开关上的功率损耗, 包含导通损耗和开关损耗。至于二极管和电容, 只有导通损耗被纳入考虑, 而对于电感来说, 铁损和铜损都包含在内。

根据这个预期值，开关损耗对变换器的影响最为严重，而二极管和输入电感的影响位列其次。值得强调的一点是，在额定功率下测得的变换器效率约为 94.27%，而理论值为 94.45%。

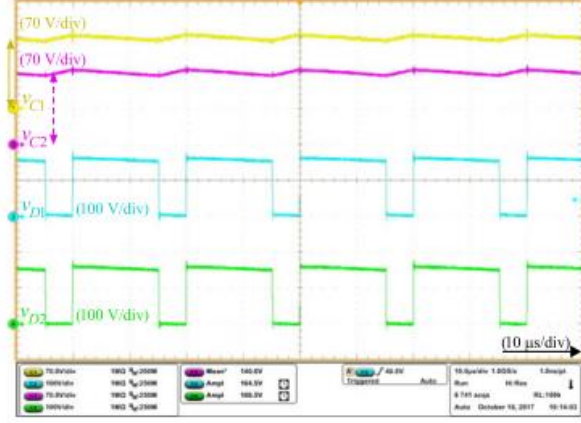


Fig. 14. Experimental capacitors voltages (v_{C1} and v_{C2}) and diodes voltages (v_{D1} and v_{D2}) waveforms.

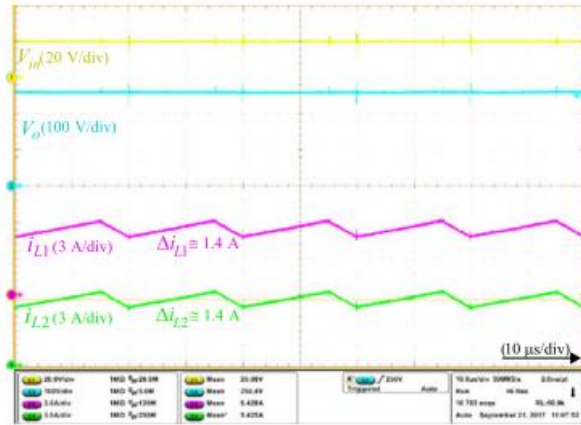


Fig. 15. Experimental input and output voltage (V_{in} and V_o) and current in the input inductors (i_{L1} and i_{L2}).

VI. 结论

本文提出了一种新型非隔离高增益直流-直流变换器，名为 ASL-SU2C。实验结果表明，该变换器在一个简单的拓扑结构内使用较少的半导体器件，在开关导通阶段使电流流过开关，开关关断阶段使电流流过二极管，能在占空比为 0.75 时达到 13 的电压增益。

从理论分析和实验结果可以证实，当在电压增益高于 5 的条件下比较相似拓扑结构，该变换器受控开关两端的阻断电压更小。这一事实使采用低导通电阻的开关成为可能，因此减小了导通损耗。由于 ASL 网络，输入电流被分配在各个开关上，导通损耗进一步被减小。至于缺点和不足，该结构采用了两个单独的栅极驱动，产生了额外的费用。

在额定参数下，实现了约 94.27% 的出色效率，这要优于 SH-SLC[20] 的表现。如图 Fig.16 所示，当输入电压升高时，效率还可以进一步提升。总而言之，该变换器结合了 ASL 和

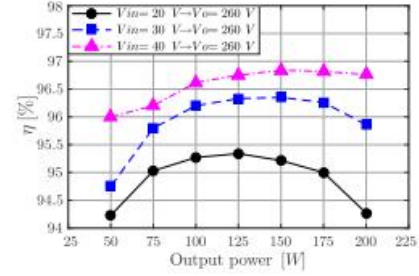


Fig. 16. Experimental efficiency curves as function of the output power.

TABLE IV
EFFICIENCY ESTIMATED AND LOSS DISTRIBUTIONS
($V_{in} = 20\text{ V}$, $V_o = 260\text{ V}$, $P_o = 200\text{ W}$, AND $f_s = 50\text{ KHz}$)

Type	$r_{\text{parasitic}}$ (mΩ)	V_{max} (V)	V_F (V)	I_{ave} (A)	I_{rms} (A)	P_{Loss} (W)	P_{Loss} ratio (%)
S_1 and S_2	15	80	-	-	5.329	5.692	48.443
D_1 and D_2	83	160	1.7	0.769	1.538	3	25.616
L_1 and L_2	46	-	-	5.384	5.398	2.744	23.352
L_O	412	-	-	0.769	0.773	0.268	2.286
C_1 and C_2	10	-	-	-	1.332	0.035	0.303
C_O	10	-	-	-	0.074	-	-

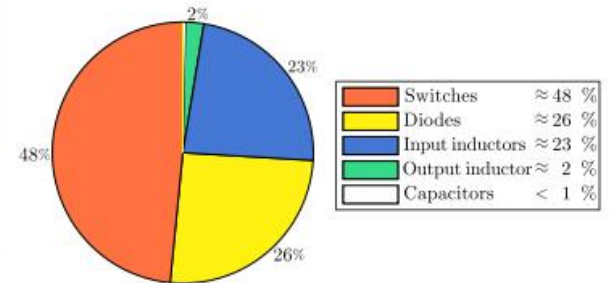


Fig. 17. Proportion of loss; total loss $\approx 11.75\text{ W}$; efficiency $\approx 94.45\%$.

SU2C 的优点，同时提供了高电压增益，使输入电流分配于各输入元件，降低了开关上的电压。