第 50 卷 第 12 期：5574-5583　　高电压技术　　Vol.50, No.12: 5574-5583
2024 年 12 月 31 日　　High Voltage Engineering　　December 31, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20231004

单管三电感高增益 Boost 变换器族的推演方法

刘宇涵[1]，秦　岭[1]，朱建红[1]，田宇欣[1]，许　骥[2]
（1. 南通大学电气工程学院，南通 226019；2. 博世华域转向系统有限公司，上海 201821）

摘　要：为了提升 Boost 变换器的升压能力，需要增加升压电感数量。通过揭示 5 种典型的单管两电感高增益 Boost 变换器的升压单元构成规律，归纳出单管多电感高增益 Boost 变换器的推演方法，即将开关电感网络中的二极管用电容替代，并确保替换后升压电感两端电压未被电容钳位。基于该方法，演绎出一族单管三电感高增益 Boost 变换器。以其中一个拓扑为例，深入分析了工作原理和稳态特性，并通过 300 W/100 kHz 样机实验证明了理论分析的正确性。结果表明，所提推演方法具有可行性。

关键词：升压变换器；三电感；单管；高增益；拓扑推演；光伏；微型逆变器

Derivation Method for a Family of Single-switch Triple-inductor High Gain Boost Converters

LIU Yuhan[1], QIN Ling[1], ZHU Jianhong[1], TIAN Yuxin[1], XU Ji[2]
(1. School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China;
2. Bosch Huayu Steering Systems Co., Ltd., Shanghai 201821, China)

Abstract: In order to improve the voltage gain of boost converters, the number of boost inductors should be increased. A systematic method to derive the single-switch multi-inductor high gain boost converters is proposed in this paper by summarizing the construction rule of boost cell in five typical single-switch dual-inductor boost converters. This method is to replace the diodes in the switched-inductor with capacitors, and to prevent the voltage of boost inductors from being clamped by the capacitors. A family of single-switch triple-inductor high gain boost converters is derived based on this method. One topology in this family is selected as the example to analyze the working principles and steady state characteristics in detail. The correctness of the theoretical analysis is verified by a 300 W/100 kHz prototype. The results show that the proposed derivation method is feasible.

Key words: boost converters; triple-inductor; single-switch; high gain; topology derivation; photovoltaic; micro-inverter

0　引言

与传统组串式逆变器相比，微型逆变器可实现光伏组件级的最大功率点跟踪(maximum power point tracking, MPPT)控制，具有较高的太阳能利用率；同时，可避免光伏组件由高压直流母线接入，从而有效降低火灾隐患，且可精确实现单个组件的关断，消除运维触电施救的风险，更具有安全性；此外，它实现了积木化安装，即插即用，简化了后期运维，并提高了可扩展性[1]。因此，微型逆变器被业内公认为是户用光伏发电系统的最优解决方案之一，尤其适用于人力成本较高的地区[2]。

微型逆变器通常为两级式结构。其前级为光伏变换器，负责实现光伏组件的 MPPT 控制。光伏组件最大功率点电压较低，约为 25~45 V。而后级逆变器的直流母线电压通常需要达到 380 V(单相)/700 V(三相)[3]，才能满足并网电压要求。显然，前级变换器必须具备较高的电压增益(15 倍以上)。

目前，前级光伏变换器多采用隔离型拓扑。其可以通过改变高频变压器的匝比，较方便地实现高倍率升压；且光伏组件和电网之间实现了电气隔离，因而后级逆变器可以采用传统 H 桥拓扑，从而简化结构和调制[4]。然而，隔离型升压变换器的体积和重量较大，成本较高，且效率相对较低。近年来，具有漏电流抑制能力的单相非隔离逆变器拓扑及其控制策略日趋完善，并在组串式逆变器中得到广泛应用，如 H5、H6、Heric 等[5]。若将其作为微型逆变器的后级电路，则前级高增益变换器就可以避免采用变压器，从而改善系统的变换效率和功率密度。

基金资助项目：南通市社会民生科技计划面上项目(MS12021015)；江苏省高校自然科学基金(20KJA470002)。
Project supported by Social People's Livelihood Technology Plan General Project of Nantong (MS12021015), Natural Science Research Program of Jiangsu Colleges and Universities (20KJA470002).

常见的无变压器型高增益方案均是在 Boost 变换器的基础上进行改进，包括开关电感型[6-7]、开关电容型[8-9]、开关电感–电荷泵混合型[10-11]、交错并联型[12]、二次型[13]等。这些变换器大都具有单个开关管和 2 个电感，器件数量较少，但电压增益通常不超过传统 Boost 变换器的 2 倍，即 $G\leq 2/(1-D)$。在极端占空比条件下，Boost 类变换器的通态损耗急剧增大，效率明显下降，故最大占空比通常不超过 0.8。换而言之，考虑到效率约束，上述两电感 Boost 变换器的电压增益 $G\leq 10$，均难以满足微逆变器的升压能力要求。

增加升压单元的数量，可以获得更高的电压增益。因此，文献[14]和[15]分别将开关电感升压单元和开关电感-电荷泵混合型升压单元的数量增加了 1 个，从而将电压增益提升为传统 Boost 变换器的 $(1+2D)$倍和 3 倍。文献[16]提出一种三次型高增益 Boost 变换器，与传统二次型 Boost 变换器类似，其本质上也可以视作 3 个 Boost 变换器的级联（复用开关管）。文献[17]将开关电感-电荷泵混合型升压网络引入二次型 Boost 变换器，使升压能力提升为原来的 2 倍。文献[18]通过构建高阶变换器拓扑结构和电压增益之间的一般多项式关系，归纳出一种基于电压增益的拓扑逆向设计方法，并基于该方法构造了一种三电感高增益 Boost 变换器，其电压增益与文献[17]所提拓扑相同。针对传统准 Z 源逆变器升压能力不足的问题[19]，文献[20]提出了一种三电感准 Z 源结构，将电压增益提升至 $1/(1-D)(1-2D)$。文献[14-18, 20]所提拓扑大多含有单个开关管和 3 个电感，且在占空比等于 0.8 时的电压增益超过 10，极大地拓宽了微型逆变器的输入电压范围。然而，已有的研究基本上是零散地提出一些可行的单管三电感高增益拓扑方案。各方案之间较为孤立，缺少系统化研究，故难以在现有成果基础上演绎出新的拓扑。

本文揭示了单管两电感高增益 Boost 变换器的升压单元构成规律，归纳出单管多电感高增益 Boost 变换器的推演方法，并基于该方法演绎出了一族单管三电感高增益 Boost 变换器(25 种)。本文以拓扑 16 为例，深入分析了工作原理和稳态特性，并通过 300 W/100 kHz 的实验样机验证了所提推演方法和拓扑的正确性。

1　多电感高增益 Boost 变换器的推演方法

图 1 所示为无变压器型单管两电感高增益 Boost 变换器典型拓扑，分别为开关电感 Boost 变换器(图 1(a))、二次型 Boost 变换器(图 1(b)和(c))、开关电感-电荷泵混合型 Boost 变换器(图 1(d))和准 Z 源 Boost 变换器(图 1(e))。

基于电容等效变换原则[21]，可以将图 1(b)、图 1(e)中电容 C_3 的负极性端连接点由电源 U_{in} 的负端移至正端。可以看出，图 1 中各变换器的升压单元(阴影部分所示)结构非常相似，且存在如下转换关系：将开关电感网络中的 D_3 或 D_2 换成电容，可以得到二次型 Boost 变换器；将 D_1 换成电容，可以

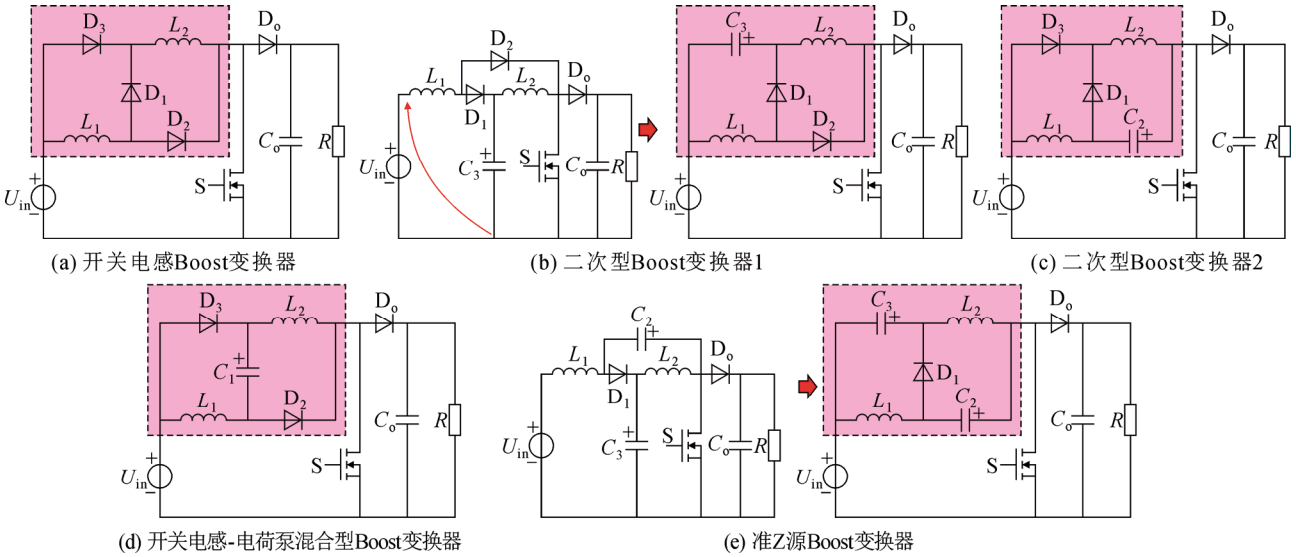


图 1　两电感高增益 Boost 变换器

Fig.1　Dual-inductor high gain boost converters

得到开关电感-电荷泵混合型 Boost 变换器；将 D_2、D_3 均换成电容，可以得到准 Z 源 Boost 变换器。这就给我们一种提示：将开关电感网络中的二极管替换为电容，有可能推演出新型高增益 Boost 变换器。

由于图1(a)中的开关电感网络含有3个二极管，从理论上讲其存在 8 种变换可能。除去图 1 中的 5 种变换方式外，其余 3 种如图 2 所示。可以看出，这 3 种变换中，升压电感 L_1 和/或 L_2 两端的电压将会被电容钳位，从而无法正常工作。因此，图 1 已经囊括了全部可行的变换结构。

综上，可以总结出一种多电感高增益 Boost 变换器的推演方法：1）将开关电感网络中的二极管用电容替代；2）确保替换后升压电感两端电压未被电容钳位。

2 三电感高增益 Boost 变换器族

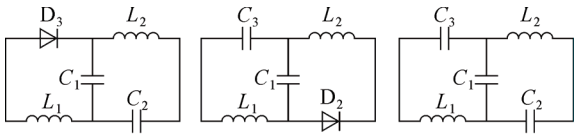
2.1 主电路

在图 1(a)所示拓扑的基础上，文献[14]进一步提出了三开关电感 Boost 变换器。其升压单元如图3(a)所示。可以看出，三开关电感网络中存在 6 个二极管，因此具有 2^6 种替换方式。由上节得出的多电感高增益 Boost 变换器推演方法可知，要避免二极管被替换后升压电感两端电压被电容钳位的情形，即不能出现：D_1、D_2 被同时替换；D_2、D_3 被同时替换；D_4、D_5 被同时替换；D_5、D_6 被同时替换。从而，可以得出一族三电感高增益 Boost 变换器(共 25 种)。其升压单元结构如图 3 所示。其中，结构 1[14]、结构 10[17]、结构 13[15]、结构 14[18]、结构 17[16]、结构 24[20]、结构 25[22]已见诸多报道。

需要说明的是，为了减小输入电流脉动，可以基于电容等效变换原则，将升压单元结构 4、7、8、11、14-25 中的电容 C_3 和/或 C_6 的负极性端连接点，由电源的正端移至负端[20]。这样处理，变换器的电压增益、功率器件的电压和电流应力等稳态特性不会改变。

2.2 工作原理

图 3 所示的升压单元中，结构 9、10、14—17 均具有二极管数量少、升压能力强的优点(第 4 章对此进行了讨论)。然而，结构 10、14 和 17 已经见诸报道，且结构 9 和结构 17 同属三次型升压单元，原理类似，故在此均不予分析。与结构 15 相比，结构 16 含有电荷泵电容，存在多种运行情况，工作原理更为复杂，值得深入探讨。因此，本文以基于结构 16 的 Boost 变换器(本文称之为拓扑 16，其余与此类似)为例，进行工作原理和稳态特性分析，以验证所提三电感 Boost 变换器推演方法的正确性。



(a) 替换D_1、D_2 (b) 替换D_1、D_3 (c) 替换D_1—D_3

图 2 剩余 3 种变换方式

Fig.2 Remain three kinds of transformation

为了便于分析，作如下假设：1）变换器处于电流连续导通模式(continuous conduction mode, CCM)；2）所有功率器件和滤波元件均为理想器件；3）所有电容均足够大，可忽略其电压纹波。

当开关管 S 关断后，拓扑 16 最终会进入到电感 L_2 和 L_3 串联放电的状态。因此，当开关管 S 开通瞬间，L_2 和 L_3 从相同电流开始线性增长，即二者谷值一定相等。但是，二极管 D_4、D_6 会因 L_2 和 L_3 电流上升斜率的大小关系而呈现不同的通断状态。为此，本文分 3 种情况讨论其工作原理。相应的等效电路和关键波形分别如图 4 和图 5 所示。

1）情况 1：$(U_{in}+U_{C3})/L_2=U_{in}/L_3$

这种情况下，拓扑 16 在每个开关周期内的工作分为 2 个模态。

模态 1：$[t_0, t_1]$(等效电路如图 4(a)所示)

t_0 时刻，开通开关管 S，模态 1 开始。此时，二极管 D_1、D_4、D_6 导通，其余二极管均关断；输出滤波电容 C_o 单独给负载供电；通过 S，电源 U_{in} 单独对电感 L_1、L_3 和电容 C_5 进行充电，并和电容 C_3 一起对电感 L_2 充电。因此，开关管 S 和二极管 D_4、D_6 存在电荷泵电容 C_5 充电引起的电流尖峰。电感电流 i_{L1}、i_{L2}、i_{L3} 的变化率分别为：

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{in}}{L_1}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L2}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{in}+U_{C3}}{L_2}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L3}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{in}}{L_3}\end{cases} \tag{1}$$

式中：U_{C3} 为电容 C_3 的端电压。t_1 时刻，关断 S，各电感电流均达到峰值，模态 1 结束，其持续时间为 $t_1–t_0=DT_s$。其中，D 为占空比，T_s 为开关周期。

模态 2：$[t_1, t_2]$(等效电路如图 4(b)所示)

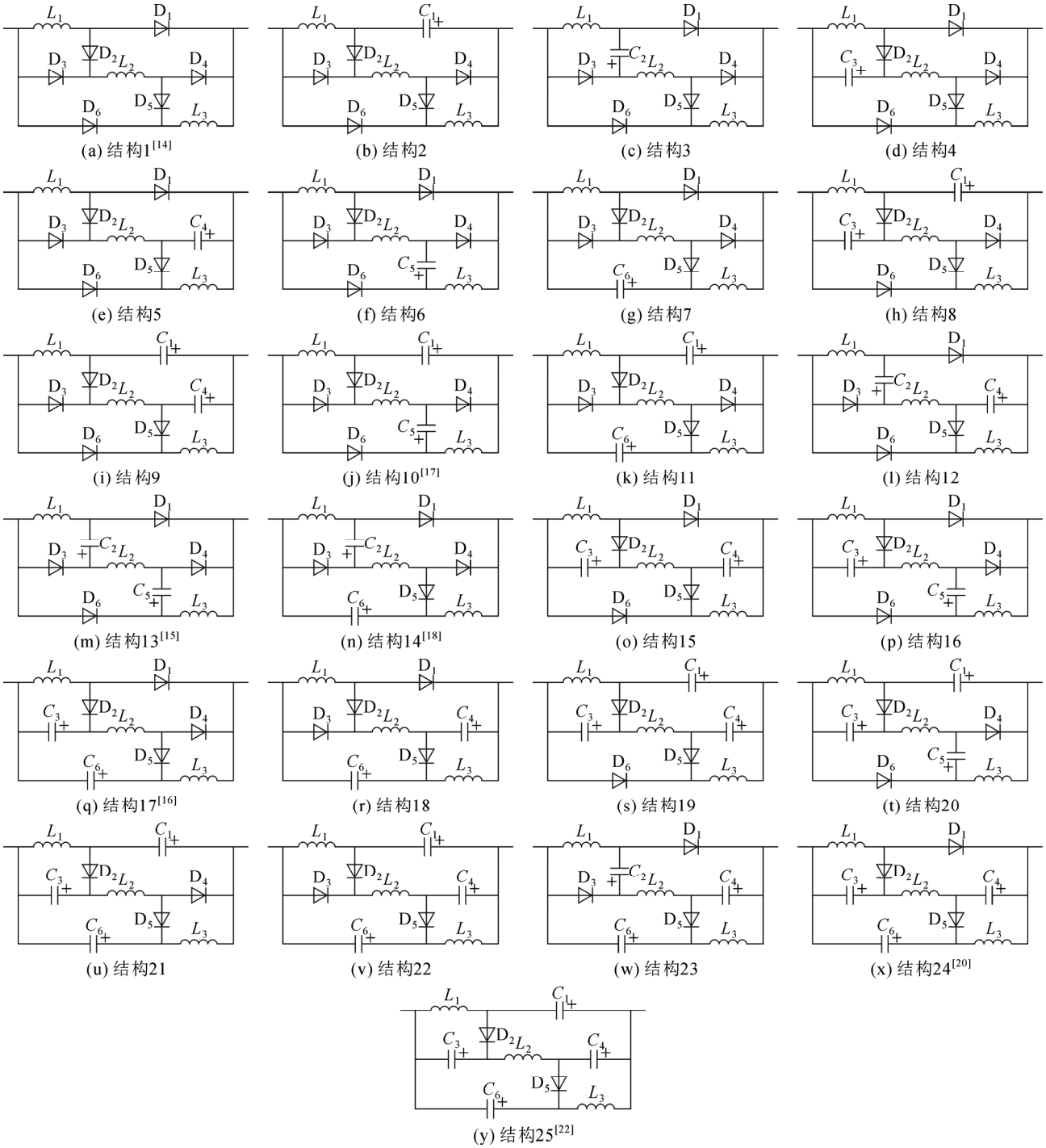


图 3　三电感升压单元

Fig.3　Triple-inductor step-up cell

t_1 时刻，模态 2 开始。二极管 D_2、D_o 导通，D_1、D_4、D_6 关断。此外，由于电感电流 i_{L2} 和 i_{L3} 的谷值和上升斜率相同，因此二者的峰值也相等，故 D_4、D_6 同时关断。电感 L_1 通过 D_2 对电容 C_3 进行充电，电感 L_1、L_2、L_3 和电容 C_5 串联，通过 D_o 对 C_o 和负载提供能量。此时，电感电流 i_{L2}=i_{L3}，且各电感电流的变化率分别为：

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}(t)}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{U_{C3}}{L_1}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L2}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{\mathrm{d}i_{L3}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{in}+U_{C3}+U_{C5}-U_o}{L_2+L_3}\end{cases}\tag{2}$$

式中：U_{C5} 为电容 C_5 的端电压；U_o 为输出电压。

t_2 时刻，开通开关管 S，模态 2 结束，进入下一个开关周期。模态 2 的持续时间为 t_2–t_1=(1–D)T_s。

2）情况 2：$(U_{in}+U_{C3})/L_2>U_{in}/L_3$

这种情况下，拓扑 16 在每个开关周期内的工作分为 3 个模态。

模态 1：[t_0，t_1](等效电路如图 4(a)所示)

该模态下的工作原理与情况 1 中的模态 1 完全一致，电感电流的变化率同式(1)。

模态 2：[t_1，t_2](等效电路如图 4(c)所示)

t_1 时刻，关断 S，模态 2 开始。二极管 D_2、D_o 导通，D_1 和 D_6 关断。由于电流 i_{L2} 的上升斜率大于 i_{L3}，故此时 $i_{L2}>i_{L3}$，电流 $i_{D4}=i_{L2}-i_{L3}>0$，即 D_4 仍维持导通状态。电感 L_1 通过 D_2 对电容 C_3 进行充电，电感 L_1、L_2、L_3，电容 C_5 通过 D_4、D_o 对 C_o 和负载提供能量。电感电流的变化率分别为：

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}(t)}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{U_{C3}}{L_1}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L2}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{in}+U_{C3}-U_o}{L_2}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L3}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{C5}}{L_3}\end{cases}\tag{3}$$

可以看出，i_{L1} 和 i_{L2} 线性下降，i_{L3} 仍维持原斜率继续增大。t_2 时刻，$i_{L2}=i_{L3}$，D_4 自然关断，模态 2 结束。

模态 3：[t_2, t_3](等效电路如图 4(b)所示)

该模态与情况 1 中的模态 2 具有相同的工作原理。电感电流的变化率同式(2)。

模态 2 和模态 3 的总持续时间为$(1–D)T_s$。

3）情况 3：$(U_{in}+U_{C3})/L_2<U_{in}/L_3$

这种情况下，拓扑 16 在每个开关周期内的工作分为 3 个模态。

模态 1：[t_0, t_1](等效电路如图 4(a)所示)

该模态下的工作原理与情况 1 中的模态 1 完全一致，电感电流的变化率同式(1)。

模态 2：[t_1, t_2](等效电路如图 4(d)所示)

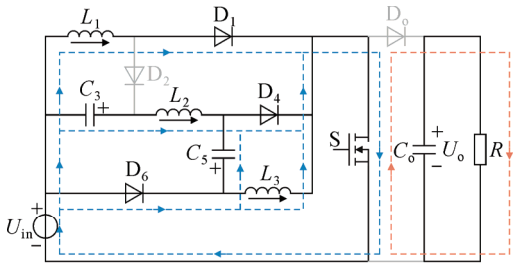
t_1 时刻，关断 S，模态 2 开始。二极管 D_2、D_o 导通，D_1 和 D_4 关断。由于电感电流 i_{L3} 的上升斜率大于 i_{L2}，故此时 $i_{L3}>i_{L2}$，D_6 的电流 $i_{D6}=i_{L3}-i_{L2}>0$，即其仍维持导通状态。电感 L_1 通过 D_2 对电容 C_3 进行充电，电感 L_1、L_2、L_3，电容 C_5 通过 D_6、D_o 对 C_o 和负载提供能量。电感电流的变化率分别为：

$$\begin{cases}\dfrac{\mathrm{d}i_{L1}(t)}{\mathrm{d}t}=-\dfrac{U_{C3}}{L_1}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L2}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{C3}+U_{C5}}{L_2}\\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L3}(t)}{\mathrm{d}t}=\dfrac{U_{in}-U_o}{L_3}\end{cases}\tag{4}$$

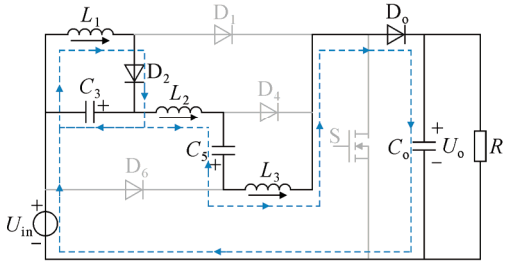
可以看出，i_{L1} 和 i_{L3} 线性下降，i_{L2} 维持原斜率继续上升。t_2 时刻，电感电流 $i_{L2}=i_{L3}$，二极管 D_6 自然关断，模态 2 结束。

模态 3：[t_2, t_3](等效电路如图 4(b)所示)

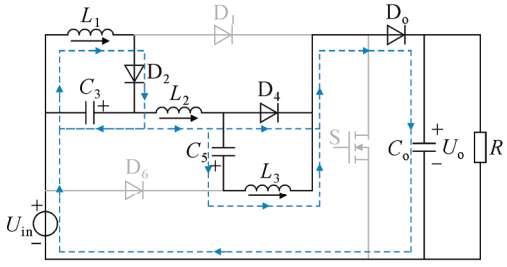
该模态下的工作原理与情况 1 中的模态 2 完全一致，电感电流的变化率同式(2)，模态 2 和 3 的总持续时间为$(1–D)T_s$。



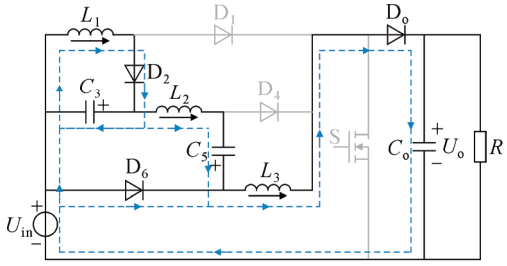
(a) 模态1[t_0,t_1]



(b) 模态2[t_1,t_2]($(U_{in}+U_{C3})/L_2=U_{in}/L_3$)
模态3[t_2,t_3]($(U_{in}+U_{C3})/L_2\neq U_{in}/L_3$)



(c) 模态2[t_1,t_2]($(U_{in}+U_{C3})/L_2>U_{in}/L_3$)



(d) 模态2[t_1,t_2]($(U_{in}+U_{C3})/L_2<U_{in}/L_3$)

图 4　拓扑 16 各模态的等效电路

Fig.4　Equivalent circuit of each mode for topology 16

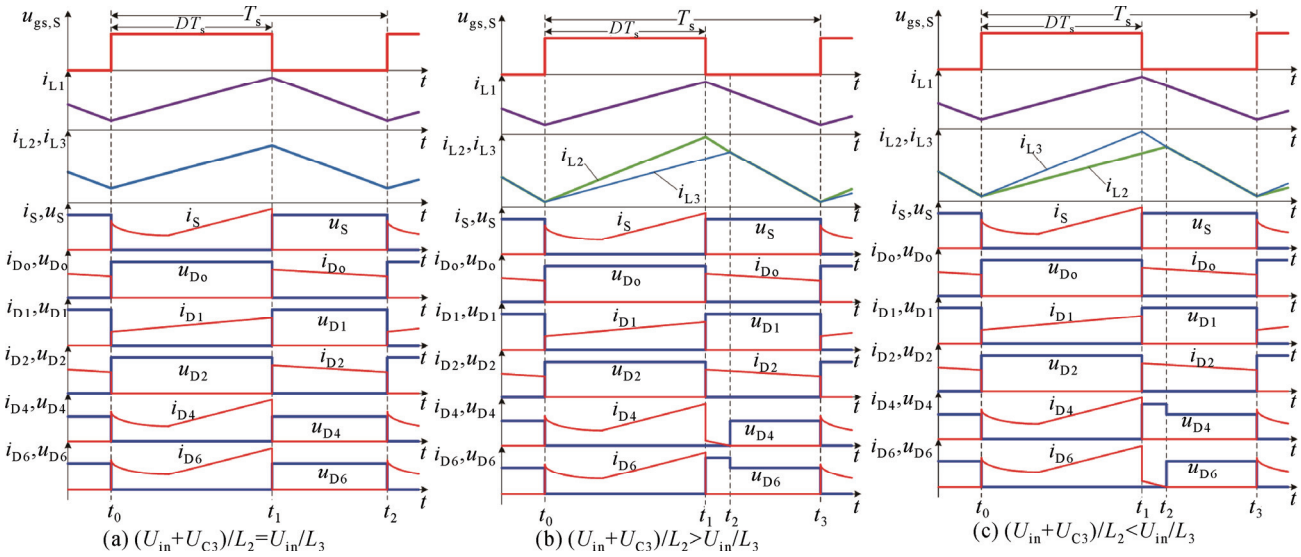


图 5　拓扑 16 的主要波形

Fig.5　Key waveforms of topology 16

3　稳态特性

3.1　电压增益

当$(U_{in}+U_{C3})/L_2=U_{in}/L_3$时，根据拓扑 16 中各电感的伏秒平衡，可得：

$$\begin{cases} U_{in}DT_s = U_{C3}(1-D)T_s \\ (U_{in}+U_{C3})DT_s = \dfrac{L_2U_1}{L_2+L_3}(1-D)T_s \\ U_{in}DT_s = \dfrac{L_3U_1}{L_2+L_3}(1-D)T_s \end{cases} \tag{5}$$

式中：$U_1=U_o-U_{in}-U_{C3}-U_{C5}$。

化简式(5)，可得：

$$\begin{cases} U_{in}DT_s = U_{C3}(1-D)T_s \\ (2U_{in}+U_{C3})DT_s = U_1(1-D)T_s \end{cases} \tag{6}$$

此外，由图 4(a)可得：

$$U_{C5}=U_{in} \tag{7}$$

根据式(6)和式(7)，可得拓扑 16 在$(U_{in}+U_{C3})/L_2=U_{in}/L_3$时的电压增益：

$$G_{16}=\frac{U_o}{U_{in}}=\frac{2-D}{(1-D)^2} \tag{8}$$

当$(U_{in}+U_{C3})/L_2>U_{in}/L_3$时，根据拓扑 16 中各电感的伏秒平衡，可得：

$$\begin{cases} U_{in}D = U_{C3}(1-D) \\ (U_{in}+U_{C3})D = (U_1+U_{C5})D' + \dfrac{L_2U_1}{L_2+L_3}(1-D-D') \\ U_{in}D + U_{C5}D' = \dfrac{L_3U_1}{L_2+L_3}(1-D-D') \end{cases} \tag{9}$$

式中：D'为模态 2 的持续时间与 T_s 的比值。

根据式(7)、式(9)，可得$(U_{in}+U_{C3})/L_2>U_{in}/L_3$时拓扑 16 的电压增益，其仍为式(8)。

当$(U_{in}+U_{C3})/L_2<U_{in}/L_3$时，可以得到相同结论，故不再赘述。

3.2　电压应力

当$(U_{in}+U_{C3})/L_2=U_{in}/L_3$时，根据式(6)和式(7)，可得电容 C_3、C_5 的电压应力为：

$$\begin{cases} U_{C3}=\dfrac{D}{1-D}U_{in} \\ U_{C5}=U_{in} \end{cases} \tag{10}$$

由模态分析和式(10)，可得功率管的电压应力为：

$$\begin{cases} U_S = U_{Do} = U_o \\ U_{D1} = U_{D6} = U_o - \dfrac{U_{in}}{1-D} \\ U_{D2} = U_{D4} = \dfrac{U_{in}}{1-D} \end{cases} \tag{11}$$

式中：U_S、U_{D1}、U_{D2}、U_{D4}、U_{D6}、U_{Do} 分别为开关管 S 及二极管 D_1、D_2、D_4、D_6、D_o 的电压应力。

当$(U_{in}+U_{C3})/L_2>U_{in}/L_3$(情况 2)时，$D_6$ 电压应力为 U_o；当$(U_{in}+U_{C3})/L_2<U_{in}/L_3$(情况 3)时，$D_4$ 的电压应力为 U_o。这 2 种情况下，其余器件的电压应力和$(U_{in}+U_{C3})/L_2=U_{in}/L_3$时相同。事实上，$L_2$ 和 L_3 的电流上升斜率很难做到完全一致，故二极管 D_4、D_6 均需选用高耐压器件。

3.3　平均电流应力

图 6 给出了拓扑 16 的平均电流等效电路。

由图 6 可以看出：

$$\begin{cases} I_{L2}=I_{D2}=I_{D4} \\ I_{L3}=I_{D6} \\ I_{D1}+I_{D2}=I_{L1} \\ I_{L1}+I_{L3}=I_{in} \\ I_S=I_{in}-I_o \\ I_{Do}=I_o \end{cases} \tag{12}$$

式中：I_{in}、I_o 分别为输入、输出电流的平均值；I_{L1}、I_{L2}、I_{L3}、I_S、I_{D1}、I_{D2}、I_{D4}、I_{D6}、I_{Do} 分别为电感 L_1、L_2、L_3，开关管 S 和二极管 D_1、D_2、D_4、D_6、D_o 的平均电流。

由图 4 可知，D_1 与 D_2 互补工作，因此有：

$$\begin{cases} I_{D1}=DI_{L1} \\ I_{D2}=(1-D)I_{L1} \end{cases} \tag{13}$$

根据式(12)和式(13)，可得：

$$I_{L2}=I_{D4}=(1-D)I_{L1} \tag{14}$$

若 L_2 和 L_3 斜率相同，则由式(12)可得：

$$\begin{cases} I_{L2}=I_{L3}=(1-D)I_{L1}=\dfrac{1-D}{2-D}I_{in}=\dfrac{I_o}{1-D} \\ I_{L1}=\dfrac{I_o}{(1-D)^2} \end{cases} \tag{15}$$

4 三电感高增益 Boost 变换器的增益比较

表 1 给出了所提三电感高增益 Boost 变换器族的电压增益表达式。由表 1 可知，拓扑 8、11、18-25 的占空比均不能超过 0.5，故归属为准 Z 源类 Boost 变换器。上述准 Z 源类变换器的占空比理论上限分别为 0.5(拓扑 8、11、18—20、23、24)、0.38(拓扑 21、22)和 0.333(拓扑 25)。其余变换器的占空比可在[0, 1)之间自由调节，故本文谓之为非准 Z 源类 Boost 变换器。

图 7 进一步给出了各变换器的电压增益曲线。Boost 变换器均存在极端占空比条件下效率严重下降的问题，因此本文限定各变换器的最大占空比为其理论上限的 0.75 倍。可以看出，准 Z 源类 Boost 变换器中，拓扑 20 和 23 的电压增益最高(D=0.375 时，G=8)。非准 Z 源类 Boost 变换器中，拓扑 1 的升压能力最弱(D=0.75 时，G=10)，拓扑 9、17 的电压增益最高。

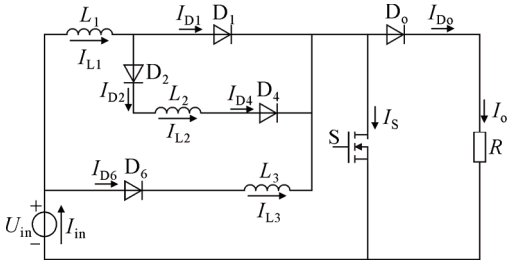


图 6 拓扑 16 的平均电流等效电路

Fig.6 Average current equivalent circuit of topology 16

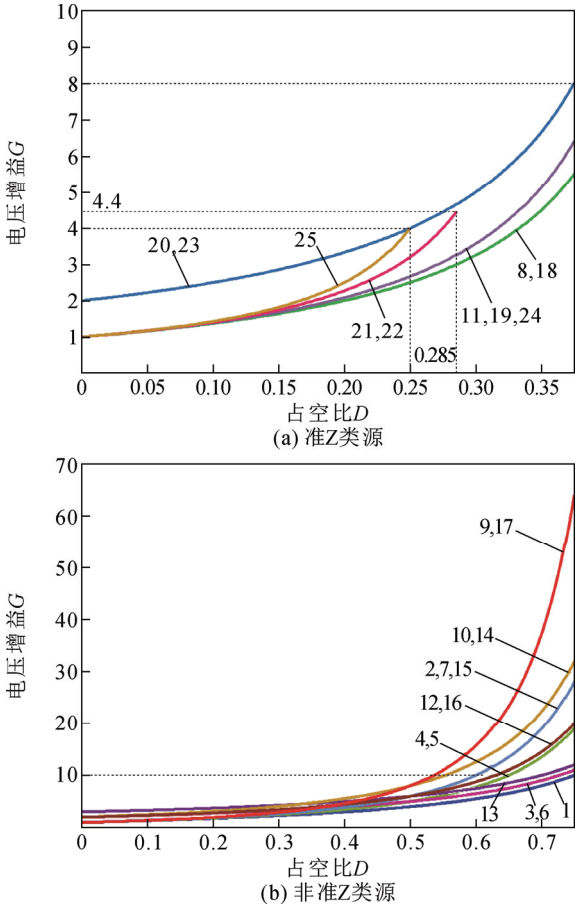


图 7 电压增益曲线

Fig.7 Curves of voltage gain versus duty cycle

表 1 所提三电感高增益 Boost 变换器的电压增益比较

Table 1 Characteristics comparison between proposed triple-inductor high gain boost converters

拓扑	1	2、7、15	3、6	4、5	8、18	9、17	10、14
电压增益	$\dfrac{1+2D}{1-D}$	$\dfrac{1+D}{(1-D)^2}$	$\dfrac{2+D}{1-D}$	$\dfrac{1+D-D^2}{(1-D)^2}$	$\dfrac{1+D}{1-2D}$	$\dfrac{1}{(1-D)^3}$	$\dfrac{2}{(1-D)^2}$
拓扑	11、19、24	12、16	13	20、23	21、22	25	
电压增益	$\dfrac{1}{2D^2-3D+1}$	$\dfrac{2-D}{(1-D)^2}$	$\dfrac{3}{1-D}$	$\dfrac{2}{1-2D}$	$\dfrac{1}{1-3D+D^2}$	$\dfrac{1}{1-3D}$	

5　参数设计

5.1　设计指标

为了验证理论分析的正确性，需要根据表 2 所示的设计指标，完成拓扑 16 原理样机的主电路参数设计。

5.2　电感量设计

电感量 L_1、L_2、L_3 均按照电感电流的最大峰峰值(最大输入电压 $U_{\text{in,max}}$ 时取得)不超过最大平均值(最低输入电压 $U_{\text{in,min}}$ 且最大输出功率 $P_{\text{o,max}}$ 时取得)的 40%进行设计。因此，由式(1)和式(15)可得：

$$\begin{cases} L_1=\dfrac{U_{\text{in}}DT_{\text{s}}}{\Delta I_{\text{L1}}}\geq\dfrac{U_{\text{o}}U_{\text{in,max}}D_{\min}(1-D_{\max})^2}{40\%P_{\text{o,max}}f_{\text{s}}} \\ L_2=\dfrac{(U_{\text{in}}+U_{\text{C3}})DT_{\text{s}}}{\Delta I_{\text{L2}}}\geq\dfrac{U_{\text{o}}U_{\text{in,max}}D_{\min}(1-D_{\max})}{40\%P_{\text{o,max}}(1-D_{\min})f_{\text{s}}} \\ L_3=\dfrac{U_{\text{in}}DT_{\text{s}}}{\Delta I_{\text{L3}}}\geq\dfrac{U_{\text{o}}U_{\text{in,max}}D_{\min}(1-D_{\max})}{40\%P_{\text{o,max}}f_{\text{s}}} \end{cases} \tag{16}$$

式中：ΔI_{L1}、ΔI_{L2}、ΔI_{L3} 分别为 L_1、L_2、L_3 的电流峰峰值；$D_{\min}$、$D_{\max}$ 分别为最小占空比和最大占空比；f_{s} 为开关频率，由式(8)和表 2 可得：

$$\begin{cases} D_{\min}=1-\dfrac{U_{\text{in,max}}+\sqrt{U_{\text{in,max}}^2+4U_{\text{in,max}}U_{\text{o}}}}{2U_{\text{o}}}\approx 0.592 \\ D_{\max}=1-\dfrac{U_{\text{in,min}}+\sqrt{U_{\text{in,min}}^2+4U_{\text{in,min}}U_{\text{o}}}}{2U_{\text{o}}}\approx 0.677 \end{cases} \tag{17}$$

根据表 2 和式(16)、式(17)，可计算出：L_1≥88 μH、L_2≥668 μH、L_3≥272 μH。实际取：L_1=100 μH、L_2=860 μH、L_3=280 μH。

5.3　电容量设计

电容量 C_3(C_5)、C_{o} 分别按照电容电压的最大峰峰值不超过最大平均值的 2%、1%进行设计，因此有：

$$\begin{cases} C_3=\dfrac{I_{\text{C3}}DT_{\text{s}}}{\Delta U_{\text{C3}}}\geq\dfrac{P_{\text{o,max}}}{2\%U_{\text{o}}U_{\text{in,min}}f_{\text{s}}} \\ C_5=\dfrac{I_{\text{C5}}(1-D)T_{\text{s}}}{\Delta U_{\text{C5}}}\geq\dfrac{P_{\text{o,max}}}{2\%U_{\text{o}}U_{\text{in,min}}f_{\text{s}}} \\ C_{\text{o}}=\dfrac{I_{\text{Co}}DT_{\text{s}}}{\Delta U_{\text{Co}}}\geq\dfrac{P_{\text{o,max}}D_{\max}}{1\%U_{\text{o}}^2f_{\text{s}}} \end{cases} \tag{18}$$

式中：ΔU_{C3}、ΔU_{C5}、ΔU_{Co} 分别为电容 C_3、C_5、C_{o} 的电压峰峰值；I_{C3}、I_{C5}、I_{Co} 分别为流过电容 C_3、C_5、C_{o} 的电流。

将表 2 所示参数代入式(18)，可得 C_3≥13.2 μF、C_5≥13.2 μF、C_{o}≥1.4 μF。实际取：C_3=C_5=20 μF、C_{o}=4.7 μF。

6　仿真及实验验证

6.1　仿真结果

表 3 给出了拓扑 16 原理样机的主电路参数。基于表 2 和表 3 所示参数，建立样机的 Pspice 仿真模型。

图 8 给出了 U_{in}=30 V，U_{o}=380 V 且满载时，所提拓扑 16 的稳态仿真波形。可以看出占空比 D=0.68，与理论值 0.677 基本相符；电感电流 i_{L1}、i_{L2}、i_{L3} 均连续，平均值分别为 I_{L1}≈8.4 A、I_{L2}=I_{L3}≈2.7 A，且纹波率均低于 40%。各功率管和电容的电压应力分别为 U_{S}=U_{Do}≈380 V，U_{D1}≈290 V，U_{D2}≈90 V，U_{C3}≈60 V，U_{C5}≈30 V，与理论值基本一致。此外，当二极管 D_4、D_6 关断后，其端电压波形出现振铃现象。这是因为，C_5 两端的电位浮动，导致电感 L_3 与 D_4、D_6 的结电容谐振。D_4 和 D_6 的谐振峰值分别约为 150 V 和 330 V，均不超过输出电压 U_{o}。

6.2　实验结果

基于表 3 所示参数，制作了拓扑 16 的实验样机。图 9 给出了 U_{in}=30 V，U_{o}=380 V 且满载时拓扑 16 的稳态实验波形。可以看出，因电感制作存在误差，导致电感电流 i_{L2} 的斜率大于 i_{L3}。除此之外，其余实验结果与图 8 所示的仿真结果大致相符。

图 10 给出了拓扑 16 的实测满载效率曲线。可以看出，随着输入电压上升，其满载实测效率逐渐增大，最大满载效率为 93.2%。

表 2　样机设计指标

Table 2　Specifications of prototype

设计指标	数值
输入电压 U_{in}/V	30~45
输出电压 U_{o}/V	380
最大功率 $P_{\text{o,max}}$/W	300
开关频率 f_{s}/kHz	100

表 3　样机主电路参数

Table 3　Power stage parameters of prototype

器件名称	参数或型号
开关管 S	SRC60R022FB
二极管 D_{o}	C3D04060F
二极管 D_1、D_2	STTH20R04D、MBR20200
二极管 D_4(D_6)	RFN20TJ6SGC9
电容 C_3、C_5	20 μF/250 V、20 μF/100 V
电容 C_{o}	4.7 μF/630 V
电感 L_1、L_2、L_3	100 μH、860 μH、280 μH

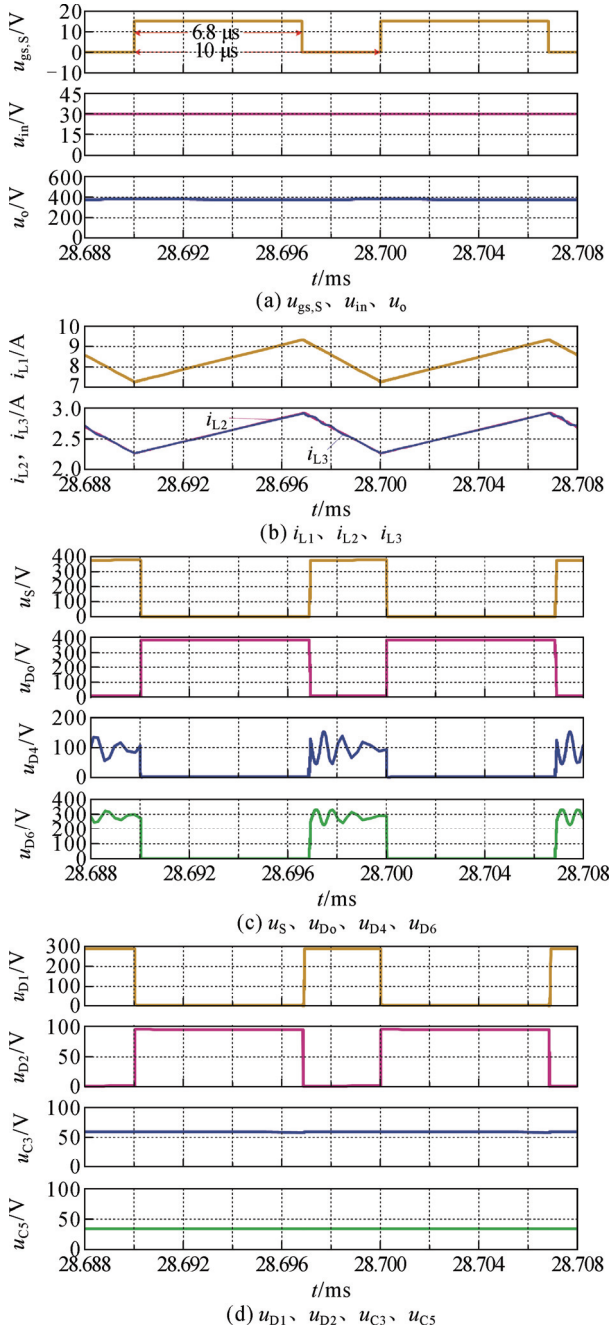


图 8 拓扑 16 的仿真波形

Fig.8 Simulation waveforms of topology 16

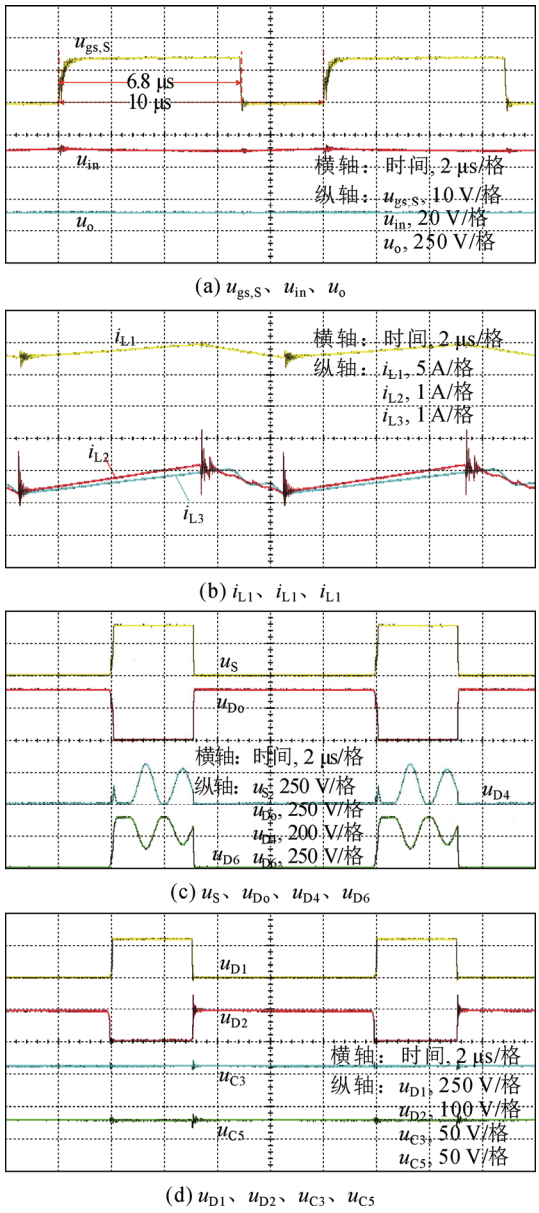


图 9 拓扑 16 的实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of topology 16

7 结论

本文提出了一种三电感高增益 Boost 变换器的推演方法，并通过 300 W/100 kHz 的样机实验验证了所提推演方法和拓扑的正确性。研究结果表明：

1）将三开关电感网络中的二极管用电容替代，并确保替换后升压电感两端电压未被电容钳位，可以得到各种三电感 Boost 变换器。

2）与准 Z 源类三电感 Boost 变换器相比，非准 Z 源类三电感 Boost 变换器具有更强的升压能力，

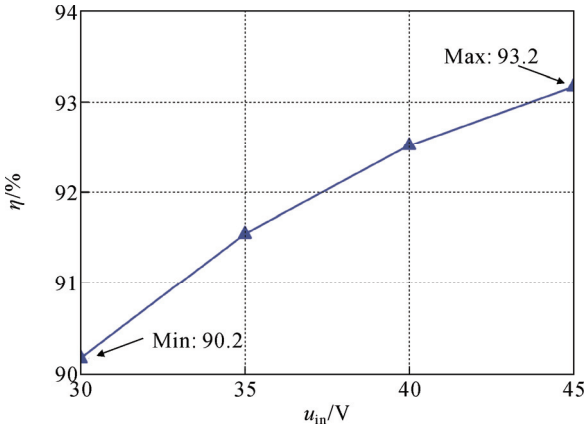


图 10 实测满载效率曲线

Fig.10 Measured full-load efficiency curve

最大增益(D=0.75 时)不低于 10，适用于光伏发电等输入电压宽范围变化且输出电压较高的应用场合，可满足光伏微逆变器的低压光伏组件接入要求。

参考文献　References

[1] 吴冬春，王贻鑫，吴云亚，等. 一种提升光伏微逆变器功率获取率的均压器结构[J]. 电网技术，2021，45(4)：1265-1272.
WU Dongchun, WANG Yixin, WU Yunya, et al. Equalizer of PV micro-inverter for high power acquisition ratio[J]. Power System Technology, 2021, 45(4): 1265-1272.

[2] 刘鸿鹏，滕　禹，卢　壮，等. 低直流链电压尖峰的二极管辅助型优化 Y 源逆变器[J]. 高电压技术，2023，49(6)：2569-2578.
LIU Hongpeng, TENG Yu, LU Zhuang, et al. Diode-assisted optimized Y-source inverter with low DC link voltage spike[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(6): 2569-2578.

[3] DAS M, PAL M, AGARWAL V. Novel high gain, high efficiency DC-DC converter suitable for solar PV module integration with three-phase grid tied inverters[J]. IEEE Journal of Photovoltaics, 2019, 9(2): 528-537.

[4] 李洪珠，刘飞扬，李洪璠. 应用于分布式单相光伏并网发电系统的组合双极性直流变换器[J]. 高电压技术，2020，46(11)：3725-3733.
LI Hongzhu, LIU Feiyang, LI Hongfan. Composite bipolar DC-DC converters for distributed single-phase photovoltaic grid-connected generation system[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3725-3733.

[5] 胡雪峰，林　鑫，龙子康，等. 一种无变压器和漏电流的光伏逆变器[J]. 高电压技术，2022，48(6)：2045-2053.
HU Xuefeng, LIN Xin, LONG Zikang, et al. A photovoltaic inverter without transformer and leakage current[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2045-2053.

[6] 王　挺，汤　雨. 基于开关电感的有源网络升压变换器的研究[J]. 电工技术学报，2014，29(12)：73-79.
WANG Ting, TANG Yu. Study of active network DC-DC boost converter based on switched-inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(12): 73-79.

[7] WANG Y J, BIAN Q, HU X H, et al. A high-performance impedance-source converter with switched inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4): 3384-3396.

[8] 钱天泓，秦　岭，茅靖峰，等. 一种交错并联分裂开关电容升压变换器[J]. 电网技术，2023，47(1)：377-387.
QIAN Tianhong, QIN Ling, MAO Jingfeng, et al. Interleaved split switched capacitor boost converter[J]. Power System Technology, 2023, 47(1): 377-387.

[9] ZHU X Q, ZHANG B, LI Z, et al. Extended switched -boost DC-DC converters adopting switched-capacitor/switched -inductor cells for high step-up conversion[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 1020-1030.

[10] SADAF S, BHASKAR M S, MERAJ M, et al. Transformer-less boost converter with reduced voltage stress for high voltage step-up applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1498-1508.

[11] HWU K I, YAU Y T. High step-up converter based on charge pump and boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(5): 2484-2494.

[12] 胡雪峰，龚春英. 具有高增益的双相直流变换器设计[J]. 高电压技术，2012，38(3)：737-742.
HU Xuefeng, GONG Chunying. Design of a dual-phase DC-DC converter with high gain[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(3): 737-742.

[13] LOPEZ-SANTOS O, MARTINEZ-SALAMERO L, GARCIA G, et al. Steady-state analysis of inductor conduction modes in the quadratic boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 2253-2264.

[14] ZHANG G D, WANG Z Y, IU H H C, et al. Unique modular structure of multicell high-boost converters with reduced component currents[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7795-7804.

[15] CHEN S Z, WANG Z Y, YU S S, et al. A novel alternative to traditional n HSLC: an n-switched-cell based approach to high-step-up converters[J]. IEEE Access, 2019, 7: 114529-114538.

[16] KUMAR G G, SAI KRISHNA M V, KUMARAVEL S, et al. Multi-stage DC-DC converter using active LC2D network with minimum component[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2021, 68(3): 943-947.

[17] 秦　杨，许　兴，秦　岭. 三电感单管高增益 Boost 变换器[J]. 电子测量技术，2022，45(6)：1-6.
QIN Yang, XU Xing, QIN Ling. A triple-inductor single-switch high-gain Boost converter[J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(6): 1-6.

[18] ZHANG G D, YU S S, CHEN W C, et al. A general polynomial reverse design of step-up converters for EV battery applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(3): 2628-2638.

[19] 程启明，赵淼圳，沈　磊，等. 改进型准 Z 源三电平逆变器建模分析[J]. 高电压技术，2021，47(6)：2195-2205.
CHENG Qiming, ZHAO Miaozhen, SHEN Lei, et al. Modeling analysis of improved quasi-Z source three-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 2195-2205.

[20] GAJANAYAKE C J, LUO F L, GOOI H B, et al. Extended-boost Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2642-2652.

[21] 周　磊，张宇妍，秦　岭，等. 低电应力无变压器单管高增益 Boost 变换器族[J]. 中国电机工程学报，2020，40(21)：7036-7046.
ZHOU Lei, ZHANG Yuyan, QIN Ling, et al. A family of transformer-less single-switch high gain Boost converters with low electric stress[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(21): 7036-7046.

[22] VINNIKOV D, ROASTO I, STRZELECKI R, et al. Step-up DC/DC converters with cascaded quasi-Z-source network[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(10): 3727-3736.



刘宇涵
1999—，男，硕士生
主要从事高增益直流变换技术研究工作
E-mail: 3029764276@qq.com

LIU Yuhan



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　2023-10-15　修回日期　2024-03-24　　编辑　何秋萍