DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.5.20 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

一种改进耦合高增益二次型 Boost 变换器

荣德生，张育博，孙瑄璠
(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院，葫芦岛 125000)

摘要：设计了一种新型 DC-DC 变换器，为结合双开关变换器、耦合电感及开关电容增压单元的高增益变换器。该变换器的优势在于其电压增益较大，开关管的电压应力较低，并且能够保证输出电流的持久性。提出的变换器通过将开关电容与钳位支路相互融合，从而增强了输入电压，减小了开关管的电压应力，同时也借助钳位支路来吸收漏感能量。对变换器在连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)下的输入电压、开关管的电压应力及临界条件进行了深入分析。最后，搭建了 1 台具有 12 V 输入、228 V 输出和 200 W 额定功率的实验样机，检验理论分析的准确性。

关键词：高电压增益；耦合电感；拓扑组合；二次型 Boost 变换器

An Improved Coupling High Gain Quadratic Boost Converter

RONG Desheng, ZHANG Yubo, SUN Xuanjin
(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125000, China)

Abstract: A novel DC-DC converter is designed which is a high gain converter combining a dual switching converter, a coupled inductor and a switched capacitor Boost unit. The advantages of this converter are its large voltage gain, low voltage stress on the switching tubes, and the ability to ensure the continuous output current. This converter is made by integrating the switched capacitor and clamped branch with each other, which enhances the voltage input, reduces the voltage stress on the switching tube and also consumes the energy of the leakage inductor with the help of the clamped branch. The voltage input of the converter in continuous conduction mode (CCM), the voltage stress of the switching tubes and the current stress are analyzed in depth. Finally, a test rig is built with 12 V input, 228 V output and 200 W power rating to verify the correctness of theoretical analysis.

Keywords: High voltage gain; coupled inductor; topology combination; quadratic form Boost converter

随着“绿色发展”理念深入人心，以“努力争取 2060 年前实现碳中和”为目标的低碳发展已经成为能源发展的趋势，低碳产业的升级至关重要。其中，高增益 DC-DC 变换器在可再生能源的核心部件如光能、风能等领域受到了广泛重视[1]。特别是，高增益升压变换器被广泛应用于太阳能光伏电池、电池存储系统、燃料电池、不间断电源、电动汽车、直流微电网等新兴应用领域。在这些系统中，高增益和高效率的变换器扮演着重要角色[2]。

传统非隔离型变换器的电压增益随着占空比的提高而提高，但当占空比大于一定数值之后，受器件的寄生参数影响，会引起电感电流纹波、开关管关断电流大、器件电压应力大等问题。基于此，国内外学者提出了多种方法来提升电压增益。文献[3-4]提出包含开关电容和开关电感的高增益变换器，虽然电压增益可以得到一定程度的提高，但是需要多个开关结构从而增加了成本；文献[5-7]提出交错并联与开关电容结构，尽管能够提高变换器的功率，减少输入电流波动，但由于多个开关的操作会对变换器的稳定性造成负面影响，不适用于需要更大电压增益的环境；文献[8-9]应用耦合电感

收稿日期：2024-02-06；**修回日期**：2024-03-15，2024-04-08；
录用日期：2024-04-23；**网络首发日期**：2024-05-06
基金项目：辽宁省教育厅资助项目(LJKMZ20220683)
This work is supported by the Basic Projects of Liaoning Education Committee under the grant LJKMZ20220683

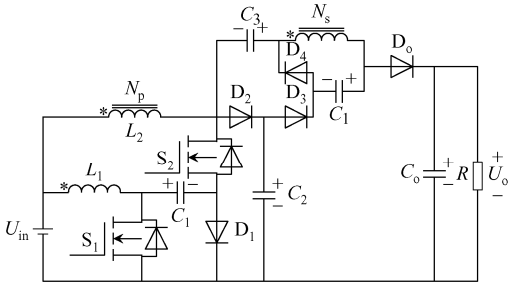
能显著提高变换器的电压增益，但是需要对耦合电感匝比和占空比进行合理设计，影响变换器的工作效率；文献[10-11]在应用耦合电感的前提下增加开关电容，保持了现有电路的性能，进一步提高电压增益，但是过大的开关电容和过大的二极管电压应力均没有得到很好解决；文献[12-13]采用级联式二次型耦合电感变换器，具有较高的电压增益和降低输入电流纹波的特性，但所需元件数量庞大，在开关处所承受的电压应力也相当大，再加上输入端电压低、电流大，可能会导致前级二极管的导通损失增加，同时也会产生反向恢复问题，影响变换器的效率和稳定性。

文献[14]提出了一种由 2 个 Boost 变换器与耦合电感和开关电容组成的高升压直流变换器，该变换器具有更高的电压增益和低电压应力的特点。基于文献[14]，对原有拓扑的半部分结构进一步优化，在器件数量不变的条件下进一步提高增益，得到了改进耦合高增益双开关 Boost 变换器。最后，搭建了 1 台 200 W 的实验样机进行验证，结果证明了设计的可行性。

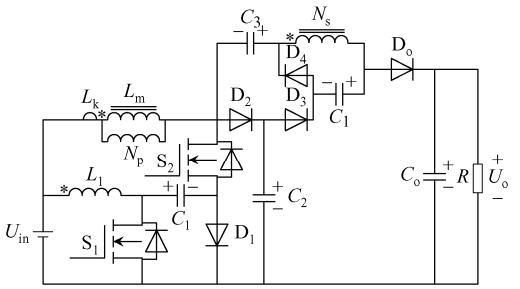
1　所提变换器稳定性分析

1.1　电路拓扑模型

图 1(a)为所提改进型耦合高增益 Boost 变换器的原理，图中：L_1 为独立电感；L_2 为耦合电感；$C_1 \sim C_4$ 为电容；C_o 为滤波电容；$D_1 \sim D_4$ 为二极管；D_o 为输出二极管。图 1(b)为等效拓扑电路，耦合电感 L_2 等效为励磁电感 L_m、漏感 L_k 与匝比为 $n = N_p : N_s$ 的理想变压器组成。假设变换器在连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)下工作，对它的工作原理进行简化分析和讨论。



(a) 变换器原理



(b) 变换器等效电路

图 1　所提变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of the proposed converter

为简化变换器的工作原理，作如下假设：①所有涉及的开关管和二极管均为理想器件，导通和关断时间都为 0，关断电阻无限大，关断后导通电压为 0；②电感和电容均为理想器件，可以忽略其寄生效应；③使用的电容容量足够大，可以忽略其产生的纹波。

1.2　连续导通模式

假设电感 L_1 与 L_m 都是在连续模式下工作，图 2 为变换器在 CCM 下的主要波形，变换器 1 个工作周期内有 5 种不同的工作模式，如图 3 所示。

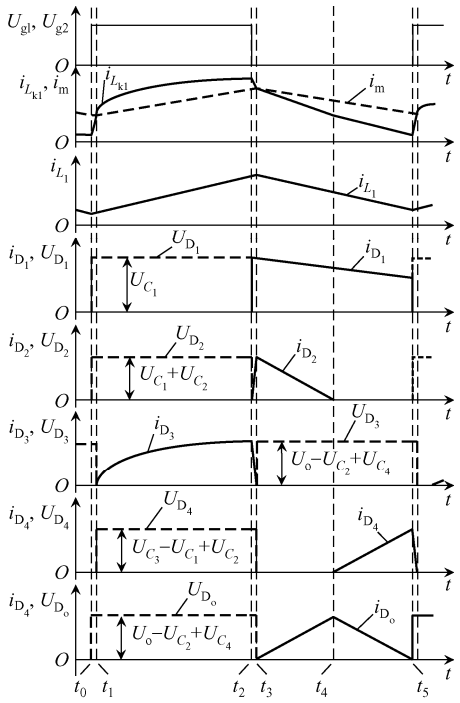


图 2　变换器的主要波形

Fig. 2 Main waveforms of the converter

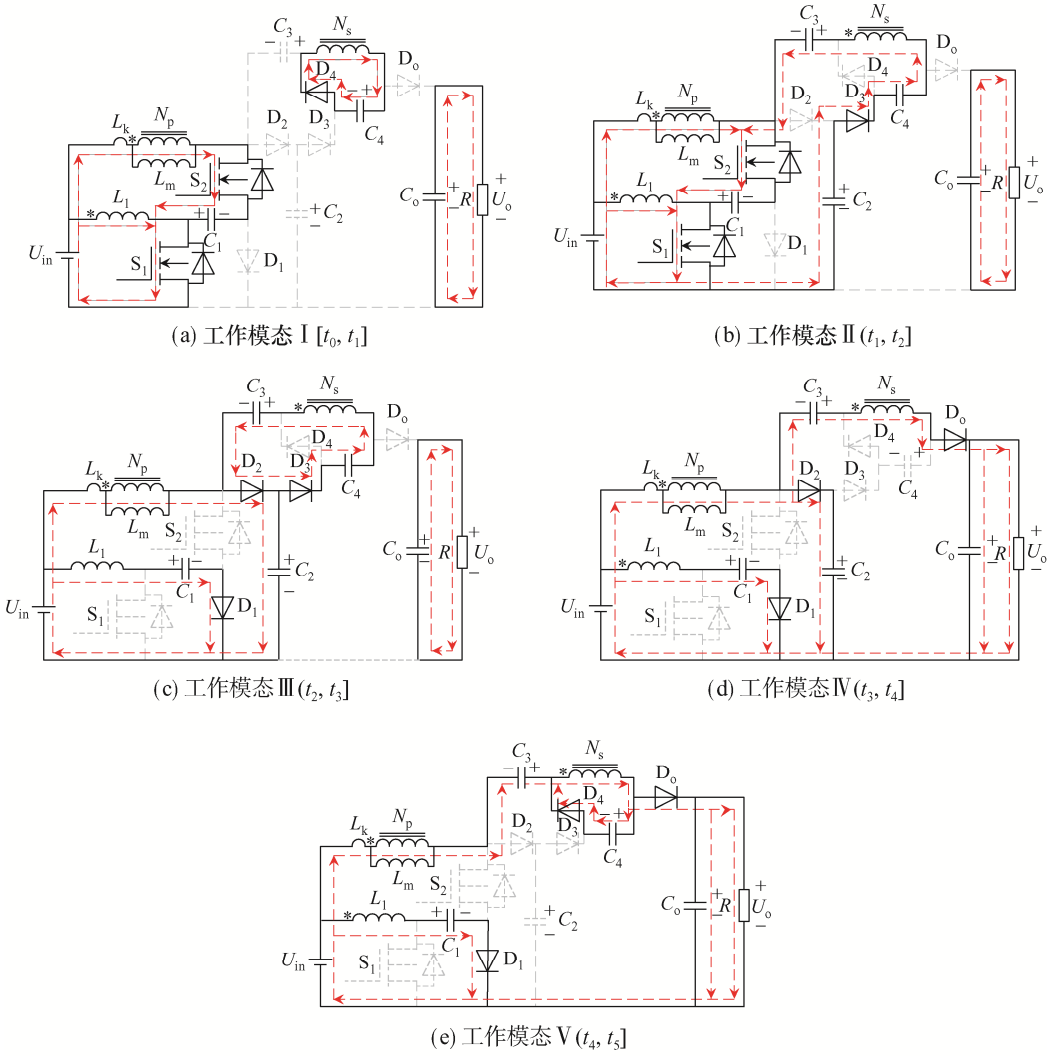


图 3 变换器工作模态

Fig. 3 Operating modes of the converter

工作模态Ⅰ：[t_0, t_1]时刻，开关管S_1、S_2导通，二极管D_4导通，其余二极管D_1、D_2、D_3、D_o截止，电源经过开关管S_1对独立电感L_l进行充电，电源与电容C_1经过开关管S_1、S_2串联对耦合电感的励磁绕组L_m充电。耦合电感二次侧绕组L_s经过二极管D_4对电容C_4充电。负载由电容C_o提供能量。t_1时刻，耦合电感的励磁电流i_{L_m}与漏感电流i_{L_k}相等，二极管D_o关断，该模态结束。

工作模态Ⅱ：(t_1, t_2]时刻，开关管S_1、S_2导通，二极管D_3导通，其余二极管D_1、D_2、D_4、D_o截止，电源经过开关管S_1对电感L_l充电，电容C_1与电源经过开关管S_1、S_2串联对耦合电感的励磁绕组L_m和漏感L_k充电，电容C_1、C_2与C_4和耦合电感的二次侧绕组L_s串联经过开关管S_1、S_2和二极管D_3对电容C_3充电。负载R由电容C_o提供能量。t_2时刻，开关管S_1、S_2断开，该模态结束。

工作模态Ⅲ：(t_2, t_3]时刻，开关管S_1、S_2断开，二极管D_1、D_2、D_3导通，其余二极管D_4、D_o截止，独立电感L_l与电源经过二极管D_1串联对电容C_1充电，耦合电感的励磁绕组L_m与漏感L_k和电源经过二极管D_2串联对电容C_2充电，电容C_4与耦合电感的二次侧绕组L_s经过二极管D_2、D_3串联对电容C_3充电，负载R由电容C_o提供能量。t_3时刻，耦合电感的励磁电流i_{L_m}与漏感电流i_{L_k}相等，二极管D_3截止，该模态结束。

工作模态Ⅳ：(t_3, t_4]时刻，开关管S_1、S_2断开，

二极管 D_1、D_2、D_o 导通，其余二极管 D_3、D_4 截止，电感 L_1 与电源经过二极管 D_1 串联对电容 C_1 充电，电源与电容 C_3 与耦合电感通过二极管 D_o 向负载 R 和电容 C_5 提供能量。耦合电感的励磁绕组 L_m 与漏感 L_k 与电源串联经过二极管 D_2 对电容 C_2 充电。t_4 时刻，二极管 D_2 截止，该模态结束。

工作模态Ⅴ：$(t_4, t_5]$时刻，开关管 S_1、S_2 断开，二极管 D_1、D_4、D_o 导通，其余二极管 D_2、D_3 截止，电感 L_1 与电源串联经过二极管 D_1 对电容 C_1 充电，电源与电容 C_3 与耦合电感经过二极管 D_o 向负载 R 提供能量。耦合电感二次侧绕组 L_s 经过二极管 D_4 对电容 C_4 充电。t_5 时刻，二极管 D_o 截止，该模态结束。

2　变换器性能分析

2.1 电压增益

忽略过渡工作模态Ⅰ和工作模态Ⅲ，只对工作模态Ⅱ、工作模态Ⅳ、工作模态Ⅴ进行稳态分析。

耦合电感的耦合系数 k 可表示为

$$k=\frac{L_m}{L_m+L_k} \tag{1}$$

当变换器在工作模态Ⅱ工作时，由图 3(b)可得

$$U_{L_1}^{\mathrm{II}}=U_{in} \tag{2}$$

$$U_{L_m}^{\mathrm{II}}=k(U_{in}+U_{C_1}) \tag{3}$$

$$nU_{L_m}^{\mathrm{II}}=U_{C_3}-U_{C_1}-U_{C_2}-U_{C_4} \tag{4}$$

式中：U_{L_1}、U_{L_m} 分别为独立电感、励磁电感的电压；U_{in} 为输入电压；$U_{C_1}\sim U_{C_4}$ 分别为电容 $C_1\sim C_4$ 的电压。

当变换器在工作模态Ⅳ工作时，由图 3(d)可得

$$U_{L_1}^{\mathrm{IV}}=U_{in}-U_{C_1} \tag{5}$$

$$U_{L_m}^{\mathrm{IV}}=k(U_{in}-U_{C_2}) \tag{6}$$

$$nU_{L_m}^{\mathrm{IV}}=U_{C_2}+U_{C_3}-U_o \tag{7}$$

式中，U_o 为输出电压。

当变换器在工作模态Ⅴ工作时，由图 3(e)可得

$$U_{L_1}^{\mathrm{V}}=U_{in}-U_{C_1} \tag{8}$$

$$U_{L_m}^{\mathrm{V}}=k(U_{C_3}+U_{C_4}+U_{in}-U_o) \tag{9}$$

$$nU_{L_m}^{\mathrm{V}}=-U_{C_4} \tag{10}$$

对于电感 L_1 和励磁电感 L_m 进行伏秒平衡分析，可得

$$M=\frac{U_o}{U_{in}}=\frac{3+2nk-D+nkD(1-D)}{(1-D)^2} \tag{11}$$

式中：M 为电压增益；D 为占空比。从式(11)可知变换器的增益与耦合电感的匝比 n、占空比 D 和耦合系数 k 有关，这些参数的关系曲线如图 4 所示。可以看出，电压增益 M 与匝比 n 成正比；在其他条件相同的情况下，占空比越大则增益 M 越高；耦合系数 k 接近理想值 1 时，较小的漏感使得变换器增益 M 更高。

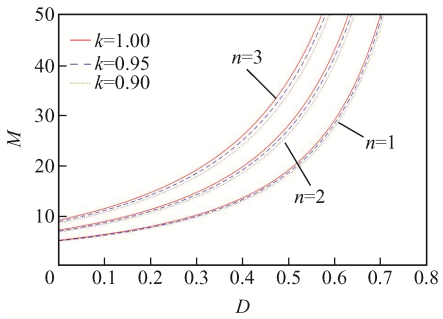


图 4　变换器的电压增益 M 与耦合系数 k、匝比 n 的关系

Fig. 4 Relationship of the voltage gain of the converter M and the coupling coefficient k and turn ratio n

当耦合系数为 1.00 时，变换器的电压增益为

$$M=\frac{U_o}{U_{in}}=\frac{3+2n-D+nD(1-D)}{(1-D)^2} \tag{12}$$

图 5 为电压增益 M 与匝比 n 和占空比 D 在式(12)条件下的三维关系，可以看出，M 的值与这些参数呈正相关。

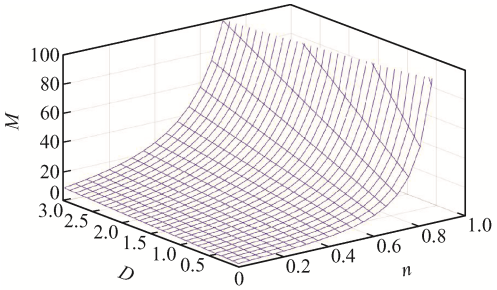


图 5　变换器的电压增益 M 与占空比 D 和匝比 n 的关系

Fig. 5 Relationship of the voltage gain of converter M and duty cycle D and turn ratio n

2.2 器件的电压应力

开关管 S_1、S_2 的电压应力分别为

$$\begin{cases} U_{S_1}=[1/(1-D)]U_{in} \\ U_{S_2}=[1/(1-D)^2]U_{in} \end{cases} \tag{13}$$

二极管 $D_1\sim D_4$和D_o 的电压应力分别为

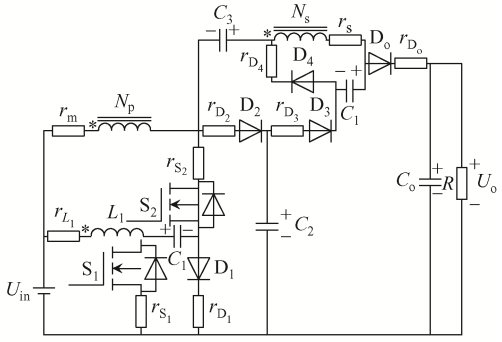
$$\begin{cases} U_{D_1}=[1/(1-D)]U_{in} \\ U_{D_2}=[(2-D)/(1-D)^2]U_{in} \\ U_{D_3}=U_{D_o}= \\ \qquad [(2+2n-D-nD)/(1-D)^2]U_{in} \\ U_{D_4}=[(2n-nD)/(1-D)^2]U_{in} \end{cases} \tag{14}$$

2.3 带有寄生参数的电压增益

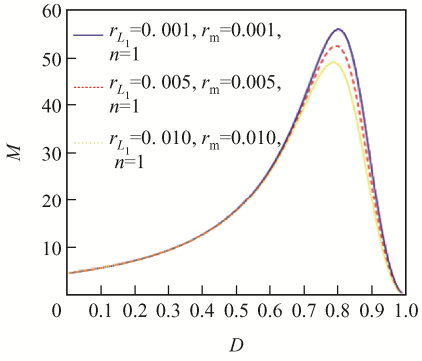
由于电路中的器件存在寄生参数，在实际情况中电压增益小于理想值，因此实际电路模型中需考虑器件寄生参数的影响。图 6(a)为带有寄生参数的电路原理，图中：r_{L_1} 为电感 L_1 的电阻；r_m 和 r_s 为耦合电感 L_m 的电阻；r_{S_1}、r_{S_2} 为开关管的串联电阻；$r_{D_1}\sim r_{D_4}$、r_{D_o} 分别为二极管 D_1~D_4、D_o 的内阻，对应的导通正向偏置压降分别为$U_{FD_1}\sim U_{FD_4}$、U_{FD_o}。根据理想情况的分析，可以求出带有寄生参数下的电压增益表达式为

$$M_{real}=\frac{U_o}{U_{in}}=\frac{\dfrac{3+2n-D+nD(1-D)}{(1-D)^2}-\dfrac{1}{U_{in}(1-D)^2}[U_{FD_1}+(1+D^2-2D)\cdot(U_{FD_1}+U_{FD_2}+U_{FD_3}+U_{FD_4}+U_{FD_o})]}{1+\dfrac{1}{(1-D)^4}\cdot(ar_{L_1}+br_s+cr_{S_1}+dr_{S_2}+er_{D_1}+fr_{D_2}+gr_{D_3}+hr_{D_4}+ir_{D_o})} \tag{15}$$

式中，$a\sim i$ 为关于 D 和 n 的相关系数。在电感电阻不同的情况下，变换器的电压增益 M 随着占空比 D 变化的情况如图 6(b)所示。



(a) 带有寄生参数的等效电路



(b) 非理想情况下的电压增益

图 6 带有寄生参数的相关图像

Fig. 6 Related images with parasitic parameters

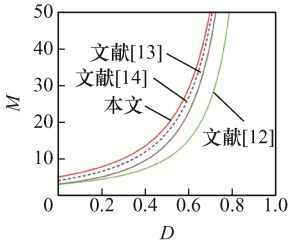
3 变换器性能分析

根据第 2 节分析，对本文提出的变换器与其他文献中的高增益变换器进行比较，具体参数见表 1。根据表 1 参数，绘制所提变换器与其他文献中变换器性能对比曲线如图 7 所示。耦合电感的匝比 n=1 时，所提变换器与其他文献中变换器的电压增益对比如图 7(a)所示，在占空比相同的情况下，本文所提变换器的电压增益能够进一步提升，具有更大优势；变换器的电压应力对比如图 7(b)所示，其中所提变换器的电压应力比同类型变换器的低。

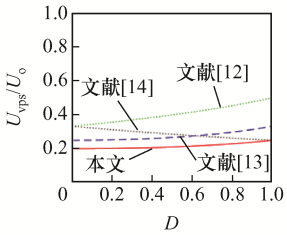
表 1 几种变换器性能对比

Tab. 1 Performance comparison of several converters

变换器	电压增益	开关管应力 U_{vps}/U_o
文献[12]	$[1+D+2n(1-D)]/(1-D)^2$	$U_o/[1+D+2n(1-D)]$
文献[13]	$(2+n+nD)/(1-D)^2$	$U_o/(2+n+nD)$
文献[14]	$[2+2n+nD(1-D)]/(1-D)^2$	$U_o/[2+2n+nD(1-D)]$
本文	$[3+2n-D+nD(1-D)]/(1-D)^2$	$U_o/[3+2n+nD(1-D)]$



(a) 电压增益



(b) 开关管电压应力

图 7　变换器的性能对比

Fig. 7 Performance comparison of the converter

4　实验结果与分析

为了验证理论分析的准确性，在实验平台上设计制造了 1 台功率为 200 W 的实验样机，如图 8 所示，样机主要参数见表 2。

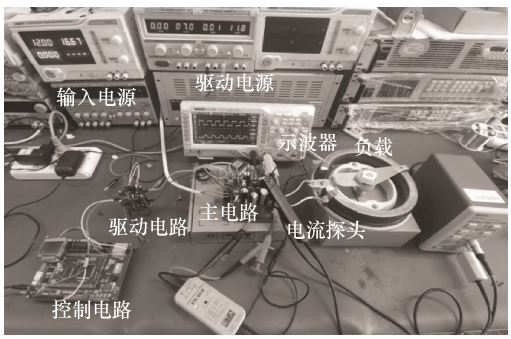


图 8　实验样机

Fig. 8 Experimental prototype

图 9 为输入和输出电压波形，其输入电压为 12 V，输出电压达到约 228 V，耦合电感的匝比 n=1，实验状态下的电压增益达到 19，实验结果与理论分析一致，实现了变换器的高增益效果。

图 10 为开关管的电压、电流波形，从图 10(a)可以看出开关管 S_1 的电压应力约为 24 V，从图 10(b)可以看出开关管 S_2 的电压应力约为 48 V，与理论值基本一致。

表 2　主电路参数

Tab. 2 Main circuit parameters

参数	数值/型号
输入电压 U_{in} / V	12
输出电压 U_o / V	228
输出功率 P_o / W	200
独立电感 L_l / μH	100
耦合电感匝比 n	1
励磁电感 L_m / μH	100
漏感 L_k / μH	1.5
开关管 S_1 、S_2	IRF3710
二极管 D_1 、D_2 、D_4	MBR20100CT
二极管 D_3 、D_o	MBR20200CT
电容 C_1、C_2、C_3、C_4、C_o / μH	100
开关频率/kHz	50

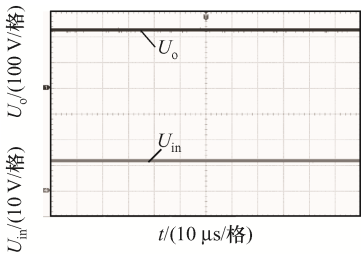
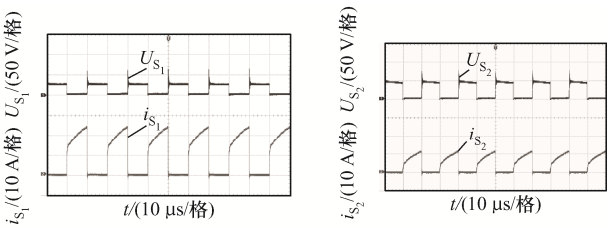


图 9　输入输出电压波形

Fig. 9 Waveforms of input and output voltage



(a) 开关管S_1　　(b) 开关管S_2

图 10　开关管电压、电流波形

Fig. 10 Voltage and current waveforms of switching tubes

图 11(a)为电感 L_l 和漏感 L_k 的电压和电流波形，图 11(b)~(f)为各二极管的电压和电流波形。可以看出，二极管 D_1 电压约为 24 V，二极管 D_2 和 D_4 电压约为 72 V，二极管 D_3 和 D_o 电压约为 140 V，实验结果与理论分析基本一致。

图 12 为变换器的效率与输入功率的关系，可以看出，在输入功率 100 W 时达到了最高效率约为 93.5%，且当变换器工作在 200 W 时，其效率为

91.2%，仍然较高。

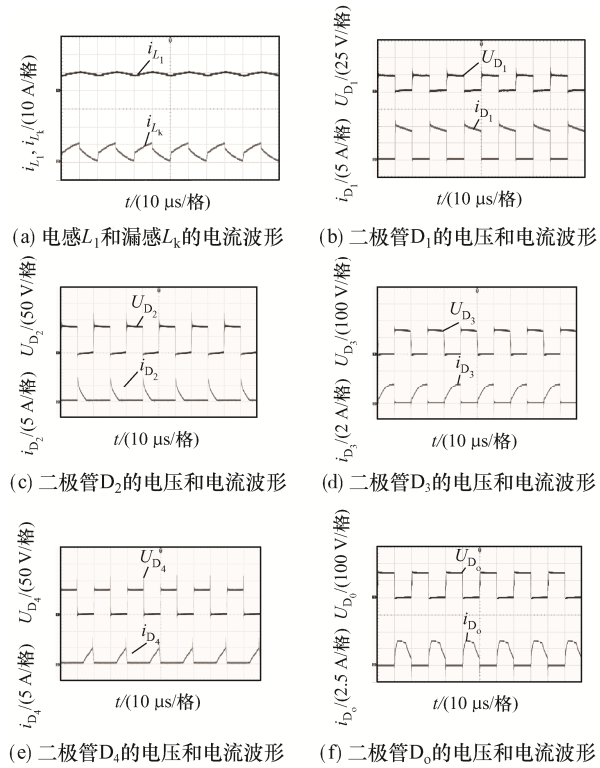


图 11 二极管电压、电流波形

Fig. 11 Voltage and current waveforms of diodes

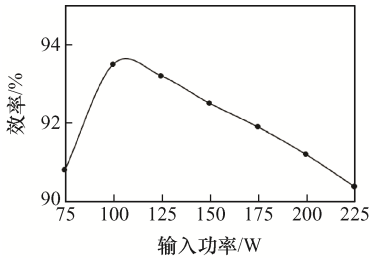


图 12 变换器效率曲线

Fig. 12 Efficiency curve of converter

图 13 为元件损耗在输入功率 200 W 时的占比关系，可以看出损耗主要为二极管损耗和开关管损耗，因此可以通过更换器件来进一步降低元件损耗。

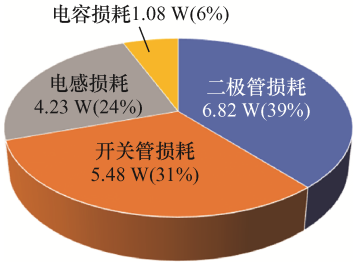


图 13 元件损耗占比

Fig. 13 Component loss ratio

5 结论

本文在二次型 Boost 变换器的基础上，设计了一种包含 1 个与耦合倍压单元相连的升压结构的高增益变换器，并详细分析了其工作原理和稳态特性。本文所提变换器拓扑结构具有以下特点。

(1)相同的占空比下所提变换器有着更高的电压增益和更小的电压应力。

(2)开关管电压应力小，选择低电压开关管可在提高输入功率的情况下保证变换器的运行效率。

(3)通过合理选取耦合电感的匝数和匝比，能更有效地调节变换器的电压增益。

参考文献：

[1] 李鹏, 王瑞, 冀浩然, 等. 低碳化智能配电网规划研究与展望[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(24): 10-21.
Li Peng, Wang Rui, Ji Haoran, et al. Research and prospect of planning for low-carbon smart distribution network [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(24): 10-21. (in Chinese)

[2] Forouzesh M, Siwakoti Y P, Gorji S A, et al. Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9143-9178.

[3] 马智文, 曾怡达, 杨辉金. 一种新型开关电感、开关电容的高增益 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2018, 16(2): 119-123, 177.
Ma Zhiwen, Zeng Yida, Yang Huijin. A new high-gain Boost converter based on switched inductor/capacitance [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(2): 119-123, 177. (in Chinese)

[4] 赵兴宇, 万会雄. 基于二极管钳位磁集成 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 44-50.
Zhao Xingyu, Wan Huixiong. Magnetic integrated Boost converter based on diode clamping [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 44-50. (in Chinese)

[5] 王红斌, 陈奥博, 薛云涛, 等. 基于图形化方法的四开关 Buck-Boost 变换器模式平滑切换策略研究[J]. 电源

学报, 2025, 23(4): 53-62.
Wang Hongbin, Chen Aobo, Xue Yuntao, et al. Research on smooth mode transition strategy for four-switch Buck-Boost converter based on graphical method [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 53-62. (in Chinese)

[6] 荣德生, 陈靓, 孙瑄璠. 可拓展的高增益耦合电感交错并联 Boost 变换器[J]. 高电压技术, 2022, 48(6): 2336-2346.
Rong Desheng, Chen Liang, Sun Xuanjin. Expandable high-gain coupled inductor interleaved Boost converter [J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2336-2346. (in Chinese)

[7] 张先进, 张小倩, 吴迪. Boost 端耦合电感三管交错并联升降压电路研究[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 47-54.
Zhang Xianjin, Zhang Xiaoqian, Wu Di. Research on interleaved three-switch Buck-Boost circuit with co-directional coupling inductor on Boost side [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 47-54. (in Chinese)

[8] Zheng Yifei, Brown B, Xie Wenhao, et al. High step-up DC-DC converter with zero voltage switching and low input current ripple [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9416-9429.

[9] Liu Huawu, Hu Haibing, Wu Hongfei, et al. Overview of high-step-up coupled-inductor Boost converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(2): 689-704.

[10] Fang Xupeng, Zhu Cunliang, Liu Kun, et al. A family of coupled inductor voltage-multiplying Boost converters [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2023, 8(3): 211-221.

[11] Zhang Min, Wei Zhengyi, Zhou Mingzhu, et al. A high step-up DC-DC converter with switched-capacitor and coupled-inductor techniques [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2022, 3(4): 1067-1076.

[12] Hasanpour S, Siwakoti Y P, Mostaan A, et al. New semiquadratic high step-up DC/DC converter for renewable energy applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 433-446.

[13] Ai Jian, Lin Mingyao, Yin Ming. A family of high step-up cascade DC-DC converters with clamped circuits [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4819-4834.

[14] Abbasi V, Talebi N, Rezaie M, et al. Ultrahigh step-up DC-DC converter based on two boosting stages with low voltage stress on its switches [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12387-12398.



荣德生

作者简介：

荣德生(1975—)，男，博士，教授。研究方向：节能型电力电子技术及应用。E-mail：rongdesheng@163.com。

张育博(1999—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子及其磁集成技术。E-mail：15838580996@163.com。

孙瑄璠(1993—)，男，博士研究生。研究方向: 电力电子及其磁集成技术。E-mail：1419062334 @qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)