

一种三绕组耦合电感双极性输出高增益 DC-DC 变换器 *

陈献君¹, 周明珠¹, 商运辉¹, 毛行奎^{1,2}, 张艺明^{1,2}

(1. 福州大学电气工程与自动化学院 福州 350108; 2. 福建省高能电池与新能源装备系统工程研究中心 福州 350108)

摘要: 双极性直流微电网系统是一种高可靠性、高灵活性和高效率的电力供应创新架构。通过结合前沿成果和对双极性输出的三电平 Boost 变换器拓扑结构中加入耦合电感线圈并集成开关电容升压机制, 该研究提出一种具有低输入电流纹波和开关器件应力小等优点的三绕组耦合电感的双极性输出高增益 DC-DC 变换器, 可通过开关管的导通时间和耦合电感匝比对变换器的输出电压进行调节。该研究深入探讨该变换器的拓扑结构推演过程、工作原理及其工作模态, 对变换器的电压增益和各元器件的电压和电流应力进行理论推导与数值计算, 同时对其进行了效率分析和与其他高增益 DC-DC 变换器之间的电路性能比较。最终搭建了用于验证该变换器工作性能的工频为 50 kHz, 输入功率为 200 W, 输入电压为 28 V, 输出电压分别为 190 V 和 -190 V 的实验样机, 并且根据输入电流纹波比选取合适的输入电感。实验在满载 (200 W) 的条件下, 进行了输入电压 24, 28 和 32 V 升至输出电压 380 V 的全面测试, 并展示了它们的输入电流和输出电压波形图。当实验在半载和满载条件进行时, 变换器的效率为 95.65% 和 93.63%, 这些实验结论表明该变换器所具备的特性为其在高频高效工作状态下运行创造了有利条件, 在电力行业具有广泛的应用空间和重大的研究价值。

关键词: 双极性直流微电网; 三绕组耦合电感; DC-DC 变换器; 高电压增益; 低输入电流纹波

中图分类号: TH701 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 460.4031

A three-winding coupled-inductor bipolar-output high-gain DC-DC converter

Chen Xianjun¹, Zhou Mingzhu¹, Shang Yunhui¹, Mao Xingkui^{1,2}, Zhang Yiming^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China; 2. Fujian Engineering Research Center of High Energy Batteries and New Energy Equipment & Systems, Fuzhou 350108, China)

Abstract: The bipolar DC microgrid system represents an innovative power supply architecture offering high reliability, flexibility, and efficiency. Building upon advanced research findings, this study proposes a three-winding coupled-inductor bipolar-output high-gain DC-DC converter. By incorporating coupled inductor coils and a switched-capacitor boosting mechanism into a bipolar-output three-level Boost converter topology, the proposed converter achieves low input current ripple and reduced stress on switching devices. The output voltages can be regulated via the switch duty cycle and the turns ratio of the coupled inductor. This paper presents the topology derivation, operating principles, and mode analysis of the proposed converter. The voltage gain, along with the voltage and current stresses on key components, is theoretically derived and numerically evaluated. A comparative analysis is conducted against existing high-gain DC-DC converters to highlight the advantages in efficiency and performance. Furthermore, the efficiency of the converter is thoroughly analyzed. An experimental prototype was developed to validate the converter's performance. The prototype operates at a switching frequency of 50 kHz, with an input voltage of 28 V and an input power of 200 W, delivering bipolar output voltages of +190 V and -190 V. A suitable input inductor is selected based on the desired input current ripple ratio. Full-load tests (200 W) were conducted at input voltages of 24, 28, and 32 V, with the system successfully boosting to a total output voltage of 380 V. Experimental waveforms of input current and output voltage are presented under both half-load and full-load conditions, demonstrating efficiencies of 95.65% and 93.63%, respectively. These results confirm that the proposed converter performs efficiently under high-frequency operation, making it highly suitable for applications requiring high efficiency and compact design. The converter shows strong potential

for widespread application and holds significant research value in the field of electric power systems.

Keywords: bipolar DC microgrid; triple-winding coupled inductor; DC-DC converter; high voltage gain; low input current ripple

0 引言

直流微电网由于不存在电源同步,因此避免了谐波和无功功率所带来的影响,可以很容易地实现控制。并且随着可再生能源的广泛应用,直流微电网技术因其可靠性和高效率而受到研究人员的极大关注和研究^[1-3]。双极性直流微电网不仅具有直流微电网的一般优点,而且还便于电气设备、分布式电源的接入和被用作连接各种可再生能源和新兴负载的解决方案。因此,双极性直流微电网作为一种新型电力系统架构,它可以有效提高直流电源系统的灵活性和可靠性^[4-7]。

近年来,具有高电压增益的 DC-DC 变换器在电力电子领域备受关注,已成为电力电子领域中重要的研究方向。研究发现多种技术可以将光伏组件产生的低电压转化为高电压^[8]。理论上,传统的升压变换器可以通过接近 1 的大占空比来实现高电压增益,但这通常导致高导通损耗,最终导致变换器整体性能下降。传统的升压变换器在高压应用中缺点明显,开关管必须承受高电压应力,并且输出二极管中存在着严重的反向恢复损耗^[9]。文献[10-11]所述变换器在达到高升压比输出的同时,可有效抑制输入电流纹波并降低电源开关的电压应力,能有效提高电源系统的稳定性,这是通过在传统升压变换器的基础上,为其配置包括电容和耦合电感的独特拓扑结构。文献[12]中变换器的拓扑结构具有低输入电流纹波,并且能有效延长可再生能源组件和燃料电池的使用寿命。

文献[13-14]研究的是输入电流连续的非隔离型双极性输出 DC-DC 变换器,该变换器的缺点会导致输出电压无法均衡,并且该变换器的效率较低。文献[15]中,提出了改进型 Sepic 变换器,该变换器可以减小由于开关频率增加而引起的开关损耗,但是电压增益效果一般,在 8~9 倍范围内。文献[16]中提出了一种基于集成 Boost-Cuk 拓扑的新型高升压双极性输出 DC-DC 变换器,当中的双开关变换器采用有源箝位拓扑,可以吸收耦合线圈的泄漏能量。然而,输入和耦合线圈之间的串联耦合产生了高输入电流纹波,这会限制了其在可再生能源中的应用。通过以上的文献分析可知,每一种变换器都有各自的优缺点,也间接体现了变换器加入耦合电感的优势。文献[17-18]中进行了不同变换器之间的比较,加入耦合电感的变换器相较于未采用耦合电感的变换器,在结构上更加简化,成本更低,并且更易于实现较高的升压性能。文献[19-20]提到耦合电感的高匝比虽能实现高电

压增益,但高匝比会产生较大的漏感和绕组等效串联电阻(equivalent series resistance, ESR),这会降低变换器的效率和使用寿命,另一个缺点是造成元器件的电压应力较高,会影响到器件的 ESR、二极管的导通电阻以及反向恢复特性等。引入多绕组耦合电感,不仅能对变换器的性能进行优化,还能减少成本。为进一步提升变换器的性能,文献[21-22]中加入耦合电感的变换器无需调整到极端占空比即可实现高电压变换。

为了让变压器工作在最佳状态,需要考虑其电压增益和效率,文献[23-26]中双极性直流微电网需要大量独立的 DC-DC 变换器,直流微电网系统普遍采用非隔离式高升压 DC-DC 变换器,通过优化电路设计,能有效提高系统的电压增益,满足系统对高压输出的要求,并且多绕组耦合电感技术在高增益 DC-DC 变换器拓扑设计中会展现其显著的优势。在变换器设计中引入耦合电感,可以显著拓展其输出电压的调节范围。为了使变换器实现高效率和高增益,三绕组耦合电感技术是一套有效的方案,并且可调节变换器上耦合电感间的匝数比和开关上的占空比来有效提升输出电压^[27]。

为了综合以上观点的优势并且对其进行详细分析,该研究提出一种三绕组耦合电感的双极性输出高增益 DC-DC 变换器的设计方案,充分发挥了耦合电感在拓展电压增益和提高转换效率方面的优势,电压增益的控制自由度通过加入三绕组耦合电感得到了增加,并且还可以提高磁芯利用率^[28],这样有助于提高系统的动态响应性能和稳定性,与非耦合电感的变换器相比,加入耦合电感的变换器中每个绕组的体积更小^[29]。该变换器通过适当调节开关上的占空比和耦合电感绕组之间的匝比,能够灵活地调节双极性输出电压,通过谐振回路(耦合电感漏感与电容)作用和对驱动电路的优化,对提升输出电压稳定性起到了关键作用^[30-31]。利用输入电流低纹波技术、多绕组耦合电感技术和元器件损耗优化来解决现有双极性高增益变换器效率受限的问题,并且可以调整输出负载的电阻值来改变输入输出功率,进而找到变换器最佳的工作性能。在本次实验当中,搭建了一台 50 kHz、200 W、28~380 V 的实验样机。

1 所提出的变换器

1.1 变换器结构

变换器的结构如图 1 所示,这种结构基于三电平 Boost 变换器上引入三绕组耦合电感和开关电容升压技术以实现高电压输出。

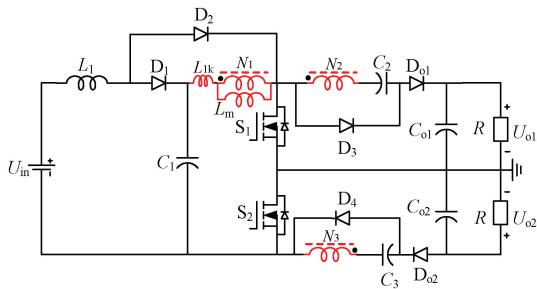


图1 所提变换器等效电路

Fig. 1 Equivalent circuit of the proposed converter

该变换器拓扑结构推演过程如图2所示。该变换器

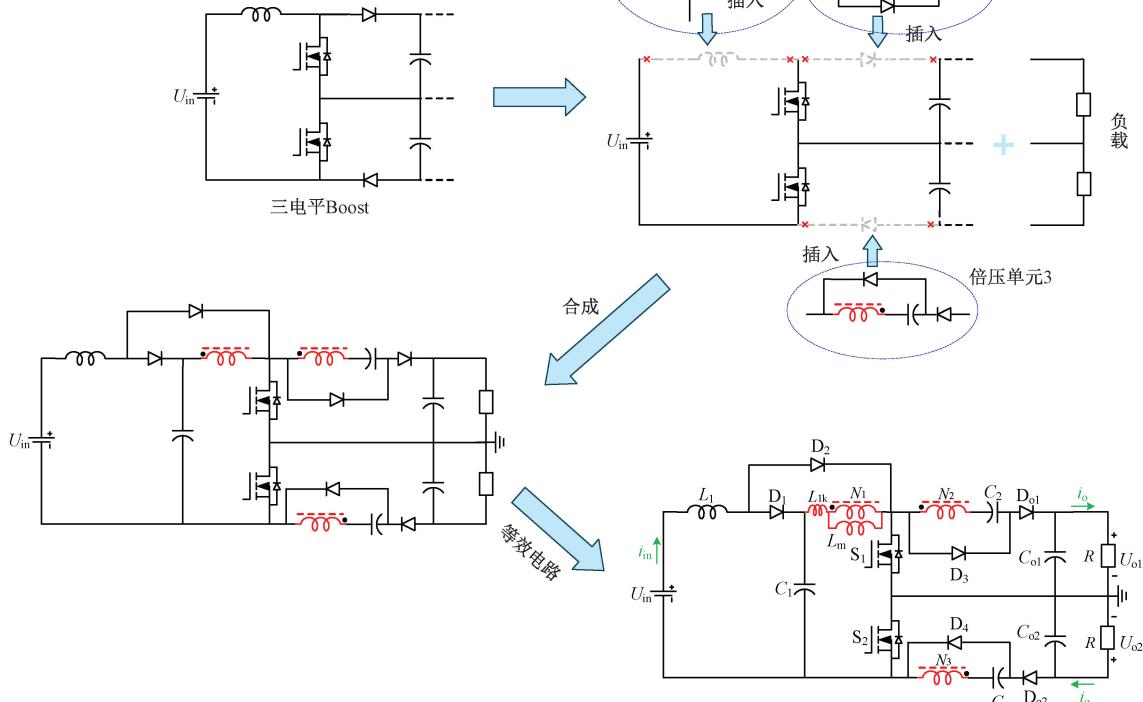


图2 所提双极性输出高增益DC-DC变换器拓扑结构推演

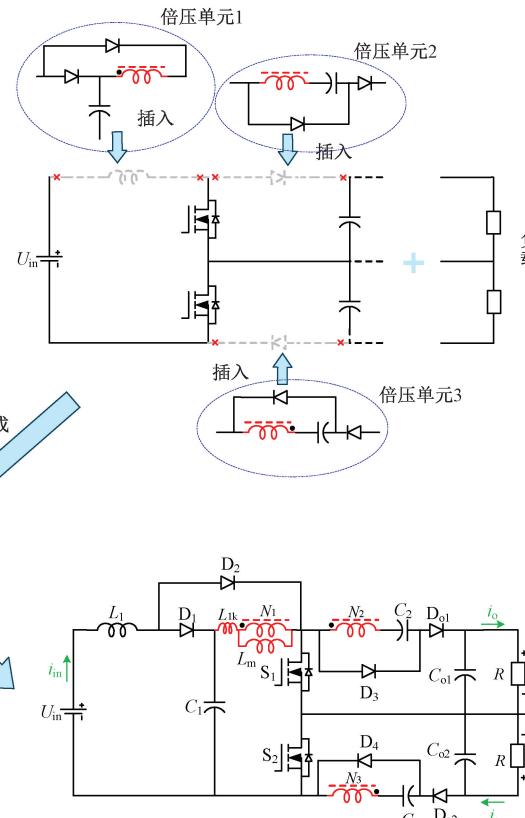
Fig. 2 Topology derivation of the proposed bipolar output high gain DC-DC converter

1) 模态1 (t_0-t_1): 如图4(a)所示的情况下, 当时刻为 t_0 时, 变换器中的开关管 S_1 和 S_2 同时接收到触发脉冲信号导通。在这状态下, 输入电感 L_1 的电流开始增加, 并且输入电压 U_{in} 通过二极管 D_1 为励磁电感充电, 因此励磁电流 i_{Lm} 开始上升。耦合电感绕组 N_2 、 N_3 处于放电状态, 并且它们为负载提供其储存的能量。电容 C_1 、 C_2 和 C_3 处于充电状态。同时, 开关管 S_1 和 S_2 的两端电压都开始逐渐降低, 当它们的电压都降为0时, 此工作状态结束。

由一个输入电感 L_1 , 两个开关管 S_1 和 S_2 , 6个二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_{o1} 和 D_{o2} , 5个电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_{o1} 和 C_{o2} 以及一个三绕组耦合电感 N_1 、 N_2 和 N_3 组成, 三绕组耦合线圈的匝比为 $1:n_1:n_2$, 其中将 n_1 和 n_2 定义为 $n_1=N_2/N_1$ 和 $n_2=N_3/N_1$ 。

1.2 变换器工作模态

为了简化电路分析, 假设变换器的所有器件均在理想条件下工作, 不存在非理想因素对变换器电路性能的影响, 电容两端的电压在一个工作周期内保持不变。如图3所示为变换器中主要器件理论分析的波形图, 考虑了变换器4个时间段的工作模态。



2) 模态2 (t_1-t_2): 如图4(b)所示的情况下, 当时刻为 t_1 时, 变换器中的开关管 S_1 、 S_2 均已完全导通。二极管 D_2 、 D_3 和 D_4 完全导通, 而二极管 D_1 、 D_{o1} 和 D_{o2} 则处于关断状态。在这模态下, 输入电压 U_{in} 将自身能量经开关管 S_1 、 S_2 传输到电感 L_1 , 使得流过电感 L_1 的电流线性增加。与此同时, 电容 C_{o1} 和 C_{o2} 通过放电向负载释放储存的能量, 从而保持负载电压的恒定。原边耦合绕组 N_1 将能量传递到电容 C_1 。副边耦合绕组 N_2 、 N_3 分别通过二极管 D_3 和 D_4 向电容 C_2 和 C_3 充电。

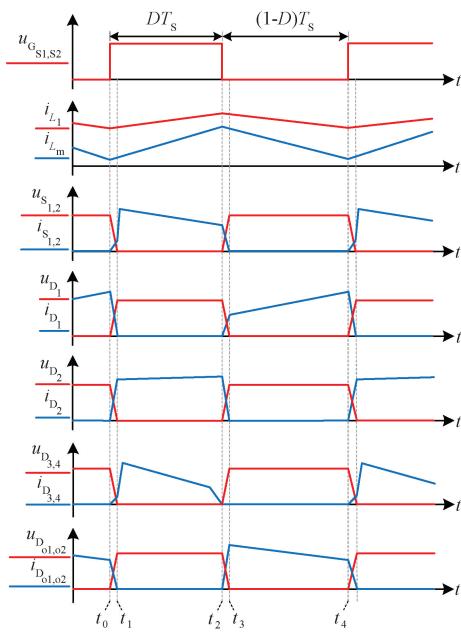


图 3 主要器件关键波形图

Fig. 3 Key waveforms of main components

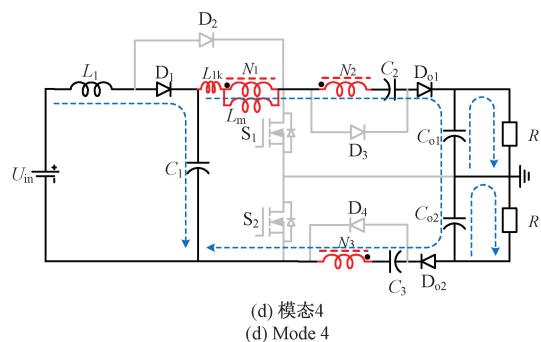
(d) 模态4
(d) Mode 4

图 4 所提变换器工作模态

Fig. 4 Operating modes of the proposed converter

开关管 S_1, S_2 接收到关断信号时,此工作状态结束。

3) 模态 3 (t_2-t_3): 如图 4(c) 所示的情况下,当时刻为 t_2 时,变换器中的开关管 S_1 和 S_2 同时接收到关断脉冲信号开始关断,开关管上的电流迅速减小。并且二极管 D_1, D_{01} 和 D_{02} 导通,而二极管 D_2 仍然保持导通状态,二极管 D_3 和 D_4 则进入关断状态。励磁电感 L_m 把自身的能量传输到电容 C_1 ,并且电感 L_1 经二极管 D_1 向电容 C_1 传输能量。当二极管 D_2 完全关断时,此工作状态结束。

4) 模态 4 (t_3-t_4): 如图 4(d) 所示的情况下,当时刻为 t_3 时,二极管 D_1, D_{01} 和 D_{02} 完全导通,二极管 D_2, D_3 和 D_4 完全关断,并且开关管 S_1 和 S_2 完全关断。输入电压 U_{in} 、输入电感 L_1 、励磁电感 L_m 、耦合电感绕组 N_1, N_2 和电容 C_2 ,通过二极管 D_1 和 D_{01} 向负载提供能量。电感 L_1 的能量被传递到电容 C_1 上,此时输入电感 L_1 的电流就会线性减小,此时励磁电流 i_{L_m} 也会线性减小。

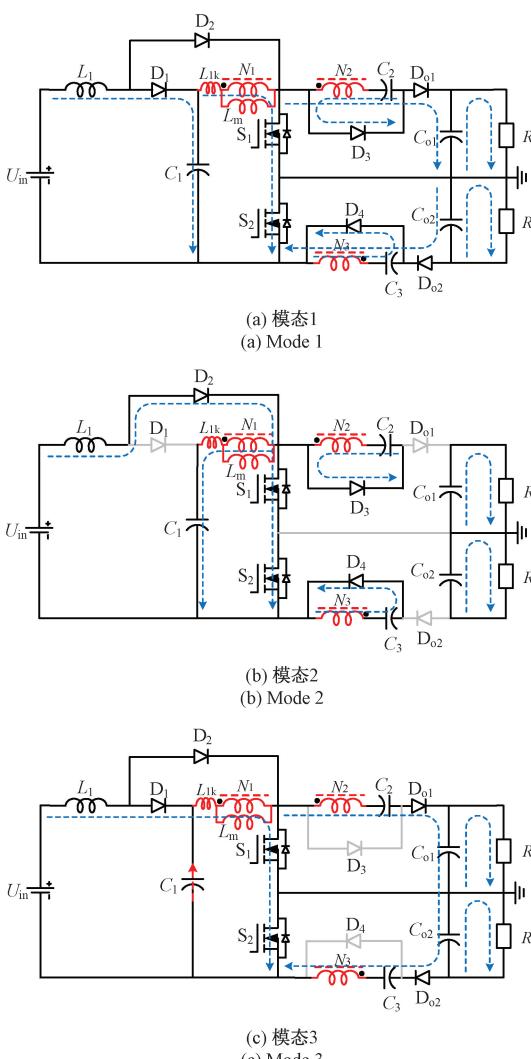
2 稳态分析

2.1 电压增益

由于模态 1 和 3 所占时间极短,电感电流和电容电压都不能突变,对推导电压和电流应力没有多大影响。并且损耗分析里的计算损耗分析包含了模态 1 和 3 的损耗分析,因此在电压增益分析中不考虑模态 1 和 3,仅考虑模态 2 和 4。定义原边耦合系数 $k_1 = L_{N1}/(L_{N1} + L_{1k})$,其中 L_{1k} 是该变换器耦合电感 N_1 侧的漏感; L_{N1} 是该变换器耦合电感 N_1 侧的感量。

当开关管导通时,如图 4(b) 所示,输入电感和耦合电感两端的电压为:

$$\begin{cases} U_{L1_ON} = U_{in} \\ U_{N1_ON}/k_1 = U_{C1} \\ U_{N2_ON} = U_{C2}, U_{N3_ON} = U_{C3} \\ U_{N2_ON} = n_1 U_{N1_ON}, U_{N3_ON} = n_2 U_{N1_ON} \end{cases} \quad (1)$$



当开关管关断时,如图4(d)所示,输入电感和耦合电感两端的电压为:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{L1_OFF} = U_{in} - U_{C1} \\ U_{N1_OFF}/k_1 + U_{N2_OFF} + U_{N3_OFF} = \\ \quad U_{C1} + U_{C2} + U_{C3} - U_o \\ U_{N2_OFF} = n_1 U_{N1_OFF} \\ U_{N3_OFF} = n_2 U_{N1_OFF} \\ U_o = U_{C01} + U_{C02} \end{array} \right. \quad (2)$$

根据电感元件的伏秒平衡理论可以得出:

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_0^{DT_s} U_{L1_ON} dt + \int_{DT_s}^{T_s} U_{L1_OFF} dt = 0 \\ \int_0^{DT_s} U_{Ni_ON} dt + \int_{DT_s}^{T_s} U_{Ni_OFF} dt = 0, \quad i = 1, 2, 3 \end{array} \right. \quad (3)$$

联立式(1)~(3)可以推出该变换器的输出电压为:

$$U_o = \frac{(1 + n_1 k_1 + n_2 k_1)}{(1 - D)^2} U_{in} \quad (4)$$

则变换器原边含漏感的电压增益可表示为:

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{o1}^* = \frac{U_{o1}}{U_{in}} = \frac{1 + n_1 k_1 + n_2 k_1}{2(1 - D)^2} \\ G_{o2}^* = \frac{U_{o2}}{U_{in}} = -\frac{1 + n_1 k_1 + n_2 k_1}{2(1 - D)^2} \\ G_o^* = \frac{U_{o1} - U_{o2}}{U_{in}} = \frac{1 + n_1 k_1 + n_2 k_1}{(1 - D)^2} \end{array} \right. \quad (5)$$

如图5所示为该变换器原边含漏电感的电压增益 G_o^* 与占空比D之间的关系曲线图。

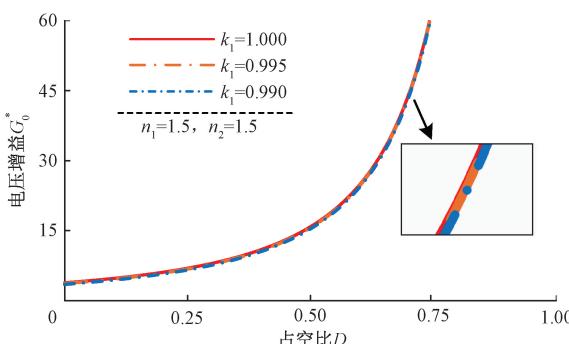


图5 电压增益 G_o^* 与占空比D的关系

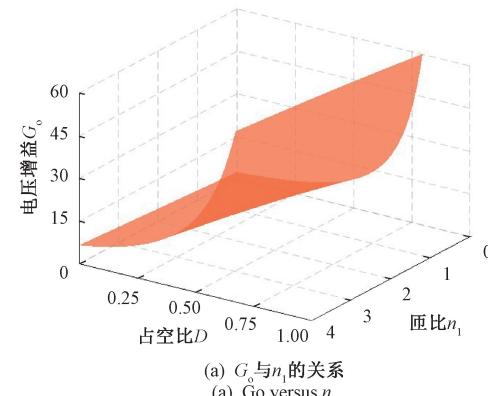
Fig. 5 Voltage gain G_o^* versus duty cycle D

根据实际测量 $L_{N1} = 259 \mu\text{H}$, $L_{1k} = 1.3 \mu\text{H}$, k_1 的实际值为0.995,由图5分析可知,原边漏感对电压增益的影响相对较小,一般情况下,理论值与实测值误差<5%时,可以忽略漏感的影响。当 $k_1 = 1$ 时,电压增益约为13.717,当 $k_1 = 0.990$ 时,电压增益约为13.615,通过 k_1 在0.990和1之间取值可知,电压增益误差<5%,所以该研究忽略漏感的影响。

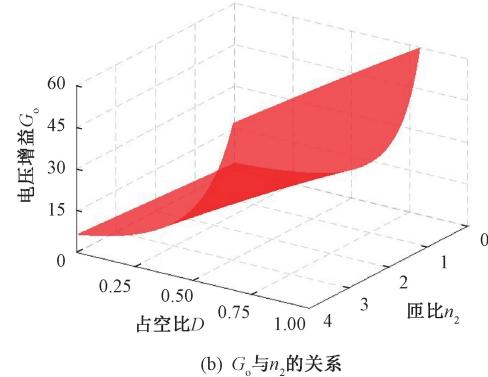
当忽略原边漏感的影响时 $k_1 = 1$,则电压增益为:

$$G_o = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1 + n_1 + n_2}{(1 - D)^2} \quad (6)$$

如图6(a)所示,当 $n_2 = 1.5$ 时,电压增益 G_o 与占空比D和匝比 n_1 的三维关系图;如图6(b)所示,当 $n_1 = 1.5$ 时,电压增益 G_o 与占空比D和匝比 n_2 的三维关系图。由图6可知,电压增益 G_o 随着占空比D、匝比 n_1 和匝比 n_2 增大而增大,并且在占空比为0时,二者的电压增益 G_o 变化范围都是从2.5~6.5,当占空比为1时,二者的 G_o 都为无穷大。



(a) G_o 与 n_1 的关系
(a) G_o versus n_1



(b) G_o 与 n_2 的关系
(b) G_o versus n_2

图6 电压增益 G_o 与占空比和匝数比的关系

Fig. 6 Voltage gain G_o versus duty cycle and turn ratio

2.2 元器件的电压和电流应力

变换器中电容 C_1 的电压应力可以由输入电感 L_1 的伏秒平衡理论并联立式(1)和(2)得到:

$$\int_0^{DT_s} U_{in} dt + \int_{DT_s}^{T_s} (U_{in} - U_{C1}) dt = 0 \quad (7)$$

整理上述方程并且联立式(6)可得到:

$$U_{C1} = \frac{1}{1 - D} U_{in} = \frac{1 - D}{1 + n_1 + n_2} U_o \quad (8)$$

变换器中电容 C_2 和 C_3 的电压应力可以根据三绕组耦合电感 N_1 、 N_2 和 N_3 的伏秒平衡理论并联立式(1)和(2)可得到:

$$\begin{cases} \int_0^{DT_S} U_{c1} dt + \int_{DT_S}^{T_S} U_{N1_OFF} dt = 0 \\ \int_0^{DT_S} U_{c2} dt + \int_{DT_S}^{T_S} n_1 U_{N1_OFF} dt = 0 \\ \int_0^{DT_S} U_{c3} dt + \int_{DT_S}^{T_S} n_2 U_{N1_OFF} dt = 0 \\ U_{N1_OFF} = \frac{(U_{c1} + U_{c2} + U_{c3} - U_o)}{1 + n_1 + n_2} \end{cases} \quad (9)$$

整理上述方程并且联立式(6)和(8)可得到:

$$\begin{cases} U_{c2} = \frac{n_1}{1 - D} U_{in} = \frac{n_1(1 - D)}{1 + n_1 + n_2} U_o \\ U_{c3} = \frac{n_2}{1 - D} U_{in} = \frac{n_2(1 - D)}{1 + n_1 + n_2} U_o \end{cases} \quad (10)$$

变换器中电容 C_{o1} 和 C_{o2} 的电压应力根据式(2)和(6)可得到:

$$U_{co1} = U_{co2} = \frac{1 + n_1 + n_2}{2(1 - D)^2} U_{in} = \frac{1}{2} U_o \quad (11)$$

变换器中开关管 S_1 和 S_2 的电压应力根据对图 4 中模态 4 分析, 使用基尔霍夫电压定律 (Kirchhoff voltage law, KVL) 可得到:

$$U_{s1} = U_{s2} = \frac{U_{c1} - U_{N1_OFF}}{2} \quad (12)$$

整理上述方程并且联立式(8)~(10)可得到:

$$U_{s1} = U_{s2} = \frac{1}{2(1 + n_1 + n_2)} U_o \quad (13)$$

变换器中二极管 D_1 和 D_2 的电压应力分别根据对图 4 中模态 2 和 4 分析, 使用 KVL 并联立式(6)、(8)~(10)可得到:

$$\begin{cases} U_{p1} = \frac{1}{1 - D} U_{in} = \frac{1 - D}{1 + n_1 + n_2} U_o \\ U_{p2} = \frac{D}{(1 - D)^2} U_{in} = \frac{D}{1 + n_1 + n_2} U_o \end{cases} \quad (14)$$

变换器中二极管 D_3 和 D_4 的电压应力根据对图 4 中模态 4 分析, 使用 KVL 并联立式(6)、(8)~(10)可得到:

$$\begin{cases} U_{p3} = \frac{n_1}{(1 - D)^2} U_{in} = \frac{n_1}{1 + n_1 + n_2} U_o \\ U_{p4} = \frac{n_2}{(1 - D)^2} U_{in} = \frac{n_2}{1 + n_1 + n_2} U_o \end{cases} \quad (15)$$

变换器中二极管 D_{o1} 和 D_{o2} 的电压应力根据对图 4 中模态 2 分析, 使用 KVL 并联立式(6)、(8)~(10)可得到:

$$U_{do1} = U_{do2} = \frac{1 + n_1 + n_2}{2(1 - D)^2} U_{in} = \frac{1}{2} U_o \quad (16)$$

如图 7 所示为开关器件的电压应力与占空比 D 之间的关系。当 $n_1 = n_2 = 1.5$, 占空比 D 从 0~1 变化时, 二极管 D_1 和 D_2 的电压应力相应的线性减小和线性增大, 其

余开关器件的电压应力在占空比调节范围内保持不变。基于对其拓扑结构与图示分析, 各开关器件的电压应力明显低于输出电压。

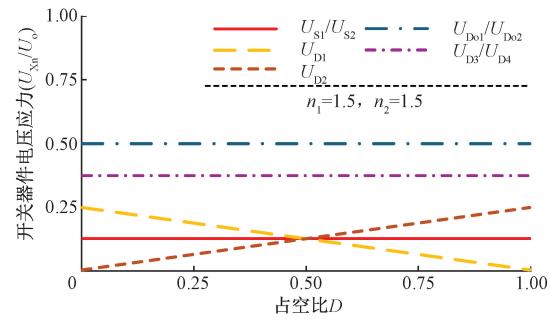


图 7 开关器件电压应力

Fig. 7 Voltage stress of the switching devices

根据对图 4 中模态 2 和 4 分析, 当开关管 S_1 和 S_2 导通时, 变换器中各个电容电流可分别表示为:

$$\begin{cases} I_{c1_ON} = I_{in} - I_{s1} \\ I_{c2_ON} = I_{d3} \\ I_{c3_ON} = I_{d4} \\ I_{co1_ON} = I_{co2_ON} = -I_o \end{cases} \quad (17)$$

当开关管 S_1 和 S_2 关断时, 变换器中各个电容电流可分别表示为:

$$\begin{cases} I_{c1_OFF} = I_{d1} - I_{do1} \\ I_{c2_OFF} = -I_{do1} \\ I_{c3_OFF} = -I_{do2} \\ I_{co1_OFF} = I_{do1} - I_o \\ I_{co2_OFF} = I_{do2} - I_o \end{cases} \quad (18)$$

根据电路输入输出功率的守恒定律并且联立式(5)和(6)可得到:

$$I_{in} = G_{o1} I_o - G_{o2} I_o = G_o I_o \quad (19)$$

利用电容的安秒平衡理论可以得出:

$$\int_0^{DT_S} i_{c1_ON} dt + \int_{DT_S}^{T_S} i_{c1_OFF} dt = 0, \quad i = 1, 2, 3, o1, o2 \quad (20)$$

变换器中开关管和二极管的电流应力可以由电容的安秒平衡理论并联立式(17)、(18)得到:

$$\begin{cases} \int_0^{DT_S} (I_{in} - I_{s1}) dt + \int_{DT_S}^{T_S} (I_{d1} - I_{do1}) dt = 0 \\ \int_0^{DT_S} I_{d3} dt + \int_{DT_S}^{T_S} -I_{do1} dt = 0 \\ \int_0^{DT_S} I_{d4} dt + \int_{DT_S}^{T_S} -I_{do2} dt = 0 \\ \int_0^{DT_S} -I_o dt + \int_{DT_S}^{T_S} I_{do1} - I_o dt = 0 \\ \int_0^{DT_S} -I_o dt + \int_{DT_S}^{T_S} I_{do2} - I_o dt = 0 \end{cases} \quad (21)$$

整理上述方程并且联立式(19)可得到:

$$\begin{cases} I_{S1} = I_{S2} = \frac{I_o(G_o - 1)}{D} \\ I_{D1} = I_{D2} = G_o I_o \\ I_{D3} = I_{D4} = \frac{1}{D} I_o \\ I_{D_{o1}} = I_{D_{o2}} = \frac{1}{1 - D} I_o \end{cases} \quad (22)$$

如图 8 所示为各个开关器件电流应力与占空比 D 之间的关系,当 $n_1 = n_2 = 1.5$,占空比 D 从 0~1 变化时,开关管 S_1 、 S_2 的电流应力先减小然后再增大,并且其余开关器件所承受的电流应力随占空比 D 变化依次呈增大或减小的趋势。通过上述所展示的电压增益、开关器件的电压应力和开关器件的电流应力曲线图,并且为了进一步优化开关器件电压应力和电流应力的分布,综合选取占空比 $D = 0.46$ 。

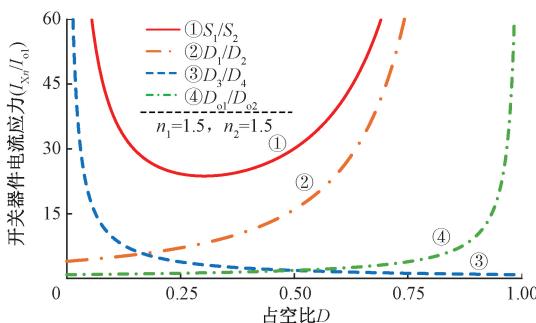


图 8 开关器件电流应力

Fig. 8 The current stress of the switching devices

2.3 效率分析

效率分析在此实验当中是不可或缺的,为了增加此次实验的可靠性和真实性,对变换器在实验中产生的功率损耗进行分析,如图 9 所示为变换器带寄生参数的等效电路图。功率损耗主要来自变换器中开关器件的开关瞬态、导通压降和储能元件之间 ESR 所产生的损耗。为了方便计算,定义二极管 D_1 ~ D_{o2} 导通时的压降为 U_{FD} ,导

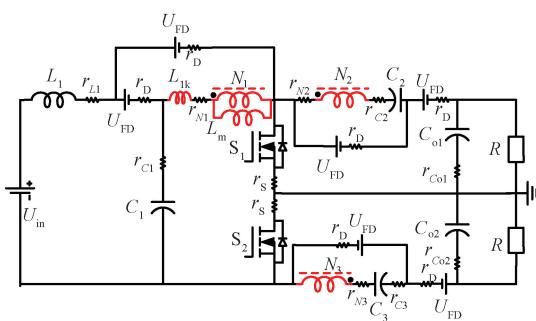


图 9 带寄生参数的等效电路

Fig. 9 Equivalent circuit with parasitic parameters

通时的电阻为 r_D ;开关管 S_1 和 S_2 导通时的等效电阻都定义为 r_S ,并定义开关管(场效应管)的导通上升时间为 t_{on} ,导通下降时间为 t_{off} 。输入电感的 ESR 为 r_{L1} ,耦合电感的 ESR 为 $r_{N1} - r_{N3}$,电容 $C_1 - C_{o2}$ 的 ESR 为 $r_{C1} - r_{C_{o2}}$ 。

变换器中开关管 S_1 的导通损耗为:

$$P_{cond_S1} = \frac{1}{T} \int_0^T r_S i_{S1}^2 dt = r_S I_{S1_rms}^2 \quad (23)$$

开关管 S_1 的开关损耗为:

$$P_{SW_S1} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} U_{S1} i_{S1} dt + \int_0^{t_{off}} U_{S1} i_{S1} dt \right) = \frac{1}{6} U_{S1} f_S I_{S1} (t_{on} + t_{off}) \quad (24)$$

由于开关管 S_1 和 S_2 导通损耗和开关损耗相等,因此开关管总损耗为:

$$\frac{(G_o - 1)^2}{D} \frac{r_S P_o}{R} + \frac{f_S (t_{on} + t_{off})}{24} \frac{(G_o - 1)}{D} P_o \quad (25)$$

在二极管中,损耗包含了导通损耗和开关损耗,其总的导通损耗为:

$$P_{cond_Di} = \frac{1}{T} \int_0^T (U_{FD} i_{Di} + r_D i_{Di}^2) dt = U_{FD} I_{Di_ave} + r_D I_{Di_rms}^2, \quad i = 1, 2, 3, 4, o1, o2 \quad (26)$$

二极管的总开关损耗为:

$$P_{SW_Di} = \frac{1}{T} \int_0^{t_b} P_{Di}(t) dt = \frac{1}{6} f_S U_{Di} I_{rr} t_b, \quad i = 1, 2, o1, o2 \quad (27)$$

式中:由于二极管 D_3 和 D_4 实现了零电流关断,所以这两个二极管没有开关损耗, I_{rr} 为二极管的反向恢复电流, t_b 为二极管的反向恢复时间。

二极管总损耗为:

$$P_{Di_Loss} = \sum (P_{cond_Di} + P_{SW_Di}) = U_{FD} (4 + G_o) \sqrt{\frac{P_o}{2R}} + \frac{r_D (G_o D - G_o^2 D^2 + 2)}{(1 - D) D} \frac{P_o}{2R} + \frac{5 f_S I_{rr} t_b}{24} \sqrt{2 R P_o}, \quad i = 1, 2, 3, 4, o1, o2 \quad (28)$$

输入电感的 ESR 损耗为:

$$P_{rL} = r_{L1} I_{L1_rms}^2 = r_{L1} G_o^2 \frac{P_o}{2R} \quad (29)$$

变换器中三绕组耦合电感的 ESR 损耗为:

$$P_{rN} = r_{N1} I_{N1_rms}^2 + r_{N2} I_{N2_rms}^2 + r_{N3} I_{N3_rms}^2 = \frac{(G_o D - G_o + 1)^2 r_{N1}}{D(1 - D)} \frac{P_o}{2R} + (G_o^2 (D - 1) + 2G_o) r_{N1} \frac{P_o}{2R} + \frac{2r_{N2}}{D(1 - D)} \frac{P_o}{2R} \quad (30)$$

变换器中电容的 ESR 损耗为:

$$P_{C_Loss} = \sum r_{Ci} I_{Ci_rms}^2 = \frac{(G_o D - G_o + 1)^2 r_{C1} P_o}{D(1-D) 2R} + \frac{2r_{C2}}{D(1-D) 2R} \frac{P_o}{2R} + \frac{2r_{Col} D}{(1-D) 2R} \frac{P_o}{2R}, \quad i = 1, 2, 3, o1, o2 \quad (31)$$

所以,由式(23)~(31)可推出该变换器的总功率损耗为:

$$P_{LOSS} = P_{S_Loss} + P_{D_Loss} + P_{rN} + P_{C_Loss} \quad (32)$$

如图 10 所示,通过计算变换器在 $P_o = 200$ W 时各个器件的损耗,可以得出各个器件的损耗在总损耗中的占比,在图 10 中,二极管的损耗占比大约为 47.5%、开关管的损耗占比大约为 30.7%、输入电感的损耗占比大约为 14.9%、耦合电感的损耗占比大约为 6.5%、电容损耗占比大约为 0.4%。

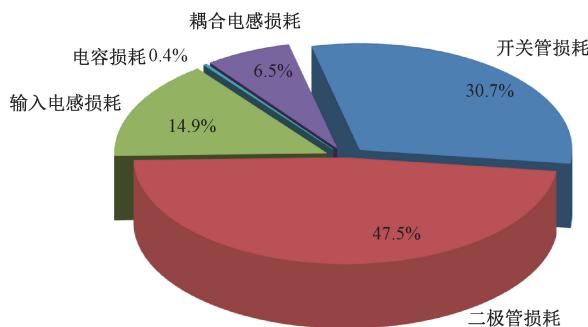


图 10 各个器件损耗与总损耗占比

Fig. 10 Plot of individual device losses as a percentage of total losses

在对各种元器件的数据手册进行参考后,定义了各个开关器件的寄生参数数值,相关寄生参数如表 1 所示。

表 1 寄生参数值

Table 1 Parasitic parameter values of devices

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|---------------|-------|----------------------------|-------|
| U_{FD}/V | 0.58 | r_{N1}/Ω | 0.023 |
| $r_s/m\Omega$ | 8.000 | r_{N2}/Ω | 0.086 |
| $r_D/m\Omega$ | 3.700 | r_{N3}/Ω | 0.086 |
| t_{on}/ns | 105 | r_{L1}/Ω | 0.034 |
| t_{off}/ns | 74 | $r_{C1}/m\Omega$ | 0.500 |
| t_b/ns | 22 | $r_{C2}, r_{C3}/m\Omega$ | 1.000 |
| I_n/A | 0.25 | $r_{Col}, r_{Co2}/m\Omega$ | 9.000 |

变换器输出功率与理论效率之间的关系曲线图在占空比 $D = 0.46$ 的实验条件下进行绘制,如图 11 所示,当输出功率从 0~200 W 逐渐递增时,一开始变换器的效率随着输出功率的增加,效率逐渐提高,但当变换器输出功率超过 11 W 后,效率开始呈下降趋势。

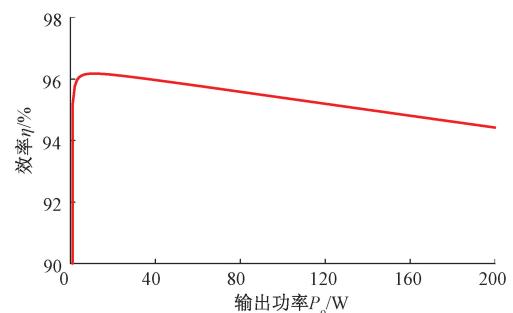


图 11 理论效率与输出功率的关系

Fig. 11 Theoretical efficiency versus the output power

3 电路性能比较

如图 12 所示的曲线图是将该变换器与其他高增益 DC-DC 变换器之间进行电压增益、开关管的电压应力以及最大二极管电压应力的比较。

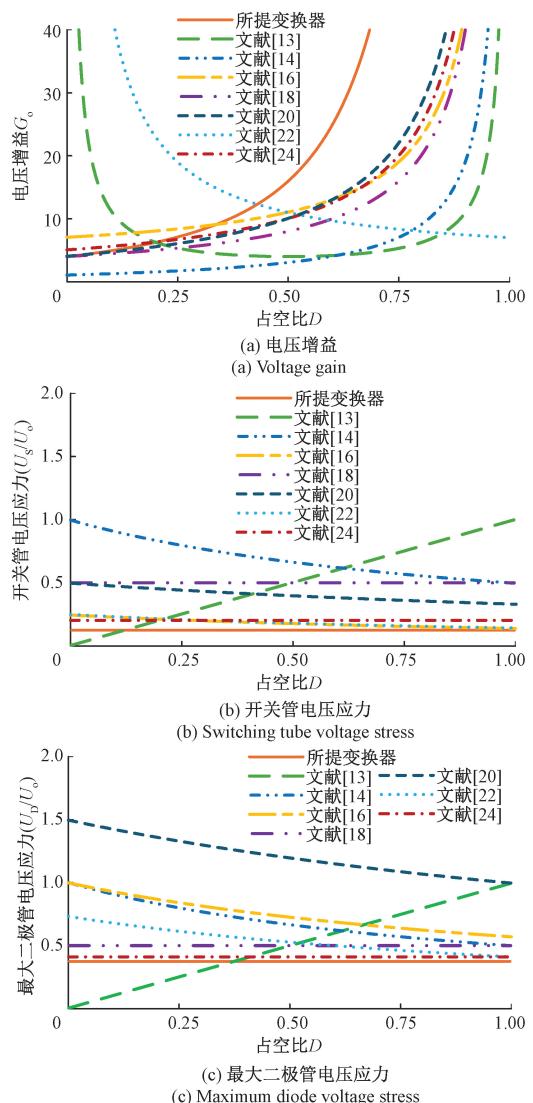


图 12 电路性能比较

Fig. 12 Circuit performance comparison

在图 12 中, 在占空比 $D=0.46$ 附近所提变换器与其他高增益 DC-DC 变换器相比, 具有的电压增益更高, 而文献[14]的电压增益是最低的。该变换器中开关管的电压应力和输出电压的比值也是最低的, 不会因为占空比变化而影响它自身的数值, 并且该研究中的开关管 S_1 和 S_2 同步触发和关断, 减少控制延迟, 确保能量传递路径的一致性, 抑制模态切换时的振荡。该变换器中最大

二极管电压应力相较于其他变换器也是最低的。

如表 2 所示为所提变换器和其他高增益 DC-DC 变换器之间的电路性能比较。表 2 中列出了器件数量、电压增益、开关管电压应力、最大二极管电压应力、在相应实验条件下的效率和输入电流纹波的公式和数据, 并且每个变换器软开关实现的情况都进行了说明(注: 表 2 中 3 W 与 2 W 分别代表三绕组与双绕组耦合电感)。

表 2 与其他高增益 DC-DC 变换器的电路性能比较

Table 2 Comparison of circuit performance with other high gain DC-DC converters

| 变换器 | 器件数量 | | 电压增益 | | | 主开关管 电压应力 | 最大二极管 电压应力 | 效率/实验工况 | 输入电流纹波 | 软开关 |
|------------|-------|------------|------------------------------|---------------------------------|--------------------------------|-------------------------------------|---|--|---|-----------|
| | S/D/C | CL+L | G_{o1} | G_{o2} | G_o | | | | | |
| 文献 [13] | 2/3/3 | 0+3 | $\frac{1}{D}$ | $-\frac{1}{1-D}$ | $\frac{D}{D(1-D)}$ | DU_o | DU_o | 90.1% 25 kHz, 115 W 15 V/(+21 V, -51 V) | $\left(\frac{D}{L_2} - \frac{(1-D)}{L_1}\right) \frac{U_{in}}{f_s}$ | 没有 软开关 |
| 文献 [14] | 1/2/3 | 0+2 | $\frac{1}{1-D}$ | $-\frac{D}{1-D}$ | $\frac{1+D}{1-D}$ | $\frac{U_o}{1+D}$ | $\frac{U_o}{1+D}$ | 92.2% 10 kHz, 150 W 24 V/(+104 V, -8 V) | $\frac{DU_{in}}{I f_s}$ | 没有 软开关 |
| 文献 [16] | 2/3/7 | $1^{2W}+1$ | $\frac{1+n}{1-D}$ | $-n$ | $\frac{(2-D)n+1}{1-D}$ | $\frac{U_o}{1+n+nD}$ | $\frac{(1+n)U_o}{1+n+nD}$ | 96.5% 100 kHz, 200 W 20 V/(+200 V, -200 V) | $\frac{DU_{in}}{I f_s}$ | 全部 软开关 |
| 文献 [18] | 1/7/4 | $1^{2W}+1$ | $\frac{2}{1-D}$ | $-\frac{2}{1-D}$ | $\frac{4}{1-D}$ | $\frac{U_o}{2}$ | $\frac{U_o}{2}$ | 96.6% 50 kHz, 450 W 60 V/(+390 V, -390 V) | $\frac{DU_{in}}{I f_s}$ | 没有 软开关 |
| 文献 [20] | 1/4/5 | $1^{3W}+1$ | | | $\frac{1+n_1+n_2+D}{n_1(1-D)}$ | $\frac{(1+n_1)U_o}{(2+n_1+n_2)G_o}$ | $\frac{(1+n_2)(1+n_1)U_o}{n_1(2+n_1+n_2)G_o}$ | 94.18% 50 kHz, 200 W 28.5 V/400 V | $\frac{DU_{in}}{I f_s}$ | 部分 软开关 |
| 文献 [22] | 1/4/4 | $1^{3W}+0$ | | | $\frac{(1+n_1)D+2+n_2}{D}$ | $\frac{U_o}{(1+n_1)D+2+n_2}$ | $\frac{(1+n_2)U_o}{(1+n_1)D+2+n_2}$ | 97.10% 50 kHz, 200 W 20 V/210 V | $\frac{DU_{in}}{I f_s}$ | 全部 软开关 |
| 文献 [24] | 1/5/5 | $1^{3W}+0$ | | | $\frac{2n+1}{1-D}$ | $\frac{U_o}{2n+1}$ | $\frac{nU_o}{2n+1}$ | 95.5% 50 kHz, 200 W 30 V/400 V | $\frac{DU_{in}}{(1-D)I f_s}$ | 部分 软开关 |
| 所提变 换器 | 2/6/5 | $1^{3W}+1$ | $\frac{1+n_1+n_2}{2(1-D)^2}$ | $-\frac{(1+n_1+n_2)}{2(1-D)^2}$ | $\frac{1+n_1+n_2}{(1-D)^2}$ | $\frac{U_o}{2(1+n_1+n_2)}$ | $\frac{n_1U_o}{1+n_1+n_2}$ | 93.63% 50 kHz, 200 W 28 V/(+190 V, -190 V) | $\frac{DU_{in}}{I f_s}$ | 部分 软开关 |

注:S—开关管、D—二极管、C—电容、L—电感、CL—耦合电感

4 实验结果和分析

为充分验证该变换器理论分析的正确性和可靠性, 设计一台额定功率 200 W ($U_{in}=28$ V, $U_o=380$ V, $U_{o1}=190$ V, $U_{o2}=-190$ V), 实验样机如图 13 所示。变换器的实验电路参数如表 3 所示。

变换器中输入电感的选取, 可以通过公式和理论原理推导得到, 输入电感的计算如式(33)所示。

$$L_1 = \frac{U_{L1_ON} D}{f_s \Delta I_{L1}} \quad (33)$$

因此, 输入电流纹波比可得到:

$$\Delta_{I_{L1}} = \frac{\Delta I_{L1}}{I_{L1}} = \frac{U_{L1_ON} D}{f_s L_1 I_{L1}} = \frac{2RD}{G_o^2 f_s L_1} \quad (34)$$

如图 14 所示的是输入电流纹波比与输入电感 L_1 的关系。通常输入电流纹波约为输入电流平均值的 25%。根据上述实验条件和式(34)得 $L_1 > 141 \mu\text{H}$, 最终选择的输入电感为 $L_1 = 150 \mu\text{H}$ 。

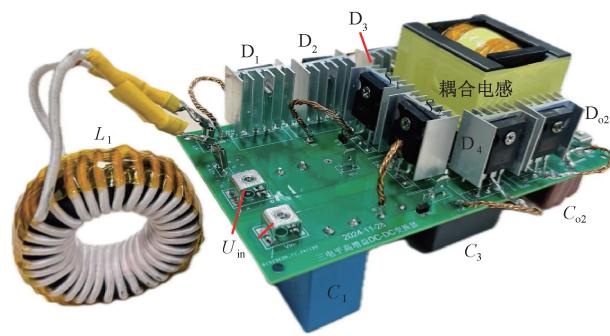


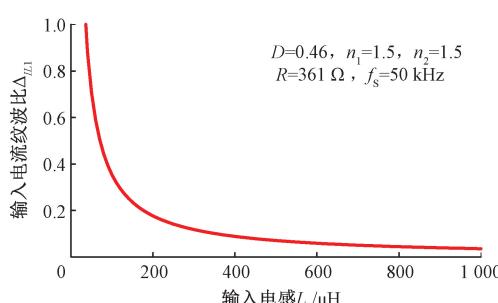
图 13 变换器实验样机

Fig. 13 Experimental prototype of the converter

表 3 变换器实验电路参数

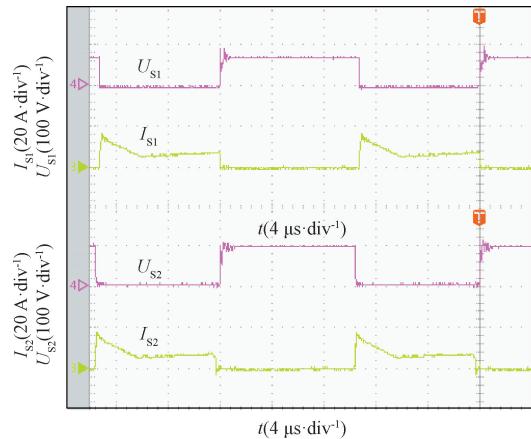
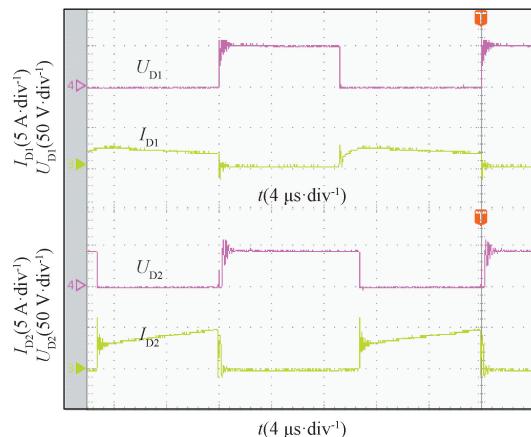
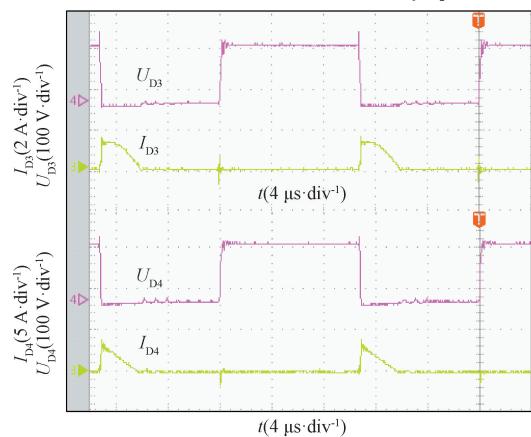
Table 3 Key circuit parameters of the converter

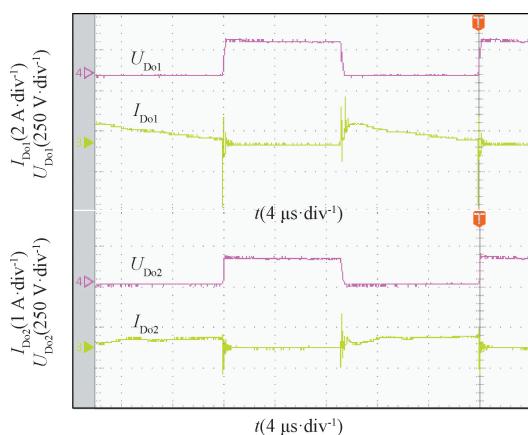
| 符号 | 参数 | 型号与数值 |
|--------------------------|--------|----------------------|
| U_{in} | 输入电压 | 28 V |
| U_{o1}, U_{o2}, U_o | 输出电压 | 190 V, -190 V, 380 V |
| R | 额定负载 | 361 Ω |
| L_1 | 输入电感 | 150 μH |
| L_m | 励磁电感 | 300 μH |
| $N_1 : N_2 : N_3$ | 耦合电感匝比 | 1 : 1.5 : 1.5 |
| S_1, S_2 | 开关管 | IRFP4668PbF |
| $D_{1, 2, 3, 4, o1, o2}$ | 二极管 | STPS60SM200CW |
| C_1 | 电容 | 40 μF |
| C_2, C_3 | 电容 | 20 μF |
| C_{o1}, C_{o2} | 电容 | 4.7 μF |
| f_s | 开关频率 | 50 kHz |
| D | 占空比 | 0.46 |

图 14 输入电流纹波比与输入电感 L_1 的关系Fig. 14 Input current ripple ratio versus input inductor L_1

当 $D=0.46$, $N_1 : N_2 : N_3 = 1 : 1.5 : 1.5$, $U_{in} = 28$ V, $U_o = 380$ V, $f_s = 50$ kHz 时, 如图 15 和 16 所示, 显示了

输出功率 $P_o = 100$ W 和 200 W 时的实验波形(示波器实时采样率为每秒 3 120 万次, 使用 $\pm 1\%$ DC 精度和 $\pm 3\%$ 高频精度的电压探针和电流探针), 图 15 和 16 是在相应实验条件下开关器件的电压和电流波形。如图 15(c) 和 16(c) 所示, 二极管 D_3 和 D_4 都实现了零电流关断。

(a) 开关管 S_1, S_2 的电压和电流
(a) Voltage and current of switch tubes S_1, S_2 (b) 二极管 D_1, D_2 的电压和电流
(b) Voltage and current of diodes D_1, D_2 (c) 二极管 D_3, D_4 的电压和电流
(c) Voltage and current of diodes D_3, D_4

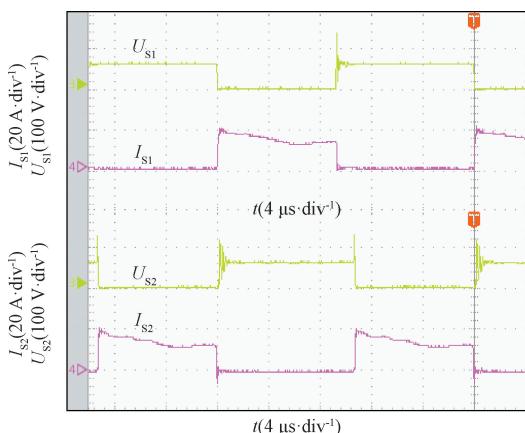


(d) 二极管Do1、Do2的电压和电流
(d) Voltage and current of diodes Do1, Do2

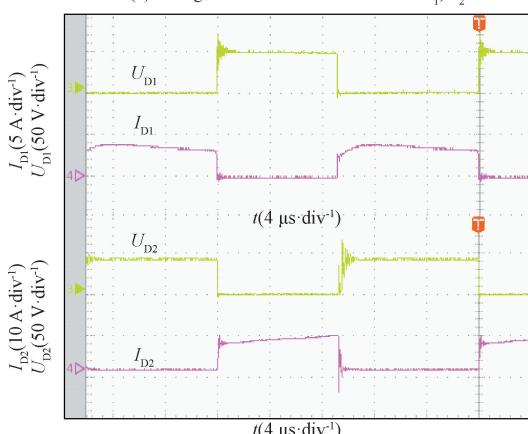
图 15 输出功率为 100 W 时的实验结果

Fig. 15 Experimental results when $P_o = 100$ W

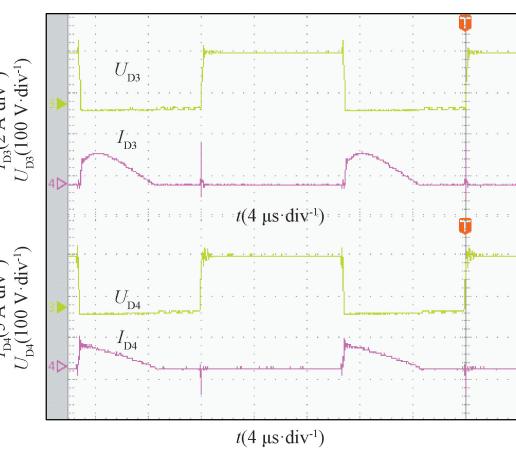
如图 17 所示为 $P_o = 200$ W 时不同输入电压的波形图, 分别展示输入电压 24、28 和 32 V 升至输出电压 380 V 的输入电流波形图, 从图 17 中分析可知, 不同输入电压对应的输入电流纹波都很小, 都为 2 A 左右。



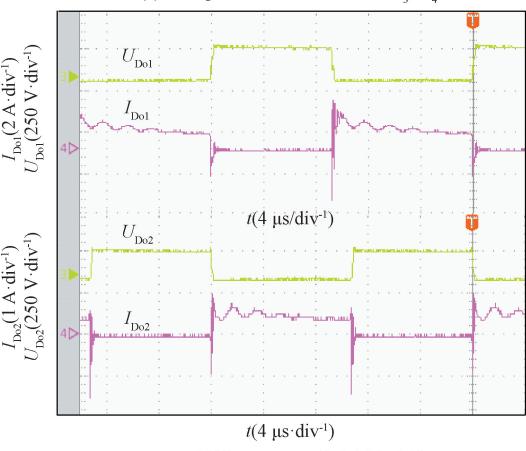
(a) 开关管 S_1 、 S_2 的电压和电流
(a) Voltage and current of switch tubes S_1 , S_2



(b) 二极管 D_1 、 D_2 的电压和电流
(b) Voltage and current of diodes D_1 , D_2



(c) 二极管 D_3 、 D_4 的电压和电流
(c) Voltage and current of diodes D_3 , D_4

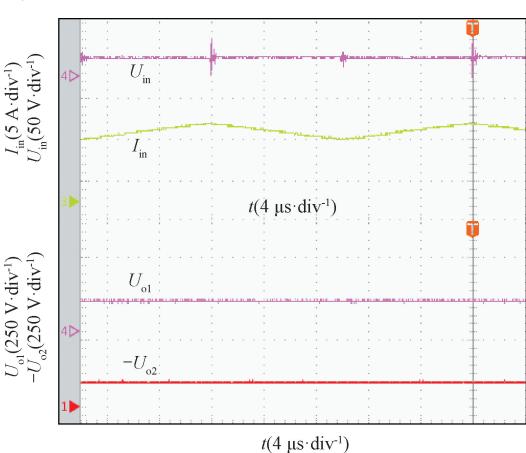


(d) 二极管 D_1 、 D_2 的电压和电流
(d) Voltage and current of diodes Do1, Do2

图 16 输出功率为 200 W 时的实验结果

Fig. 16 Experimental results when $P_o = 200$ W

图 17 中电压 U_{o1} 和 U_{o2} 大小相等, 极性相反。在变换器电路分析中理论值通常会高于实际值, 在 28 V 升 380 V 的情况下, 该变换器的实际电压增益为 $G_o = U_o / U_{in} = 13.571$, 而理论原理推导出的电压增益为



(a) 24 V 升 380 V 的电压和电流
(a) Voltage and current for 24 V up to 380 V

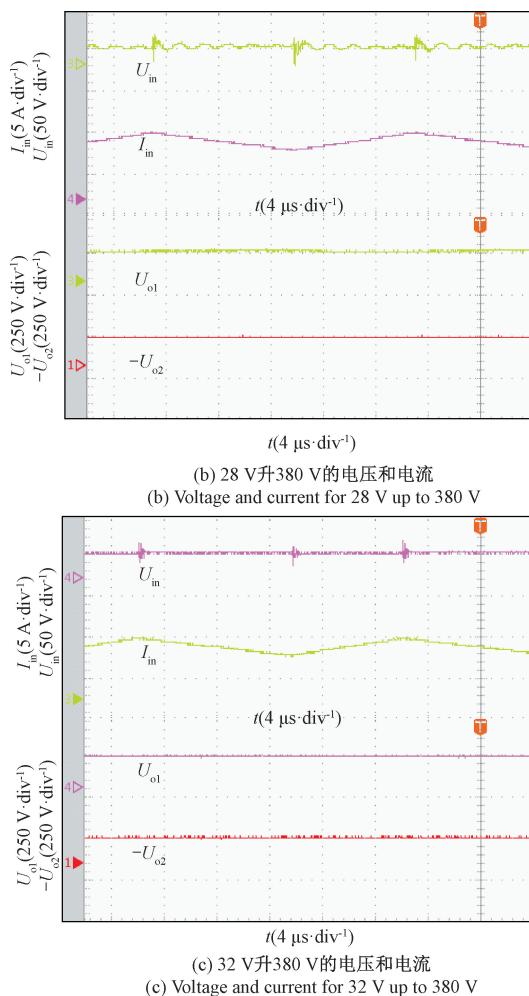


图 17 输出功率为 200 W 时不同输入电压的实验结果

Fig. 17 Experimental results with different input voltages when $P_o = 200$ W

$G_o = (1 + n_1 + n_2) / (1 - D)^2 = 13.717$, 这种差异主要源于电路元件在工作过程中固有的损耗特性、电容的充放电过程中的能量损失以及电感在电流变化时产生的磁能转换损耗。

当 $n_1 = 1.5$ 、 $n_2 = 1.5$ 、 $D = 0.46$ 、 $U_{in} = 28$ V、 $U_{o1} = 190$ V、 $U_{o2} = -190$ V、 $f_s = 50$ kHz 时, 实验测量效率与输出功率 P_o 的关系曲线图如图 18 所示, 该双极性输出高增

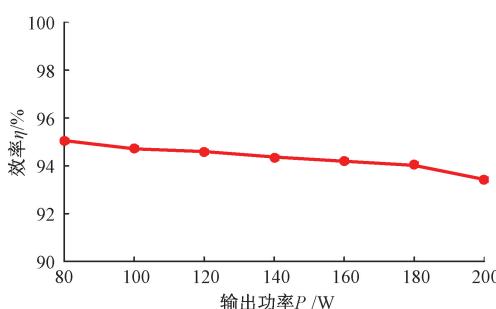


图 18 测量效率与输出功率的关系

Fig. 18 Measured efficiency versus the output power

益变换器在半载(100 W)条件下的效率为 95.65%, 变换器在满载(200 W)条件下的效率为 93.63%。

5 结 论

该研究提出一种基于三绕组耦合电感双极性输出高增益 DC-DC 变换器。该变换器通过引入三绕组耦合电感和开关电容升压技术来实现输出电压上升, 并具有 3 个调节自由度, 可有效提高变换器的电压增益, 这些特性为变换器在高频高效工作状态下运行创造了有利条件。在未来的研究方向应进一步探索多绕组耦合电感与混合升压单元(如开关电容/电感网络)的协同设计, 进一步提升电压增益与效率。经过理论推导与实验结果相结合, 该变换器有 4 点优势:

- 1) 变换器电源集中分布在两条直流母线上, 使得电力系统的整体效率更高。
- 2) 变换器中开关器件应力低, 因此能选择低导通电阻的开关器件。
- 3) 通过在三电平 Boost 拓扑结构的基础上引入耦合电感和开关电容技术, 可以在较宽的输入电压范围内获得较高的电压增益。
- 4) 通过引入三绕组耦合电感结构, 优化了整体电路结构和性能, 有效避免了开关器件的过应力问题, 并且避免了变换器导通时间过长。与未加入耦合电感的变换器相比, 同为 115 W 的输出功率, 未加入耦合电感的变换器的效率为 90.1%, 所提变换器的效率为 95.45%, 效率提升了 5.35%。与加入耦合电感的变换器在占空比都为 0.5 时, 所提变换器的电压增益为 16, 而加入耦合电感的变换器的电压增益为 11, 电压增益提升了约 45%。

参考文献

- [1] 卢自宝, 龚莉, 赵传超, 等. 直流微电网中 DC-DC 变换器的切换控制方法研究 [J]. 仪器仪表学报, 2021(8): 202-209.
LU Z B, GONG L, ZHAO CH CH, et al. Switching control strategy of DC-DC converter in the DC micro-grid [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021(8): 202-209.
- [2] 马帅旗, 任思嘉, 贺海育, 等. 储能交错并联双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制 [J]. 电子测量技术, 2024, 47(13): 35-44.
MA SH Q, REN S J, HE H Y, et al. Active disturbance rejection control of energy storage interleaved parallel bidirectional DC-DC converter [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(13): 35-44.
- [3] 程易楠, 罗朝旭, 禹康, 等. 统一并离网模式的串联光伏直流微网控制策略 [J]. 电子测量技术, 2024,

- 47(24): 12-20.
- CHENG Y N, LUO ZH X, YU K, et al. Distributed control strategy for photovoltaic DC microgrid in unified on-grid and off-grid mode [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(24): 12-20.
- [4] REN Q, HAN Y, ZHOU M, et al. Overview of voltage balancing schemes in bipolar DC microgrids [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2025, 40(2): 3469-3489.
- [5] PIRES V F, CORDEIRO A, RONCERO-CLEMENTE C, et al. DC-DC converters for bipolar microgrid voltage balancing: A comprehensive review of architectures and topologies [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023, 11(1): 981-998.
- [6] 周明珠, 刘超, 庄一展, 等. 一种非隔离型双极性输出 DC-DC 变换器合成方法 [J]. *电工技术学报*, 1-11 [2025-04-28].
- ZHOU M ZH, LIU CH, ZHUANG Y ZH, et al. A non-isolated bipolar output DC-DC converter synthesis method [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 1-11 [2025-04-28].
- [7] TIAN Q X, ZHOU G H, LENG M R, et al. A nonisolated symmetric bipolar output four-port converter interfacing PV-battery system [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(11): 11731-11744.
- [8] AI J, SHEN Y H, BI K T, et al. New high step-up three-level DC/DC converter with parasitical parameters self-balance for AC module applications [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2025, 72(4): 3710-3721.
- [9] FOROUZESH M, SHEN Y F, YARI K, et al. High-efficiency high step-up DC-DC converter with dual coupled inductors for grid-connected photovoltaic systems [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(7): 5967-5982.
- [10] HAN SH SH, JIANG H J, MA J ZH, et al. Ultrahigh step-up coupled-inductor DC-DC converter with soft-switching for driving piezoelectric actuators [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2021, 68(8): 2902-2906.
- [11] ABBASI V, VARMENJEH A R, AHMADIAN S, et al. Ultrahigh step-up DC-DC converter utilizing a three-winding coupled inductor and a switched capacitor network with reduced input current ripple and low voltage stress on the power switch [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(12): 15959-15971.
- [12] SEOK H, HAN B, KWON B H, et al. High step-up resonant DC-DC converter with ripple-free input current for renewable energy systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(11): 8543-8552.
- [13] ROSAS-CARO J C, MANCILLA-DAVID F, TORRES-ESPINOSA H L, et al. A hybrid interleaved/switched-capacitor boost converter [C]. *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013: 797-804.
- [14] KARTHIKEYAN M, ELAVARASU R, RAMESH P, et al. A hybridization of cuk and boost converter using single switch with higher voltage gain compatibility [J]. *Energies*, 2020, 13(9): 2312.
- [15] GAO SH SH, WANG Y J, XU D G. Modified sepic converter with high voltage gain and ZVS characteristics [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2019, 11(1): 1860-1864.
- [16] JALILI J, MIRTALAEI S M M, MOHAMMADI M R, et al. A ZVS high step-up converter based on an integrated boost-cuk topology [J]. *Electrical Engineering*, 2022, 104(2): 807-816.
- [17] CHEN S, ZHOU L W, LUO Q M, et al. Research on topology of the high step-up boost converter with coupled inductor [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(11): 10733-10745.
- [18] AHMADIPOUR D, GOUDARZHAGH H, ESFANDIARI S, et al. A novel single-switch self-balanced bipolar step-up DC-DC converter topology [C]. *2024 11th Iranian Conference on Renewable Energy and Distribution Generation*, 2024: 1-6.
- [19] 丁新平, 曹益畅, 赵振伟, 等. 输入电流低纹波的超高增益非隔离 DC-DC 变换器 [J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(6): 2359-2371.
- DING X P, CAO Y CH, ZHAO ZH W, et al. Ultra-high gain non-isolated DC-DC converter with low ripple input current [J]. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 2023, 43(6): 2359-2371.
- [20] YANG M F, WENG Y S, LI H B, et al. A novel three-winding coupled inductor-based high-gain DC-DC converter with low switch stress and continuous input current [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(12): 15781-15791.
- [21] KONG I B, KIM W S, LEE S W. A novel high-voltage-gain quasi-resonant DC-DC converter with active-clamp and switched capacitor techniques [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(6): 7810-7820.
- [22] FARSIJANI M, ABBASIAN S, HAFEZI H, et al. A high step-up cost effective DC-to-DC topology based on three-winding coupled-inductor [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*,

- 2023, 4(1): 50-59.
- [23] LIANG T J, LUO P, CHEN K H. A high step-up DC-DC converter with three-winding coupled inductor for sustainable energy systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10249-10258.
- [24] LOUREIRO P H C D S B, ANDRADE A M S S. Synthesis and comparison of a family of three-winding coupled inductor high step-up DC-DC converters using stacked, parallel, and cascade association techniques[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(12): 16331-16345.
- [25] DING X P, JIANG K X, YU Y H, et al. A high step-up DC-DC converter integrated with modified sepic network[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2025, 72(7): 6993-7004.
- [26] 周明珠, 刘超, 庄一展, 等. 一种非隔离型软开关高增益准Z源DC-DC变换器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(14): 5714-5725.
- ZHOU M ZH, LIU CH, ZHUANG Y ZH, et al. A non-isolated soft-switching high-gain quasi-Z-source DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(14): 5714-5725.
- [27] 鲁鹏飞, 吕宁, 詹跃东. 具有低输入电流纹波带耦合电感的双向DC-DC变换器[J]. 电子测量技术, 2021, 44(15): 30-37.
- LU P F, LYU N, ZHAN Y D. Bidirectional DC-DC converter with low input current ripple and coupled inductance [J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(15): 30-37.
- [28] HU X F, WANG J ZH, LI L P, et al. A three-winding coupled-inductor DC-DC converter topology with high voltage gain and reduced switch stress [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1453-1462.
- [29] KANG T, LEE J, SUH Y, et al. Design of optimized coupling factor for minimum inductor current ripple in DC-DC converter using multi-winding coupled inductor[C]. 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, 2019, 1-8.
- [30] 谈宜雯, 张小平, 李毅凡. 基于Buck-Boost逆变电路的低纹波可调直流稳压电源控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(6): 204-212.
- TAN Y W, ZHANG X P, LI Y F. Control method of low ripple adjustable DC regulated power supply based on Buck-Boost inverter circuit [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(6): 204-212.
- [31] LI W J, WANG T H, WANG J G, et al. Research on switching characteristics based on optimization design of sic mosfet drive circuit [J]. Instrumentation, 2024, 11(2): 64-71.

作者简介



陈献君,2024年于南京工程学院获得学士学位,现为福州大学在读硕士研究生,主要研究方向为高增益DC-DC变换器。
E-mail:240127088@fzu.edu.cn



Chen Xianjun received his B. Sc. degree from Nanjing University of Engineering in 2024. Now he is currently a master student at Fuzhou University. His main research direction is high-gain DC-DC converters.

张艺明(通信作者),2011年于清华大学获得学士学位,2016年于清华大学获得博士学位。现为福州大学电气工程与自动化学院教授,主要研究方向为无线电力传输和谐振变换器。
E-mail:zym@fzu.edu.cn

Zhang Yiming (Corresponding author) received his B. Sc. degrees and Ph. D. degrees from Tsinghua University in 2011 and 2016, currently. Now he is a professor in the School of Electrical Engineering and Automation at Fuzhou University. His main research interests include wireless power transfer and resonant converters.