

北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
ISSN 1001-5965,CN 11-2625/V

《北京航空航天大学学报》网络首发论文

题目：基于开关电容与耦合电感倍压单元的高增益直流变换器
作者：熊振阳，尹靖元，霍群海，韩立博，韦统振
DOI：10.13700/j.bh.1001-5965.2024-0838
收稿日期：2024-11-27
网络首发日期：2025-03-12
引用格式：熊振阳，尹靖元，霍群海，韩立博，韦统振．基于开关电容与耦合电感倍压单元的高增益直流变换器[J/OL]．北京航空航天大学学报．https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2024-0838



网络首发：在编辑部工作流程中，稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定，且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式（包括网络呈现版式）排版后的稿件，可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定；学术研究成果具有创新性、科学性和先进性，符合编辑部对刊文的录用要求，不存在学术不端行为及其他侵权行为；稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准，正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性，录用定稿一经发布，不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容，只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认：纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊（光盘版）》电子杂志社有限公司签约，在《中国学术期刊（网络版）》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版，以单篇或整期出版形式，在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊（网络版）》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物（ISSN 2096-4188，CN 11-6037/Z），所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

基于开关电容与耦合电感倍压单元的高增益直流变换器

熊振阳[1,2]，尹靖元[1,2,3,✉]，霍群海[1,2,3]，韩立博[1,2]，韦统振[1,2,3]

（1. 中国科学院电工研究所，北京 100190；2. 高密度电磁动力与系统重点实验室（中国科学院），北京 100190；3. 齐鲁中科电工先进电磁驱动技术研究院，济南 250100）

*通信作者 尹靖元,男，博士、副研究员、硕士生导师。主要研究方向：装备电源系统、无线传能、人工智能控制。 E-mail：yinjingyuan@mail.iee.ac.cn

摘要 本文针对激光无线能量传输系统中光伏电池阵列输出电压低，需要高增益变换器进行升压变换的问题。首先，提出一种基于开关电容与三绕组耦合电感倍压单元的新型高增益直流变换器。该变换器将电荷泵电容、箝位电容、倍压电容与三绕组耦合电感各个绕组相配合，使电压增益均匀分配于各升压单元，显著提高变换器电压增益的同时使功率器件的电压应力下降。此外，开关电容中的箝位电容实现了对功率开关管断开瞬间耦合电感漏感中能量的缓冲吸收，避免了尖峰电压产生的同时，实现了功率开关管的零电流导通，有助于提升变换器的效率。然后，详细分析了所提变换器的工作原理和稳态性能。最后搭建仿真模型和设计原理样机，通过模拟仿真和实验验证证实了所提变换器工作原理和性能分析的正确性。

关键词 激光无线电能传输技术；高增益直流变换器；耦合电感；开关电容；倍压单元

中图分类号 TM46 文献标识码：A DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965. 2024-0838

A novel high gain DC-DC converter based on switched capacitor and triple-winding coupled inductor voltage multiplier unit

XIONG Zhenyang[1,2], YIN Jingyuan[1,2,3,✉], HUO Qunhai[1,2,3], HAN Libo[1,2] ,WEI Tongzhen[1,2,3]

(1. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Key Laboratory of High Density Electromagnetic Power and Systems (Chinese Academy of Sciences), Beijing 100190, China;

3. Institute of Electrical Engineering and Advanced Electromagnetic Drive Technology, Qilu Zhongke, Jinan 250100, China)

*E-mail: yinjingyuan@mail.iee.ac.cn

Abstract This paper addresses the low port voltage of the photovoltaic array in laser wireless power technology, which require high-gain DC-DC converters for voltage boosting. First, a novel high-gain DC converter based on switched capacitors and a triple-winding coupled inductor voltage multiplier unit is proposed. The charge pump capacitor, clamping capacitor, and voltage multiplier capacitor are coordinated with the windings of the triple-winding coupled inductor to distribute the voltage gain evenly among the boost units, significantly improving the voltage gain of the converter while reducing the voltage stress on power devices. In addition, the clamping capacitor in the switched capacitor absorbs the energy stored in the coupled inductor's leakage inductance when the power switching device is turned off, preventing the formation of a voltage spike while achieving zero-current turn-on of the power switching device, which helps to improve the efficiency of the converter. Then, the working principle and steady-state performance of the proposed converter are analyzed in detail. Finally, a simulation model and a prototype based on the proposed principle are established, and the correctness of the proposed

收稿日期：2024-11-27

基金项目：中科院青年团队项目(YSBR-102)；中国科学院重点部署科研专项（KGFZD-145-23-54-4）

作者简介：熊振阳,男，博士、中国科学院电工研究所特别研究助理。主要研究方向：电力电子变换器拓扑、建模分析及控制，激光无线电能传输技术。

Fund： CAS Project for Young Scientists in Basic Research (YSBR-102)；Chinese Academy of Sciences Key Scientific Research Projects（KGFZD-145-23-54-4）

网络首发时间：2025-03-12 13:26:39 网络首发地址：https://link.cnki.net/urlid/11.2625.V.20250312.1107.001

converter's working principle and performance analysis is verified through simulation and experiment.
Key words laser wireless power technology; high-gain DC-DC converter; coupling inductor; switched capacitor; voltage doubler unit

临近空间浮空器在长航时、大功率载荷的应用需求下，其能源系统受昼夜交替、太阳能电池铺设面积及搭载储能电池体积及重量的约束，面临能源紧张、搭载功率载荷受限的问题[1-2]。激光因其单色性好、方向性强和能量集中的特点，可将能量以光的形式在空间中远距离传输。激光无线能量传输技术于 1968 年提出，并在空间太阳能电站、卫星、空间探测器、浮空器等平台之间的能量传输方面有广阔的应用前景[3-4]。

受激光光伏电池光电转换原理的制约，单片激光光伏电池的输出电压和电流较小，实际应用中，通过串联和并联的形式来组成光伏阵列。由于激光强度的不均匀或激光光斑发生偏移时，串联组件由于接收光照的不一致将会造成光生电流的不匹配，进而导致其输出特性曲线呈现多峰，输出功率和效率严重衰减。因此，通过限制光伏阵列串联组件的数目来改善多峰的问题，进而造成光伏阵列输出电压较低。而浮空器等平台能源系统母线电压通常在 300V 以上。需要设计高增益变换器将激光光伏电池阵列输出不稳定的低压直流电转换为与浮空器能源系统母线电压相匹配的高压直流电。

对于理想型 Boost 变换器随着电路中功率开关管导通占空比的增加而增加，理论上当占空比接近 1 时 Boost 变换器具有无限大的电压增益。但是极限占空比工作模式下（占空比接近 1）电感充电时间长，放电时间短，将导致开关管承受较大的电流尖峰。并且输出滤波电容的充电时间短、电流大，为了限制输出电流的纹波，需要设计很大的滤波电容。此外，由于电路中元器件寄生电阻的存在，占空比增加到一定值时，电压增益出现下降趋势[5-6]。将 Boost 变换器通过级联形式组成新的升压电路，即前级电源的输出作为后级电源的输入，通过该种方式可实现电源升压能力随级联单元的增加呈指数增长。但由于电源整体效率为各级电路效率的乘积，随着串联基本单元的增加，元器件数量增加，导致电源的体积重量变大和控制难度提升。并且由于输出端电压较高，后级电路中功率器件的电压应力较高，电源整体的安全性和可靠性下降。此外，变换器的效率也随着级联数目的增加严重衰减[7-8]。开关电容式升压电路利用电荷泵储能的原理，通过改变多个电容在电路中的连接方式改变能量的流动方向，实现电源与电容或者电容与电容的并联充电储能，串联放电供能来实现电压的提升。开关电容连接方式变化瞬间，电压的不匹配容易引起较大的电流尖峰，容易导致开关器件的损坏[9]。开关电感型高增益变换器的升压原理与开关电容型变换器类似。开关电感型升压变换器，需要严格控制开关电感网络中电感的一致性，才可保障电感中电流的一致，进而避免电感串联瞬间由于电流不一致引起较大的电压尖峰[10]。耦合电感式高增益变换器是通过合理设计原副边电感线圈的匝比实现较高的升压[11-13]。但是耦合电感漏感的存在，在功率开关管断开瞬间将会引起较大的电压尖峰，实际应用时通常引入电压箝位单元将其并联在功率开关管两端来吸收电压尖峰[14-16]。单一形式的开关电容、开关电感或耦合电感升压电路，不仅升压能力有限，还存在自身升压原理的劣势。将开关电容单元与开关电感单元或者将开关电容单元与耦合电感单元进行组合，形成电容和电感混合式升压电路。文献[17]所提开关电容与耦合电感组合型升压变换器，不仅实现了较高的电压增益，开关电容环节的引入还可作为箝位单元来限制开关管 S 关断时的电压尖峰。但开关电容单元中二极管 D_2 导通时，C_1 为 C_2 充电，二者电压的不一致将会引起电流尖峰。文献[18]所提变换器在原有元器件不变的基础上，通过改变开关电容与耦合电感的组合形式，在避免电容直接并联充电产生电流尖峰的同时，可进一步提高变换器的升压能力。但电荷泵电容 C_2 相比于文献[17]中电荷泵电容需要有更高的耐压值，进而电容的体积和重量将有所增加。文献[19]改变了电荷泵电容 C_2 与耦合电感副边 L_2 的连接方式，并在箝位电容 C_1 与电荷泵电容 C_2 中引入辅助电感，使电荷泵电容的工作电压得以减小，辅助电感还可限制 C_2 为 C_1 充电时的电流尖峰，但电路的升压能力维持不变。

为了使变换器具有较高的电压增益，同时不增加变换器元器件的数量和其所承受的电压和电流应力。本文将开关电容、三绕组耦合电感以及电容型倍压单元融合，提出了基于开关电容与三绕组耦合电感倍压单元的新型高增益直流变换器。该变换器第三绕组与开关电容相结合，进一步提升了开关电

容中电荷泵电容的升压能力。同时第三绕组可避免开关电容中箝位电容与电荷泵电容直接相连回路电流尖峰的问题。此外，开关电容中箝位电容可通过箝位二极管来吸收开关断开时耦合电感第一绕组漏感能量。耦合电感第二绕组与倍压电容组成耦合电感倍压单元，二者并联充电，倍压电容的存在使第二绕组升压能力加倍。

1　所提变换器拓扑及其工作原理

1.1　所提变换器拓扑结构

所提变换器的拓扑结构如图 1 所示。图中 S 表示功率开关管，L_k 为三绕组耦合电感等效在第一绕组侧的漏感，L_m 为励磁电感，N_1、N_2、N_3 分别为三绕组耦合电感的三个绕组。其匝数分别为 n_1，n_2、n_3。箝位电容 C_1 与电荷泵电容 C_2，二极管 D_1、D_2 组成开关电容单元，耦合电感第二绕组 N_2 与倍压电容 C_3 二极管 D_3 组成耦合电感倍压单元。

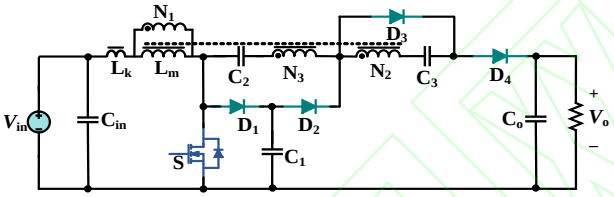


图 1 所提高增益直流变换器电路拓扑

Fig. 1　the circuit topology of the proposed high gain DC-DC converter

1.2 所提变换器 CCM 模式下工作原理

稳态分析时，为了简化分析过程，做出以下假设：

（1）忽略电路中元器件寄生电阻；

（2）箝位电容 C_1、电荷泵电容 C_2、倍压电容 C_3、以及输出电容 C_o 足够大，在一个周期内认为电压恒定不变；

（3）漏感 L_k 存在，但其值远小于励磁电感 L_m。

通过理论分析和模拟仿真可知工作在励磁电感电流连续模式下的变换器主要有 5 个工作模态，如图 2 所示。在不同模态下变换器的工作波形图 3 所示。

工作模态 1（t_0-t_1）等效电路如图 2 (a) 所示，此时开关管处于完全导通状态，电源 V_{in} 对耦合电感漏感 L_k 和励磁电感 L_m 充电储能，漏感电流 i_{Lk} 和励磁电感电流 i_{Lm} 线性增加。箝位电容 C_1 通过二极管 D_2 与耦合电感 N_3 绕组串联为电荷泵电容 C_1 充电；二极管 D_1、D_3 和 D_o 截止；输出电容 C_o 为负载供电。在该模态下，电路满足以下方程：

$$\begin{cases} V_{Lm} = kV_{in} \\ V_{Lk} = (1-k)V_{in} \\ V_{N2} = N_{21}kV_{in} \\ V_{N3} = V_{C2} - V_{C1} = N_{31}kV_{in} \\ I_{N1} = N_{31}I_{N3} + N_{21}I_{N2} \end{cases} \tag{1}$$

工作模态 2（t_1-t_2）等效电路如图 2 (b) 所示，开关管 S 继续导通，电源 V_{in} 继续对漏感及励磁电感充电，励磁电流 i_{Lm} 与漏感电流 i_{Lk} 继续线性增加；箝位电容 C_1 通过二极管 D_2 继续与绕组 N_3 串联继续为电荷泵电容 C_1 充电；二极管 D_3 导通，耦合电感 N_2 绕组通过二极管 D_3 为倍压电容 C_3 充电；二极管 D_1 与 D_o 继续截止；输出电容 C_o 为负载供电。在该模态下，电路满足以下方程：

$$\begin{cases} V_{\mathrm{Lm}} = kV_{\mathrm{in}} \\ V_{\mathrm{Lk}} = (1-k)V_{\mathrm{in}} \\ V_{\mathrm{N2}} = V_{\mathrm{C3}} = N_{21}kV_{\mathrm{in}} \\ V_{\mathrm{N3}} = V_{\mathrm{C2}} - V_{\mathrm{C1}} = N_{31}kV_{\mathrm{in}} \\ I_{\mathrm{N1}} = N_{31}I_{\mathrm{N3}} + N_{21}I_{\mathrm{N2}} \end{cases} \tag{2}$$

工作模态 3（t_2-t_3）等效电路如图 2 (c) 所示，t_2 时刻开关管 S 关断，漏感电压反向，电流 i_k 减小，漏感能量通过二极管 D_1 为箝位电容 C_1 充电。耦合电感 N_2 与 N_3 绕组电压反向，因此，流过 D_2 和 D_3 的电流快速下降；二极管 D_2 与 D_3 寄生电容充电，t_3 时刻，D_2 与 D_3 完全截止；二极管 D_o 继续截止。由于二极管寄生电容很小，因此，该模态持续时间很短，后续变换器性能分析时忽略不计。

工作模态 4（t_3-t_4）等效电路如图 2 (d) 所示，开关管 S 继续关断，二极管 D_1 继续导通，漏感能量继续为箝位电容 C_1 充电；漏感电流 i_{Lk} 和励磁电感电流 i_{Lm} 继续下降；二极管 D_2 与 D_3 截止，D_o 导通，电荷泵电容 C_1 与绕组 N_2、绕组 N_3、倍压电容 C_3 串联为输出电容 C_o 充电。该模态下，电路满足以下方程：

$$\begin{cases} V_{\mathrm{Lm}} = k(V_{\mathrm{C1}} - V_{\mathrm{in}}) \\ V_{\mathrm{N2}} = N_{21}V_{\mathrm{Lm}} = N_{21}k(V_{\mathrm{C1}} - V_{\mathrm{in}}) \\ V_{\mathrm{N3}} = N_{31}V_{\mathrm{Lm}} = N_{31}k(V_{\mathrm{C1}} - V_{\mathrm{in}}) \\ V_{\mathrm{o}} = V_{\mathrm{C1}} + V_{\mathrm{C2}} + V_{\mathrm{C3}} + V_{\mathrm{N2}} + V_{\mathrm{N3}} \end{cases} \tag{3}$$

工作模态 5（t_4-t_5）等效电路如图 2 (e) 所示，开关管 S 继续关断，t_4 时刻箝位电容 C_1 充电完毕，二极管 D_1 截止；二级管 D_2、D_3 继续截止，D_o 继续导通；输入电源 V_{in} 与漏感电压 V_{Lk}、励磁电感电压 V_{Lm}、电荷泵电容 C_2、倍压电容 C_3 串联为负载供电。该模态下，电路满足以下方程：

$$\begin{cases} V_{\mathrm{o}} = V_{\mathrm{Lk}} + (N_{21} + N_{31} + 1)V_{\mathrm{Lm}} + V_{\mathrm{C2}} + V_{\mathrm{C3}} + V_{\mathrm{in}} \\ i_{\mathrm{Lk}} = i_{\mathrm{N2}} = i_{\mathrm{N3}} \\ i_{\mathrm{Lm}} = i_{\mathrm{N1}} + i_{\mathrm{Lk}} = (N_{21} + N_{31} + 1)i_{\mathrm{Lk}} \\ V_{\mathrm{Lm}} = L_{\mathrm{m}} \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{Lm}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{L_{\mathrm{m}}(N_{21} + N_{31} + 1)V_{\mathrm{Lk}}}{L_{\mathrm{k}}} \end{cases} \tag{4}$$

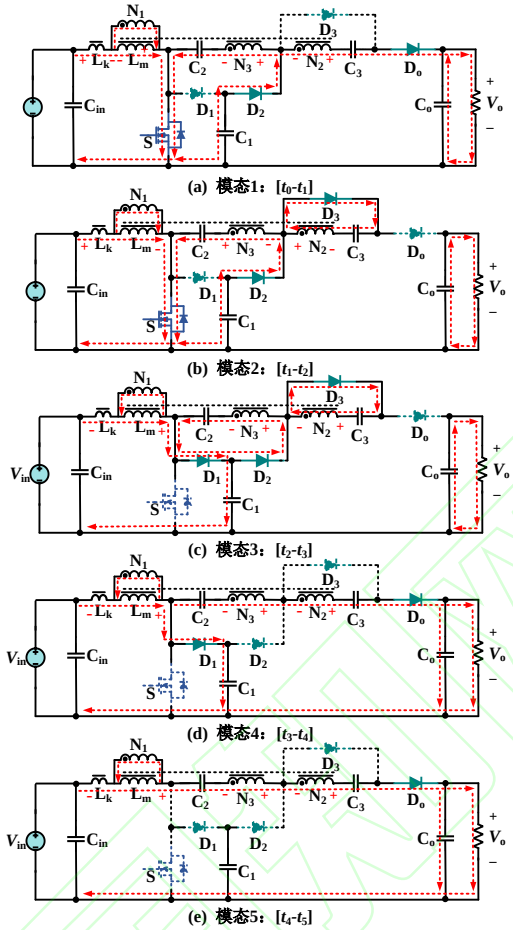


图 2　考虑漏感时变换器 CCM 模式下工作模态

Fig. 2　The operating mode of the converter in CCM mode when the leakage inductance is considered

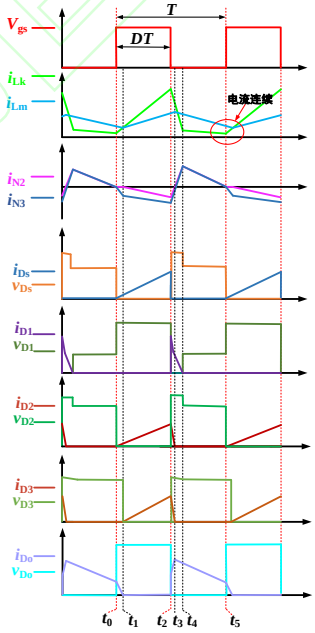


图 3　所提变换器 CCM 工作模式下工作波形

Fig. 3　The main operating waveform of the proposed converter in CCM mode

1.3 所提变换器 DCM 模式下工作原理

所提三绕组耦合电感高增益变换器 DCM 模式下主要有 5 个工作模态，如图 4 所示。在不同模态下变换器的工作波形如图 5 所示。

工作模态 1（t_0-t_1）等效电路如图 4 (a) 所示，此时开关管处于完全导通状态，电源 V_{in} 对耦合电感漏感 L_k 和励磁电感 L_m 充电储能，漏感电流 i_{Lk} 和励磁电感电流 i_{Lm} 线性增加。箝位电容 C_1 通过二极管 D_2 与耦合电感 N_3 绕组串联为电荷泵电容 C_2 充电；二极管 D_3 导通，耦合电感 N_2 绕组为倍压电容 C_3 充电；二极管 D_1 和 D_o 截止；输出电容 C_o 为负载供电。在该模态下，电路满足以下方程：

$$\begin{cases} V_{Lm} = kV_{in} \\ V_{Lk} = (1-k)V_{in} \\ V_{N2} = V_{C3} = N_{21}kV_{in} \\ V_{N3} = V_{C2} - V_{C1} = N_{31}kV_{in} \\ I_{N1} = N_{31}I_{N3} + N_{21}I_{N2} \end{cases} \tag{5}$$

工作模态 2（t_1-t_2）等效电路如图 4 (b) 所示，t_1 时刻开关管 S 关断，漏感电压反向，电流 i_k 减小，漏感能量通过二极管 D_1 为箝位电容 C_1 充电。耦合电感 N_2 与 N_3 绕组电压反向，因此，流过 D_2 和 D_3 的电流快速下降；二极管 D_2 与 D_3 寄生电容充电；t_3 时刻，D_2 与 D_3 完全截止；二极管 D_o 继续截止。由于二极管寄生电容很小，因此，该模态持续时间很短，后续变换器性能分析时忽略不计。

工作模态 3（t_2-t_3）等效电路如图 4 (c) 所示，开关管 S 继续关断，二极管 D_1 继续导通，漏感能量继续为箝位电容 C_1 充电；漏感电流 i_{Lk} 和励磁电感电流 i_{Lm} 继续下降；二极管 D_2 与 D_3 截止，D_o 导通，电荷泵电容 C_1 与绕组 N_2、绕组 N_3、倍压电容 C_3 串联为输出电容 C_o 充电。该模态下，电路满足以下方程：

$$\begin{cases} V_{Lm} = k(V_{C1} - V_{in}) \\ V_{N2} = N_{21}V_{Lm} = N_{21}k(V_{C1} - V_{in}) \\ V_{N3} = N_{31}V_{Lm} = N_{31}k(V_{C1} - V_{in}) \\ V_o = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + V_{N2} + V_{N3} \end{cases} \tag{6}$$

工作模态 4（t_3-t_4）等效电路如图 4 (d) 所示，开关管 S 继续关断，t_4 时刻箝位电容 C_1 充电完毕，二极管 D_1 截止；二级管 D_2、D_3 继续截止，D_o 继续导通；输入电源 V_{in} 与漏感电压 V_{Lk}、励磁电感电压 V_{Lm}、电荷泵电容 C_2、倍压电容 C_3 串联为负载供电。该模态下，电路满足以下方程：

$$\begin{cases} V_o = V_{Lk} + (N_{21} + N_{31} + 1)V_{Lm} + V_{C2} + V_{C3} + V_{in} \\ i_{Lk} = i_{N2} = i_{N3} \\ i_{Lm} = i_{N1} + i_{Lk} = (N_{21} + N_{31} + 1)i_{Lk} \\ V_{Lm} = L_m \dfrac{\mathrm{d}i_{Lm}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{L_m(N_{21} + N_{31} + 1)V_{Lk}}{L_k} \end{cases} \tag{7}$$

工作模态 5（t_4-t_5）等效电路如图 4 (e) 所示，开关管 S 继续关断，t_4 时刻励磁电感电流 i_{Lm} 与漏感电流 i_{Lk} 下降为零，电感电流断续；耦合电感 N_2、与 N_3 绕组电流也下降到零；二极管 D_1、D_2、D_3、D_o 截止；输出电容 C_o 为负载供电。

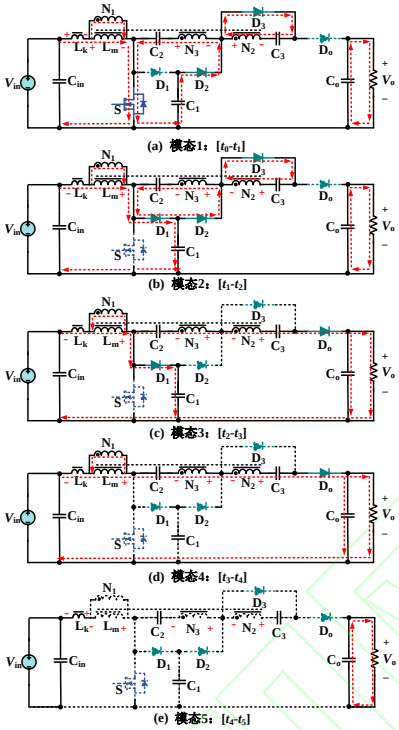


图 4 考虑漏感时变换器 DCM 模式下工作模态

Fig. 4　The operating mode of the converter in DCM mode when the leakage inductance is considered

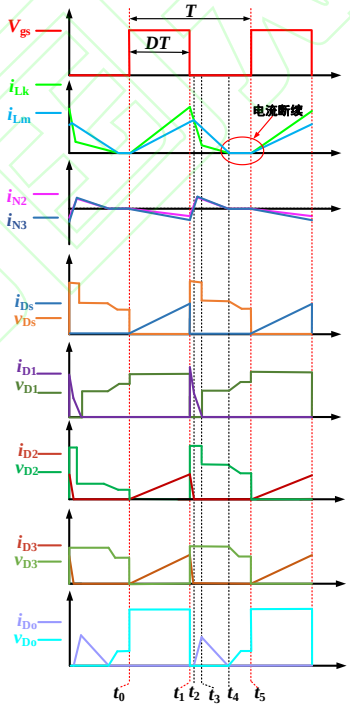


图 5 所变换器 DCM 工作模式下工作波形

Fig. 5　The main operating waveform of the proposed converter in DCM mode

2 所提变换器工作性能分析

2.1 CCM 模式下稳态性能

2.1.1 CCM 模式下变换器电压增益

在一个周期内，励磁电感 L_m 满足伏秒平衡方程，忽略时间极短的模态 1 和模态 3：

$$k\left(V_{C1}-V_{in}\right)\left(1-D\right)T=kV_{in}DT \tag{8}$$

解得：

$$V_{C1}=\frac{V_{in}}{1-D} \tag{9}$$

带入等式（2）可得：

$$V_{C2}=N_{31}kV_{in}+\frac{V_{in}}{1-D} \tag{10}$$

由模态 2 可得倍压电容 C_3 电压：

$$V_{C3}=N_{21}kV_{in} \tag{11}$$

将（9）、（10）、（11）带入（3）可得变换器 CCM 下的电压增益：

$$M_{CCM}=\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{N_{21}k+N_{31}k+2}{1-D} \tag{12}$$

由变换器 CCM 工作模式下变换器电压增益公式可得，不同耦合系数和耦合电感线圈匝比下的的电压增益，如图 6 和 7 所示。分析可知，电压增益随着耦合系数 k 和匝比 N_{21} 及 N_{31} 的增加而增加。

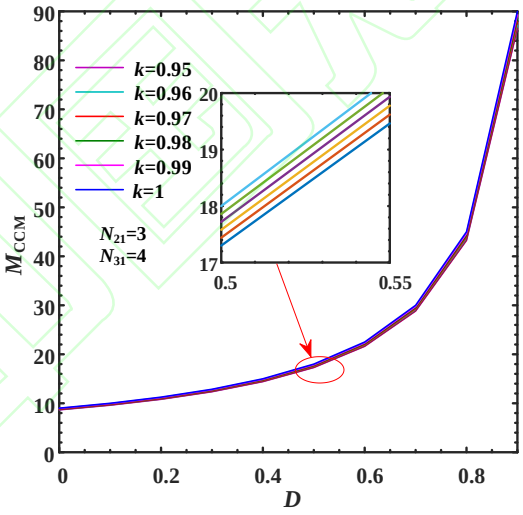


图 6 所提变换器不同耦合系数 k 下电压增益

Fig. 6 The voltage gain of the three-winding coupled inductance high gain converter with different coupling coefficient k

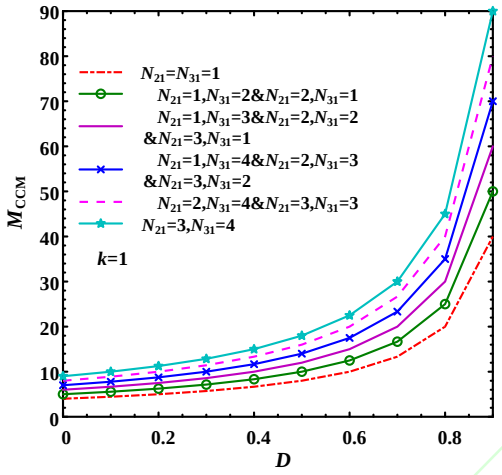


图 7　所变换器不同线圈匝比下电压增益

Fig. 7　The voltage gain of the three-winding coupled inductance high gain converter with different Coil turn ratio in CCM mode

2.1.2 CCM 模式下功率器件电压应力

由变换器的工作模态和回路方程可得二极管 D_1、D_2、D_3、D_o 与功率开关管 S 的电压应力。

由模态 1 可知：

$$V_{\text{D1-stress}}=V_{\text{C1}}=\frac{V_{\text{o}}}{kN_{31}+kN_{21}+2} \tag{13}$$

由模态 4 可知：

$$V_{\text{D2-stress}}=V_{\text{C2}}+V_{\text{N3-4}}-V_{\text{C1}}=\frac{N_{31}kV_{\text{o}}}{kN_{31}+kN_{21}+2} \tag{14}$$

$$V_{\text{D3-stress}}=V_{\text{N2-4}}+V_{\text{C3}}=\frac{N_{21}kV_{\text{o}}}{kN_{31}+kN_{21}+2} \tag{15}$$

$$V_{\text{Do-stress}}=V_{\text{o}}-V_{\text{C1}}=\frac{\left(kN_{21}+kN_{31}+1\right)V_{\text{o}}}{kN_{31}+kN_{21}+2} \tag{16}$$

$$V_{\text{ds-stress}}=V_{\text{C1}}=\frac{V_{\text{in}}}{1-D}=\frac{V_{\text{o}}}{kN_{21}+kN_{31}+2} \tag{17}$$

2.1.3 CCM 模式下变换器电流应力

CCM 模式下励磁电感纹波电流可表示为：

$$\Delta I_{\text{Lm}}=\frac{kV_{\text{in}}DT}{L_{\text{m}}}=\frac{kV_{\text{in}}D}{L_{\text{m}}f} \tag{18}$$

$$I_{\text{Lm}}=I_{\text{Lk}}=M_{\text{CCM}}I_{\text{o}}=\frac{\left(N_{21}k+N_{31}k+2\right)I_{\text{o}}}{1-D} \tag{19}$$

由输出电容 C_o 安秒平衡方程可得：

$$I_{\text{o}}DT=\left(\frac{i_{\text{Do-peak}}}{2}-I_{\text{o}}\right)\left(T-DT\right) \tag{20}$$

求解可得：

$$I_{\text{Do-off}}=\frac{I_{\text{o}}}{1-D} \tag{21}$$

$$i_{\text{Do-peak}}=2I_{\text{Do-off}}=\frac{2I_{\text{o}}}{1-D} \tag{22}$$

由倍压电容 C_3 安秒平衡方程可得：

$$I_{\text{D3-on}}DT = I_{\text{Do-off}}\left(T-DT\right) = \frac{i_{\text{D3-peak}}}{2}DT \tag{23}$$

将公式（21）带入方程（23）求解可得：

$$I_{\text{D3-on}} = \frac{I_{\text{o}}}{D} \tag{24}$$

$$i_{\text{D3-peak}} = \frac{2I_{\text{o}}}{D} \tag{25}$$

由电荷泵电容 C_2 安秒平衡方程可得：

$$I_{\text{C2-charge}}DT = I_{\text{C2-discharge}}\left(T-DT\right) = \frac{i_{\text{D2-peak}}}{2}DT \tag{26}$$

求解可得：

$$I_{\text{D2-on}} = \frac{I_{\text{o}}}{D} \tag{27}$$

$$i_{\text{D2-peak}} = \frac{2I_{\text{o}}}{D} \tag{28}$$

t_1 时刻到 t_3 时刻，二极管 D_1 导通箝位电容 C_1 充电，设导通时间为 T_{D1}。由箝位电容 C_1 安秒平衡方程可得：

$$I_{\text{C1-discharge}}DT = I_{\text{C1-charge}}T_{D1} = \frac{i_{\text{D1-peak}}}{2}T_{D1} \tag{29}$$

求解可得：

$$i_{\text{D1-peak}} = \frac{2I_{\text{o}}}{DT_{D1}} \tag{30}$$

漏感电流即为输入电流，由输入输出电流关系可得：

$$I_{\text{Lk}}T = I_{\text{Lk-on}}DT + I_{\text{Lk-off}}\left(T-DT\right) = \frac{\left(N_{21}k+N_{31}k+2\right)I_{\text{o}}T}{1-D} \tag{31}$$

开关管关断期间，由电荷守恒关系可得：

$$I_{\text{Lk-off}}\left(T-DT\right) = I_{\text{D2-on}}DT + I_{\text{Do-off}}\left(T-DT\right) \tag{32}$$

又由于：

$$I_{\text{Lk-on}} = \frac{i_{\text{Lk-t0}}+i_{\text{Lk-peak}}}{2} \approx \frac{i_{\text{Lm-t0}}+i_{\text{Lk-peak}}}{2} \tag{33}$$

将公式（31）和（32）带入（33）可得：

$$i_{\text{Lk-peak}} = \frac{\left(2-D\right)\left(N_{21}k+N_{31}k\right)I_{\text{o}}+2DI_{\text{o}}}{\left(1-D\right)D} + \frac{kV_{\text{in}}D}{L_{\text{m}}f} \tag{34}$$

t_2 时刻，开关管 S 电流达到峰值，其峰值电流为该时刻输入电流与流过二极管 D_2 电流之和：

$$\begin{aligned} i_{\text{ds-peak}} &= i_{\text{Lk-peak}} + i_{\text{D2-peak}} \\ &= \frac{\left(2-D\right)\left(N_{21}k+N_{31}k\right)I_{\text{o}}+2I_{\text{o}}}{\left(1-D\right)D} + \frac{kV_{\text{in}}D}{L_{\text{m}}f} \end{aligned} \tag{35}$$

开关管断开瞬间，流过开关管 S 的电流流经 D_1，可得：

$$\begin{aligned} i_{\text{D1-peak}} &= i_{\text{ds-peak}} \\ &= \frac{\left(2-D\right)\left(N_{21}k+N_{31}k\right)I_{\text{o}}+2I_{\text{o}}}{\left(1-D\right)D} + \frac{kV_{\text{in}}D}{L_{\text{m}}f} \end{aligned} \tag{36}$$

2.2 DCM 模式下稳态性能

2.2.1 DCM 模式下变换器电压增益

忽略时间极短的模态 2，由励磁电感 L_m 伏秒平衡方程可得：

$$V_{\text{Lm-1}}DT = V_{\text{Lm-4}}D_{\text{L}} \tag{37}$$

$$kV_{\text{in}}DT = k\left(V_{\text{C1}} - V_{\text{in}}\right)D_{\text{L}} \tag{38}$$

解得：

$$V_{\text{C1}} = \frac{DT + D_{\text{L}}}{D_{\text{L}}}V_{\text{in}} \tag{39}$$

将公式（6-22）带入公式（6-17）可得：

$$V_{\text{C2}} = \frac{DT + D_{\text{L}} + N_{31}kD_{\text{L}}}{D_{\text{L}}}V_{\text{in}} \tag{40}$$

将 V_{C1}、V_{C2}、V_{C3} 带入公式（6-18），化简可得所提三绕组变换器 DCM 模式下的电压增益：

$$M_{\text{DCM}} = \frac{V_{\text{o}}}{V_{\text{in}}} = \frac{\left(DT + D_{\text{L}}\right)\left(kN_{21} + kN_{31} + 2\right)}{D_{\text{L}}} \tag{41}$$

2.2.2 DCM 模式下功率器件电压应力

DCM 模式下功率器件的电压应力的分析计算与 CCM 模式下相同。由模态

$$V_{\text{D1-stress}}^{\text{DCM}} = V_{\text{C1}} = \frac{DT + D_{\text{L}}}{D_{\text{L}}}V_{\text{in}} \tag{42}$$

由模态 3 可知：

$$V_{\text{D2-stress}} = V_{\text{C2}} + V_{\text{N3-3}} - V_{\text{C1}} = \frac{N_{31}k\left(DT + D_{\text{L}}\right)}{D_{\text{L}}}V_{\text{in}} \tag{43}$$

$$V_{\text{D3-stress}} = V_{\text{N2-3}} + V_{\text{C3}} = \frac{N_{21}k\left(DT + D_{\text{L}}\right)}{D_{\text{L}}}V_{\text{in}} \tag{44}$$

$$V_{\text{Do-stress}} = V_{\text{o}} - V_{\text{C1}} = \frac{\left(DT + D_{\text{L}}\right)\left(kN_{21} + kN_{31} + 1\right)}{D_{\text{L}}}V_{\text{in}} \tag{45}$$

$$V_{\text{ds-stress}} = V_{\text{C1}} = \frac{DT + D_{\text{L}}}{D_{\text{L}}}V_{\text{in}} \tag{46}$$

2.2.3 DCM 模式下功率器件电流应力

由输出电容 C_o 安秒平衡方程可得：

$$I_{\text{o}}\left(T - D_{\text{L}}\right) = \left(I_{\text{Do-off}} - I_{\text{o}}\right)D_{\text{L}} = \left(\frac{i_{\text{Do-peak}}}{2} - I_{\text{o}}\right)D_{\text{L}} \tag{47}$$

求解可得：

$$I_{\text{Do-off}} = \frac{I_{\text{o}}T}{D_{\text{L}}} \tag{48}$$

$$i_{\text{Do-peak}} = 2I_{\text{Do-off}} = \frac{2I_{\text{o}}}{D_{\text{L}}} \tag{49}$$

由倍压电容 C_3 安秒平衡方程可得：

$$I_{\text{D3-on}}DT = I_{\text{Do-off}}D_{\text{L}} = \frac{i_{\text{D3-peak}}}{2}DT \tag{50}$$

将公式（48）带入方程（50）求解可得：

$$I_{\text{D3-on}}=\frac{I_{\text{o}}}{D} \tag{51}$$

$$i_{\text{D3-peak}}=\frac{2I_{\text{o}}}{D} \tag{52}$$

由电荷泵电容 C_2 安秒平衡方程可得：

$$\begin{aligned} &I_{\text{C2-charge}}DT=I_{\text{D2-on}}DT=I_{\text{C2-discharge}}D_{\text{L}}\\ &=I_{\text{Do-off}}D_{\text{L}}=\frac{i_{\text{D2-peak}}}{2}DT \end{aligned} \tag{53}$$

求解可得：

$$I_{\text{D2-on}}=\frac{I_{\text{o}}}{D} \tag{54}$$

$$i_{\text{D2-peak}}=\frac{2I_{\text{o}}}{D} \tag{55}$$

由电荷泵电容 C_1 安秒平衡方程可得：

$$I_{\text{C1-discharge}}DT=I_{\text{D2-on}}DT=I_{\text{C1-charge}}T_3=\frac{i_{\text{D1-peak}}}{2}T_3 \tag{56}$$

求解可得：

$$i_{\text{D1-peak}}=\frac{2I_{\text{o}}T}{T_3} \tag{57}$$

t_1 时刻，开关管 S 电流达到峰值，S 断开瞬间其中电流流过 D_1，由模态 1 可得：

$$i_{\text{ds-peak}}=i_{\text{Lk-peak}}+i_{\text{D2-peak}}=\frac{kV_{\text{in}}}{L_{\text{m}}}DT+\frac{2I_{\text{o}}}{D} \tag{58}$$

一个周期内，由平均输入电流与输出电流关系，可得：

$$\frac{\left(DT+D_{\text{L}}\right)\left(kN_{21}+kN_{31}+2\right)}{D_{\text{L}}}I_{\text{o}}T=\frac{kV_{\text{in}}DT}{L_{\text{m}}}\left(DT+D_{\text{L}}\right) \tag{59}$$

求解可得：

$$D_{\text{L}}=\frac{\left(kN_{21}+kN_{31}+2\right)L_{\text{m}}I_{\text{o}}}{kV_{\text{in}}D} \tag{60}$$

2.3 CCM 与 DCM 临界条件

当 $M_{\text{CCM}}=M_{\text{DCM}}$ 时为变换器临界工作模式，由公式（12）、公式（41）和（60）可得：

$$\frac{L_{\text{m}}}{RT}=\frac{kD\left(1-D\right)^2}{\left(kN_{21}+kN_{31}+2\right)^2} \tag{61}$$

3 仿真及实验验证

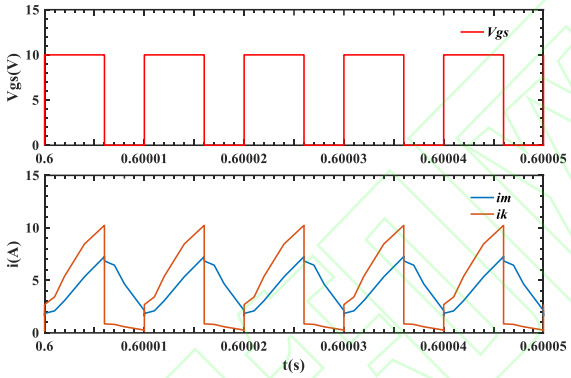
3.1 变换器工作原理及性能仿真验证

为了验证变换器工作原理和性能，搭建仿真模型进行验证，选定变换器仿真参数如表 1 所示。

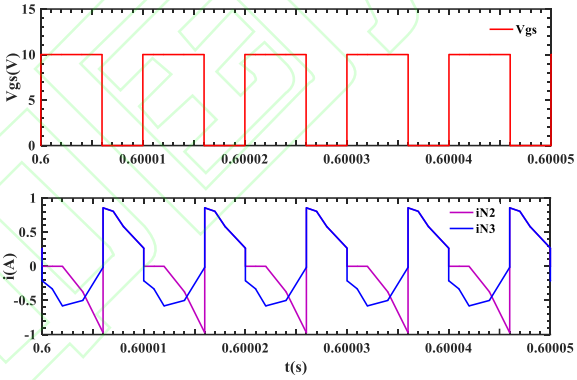
表1 所提三绕组耦合电感变换器仿真参数

Table 1 Performance comparison between lithium-ion batteries and supercapacitors

参数	值
输入电压 V_{in}/V	20
漏感 L_k/ μH	1
励磁电感 L_m/ μH	18.75
L_2 自感/ μH	168.75
L_3 自感/ μH	300
匝比 N_2：N_1	3
匝比 N_3：N_1	4
箝位电容 C_1/ μF	150
电荷泵电容 C_2/ μF	22
倍压电容 C_3/ μF	47
工作频率 f/kHz	100
负载电阻 R	2200



(a) 漏感及励磁电感电流



(b) N2 及 N3 绕组电流

图 8 三绕组耦合电感电流波形

Fig. 8 Three-winding coupled inductor current waveform

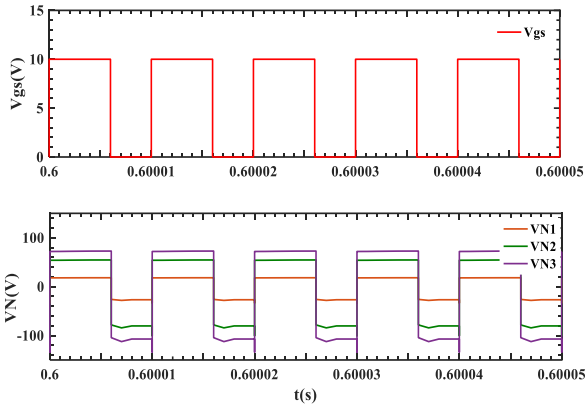


图 9　三绕组耦合电感电压波形
Fig. 9　Voltage waveform of three-winding coupled inductance

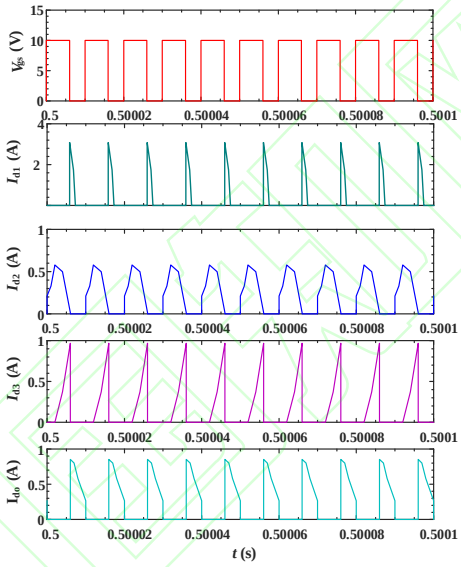


图 10　二极管 D1，D2，D3，Do 电流波形
Fig. 10　Diodes D1, D2, D3, Do current waveform

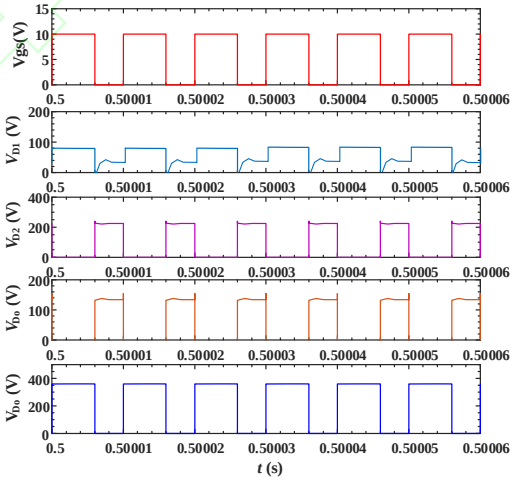


图 11　二极管 D1，D2，D3，Do 电压波形
Fig. 11　Diode D1, D2, D3, Do voltage waveform

3.2　实验验证

为了验证所提三绕组耦合电感变换器的工作性能，依据理论分析结果设计实物样机，如图 12 所示。变换器实物样机参数如表 2 所示。图 13 (a) 为所提三绕组耦合电感型高增益变换器输入电压 16 V，占空比 D = 0.7 条件下的输入电压及输出电压波形，由图可知输出电压为 420 V 左右。由变换器三绕组耦合电感匝比和变换器样机参数，与理论升压条件下，输出电压 426 V 相一致。图 13 (b) 为变换器的三绕组耦合电感各个绕组的电压波形。图 14 中 i_{L1}、i_{L2} 和 i_{L3} 分别为变换器三绕组耦合电感第 1 绕组、第 2 绕组和第三绕组电流波形。图 15 为开关管 S 导通过程的电压和电流波形，由图分析可知，所提变换器开关管 S 具有零电流导通的软开关功能。图 16 为所提变换器实物样机在不同输入电压和功率等级下的变换效率。由图分析可知，变换器效率随着功率的增加先增加后减小，输入电压较高时，由于电流较小，寄生参数消耗功率小，变换器的效率较高。

表2 所提三绕组耦合电感变换器样机器件参数

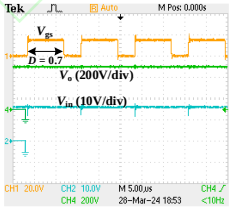
Table 2 The device parameters of the proposed three-winding coupling inductor converter prototype

参数	值
漏感 L_k/uH	1
励磁电感 L_m/uH	18.75
L_2 自感/uH	168.75
L_3 自感/uH	168.75
匝比 N_2：N_1	3
匝比 N_3：N_1	3
箝位电容 C_1/uF	60
电荷泵电容 C_2/uF	47
倍压电容 C_3/uF	47
工作频率 f/kHz	80

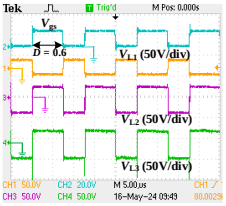


图 12　变换器实物样机

Fig. 12　The prototype of the proposed converter



(a) 变换器输入及输出电压波形



(b) 耦合电感各绕组电压波形

图 13 所提变换器样机实验波形

Fig.13 Experimental waveforms of the proposed converter prototype

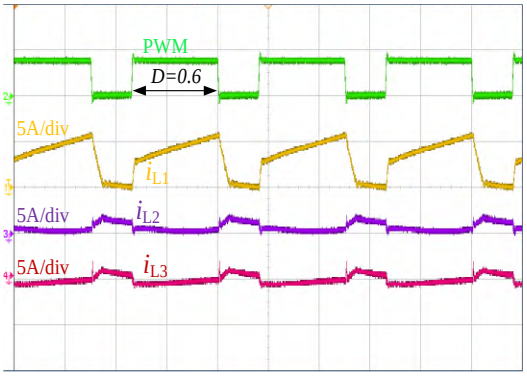


图 14 耦合电感各绕组电流波形
Fig.14 Experimental waveforms of the proposed converter prototype

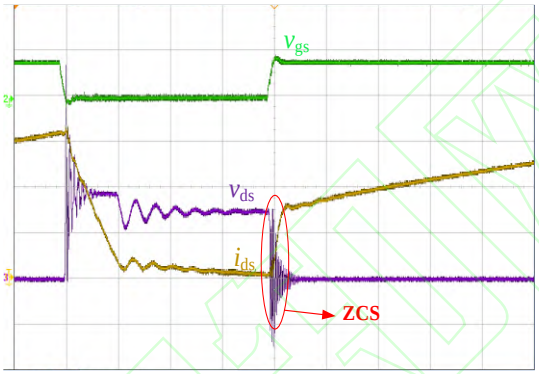


图 15 开关管 S 零电流导通波形
Fig.15 Experimental waveforms of the switch S on ZCS

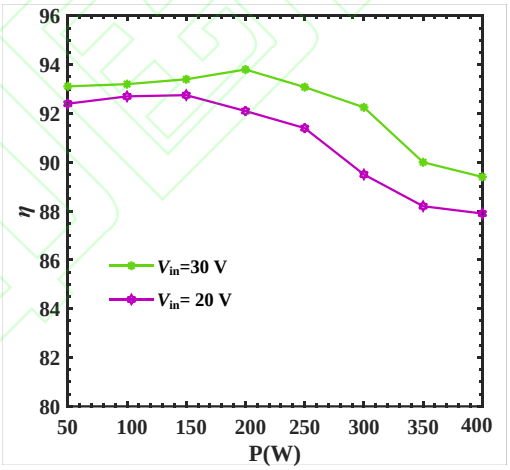


图 16 不同电压和功率等级下所提变换器效率
Fig.16 Efficiency of the transformer at different voltage and power levels

4 结 论

本文所提基于开关电容与三绕组耦合电感倍压单元的新型高增益直流变换器，与常规双绕组耦合电感变换器相比，通过增加一个绕组，与电容相配合，增加了能量传输路径和耦合关系，通过对能量进行多次转换和提升，从而实现了更高的电压增益。并且，三绕组耦合电感变换器的电压可以分散到多个绕组上，可显著降低与耦合电感相并联功率器件所承受的电压应力。此外，额外的绕组在开关电容中还可以起到能量回馈和缓冲的作用，限制开关电容中电容并联充电瞬间由于电压不一致所造成的

电流尖峰。在原理分析和仿真的基础上，通过设计实物样机验证了所提变换器拓扑结构的合理性和理论分析的正确性。

参考文献（References）

[1] JIN K,　ZHOU W Y, Wireless Laser Power Transmission: A Review of Recent Progress[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4):3842-3859.

[2] 刘耀，肖晋宇，赵小令．　无线电能传输技术发展与应用综述[J]．电工电能新技术，　2023，　42（2）：48-67．
LIU Y, XIAO J Y, ZHAO X L, et al. Development and application review on wireless power transmission technology［J］. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2023, 42(2):48-67 (in Chinese).

[3] SHI D L, ZHANG L L , Ma H H,et al. Research on Wireless Power transmission system between satellites[C]. 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Aveiro, 2016: 1-4.

[4] RONG C C, DUAN X Y, CHEN M M, et al, Critical Review of Recent Development of Wireless Power Transfer Technology for Unmanned Aerial Vehicles[J]. IEEE Access, 2023,11: 132982-133003.

[5] R W Erickson, D Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics[M]. 2nd ed. NewYork: John Wiley, 1997.

[6] HENN G. A. L., SILVA R.N. A. L., PRACA P P, et al. Interleaved-Boost converter with high voltage gain [J]. lEEE Transactions on Power Electronics, 2010,25(11): 2753-2761.

[7] MATSUO H., HARADA K., The Cascade Connection of Switching Regulators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1976, IA-12 (2):192-198.

[8] WU T F, YU T H. Unified approach to developing single-stage power converters[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 1998, 34(1):211-223.

[9] AXELROD B., BERKOVICH Y., IOINOVICI A., Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC–DC PWM Converters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, 55(2), 6:687-6.

[10] COCKROFT, J. D., WALTON, E. T. Production of high velocity positive ions[J]. Proceedings of the Royal Society of London, 1932,136: 619-630.

[11] AXELROD B., BERKOVICH Y., SHENKMAN, A., et al, Shenkman and G. Golan, Diode-capacitor voltage multipliers combined with boost-converters: topologies and characteristics[J]. IET Power Electronics, 2012, 5(6): 873-884.

[12] 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.

[13] MIDDLEBROOK R. D., A continuous model for the tapped-inductor boost converter[C]. 1975 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Culver City, California, USA, 1975: 63-79.

[14] VAZQUEZ N, ESTRADA L, HERNANDEZ C, et al. The Tapped-Inductor Boost Converter[J]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2007: 538-543.

[15] DWARI S. M.,PARASA L., A Novel High Efficiency High Power Interleaved Coupled-Inductor Boost DC-DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle[C]. 2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Arlington, TX, USA, 2007: 399-404.

[16] ZHAO Q, TAO F F, LEE F. C., A front-end DC/DC converter for network server applications[C]. 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230), Vancouver, BC, Canada, 2001, 3(3):1535-1539.

[17] YU W S. HUTCHENS C., LAI J., et al, High efficiency converter with charge pump and coupled inductor for wide input photovoltaic AC module applications[C]. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, USA, 2009: 3895-3900.

[18] WAI R J, DUAN R Y, High step-up converter with coupled-inductor[J].IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(5), : 1025-1035.

[19] GU B, DOMINIC J, LAI J. -S., et al, High Boost Ratio Hybrid Transformer DC–DC Converter for Photovoltaic Module Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 2048-2058.