DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.13 中图分类号：TM46 文献标志码：A

面向光伏发电的高增益磁集成 DC-DC 变换器研究

范玉鹏[1]，姜 浩[1]，吴 影[2]，汪 森[3]，黄伟军[1]，周 松[1]
(1.大唐国信滨海海上风力发电有限公司，盐城 224500；2.中国大唐集团科学技术研究总院有限公司华东电力试验研究院，合肥 230061；3.天津工业大学电气工程学院，天津 300387)

摘要：为了提高光伏发电系统 DC-DC 变换器的性能，首先提出一种引入二极管和电容单元的升压变换器拓扑结构，实现电压的高增益；同时，利用解耦磁集成理论对新拓扑中的 2 个电感进行集成化设计，形成了基于 EE 磁心的新型集成电感，以减小磁件体积和损耗。然后通过仿真分析验证了所提拓扑结构及新型磁件设计的可行性。最后通过搭建实验样机验证了所提高性能 DC-DC 变换器的有效性。

关键词：磁集成；高增益；半导体器件应力；回转器-电容模型；有限元仿真

Research on High-gain Magnetically Integrated DC-DC Converter for Photovoltaic Power Generation

FAN Yupeng[1], JIANG Hao[1], WU Ying[2], WANG Sen[3], HUANG Weijun[1], ZHOU Song[1]
(1. Datang Guoxin Binhai Offshore Wind Power Co., Ltd., Yancheng 224500, China; 2. China Datang Corporation Science and Technology Research Institute Co., Ltd. East China Electric Power Test and Research Institute, Hefei 230061, China; 3. School of Electrical Engineering, Tiangong University, Tianjin 300387, China)

Abstract: In order to improve the performance of DC-DC converter for photovoltaic power generation systems, a Boost converter topology that introduces diode and capacitor units is proposed, which can achieve high voltage gain; at the same time, the two inductors in the new topology are integrated by using the decoupling magnetic integration theory, which forms a new type of integrated inductors based on the EE core to reduce the size of the magnetic components. The feasibility of the topology and the new magnetic parts design proposed is verified by simulation analysis, and finally an experimental prototype is built to verify the effectiveness of the proposed high-performance DC-DC converter .

Keywords: Magnetic integration; high-gain; semiconductor device stress; gyrator-capacitor model; finite element simulation

光伏发电系统的发展是实现 2030 年碳达峰、2060 年碳中和 2 大战略目标的重要手段。高性能 DC-DC 升压变换器是光伏发电系统中必不可少的一部分。现有的 DC-DC 升压变换器受到开关器件的应力、电感自身的损耗等因素影响，升压能力有限、体积大、效率低。因此，研究高增益、高功率密度、高效率的 DC-DC 升压变换器是光伏发电系统的关键技术问题之一。

文献[1]介绍了一种双管级联 Boost 变换器，其电压增益是传统 Boost 变换器的平方倍，在级联结构中，后级开关管所承受的电压应力高于前级，开关管的增加也会加大电路的损耗，在多级能量转换后，电路效率也会大大降低；文献[2]针对双管二次型 Boost 电路提出了一种单管二次型电路，使电路更加简单，而且转换效率也得到了提升。除了级联

收稿日期：2024-10-18；**修回日期：**2024-12-08，2024-12-27，2025-01-10；**录用日期：**2025-01-19；**网络首发日期：**2025-03-26
基金项目：国家自然科学基金资助项目(51807139, 11974343)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 51807139 and 11974343

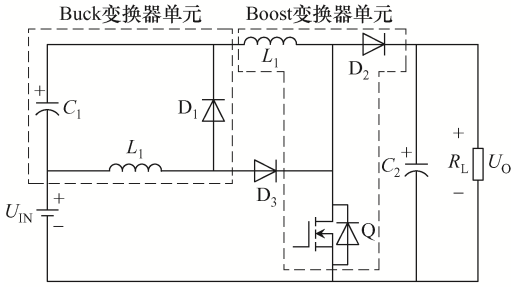
方式外，还能通过并联方式得到三电平 Boost 变换器。文献[3]对三电平变换器进行分析，2 个开关管采用交错并联方式分别导通，电压增益虽然增大了 2 倍，但是三电平 Boost 变换器不易于拓展，增益范围也受到限制；文献[4]对二次型 Boost 变换器进行峰值电流控制，通过对开关管尖峰噪声进行有效改善，变换器在此控制下的动态特性变得更好，输出电压的纹波也减小了；文献[5]提出了一种高增益的可扩展 Cuk 升压电路，通过增加特定数量的二极管电容单元来实现增益提升；文献[6]提出了一种低缓冲电容应力 Boost 变换器，该电路实际由 1 个降压和 1 个升压变换器级联发展而来，缓冲电容的电压在相同占空比下始终低于传统二次型变换器，但是其在光伏发电系统中的升压能力有限。

直流变换器作为并网中的一部分是重要的能量转换环节，对光伏发电并网起着至关重要的作用。而目前的 DC-DC 变换器系统存在着诸多问题，如输入电压范围小、变换器效率低、磁性元件体积较大、动态性能较差等。因此，电压增益更高、电能质量更好、电气性能更为优异的 DC-DC 变换器对新能源并网有着重要的工程意义。

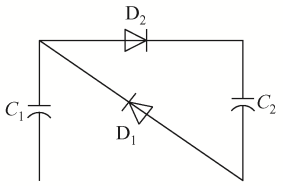
本文针对变换器在升压能力和效率方面的局限性，提出了一种新型高增益变换器拓扑结构。通过分析可知，所提出的拓扑相比于传统的级联变换器，具有更少的开关元件、更简便的控制方式以及更低的器件损耗。此外，针对该变换器的双电感特性，本文还提出了一种新解耦集成磁件 NIM(new integrated magnetics)设计方法。这种磁集成设计不仅能减小磁件的体积，还能降低磁心损耗，从而提升变换器的功率密度和整体性能。本变换器在光伏系统中有广阔的应用前景。

1 变换器拓扑结构提出

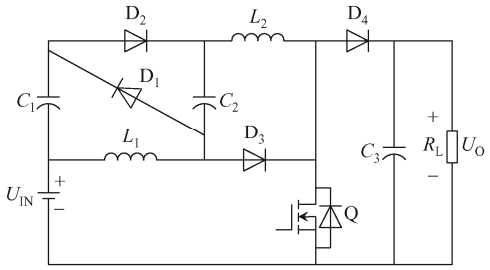
本文所提变换器的演化步骤如图 1 所示。图 1(a)为将 Buck 变换器单元和 Boost 变换器单元进行级联[6]，演化为一种低缓冲电容应力 Boost 变换器；图 1(b)展示了二极管电容单元，此单元是一种典型的无源元件升压单元；将图 1(a)和图 1(b)结合，演化出一种新型高增益 Boost 变换器，如图 1(c)所示。



(a) 低缓冲电容应力Boost变换器



(b) 二极管电容单元



(c) 新型高增益Boost变换器

图 1 变换器的演化步骤

Fig. 1 Evolution steps of the converter

2 变换器工作模态与性能分析

2.1 变换器工作模态分析

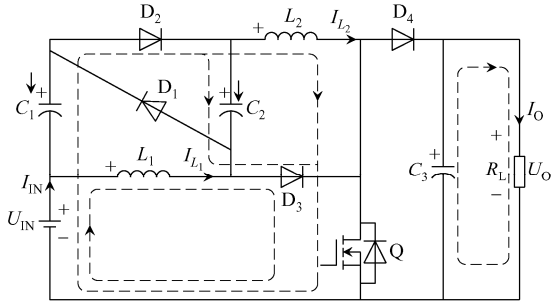
对图 1(c)所示变换器的工作模态进行分析。为简化分析，作如下假设：①在变换器的分析中，开关管和二极管被视为理想器件，内部的寄生参数可被忽略；②储能电容 C_1、C_2、C_3 足够大，在稳态时电压保持不变；③变换器的工作模式为连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)；④变换器的占空比为 D，一个开关周期为 T_S。由于本变换器设计中只有 1 个开关管，所以工作模态只有 2 种，见表 1。

表 1　2 种工作模态

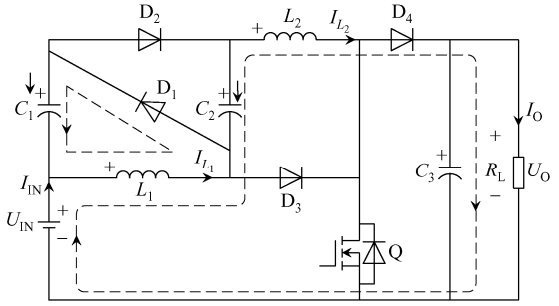
Tab. 1 Two operating modes

工作模态	Q	D_1	D_2	D_3	D_4
模态 1	ON	OFF	ON	ON	OFF
模态 2	OFF	ON	OFF	OFF	ON

在 1 个工作周期中，2 种工作模态的电路如图 2 所示，变换器的主要工作波形如图 3 所示。



(a) 模态1



(b) 模态2

图 2　变换器工作模态

Fig. 2 Converter operating modes

模态 1[t_0, t_1]：当开关管 Q 处于开通状态时，二极管 D_2 和 D_3 开始导通，而 D_1 和 D_4 在承受反向电压后关闭。此时，输入电源 U_{IN} 为电感 L_1 提供能量进行充电，同时与电容 C_1 串联以供电给电感 L_2 和电容 C_2；电容 C_3 则为负载提供能量。在 t_1 时刻，2 个电感的能量达到最大值。

2 个电感电压分别为

$$\begin{cases} U_{L_1} = U_{IN} \\ U_{L_2} = U_{C_2} = U_{C_1} + U_{IN} \end{cases} \tag{1}$$

2 个电感电流分别为

$$\begin{cases} I_{L_1} = \int_0^{t_{on}} \dfrac{U_{IN}}{L_1}\,\mathrm{d}t = \dfrac{U_{IN}}{L_1} DT_S \\ I_{L_2} = \int_0^{t_{on}} \dfrac{U_{C_2}}{L_2}\,\mathrm{d}t = \dfrac{U_{C_1} + U_{IN}}{L_2} DT_S \end{cases} \tag{2}$$

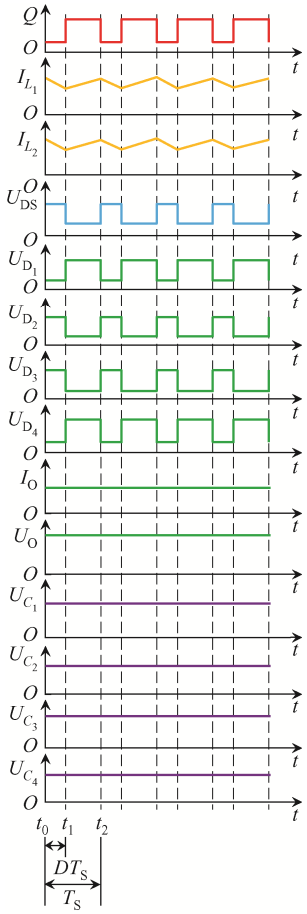


图 3　变换器主要工作波形

Fig. 3 Main operating waveforms of the converter

模态 2[t_1, t_2]：当开关管 Q 处于关闭状态时，二极管 D_1 与 D_4 导通，而 D_2 与 D_3 则由于承受反向电压而处于截止状态。此时，L_1 为 C_1 充电，同时 U_{IN} 通过 L_1 和 L_2 与 C_2 串联，为负载提供电能。此外，C_3 也在充电过程中。2 个电感的放电过程将在 t_2 时刻结束，从而完成 1 个周期。

2 个电感电压分别为

$$\begin{cases} U_{L_1} = U_{C_1} \\ U_{L_2} = U_O - U_{C_1} - U_{IN} - U_{C_2} \end{cases} \tag{3}$$

2 个电感电流分别为

$$\begin{cases} I_{L_1} = \dfrac{U_{C_1}}{L_1}(1-D)T_S \\ I_{L_2} = \dfrac{U_O - U_{C_1} - U_{IN} - U_{C_2}}{L_2}(1-D)T_S \end{cases} \tag{4}$$

根据式(1)~式(4)可得

$$\begin{cases} U_{C_1}=\dfrac{D}{1-D}U_{\mathrm{IN}} \\ U_{C_2}=\dfrac{1}{D}U_{C_1}=\dfrac{1}{1-D}U_{\mathrm{IN}} \\ U_{\mathrm{O}}=\dfrac{2-D}{(1-D)^2}U_{\mathrm{IN}} \end{cases} \tag{5}$$

从而得到变换器的电压增益为

$$M=\frac{U_{\mathrm{O}}}{U_{\mathrm{IN}}}=\frac{2-D}{(1-D)^2} \tag{6}$$

对 C_1 用安秒平衡可得

$$I_{C_1}=\begin{cases} I_{C_1,\mathrm{on}}=-\dfrac{1}{D}I_{\mathrm{O}} & t\in[0,DT_{\mathrm{S}}] \\ I_{C_1,\mathrm{off}}=\dfrac{1}{1-D}I_{\mathrm{O}} & t\in[DT_{\mathrm{S}},T_{\mathrm{S}}] \end{cases} \tag{7}$$

对 C_2 用安秒平衡可得

$$I_{C_2}=\begin{cases} I_{C_2,\mathrm{on}}=\dfrac{1-D}{D}I_{\mathrm{O}} & t\in[0,DT_{\mathrm{S}}] \\ I_{C_2,\mathrm{off}}=-I_{\mathrm{O}} & t\in[DT_{\mathrm{S}},T_{\mathrm{S}}] \end{cases} \tag{8}$$

2.2 变换器性能对比分析

根据上述分析，将本文所提高增益变换器与其他文献中的类似设备进行比较，具体参数见表 2，增益曲线对比如图 4 所示。从图 4 中可以看出，本文所提变换器在电压增益方面明显优于其他类型，尤其在 0.4≤D≤0.7 时，其电压增益提升超过 20%。

表 2 本文变换器与其他变换器对比

Tab. 2 Comparison of this converter with other converters

变换器	开关管数量	二极管数量	开关管电压应力	电压增益
文献[5]	1	3	$U_{\mathrm{O}}/2$	$2/(1-D)$
文献[6]	1	4	U_{O}	$1/(1-D)^2$
本文	1	4	U_{O}	$(2-D)/(1-D)^2$

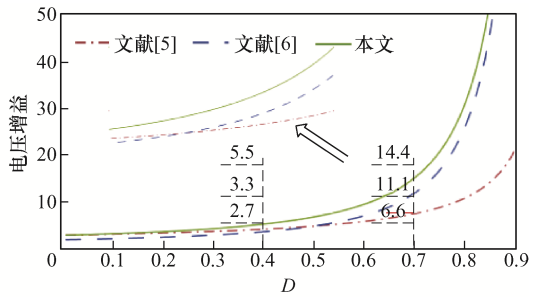


图 4 各变换器电压增益对比

Fig. 4 Comparison of voltage gain of each converter

3 集成电感分析与设计

3.1 解耦条件分析

通过以上变换器工作模式分析及电路的双电感特征可知，高增益变换器满足对电感进行磁集成设计的条件，可以利用磁集成技术减小磁性元件的磁通量密度，提高磁心利用率。

本文采用解耦方法来实现将 2 个电感在每个磁柱上的磁通相互抵消，具体通过精确设计磁心的绕线方式和各个磁柱的匝数来达到目的。本节根据磁通抵消原理，并运用磁路欧姆定律进行理论推导，从而得出电感的解耦条件。

图 5 展示了新型集成电感的结构及其磁通流动方向。L_1 由 L_{11} 和 L_{12} 2 部分构成，分别绕制于磁心的侧柱 Ⅰ 和中柱Ⅲ的下半部分；L_2 则由 L_{21}、L_{22} 和 L_{23} 3 部分组成，分别位于侧柱 Ⅰ 的上半部分、中柱Ⅲ的上半部分及侧柱 Ⅱ 的中部。Φ_{11}、Φ_{12}、Φ_{21}、Φ_{22} 和 Φ_{23} 为各段电感在相应磁柱上产生的磁通。

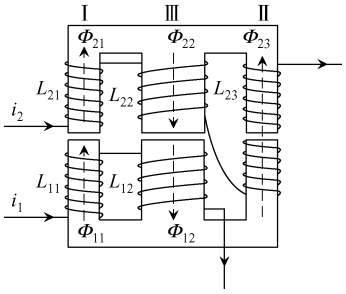


图 5 新型磁集成电感电流和磁通方向

Fig. 5 Current and flux directions of the novel magnetically integrated inductor

图 6 展示了新型集成电感的等效磁路模型。在此模型中，N_{11} 和 N_{12} 分别为 L_1 在磁柱 Ⅰ 和Ⅲ上的绕组匝数；N_{21}、N_{22}、N_{23} 则为 L_2 在磁柱 Ⅰ、Ⅲ及 Ⅱ 上的绕组匝数；R_1、R_2 和 R_3 为各个磁柱的等效磁阻；$\Phi_{\mathrm{Ⅰ}}$、$\Phi_{\mathrm{Ⅱ}}$、$\Phi_{\mathrm{Ⅲ}}$为各绕组在磁柱上的叠加磁通。L_1 在磁柱 Ⅰ 下半部分产生的磁动势用 $N_{11}i_1$ 表示，在磁柱Ⅲ下半部分产生的磁动势用 $N_{12}i_1$ 表示；L_2

在上半部分及中柱Ⅲ和Ⅱ上产生的对应磁动势分别用 $N_{21}i_2$、$N_{22}i_2$ 和 $N_{23}i_2$ 表示。

本文中使用的磁心为 EE 型，为了后续计算，在磁心设计中选择相同的气隙，可以根据磁路的欧姆定律推导出各个磁柱绕组的磁通为

$$\begin{cases} \Phi_{11}=\dfrac{N_{11}i_1}{R_1+R_2//R_3}=N_{11}i_1\dfrac{R_2+R_3}{\Delta} \\ \Phi_{12}=\dfrac{N_{12}i_1}{R_3+R_1//R_2}=N_{12}i_1\dfrac{R_1+R_2}{\Delta} \\ \Phi_{21}=\dfrac{N_{21}i_2}{R_1+R_2//R_3}=N_{21}i_2\dfrac{R_2+R_3}{\Delta} \\ \Phi_{22}=\dfrac{N_{22}i_2}{R_3+R_1//R_2}=N_{22}i_2\dfrac{R_1+R_2}{\Delta} \\ \Phi_{23}=\dfrac{N_{23}i_2}{R_2+R_1//R_3}=N_{23}i_2\dfrac{R_1+R_3}{\Delta} \end{cases} \tag{9}$$

式中，$\Delta=R_1R_2+R_1R_3+R_2R_3$。在各段分段电感的相互作用下，可得到 3 个磁柱的磁通为

$$\begin{cases} \Phi_{\mathrm{I}}=\Phi_{11}+\Phi_{21}+\Phi_{12}\dfrac{R_2}{R_1+R_2}+ \\ \qquad \Phi_{22}\dfrac{R_2}{R_1+R_2}-\Phi_{23}\dfrac{R_3}{R_1+R_3} \\ \Phi_{\mathrm{II}}=\Phi_{23}-\Phi_{11}\dfrac{R_3}{R_2+R_3}-\Phi_{21}\dfrac{R_3}{R_2+R_3}+ \\ \qquad \Phi_{22}\dfrac{R_1}{R_1+R_2}+\Phi_{12}\dfrac{R_1}{R_1+R_2} \\ \Phi_{\mathrm{III}}=\Phi_{12}+\Phi_{22}+\Phi_{11}\dfrac{R_2}{R_2+R_3}+ \\ \qquad \Phi_{21}\dfrac{R_2}{R_2+R_3}+\Phi_{23}\dfrac{R_1}{R_1+R_3} \end{cases} \tag{10}$$

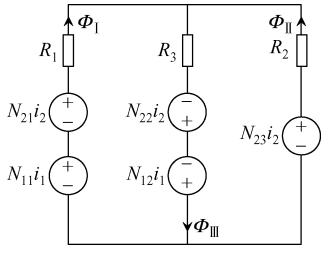


图 6　新型磁集成电感等效磁路模型

Fig. 6 Equivalent magnetic circuit model of a new magnetically integrated inductor

将式(9)代入式(10)中得

$$\begin{cases} \Phi_{\mathrm{I}}=N_{11}i_1\dfrac{R_2+R_3}{\Delta}+N_{12}i_1\dfrac{R_2}{\Delta}+N_{21}i_2\dfrac{R_2+R_3}{\Delta}+ \\ \qquad N_{22}i_2\dfrac{R_2}{\Delta}-N_{23}i_2\dfrac{R_3}{\Delta} \\ \Phi_{\mathrm{II}}=-N_{11}i_1\dfrac{R_3}{\Delta}+N_{12}i_1\dfrac{R_1}{\Delta}-N_{21}i_2\dfrac{R_3}{\Delta}+ \\ \qquad N_{22}i_2\dfrac{R_1}{\Delta}+N_{23}i_2\dfrac{R_1+R_3}{\Delta} \\ \Phi_{\mathrm{III}}=N_{11}i_1\dfrac{R_2}{\Delta}+N_{12}i_1\dfrac{R_1+R_2}{\Delta}+N_{21}i_2\dfrac{R_2}{\Delta}+ \\ \qquad N_{22}i_2\dfrac{R_1+R_2}{\Delta}+N_{23}i_2\dfrac{R_1}{\Delta} \end{cases} \tag{11}$$

L_1、L_2 两端电压分别为

$$\begin{cases} U_1=N_{11}\dfrac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{I}}}{\mathrm{d}t}+N_{12}\dfrac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{III}}}{\mathrm{d}t} \\ U_2=N_{21}\dfrac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{I}}}{\mathrm{d}t}+N_{22}\dfrac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{III}}}{\mathrm{d}t}+N_{22}\dfrac{\mathrm{d}\Phi_{\mathrm{II}}}{\mathrm{d}t} \end{cases} \tag{12}$$

将式(11)代入式(12)可得电感电压的矩阵方程为

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{21} & L_2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} \tag{13}$$

矩阵中的参数为

$$\begin{cases} L_1=N_{11}^2\dfrac{R_2+R_3}{\Delta}+2N_{11}N_{12}\dfrac{R_2}{\Delta}+N_{11}^2\dfrac{R_1+R_2}{\Delta} \\ L_2=N_{21}^2\dfrac{R_2+R_3}{\Delta}+2N_{21}N_{22}\dfrac{R_2}{\Delta}-2N_{21}N_{23}\dfrac{R_3}{\Delta}+ \\ \qquad N_{22}^2\dfrac{R_1+R_2}{\Delta}+\left(N_{21}+N_{22}\right)N_{23}\dfrac{R_1}{\Delta}+N_{23}^2\dfrac{R_1+R_3}{\Delta} \\ M_{12}=N_{11}N_{21}\dfrac{R_2+R_3}{\Delta}+N_{11}N_{22}\dfrac{R_2}{\Delta}-N_{11}N_{23}\dfrac{R_3}{\Delta}+ \\ \qquad N_{12}N_{22}\dfrac{R_1+R_2}{\Delta}+N_{12}N_{21}\dfrac{R_2}{\Delta}+N_{12}N_{23}\dfrac{R_1}{\Delta} \\ M_{21}=N_{11}N_{21}\dfrac{R_2+R_3}{\Delta}+N_{11}N_{22}\dfrac{R_2}{\Delta}-N_{11}N_{23}\dfrac{R_3}{\Delta}+ \\ \qquad N_{12}N_{22}\dfrac{R_1+R_2}{\Delta}+N_{12}N_{21}\dfrac{R_2}{\Delta}+N_{12}N_{23}\dfrac{R_1}{\Delta} \end{cases} \tag{14}$$

根据电感的互感定理可知，当 M_{12} 和 M_{21} 均为 0 时，2 个电感的耦合系数为 0，从而实现完全解耦的效果，具体为

$$N_{11}N_{21}(R_2+R_3)+N_{11}N_{22}R_2+N_{12}N_{22}(R_1+R_2)+N_{12}N_{21}R_2+N_{12}N_{23}R_1=N_{11}N_{23}R_3 \quad (15)$$

对于本文选用的 EE 型磁心，中柱横截面积为侧柱横截面积的 2 倍，由磁路欧姆定律可得 $R_m=L/\mu A$，其中 R_m 为磁路磁阻，L 为磁路长度，μ 为磁导率，A 为横截面积，即中柱磁阻为边柱磁阻 1/2。令 $R_1=R_2=2R_3=2R$ 可得化简后的解耦条件为

$$3N_{11}N_{21}+2N_{11}N_{22}+4N_{12}N_{22}+2N_{12}N_{21}+2N_{12}N_{23}=N_{11}N_{23} \quad (16)$$

由以上推导得知，两电感绕制的匝数满足式(16)时，L_1 和 L_2 的运行状态互不影响，从而得到完全解耦。

3.2 集成电感仿真分析

为了验证本文解耦集成方法的可行性，借助有限元软件进行仿真分析。根据前文的计算，合理选取 2 个电感值，即 L_1=200 μH、L_2=600 μH。选用磁心型号为 PC40−EE42/20，在 3 根磁柱上开设相同的气隙，气隙大小为 1.2 mm。各个绕组线圈的匝数分别为：N_{11}=29，N_{12}=16，N_{21}=N_{22}=20，N_{23}=45。其电感和互感见表 3。

表 3 集成磁件实际计算结果

Tab. 3 Practical calculation results of integrated magnetic components

参数	数值
L_1/μH	201.21
L_2/μH	600.88
M_{12}/μH	0.000 5
M_{21}/μH	0.000 5

由表 3 可得两电感的互感为 0.000 5 μH，近似于 0，表明这两电感实现了有效的解耦集成。

利用有限元仿真对集成电感进行仿真，可更直观地观察到磁心的磁通密度和磁场强度分布。

图 7 和图 8 为分立磁件的有限元仿真，从图 7 和图 8 中可以看到，L_1 的 3 根磁柱的平均磁通量密度为 0.12 T，局部最大磁通量密度约为 0.23 T。L_2 的 3 根磁柱的平均磁通量密度为 0.13 T，局部最大磁通量密度约为 0.25 T。二者的平均磁通量密度都远小于磁心最大饱和磁通量密度 0.35 T，变换器能够在满载状态下稳定运行，而且过载后也不会发生饱和。在实际应用中，可以选择体积更小的磁心。图 9 为 NIM 的有限元仿真，从图中可以看出 NIM 的平均工作磁通量密度为 0.11 T，局部最大磁通量密度约为 0.26 T，磁通量密度在 3 根磁柱分布较均匀。

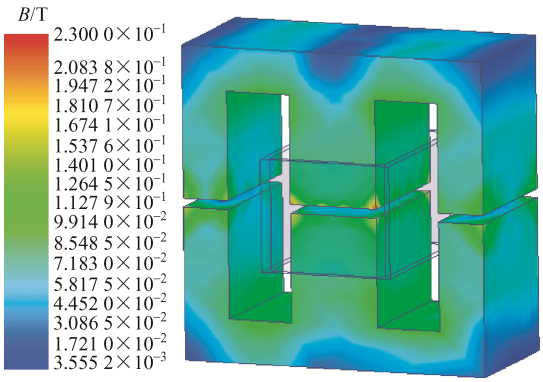


图 7 分立电感 L_1 满载仿真

Fig. 7 Discrete inductor L_1 full load simulation

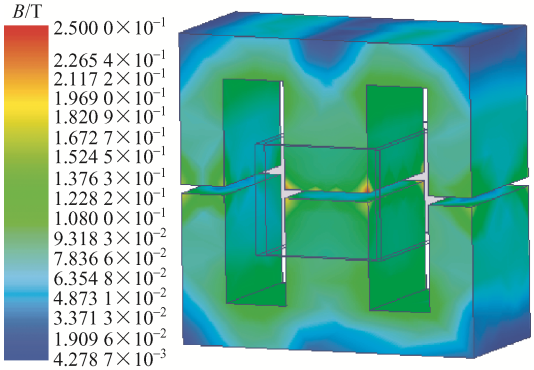


图 8 分立电感 L_2 满载仿真

Fig. 8 Discrete inductor L_2 full load simulation

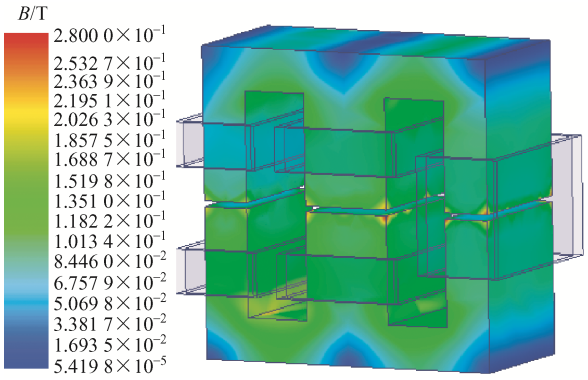


图 9 NIM 满载仿真

Fig. 9 NIM full load simulation

通过以上有限元仿真运行结果的对比，验证了

本文理论分析的正确性和可行性，与分立的电感对比，NIM 的磁通量密度分布更加均匀，磁心利用率更高，不易饱和。

4　实验结果分析

为验证理论分析的准确性，本文搭建了 1 台额定功率为 200 W 的实验样机。实验样机的具体情况如图 10 所示，主电路参数及器件选型详见表 4。

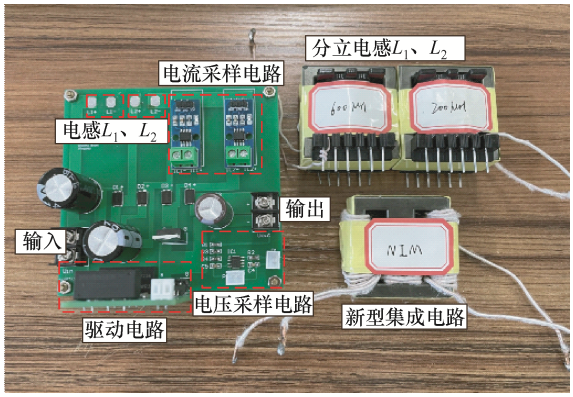


图 10　实验样机

Fig. 10 Experimental prototype

表 4　变换器参数

Tab. 4 Converter parameters

参数	数值/型号
开关频率 f_s/kHz	100
占空比 D	0.59
输入电压 U_{IN}/V	48
输出电压 U_O/V	400
输出电流 I_O/A	0.5
额定功率 P_O/W	200
电感 L_1/μH	200
电感 L_2/μH	600
电容 C_1、C_2/μF	470
电容 C_3/μF	330
二极管 D_1~D_4	MM80FU040PC
开关管 Q	20N60C3

经过上述磁件设计，本文采用 EE42/20 磁心对分立磁件和集成磁件进行绕制，并根据空间体积进行比较。磁心计算结果见表 5，由表可知集成磁件的体积较分立磁件缩小了约 57%。因此，磁集成技术可有效减少磁件的数量和体积。

下面对样机的分立磁件和集成磁件实验波形进行对比分析。图 11、12 分别是变换器分立磁件和集成磁件在额定功率 200 W 下 U_O、I_O 和 L_1、L_2 电流的稳态波形。通过对比可以发现，分立磁件和集成磁件的工作波形基本一致，验证了解耦集成的可行性。

表 5　不同磁心体积

Tab.5 Volume of different cores

磁心	体积/cm^3
EE42-L_1	19.42
EE42-L_2	19.42
EE42-NIM	16.57

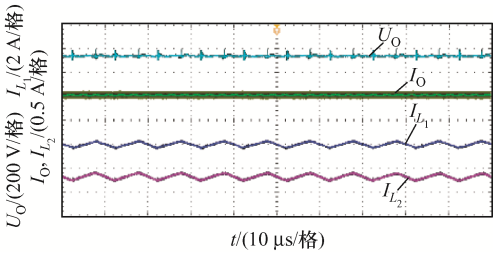


图 11　分立磁件稳态波形

Fig. 11 Steady-state waveforms of discrete magnetic components

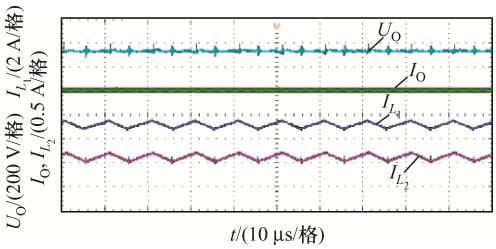
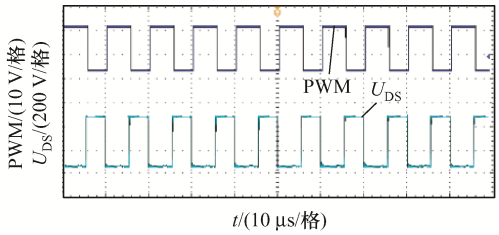


图 12　集成磁件稳态波形

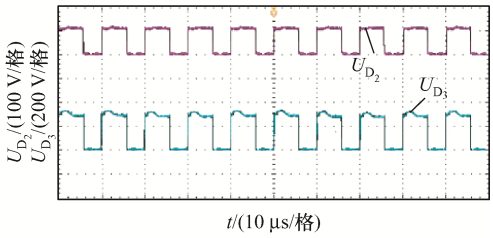
Fig. 12 Steady-state waveforms of integrated magnetic components

图 13 为新型磁集成高增益 Boost 变换器各半导体功率器件的电压应力实验波形，(a)为 Q 的开关应力和驱动信号脉宽调制 PWM(pulse width modulation)，(b)、(c)为 D_1~D_4 的电压应力，实验结果与理论分析一致。

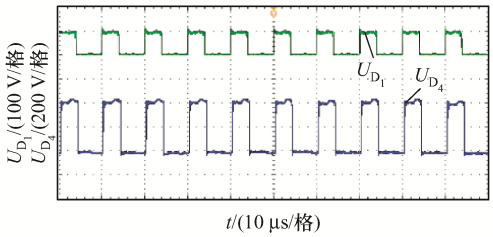
图 14 展示了实验样机中分立磁件与 NIM 变换器的效率曲线。从图中可以观察到，NIM 变换器的效率明显高于分立磁件变换器的效率，这是由于 NIM 的设计有效降低了电感各部分的最大磁通，从而减少了磁心损耗，提升了变换器的功率密度，缩小了整体体积。



(a) Q的电压应力和驱动信号PWM



(b) D_2、D_3的电压应力



(c) D_1、D_4的电压应力

图 13 半导体功率器件的电压应力

Fig. 13 Voltage Stress in Semiconductor Power Devices

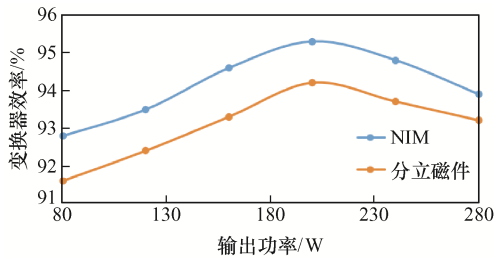


图 14 实验样机效率曲线

Fig. 14 Efficiency curves of experimental prototype

5 结论

本文提出了一种新型磁集成高增益 Boost 变换器，并对该变换器的工作模态、电压增益、半导体功率器件的电压应力进行了推导分析。同时针对该变换器提出了一种新型电感解耦集成方法，通过电路、磁路模型设计以及系统对比仿真与实验，证明该变换器具有以下特点：

(1)采用 C-D-D-C 单元提高变换器增益，其增益为$(2-D)/(1-D)^2$，在较低的占空比下也能获得较高的增益；

(2)在不影响变换器性能的前提下，通过解耦集成技术有效减小了磁性元件的体积，并降低了磁心损耗，从而提升了变换器的功率密度。

参考文献：

[1] Ali Qasem Mohammed S, Jung J W. A state-of-the-art review on soft-switching techniques for DC-DC, DC-AC, AC-DC, and AC-AC power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17(10): 6569-6582.

[2] Zhu Hongyu, Zhang Donglai, Zhou Yilong, et al. Integrated magnetic Buck-Boost converter with “zero” output current ripple [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 5821-5832.

[3] 荣德生, 段志田, 李洪珠, 等. 带开关电容网络的交错并联磁集成电感 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2019, 17(4): 35-43.
Rong Desheng, Duan Zhitian, Li Hongzhu, et al. Interleaved parallel Boost converter with switched capacitor network and magnetic integrated inductor [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(4): 35-43. (in Chinese)

[4] 苏冰, 王玉斌, 王璠, 等. 基于耦合电感的多相交错并联双向 DC-DC 变换器及其均流控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(20): 4336-4349.
Su Bing, Wang Yubin, Wang Fan, et al. Multi-phase interleaved bidirectional DC-DC converter with coupled inductors and current sharing control strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(20): 4336-4349. (in Chinese)

[5] 陈红星, 林维明, 曾涛. 一种可扩展单元的高增益升压 Cuk 电路[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(23): 7013-7022.
Chen Hongxing, Lin Weiming, Zeng Tao. A high gain step-up Cuk circuit with scalable cell [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(23): 7013-7022. (in Chinese)

[6] Wang Shuhong, Yuan Dongsheng, Wang An, et al. Circuit-field coupling and magnetic-thermal coupling analysis of RRF converter designed with magnetic integration [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019,

55(5): 8000608.

[7] 刘树林, 王斌, 朱高中, 等. 基于开关电感的二次型 Buck-Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2022, 37(S1): 190-197.
Liu Shulin, Wang Bin, Zhu Gaozhong, et al. Quadratic Buck-Boost converter based on switched inductance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(S1): 190-197. (in Chinese)

[8] 邾玢鑫, 周丽娟, 赵孟浩, 等. 一种可拓展双输入高增益 DC/DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(11): 148-158.
Zhu Fenxin, Zhou Lijuan, Zhao Menghao, et al. A scalable dual-input high step-up DC/DC converter [J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(11): 148-158. (in Chinese)

[9] 李洪珠, 程利弘, 魏昕, 等. 耦合电感倍压解耦磁集成高电压增益变换器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1584-1595.
Li Hongzhu, Cheng Lihong, Wei Xin, et al. Coupled inductance voltage doubling decoupling magnetic integrated high voltage gain converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1584-1595. (in Chinese)

[10] 高圣伟, 王浩, 刘晓明, 等. 新型磁集成双频 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(24): 8131-8144.
Gao Shengwei, Wang Hao, Liu Xiaoming, et al. A novel double frequency DC/DC converter with magnetic integration [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(24): 8131-8144. (in Chinese)



范玉鹏

作者简介：

范玉鹏(1986—)，男，本科，高级工程师。研究方向：电力电子变换器。E-mail：644386669@qq.com。

姜浩(1995—)，男，本科，工程师。E-mail：321320966@qq.com。

吴影(1996—)，男，本科，工程师。E-mail：wu.y@163.com。

汪森(1998—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子变换器。E-mail：tguwangsen@163.com。

黄伟军(1988—)，男，本科，高级工程师。E-mail：847897718@qq.com。

周松(1996—)，男，本科，工程师。E-mail：1223371048@qq.com。

(责任编辑：孙美菊)