磁集成串联电容 Buck-Cuk 高降压 DC-DC 本质安全型变换器

李洪珠， 李文瑞， 李雯婧
（辽宁工程技术大学 电气与控制工程学院，辽宁 葫芦岛 125105）

摘 要：针对传统本安变换器降压比不足的问题，将 Buck 与非反向 Cuk 变换器组合，得到了交错并联型 Buck-Cuk 变换器。该变换器通过引入串联电容减小开关管上的电压应力。为减小变换器的体积与重量将两个输出电感进行耦合集成，得到了磁集成串联电容 Buck-Cuk 高降压 DC-DC 本质安全型变换器。分析了在不同工作模式下耦合电感的等效电感值，并推导出耦合前后对于相电流纹波的影响，获得了不同占空比的情况下耦合度对于电流纹波抑制的约束关系，验证了耦合集成能提升变换器的本质安全性能。此外，分析所提变换器中电源和不同器件对短路时放电火花所提供的能量，证明了所提变换器的本质安全特性较传统变换器有较大的提升。最后，通过搭建一台实验样机，验证理论分析的正确性。

关键词：Buck-Cuk 变换器；高降压比；交错并联；耦合系数；电流纹波；本质安全
DOI：10.15938/j.emc.2025.04.014
中图分类号：TM46 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2025)04-0147-11

Series capacitor Buck-Cuk high step-down DC-DC converter with magnetic integration

LI Hongzhu， LI Wenrui， LI Wenjing
(College of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: To address the issue of insufficient step-down ratio in traditional intrinsically safe converters, a Buck and non-inverting Cuk converter were combined to form an interleaved parallel Buck-Cuk converter. By introducing a series capacitor, the voltage stress on the switching devices was reduced. To minimize the converter's volume and weight, the two output inductors were magnetically coupled and integrated, resulting in a magnetically integrated series-capacitor Buck-Cuk high step-down DC-DC intrinsically safe converter. The equivalent inductance of the coupled inductor under different operating modes was analyzed, and the impact of coupling on phase current ripple before and after integration was derived. The constraint relationship between the coupling coefficient and current ripple suppression under different duty cycles was obtained, verifying that magnetic integration enhances the converter's intrinsic safety performance. Furthermore, the energy contributions from the power source and various components to the discharge spark during a short circuit were analyzed, demonstrating that the proposed converter significantly improves intrinsic safety compared to traditional converters. Finally, an experimental prototype was built to validate the theoretical analysis.

收稿日期：2023-12-04
基金项目：辽宁省教育厅基本科研项目(LJZK0326)；辽宁省自然科学基金(2019-MS-159)
作者简介：李洪珠(1974—)，男，博士，教授，研究方向为电力电子及磁集成技术；
李文瑞(2000—)，男，硕士，研究方向为电力电子及磁集成技术；
李雯婧(2002—)，女，硕士研究生，研究方向为电力电子及磁集成技术。
通信作者：李洪珠

Keywords: Buck-Cuk converter; high step-down; interleaved; coupling coefficient; current ripple; intrinsic safety

0 引 言

煤炭和石油化工等行业在生产过程中会存在大量爆炸性气体,因此应用于煤炭和石油化工等场合的电子设备必须满足防爆要求[1]。本质安全型电子设备是防爆电源发展的必然趋势,且由于本质安全型电气设备具有体积小、重量轻、易维修、安全程度高等优点在实际应用越来越广泛[2]。此外,由于电力电子技术的不断发展,应用于煤炭和石油化工等场合的井下监控、自动控制设备电压越来越低[3-4],传统的降压变换器已经不能满足实际应用的需求。为此需研究本质安全型高降压比 DC-DC 变换器。

对于输出本质安全电源可分为隔离型与非隔离型,其中常见的隔离型有正反激变换器,推挽变换器、半桥及全桥变换器,但由于该类变换器中存在变压器导致其体积与重量较大[5-6]。与隔离型相比非隔离变换器中无变压器,其体积与重量较小。但由于非隔离变换器的降压比较低,不能满足实际应用的需求。

为满足实际应用的需求,国内外学者提出了一系列提高变换器降压比的方案,其中最简单的方法就是使用级联的方式[7-9],但级联式方案中会使用大量的元器件数量、成本较高,同时两级式会导致变换器的传输效率较低。为提高变换器的工作效率,文献[10]中提出了交错并联 Buck 变换器有效地降低了变换器的输出电流纹波;文献[11]中将 Buck 变换器与 Cuk 变换器进行组合,得到了组合式高降压比变换器。但上述文献中所提变换器的降压比较低,为进一步提升变换器的降压比并降低变换器的输出电流纹波,文献[12-13]中通过引入串联电容来提升变换器中的降压比,并降低开关管上的电压应力;文献[14]在引入串联电容的基础上进一步引入耦合电感进一步提升了所提变换器的电压转换比。

由于文献[7-14]中主要关注变换器的降压比,没有考虑到在煤炭和石油化工等场合对于变换器有着较高的本质安全要求,为此文献[15]中对本质安全 Buck 变换器的设计及其本案特性进行了详细的分析;文献[16]中对 Buck 变换器进行改进以进一步提升 Buck 变换器的本质安全特性;文献[17]中对最危险工况下 Buck-Boost 变换器的本质安全特性进行了详细的分析。为进一步提升变换器的本质安全特性,文献[18-21]中将磁集成技术应用到交错并联变换器中,有效地减小相电流的纹波、提升了变换器的动态特性,进一步提升了变换器的本质安全特性。此外,为分析电路中不同器件短路时火花放电所提供的能量,文献[22-24]中对不同器件放电特性进行了详细的研究。

本文将 Buck 变换器与 Cuk 变换器进行组合得到 Buck-Cuk 变换器,并引入串联电容来提升变换器的降压比、降低开关管上电压应力。此外,通过将输出电感耦合集成进一步抑制了每相电感上的电流纹波,并减小了变换器中磁性器件的数量与体积。为保证所提变换器能工作在煤炭和石油化工等场合,对所提的本质安全型磁集成串联电容式 Buck-Cuk 交错并联高降压比 DC-DC 变换器进行本质安全的特性进行分析,并将其与基础的 Buck 变换器与 Cuk 变换器进行对比,证明了所提变换器的本质安全特性较传统变换器有较大的提升。

1 磁集成串联电容式 Buck-Cuk 交错并联高降压变换器原理分析

1.1 所提本安变换器的拓扑推衍

由于基础的 Buck 变换器和 Cuk 变换器均具有输出电流连续的特点,为此将 Buck 变换器与 Cuk 变换器交错并联有助于进一步减小变换器的输出纹波,但由于 Cuk 变换器的输入与输出电压反向,为此需对 Cuk 变换器的结构进一步变化,进而得到图 1(a)所示的交错并联型 Buck-Cuk 变换器,其控制方式采用交错控制。为进一步提升变换器的降压比避免所提变换器工作在极限占空比进而导致较大的 EMI 等问题,将串联电容 C_s 引入到交错并联型 Buck-Cuk 变换器中进一步提升变换器的降压比,并将二极管替换为开关管,进而得到图 1(b)串联电容式 Buck-Cuk 交错并联高降压比 DC-DC 变换器,有效地减小了变换器中开关管上的电压应力,有助于选取寄生参数小的开关管,进而减小变换器的整体

损耗。

为进一步提升所提变换器的整体性能,通过将输出侧电感 L_1、L_2进行耦合集成,有效地减少了变换器中磁性器件的数量,并降低了每一相的电流纹波、减小了磁芯损耗。考虑到 Buck-Cuk 变换器采用交错并联的控制方式,故其耦合方式选择反向耦合,得到图 1(c)所示的磁集成串联电容式 Buck-Cuk 交错并联高降压比 DC-DC 本质安全型变换器。

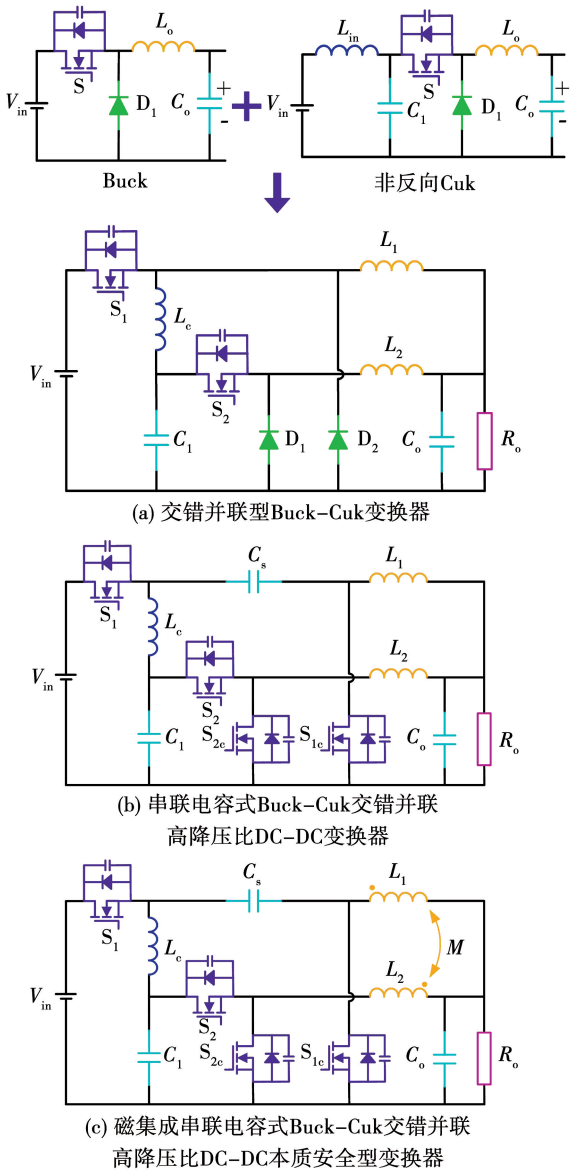


图 1　所提本安变换器的拓扑结构推行

Fig. 1　Derivation process of proposed converter topology with intrinsic safety

1.2　所提本安变换器的模态分析

所提本安变换器在一个开关周期内的主要工作波形如图 2 所示,共有 12 个工作模态。各个模态的等效电路图如图 3 所示。每个模态的工作原理如下:

模态 1(t_0 ~ t_1):在 t_0时刻开关管 S_{1c}的驱动信号撤除,输入电感 L_1对开关管 S_{1c}寄生电容电容充电,开关管 S_{1c}两端的电压快速升高。开关管 S_1中寄生电容开始放电,为开关管 S_1的 ZVS 导通提供对应的条件,当开关管 S_1中寄生电容的能量释放完毕时该模态结束,该模态是时间较短的瞬时模态。

模态 2(t_1 ~ t_2):在 t_2时刻开关管 S_1中寄生电容的能量释放完毕,为开关管 S_1的 ZVS 导通创造条件。该模态下由于开关管 S_1并没有驱动信号,故该模态下开关管 S_1的体二极管导通,保证了开关管 ZVS 导通的条件,当开关管 S_1获得驱动信号时该模态结束,该模态是时间较短的瞬时模态。

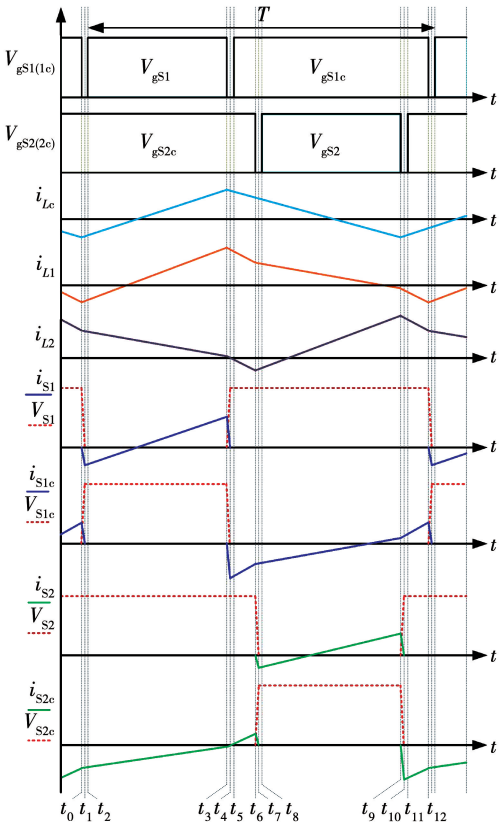


图 2　所提本安变换器的主要工作波形

Fig. 2　Key waveforms of proposed converter with intrinsic safety

模态 3(t_2 ~ t_3):在 t_2时刻开关管 S_1获得驱动信号,开关管 S_1导通。输入电源 V_{in}通过开关管 S_1对电感 L_c、L_1,电容 C_1、C_s及输出电容 C_o和负载充电。电感 L_2通过开关管 S_{2c}对输出电容 C_o和负载充电,当开关管 S_1的驱动信号撤除时该模态结束。该模态下电路满足如下关系:

$$\left.\begin{aligned} V_{\mathrm{o}} &= V_{\mathrm{in}} - V_{Cs} - L_1\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t} + M\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t};\\ V_{\mathrm{o}} &= M\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t} - L_2\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t};\\ V_{\mathrm{in}} &= V_{C1} + V_{Lc}^{(3)}。\end{aligned}\right\} \quad (1)$$

模态 4($t_3 \sim t_4$)：该模态下开关管 S_1 的驱动信号撤除，输入电源 V_{in} 对开关管 S_1 的寄生电容电容充电，开关管 S_1 两端的电压快速升高。当开关管 S_{1c} 中寄生电容的能量释放完毕时该模态结束，该模态是时间较短的瞬时模态。

模态 5($t_4 \sim t_5$)：在 t_4 时刻开关管 S_{1c} 中寄生电容的能量释放完毕，为开关管 S_{1c} 的 ZVS 导通创造条件。该模态下由于开关管 S_{1c} 并没有驱动信号，故该模态下开关管 S_{1c} 的体二极管导通，保证了开关管 ZVS 导通的条件，当开关管 S_{1c} 获得驱动信号时该模态结束，该模态是时间较短的瞬时模态。

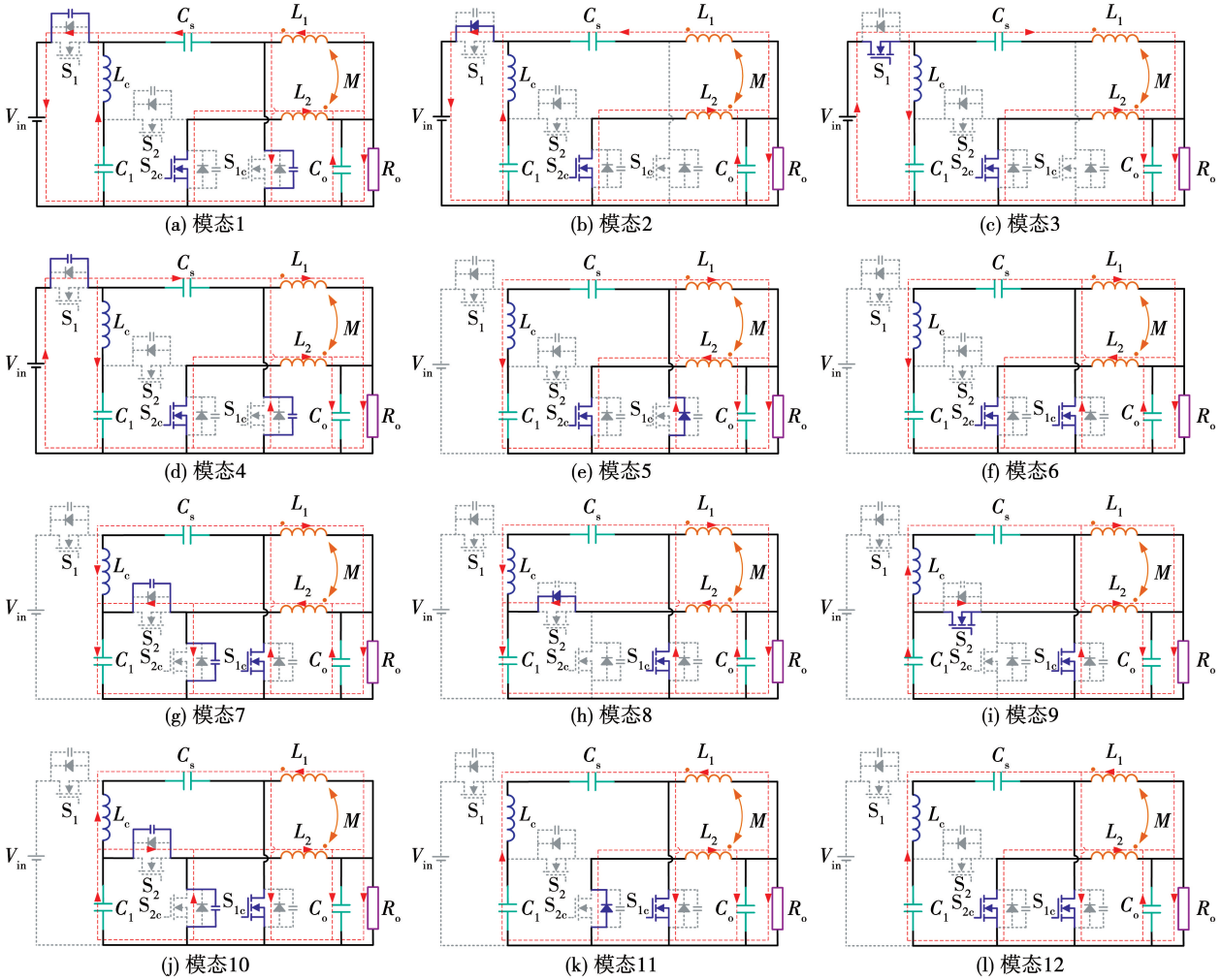


图 3 所提变换器各工作模态的等效电路图

Fig. 3 Equivalent circuit of proposed converter under different modes

模态 6($t_5 \sim t_6$)：该模态下开关管 S_{1c}、S_{2c} 导通，电感 L_1 通过开关管 S_{1c} 对输出电容 C_{o} 和负载充电，电感 L_2 通过开关管 S_{2c} 对输出电容 C_{o} 和负载充电。电感 L_{c} 与电容 C_{s} 通过开关管 S_{1c} 对电容 C_1 充电，当开关管 S_{2c} 的驱动信号撤除时该模态结束。该模态下电路满足如下关系：

$$\left.\begin{aligned} V_{\mathrm{o}} &= V_{Lc}^{(6)} + V_{C1} - V_{Cs} - L_1\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t} + M\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t};\\ V_{\mathrm{o}} &= M\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t} - L_2\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}。\end{aligned}\right\} \quad (2)$$

模态 7($t_6 \sim t_7$)：在 t_6 时刻开关管 S_{2c} 的驱动信号撤除，输入电感 L_2 对开关管 S_{2c} 寄生电容电容充电，开关管 S_{2c} 两端的电压快速升高。开关管 S_2 中寄生

电容开始放电,为开关管 S_2 的 ZVS 导通提供对应的条件,当开关管 S_2 中寄生电容的能量释放完毕时该模态结束,该模态是时间较短的瞬时模态。

模态 8($t_7 \sim t_8$):在 t_7 时刻开关管 S_2 中寄生电容的能量释放完毕,为开关管 S_2 的 ZVS 导通创造条件。该模态下由于开关管 S_2 并没有驱动信号,故该模态下开关管 S_2 的体二极管导通,保证了开关管 ZVS 导通的条件,当开关管 S_2 获得驱动信号时该模态结束,该模态是时间较短的瞬时模态。

模态 9($t_8 \sim t_9$):在 t_8 时刻开关管 S_2 获得驱动信号,开关管 S_8 导通。电容 C_1 通过开关管 S_2 对电感 L_2、输出电容 C_o 和负载充电。电感 L_1 通过开关管 S_{1c} 对输出电容 C_o 和负载充电,当开关管 S_2 的驱动信号撤除时该模态结束。该模态下电路满足如下关系:

$$\left.\begin{aligned} V_o &= V_{Lc}^{(9)} + V_{C1} - V_{Cs} - L_1\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t} + M\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t};\\ V_o &= V_{C1} + M\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t} - L_2\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}。\end{aligned}\right\} \tag{3}$$

模态 10($t_9 \sim t_{10}$):该模态下开关管 S_2 的驱动信号撤除,电容 C_1 对开关管 S_2 的寄生电容电容充电,开关管 S_2 两端的电压快速升高。当开关管 S_{2c} 中寄生电容的能量释放完毕时该模态结束,该模态是时间较短的瞬时模态。

模态 11($t_{10} \sim t_{11}$):在 t_{10} 时刻开关管 S_{2c} 中寄生电容的能量释放完毕,为开关管 S_{2c} 的 ZVS 导通创造条件。该模态下由于开关管 S_{2c} 并没有驱动信号,故该模态下开关管 S_{2c} 的体二极管导通,保证了开关管 ZVS 导通的条件,当开关管 S_{2c} 获得驱动信号时该模态结束,该模态是时间较短的瞬时模态。

模态 12($t_{11} \sim t_{12}$):该模态下开关管 S_{1c}、S_{2c} 导通,电感 L_1 通过开关管 S_{1c} 对输出电容 C_o 和负载充电,电感 L_2 通过开关管 S_{2c} 对输出电容 C_o 和负载充电。电感 L_c 与电容 C_1 通过开关管 S_{1c} 对电容 C_s 充电,当开关管 S_{1c} 的驱动信号撤除时该模态结束。该模态下电路满足如下关系:

$$\left.\begin{aligned} V_o &= V_{Lc}^{(12)} + V_{C1} - V_{Cs} - L_1\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t} + M\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t};\\ V_o &= M\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t} - L_2\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}。\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

2　所提本安变换器的性能分析

2.1　变换器的电压增益分析

为了便于稳态的分析,忽略死区时间与过渡模态,根据电感的伏秒平衡可知:

$$\left.\begin{aligned} &\int_0^{DT} V_{Lc}^{(3)}\,\mathrm{d}t + \int_{DT}^{\frac{T}{2}} V_{Lc}^{(6)}\,\mathrm{d}t + \int_{\frac{T}{2}}^{DT+\frac{T}{2}} V_{Lc}^{(9)}\,\mathrm{d}t + \int_{DT+\frac{T}{2}}^{T} V_{Lc}^{(12)}\,\mathrm{d}t = 0;\\ &\int_0^{DT} V_{L1}^{(3)}\,\mathrm{d}t + \int_{DT}^{\frac{T}{2}} V_{L1}^{(6)}\,\mathrm{d}t + \int_{\frac{T}{2}}^{DT+\frac{T}{2}} V_{L1}^{(9)}\,\mathrm{d}t + \int_{DT+\frac{T}{2}}^{T} V_{L1}^{(12)}\,\mathrm{d}t = 0;\\ &\int_0^{DT} V_{L2}^{(3)}\,\mathrm{d}t + \int_{DT}^{\frac{T}{2}} V_{L2}^{(6)}\,\mathrm{d}t + \int_{\frac{T}{2}}^{DT+\frac{T}{2}} V_{L2}^{(9)}\,\mathrm{d}t + \int_{DT+\frac{T}{2}}^{T} V_{L2}^{(12)}\,\mathrm{d}t = 0。\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

由式(5)可得电容 C_1、C_s 两端的电压分别为:

$$\left.\begin{aligned} V_{C1} &= \frac{V_o}{D};\\ V_{Cs} &= \frac{1-D}{D}V_o。\end{aligned}\right\} \tag{6}$$

根据 KVL 可知所提本安变换器的电压增益为

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{2-D}。 \tag{7}$$

将所提本安变换器与 Buck、Cuk 变换器进行对比,其电压转换比的对比如图 4 所示。由图 4 可见,当占空比为 0.4 时,所提本安变换器的降压转换比是 Buck 变换器的 1.6 倍,是 Cuk 变换器的 2.7 倍。

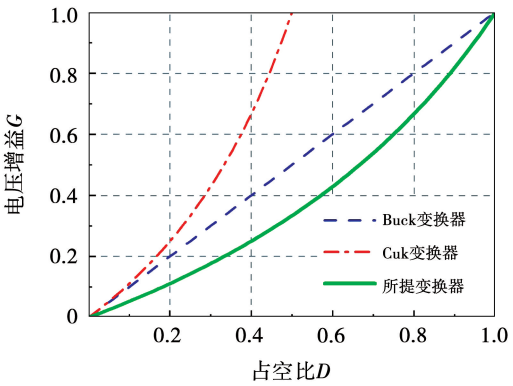


图 4　变换器的电压增益对比

Fig. 4　Voltage gain comparisons of different converter

2.2　所提本安变换器的应力分析

由前文的理论分析可知所提本安变换器中电容的归一化电压应力分别为:

$$\left.\begin{aligned} V_{C1} &= \frac{V_{in}}{2-D};\\ V_{Cs} &= \frac{1-D}{2-D}V_{in}。\end{aligned}\right\} \tag{8}$$

当开关管关断时,其两端的电压为开关管的电压应力,根据前文的模态分析及式(1)~式(8)可得开关管的归一化电压应力为

$$V_{S1} = V_{S1c} = V_{S2} = V_{S2c} = \frac{V_{in}}{2-D}。 \tag{9}$$

由式(8)及式(9)可知所提本安变换器中主要器件的归一化电压应力关系,并绘制出其归一化电压应力曲线如图 5 所示。

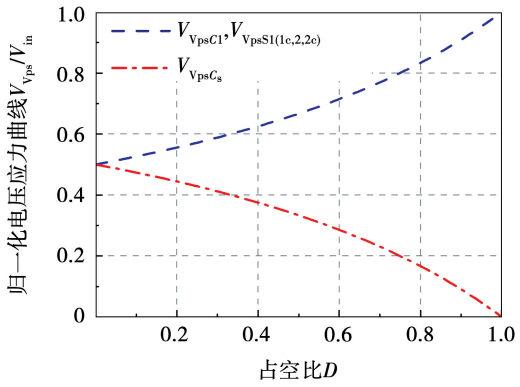


图 5 归一化电压应力曲线图

Fig. 5 Normalized voltage stress curve

由图 5 可见所提本安变换器中开关管与电容的电压应力均低于输入电压,因此可选择寄生参数小、成本较低的器件。

2.3 输出电流纹波的分析

根据图 2 及模态分析推导得到所提本安变换器中电感 L_1、L_2及 L_c中的电流纹波表达式为

$$\left.\begin{aligned}\Delta i_{L1} &= \frac{1-D}{L_1(2-D)}V_{in}DT;\\ \Delta i_{L2} &= \frac{1-D}{L_2(2-D)}V_{in}DT;\\ \Delta i_{Lc} &= \frac{1-D}{L_c(2-D)}V_{in}DT。\end{aligned}\right\} \tag{10}$$

由于 Buck 与 Cuk 变换器交错导通,故电感 L_1与 L_2中的电流相位相差 180°,输出电流的纹波为

$$\Delta i_o = \Delta i_{L1} - \Delta i_{L2} = \frac{1-D}{L_1(2-D)}DV_{in}T - \frac{D}{L_2(2-D)}V_{in}DT。 \tag{11}$$

为简化分析设电流纹波系数 γ 为

$$\gamma = \frac{V_{in}T}{L}。 \tag{12}$$

设电感 L_1与 L_2的电感量相等即 $L_1 = L_2 = L$,则流过电感 L_1、L_2上的电流相等,此时电感 L_1、L_2的相电流纹波为

$$\Delta i_L = \Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = \frac{1-D}{L(2-D)}V_{in}DT。 \tag{13}$$

由式(12)及式(13)可得输出电流 Δi_o的表达式为

$$\Delta i_o = \Delta i_{L1} - \Delta i_{L2} = \frac{(1-2D)D\gamma}{2-D}。 \tag{14}$$

为进一步验证所提本安变换器具有较低的电流纹波,将所提的变换器的输出电流纹波与 Buck、Cuk 变换器进行对比,并绘制出其电流纹波曲线如图 6 所示。由图 6 可见,所提本安变换器输入电流纹波在占空比 D 为 0.4 时是 Buck 变换器的 20.8%,是 Cuk 变换器的 12.5%。

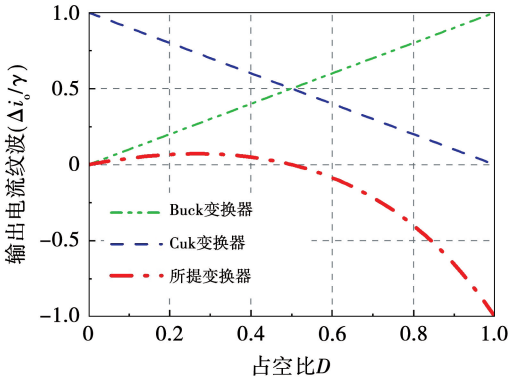


图 6 输出电流纹波对比曲线图

Fig. 6 Output current comparisons of different converter

为了降低变换器中磁性器件的数量和每一相的电流纹波,需要将输出电感 L_1、L_2进行耦合集成,考虑到实际应用时往往需要调节电感 L_1与 L_2之间的耦合度,为此采用 E 型磁芯进行设计,并将电感 L_1、L_2分别缠绕在 E 型磁芯的两个边柱上,并采用反向耦合,其磁件结构与等效电路如图 7 所示。

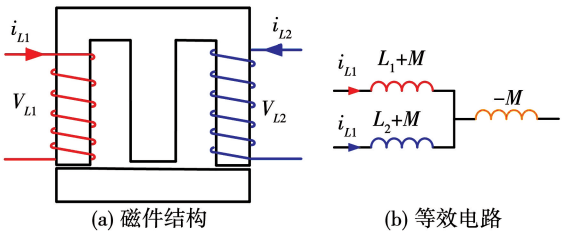


图 7 耦合集成的磁件结构与等效电路

Fig. 7 Magnetic component structure and equivalent circuit model of coupled inductor

由图 7 可得其耦合电感等效模型满足如下关系:

$$\begin{bmatrix}V_{L1}\\ V_{L2}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}L_1 & -M\\ -M & L_2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{di_{L1}}{dt}\\ \frac{di_{L2}}{dt}\end{bmatrix}。 \tag{15}$$

由于所提本安变换器采用交错控制,根据图 2 可见电感 L_1、L_2上电压波形如图 8 所示。

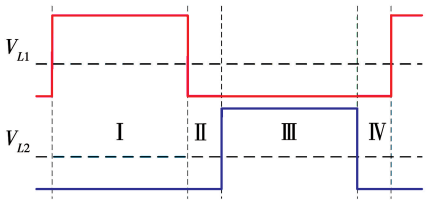


图 8　电感电压波形

Fig. 8　Voltage waveform of inductor

由图 8 可见这两种电压共有 4 种组合模式,根据伏秒平衡原理可得模式 I 下满足如下关系:

$$\left.\begin{aligned} V_{L1} &= \frac{L_1L_2-M^2}{L_2+\dfrac{D}{1-D}M}\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}=L_{eqL1}\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t};\\ V_{L2} &= \frac{L_1L_2-M^2}{L_2-\dfrac{D-1}{D}M}\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}=L_{eqL2}\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}。\end{aligned}\right\} \tag{16}$$

由式(16)可知模式 I 下 L_1、L_2的等效电感分别为:

$$\left.\begin{aligned} L_{eqL1} &= \frac{L_1L_2-M^2}{L_2+\dfrac{D}{1-D}M};\\ L_{eqL2} &= \frac{L_1L_2-M^2}{L_2+\dfrac{1-D}{D}M}。\end{aligned}\right\} \tag{17}$$

当电感 L_1与 L_2的电感量相等即 $L_1=L_2=L$,模式 I 下的等效电感为:

$$\left.\begin{aligned} L_{eqL1} &= \frac{L^2-M^2}{L+\dfrac{D}{1-D}M};\\ L_{eqL2} &= \frac{L^2-M^2}{L+\dfrac{1-D}{D}M}。\end{aligned}\right\} \tag{18}$$

在模式 II 和模式 IV 下满足如下关系:

$$\left.\begin{aligned} V_{L1} &= \frac{L_1L_2-M^2}{L_2-M}\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}=L_{eqL1}\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t};\\ V_{L2} &= \frac{L_1L_2-M^2}{L_1-M}\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}=L_{eqL2}\frac{\mathrm{d}i_{L2}}{\mathrm{d}t}。\end{aligned}\right\} \tag{19}$$

由式(19)可知模式 II 和模式 IV 下 L_1、L_2的等效电感分别为:

$$\left.\begin{aligned} L_{eqL1} &= \frac{L_1L_2-M^2}{L_2-M};\\ L_{eqL2} &= \frac{L_1L_2-M^2}{L_1-M}。\end{aligned}\right\} \tag{20}$$

当电感 L_1与 L_2的电感量相等即 $L_1=L_2=L$,模式 II(或 IV)下的等效电感为

$$L_{eqL1}=L_{eqL2}=L+M。 \tag{21}$$

模式 III 与模式 I 相似,当 $L_1=L_2=L$ 时模式 III 下的等效电感为:

$$\left.\begin{aligned} L_{eqL1} &= \frac{L^2-M^2}{L+\dfrac{1-D}{D}M};\\ L_{eqL2} &= \frac{L^2-M^2}{L+\dfrac{D}{1-D}M}。\end{aligned}\right\} \tag{22}$$

综上可得不同模式下电感 L_1、L_2的等效电感,结合式(10)可得耦合集成之后每相电流的纹波分别为:

$$\left.\begin{aligned} \Delta i_{L1}^{'} &= \frac{1-D}{L_{eqL1}(2-D)}DV_{in}T;\\ \Delta i_{L2}^{'} &= \frac{1-D}{L_{eqL2}(2-D)}DV_{in}T。\end{aligned}\right\} \tag{23}$$

将式(17)及式(22)代入式(23)可得每相电流纹波的表达式分别为

$$\Delta i_L^{'}=\frac{(1-D)L+DM}{(L^2-M^2)(2-D)}DV_{in}T。 \tag{24}$$

为方便研究耦合度对于电流纹波的影响,设耦合度 k 为

$$k=\frac{M}{L}。 \tag{25}$$

将式(25)代入式(24)可得

$$\Delta i_{L1}^{'}=\Delta i_{L2}^{'}=\frac{D(1-(1-k)D)}{(1-k^2)(2-D)}\gamma。 \tag{26}$$

根据式(26)可得其相电流纹波曲线如图 9 所示。由图 9 可见,当占空比不同时耦合度对于相电流纹波的抑制效果也各不相同,其中当占空比 $D=0.4$、耦合度 $k=-0.38$ 时对于相电流纹波抑制效果最好。

为进一步说明耦合前后对相电流纹波的影响,计算耦合后的相电流纹波与耦合前的相电流纹波的比值

$$\frac{\Delta i_L^{'}}{\Delta i_L}=\frac{1+\dfrac{D}{1-D}k}{1-k^2}。 \tag{27}$$

根据式(27)可得耦合前后相电流纹波比如图 10所示。由图 10 可见耦合后在任何占空比的情况下都会对相电流纹波有一定的抑制效果,有效地减小了相电流的纹波,减小了磁性器件的铜耗。

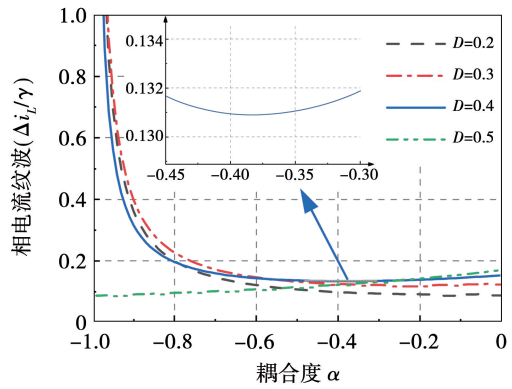


图 9 相电流纹波曲线

Fig. 9 Phase current ripple curve

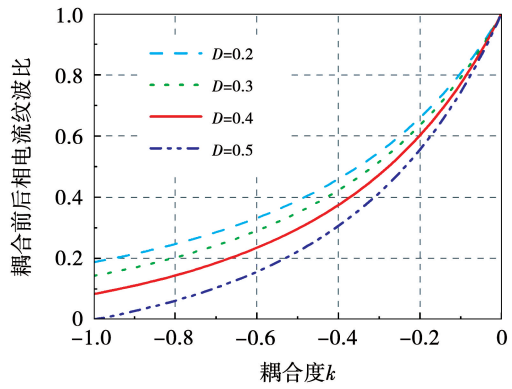


图 10 耦合前后相电流纹波比

Fig. 10 Phase current ripple ratio between before and after coupling

结合式(10)及式(23)可得输出电流的纹波为

$$\Delta i_o^{'} = \Delta i_{L1}^{'} - \Delta i_{L2}^{'} = \frac{(1-D)DV_{in}T}{L_{eqL1}(2-D)} - \frac{D^2V_{in}T}{L_{eqL2}(2-D)}。 \tag{28}$$

将式(18)代入式(28)可得输出电流的纹波为

$$\Delta i_o^{'} = \frac{(1-2D)DV_{in}T}{(L+M)(2-D)}。 \tag{29}$$

2.4 变换器的参数设计

对于电容的容值设计主要考虑电容电压的纹波系数与输出功率,设电容上电压的纹波系数为 δ,则电容的容值应满足:

$$\left.\begin{aligned} C_1 &\geqslant \frac{I_o}{\Delta V_{C1} f_s} = \frac{P_o}{\delta D V_o^2 f_s};\\ C_s &\geqslant \frac{I_o}{\Delta V_{Cs} f_s} = \frac{DP_o}{\delta(1-D)V_o^2 f_s};\\ C_o &\geqslant \frac{I_o}{\Delta V_{Co} f_s} = \frac{P_o}{\delta V_o^2 f_s}。 \end{aligned}\right\} \tag{30}$$

对于电感的设计主要考虑输出的电流纹波,由式(10)可知电感的感值应满足:

$$\left.\begin{aligned} L_1 &\geqslant \frac{1-D}{\Delta i_{L1}(2-D)} DV_{in}T;\\ L_2 &\geqslant \frac{1-D}{\Delta i_{L2}(2-D)} DV_{in}T;\\ L_c &\geqslant \frac{1-D}{\Delta i_{Lc}(2-D)} DV_{in}T。 \end{aligned}\right\} \tag{31}$$

3 变换器本质安全特性的分析

由图 1 可见所提本安变换器短路时放电火花能量为

$$W = W_S + W_L + W_C - W_R。 \tag{32}$$

式中:W_S为输入电源所提供的能量;W_L、W_C分别为变换器中储能元件存储的能力;W_R为负载所消耗的能量。

为简化分析设电路中电容的容值、电感的感值均相等。

由于电弧放电电流采用单一线性模型,则对于输入电源的所提供的能量 W_S可表示为

$$W_S = \frac{V_{in}I_p\Delta t}{2}。 \tag{33}$$

式中:Δt 为放电持续时间;I_p为最大相电流,其表达式为

$$I_p = \frac{D^2V_{in}}{R_o(2-D)^2} + \frac{DV_{in}(1-D+kD)}{2Lf_s(1-k^2)(2-D)}。 \tag{34}$$

由于电感 L_c与电感 L_1、L_2之间没有耦合关系,因此当电感 L_c断开时不会影响到耦合电感的能量之间的传递。此外,由于 L_c位于 L_2的前端,因此电感 L_c断开时相当于 L_2电感断开。

由于所提的变换器两相交错导通,两相同时短路的概率很低,因此将着重分析一相断开的情况。当电感断开时,电感 L_1中的互感能量将通过磁路耦合到电感 L_2进而给负载供电,其漏感参与产生放电火花能量。同理,当电感 L_2断开时通过磁路耦合到电感 L_1中,其漏感参与产生放电火花能量。由图 2 可见所提本安变换器在 t_3和 t_9时刻发生故障时所提供的放电火花能量最大。其最大放电火花能量可表示为

$$W_{L_max} = \frac{(L+M)I_{L_peak}^2}{2} = \frac{[DV_{in}(1-D+kD)]^2}{2Lf_s^2(1+k)(1-k)^2(2-D)^2}。 \tag{35}$$

而对于传统的 Buck 与 Cuk 变换器而言,其在短路时电感所提供的能量为:

$$\left.\begin{aligned} W_{\text{L_Bcuk}} &= \frac{(1-D)^2 V_{\text{in}}^2}{2Lf_{\text{s}}^2 D^2}; \\ W_{\text{L_Cuk}} &= \frac{D^2 V_{\text{in}}^2}{Lf_{\text{s}}^2}。 \end{aligned}\right\} \tag{36}$$

为简化分析设能量系数 λ 为

$$\lambda = \frac{V_{\text{in}}^2}{Lf_{\text{s}}^2}。 \tag{37}$$

将式(37)代入式(35)与式(36)可得:

$$W_{\text{L_max}} = \frac{\lambda\left[D(1-D+kD)\right]^2}{2(1+k)(1-k)^2(2-D)^2}。 \tag{38}$$

$$\left.\begin{aligned} W_{\text{L_Bcuk}} &= \frac{\lambda(1-D)^2}{2D^2}; \\ W_{\text{L_Cuk}} &= \lambda D^2。 \end{aligned}\right\} \tag{39}$$

根据式(38)及式(39)可得不同变换器在短路时电感所提供的能量如图 11 所示。

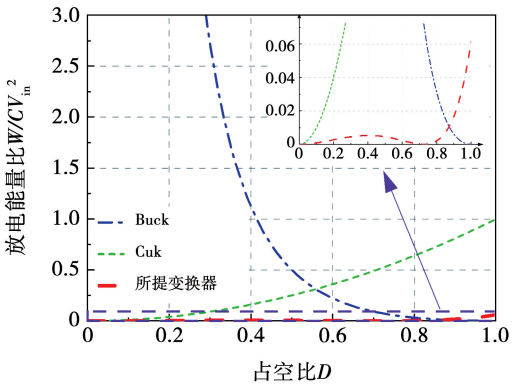


图 11　短路时电感提供的放电能量比

Fig. 11　Comparison of discharge energy provided by inductors during short circuit

对于电容所提供的能量 W_{C} 可表示为

$$W_{\text{C}} = \frac{C_1 V_{C1}^2}{2} + \frac{C_{\text{s}} V_{C\text{s}}^2}{2} + \frac{C_{\text{o}} V_{C\text{o}}^2}{2}。 \tag{40}$$

并将式(7)及式(8)代入式(40)可得

$$W_{\text{C}} = \frac{1-D+D^2}{(2-D)^2} C V_{\text{in}}^2。 \tag{41}$$

而对于传统的 Buck 与 Cuk 变换器而言,其在短路时电容所提供的能量为:

$$\left.\begin{aligned} W_{\text{C_Bcuk}} &= \frac{CV_{\text{in}}^2}{2D^2}; \\ W_{\text{C_Cuk}} &= \frac{CV_{\text{in}}^2(1-D)^2}{2D^2} + \frac{CV_{\text{in}}^2}{2(1-D)^2}。 \end{aligned}\right\} \tag{42}$$

根据式(41)与式(42)可得不同变换器在短路时电容所提供的能量如图 12 所示。

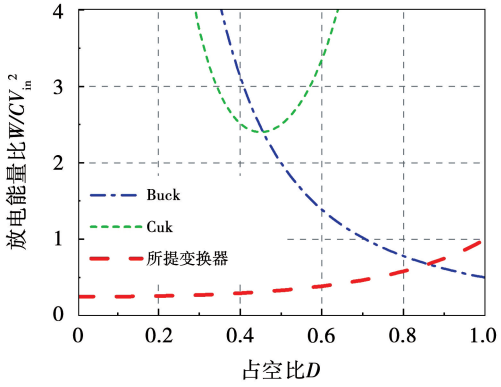


图 12　短路时电容提供的放电能量比

Fig. 12　Comparison of discharge energy provided by capacitors during short circuit

由图 11 及图 12 可见所提本安变换器在占空比 D 小于 0.85 时,其短路状态下电感与电容释放的能量最小,而 Buck 变换器则需占空比 D 大于 0.85 时的放电能量才小于所提本安变换器,但一般情况下不会让变换器工作在极限占空比情况,综上所提本安变换器在正常使用情况下的放电能量最低,具有较好本质安全性能。

对于电容所提供的能量 W_{R} 可表示为

$$W_{\text{R}} = \frac{V_{\text{o}}^2 \Delta t}{R_{\text{o}}}。 \tag{43}$$

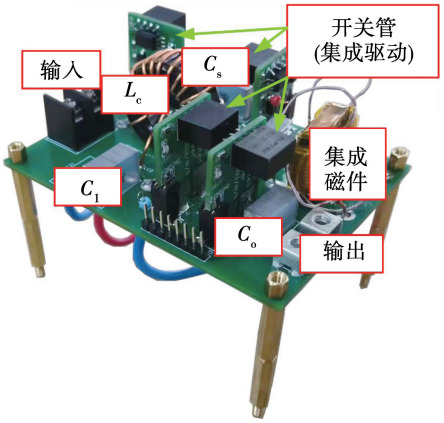
4　实验结果与分析

为验证前文中理论分析的正确性,根据参数设计及磁集成设计搭建了输入电压 48 V、输出电压 12 V、输出电流 0.5 A 的实验样机,其具体参数与器件型号如表 1 所示,实验样机及实验平台如图 13 所示。

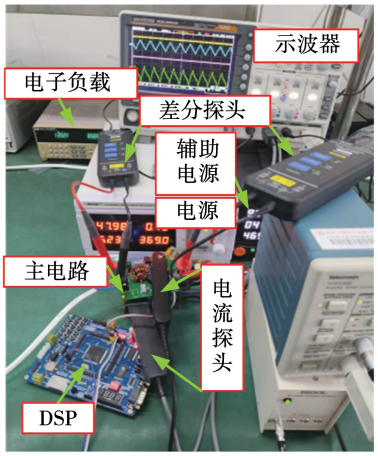
表 1　实验样机的主电路参数

Table 1　Key parameters of experimental prototype

参数	数值	参数	数值
输入电压 V_{in}/V	48	互感 M/μH	18.87
输入电压 V_{o}/V	12	电容 C_1、C_{s}/μF	4.7
电感 L_{c}/μH	51.72	输出电容 C_{o}/μF	4.7
电感 L_1/μH	50.59	开关频率 f/kHz	50
电感 L_2/μH	50.89	负载 R_{o}/Ω	24



(a) 实验样机

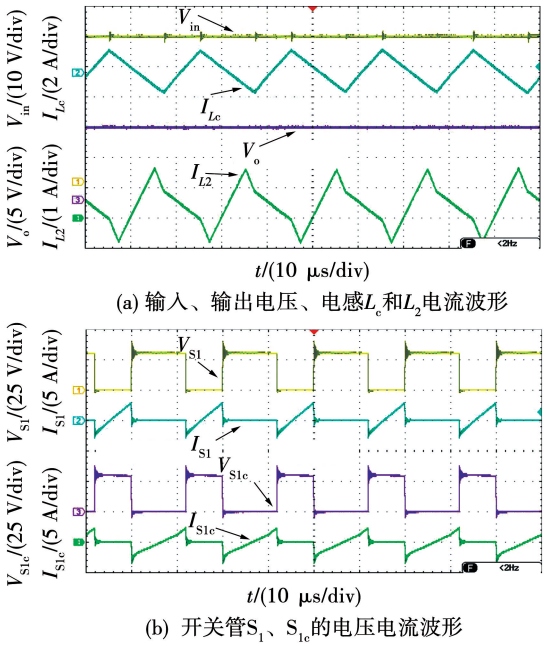


(b) 实验平台

图 13 实验样机及实验平台

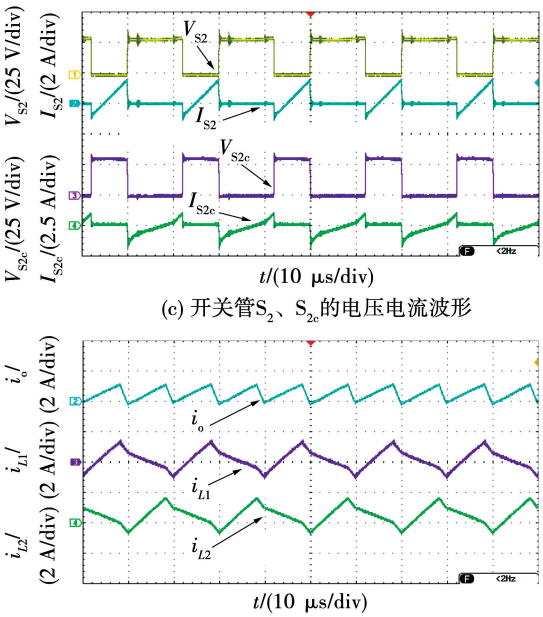
Fig. 13 Experimental prototype and platform

图 14 为实验样机在输入 48 V、输出 12 V 时的主要波形。



(a) 输入、输出电压、电感L_c和L_2电流波形

(b) 开关管S_1、S_{1c}的电压电流波形



(c) 开关管S_2、S_{2c}的电压电流波形

(d) 输出电流i_o、耦合电感L_1、L_2的电流波形

图 14 实验样机的主要工作波形

Fig. 14 Key waveforms of experimental prototype

图 14(a)为输入、输出电压、电感L_c和L_2的电流波形,验证了所提本安变换器能以较低的占空比($D=0.4$)实现 48 V 到 12 V 的转换;图 14(b)与图 14(c)分别为开关管 S_1、S_{1c}和开关管 S_2、S_{2c}上的电压和电流波形,在输入电压为 48 V 时,开关管两端的电压应力均为 30 V,约为输入电压的 0.625 倍,具有较低的电压应力;图 14(d)为输入电流 i_o、耦合电感 L_1、L_2上的电流波形,明显地显示了耦合之后有效地抑制了相电流的纹波,且输出电流纹波比每相相电流纹波更小。

5 结 论

本文将 Buck 变换器与非反向 Cuk 变换器进行组合得到所提的交错并联型 Buck-Cuk 变换器,通过引入串联电容提升了变换器的降压比并减小了开关管上的电压应力,并结合磁集成技术得到所提的磁集成串联电容式 Buck-Cuk 交错并联高降压比 DC-DC 变换器,通过分析所提本安变换器的工作原理推导出变换器的各项性能,最后利用能量判别式对所提本安变换器的本质安全性能进行了分析,给出了分析结果。本文所提本安变换器具有以下特点:

1)将 Buck 变换器与非反向 Cuk 变换器进行组合,得到了交错并联型 Buck-Cuk 变换器,改变了原有变换器的特性,同时保留了 Buck 与 Cuk 变换器

输出电流连续的特性。

2)通过引入串联电容 C_s 有效地降低了变换器中开关管上的电压应力,并进一步拓展了所提本安变换器的降压比。

3)通过引入磁集成技术有效地减小了变换器中磁性器件的数量与体积,并通过设计 Buck 与 Cuk 变换器输出电感的耦合度来减小每一相电流的纹波,减小了磁性器件的铜损。

4)对所提本安变换器进行本安特性分析,确保了所提本安变换器能工作在煤矿等危险环境。

参 考 文 献:

[1] 朱世安, 李者. 煤矿防爆电器技术发展与探讨[J]. 煤矿安全, 2020, 51(10): 164.
ZHU Shian, LI Zhe. Development and discussion of explosion-proof electric appliance technology in coal mine [J]. Safety in Coal Mines, 2020, 51(10): 164.

[2] 李洪珠. 磁集成本质安全开关变换器应用基础研究[D]. 阜新:辽宁工程技术大学, 2020.

[3] 马龙. 5G 设备煤矿井下电源供电技术[J]. 煤矿安全, 2020, 51(5): 111.
MA Long. Power supply technology of 5G equipment in underground coal mine [J]. Safety in Coal Mines, 2020, 51(5): 111.

[4] 郑学召, 闫兴, 郭军, 等. 煤矿救灾机器人防爆技术研究[J]. 工矿自动化, 2019, 45(9): 13.
ZHENG Xuezhao, YAN Xing, GUO Jun, et al. Research on explosion-proof technology for coal mine rescue robot [J]. Journal of Mine Automation, 2019, 45(9): 13.

[5] 林引. 宽输入电压范围的输出本安电源设计[J]. 煤炭技术, 2017, 36(3): 268.
LIN Yin. Design of output intrinsically safe power supply with wide input voltage range[J]. Coal Technology,2017,36(3):268.

[6] 俞优姝, 李良光, 王亚清, 等. 基于单端反激式本安电源的设计[J]. 煤炭技术, 2011, 30(1): 39.
YU Youshu, LI Liangguang, WANG Yaqing, et al. Design of intrinsically-safe power supply based on single-ended flyback [J]. Coal Technology, 2011, 30(1): 39.

[7] LU Z, XU G, XIONG W, et al. A quasi-two-stage isolated bidirectional buck-DAB converter for wide input voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 38(2): 1384.

[8] DALLA VECCHIA M, VAN DEN BROECK G, RAVYTS S, et al. Novel step-down DC-DC converters based on the inductor-diode and inductor-capacitor-diode structures in a two-stage buck converter [J]. Energies, 2019, 12(6): 1131.

[9] 李洪珠, 罗帅. 磁集成双 Buck/Boost-LLC 三端口 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(5): 125.
LI Hongzhu, LUO Shuai. Magnetically integrated dual Buck/Boost-LLC three-port DC-DC converter [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(5): 125.

[10] LEE I O, CHO S Y, MOON G W. Interleaved buck converter having low switching losses and improved step-down conversion ratio [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3664.

[11] KHALILI S, ESTEKI M, PACKNEZHAD M, et al. Fully soft-switched non-isolated high step-down DC-DC converter with reduced voltage stress and expanding capability [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 11(1): 796.

[12] ZHAO L, MIN S, XIANG T, et al. A generalized current self-sharing strategy in whole operating range for series capacitor buck converter [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(5): 5078.

[13] BUI D V, CHA H, NGUYEN V C. Asymmetrical PWM series-capacitor high-conversion-ratio DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 8628.

[14] ZHANG L, CHAKRABORTY S. An interleaved series-capacitor tapped buck converter for high step-down DC/DC application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(7): 6565.

[15] 刘树林, 郝雨蒙, 李艳, 等. 基于最大功率的本安 Buck 变换器设计方法[J]. 电工技术学报,2021, 36(3): 542.
LIU Shulin, HAO Yumeng, LI Yan, et al. Design methods of intrinsically safe buck converter based on the maximum output power [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(3): 542.

[16] 李艳, 刘树林. 改进型本安 Buck 变换器的分析与设计[J]. 西安科技大学学报, 2019, 39(2): 360.
LI Yan, LIU Shulin. Analysis and design of improved intrinsically safe Buck converter [J]. Journal of Xi'an University of Science and Technology, 2019, 39(2): 360.

[17] 刘树林, 马一博, 文晓明, 等. 输出本安 Buck-Boost 变换器的最危险输出短路放电工况研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 253.
LIU Shulin, MA Yibo, WEN Xiaoming, et al. Research on the most dangerous output short-circuit discharge conditions of output intrinsic safety Buck-Boost converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 253.

[18] 杨玉岗, 李龙华. 交错并联磁集成 Buck 变换器的本安特性分析及优化设计[J]. 电工电能新技术, 2013, 32(3): 7.
YANG Yugang, LI Longhua. Intrinsicaly safe performance analysis and optimization design of staggered parallel magnetic integrated Buck DC-DC converter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2013, 32(3): 7.

[19] 杨志超. 本质安全型磁集成双向 DC-DC 变换器电弧放电理论研究[D]. 北京: 北方工业大学, 2023.

(下转第 170 页)

不大。

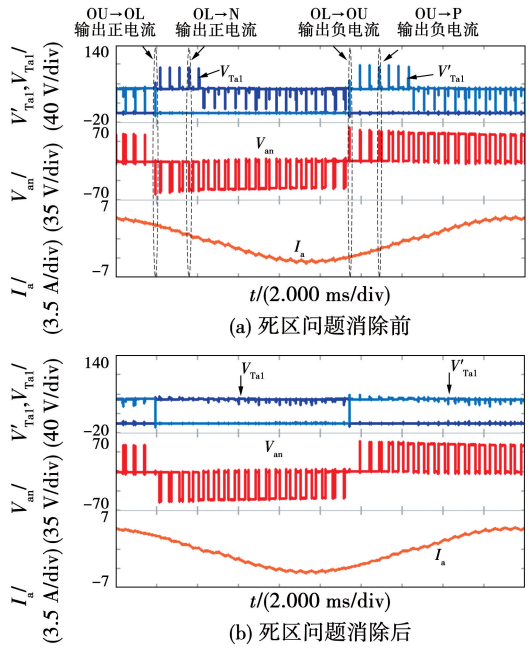


图 20　3L-ANPC 载波同相层叠调制下死区问题消除实验

Fig. 20　Dead time problem elimination experiment under 3L-ANPC PD-PWM

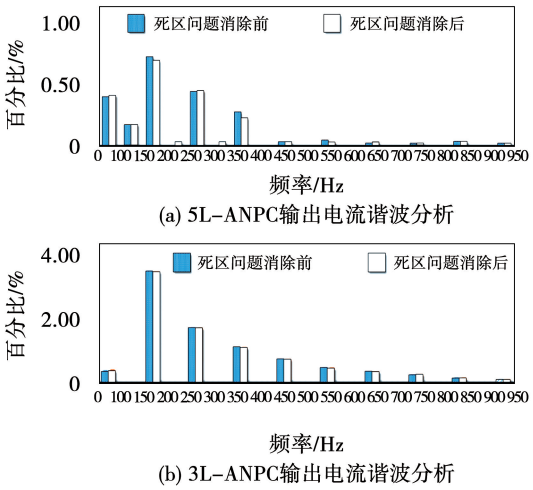


图 21　电流谐波分析

Fig. 21　Analysis of current harmonics

5　结　论

详细分析了 5L-ANPC、3L-ANPC 死区带来的不期望电平以及开关管过压问题,并在此基础上分别进行解决。在发生存在死区不期望电平的状态切换时,根据电流极性以及参与切换的状态,对特定单元开关管动作进行延迟,完全消除了 5L-ANPC 中存在的不期望电平输出问题。对于开关管过压问题,选择并联吸收电容来降低开关管承受电压。所提方法无需增加额外开关管,同时,其简单的实现过程也使该方法适用于解决其他拓扑的相似问题。仿真和实验结果表明,所提方法可解决所有切换中存在的死区不期望电平以及开关管承受电压超出额定耐压的问题。

参 考 文 献:

[1] NABAE A, TAKAHASHI I, AKAGI H. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1981, 17(5): 518.

[2] FOCH H, THOMAS P. Multicell converters: basic concepts and industry applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 955.

[3] BAKER R H, BANNISTER L H. Electric power converter: US 3867643A[P]. 1975 - 02 - 18.

[4] 胡存刚, 芮涛, 马大俊, 等. 三电平 ANPC 逆变器中点电压平衡和开关损耗减小的 SVM 控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(13): 3598.
HU Cungang, RUI Tao, MA Dajun, et al. A space vector modulation scheme for three-level ANPC inverters with neutral-point potential balancing and switching loss reduction[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(13): 3598.

[5] HU Cungang, YU Xinghuo, HOLMES D G, et al. An improved virtual space vector modulation scheme for three-level active neutral-point-clamped inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7419.

[6] BARATER D, CONCARI C, BUTICCHI G, et al. Performance evaluation of a three-level ANPC photovoltaic grid-connected inverter with 650 V SiC devices and optimized PWM[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(3): 2475.

[7] 胡存刚, 邓娜, 陆寅, 等. 三电平 ANPC 并网逆变器损耗分布平衡的研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(5): 722.
HU Cungang, DENG Na, LU Yin, et al. Research on loss distribution balancing for three-level ANPC grid-connected inverter[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(5): 722.

[8] ABARZADEH M, KHAN W A, WEISE N, et al. A new configuration of paralleled modular ANPC multilevel converter controlled by an improved modulation method for 1 MHz, 1 MW EV charger [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(3): 3164.

[9] 张强. 三电平逆变器在永磁同步电机驱动系统中的应用[D]. 大连: 大连交通大学, 2023.

[10] 张涛. 三电平逆变器异步电机直接转矩控制[D]. 杭州: 浙

江大学, 2007.

[11] JEONG S G, PARK M H. The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters[J]. IEEE Transaction on Industry Electronics, 1991, 38(2): 108.

[12] 于兆凯,颜钢锋,林志赟. 电压源逆变器死区效应的分析与消除[J]. 控制工程, 2012, 18(6):1081.
YU Zhaokai, YAN Gangfeng, LIN Zhiyun. Dead-time effects analysis and elimination for voltage source inverter[J]. Control Engineering of China, 2012,18(6):1081.

[13] 高娜,张宇,关清心,等. 基于有源中点钳位五电平电路的双有源桥 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报,2023,43(5):1950.
GAO Na, ZHANG Yu, GUAN Qingxin, et al. Five-level active neutral point clamed dual active bridge DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE,2023,43(5):1950.

[14] 卢凯尔, 刘战, 王旭, 等. 一种无传感器的 ANPC-5L 逆变器死区效应消除方法[J]. 电力电子技术, 2021, 55(10): 87.
LU Kaier,LIU Zhan,WANG Xu,et al. A method for eliminating dead-time effects of ANPC-5L inverter without sensor[J]. Power Electronics, 2021,55(10):87.

[15] 刘计龙,李科峰,肖飞,等. 一种有源中点钳位五电平逆变器简化等效空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(17): 6410.
LIU Jilong, LI Kefeng, XIAO Fei, et al. A simplified equivalent SVPWM strategy for active neutral point clamped five-level inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(17): 6410.

[16] 张文义, 佟为明, 杨乐民,等. 特定消谐式逆变器无死区控制策略研究[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(1): 13.
ZHANG Wenyi, TONG Weiming, YANG Lemin,et al. Research on dead-free control strategy of specific harmonic elimination inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(1): 13.

[17] 张永锋. DSP 控制 SPWM 逆变器死区问题的研究[D]. 安徽:合肥工业大学, 2007.

[18] 黄杨涛, 邓金溢, 陈敏, 等. 5L-ANPC 逆变器中器件过电压分析及抑制[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 129.
HUANG Yangtao, DENG Jinyi, CHEN Min, et al. Analysis and suppression of device over-voltage in 5L-ANPC inverter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(6): 129.

(编辑:朱美华)

(上接第157页)

[20] 杨玉岗, 祁鳞, 李龙华. 交错并联磁集成 Buck 变换器本质安全性输出纹波电压的分析[J]. 电工技术学报, 2014, 29(6): 181.
YANG Yugang, QI Lin, LI Longhua. Analysis of output ripple voltage of essential safety for interleaving magnetics Buck converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(6): 181.

[21] 杨志超. 本质安全型磁集成双向 DC-DC 变换器电弧放电理论研究[D]. 北京:北方工业大学, 2023.

[22] 赵永秀, 王骑, 王瑶, 等. 爆炸性环境电感分断放电引燃能力及本安性能评价方法[J]. 煤炭学报, 2020,45(S2):867.
ZHAO Yongxiu, WANG Qi, WANG Yao, et al. Criterion of intrinsically safe and ignition capability of inductor-disconnected-discharge in explosive environments [J]. Journal of China Coal Society, 2020, 45(S2): 867.

[23] 孟庆海, 田媛. 本质安全电路模拟储能元件潜在危险性分析及其本质安全判据[J]. 电工技术学报, 2022, 37(3): 676.
MENG Qinghai, TIAN Yuan. Analysis of potential hazards of analog energy storage components in the intrinsic safety circuits and their intrinsic safety criteria [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(3):676.

[24] 赵永秀, 刘树林, 王孟, 等. 基于安全火花试验装置的电感分断电弧电阻建模研究[J]. 电子学报, 2017, 45(5): 1078.
ZHAO Yongxiu, LIU Shulin, WANG Meng, et al. Arc resistance modeling of inductor-disconnected circuit based on safety spark test apparatus[J]. Acta Electronica Sinica,2017, 45(5): 1078.

(编辑:朱美华)