

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514556

一种零输入电流纹波高升压软开关 DC-DC 变换器*

周明珠¹, 刘超¹, 庄一展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: 高升压 DC-DC 变换器广泛应用于光伏 (PV) 发电、燃料电池、直流微电网和混合动力电动汽车等领域。本研究提出了一种零输入电流纹波 (ZICR) 高升压软开关 DC-DC 变换器。其通过将输入电感电压箝位在零电压的方式实现 ZICR, 有效消除输入电流纹波; 较低的输入电流纹波可提高光伏电池板和燃料电池的发电效率和使用寿命。该变换器通过引入耦合电感和开关电容升压技术来实现高电压增益, 利用开关管导通占空比和耦合电感匝比灵活调节输出电压。同时, 该变换器中所有开关都实现了零电压开关 (ZVS), 所有二极管都实现了零电流开关 (ZCS), 这样可以降低开关的开关损耗和二极管的反向恢复损耗, 进而降低开关器件的损耗来提高变换器的工作效率。详细分析了变换器的工作原理、ZICR 特性、电压电流应力和软开关特性, 并将所提 ZICR 变换器与其它相似的高升压 DC-DC 变换器进行了性能参数比较。最后, 搭建了一台 100 kHz、200 W、38~380 V 的实验样机, 验证了所提 ZICR 变换器在额定功率下的拓扑结构性能和理论分析的正确性。同时, 在额定功率下具有 ZICR 和不具有 ZICR 的变换器的实验效率分别为 95.4% 和 96.1%。实验结果表明该 ZICR 变换器具有良好的稳态性能, 能够实现高电压增益和高效率输出, 满足新能源与直流微电网之间的功率变换应用需求, 是一种性能优越的高升压 DC-DC 变换器拓扑。

关键词: 高升压 DC-DC 变换器; 零输入电流纹波; 耦合电感; 零电压开关; 零电流开关

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 zero-input current ripple high-step-up DC-DC converter with soft-switching

Zhou Mingzhu¹, Liu Chao¹, Zhuang Yizhan¹, Mao Xingkuai^{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: High-step-up DC-DC converters are widely used in photovoltaic (PV) power generation, fuel cells, DC microgrids and hybrid electric vehicles, among other fields. This study presents a zero-input current ripple (ZICR) high-step-up DC-DC converter with soft-switching technology. It achieves ZICR by clamping the input inductor voltage at zero voltage to eliminate the input current ripple. A lower input current ripple can enhance the power generation efficiency and extend the service life of PV panels and fuel cells. High voltage gain is realized through the integration of coupled-inductor and switched-capacitor step-up technology, while the output voltage can be flexibly regulated by adjusting the switch duty cycle and the turns ratio of the coupled-inductor. Meanwhile, all the switches in this converter have achieved zero voltage switching (ZVS), and all the diodes have achieved zero current switching (ZCS). This can reduce the switching loss and the reverse recovery loss of the diodes, thereby improving overall converter efficiency. This study conducted a detailed analysis of the working principle, ZICR characteristics, voltage-current stress and soft-switching characteristics of the converter, and compared the performance parameters of the proposed ZICR converter with other similar high-step-up DC-DC converters. Finally, an experimental prototype of 100 kHz, 200 W and 38~380 V was built to verify the topological structure performance and theoretical analysis correctness of the proposed ZICR converter at the rated power. Meanwhile, the experimental efficiencies of the converters with and without ZICR at the rated power were 95.4% and 96.1% respectively. The experimental results

收稿日期: 2025-10-08 Received Date: 2025-10-08

* 基金项目: 国家自然科学基金面上项目 (52577187) 资助

show that the ZICR converter has excellent steady-state performance, achieves high voltage gain and high-efficiency output, and satisfies the power conversion application requirements between new energy and DC microgrids. The proposed topology therefore represents a competitive and effective solution for high-step-up DC-DC power conversion.

Keywords: high-step-up DC-DC converter; zero-input current ripple; coupled-inductor; zero voltage switching; zero current switching

0 引言

高压 DC-DC (direct current-direct current) 变换器广泛应用于光伏发电系统、电动汽车和直流微电网等电力电子领域^[1-2]。光伏 (photovoltaic, PV) 组件和燃料电池等可再生能源的输出电压范围通常比较低, 通常需要一级高压 DC-DC 变换器来实现电压的提升和并网运行^[3-5]。现有的升压技术有多级/相/电平、开关电感/电容、内嵌模块、磁芯耦合、倍压单元等。对于采用最大功率点跟踪 (maximum power point tracking, MPPT) 电路的光伏发电应用领域来说, 输入电流纹波的大小会影响 MPPT 所使用的算法。随着功率的增加, 输入电流纹波成为功率损耗的重要部分, 将影响其工作效率和寿命^[6-8]。因此, 具有低输入纹波的高电压 DC-DC 变换器具有良好的工程应用价值^[9-10]。

在高压应用中, 传统直流变换器容易工作在极限占空比情况下, 将导致较大的开关管导通损耗, 同时输出二极管产生严重的反向恢复损耗, 以至于系统效率迅速下降。为了获得更高的升压比, 引入耦合电感或开关电容可以增加变换器的升压能力, 降低元件的电压应力^[11-16]。然而, 这些变换器工作在硬开关条件下, 在高频工况下将导致高开关损耗和低效率。同时, 抑制输入电流纹波也是高压增益的 DC-DC 变换器面临的一个主要问题。

为了减小输入电流纹波, 可以采用输入侧交错并联技术来控制输入电流纹波^[17-19]。然而, 这种类型的拓扑通常以一种复杂的控制方式, 并且具有有限的占空比。例如, 文献[19]中的变换器只有在占空比为 0.5 时, 才能实现零输入电流纹波 (zero-input current ripple, ZICR), 且输出电压不能灵活调节。文献[20-23]中的变换器采用纹波消除单元, 将输入电流构造为两个相反方向的电流, 并将两个电流叠加, 进而消除输入电流纹波。但是拓扑结构复杂, 耦合绕组设计困难。文献[24-25]中的变换器采用辅助电路, 通过将输入电感电压箝位在零电压来消除输入电流纹波。

为了提高效率, 许多变换器采用软开关技术。文献[26-28]中的变换器采用谐振电路为开关提供软开关条件, 但谐振设计较为复杂。文献[29]中变换器采用同步整流开关代替二极管, 实现功率开关的零电压开关导通, 但是电压增益不高。文献[30]中变换器实现了所有半导体器件的软开关操作, 但采用了隔离变压器, 降低了

效率, 同时输入和输出之间不供地。Poorali 等^[31]提出了一种基于准 Z 源结构的软开关 DC-DC 变换器, 可实现软开关, 提高效率。然而, 以上这些采用软开关技术的变换器都没有考虑对输入电流纹波的抑制。

为了同时实现零输入电流纹波和软开关操作, 本研究提出了一种零输入电流纹波高压软开关 DC-DC 变换器。通过引入耦合电感和开关电容升压技术来提高变换器输出电压增益, 并利用有源箝位电路抑制开关上的电压振荡尖峰。同时, 该变换器中所有开关都实现了零电压开关 (zero voltage switching, ZVS), 所有二极管都实现了零电流开关 (zero current switching, ZCS)。此外, 详细分析了零输入电流纹波和软开关的实现条件。最后, 通过实验结果验证该理论研究的有效性和所提变换器的可行性。

1 高压软开关 DC-DC 变换器

1.1 变换器拓扑结构

如图 1 所示, 给出了一些高压 DC-DC 变换技术的典型拓扑, 主要包括级联型、二次型、三电平型、飞跨电容型、开关电容型、开关电感型、交错并联型和耦合电感型。所提变换器采样开关电容和耦合电感混合升压技术来提高变换器的电压增益。

如图 2 所示, 显示了所提变换器不具有 ZICR 和具有 ZICR 的两种拓扑结构, 其中具有 ZICR 结构的变换器由两个输入电感 L_a 和 L_1 、两个开关 S_1 和 S_2 、3 个二极管 D_1 、 D_2 和 D_0 、6 个电容器 C_a 、 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 和 C_0 以及耦合绕组 N_1 和 N_2 组成, 定义 $n = N_2/N_1$ 。该变换器的有源箝位电路由 S_1 - C_2 - S_2 - C_1 环路组成, ZICR 结构由 L_a - C_a - C_0 组成。如图 3 所示, 显示了考虑耦合绕组漏感情况下所提 ZICR 变换器的等效电路。

1.2 电路工作状态分析

所提 ZICR 变换器的理论分析波形如图 4 所示, 如图 5 为所提 ZICR 变换器各个时间段的工作状态等效电路图。

1) 状态 1 (t_0 - t_1): 当 $t = t_0$ 时, 开关管 S_2 关断信号到来。输入源 U_g 、电容 C_2 和电感 L_1 向电容 C_1 输送能量, L_1 电流 i_{L_1} 与励磁电感 L_m 电流 i_{L_m} 之间的电流差使开关管 S_1 两端的缓冲电容 C_{S_1} 进行放电, 开关管 S_2 两端的缓冲电容 C_{S_2} 进行充电。

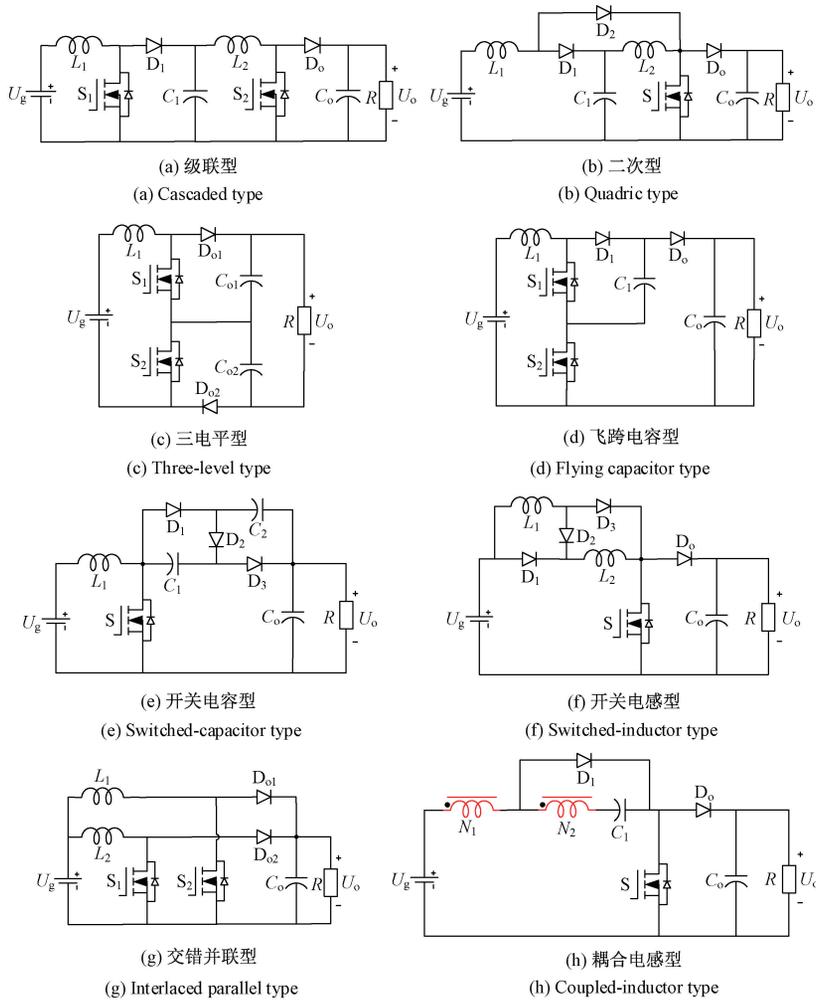


图 1 高升压 DC-DC 变换技术的典型拓扑

Fig. 1 Typical topologies of high-step-up DC-DC conversion technology

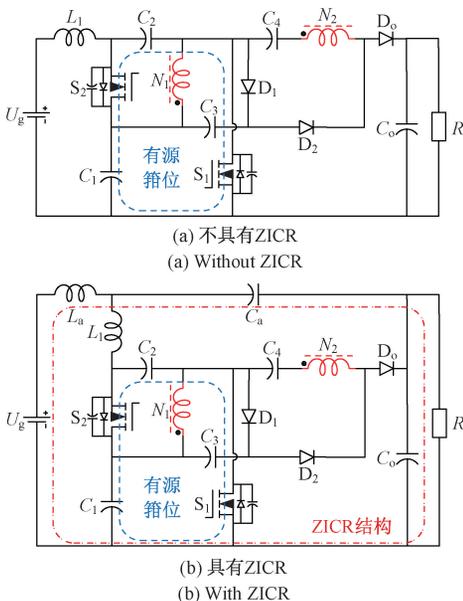


图 2 所提高升压软开关变换器

Fig. 2 Proposed high-step-up soft-switching converter

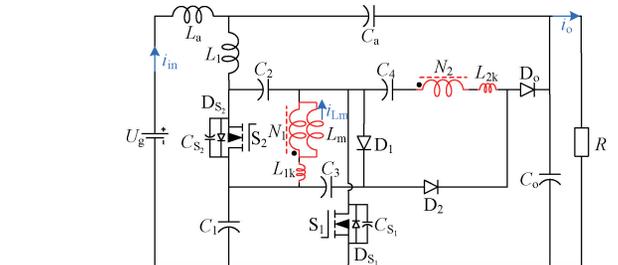


图 3 所提 ZICR 变换器考虑漏感后的等效电路

Fig. 3 The equivalent circuit of the proposed converter with ZICR after considering leakage inductance

2) 状态 2 (t_1-t_2): 当 $t = t_1$ 时, 开关管 S_1 的体二极管 D_{S_1} 导通, 使开关管 S_2 电压箝位于 $U_{C_1} + U_{C_2}$, 电容 C_1 充电, 电容 C_2 放电。此外, 漏感 L_{2k} 与 C_3, C_4 开始发生谐振, 二极管 D_2 在 ZVS 条件下导通。

3) 状态 3 (t_2-t_3): 当 $t = t_2$ 时, 开关管 S_1 在 ZVS 条件下导通。漏感 L_{1k} 上的能量传递到电容 C_1 上, 电感 L_1

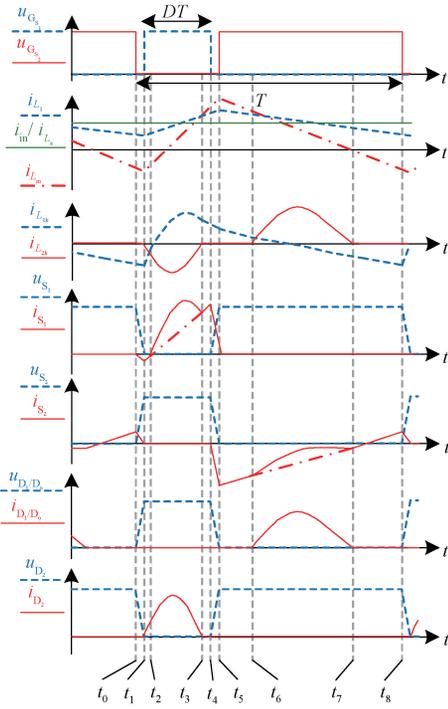


图4 理论分析波形图

Fig. 4 Theoretical analysis of waveform diagram

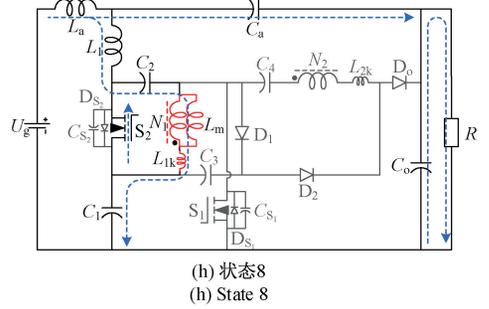
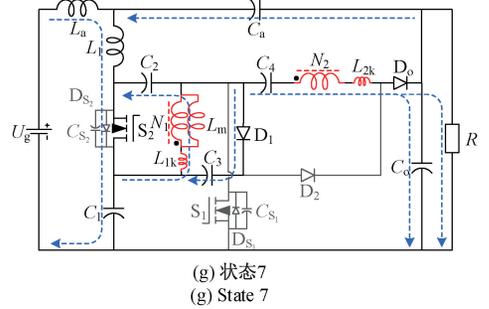
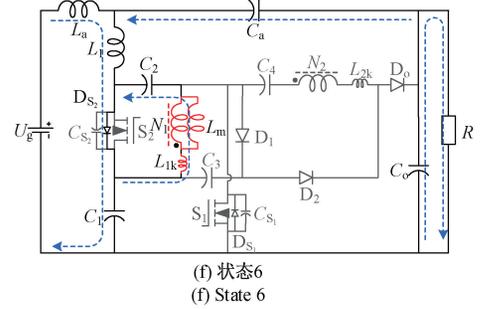
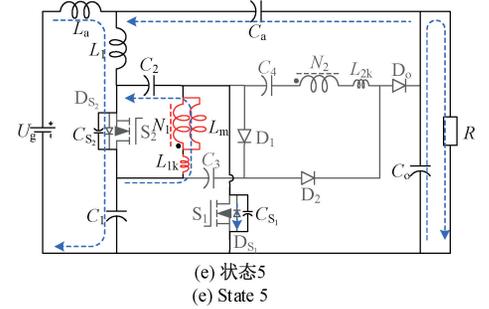
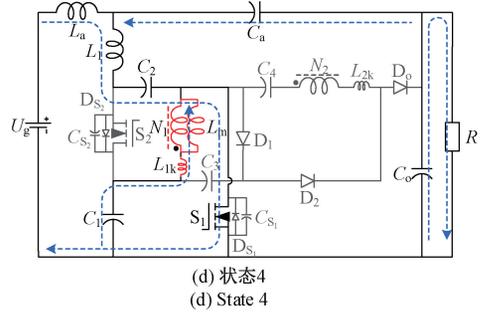
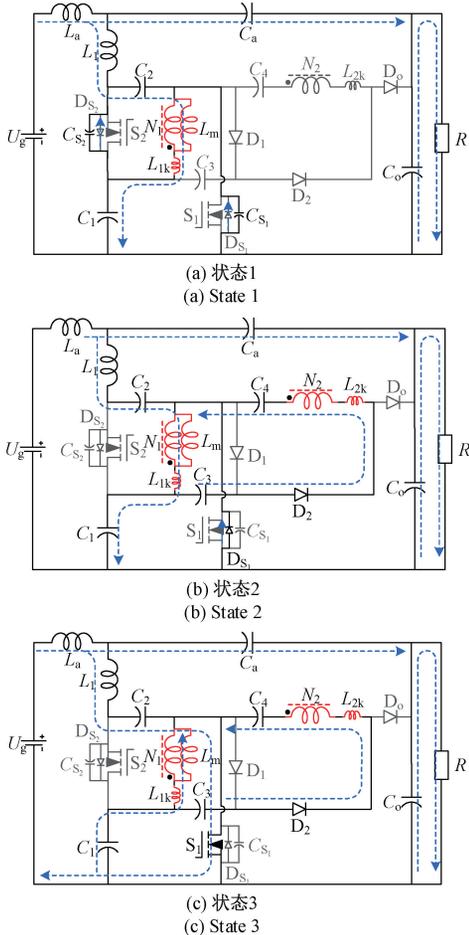


图5 所提 ZICR 变换器不同工作状态的等效电路
Fig. 5 Equivalent circuits of the proposed converter with ZICR in different working states

的电流呈线性递增。同时,电容 C_1 和 C_2 放电,传输能量给一次侧绕组 N_1 。耦合绕组 N_2 通过二极管 D_2 给电容 C_4 充电。漏感 L_{2k} 与电容 C_3 、 C_4 发生谐振,漏感 L_{2k} 电流 $i_{L_{2k}}$ 如式(1)所示。

$$i_{L_{2k}}(t) = \frac{(U_{C_4} - U_{C_3} - U_{C_1})(u_1)}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_1) \quad (1)$$

式中: $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{2k}(C_3//C_4)}$; $Z_0 = 1/\omega_0$ 。

当谐振电流 $i_{L_{2k}}$ 降至 0 时,二极管 D_2 在 ZVZCS 条件下导通。谐振持续时间如式(2)所示。

$$t_3 - t_1 = T_0/2 = \pi\sqrt{L_{2k}(C_3//C_4)} \leq DT \quad (2)$$

式中: T_0 为谐振周期; T 为开关周期。

4) 状态 4 (t_3-t_4): 当 $t = t_3$ 时,开关管 S_1 正向导通,其正向导通电流为励磁电感 L_m 和电感 L_1 的电流之差。此时,电容 C_1 和 C_2 放电,二极管 D_1 、 D_2 和 D_0 关断。

5) 状态 5 (t_4-t_5): 当 $t = t_4$ 时,开关管 S_1 关断信号到来。输入源 U_g 为电感 L_1 和励磁电感 L_m 提供能量,电容 C_1 和 C_2 充电。 L_1 电流 i_{L_1} 与励磁电感 L_m 电流 i_{L_m} 之间的电流和使开关管 S_1 两端的缓冲电容 C_{S_1} 进行充电,开关管 S_2 两端的缓冲电容 C_{S_2} 进行放电。其充放电时间如式(3)所示。

$$t_5 - t_4 \approx (C_{S_1} + C_{S_2}) \frac{U_{C_1} + U_{C_2}}{i_{L_m(t_4)} + i_{L_1(t_4)}} \quad (3)$$

6) 状态 6 (t_5-t_6): 当 $t = t_5$ 时,开关管 S_2 的体二极管 D_{S_2} 导通,使开关管 S_1 电压箝位于 $U_{C_1} + U_{C_2}$ 。一次侧耦合绕组 N_1 传输能量给电容 C_2 ,励磁电感电流 i_{L_m} 开始减小,电感 L_1 传输能量给电容 C_1 。

7) 状态 7 (t_6-t_7): 当 $t = t_6$ 时,开关管 S_2 在 ZVS 条件下导通。漏感 L_{1k} 上的能量传递到电容 C_2 上,电感 L_1 的电流呈线性递减。同时,励磁电感电流 i_{L_m} 继续减小直至为零,然后变为负值。此时,漏感 L_{2k} 与电容 C_4 谐振,漏感 L_{2k} 电流 $i_{L_{2k}}$ 如式(4)所示。

$$i_{L_{2k}}(t) = \frac{(U_{C_1} + U_{C_3} + U_{C_4} - U_{C_0})(u_6)}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_6) \quad (4)$$

式中: $\omega_1 = 1/\sqrt{L_{2k}C_4}$; $Z_1 = 1/\omega_1$ 。

当谐振电流 $i_{L_{2k}}$ 降至 0 时,二极管 D_0 在 ZVZCS 条件下导通。谐振持续时间如式(5)所示。

$$t_7 - t_6 = T_1/2 = \pi\sqrt{L_{2k}C_4} \leq (1 - D)T \quad (5)$$

式中: T_1 为漏感 L_{2k} 与电容 C_4 的谐振周期。

8) 状态 8 (t_7-t_0): 当 $t = t_7$ 时,开关管 S_2 正向开通,正向导通电流为电感 L_1 和励磁电感 L_m 的电流之差。此时,电容 C_1 充电,电容 C_2 放电,二极管 D_1 、 D_2 和 D_0 关断,在状态结束时开始一个新的周期。

2 稳态性能分析

2.1 ZICR 特性分析

所提 ZICR 变换器的 ZICR 特性分析如图 6 所示,该变换器的 ZICR 特性是通过电感 L_a 、电容 C_a 和 C_o 组成的 ZICR 结构来实现的,如图 6(a) 所示,关键波形如图 6(b) 所示。

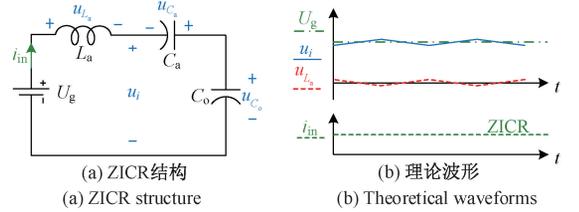


图 6 ZICR 特性分析

Fig. 6 Analysis of ZICR characteristics

从图 6(a) 电压环路中,可以得到 KVL 方程如式(6)所示。

$$u_{L_a} = U_g + u_{C_a} - u_{C_o} \quad (6)$$

式中: u_{L_a} 、 u_{C_a} 、 u_{C_o} 分别为电感 L_a 、电容 C_a 和 C_o 的瞬时电压。

如式(7)所示,一个开关周期的平均值为:

$$U_{L_a} = U_g + U_{C_a} - U_{C_o} \quad (7)$$

由于在一个开关周期内,电感的平均电压为 0。因此,式(7)中可以写成如式(8)所示等式关系,即:

$$U_g + U_{C_a} - U_{C_o} = 0 \quad (8)$$

为了简化分析,上面认为电容两端电压是恒定的。

因此,可以得到如式(9)所示关系式,即:

$$u_{L_a} \approx U_g + U_{C_a} - U_{C_o} = 0 \quad (9)$$

因此,输入电流纹波存在如式(10)所示关系,即:

$$di_{in} = di_{L_a} \approx \frac{u_{L_a}}{L_a} dt \approx 0 \quad (10)$$

所提变换器 ZICR 特性的原理是使输入电感两端电压始终保持在零电压来消除输入电流纹波。

2.2 电压特性分析

为了简便分析,这里仅考虑状态 3(如图 5(c) 所示)和状态 7(如图 5(g) 所示)两个主要状态。由基尔霍夫电压定律可知,在状态 3 和 7 中存在如式(11)、(12)所示电压应力关系,为:

$$\begin{cases} U_{L_1-ON} = U_g + U_{C_2}, & U_{N_1-ON} = U_{C_1} \\ U_{N_1-ON} + U_{N_2-ON} = U_{C_4} - U_{C_3} \\ U_{N_2-ON} = nU_{N_1-ON} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} U_{L_1\text{-OFF}} = U_g - U_{C_1}, U_{N_1\text{-OFF}} = -U_{C_2} \\ U_{N_1\text{-OFF}} + U_{N_2\text{-OFF}} = U_{C_1} + U_{C_4} - U_o \\ U_{N_2\text{-OFF}} = nU_{N_1\text{-OFF}} \\ U_{C_2} = U_{C_3} \end{cases} \quad (12)$$

式中: $U_{N_1\text{-ON}}$ 和 $U_{N_1\text{-OFF}}$ 分别表示开关管 S_1 导通时和关断时对应绕组的平均电压。

根据电感的伏秒平衡可得:

$$\begin{cases} DU_{L_1\text{-ON}} + (1-D)U_{L_1\text{-OFF}} = 0 \\ DU_{N_i\text{-ON}} + (1-D)U_{N_i\text{-OFF}} = 0, \quad i = 1, 2 \end{cases} \quad (13)$$

如(11)~(13)所示,计算出输出电压为:

$$U_o = \frac{2+n}{1-2D}U_g \quad (14)$$

则电压增益 B 可表示为:

$$B = \frac{U_o}{U_g} = \frac{2+n}{1-2D} \quad (15)$$

电容电压 U_{C_1} 、 U_{C_2} 、 U_{C_3} 、 U_{C_4} 可表示为:

$$\begin{cases} U_{C_1} = \frac{1-D}{2+n}U_o \\ U_{C_2} = U_{C_3} = \frac{D}{2+n}U_o \\ U_{C_4} = \frac{1+n-nD}{2+n}U_o \end{cases} \quad (16)$$

二极管电压 U_{D_1} 、 U_{D_2} 、 U_{D_o} 可表示为:

$$\begin{cases} U_{D_1} = \frac{1}{2+n}U_o \\ U_{D_2} = U_{D_o} = \frac{1+n}{2+n}U_o \end{cases} \quad (17)$$

开关管电压 U_{S_1} 、 U_{S_2} 可表示为:

$$U_{S_1} = U_{S_2} = \frac{1}{2+n}U_o \quad (18)$$

如图7所示为电路中开关管和二极管的电压应力曲线。由图可知,电路中开关管 S_1 、 S_2 和二极管 D_1 的电压应力都非常小。

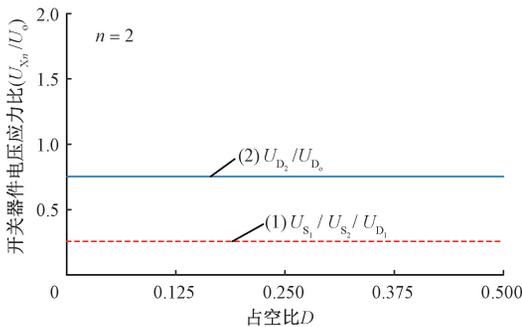


图7 开关管和二极管的电压应力曲线

Fig. 7 Voltage stress curves of switches and diodes

2.3 电流特性分析

由基尔霍夫电流定律可知,在状态3和7中存在如式(19)所示电流应力关系,即:

$$\begin{cases} I_{C_1\text{-ON}} = I_{in} - I_{S_1} \\ I_{C_2\text{-ON}} = -I_{L_1} \\ I_{C_3\text{-ON}} = -I_{D_2} \\ I_{C_4\text{-ON}} = I_{D_2} \\ I_{C_o\text{-ON}} = -I_o \\ I_{C_1\text{-OFF}} = I_{in} - I_{D_o} \\ I_{C_2\text{-OFF}} = -I_{S_2} - I_{L_1} \\ I_{C_3\text{-OFF}} = I_{D_1} \\ I_{C_4\text{-OFF}} = -I_{D_o} \\ I_{C_o\text{-OFF}} = I_{D_o} - I_o \end{cases} \quad (19)$$

式中: $I_{C_i\text{-ON}}$ 和 $I_{C_i\text{-OFF}}$ 分别表示开关管 S_1 导通时和关断时对应电容的平均电流。

已知:

$$I_{in} = I_{L_1}, I_{in} = BI_o \quad (20)$$

根据电容的安秒平衡可得:

$$Di_{C_i\text{-ON}} + (1-D)i_{C_i\text{-OFF}} = 0 \quad (i = 1, 2, 3, 4, o) \quad (21)$$

如式(19)~(21)所示,计算出如式(22)~(23)所示关系,即:

$$\begin{cases} I_{C_1\text{-ON}} = \frac{1-B+BD}{D}I_o \\ I_{C_2\text{-ON}} = -BI_o \\ I_{C_3\text{-ON}} = -\frac{1}{D}I_o \\ I_{C_4\text{-ON}} = \frac{1}{D}I_o \\ I_{C_o\text{-ON}} = -I_o \\ I_{D_1} = I_{D_o} = \frac{1}{1-D}I_o \\ I_{D_2} = \frac{1}{D}I_o \\ I_{S_1} = \frac{B-1}{D}I_o \\ I_{S_2} = \frac{B}{1-D}I_o \end{cases} \quad (22)$$

如图8所示为电路中开关管和二极管的电流应力曲线。其中,主开关管 S_1 的电流应力最大。同时,当占空比 $D = 0.25$ 左右时,开关管 S_1 的电流 I_{S_1} 处于最小值。因此,可以选择合适的占空比来减小电流 I_{S_1} ,从而提高系统的工作效率。

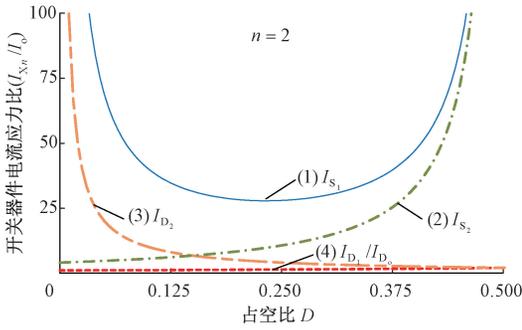


图 8 开关管和二极管的电流应力曲线

Fig. 8 Current stress curves of switches and diodes

2.4 性能参数对比

所提 ZICR 变换器与其他变换器的相关性能参数如表 1 所示。表 1 中 2W、3W、4W 分别代表两绕组、三绕组和四绕组耦合电感, S、D、C 分别表示开关管、二极管和电容的数量, CL、L 分别表示耦合电感和电感的数量。由表 1 可知, 所提 ZICR 变换器具有较高的电压增益、较高的实验效率、较低的电压应力、所有开关器件的软开关和零输入电流纹波等优势。如图 9 所示为所提 ZICR 变换器与其他变换器电压增益和开关器件电压应力比较。由图 9(a) 可知, 所提 ZICR 变换器的电压增益最高; 从图 9(b) 和 (c) 可知, 所提 ZICR 变换器的开关器件的电压应力都比较低。

表 1 不同变换器的性能参数

Table 1 Performance parameters of different converters

| 变换器 | 器件数量 | | 电压增益 | 主开关管电压应力 | 二极管最大电压应力 | 输入电流是否连续 | 软开关 | 效率/实验工况 |
|-------------|-------|--------------------|---------------------------------------|-------------------------------------|-------------------------------------|----------|--------|---|
| | S/D/C | CL+L | | | | | | |
| 文献[7] | 1/4/5 | 1 ^{4W} +2 | $\frac{1+D+nD}{(1-D)^2}$ | $\frac{U_o}{1+D+nD}$ | $\frac{(1+n)U_o}{1+D+nD}$ | 是 | 小部分软开关 | 94.64% 50 kHz, 1 000 W 40 V 升 380 V |
| 文献[12] | 1/4/5 | 1 ^{2W} +1 | $\frac{2+n+D}{1-D}$ | $\frac{U_o}{2+n+D}$ | $\frac{(1+n)U_o}{2+n+D}$ | 否 | 无软开关 | 94.3% 50 kHz, 280 W 20 V 升 280 V |
| 文献[15] | 1/3/4 | 1 ^{2W} +1 | $\frac{2+n}{1-D}$ | $\frac{U_o}{2+n}$ | $\frac{(1+n)U_o}{2+n}$ | 否 | 无软开关 | 92.3% 80 kHz, 200 W 30 V 升 400 V |
| 文献[23] | 1/2/4 | 1 ^{4W} +2 | $\frac{1-n_2+(1+n_1)D}{(1-n_2)(1-D)}$ | $\frac{(1-n_2)U_o}{1-n_2+(1+n_1)D}$ | $\frac{(1+n_1)U_o}{1-n_2+(1+n_1)D}$ | 是 | 小部分软开关 | 92.5% 50 kHz, 300 W 40 V 升 200 V |
| 文献[29] | 2/2/4 | 1 ^{2W} +1 | $\frac{2+n}{1-D}$ | $\frac{U_o}{2+n}$ | $\frac{(1+n)U_o}{2+n}$ | 否 | 部分软开关 | 94.8% 100 kHz, 400 W 40 V 升 400 V |
| 文献[31] | 2/2/4 | 1 ^{2W} +1 | $\frac{1+n(1-D)}{1-2D}$ | $\frac{U_o}{1+n(1-D)}$ | $\frac{nU_o}{1+n(1-D)}$ | 否 | 全软开关 | 95.6% 100 kHz, 100 W 48 V 升 350 V |
| 所提 ZICR 变换器 | 2/3/6 | 1 ^{3W} +2 | $\frac{2+n}{1-2D}$ | $\frac{U_o}{2+n}$ | $\frac{(1+n)U_o}{2+n}$ | 是 | 全软开关 | 95.4% 100 kHz, 200 W 38 V 升 380 V |

3 ZVS 参数设计

由前面的模态分析可知, 开关管 S₁ 的 ZVS 导通与电容 C₁、励磁电感 L_m 和缓冲电容 C_{S1}/C_{S2} 参数值大小有关。如图 5(a) 所示, 开关管 S₁ 实现 ZVS 导通条件是

励磁电感 L_m 电流与电感 L₁ 电流之差使缓冲电容 C_{S1}/C_{S2} 完全充放电, 因此必须满足如式 (24) 所示等式关系, 即:

$$|i_{L_m\text{-state1}}| - i_{L_1\text{-state1}} > 0 \tag{24}$$

式中: $i_{L_m\text{-state1}}$ 表示励磁电感 L_m 在状态 1 时的电流; $i_{L_1\text{-state1}}$ 表示电感 L₁ 在状态 1 时的电流。

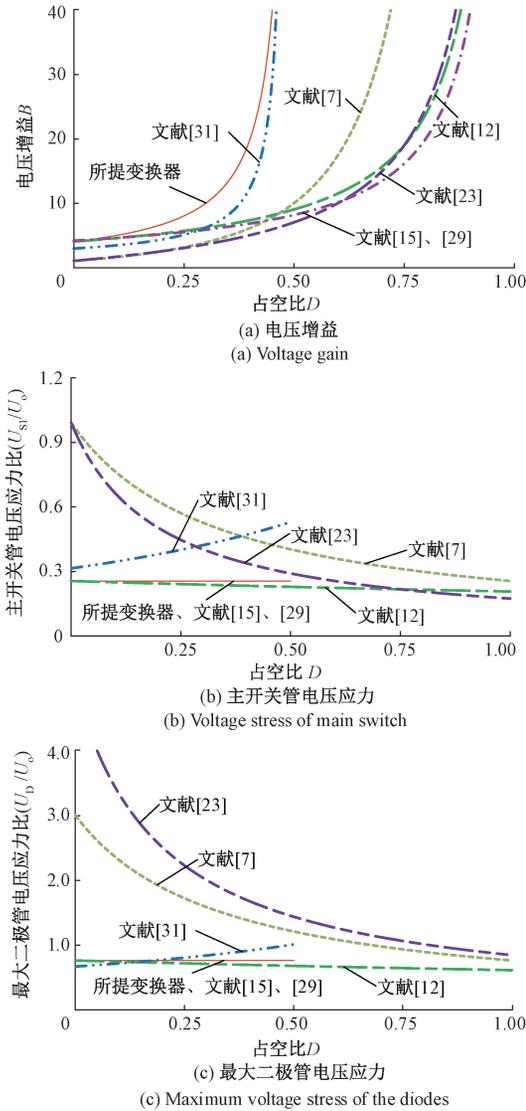


图9 与其它变换器增益和应力比较

Fig. 9 Comparison of voltage gain and stress with other converters

已知:

$$\begin{cases} i_{L_m\text{-state1}} = I_{L_m} - \frac{1}{2}\Delta i_{L_m} \\ i_{L_1\text{-state1}} = I_{L_1} - \frac{1}{2}\Delta i_{L_1} \end{cases} \quad (25)$$

据式(24)~(25)可以计算出:

$$\frac{1}{2}\Delta i_{L_m} - I_{L_m} > I_{L_1} - \frac{1}{2}\Delta i_{L_1} \quad (26)$$

已知:

$$I_{L_m} = I_{L_1} = I_{in} = BI_o \quad (27)$$

$$\begin{cases} \Delta i_{L_m} = \frac{U_{N_1\text{-ON}}D}{L_m f_s} = \frac{(1-D)DU_o}{(2+n)L_m f_s} \\ \Delta i_{L_1} = \frac{U_{L_1\text{-ON}}D}{L_1 f_s} = \frac{(1-D)DU_o}{(2+n)L_1 f_s} \end{cases} \quad (28)$$

据式(26)~(28)所示,可以计算出:

$$\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_1} > \frac{4B(2+n)f_s}{(1-D)DR} \quad (29)$$

由于 $L_1 \gg L_m$, 因此:

$$L_m < \frac{(1-D)DR}{4B(2+n)f_s} \quad (30)$$

ZVS 范围与励磁电感 L_m 大小的关系曲线如图 10 所示,可以看出较小的励磁电感更容易实现软开关。当占空比 $D = 0.3$ 时,如式(30)所示,计算出 $L_m < 9.476 \mu\text{H}$ 。这里设计励磁电感值 $L_m = 7.08 \mu\text{H}$ 。

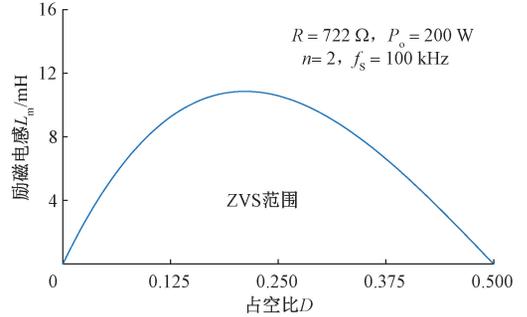


图 10 ZVS 范围与励磁电感的关系

Fig. 10 Relationship between ZVS range and magnetizing inductance

由图 5 的模态分析可知实现软开关的第 2 个条件是:缓冲电容 C_{S_1}/C_{S_2} 能够实现完全充电/放电。则缓冲电容 C_{S_1}/C_{S_2} 存储的能量要小于等效电感 L_{eq} 存储的能量,因此必须满足如式(31)所示等式关系,即:

$$0.5L_{eq}I_{L_{eq}(t_0)}^2 > 0.5(C_{S_1} + C_{S_2})(U_{C_1} + U_{C_2})^2 \quad (31)$$

式中: $I_{L_{eq}(t_0)}$ 表示在时间 t_0 处的等效电流 $i_{L_{eq}}$ 。

$$\begin{aligned} I_{L_{eq}(t_0)} &= i_{L_1(t_0)} + i_{L_m(t_0)} = (I_{L_1} - 0.5\Delta i_{L_1}) + \\ &(I_{L_m} - 0.5\Delta i_{L_m}) \end{aligned} \quad (32)$$

如式(31)、(32)所示,可以计算出:

$$C_{S_1} = C_{S_2} < \frac{L_{eq}}{2} \left(\frac{I_{L_1} - 0.5\Delta i_{L_1} + I_{L_m} - 0.5\Delta i_{L_m}}{U_{C_1} + U_{C_2}} \right)^2 \quad (33)$$

ZVS 范围与缓冲电容 C_{S_1}/C_{S_2} 大小的关系曲线如图 11 所示。当占空比 $D = 0.3$ 时,如式(33)所示,计算出 $C_{S_1} = C_{S_2} < 4.098 \text{ nF}$,这里设计缓冲电容值 $C_{S_1} = C_{S_2} = 3 \text{ nF}$ 。

4 实验结果和分析

为了验证所提高升压 ZICR 变换器的有效性,设计并搭建了一台 200 W 的实验样机,样机图片如图 12 所示。选用额定电压 $U_{DS} = 200 \text{ V}$,额定电流 $I_D = 130 \text{ A}$,导通电阻 $R_{DS(on)} = 8 \text{ m}\Omega$ 的 IRFP4668PbF MOSFET 作为开关器件,该器件电压水平低,导通损耗小。

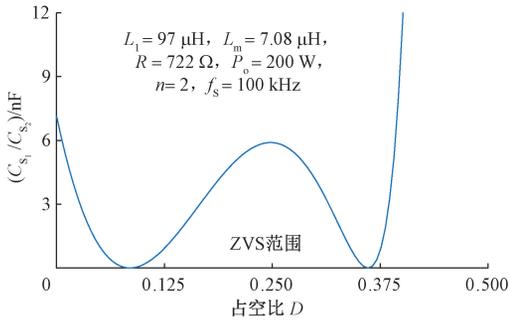


图 11 ZVS 范围与缓冲电容的关系

Fig. 11 Relationship between ZVS range and buffer capacitors

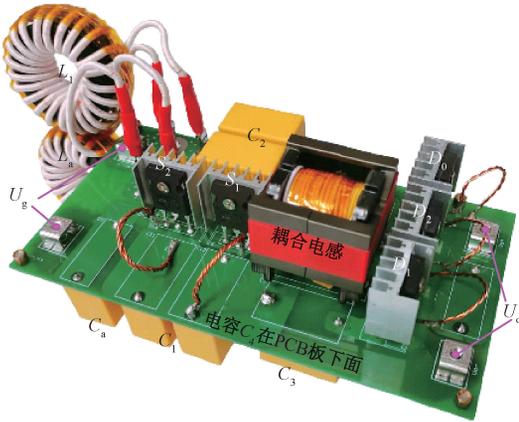


图 12 实验样机图

Fig. 12 The picture of the experimental prototype

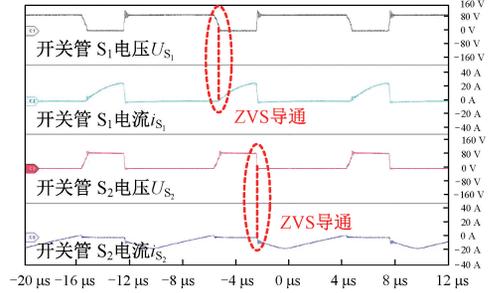
如表 2 所示,显示了所提高升压变换器工作的参数规格,控制器采用 TMS320F28335 的 DSP 处理器。

表 2 实验样机工作的参数

Table 2 Working parameters of the experimental prototype

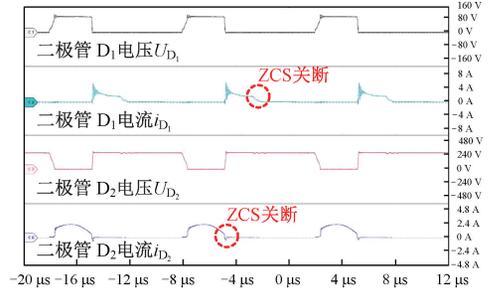
| 符号 | 参数 | 型号与数值 |
|--------------------|--------|-------------------|
| U_g | 输入电压 | 34~38 V |
| U_o | 输出电压 | 380 V |
| P_o | 额定功率 | 200 W |
| L_1 | 电感 | 97 μ H |
| L_m | 励磁电感 | 7.08 μ H |
| $N_1 : N_2$ | 耦合电感匝比 | 1 : 2 |
| S_1, S_2 | 开关管 | IRFP4668PbF |
| C_{S_1}, C_{S_2} | 缓冲电容 | 3 nF/100 V |
| D_1 | 二极管 | STTH6002CW |
| D_2, D_o | 二极管 | STTH6003CW |
| C_1, C_2 | 电容 | 20 μ F/250 V |
| C_3, C_a | 电容 | 10 μ F/250 V |
| C_4, C_o | 电容 | 4.7 μ F/400 V |
| f_s | 开关频率 | 100 kHz |
| D | 占空比 | 0.3 |
| R | 额定负载 | 722 Ω |

如图 13 所示为输出功率 $P_o = 200$ W, $f_s = 100$ kHz 时的开环实验波形,其中 $n = 2, D = 0.3$ 。由图 13(a)可知,开关管 S_1 和 S_2 均实现了 ZVS 导通;由图 13(b)和(c)可知,所有二极管都实现了 ZCS 关断;由图 13(d)可知,所提变换器实现了 ZICR。



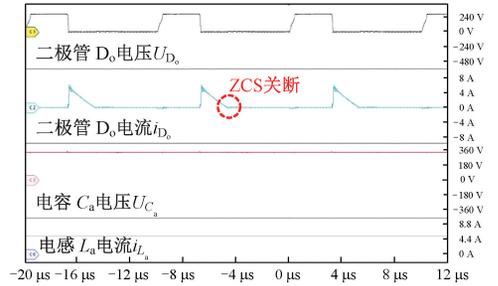
(a) 开关管 S_1, S_2 的电压和电流

(a) Voltage and current of switches S_1, S_2



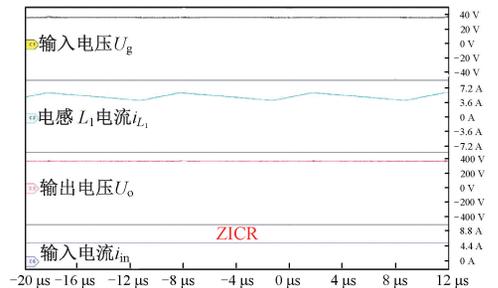
(b) 二极管 D_1, D_2 的电压和电流

(b) Voltage and current of diodes D_1, D_2



(c) 二极管 D_o 电压和电流、电容 C_a 电压、电感 L_a 电流

(c) Voltage and current of diode D_o , voltage of capacitor C_a , and current of inductor L_a



(d) 输入输出的电压、电感 L_1 的电流、输入电流

(d) Input and output voltages, current of inductor L_1 and input current

图 13 输出功率为 200 W 时的实验波形

Fig. 13 Experimental results when $P_o = 200$ W

当 $D=0.3, P_o=200\text{ W}$ 时,不同开关频率下开关管 S_1 和 S_2 电压和电流波形如图 14 所示。可以看到当开关频率 $f_s=150\text{ kHz}$ 时,开关管 S_1 没有实现 ZVS 导通。可知,当开关频率越大,需要的励磁电感 L_m 值越小,开关管 S_1 越难实现 ZVS 导通。

5 结 论

本研究提出了一种零输入电流纹波高升压软开关 DC-DC 变换器。所提 ZICR 变换器的优势为:

- 1) 采用辅助电路,通过将输入电感电压箝位在零电压来消除输入电流纹波,可提高光伏板和燃料电池的发电效率和使用寿命。
- 2) 通过将准 Z 源网络中的二极管替换为同步整流开关,形成有源箝位电路来抑制开关管两端的电压振荡尖峰。
- 3) 所有开关管都在 ZVS 条件下工作,所有二极管都在 ZCS 条件下工作,降低了开关的开关损耗,解决了二极管反向恢复损耗的问题,进而提高了变换器的工作效率。
- 4) 通过引入耦合电感和开关电容升压技术,可以灵活、广泛地调节输出电压增益。

参考文献

[1] 刘超,周明珠,陈孝莺,等. 适用 400 V 或 800 V 电池的电动汽车无线充电系统的可重构拓扑[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(3): 242-249.
 LIU CH, ZHOU M ZH, CHEN X Y, et al. Reconfigurable topology for electric vehicle wireless charging systems tolerating 400 V or 800 V battery[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(3): 242-249.

[2] 郭强,张帆云,李海啸,等. 高效四开关 Buck-Boost 变换器多模式控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11): 101-116.
 GUO Q, ZHANG F Y, LI H X, et al. High-efficiency four-switch Buck-Boost converter multi-mode control strategy[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 101-116.

[3] BI H K, WANG P, CHE Y B. A capacitor clamped H-type boost DC-DC converter with wide voltage-gain range for fuel cell vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(1): 276-290.

[4] MIRZAEI A, MOGHANI J S. Coupled inductor-based high voltage gain DC-DC converter for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 7045-7057.

[5] 罗朋,潘锦超,洪潜哲,等. 用于直流微电网的高升压变换器设计及效率优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5530-5546.
 LUO P, PAN J CH, HONG J ZH, et al. Design and efficiency optimization of high step-up converter for DC microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5530-5546.

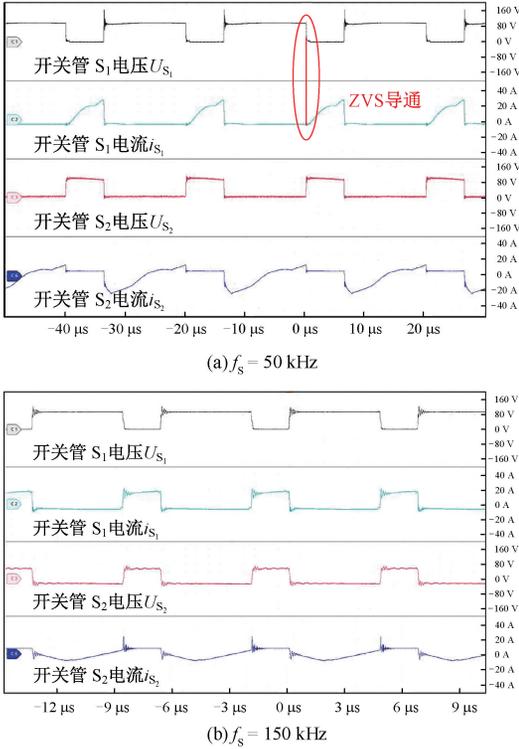


图 14 不同频率下的软开关情况

Fig. 14 Soft-switching conditions at different frequencies

当 $n=2, D=0.3, U_g=38\text{ V}, U_o=380\text{ V}$ 时,所提变换器具有 ZICR 和不具有 ZICR 的实验效率曲线如图 15 所示。由效率曲线可知,在额定功率下具有 ZICR 和不具有 ZICR 的变换器效率分别为 95.4% 和 96.1%。

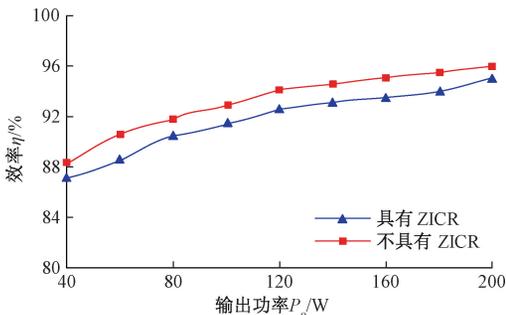


图 15 变换器实验效率曲线

Fig. 15 Experimental efficiency curve of the converter

- [6] 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.
- [7] 丁杰, 高双, 赵世伟, 等. 基于耦合电感的对称式交错并联低输入电流纹波高增益 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2021, 36(7): 1507-1515.
DING J, GAO SH, ZHAO SH W, et al. Symmetrical interleaved low input current ripple high step-up DC-DC converter based coupled inductor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(7): 1507-1515.
- [8] 耿宇宇, 陈华国, 王涛, 等. 无线电能传输系统最优负载优化与最大效率跟踪控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(4): 23-34.
GENG Y Y, CHEN H G, WANG T, et al. Optimization of optimal load and maximum efficiency tracking control method for wireless power transfer system [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(4): 23-34.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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, 2025, 40(12): 3953-3963.
ZHOU M ZH, LIU CH, ZHUANG Y ZH, et al. A synthesis method for non-isolated DC-DC converters with bipolar outputs [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(12): 3953-3963.
- [12] HU R J, ZENG J, LIU J F, et al. An ultrahigh step-up quadratic boost converter based on coupled-inductor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13200-13209.
- [13] FERETTI P H, TOFOLI F L, RIBEIRO E R. Family of non-isolated high step-up DC-DC converters based on the multi-state switching cell [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 5882-5893.
- [14] 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-voltage-gain quasi-Z-source DC-DC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(14): 5714-5725.
- [15] 赵世伟, 高双, 丁杰. 基于 Sepic 的单开关高增益 DC/DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(6): 82-90.
ZHAO SH W, GAO SH, DING J. High step up DC/DC converter based on Sepic with a single switch [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(6): 82-90.
- [16] 陈献君, 周明珠, 商运辉, 等. 一种三绕组耦合电感双极性输出高增益 DC-DC 变换器[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(5): 146-159.
CHEN X J, ZHOU M ZH, SHANG Y H, et al. A three-winding coupled-inductor bipolar-output high-gain DC-DC converter [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(5): 146-159.
- [17] WANG ZH, ZHENG Z D, LI CH. A high-step-up low-ripple and high-efficiency DC-DC converter for fuel-cell vehicle [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3555-3569.
- [18] 刘洋, 董锋斌, 皇金锋. 交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 177-187.
LIU Y, DONG F B, HUANG J F. High-step-up Boost converter with an interleaved and three-winding coupled inductor [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 177-187.
- [19] 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.
- [20] CHENG M C, PAN C T, TENG J H, et al. An input current ripple-free flyback-type converter with passive pulsating ripple canceling circuit [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(2): 1210-1218.
- [21] MISHRA A K, SINGH B. High gain single ended primary inductor converter with ripple free input current for solar powered water pumping system utilizing cost-effective maximum power point tracking technique [J].

- IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 6332-6343.
- [22] PAN C T, CHENG M C, LAI C M, et al. Current-ripple-free module integrated converter with more precise maximum power tracking control for PV energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 55(1): 271-278.
- [23] WANG W, WANG Y H, GUAN Y SH, et al. A family of impedance source DC-DC converter with zero input current ripple [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(9): 8883-8894.
- [24] MOHSENI P, RAHIMPOUR S, DEZHBORD M, et al. An optimal structure for high step-up nonisolated DC-DC converters with soft-switching capability and zero input current ripple [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 4676-4686.
- [25] WANG ZH SH, WANG P, LI B, et al. A bidirectional DC-DC converter with high voltage conversion ratio and zero ripple current for battery energy storage system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8012-8027.
- [26] REZVANYVARDOM M, MIRZAEI A, HEYDARI S. Fully soft-switching nonisolated quasi-Z-source DC-DC converter with high-voltage gain [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2021, 9(2): 1854-1862.
- [27] HASANPOUR S, SIWAKOTI Y P, BLAABJERG F. A new high efficiency high step-up DC/DC converter for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(2): 1489-1500.
- [28] HASANPOUR S, FOROUZESH M, SIWAKOTI Y P, et al. A new high gain, high-efficiency sepic-based DC-DC converter for renewable energy applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2021, 2(4): 567-578.
- [29] ZHENG Y F, BROWN B, XIE W H, et al. High step-up DC-DC converter with zero voltage switching and low input current ripple [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9416-9429.
- [30] ZAOSKOUFIS K, TATAKIS E C. Isolated ZVS-ZCS DC-DC high step-up converter with low-ripple input current[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2021, 2(4): 464-480.
- [31] POORALI B, ADIB E. Soft-switched high step-up quasi-Z-source DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(6): 4547-4555.

作者简介



周明珠, 2018 年于青岛理工大学获得学士学位, 2022 年于青岛理工大学获得硕士学位, 现为福州大学在读博士研究生, 主要研究方向为多端口高增益 DC-DC 变换器和软开关技术。

E-mail: 220110005@fzu.edu.cn

Zhou Mingzhu received her B. Sc. and M. Sc. degrees both from Qingdao University of Technology in 2018 and 2022. She is currently a doctoral student at Fuzhou University. Her main research interests include multi-port high-gain DC-DC converters and soft-switching techniques.



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. and Ph. D. degrees both from Tsinghua University in 2011 and 2016. He is currently a professor at the School of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University. His main research interests include wireless power transfer and resonant converters.