DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.3.257 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

用于燃料电池的开关耦合电感软开关变换器

洪濬哲，罗 朋(中国电源学会会员)，刘洺辛，杨燕霞
(广东海洋大学电子与信息工程学院，湛江 524088)

摘要：为了提升电压转换比及效率以满足燃料电池的应用，提出了一种基于开关耦合电感的软开关高升压变换器。采用开关耦合电感以及开关电容单元在合适占空比下实现高转换比，利用有源钳位电路降低开关管电压应力以及回收漏感能量，开关管均实现了零电压导通。此外，元件数量较少，减小了损耗，提升了效率以及功率密度。详细介绍了工作原理与稳态分析过程，并制作1台250 W的实验样机验证性能，所测得最高效率为97.4%，满载效率为96.1%。

关键词：开关耦合电感；软开关；开关电容；高增益；直流变换器

Switched-coupled-inductor Soft-switching Converter for Fuel Cell

HONG Junzhe, LUO Peng, *Member, CPSS*, LIU Mingxin, YANG Yanxia
(School of Electronic and Information Engineering, Guangdong Ocean University, Zhanjiang 524088, China)

Abstract: A soft-switching high step-up converter based on switched-coupled-inductor is proposed to improve its voltage gain and efficiency for the applications of fuel cell. The switched-coupled-inductor and switched capacitor are utilized to achieve a high voltage gain under an appropriate duty cycle, and an active clamp circuit is used to reduce the voltage stress of power switches and recycle the energy of leakage inductor. All the power switches achieve zero voltage switching. In addition, the number of components is less, the power loss is reduced, and the efficiency and power density are improved. The operation principle and steady-state analysis are also introduced in detail. Finally, a 250 W experimental prototype was fabricated to verify the performance. Results show that the measured maximum and full-load efficiencies were 97.4 % and 96.1 %, respectively.

Keywords: Switched-coupled-inductor; soft-switching; switched capacitor; high gain; DC-DC converter

随着环境污染问题及能源危机的日渐加剧，清洁能源例如燃料电池得到广泛关注。然而，燃料电池因其输出电压较低，不能直接供给负载使用或并网。为此，需要高升压高效率的直流变换器产生所需的直流电压[1-3]。传统的升压变换器在极端占空比情况下才能达到较高增益，造成开关器件应力增大及效率严重下降，因此不适合用于高转换比高效率的应用场合[4-5]。

近年来，多种升压单元被提出，并与传统升压变换器进行结合，以达到较高的电压转换比。文献[6-7]分别提出了一种二次型升压单元或级联Boost单元的变换器，相较于传统升压变换器，其电压转换比能以平方级进行提升，但是输入侧二极管电流应力大，开关管电压应力大，且使用的元件较多，造成损耗增加；文献[8]提出了基于倍压单元的变换器，采用较多的元器件提高电压转换比；基于双绕组耦合电感技术，文献[9]采用带倍压单元的层叠型Boost变换器，可通过调节变比改变电压增益；文献[10-11]采用了三绕组耦合电感，增大了体积；为了进一步提升电压转换比且保持变换器具有较高功率密度，文献[12-13]提出了开关耦合电感技术并与开关电容技术结合，漏感的存在从而造成开

收稿日期：2022-07-13；**修回日期**：2022-08-30；**录用日期**：2022-09-19；**网络首发日期**：2022-12-08
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62171143)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 62171143

关管开关过程的电压尖峰；文献[14]提出了有源钳位技术回收漏感能量并抑制电压尖峰，减小开关管电压应力，同时漏感与开关管寄生电容进行谐振，开关管还可以实现零电压导通 ZVS(zero voltage switching)，因此减小了开关损耗及开关过程的电磁干扰；文献[15]提出了一种高增益软开关直流变换器，有效减小了开关损耗，但开关管承受较大的电压应力，且为实现 ZVS 而增加的辅助电感会导致变换器体积增大；文献[16-17]结合软开关技术、开关耦合电感技术、有源钳位以及倍压单元，得到较高增益的变换器，但使用的元件较多。

为了解决上述研究中存在的问题，本文提出一种基于开关耦合电感的软开关高升压变换器。利用开关耦合电感以及开关电容技术，在适合占空比下提升电压转换比；开关耦合电感技术在开关管开通和关断的过程中都能传递能量，提升效率；开关管 ZVS 的运用减小开关损耗，有源钳位电路可以有效回收漏感能量并减小开关管的电压应力；使用的元件较少，利用耦合电感漏感作为软开关的谐振电感，从而满足于高升压高效率的目的。

1 电路结构及工作原理

1.1 电路结构

图 1 所示为本文所提变换器的结构，它由输入电源 V_{in}、耦合电感、二极管 D_1 和 D_2、主开关管 S_1、钳位开关管 S_2、钳位电容 C_1、中间电容 C_2、输出电容 C_o 以及负载 R_o 所组成。其中耦合电感由磁化电感 L_m、漏感 L_k 以及理想变压器构成；C_{p1} 和 C_{p2} 分别为 S_1 和 S_2 的寄生电容；二极管 D_1、D_2 以及电容 C_2 构成开关电容单元；开关管 S_2 和电容 C_1 构成钳位电路。为了简化分析，设定如下条件：①电容 C_1、C_2 以及 C_o 的容值足够大，其电压处于恒定状态；②耦合电感的匝数比 $N_p:N_s=1:n$；③开关管和二极管的导通电阻以及导通压降忽略不计。图 2 和图 3 分别为所提变换器的主要波形与各工作模态等效电路。

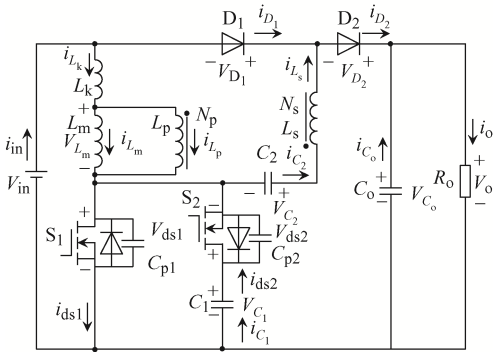


图 1 所提变换器结构

Fig. 1 Structure of proposed converter

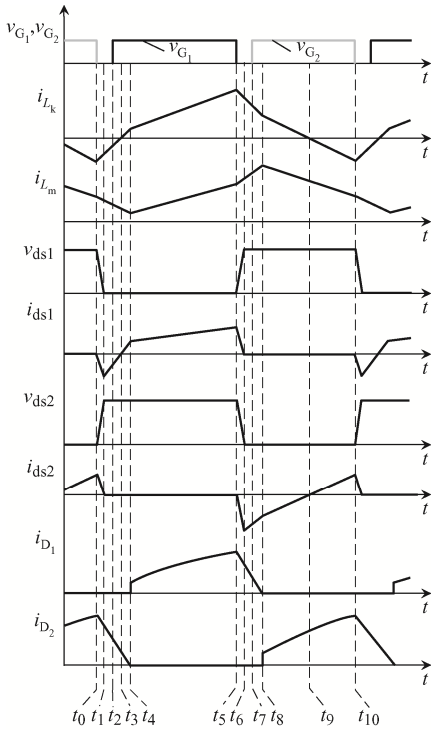


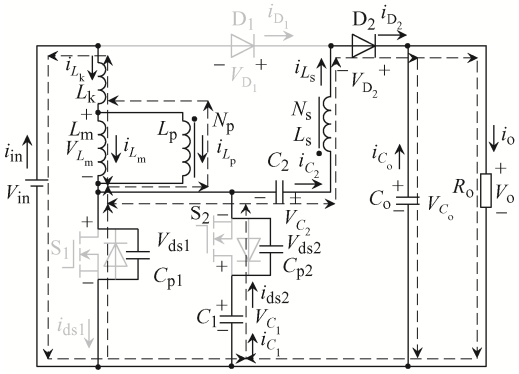
图 2 所提变换器的主要波形

Fig. 2 Key waveforms of proposed converter

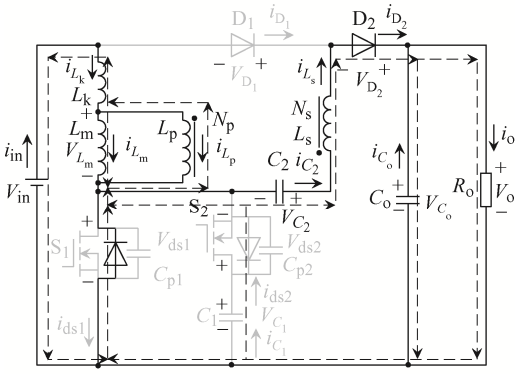
所提变换器工作原理如下：

模态Ⅰ(t_0~t_1)：如图3(a)所示。在此模态下，开关管 S_1 和 S_2 关断，二极管 D_1 反偏截止，D_2 正偏导通，开关管 S_1 的寄生电容 C_{p1} 以及电容 C_1 放电，电容 C_{p2} 充电，L_k 与 C_{p1}、C_{p2} 谐振，其能量一部分回馈到输入端，另一部分与电容 C_2 和耦合电感二次侧绕组经过二极管 D_2 同时为输出电容 C_o 与负载 R_o 提供能量。L_m 和 D_2 的电流 i_{L_m} 与 i_{D_2} 下降，L_k 的电流 i_{L_k} 上升。当 C_{p1} 完全放电后，此模态结束。

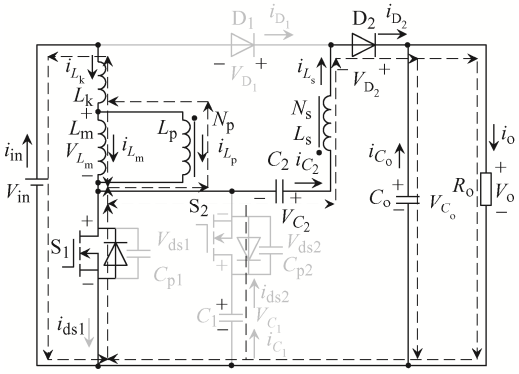
模态Ⅱ(t_1~t_2)：如图 3(b)所示。在这段时间内，开关管S_1 和 S_2 保持关断，二极管D_1 截止，D_2 导通。S_1 的体二极管导通，在此时间段内，S_1 可以实



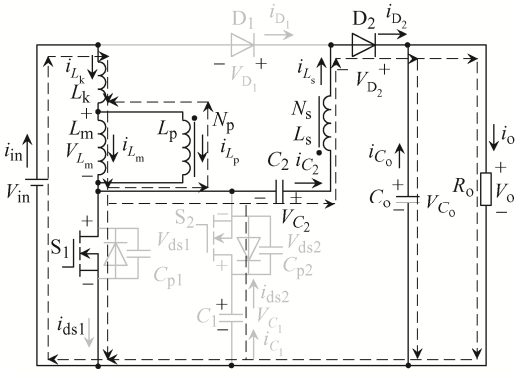
(a)开关模态Ⅰ



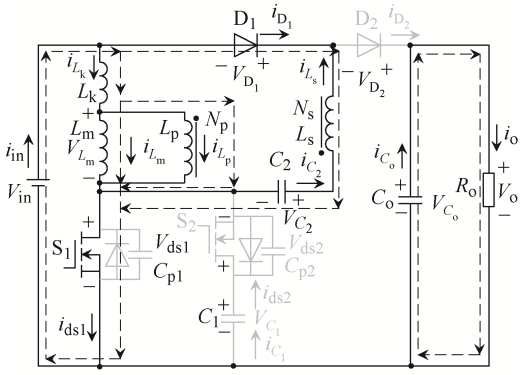
(b)开关模态Ⅱ



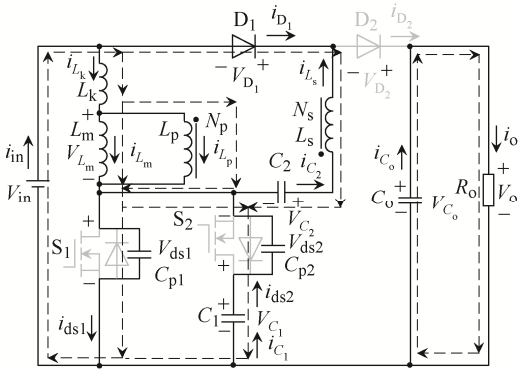
(c)开关模态Ⅲ



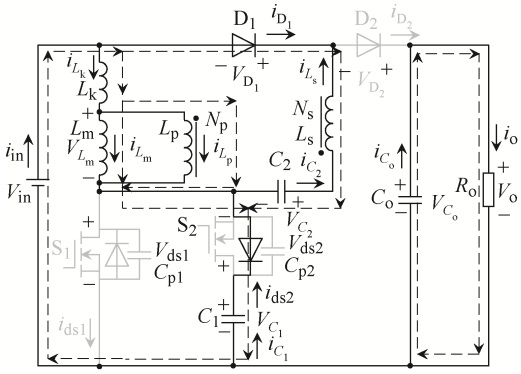
(d)开关模态Ⅳ



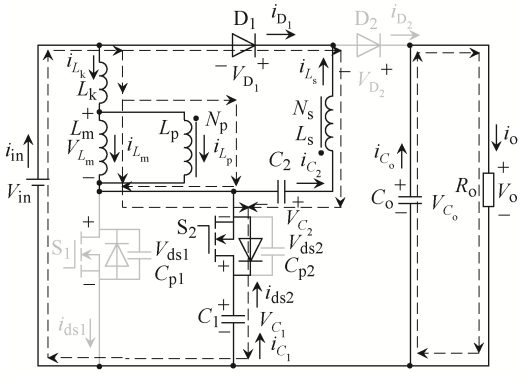
(e)开关模态Ⅴ



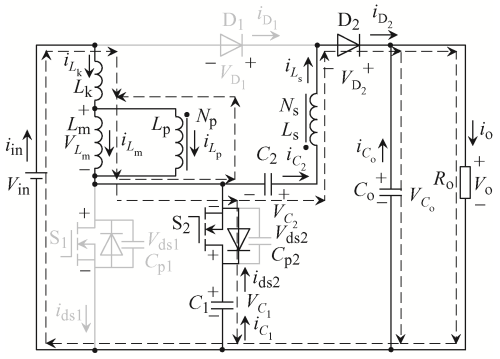
(f)开关模态Ⅵ



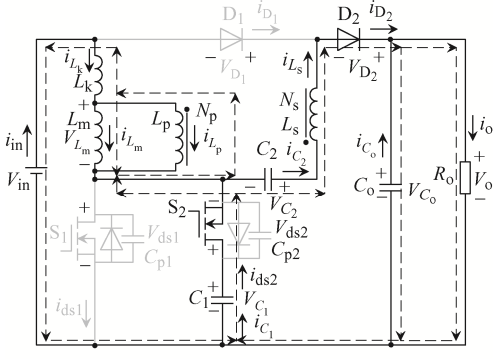
(g)开关模态Ⅶ



(h)开关模态Ⅷ



(i)开关模态Ⅸ



(j)开关模态Ⅹ

图 3 所提变换器的各工作模态等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of proposed converter in each operating mode

现零电压导通。此外，L_k 中的能量经过 S_1 的体二极管续流，磁化电感 L_m 传递能量到耦合电感二次侧绕组并经过电容 C_2 与二极管 D_2 给负载及输出电容提供能量。i_{L_m} 与 i_{D_2} 继续下降，i_{L_k} 继续上升。当开关管 S_1 的驱动信号 v_{G1} 为高电平时，此模态结束。

模态Ⅲ(t_2~t_3)：如图 3(c)所示。开关管 S_1 驱动信号到来，S_1 导通，其体二极管保持导通。其他电流流动路径与模态Ⅱ相类似。当漏感能量增大到 0，此模态结束。

模态Ⅳ(t_3~t_4)：如图 3(d)所示。在此时间段，开关管 S_1 保持导通状态，S_2 关断。二极管 D_1 截止，D_2 导通。电容 C_o 和负载 R_o 由输入电源 V_{in}、磁化电感 L_m 以及 C_2 提供能量。由于此时 L_m 释放的能量大于 V_{in} 为 L_m 提供的能量，所以 i_{L_m} 仍然处于下降阶段。当电容 C_2 放电结束，i_{L_m} 下降到最小值时，此模态结束。

模态Ⅴ(t_4~t_5)：如图 3(e)所示。开关管 S_1 处于导通状态，S_2 关断。二极管 D_1 导通，D_2 截止。磁化电感 L_m 由 V_{in} 充电，电容 C_2 由 V_{in} 以及耦合电感二次侧绕组充电，负载 R_o 开始由 C_o 提供能量。i_{L_m} 以及 i_{L_k} 上升。当开关管 S_1 的驱动信号 v_{G1} 变为低电平，S_1 关断，此模态结束。

模态Ⅵ(t_5~t_6)：如图 3(f)所示。开关管 S_1 和 S_2 处于关断状态，二极管 D_1 导通，D_2 截止。寄生电容 C_{p1} 和电容 C_1 充电，C_{p2} 放电，漏感 L_k 与 C_{p1} 和 C_{p2} 进行谐振，i_{L_k} 下降，i_{L_m} 上升。当 C_{p2} 能量完全释放后，此模态结束。

模态Ⅶ(t_6~t_7)：如图 3(g)所示。在此模态中，开关管 S_1 和 S_2 保持关断，二极管 D_1 导通，D_2 截止。S_2 的体二极管导通，在此时间段内，S_2 可以实现零电压导通。同时，电容 C_1 吸收 L_k 中的能量，C_2 仍由 V_{in} 及耦合电感二次测绕组提供能量。S_1 的电压应力被钳位为 C_1 的电压。i_{L_m} 继续上升，i_{L_k} 继续下降。当开关管 S_2 的驱动信号 v_{G2} 为高电平时，此模态结束。

模态Ⅷ(t_7~t_8)：如图 3(h)所示。开关管 S_2 驱动信号到来，S_2 导通，同时其体二极管仍保持导通。i_{L_m} 逐渐上升到最大值。其余电流流动路径与模态Ⅶ相类似。当C_2 及耦合电感二次侧绕组的电压之和高于 D_1 的正极电压时，D_1 截止，此模态结束。

模态Ⅸ(t_8~t_9)：如图 3(i)所示。开关管 S_1 截止，S_2 导通，S_2 体二极管仍保持导通状态，二极管 D_1 截止，D_2 导通。电容 C_1 由 V_{in}、L_k 及 L_m 进行充电。C_o 及 R_o 由 V_{in}、L_m 和 C_2 提供能量。i_{L_k}、i_{L_m} 下降，i_{D_2} 上升。当 i_{L_k} 下降到 0 时，此模态结束。

模态Ⅹ(t_9~t_{10})：如图 3(j)所示。开关管 S_1 截止，S_2 导通，二极管 D_1 截止，D_2 导通。电容 C_1 放电，能量一部分回馈到电源端，另一部分与 C_2，耦合电感二次侧绕组传递到 C_o 及 R_o。i_{L_k} 从 0 逐渐下降到最小值，i_{D_2} 上升到最大值。当开关管 S_2 驱动信号 v_{G2} 变为低电平时，此模态结束。

2 稳态分析

由于模态Ⅰ、Ⅱ、Ⅲ、Ⅳ、Ⅵ、Ⅶ和Ⅷ持续时间非常短暂，为了分析的简便性，在 1 个开关周期

T_s 内只考虑模态Ⅴ、Ⅸ和Ⅹ。

2.1 变换器电压增益

根据图 3(e)，在 0~DT_s 时间段内，变换器工作在模态Ⅴ，开关管 S_1 处于导通状态，S_2 处于关断状态，输入电源 V_{in} 提供能量给磁化电感 L_m，电容 C_2 由 V_{in} 及 L_m 进行充电，可得到等式

$$V_{L_m} = V_{in} \tag{1}$$

$$V_{C_2} = V_{in} + nV_{L_m} = (1+n)V_{in} \tag{2}$$

式中：V_{L_m} 为 L_m 的两端电压；V_{C_2} 为 C_2 的两端电压。

根据图 3(i)和图 3(j)，在 DT_s~T_s 时间段内，变换器工作在模态Ⅸ和模态Ⅹ，开关管 S_1 处于关断状态，S_2 处于导通状态，输入电源 V_{in}、磁化电感 L_m 及电容 C_2 向负载 R_o 和输出电容 C_o 提供能量，钳位电容 C_1 通过 V_{in} 和 L_m 储存能量，可得等式

$$V_{C_1} = V_{in} - V_{L_m} \tag{3}$$

$$V_o = V_{in} - (1+n)V_{L_m} + V_{C_2} \tag{4}$$

式中：V_{C_1} 为 C_1 的两端电压；V_o 为输出电压。

由式(2)和式(4)，在模态Ⅸ和模态Ⅹ，L_m 两端电压可表示为

$$V_{L_m} = \frac{(2+n)V_{in} - V_o}{1+n} \tag{5}$$

由式(1)、式(5)及 L_m 的伏秒平衡原则，可求得电压增益为

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2+n-D}{1-D} \tag{6}$$

式中：M 为电压增益；D 为占空比。

2.2 元件电压应力

由式(3)、式(5)和式(6)，可得 C_1 两端电压为

$$V_{C_1} = \frac{V_{in}}{1-D} \tag{7}$$

根据图 3(e)、图 3(i)、图 3(j)以及式(7)，利用基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff voltage laws)，可以得到开关管 S_1 和 S_2 的电压应力 V_{ds1} 和 V_{ds2} 为

$$V_{ds1} = V_{ds2} = \frac{V_{in}}{1-D} \tag{8}$$

根据图 3(e)、图 3(i)、图 3(j)以及式(6)，利用 KVL，可以得到二极管 D_1 和 D_2 的电压应力 V_{D_1}、V_{D_2} 为

$$V_{D_1} = V_{D_2} = V_o - V_{in} = \frac{1+n}{1-D}V_{in} \tag{9}$$

2.3 元件电流应力

根据基尔霍夫电流定律 KCL(Kirchhoff current law)，对 C_o 和 C_2 应用安秒平衡原则，则二极管 D_2 和 D_1 的平均电流分别为

$$I_{D_2} = I_o - I_{C_o} = I_o \tag{10}$$

$$I_{D_1} = I_{D_2} - I_{C_2} = I_o \tag{11}$$

式中：I_{D_1} 和 I_{D_2} 分别为 D_1 和 D_2 的平均电流；I_o 为输出电流；I_{C_o} 和 I_{C_2} 分别为电容 C_o 和 C_2 的电流。

根据式(10)和式(11)，可以分别得到 i_{D_1} 和 i_{D_2} 的最大值 $I_{D_1,max}$ 和 $I_{D_2,max}$ 分别为

$$I_{D_1,max} = \frac{2I_o}{D} \tag{12}$$

$$I_{D_2,max} = \frac{2I_o}{1-D} \tag{13}$$

根据 KCL，由式(6)及式(10)，可以得到磁化电感 L_m 的平均电流为

$$I_{L_m} = I_{in} - I_o = \frac{1+n}{1-D}I_o \tag{14}$$

式中：I_{L_m} 为 L_m 的平均电流；I_{in} 为输入电流。

根据图 3(e)和式(1)，L_m 的电流纹波 ΔI_{L_m} 为

$$\Delta I_{L_m} = \frac{V_{in}}{L_m}DT_s \tag{15}$$

由式(12)和式(13)可得到 L_m 电流最大值 $I_{L_m,max}$ 和最小值 $I_{L_m,min}$ 分别为

$$I_{L_m,max} = I_{L_m} + \frac{1}{2}\Delta I_{L_m} = \frac{1+n}{1-D}I_o + \frac{V_{in}}{2L_m}DT_s \tag{16}$$

$$I_{L_m,min} = I_{L_m} - \frac{1}{2}\Delta I_{L_m} = \frac{1+n}{1-D}I_o - \frac{V_{in}}{2L_m}DT_s \tag{17}$$

根据图 2 和 KCL，对 C_1 和 C_2 应用安秒平衡原则，可得流过 S_1 的平均电流 I_{ds1} 为

$$I_{ds1} = I_{L_m} + (n+1)I_{C_2} - I_{C_1} = \frac{1+n}{1-D}I_o \tag{18}$$

对 C_1 应用安秒平衡原则，可得流过 S_2 的平均

电流 I_{ds2} 为

$$I_{ds2}=I_{C_2}=0 \tag{19}$$

根据图 3(e)，结合 KCL、式(12)和式(16)，可得 S_1 的电流最大值 $I_{ds1,max}$ 为

$$I_{ds1,max}=I_{L_m,max}+(n+1)I_{D_1,max}=(n+1)\frac{2I_o}{D}+\frac{1+n}{1-D}I_o+\frac{V_{in}}{2L_m}DT_s \tag{20}$$

根据图 3(j)，结合 KCL、式(13)和式(17)，可得 S_2 的电流最大值 $I_{ds2,max}$ 为

$$I_{ds2,max}=(n+1)I_{D_2,max}-I_{L_m,min}=\frac{n+1}{1-D}I_o+\frac{V_{in}}{2L_m}DT_s \tag{21}$$

2.4 电感电容参数设计

为了让电感 L_m 工作于连续导通状态，根据式(17)，电感参数计算为

$$L_m\geqslant\frac{V_{in}(1-D)}{2(n+1)I_o}DT_s \tag{22}$$

根据图 3，电容 C_1、C_2 和 C_o 的电压纹波为

$$\Delta V_{C_1}\geqslant\frac{\int_{DT_s}^{T_s}\left[(n+1)i_{D_2}-i_{L_m}\right]\mathrm{d}t}{C_1}=\frac{(n+1)I_o-I_{L_m}(1-D)}{C_1 f_s} \tag{23}$$

$$\Delta V_{C_2}\geqslant\frac{\int_{DT_s}^{T_s}i_{D_2}\mathrm{d}t}{C_2}=\frac{I_o}{C_2 f_s} \tag{24}$$

$$\Delta V_{C_o}\geqslant\frac{\int_{DT_s}^{T_s}i_{D_2}\mathrm{d}t}{C_o}=\frac{I_o(1-D)}{C_o f_s} \tag{25}$$

式中：ΔV_{C_1}、ΔV_{C_2} 和 ΔV_{C_o} 分别为 C_1、C_2 和 C_o 的电压纹波。

2.5 软开关工作条件

利用漏感电流的双向性以及开关管的寄生电容，在不增加辅助电容及辅助电感的情况下实现开关管零电压导通。主开关管 S_1 实现零电压导通的条件是：在 t_0 时刻，开关管 S_2 关断，开关管 S_1 寄生电容 C_{p1} 放电，开关管 S_2 寄生电容 C_{p2} 充电，漏感 L_k 与寄生电容 C_{p1} 和 C_{p2} 进行谐振，需要在死区时间内将存储于寄生电容中的能量完全消耗。因此，i_{L_k} 取其最小值 $I_{L_k,min}$ 时漏感 L_k 中的能量需要大于等于储存于开关管 S_1 和 S_2 的寄生电容 C_p 中的能量，即

$$\frac{1}{2}L_k I_{L_k,min}^2\geqslant\frac{1}{2}C_p V_{ds1}^2 \tag{26}$$

其中，C_p 由 S_1 的寄生电容 C_{p1} 与 S_2 的寄生电容 C_{p2} 并联得到，$C_p=C_{p1}+C_{p2}$。

由式(13)和式(17)可得，漏感电流 i_{L_k} 的最小值为

$$I_{L_k,min}=I_{L_m,min}-nI_{D_2,max}=\frac{1-n}{1-D}I_o-\frac{V_{in}}{2L_m}DT_s \tag{27}$$

在 t_5 时刻，开关管 S_1 关断，S_1 的寄生电容 C_{p1} 充电，开关管 S_2 的寄生电容 C_{p2} 放电，i_{L_k} 取其最大值 $I_{L_k,max}$ 时存储于漏感 L_k 中的能量需要大于等于储存于开关管寄生电容 C_p 中的能量，即

$$\frac{1}{2}L_k I_{L_k,max}^2\geqslant\frac{1}{2}C_p V_{ds2}^2 \tag{28}$$

由式(12)和式(16)可得，漏感 i_{L_k} 的最大值为

$$I_{L_k,max}=I_{L_m,max}+nI_{D_1,max}=\frac{2+nD-D}{D(1-D)}I_o+\frac{V_{in}}{2L_m}DT_s \tag{29}$$

对电容 C_2 应用安秒平衡原则，可得 $I_{L_m}=I_{L_k}>0$，因此 $|I_{L_k,max}|>|I_{L_k,min}|$，相较于 t_0 时刻，t_5 时刻存储于漏感的能量更高，开关管 S_2 的零电压导通更容易实现。由上面分析可知，当电路工作于轻载状态或漏感 L_k 过小时，不利于开关管实现零电压导通。

为了实现寄生电容的充放电，根据文献[13]，死区时间 T_D 需要设置为

$$T_D\geqslant\frac{\pi}{2}\sqrt{L_k C_p} \tag{30}$$

3 变换器损耗分析

为了评估变换器的效率，需要分析和计算变换器的功率损耗。由于元器件存在寄生参数，变换器的损耗包括开关管的导通损耗和开关损耗、二极管导通损耗、耦合电感的绕组损耗和磁芯损耗、电容损耗。

开关管的导通损耗 $P_{\mathrm{S,cond}}$ 可表达为

$$P_{\mathrm{S,cond}}=(I_{\mathrm{S_1,rms}}^2+I_{\mathrm{S_2,rms}}^2)R_{\mathrm{ds,on}}=\left\{\frac{\left[DI_{L_\mathrm{m}}+(n+1)I_\mathrm{o}\right]^2}{D}+\frac{\left[I_\mathrm{o}(n+1)(-1-D)\right]^2}{8(1-D)}+\frac{\left[I_\mathrm{o}(1+D)-2(n+1)\right]^2}{8(1-D)}\right\}R_{\mathrm{ds,on}} \tag{31}$$

式中：$R_{\mathrm{ds,on}}$ 为开关管的导通电阻；$I_{\mathrm{S_1,rms}}$ 和 $I_{\mathrm{S_2,rms}}$ 分别为开关管 $\mathrm{S_1}$ 和 $\mathrm{S_2}$ 的电流有效值。

由于所述变换器开关管均可实现零电压导通，可将开通损耗视为 0，则开关损耗 $P_{\mathrm{S,SW}}$ 可表达为

$$P_{\mathrm{S,SW}}=\frac{1}{6}(V_{\mathrm{ds1}}I_{\mathrm{S_1,max}}+V_{\mathrm{ds2}}I_{\mathrm{S_2,max}})t_{\mathrm{off}}f_\mathrm{s}=\frac{1}{6}\cdot\frac{V_\mathrm{in}}{1-D}\left[\frac{2(n+1)I_\mathrm{o}}{D}+\frac{2(n+1)I_\mathrm{o}}{1-D}+\frac{V_\mathrm{in}}{L_\mathrm{m}}DT_\mathrm{s}\right]\cdot t_{\mathrm{off}}f_\mathrm{s} \tag{32}$$

式中，t_{off} 为关断下降时间。

二极管总导通损耗 $P_{\mathrm{D,loss}}$ 可表达为

$$P_{\mathrm{D,loss}}=(I_{\mathrm{D_1}}+I_{\mathrm{D_2}})V_\mathrm{F}=2I_\mathrm{o}V_\mathrm{F} \tag{33}$$

式中，V_F 为二极管的导通压降。

电容总损耗 $P_{\mathrm{C,loss}}$ 表达为

$$P_{C,\mathrm{loss}}=I_{C_1,\mathrm{rms}}^2R_{C_1}+I_{C_2,\mathrm{rms}}^2R_{C_2}+I_{C_\mathrm{o},\mathrm{rms}}^2R_{C_\mathrm{o}}=\frac{\left[I_\mathrm{o}(n+1)(-1-D)\right]^2+\left[I_\mathrm{o}(1+D)-2(n+1)\right]^2}{8(1-D)}\cdot R_{C_1}+\frac{I_\mathrm{o}^2}{D(1-D)}R_{C_2}+\left(I_\mathrm{o}^2D+\frac{D^2I_\mathrm{o}^2}{1-D}\right)R_{C_\mathrm{o}} \tag{34}$$

式中，R_{C_1}、R_{C_2}、R_{C_o} 分别为电容 C_1、C_2、C_o 的等效串联电阻。

耦合电感的绕组损耗 $P_{\mathrm{L,cond}}$ 可表达为

$$P_{L,\mathrm{cond}}=I_{L_\mathrm{k},\mathrm{rms}}^2R_{L_\mathrm{p}}+I_{L_\mathrm{s},\mathrm{rms}}^2R_{L_\mathrm{s}}=\left\{\frac{\left[DI_{L_\mathrm{m}}+nI_\mathrm{o}\right]^2}{D}+\frac{\left[(1-D)I_{L_\mathrm{m}}-nI_\mathrm{o}\right]^2}{1-D}\right\}\cdot R_{L_\mathrm{p}}+\frac{I_\mathrm{o}^2}{D(1-D)}R_{L_\mathrm{s}} \tag{35}$$

式中，R_{L_p}、R_{L_s} 分别为一次侧绕组和二次侧绕组的等效电阻。

耦合电感的磁芯损耗 $P_{L,\mathrm{core}}$ 可表达为

$$P_{L,\mathrm{core}}=P_\mathrm{cv}V_\mathrm{e} \tag{36}$$

式中：P_cv 为单位体积磁芯损耗；V_e 为磁芯体积。

变换器总损耗为

$$P_{\mathrm{Loss,total}}=P_{\mathrm{S,cond}}+P_{\mathrm{S,sW}}+P_{\mathrm{D,loss}}+P_{C,\mathrm{loss}}+P_{L,\mathrm{cond}}+P_{L,\mathrm{core}} \tag{37}$$

4　性能对比分析

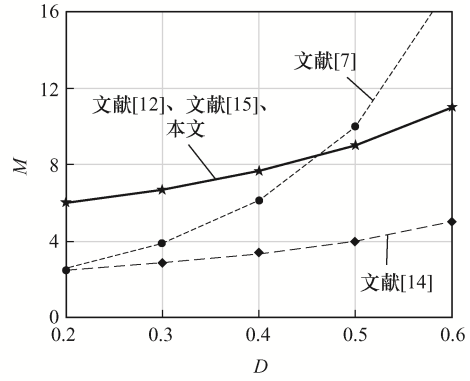
为了突出所提变换器相较于相关的变换器有更优的性能，表 1 给出了本文所提变换器与相关变换器的详细参数对比。所提变换器与相关变换器的增益与电压应力对比如图 4 所示。图 4(a)为匝数比 n=3 时的电压增益与占空比的关系，图 4(b)为 D=0.5 时的开关管最大电压应力与匝数比的关系。

表 1　所提变换器与相关变换器的详细参数对比

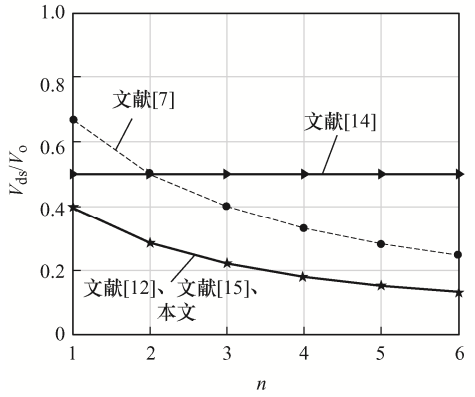
Tab. 1 Comparison of detailed parameters between proposed converter and relevant converters

变换器	各元件数量				元件总数	M	开关管的最大电压应力($V_{\mathrm{ds}}/V_\mathrm{o}$)	开关方式	频率/kHz	功率/W	满载效率/%
	S	L	C	D							
文献[7]	1	3	4	6	14	$\frac{1+nD}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{1+nD}$	硬开关	50	200	92.2
文献[12]	1	1	2	2	6	$\frac{2+n-D}{1-D}$	$\frac{1}{2+n-D}$	硬开关	50	250	93.6
文献[14]	2	2	3	2	9	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{1}{2}$	ZVS	50	250	92.0
文献[15]	2	1	4	3	10	$\frac{2+n-D}{1-D}$	$\frac{1}{2+n-D}$	ZVS	100	150	—
本文	2	1	3	2	8	$\frac{2+n-D}{1-D}$	$\frac{1}{2+n-D}$	ZVS	100	250	96.1

注：S 代表开关管；L 代表电感；C 代表电容；D 代表二极管。



(a) n=3时电压增益与占空比关系



(b) D=0.5时开关管最大应力与匝数比关系

图 4 所提变换器与相关变换器的增益与电压应力对比

Fig. 4 Comparison of voltage gain and voltage stress between proposed converter and relevant converters

所提变换器含有耦合电感，电压增益可以随匝数比的增加而提升。与文献[14]变换器相比，所提变换器电压增益更高，电压应力更低。文献[7]变换器在 D=0.5 附近实现的电压增益高于所提变换器，但其电压应力高，且元件数多。文献[12]和[15]的变换器电压增益与所提变换器相同。相较于文献[12]，所提变换器频率更高，能有效减小变换器体积，且实现了 ZVS，在减小电磁干扰的同时减小了开关损耗，并提升了效率，而满载效率较文献[12]变换器高出 2%。文献[15]中的变换器虽然实现了 ZVS，但相较于所提变换器，其输出功率更低，元件数更多。

5 实验结果与分析

为了验证和测试所提变换器的性能，表 2 给出了所提变换器系统及元件参数。

表 2 系统及元件参数

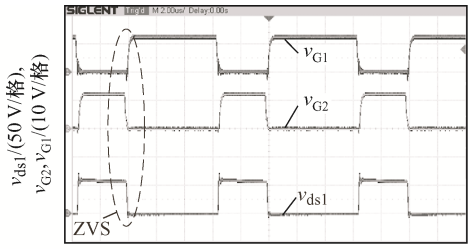
Tab. 2 Parameters of system and components

参数	数值或型号
输入电压 V_{in}/V	20
输出电压 V_o/V	220
额定功率 P_o /W	250
开关频率 f_s /kHz	100
电容 C_1、C_2、C_o/μF	47、56、100
功率二极管 D_1、D_2	MUR260
功率开关管 S_1、S_2	IPP110N20N
L_m/μH	13.5
L_k/μH	1.3
N_p:N_s	4:12
耦合电感铁芯	PQ3535
耦合电感材质	PC95

图 5 为 V_{in}=20 V、V_o=220 V、P_o=250 W情况下的实验波形。由图5可见，此时实际占空比为 0.626，与理论值 0.600 较为接近，元器件损耗是造成占空比损耗的主要原因。图 5(a)、图 5(b)为开关管 S_1 和 S_2 的电压波形，从图中可以看出，在 S_1 和 S_2 的驱动信号到来前，v_{ds1} 和 v_{ds2} 都先下降到 0，实现 ZVS 开通；开关管 S_1 的电压尖峰较小，有源钳位电路的钳位效果好，V_{ds1} 和 V_{ds2} 均为 54 V，验证了式(8)，同时电压应力小于输出电压的 1/4，满足低电压应力的要求。从图 5(c)、图 5(d)中看出，二极管 D_1、D_2 电流平均值分别为 1.07、1.10 A，其两端电压均为 205 V，验证了式(9)~式(11)。图 5(e)为电容 C_1、C_2 的电压波形，二者电压分别为 54 V 与 75 V，与式(2)、式(7)的计算值相近。图 5(f)为输出电压 V_o 与流过电感 L_k 的电流波形，可见输出电压接近于 220 V，输出波动较小，输出稳定。以上波形均与理论分析一致。

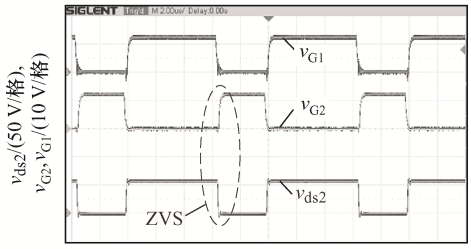
为了验证不同占空比下的输入输出关系，其他条件不变的情况下分别对 V_{in}=24 V 及 V_{in}=26 V 进行了实验测试。图 6 为 V_{in}=24 V，V_o=220 V，P_o=250 W 情况下的波形。图 6(a)为输入、输出电压波形，实际占空比为 0.528，接近于理论占空比 0.510，符合式(6)。图 6(b)、图 6(c)为开关管 S_1 和 S_2 的电压波形，由图可见，二管均可实现 ZVS 开通，V_{ds1}

和 V_{ds2} 均为 51 V。图 6(d)为二极管 D_1 和 D_2 的电压波形，V_{D_1} 和 V_{D_2} 均为 199 V。图 6(e)为电容 C_1、C_2 的电压波形，二者电压分别为 51 V 与 88 V。



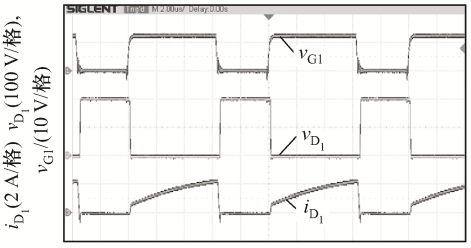
t/(2 μs/格)

(a) v_{G1}, v_{G2}, v_{ds1}



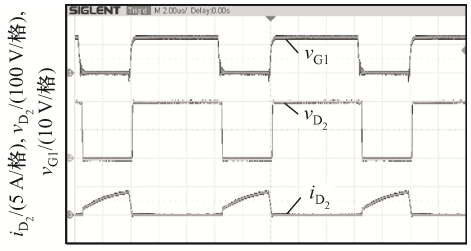
t/(2 μs/格)

(b) v_{G1}, v_{G2}, v_{ds2}



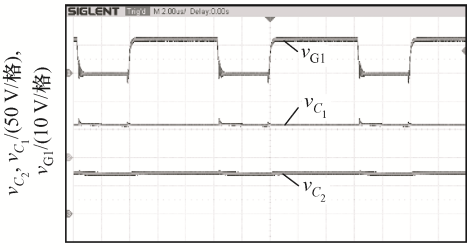
t/(2 μs/格)

(c) v_{G1}, v_{D_1}, i_{D_1}



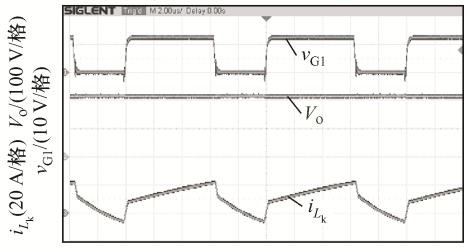
t/(2 μs/格)

(d) v_{G1}, v_{D_2}, i_{D_2}



t/(2 μs/格)

(e) v_{G1}, v_{C_1}, v_{C_2}



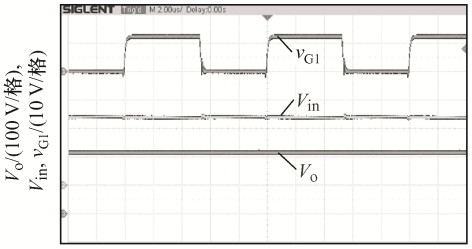
t/(2 μs/格)

(f) v_{G1}, V_o, i_{L_k}

图 5　所提变换器在 V_{in}=20 V、V_o=220 V、P_o=250 W 情况的实验波形

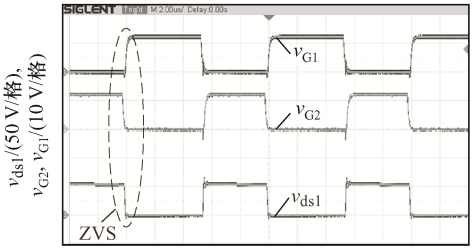
Fig. 5 Experimental waveforms of proposed converter under condition of V_{in}=20 V, V_o=220 V, and P_o=250 W

图 7 为 V_{in}=26 V、V_o=220 V、P_o=250 W 情况下的波形。图 7(a)为输入输出电压波形，实际占空比为 0.478，接近于理论占空比 0.464，符合式(6)。图 7(b)、图 7(c)为开关管 S_1 和 S_2 的电压波形，由图可见，均可实现 ZVS 开通，V_{ds1} 和 V_{ds2} 均为 51 V。



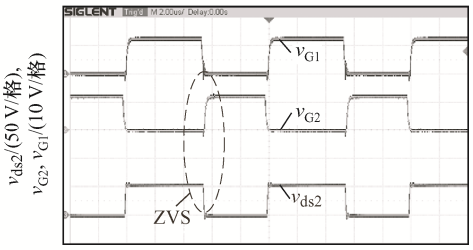
t/(2 μs/格)

(a) v_{G1}, V_{in}, V_o



t/(2 μs/格)

(b) v_{G1}, v_{G2}, v_{ds1}



t/(2 μs/格)

(c) v_{G1}, v_{G2}, v_{ds2}

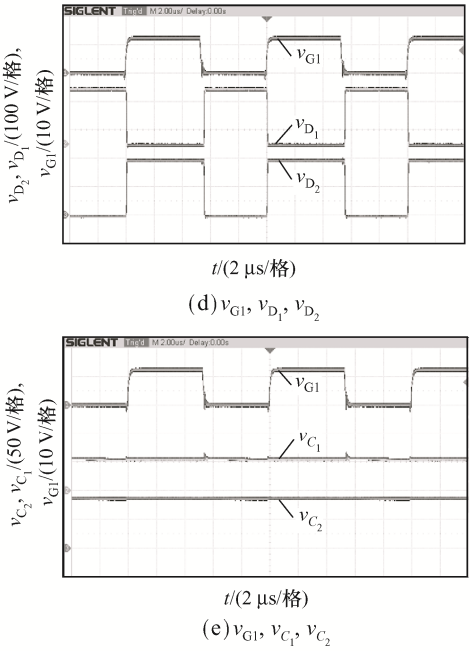
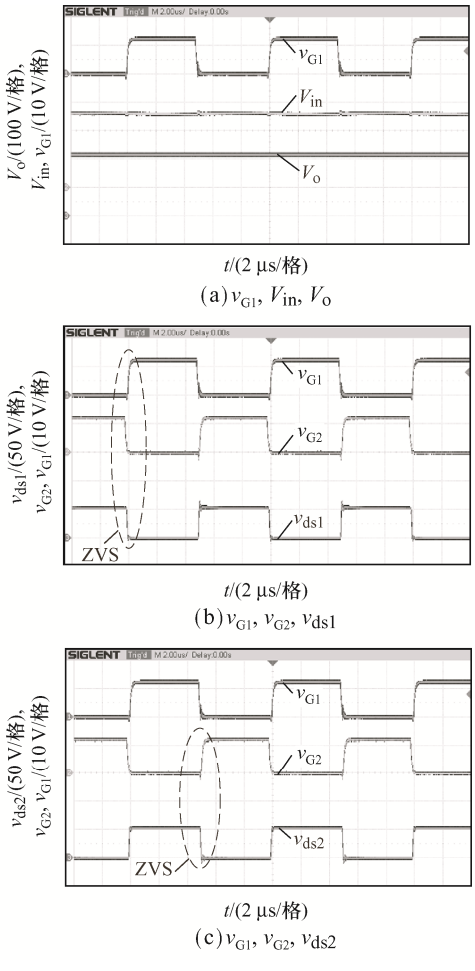


图 6 所提变换器在 V_{in}=24 V、V_o=220 V、P_o=250 W 情况的实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms of proposed converter under condition of V_{in}=24 V, V_o=220 V, and P_o=250 W



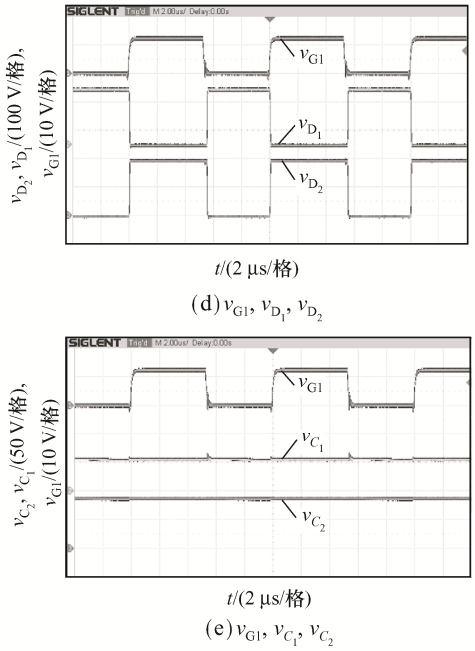


图 7 所提变换器在 V_{in}=26 V、V_o=220 V、P_o=250 W 情况的实验波形

Fig. 7 Experiment waveforms of proposed converter under condition of V_{in}=26 V, V_o=220 V, and P_o=250 W

图 7(d)为二极管 D_1 和 D_2 的电压波形，V_{D_1} 和 V_{D_2} 均为 196 V。图 7(e)为电容 C_1、C_2 的电压波形，二者电压分别为 51 V 与 96 V。

图 8 所示为所提变换器工作在 V_{in}=20 V、V_o=220 V、不同功率下的效率曲线。在 P_o=100 W 和 P_o=250 W 时，测量得到的最高效率和满载效率分别为 97.4%和 96.1%。

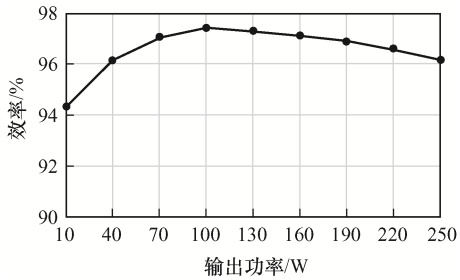


图 8 效率曲线

Fig. 8 Efficiency curve

图 9 为所提变换器在 V_{in}=20 V、V_o=220 V、P_o=250 W 情况下的损耗分布。可见，总损耗为 8.8 W；耦合电感损耗最大，占总损耗的 36.4%；计算的满载效率为 96.6%。

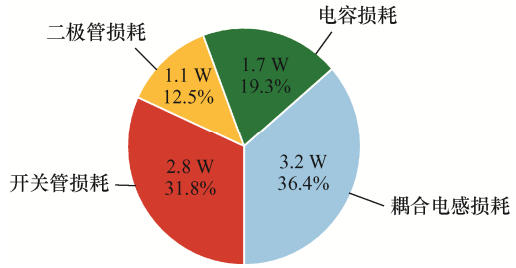


图 9　V_{in}=20 V、V_o=220 V、P_o=250 W 情况的功率损耗分布

Fig. 9 Distribution of power loss under condition of V_{in}=20 V, V_o=220 V, and P_o=250 W

6　结语

本文提出了一种用于燃料电池的基于开关耦合电感的软开关高升压变换器。为了减小损耗、提升效率，利用有源钳位电路回收漏感能量，通过零电压开关减小开关管的开关损耗。结合开关耦合电感和开关电容的优点，在合适占空比下提升了电压转换比。此外，还制作了 1 台 250 W 的样机验证其可靠性，实验结果与理论分析一致，测得变换器最高效率为 97.4%，满载效率为 96.1%。

参考文献：

[1] Zhao Jiawei, Chen Daolian, Jiang Jiahui. Transformerless high step-up DC-DC converter with low voltage stress for fuel cells [J]. IEEE Access, 2021, 9: 10228-10238.

[2] Afkar M, Gavagsaz-Ghoachani R, Phattanasak M, et al. Generalization of a DC–DC modular converter topology for fuel cell applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(2): 2255-2267.

[3] Luo Peng, Guo Lei, Xu Jinqiang, et al. Analysis and design of a new non-isolated three-port converter with high voltage gain for renewable energy applications [J]. IEEE Access, 2021, 9: 115909-115921.

[4] Acharya S, Mallik A, Mishra S K. PWM control of a high-gain N-phase interleaved current-fed topology [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6461-6470.

[5] Liang T J, Luo Peng, Chen Kaihui. A high step-up DC–DC converter with three-winding coupled inductor for sustainable energy systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10249-10258.

[6] 李坤鹏, 张巧杰, 王久和. 基于开关电感的混合二次型 Boost DC/DC 变换器[J]. 辽宁工程技术大学学报(自然科学版), 2017, 36(8): 865-871.
Li Kunpeng, Zhang Qiaojie, Wang Jiuhe. A hybrid quadratic Boost DC/DC converter based on switched-inductor structure [J]. Journal of Liaoning Technical University(Natural Science), 2017, 36(8): 865-871. (in Chinese)

[7] Lee S W, Do H L. High step-up coupled-inductor cascade Boost DC-DC converter with lossless passive snubber [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65 (10): 7753-7761.

[8] Divya Navamani J, Vijayakumar K, Jegatheesan R. Non-isolated high gain DC-DC converter by quadratic boost converter and voltage multiplier cell [J]. Ain Shams Engineering, 2018, 9(4): 1397-1406.

[9] 罗全明, 高伟, 吕星宇, 等. 耦合电感型高增益 Boost 变换器拓扑分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7266-7275, 7441.
Luo Quanming, Gao Wei, Lü Xingyu, et al. Topology analysis of high step-up Boost converters with coupled inductors [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7266-7275, 7441. (in Chinese)

[10] 雷浩东, 郝瑞祥, 游小杰, 等. 基于开关电容和三绕组耦合电感的高电压增益 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2020, 35(17): 3666-3677.
Lei Haodong, Hao Ruixiang, You Xiaojie, et al. High voltage gain DC-DC converter with switched-capacitor and three-winding coupled inductor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(17): 3666-3677. (in Chinese)

[11] Luo Peng, Liang T J, Chen Kaihui, et al. High step-up DC-DC converter with active switched inductor and voltage double based on three-winding coupled inductor [C]// 2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Houston, America: IEEE, 2022: 1-6.

[12] Chen S M, Lao M L, Hsieh Y H, et al. A novel

switched-coupled-inductor DC–DC step-up converter and its derivatives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1): 309-314.

[13] 王哲, 李驰, 郑泽东, 等. 一种基于耦合电感的高增益软开关谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 194-205.
Wang Zhe, Li Chi, Zheng Zedong, et al. A high step-up ZVS/ZCS resonant converter based on coupled inductor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 194-205. (in Chinese)

[14] Watson R, Lee F C, Hua G C. Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, 11(1): 162-169.

[15] 胡宇婷, 谌思, 罗全明. 一种高增益软开关直流变换器的分析与设计[J]. 电源学报, 2022, 20(2): 17-25.
Hu Yuting, Chen Si, Luo Quanming. Analysis and design of high-gain soft-switching DC/DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(2): 17-25. (in Chinese)

[16] 屈克庆, 冯苗苗, 赵晋斌. 基于耦合电感的新型高增益软开关直流变换器[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(8): 25-32.
Qu Keqing, Feng Miaomiao, Zhao Jinbin. A novel high gain soft-switching DC-DC converter based on coupled inductor [J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(8): 25-32. (in Chinese)

[17] 叶怡伟, 陈敏, 徐德鸿. 软开关有源钳位逆变器逐波限流控制策略研究[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 43-50.
Ye Yiwei, Chen Min, Xu Dehong. Research on cycle-by-cycle current limit strategies for active-clamped soft-switching inverters [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 43-50. (in Chinese)



洪濬哲

作者简介：

洪濬哲(2001—)，男，本科。研究方向：电力电子技术和新能源发电技术。E-mail：hongzhe1@stu.gdou.edu.cn。

罗朋(1988—)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，副教授，硕士生导师。研究方向：新能源电力电子变换技术。E-mail：luopeng@gdou.edu.cn。

刘洺辛(1976—)，男，博士，教授，博士生导师。研究方向：无线传感器网络和新能源变换技术。E-mail：1iumx@gdou.edu.en。

杨燕霞(1988—)，女，硕士，讲师。研究方向：电力电子技术和电力系统运行控制。E-mail：951255265@qq.com。

(责任编辑：陈国珍)