

基于三绕组耦合电感的准Z源高增益DC-DC变换器

林佳奇^{1,2}, 李海滨^{1,2}, 翁雨森^{1,2}, 颜胥^{1,2}, 金涛^{1,2}

(1. 福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108; 2. 福建省新能源发电与电能变换重点实验室, 福州 350108)

摘要: 针对清洁能源并网发电系统中直流升压变换器的现有技术缺陷, 提出一种新型的准Z源高压DC-DC变换器。该变换器通过将准Z源网络与独特的耦合电感集成结构结合, 能在较低的占空比和匝比下实现高电压增益。拓扑中的钳位回路回收了储存在耦合电感漏感中的能量, 能有效缓解耦合电感漏感引起的尖峰电压。此外, 变换器功率器件电压应力水平较低, 便于使用低耐压器件来提高转换效率。输入电流连续以及输入输出共地的特点使得该变换器适合应用于可再生能源场景。详细介绍了所提变换器的工作原理, 给出了关键性的公式推导和设计依据, 并进行性能比较。最后, 设计并搭建一台200 W额定功率的样机进行实验验证, 实验结果与理论分析相吻合。

关键词: DC-DC变换器; 增益调节; 耦合电路; 三绕组; 准Z源

中图分类号: TM46

文献标志码: A

0 引言

随着能源消耗的增加, 环境污染和化石能源短缺的问题日益严峻, 以光伏、燃料电池以及风力发电等为代表的清洁能源转换技术发展迅速^[1]。但在清洁能源并网发电系统中, 光伏组件和燃料电池的输出电压等级较低, 不能直接接入电网供电, 需采用具有高升压能力的DC-DC变换器提升电压以满足并网要求^[2]。

传统的Boost变换器升压能力较弱, 开关器件电压应力大, 功率损耗较高^[3], 并不适用于高升压场合。为了提高DC-DC变换器的电压增益及整体性能, 国内外学者进行了广泛的研究, 提出许多升压方案, 包括开关电容电感技术、级联倍压技术、交错并联技术等^[4-7], 但这些方案大多在提高电压增益的同时会存在器件数量过多、变换器成本及体积增大、工作性能降低等问题。采用耦合电感技术来改善变换器升压能力是应对上述问题的一种行之有效的方案^[8-10]。在耦合电感的帮助下, 变换器能通过调节占空比及耦合电感匝比来改变电压增益。然而, 在高升压场合下, 需采用高匝比的耦合电感, 这将导致耦合电感漏感增大。而漏感导致的电压尖峰将使开关管的电压应力变大, 降低整体转换效率。虽然在电路拓扑中增添钳位回路能吸收漏感能量, 减小漏感对开关管的影响^[11], 但过高的匝比仍会导致变压器体积大、电感损耗、电磁干扰等问题^[12]。为此, 文献[13-14]提出基于Trans-Inverse结构的耦合电感变换器, 能在较低的耦合电感匝比下获得高升压能力, 有效地减小了磁芯体积和绕组损耗。但该

类变换器仍需工作在较大占空比下, 易导致电感的饱和、高传输损耗。文献[15]将Z源网络应用到DC-DC变换器中, 实现了以较低的占空比获得较高的电压增益, 但存在输入电流不连续、输入输出不共地的缺陷。文献[16-18]提出准Z源网络, 该网络在继承Z源变换器优势的同时, 克服了传统Z源网络的上述不足, 因此在光伏发电、燃料电池等需高升压能力的场合具有显著的优势。

本文在准Z源网络的基础上, 引入三绕组耦合电感集成升压结构, 提出一种新型准Z源高增益DC-DC变换器。该变换器在实现高升压性能的同时, 不仅拥有Trans-Inverse结构的低匝比特性, 有利于减小磁芯体积和损耗; 还具有输入电流连续、工作占空比低和器件电压应力小等优势。同时, 三绕组耦合电感的引入可提高电压增益的调制自由度, 具有更宽泛的电压范围。

1 变换器拓扑结构与工作原理

1.1 拓扑结构

图1a为所提新型准Z源高增益DC-DC变换器拓扑结构。该结构主要包括1个功率开关管S, 4个二极管(VD₁、VD₂、VD₃、VD₀), 5个电容(C₁、C₂、C₃、C₄、C₀), 输入电感L₁, 三绕组耦合电感和负载R。通过将耦合电感与倍压单元结合得到新型集成升压单元, 并将其应用在准Z源网络中, 不仅改进了变换器的升压性能, 还降低了开关器件两端的电压应力。此外, 由电容C₁、C₂和二极管VD₁构成的钳位回路能有效缓解耦合电感漏感引起的尖峰电压, 提高变换器的效率。

收稿日期: 2023-05-29

基金项目: 国家自然科学基金(51977039); 中央引导地方科技发展专项(2021L3005)

通信作者: 金涛(1976—), 男, 博士、教授, 主要从事新能源电力电子技术、智能电网相关技术等方面的研究。745972580@qq.com

为便于分析,将三绕组耦合电感看作 1、2、3 次绕组的匝数分别为 N_1 、 N_2 、 N_3 的理想变压器与励磁电感 L_m 、漏感 L_k 的组合,而耦合电感的匝比则定义为 $n_{21}=N_2/N_1$ 及 $n_{31}=N_3/N_1$, 等效电路如图 1b 所示。

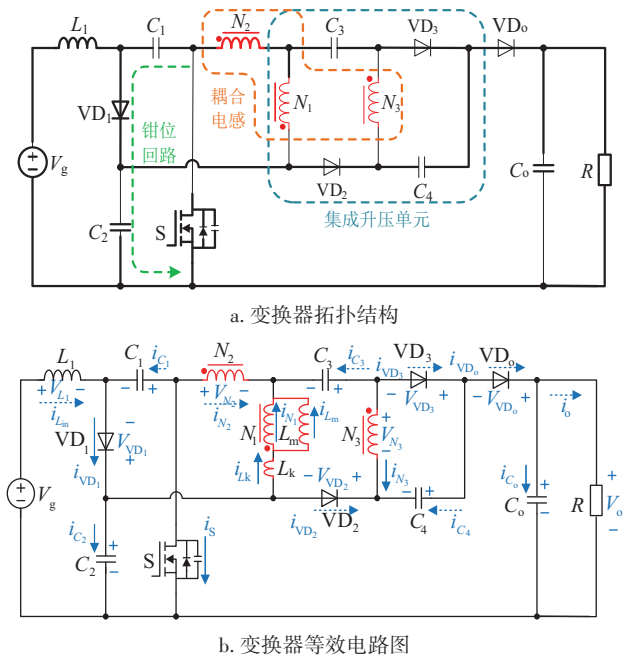


图 1 所提准 Z 源高增益 DC-DC 变换器

Fig. 1 Proposed quasi-Z-source high step-up DC-DC converter

1.2 工作原理

为简化电路分析,考虑如下假设:1)所有电容的容量充足,使得各电容两端的电压在一个周期内能视为恒定值;2)输入电感 L_1 足够大以确保流过的电流 i_{L_1} 是连续的;3)所有器件均视为理想器件,但仍考虑耦合电感的漏感以及开关管两端并联电容。

图 2 为所提变换器的主要工作波形,由图 2 可知,在一个完整周期 T_s 内,其工作过程可划分为 4 个模式。图 3a~图 3d 给出了各工作模式对应的等效通路。

模式 1 [t_0-t_1]:在 t_0 时刻,驱动信号上升沿的触发使得开关管 S 开通,此时二极管 VD_2 导通,其余二极管处于关断状态。输入电感 L_1 接收电源 V_g 和电容 C_1 输出的能量,电感电流 i_{L_1} 线性增大。耦合电感原边绕组 N_1 及 2 次绕组 N_2 接收电容 C_2 的能量,3 次绕组 N_3 通过 VD_2 向电容 C_3 释放能量。 t_1 时刻, VD_3 导通,该模式结束。

模式 2 [t_1-t_2]:在该模式中,开关管 S 仍导通,二极管 VD_3 导通,其余二极管的开关状态保持不变。电感 L_1 继续储存输入电源 V_g 和电容 C_1 提供的能量。电容 C_2 放电,将能量传递给原边绕组,励磁电感 i_{L_m} 和漏感电流 i_{L_k} 线性上升。电容 C_3 正向充电,电容电压 V_{C_3} 等于耦合电感绕组 N_1 和 N_3 电压之和;电容 C_4 则通过二极管 VD_3 吸收绕组 N_3 释放的能量。同时,输出电容 C_o 将能量输送给负载 R 进行供能。

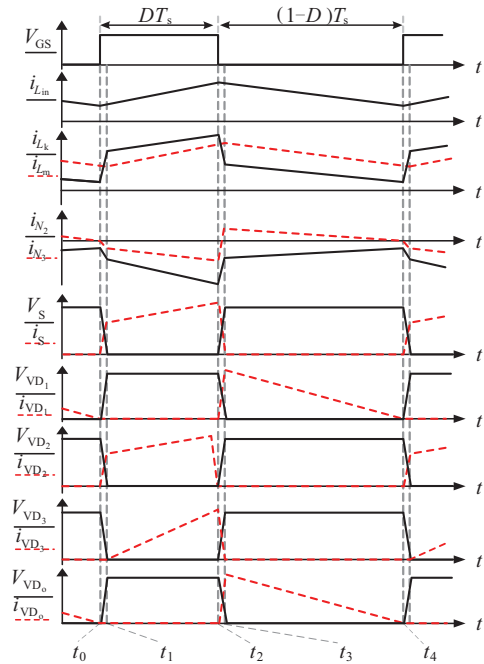
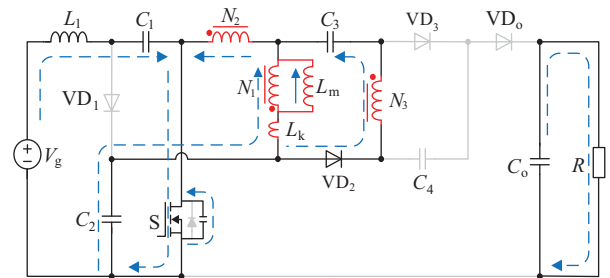


图 2 变换器主要波形

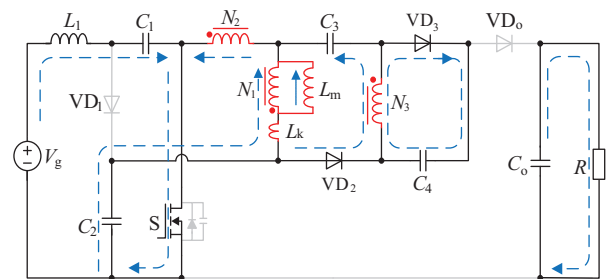
Fig. 2 Key waveforms of converter

模式 3 [t_2-t_3]:该模式下,在 t_2 时刻,开关管 S 收到关断信号,但开关管在其寄生电容的作用下仍保持导通,同时,开关管电流开始迅速减小。耦合电感漏感电流使得二极管 VD_3 保持导通。此外,二极管 VD_1 、 VD_o 导通, VD_2 承受反压关断。储存在漏感 L_k 和绕组 N_2 的能量一部分流向开关管 S 两端的寄生电容,另一部分为电容 C_1 充电。电容 C_3 反向放电,当电容电流 i_{C_3} 与绕组 N_3 电流 i_{N_3} 相等时, VD_3 关断,该模式结束。

模式 4 [t_3-t_4]:该模式下,开关管 S 关断,其两端电压被钳位至 $V_{C_1}+V_{C_2}$ 。二极管 VD_1 和 VD_o 保持导通状态不变, VD_2 和 VD_3 处于关断状态。输入电感 L_1 流出的部分能量将流经二



a. 模式 1



b. 模式 2

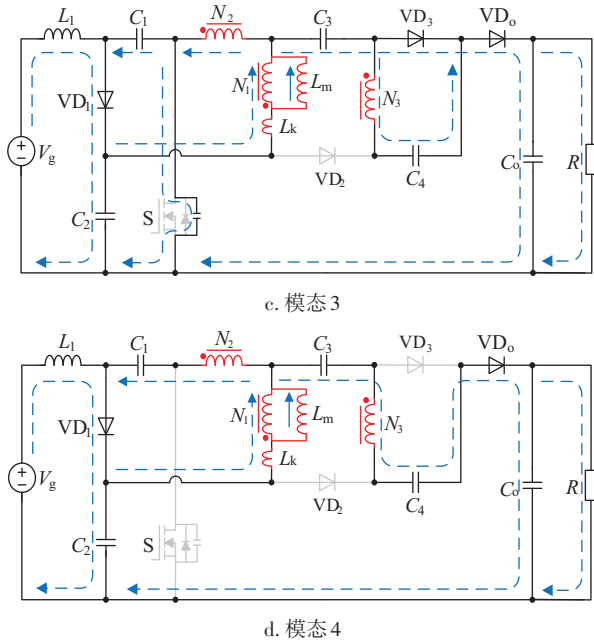


图3 各工作模式的等效通路

Fig. 3 Equivalent path of each operation mode

极管 VD_1 为电容 C_2 充电。电容 C_1 接收耦合电感绕组 N_1 和 N_2 释放的能量进行充电。二极管 VD_1 和 VD_0 的导通使得输入电源 V_g 、输入电感 L_1 、电容 C_3 、 C_4 以及绕组 N_1 、 N_3 能形成一条串联回路，共同为负载端充电。当 VD_1 和 VD_0 的电流减小到零时，该模式结束，进入下一个开关周期。

2 特性分析与设计要求

2.1 电压增益

由于模式 1 和模式 3 所占的时间间隔非常短，可将这两个过渡模式忽略，只选取模式 2 和模式 4 两种主要工作状态进行分析。

变换器工作在模式 2 时，开关管 S 导通，对各电压回路运用基尔霍夫电压定理，可得此时的电压关系为：

$$V_{L_1} = V_g + V_{C_1} \tag{1}$$

$$\frac{1}{k} V_{N_1} = V_{C_3} - V_{C_4} \tag{2}$$

$$\frac{1}{k} V_{N_1} - V_{N_2} = V_{C_2} \tag{3}$$

$$\frac{1}{k} V_{N_1} + V_{N_3} = V_{C_3} \tag{4}$$

式中： k ——耦合电感的耦合系数， $k = L_m / (L_m + L_k)$ 。

在模式 4 中，开关管 S 处在关断状态，分析可得此时各回路中电压关系为：

$$V_{L_1} = V_g - V_{C_2} \tag{5}$$

$$V_{N_1} + \frac{k}{1 - kn_{21}} V_{C_1} = 0 \tag{6}$$

$$\frac{1}{k} V_{N_1} + V_{N_3} = V_{C_2} + V_{C_3} + V_{C_4} - V_o \tag{7}$$

耦合电感各绕组上的电压满足：

$$V_{N_2} = n_{21} V_{N_1}, \quad V_{N_3} = n_{31} V_{N_1} \tag{8}$$

根据式(1)~式(8)以及输入电感和耦合电感的各绕组上的伏秒平衡法则，能得到变换器中各电容电压分别为：

$$\begin{cases} V_{C_1} = \frac{DV_g}{1-2D}, \quad V_{C_2} = \frac{1-D}{1-2D} V_g \\ V_{C_3} = \frac{(1+kn_{31})(1-D)}{(1-kn_{21})(1-2D)} V_g \\ V_{C_4} = \frac{kn_{31}(1-D)}{(1-kn_{21})(1-2D)} V_g \end{cases} \tag{9}$$

将式(6)、式(8)、式(9)代入式(7)中，可得变换器的电压增益为：

$$G = \frac{V_o}{V_g} = \frac{(2-D)(1+kn_{31}) - (1-D)kn_{21}}{(1-kn_{21})(1-2D)} \tag{10}$$

为研究耦合系数对电压增益的影响，图 4 给出了匝比 $n_{21} = 0.5$ 时，在不同匝比 n_{31} 下，不同耦合系数对电压增益-占空比关系曲线的影响。

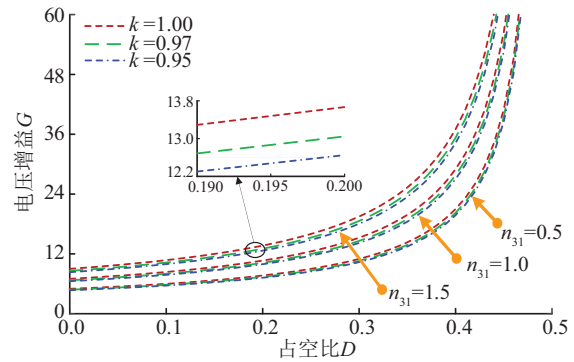


图4 匝比 $n_{21} = 0.5$ ， n_{31} 不同时，不同耦合系数下电压增益和占空比的关系

Fig. 4 Voltage gain versus duty cycle with several coupling coefficients under $n_{21} = 0.5$ and different turns ratios n_{31}

可看出，变换器电压增益受耦合系数 k 影响较小，因此，可忽略耦合电感漏感，对耦合系数 $k = 1$ 的理想情况进行分析，简化后的电压增益可表示为：

$$G = \frac{(2-D)(1+n_{31}) - (1-D)n_{21}}{(1-n_{21})(1-2D)} \tag{11}$$

由式(11)可知，变换器能借助占空比 D 及三绕组耦合电感的匝比 n_{21} 和 n_{31} 来调节电压增益。其中，耦合电感匝比 n_{21} 小于 1，且 n_{21} 越接近 1，电压增益越大，因此所提变换器具备了在较低的总匝比 ($n_{21} + n_{31}$) 下获得较高的电压增益的能力。对于耦合电感来说，匝比的降低不仅能减小各绕组的匝数，缩减耦合电感的体积，且有利于降低漏感并改善磁性元件上的功率损耗。图 5 为不同占空比下，所提变换器电压增益随 n_{21} 和 n_{31} 变化的三维曲线图。由图 5 可得，通过合理选择三绕组耦合电感的各匝比，能避免较大的占空比，减小器件电压和电流应力，从而提高转换效率。

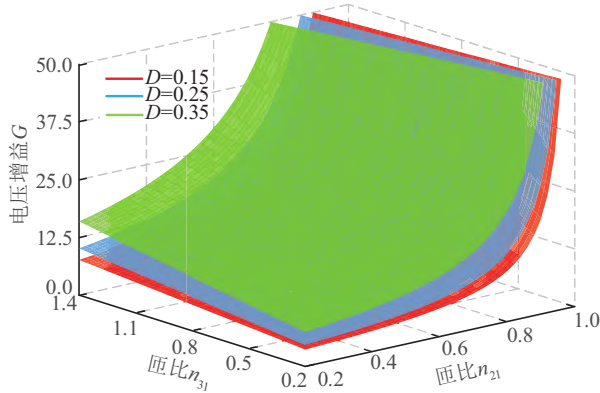


图5 不同占空比下电压增益随 n_{21} 和 n_{31} 变化的三维图
Fig. 5 Three-dimensional plot of voltage gain as a function of n_{21} and n_{31} under several duty cycles

2.2 电压和电流应力

由上述工作过程及理论分析可知,开关管S和二极
管 VD_1 两端的电压应力被钳位至 $V_{C_1} + V_{C_2}$,即:

$$\begin{aligned} V_S = V_{VD_1} = V_{C_1} + V_{C_2} \\ = \frac{1 - n_{21}}{(2 - D)(1 + n_{31}) - (1 - D)n_{21}} V_o \end{aligned} \quad (12)$$

二极管 VD_2 、 VD_3 、 VD_0 的电压应力为:

$$V_{VD_2} = V_{VD_0} = \frac{1 + n_{31}}{(2 - D)(1 + n_{31}) - (1 - D)n_{21}} V_o \quad (13)$$

$$V_{VD_3} = \frac{n_{31}}{(2 - D)(1 + n_{31}) - (1 - D)n_{21}} V_o \quad (14)$$

根据图3所示的各模态等效通路图,应用基尔霍夫电
流定律(Kirchhoff's current law, KCL)定律可得开关管关断、导
通时各电容的电流关系为:

$$\begin{cases} I_{C_1_ON} = -I_{L_m} \\ I_{C_2_ON} = I_{L_m} - I_S \\ I_{C_3_ON} = I_{VD_2} \\ I_{C_4_ON} = I_{VD_3} \\ I_{C_5_ON} = -I_o \end{cases}, \begin{cases} I_{C_1_OFF} = I_{VD_1} - I_{L_m} \\ I_{C_2_OFF} = I_{L_m} - I_{VD_0} \\ I_{C_3_OFF} = I_{VD_0} \\ I_{C_4_OFF} = I_{VD_0} \\ I_{C_5_OFF} = I_{VD_0} - I_o \end{cases} \quad (15)$$

根据式(15)及各电容的安秒平衡法则,可推导出各开
关器件的电流应力为:

$$\begin{cases} I_S = \frac{G-1}{D} I_o, I_{VD_1} = \frac{G}{1-D} I_o \\ I_{VD_2} = I_{VD_3} = \frac{I_o}{D}, I_{VD_0} = \frac{I_o}{1-D} \end{cases} \quad (16)$$

2.3 关键器件参数设计

2.3.1 输入电感

输入电感电流纹波(Δi_{L_m})定义为:

$$\Delta i_{L_m} = \frac{V_{L_1_ON} D}{L_1 f_s} \quad (17)$$

式中: $V_{L_1_ON}$ ——开关管导通期间输入电感两端电压,V;
 L_1 ——输入电感值,H; f_s ——开关频率,Hz。

为确保输入电流的连续性,输入电流的平均值 I_{L_m} 应大于其电

流纹波 Δi_{L_m} 的1/2,于是可推导出输入电感 L_1 的取值范围为:

$$I_{L_m} \geq \frac{\Delta i_{L_m}}{2} \Rightarrow L_1 \geq \frac{DR(1-D)}{2G^2 f_s (1-2D)} \quad (18)$$

2.3.2 耦合电感

耦合电感的匝比可根据所需电压增益和工作占空比进
行选择,其设计公式为:

$$\begin{cases} n_{21} = \frac{G(1-2D) - (2-D)(1+n_{31})}{G(1-2D) - (1-D)} \\ n_{31} = \frac{[G(1-2D) + D - 1](1-n_{21}) - 1}{2-D} \end{cases} \quad (19)$$

为使变换器运行在连续导通模式(continuous conduction
mode, CCM),在设计耦合电感励磁电感值时,应确保励磁电
感电流 i_{L_m} 的连续性,因此励磁电感电流与输入电感电流需满足:

$$\frac{\Delta i_{L_m}}{2} - I_{L_m} \leq \frac{1}{1-n_{21}} \left(I_{L_m} - \frac{\Delta i_{L_m}}{2} \right) \quad (20)$$

基于上述约束条件可得,励磁电感 L_m 的取值范围为:

$$L_m \geq \frac{L_1 DR(1-D)^2}{2L_1 f_s K - DR(1-n_{21})^2(1-D)^2} \quad (21)$$

式中: $K = G(1-n_{21})(1-2D)[G(1-n_{21}) + n_{31} + 1]$ 。

2.3.3 电容参数

过大的电容电压纹波会导致电容过压击穿,为将电容电
压纹波限制在合理范围内,需确定最小电容值。电容的计算
公式为:

$$C \geq \frac{DI_c}{\Delta V_c f_s} \quad (22)$$

式中: I_c ——电容电流,A; ΔV_c ——电容的电压纹波, $\Delta V_c = \lambda_c V_c$ (其中 λ_c 为纹波系数,常设定为2%),V。

将稳态分析过程中求取的电容电压和电流代入式(22),
可得各电容值为:

$$\begin{cases} C_1 \geq \frac{(1-2D)G^2}{\lambda_c f_s R} \\ C_2 \geq \frac{(1-2D)[G^2(1-D) - G]}{(1-D)\lambda_c f_s R} \\ C_3 \geq \frac{(1-n_{21})(1-2D)G}{(1+n_{31})(1-D)\lambda_c f_s R} \\ C_4 \geq \frac{(1-n_{21})(1-2D)G}{(1-D)n_{31}\lambda_c f_s R}, C_5 \geq \frac{D}{\lambda_c f_s R} \end{cases} \quad (23)$$

2.4 电路损耗分析

变换器损耗包括开关管损耗、二极管损耗、电容损耗和
电感损耗,各部分损耗分析如下:

1) 开关管损耗包括其导通损耗 P_{cond_S} 和开关损耗 P_{sw_S} ,
计算式为:

$$\begin{aligned} P_{S_loss} &= P_{cond_S} + P_{sw_S} \\ &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r_s i_s^2 dt + \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_{S_1} i_s dt + \int_0^{t_{off}} V_{S_2} i_s dt \right) \\ &= r_s I_{S_rms}^2 + \frac{1}{6} f_s V_S I_S (t_{on} + t_{off}) \end{aligned} \quad (24)$$

式中： r_s ——开关管导通电阻， Ω ； $I_{s,rms}$ ——开关管电流的有效值，A； t_{on} ——开关管开通时的上升时间，s； t_{off} ——开关管关断时的下降时间，s。

2) 二极管导通损耗为：

$$P_{cond_VD_i} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (V_{FVD_i} i_{VD_i} + r_{VD_i} i_{VD_i}^2) dt \quad (25)$$

$$= V_{FVD_i} I_{VD_ave} + r_{VD_i} I_{VD_rms}^2, \quad i = 1, 2, 3, 0$$

式中： i ——二极管的代号； V_{FVD_i} ——二极管的正向导通压降，V； r_{VD_i} ——二极管导通电阻， Ω ； I_{VD_ave} 、 I_{VD_rms} ——二极管 VD_i 电流的平均值和有效值，A。

二极管开关损耗为：

$$P_{sw_VD_i} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{rvd_i}} P_{VD_i}(t) dt \quad (26)$$

$$= \frac{1}{6} f_s V_{VD_i} I_{rvd_i} t_{rvd_i}, \quad i = 1, 2, 3, 0$$

式中： t_{rvd_i} ——二极管反向恢复时间，s； V_{VD_i} ——二极管电压应力，V； I_{rvd_i} ——二极管反向恢复电流，A。

二极管总损耗的计算式为：

$$P_{VD_loss} = \sum (P_{cond_VD_i} + P_{sw_VD_i}), \quad i = 1, 2, 3, 0 \quad (27)$$

3) 电容的损耗为：

$$P_{C_loss} = \sum r_{C_j} I_{C_j,rms}^2, \quad j = 1, 2, 3, 4, 0 \quad (28)$$

式中： j ——电容的代号； r_{C_j} ——电容 C_j 的等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR)， Ω ； $I_{C_j,rms}$ ——电容电流的有效值，A。

4) 电感元件的 ESR 损耗为：

$$P_{L_ESR} = P_{ESR_N} + P_{ESR_L_1} \quad (29)$$

$$= r_{N_1} I_{N_1,rms}^2 + r_{N_2} I_{N_2,rms}^2 + r_{N_3} I_{N_3,rms}^2 + r_{L_1} I_{L_1,rms}^2$$

式中： r_{N_1} 、 r_{N_2} 、 r_{N_3} ——耦合电感绕组 N_1 、 N_2 、 N_3 的 ESR， Ω ； r_{L_1} ——输入电感的 ESR， Ω 。

耦合电感和输入电感的磁芯损耗分别为：

$$P_{core_N} = k_{Fe} f_s^\alpha \left[\frac{DV_g(1-D)}{4N_1 A_e f_s (1-n_{21})(1-2D)} \right]^\beta A_e l_e \quad (30)$$

$$P_{core_L_1} = k_{Fe} f_s^\alpha \left[\frac{DV_g(1-D)}{4N_{L_1} A_e f_s (1-2D)} \right]^\beta A_e l_e \quad (31)$$

式中： k_{Fe} 、 α 、 β 、 A_e 、 l_e ——磁芯参数； N_{L_1} ——输入电感匝数； N_1 ——原边绕组匝数。

可得耦合电感和输入电感的总损耗计算式为：

$$P_{L_loss} = P_{L_ESR} + P_{core_L_1} + P_{core_N} \quad (32)$$

由上述分析可知，变换器的总损耗和效率为：

$$\begin{cases} P_{loss} = P_{S_loss} + P_{VD_loss} + P_{L_loss} + P_{C_loss} \\ \eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} \times 100\% \end{cases} \quad (33)$$

式中： P_o ——变换器输出功率，W。

根据式(24)~式(35)，并代入各器件的寄生参数，可得所提变换器在 $P_o=200\text{ W}$ ， $V_o=400\text{ V}$ ， $R=800\ \Omega$ ， $D=0.25$ ， $n_{21}=0.5$ ， $n_{31}=1.0$ 时的功率损耗占比分布图(图6)。由图6可知，变

器各项损耗中开关管和二极管损耗所占比重最大，分别为30%和36%。这为变换器效率优化设计提供了理论依据，可通过合理地选择开关器件参数及型号以降低损耗，提高变换器整体效率。

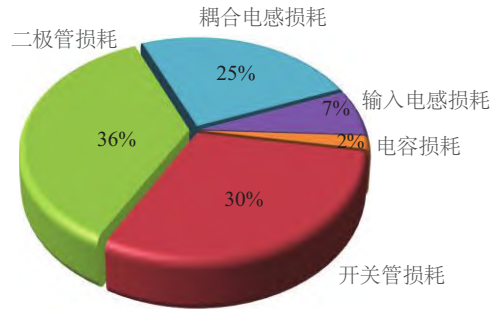


图6 变换器电路损耗分布

Fig. 6 Loss breakdown of proposed converter

图7为不同匝比 n_{21} 和 n_{31} 下的效率和电压增益随占空比变化的关系曲线图。由图7可知，在占空比增大的过程中，变换器效率及电压增益逐渐上升，但当占空比过高时，会产生较大的功率损耗，效率迅速下降，因此，应避免变换器在过低和过高的占空比下工作。

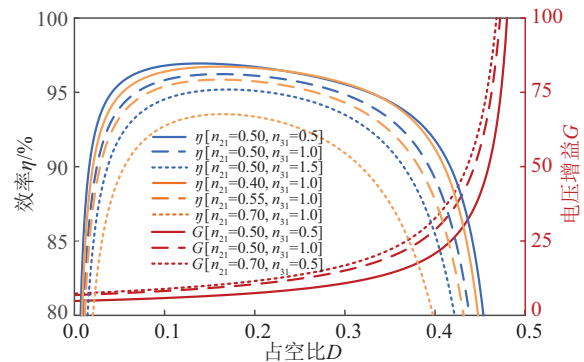


图7 不同匝比 n_{21} 和 n_{31} 下，效率与电压增益随占空比的变化曲线 ($P_o=200\text{ W}$ ， $V_o=400\text{ V}$)

Fig. 7 Variation curves of efficiency and voltage gain with duty cycle at different turns ratios n_{21} and n_{31} ($P_o=200\text{ W}$ ， $V_o=400\text{ V}$)

从图7中可得所提变换器的最优工作占空比范围为 $0.1 < D < 0.3$ 。同时，对图7中各曲线进行分析可知，增大匝比 n_{21} 或 n_{31} 会使电压增益增加，但也会导致转换效率降低。然而，由于所提变换器具有较强的升压能力，因此在设计耦合电感时，该变换器无需依赖于选择高匝数比来满足电压增益需求，能在适中的占空比范围和较小的匝比下获得高电压增益并保持较高的效率。

3 性能对比研究

本文所提变换器与近年来其他文献提出的准Z源升压变换器的性能对比如表1所示。为确保对比研究的公平性，各变换器统一设定在耦合电感总匝比 $n=1.5$ 的情况下进行比较，对于采用三绕组耦合电感的变换器则设定各绕组匝比

为 $n_{21} = 0.5, n_{31} = 1.0$ 。

图 8a 为表 1 中各变换器之间的电压增益对比曲线,从图 8a 中能分析出,在同样的占空比下,所提变换器的电压增益比其他变换器更高。高升压特性使得该变换器能在合适

的匝比和较低的占空比下得到所需高电压,有利于减少导通损耗并避免电感饱和。此外,所提变换器的器件总数较低,相较于具有相同器件数的文献[16-17]中的变换器来说,该变换器具有更强的升压能力,体现了其结构设计的优越性。

表 1 不同变换器之间的性能比较

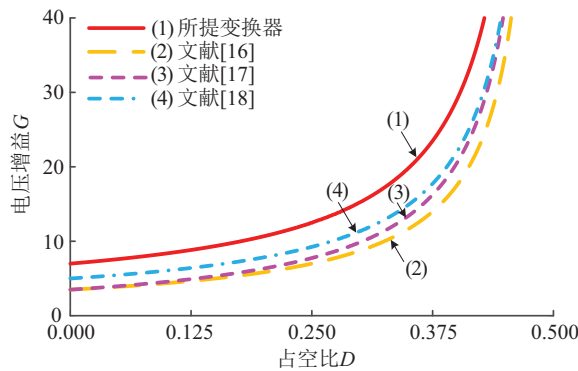
Table 1 Comparison of performance among different converters

变换器	元器件数量				电压增益	开关管电压应力	二极管总电压应力	输入电流是否连续
	S	VD	L	C				
文献[16]	1	4	2	5	$\frac{2+n}{1-2D}$	$\frac{V_o}{2+n}$	$\frac{4+2n}{1-2D} V_g$	是
文献[17]	1	4	2	5	$\frac{2+n+nD}{1-2D}$	$\frac{V_o}{2+n+nD}$	$\frac{4+3n}{1-2D} V_g$	是
文献[18]	1	5	1	6	$\frac{2+n(2-D)}{1-2D}$	$\frac{V_o}{2+n(2-D)}$	$\frac{4+3n}{1-2D} V_g$	否
所提变换器	1	4	2	5	$\frac{(2-D)(1+n_{31})-(1-D)n_{21}}{(1-n_{21})(1-2D)}$	$\frac{(1-n_{21})V_o}{(2-D)(1+n_{31})-(1-D)n_{21}}$	$\frac{3-n_{21}+3n_{31}}{(1-n_{21})(1-2D)} V_g$	是

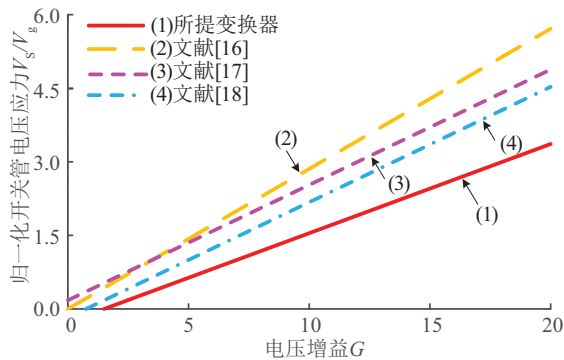
注:S为开关管;VD为二极管;L为电感;C为电容。

图 8b 为表 1 中变换器的归一化开关管电压应力对比。观察可得,在获得相同电压增益时,所提变换器的开关管电压应力远低于其他比较对象,有利于选择具有更低导通电阻的低耐压等级开关管以减小损耗,改进变换器效率。

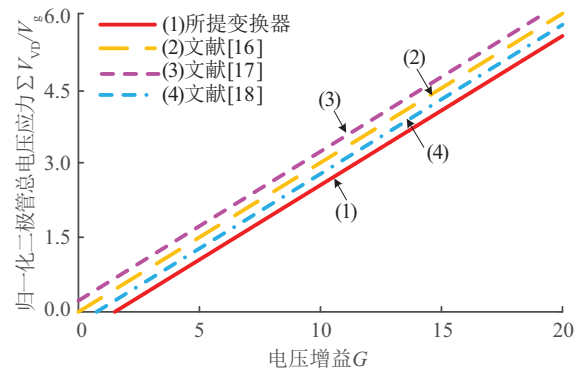
图 8c 将表 1 中变换器的归一化二极管总电压应力进行了比较。可看出,除具有高升压能力外,所提变换器还有着比其他比较对象更低的二极管电压应力。这使得具有更低正向导通压降 V_{FVD} 的二极管能在所提变换器中使用以提高变换器工作性能。



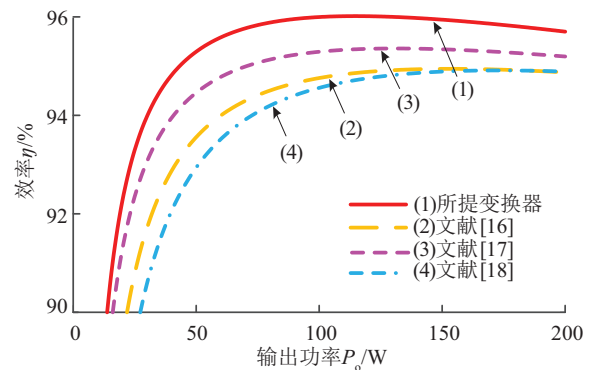
a. 电压增益对比



b. 开关管电压应力对比



c. 二极管总电压应力对比



d. 效率对比

图 8 不同变换器的性能对比

Fig. 8 Performance comparison curves of different converters

图 8d 为所提变换器与其他对比变换器在相同条件下(输入电压为 32 V,输出电压为 400 V,开关频率为 50 kHz)的效率对比曲线。从图 8d 中观察可得,当输出功率相同时,所提变换器可提供更高的效率。这是由于所提变换器具有更强的升压能力,在各变换器输入-输出电压转换比和匝比相同时,所提变换器所需的占空比更低,能减小器件的导通损耗;

且所提变换器中开关器件电压应力低的特点也能帮助变换器实现效率的提升。此外,与文献[18]中变换器相比,所提变换器在使用三绕组耦合电感的同时,能保留准Z源结构输入电流连续的特点,避免了对输入电源的损害,具有良好的工作性能,更加适合于可再生能源发电场景。

4 实验验证

为验证所提变换器的原理特性和工作可行性,在实验室搭建一台输出功率 200 W 的样机展开实验研究,图 9 为变换器样机实物图,表 2 中给出了实验样机的主要参数。

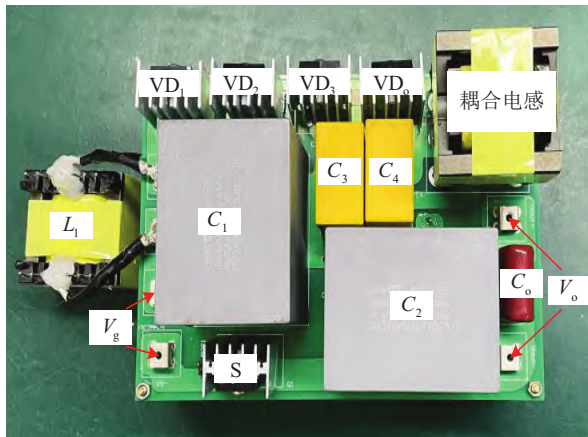


图9 所提变换器样机实物

Fig. 9 Prototype of proposed converter

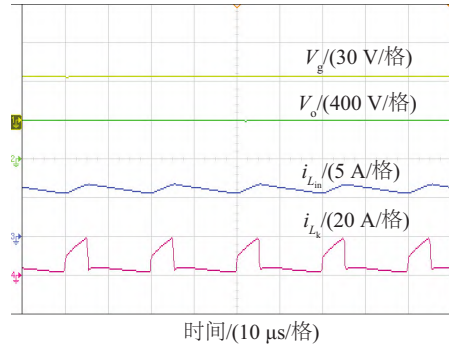
表2 实验样机参数

Table 2 Parameters of experimental prototype

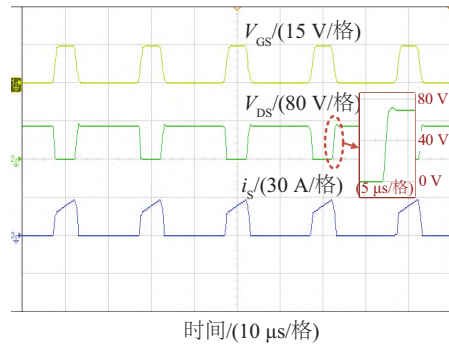
参数	型号与数值	参数	型号与数值
输入电压/V	34	开关频率 f_s /kHz	50
输出电压/V	400	$L_m, n_{21}, n_{31}/\mu\text{H}$	270.3, 0.5, 1
电感 $L_1/\mu\text{H}$	235.8	开关管S	IRFP4668PbF
电容 $C_1, C_2/\mu\text{F}$	CBB, 118.0	二极管 VD_1	STTH6002CW
电容 $C_3, C_4/\mu\text{F}$	CBB, 10.0	二极管 VD_3	STTH6004W
电容 $C_5/\mu\text{F}$	CBB, 5.6	二极管 $\text{VD}_{2,0}$	STTH6003CW

当变换器工作在满载时的实验波形如图 10 所示。图 10a 为输入电压 V_g 、输出电压 V_o 、输入电流 i_{L_m} 和漏感电流 i_{L_k} 的波形,可知,在占空比 $D=0.25$ 时,变换器实现了输入 34 V 到输出 400 V 的升压变换,此时的实测电压增益 $G=400/34=11.76$ 与理论计算值(12.5)非常接近,验证了所提变换器能在较低占空比下获得高电压增益的特点。此外,可看出漏感电流与理论分析波形一致;变换器的输入电流工作在连续状态且具有较低的电流纹波,能满足光伏等新能源发电应用场景的需求。

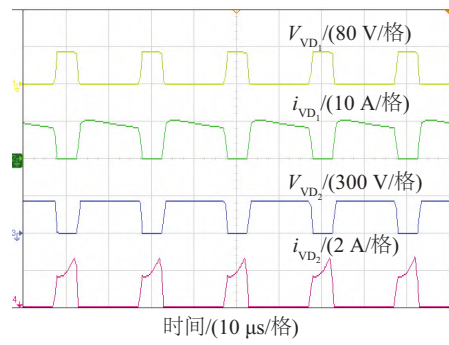
图 10b 为开关管 S 的驱动信号与电压、电流波形,可观察到,由于受到耦合电感漏感的影响,开关管两端在关断瞬间会出现电压尖峰。而由于所提变换器拓扑中存在着钳位回路,在工作状态切换的时刻,能将漏感能量有效地吸收,并使开关管两端电压被钳位电容钳制,将开关管的电压尖峰削减至 5 V 以下。开关管的电压应力约为 68 V,该值远小于输出电压并处于在一个较低的水平,因此能选用耐压等级低、功率损耗小的开关管以提高整体效率。



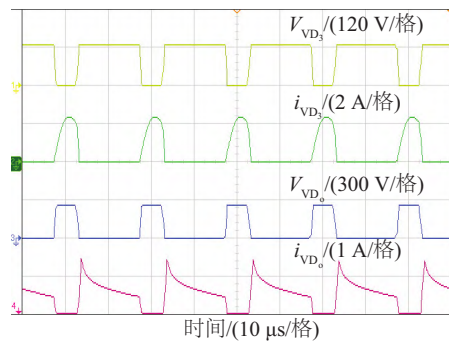
a. 输入电压/电流、输出电压和漏感电流



b. 驱动信号、开关管的电压和电流



c. 二极管 VD_1 、 VD_2 的电压和电流



d. 二极管 VD_3 、 VD_0 的电压和电流

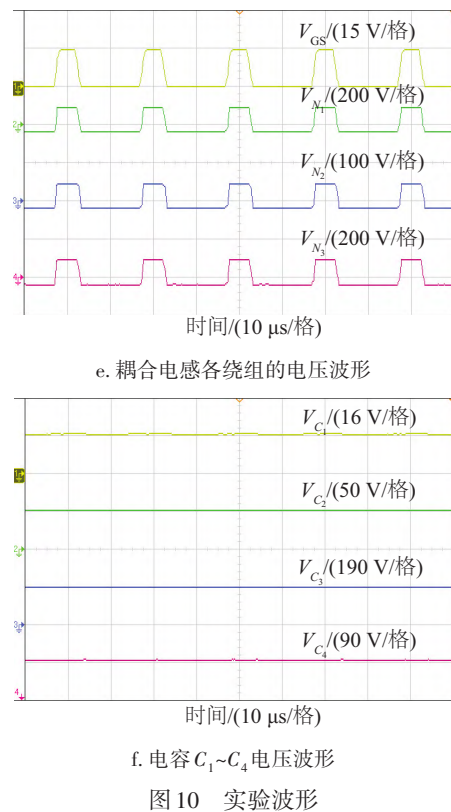


Fig. 10 Experimental waveforms

图 10c~图 10d 为二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 、 VD_4 的电压和电流波形,可看出,各二极管的电压应力分别约为 70、255、128、255 V,与理论计算结果大致相符,电流波形也与理论波形基本吻合。图 10e 为耦合电感各绕组的电压波形,可发现其电压值符合所设定的匝比关系。图 10f 为电容 $C_1 \sim C_4$ 的电压波形,可得各电容电压实验值与式(9)的计算值基本相同。

图 11 给出了所提变换器在输出电压为 400 V 时,不同输出功率下的理论效率和实测效率曲线。通过观察图 11 中效率曲线可知,受寄生参数以及测量工具误差的影响,实验值和理论计算值存在一定的差异,但整体的变化趋势一致。随着输出功率的增加,变换器的效率先上升后下降,在约 120 W 时测得最高效率,约为 95.6%,在额定 200 W 输出时的实测效率约为 94.88%,可看出该变换器具有较高的转换效率。

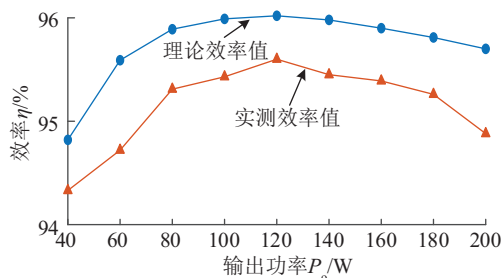


Fig. 11 Theoretical and experimental efficiency curves

5 结 论

本文提出一种基于三绕组耦合电感的准 Z 源高增益 DC-DC 变换器,详细分析了该变换器的工作原理和性能,并通过 200 W 的样机实验验证了此高增益方案的可行性。研究结果表明,所提变换器具有以下特点:

1) 采用独特的耦合电感集成升压结构,能在较低匝比下提供高电压增益,减小了磁芯体积和损耗;三绕组耦合电感的引入使增益调节更加灵活。

2) 具有合适的占空比范围,可工作在较小的占空比下并保持高压能力。

3) 开关管和二极管的电压应力较低;采用的钳位回路有效抑制了开关管的电压尖峰。

4) 拥有低纹波的连续输入电流,适用于光伏发电等可再生能源应用场景。

[参考文献]

- [1] ZHANG Z Y, JIN T, XIAO X S, et al. A novel bidirectional five-level multimode CLLC resonant converter [J]. IEEE transactions on power electronics, 2022, 37 (6): 6972-6985.
- [2] 王攀攀, 段森, 于东升, 等. 一种新型高增益零输入纹波 DC-DC 变换器[J]. 太阳能学报, 2020, 41(12): 18-25.
WANG P P, DUAN S, YU D S, et al. A novel high voltage gain zero input-current ripple DC-DC converter [J]. Acta energiae solaris sinica, 2020, 41(12): 18-25.
- [3] 郭瑞, 韩冬, 任佳炜. 一种高增益耦合电感双管 Sepic 变换器[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(7): 130-138.
GUO R, HAN D, REN J W. High gain double-switch Sepic converter with coupled inductors [J]. Electric machines and control, 2020, 24(7): 130-138.
- [4] 孙孝峰, 耿晓珑, 周悦, 等. 基于开关电容的高增益双输入变换器[J]. 太阳能学报, 2021, 42(3): 268-275.
SUN X F, GENG X L, ZHOU Y, et al. Dual-input converter with high-gain based on switched-capacitor [J]. Acta energiae solaris sinica, 2021, 42(3): 268-275.
- [5] ZHANG M, LI H B, HAO Y Y, et al. A modified switched-coupled-inductor quasi-Z-source inverter [J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2021, 9(3): 3634-3646.
- [6] AI J, LIN M Y, YIN M. A family of high step-up cascade DC-DC converters with clamped circuits [J]. IEEE transactions on power electronics, 2020, 35(5): 4819-4834.
- [7] ZHENG Y F, XIE W H, SMEDLEY K M. A family of interleaved high step-up converters with diode-capacitor technique [J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2020, 8(2): 1560-1570.

- [8] 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 S W, GAO S, 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.
- [9] 荣德生, 陈坤, 刘亚迪, 等. 高增益耦合电感双倍压单元组合Cuk-Boost变换器[J]. 太阳能学报, 2023, 44(4): 456-463.
RONG D S, CHEN K, LIU Y D, et al. Combined Cuk-Boost converter with high-gain coupled inductor double voltage units[J]. Acta energiae solaris sinica, 2023, 44(4): 456-463.
- [10] 李洪珠, 袁凤睿. 磁集成交错并联LCL型高增益变换器[J]. 太阳能学报, 2022, 43(10): 29-36.
LI H Z, YUAN F R. Magnetic integrated interlacing parallel LCL high gain converter[J]. Acta energiae solaris sinica, 2022, 43(10): 29-36.
- [11] 姚子睿, 曾君, 刘俊峰. 基于耦合电感的高增益低电压应力Boost变换器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(12): 3659-3667.
YAO Z R, ZENG J, LIU J F. High step-up low-voltage stress Boost converter based on coupled inductor[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(12): 3659-3667.
- [12] 丁新平, 曹益畅, 赵振伟, 等. 输入电流低纹波的超高增益非隔离DC-DC变换器[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2359-2370.
DING X P, CAO Y C, ZHAO Z W, et al. Non-isolated ultra-high voltage gain DC-DC converter with low input current ripple[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2359-2370.
- [13] SIWAKOTI Y P, BLAABJERG F, CHIANG LOH P. High step-up trans-inverse (Tx-1) DC-DC converter for the distributed generation system[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2016, 63(7): 4278-4291.
- [14] HASANPOUR S, NOURI T, BLAABJERG F, et al. High step-up SEPIC-based trans-inverse DC-DC converter with quasi-resonance operation for renewable energy applications[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2023, 70(1): 485-497.
- [15] TORKAN A, EHSANI M. A novel nonisolated Z-source DC-DC converter for photovoltaic applications[J]. IEEE transactions on industry applications, 2018, 54(5): 4574-4583.
- [16] SAMADIAN A, HOSSEINI S H, SABAH M, et al. A new coupled inductor nonisolated high step-up quasi Z-source DC-DC converter[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2020, 67(7): 5389-5397.
- [17] ZHAO J W, CHEN D L. A novel high step-up quasi-Z-source DC-DC converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques [C]//2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition-Asia (ECCE-Asia). Singapore, Singapore, 2021: 2181-2186.
- [18] SAMADIAN A, HOSSEINI S H, SABAH M. A new three-winding coupled inductor nonisolated quasi-Z-source high step-up DC-DC converter[J]. IEEE transactions on power electronics, 2021, 36(10): 11523-11531.

THREE-WINDING COUPLED INDUCTOR-BASED HIGH STEP-UP QUASI-Z-SOURCE DC-DC CONVERTER

Lin Jiaqi^{1,2}, Li Haibin^{1,2}, Weng Yusen^{1,2}, Yan Xu^{1,2}, Jin Tao^{1,2}

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;

2. Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou 350108, China)

Abstract: Aiming at the existing technical defects of DC boost converter in clean energy grid-connected power generation system, this paper proposed a novel high step-up quasi-Z-source DC-DC converter. By combining the quasi-Z-source network with a unique coupled inductor integrated structure, the proposed converter can achieve high voltage gain at small duty cycle and turns ratio. The clamp circuit utilized in the topology can recover the energy stored in the leakage inductor and effectively suppress the voltage spike caused by the leakage inductor. In addition, the voltage stress of the power components is low, therefore low rating devices can be used to improve the conversion efficiency. Continuity of input current and common ground between input source and output load make the converter more suitable for renewable energy applications. The operation principle is analyzed, and critical formulas and design are presented. Then the performance comparison with other converters is discussed. Finally, a 200 W rated power prototype was designed and established for experimental verification, and the experimental results match the theoretical analysis.

Keywords: DC-DC converters; gain regulation; coupled circuits; three-winding; quasi-Z-source