

基于二极管钳位磁集成 Boost 变换器

赵兴宇¹, 万会雄²

(1. 武汉城市职业学院计算机与电子信息工程学院, 武汉 430064; 2. 武汉理工大学交通与物流工程学院, 武汉 430063)

摘要: 将磁集成耦合技术引入高增益变换器, 提出1种基于二极管钳位的磁集成 Boost 变换器。对所提变换器工作原理和性能的理论分析表明, 该变换器在兼具原变换器电压增益较高和控制策略较简单等优点的基础上, 实现了体积减少及电感电流纹波降低。通过开关电容技术使所提变换器的电压增益得到了进一步提高, 降低了开关管和二极管的电压应力, 有效提高了变换器的能量转换效率。最后通过仿真与实验验证了理论分析的正确性。

关键词: 新能源系统; 二极管钳位; 磁集成耦合电感; 升压变换器

Magnetic Integrated Boost Converter Based on Diode Clamping

ZHAO Xingyu¹, WAN Huixiong²

(1. School of Computer and Electronic Information Engineering, Wuhan City Polytechnic, Wuhan 430064, China;
2. School of Transportation and Logistics Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430063, China)

Abstract: The magnetic integrated coupling technology is introduced into a high-gain converter, and a magnetic integrated Boost converter based on diode clamping is proposed. Through the theoretical analysis of the working principle and performance characteristics of the proposed converter, it is shown that this converter can reduce its volume and inductance current ripple based on the advantages of the original converter, such as a high voltage gain and a simple control strategy. In addition, the voltage gain of the novel converter is further improved by using the switched capacitor technology, the voltage stress of the switch and diode is further reduced, and the energy conversion efficiency of the converter is effectively improved. Finally, the findings were verified by simulation and experimental results.

Keywords: New energy system; diode clamping; magnetic integrated coupling inductor; Boost converter

DC-DC 变换器被广泛应用于光伏发电、新能源汽车、燃料电池和航空航天等领域^[1]。DC-DC Boost 变换器作为 DC-DC 变换器的一种,也得到了极大的发展,特别是在新能源发电、利用和并网等环节。如何提高 DC-DC Boost 变换器的能量转换效率和电压增益,减小变换器体积并降低其开关管与二极管等器件的电压、电流应力,成为了当下该领域的研究重点之一^[2-3]。

传统 Boost 变换器的升压能力及其能量转换效率有限,不能满足现阶段高速发展的电力电子领域对 Boost 变换器的需求,使大量有助于提高电压增益的变换器被提出^[4-10]。文献[4]通过增加变换器输入回路的方式实现了电压的高输出;文献[5]通过多级 Boost 变换器级联的方式实现了电压的高增益;文献[6]通过引入开关电感、开关电容等储能元件的方式实现了电压的高增益;文献[7-8]利用磁集成变换器的设计准则,为降低 Boost 变换器中的电感电流纹波并减小其体积提供了新思路。

针对新能源领域对变换器体积小、电压增益较大的要求,本文将磁集成耦合技术引入到高增益变换器上,提出了1种基于二极管钳位的耦合电感

收稿日期: 2022-01-21; 修回日期: 2022-03-18; 录用日期: 2022-04-06; 网络首发日期: 2022-05-12
基金项目: 2021年武汉市教育教学研究资助项目(2021165)
This work is supported by Wuhan Education and Teaching Research Project under the grant 2021165

Boost 变换器, 并通过与开关电容模块结合, 使开关管和二极管的电压应力进一步降低, 电压增益及能量转换效率进一步提高。最终通过仿真与实验验证了理论分析的正确性。

1 拓扑结构及其工作原理

1.1 拓扑结构

文献[9]提出 1 种基于二极管钳位的新型高增益变换器, 如图 1 所示。虽然该变换器拓扑结构实现了较高的电压增益, 但其包含 2 个独立的电感元件, 导致变换器体积较大。此外, 变换器电感电流纹波较大, 不利于能量转换效率的提高和设备整体使用寿命的延长。

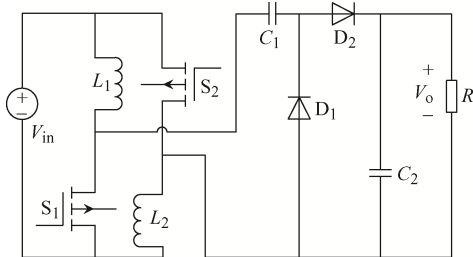


图 1 文献[9]所提变换器

Fig. 1 Converter proposed in Ref. [9]

本文所提基于二极管钳位磁集成 Boost 变换器的拓扑结构如图 2 所示, 相较于图 1 的变换器^[9], 创新之处在于将电感 L_1 和 L_2 采用正方向全耦合的方式集成在同一高磁导率的磁芯上。图 1 变换器中电感 L_1 和 L_2 并联充电、串联放电, 其独立运行时 2 个电感磁芯中的磁导大小和方向完全一致, 在不改变原变换器主体工作原理的前提下, 2 个电感 L_1 和 L_2 也具备正方向全耦合的条件。图 2 中 $L_1=L_2=L$,

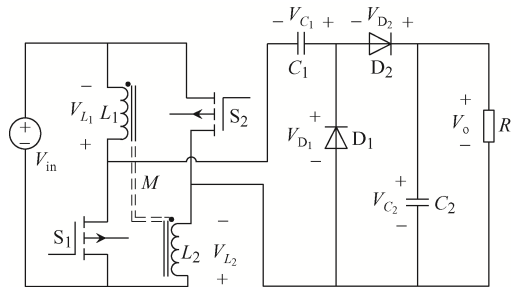


图 2 本文所提变换器拓扑结构

Fig. 2 Topology of converter proposed in this paper

M 为耦合互感, 开关管 S_1 和 S_2 的参数相同, 且由同一脉宽调制 PWM(pulse width modulation)波控制信号采用同步控制模式实现导通与关断。

1.2 工作原理

新能源领域中, 直流 Boost 变换器通常工作在电感电流连续模式 CCM(continuous conduction mode), 因此本文对所提变换器的分析均在电感电流连续模式 CCM 下进行。

图 3 为所提变换器中部分元器件的理想电压、电流波形。其中: V_{gs1} 为开关管 S_1 和 S_2 的控制信号; V_{C_1} 和 V_{C_2} 分别为电容 C_1 和 C_2 两端的电压; i_{L_1} 和 i_{L_2} 分别为电感 L_1 和 L_2 的电流; V_{D_1} 和 V_{D_2} 分别为二极管 D_1 和 D_2 两端的电压; V_{S_1} 和 V_{S_2} 分别为开关管 S_1 和 S_2 的电压应力; t_{on} 和 t_{off} 分别为开关管的导通和关断时间; T_s 为开关管的时钟周期。

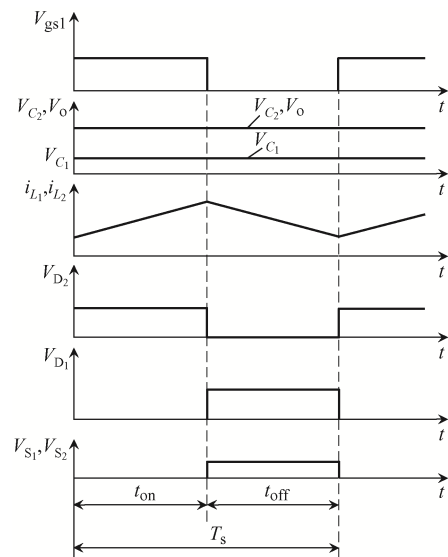


图 3 部分元器件的理想电压、电流波形

Fig. 3 Ideal voltage and current waveforms for some components

在 1 个周期 T_s , 即开关管的 1 个导通与关断循环中, 所提变换器有 2 种工作模态, 其等效电路如图 4 所示, 其中虚线表示线路中电流为 0, 实线表示线路的电流回路。

工作模态 I: 开关管 S_1 和 S_2 导通, 等效电路如图 4(a)所示。

输入电源电压 V_{in} 通过开关管 S_1 给电感 L_1 充电, V_{in} - L_1 - S_1 形成环路, 有

$$L \frac{di_{L_1}}{dt} + M \frac{di_{L_2}}{dt} = V_{in} \quad (1)$$

输入电源电压 V_{in} 通过开关管 S_2 给电感 L_2 充电, V_{in} - S_2 - L_2 形成环路, 有

$$L \frac{di_{L_2}}{dt} + M \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in} \quad (2)$$

输入电源电压 V_{in} 通过开关管 S_1 、 S_2 和二极管 D_1 给电容 C_1 充电, V_{in} - S_2 - D_1 - C_1 - S_1 形成环路, 有

$$V_{C_1} = V_{in} \quad (3)$$

电容 C_2 给负载 R 供电, C_2 - R 形成环路, 有

$$V_{C_2} = V_o \quad (4)$$

工作模式 II: 开关管 S_1 和 S_2 关断, 等效电路如图 4(b) 所示。

电感 L_1 和 L_2 的自感电动势及其互感电动势与电源电压 V_{in} 、电容 C_1 串联后给电容 C_2 充电, V_{in} - L_1 - C_1 - D_2 - C_2 - L_2 形成环路, 有

$$L \frac{di_{L_1}}{dt} + M \frac{di_{L_2}}{dt} + L \frac{di_{L_2}}{dt} + M \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{C_2} - V_{C_1} - V_{in} \quad (5)$$

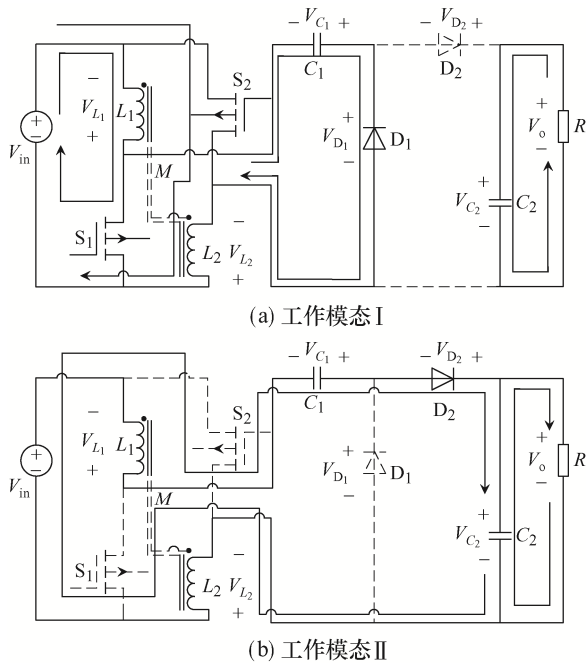


图 4 等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit

2 性能分析

2.1 稳态电压增益

设元器件均为理想状态。当变换器工作在模式 I 时, 结合式(1)和式(2)可得电感 L_1 和 L_2 的电流增量为

$$\Delta i_L^+ = \int_0^{t_{on}} \frac{V_{in}}{L+M} dt \quad (6)$$

当变换器工作在模式 II 时, 结合式(5)可得电感 L_1 和 L_2 的电流减量为

$$\Delta i_L^- = \int_0^{t_{off}} \frac{V_{C_2} - V_{C_1} - V_{in}}{2(L+M)} dt \quad (7)$$

由图 3 可见, 开关管的导通时间 t_{on} 、关断时间 t_{off} 与开关管的时钟周期 T_s 存在的关系为

$$\begin{cases} t_{on} = DT_s \\ t_{off} = (1-D)T_s \end{cases} \quad (8)$$

式中, D 为占空比。

因变换器中电感伏秒平衡, 即 $\Delta i_L^+ = \Delta i_L^-$, 结合式(4)、式(6)~式(8)可得该变换器电压增益为

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{1-D} \quad (9)$$

由式(9)可知, 本文所提升压变换器的输出电压是其输入电压的 $2/(1-D)$ 倍。

2.2 稳态电压应力

2.2.1 开关管电压应力

由工作模式 II 可知, 开关管的电压应力为

$$V_{S_1} = V_{S_2} = \frac{V_{C_2} - V_{C_1} + V_{in}}{2} \quad (10)$$

结合式(3)、式(4)、式(9)和式(10)可得

$$V_{S_1} = V_{S_2} = \frac{V_o}{2} \quad (11)$$

由式(11)可知, 本文所提升压变换器中开关管 S_1 和 S_2 两端的电压应力是输出电压的 $1/2$ 。

2.2.2 二极管电压应力

由工作模式 I 可知, 二极管 D_2 的电压应力为

$$V_{D_2} = V_o \quad (12)$$

由工作模式 II 可知, 二极管 D_1 的电压应力为

$$V_{D_1} = V_o \quad (13)$$

由式(12)和式(13)可知, 本文所提升压变换器中二极管 D_1 和 D_2 两端的电压应力均等于输出电压。

2.3 电感电流纹波

由式(6)可得电感电流纹波为

$$\Delta i_L^+ = \frac{V_{in}}{L+M} DT_s \quad (14)$$

同理可得文献[9]所提电感未集成耦合的电感电流纹波为

$$\Delta i_L^{+'} = \frac{V_{in}}{L} DT_s \quad (15)$$

耦合因数 K 可表示为

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{M}{L} \leq 1 \quad (16)$$

由式(16)可得

$$M = KL \quad (17)$$

结合式(14)、式(15)和式(17)可得, 本文所提变换器电感集成耦合后与集成耦合前电感电流纹波的比值 ζ 为

$$\zeta = \frac{\Delta i_L^+}{\Delta i_L^{+'}} = \frac{1}{1+K} \quad (18)$$

当电感 L_1 和 L_2 采用正方向全耦合时, $K=1$ 。由式(18)可知, 所提磁耦合变换器的电感电流纹波为文献[9]所提独立电感变换器电感电流纹波的1/2。

2.4 延伸拓扑

在本文所提变换器的基础上, 结合开关电容模块可得基于二极管钳位耦合电感/电容拓扑延伸变换器, 如图5所示, 其增加了二极管 D_3 和 D_4 、电容 C_3 和 C_4 。图5中, V_{D_3} 和 V_{D_4} 分别为二极管 D_3 和 D_4 两端的电压, V_{C_3} 和 V_{C_4} 分别为电容 C_3 和 C_4 两端的电压, V_R 为输出电压。拓扑延伸变换器中与图2相同电路部分的工作原理、电压和电流与前文相同, 不再赘述, 现仅对新增电路进行简要分析。

当开关管 S_1 和 S_2 导通时, 电容 C_2 通过二极管 D_1 和 D_3 给电容 C_3 充电, D_1 - C_2 - D_3 - C_3 形成环路, 有

$$V_{C_2} = V_{C_3} \quad (19)$$

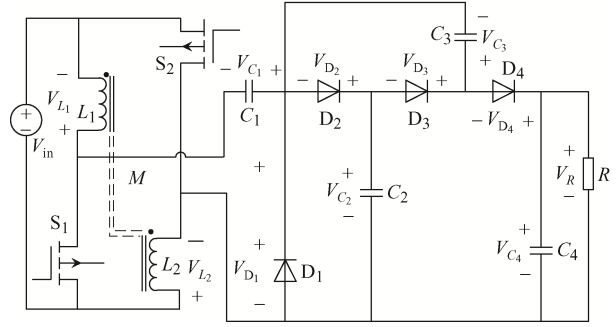


图5 拓扑延伸变换器

Fig. 5 Converter with extended topology

当开关管 S_1 和 S_2 关断时, 电容 C_2 和 C_3 通过二极管 D_2 和 D_4 串联后给电容 C_4 充电, C_2 - D_2 - C_3 - D_4 - C_4 形成环路, 有

$$V_{C_2} + V_{C_3} = V_{C_4} \quad (20)$$

电容 C_4 给负载 R 供电, C_4 - R 形成环路, 有

$$V_{C_4} = V_R \quad (21)$$

结合式(4)、式(19)~式(21)可得

$$2V_o = V_R \quad (22)$$

根据式(22), 用 V_R 转换 V_o 可得拓扑延伸变换器各参数。文献[9]所提变换器改进前、后及拓扑延伸变换器的性能对比见表1。本文通过将2个电感采用正方向全耦合的方式集成在1个高磁导率磁芯上的改进技术, 使新变换器在继承原变换器电压增益高和控制策略简单等优点的基础上, 有效减小了变换器的整体体积, 并极大降低了电感电流纹波。在拓扑延伸研究中, 将改进后的变换器和开关电容模块链接起来, 在保留改进变换器优秀性能的基础

表1 文献[9]与本文所提变换器的性能比较

Tab. 1 Comparison of performance with the converter proposed in Ref. [9]

参数	文献[9]变换器	本文变换器 (图2)	本文延伸拓扑 变换器(图5)
电压增益	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{4}{1-D}$
开关管 电压应力	$\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{4}$
二极管 电压应力	V_o	V_o	$\frac{V_o}{2}$
电感电流 纹波	$\frac{V_{in} DT_s}{L}$	$\frac{V_{in} DT_s}{L+M}$	$\frac{V_{in} DT_s}{L+M}$
电感数量	2	1	1

上,成倍提高了变换器的电压增益,极大降低了开关管和二极管的电压应力,进一步保证了所提新型变换器的优秀综合性能。

3 仿真与实验验证

3.1 仿真验证

为了验证理论分析的正确性,通过 PSIM 软件对所提改进型变换器进行仿真验证,仿真参数设置为输入电源电压 $V_{in} = 30\text{ V}$, 占空比 $D = 0.7$, 电感 $L_1 = L_2 = 100\ \mu\text{H}$, 耦合互感 $M = 95\ \mu\text{H}$, 电容 $C_1 = C_2 = 47\ \mu\text{F}$, 工作频率 $f = 50\ \text{kHz}$, 负载 $R = 200\ \Omega$ 。

图 6 为仿真波形。图 6(a)为变换器输出电压仿真波形, $V_o = 200\text{ V}$, 与理论分析一致; 图 6(b)为电容 C_1 两端电压仿真波形, 峰值电压 $V_{C_1} = 30\text{ V}$, 与理论分析一致; 图 6(c)和(d)分别为二极管 D_1 和开关管 S_1 两端的电压应力仿真波形, 峰值电压 $V_{D_1} = 200\text{ V}$ 、 $V_{S_1} = 100\text{ V}$, 与理论分析一致; 图 6(e)为本文所提变换器中磁集成电感电流仿真波形, 电流纹波为 2.1 A ; 图 6(f)为文献[9]所提变换器中独立电感的电流仿真波形, 电流纹波为 4 A 。综上可知, 通过引入正方向全耦合技术, 本文所提变换器

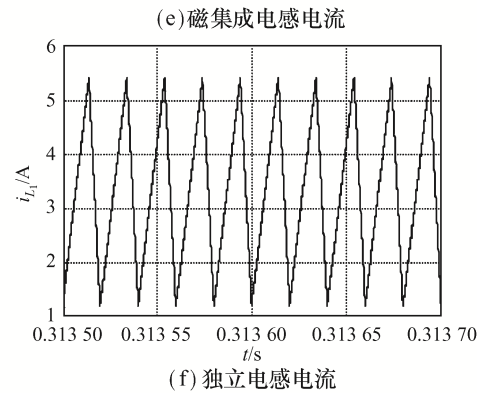
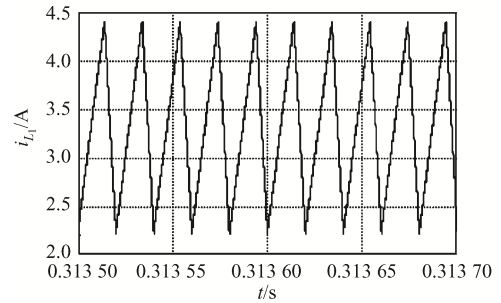
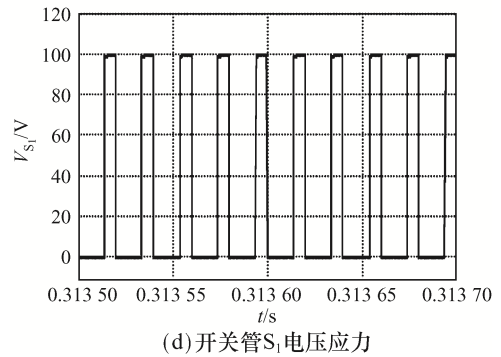
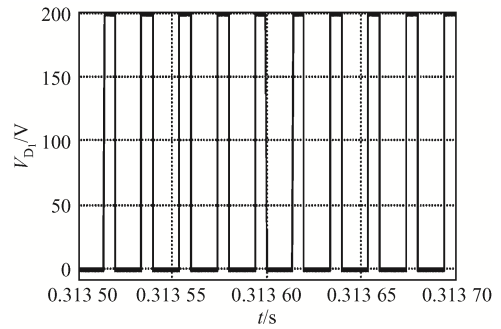
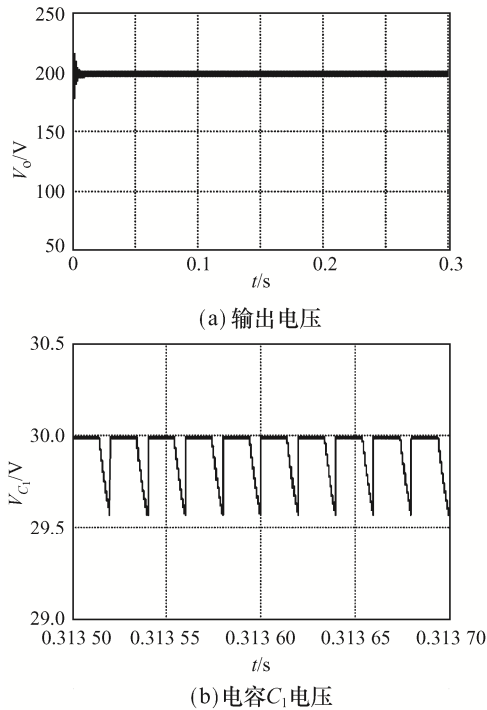


图 6 仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms

中磁集成电感电流纹波是独立电感电流纹波的 $1/2$, 有效延长了变换器整体使用寿命, 并提高了能量转换效率, 与理论分析一致。

3.2 实验验证

参照图 2 所示变换器的拓扑结构并根据仿真

参数制作了1台实验样机, 耦合电感参数实测值 $L_1 = 100.0 \mu\text{H}$, $L_2 = 100.2 \mu\text{H}$, $M = 98.5 \mu\text{H}$ 。

图7(a)为输入、输出电压实验波形, 图中显示: $V_{\text{in}} = 30 \text{ V}$ 时, $V_o = 200 \text{ V}$, 与理论计算一致; 图7(b)为开关管 S_1 的电压应力与电感 L_1 的电流波形, 图中显示: $V_{S_1} = 100 \text{ V}$, $i_{L_1} = 2 \text{ A}$, 均与理论计算一致。经过仿真与实验, 验证了理论分析的正确性。

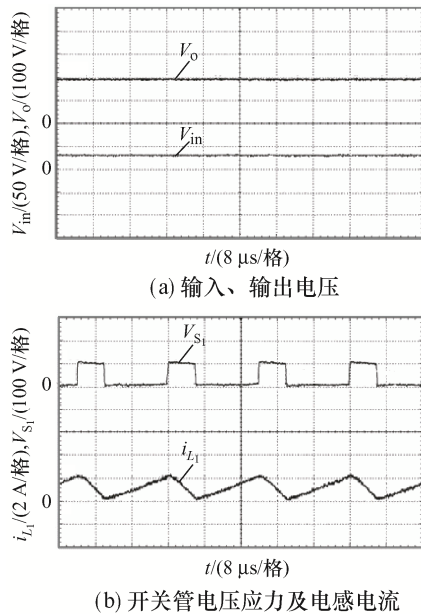


图7 实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms

图8为实验样机在输出电压不同时对应所提变换器的能量转换效率曲线, 可见: 能量转换效率大体上随着输出电压的增大而增高。

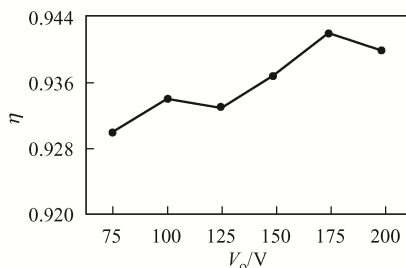


图8 效率曲线

Fig. 8 Efficiency curve

4 结语

本文在基于二极管钳位的新型高增益变换器

的基础上, 引入磁集成耦合技术, 提出了1种基于二极管钳位的耦合电感 Boost 变换器。该变换器在兼具原变换器电压增益较高和控制策略较简单等优点的同时, 实现了变换器体积的减小及电感电流纹波的降低。然后在不改变所提变换器工作原理和接线的前提下, 与开关电容模块结合, 使所提变换器的电压增益得到进一步提高, 降低了开关管和二极管的电压应力, 有效地提高了变换器的能量转换效率等综合能力。综合上述优点, 本文所提变换器能够满足新能源领域中对变换器较高能量转换效率、较大电压增益、较小体积和较长使用寿命的需求。

参考文献:

- [1] 杨柳, 杨帆, 吴红飞. 基于三端口双向 DC/DC 变换器的高增益组合式交直流变换器[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 38-45.
Yang Liu, Yang Fan, Wu Hongfei. High-gain combined DC/AC converter based on three-port bidirectional DC/DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 38-45. (in Chinese)
- [2] Vesali M, Delshad M, Naeini A K. A new high step-up soft switching converter for photovoltaic system [J]. International Journal of Power Electronics, 2022, 15(1): 131-140.
- [3] 王议锋, 陈晨, 陈博, 等. LLC 谐振变换器的变压器绕组优化设计[J]. 电工技术学报, 2022, 37(5): 1252-1261.
Wang Yifeng, Chen Chen, Chen Bo, et al. Optimal design of transformer winding of LLC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(5): 1252-1261. (in Chinese)
- [4] 孙凯, 卢世蕾, 易哲媛, 等. 面向电力电子变压器应用的大容量高频变压器技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(24): 8531-8546.
Sun Kai, Lu Shilei, Yi Zheyuan, et al. A review of high-power high-frequency transformer technology for power electronic transformer applications [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(24): 8531-8546. (in Chinese)
- [5] Rajulapati A, Mahalingam P. High gain multi-input converter with inherent current sharing mechanism for pho-

- tovoltaic applications [J]. Solar Energy, 2022, 233: 118-133.
- [6] Benjamin O, Mitja T. Control of a modified switched-capacitor Boost converter [J]. Electronics, 2022, 11(4): 654-654.
- [7] 姚宏旭, 海航, 高妍, 等. 新型级联型磁集成开关电感高增益 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 111-120.
Yao Hongxu, Hai Hang, Gao Yan, et al. Novel cascaded magnetically integrated switching inductor high-gain Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(6): 111-120. (in Chinese)
- [8] 李洪珠, 杨学鹏, 孙佳月, 等. 具有开关电容单元的电感集成 Boost 变换器[J]. 电力电子技术, 2015, 49(6): 16-19.
Li Hongzhu, Yang Xuepeng, Sun Jiayue, et al. Research on inductive integrated Boost converters with switched-capacitors units [J]. Power Electronics, 2015, 49(6): 16-19. (in Chinese)
- [9] 陈庚, 董秀成, 李浩然, 等. 基于二极管钳位的新型高增益直流升压变换器[J]. 电力系统及其自动化学报, 2017, 29(9): 48-53.
Chen Geng, Dong Xiucheng, Li Haoran, et al. Novel high gain DC-DC Boost converter based on diode clamp [J]. Proceedings of the CSU-EPSSA, 2017, 29(9): 48-53. (in Chinese)
- [10] 荣德生, 高妍, 胡举爽, 等. 具有 LCL 单元的磁集成 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2021, 19(2): 22-27.
Rong Desheng, Gao Yan, Hu Jushuang, et al. Magnetic integrated Boost converter with LCL unit [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(2): 22-27. (in Chinese)



作者简介:

赵兴宇(1983—), 男, 通信作者, 硕士, 讲师。研究方向: 电子技术、智能控制技术。E-mail: xnyu0121@163.com。

万会雄(1963—), 男, 博士, 教授。研究方向: 电液控制系统。E-mail: whx0201_w@126.com。

赵兴宇

(责任编辑: 耿越)



来源: 中国文明网