

doi:10.16055/j.issn.1672-058X.2021.0002.012

基于耦合电感与倍压电容的高增益 Boost 变换器*

戴云飞, 祝龙记

(安徽理工大学 电气与信息工程学院, 安徽 淮南 232001)

摘要:针对目前新能源发电系统中的 DC/DC 升压变换器,普遍存在着输出电压低、开关管峰值电压大等缺点,提出了一种基于耦合电感与倍压电容高增益 Boost 变换器;该变换器引入耦合电感以及两个倍压电容提高了电压增益;所提结构有效吸收漏感能量,降低开关管电压应力和变换器的损耗,抑制开关管电压尖峰,实现开关管的零电流开通,并且利用耦合电感副边绕组漏感的能量解决了输出二极管的反向恢复问题;利用 Matlab 对所提变换器进行仿真实验,对变换器进行稳态分析,并得出变换器在不同输出功率下的效率。

关键词:耦合电感;倍压电容;零电流开通;Boost 变换器

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:1672-058X(2021)02-0075-07

0 引言

随着社会经济的发展,光伏、燃料电池等新能源发电技术应用占比越来越高,而新能源发电装置的输出电压较低,无法直接实现逆变并网,因此需要通过 Boost 变换器来提升发电输出电压^[1-3]。传统的升压变换器在占空比接近 1 时,才可以输出较高的电压。寄生电阻的存在导致输出效率低、开关管的导通损耗较大。尖峰电压的存在也会减少开关管的寿命。此外,输出二极管反向恢复问题也会增加二极管的损耗,引起较大的电磁干扰,降低变换器的可靠性^[4-6]。针对上述问题,国内外学者已经得出了不少研究成果。文献[7-9]中 Boost 变换器采用级联变换器拓扑结构,提高了电压增益,实现了输入电流的连续,同时降低了开关管应力,但级联拓扑结构包含器件较多使得变换器的效率较低。文献[10-

11]的 Boost 变换器中电容两端的电压值和开关管的电流应力有所降低,多个单元的结合进一步降低了功率损耗,但电路同样器件过多,控制复杂,且存在开关管电压尖峰等缺点。文献[12]中变换器使用了两只开关管来控制,实际上只有一个开关管参与了升压,虽然提高了电压增益,降低了电压尖峰,解决了漏感能量回收问题,但变换器的效率不高。文献[13]介绍了一种无源钳位电路的高增益变换器实现开关管的零电压关断,提高变换器的效率,同时可以加入倍压单元结构,来极大地提升输出端电压,但变换器中缓冲电路的无源器件过多导致输出的功率密度有所下降。文献[14-16]提出的三绕组耦合电感的变换器磁性元件体积较大,降低了功率密度,使结构变得复杂。

综上所述,本文提出了一种单开关管控制、零电流开通 Boost 变换器。所提变换器采用无源无损钳位电路降低了开关管电压尖峰,同时减少了开关管

收稿日期:2020-03-09;修回日期:2020-05-10.

* 基金项目:国家自然科学基金项目(U1610120).

作者简介:戴云飞(1995—),男,安徽宣城人,硕士研究生,从事电力电子与电力传动研究.

损耗。耦合电感副边绕组漏感解决输出二极管的反向恢复问题。将所提变换器与传统升压变换器进行了仿真对比实验,结果显示增加倍压电容和耦合电感之后,变换器的电压增益和效率均得到了显著提高^[17-18]。

1 变换器拓扑结构

1.1 拓扑结构分析

本文所提的 Boost 变换器的拓扑结构如图 1 所示。图 1 中 U_{in} 为输入电压源, S 为功率开关管, 耦合电感部分由原边 L_1 、副边 L_2 、励磁电感 L_m 、漏感 L_s 构成, i_{L_1} 、 i_{L_2} 、 i_{L_m} 分别为流过 L_1 、 L_2 、 L_m 的电流。 C_1 为储能电容, C_2 和 C_3 为倍压电容, U_{C_1} 、 U_{C_2} 、 U_{C_3} 分别为 C_1 、 C_2 、 C_3 上的电压。 D_a 为钳位二极管, D_b 、 D_c 为续流二极管, D_o 为输出二极管, C_0 为输出滤波电容, R 为负载电阻。该变换器将两个倍压电容串联在耦合电感副边 L_2 左右两边, D_b 、 D_c 分别并联在两个倍压电容和 L_2 的支路。由储能电容 C_1 和钳位二极管 D_a 构成的钳位电路对开关管 S 两端电压起钳位作用, 吸收并利用其能量, 从而降低开关管电压尖峰。

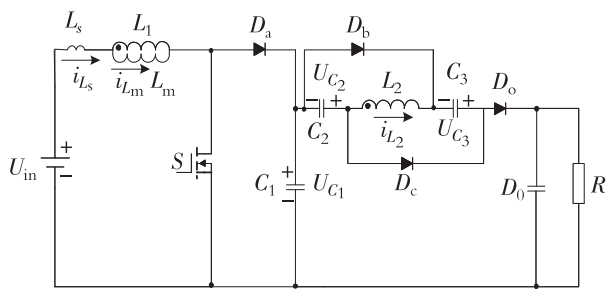


图 1 耦合电感倍压变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of coupled inductor voltage doubler converter

变换器中的耦合电感是一个由原边电感 L_1 和副边电感 L_2 构成的理想变压器, 并联上励磁电感 L_m , 再串联上漏感 L_s , L_s 为副边漏感折算到原边的漏感以及原边漏感^[17]。当开关管 S 导通时, 电源给漏感 L_s 和励磁电感 L_m 储能, L_2 、 C_2 与 D_b 形成半谐振回路, L_2 、 C_3 与 D_c 形成另一个半谐振回路。当开关管 S 断开时, 电容 C_1 、 C_2 和 C_3 、输出二极管 D_o 、耦合电感副边 L_2 和负载电阻 R 组成回路, 为负载提供

更高的电压。

变换器的工作过程可以分为 5 个时间模态。变换器在各个时段内各器件电流/电压的主要波形如图 2 所示, 变换器在不同的工作状态下的等效电路图如图 3 所示, 其中加粗黑线为电流流经回路。结合图 2 和图 3 对其工作状态进行分析。

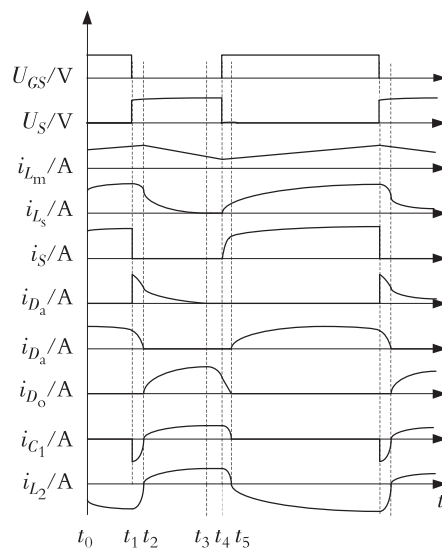
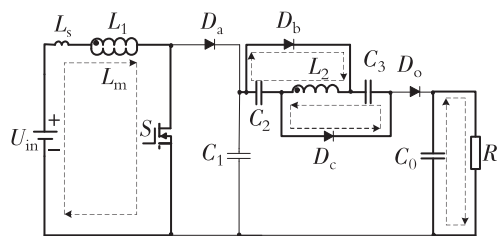
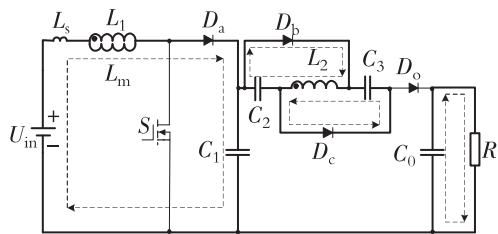


图 2 电路主要工作波形

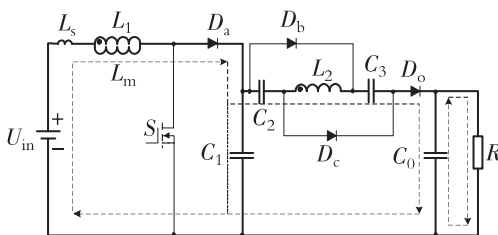
Fig. 2 Main working waveforms of the circuit



(a) 工作状态 1



(b) 工作状态 2



(c) 工作状态 3

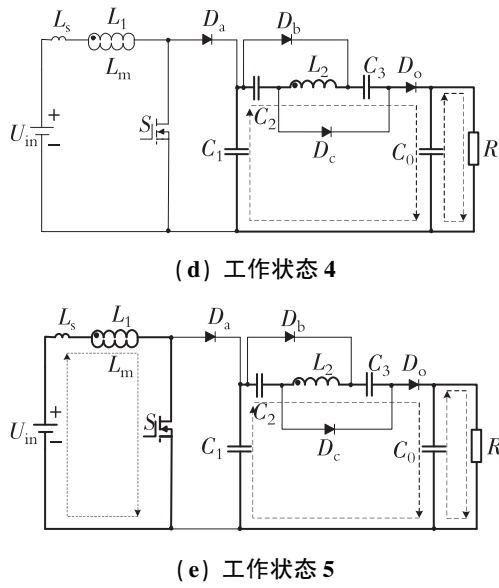


图3 所提变换器的主要工作状态

Fig. 3 Main working status for mentioned converters

模态1(t_0-t_1):开关管 S 在 t_0 时刻导通,钳位二极管 D_a 和输出二极管 D_o 反向关断,电源 U_{in} 、漏感 L_s 、励磁电感 L_m 和开关管 S 构成输入电流回路,此时电源 U_{in} 为耦合电感的励磁绕组 L_m 和漏感 L_s 充电,电流 i_{L_m} 和 i_{L_s} 线性上升, L_m 的电压和电流情况如式(1)、式(2)。耦合电感副边 L_2 与倍压电容 C_2 、续流二极管 D_c 形成回路,同时与倍压电容 C_3 、续流二极管 D_e 形成另一个回路,两个倍压电容电压 U_{C_2} 、 U_{C_3} 开始升高。输出电容 C_0 看作一个稳压电源,一直为负载输出稳定的电压。

$$U_{L_m}(t) = V_{in} \quad (1)$$

$$i_{L_m}(t) = I_{L_m}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_m}(t-t_0) \quad (2)$$

模态2(t_1-t_2): t_1 时刻,开关管 S 关断,耦合电感 L_1 由于电流下降,其感应电压 U_{L_1} 方向发生改变,当 U_{L_1} 大于 D_a 导通电压时, D_a 导通。 L_s 和 L_m 给 C_1 充电, C_1 开始储能。 t_2 时刻, i_{L_s} 与 i_{L_m} 下降至相同时,流过电感 L_2 的电流 i_{L_2} 下降为零, L_2 与 C_2 、 C_3 谐振结束。

模态3(t_2-t_3):由于 L_1 的极性发生改变, L_2 极性也要发生改变, i_{L_2} 也开始缓慢上升。输出二极管 D_o 的两端电压达到导通电压时, D_o 导通。倍压电容 C_2 、 C_3 和储能电容 C_1 ,耦合电感励磁电感 L_m 、副边 L_2 中储存的能量开始向负载传递,负载两端电压

U_0 如式(3)所示。 i_{L_s} 继续下降直到为零。

$$U_0 = U_{C_1} + U_{C_2} + U_{C_3} + U_{L_2} \quad (3)$$

模态4(t_3-t_4):二极管 D_a 在 t_3 时刻反向关断,此时,负载由 C_1 、 C_2 、 C_3 和耦合电感的副边 L_2 提供能量, L_m 中的能量向负载传递, i_{L_m} 不断地下降。

模态5(t_4-t_5):开关管 S 在 t_4 时刻导通, L_2 持续为负载提供能量,由于 L_s 和 L_m 的存在,流过 S 的电流缓慢上升,直到 L_s 上的电流 i_{L_s} 和 L_m 上的电流 i_{L_m} 相等, i_{L_2} 下降为零。输出二极管 D_o 上的电流也恢复到零,并无反向电流通过,一定程度上解决了二极管的反向恢复问题。电路变成了模态1,后面的状态重复,不一一叙述。

从电路的工作状态分析看出,耦合电感主要承担能量的储存和转移,倍压电容主要起电压的叠加及升压的作用,为负载电阻提供持续的能量输出,同时提高了电压增益。储能电容吸收耦合电感的励磁电感能量,来提高变换器的电压增益,同时降低开关管的电压应力和电压尖峰。

2 增益变换器的性能分析

由于该变换器耦合电感副边漏感的电流缓慢下降,抑制了输出二极管 D_o 的反向恢复问题,所以该变换器工作模式是处在连续导通模式下的,下面对电路的电压增益、电压应力进行分析。

2.1 电压增益的计算过程

工作状态1、3为主要工作状态,工作状态2、4、5为过渡工作状态,所以在计算时选取工作状态1、3的过程。由工作状态1电路分析,直流电源给励磁电感 L_m 和漏感 L_s 充电,可得出励磁电感两端电压为 V_{in} 。

耦合电感副边绕组 L_2 为励磁电感 L_1 的 N 倍如式(4), L_2 同时与倍压电容 C_2 、 C_3 发生谐振,两个倍压电容两端的电压等于 L_2 两端电压如式(5)。

$$U_{L_2} = NU_{in} \quad (4)$$

$$U_{C_1} = U_{C_2} = U_{L_2} = NU_{in} \quad (5)$$

式(4)中, N 为耦合电感副边和原边匝数比。

工作状态3中,负载电阻由输入电压源 U_{in} 、储

能电容 C_1 、倍压电容 C_2 、 C_3 和耦合电感 L_1 、 L_2 持续输入能量,可以得出励磁电感两端的电压:

$$U_{L_m} = \frac{U_0}{1+N} - U_{in} - \frac{N}{1+N} U_{in} \quad (6)$$

根据式(6),结合励磁电感 L_m 的伏秒平衡原理,可以得出:

$$\int_0^{D_s} V_{in} dt - \int_{D_s}^{t_s} \left(\frac{U_0}{1+N} - U_{in} - \frac{N}{1+N} U_{in} \right) dt = 0 \quad (7)$$

其中, t_s 为变换器工作一个周期的时间。

由此得出变换器的电压增益为

$$\frac{U_0}{U_{in}} = M = \frac{1+N}{1-D} + N \quad (8)$$

从式(8)的电压增益可知,与传统的升压变换器相比,采用倍压电容与耦合电感的设计,较大地提高了变换器的输出电压。根据式(8)绘制了不同占空比、不同匝数比的电压增益曲线,如图4所示。随着匝数的增加或占空比的增加,电压增益都会大大增加。利用该变换器来解决极限占空比的问题,并且设计合适的匝数比,来优化该变换器的负载调节性能。图4同时显示了所提变换器中耦合电感随着匝数比 N 不断地改变时,占空比对电压增益的影响。该变换器在相同占空比时,匝数比 N 与电压增益成正比,电压增益的范围也增大了。

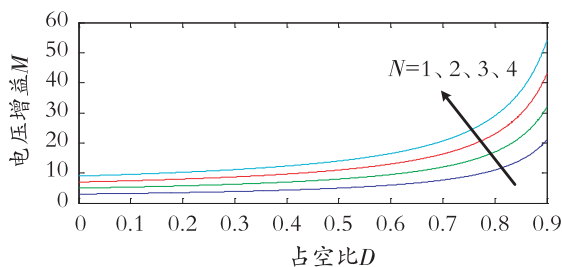


图4 占空比、匝数与电压增益关系

Fig. 4 Relationship between duty cycle, number of turns and voltage gain

2.2 电压应力的分析

由工作状态3的电路分析,由于 L_1 、 S 、 D_a 及 C_1 组成一个传统的 Boost 变换器,储能电容 C_1 的电压如式(9),忽略钳位二极管的压降,开关管 S 的电压钳位在储能电容的电压 U_{C_1} ,所以可以得出开关管 S 电压应力为

$$U_{C_1} = \frac{1}{1-D} U_{in} \quad (9)$$

$$U_{SS, \max} = U_{C_1} = \frac{1}{1-D} \frac{U_0}{M} = U_0 / [1 + (2-D)N] \quad (10)$$

开关管 S 导通时, S 的两端电势为零,因此钳位二极管 D_a 两端电压即为储能电容两端最大电压:

$$U_{sDa, \max} = U_{C_1} - 0 = \frac{1}{1-D} U_{in} = U_0 / [1 + (2-D)N] \quad (11)$$

耦合电感副边 L_2 为两个倍压电容充电,工作状态3时两个续流二极管反向关断,其电压与 U_{Db} 、 U_{Dc} 相等,都为

$$U_{Db} = U_{Dc} = U_{sDb, \max} = U_{sDc, \max} = \frac{N}{1-D} U_{in} = NU_0 / [1 + (2-D)N] \quad (12)$$

当 U_0 一定时,占空比和耦合电感匝数比共同影响着开关管 S 和二极管的电压应力。假设 D 取定值时,匝数比越大, S 和 D_a 两端的电压应力越小,同时续流二极管两端的电压越大。因此,该变换器中耦合电感匝数比不应太大。

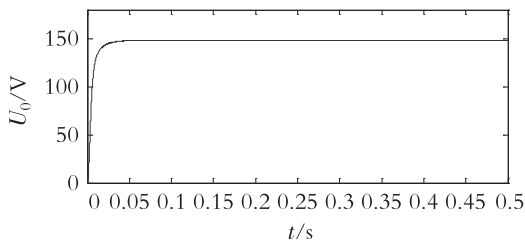
3 仿真结果及分析

为了验证所提变换器可以实现高电压增益、高效率,在 Matlab 中搭建了耦合电感倍压电容 Boost 变换器和传统 Boost 变换器的仿真模型,将两种变换器模型进行了对比。

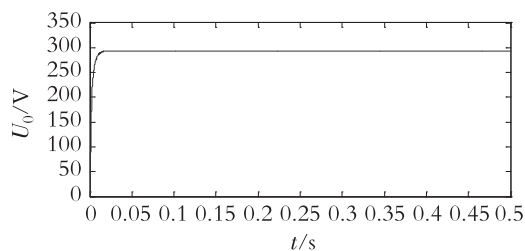
Boost 变换器参数为:输入电压 $U_{in} = 50$ V,耦合电感的原、副边电感分别为 $L_1 = 35$ mH、 $L_2 = 35$ mH;耦合电感的匝数比 $N = 1$;储能电容 $C_1 = 500$ μ F;两个倍压电容的容值相等, $C_2 = C_3 = 47$ μ F;输出电容 $C_0 = 100$ μ F;输出负载 $R = 500$ Ω ;开关频率 $f = 50$ kHz。传统 Boost 变换器中的相关参数相同,与所提变换器进行对比分析。

将变换器的占空比设置为 $D = 0.6$,分别得出了两种变换器仿真模型的输出电压波形(图5)。从图5(a)和图5(b)对比看出,在两个占空比相等情况下,传统升压变换器的输出电压最终稳定在 148.3 V,升压约为 3 倍,而耦合电感倍压电容 Boost

变换器的输出电压最终稳定在 293.8 V,升压约为 6 倍。在相同的工作条件下,所提变换器趋于稳定电压的时间更短。



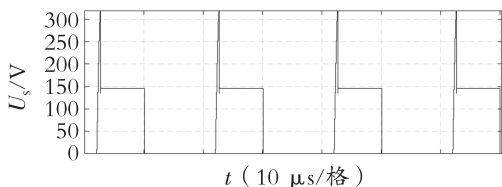
(a) 传统升压变换器 U_o 电压波形



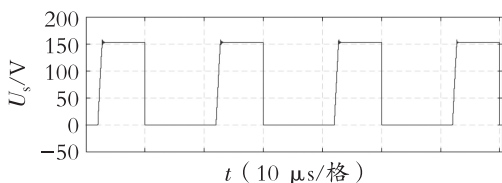
(b) 所提升压变换器 U_o 电压波形

图 5 两种变换器输出电压波形对比

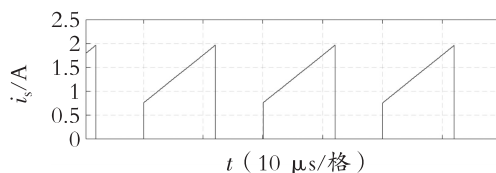
将图 6(a)、图 6(b) 波形进行对比,本文变换器的开关管电压尖峰要远远低于传统变换器,得出该变换器可以降低开关管电压尖峰。由图 6(b)、图 6(c) 开关管的电压、电流波形看出:开关管导通时,流过开关管的电流缓缓上升,此时,开关管两端的电压为零,实现了开关管的零电流开通。从图 6(a)、图 6(c) 看出:传统 Boost 变换器无法实现零电流开通。由图 6(e) 的波形看出,流过输出二极管 D_o 的电流缓慢恢复到零,没有反向电流的流过,一定程度上解决了二极管的反向恢复问题。



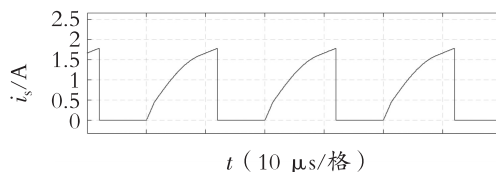
(a) 传统变换器开关管 S 的电压波形



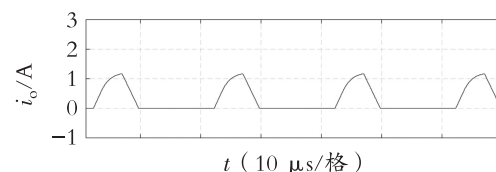
(b) 开关管 S 的电压波形



(c) 传统变换器开关管 S 电流波形



(d) 开关管 S 电流波形



(e) 输出二极管 D_o 电流波形

图 6 开关器件的电压/电流波形

Fig. 6 The voltage/current waveform of switching device

图 7 显示了两种变换器在不同输出功率时的效率曲线。当变换器的功率在 0 ~ 300 W 间改变时,所提变换器的效率能达到 94.33%,而传统变换器最大为 92%,变换器效率有一定的提高。

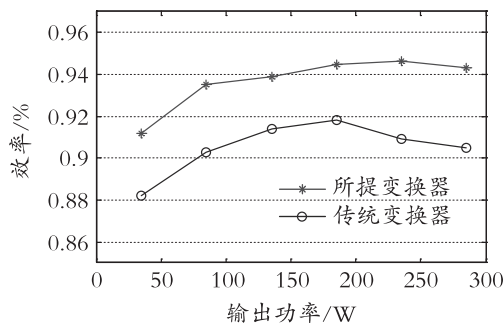


图 7 Boost 变换器输出效率对比

Fig. 7 Comparison of output efficiency of Boost converter

4 结束语

提出了一种倍压单元耦合电感高增益 Boost 变换器,通过 Matlab 仿真实验,验证了该变换器的高增益和高输出效率。该变换器只使用一个开关管,驱动电路简单,可靠性好。变换器采用耦合电感和倍压单元组成电路,合理调节耦合电感的匝数比,来实现输出电压的高增益。钳位电路的增加,吸收了

漏感的能量,基本消除了开关管的电压尖峰。此外,该变换器也解决了输出二极管的反向恢复问题。本文电路器件不多,控制简单,可应用于光伏、风力发电等新能源发电系统的耦合电感升压变换器。

参考文献(References):

- [1] ZHANG Y, ZHOU L, SUMNER M, et al. Single-switch, Wide Voltage-gain Range, Boost DC-DC Converter for Fuel Cell Vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(1):134—145
- [2] HUANGFU Y G, ZHUO S R, HEN F X, et al. Robust Voltage Control of Floating Interleaved Boost Converter for Fuel Cell Systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(1):665—674
- [3] 李永超,胡雪峰,李琳鹏,等.一种零电流纹波交错 Boost 变换器[J].电源学报,2018,16(1):24—29
- LI Y C, HU X F, LI L P, et al. A Zero-Current Ripple Interleaved Boost Converter [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(1):24—29(in Chinese)
- [4] 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):1—8
- YAO Z R, ZENG J, LIU J F. High Gain Low Voltage Stress Boost Converter Based on Coupling Inductor [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(12):1—8(in Chinese)
- [5] YANG L S, LIANG T J, CHEN J F. Transformerless DC-DC Converters with High Step-Up Voltage Gain [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8):3144—3152
- [6] 许晓琳,解光军.一种 CCM 模式下非理想 Boost 变换器的建模方法[J].合肥工业大学学报(自然科学版),2011,34(2):205—207
- XU X L, XIE G J. A Non-ideal Boost Converter Modeling Method in CCM Mode [J]. Journal of Hefei University of Technology (Natural Science Edition), 2011, 34(2):205—207(in Chinese)
- [7] 张士宇,许建平,杨平.新型单开关高增益 Boost 变换器研究[J].电工电能新技术,2013,32(3):12—15
- ZHANG S Y, XU J P, YANG P. Research on New Single Switch High Gain Boost Converter [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2013, 32(3):12—15(in Chinese)
- [8] 徐瑞东,闫超前,池飞飞,等.耦合电感倍压单元的高增益 DC-DC 变换器[J].电力电子技术,2018,52(9),57—59
- XU R D, YAN C Q, CHI F F, et al. High-gain DC-DC Converter with Coupled Inductor Voltage Doubler Unit [J]. Power Electronics, 2018, 52(9), 57—59(in Chinese)
- [9] ST'EPHANE V, JEAN-PAUL F, YVES L. Optimization and Design of a Cascaded DC-DC Converter Devoted to Grid-Connected Photovoltaic Systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4):2018—2027
- [10] QIAN W, CAO D, CINTRON-RIVERA JORGE G, et al. A Switched-capacitor DC-DC Converter with High Voltage Gain and Reduced Component Rating and Count [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(4):1397—1406
- [11] 曹太强,刘威,郭筱瑛,等.双耦合电感二次型高升压增益 DC-DC 变换器[J].电工技术学报,2015,30(8):104—112
- CAO T Q, LIU W, GUO X Y, et al. Double-Coupled Inductor Secondary High Boost Gain DC-DC Converter [J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2015, 30(8):104—112(in Chinese)
- [12] 罗全明,张阳,闫欢,等.一种带耦合电感的有源钳位高增益 Boost 变换器[J].中国电机工程学报,2014,34(27):4576—4583
- LUO Q M, ZHANG Y, YAN H, et al. An Active Clamped High Gain Boost Converter with Coupled Inductor [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(27):4576—4583(in Chinese)
- [13] 郝玢鑫,宋坤,曾庆典,等.基于无源缓冲电路的零电压关断非隔离型高增益 DC-DC 变换器[J].电工技术学报,2018,33(15):3617—3626
- ZHU F X, SONG K, ZENG Q D, et al. Zero-voltage Shutdown Non-isolated High Gain DC-DC Converter Based on Passive Snubber Circuit [J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2018, 33(15):3617—3626(in Chinese)
- [14] KHALILZADEH M, MAHDIPOUR M, ABBASZADEH K. High Step-up DC-DC Converter Based on Three-winding

- Coupled Inductor [C]//Proceedings of the 6th Power Electronics, DriveSystems&Technologies Conference. Tehran, Iran; IEEE, 2015:195—200
- [15] HU X F, WANG J Z, LI L P, et al. Three-winding Coupled-inductor DC-DC Converter Topology with High Voltage Gain and Reduced Switch Stress [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (2): 1453—1462
- [16] LI W H, ZHAO Y, WU J D, et al. Interleaved High Step-up Converter with Winding-cross-coupled Inductors and Voltage Multiplier Cells [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (1): 133—143
- [17] 石林林, 祝龙记. 一种新型高增益升压变换器 [J]. 河南科技大学学报 (自然科学版), 2016, 37 (6): 51—54
- SHI L L, ZHU L J. A Novel High Gain Boost Converter [J]. Journal of Henan University of Science & Technology (Natural Science), 2016, 37 (6): 51—54 (in Chinese)
- [18] 张冬伟, 金靖, 朱云鸿, 等. FBG 形状传感器应变传递与传感性能研究 [J]. 半导体光电, 2020, 41 (6): 833—838, 844
- ZHANG D W, JIN J, ZHU Y H. Research on Strain Transmission and Sensing Performance of FBG Shape Sensor [J]. Semiconductor Optoelectronics, 2020, 41 (6): 833—837, 877 (in Chinese)

High Gain Boost Converter Based on Coupled Inductor and Voltage Doubled Capacitor

DAI Yun-fei, ZHU Long-ji

(School of Electrical and Information Engineering, Anhui University of Science and Technology, Anhui Huainan 232001, China)

Abstract: In view of the disadvantages of DC/DC boost converter in new energy generation system, such as low output voltage and large peak voltage of switch tube, a boost converter based on coupling inductor and voltage multiplier capacitor is proposed. The coupling inductor and two voltage doubling capacitors are introduced into the converter to improve the voltage gain, reduce the voltage stress of the switch tube and the loss of the converter, suppress the voltage spike of the switch tube, realize the zero current turn-on of the switch tube, and solve the reverse recovery problem of the output diode by the leakage inductance of the secondary winding of the coupling inductor. Matlab is used to simulate the proposed converter, analyze the steady state of the converter, and get the efficiency of the converter under different output power.

Key words: coupled inductance; voltage-doubling capacitor; zero current turn-on; Boost converter

责任编辑:罗姗姗

引用本文/Cite this paper:

戴云飞, 祝龙记. 基于耦合电感与倍压电容的高增益 Boost 变换器 [J]. 重庆工商大学学报 (自然科学版), 2021, 38 (2): 75—81

DAI Y F, ZHU L J. High Gain Boost Converter Based on Coupled Inductor and Voltage Doubled Capacitor [J]. Journal of Chongqing Technology and Business University (Natural Science Edition), 2021, 38 (2): 75—81