

一种零输入电流纹波高增益非隔离 DC/DC 变换器

刘文琪, 丁稳房

(湖北工业大学 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430068)

摘要: 为克服经典的 Boost 变换器升压比低、输入电流纹波大、功率器件电压应力高等缺点, 提出了一种新型的零输入电流纹波高增益非隔离 DC/DC 变换器。将隔离型 Sepic 变换器、耦合电感型高增益变换器、无源纹波电路单元三者相结合, 在提升变换器电压增益的同时, 还能够实现输入电流纹波为零的特性, 且实现该特性的条件不受占空比影响。同时引入钳位电路, 有效吸收了漏感中储存的能量, 削弱了开关管漏、源极在关断时产生的电压尖峰。讨论了变换器在电流连续模式下的工作原理, 给出了此模式下电压增益、电压应力等稳态特性的数学方程, 最后制作了一台 500 W 的实验样机, 验证了理论分析的正确性以及所提变换器的可行性。

关键词: 电压增益; 输入电流纹波; 无源纹波电路; 无源钳位电路

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed23260

A High Voltage Gain Non-isolated DC/DC Converter with Zero Input Current Ripple

LIU Wenqi, DING Wenfang

(School of Electrical and Electronic Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, Hubei, China)

Abstract: In order to overcome the shortcomings of the classic Boost converter, such as low boost ratio, large input current ripple, and high voltage stress of power devices, a new type of zero input current ripple high gain non-isolated DC/DC converter was proposed. The combination of isolation type Sepic converter, coupled inductor type high-gain converter and passive ripple circuit unit can improve the voltage gain of the converter while also achieving the characteristics of zero input current ripple. The condition of the characteristic is not affected by the duty cycle. At the same time, the introduction of a clamping circuit effectively absorbed the energy stored in the leakage inductance, and weakened the voltage spikes generated by the drain and source of the switch tube when it was turned off. The working principle of the converter in continuous current mode was discussed, and the mathematical equations of steady-state characteristics such as voltage gain and voltage stress in this mode were given. Finally, a 500 W experimental prototype was made to verify the correctness of the theoretical analysis and feasibility of the proposed converter.

Key words: voltage gain; input current ripple; passive ripple circuit; passive clamp circuit

近年来,随着化石能源的急剧减少以及全球环境污染的加剧,人们开始将目光聚焦至太阳能、燃料电池等绿色清洁能源的应用中^[1]。在光伏发电系统或者燃料电池电动汽车控制系统中,直流总线电压一般为 380~400 V,而这两种微源的输出电压为 20~40 V,因此往往在其输出端会接入一级具备高升压比功能的直流变换器^[2-3]。与此同时,变换器的输入电流纹波对这两种微源

的输出电压、输出功率等性能以及可维持的生命周期有较大影响。因此,在实现变换器高电压增益的同时,如何进一步减小其输入电流纹波也是一个重要的研究热点^[4]。

传统 Boost 变换器由于器件自身寄生参数的影响,当占空比超过一定值后,电压增益会随着占空比的增加而降低,并且此时的损耗也会急剧增加,系统的动态响应速度变慢^[5]。之前的研究

基金项目: 湖北省技术创新专项重大项目(2019AAA018)

作者简介: 刘文琪(1997—),女,硕士研究生,Email:912434698@qq.com

通讯作者: 丁稳房(1966—),男,硕士研究生,副教授,Email:wenfangding@163.com

中已经提出了许多改进型的升压DC/DC变换器拓扑,如三电平升压、二次型升压及交错并联升压型升压拓扑等。为了提升变换器的性能,文献[6-8]引进开关电容/电感、级联等升压技术来提升变换器的电压增益。尽管在一定程度上对其电压增益有所改进,但是由于需要较多的器件数量、拓扑的复杂性、较高的电流应力和低效率等缺点,因此依旧不适用于对电压增益要求非常高的应用场合。文献[9]利用电压倍增单元和耦合电感技术,以更简单的方式和较低的成本来提升变换器的电压增益。但是其输入端为耦合电感,输入电流纹波较高是该变换器存在的主要缺点,不利于实现光伏发电系统中的最大功率点追踪(maximum power point tracking, MPPT)控制太阳能控制器;文献[10-11]提出的变换器在理论上虽然实现了零输入电流纹波特性,但是其电压增益较低,需要在占空比取值较大时才能获得较高的电压增益。

为了降低输入端为耦合电感的这类变换器输入电流纹波以及提高电压增益,本文引入了无源纹波注入电路,将纹波电流注入至变换器的输入侧,以此来消除输入电流纹波,从而提出了一种新型的零输入电流纹波高增益DC/DC变换器。若不考虑漏感等寄生参数的影响,所提变换器在理论上能够实现输入电流纹波为零,该特性能够提升燃料电池的输出性能以及延长使用时间。并且当变换器的占空比发生改变时,其依旧能够维持输入电流纹波为零。文中讨论了变换器在连续模式下的工作原理和稳态特性,给出了相关参数的设计注意事项,最后分析了利用实验样机测出来的实验波形,其结果证明了理论分析的正确性。

1 所提拓扑及其工作原理

1.1 变换器拓扑

图1a为本文所提的零输入电流纹波高增益非隔离型DC/DC变换器。该变换器结构可以看成由隔离型Sepic变换器、耦合电感型高增益DC/DC变换器以及无源纹波注入电路组合而成。其等效电路如图1b所示,包含1个开关管Q,2个耦合电感 T_1, T_2 ,2个独立电感 L_1, L_2 ,4个二极管以及7个电容。另外,图1b所示的 L_{m1}, L_{m2} 为励磁电感,而 L_{k1}, L_{k2} 则分别为2个耦合电感等效至原边绕组的漏感,匝比分别为 $N_1 = n_2/n_1, N_2 = n_4/n_3$ 。

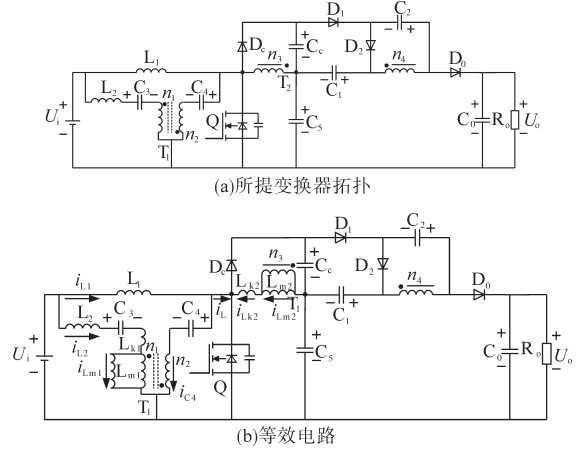


图1 所提变换器拓扑及其等效电路

Fig.1 The proposed converter topology and its equivalent circuit

假设所提变换器工作在电感电流连续导通模式,为了方便分析所提变换器的工作原理,做如下假设:开关管和二极管是理想的半导体器件;电路中7个电容的容量都足够大。因此,电容电压在一个开关周期内不变。

1.2 工作原理

图2显示了变换器在一个开关周期内典型器件的电流、电压波形,根据波形图可知其在一个周期内有5种不同的工作状态,如图3所示。

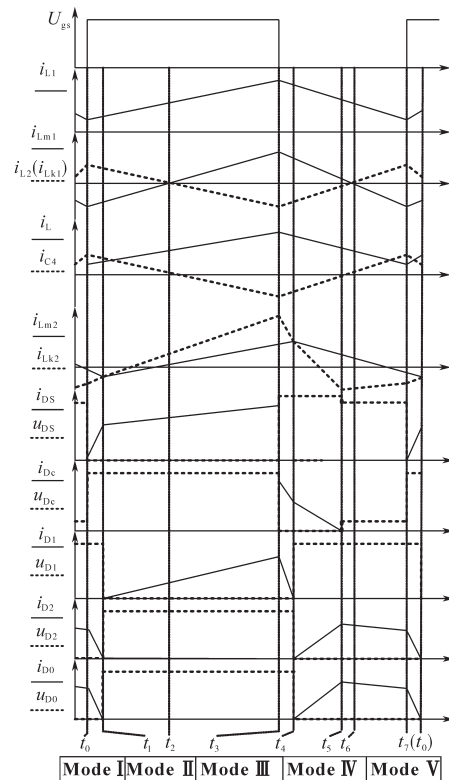


图2 变换器的工作波形

Fig.2 Converter's working waveforms

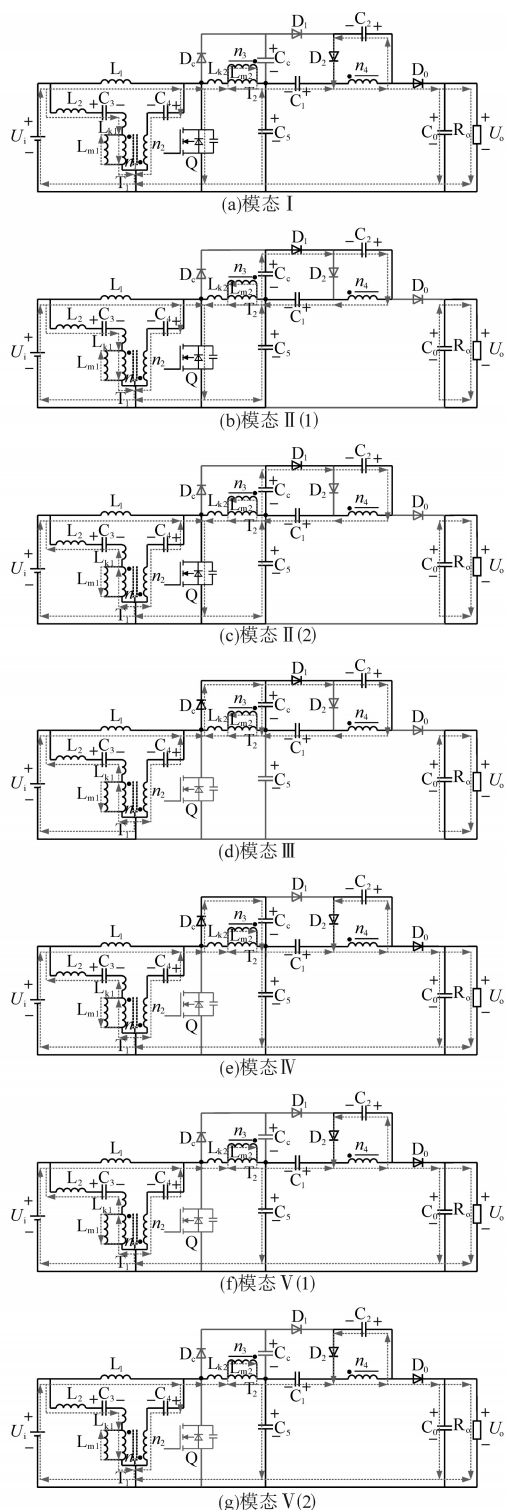


图3 各个模式等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of each mode

模式 I $[t_0-t_1]$:如图 3a 所示,此过程中流过电感 L_1 的电流在输入电压 U_i 的作用下线性上升,漏感 L_{k1} 与电感 L_2 释放能量经过回路 $U_i-L_2-C_3-n_1$ 给电容 C_3 充电,此时电容 C_4 也处于充电状态。当耦合电感 T_2 的漏感电流 i_{lk2} 与励磁电流相等,即流过二极管 D_0, D_2 的电流变为零时,该模式结束。

模式 II $[t_1-t_3]$:如图 3b 和图 3c 所示,这个状态中,电感 L_1 继续维持在储能模式,电感 L_2 在 t_1-t_2 期间释放能量,在 t_2-t_3 期间储存能量。与此同时,电容 C_5 放电给耦合电感 T_2 的一次侧绕组提供能量,励磁电流 i_{lm2} 与漏感电流 i_{lk2} 均线性上升。得到 i_{l1} 和 i_{l2} 的表达式为

$$i_{l1}(t) = i_{l1}(t_1) + \frac{U_i}{L_1}(t - t_1) \quad (1)$$

$$i_{l2}(t) = i_{l2}(t_1) - \frac{U_{C3} + U_{C4}/N_1 - U_i}{L_2 + L_{k1}}(t - t_1) \quad (2)$$

式中: $i_{l1}(t)$ 为电感 L_1 在 t 时刻的流过的电流值,以下的变量可据此来推断。

因此要保证变换器的输入电流纹波为零,则 $i_{l1}(t)$ 与 $i_{l2}(t)$ 的斜率大小应该保持相等,满足如下表达式:

$$\frac{U_i}{L_1} = \frac{U_{C3} + U_{C4}/N_1 - U_i}{L_2 + L_{k1}} \quad (3)$$

模式 III $[t_3-t_4]$:如图 3d 所示,由于耦合电感二次侧漏感的存在,二极管 D_1 继续保持导通。另外,在开关管 Q 关断的瞬间,漏感 L_{k2} 的能量通过钳位二极管 D_c 释放至电容 C_c 中,避免了与开关管漏、源极间的寄生电容所发生的谐振过程,有效减小了开关管的电压尖峰。当电流 i_{D1} 变为零时,此状态结束。

模式 IV $[t_4-t_5]$:如图 3e 所示,二极管 D_0, D_2, D_c 导通,开关管 Q 及二极管 D_1 关断。在 t_4 时刻,漏感电流 i_{lk2} 下降至与励磁电流 i_{lm2} 的值相等,此后励磁电感 L_{m2} 释放能量,通过输出二极管 D_0 给输出电阻负载 R_o 提供能量。可以求得该模式中电流 i_{l1} 和 i_{l2} 的表达式如下:

$$i_{l1}(t) = i_{l1}(t_4) - \frac{U_{C5} + U_{Cc} - U_i}{L_1}(t - t_4) \quad (4)$$

$$i_{l2}(t) = i_{l2}(t_4) + \frac{U_{C3} - U_i - (U_{C5} + U_{Cc} - U_{C4})/N_1}{L_2 + L_{k1}}(t - t_4) \quad (5)$$

同理,此时要满足电流纹波为零,其斜率大小也应保持相等,有:

$$\frac{U_{C5} + U_{Cc} - U_i}{L_1} = \frac{U_{C3} - U_i - (U_{C5} + U_{Cc} - U_{C4})/N_1}{L_2 + L_{k1}} \quad (6)$$

模式 V $[t_5-t_7]$:如图 3f 和图 3g 所示,在此模式中,电感 L_1 释放能量,通过回路 $U_i-L_1-n_3-C_1-n_4-D_0$ 给输出端提供能量,电容 C_3 和 C_4 在该模式中先处于放电状态,后处于充电状态。

2 稳态特性分析

2.1 电压增益特性

为了方便分析所提变换器在稳态时的性能,不必考虑漏感所带来的影响,即不考虑开关模式 I 和 III 这两个时间较短的模式。

由于电容两端的电压为恒定值,根据电感的伏秒平衡原理,可以求得电容 C_3, C_4, C_5 两端电压相等,满足下式:

$$U_{C3} = U_{C4} = U_{C5} = U_i \quad (7)$$

在开关模式 II 中,开关管 Q 处于开通状态,励磁电感 L_{m2} 两端电压为

$$U_{Lm-II} = U_{C5} \quad (8)$$

$$U_{C1} = U_{Cc} + U_{C2} + N_2 U_{Lm-II} \quad (9)$$

在开关模式 IV 中,开关管 Q 处于关断状态,求得此时励磁电感 L_{m2} 两端电压的表达式为

$$U_{Lm-IV} = U_{Cc} \quad (10)$$

$$U_{C2} = N_2 U_{Lm-IV} \quad (11)$$

$$U_o = U_{C5} + U_{C1} + N_2 U_{Lm-IV} \quad (12)$$

式中: U_o 为输出电压。

联立式(1)~式(6),变换器的电压增益 M 为

$$M = \frac{1 + N_2(1 + D)}{1 - D} \quad (13)$$

当耦合电感匝比为固定值时,根据式(13)可知变换器电压增益仅与占空比相关。因此,假设 $N_2=2$,不同变换器之间的电压增益对比曲线如图4所示。可以得到,在占空比 D 相同的情况下,本文所提变换器对应的电压增益较大,并且在同时具备零输入电流纹波功能的条件下,文献[12~14]提出的变换器电压增益较低。

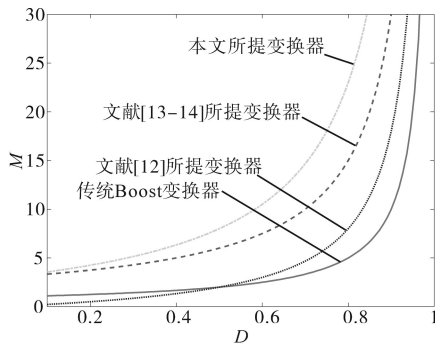


图4 不同变换器之间的电压增益对比

Fig.4 Voltage gain comparison between different converters

2.2 电压应力

通过分析变换器的工作原理以及对电压增益的计算,得到变换器中开关器件承受的电压表达式如下:

1) 开关管 Q 与二极管 D_c 承受的电压应力相等,表达式为

$$U_{DS} = \frac{1}{1 + N(1 + D)} U_o \quad (14)$$

2) 二极管 D_1, D_2, D_0 承受的电压应力相等,表达式为

$$U_{D1} = U_{D2} = U_{D0} = \frac{N}{1 + N(1 + D)} U_o \quad (15)$$

同样的,图5给出了当匝比固定为2时,不同拓扑结构之间的开关管电压应力对比图。图中显示的结果是本文提出的变换器具有更低的电压应力。因此在实物设计中可以选择性能更加优良的开关管,提高变换器的效率。

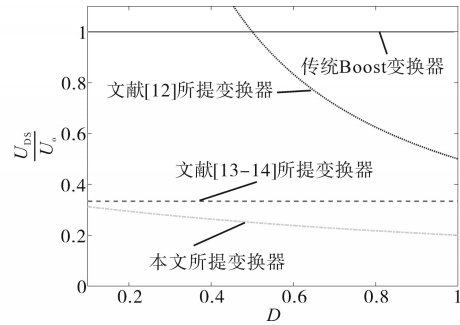


图5 开关管电压应力对比

Fig.5 Switch tube voltage stress comparison

2.3 零输入电流纹波特性分析

不考虑模式 I 和 III 这两个短暂的模式,因此只需要保证变换器在开关模式 II, IV, V 能够实现输入电流纹波特性即可。联立式(2)、式(5)和式(7),求出变换器输入电流纹波为零时要成立的方程如下所示:

$$L_1 = N_1(L_2 + L_{k1}) \quad (16)$$

进一步,不考虑耦合电感的漏感,即 $L_{k1} = 0$ 。此时若将耦合电感 T_1 的匝比设计为 $N_1 = 1$,再令 L_1 与 L_2 相等,即可实现输入电流纹波特性。

3 参数设计注意事项

3.1 占空比与耦合电感匝比

参考式(13),得到匝比 N_2 与占空比和电压增益之间的关系式如下:

$$N_2 = \frac{M(1 - D) - 1}{1 + D} \quad (17)$$

当确定了输入电压、输出电压等设计指标后,电压增益 M 的值即可确定,此时选择合适的占空比 D 的值来进一步确定匝比的大小。

3.2 电感和电容设计

通常情况下要求流过电感的电流纹波不超

过电流平均值的20%,电感量 L 与其电流纹波 ΔI_L 之间的关系式为

$$L = \frac{U_i D}{\Delta I_L f_s} \quad (18)$$

设计电容时主要考虑其两端承受的电压应力以及电压纹波值,可根据下式来计算电容容量:

$$C_0 \geq \frac{P_o}{\Delta U_c U_o f_s} \quad (19)$$

式中: P_o 为输出功率; ΔU_c 为电压纹波。

4 实验验证

为了验证理论分析并证明该变换器性能的优越性,在实验室设计了一款额定功率 $P_o=500$ W的原型样机进行实验验证。样机的部分实验参数如下:输入电压 $U_i=30$ V,输出电压 $U_o=380$ V,开关频率 $f_s=50$ kHz,耦合电感 T_1, T_2 的匝比分别为 $N_1=1, N_2=1.6$ 。实验室里的测试样机如图6所示,变换器在 $R_o=500 \Omega$ 时的实验测试波形如图7所示。

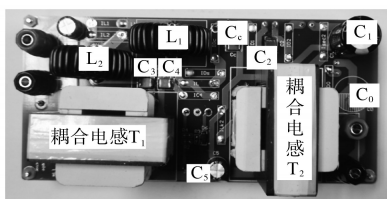


图6 样机实物图

Fig.6 Converter prototype

图7a为变换器的驱动波形、电感 L_1, L_2 的电流 i_{L1}, i_{L2} 波形以及流过电容 C_4 的电流波形 i_{C4} 。从图中可以看出,变换器在占空比为0.63时实现了输入电压30 V至输出电压380 V的设计指标,实验表明了所提变换器无需过大占空比即可获得高电压增益。

图7b为变换器的输入电流波形、输入电流纹波波形以及耦合电感 T_2 的一次、二次侧电流波形。可以看出,变换器仍然存在一定的输入电流纹波,其峰峰值大约为300 mA,这是由于实际电路中耦合电感漏感的存在所导致的,与前面的理论分析基本保持一致。

图7c、图7d为变换器开关管以及各个二极管两端的电压、电流波形。开关管Q与二极管 D_c 承受的电压应力分别为102 V, 100 V, 二极管 D_1, D_2, D_0 承受的电压应力分别为162 V, 160 V, 166 V,符合式(14)、式(15)的电压应力表达式。

图7e为变换器的输入电压、输出电压以及各

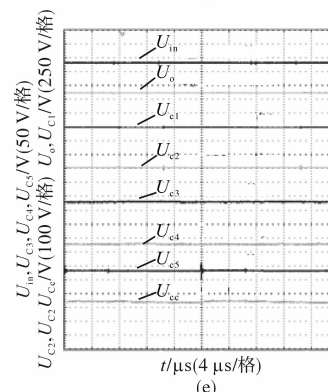
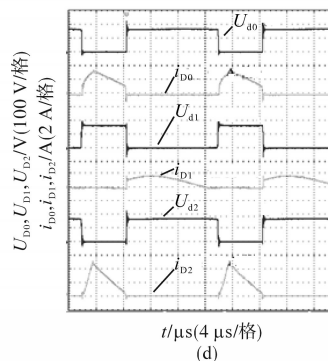
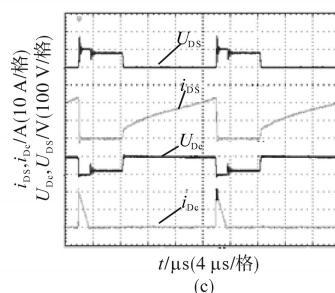
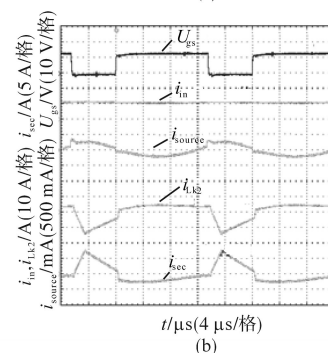
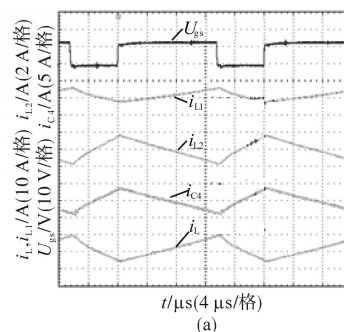


图7 实验波形图

Fig.7 Experimental waveforms

个电容两端的电压波形。可以看出电容 C_3 、 C_4 、 C_5 两端电压均与输入电压相等,与式(7)的理论推导值相符。

变换器实际电压增益与理论电压增益曲线对比如图8所示。从图中可以看到,实际值与理论值会存在一定的差异,这是由于器件的压降、耦合电感漏感等参数造成的误差,在误差允许范围内与理论计算基本保持一致。

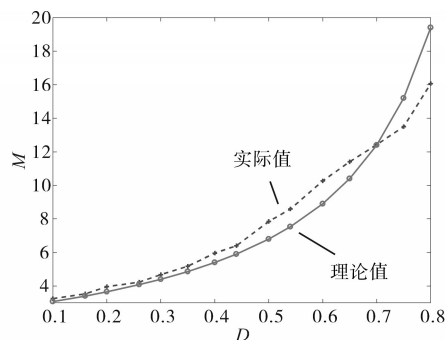


图8 电压增益实际值与理论值对比图

Fig.8 Comparison chart of actual value and theoretical value of voltage gain

图9显示了输出功率在100 W至500 W之间变化时的样机效率测试曲线。样机的整体效率在89%以上,最大效率出现在 $P_o=350$ W时,为92.57%。

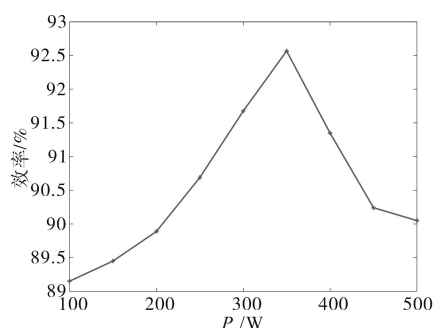


图9 效率曲线

Fig.9 Efficiency curve

5 结论

本文提出了一种新型的零输入电流纹波非隔离型高增益DC/DC变换器,详细阐述了该变换器的工作原理,计算出其电压增益和电压应力表达式,推导出变换器实现零输入电流纹波特性的条件,利用实验室制作的原型样机验证了理论的正确性。测试的实验波形显示出该新型变换器具备以下优点:

1)在较低占空比时即可获得较高的电压增益,并且可以通过耦合电感的匝比来提升电压增益,大大增加了调控电压增益的自由度。

2)开关管的电压应力随着耦合电感匝比的增加而降低,并且远低于输出电压的值,因此可以选择更小的 $R_{DS(ON)}$ 和更低的 V_{DS} 开关管,有利于提高变换器效率和节约成本。

3)能够实现零输入电流纹波,且实现该功能的条件不随占空比的变化而变化,方便实验样机的设计。

参考文献

- [1] Kumar A, Wang Y, Fan X, *et al.* A high voltage gain DC-DC converter with common grounding for fuel cell vehicle[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 8290-8304.
- [2] 丁峰,王辉,李圣乾,等.一种基于DCM单元的高升压非隔离型DC/DC变换器[J].广东电力,2020,33(1):43-52.
Ding Feng, Wang Hui, Li Shengqian, *et al.* A high-Boost non-isolated DC/DC converter based on DCM unit[J]. Guangdong Electric Power, 2020, 33(1):43-52.
- [3] Liu H, Li F. A novel high step-up converter with a quasi-active switched-inductor structure for renewable energy systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 30(7): 5030-5039.
- [4] Pan C, Cheng M, Lai C, *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, 51(1): 271-278.
- [5] 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 Taiqiang, Liu Wei, Guo Xiaoying, *et al.* Dual-coupled inductor quadratic high-Boost gain DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8):104-112.
- [6] 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 based on switched capacitor and three-winding coupled inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(17):3666-3677.
- [7] 皇金锋,谢锋,罗全明.一种改进型低电压应力耦合电感高增益Boost变换器[J].电机与控制学报,2020,24(10):69-76.
Huang Jinfeng, Xie feng, Luo Quanming. An improved low voltage stress coupled inductance high gain Boost converter[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(10):69-76.
- [8] Saadat P, Abbaszadeh K. A single-switch high step-up DC-DC converter based on quadratic Boost[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7733-7742.
- [9] 周维维,周远志,罗全明,等.一种交错并联高压DC/DC变换器[J].电机与控制学报,2014,18(12):10-16.
Zhou Luowei, Zhou Yuanzhi, Luo Quanming, *et al.* A kind of in-

(下转第56页)

- [3] 张光明,刘毅力,马龙涛,等.一种变步长扰动观察法在光伏MPPT中的应用[J].西安工程大学学报,2019,33(4):433-439.
Zhang Guangming, Liu Yili, Ma Longtao, *et al.* Application of a variable step size perturbation and observation method in photovoltaic MPPT[J]. Journal of Xi'an Polytechnic University, 2019, 33(4):433-439.
- [4] 孟超,赵咪,周伟绩.光伏发电系统的MPPT优化控制与仿真研究[J].计算机仿真,2019,36(3):128-132,242.
Meng Chao, Zhao Mi, Zhou Weiji. The optimal control and simulation of MPPT for photovoltaic cells generation system[J]. Computer Simulation, 2019, 36(3):128-132, 242.
- [5] 邱革非,张春刚,仲泽坤,等.基于扰动观察法和电导增量法的光伏发电系统MPPT算法研究综述[J].中国电力,2017,50(3):154-160.
Qiu Gefei, Zhang Chungang, Zhong Zekun, *et al.* MPPT analysis of photovoltaic power generation system based on P&O and IC method[J]. Electric Power, 2017, 50(3):154-160.
- [6] Azeem I, Baig M, Uddin M H. A Strategy to evaluate MPPT techniques[C]//2018 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT), 2018.
- [7] 刘志强,王涛.基于改进TOPSIS的驾驶行为实时安全性评估方法[J].重庆理工大学学报(自然科学),2021,35(11):58-66.
Liu Zhiqiang, Wang Tao. Real-time safety assessment method of driving behavior based on improved TOPSIS[J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2021, 35(11):58-66.
- [8] 李明.基于电导—扰动观察双模式的MPPT研究[J].电气传动,2018,48(8):60-64.
Li Ming. Maximum power point tracking research based on INC—P&O dual mode[J]. Electric Drive, 2018, 48(8):60-64.
- [9] 冷明全,程为彬,刘峰,等.光伏发电系统前级宽输入DC/DC Boost变换器[J].电气传动,2020,50(3):37-39.
Leng Mingquan, Cheng Weibin, Liu Feng, *et al.* DC/DC Boost converter with wide input voltage in photovoltaic power generation system as pre-stage[J]. Electric Drive, 2020, 50(3):37-39.
- [10] 郭航辰.基于电导增量法的光伏MPPT控制策略研究[D].西安:西安科技大学,2020.
Guo Hangchen. Research on control strategy of photovoltaic MPPT based on conductance incremental method[D]. Xi'an: Xi'an University of Science and Technology, 2020.

收稿日期:2021-04-20

修改稿日期:2021-05-24

(上接第36页)

- terleaved parallel high-boost DC/DC converter[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(12):10-16.
- [10] 陈章勇,许建平,吴建雪,等.耦合电感零输入纹波高增益非隔离DC-DC变换器[J].中国电机工程学报,2014,34(33):5836-5845.
Chen Zhangyong, Xu Jianping, Wu Jianxue, *et al.* Coupling inductor zero input ripple high gain non-isolated DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(33):5836-5845.
- [11] 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 Panpan, Duan Sen, Yu Dongsheng, *et al.* A new type of high-gain zero-input ripple DC-DC converter[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2020, 41(12):18-25.
- [12] Himmelstoss F A, Wurm P H. Low-loss converters with high step-up conversion ratio working at the border between continuous and discontinuous mode[C]//7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (Cat. No.00EX445), Jounieh, Lebanon, 2000:734-737.
- [13] 高伟,罗全明,张阳,等.一种零输入电流纹波高增益DC-DC变换器[J].电工技术学报,2018,33(2):284-292.
Gao Wei, Luo Quanming, Zhang Yang, *et al.* A high-gain DC-DC converter with zero input current ripple[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2):284-292.
- [14] Mohammadi M, Taheri M, MiliMonfared J, *et al.* High step-up DC-DC converter with ripple free input current and soft switching[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(12):3023-3032.

收稿日期:2021-03-25

修改稿日期:2021-05-26