

一种用于可持续能源的隔离型 高增益DC-DC变换器

苏诗慧¹,雷勇¹,罗茜¹,苟正峰²,李永凯¹

(1.四川大学 电气工程学院,四川 成都 610065;2.中国铁塔
股份有限公司泸州市分公司,四川 泸州 610041)

摘要:提出了一种应用于可持续新能源系统的新型隔离式单开关高升压DC-DC变换器。该变换器由倍压单元及变压器构成,通过对变压器匝数比的设计可以实现该变换器不同的高升压比功能。同时,变换器采用无源钳位技术,电容和二极管组成的吸收电路使得漏电感中的能量得以抑制并实现再循环,缓解了开关上的电压尖峰。此外,在提出的升压变换器中使用变压器,获得了具有高升压转换的效果。该拓扑可用于多种要求电隔离的场合,安全性较高且减少了输入输出电流的信号干扰。对该变换器的工作原理及工作特性进行了理论公式推导与模态分析,最后通过搭建一台20 V/200 V、功率为160 W的实验样机验证了理论分析的正确性。

关键词:高增益;倍压单元;DC-DC变换器;低电压应力;变压器

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd21380

An Isolated High-gain DC-DC Converter for Sustainable Energy

SU Shihui¹, LEI Yong¹, LUO Xi¹, GOU Zhengfeng², LI Yongkai¹

(1. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, Sichuan, China;
2. Luzhou Company, China Tower Co., Ltd., Luzhou 610041, Sichuan, China)

Abstract: A new type of isolated single-switch high boost DC-DC converter for sustainable new energy systems was proposed. The converter, composed of a voltage doubler unit and a transformer, could achieve different step-up ratios by the design of the transformer turns ratio. At the same time, based on the passive clamping technology, an absorption circuit composed of a capacitor and a diode enabled the energy in the leakage inductance to be suppressed and recirculated, which alleviated the voltage spikes on the switch. In addition, the use of a transformer in the proposed step-up converter had the effect of achieving a high step-up conversion. The topology can be used in a variety of applications requiring electrical isolation, as it is quite safe and helps reduce signal interference from input and output currents. The working principle and characteristics of the converter were deduced by theoretical formulas and modal analysis. Finally, a 20 V / 200 V, 160 W experimental prototype was built to verify the accuracy of the theoretical analysis.

Key words: high gain; voltage-doubler cell; DC-DC converter; low voltage stress; transformer

当今能源问题日益突出,近年来新型清洁能源在世界范围内得到了快速的发展。但在等离子显示板(PDP)、光伏太阳能系统(PV)和燃料电池等应用中需要具有高功率密度、高效率和低电磁干扰(EMI)的DC-DC转换器。为了满足此类能源发电的并网和多种应用场合的要求,可再生

能源的输出电压必须提升到适当的水平。所以,高升压DC-DC变换器在可再生能源和不间断电源(UPS)系统中起着重要的作用。同时,在一些对安全性要求较高的场合,如电动汽车或基站光伏发电中,要求高频变压器能够实现输入输出电气隔离^[1]。总体而言,在该类应用场合中,高效、

基金项目:四川大学泸州市人民政府战略合作项目(2018CDLZ-28)

作者简介:苏诗慧(1994—),女,硕士,Email:su_shihui@outlook.com

高可靠性以及高功率密度的隔离型高增益升压变换器已经成为一个研究热点。

传统的 Boost 变换器为了实现高升压,存在极限占空比、二极管反向恢复损耗等问题^[2]。同时,当开关管关断时,由于变压器漏感的存在,漏感电流没有回路释放,从而产生很大的电压尖峰,导致需要使用缓冲电路来吸收该存储能量^[3]。为了优化传统 Boost 存在的上述问题,文献[4-5]使用开关电容型变换器来实现输出电压的高增益,但是该拓扑对器件的数量需求量大,导致变换器体积过大,从而降低其功率密度。文献[6-8]采用了级联 Boost 电路的方法,文献[9]在级联的基础上增加了有源钳位单元以提升电压增益,但众多的级联单元对于开关管的同步控制提出了更高的稳定性要求。文献[10-11]利用耦合电感提高升压比的同时进一步优化二极管的反向恢复损耗。文献[12-13]通过在变压器副边侧增加开关电容来提高升压增益,但是增多的器件降低了DC-DC的可靠性等等。

文章提出一种使用了倍压单元的新型隔离式高升压DC-DC变换器,该变换器一次侧二极管及电容对电压做一次提升,同时组成无源无损吸收电路回收漏感,将开关管电压钳位,从而降低了开关管的电压应力也解决了极限占空比问题。利用了变压器的副边绕组,与变压器二次侧形成谐振电路,实现二极管零电流关断。同时,隔离型的拓扑还避免了非隔离型变换器存在的输入、输出信号干扰。

1 设计原理分析

所提变换器的等效电路图如图1所示,其中,变压器包括励磁电感 L_m 、漏感 L_k , 变压器电压比为 $n_p:n_s=1:n_o$ 。 L_{in} 为输入电感, S 为电源开关, C_1 为钳位电容, 二极管 D_1 和电容 C_2 组成无缘无损吸收电路, C_0 为输出电容, 电容 C_3, C_4 用于吸收 N_s 侧的能量以提升输出滤波电容 C_0 的电压。

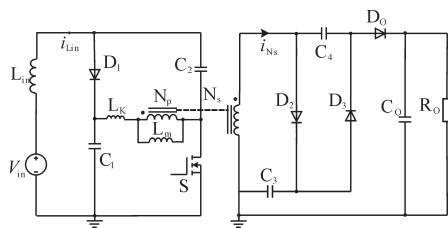


图1 变换器的等效拓扑

Fig.1 The equivalent topology of the converter

1.1 模态分析

为了便于进行模态分析,假定:1)所有无源器件和开关器件都是理想的,不考虑寄生参数;2)电容 C_1, C_2, C_3, C_4 容量足够大,且 $C_3=C_4$;3)励磁电感 L_m 足够大,励磁电流 i_{Lm} 是连续的。主要研究电路工作在CCM(连续导通模式)下的电路工作状态,工作波形图如图2所示, V_{ds} 为开关管两端电压。各种开关模态的等效电路如图3所示。

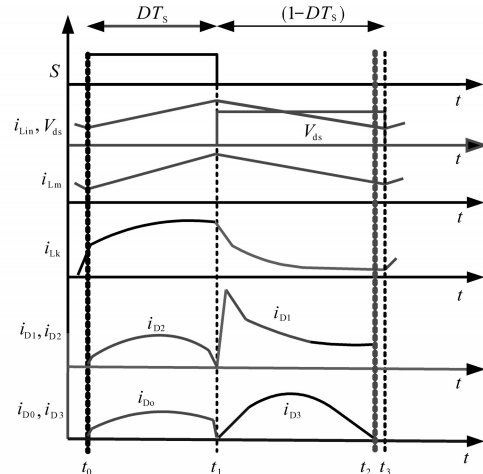
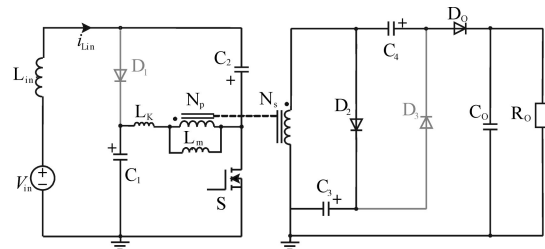
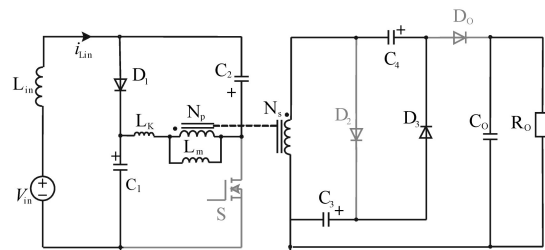


图2 变换器的主要工作波形

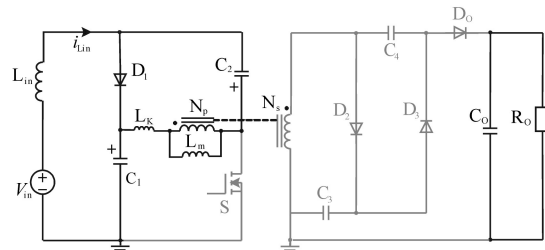
Fig.2 The main working waveforms of the converter



(a)开关模态1[t_0-t_1]



(b)开关模态2[t_1-t_2]



(c)开关模态3[t_2-t_3]

图3 各种开关模态的等效电路

Fig.3 Equivalent circuit for each switching mode

模式1 $[t_0-t_1]$:在此时间间隔内,开关S打开。二极管 D_2, D_0 处于正向偏置状态,二极管 D_1, D_3 截止,如图3a所示。 C_1 中存储的能量传送到变压器的初级绕组,同时对励磁电感 L_m 充电。输入电感 L_m 接收来自 C_2 和 V_{in} 的能量,副边电容 C_3 通过二极管 D_2 充电, C_4 通过输出二极管 D_0 放电到输出电容 C_0 和负载 R_0 。在此模式下,励磁电感 L_m 与输入电感 L_m 的电流持续线性增加,电感电流表示如下两式所示,直到驱动信号结束,该模式结束。

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_0) + V_{C1}(t - t_0)/L_m \quad (1)$$

$$i_{Lin}(t) = (V_{in} + V_{C2})(t - t_0)/L_{in} \quad (2)$$

模式2 $[t_1-t_2]$:在此阶段,开关S关断。二极管 D_1, D_3 处于正向偏置状态,二极管 D_2, D_0 截止,如图3b所示。此时,输入电感 L_m 通过二极管 D_1 对电容 C_1 充电,励磁电感 L_m 和漏感 L_k 通过二极管 D_1 释放能量,对电容 C_2 充电。因此,存储在漏感 L_k 中的能量通过二极管 D_1 再循环,通过漏感 L_k 的电流快速且线性地减小,因此漏电感引起的尖峰电压将消失而不需要使用缓冲电路。同时,副边电容 C_3 与变压器副边绕组一起对电容 C_4 放电,输出电容 C_0 为负载 R_0 供电,当 D_3 截止时该模式结束。该模式结束时,通过二极管 D_3 的电流 i_{D3} 下降为0,二极管 D_3 实现零电流关断。

在模式2阶段,励磁电感和输入电流线性减少,表达式如下:

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_1) - V_{C2}(t - t_1)/L_m \quad (3)$$

$$i_{Lin}(t) = i_{Lin}(t_1) + (V_{in} - V_{C1})(t - t_1)/L_{in} \quad (4)$$

此时,变压器副边绕组与电容 C_3, C_4 谐振,状态方程如下:

$$n^2 L_m \frac{di_{NS}(t)}{dt} = V_{C4}(t) - V_{C3}(t) \quad (5)$$

$$i_{NS}(t) = -C_4 \frac{dV_{C2}(t)}{dt} = +C_3 \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \quad (6)$$

$$i_{NS}(t) = i_{NS}(t_1) \cos[\omega_r(t - t_1)] + \frac{V_{C4}(t_1) - V_{C3}(t_1)}{2Z_r} \sin[\omega_r(t - t_1)] \quad (7)$$

其中

$$\omega_r = \frac{1}{n\sqrt{L_m C_r}} \quad Z_r = n\sqrt{\frac{L_m}{C_r}}$$

式中: ω_r 为谐振角频率; Z_r 为谐振阻抗。

模式3 $[t_2-t_3]$: t_2 时刻起,开关S继续关闭。二极管 D_1 处于正向偏置状态,此时漏感能量已经释放完毕,二极管 D_3 关断,二极管 D_2, D_3, D_0 截止,如图3c所示,输出电感 C_0 继续为负载 R_0 供电。在

$t = t_3$ 时,电源开关S再次接通,模式1再次开始,进入下一个开关周期。

1.2 升压增益

稳态分析时,由于模式3的工作时间较短,重点分析工作模式1及模式2。其中, D 为开关S的导通占空比, n 为变压器变比, T_s 为开关周期,忽略漏感对变换器增益的影响。

开关S导通阶段,从模式1中可得,励磁电感 L_m 上的电压为

$$V_{Lm(+)} = V_{C1} \quad (8)$$

同时,电容 C_3 和 C_4 的电压可表示为

$$V_{C3} = n \cdot V_{Lm(+)} \quad (9)$$

$$V_{C4} = n \cdot V_{Lm(-)} + V_{C3} \quad (10)$$

开关S关断阶段,从模式2中可得:

$$V_{Lm(-)} = V_{C2} \quad (11)$$

根据励磁电感 L_m 的伏秒平衡得:

$$\begin{cases} V_{C1}DT_s - V_{C2}(1-D)T_s = 0 \\ (V_{in} + V_{C2})DT_s + (V_{in} - V_{C1})(1-D)T_s = 0 \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$V_{C1} = \frac{V_{in}(1-D)}{1-2D} \quad V_{C2} = \frac{V_{in}D}{1-2D}$$

由此可得出该变换器的增益特性表达式为

$$V_o = \frac{nV_{in}}{1-2D} + n \cdot \frac{V_{in}(1-D)}{1-2D} \quad (13)$$

进而得出变换器在理想状况下的电压增益为

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n - n \cdot D}{1-2D} \quad (14)$$

由式(14)可以看出,变换器的电压增益 M 由占空比 D 及变压器的电压比 n 决定,便于根据实际应用场景调整 n, D 的值来改变变换器的升压比。

1.3 器件电压应力

由工作模式2分析可得,开关S关断时,开关电压钳位在电容电压 V_{C1} 及 V_{C2} 上,因此开关S的电压应力为

$$V_{ds,max} = V_{C1} + V_{C2} = \frac{V_{in}}{1-2D} \quad (15)$$

二极管 D_1, D_2 和 D_3 的电压应力分别表示如下:

$$V_{D1} = V_{C1} + V_{C2} = \frac{V_{in}}{1-2D} \quad (16)$$

$$V_{D2} = V_{D3} = V_{C4} = n \cdot \frac{V_{in}}{1-2D} \quad (17)$$

2 仿真与对比

设定参数 $D=0.378, f_s=67$ kHz, $n=1.5$, 输入电

压 $V_{in}=20\text{ V}$ 。由理论计算可得 $V_{C1}=50\text{ V}$, $V_{C2}=30\text{ V}$, $V_{C0}=200\text{ V}$ 。由于漏感的存在,开环仿真值略小于理论值。

图4为满足前文条件的仿真结果。

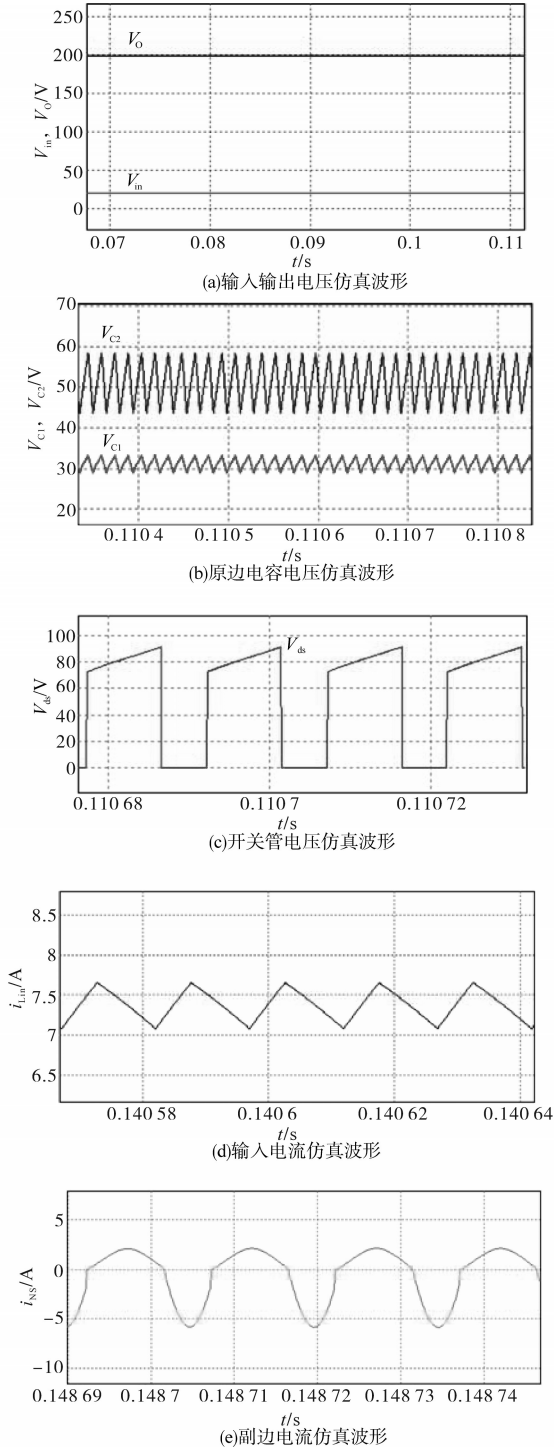


图4 变换器的开环仿真结果

Fig.4 Open loop simulation results of the converter

由图4变换器的开环仿真结果可以看出,漏电感的尖峰电压不会损害电源开关,不再需要缓冲电路。因此理论上,与传统转换器相比提高了变换器的效率。

3 实验结果及分析

3.1 参数设计

为了验证上述理论分析的准确性,搭建了一台160 W的实验样机。

实验所需电路参数如下:额定功率 $P_0=160\text{ W}$, 开关频率 $f_s=67\text{ kHz}$, 变压器匝数比 $n=1:1.5$, 励磁电感 $L_m=200\text{ }\mu\text{H}$, 漏感 $L_k=2\text{ }\mu\text{H}$, 钳位电容 $C_1=C_2=10\text{ }\mu\text{F}/200\text{ V}$, 倍压电容 $C_3=C_4=2.2\text{ }\mu\text{F}/400\text{ V}$, 输出滤波电容 $C_0=100\text{ }\mu\text{F}/400\text{ V}$, 二极管 D_1, D_2, D_3, D_4 的型号为MBRT20300CT, 开关管S的型号为IRFB4227。

给定变换器的输入电压 V_{in} 为20 V,输出电压 V_o 为200 V,负载 $R_0=250\text{ }\Omega$,工作频率为 $f_s=67\text{ kHz}$ 。

3.2 实验验证

图5为实验波形。

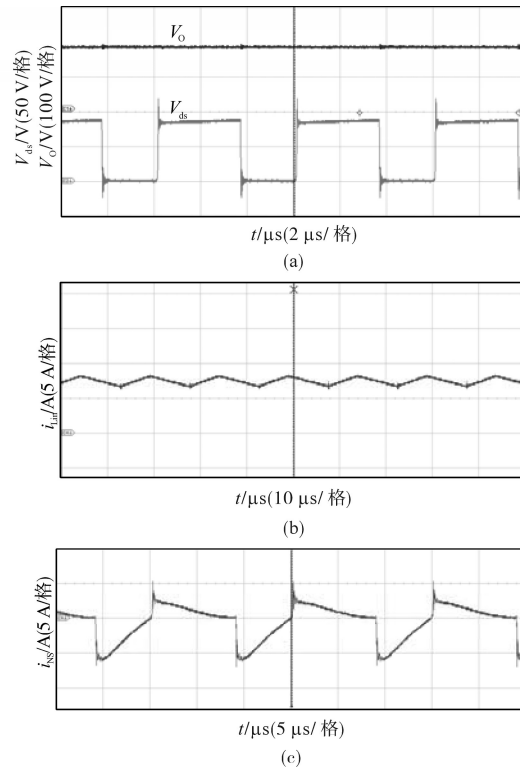


图5 实验波形

Fig.5 Experimental waveforms

图5a给出了输入电压 V_{in} 为20 V时输出电压 V_o 与开关管两端电压 V_{ds} 的波形,可知该变换器具有高升压的特性。同时开关管的电压应力接近电容 C_1 和 C_2 的电压和,且无明显电压尖峰,实验证明了漏感电流被回收。图5b,图5c中给出变压器副边电流 i_{ns} 及输入电流 i_{in} 的实验波形均与理论分析与仿真一致。

图6为上文所述变换器的效率随输出功率 P_o 的变化曲线图。

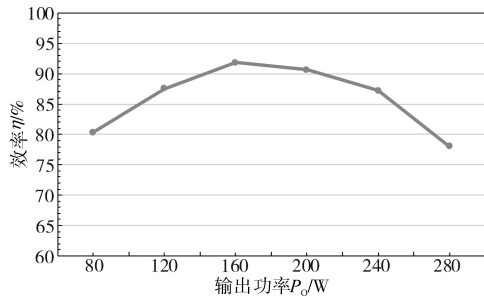


图6 效率曲线

Fig.6 Efficiency curve

由图6可以看出,在160W时,该变换器最大效率可达到91.83%。

3.3 工作特性对比分析

表1为文章所提变换器与传统Boost变换器和其他被提出的改良隔离型变换器的电路特性对比。可以看出,所提拓扑电压增益最高,开关管和二极管电压应力低。

表1 电路特性对比

Tab.1 Comparison of circuit characteristics

电路特性	增益	开关电压应力	二极管最大电压应力	开关管/二极管/电容/绕组数量
Boost	$\frac{1}{1-D}$	V_o	V_o	1/1/1/0
文献[14]	$\frac{n+2}{1-D}$	$\frac{V_o}{n+2}$	$\frac{1+n}{2+n}V_o$	1/4/5/2
所提拓扑	$\frac{2n-nD}{1-2D}$	$\frac{V_o}{2n-nD}$	$\frac{nV_o}{2n-nD}$	1/4/5/2

4 结论

文章介绍了一种隔离型无缓冲单开关DC-DC变换器。所提出的变换器在实现电流隔离的同时实现了电压的高增益。

与传统的隔离型变换器相比,由于开关管的尖峰电压可以被电容与二极管组成的无源吸收电路钳位,因此该变换器的操作不再需要缓冲电路,节约了成本并提高了电路可靠性。通过仿真和实验证实,当开关关闭时,尖峰电压被切断(模式2)。同时在变压器副边使用倍压单元,进一步提升了变换器的升压比,同时,所提出的DC-DC变换器可提供多种高电压增益倍数。

基于以上优点,该变换器可以应用于高升压

转换的应用场合,例如具有光伏或风力涡轮发电机的微型并网逆变器。

参考文献

- [1] 严小东. 高增益隔离型双向DC-DC变换器及控制策略研究[D]. 重庆:重庆大学,2017.
- [2] 孟天星,张厚升. 一种实用新型反激式开关电源[J]. 电气传动,2014,44(9):40-44.
- [3] Li W, He X. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(4): 1239-1250.
- [4] Prudente M, Pfitscher L L, Emmendoerfer G, et al. Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 871-887.
- [5] 吴刚,阮新波,叶志红. 采用开关电容的非隔离型高升压比直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 442-450.
- [6] 赵一. 耦合电感倍压单元高增益变流器拓扑形成方法研究[D]. 杭州:浙江大学,2012.
- [7] Matsuo H, Harada K. The cascade connection of switching regulators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1976, 12(2): 192-198.
- [8] Wu T F, Yu T H. Unified approach to developing single-stage power converters[J]. Aerospace & Electronic Systems IEEE Transactions, 1998, 34(1): 211-223.
- [9] Lin B R, Chen J J. Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio[J]. Power Electronics let, 2008, 1(3): 386-394.
- [10] Seong H W, Kim H S, Park K B, et al. High step-up DC-DC converters using zero-voltage switching boost integration technique and light-load frequency modulation control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1383-1400.
- [11] Liu H, Hu H, Wu H, et al. Overview of high-step-up coupled-inductor Boost converters [J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(2): 689-704.
- [12] 郝玢鑫,程杉,谭超. ZVS隔离型高增益DC/DC变换器[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(5): 70-76.
- [13] Zhang Zhiguo, Zhuo Lin. Analysis and design of isolated fly voltage-multiplier converter for low voltage input and high-voltage output applications[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(6): 1100-1110.
- [14] Gu B, Dominic J, Lai J S, et al. High boost ratio hybrid transformer DC-DC converter for photovoltaic module applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 2048-2058.

收稿日期:2020-01-10

修改稿日期:2020-03-04