

DOI:10.13234/j.issn.2095-2805.2017.5.46

中图分类号:TM46

文献标志码:A

非隔离新型高增益 DC-DC 升压变换器

陈 庚,董秀成,李浩然,代 莎,廖官根
(西华大学电气与电子信息学院,成都 610039)

摘要: 针对光伏发电系统中光伏电池板输出电压低,而要求其并网逆变器前端直流母线输入电压高的特点,提出了一种非隔离型高增益 DC-DC 升压变换器。对其工作原理和性能特点进行了详细的理论分析。并制作了一台输出功率为 200 W 的实验样机,实验结果表明该变换器具有如下特点:在相同占空比的条件下,变换器具有 2 倍于传统 Boost 拓扑结构的电压增益;变换器中两有源开关管的电压应力为传统 Boost 电路中有源开关管电压应力的一半;变换器中两电感电流一直相等而无需任何均流控制,外加两有源开关管采用同步控制,控制策略简单。

关键词: 高电压增益;有源网络;同步控制;变换器

Novel Non-isolated High-gain DC-DC Boost Converter

CHEN Geng, DONG Xiucheng, LI Haoran, DAI Sha, LIAO Guangen

(School of Electrical Engineering and Electronic Information, Xihua University, Chengdu 610039, China)

Abstract: For PV panel output voltage is low in photovoltaic system, and the requirements to the grid inverter's front-end DC bus input voltage is high characteristics, a novel non-isolated high-gain DC-DC Boost converter is proposed in this paper. The detailed theoretical analysis about its working principle and performance characteristics have been given. On this basis, a experimental prototype of output power about 200 W is made, and the experimental results show that the converter has the following characteristics, such as, under the condition of the same duty cycle, the converter voltage gain is twice of the conventional Boost topology; the voltage stress of the active switch tube in the converter is the half of the output voltage, that is half of traditional Boost topology's voltage stress of the active switch tube; the converter's two inductor currents are equal without any flow control and the two active switch tube have synchronous control all the time, so the control strategy is simple.

Keywords: high voltage gain; active power; synchronous control; converter

随着化石能源的日益枯竭及其燃烧后对环境的污染问题等越来越受到国际社会的关注,寻找新

型可再生、无污染的能源迫在眉睫。太阳能发电因其取之不尽用之不竭且清洁无污染等优点,成为了人们对未来能源需求研究的重点课题,潜力巨大。

收稿日期:2016-09-14;修回日期:2017-02-19

基金项目:四川省电力电子节能技术与装备重点实验室开放基金资助项目(szjj2014-013);四川省教育厅重大培育资助项目(13ZC0003);西华大学研究生创新基金资助项目(yzjj2017053)

Project Supported by the Fund of Sichuan Province Key Laboratory of Power Electronics Energy-saving Technologies & Equipment, Xihua University (szjj2014-013); the Major Cultivation Project of Education Bureau of Sichuan Province, China (13ZC0003); the innovation fund of postgraduate, xihua university (yzjj2017053)

由于光伏发电系统中光伏板直接输出的直流电压较低,一般为 33~43 V,而针对 AC 220 V 的市电,即使是使用全桥并网逆变器,其直流输入母线电压一般也要 380 V,如何实现高增益 DC-DC 升压是实现光伏并网发电系统中急需解决的问题之一^[1-4]。

隔离型 DC-DC 变换器通过增加拓扑结构中高频变压器的匝数比来提高电压^[5-8],但过高的匝数比会影响变换器的线性度。同时变换器的漏感也是急

需要考虑的问题。因高频变压器在系统体积和能量变换效率上相较于非隔离型 DC-DC 变换器也存在诸多不足^[9-10],因此非隔离型变换器才是时下研究的重点。

虽然 Boost 变换器当占空比接近 1 时,在理论上其电压增益可以接近无穷大,但随着开关关断时间的缩短,其电感电流纹波、功率器件峰值电流和输出电流纹波都将逐渐变大;其有源开关管和无源开关管的电压应力等于输出电压,过大的电压应力会大大增加变换器的功率损耗降低变换器的传输效率。所以基本 Boost 变换器在实际应用中为了保证一定的变换效率,其一般只适用于电压增益不大于 6 的场合^[11]。

为了提高变换器的电压增益和能量传输效率,已有学者提出了很多非隔离型高增益 DC-DC 升压变换器^[12-17]。文献[12]通过在 Boost 电路中引入开关电感的方式,给出了该拓扑在理想条件下的稳态分析,虽然具有简单的控制策略,但该变换器拓扑中开关管的电压应力仍然较高,而其电压增益依然较低;文献[14]采用 Boost 电路多电平输出的方式来实现电压高增益,但要实现高增益的前提是必须增加输出的电平数,即电容数量,这大大增加了拓扑结构的复杂性;文献[16]采用两个 Boost 电路级联的方式来实现电压高增益,但其前后两级 Boost 电路存在控制节拍差,且后级 Boost 电路中开关管的电压应力等于输出电压;文献[17]通过在 Boost 电路中引入开关电容的方式,实现电压高增益,但随着升压比的提升,电路中的二极管和电容数量必将大量增加,且其电感电流应力依然较大。

本文针对光伏发电系统对直流升压变换器的要求,提出了一种基于有源网络的二倍于基本 Boost 电路元件的非隔离新型高增益 DC-DC 升压变换器。文章详细介绍了所提变换器的各种工作模式,严密推导了其电压增益、开关管电压应力、元器件电流应力和电容电压纹波峰峰值等公式,最终通过 200 W 的试验样机进行了实验研究,验证了理论分析的正确性。

1 工作原理

本文提出的微型高增益 DC/DC 变换器拓扑结构如图 1 所示。其中开关管 S_1 和 S_2 采用同一控制信号进行同步控制,电感 L_1 和 L_2 参数相同 $L_1=L_2$ 。为了简化分析,现做如下假设:电容 C_1 、 C_2 足够大,其上电压 U_{C1} 、 U_{C2} 保持不变;拓扑结构中所有元器件均为理想器件,忽略其寄生参数等的影响。

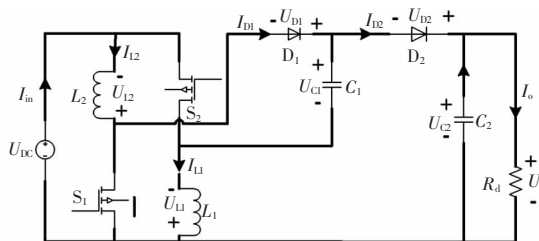
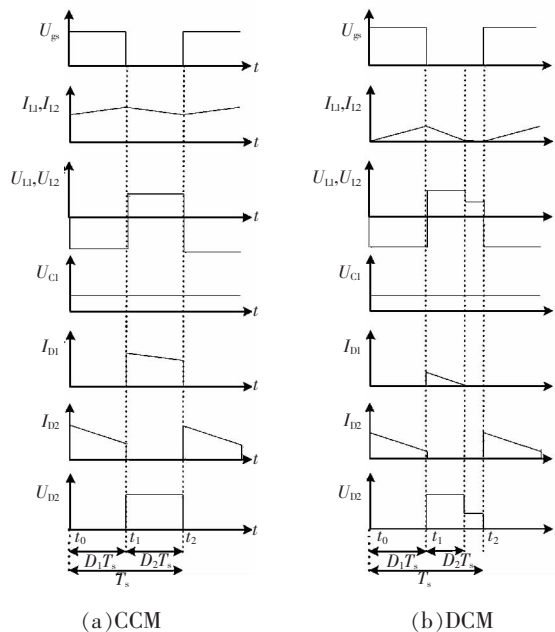


图 1 高增益 DC-DC 变换器电路

Fig.1 Circuit of high step-up DC-DC converter

图 2 所示为电路在电感电流连续模式 CCM (continuous conduction mode) 和电感电流断续模式 DCM (discontinuous conduction mode) 下工作时,电路中元件的电压和电流波形。其中 D_1T_s 为开关管 S_1 、



(a) CCM

(b) DCM

图 2 CCM 和 DCM 下变换器主要波形

Fig.2 Typical waveforms of the proposed converter with CCM and DCM

S_2 的导通时间, D_2T_s 为开关管 S_1, S_2 的关断时间, U_{gs} 为加载在开关管 S_1 和 S_2 上的控制信号。

表 1 为变换器在 3 种工作模式下的变换器的开关状态。

(1)工作模式 1:等效电路如图 3 所示。此时,电感 L_1, L_2 并联由电源充电电压为 $U_{L1}=U_{L2}=U_{DC}$;电感电流 I_{L1}, I_{L2} 线性上升,且输入电流 $I_{in}=I_{L1}+I_{L2}+I_{D2}$;电源 U_{DC} 和电容电压 U_{C1} 串联,给电容 C_2 和负载 R_d 供电, $U_{DC}+U_{C1}=U_{C2}=U_{O0}$ 。

(2)工作模式 2:等效电路如图 4 所示。此时,电感 L_1, L_2 的感应电动势 U_{L1}, U_{L2} 和电源 U_{DC} 串联,给电容 C_1 充电,有 $U_{DC}+U_{L1}+U_{L2}=U_{C1}$;电感电流 I_{L1}, I_{L2} 线性下降,且 $I_{in}=I_{L1}=I_{L2}=I_{D1}$;负载 R_d 由电容电压 U_{C2} 供电,即 $U_{C2}=U_{O0}$ 。

(3)工作模式 3:等效电路如图 5 所示。此时,

表 1 开关状态

Tab.1 States of switches

工作模式	S_1	S_2	D_1	D_2
1	ON	ON	OFF	ON
2	OFF	OFF	ON	OFF
3	OFF	OFF	OFF	OFF

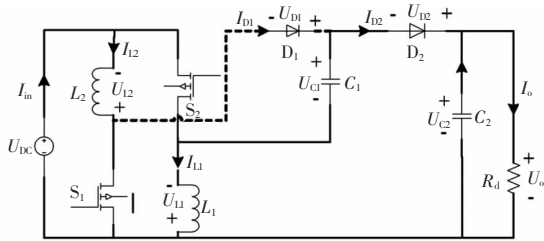


图 3 工作模式 1 等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of the proposed converter under operation mode 1

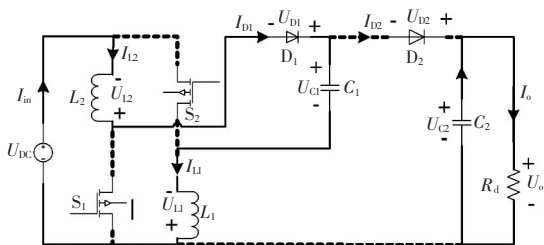


图 4 工作模式 2 等效电路

Fig.4 Equivalent circuit of the proposed converter under operation mode 2

电感电流断续,即 $I_{in}=I_{L1}=I_{L2}=I_{D1}=I_{D2}=0$,负载 R_d 仅由电容电压 U_{C2} 供电,即 $U_{C2}=U_{O0}$ 。

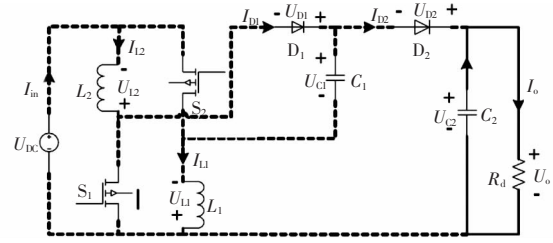


图 5 工作模式 3 等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of the proposed converter under operation mode 3

2 性能分析

2.1 电压增益 M

1)电感电流连续模式电感增益 M_{CCM}

由变换器的工作原理可知,在 CCM 模式下变换器的开关管在工作模式 1 和 2 之间进行循环切换,且有 $U_{L1}=U_{L2}, I_{L1}=I_{L2}$ 。

由电感 L_1, L_2 的伏秒平衡可知

$$2U_{DC}D_1 = (U_0 - 2U_{DC})D_2 \quad (1)$$

式中, D_1, D_2 分别为开关管导通和关断时间的占空比。因 $D_1 + D_2 = 1$, 得

$$M_{CCM} = \frac{U_0}{U_{DC}} = \frac{2}{1 - D_1} \quad (2)$$

2)电感电流断续模式电感增益 M_{DCM}

由变换器的工作原理可知,在 DCM 模式下变换器的开关管在工作模式 1、2 和 3 之间依次往返切换。

在工作模式 1 时,电容 C_1 放电;在工作模式 2 时,电容 C_1 充电;在工作模式 3 时,电容 C_1 开路。

由电容 C_1 的安秒平衡可知

$$\frac{U_0}{U_{DC}} = \frac{D_1 D_2 T_s R_d}{2L_1} \quad (3)$$

由式(1)、式(3)可得

$$M_{DCM} = \frac{D_1^2 R_d T_s}{L_1 + \sqrt{L_1^2 + D_1^2 L_1 T_s R_d}} + 2 = \frac{D_1^2}{\Gamma + \sqrt{\Gamma^2 + \Gamma D_1^2}} + 2 \quad (4)$$

式中, $\Gamma = \frac{L_1}{R_d T_s}$ 。

由于光伏系统中 DC/DC 环节所用变换器都是工作在 CCM 模式下,因此后续分析均默认在 CCM 模式下进行。

2.2 开关管电压应力

(1)有源开关 S_1 、 S_2 承受的电压应力分别为 U_{vpS1} 、 U_{vpS2} ,即

$$U_{vpS1} = U_{vpS2} = U_{C1} - U_{L1} \quad (5)$$

因 $U_{C1} = U_0 - U_{DC}$,由式(2)得

$$\frac{U_{C1}}{U_{DC}} = \frac{1+D_1}{1-D_1} \quad (6)$$

因 $U_{DC} + U_{L1} + U_{L2} = U_{C1}$,有

$$U_{L1} = U_{L2} = (U_{C1} - U_{DC})/2 \quad (7)$$

由式(5)~式(7)可得

$$U_{vpS1} = U_{vpS2} = \frac{U_{DC}}{1-D} = \frac{U_0}{2} \quad (8)$$

(2)无源开关 D_1 、 D_2 承受的电压应力分别为 U_{vpD1} 、 U_{vpD2} ,即

$$U_{vpD1} = U_0 \quad (9)$$

$$U_{vpD2} = U_0 - U_{vpS1} = \frac{U_0}{2} \quad (10)$$

由式(8)~式(10)可知,有源开关 S_1 、 S_2 和无源开关 D_2 的电压应力等于输出电压 U_0 的 1/2,无源开关 D_1 的电压应力等于输出电压 U_0 。这相较于传统的 BOOST 变换器,开关管的电压应力有很大的降低。所以可选择耐压低的开关管,从而提高变换器的能量传输效率。

2.3 开关管电流应力

设电感 L_1 、 L_2 的平均电流分别为 I_{AL1} 、 I_{AL2} 。因电感 L_1 、 L_2 参数相同,且并联充电,串联放电,则有

$$I_{L1} = I_{L2}, I_{AL1} = I_{AL2} \quad (11)$$

由电容 C_1 的安秒平衡可知

$$I_{AL1}(1-D_1) = \frac{2U_{DC}}{R_d(1-D_1)} \quad (12)$$

则, $I_{AL1} = \frac{2U_{DC}}{R_d(1-D_1)^2}$ 。

以图 3 工作模式 1 为计时起点,在此后一个开关周期 T_s 内,电感电流 I_{L1} 为

$$I_{L1} = I_{L2} = \begin{cases} I_{AL1} - \frac{U_{DC}D_1T_s}{2L_1} + \frac{U_{DC}}{L_1}t & 0 < t \leq D_1T_s \\ I_{AL1} + \frac{U_{DC}D_1T_s}{2L_1} - \frac{D_1U_{DC}}{(1-D_1)L_1}(t-D_1T_s) & D_1T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (13)$$

以开关管 S_1 、 S_2 导通为计时起点,在一个周期 T_s 内,无源开关管 D_1 、 D_2 的电流分别为

$$I_{D1} = \begin{cases} 0 & 0 < t \leq D_1T_s \\ I_{L1} & D_1T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (14)$$

$$I_{D2} = \begin{cases} \frac{4U_{DC}t}{R_dD_1^2T_s(1-D_1)} & 0 < t \leq D_1T_s \\ 0 & D_1T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (15)$$

由图 3 和图 4 可得流过 S_1 、 S_2 的电流 I_{S1} 、 I_{S2} 为

$$I_{S1} = \begin{cases} I_{L2} & 0 < t \leq D_1T_s \\ 0 & D_1T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (16)$$

$$I_{S2} = \begin{cases} I_{L1} + I_{D2} & 0 < t \leq D_1T_s \\ 0 & D_1T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (17)$$

由式(11)~式(17)可得,有源开关管 S_1 、 S_2 的电流应力 I_{cpS1} 、 I_{cpS2} 和无源开关管 D_1 、 D_2 的电流应力 I_{cpD1} 、 I_{cpD2} 分别为

$$I_{cpS2} = I_{AL1} + \frac{U_{DC}D_1T_s}{2L_1} + \frac{4U_{DC}}{R_dD_1(1-D_1)} \quad (18)$$

$$I_{cpS1} = I_{cpD1} = I_{AL1} + \frac{U_{DC}D_1T_s}{2L_1} \quad (19)$$

$$I_{cpD2} = \frac{4U_{DC}}{R_dD_1(1-D_1)} \quad (20)$$

2.4 输入电流关系

输入电流表示为

$$I_{in} = \begin{cases} I_{L1} + I_{L2} + I_{D2} & 0 < t \leq D_1T_s \\ I_{L1} & D_1T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (21)$$

将式(11)、式(12)和式(14)代入式(17),可得

$$I_{in} = \begin{cases} 2 \left(I_{AL1} - \frac{U_{DC}D_1T_s}{2L_1} + \frac{U_{DC}}{L_1}t \right) + \frac{4U_{DC}t}{R_dD_1^2T_s(1-D_1)} & 0 < t \leq D_1T_s \\ I_{AL1} + \frac{U_{DC}D_1T_s}{2L_1} - \frac{D_1U_{DC}}{(1-D_1)L_1}(t-D_1T_s) & D_1T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (22)$$

因此,输入电流 I_{in} 的最大值 I_{inMAX} 为

$$I_{inMAX} = 2 \left(I_{AL1} + \frac{U_{DC}D_1T_s}{2L_1} \right) + \frac{4U_{DC}}{R_dD_1(1-D_1)} \quad (23)$$

2.5 电容 C_1 电压纹波峰峰值

由式(12)可知,电容 C_1 上电压 U_{C1} 的电压峰峰值 U_{C1pk} 为

$$U_{C1pk} = \frac{2U_{DC}T_s}{R_d C_1 (1-D_1)} \quad (24)$$

2.6 输出电压纹波峰峰值

输出电压 U_o 的纹波峰峰值 U_{Opk} 为

$$U_{Opk} = \frac{2U_{DC}T_s}{R_d C_2} \quad (25)$$

3 实验研究

为了验证上述理论分析的正确性,对图 1 所示拓扑结构在 CCM 模式下进行了实验验证。实验参数如下:输入电压 $U_{DC}=30$ V,输出电压 $U_o=200$ V,有源开关 S_1 、 S_2 均选用型号为 IRFP260N 的 mosfet 管,工作频率为 10 kHz,电容 C_1 和 C_2 为 47 μ F,电感 L_1 和 L_2 为 500 μ H,二极管 D_1 、 D_2 选用 BYV34-500,负载 $R_d=200$ Ω ,输出功率 $P_o=200$ W。

变换器在输入 30 V 电压时的实验波形,如图 6 所示。图 6(a)为有源开关管 S_1 、 S_2 的占空比控制信号 U_{gs1} 、 U_{gs2} 的实验波形,其中 $D_1=0.7$ 左右;图 6(b)为无源开关管 D_2 、 D_1 所承受的电压,即其电压应力 U_{vpD1} 、 U_{vpD2} ,其值与理论分析值相符。图 6(c)为有源开关管 S_1 、 S_2 的漏源极电压 U_{ds1} 、 U_{ds2} ,即其电压应力 U_{vps1} 、 U_{vps2} ,其值与理论计算值一致。图 6(d)为输入电压 U_{DC} 、电容 C_1 所承受电压 U_{C1} 、输出电压 U_o 的

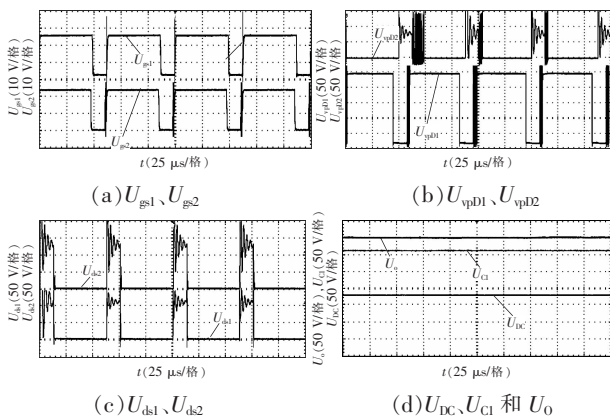


图 6 变换器在输入 30 V 电压时的实验波形

Fig.6 Typical experimental waveforms of the proposed converter when input voltage 30 V

实验波形,其值验证了理论分析的正确性。

图 7 所示为本文所提非隔离新型高增益 DC-DC 升压变换器在负载 $R_d=200$ Ω 时,变换器能量传输效率随输出电压变化而变化的曲线。由此功率曲线可知,其能量传输效率随输出电压的增加而增大。

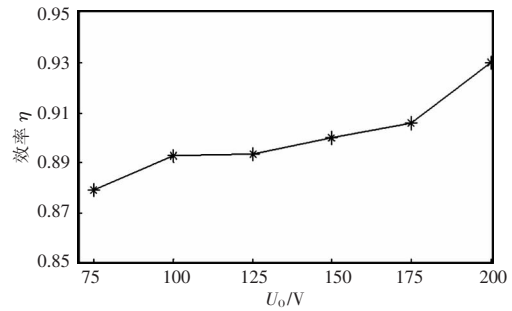


图 7 变换器在不同输出电压下的效率曲线

Fig.7 Efficiency curve of the proposed converter with different output voltages

4 结语

本文提出了一种非隔离新型高增益 DC-DC 升压变换器。通过对其工作模式、电压增益、开关管电压电流应力等的详细分析,论证了其具有电压增益高、控制策略简单和开关管电压电流应力较小等优点。根据所提变换器拓扑结构,制作了一台 200 W 的实验样机,实验结果验证了理论分析的正确性。

参考文献:

- [1] 杨云森, 郭育华. 单相模块化多电平变流器控制策略研究[J]. 电源学报, 2015, 13(2):88-93.
Yang yunsen, Guo yuhua. Research on control strategy of single-phase MMC[J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(2): 88-93(in Chinese).
- [2] 沈健, 刘鸿鹏, 王卫, 等. 高升压比 DC-DC 变换器的研究[J]. 电源学报, 2014, 12(5):1-6.
Shen Jian, Liu Hongpeng, Wang Wei, et al. Research on high step-up ratio DC-DC converter[J]. Journal of Power Supply, 2014, 12(5):1-6(in Chinese).
- [3] Yang L S, Liang T J. Analysis and implementation of a novel bidirectional DC-DC converter[J]. IEEE Trans. On Industry Electronics, 2012, 59(1):422-434.

- [4] 王挺, 汤雨. 基于开关电感的有源网络升压变换器的研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12):73-79.
Wang Ting, Tang Yu. Study of active network DC-DC boost converter based on switched-inductor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(12):73-79 (in Chinese).
- [5] Cao Dong, Jiang Shuai, Peng F Z, et al. Low cost transformer isolated Boost half-bridge micro-inverter for single-phase grid-connected photovoltaic system[C]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Orlando: IEEE, 2012:71-78.
- [6] Wang C M. A novel ZCS-PWM flyback converter with a simple ZCS PWM commutation cell[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2008, 55(2):749-757.
- [7] Forest F, Meynard T A, Laboure E, et al. An isolated multicell intercell transformer converter for applications with a high step-up ratio[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2013, 28(3):1107-1119.
- [8] 李春杰, 黄文新, 李朋, 等. 一种基于磁组合式变压器的 AC-DC 高频变换器[J]. 电工技术学报, 2016, 31(8):19-26.
Li Chunjie, Huang Wenxin, Li Peng, et al. An AC-DC high frequency converter based on magnetic-combination transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(8):19-26 (in Chinese).
- [9] 杨晨. 分布式直流供电系统的光伏接口单元研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2010.
Yang Chen. Research on photovoltaic interface converter in DC distributed power system[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2010 (in Chinese).
- [10] Kim H, Yoon C, Choi S. An improved current-fed ZVS isolated Boost converter for fuel cell applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9):2357-2364.
- [11] 罗全明, 闫欢, 孙明坤, 等. 基于拓扑组合的高增益 Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(6):96-102 (in Chinese).
Luo Quanming, Yan Huan, Sun Mingkun, et al. High step-up boost converter based on topology combination[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6):96-102.
- [12] Axelrod B, Berkovich Y, Oinovic A. Switched-capacitor/switched-inductor structure for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converter[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2008, 55(2):687-696.
- [13] Gu B, Dominic J, Lai J S, et al. High Boost ratio hybrid transformer DC-DC converter for photovoltaic module applications[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition. Orlando: IEEE, 2012:598-606.
- [14] Rosas-Caro J C, Ramirez J J M, Garcia-Vite P M. Novel DC-DC multilevel boost converter[C]. Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece, 2008:2146-2156.
- [15] Hsieh Y P, Chen J F, Liang T F, et al. Novel high step-up DC-DC converter with coupled inductor and switched-capacitor techniques[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2012 59(2):998-1007.
- [16] Wu T F, Lai Y S, Hung J C, et al. Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp[J]. IEEE Trans. On Industry Electronics, 2008, 55(1): 154-162.
- [17] Yang L S, Liang T J, Chen J F. Transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain[J]. IEEE Trans. on Industry Electronics, 2009, 56(8):3144-3152.



陈庚

作者简介:

陈庚(1988-),男,通信作者,硕士研究生,研究方向:光伏并网发电系统中的最大功率点跟踪(MPPT)技术和开关电源中的 DC-DC 直流升压变换器的拓扑结构及其控制,E-mail:crzh177@163.com。

董秀成(1963-),男,硕士研究生,教授、研究生导师,研究方向:电力电子与电力传动、复杂非线性控制系统建模与控制、智能控制,E-mail:dxc136@163.com。

李浩然(1990-),男,中国电源学会会员,硕士研究生,研究方向:开关电源拓扑及其控制,E-mail:137991851@qq.com。

代莎(1992-),女,硕士研究生,研究方向:新能源并网,E-mail:5684954@qq.com。

廖官根(1989-),男,硕士研究生,研究方向:电力系统运行控制和电能质量方面的研究,E-mail:liaoogg123@126.com。