

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2016.02.007

改进二次型 Boost 变换器的研究与分析

董文琦¹, 马步云¹, 才鸿飞¹, 侯世英², 陈 复²

(1. 国网新源张家口风光储示范电站有限公司, 河北 张家口 075000;

2. 重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044)

摘要:传统二次型 Boost 变换器具有较高的升压能力,但其开关器件的电压、电流应力较大,增加了电路的体积与成本。笔者在传统二次型 Boost 变换器的基础上,结合高增益 Boost 三端网络,提出改进二次型 Boost 变换器,并对其连续工作模式下的工作原理及各开关器件的电压、电流应力进行了分析。分析结果表明,改进二次型 Boost 变换器不仅升压能力有所提升,而且在输出电压相同的情况下,开关器件的电压、电流应力有所降低。最后,通过仿真分析验证了该变换器的正确性和可行性。

关键词:二次型 Boost 变换器;连续导通模式;电压增益;电压应力;电流应力

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:1000-582X(2016)02-051-07

Research and analysis of an improved quadratic boost converter

DONG Wenqi¹, MA Buyun¹, CAI Hongfei¹, HOU Shiyong², CHEN Fu²

(1.Zhangjiakou Wind and Solar Power Energy Demonstration Station Co. Ltd., State Grid Xin Yuan Company, Zhangjiakou 07500, Hebei, P.R.China; 2. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, P.R.China)

Abstract: The traditional quadratic boost converter has the high step-up ability, but it needs high voltage and large current stress, which increases the volume and the cost. Based on the traditional boost converter and a high step-up three-terminal network, an improved quadratic boost converter was presented. The converter's operation principle and its voltage and current stress of each switch were analyzed when it worked in continuous conduction mode(CCM). The result shows that the presented converter has not only higher step-up ability, but lower voltage and current stress in the case of same output voltage. At last, simulation proved the converter's correctness and feasibility.

Keywords: quadratic boost converter; continuous conduction mode(CCM); voltage gain; voltage stress; current stress

随着传统化石能源的日益枯竭,以及它所造成的环境污染和全球变暖等问题日益严重,新能源的开发和利用越来越受到人们的重视^[1-6]。目前,应用较多的新能源主要有光伏发电、风力发电、燃料电池发电等,具有资源分布广、开发潜力大、环境影响小、可永续利用的特点^[2]。

光伏、燃料电池等模块的输出电压较低,一般为 30~48 V,而半桥/全桥并网逆变器所需要的输入电压通常在 380/760 V 以上^[7]。若将多个光伏电池板或燃料电池通过串联方式得到较高的电压等级,很容易因其

收稿日期:2016-01-25

基金项目:国家“111”计划资助项目(B08036)。

Supported by National “111” Project(B08036).

作者简介:董文琦(1984-),男,助理工程师,主要从事功率变换技术的研究,(E-mail)dwq30@163.com。

中某个单元的失效导致整个系统无法正常工作^[8],因此,采用两级式并网越来越受到重视^[3-6](前级 DC/DC, 后级 DC/AC)。目前,前级 DC/DC 多为传统 Boost 变换器,但传统 Boost 变换器升压能力非常有限,若让输入电压有 10 倍左右的提升,必将导致开关管的占空比很大(接近 1),这不仅会导致系统效率下降,而且由于开关器件自身的限制,当占空比过大时,升压反而更难实现^[9]。基于此,文献[10]提出一种二次型 Boost 变换器,仅使用一个开关管实现了电压增益为传统 Boost 变换器的平方倍,在相同占空比的范围内,比传统 Boost 变换器具备更宽的输入电压范围。但其开关器件的电压、电流应力均较大,增加了电路的体积与成本。

针对二次型 Boost 变换器的缺点,笔者提出了改进二次型 Boost 变换器,该变换器保持原有二次型 Boost 变换器的优点,同时在输出电压相同的情况下,开关器件的电压、电流应力低,在一定程度上降低了电路成本,减小了电路体积。

1 二次型 Boost 变换器

二次型 Boost 变换器^[11-13]及其工作原理如图 1 所示,该变换器是由电感 L_1 、 L_2 , 电容 C_1 , 开关管 S 及二极管 D_1 、 D_2 、 D_o 组成的四阶电路。

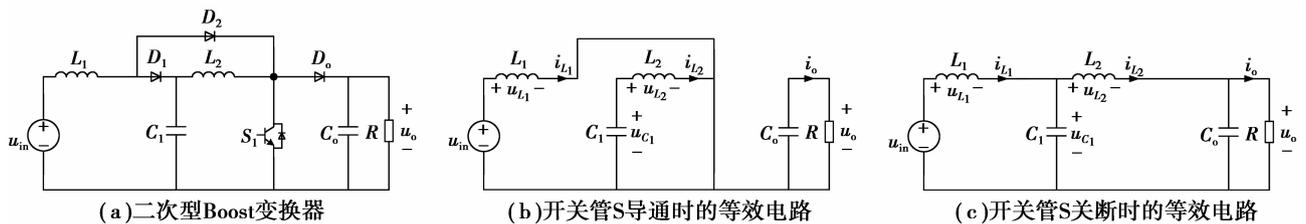


图 1 二次型 Boost 变换器及其各状态等效电路

Fig.1 Quadratic boost converter and its equivalent circuit of each status

当开关管 S 导通时, D_2 导通, D_1 、 D_o 截止, 输入电压给电感 L_1 充电, 电感电流 i_{L1} 线性上升, 电容 C_1 向电感 L_2 放电, 电感电流 i_{L2} 线性上升, 有

$$\begin{cases} u_{L1} = u_{in}, \\ u_{L2} = u_{C1}. \end{cases} \quad (1)$$

当开关管 S 关断时, D_2 截止, D_1 、 D_o 导通, 电感 L_1 、 L_2 放电, 电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性下降, 电容 C_1 充电, 有

$$\begin{cases} u_{L1} = u_{in} - u_{C1}, \\ u_{L2} = u_{C1} - u_o. \end{cases} \quad (2)$$

根据电感伏秒平衡, 有

$$u_o = \frac{1}{(1-D)^2} u_{in}. \quad (3)$$

2 改进二次型 Boost 变换器

2.1 高增益 Boost 三端网络

文献[14-15]提出一种高增益 Boost 三端网络, 如图 2 所示。当电容电压纹波远小于其平均值时, 该三端网络可以近似认为是一个恒定的电压源。但二极管只能单向导电, 使得电容 C 只能工作在放电状态, 不能满足电容安秒平衡, 变换器无法正常工作, 对此只需添加一个辅助电流 i_c 作为电容 C 的充电支路即可。

将上述三端网络引入二次型 Boost 变换器, 改进后的二次型 Boost 变换器如图 3 所示。

2.2 工作原理

对图 4 所示的改进二次型 Boost 变换器的工作原理进行分析, 且为了简化分析过程, 后文所有分析均基于以下假设:

- 1) 电路中各元件均为理想器件, 不必考虑寄生参数的影响;
- 2) 电路工作在连续导通模式(CCM);

3) 电容 C_1 、 C_2 及 C_o 足够大, 可以认为其两端电压保持恒定。

因此, 在 1 个开关周期内, 变换器存在开关管导通与开关管关断两种工作状态, 其等效电路如图 4 所示。

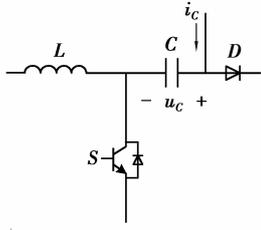


图 2 高增益 Boost 三端网络

Fig.2 A high step-up Boost three-terminal network

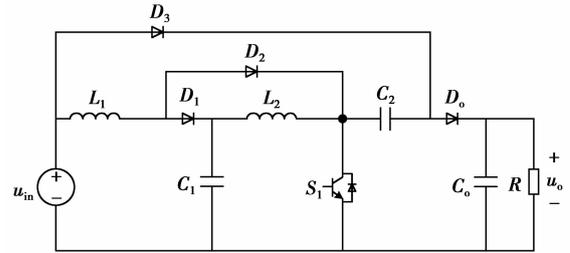
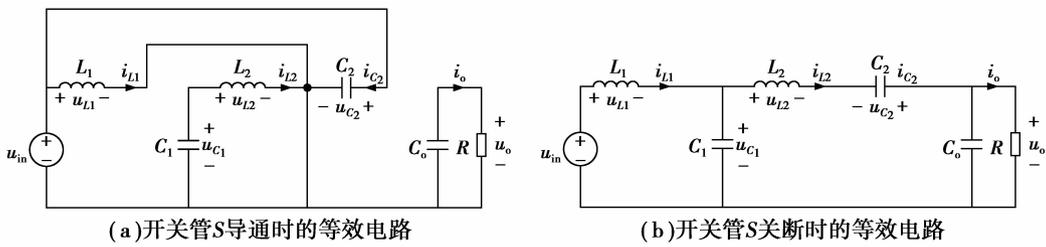


图 3 改进二次型 Boost 变换器

Fig.3 Improved quadratic boost converter



(a) 开关管 S 导通时的等效电路

(b) 开关管 S 关断时的等效电路

图 4 改进二次型 Boost 变换器各模态等效电路

Fig.4 Improved quadratic Boost converter equivalent circuit of each status

当开关管导通时, D_2 、 D_3 导通, D_1 、 D_o 截止, 此时电感 L_1 与 C_2 并联在输入源两端, 进行充电, 电感电流 i_{L1} 线性上升, 电容 C_1 与电感 L_2 串联, 并向 L_2 放电, 电感电流 i_{L2} 线性上升, 此时

$$\begin{cases} u_{L1} = u_{C2} = u_{in}, \\ u_{L2} = u_{C1}. \end{cases} \quad (4)$$

当开关管关断时, D_2 、 D_3 关断, D_1 、 D_o 导通, 此时电感 L_1 、 L_2 放电, 电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性下降, 电容 C_1 充电, 电容 C_2 放电, 此时

$$\begin{cases} u_{L1} = u_{in} - u_{C1}, \\ u_{L2} = u_{C1} + u_{C2} - u_o. \end{cases} \quad (5)$$

根据电感伏秒平衡, 有

$$\begin{cases} Du_{in} + (1 - D)(u_{in} - u_{C1}) = 0, \\ Du_{C1} + (1 - D)(u_{C1} + u_{C2} - u_o) = 0, \end{cases} \quad (6)$$

化简上式, 可得

$$\begin{cases} u_{C1} = \frac{1}{1 - D}u_{in}, \\ u_{C2} = u_{in}, \\ u_o = \frac{D^2 - 2D + 2}{(1 - D)^2}u_{in}. \end{cases} \quad (7)$$

将改进二次型 Boost 变换器的电压增益与传统 Boost 变换器及传统二次型 Boost 变换器的电压增益进行比较, 比较结果如图 5 所示。

由图 5 可以看出, 改进二次型 Boost 变换器的升压能力较二次型 Boost 变换器相比有所提升, 在达到相同升压倍数时, 所需的占空比有所减小。

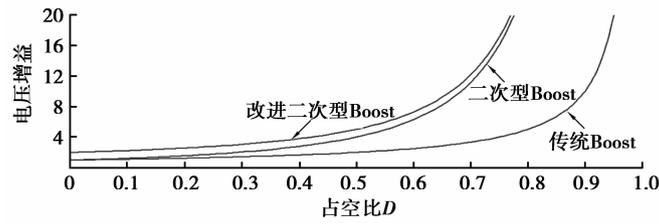


图 5 改进二次型 Boost、二次型 Boost 及传统 Boost 变换器升压能力的比较

Fig.5 Comparison of boosting by improved quadratic Boost, quadratic Boost and Boost converter

2.3 开关器件电压应力与电流应力

1) 开关器件电压应力。

开关管 S 承受的电压应力 u_{vpS} 为开关管断开时其两端的电压, 此时有

$$u_{vpS} = u_o - u_{C2} = \frac{1}{(1-D)^2} u_{in}, \tag{8}$$

同理, 其他开关器件的电压应力为

$$\begin{cases} u_{vpD1} = u_{C1} = \frac{1}{1-D} u_{in}, \\ u_{vpD2} = u_o - u_{C1} - u_{C2} = \frac{D}{(1-D)^2} u_{in}, \\ u_{vpD3} = u_o - u_{in} = \frac{1}{(1-D)^2} u_{in}, \\ u_{vpD4} = u_o - u_{C2} = \frac{1}{(1-D)^2} u_{in}. \end{cases} \tag{9}$$

2) 开关器件电流应力。

根据式(7)可知, 输出电流 I_o 的大小为

$$I_o = \frac{D^2 - 2D + 2}{(1-D)^2} \cdot \frac{u_{in}}{R}, \tag{10}$$

因此, 对于输入电流 I_{in} , 有

$$I_{in} = \frac{(D^2 - 2D + 2)^2}{(1-D)^4} \cdot \frac{u_{in}}{R}. \tag{11}$$

电感 L_1 、 L_2 在连续工作模式下的电流如图 6 所示。

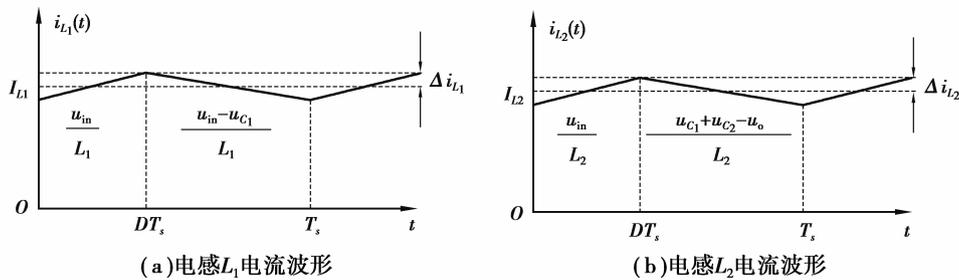


图 6 电感 L_1 及 L_2 电流波形

Fig.6 Current waveforms of inductance L_1 and L_2

以开关管 S 导通的时刻作为计时起点, 此后 1 个开关周期内的电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 分别为

$$i_{L_1}(t) = \begin{cases} I_{L_1} - \frac{u_{in}}{2L_1}DT_s + \frac{u_{in}}{L_1}t, & 0 < t \leq DT_s, \\ I_{L_1} + \frac{u_{in}}{2L_1}DT_s - \frac{u_{C_1} - u_{in}}{L_1}(t - DT_s), & DT_s < t < T_s, \end{cases} \quad (12)$$

$$i_{L_2}(t) = \begin{cases} I_{L_2} - \frac{u_{C_1}}{2L_2}DT_s + \frac{u_{C_1}}{L_2}t, & 0 < t \leq DT_s, \\ I_{L_2} + \frac{u_{C_1}}{2L_2}DT_s - \frac{u_o - u_{C_1} - u_{C_2}}{L_2}(t - DT_s), & DT_s < t < T_s. \end{cases} \quad (13)$$

当 $t=DT_s$ 时,流经开关器件 S 、 D_1 、 D_2 及 D_o 的电流为最大值,当 $t=0$ 或者 T_s 时,流过开关器件 D_3 的电流应力最大,因此,结合式(11)~(13),可得各开关器件的电流应力分别为

$$\begin{cases} i_{cpS} = i_{L_1}(DT_s) + i_{L_2}(DT_s) = \\ \quad I_{L_1} + I_{L_2} + \frac{u_{in}}{2L_1}DT_s + \frac{u_{in}}{2(1-D)L_2}DT_s, \\ i_{cpD_1} = i_{cpD_2} = i_{L_1}(DT_s) = I_{L_1} + \frac{u_{in}}{2L_1}DT_s, \\ i_{cpD_3} = I_{in} - i_{L_1}(0) = \\ \quad \frac{(D^2 - 2D + 2)^2}{(1-D)^4} \cdot \frac{u_{in}}{R} - I_{L_1} + \frac{u_{in}}{2L_1}DT_s, \\ i_{cpD_o} = i_{L_2}(DT_s) = I_{L_2} + \frac{u_{in}}{2(1-D)L_2}DT_s. \end{cases} \quad (14)$$

通过上述分析可以发现,改进二次型比二次型 Boost 变换器的电压增益高,且在相同输出电压的条件下,改进二次型 Boost 变换器所需的占空比小,从而可以降低开关器件的电压、电流应力,节约器件的选型成本。虽然改进二次型 Boost 变换器增加了 1 个电容和 1 个二极管,会带来一定的能量损失,但占空比减小同样会降低开关管的开关损耗。

3 仿真研究

为了验证前述理论分析的正确性与可行性,文中根据图 1、图 3 所示的二次型及改进二次型 Boost 变换器,在 Matlab/Simulink 中搭建了仿真模型,仿真模型参数如表 1 所示。

当占空比均为 0.4 时,二次型及改进二次型 Boost 变换器的输出电压的仿真波形如图 7 所示。可以发现,在相同占空比的情况下,改进二次型 Boost 变换器的输出电压大于二次型 Boost 变换器,且与理论值 113.3 V 较为接近。

表 1 仿真模型参数表

Table 1 Parameter table of simulation model		
参数	二次型 Boost 变换器	改进二次型 Boost 变换器
输入电压 U_{in}/V	30	30
电感 L_1/mH	2	2
电感 L_2/mH	2	2
电容 $C_1/\mu F$	47	47
电容 $C_2/\mu F$	—	47
开关频率/kHz	100	100
输出滤波电容 $C_o/\mu F$	100	100
负载 R/Ω	400	400

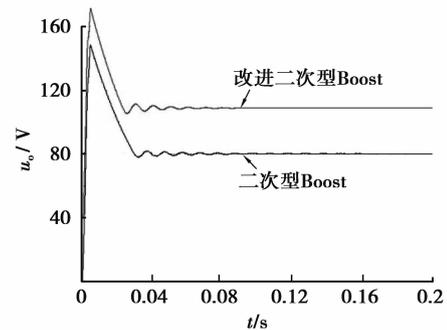


图 7 占空比 $D=0.4$ 时的输出电压比较
Fig.7 Comparison of output voltage when duty cycle $D=0.4$

当输出电压均为 113.3 V 时,改进二次型 Boost 的占空比为 0.4,二次型 Boost 变换器的占空比约为 0.486,此时,各开关器件的电压、电流应力如图 8 所示。

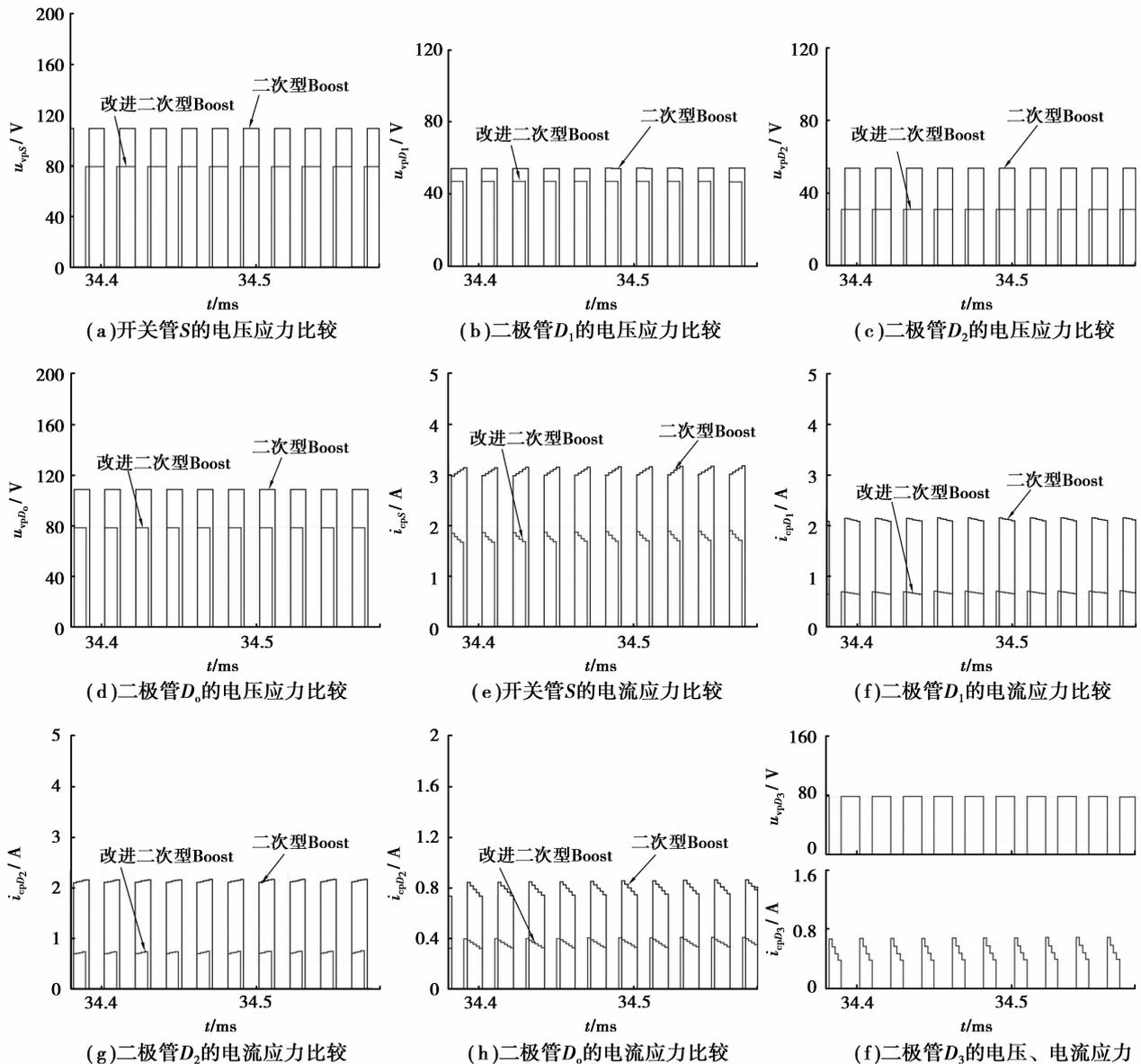


图 8 各开关器件电压、电流应力

Fig.8 Voltage stress and current stress of each components

由图 8 可以发现,当输出电压均为 113.3 V 时,改进二次型 Boost 的各开关器件(除 D_3)的电压、电流应力均有所降低,新增 D_3 支路的电压、电流应力也较低,且各开关器件的电压、电流应力数值与理论分析一致。

4 结 论

将传统二次型 Boost 变换器与高增益 Boost 三端网络相结合,提出了改进二次型 Boost 变换器,对该变换器的电压增益及开关器件的电压、电流应力进行了分析,并进行了仿真验证。分析与验证结果表明,与传统二次型 Boost 变换器相比,改进二次型 Boost 变换器具有以下特点:

1) 该变换器在 CCM 模式下升压能力比传统二次型有所提升,但随着占空比的增大,这种优势便不再明显。

2) 在输出电压相同的情况下,改进二次型 Boost 变换器各开关器件(除 D_3)的电压、电流应力低,新增 D_3 支路的电压、电流应力也较低。

参考文献:

- [1] 李景明,王红岩,赵群.中国新能源资源潜力及前景展望[J].天然气工业,2008,28(1):149-153.
LI Jingming, WANG Hongyan, ZHAO Qun. Potential and prospects on new energy sources in China[J]. Natural Gas Industry, 2008, 28(1): 149-153. (in Chinese)
- [2] 刘吉臻.大规模新能源电力安全高效利用基础问题[J].中国电机工程学报,2013,33(16):1-8.
LIU Jizhen. Basic issues of utilization of large-scale renewable power with high security and efficiency[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(16): 1-8. (in Chinese)
- [3] Ponnaluri S, Linhofer G O, Steinke J K, et al. Comparison of single and two stage topologies for interface of BESS or fuel cell system using the ABB standard power electronics building blocks[C]// Power Electronics Application European Conference, 2005: 1-9.
- [4] Hae H S, Park J H, Cho B H, et al. New control strategy for 2-stage utility-connected photovoltaic power conditioning system with a low cost digital processor[C]// Power Electronics Specialists Conference, 2005: 2925-2929.
- [5] 程军照,吴夕科,李澍森,等.采用 Boost 的两级式光伏发电并网逆变器系统[J].高电压技术,2009,35(8):2048-2052.
CHENG Junzhao, WU Xike, LI Shusen, et al. Boost-based two-level grid-connected photovoltaic inverter system[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(8): 2048-2052. (in Chinese)
- [6] 周玉斐,黄文新,赵萍,等.基于耦合电感单级升压逆变器的光伏并网发电系统[J].电网技术,2013,37(7):1808-1813.
ZHOU Yufei, HUANG Wenxin, ZHAO Ping, et al. A grid-connected photovoltaic generation system based on single-stage voltage step-up inverter with coupled inductor[J]. Power System Technology, 2013, 37(7): 1808-1813. (in Chinese)
- [7] 罗全明,郝玢鑫,周维维,等.一种多路输入高升压 Boost 变换器[J].中国电机工程学报,2012,32(3):9-14.
Luo Quanming, Zhu Binxin, Zhou Luowei, et al. High Step-up boost converter with multiple-input[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 9-14. (in Chinese)
- [8] Wang X L, Pan Y, Yang L. An engineering design model of multi-cell series-parallel photovoltaic array and MPPT control[C]// Proceeding of the 2010 International Conference on Modeling Identification and Control, 2010: 140-144.
- [9] Tseng K C, Huang C C, Shih W Y. A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 3047-3057.
- [10] Maksimović D, Čuk, Slobodan. Switching converters with wide DC conversion range[J]. Power Electronics, 1991, 6(1): 151-157.
- [11] 杨平,许建平,张士宇,等.峰值电流控制二次型 Boost 变换器[J].电工技术学报,2011,26(5):101-107.
YANG Ping, XU Jianping, ZHANG Shiyu, et al. Peak current control mode for quadratic boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 101-107. (in Chinese)
- [12] 杨平,许建平,董政,等.二次型 Boost 变换器工作模式及输出电压纹波分析[J].电工技术学报,2014,29(8):110-118.
YANG Ping, XU Jianping, DONG Zheng, et al. Output voltage ripple of quadratic boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 110-118. (in Chinese)
- [13] Lopez-Santos O, Martinez-Salamero L, Garcia G, et al. Efficiency analysis of a sliding-mode controlled quadratic boost converter[J]. Power Electronics, IET, 2013, 6(2): 364-373.
- [14] Zhang S Y, Xu J P, Yang P. A single-switch high gain quadratic boost converter based on voltage-lift-technique[C]// 2012 Conference on Power & Energy. 2012: 71-75.
- [15] Jang Y, Jovanović M M. Interleaved boost converter with intrinsic voltage-doubler characteristic for universal-line PFC front end[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1394-1401.