

一种改进高增益二次型 Boost 变换器

朱高中^{1,2}, 刘树林¹, 王成¹

(1.西安科技大学 电气与控制工程学院,西安 710054;2.渭南师范学院 物理与电气工程学院,陕西 渭南 714099)

摘要:为了获得较高的电压增益,减小输出电压纹波及降低开关器件的电压应力,在传统二次型 Boost 变换器的基础上,结合电压倍增单元和低通滤波器,提出了一种高增益改进二次型 Boost 变换器.分析了该变换器在连续电感电流模式下的工作原理和稳态性能.对所提改进二次型 Boost 变换器和现有的 Boost 变换器进行了比较,通过对比表明所提改进二次型变换器 Boost 具较高的电压增益,在同等输出电压的情况下降低了开关器件电压应力和减小了输出电压纹波,且具有连续输入电流和输出电流.最后,对改进二次型 Boost 变换器进行了仿真建模,实验波形分析验证其理论分析的正确性及提高电压增益、降低开关器件电压应力及减小输出纹波电压的可行性.

关键词:高压增益;二次 Boost 变换器;低通滤波器;电压倍增单元

中图分类号:TM46

文献标志码:A

DC-DC 变换器被广泛应用于可再生能源系统、交通、工业、医疗、光伏发电、不间断电源、移动电话、LED 产品等领域^[1-4].新技术发展需要变换器具有较高的输出电压,理论上传统 Boost 变换器可以通过大的占空比来获得较高的电压增益.但是在实践中,由于传统 Boost 变换器电路受到开关管、电感和电容寄生电阻的影响,使得其电压增益达不到理想的效果.针对上述问题,研究了基于多级的高增益变换器^[5-6]和基于磁耦合的变换器^[7-8].基于多级的高增益变换器是通过级联的方式在不增加占空比的情况下来提高电压增益比,但是电路拓扑在级联中增加了开关器件的损耗和电压应力;基于磁耦合的变换器中有较大的输入电流纹波.近几年,各种二次 Boost 变换器^[9-14]都得到了改进,具有较高的升压能力,以满足这一需求.

在传统二次 Boost 变换器的基础上,文献[9]研究了二次 Boost 变换器控制和应用.文献[12]提出了一种二次 Boost 变换器.但是该变换器输出电流是不连续的,不连续的输出电流将会导致输出电压纹波增大.文献[14]提出了一种非隔离二次 Boost 变换器,通过对输入电流控制来降低输出电压纹波.但其输出电压极性为负,同时其拓扑结构中需要两个浮动电源开关,增加了栅极驱动电路的成本.文献[15]将传统的二次 Boost 变换器与一个电压倍增器、一个耦合电感相结合方式获得高压增益比.但是该拓扑结构在一个周期内有 5 种不同的工作模式,增加了控制电路复杂性.文献[16]采用了缓冲电容耦合两个变换器方式获得二次增益比,但其输出电流纹波较大.文献[17]提出了级联两个三端口单元方式来获得二次电压增益比,但该变换器结构较为复杂.

为了获得较高的电压增益,二次型变换器可以与电压倍增单元相结合方式来提高电压增益比^[18-19].本文在文献[12]变换器基础上,将二次型 Boost 变换器,电压倍增单元和低通滤波器相结合,提出了一种改进二次型 Boost 变换器.改进二次 Boost 变换器与文献[12]二次型 Boost 变换器相比不仅增大了输出电压增益比;且在同等输出电压情况下大大降低了开关器件的电压应力,减小了输出电压纹波;具有连续输入电流和输出电流,减轻了输出电容的电流应力.

收稿日期:2021-04-05;**修回日期:**2021-05-27.

基金项目:国家自然科学基金(51777167;51604217);教育部产学研合作协同育人项目(201901178002);2020 国家级大学生创新创业训练项目(S202010723024).

作者简介:朱高中(1980—),男,河南周口人,渭南师范学院副教授,西安科技大学博士研究生,研究方向为电力电子与电力技术,E-mail:zhugaozhong188@163.com.

通信作者:刘树林(1964—),男,四川成都人,西安科技大学教授,博士生导师,研究方向为开关变换器的分析与设计及本质安全电路,E-mail:lsigma@163.com.

1 改进二次型 Boost 变换器工作原理分析

改进二次型 Boost 变换器原理图如图 1 所示,其中电压倍增单元由二极管 D_3 , D_4 和电容 C_N, C_P 构成,低通滤波器由 L_3 , C_0 构成。为了简化分析改进二次型 Boost 变换器的工作原理,假设:1)变换器中所有的器件均为理想器件且电感电流工作在的连续导电模式(CCM);2)电容 $C_N = C_P = C$ 。

根据开关管 S 开通和关断状态,开关管 S 开通和关断状态的等效电路图分别如图 2(a)和图 2(b)所示.两种工作模式的原理如下。

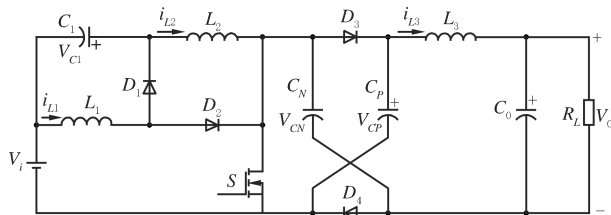
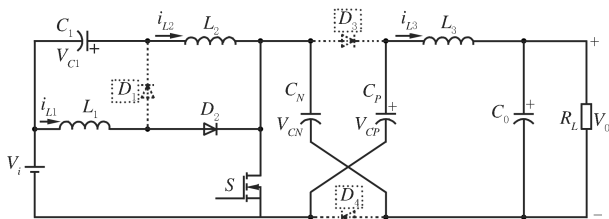
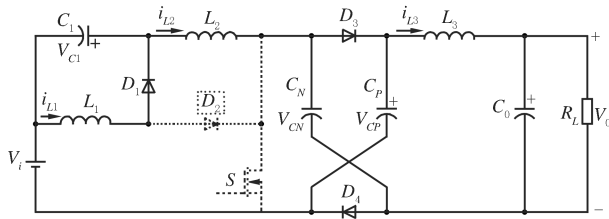


图1 改进二次型Boost变换器

Fig.1 Improved quadratic Boost converter



(a) 开关管S开通状态下等效电路



(b) 开关管S关断状态下等效电路

图2 改进二次型Boost变换器等效电路图

Fig.2 Equivalent circuit diagram of improved quadratic Boost converter

模式 1($0 \sim DT_s$): 开关管 S 导通,由图 2(a)可知二极管 D_1 承受电容 C_1 的反向电压而截止,二极管 D_2 承受正向电压而导通,输入电压 V_i 经开关管 S 对电感 L_1 充电,使得电感 L_1 电流线性上升.同时输入电压 V_i 和电容 C_1 共同给电感 L_2 供电,使得电感 L_2 电流线性上升;与此同时储能电容 C_N, C_P 串联起来给电感 L_3 和负载提供能量,电感 L_3 电流线性上升,二极管 D_3, D_4 因承受反偏电压关断.因此,由模式 1 的工作原理可以建立相应的方程

$$\begin{cases} V_{L1} = V_i, \\ V_{L2} = V_{C1} + V_i, \\ V_{L3} = V_{CN} + V_{CP} - V_0, \end{cases} \begin{cases} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = -i_{L2}, \\ C_N \frac{dV_{CN}}{dt} = C_P \frac{dV_{CP}}{dt} = -i_{L3}, \\ C_0 \frac{dV_0}{dt} = i_{L3} - i_0. \end{cases} \quad (1)$$

模式 2($DT_s \sim T_s$): 开关管 S 关断,由图 2(b)可知二极管 D_1 承受的电压为正向电压而导通,二极管 D_2 承受反向电压关断,储存在电感 L_1 的能量通过二极管 D_1 对电容 C_1 充电,电感 L_1 电流线性下降;与此同时,二极管 D_3, D_4 承受正向电压而导通,输入电压 V_i 和电感 L_2 对电容 C_1 和电容 C_N 充电,电感 L_3 向负载和电容 C_P 放电,电感 L_2, L_3 电流线性下降,由于二极管 D_3, D_4 导通,电容 C_N 和 C_P 并联充电并考虑 $C_N = C_P = C$,可得 $V_{CN} = V_{CP} = V_C$.根据模式 2 可得相关的方程

$$\begin{cases} V_{L1} = -V_{C1}, \\ V_{L2} = V_i + V_{C1} - V_{CN}, \\ V_{L3} = V_{CP} - V_0, \end{cases} \begin{cases} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2}, \\ C_N \frac{dV_{CN}}{dt} = i_{L2} - i_{CP} - i_{L3}, \\ C_P \frac{dV_{CP}}{dt} = i_{L2} - i_{CN} - i_{L3}, \\ C_0 \frac{dV_0}{dt} = i_{L3} - i_0. \end{cases} \quad (2)$$

根据伏秒平衡原理并考虑到 $V_{CN} = V_{CP} = V_C$, 由(1)~(2)式可得

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{DV_i}{1-D}, \\ V_C = \frac{V_i}{(1-D)^2}, \\ V_0 = \frac{(1+D)V_i}{(1-D)^2}, \end{cases} \quad (3)$$

其中, D 表示开关管 S 的占空比. 由(3)式可得改进二次型 Boost 变换器的电压增益比

$$M = \frac{V_0}{V_i} = \frac{(1+D)}{(1-D)^2}. \quad (4)$$

1.1 开关器件电压应力分析

开关管 S 的电压应力为开关管在关断状态时承受的电压值, 由模式 2 可得开关管 S 的电压应力

$$V_S = V_{CN} = V_C = \frac{V_i}{(1-D)^2} = \frac{V_0}{1+D}. \quad (5)$$

根据改进二次型 Boost 变换器的工作原理可知, 二极管 D_1, D_3, D_4 的电压应力为模式 1 状态下所承受的电压值, 二极管 D_2 的电压应力为模式 2 状态下所承受的电压值, 二极管 $D_1 \sim D_4$ 电压应力 $V_{D1} \sim V_{D4}$ 为

$$\begin{cases} V_{D1} = V_i + V_{C1} = \frac{V_i}{(1-D)} = \frac{(1-D)V_0}{1+D}, \\ V_{D2} = V_{CN} - V_i - V_{C1} = \frac{2DV_i}{(1-D)^2} = \frac{2DV_0}{1+D}, \\ V_{D3} = V_{D4} = V_C = \frac{V_i}{(1-D)^2} = \frac{V_0}{1+D}. \end{cases} \quad (6)$$

1.2 开关器件电流应力分析

当改进二次型 Boost 变换器处于稳态时, 电容满足安秒平衡原理, 由(1)~(2)式可得电感 $L_1 \sim L_3$ 平均电流 $I_{L1} \sim I_{L3}$ 为

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{(1+D)I_0}{(1-D)^2}, \\ I_{L2} = \frac{(1+D)I_0}{1-D}, \\ I_{L3} = I_0, \end{cases} \quad (7)$$

其中, 输出电流 $I_0 = V_0/R_L$. 根据工作原理, 流过开关管 S 的电流

$$i_s(t) = \begin{cases} i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t), & (NT_s, NT_s + DT_s), \\ 0, & (NT_s, NT_s + DT_s). \end{cases} \quad (8)$$

由(8)式可得流过开关管 S 的平均电流应力

$$I_S = D(I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) = \frac{(3-D)DI_0}{(1-D)^2}. \quad (9)$$

同理可得二极管 $D_1 \sim D_4$ 的电流应力

$$\begin{cases} I_{D1} = (1-D)I_{L1} = \frac{(1+D)I_0}{1-D}, \\ I_{D2} = DI_{L1} = \frac{(1+D)DI_0}{(1-D)^2}, \\ I_{D3} = I_{D4} = (1-D) \frac{1}{2}(I_{L2} - I_{L3}) = DI_0. \end{cases} \quad (10)$$

1.3 电感电流纹波及临界电感分析

设电感 $L_1 \sim L_3$ 电流纹波用 $\Delta i_{L_1} \sim \Delta i_{L_3}$ 表示,从改进二次型 Boost 变换器工作原理及(1)式可得电感 $L_1 \sim L_3$ 的电流纹波表达式

$$\begin{cases} \Delta i_{L_1} = \frac{V_i DT_s}{L_1} = \frac{DV_i}{L_1 f_s}, \\ \Delta i_{L_2} = \frac{(V_{C1} + V_i)DT_s}{L_2} = \frac{DV_i}{(1-D)L_2 f_s}, \\ \Delta i_{L_3} = \frac{(2V_C - V_0)DT_s}{L_3} = \frac{DV_i}{(1-D)L_3 f_s}. \end{cases} \quad (11)$$

当变换器工作在临界条件模式(BCM)时,流过电感的最小电流等于 0,设流过电感 $L_1 \sim L_3$ 的最小电流分别 $I_{L1V} \sim I_{L3V}$,由(7)式和(11)式可得流过电感 $L_1 \sim L_3$ 的最小电流表达式分别为

$$\begin{cases} I_{L1V} = I_{V1} - \frac{\Delta i_{L1}}{2} = \frac{(1+D)I_0}{(1-D)^2} - \frac{DV_i}{2f_s L_1}, \\ I_{L2V} = I_{L2} = \frac{\Delta i_{L2}}{2} = \frac{(1+D)I_0}{1-D} - \frac{DV_i}{2(1-D)f_s L_2}, \\ I_{L3V} = I_{L3} = \frac{\Delta i_{L3}}{2} = I_0 - \frac{DV_i}{2(1-D)f_s L_3}. \end{cases} \quad (12)$$

由(12)式可得电感 $L_1 \sim L_3$ 的临界电感值 $L_{1B} \sim L_{3B}$ 为

$$\begin{cases} L_{1B} = \frac{D(1-D)^4 R_L}{2(1+D)^2 f_s}, \\ L_{2B} = \frac{D(1-D)^2 R_L}{2(1+D)^2 f_s}, \\ L_{3B} = \frac{D(1-D)R_L}{2(1+D)f_s}. \end{cases} \quad (13)$$

由(13)式可得,当 $L_1 > L_{1B}, L_2 > L_{2B}, L_3 > L_{3B}$ 时,改进二次型 Boost 变换器工作于 CCM,否则,工作于 DCM.

1.4 电容纹波电压分析

设电容 C_1, C_N, C_P, C_0 输出纹波电压分别为 $\Delta V_{C1}, \Delta V_{CN}, \Delta V_{CP}, \Delta V_{C0}$,由变换器的工作原理及(1)式分析可知,电容 C_1, C_N, C_P, C_0 输出纹波电压为

$$\begin{cases} \Delta V_{C1} = \frac{\Delta Q_{C1}}{C_1} = \frac{D(1+D)V_0}{(1-D)C_1 R_L f_s}, \\ \Delta V_{CN} = \Delta V_{CP} = \frac{\Delta Q_C}{C} = \frac{DV_0}{C R_L f_s}, \\ \Delta V_{C0} = \frac{\Delta Q_{C0}}{C_2} = \frac{(1-D)V_0}{8L_3 C_0 R_L f_s}. \end{cases} \quad (14)$$

2 不同拓扑结构比较

表 1 给出了传统 Boost 变换器^[15]、传统二次型 Boost 变换器^[9],文献[12]研究了二次型 Boost 变换器和改进二次型 Boost 变换器在组件数量、电压增益、电压应力和电流连续性等方面的比较.从表 1 对比结果可以看出,改进二次型 Boost 变换器相对传统 Boost 变换器^[15]、传统二次型 Boost 变换器^[9],文献[12]中二次型 Boost 变换器虽然开关器件增多,可能会略微增加变换器的成本.但改进二次型 Boost 变换器具有较大的电压增益,同时在同等输出电压情况下开关管及二极管电压应力明显减小,且具有连续输入和输出电流,大

大降低了输入端口的滤波要求和减轻了输出电容上的电流应力,而其他变换器的输入输出电流都不是完全连续的.另外改进二次型 Boost 变换器输出端级联有低通滤波器,减小了输出电压纹波.因此,通过上述对比可得改进二次型 Boost 变换器具有较好的性能.

表 1 不同变换器参数

Tab. 1 Parameters of different the converters

拓扑结构	文献[15]变换器	文献[9]变换器	文献[12]变换器	改进二次型变换器	
电压增益比	$\frac{1}{1-D}$	$\left(\frac{1}{1-D}\right)^2$	$\left(\frac{1}{1-D}\right)^2$	$\frac{1+D}{(1-D)^2}$	
电感	1	2	2	3	
电容	12	2	4		
二极管	1	3	3	4	
开关管	1	1	1	1	
D_1	V_0	$(1-D)V_0$	$(1-D)V_0$	$\frac{(1-D)V_0}{1+D}$	
二极管 电压	D_2	—	DV_0	DV_0	$\frac{2DV_0}{1+D}$
应力	D_3	—	V_0	V_0	$\frac{V_0}{1+D}$
D_4	—	—	—	—	$\frac{V_0}{1+D}$
开关管电压应力	V_0	V_0	V_0	V_0	$\frac{V_0}{1+D}$
输入电流连续性	不连续	不连续	连续	连续	
输出电流连续性	不连续	不连续	不连续	连续	

3 实验分析

为了验证改进二次型 Boost 变换器理论分析正确性和可行性,根据改进二次型 Boost 变换器原理图在 PSIM 软件中建立了变换器的仿真电路,该实验的参数设置如表 2 所示,根据(13)式选择电感参数值,保证电感电流处于连续导通状态.在占空比相同时,改进二次型 Boost 变换器输出电压值高于文献[12]二次型 Boost 变换器的输出电压,与理论上改进二次型 Boost 变换器有较高的电压增益一致.

表 2 仿真实验参数

Tab. 2 Simulation experiment parameters

参数	传统二次型 Boost 变换器	改进二次型 Boost 变换器	参数	传统二次型 Boost 变换器	改进二次型 Boost 变换器
输入电压 V_i	12 V	12 V	电感 L_2	680 μ H	680 μ H
开关频率 f_s	50 kHz	50 kHz	电感 L_3	—	470 μ H
负载电阻 R_L	50 Ω	50 Ω	电容 C_1	220 μ F	220 μ F
占空比 D	0.4	0.4	电容 C_N, C_P	—	47 μ F, 47 μ F
电感 L_1	470 μ H	470 μ H	电容 C_0	22 μ F	22 μ F

为了进一步验证改进二次型 Boost 变换器优良性能,在同等输出电压为 46.7V 时,改进二次型 Boost 变换器的占空比为 0.4,文献[12]中二次型 Boost 变换器占空比为 0.492 9.此时,两种变换器的输出电压纹波及开关器件电压应力波形如图 3 所示.由图 3(a)的输出纹波电压波形对比可以看出,在同等输出电压的情况下,改进二次型 Boost 变换器输出纹波电压明显较小,约为 40 mV.而文献[12]二次型 Boost 变换器输出纹波电压约为 400 mV,文献[12]中二次型 Boost 变换器输出纹波电压是改进二次型 Boost 变换器输出纹波电压近 10 倍.由图 3(b)~(e)开关器件电压应力比较可得,改进二次型 Boost 变换器开关器件的电压应力明显降低.

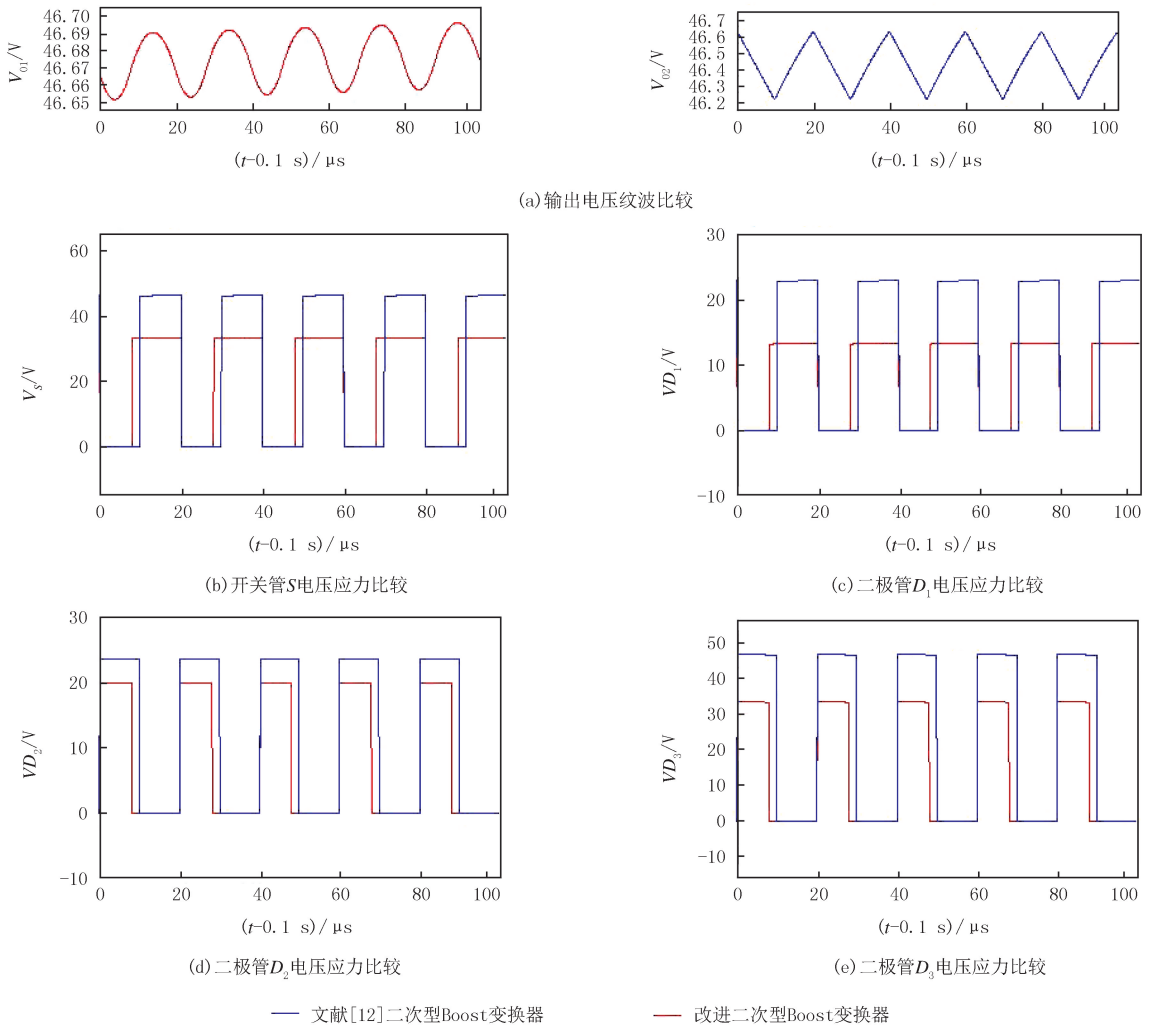


图3 两种变换器输出纹波电压及开关器件电压应力比较

Fig.3 Comparison of output ripple voltage and voltage stress of switching devices of two converters

4 结 论

将二次型 Boost 变换器和电压倍增单元、低通滤波器相结合,提出了一种改进二次型 Boost 变换器,分析了该变换器在连续电感电流模式下的工作原理和稳态性能,并对所提出的变换器和现有的二次型 Boost 变换器进行了比较,表明了改进二次型 Boost 变换器的优良特性.并通过模拟实验进行了验证,由理论分析和模拟实验结果表明所提改进二次型 Boost 变换器具有以下优点:1)所提出变换器具有更高的二次电压增益,可以在较宽的输出电压范围内工作.2)在同等输出电压的情况,开关器件的电压应力减小.3)具有连续输入电流,大大降低了输入端口的滤波要求.4)具有连续的输出电流,减轻了输出电容上的电流应力,降低了输出电压纹波.

参 考 文 献

[1] MIAO S, WANG F, MA X. A new transformerless buck-boost converter with positive output voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2965-2975.

[2] ZHANG N, ZHANG G, SEE K W. A single-switch quadratic buck-boost converter with continuous input port current and continuous output port current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4157-4166.

[3] FOROUZESH M, SIWAKOTI Y P, GORJI S A, et al. Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage boosting techniques, topologies, and applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9143-9178.

- [4] TSENG K C, CHENG C A, CHEN C T. High step-up interleaved boost converter for distributed generation using renewable and alternative power sources[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(2): 713-722.
- [5] ROSAS-CARO J C, RAMIREZ J M, PENG F Z, et al. A DC-DC multilevel boost converter[J]. Power Electronics Iet, 2010, 3(1): 129-137.
- [6] GANDOMKAR A, PARASTAR A, SEOK J. High-power multilevel step-up DC/DC converter for offshore wind energy systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7574-7585.
- [7] YANG J, YU D S, CHENG H, et al. Dual-coupled inductors based high step-up DC/DC converter without input electrolytic capacitor for PV application[J]. Power Electronics Iet, 2017, 10(6): 646-656.
- [8] PACKNEZHAD M, FARZANEHFARD H, ADIB E. Integrated soft-switching cell and clamp circuit for interleaved high-step-up converters[J]. Power Electronics Iet, 2019, 12(3): 430-437.
- [9] LUO F L, YE H. Positive output cascade boost converters[J]. IEE Proc Elec Power Appl, 2005, 151(5): 590-606.
- [10] LEYVA R J, LOPEZ J M, ORTIZ M G, et al. Switching regulator using a high step-up voltage converter for fuel-cell modules[J]. Power Electronics Iet, 2013, 6(8): 1626-1633.
- [11] OSWALDO L S, LUIS M S, HUGO V B, et al. Robust sliding mode control design for a voltage-regulated quadratic boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2313-2327.
- [12] YE Y M, CHENG K W E. Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress[J]. Power Electronics Iet, 2014, 7(5): 1162-1170.
- [13] JORGE A M S, RODRIGO L P, ELVIA P H, et al. Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R2P2[J]. Power Electronics Iet, 2014, 7(1): 11-22.
- [14] OSWALDO L S, JONATHAN C M M, JULIO C R C, et al. Quadratic boost converter with low-output voltage ripple[J]. Power Electronics Iet, 2020, 13(8): 1605-1612.
- [15] ZHANG N, SUTANTO D, MUTTAKI K, et al. High-voltage gain quadratic boost converter with voltage multiplier[J]. Power Electronics Iet, 2015, 8(12): 2511-2519.
- [16] EVRAN F, AYDEMIR M T. Isolated high step-up DC-DC converter with low voltage stress[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(7): 3591-3603.
- [17] RODRIGO L P, JORGE A M S, ELVIA P H. Quadratic step-down dc-dc converters based on reduced redundant power processing approach[J]. Power Electronics Iet, 2013, 6(1): 136-145.
- [18] CHEN S M, LIANG T J, YANG L S, et al. A cascaded high step-up DC-DC converter with single switch for microsource applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(4): 1146-1153.
- [19] 乔文转, 张少如, 张蒙蒙, 等. 一种非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(16): 151-158.
- QIAO W Z, ZHANG S R, ZHANG M M, et al. An asymmetric cross-parallel high step-up DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(16): 151-158.

An improved high gain quadratic boost converter

Zhu Gaozhong^{1,2}, Liu Shulin¹, Wang Cheng¹

(1. School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science & Technology, Xi'an 710054, China;

2. School of Physics and Electrical Engineering, Weinan Normal University, Weinan 714099, China)

Abstract: In order to obtain higher voltage gain, reduce output voltage ripple and voltage stress of switching devices, an improved quadratic boost converter with high gain is proposed based on traditional quadratic boost converter, combining voltage multiplication unit and low-pass filter. The operation principle and steady-state performance of the converter in continuous inductor current mode are analyzed. The comparison between the proposed boost converter and the existing boost converter shows that the former has higher voltage gain, lower switching device voltage stress and output voltage ripple under the same output voltage, and has continuous input current and output current. Finally, the simulation model of the improved quadratic boost converter is built, and the experimental waveform analysis verifies the correctness of the theoretical analysis and the feasibility of improving the voltage gain, reducing the voltage stress of the switching device, and the output ripple voltage.

Keywords: high voltage gain; quadratic boost converter; low pass filter; voltage multiplication unit