

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.201382

一种新型高电压增益 DC-DC 变换器研究

岳舟

(湖南人文科技学院, 能源与机电工程学院, 湖南 娄底 417000)

摘要: 随着分布式发电的出现, 可再生能源与电池组的结合以及负荷对其的严重依赖, 对高效电力电子变换器的需求日益增加。提出一种降低电压应力的高增益 DC-DC 变换器的新颖结构。该结构是传统 Boost 变换器两级叠加的结果。当占空比较低时, 因为增益与占空比的二次关系, 所提供的电压增益很高。此外, 该变换器的输入电流连续, 所提供的负载接地。详细介绍了所提变换器的拓扑结构和工作模式, 分析了电感的等效串联电阻对电压增益的影响。并对已有的高增益变换器和所提新型的高电压增益变换器进行了比较分析。最后通过仿真研究验证了所提拓扑结构的正确性。

关键词: DC-DC 变换器; 分布式发电; 高电压增益; 低电压应力

A novel high voltage gain DC-DC converter

YUE Zhou

(College of Energy, Mechanical and Electrical Engineering, Hunan University of Humanities,
Science and Technology, Loudi 417000, China)

Abstract: With the advent of distributed generation, the need for an efficient power electronic converter is increasing, since the incorporation of renewables with a battery unit and loads relies heavily on such a converter. This paper suggests an original structure of a high-gain DC to DC converter with reduction in voltage stress. The configuration is the result of stacking two stages of the classical boost converter. The voltage gain offered is high for even lower values of duty cycle as the relation with gain is quadratic. Also, the converter current at the input is continuous, and the load configuration offered is grounded. Analysis and operational modes of the proposed converters and effect of the effective series resistance of inductors on voltage gain are presented in detail. A comparative analysis of suggested and new high-gain converters is presented. The suggested configuration is confirmed using detailed simulation studies.

This work is supported by the Outstanding Youth Project of Hunan Education Department (No. 20B328) and the National Natural Science Foundation of China (No. 61702182).

Key words: DC-DC converter; distributed generation; high voltage gain; low voltage stress

0 引言

随着化石燃料储量的减少以及太阳能光伏板成本的降低, 能源部门的人员将重点转向基于太阳能光伏的直流微电网^[1-3]。由于太阳能取之不尽、用之不竭, 光伏装置安装简单并且维护成本较低, 这些优点都大大增加了太阳能光伏装置在独立和并网应用中的受欢迎程度^[4-5]。然而, 光伏板的电压幅值低且具有间歇性, 因此需要使用高电压增益变换器。

基金项目: 湖南省教育厅优秀青年项目资助(20B328); 国家自然科学基金项目资助(61702182)

图 1 为光伏发电在直流微电网中应用的系统框图。图 1 中直流母线规格为 400 V, 而光伏的输出电压在 12~48 V, 所以高电压增益和高效率的变换器是连接光伏板和直流母线以达到所需电压水平的基本要求^[6]。近年来, 全球范围内分布式发电(Distributed Generation, DG)在中低压场合的应用越来越广泛^[7]。分布式发电主要包括风力发电、燃料电池、太阳能发电、生物质发电等, 由于其分布广阔, 其特点就是可以充分开发利用周围各种分散存在的能源, 能够减小碳排放, 并大力促进可再生能源的发展^[8-11]。此外, DG 距离终端用户较近, 从而提高了供电的可靠性和电能质量^[12]。由于可再生能源的间歇性和

终端电压水平较低, DG 的设计和运行需要新的接口技术^[13]。对高电压增益的高效 DC-DC 变换器的需求就是其中之一。

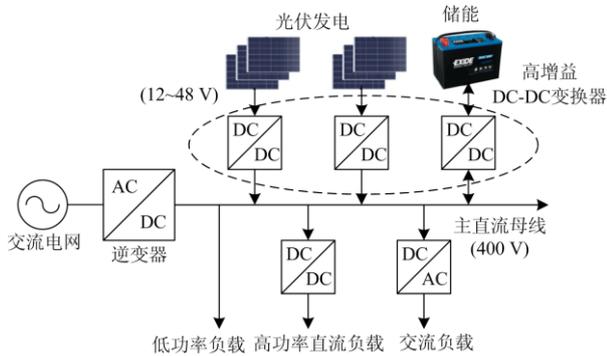


图1 光伏在直流微电网中应用的系统框图

Fig. 1 Block diagram of photovoltaic application in DC microgrid

传统的 Boost、Buck-Boost 变换器可以在输出端提供高电压电平。然而, 由于功率开关的导通损耗增加, 占空比接近 1 时, 其效率受到严重影响^[14]。为了提高电压增益、性能和效率, 文献[15-16]提出了几种拓扑结构。带变压器的变换器拓扑实现了高电压水平, 但是由于漏感的存在, 使其效率较低, 虽然能够产生高电压但导致了严重的开关损耗问题。此外, 工业应用中, 为变换器添加变压器增加了系统的成本和尺寸, 并降低了效率。文献[13]中还引入了带有耦合电感的变换器, 它们能够获得高电压增益, 但同样存在漏感问题和较大的电流尖峰。此外, 附加的箝位电路以及与这些变换器相关联的滤波电路, 使得电路复杂且昂贵。

在文献[17-18]中采用非隔离变换器来实现高电压水平, 与隔离拓扑相比, 非隔离变换器结构更紧凑、成本更低、效率更高。然而, 由于有源元件和无源元件电阻的影响, 电压增益受到限制。为了增加电压增益, 文献[19]提出了级联变换器, 但该变换器拓扑增加了复杂性及成本, 而且它的整体效率取决于每个电路的综合效率。文献[20]进一步提出二次型变换器以克服级联型电路仅使用一个开关的问题, 但二次型变换器的有源元件之间存在高应力问题。近来, 开关电感和电容(SI 和 SC)单元与 DC-DC 变换器拓扑相结合已成为实现高电压增益的一种趋势^[21-22]。然而, 基于开关电容的变换器面临着电容瞬时电流过大的问题。开关电感式变换器在输出端提供高电压水平, 但在有源开关上面临高电压应力的问题。

进一步提出的拓扑结构, 如文献[23]提出的 XY 变换器、文献[24-26]中提出的电压倍增变换器、文献[27]提出的变换器, 其重点是高输出电压和低电压应力。XY 变换器家族中的某些成员提供的高电压增益甚至比二次升压变换器还要高。然而, 其输入端的电流不连续, 并且输出端的电容需要堆叠。电压倍增变换器能够提供高输出电压和连续的输入电流, 但它需要几个二极管和电容。所提出的变换器是另一种具有高功率密度和高效率的电压提升变换器。然而, 这些结构都是通过使用大量的电感和电容提高输出电压的。在文献[28-29]中, 提出了采用双占空比的变换器, 但该变换器的控制比较复杂。

本文提出一种新型的 DC-DC 变换器结构, 以实现高输出电压和降低电压应力。详细分析了该变换器的拓扑结构和工作模式, 讨论了电感等效串联电阻对电压增益的影响, 并对所提变换器与现有的高增益变换器进行了比较。最后给出了仿真结果, 以验证理论分析的正确性。

1 拓扑结构及工作模式

1.1 拓扑结构

所提电路拓扑如图 2 所示, 包括两个经典的 Boost 变换器级^[30]。Boost 变换器-1 由电感 L_1 、二极管 D_1 和功率开关 S_1 构成。Boost 变换器-2 由电感 L_2 、二极管 D_2 和功率开关 S_2 构成。如图 2 所示, 每级电容的连接方式不同, 以保存高电压增益。增加功率开关级可以很容易地获得高电压。在该电路中, 输入端口和输出端口处于同一电压等级。Boost 变换器-1 与电源电压 U_i 相连, 然后与 Boost 变换器-2

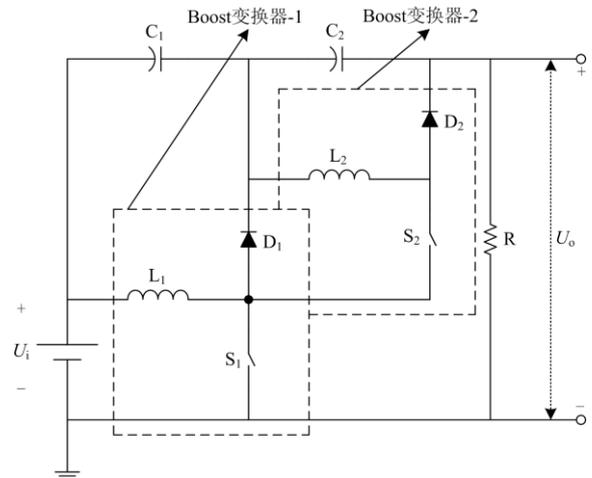


图2 拓扑结构

Fig. 2 Topological structure

相连。两个电感 L_1 和 L_2 之间共享总输入电流，以及两个功率开关 S_1 和 S_2 之间共享总输出电压。因此，电感尺寸减小，进一步降低了功率开关上的电压应力。

1.2 工作模式

假设每个元件的损耗为零，并忽略器件间的电压降^[31-32]。在连续电流模式(Continuous Current Mode, CCM)下，所提变换器以通过电感的电流连续的方式工作。图3给出了通过每个元件的电流和电压波形。所提电路拓扑的操作分为两种状态：功率开关 S_1 、 S_2 导通时的状态 I(时间 $T_0 \sim T_1$)和功率开关 S_1 、 S_2 关断时的状态 II(时间 $T_1 \sim T_2$)。

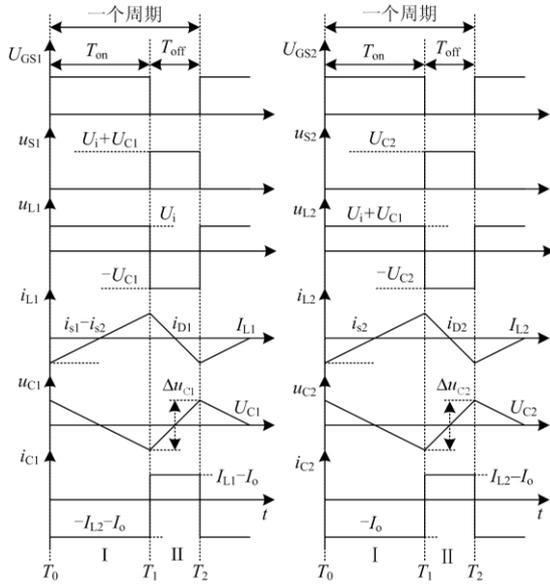


图3 CCM下的波形

Fig. 3 Waveform of CCM mode

1) 状态 I(时间 T_0 到 T_1)

当开关导通时，所提变换器的工作状态如图4(a)所示，图4(a)为此状态下的等效电路。二极管(D_1 、 D_2)反向偏压。输入电压 U_i 对电感 L_1 充电，输入电压 U_i 和电容 C_1 的电压对电感 L_2 充电。通过电感的电压为

$$U_{L1} = U_i \quad (1)$$

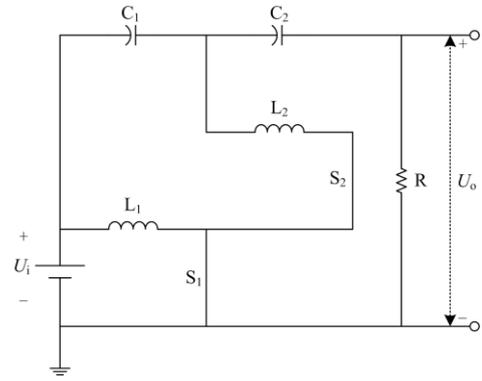
$$U_{L2} = U_i + U_{C1} \quad (2)$$

其中： U_i 为平均输入电压； U_{L1} 、 U_{L2} 分别为该状态下通过电感 L_1 、 L_2 的电压。

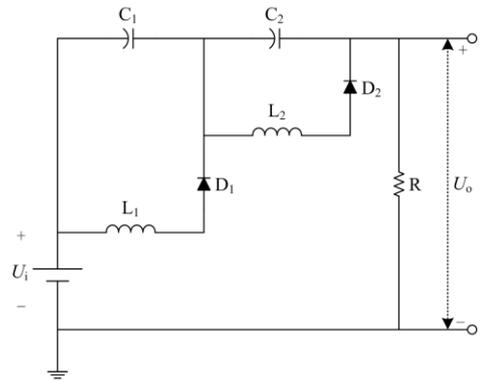
通过电容(C_1 和 C_2)的电流为

$$i_{C1} = -\left(\frac{U_o}{R} + i_{L2}\right) \quad (3)$$

$$i_{C2} = -\frac{U_o}{R} \quad (4)$$



(a) 状态I(时间 $T_0 \sim T_1$)



(b) 状态II(时间 $T_1 \sim T_2$)

图4 等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit

式中： U_o 为平均输出电压； i_{C1} 、 i_{C2} 分别为通过电容 C_1 、 C_2 的电流。

电容 C_1 和 C_2 的纹波电压为

$$\Delta U_{C2} = \frac{U_o + i_{L2}}{C_1} \cdot DT_s \quad (5)$$

$$\Delta U_{C2} = \frac{U_o}{C_2} \cdot DT_s \quad (6)$$

式中， D 为占空比。

通过电感 L_1 和 L_2 的纹波电流为

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_i}{L_1} \cdot DT_s \quad (7)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_i + U_{C1}}{L_2} \cdot DT_s \quad (8)$$

2) 状态 II(时间 $T_1 \sim T_2$)

当两个功率开关都关断时，其工作状态如图4(b)所示，图4(b)为该状态下的等效电路。在这种状态下，二极管(D_1 、 D_2)正向偏置。电感(L_1 、 L_2)

放电, 电容 C_1 和 C_2 充电, 其中电容 C_1 、 C_2 分别由电感 L_1 和 L_2 充电。通过电感的电压为

$$U_{L2} = -U_{C1} \quad (9)$$

$$U_{L2} = -U_{C2} \quad (10)$$

通过电容(C_1 和 C_2)的电流为

$$i_{C1} = i_{L1} - \frac{U_o}{R} \quad (11)$$

$$i_{C2} = i_{L2} - \frac{U_o}{R} \quad (12)$$

电容 C_1 、 C_2 的纹波电压由式(13)、式(14)得出。

$$\Delta U_{C1} = \frac{i_{L1} - \frac{U_o}{R}}{C_1} \cdot (T_s - DT_s) \quad (13)$$

$$\Delta U_{C2} = \frac{i_{L2} - \frac{U_o}{R}}{C_2} \cdot (T_s - DT_s) \quad (14)$$

通过电感 L_1 和 L_2 的纹波电流可以通过式(15)和式(16)计算。

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_{C1}}{L_1} \cdot (T_s - DT_s) \quad (15)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_{C2}}{L_2} \cdot (T_s - DT_s) \quad (16)$$

以电感 L_1 和 L_2 的电流, 电容 C_1 和 C_2 的电压为变量, 可以得到变换器的平均模型方程:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_i \cdot D + (-U_{C1}) \cdot (1-D)}{L_1} \quad (17)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{(U_i + U_{C1}) \cdot D + (-U_{C2}) \cdot (1-D)}{L_2} \quad (18)$$

$$\frac{du_{C1}}{dt} = \frac{(-\frac{U_o}{R} - i_{L2}) \cdot D + (i_{L1} - \frac{U_o}{R}) \cdot (1-D)}{C_1} \quad (19)$$

$$\frac{du_{C2}}{dt} = \frac{(-\frac{U_o}{R}) \cdot D + (i_{L2} - \frac{U_o}{R}) \cdot (1-D)}{L_2} \quad (20)$$

所得到的平均模型方程给出了 CCM 模式下所提变换器的电压增益表达式为

$$U_G = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (21)$$

2 等效串联电阻对电压增益的影响分析

电感 L_1 和 L_2 的等效串联电阻(Equivalent Series Resistance, ESR)效应通过考虑电感的串联电阻(r_{L1} 和 r_{L2})来实现, 如图 5 所示。

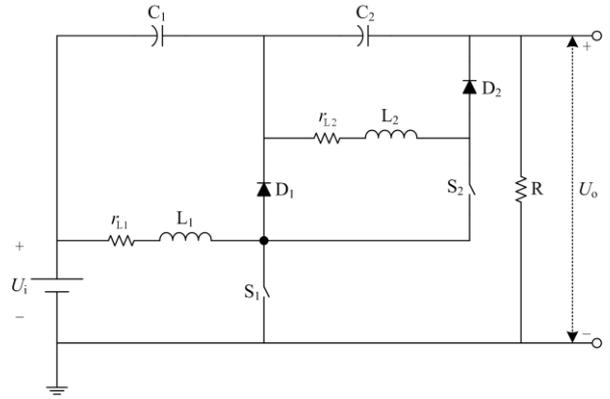


图 5 考虑电感 L_1 和 L_2 的 ESR 时的等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit considering ESR of inductance L_1 and L_2

电感电压为

状态 I:

$$\begin{cases} U_{L1} = U_i - I_{L1}r_{L1} \\ U_{L2} = U_i + U_{C1} - I_{L2}r_{L2} \end{cases} \quad (22)$$

状态 II:

$$\begin{cases} U_{L1} = -U_{C1} - I_{L1}r_{L1} \\ U_{L2} = -U_{C2} - I_{L2}r_{L2} \end{cases} \quad (23)$$

在两种状态下, 即一个开关周期后, 电感电流的净增量为零。使用式(22)和式(23), 在一个周期内通过电感的电压满足式(24)、式(25)。

$$U_i \cdot D + (-U_{C1}) \cdot (1-D) - r_{L1}I_{L1} = 0 \quad (24)$$

$$(U_i + U_{C1}) \cdot D + (-U_{C2}) \cdot (1-D) - r_{L2}I_{L2} = 0 \quad (25)$$

考虑到电感的 ESR, 其电压增益计算如式(26)。

$$U_G = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{(1-D)^2 + \frac{r_{L1}}{(1-D)^2} + r_{L2}} \quad (26)$$

可以看出, 随着 r_{L1} 和 r_{L2} 值的增加, 电压增益减小。这意味着电感的 ESR(r_{L1} 和 r_{L2})不应该太大, 以便获得更高的电压增益。

如果 $r_{L1} = r_{L2} = r_L$, 则电压增益为

$$U_G = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1/(1-D)^2}{1 + \frac{r_L}{R} [1/(1-D)^2 + 1/(1-D)^4]} \quad (27)$$

3 所提拓扑与其他类似拓扑的比较

本节介绍了所提变换器与现有变换器之间的比较研究。表 1 给出了不同变换器的元件数量、电压

表 1 所提拓扑与现有高增益变换器的比较

Table 1 Comparison between proposed topology and existing high gain converters

变换器	电感数量	二极管数量	开关数量	电容数量	电压增益	开关的归一化电压应力
传统 Boost 变换器 ^[5]	1	1	1	1	$1/(1-D)$	1
SIBC ^[8]	2	4	1	1	$(1+D)/(1-D)$	1
文献[9]所提变换器	1	1	2	1	$(1+D)/(1-D)$	$(U_G+1)2U_G$
QBC ^[11]	2	3	1	2	$1/(1-D)^2$	1
改进型 Sepic ^[13]	3	3	1	3	$D/(1-D)^2$	1
本文所提拓扑	2	2	2	2	$1/(1-D)^2$	$\begin{cases} S_1 \rightarrow D/(1-D)U_G \\ S_2 \rightarrow D/(1-D)^2U_G \end{cases}$

增益(U_G)和功率开关电压应力(标准化)的详细信息。与传统的 Boost 变换器和文献中的其他变换器相比,所提电路拓扑的优点是降低了电压应力并提供了高输出电压。图 6 为所提变换器和已有变换器的电压增益随占空比的变化曲线。从图 6 可以看出,与上述变换器相比,所提变换器在相同占空比情况下能够提供更高的输出电压。

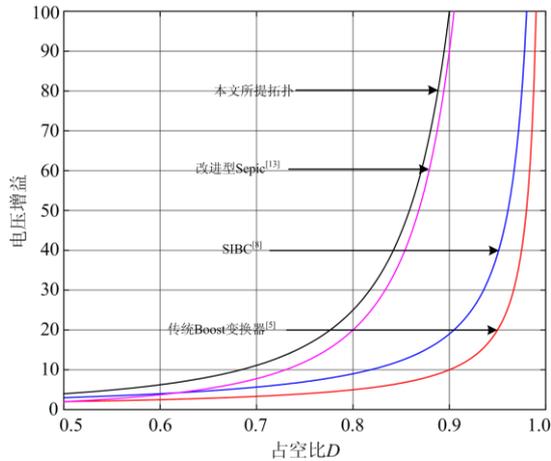


图 6 所提拓扑和部分高电压增益变换器的电压增益与占空比关系曲线

Fig. 6 Voltage gain and duty cycle curve of proposed topology and partial high voltage gain converters

4 仿真研究

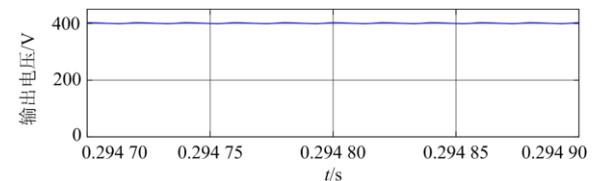
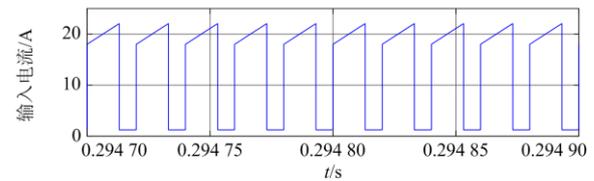
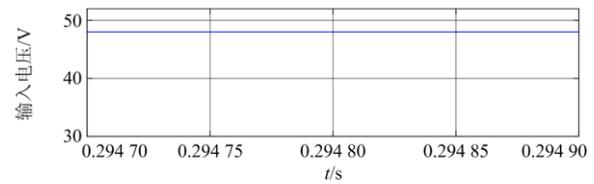
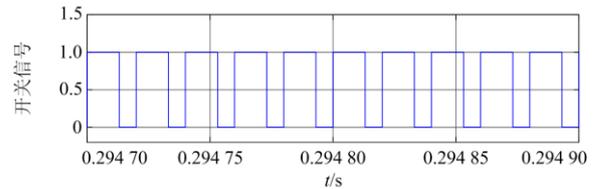
表 2 为使用 Matlab/Simulink 软件进行的变换器仿真研究所用的参数。在考虑理想元件的情况下,对所提电路拓扑进行了仿真研究。利用占空比为 0.654 的脉冲给功率开关以获得所需的输出电压。另外,一个开关周期被分成两种状态:功率开关导通状态(状态 I)和功率开关关闭状态(状态 II)。

图 7 中输入电压波形为 48 V,输入电流波形为 12.17 A,输出电压波形为 400 V,输出电流波形为 1.25 A,输入电流是连续的。图 8 分别为电感 L_1 和

表 2 仿真参数

Table 2 Simulation parameters

参数	值
额定功率	500 W
输入电压(U_i)	48 V
输出电压(U_o)	400 V
开关频率(f)	50 kHz
占空比(D)	0.654
电感	$L_1=330 \mu\text{H}$
	$L_2=820 \mu\text{H}$
电容	$C_1=22 \mu\text{F}$
	$C_2=22 \mu\text{F}$
负载(R)	320 Ω



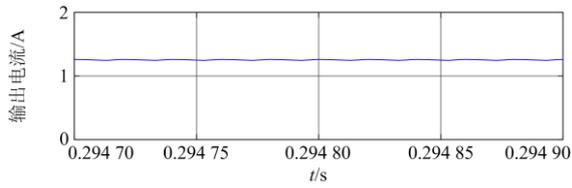


图7 开关脉冲、输入电压、输入电流、输出电压和输出电流波形

Fig. 7 Waveform of switching pulse, input voltage, input current, output voltage and output current

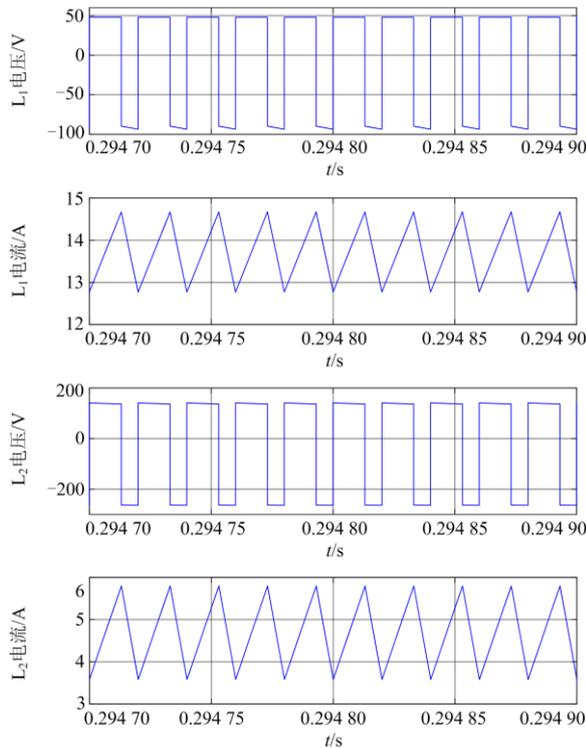


图8 电感 L_1 和 L_2 的电压和电流波形

Fig. 8 Voltage and current waveforms of inductors L_1 and L_2

L_2 的电压和电流波形。在状态 I 期间，电感 L_1 的电压等于源电压，即 48 V，通过电感 L_2 的电压为 140.33 V，由于磁化，通过两个电感的电流都以正斜率增加。在状态 II 期间，电感 L_1 和 L_2 的电压分别等于 92.36 V 和 262.6 V，分别等于各自电容的电压，并且由于电感的去磁，电流开始以负斜率下降。通过电感 L_1 和 L_2 的平均电流分别为 13.71 A 和 5.15 A。图 9 分别为二极管 D_1 和 D_2 的电压和电流波形。仿真研究表明，二极管 D_1 和 D_2 在状态 I 时反向偏置，在状态 II 时正向偏置。在反向偏压条件下， D_1 和 D_2 的阻断电压分别为 140 V 和 402 V。正向偏置时，通过 D_1 和 D_2 二极管的平均电流分别为 4.23 A 和 1.34 A。

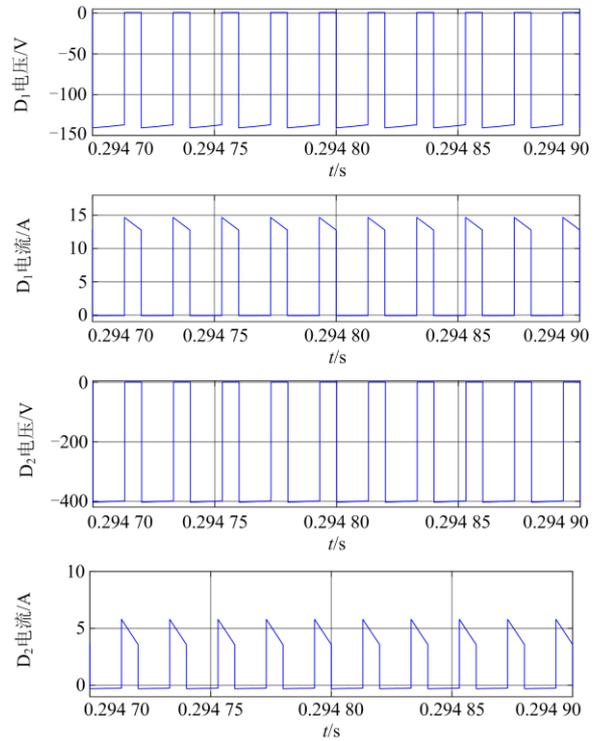


图9 二极管 D_1 和 D_2 的电压和电流波形

Fig. 9 Voltage and current waveforms of diodes D_1 and D_2

图 10 分别为功率开关 S_1 和 S_2 的电压和电流波

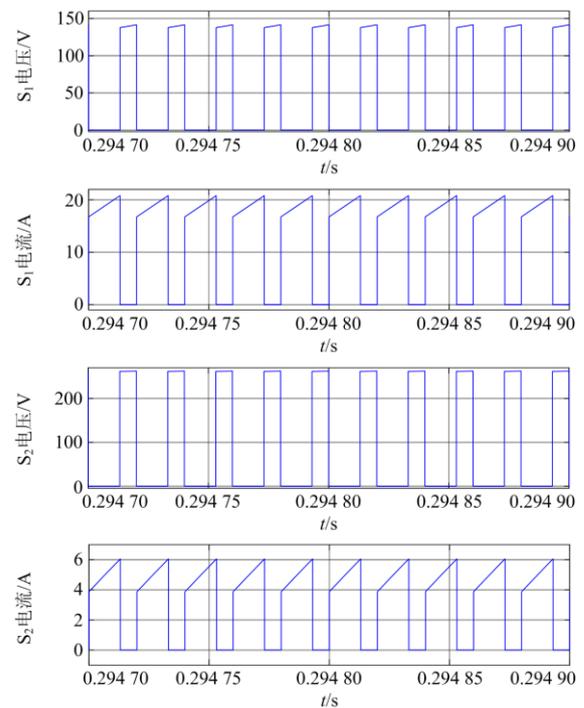


图 10 功率开关 S_1 和 S_2 的电压和电流波形

Fig. 10 Voltage and current waveforms of power switches S_1 and S_2

形。在状态 I 期间, S_1 和 S_2 的电压分别为 140 V 和 262 V。 S_1 和 S_2 电流的平均值分别为 10.76 A 和 2.82 A。图 11 分别为电容 C_1 和 C_2 的电压及电流波形。电容 C_1 和 C_2 的电压分别为 91.5 V 和 262 V。

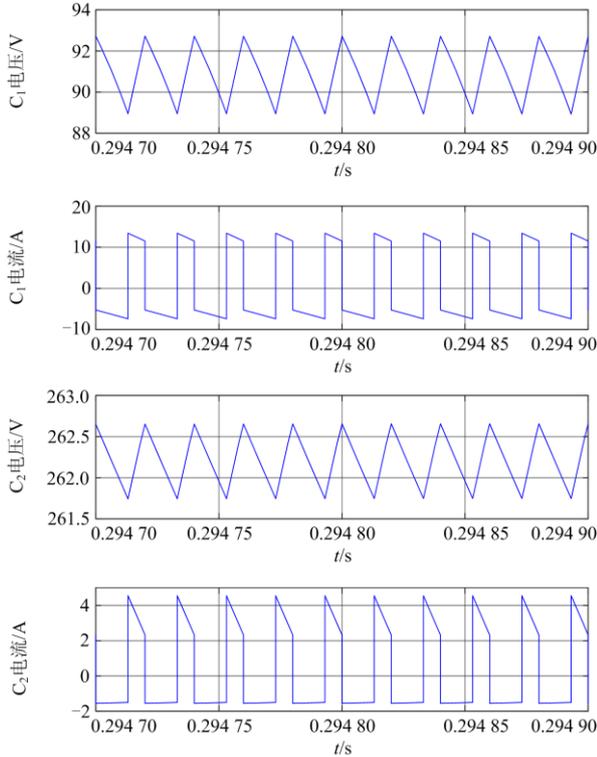
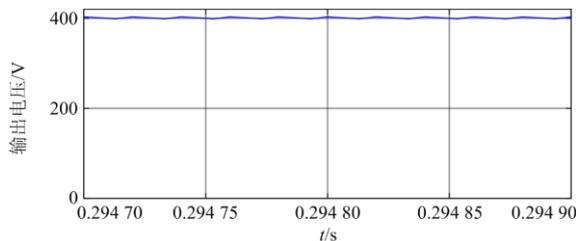


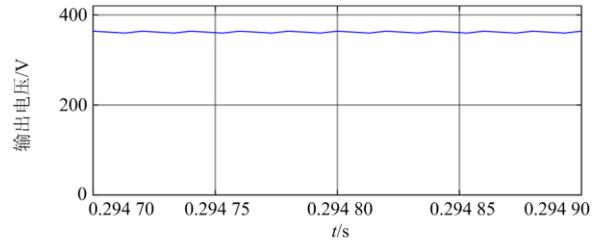
图 11 电容 C_1 和 C_2 的电压和电流波形

Fig. 11 Voltage and current waveforms of capacitors C_1 and C_2

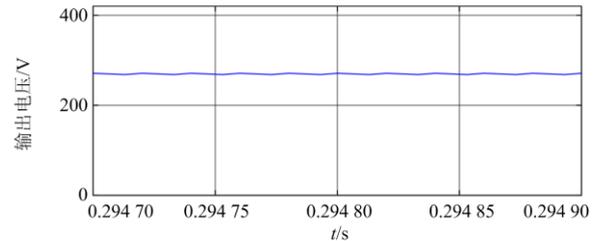
电感在不同 ESR 情况下的输出电压仿真波形如图 12 所示。图 12(a)为 $r_{L1} = r_{L2} = r_L = 0 \Omega$ (即 $r_L/R=0$) 时的输出电压波形; 图 12(b)为 $r_{L1} = r_{L2} = r_L = 0.32 \Omega$ (即 $r_L/R=0.001$) 时的输出电压波形; 图 12(c)为 $r_{L1} = r_{L2} = r_L = 1.6 \Omega$ (即 $r_L/R=0.005$) 时的输出电压波形; 图 12(d)为 $r_{L1} = r_{L2} = r_L = 3.2 \Omega$ (即 $r_L/R=0.01$) 时的输出电压波形。从仿真结果明显可以看出, 随着 r_{L1} 和 r_{L2} 值的增加, 电压增益减小, 输出电压幅值显著降低, 证明了理论分析的正确性。因此, 在设计电感参数时, 其 ESR 不应该太大, 以便获得更高的电压增益。



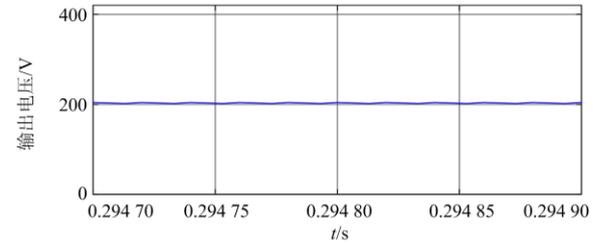
(a) $r_{L1}=r_{L2}=0 \Omega$ 时的输出电压波形



(b) $r_{L1}=r_{L2}=0.32 \Omega$ 时的输出电压波形



(c) $r_{L1}=r_{L2}=1.6 \Omega$ 时的输出电压波形



(a) $r_{L1}=r_{L2}=3.2 \Omega$ 时的输出电压波形

图 12 不同 ESR 情况下的输出电压波形

Fig. 12 Output voltage waveform under different ESR conditions

5 结论

本文提出了一种新型的 DC-DC 变换器拓扑结构, 该变换器在不使用高占空比的情况下提供高电压增益, 并且功率开关之间的电压较低, 这是该拓扑结构的显著优点。同时所提新型变换器拓扑还具有一系列其他优点, 如该拓扑结构其负载接地, 并降低了通过器件的电压水平, 从而避免了使用具有高电压额定值的功率开关。本文对该新型变换器进行了稳态分析, 推导了直流增益的计算公式。讨论了电感 ESR 对电压增益的影响, 并与现有的变换器进行了比较研究。最后, 通过仿真研究验证了理论分析的正确性。

参考文献

[1] GUERRERO J, VASQUEZ J, MATAS J, et al. Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids—a general approach toward standardization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 158-172.

- [2] 汪洋, 陈风云, 肖文, 等. 考虑不确定性和含换电站的直流微电网优化研究[J]. 智慧电力, 2020, 48(7): 46-51. WANG Yang, CHEN Fengyun, XIAO Wen, et al. Optimization of DC microgrid considering uncertainty and battery swap station[J]. Smart Power, 2020, 48(7): 46-51.
- [3] 常雨芳, 蔡华洵, 曹志, 等. 考虑直流负载率的交直流混合微电网优化配置[J]. 智慧电力, 2019, 47(10): 31-35, 43. CHANG Yufang, CAI Huaxun, CAO Zhi, et al. Optimal allocation of hybrid AC/DC micro-grid considering DC load rate[J]. Smart Power, 2019, 47(10): 31-35, 43.
- [4] GUPTA N, GARG R. Algorithm for islanding detection in photovoltaic generator network connected to low-voltage grid[J]. IET Transmission, Distribution, and Generation, 2018, 12(10): 2280-2287.
- [5] 苗长越, 王维庆, 王海云, 等. 光伏接入对系统小干扰稳定的影响研究[J]. 高压电器, 2019, 55(7): 211-215. MIAO Changyue, WANG Weiqing, WANG Haiyun, et al. Research of the influence of photovoltaic access on small disturbance stability of the system[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(7): 211-215.
- [6] MURANDA C, OZSOY E, PADMANABAN S, et al. Modified SEPIC DC-to-DC boost converter with high output-gain configuration for renewable applications[C] // 2017 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), October 30-31, 2017, Kuala Lumpur, Malaysia: 317-322.
- [7] 王利猛, 孙珮然, 姜鸿儒, 等. 计及谐波指标影响的含分布式电源配电网多目标规划[J]. 太阳能学报, 2020, 41(2): 181-187. WANG Limeng, SUN Peiran, JIANG Hongru, et al. Multi-objective planning with distributed power distribution network considering influence of harmonic indicators[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2020, 41(2): 181-187.
- [8] 杨翹, 张林强, 孙可, 等. 法国可再生能源区域发展政策的研究[J]. 高压电器, 2019, 55(10): 241-246. YANG Xuan, ZHANG Linqiang, SUN Ke, et al. Analysis on regional development policy of renewable energy in France[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(10): 241-246.
- [9] 李化林, 戴承承, 黄重阳, 等. 考虑需求侧管理的配电网分布式电源优化配置研究[J]. 供用电, 2020, 37(7): 24-29. LI Hualin, DAI Chengcheng, HUANG Chongyang, et al. Study on optimal allocation of distributed generation in distribution network considering demand side management[J]. Distribution & Utilization, 2020, 37(7): 24-29.
- [10] 刘德旭, 刘艳, 潘永旗, 等. 基于可再生能源发电优先消纳的电力电量平衡模型研究[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(1): 64-71. LIU Dexu, LIU Yan, PAN Yongqi, et al. Research on power balance model based on priority consumption of renewable energy power generation[J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(1): 64-71.
- [11] 姜曼, 杨司玥, 刘定宜, 等. 中国各省可再生能源电力消纳量对碳排放的影响[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(7): 87-95. JIANG Man, YANG Siyue, LIU Dingyi, et al. Impacts of Renewable electricity consumption on carbon dioxide emission in China's provinces[J]. Power System and Clean Energy, 2020, 36(7): 87-95.
- [12] HE Jinghan, CHEN Ke'ao, LI Meng, et al. Review of protection and fault handling for a flexible DC grid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(2): 151-165. DOI: 10.1186/s41601-020-00157-9.
- [13] 张沈习, 程浩忠, 邢海军, 等. 配电网中考虑不确定性的分布式电源规划研究综述[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(8): 1-9. ZHANG Shenxi, CHENG Haozhong, XING Haijun, et al. Review of DG planning considering uncertainties for distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(8): 1-9.
- [14] RAHMAN M H, XU Lie, YAO Liangzhong. Protection of large partitioned MTDC networks using DC-DC converters and circuit breakers[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(2): 170-178. DOI: 10.1186/s41601-016-0030-0.
- [15] PADMANABAN S, BHASKAR M S, MAROTI P K, et al. An original transformer and switched-capacitor (T&SC)-based extension for DC-DC boost converter for high-voltage/low current renewable energy applications: hardware implementation of a new T & SC boost converter[J]. Energies, 2018, 11(4): 783-792.
- [16] 黄远胜, 刘和平, 苗轶如, 等. 基于并联虚拟电阻的级联 DC-DC 变换器稳定控制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(18): 3927-3937. HUANG Yuansheng, LIU Heping, MIAO Yiru, et al. Cascaded DC-DC converter stability control method based on paralleling virtual resistor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(18): 3927-3937.
- [17] AXELROD B, BERKOVICH Y, IOINOVICI A. Switched capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I, 2008, 55(2): 687-696.
- [18] YANG L, LIANG T, CHEN J. Transformerless DC-DC

- converters with high step-up voltage gain[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3144-3152.
- [19] 王擎宇, 卢振坤, 李燕, 等. 双线性 DC/DC 变换器混杂建模与优化控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(19): 17-24.
WANG Qingyu, LU Zhenkun, LI Yan, et al. Hybrid modeling and optimal control of bilinear DC/DC converters[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(19): 17-24.
- [20] VALDEZ J, RESENDIZ. Quadratic boost converter based on stackable switching stages[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(8): 1373-1381.
- [21] SADAF S, BHASKAR M S, MERAJ M, et al. A novel modified switched inductor boost converter with reduced switch voltage stress[J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 2020, 36(9): 1-12.
- [22] MAROTI P K. A new structure of high voltage gain SEPIC converter for renewable energy applications[J]. IEEE Access, 2019, 52(7): 89857-89868.
- [23] BHASKAR M S, PADMANABAN S, WHEELER P, et al. A new voltage doubler based DC-DC 2L_{Cm}-Y power converter topologies for high-voltage/ low-current renewable energy applications[C] // 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), June 13-15, 2018, Long Beach, CA, USA: 1-6.
- [24] IQBAL A, BHASKAR M S, MERAJ M, et al. Closed-loop control and boundary for CCM and DCM of nonisolated inverting N× multilevel boost converter for high voltage step-up applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2863-2874.
- [25] 宋波, 杨峰. 分布式控制的多模块并联电流型双向直流-直流变换器[J]. 高压电器, 2019, 55(2): 171-175.
SONG Bo, YANG Feng. Bidirectional DC-DC converter of multi-module shunt current-mode with distributed control[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(2): 171-175.
- [26] BHASKAR M S, SANJEEVIKUMAR P, BLAABJERG F, et al. L-L and L-2L multilevel boost converter topologies with voltage multiplier with L-L and L-2L converter of XY family[C] // IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), November 12-13, 2018, Riga, Latvia: 1-6.
- [27] LUO F L. Seven self-lift DC-DC converters, voltage lift techniques[J]. Proceedings of IEEE Electric Power Application, 2001, 148(4): 329-338.
- [28] BHASKAR M S, MERAJ M, IQBAL A, et al. High gain transformer-less double-duty-triple-mode DC/DC converter for DC microgrid[J]. IEEE Access, 2019, 7: 36353-36370.
- [29] BHASKAR M S, ALAMMARI R, MERAJ M, et al. A new triple-switch-triple-mode high step-up converter with wide range of duty cycle for DC microgrid applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2019, 55(6): 7425-7441.
- [30] 吴济东, 汪可友, 黄鑫, 等. 孤立直流微电网多 DC-DC 变换器分布式协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(11): 76-83.
WU Jidong, WANG Keyou, HUANG Xin, et al. Distributed coordinated control scheme of parallel DC-DC converters in isolated DC microgrids[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(11): 76-83.
- [31] 朱彦磊, 傅亚光, 艾建, 等. 一种双不对称升压倍增单元的耦合电感 Boost 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(12): 93-99.
ZHU Yanlei, FU Yaguang, AI Jian, et al. Two asymmetric voltage multiplier cells Boost converter with coupled inductor[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(12): 93-99.
- [32] XU Yan, LIU Jingyan, FU Yuan. Fault-line selection and fault-type recognition in DC systems based on graph theory[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2018, 3(3): 267-276. DOI: 10.1186/s41601-018-0098-9.

收稿日期: 2020-11-09; 修回日期: 2021-01-12

作者简介:

岳舟(1982—), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。E-mail: yuezhou2000@163.com

(编辑 葛艳娜)