

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230164

# 一种差动型高增益 DC-DC 变换器分析与设计

岳舟, 李浩天, 廖辰星, 李嘉健

(湖南人文科技学院, 能源与机电工程学院, 湖南 娄底 417000)

**摘要:** 针对传统 DC-DC 变换器电压增益低、开关管电压应力较高、输入电流和输出电压纹波较大等问题, 提出一种由两个多电平升压变换器差动连接而成的 DC-DC 变换器。首先, 详细分析了所提变换器的拓扑结构、工作状态以及电路参数设计。理论分析结果表明, 在占空比为 0.5 时, 该新型变换器输入电流和输出电压的纹波相互抵消, 具有明显的纹波抑制功能。同时, 当电容器以互补开关方式运行时, 电容器纹波的减少降低了电容器的尺寸。此外, 该新型变换器无需添加额外的开关管, 驱动及控制电路设计简单。然后, 对所提变换器与其他类似变换器在电压增益、元件器数量以及半导体器件的电压应力等方面进行了对比分析, 进一步说明了所提变换器的优越性能。最后, 通过仿真研究和样机实验验证了理论分析的正确性, 以及所提拓扑结构在降低元器件电压应力、提高电压增益方面的有效性。

**关键词:** 升压变换器; 纹波抑制; 高电压增益; 差动连接

## Analysis and design of a differential high gain DC-DC converter

YUE Zhou, LI Haotian, LIAO Chenxing, LI Jiajian

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

**Abstract:** There are some problems such as the low voltage gain, high voltage stress in switch tubes, input current and output voltage with large ripple. This paper proposes a DC-DC converter, which is formed by differential connection of two multi-level boost converters. First, a detailed analysis is conducted on the topology, working state, and circuit parameter design of the proposed converter. The theoretical analysis results show that when the duty cycle is 0.5, the ripple of the input current and output voltage cancel each other, and this new converter has obvious ripple suppression function. When the capacitor operates in a complementary switching mode, the reduction of capacitor ripple reduces the size of the capacitor. In addition, the new converter does not require the addition of additional switches, and the design of the driving and control circuits is simple. A comparative analysis is conducted of the proposed converter and other similar converters in terms of voltage gain, number of components, and voltage stress of semiconductor devices, further demonstrating the superior performance of the proposed converter. Finally, the correctness of the theoretical analysis and the proposed topology structure are verified through simulation and prototype experiments. The converter can reduce component voltage stress and improve voltage gain.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61702182).

**Key words:** boost converters; ripple reduction; high voltage gain; differentially connected

## 0 引言

为减少碳排放, 作为可再生能源的光伏发电系统得到越来越多的应用<sup>[1-4]</sup>。单个光伏板的输出电压

低, 且依赖于天气。因此, 为实现光伏应用, DC-DC 变换器是满足工业要求的必然选择<sup>[5-7]</sup>。光伏板的输出电压控制可以通过调节 DC-DC 变换器功率开关的占空比来实现。用于升压的传统 Boost 变换器具有简单的结构。然而, 在一些需要高变换比的场合, 开关管需要工作在极端占空比状态, 这样就降低了效率, 也限制了电压变换范围<sup>[8]</sup>。此外, 功率开关上

**基金项目:** 国家自然科学基金项目资助(61702182); 湖南省自然科学基金项目资助(2023JJ50489)

的电压和电流应力都较高。因此,在光伏发电系统中引入经典的 Boost 变换器不是最佳解决方案。

文献[9-15]提出了几种克服经典 Boost 变换器局限性的方法,以实现高变换比。这些方法通常可分为使用磁耦合(如耦合电感或高频变压器)和不使用磁耦合两种。基于变压器的 DC-DC 变换器可以通过简单地增加高频变压器的匝数来实现高电压增益。但是,由于变压器的漏感,功率开关上会出现电压尖峰。与此类似,耦合电感中也存在漏感,因此,在功率开关上同样会产生电压尖峰。虽然可以通过安装缓冲电路来吸收电压尖峰,然而引入的缓冲电路会降低整体效率,并使变换器变得更加复杂。

另一方面,非磁耦合 DC-DC 变换器的体积小、结构简单,从而得到了研究人员的青睐。专家和学者提出了几种非隔离升压方法,如将电压提升(voltage lift, VL)、开关电感(switched inductor, SI)、电压倍增器(voltage-multiplier, VM)和开关电容器(switched-capacitor, SC)等应用于各种已知的 DC-DC 变换器。文献[8]介绍了一种采用混合开关电容技术的单开关高增益变换器。文献[16]介绍了一种单开关混合升压变换器。但是,文献[8,16]变换器的输入电流不连续,这会降低光伏板的性能和寿命。文献[17-19]中的变换器结构是由 SI 单元与 SC 单元相结合而成。文献[20-22]介绍了使用混合 SI 方法的升压变换器。文献[18,21]中的变换器可以进一步提高电压增益,降低开关的电压应力,但仍然存在输入电流不连续的缺点。

文献[23-27]引入了具有连续输入电流的多电平升压变换器,能够减小输入电流和输出电压纹波。此外,还可以进一步扩大电压增益,并且减小开关的电压应力。文献[28]提出了一种交错多电平升压变换器,该变换器具有纹波抑制能力,但其元件数量较多,实用性不强。文献[29]提出了一种降低电压应力的连续输入电流六相交错升压变换器,但该变换器使用的器件(6 个功率开关、6 个电感、8 个电容和 14 个二极管)数量太多,而且 6 个功率开关需要额外的栅极驱动电路,其结构复杂且体积较大,也不实用。

鉴于上述原因,本文提出一种用于太阳能光伏系统的具有纹波抑制功能的 DC-DC 升压变换器。所提变换器由两个多电平升压变换器差动连接而成。详细分析了所提变换器的拓扑结构、工作状态,在此基础上,对电路参数进行了设计,并阐述了其纹波抑制原理。对比分析了所提变换器与其他类似变换器的结构与性能,通过仿真研究和样机实验验证所提变换器的性能。

## 1 差动型高增益 DC-DC 变换器

### 1.1 拓扑结构

具有纹波抑制功能的 DC-DC 升压变换器如图 1 所示。它由两个差动连接的多电平升压变换器组合而成。所提变换器的上部由一个功率开关( $S_1$ )、1 个电感器( $L_1$ )、3 个电容器( $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$ )和 3 个二极管( $D_1$ 、 $D_2$  和  $D_3$ )组成。电容器  $C_2$  和  $C_3$  产生一个浮动输出。所提变换器的下部是上部变换器的反向结构,由功率开关( $S_2$ )、电感器( $L_2$ )、3 个电容器( $C_4$ 、 $C_5$  和  $C_6$ )和 3 个二极管( $D_4$ 、 $D_5$  和  $D_6$ )组成。电容器  $C_5$  和  $C_6$  产生另一个浮动输出。负载在上部和下部浮动输出之间差动连接。

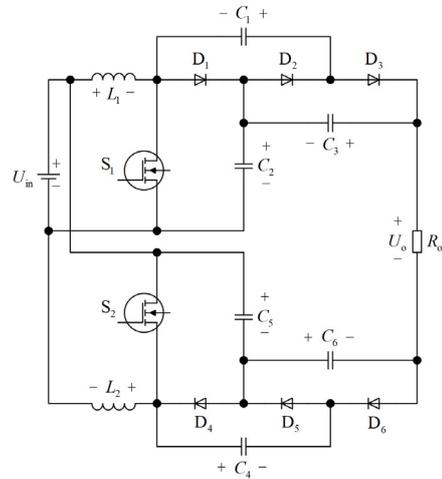


图 1 拓扑结构

Fig. 1 Topological structure

### 1.2 连续导通模式

变换器以互补的方式工作,在连续导通模式(continuous conduction mode, CCM)下具有两种状态,如图 2 所示。独立分析每个变换器的两种状态,然后合并以获得变换器的状态方程。占空比为 50% 时 CCM 下的特征波形如图 3 所示,图中  $T_s$  为一个开关周期。变换器上部和下部的占空比分别为  $D_1$  和  $D_2$ ,  $D_1 + D_2 = 1$ 。

状态 1( $0 < t < t_1$ ):  $S_1$  导通,  $S_2$  关断,从输入直流电源( $U_{in}$ )对  $L_1$  和  $C_5$  充电,并对  $L_2$  放电,如图 2(a)所示。电容器  $C_2$  向  $C_1$  放电,电容器  $C_6$  向  $C_4$  放电。电容器  $C_3$  放电,向负载释放能量。二极管  $D_2$ 、 $D_4$  和  $D_6$  导通,  $D_1$ 、 $D_3$  和  $D_5$  关断。电感器上的电压计算如式(1)所示。

$$\begin{cases} U_{L_1} = U_{in} \\ U_{L_2} = U_{in} - U_{C_5} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $U_{L_1}$  为电感器  $L_1$  的电压;  $U_{L_2}$  为电感器  $L_2$  的电压;  $U_{in}$  为输入直流电源电压;  $U_{C_1} - U_{C_6}$  分别为电容器  $C_1 - C_6$  的电压。

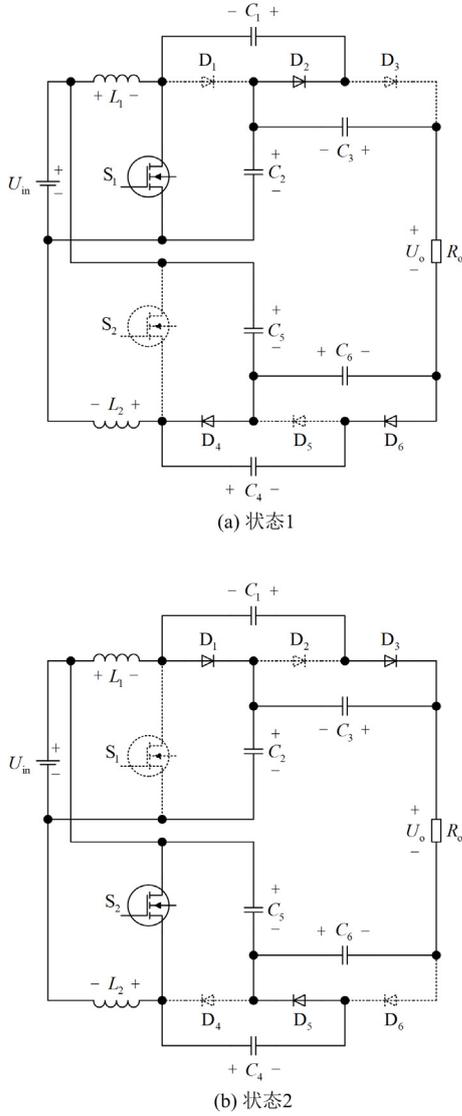


图 2 占空比为 50% 时的工作状态

Fig. 2 Working state when the duty cycle is 50%

电容器  $C_1$  和  $C_2$  并联连接有

$$\begin{cases} U_{C_1} = U_{C_2} \\ U_{C_4} = U_{C_6} \end{cases} \quad (2)$$

在状态 1 下计算  $D_1$ 、 $D_3$  和  $D_5$  上的电压, 如式 (3) 所示。

$$\begin{cases} U_{D_1} = U_{C_1} \\ U_{D_3} = U_{C_3} \\ U_{D_5} = U_{C_4} \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $U_{D_1} - U_{D_6}$  分别为二极管  $D_1 - D_6$  的电压。

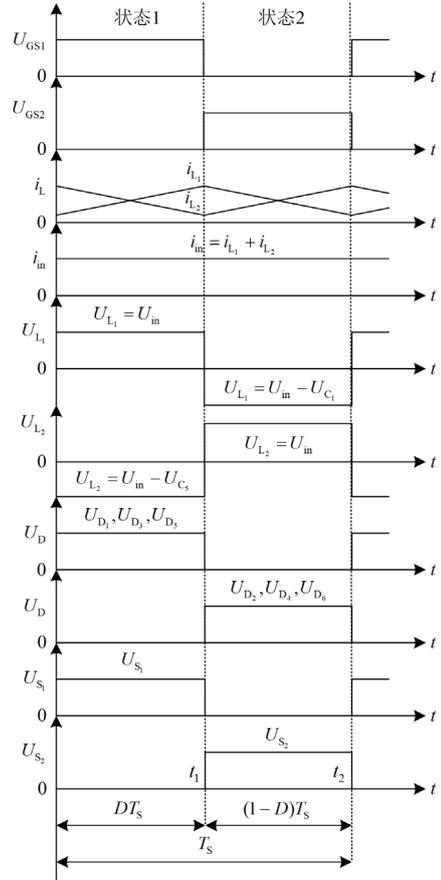


图 3 占空比为 50% 时 CCM 下的特征波形

Fig. 3 Characteristic waveform under CCM when the duty cycle is 50%

状态 1 下 6 个电容器  $C_1 - C_6$  的电流方程如式 (4) 所示。

$$\begin{cases} I_{C_1} = I_{D_2} \\ I_{C_2} = -I_o - I_{D_2} \\ I_{C_3} = -I_o \\ I_{C_4} = -I_{D_6} \\ I_{C_5} = I_{D_4} + I_{D_6} - I_o \\ I_{C_6} = I_{D_6} - I_o \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $I_{C_1} - I_{C_6}$  分别为流过电容器  $C_1 - C_6$  的电流;  $I_{D_1} - I_{D_6}$  分别为流过二极管  $D_1 - D_6$  的电流;  $I_o$  为输出电流。

状态 2 ( $t_1 < t < t_2$ ):  $S_1$  关断,  $S_2$  导通。因此,  $L_1$  向电容器  $C_2$  放电,  $L_2$  通过输入直流电源 ( $U_{in}$ ) 充电。电容器  $C_1$  放电至  $C_3$ , 电容器  $C_5$  放电至  $C_4$ 。电容器  $C_6$  放电以实现电流二次平衡。电感器上的电压计算

如式(5)所示。

$$\begin{cases} U_{L_1} = U_{in} - U_{C_2} \\ U_{L_1} = U_{in} \end{cases} \quad (5)$$

电容器  $C_4$  和  $C_5$  并联有

$$\begin{cases} U_{C_1} = U_{C_3} \\ U_{C_4} = U_{C_5} \end{cases} \quad (6)$$

根据 KVL 得到  $D_2$ 、 $D_4$  和  $D_6$  的电压如式(7)所示。

$$\begin{cases} U_{D_2} = U_{C_1} \\ U_{D_4} = U_{C_4} \\ U_{D_6} = U_{C_6} \end{cases} \quad (7)$$

状态 2 中流过 6 个电容器  $C_1$ — $C_6$  的电流如式(8)所示。

$$\begin{cases} I_{C_1} = I_{D_1} - I_{L_1} \\ I_{C_2} = I_{D_1} + I_{D_3} - I_o \\ I_{C_3} = I_{D_3} - I_o \\ I_{C_4} = I_{D_5} \\ I_{C_5} = -I_{D_5} - I_o \\ I_{C_6} = I_o \end{cases} \quad (8)$$

每个电容器( $C_1$ — $C_6$ )上的电压由两种状态下电感器上的伏秒平衡原理获得。伏秒平衡原理表明,在整个开关周期(状态 1 和状态 2 分别对应于  $D$  和  $(1-D)$ )中,电感器上的平均电压等于 0,式(9)从数学上说明了其原理。

$$\begin{cases} D_1 U_{L_1-\text{State1}} + (1-D_1) U_{L_1-\text{State2}} = 0 \\ D_2 U_{L_2-\text{State1}} + (1-D_2) U_{L_2-\text{State2}} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $U_{L_1-\text{State1}}$  和  $U_{L_1-\text{State2}}$  分别是电感  $L_1$  在状态 1 和状态 2 下的电压;  $U_{L_2-\text{State1}}$  和  $U_{L_2-\text{State2}}$  分别是电感  $L_2$  在状态 1 和状态 2 下的电压。

将式(1)和式(5)代入式(9),得

$$\begin{cases} D_1 U_{in} + (1-D_1)(U_{in} - U_{C_5}) = 0 \\ D_2 (U_{in} - U_{C_5}) + (1-D_2) U_{in} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

因此,通过式(10)可以得到电容器  $C_2$ 、 $C_5$  的电压。此外,当二极管导通时,  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  并联,因此,它们之间的电压相等。同样的情况适用于  $C_4$ 、 $C_5$  和  $C_6$ 。电容器上的电压如式(11)所示。

$$\begin{cases} U_{C_1} = U_{C_2} = U_{C_3} = \frac{U_{in}}{1-D_1} \\ U_{C_4} = U_{C_5} = U_{C_6} = \frac{U_{in}}{1-D_2} \end{cases} \quad (11)$$

变换器的增益如式(12)所示。

$$\begin{cases} U_o = U_{C_2} + U_{C_3} - U_{in} + U_{C_5} + U_{C_6} \\ G_{\text{Ideal}} = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{3-D_1-D_2-D_1D_2}{(D_1-1)(D_2-1)} \end{cases} \quad (12)$$

式中,  $G_{\text{Ideal}}$  为理想电压增益。

当两个变换器的占空比相等(即  $D_1 = D_2 = D$ )时,有

$$G_{\text{Ideal}} = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{3+D}{1-D} \quad (13)$$

由式(3)、式(7)和式(11)可以推导出二极管( $D_1$ — $D_6$ )的电压,如式(14)所示。

$$\begin{cases} U_{D_1} = U_{D_2} = U_{D_3} = \frac{U_{in}}{1-D_1} \\ U_{D_4} = U_{D_5} = U_{D_6} = \frac{U_{in}}{1-D_2} \end{cases} \quad (14)$$

功率开关( $S_1$  和  $S_2$ )上的电压如式(15)所示。

$$\begin{cases} U_{S_1} = \frac{U_{in}}{1-D_1} \\ U_{S_2} = \frac{U_{in}}{1-D_2} \end{cases} \quad (15)$$

式中:  $U_{S_1}$  为功率开关  $S_1$  的电压;  $U_{S_2}$  为功率开关  $S_2$  的电压。

二极管( $D_1$ — $D_6$ )和功率开关( $S_1$ 、 $S_2$ )的电流通过式(4)和式(8)中电容器电流的安秒平衡原理获得,如式(16)所示。

$$\begin{cases} I_{D_1} = I_{D_3} = \frac{I_o}{1-D_1} \\ I_{D_2} = \frac{I_o}{D_1} \\ I_{D_4} = I_{D_6} = \frac{I_o}{1-D_2} \\ I_{D_5} = \frac{I_o}{D_2} \\ I_{S_1} = \frac{2I_o D_1}{1-D_1} \\ I_{S_2} = \frac{2I_o D_2}{1-D_2} \end{cases} \quad (16)$$

式中:  $I_{S_1}$  为流过功率开关  $S_1$  的电流;  $I_{S_2}$  为流过功率开关  $S_2$  的电流。

根据安秒平衡原理,由式(4)和式(8)得到电感器  $L_1$  和  $L_2$  的电流平均值,如式(17)所示。

$$\begin{cases} I_{L_1} = \frac{2I_o}{1-D_1} \\ I_{L_2} = \frac{2I_o}{1-D_2} \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $I_{L_1}$  为流过电感器  $L_1$  的电流;  $I_{L_2}$  为流过电感器  $L_2$  的电流。

根据式(12)推导的电压增益方程得到平均输入电流, 如式(18)所示。

$$I_{in} = \frac{(3 - D_1 - D_2 - D_1 D_2)I_o}{(D_1 - 1)(D_2 - 1)} \quad (18)$$

式中,  $I_{in}$  为输入电流。

当两个变换器的占空比相等(即  $D_1 = D_2 = D$ ) 时, 平均输入电流方程表示为

$$I_{in} = \frac{(3 + D)I_o}{(1 - D)} \quad (19)$$

由式(1)的电感电压得到  $L_1$  和  $L_2$ , 计算如式(20)所示。

$$\begin{cases} L_1 = D_1 \frac{U_{in}}{\Delta i_{L_1} f_s} \\ L_2 = D_2 \frac{U_{in}}{\Delta i_{L_2} f_s} \end{cases} \quad (20)$$

式中:  $\Delta i_{L_1}$  为电感器  $L_1$  的电流纹波;  $\Delta i_{L_2}$  为电感器  $L_2$  的电流纹波;  $f_s$  为开关频率。

通过式(8)可以得到电容器的设计, 如式(21)所示。

$$\begin{cases} C_1 = \frac{U_o}{f_s \Delta U_{C_1} R} \\ C_2 = \frac{(1 + D_1)U_o}{f_s \Delta U_{C_2} R} \\ C_3 = \frac{D_1 U_o}{f_s \Delta U_{C_3} R} \\ C_4 = \frac{D_2 U_o}{(1 - D_2) f_s \Delta U_{C_4} R} \\ C_5 = \frac{(1 + D_2) D_2 U_o}{(1 - D_2) f_s \Delta U_{C_5} R} \\ C_6 = \frac{D_2^2 U_o}{(1 - D_2) f_s \Delta U_{C_6} R} \end{cases} \quad (21)$$

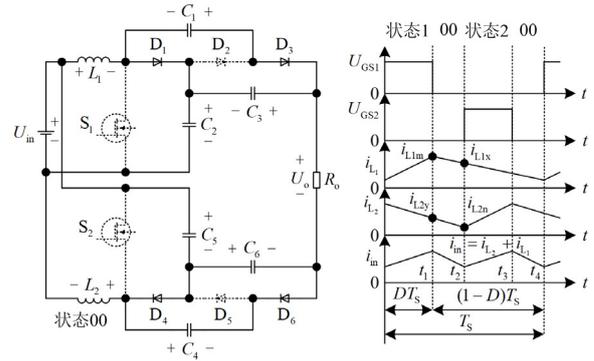
式中:  $\Delta U_{C_1} \sim \Delta U_{C_6}$  分别为电容器  $C_1 \sim C_6$  的电压纹波;  $R$  为负载电阻。

### 1.3 纹波抑制原理

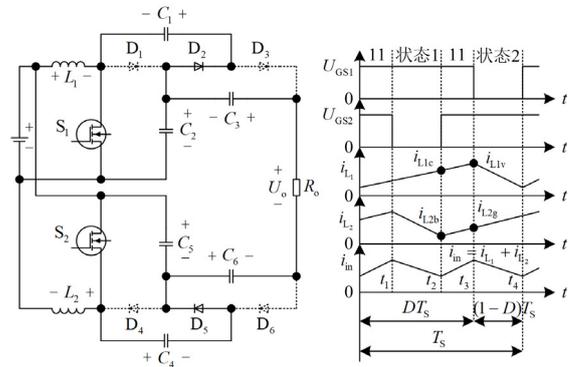
#### 1) 输入电流纹波

当占空比为 50% 时, 变换器的特征波形如图 3 所示。在这种情况下, 输入电流和输出电压中的纹波彼此抵消。占空比不为 50% 时的工作状态如图 4 所示。图 4 中  $U_{GS1}$  和  $U_{GS2}$  分别为功率开关  $S_1$  和  $S_2$  的栅极驱动电压。当占空比  $D$  的工作范围为 (0, 0.5) 时, 将出现  $S_1$  和  $S_2$  都关断的第三状态(用状态 00 表

示), 如图 4(a) 所示。



(a) 状态 00 及其特征波形 ( $D < 50\%$ )



(b) 状态 11 及其特征波形 ( $D > 50\%$ )

图 4 占空比不为 50% 时的工作状态

Fig. 4 Working state when the duty cycle is not 50%

输入电流的纹波可以表示为

$$\Delta i_{in} = (I_{L1m} + I_{L2y}) - (I_{L1x} + I_{L2n}) = (I_{L1m} - I_{L1x}) + (I_{L2y} - I_{L2n}) \quad (22)$$

式中:  $\Delta i_{in}$  为输入电流纹波;  $I_{L1m}$ 、 $I_{L2y}$  分别为状态 00 下电感器  $L_1$ 、 $L_2$  在  $t_1$  时刻的电流;  $I_{L1x}$ 、 $I_{L2n}$  分别为状态 00 下电感器  $L_1$ 、 $L_2$  在  $t_2$  时刻的电流。

$$\begin{cases} I_{L1m} - I_{L1x} = \frac{(U_{C_2} - U_{in})(1 - 2D)}{2Lf_s} \\ I_{L2y} - I_{L2n} = \frac{(U_{C_5} - U_{in})(1 - 2D)}{2Lf_s} \end{cases} \quad (23)$$

当占空比  $D$  的工作范围为 (0, 0.5) 时, 通过求解式(11)、式(22)和式(23)得到输入电流纹波, 如式(24)所示。

$$\Delta i_{in} = \frac{D(1 - 2D)U_{in}}{(1 - D)Lf_s} = \frac{D(1 - 2D)U_o}{(3 + D)Lf_s} \quad (24)$$

另一方面, 当占空比  $D$  的工作范围为 (0.5, 1) 时, 将出现两个开关都导通的第三状态(用状态 11 表示), 如图 4(b) 所示。

$$\Delta I_{in} = (I_{L1c} + I_{L2b}) - (I_{L1v} + I_{L2g}) = (I_{L1c} - I_{L1v}) + (I_{L2b} - I_{L2g}) \quad (25)$$

式中： $I_{L1c}$ 、 $I_{L2b}$ 分别为状态 11 下电感器  $L_1$ 、 $L_2$  在  $t_1$  时刻的电流； $I_{L1v}$ 、 $I_{L2g}$ 分别为状态 11 下电感器  $L_1$ 、 $L_2$  在  $t_2$  时刻的电流。

在状态 11 时，得到式(26)。

$$\begin{cases} L_{L1c} - L_{L1v} = \frac{U_{in}(2D-1)}{2Lf_s} \\ L_{L2b} - L_{L2g} = \frac{U_{in}(2D-1)}{2Lf_s} \end{cases} \quad (26)$$

求解式(25)、式(26)得出变换器在占空比  $D$  的工作范围(0.5,1)内运行时的输入电流纹波，如式(27)所示。

$$\Delta I_{in} = \frac{(2D-1)U_{in}}{Lf_s} = \frac{(1-D)(2D-1)U_o}{(3+D)Lf_s} \quad (27)$$

图 5 所示为归一化输入电流纹波与占空比的关系曲线。当  $R_o = 380 \Omega$ 、 $L = 560 \mu H$  和  $f_s = 31 \text{ kHz}$  时，由式(19)、式(24)和式(27)可以得到图 5。从图 5 中可以看出，变换器在占空比为 50%下工作，输入电流纹波为 0。当占空比为 20%左右时，输入电流

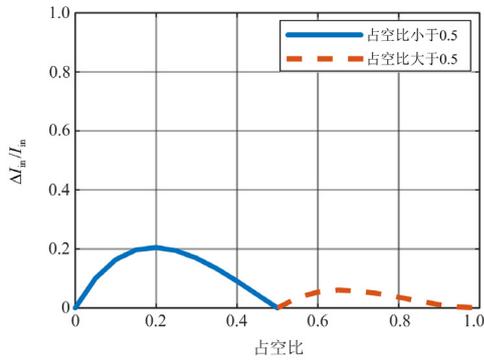


图 5 归一化输入电流纹波与占空比的关系曲线

Fig. 5 Relation curve between normalized input current ripple and duty cycle

纹波达到最大值。

### 2) 输出电压纹波

类似地， $S_1$  和  $S_2$  的  $180^\circ$  相移切换导致上部和下部变换器的电容器  $180^\circ$  相移。输出电压纹波如图 6 所示，可以看出这两个电压纹波在任何占空比下彼此削弱，在占空比为 50%下彼此抵消。

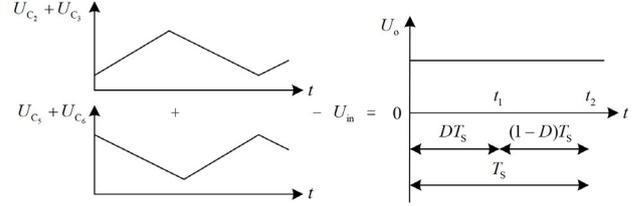


图 6 输出电压纹波分析

Fig. 6 Output voltage ripple analysis

## 2 与其他类似变换器的比较

将所提变换器与其他类似变换器进行比较，其电压增益、功率开关的电压应力、二极管的电压应力以及变换器的总元件数具体如表 1 所示，表 1 中  $G$  代表变换器的电压增益。电压增益与占空比的关系曲线如图 7 所示，由于文献[1]、文献[8]、文献[9]与文献[10]的电压增益一致，其电压增益与占空比的关系曲线重合，因此图中不能明显看出文献[1]和文献[10]的曲线。所提变换器与文献[8,17]的变换器在几乎所有占空比范围内占据了最高的电压增益。此外，还对该变换器与其他变换器的功率开关电压应力进行了比较。与表 1 中列出的其他变换器相比，所提变换器的功率开关电压应力最小，如图 8 所示。此外，与表 1 中列出的其他变换器相比，所提变换器二极管电压应力也是最小的，如图 9 所示。总之，除了文献[8,17]的变换器与所提变换器具有最高的电压增益外，所提变换器在功率开关和二极管上的电压应力是最低的。文献[8]的变换器受到输入电流断续的影响，使得其不适合光伏应用，而文献[17]的变换器需要大量的元器件才能实现给定的电压增益。

表 1 所提变换器与类似拓扑进行比较

Table 1 Comparison of the proposed converter with similar topologies

变换器	电压增益	功率开关电压应力	二极管电压应力	输入电流	公共地	元件数量			
						功率开关	二极管	电容	电感
文献[8]	$(3+D)/(1-D)$	$(G+1)/(2G)$	$(G+1)/(2G)$	断续	无	1	5	4	2
文献[12]	$(3-D)/(1-D)$	$(G-1)/(2G)$	$(G-1)/(2G)$	断续	无	1	4	4	1
文献[14]	$(1+3D)/(1-D)$	$(G+1)/(2G)$	$(G+1)/(2G)$	断续	无	2	7	1	4
文献[15]	$3/(1-D)$	1/3	1/3	连续	有	1	5	5	1
文献[16]	$3/(1-D)$	1/3	1/3	连续	有	2	10	7	2
文献[17]	$(3+D)/(1-D)$	$(G+1)/(4G)$	$(G+1)/(4G)$	连续	无	6	14	8	6
文献[19]	$(3+D)/(2(1-D))$	$(2G+1)/(4G)$	$(2G+1)/(4G)$	连续	有	1	4	4	2
本文所提	$(3+D)/(1-D)$	$(G+1)/(4G)$	$(G+1)/(4G)$	连续	无	2	6	6	2

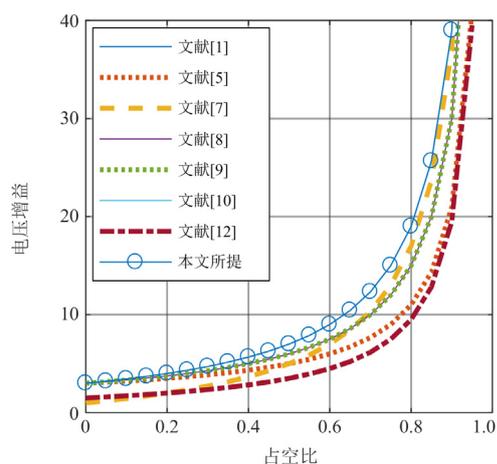


图7 电压增益与占空比的关系曲线

Fig. 7 Relation curve between voltage gain and duty cycle

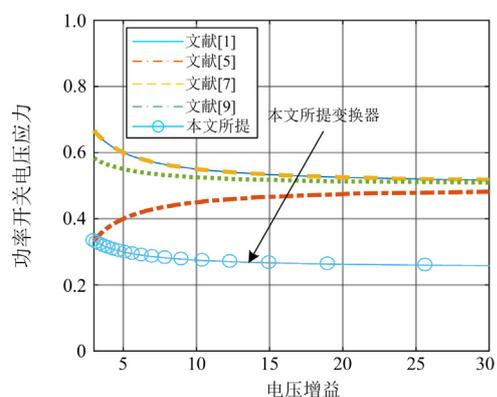


图8 功率开关的归一化电压应力与电压增益关系曲线

Fig. 8 Relation curve between normalized voltage stress and voltage gain of power switch

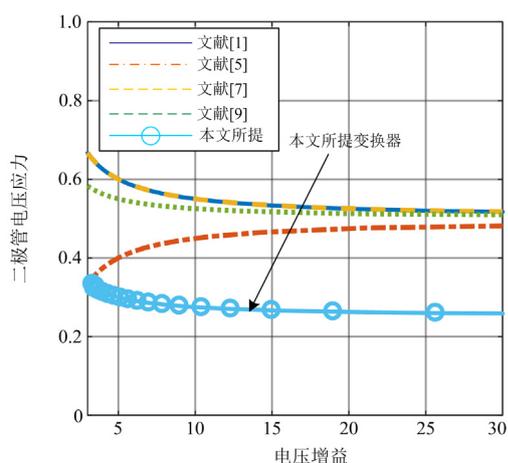


图9 二极管的归一化电压应力与电压增益关系曲线

Fig. 9 Relation curve between normalized voltage stress and voltage gain of diode

### 3 仿真与实验验证

#### 3.1 仿真结果及分析

为验证理论分析的正确性,采用 Matlab 软件建立系统仿真模型<sup>[30]</sup>,并进行了仿真研究。系统仿真参数设置如下:  $U_{in} = 30\text{ V}$ ,  $D = 0.5$ ,  $L_1 = L_2 = 560\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 100\text{ }\mu\text{F}$ ,  $f_s = 31\text{ kHz}$ ,  $R_o = 380\text{ }\Omega$ 。输入输出电压仿真波形如图 10 所示,输出电压为  $U$ 。从仿真结果可以看出,当占空比等于 0.5,输入直流电压为 30 V 时,输出电压为 210 V,与理论计算一致。电感器  $L_1$  的电流在  $S_1$  导通时充电,在  $S_1$  断开时放电,仿真波形如图 11 所示。类似地,电感器  $L_2$  的电流在  $S_2$  导通时充电,在  $S_2$  断开时放电,仿真波形如图 12 所示。

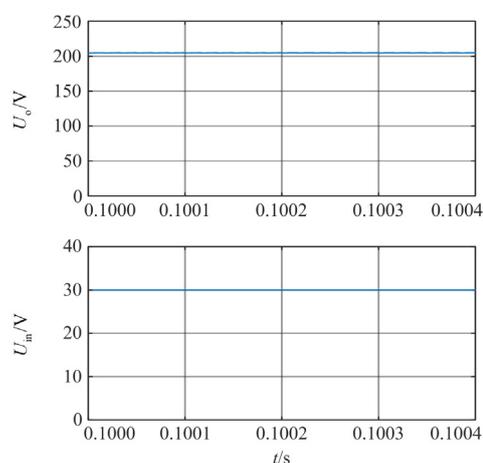
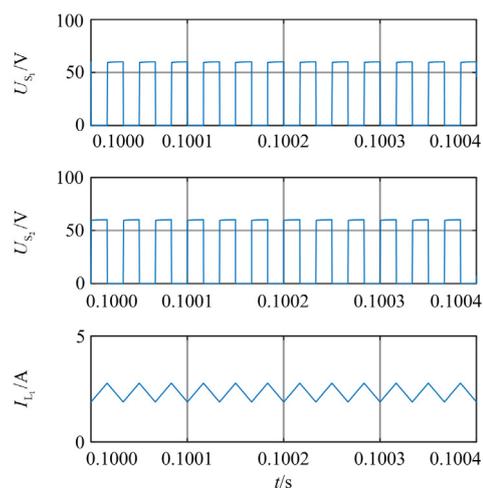


图10 输入和输出电压仿真波形

Fig. 10 Simulation waveform of input and output voltage

图11 功率开关电压和电感器  $L_1$  的电流Fig. 11 Voltage of power switch and current of inductor  $L_1$

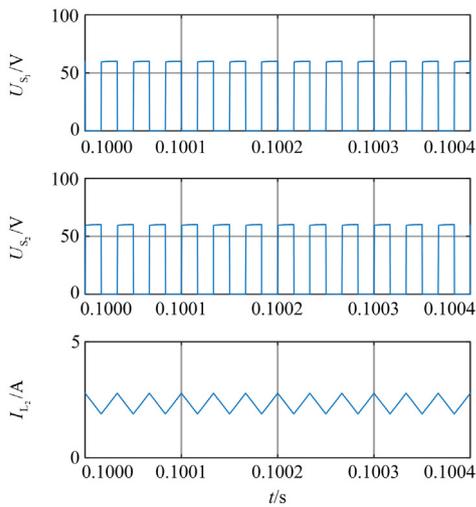


图 12 功率开关电压和电感器  $L_2$  的电流  
Fig. 12 Voltage of power switch and current of inductor  $L_2$

由于  $S_1$  和  $S_2$  在占空比为 50% 下互补工作, 变换器的输入电流没有纹波, 仿真波形如图 13 所示。图 14 为  $S_1$ 、 $D_1$ 、 $D_2$  和  $D_3$  上电压的仿真波形, 从仿真结果可以看出电压均为 60 V。在状态 1 下,  $S_1$  和  $D_2$  导通,  $D_1$  和  $D_3$  关断。在状态 2 下,  $S_1$  和  $D_2$  关断,  $D_1$  和  $D_3$  导通。类似地, 图 15 为  $S_2$ 、 $D_4$ 、 $D_5$  和  $D_6$  上电压的仿真波形, 从仿真结果可以看出电压也均为 60 V。在状态 1 下,  $S_2$  和  $D_5$  关断,  $D_4$  和  $D_6$  导通。在状态 2 下,  $S_2$  和  $D_5$  导通,  $D_4$  和  $D_6$  关断。电容器  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  上的电压为 60 V, 仿真波形如图 16 所示, 与理论推导得到的式(11)相匹配。此外电容器  $C_4$ 、 $C_5$  和  $C_6$  上的电压也是 60 V, 如图 17 所示。

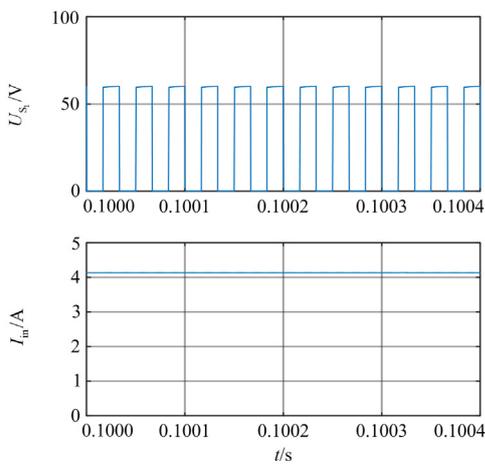


图 13 功率开关  $S_1$  电压和输入电流  
Fig. 13 Voltage of power switch  $S_1$  and input current

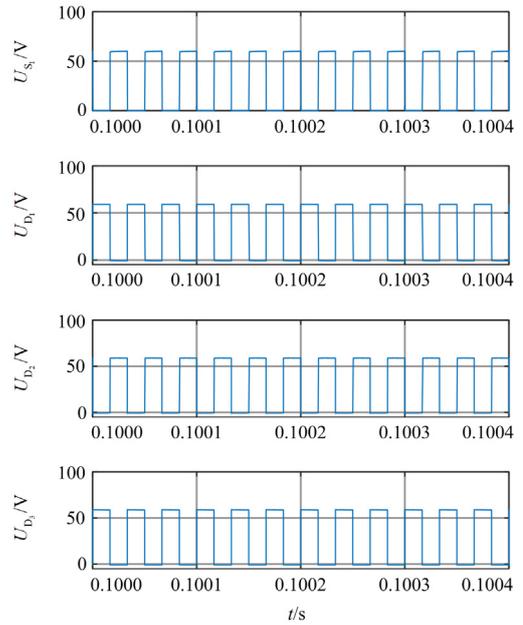


图 14 功率开关  $S_1$  和二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  上电压  
Fig. 14 Voltage of power switch  $S_1$  and diode  $D_1$ ,  $D_2$  and  $D_3$

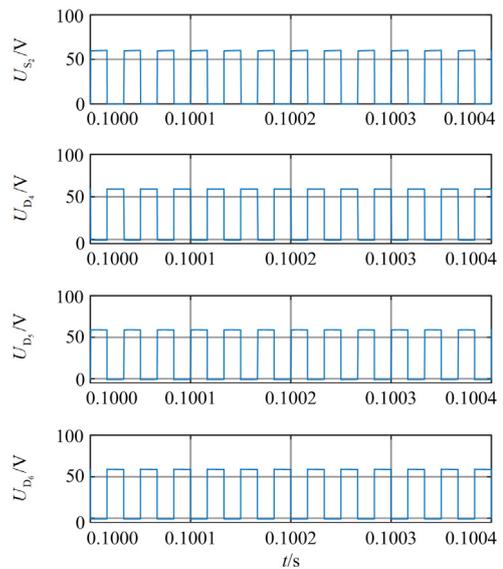
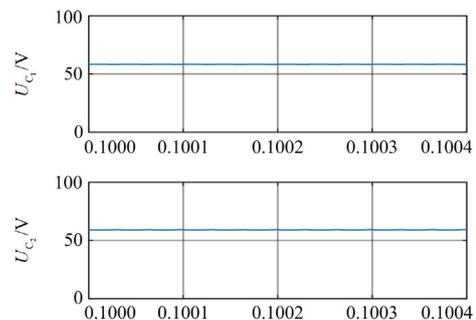
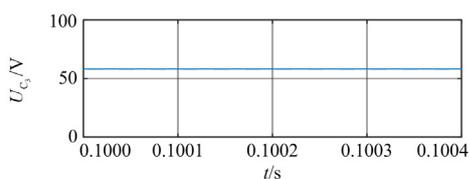
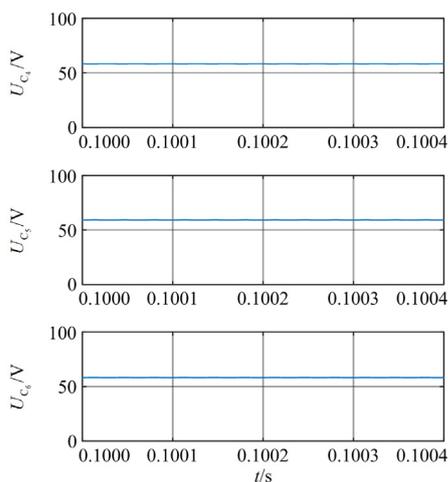


图 15 功率开关  $S_2$  和二极管  $D_4$ 、 $D_5$ 、 $D_6$  上电压  
Fig. 15 Voltage of power switch  $S_2$  and diode  $D_4$ ,  $D_5$  and  $D_6$



图 16 电容器  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的电压Fig. 16 Voltage of capacitors  $C_1$ ,  $C_2$  and  $C_3$ 图 17 电容器  $C_4$ 、 $C_5$ 、 $C_6$  的电压Fig. 17 Voltage of capacitors  $C_4$ ,  $C_5$  and  $C_6$ 

电感在不同等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR) 情况下的输出电压仿真波形如图 18 所示。图 18(a) 为  $r_{L1} = r_{L2} = 0 \Omega$  时的输出电压波形；图 18(b) 为  $r_{L1} = r_{L2} = 0.38 \Omega$  时的输出电压波形；图 18(c) 为  $r_{L1} = r_{L2} = 1.9 \Omega$  时的输出电压波形；图 18(d) 为  $r_{L1} = r_{L2} = 3.8 \Omega$  时的输出电压波形。图中  $r_{L1}$  和  $r_{L2}$  分别为电感  $L_1$  和  $L_2$  的 ESR。从仿真结果可以看出，随着  $r_{L1}$  和  $r_{L2}$  值的增加，电压增益减小，输出电压

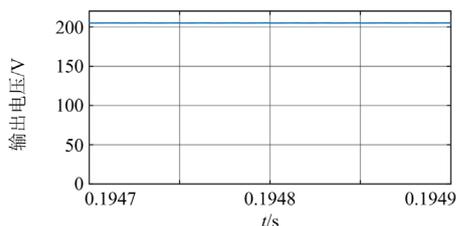
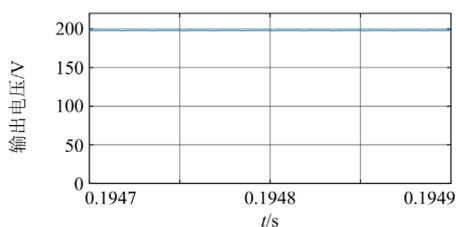
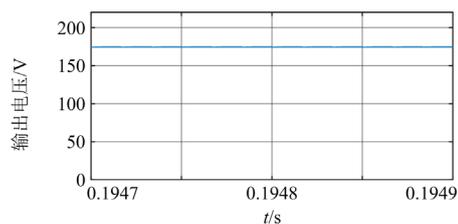
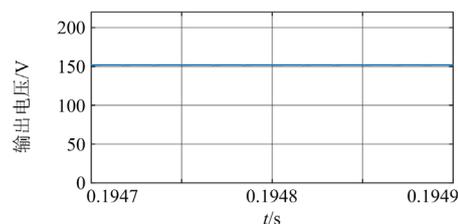
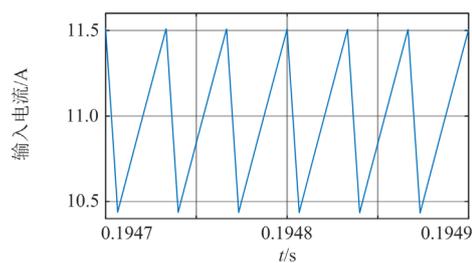
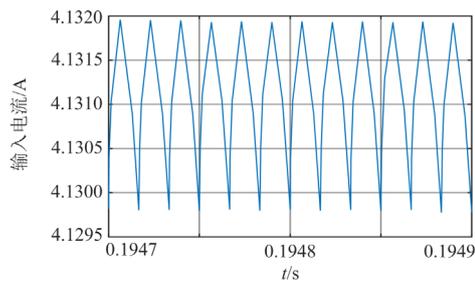
(a)  $r_{L1} = r_{L2} = 0 \Omega$  时的输出电压波形(b)  $r_{L1} = r_{L2} = 0.38 \Omega$  时的输出电压波形(c)  $r_{L1} = r_{L2} = 1.9 \Omega$  时的输出电压波形(d)  $r_{L1} = r_{L2} = 3.8 \Omega$  时的输出电压波形

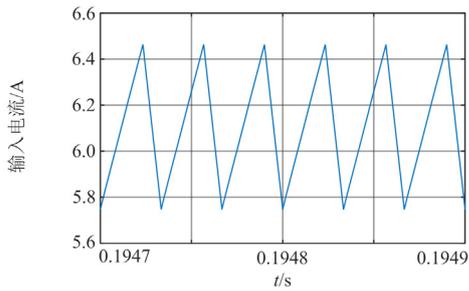
图 18 不同 ESR 情况下的输出电压波形

Fig. 18 Output voltage waveform under different ESR conditions

幅值显著降低。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。

图 19 为输入电流的局部放大仿真波形。当  $D = 0.2$  时，输入电流的纹波大于  $1.0 \text{ A}$ ，如图 19(a) 所示。当  $D = 0.5$  时，输入电流的纹波约为  $0.002 \text{ A}$ ，如图 19(b) 所示。当  $D = 0.7$  时，输入电流的纹波约为  $0.7 \text{ A}$ ，如图 19(c) 所示。从仿真结果可以看出，输入电流纹波在  $D = 0.5$  时非常小，接近为 0，在  $D = 0.2$  时达到最大值，与理论分析一致。图 20 为输出电压的局部放大仿真波形。当  $D = 0.2$  时，输出电压的纹波约为  $0.6 \text{ V}$ ，如图 20(a) 所示。当  $D = 0.5$  时，

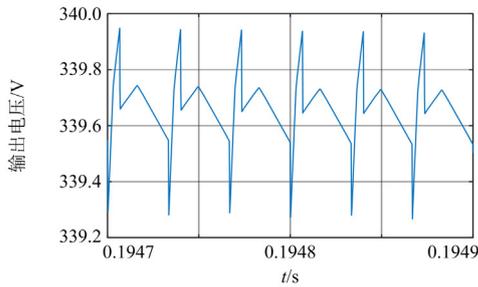
(a)  $D = 0.2$  时的输入电流波形(b)  $D = 0.5$  时的输入电流波形



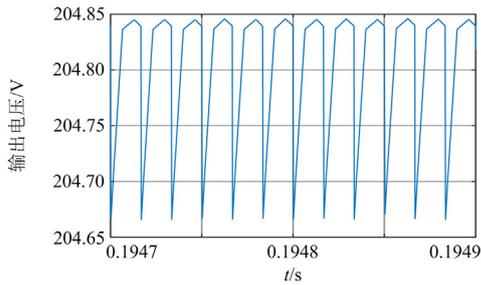
(c)  $D = 0.7$ 时的输入电流波形

图 19 输入电流的局部放大仿真波形

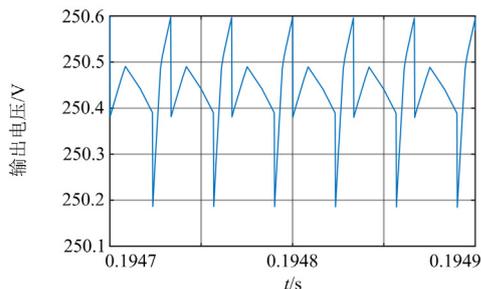
Fig. 19 Partial amplified simulation waveform of input current



(a)  $D = 0.2$ 时的输出电压波形



(b)  $D = 0.5$ 时的输出电压波形



(c)  $D = 0.7$ 时的输出电压波形

图 20 输出电压的局部放大仿真波形

Fig. 20 Partial amplified simulation waveform of output voltage

输出电压的纹波不到 0.2 V, 如图 20(b)所示。当  $D = 0.7$  时, 输出电压的纹波约为 0.4 V, 如图 20(c)所示。从仿真波形可以看出, 输出电压纹波在任何占空比下都比较小, 所提差动型 DC-DC 变换器大大降低了输出电压纹波。

### 3.2 样机实验

为进一步验证理论分析的正确性, 制作了实验样机<sup>[31-32]</sup>, 实验装置如图 21 所示。所选实验参数如表 2 所示。

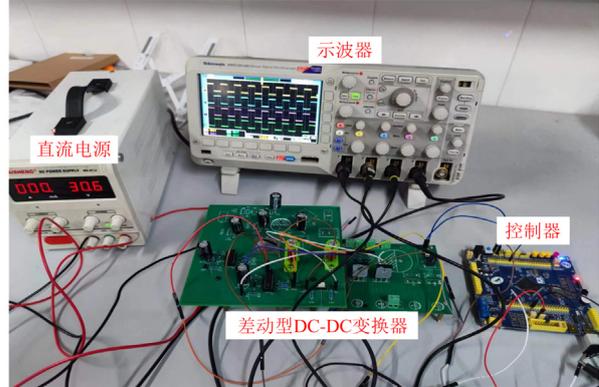


图 21 实验装置

Fig. 21 Experimental device

表 2 实验样机参数

Table 2 Laboratory prototype's parameters

参数	数值
输入电压/V	30
占空比	0.5
开关频率/Hz	31 000
$C_1, C_2, C_3, C_4/\mu\text{F}$	100
$L_1, L_2/\mu\text{H}$	560
$R_s/\Omega$	380
$D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$	MUR860
$S_1, S_2$	IRFP460

选择输入直流电压为 30 V, 当占空比为 50% 时, 变换器的输出电压为 210 V, 输入输出电压实验波形如图 22 所示。电感器  $L_1$  在  $S_1$  导通时充电, 在  $S_1$  断开时放电, 实验波形如图 23 所示。类似地, 电感器  $L_2$  在  $S_2$  导通时充电, 在  $S_2$  断开时放电, 实验波形如图 24 所示。

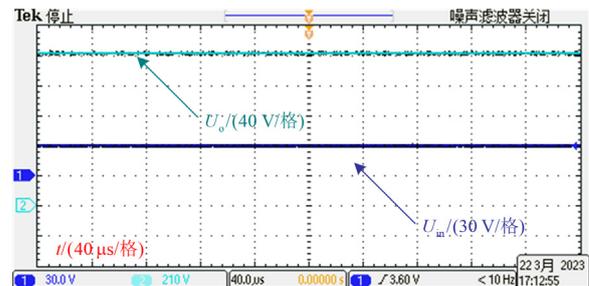
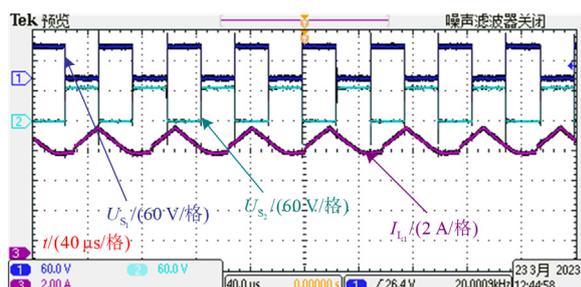
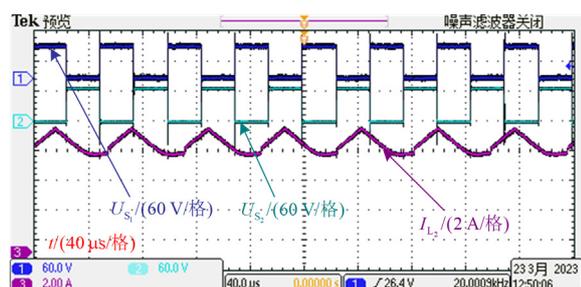
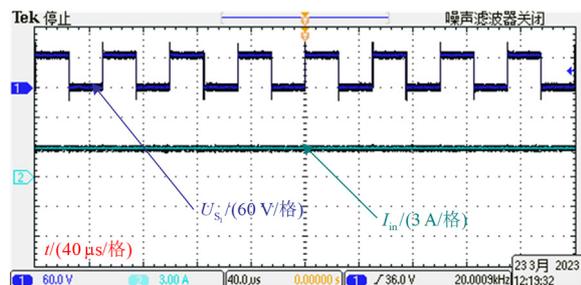
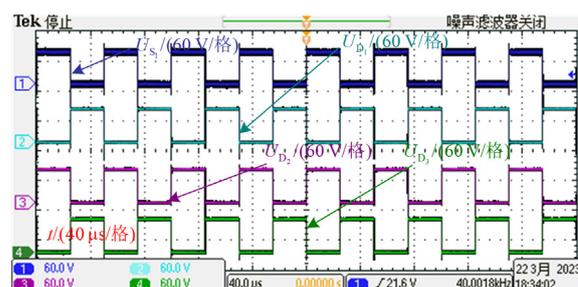
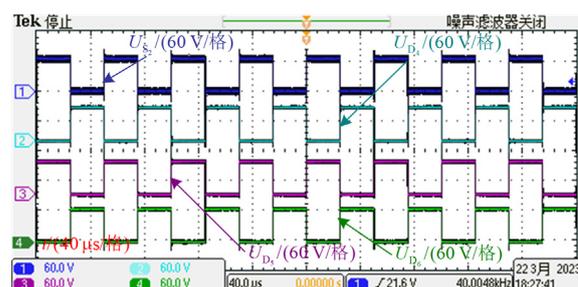
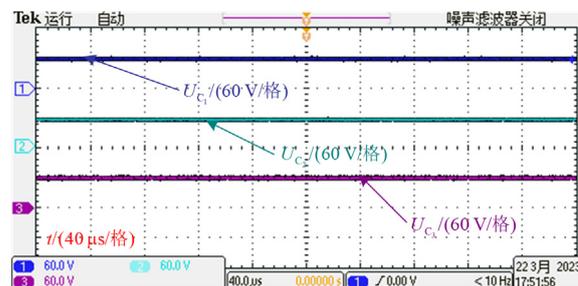
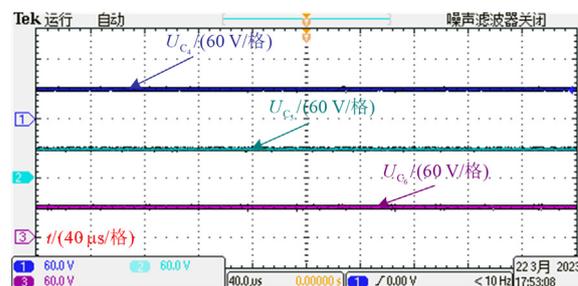


图 22 输入和输出电压实验波形

Fig. 22 Experimental waveform of input and output voltage

图 23 功率开关电压和电感器  $L_1$  的电流Fig. 23 Voltage of power switch and current of inductor  $L_1$ 图 24 功率开关电压和电感器  $L_2$  的电流Fig. 24 Voltage of power switch and current of inductor  $L_2$ 

由于  $S_1$  和  $S_2$  在占空比为 50% 下互补工作, 变换器的输入电流没有纹波, 实验波形如图 25 所示。图 26 为  $S_1$ 、 $D_1$ 、 $D_2$  和  $D_3$  上电压的实验波形, 从实验结果可以看出电压均为 60 V。在状态 1 下,  $S_1$  和  $D_2$  导通,  $D_1$  和  $D_3$  关断。在状态 2 下,  $S_1$  和  $D_2$  关断,  $D_1$  和  $D_3$  导通。类似地, 图 27 为  $S_2$ 、 $D_4$ 、 $D_5$  和  $D_6$  上电压的实验波形, 从实验结果可以看出电压也均为 60 V。在状态 1 下,  $S_2$  和  $D_5$  关断,  $D_4$  和  $D_6$  导通。在状态 2 下,  $S_2$  和  $D_5$  导通,  $D_4$  和  $D_6$  关断。电容器  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  上的电压均为 60 V, 实验波形如图 28 所示, 与仿真结果一致。此外, 如图 29 所示, 电容器  $C_4$ 、 $C_5$  和  $C_6$  上的电压也均为 60 V。

图 25 功率开关  $S_1$  电压和输入电流Fig. 25 Voltage of power switch  $S_1$  and input current图 26 功率开关  $S_1$  和二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$  电压Fig. 26 Voltage of power switch  $S_1$  and diode  $D_1$ ,  $D_2$ , and  $D_3$ 图 27 功率开关  $S_2$  和二极管  $D_4$ 、 $D_5$ 、 $D_6$  电压Fig. 27 Voltage of power switch  $S_2$  and diode  $D_4$ ,  $D_5$  and  $D_6$ 图 28 电容器  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的电压Fig. 28 Voltage of capacitors  $C_1$ ,  $C_2$  and  $C_3$ 图 29 电容器  $C_4$ 、 $C_5$ 、 $C_6$  的电压Fig. 29 Voltage of capacitors  $C_4$ ,  $C_5$  and  $C_6$ 

## 4 结论

本文提出了一种用于光伏系统的具有纹波抑制

功能的 DC-DC 升压变换器。该变换器由两个差动连接的多电平升压变换器构成，具有以下优点。

- 1) 能够提供高升压比，以提高光伏电池产生的低电压。
- 2) 输入电流连续，可以保护光伏电池并延长其使用寿命。
- 3) 降低了功率开关上的电压应力。
- 4) 降低了输入电流纹波和输出电压纹波。

由于所提变换器具有上述优点，使其非常适合太阳能光伏应用。

### 参考文献

[1] 张长春, 赵尚, 杨弘诚, 等. 光伏并网逆变器内部短路故障耐受性能试验研究[J]. 高压电器, 2022, 58(7): 28-33.  
ZHANG Changchun, ZHAO Shang, YANG Hongcheng, et al. Research on withstand performance test of internal short circuit fault of photovoltaic grid connected inverter[J]. High Voltage Apparatus, 2022, 58(7): 28-33.

[2] 靳开元, 杨建华, 陈正, 等. 基于区块链的分布式光伏就地消纳交易模式研究[J]. 中国电力, 2021, 54(5): 8-16.  
JIN Kaiyuan, YANG Jianhua, CHEN Zheng, et al. Blockchain-based transaction model of distributed photovoltaic generation for local power consumption[J]. Electric Power, 2021, 54(5): 8-16.

[3] 陈建福, 谭喆, 刘仁亮, 等. 基于改进鲁棒重复控制与 QPR 的光伏电流控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2021, 36(3): 100-110.  
CHEN Jianfu, TAN Zhe, LIU Renliang, et al. Microgrid photovoltaic current control strategy based on improved robust repetitive control and QPR[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2021, 36(3): 100-110.

[4] 时珉, 尹瑞, 姜卫同, 等. 分布式光伏灵活并网集群调控技术综述[J]. 电测与仪表, 2021, 58(12): 1-9.  
SHI Min, YIN Rui, JIANG Weitong, et al. Overview of flexible grid-connected cluster control technology for distributed photovoltaic[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(12): 1-9.

[5] 全月, 王志远, 李彬彬, 等. 集成直流断路器功能的高压大容量 DC/DC 变换器[J]. 中国电力, 2021, 54(10): 46-54.  
QUAN Yue, WANG Zhiyuan, LI Binbin, et al. A High-voltage large-capacity DC/DC converter integrated with the function of DC circuit breaker[J]. Electric Power, 2021, 54(10): 46-54.

[6] 潘磊磊, 田崇翼, 张桂青, 等. 直流供电交错并联双向 DC/DC 变换器切换控制策略[J]. 电力工程技术, 2021, 40(6): 77-85.  
PAN Leilei, TIAN Chongyi, ZHANG Guiqing, et al. Switching control strategy of DC power supply bidirectional DC/DC converter[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(6): 77-85.

[7] 刘峰, 舒恺, 钱凯, 等. 直流微网 DC/DC 变换器的虚拟直流电机控制策略研究[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(1): 31-39, 45.  
LIU Feng, SHU Kai, QIAN Kai, et al. Research on control strategy of virtual DC machines for DC/DC converter in DC microgrid[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(1): 31-39, 45.

[8] 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.

[9] ALGHAYTHI M L, O'CONNELL R M, EISLAM N, et al. A high step-up interleaved DC-DC converter with voltage multiplier and coupled inductors for renewable energy systems[J]. IEEE Access, 2020, 9(8): 123165-123174.

[10] 吴学智, 祁静静, 刘京斗, 等. 谐振开关电容 DC/DC 变换器拓扑研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 655-666.  
WU Xuezhi, QI Jingjing, LIU Jingdou, et al. Review of topological research on resonant switched capacitor DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 655-666.

[11] 罗茜, 罗春林, 舒朝君, 等. 基于耦合电感倍压单元的高增益 DC/DC 变换器[J]. 电气传动, 2020, 50(12): 27-32.  
LUO Xi, LUO Chunlin, SHU Chaojun, et al. High voltage gain DC/DC converter based on coupled inductor voltage-double cell[J]. Electric Drive, 2020, 50(12): 27-32.

[12] WU B, LI S, LIU Y, et al. A new hybrid boosting converter for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1203-1215.

[13] 李彬彬, 张书鑫, 赵晓东, 等. 基于容性能量转移原理的高压大容量 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(3): 1103-1113.  
LI Binbin, ZHANG Shuxin, ZHAO Xiaodong, et al. Capacitive energy transfer principle based high-voltage high-power DC/DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(3): 1103-1113.

[14] TANG Y, FU D, WANG T, et al. Hybrid switched-inductor converters for high step-up conversion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(3): 1480-1490.

[15] ROSAS-CARO J C, RAMIREZ J M, PENG F Z, et al. A DC-DC multilevel boost converter[J]. IET Power Electronics, 2010, 3 (1): 129-137.

- [16] BHASKAR M S, ALMAKHLES D J, PADMANABAN S, et al. Analysis and investigation of hybrid DC-DC non-isolated and non-inverting  $N_x$  interleaved multilevel boost converter ( $N_x$ -IMBC) for high voltage step-up applications: hardware implementation[J]. IEEE Access, 2020, 12(8): 87309-87328.
- [17] MAALANDISH M, HOSSEINI S H, GHASEMZADEH S, et al. Six-phase interleaved boost DC/DC converter with high-voltage gain and reduced voltage stress[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(14): 1904-1914.
- [18] MUNIAPPAN M. A comprehensive review of DC fault protection methods in HVDC transmission systems[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(1): 322-333.
- [19] SARAVANAN S, BABU N R. Design and development of single switch high step-up DC-DC converter[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(2): 855-863.
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] 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 converter in isolated DC microgrids[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(11): 76-83.
- [23] 岳舟. 高电压增益混合型 DC-DC 变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(21): 113-122.  
YUE Zhou. A hybrid DC-DC converter with higher voltage gain[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(21): 113-122.
- [24] PIRES V F, CORDEIRO A, FOITO D, et al. High step-up DC-DC converter for fuel cell vehicles based on merged quadratic boost-UK[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(8): 7521-7530.
- [25] FARDOUN A A, ISMAIL E H. Ultra step-up DC-DC converter with reduced switch stress[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2010, 46(5): 2025-2034.
- [26] 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 Wenzhuan, ZHANG Shaoru, ZHANG Mengmeng, et al. An asymmetric cross-parallel high step-up DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(16): 151-158.
- [27] AHMAD J, ZAID M, SARWAR A, et al. A new transformerless quadratic boost converter with high voltage gain[J]. Smart Science, 2020, 8(3): 163-183.
- [28] 岳舟. 一种新型高电压增益 DC-DC 变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(17): 130-138.  
YUE Zhou. A novel high voltage gain DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(17): 130-138.
- [29] SARIKHANI A, ALLAHERDINEJAD B, HAMZEH M. A nonisolated buck boost DC-DC converter with continuous input current for photovoltaic applications[J]. IEEE Journal Emerging Selected Topics Power Electronics, 2021, 9(1): 804-811.
- [30] ZENG Y, LI H, WANG W, et al. Cost-effective clamping capacitor boost converter with high voltage gain[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(9): 1775-1786.
- [31] LEE S W, DO H L. Quadratic boost DC-DC converter with high voltage gain and reduced voltage stresses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2397-2404.
- [32] 刘洋, 董锋斌, 皇金锋. 交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 177-187.  
LIU Yang, DONG Fengbin, HUANG Jinfeng. High step-up Boost converter with an interleaved and three-winding coupled inductor[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 177-187.

收稿日期: 2023-02-21; 修回日期: 2023-06-14

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。Email: yuezhou2000@163.com

(编辑 张颖)