

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.210091

高电压增益混合型 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, 对高增益 DC-DC 变换器的要求越来越高。为了获得更高的电压增益, 提出一种光伏发电用混合型高电压增益非隔离单开关 DC-DC 变换器。该变换器将传统的 Boost 和 Cuk 变换器并联, 详细讨论了其拓扑结构、工作原理以及电路参数设计, 实现了基于 Matlab/Simulink 的仿真研究和基于单片机的 150 W 实验样机。仿真研究和实验结果与理论分析吻合较好, 验证了理论分析的正确性以及混合型 DC-DC 变换器拓扑结构的有效性。所提混合型拓扑使用元件数较少的单一功率开关, 并能提供比非隔离式传统变换器更高的电压增益。该拓扑在单功率开关作用下可提供连续电流的工作模式, 而且降低了功率开关和二极管的电压应力。

关键词: 非隔离直流-直流变换器; 混合型直流-直流变换器; 低电压应力; 高电压增益

A hybrid DC-DC converter with higher voltage gain

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 desire for high boost DC-DC converter development has increased. In order to obtain a higher voltage gain, a hybrid high voltage gain non-isolated single switch DC-DC converter for photovoltaic power generation is proposed. The proposed converter connects the standard conventional Boost and Cuk converters in parallel. The circuit topology, working principle and circuit parameter design are discussed in detail. Simulation is carried out based on Matlab/Simulink and the 150 W experimental prototype based on MCU. The simulation and experimental results are in good agreement with the theoretical analysis. This verifies the correctness of the theoretical analysis and the effectiveness of the proposed hybrid DC-DC converter topology. The proposed hybrid topology uses a single switch with a lower component-count and provides a higher voltage gain than non-isolated traditional converters. This topology provides continuous current mode operation with the help of a single power switch, which gives less voltage stress on the controlled switch and diodes.

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

Key words: non-isolated DC-DC converter; hybrid DC-DC converter; low voltage stress; high voltage gain

0 引言

由于能源需求的增加, 大量的常规能源被消耗, 其二氧化碳的排放对生态环境造成了非常大的影响。因此, 世界各国都热衷于用非常规能源取代常规能源。目前研究人员正在研究与探索功率变换器及其接口电路, 以满足电网接入可再生能源^[1-2]的需

要。风能^[3-4]、光伏^[5-10]和氢燃料电池^[11-12]等非常规能源是满足商业和工业需求的主要能源。光伏发电系统由串联或并联的光伏组件组成, 这些组件通过 DC-DC 变换器得到所需的直流电压, 然后通过逆变器完成 DC-AC 变换^[13]。针对高效率光伏系统, 市场上出现了一种双功率级的微逆变器(高电压增益 DC-DC 变换器+DC-AC 逆变器)。在许多工业应用中, 如汽车、电信和航运行业, 系统需要具有较大输入电流的更高电压增益 DC-DC 变换器^[14-15]。例如, 汽车前照灯需要 48/100/120 V 的电压范围, 但

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

车辆电池容量只能提供 12/24/48 V。针对这些情况,文献[16-17]中提出高电压增益变换器。根据理论计算,传统的 Boost 变换器具有较高的电压增益。然而,在实际情况下,由于受电感饱和限制,其电压增益是有限的。此外,任何需要提供高输出电压和高功率转换的 DC-DC 变换器,都会产生较大的输入电流。因此,需要金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)和二极管来处理电压应力。

在文献[18-19]中提出了单开关变换器拓扑来提供高电压增益。但这些变换器的电压增益都有一定的限制。因此,文献[20]采用带变压器的变换器来解决上述问题(即反激变换器)。对于高电压增益,文献[21-22]还提出了使用带有前向和抽头电感连接单开关变换器的其他尝试。虽然这些变换器通过调整变压器的匝数比使其具有可控的自由度,但考虑到变压器的尺寸,变换器的体积太大。高电压增益二次型变换器也是一个不错的选择^[23]。然而,二次型变换器在一级半导体器件上有很高的电压应力。文献[24]提出了一种高电压增益集成 Boost 反激变换器,该变换器在开关周期内用漏感器使能量循环,但这种方法受脉冲输入电流的影响。

对基于光伏的电网应用,推荐采用高电压增益单开关变换器^[25]。然而,在这种变换器中,低电平输入电压将产生大的输入电流和较高的电流纹波。在高占空比运行时,大电流会影响功率开关,造成较大的导通损耗。文献[26-27]提出了一种开关电压应力较小的单开关变换器。该变换器尽管可以在所有占空比下保持输入电流连续,但功率开关电压应力等于变换器输出电压,这导致了较高的导通损耗。在文献[28]中,单开关 Cuk 拓扑使用电感和电容来提供额外的电压。可是在这种拓扑结构中,当二极管以较高的电流和电压工作时,二极管反向恢复电流占主导地位,增加了开关损耗。在所有的变换器拓扑中,级联 Boost 变换器有助于在全电压增益范围内以最小占空比获得更高的增益,但该拓扑结构的功率开关具有更高的电压应力^[29-30]。

文献[31-32]进一步提出了单开关 Boost 变换器拓扑,其主要方法是使用较少的磁性元件减小尺寸、重量、导通损耗以及节约成本。这些方法在功率开关上有更高的电压应力(几乎与输出电压相同)。文献[33]认为集成经典的 DC-DC 变换器是一个比改进现有变换器更好的选择。通过级联具有升压能力的经典变换器,同时减小功率开关和无源元件,这样能够获得合适的变换器尺寸,并降低成本。为此,将传统的 Boost 和 Cuk 变换器与高电压增益相结合,提出一种 Boost+Cuk 混合型 DC-DC 变换器拓扑结

构。与传统的变换器相比,所提拓扑结构只使用一个功率开关且具有更高的电压增益。该变换器使用两个串联的电容,并与变换器电路并联,以提供电压。详细讨论了该变换器的工作模式、电路分析及参数设计。仿真和实验结果表明了该变换器的优越性和实用性。

1 拓扑结构与工作原理

1.1 拓扑结构

该集成混合型变换器结合了传统 Boost 和 Cuk DC-DC 变换器。其拓扑结构如图 1 所示。在 Boost 和 Cuk 变换器中,输入电感、功率开关和输入电源都以相同的方式配置。因此,能够组合这两个变换器,保持功率开关和输入电感在输入侧。除了功率开关 S 和输入电感(L1)之外,Boost 和 Cuk 变换器的其余部分采用并联连接的方式,输出侧两个电容(C1 和 C3)之间跨接负载。这种混合型拓扑结构通过互补 Boost 和 Cuk 变换器的优点来增加电压增益。该变换器能够在单个功率开关的作用下提供连续电流工作模式,从而使功率开关和二极管上产生的电压应力较小。

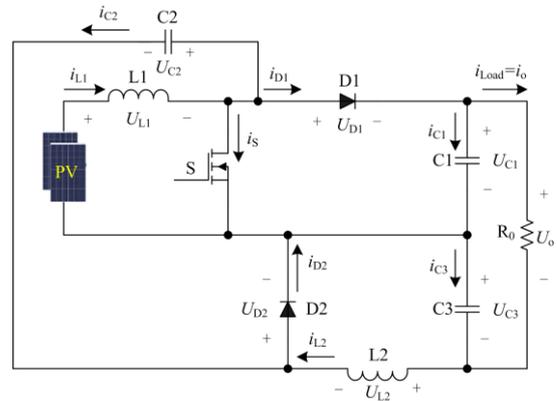


图 1 混合型 DC-DC 变换器拓扑结构

Fig. 1 Topology of the hybrid DC-DC converter

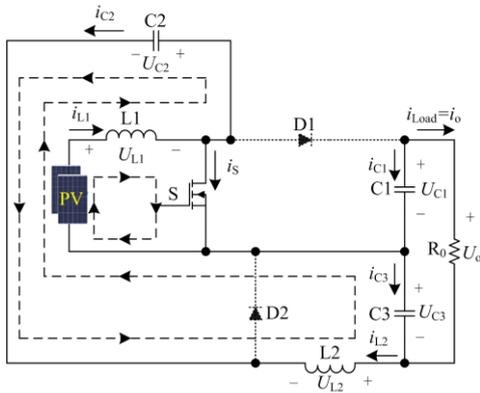
1.2 工作原理

所提混合型 DC-DC 变换器工作模式、电容(C1、C2 和 C3)和电感(L1 和 L2)的充放电分析推导如下。分析过程中采用了两个假设:(1)所有元件都是理想的;(2)变换器工作在连续导通状态。在此前提下,该混合型 DC-DC 变换器有三种工作模式。

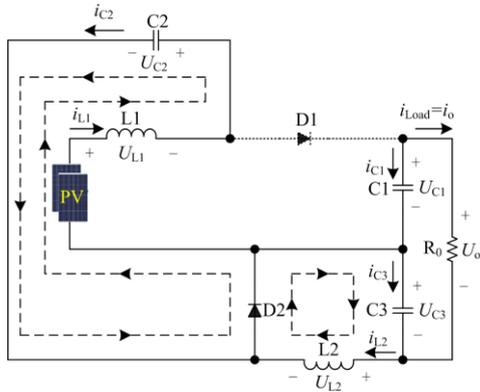
1) 模式 I [t_a-t_b], 如图 2(a)所示。在模式 I 期间,当 $t=t_a$ 时,功率开关 S 导通,电感(L1 和 L2)充电至 t_b 。在相同的时间间隔内,电容 C2 通过功率开关 S 放电,而电感 L2 通过二极管(D1 和 D2)对 U_{C1} 和 U_{C2} 进行阻断。

2) 模式 II $[t_b-t_c]$, 如图 2(b)所示。在模式 II 期间, 当 $t=t_b$ 时, 功率开关 S 处于断开状态。此时电容 C1 电压高于 C2 电压($U_{C1}>U_{C2}$)。因此, 在 t_b 时刻之后, C2 充电, 电感 L1 和 L2 放电。该状态发生在 t_b 到 t_c 的整个过程。在此期间, 二极管 D2 导通, 二极管 D1 仍处于反向偏压。

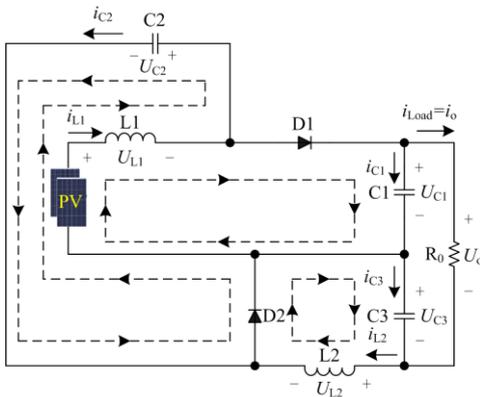
3) 模式 III $[t_c-t_d]$, 如图 2(c)所示。在此模式下, 功率开关 S 断开, U_{C1} 小于或等于 U_{C2} 。电感 L1 和 L2 放电, C1 和 C2 经由 L1 充电。因此, 二极管 D1 和 D2 导通并将电流传递到负载。



(a) 工作模式 I



(b) 工作模式 II



(c) 工作模式 III

图 2 混合型 DC-DC 变换器的工作模式

Fig. 2 Modes of operation of the hybrid DC-DC converter

该混合型 DC-DC 变换器工作模式波形如图 3 所示。在模式 I 中, 功率开关 S 处于“导通”状态, 在模式 II 和模式 III 功率开关 S 转换为“关断”状态。

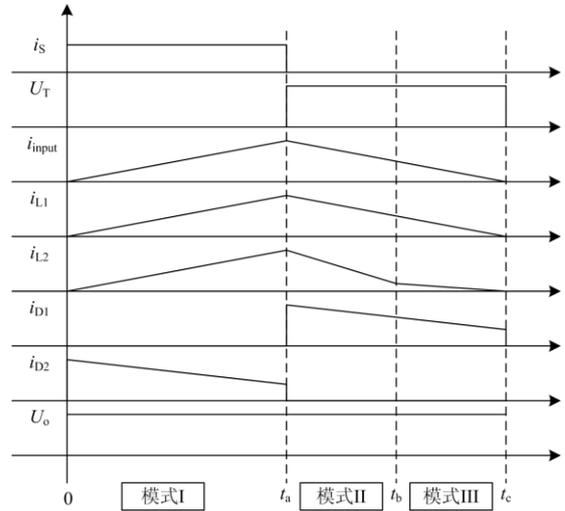


图 3 工作模式波形

Fig. 3 Modes of operation waveform

一般来说, 对于任何 DC-DC 变换器, 输入电感的选择取决于变换器的导通模式、负载电流的要求, 并且需要确定最小输出电流纹波。因此, 选择的输入电感值 L_1 应使电流纹波 Δi_L 最小。所提变换器的电感电流 i_L 由光伏组件 PV 或 DC 电源(U_{PV} 或 U_{in})提供。当变换器从输入源接收到电源电压时, 功率开关 S 导通, 推导出电感电流 i_{L1} 如下。将基尔霍夫电压定律应用于模式 II $[t_a-t_b]$, 得出电容电流 i_{C1} 和 i_{C2} 为

$$\begin{cases} -U_{PV} + u_{L1} = 0 \Rightarrow u_{L1} = U_{PV} \\ -u_{C2} + u_{L2} + u_{C3} = 0 \Rightarrow u_{L2} = -u_{C2} + u_{C3} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} -i_s + i_{L1} - i_{C2} = 0 \\ i_o - i_{L2} - i_{L3} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} i_{C2} = -i_{L2} \\ i_{C1} = -i_o \end{cases} \quad (3)$$

在模式 II $[t_b-t_c]$ 期间, 当功率开关 S 处于断开状态时, 电感将能量传输到电容 C1 和 C3。因此, 由回路 1 和回路 2(模式 II 图 2(b)), 可以证明:

$$\begin{cases} -U_{PV} + u_{L1} + u_{C2} = 0 \Rightarrow u_{L1} = -u_{C2} + U_{PV} \\ u_{L2} + u_{C3} = 0 \Rightarrow u_{L2} = -u_{C3} \\ u_{C2} = u_{C1} \end{cases} \quad (4)$$

从回路 1 和回路 2 可以得到电容电流 i_{C1} 和 i_{C2} 的推导公式如下。

$$\begin{cases} i_{C1} = i_{D1} - i_o \\ i_{C2} = i_{L1} - i_{D1} = i_{D2} - i_{L2} \end{cases} \quad (5)$$

$$I_C = \frac{1}{T} \int_0^T i_C dt = \frac{C}{T} \int_0^T du_C(t) = \frac{C}{T} (u_C(T) - u_C(0)) \quad (6)$$

在稳态条件下, $U_C(T) = U_C(0)$ 。因此, 电容电流的平均值为零。此外, 电感的平均电压为零, 因为 $u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$ 。电感中的电流和电容中的电压趋于恒定。功率开关在一段时间内处于导通状态(δT), 在下一段时间则处于断开状态($T - \delta T$)。其中, T 是一个开关周期。因此, 电感电压 U_{L1} 的平均值如图 4 所示。

$$U_{L1} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\delta T} U_{PV} dt + \int_{\delta T}^T (U_{PV} - U_{C1}) dt \right] = 0 \quad (7)$$

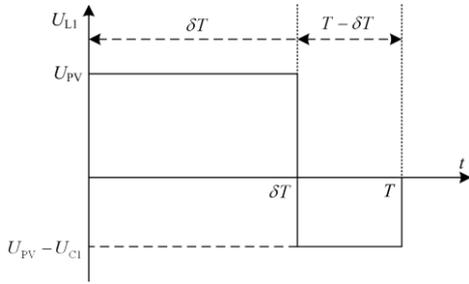


图 4 电感电压 U_{L1}

Fig. 4 Inductor voltage U_{L1}

在计算中替换电压, 得到电容电压 U_{C1} 为

$$U_{C1} = \frac{1}{1 - \delta} U_{PV} \quad (8)$$

电感 $L2$ 的电压如图 5 所示, 平均电感电压值为

$$U_{L2} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\delta T} (U_{C1} - U_{C3}) dt + \int_{\delta T}^T (-U_{C3}) dt \right] = 0 \quad (9)$$

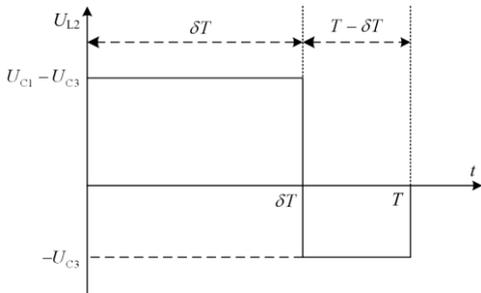


图 5 电感电压 U_{L2}

Fig. 5 Inductor voltage U_{L2}

电容 $C3$ 上的电压为

$$U_{C3} = \frac{\delta}{1 - \delta} U_{PV} \quad (10)$$

因此, 变换器的输出电压计算如下:

$$U_o = \frac{1 + \delta}{1 - \delta} U_{PV} \quad (11)$$

变换器的输入功率和输出功率相等, 推导出输入电感电流为

$$U_{PV} I_{L1} = U_o I_o \Rightarrow I_{L1} = \frac{1 + \delta}{1 - \delta} I_o \quad (12)$$

在回路中应用基尔霍夫定律得到

$$i_{C3} + i_o - i_{L2} = 0 \Rightarrow i_{L2} = i_{C3} + i_o \quad (13)$$

电容 $C3$ 的充放电电流如图 6 所示。可以观察到电容电流的平均值为零, 电感的平均电流与平均输出电流类似, 因为电感倾向于保持该平均值。

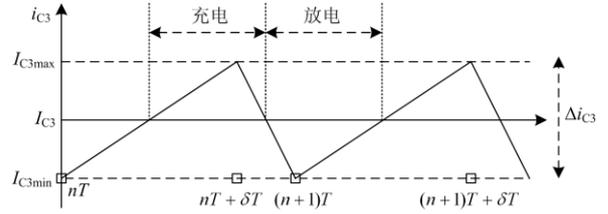


图 6 电容电流 i_{C3}

Fig. 6 Capacitor current i_{C3}

电容 $C1$ 的电流(i_{C1})平均值如图 7 所示。从时间间隔 $0 - \delta T$ 和 $\delta T - T$ 期间, 电容电流 i_{C1} 计算如下:

$$I_{C1} = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\delta T} (-i_o) dt + \int_{\delta T}^T (i_{D1} - i_o) dt \right] = 0 \quad (14)$$

$$i_{D1} - i_o = i_o \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (15)$$

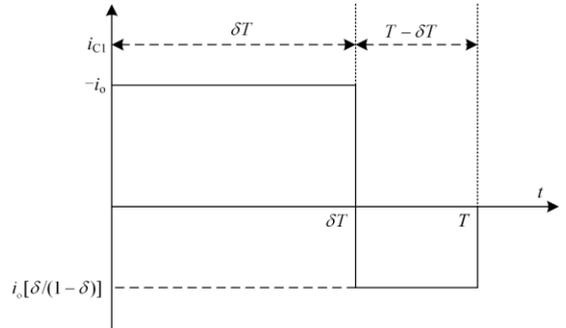


图 7 电容电流 i_{C1}

Fig. 7 Capacitor current i_{C1}

当功率开关 S 导通时, 二极管 $D1$ 的电流计算如下:

$$i_{D1} = \frac{I_o}{1 - \delta} \quad (16)$$

类似地, 当功率开关 S 关断时, 二极管 $D2$ 的电流计算如下:

$$i_{L1} - i_{D1} = i_{D2} - i_{L2} = I_o \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (17)$$

$$i_{D2} = \frac{I_o}{1 - \delta} \quad (18)$$

功率开关 S 的电流为

$$i_s = i_{L1} - i_{C2} = \frac{2I_o}{1 - \delta} \quad (19)$$

2 元件设计

2.1 电感设计

图 8 所示为电感电流的变化过程, 通过观察与平均值相关的精确变化, 得到电感(L1 和 L2)的数值计算。电感电压 U_L 的微分方程为

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (20)$$

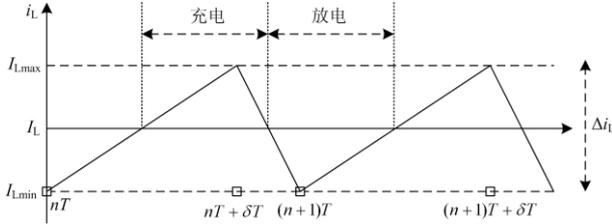


图 8 电感电流的变化过程

Fig. 8 Variation process of inductance current

假设电感电压 U_L 接近恒定, 电感电流方程计算如下:

$$i_L(t) = \frac{u_L}{L} \Delta t_L + i_L(t_0) \quad (21)$$

因此, $u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$ 变为

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t_L} = \frac{u_L}{L} \quad (22)$$

使用瞬时电感电压方程, 电感电压将变为

$$u_{L1} = \begin{cases} U_{PV}, nT < t < nT + \delta T \\ U_{PV} - u_{C1}, nT + \delta T < t < (n+1)T \end{cases} \quad (23)$$

在功率开关的“导通”状态下, 有 $\Delta t_L = \delta T$, 故电感值 L_1 为

$$L_1 = \frac{U_{PV} \delta T}{\Delta i_{L1}} \quad (24)$$

$$u_{L2} = \begin{cases} u_{C1} - u_{C3}, nT < t < nT + \delta T \\ -u_{C3}, nT + \delta T < t < (n+1)T \end{cases} \quad (25)$$

对于功率开关的“断开”状态, 有 $\Delta t_L = (1 - \delta)T$, 所以电感值 L_2 为

$$L_2 = \frac{u_{C3}(1 - \delta)T}{\Delta i_{L2}} \quad (26)$$

2.2 电容设计

电容值 C_1 、 C_2 和 C_3 的计算推导如下。平均值附近的充电和放电变化如图 9 所示。

电容的微分方程为

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} \quad (27)$$

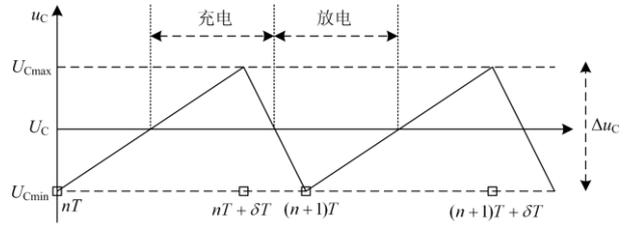


图 9 电容电压的变化过程

Fig. 9 Variation process of capacitor voltage

与电感的计算类似, 在线性化 $i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt}$ 后, 计算电容变化量的方程式(27)变成式(28)。

$$\frac{\Delta u_C}{\Delta t_C} = \frac{i_C}{C} \quad (28)$$

利用电容电流在一定时间内的瞬时值, 可以计算出电容值。对于电容 C_1 , 电流可表示为

$$i_{C1} = \begin{cases} -I_o, nT < t < nT + \delta T \\ I_o \frac{\delta}{1 - \delta}, nT + \delta T < t < (n+1)T \end{cases} \quad (29)$$

在第 1 时间间隔内, 对于 $\Delta t_C = \delta T$, 电容值 C_1 为

$$C_1 = \frac{I_o \delta T}{\Delta u_{C1}} \quad (30)$$

电容 C_2 的电流为

$$i_{C2} = \begin{cases} -I_o, nT < t < nT + \delta T \\ I_o \frac{\delta}{1 - \delta}, nT + \delta T < t < (n+1)T \end{cases} \quad (31)$$

在第 2 时间间隔内, 当 $\Delta t_C = \delta T$ 时, 电容值 C_2 为

$$C_2 = \frac{I_o \delta T}{\Delta u_{C2}} \quad (32)$$

对于电容 C_3 , 电流不是瞬时值, 且在一个开关周期内几乎是恒定的。电容 C_3 的变换趋势与电容 C_1 和 C_2 相反。当负载变化时, 电容的电荷 ΔQ 与电感电流 $\Delta i_{L2}/2$ 有关, 时间取 $T/2$ 。

$$Q = C u_C \Rightarrow C = \frac{Q}{u_C}, C_3 = \frac{\Delta Q}{\Delta u_{C3}} \quad (33)$$

在荷载变化时, 有

$$\Delta Q = \frac{T \Delta i_{L2}}{2} = \frac{T \Delta i_{L2}}{8} \quad (34)$$

电容值 C_3 的计算如下:

$$C_3 = \frac{T \Delta i_{L2}}{8 \Delta u_{C3}} \quad (35)$$

在动态条件下, 讨论电容值 C_1 和 C_3 , 计算方法包括负载电阻的突然变化。使用等效电路确定动态工作区域中的输出电压, 电流从零到达稳态值, 时间间隔为 Δt_1 , 即电流在电感 L_1 中的稳定时间。

$$i_{C1} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt} = -i_o \quad (36)$$

$$\Rightarrow u_{C1}(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^t (-i_o) dt + u_{C1}(0)$$

$$u_{C1}(\Delta t_1) = \frac{1}{C_1} \int_0^t (-i_o) dt + u_{C1}(0) = -\frac{1}{C_1} \frac{P_o}{U_o} + u_{C1}(0) \quad (37)$$

因此, 电容电压 u_{C1} 的计算公式为

$$u_{C1}(\Delta t_1) = \frac{1}{C_1} \int_0^t (-i_o) dt + u_{C1}(0) = \frac{1}{C_1} \frac{P_o}{U_o} \Delta t_1 \Rightarrow C_1 = \frac{1}{\Delta u_{C1}} \frac{P_o}{U_o} \quad (38)$$

在动态情况下, 当变换器占空比改变时, 电感电流迅速增大。因此, 需要根据 $i_{L1}(t)$ 的响应详细计算 Δt_1 值, 当输出电流 $i_o(t)$ 发生快速变化时, $i_{L1}(t)$ 为响应的输入电流。在 Δt_2 时, 流过电容 C_3 的电流计算如下。

$$i_{C3} = C_3 \frac{du_{C3}}{dt} = -i_o \quad (39)$$

故电容值 C_3 为

$$C_3 = \frac{1}{\Delta u_{C3}} \frac{P_o}{U_o} \Delta t_2 \quad (40)$$

在计算线性度时, 假定电流具有相等的升降时间。

在能量特性方面, 混合型变换器类似于 Boost 和 Cuk 变换器。该变换器输入电感、功率开关和输入源的配置与经典的 Boost 和 Cuk 变换器相同。除了输入侧升压电感(L_1)和功率开关 S 外, 其余的变换器电路元件并联, 并且在输出侧两个电容(C_1 和 C_3)之间跨接负载。因此, 该变换器通过结合 Boost 和 Cuk 变换器的优点来提高电压增益。

3 仿真研究

在 Matlab/Simulink 仿真平台上, 对混合型 DC-DC 变换器进行建模并仿真。仿真参数设置如下: 输入功率=150 W, 输入电压(U_{in})=24 V, 最大占空比 $\delta=0.8$, 开关频率 $f_s=10$ kHz; 变换器输入、输出电感 $L_1=1$ mH、 $L_2=1$ mH; 电容 $C_1=100$ μ F、 $C_2=100$ μ F 和 $C_3=2$ μ F。所提变换器在 10 kHz 开关频率和 80% 占空比情况下的仿真结果如图 10—图 13 所示, 仿真结果与理论分析相符。从图 10 中可以看出, 当变换器的占空比固定为 0.8、输入电压为

24 V 时, 变换器的输出电压为 124 V(比输入电压高 5.166 倍)。在连续导通模式下, 电感 L_1 电流被限制在 3~4.5 A, 并保持了变换器的输入电流连续。图 11 为功率开关的输入电流和电压波形, 图 12 为电感电流 i_{L1} 和电感电流 i_{L2} 的仿真波形。从仿真波形可以看出, 电感是均匀充电的, 并在连续导通情况下传递电流。图 13 为通过二极管 D_1 和 D_2 的电压 U_{D1} 和 U_{D2} 的仿真波形。从仿真结果可以看出, 在开关过程中, 开关管(MOSFET 和二极管)的最大允

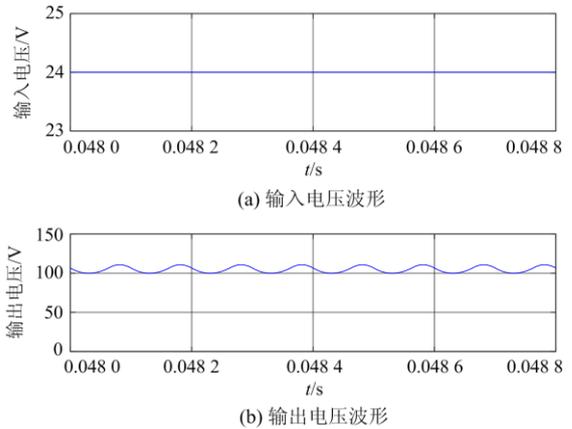


图 10 输入和输出电压仿真波形

Fig. 10 Simulation waveform of input and output voltage

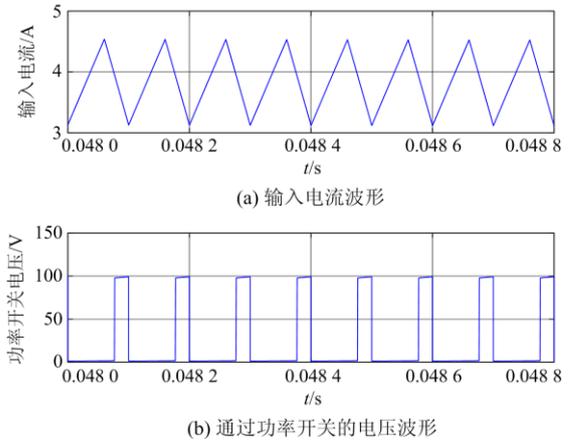
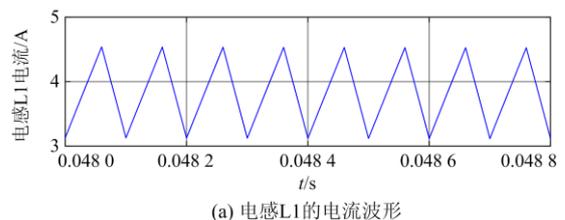
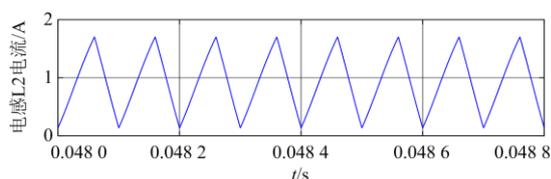


图 11 输入电流和通过功率开关的电压仿真波形

Fig. 11 Simulation waveform of input current and voltage across the power switch

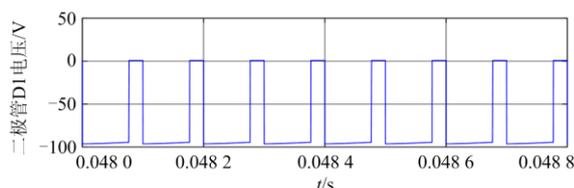


(a) 电感L1的电流波形

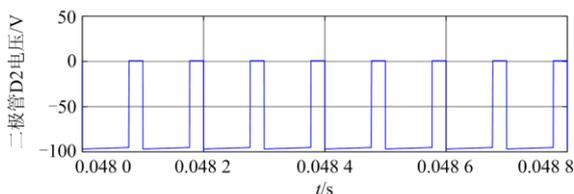


(b) 电感L2的电流波形

图 12 电感 L1 和 L2 的电流仿真波形

Fig. 12 Simulation waveform of inductance
L1 and L2 current

(a) 通过二极管D1的电压波形



(b) 通过二极管D2的电压波形

图 13 通过二极管 D1 和 D2 的电压仿真波形

Fig. 13 Simulation waveform of voltage across
the diodes D1 and D2

许电压保持在 100 V，验证了开关管两端的电压小于变换器的输出电压。从 i_{L2} 和 U_{D2} 的仿真结果可以看出，该变换器保持了电流连续的能力。

4 实验验证

为了验证理论和仿真结果，采用了与仿真研究中相近的参数设置进行实验。与仿真验证类似，将变换器占空比 δ 定为等于或小于 0.8，使导通损耗最小化。在测试变换器时，固定输入直流电源 24 V，以产生 150 W 功率。具体元件的参数设置如表 1 所示。

表 1 元件参数

Table 1 Component parameters

元件	参数
输入电压 U_{in}/V	24
开关频率 f_s/kHz	10
功率开关 MOSFET	STB6NK90ZT4
二极管 D1 和 D2	BSC035N10NS5
电感值 L_1 、 L_2/mH	1
电容值 C_1 、 C_2 和 $C_3/\mu F$	100、100 和 2

如图 14 所示，当变换器占空比设置为 0.8 时，观察到相应的输出电压为 122 V(非常接近仿真结果)。图 15 为变换器的输入和输出电压实验波形。

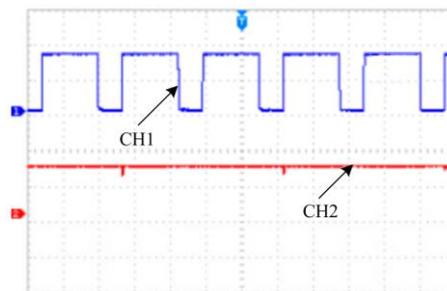
CH1 占空比(50 V/格), 时间 t (50 μs /格)
CH2 输出电压(100 V/格), 时间 t (50 μs /格)

图 14 占空比和输出电压实验波形

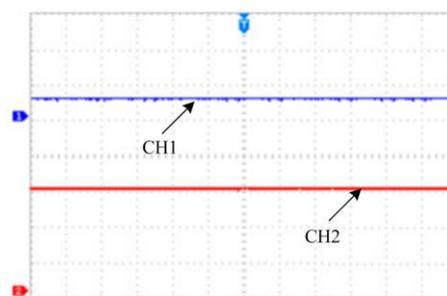
Fig. 14 Experimental waveform of the duty
cycle and output voltageCH1 输入电压(50 V/格), 时间 t (50 μs /格)
CH2 输出电压(50 V/格), 时间 t (50 μs /格)

图 15 输入和输出电压实验波形

Fig. 15 Experimental waveform of input voltage
and output voltage

在 DC-DC 变换期间，变换器保持连续导通，电感 L_1 电流饱和极限范围为 3~4.5 A，其实验结果如图 16 所示。因此，通过保持变换器电感 L_1 电流的饱和极限，使功率开关能够避免较高上升电流的影响，从而保证了变换器对输入源的可靠性。从图 17 和图 18 的实验结果可以看出，在一个开关周期内，MOSFET 和二极管保持其最大允许电压为 100 V，该电压小于变换器输出电压(122 V)。通过功率开关的电压为 100 V，二极管 D1 和 D2 的电压分别为 $U_{D1}=100 V$ 和 $U_{D2}=95 V$ 。在整个工作模式中，电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 保持相同的电流分布，从而能够维持 C1 和 C2 之间的电压平衡。当输入电压为 24 V、占空比为 0.8 时，输入电感 L_1 的电流 i_{L1} 以及通过二极管 D2 的电压 U_{D2} 实验波形如图 19 所示，实验结果表明该变换器保持了电流连续的能力。

为了验证所提变换器的性能，与其他类似变换

器的性能进行比较,其结果如表 2 所示。由表 2 可以看出,文献[25-28]变换器的电压增益更高,但其所用的二极管、电容以及电感数量更多,所以体积大、成本高。相对于文献[27-30],所提变换器电压增益更高,且所用半导体器件相对较少。因此,所提变换器能够提供更好的电压增益,且与其他变换器相比,半导体器件的电压应力较小。在理论分析

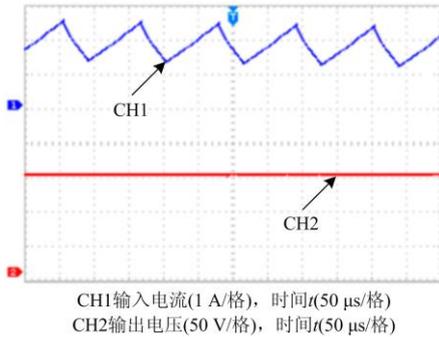


图 16 输入电流和输出电压实验波形
Fig. 16 Experimental waveform of input current and output voltage

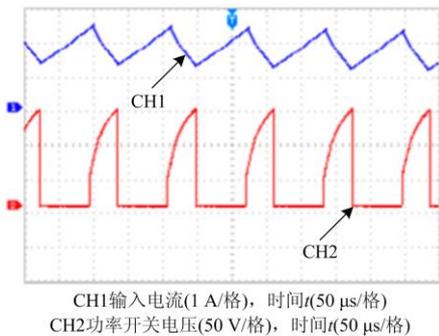


图 17 输入电流和通过功率开关的电压实验波形
Fig. 17 Experimental waveform of input current and voltage across the power switch

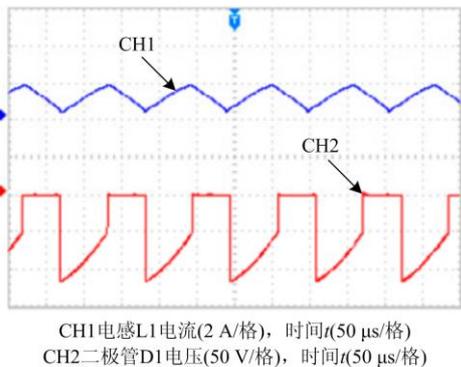


图 18 电感 L1 电流和通过二极管 D1 的电压实验波形
Fig. 18 Experimental waveform of the inductor L1 current and voltage across the diodes D1

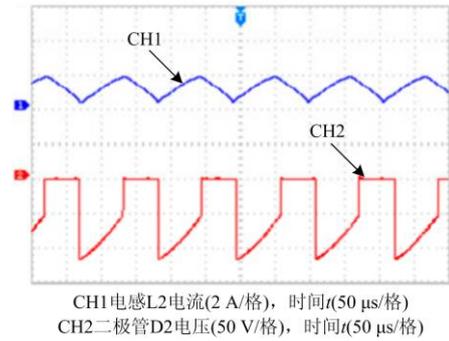


图 19 电感 L2 电流和通过二极管 D2 的电压实验波形
Fig. 19 Experimental waveform of the inductor L2 current and voltage across the diodes D2

的基础上,仿真和实验结果证实了所提变换器的功能和优势。

表 2 类似变换器的性能比较

Table 2 Performance comparison of similar converter

类似变换器拓扑	变换器 [25]	变换器 [27]	变换器 [28]	变换器 [30]	所提变换器
功率开关数量	1	1	1	1	1
二极管数量	5	2	3	1	2
电容数量	3	3	3	3	3
电感数量	3	2	3	2	2
电压增益	$\delta^2/(1-\delta)^2$	$1/(1-\delta)$	$\delta/(1-\delta)^2$	$2\delta/(1-\delta)$	$(1+\delta)/(1-\delta)$
输入电流连续	是	是	是	否	是
功率开关的电压应力	中等	较大	较小	较大	中等

5 结论

提出一种高电压增益的单开关混合型非隔离 DC-DC 变换器。将传统的 Boost 变换器和 Cuk 变换器相结合,导出了该混合型 DC-DC 变换器的拓扑结构。详细讨论了 CCM 工况下的稳态分析、电路设计和参数计算。与传统的 Boost、Cuk 变换器以及其他类似单开关变换器相比,该拓扑结构在只用一个功率开关的情况下实现了高电压增益(约 5.116 倍升压增益),且在开关应力相对较低的情况下能够获得较大的电压增益。最后,对所提混合型变换器的性能特点、电压增益、功率开关的电压应力进行了

仿真研究和实验验证。通过对所提拓扑结构的性能分析,实现了基于单片机 150 W 功率情况下的实验验证。仿真研究和实验结果验证了所提 Boost+Cuk 混合型 DC-DC 变换器的优越性与实用性。

参考文献

- [1] 王辉, 赵刚, 蔡佳铭, 等. 考虑含可再生能源多电源系统三维概率分布的协同运行优化策略[J]. 供用电, 2019, 36(3): 83-91.
WANG Hui, ZHAO Gang, CAI Jiaming, et al. Cooperative operation optimization strategy considering three-dimensional probability distribution of renewable energy multi-power system[J]. Distribution & Utilization, 2019, 36(3): 83-91.
- [2] 黎淑娟, 李爱魁, 黄际元, 等. 储能在高占比可再生能源系统中的应用及关键技术[J]. 供用电, 2020, 37(2): 3-7, 40.
LI Shujuan, LI Aikui, HUANG Jiyuan, et al. The application and key technologies of energy storage in high-proportion renewable energy systems[J]. Distribution & Utilization, 2020, 37(2): 3-7, 40.
- [3] MANSOURI N, LASHAB A, SERA D, et al. Large photovoltaic power plants integration: a review of challenges and solutions[J]. Energies 2019, 12: 3798-3806.
- [4] 高伟, 罗全明, 张阳, 等. 一种零输入电流纹波高增益 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(2): 284-292.
GAO Wei, LUO Quanming, ZHANG Yang, et al. A high step-up DC-DC converter with zero input current ripple[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2): 284-292.
- [5] 梁伟豪, 周潮, 涂智豪, 等. 分布式光伏接入对配电网可靠性影响的快速评估方法[J]. 供用电, 2020, 37(2): 60-66.
LIANG Weihao, ZHOU Chao, TU Zhihao, et al. Fast evaluation method of the impact of distributed photovoltaic access on the reliability of distribution network[J]. Distribution & Utilization, 2020, 37(2): 60-66.
- [6] 王继拓, 王万成, 陈宏伟. 基于回归-马尔科夫链的光伏发电功率预测[J]. 电测与仪表, 2019, 56(1): 76-81.
WANG Jituo, WANG Wancheng, CHEN Hongwei. Photovoltaic power generation forecasting based on regression-Markov chain[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(1): 76-81.
- [7] 徐波, 陈昌旺. 基于虚拟电阻的三相无变压器光伏并网逆变器漏电流抑制方法[J]. 电测与仪表, 2019, 56(2): 64-69.
XU Bo, CHEN Changwang. Virtual resistance method for leakage current suppression in three-phase transformerless photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(2): 64-69.
- [8] 竺庆茸, 李晗, 李先允, 等. 含光伏的主动配电网非对称故障条件下对并网点电压影响的研究[J]. 电测与仪表, 2019, 56(4): 101-106.
ZHU Qingrong, LI Han, LI Xianyun, et al. Research on active distribution network and network effects on non symmetrical voltage fault conditions with PV[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2019, 56(4): 101-106.
- [9] MANGU B, AKSHATHA S, SURYANARAYANA D, et al. Grid-connected PV-wind-battery-based multi-input transformer-coupled bidirectional DC-DC converter for household applications[J]. IEEE Journal of Emerging Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3): 1086-1095.
- [10] 许正平, 李俊. 双向全桥 DC-DC 变换器高效能控制研究与实现[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 140-146.
XU Zhengping, LI Jun. Research and implementation of bidirectional full bridge DC-DC converter with high-efficiency control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(2): 140-146.
- [11] 姚洪涛, 粟梅, 但汉兵. 一种并联输入并联输出的宽范围双向隔离 DC/DC 变换器[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 13-21.
YAO Hongtao, SU Mei, DAN Hanbing, et al. Input-parallel-output-parallel wide-range bidirectional isolated DC/DC converter[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 13-21.
- [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] 孙凯, 陈欢, 吴红飞. 面向储能系统应用的隔离型双向 DC-DC 变换器分析方法与控制技术综述[J]. 电工电能新技术, 2019, 38(8): 1-9.
SUN Kai, CHEN Huan, WU Hongfei. A review of analysis method and control technology for isolated bidirectional DC-DC converter used in energy storage systems[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2019, 38(8): 1-9.
- [14] SARRAFAN N, ZAREI J, RAZAVI-FAR R, et al. A novel on-board DC/DC converter controller feeding uncertain constant power loads[J]. IEEE Journal of Emerging Selected Topics in Power Electronics, 2020, 17: 608-616.
- [15] 杨良, 王议锋, 陈博, 等. 一种双 CLT 谐振软开关直流变换器设计与实现[J]. 电工技术学报, 2018, 33(7): 1461-1471.
YANG Liang, WANG Yifeng, CHEN Bo, et al. The design and implementation of a dual-CLT resonant soft-switching DC-DC converter[J]. Transactions of

- China Electrotechnical Society, 2018, 33(7): 1461-1471.
- [16] CHEN S J, YANG S P, HUANG C M, et al. Interleaved high step-up DC-DC converter based on voltage multiplier cell and voltage-stacking techniques for renewable energy applications[J]. *Energies*, 2018, 11: 1632-1645.
- [17] KHALILZADEH M, ABBASZADEH K. Non-isolated high step-up DC-DC converter based on coupled inductor with reduced voltage stress[J]. *IET Power Electronics*, 2015, 8: 2184-2194.
- [18] 王淼, 杨晓峰, 郑琼林, 等. 一种高效率多电平均压型 DC-DC 变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(11): 3622-3632.
- WANG Miao, YANG Xiaofeng, ZHENG T Q, et al. A high-efficiency multilevel voltage-balancing DC-DC converter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(11): 3622-3632.
- [19] VIGHETTI S, FERRIEUX J P, LEMBEYE Y. Optimization and design of a cascaded DC/DC converter devoted to grid-connected photovoltaic systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(4): 2018-2027.
- [20] 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.
- [21] 李文伟. 高增益 DC/DC 变换器拓扑与滑模控制设计与实现[J]. *电力电子技术*, 2020, 54(5): 125-129.
- LI Wenwei. Design and implementation of topology and sliding mode control for high-gain DC/DC converter[J]. *Power Electronics*, 2020, 54(5): 125-129.
- [22] POORALI B, TORKAN A, ADIB E. High step-up Z-source DC-DC converter with coupled inductors and switched capacitor cell[J]. *IET Power Electronics*, 2015, 8: 1394-1402.
- [23] WIJERATNE D S, MOSCHOPOULOS G. Quadratic power conversion for power electronics: principles and circuits[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2012, 59(2): 426-438.
- [24] 吴刚, 阮新波, 叶志红. 采用开关电容的非隔离型高升压比直流变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2015, 34(2): 442-450.
- WU Gang, RUAN Xinbo, YE Zhihong. Non-isolated high step-up DC-DC converters adopting switched-capacitor cell[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 34(2): 442-450.
- [25] ZHANG N, ZHANG G, SEE K W, et al. 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.
- [26] BANAEI M R, BONAB H A F. A novel structure for single-switch non isolated transformerless buck-boost DC-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64: 198-205.
- [27] SARAVANAN S, RAMESH B N. Analysis and implementation of high step-up DC-DC converter for PV based grid application[J]. *Applied Energy*, 2017, 190: 64-72.
- [28] MAROTI P K, PADMANABAN S, HEELER P, et al. Modified high voltage conversion inverting Cuk DC-DC converter for renewable energy application[C] // *Proceedings of the IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, December 4-7, 2017, Puerto Varas, Chile: 1-5.
- [29] 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.
- [30] BANAEI M R, ARDI H, FARAKHOR A. Analysis and implementation of a new single-switch buck-boost DC/DC converter[J]. *IET Power Electronics*, 2014, 7: 1906-1914.
- [31] BHARATIRAJA C, SANJEEVIKUMAR P, MAHESH S, et al. Analysis, design and investigation on a new single-phase switched quasi Z-source inverter for photovoltaic application[J]. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2017, 8: 853-860.
- [32] 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.
- [33] 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): 1-20. DOI: 10.1186/s41601-020-00173-9.

收稿日期: 2021-01-22; 修回日期: 2021-05-17

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 许威)