

一种电源-电容串联型直流变换器

陈梦星¹, 高峰¹, 蒋涛²

(1. 山东大学电气工程学院, 济南 250061; 2. 北京奇峰聚能科技有限公司, 北京 100010)

摘要:提出了一种电源-电容串联型直流变换器,这种拓扑结构可以同时为两路直流电源升压,并且有效降低了半导体器件的电压与电流应力。与双路 Boost 型直流变换器相比,该电源-电容串联型直流变换器在不增加功率器件数量的前提下,显著降低了半导体器件的电压与电流应力,适用于分布式光伏并网逆变器的直流变换级。主要涉及该直流变换器的运行方式、电压与电流应力分析、效率对比,并通过实验验证了该直流变换器的可行性。

关键词:DC/DC 变换器;串联型变换器;半导体功率器件应力;半导体功率器件损耗

A Source-Capacitor Serial Type DC/DC Converter

CHEN Mengxing¹, GAO Feng¹, JIANG Tao²

(1. School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China;

2. Beijing Qifeng Power Technology Co. Ltd., Beijing 100010, China)

Abstract: This paper proposes a source-capacitor serial type DC/DC converter to use for boost dual input sources to a desired output voltage with reduced semiconductor voltage stress and current stress. Compared to the traditional DC/DC boost converter, the proposed circuit reduces both voltage and current stresses for switches and diodes without adding extra devices, which is suitable for distributed photovoltaic(PV) inverter. The key issues regarding operational principle, voltage and current stress analysis, efficiency comparison are discussed in this paper either. Finally, the proposed converter is verified through a laboratory prototype.

Keywords: DC/DC converter; serial type converter; power semiconductor stress; power semiconductor dissipation

目前,分布式光伏电站因其安装方便、年平均发电量高而得到了广泛应用。分布式逆变器对每串光伏阵列进行独立的最大功率点追踪^[1],显著提升了电站收益。通常,分布式逆变器使用两路至多路 Boost 升压电路,每路升压电路接入独立的光伏阵列,具有独立的最大功率追踪功能^[2]。它们的输出同时连接至直流母线电容。因此,升压电路中的功率器件耐受电压为直流母线电压值,造成直流升压电路功率器件电压应力偏大。另外,在光伏电压偏低的工况下,由于升压比较高,直流升压电路的电流应力偏大。

文献[3-7]提出了一些串联型直流变换器,由于

此种串联型变换器无需处理全部的电源能量,效率相对提高;文献[6]提出了一种高频隔离串联型直流变换器,采用了全桥拓扑与高频隔离变压器,但是隔离变压器导致成本较高,设计复杂;文献[7]提出了一种非隔离串联型直流变换器,达到了 98.22% 的加权转换效率,但该变换器无法降低功率器件的电压与电流应力。

本文提出了一种电源-电容串联型直流变换器,能够降低了功率半导体的电压应力与电流应力,从而降低了半导体功率器件的损耗。详细分析说明了该串联型直流变换器的工作方式、功率器件应力以及功率器件损耗,并给出了该变换器的多模块拓展拓扑,最后给出实验波形,说明了该变换器的可行性。

1 工作方式

图 1 所示为分布式光伏电站的拓扑结构,分布式逆变器通过 DC/DC 变换级实现了对每串光伏阵列独立的最大功率点追踪。分布式逆变器通常采用的双路 boost 前级升压电路如图 2 所示。

本文提出的串联型直流变换器如图 3 所示,图中,直流电源 S_1 、中间电容 C_{cen} 和直流电源 S_2 呈串

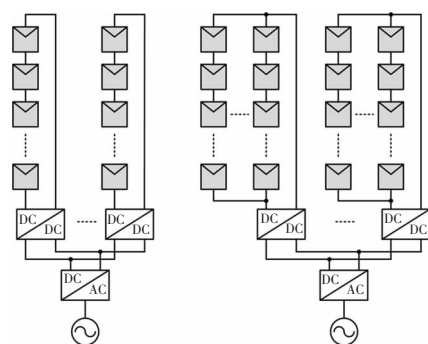


图 1 分布式光伏电站拓扑结构

Fig.1 Topology of distributed PV plant

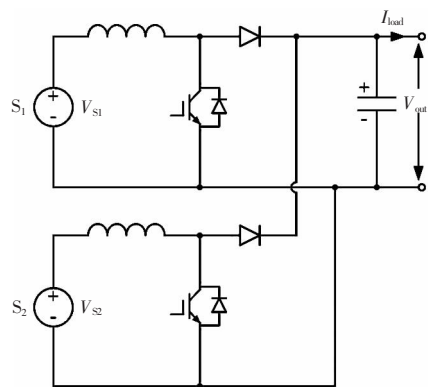


图 2 双路 Boost 升压变换器

Fig.2 Circuitry diagram of dual-boost converter

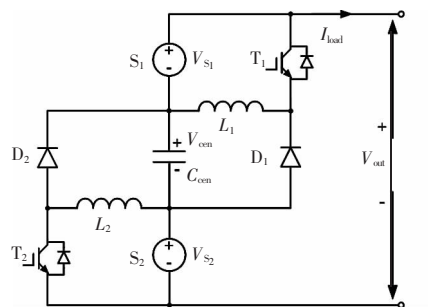


图 3 本文提出的电源-电容串联型变换器

Fig.3 Proposed central capacitor serial type converter

联连接,为后级负载或功率变换电路供电;输出的直流电压 V_{out} 为直流电源 S_1 、中间电容 C_{cen} 和直流电源 S_2 三者电压之和,即 $V_{out}=V_{S1}+V_{cen}+V_{S2}$ 。

该拓扑采用两个 Buck-Boost 型直流变换器,分别将直流电源 S_1 和 S_2 的能量转移至中间电容 C_{cen} 。当 C_{cen} 的充电功率等于放电功率时, C_{cen} 可以维持恒定电压,因此该串联型直流变换器的输出电压 V_{out} 也达到稳定。值得注意的是,在该直流变换器中,开关管与二极管的电压应力为部分输出电压;例如,开关管 T_1 与二极管 D_1 的电压应力为直流电源 S_1 电压与 C_{cen} 电压之和,开关管 T_2 与二极管 D_2 的电压应力为直流电源 S_2 电压与 C_{cen} 电压之和。

通过控制开关管 T_1 与 T_2 的导通与关断,该电路会形成如下 4 个工作模式,其等效电路如图 4 所示。

模式 1: $T_1=ON, T_2=OFF$, 电源 S_1 为电感 L_1 充电,电感 L_2 为中间电容 C_{cen} 充电。二极管 D_1 截止,二极管 D_2 导通。等效电路见图 4(a)。

模式 2: $T_1=OFF, T_2=OFF$, 电感 L_1 与电感 L_2 同时为中间电容 C_{cen} 充电。二极管 D_1 与 D_2 同时导通。等效电路见图 4(b)。

模式 3: $T_1=OFF, T_2=ON$, 电源 S_2 为电感 L_2 充电,同时电感 L_1 为中间电容 C_{cen} 充电。二极管 D_1 导通,二极管 D_2 截止。等效电路见图 4(c)。

模式 4: $T_1=ON, T_2=ON$, 电源 S_1 与 S_2 同时为电感 L_1 与 L_2 充电,二极管 D_1 与 D_2 同时截止。等效电路见图 4(d)。

根据电感 L_1 与电感 L_2 的伏-秒平衡,可以得到电压变比为

$$\begin{cases} \frac{V_{cen}}{V_{S1}} = \frac{d_1}{1-d_1} \\ \frac{V_{cen}}{V_{S2}} = \frac{d_2}{1-d_2} \end{cases} \quad (1)$$

式中, d_1 与 d_2 分别为开关管 T_1 与 T_2 的导通占空比。根据式(1),可以得到

$$\frac{d_1}{1-d_1} V_{S1} = \frac{d_2}{1-d_2} V_{S2} \quad (2)$$

由式(2)可知, V_{S1} 与 V_{S2} 可以不相同,可通过调节开关管导通占空比,两路独立直流电源同时向中

间电容馈电。

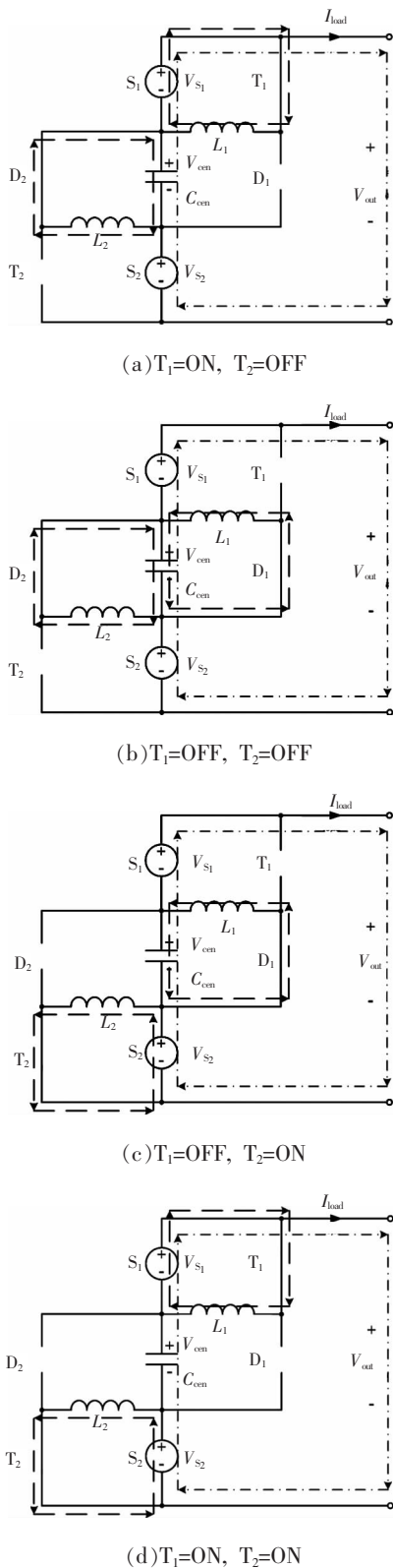


图 4 不同开关状态下的等效电路

Fig.4 Equivalent circuits under various switching states

2 电压/电流应力分析与对比

与文献[7]中提出的串联型直流变换器相比,本文提出的电源-电容串联型直流变换器同时减小了半导体器件的电压与电流应力。而电压与电流应力的降低,意味着可以选用耐压与通流更低的开关管与二极管设计功率电路,有利于缩减硬件成本,降低功率损耗。同时,低耐压值的开关器件具有更好的性能,有助于进一步降低导通损耗。

2.1 电压与电流应力分析

为了得到功率器件的电压与电流应力,研究了该串联型直流变换器的平均化模型,如图 5 所示。

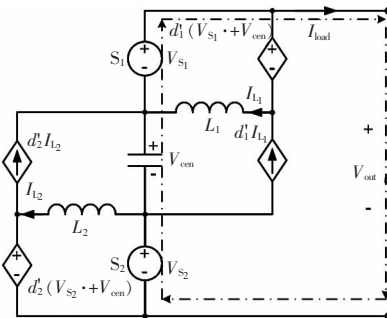


图 5 平均状态模型

Fig.5 State averaged model of the proposed converter

假定电感量足够大,电感电流在一个开关周期内可以视为恒定值。为维持中间电容电压 V_{cen} 的恒定,该电容平均充电电流等于其平均放电电流,即

$$\begin{cases} d'_1 I_{L1} + d'_2 I_{L2} = I_{load} \\ d'_x = 1 - d_x \quad x = 1, 2 \end{cases} \quad (3)$$

式中, d_x 为开关管 T_x 的导通占空比。假定电源 S_1 与 S_2 特性完全一致,则输出电压/电流相同,即

$$\begin{cases} V_{S1} = V_{S2} = V_S \\ d'_1 = d'_2 = d' \\ I_{L1} = I_{L2} = I_L \end{cases} \quad (4)$$

$$V_{out} = V_{S1} + V_{cen} + V_{S2} = 2V_S + V_{cen} \quad (5)$$

联立式(1)、式(3)~式(5),可得电感电流为

$$I_L = \frac{I_{load}}{2} \frac{V_{out} - V_S}{V_S} \quad (6)$$

由于电感电流在时间段 $[0 < t \leq dT_s]$ 内流经开关管,在时间段 $[dT_s < t \leq T_s]$ 内流经续流二极管,因此,开关管与二极管的电流应力即为电感电流。另外,从图 4 中很容易得出开关管与二极管的电压应力为 $(V_{out}-V_s)$ 。

使用同样的方法可以得出双路 Boost 电路中开关管与二极管的电压与电流应力。设定双路 Boost 电路与本文串联型直流变换器的输入输出参数相同,功率相同,比较二者的电压、电流应力,结果如表 1 所示。

表 1 本文串联型变换器与双路 Boost 变换器应力对比
Tab.1 Comparison between the proposed converter and dual-boost converter

变换器	类型	数量	电流应力	电压应力
本文串联型变换器	开关管/	2/2	$\frac{I_{load}(V_{out}-V_s)}{2V_s}$	$V_{out}-V_s$
	二极管			
双路 Boost 变换器	开关管/	2/2	$\frac{I_{load}V_{out}}{2V_s}$	V_{out}
	二极管			

2.2 双路 Boost 变换器与本文串联型直流变换器效率对比

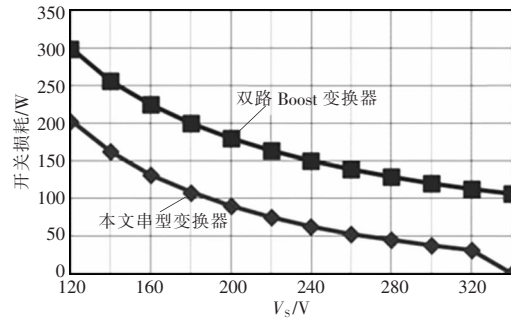
从表 1 中可以得出,该电源-电容串联型变换器同时降低了开关管与二极管的电压与电流应力。由于将升压比由 V_{out}/V_s 降低至 $(V_{out}-V_s)/V_s$,电压应力与电流应力同时降低为原来的 $(V_{out}-V_s)/V_{out}$ 。

为了说明该串联型拓扑降低损耗的效果,本文采用了一个 8 kW/680 V 直流变换器的算例分析传统双路 Boost 拓扑与本文串联型拓扑。开关管都选用英飞凌的 1 200 V/40 A IGBT IKW40N120T,二极管选用科锐的 1 200 V/40 A 碳化硅二极管 C4D401 20D,主要考察功率半导体的损耗。

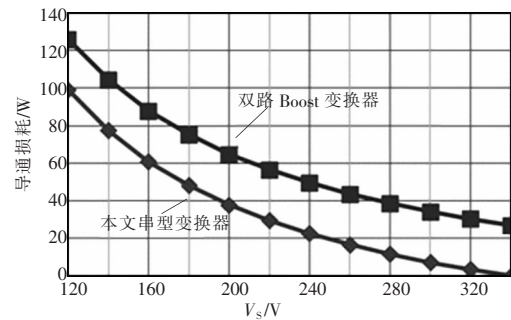
开关管的开关损耗 $P_{SW,IGBT}$ 与导通损耗 $P_{ON,IGBT}$ 的计算公式^[8-9]为

$$\begin{cases} P_{SW,IGBT} = \frac{V_{stress,IGBT} I_{stress,IGBT}}{2} t_{tr} f_{sw} \\ P_{ON,IGBT} = d_{IGBT} I_{stress,IGBT} V_{CE(sat),IGBT} \end{cases} \quad (7)$$

式中: t_{tr} 为 IGBT 的开通与关断的电压电流波形交叠时间之和,可以通过查阅器件手册得到; f_{sw} 为 IGBT 的开关频率,在本例中设定为 20 kHz; $V_{CE(sat),IGBT}$



(a) 开关损耗



(b) 导通损耗

图 6 IGBT 损耗对比

Fig.6 Comparison of IGBT power dissipation

为 IGBT 的饱和压降,可通过查阅期间手册得到; $V_{stress,IGBT}$ 和 $I_{stress,IGBT}$ 分别为 IGBT 的峰值电压和电流应力; d_{IGBT} 为 IGBT 的导通占空比。

分别计算传统双路 Boost 变换器与本文串联型变换器的 IGBT 损耗,结果如图 6 所示。由图可见,本文串联型变换器大幅降低了开关管的开关损耗与导通损耗。相比传统双路 Boost 变换器,本文串联型变换器开关损耗平均降低了 87.7 W,导通损耗平均降低了 27.1 W。

该串联型直流变换器处理的能量表示为

$$P_{processed} = \frac{V_{out}-2V_s}{V_{out}} P_{source} \quad (8)$$

式中: V_{out} 为总输出电压; V_s 为电源输入电压; P_{source} 为电源功率。

由于输出电压是限定的,可以通过提高直流电源电压降低该串联型变换器处理的功率,同时还可降低开关管与二极管的电压/电流应力。当两路直流电源电压 V_s 都升至 $0.5 V_{out}$ 时,两路输入直流电源直接串联,该串联型变换器无需工作。

3 多模块串联结构

将该电源-电容串联型直流变换器进行拓展,可以接纳更多的独立直流电源,实现对每个直流电源的最大功率点追踪。

图 7 示出了一种该串联型直流变换器拓展的方式。图中,每个电源-电容串联型直流变换器可以视作一个基本模块,每个模块可以接入两路独立的直流电源。将更多的该串联型直流变换器基本模块串联进来,就构成了多模块串联型拓展结构。通过串联更多的基本模块,每个直流变换器中开关器件的电压应力进一步降低。

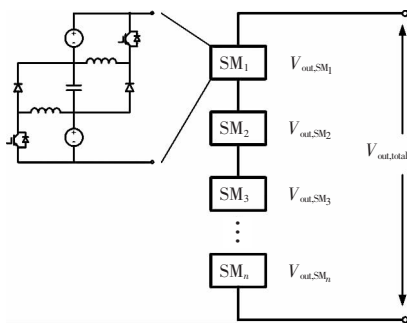


图 7 电源-电容串联型直流变换器拓展结构

Fig.7 Extended topology of the proposed serial type converter

4 实验验证

实验样机参数如表 2 所示。该实验样机直流总输出电压稳定在 600 V,输出直流功率约 1.8 kW。

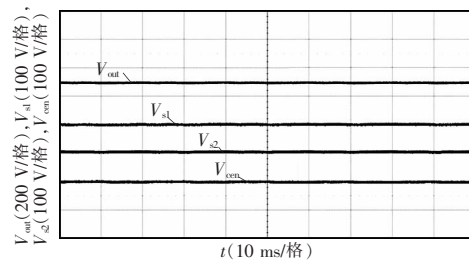
图 8 给出了实验波形。由实验波形可知,本文

表 2 实验样机参数

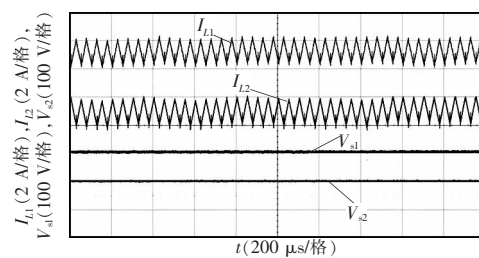
Tab.2 Parameters of the experimental prototype

参数	数值
每路直流电源输入电压/V	200
中心电容电压/V	200
直流输出电压/V	600
直流电感/mH	3
中心电容值/ μ F	550
输出功率/kW	1.8
开关频率/kHz	20

提出的电源-电容串联型直流变换器能够稳定中间电容电压,从而提供稳定的总直流输出电压,为直流负载提供功率。



(a) 双电源电压、中间电容和总输出电压



(b) 双电感电流、双电源电压

图 8 实验波形

Fig.8 Experimental waveforms

5 结语

本文提出了一种电源-电容串联型直流变换器,该直流变换器可以同时处理两路直流电源的输入功率,追踪他们各自的最大功率点,因此特别适合于分布式光伏并网逆变器中。与当前大规模工业应用的双路 Boost 直流升压变换器相比,该串联型直流变换器在不增加功率元件的前提下,降低了所有开关管与二极管的电压应力与电流应力,总转换效率也因此得到提升。通过分析了该串联型结构的电压与电流应力,与传统结构进行了对比,证明了该串联型直流变换器的优势,并且通过实验证明了该拓扑结构的可行性。

参考文献:

- [1] 杨富文, 吴志鹏, 卿湘运. 太阳能光伏发电中几个关键技术[J]. 电源学报, 2013, 11(3):19-25.
Yang Fuwen, Wu Zhipeng, Qing Xiangyun, Several key technologies in solar photovoltaic power generation[J]. Jour-

- nal of Power Supply, 2013, 11(3):19-25(in Chinese).
- [2] 程军照, 李澍森, 张腾飞. 多路并网光伏发电系统的仿真与分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2009, 21(4):58-62.
Cheng Junzhao, Li Shusen, Zhang Tengfei. Simulations and analysis on multi-branch grid-connected photovoltaic system[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2009, 21(4):58-62 (in Chinese).
- [3] Kasper M, Bortis D, Kolar J W. Classification and comparative evaluation of PV panel-integrated DC-DC converter concepts[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 25(5):2511-2526.
- [4] Zhou Huimin, Zhao Junjian, Han Yehui. PV balancers: concept, architectures, and realization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7):3479-3487.
- [5] Breazeale L C, Ayyanar R.A photovoltaic array transformerless inverter with film capacitors and silicon carbide transistors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3):1297-1305.
- [6] Min A, Lee J, Kim J, et al. A new topology with high efficiency throughout all load range for photovoltaic PCS[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2009, 56(11):4427-4435.
- [7] Agamy M S, Harfman-Todorovic M, Elasser A, et al. An efficient partial power processing DC/DC converter for distributed PV architectures[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2):674-686.
- [8] Gao Feng, Loh P C, Teodorescu R, et al. Topological design and modulation strategy for Buck-Boost three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7):1722-1732.
- [9] Kolar J W, Ertl H, Franz C. Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 1991, 27(6):1063-1075.



陈梦星

作者简介:

陈梦星(1991-),男,硕士研究生,研究方向:新能源发电及并网技术、多电平逆变技术,E-mail:chenmx.pe@gmail.com。

高峰(1979-),男,通信作者,博士,教授,博士生导师,研究方向:新能源发电及并网技术、电力电子技术、微电网技术,E-mail:fgao@sdu.edu.cn。

蒋涛(1966-),男,博士,教授级高工,研究方向:电力系统自动化,飞轮储能,E-mail:jiangtao@yingli.com。