

一种双输入高升压比直流变换器

林思圻, 林国庆

(福建省新能源发电与电能变换重点实验室, 福州大学, 福建 福州 350116)

摘要: 针对以光伏和燃料电池为代表的新能源发电系统存在输出电压低、供电可靠性差的问题, 本文提出了一种非隔离型双输入高升压比直流变换器, 该变换器两路输入源可以单独供电也可以同时供电, 详细介绍了变换器在三种供电模式下的工作原理、电压增益特性、开关器件电压应力以及双输入工作模式下两路输入电流之间的关系。最后搭建了一台 100 W 的实验样机, 实验验证了该变换器具有电压增益高、开关器件电压应力低、可灵活供电等优点。

关键词: 新能源发电; 非隔离; 高升压; 双输入; 直流变换器

DOI: 10.12067/ATEEE2008056

文章编号: 1003-3076(2021)04-0017-10

中图分类号: TM46

1 引言

随着经济社会的不断发展, 全球能源消耗正日益增加, 导致了煤炭、石油和天然气等化石资源的日益枯竭以及环境污染问题的不断加重。因此诸如光伏发电、燃料电池和风力发电等清洁能源发电系统近年来得到不断重视^[1-5]。但某种单独的新能源发电存在供电可靠性差和受环境因素影响大等缺点, 因此多种可再生能源联合发电系统以其供电可靠性高和电能质量高的优点得到广泛运用^[6-8]。在传统的新能源联合发电系统中, 每种新能源形式均需要通过一个直流变换器后连接到直流母线, 导致了系统结构复杂和成本较高的问题^[9-11]。采用一个多输入直流变换器 (Multi-input Converter, MIC) 代替多个单输入直流变换器, 成为当前新能源联合发电系统的发展趋势。光伏和燃料电池等可再生能源的输出电压较低一般为 18~56 V, 不能直接并网发电或给直流负载供电, 需要通过高升压比直流变换器将较低的直流电升高至 200~400 V 或者更高等级的直流电^[12-14]。因此, 研究多输入高升压比直流变换器具有重要意义。

多输入高升压比直流变换器根据输入输出是否隔离可分为隔离型和非隔离型两种。其中隔离型可以通过增大变压器的匝比提高电压增益, 但当匝比

过大会导致电路效率低、体积和重量大等缺陷。若采用传统的 Boost 电路并联来构建多输入变换器, 虽然可以提高输入端口的供电灵活性但无法满足需要高增益的运用场合。

文献[15]提出了基于开关电容网络并联型和串联型的双输入变换器, 其中串联型结构两路输入源能够同时供电和分时供电, 但并联型结构只能工作在分时供电的场合, 且两开关管不共地。

文献[16]提出了一种基于开关电容的高增益双输入 Boost 变换器, 该电路中只有一个电感, 可以减小电路体积。但使用了三个开关管且都不共地, 使得驱动电路复杂, 电路只能工作在输入端口 1 电压小于输入端口 2 电压的情况下, 限制了变换器在双输入场合的广泛运用。

文献[17]提出了一种多路输入高升压 Boost 变换器, 该电路通过采用交错 Boost 结构与二极管电容网络相结合来实现高升压比, 开关器件电压应力较低, 但变换器只能同时供电, 不能分时供电, 文献[18]中提出的双输入变换器虽然电压增益得到进一步提升, 但依然不能工作在分时供电状态。

文献[19]采用两个脉冲电压单元并联后与 Boost 电路组合的结构, 虽然电路可以工作在 Buck, Boost 和 Buck-Boost 三种状态, 但不能满足新能源发电对于高电压增益的要求。文献[20]采用耦合电

收稿日期: 2020-08-27

基金项目: 晋江市福大科教园区发展中心科研项目(2019-JJFDKY-37)

作者简介: 林思圻(1996-), 男, 湖北籍, 硕士研究生, 研究方向为高增益直流变换器;

林国庆(1966-), 男, 福建籍, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子变流技术。

感来提升电压增益,但耦合电感的使用会增大开关器件电压应力,降低变换器效率。

针对上述问题,本文提出一种基于开关电容增压单元的双输入高升压比直流变换器,两路输入源可以同时供电和分时供电,且具有电压增益高、开关器件电压应力低、控制自由度多、各输入源功率可灵活分配等优点。

2 工作原理

本文提出的双输入高升压比直流变换器拓扑如图1所示,由两路输入电源 V_{in1} 、 V_{in2} ,电感 L_1 、 L_2 ,中间电容 $C_1 \sim C_3$,二极管 $VD_1 \sim VD_5$,输出电容 C_o 以及负载 R 组成。

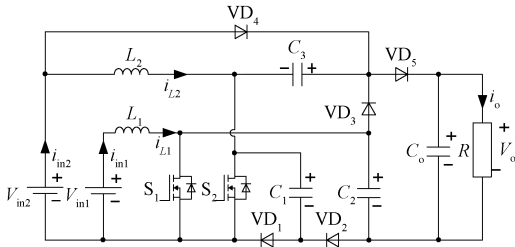


图1 双输入高升压比直流变换器

Fig.1 Dual-input high step-up DC-DC converter

为简化分析,作出如下假设:①电感 L_1 、 L_2 足够大,电感电流连续;②忽略线路与器件的寄生参数的影响;③电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_o 足够大,忽略其电压纹波;④二极管无导通压降。

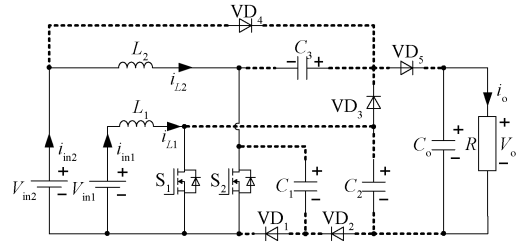
根据输入源连接方式的不同,双输入高升压比直流变换器存在三种供电模式,本文以电感电流工作在 CCM 为例,对这三种供电模式下变换器的工作原理和稳态特性进行分析。

2.1 输入端口1和端口2同时供电模式

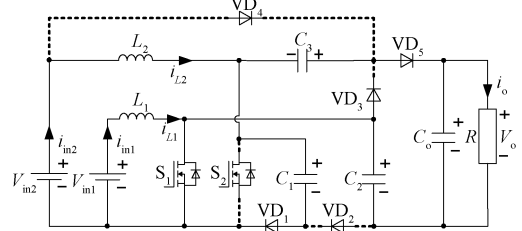
当输入端口1和输入端口2同时供电时,开关管 S_1 和开关管 S_2 交错工作,且占空比满足 $D_1 + D_2 \geq 1$,假设此工作模式下始终满足:由 V_{in1} 供电的 Boost 变换器的输出电压大于 V_{in2} ,则二极管 VD_4 始终处截止状态。电路在一个开关周期内有四个工作模式,各工作模式等效电路如图2所示。

(1)工作模式1 $[t_0, t_1]$: t_0 时刻,开关管 S_1 、 S_2 均处于导通状态;电感 L_1 、 L_2 两端电压分别为输入电压 V_{in1} 、 V_{in2} ,两电感电流均线性上升,二极管 $VD_1 \sim VD_5$ 都处于反向截止状态,电容 $C_1 \sim C_3$ 两端电压均保持不变,输出电容 C_o 给负载供电。

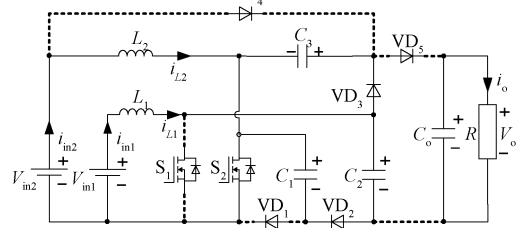
(2)工作模式2 $[t_1, t_2]$: t_1 时刻,开关管 S_2 关断,



(a) 工作模式1($t_0 \sim t_1$)和工作模式3($t_2 \sim t_3$)



(b) 工作模式2($t_1 \sim t_2$)



(c) 工作模式4($t_3 \sim t_4$)

图2 两输入源同时供电时等效电路图

Fig.2 Equivalent circuit diagram with simultaneous dual power supply

S_1 继续导通;电感 L_1 两端电压仍为 V_{in1} , 电流继续线性上升;电感 L_2 续流,其电流线性下降,此时, V_{in2} 与电感 L_2 一起通过二极管 VD_1 对电容 C_1 充电; V_{in2} 与电感 L_2 、电容 C_3 、 C_2 串联在一起通过二极管 VD_5 和开关管 S_1 给电容 C_o 充电并给负载供电;二极管 VD_2 、 VD_3 与 VD_4 承受反压截止。

(3)开关模式3 $[t_2, t_3]$: 开关管 S_1 、 S_2 均导通,这个阶段与 $(t_0 \sim t_1)$ 阶段电路工作模式一致,不再重复分析。

(4)工作模式4 $[t_3, t_4]$: t_3 时刻,开关管 S_1 断开, S_2 继续导通;电感 L_1 续流,其电流线性下降,此时, V_{in1} 与电感 L_1 、电容 C_1 串联在一起通过二极管 VD_2 和开关管 S_2 对电容 C_2 充电; V_{in1} 与电感 L_1 一起通过二极管 VD_3 和开关管 S_2 对电容 C_3 充电;电感 L_2 两端的电压为 V_{in2} , 电感 L_2 电流继续线性上升;二极管 VD_1 、 VD_4 与 VD_5 承受反向电压截止,输出电容 C_o 给负载供电。

以上分析了两路输入源供电模式在电感电流连续及满足占空比条件下变换器的工作情况。电路在

电感电流断续时的工作过程分析与连续时相似,为简化分析,文中不再赘述;在实际应用中,当两路开关管驱动信号不满足占空比条件时,可以使变换器工作在间歇工作模式,维持输出电压稳定,变换器仍可正常工作。

2.2 输入端口1单独供电模式

此模式下开关管 S_2 保持导通状态,电路是一个由输入电源 V_{in1} , 开关管 S_1 、 S_2 , 二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 和 VD_5 , 电感 L_1 , 电容 C_2 、 C_3 和 C_o 以及负载 R 组成的高升压比直流变换器,变换器在一个开关周期有两个工作模式,各工作模式等效电路如图3所示。

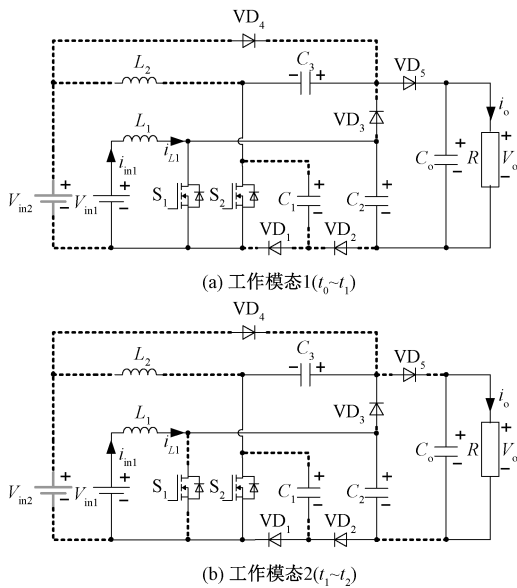


图3 V_{in1} 单独供电时等效电路图

Fig.3 Equivalent circuit diagram with V_{in1} power supply

(1)工作模式1 $[t_0, t_1]$:当开关管 S_1 导通时, V_{in1} 通过开关管 S_1 对电感 L_1 充电,电感电流线性上升,电容 C_2 与 C_3 串联在一起通过开关管 S_1 、 S_2 和二极管 VD_5 对电容 C_o 充电并给负载供电。

(2)工作模式2 $[t_1, t_2]$:当开关管 S_1 关断时,电感 L_1 续流,电感电流线性下降, V_{in1} 与电感 L_1 串联通过二极管 VD_1 和 VD_2 对电容 C_2 充电,并通过二极管 VD_3 和开关管 S_2 对电容 C_3 充电,二极管 VD_5 承受反压截止,输出电容 C_o 给负载供电。

2.3 输入端口2单独供电模式

此模式下开关管 S_1 保持导通状态,电路是一个由输入电源 V_{in2} , 开关管 S_1 、 S_2 , 二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_4 和 VD_5 , 电感 L_2 和电容 $C_1 \sim C_3$ 、 C_o 组成的高升

压比直流变换器,变换器在一个开关周期有两个工作模式,各工作模式等效电路如图4所示。

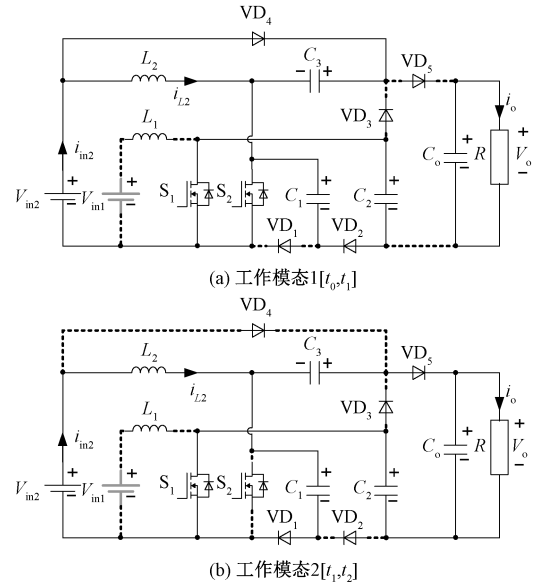


图4 V_{in2} 单独供电时等效电路图

Fig.4 Equivalent circuit diagram with separate V_{in2} power supply

(1)工作模式1 $[t_0, t_1]$:当 S_2 导通时, V_{in2} 通过开关管 S_2 对电感 L_2 充电,电感电流线性上升, V_{in2} 通过二极管 VD_4 和开关管 S_2 对电容 C_3 充电,电容 C_1 通过开关管 S_2 、 S_1 和二极管 VD_2 对电容 C_2 充电;二极管 VD_1 和 VD_5 反向截止,输出电容 C_o 给负载供电。

(2)工作模式2 $[t_1, t_2]$:当 S_2 关断时,电感 L_2 续流,电感电流线性下降, V_{in2} 与电感 L_2 一起通过二极管 VD_1 给电容 C_1 充电; V_{in2} 与电感 L_2 、电容 C_3 和 C_2 串联在一起通过二极管 VD_5 和开关管 S_1 给输出电容 C_o 充电并给负载供电。

3 性能分析

3.1 增益特性

基于上述对变换器在3种工作模式下的原理分析,可以求出相应的电压增益。

3.1.1 输入端口1和端口2同时供电模式

根据电感 L_1 与 L_2 的伏秒平衡原理可以分别列写式(1)与式(2)。

$$\begin{cases} \int_0^{D_1 T_s} V_{in1} dt = \int_{D_1 T_s}^{T_s} (V_{C3} - V_{in1}) dt \\ \int_0^{D_1 T_s} V_{in1} dt = \int_{D_1 T_s}^{T_s} (V_{C2} - V_{C1} - V_{in1}) dt \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \int_0^{D_2 T_s} V_{in2} dt = \int_{D_2 T_s}^{T_s} (V_{C1} - V_{in2}) dt \\ \int_0^{D_2 T_s} V_{in2} dt = \int_{D_2 T_s}^{T_s} (V_o - V_{C2} - V_{C3} - V_{in2}) dt \end{cases} \quad (2)$$

式中, D_1 、 D_2 分别为开关管 S_1 、 S_2 的占空比; T_s 为开关周期; $V_{C1} \sim V_{C3}$ 分别为电容 $C_1 \sim C_3$ 两端电压; V_o 为输出电压。

根据式(1)与式(2)可以计算出各电容电压及输出电压的表达式为:

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{V_{in2}}{1 - D_2}, V_{C2} = \frac{V_{in1}}{1 - D_1} + \frac{V_{in2}}{1 - D_2}, V_{C3} = \frac{V_{in1}}{1 - D_1} \\ V_o = \frac{2V_{in1}}{1 - D_1} + \frac{2V_{in2}}{1 - D_2} \end{cases} \quad (3)$$

当 $V_{in1} = V_{in2}$, $D_1 = D_2 = D$ 时, 所提变换器的电压增益为:

$$M = \frac{4}{1 - D} \quad (4)$$

式中, M 为电压增益。

3.1.2 输入端口1单独供电模式

根据电感 L_1 的伏秒平衡原理可列写:

$$\begin{cases} \int_0^{D_1 T_s} V_{in1} dt = \int_{D_1 T_s}^{T_s} (V_{C2} - V_{in1}) dt \\ \int_0^{D_1 T_s} V_{in1} dt = \int_{D_1 T_s}^{T_s} (V_{C3} - V_{in1}) dt \end{cases} \quad (5)$$

同时电容 C_2 、 C_3 的电压与输出电压满足式(6):

$$V_o = V_{C2} + V_{C3} \quad (6)$$

根据式(5)与式(6)可以计算出各电容电压及输出电压的表达式为:

$$\begin{cases} V_{C2} = V_{C3} = \frac{V_{in1}}{1 - D_1} \\ V_o = \frac{2V_{in1}}{1 - D_1} \end{cases} \quad (7)$$

此工作模式下变换器的电压增益为:

$$M = \frac{2}{1 - D_1} \quad (8)$$

3.1.3 输入端口2单独供电模式

根据电感 L_2 的伏秒平衡原理可列写:

$$\begin{cases} \int_0^{D_2 T_s} V_{in2} dt = \int_{D_2 T_s}^{T_s} (V_{C1} - V_{in2}) dt \\ \int_0^{D_2 T_s} V_{in2} dt = \int_{D_2 T_s}^{T_s} (V_o - V_{C2} - V_{C3} - V_{in2}) dt \end{cases} \quad (9)$$

同时电容 C_1 与 C_2 的稳态电压值相等, 因此可以计算出各电容电压及输出电压的表达式为:

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in2}}{1 - D_2}, V_{C3} = V_{in2} \\ V_o = (1 + \frac{2}{1 - D_2}) V_{in2} \end{cases} \quad (10)$$

此工作模式下变换器的电压增益为:

$$M = 1 + \frac{2}{1 - D_2} \quad (11)$$

当两路输入源电压相同且两开关管占空比相同时, 所提拓扑在三种供电模式下的增益曲线如图5所示。可以看出, 三种供电模式下的电压增益由高到低依次为: 双输入供电模式、输入端口2单独供电模式、输入端口1单独供电模式。

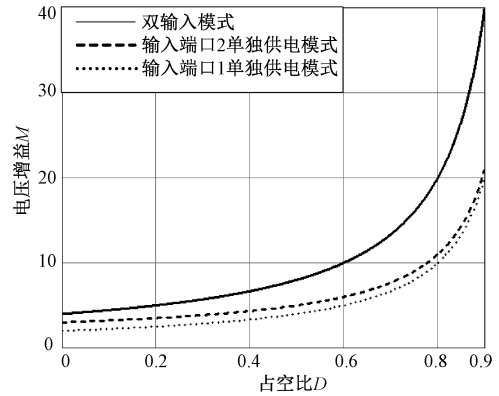


图5 电压增益曲线

Fig.5 Voltage gains of proposed topology

3.2 器件应力分析

当输入端口1和端口2同时供电时, 各开关器件的电压应力表达式为:

$$\begin{cases} V_{S1_max} = V_{C3} = \frac{V_{in1}}{1 - D_1} \\ V_{S2_max} = V_{VD1_max} = V_{C1} = \frac{V_{in2}}{1 - D_2} \\ V_{VD2_max} = V_{C2} = \frac{V_{in1}}{1 - D_1} + \frac{V_{in2}}{1 - D_2} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD3_max} = V_{VD5_max} = V_o - V_{C2} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD4_max} = V_o - V_{C2} - V_{in2} = \frac{V_{in1}}{1 - D_1} + \frac{D_2 V_{in2}}{1 - D_2} \end{cases} \quad (12)$$

式中, V_{S1_max} 、 V_{S2_max} 分别为开关管 S_1 、 S_2 的电压应力; $V_{VD1_max} \sim V_{VD5_max}$ 分别为二极管 $VD_1 \sim VD_5$ 的电压

应力。

当输入端口 1 单独供电时,各开关器件的电压应力表达式为:

$$\begin{cases} V_{S1_max} = V_{C2} = V_{C3} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{2} \\ V_{S2_max} = V_{VD1_max} = 0 \\ V_{VD2_max} = V_{C2} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD3_max} = V_{VD5_max} = V_o - V_{C2} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD4_max} = V_{C3} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (13)$$

输入端口 2 单独供电时,各开关器件的电压应力表达式为:

$$\begin{cases} V_{S1_max} = 0 \\ V_{S2_max} = V_{C1} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o - V_{in2}}{2} \\ V_{VD1_max} = V_{C1} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o - V_{in2}}{2} \\ V_{VD2_max} = V_{C2} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o - V_{in2}}{2} \\ V_{VD3_max} = V_o - V_{C2} = (1 + \frac{1}{1-D_2})V_{in2} \\ V_{VD4_max} = V_{VD5_max} = V_o - V_{C2} - V_{in2} \\ = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o - V_{in2}}{2} \end{cases} \quad (14)$$

根据三种供电模式下各开关器件的电压应力,取式(12)~式(14)中的应力最大值,因此可以得到所提双输入变换器中各开关器件的电压应力为:

$$\begin{cases} V_{S1_max} = \frac{V_o}{2} \\ V_{S2_max} = V_{VD1_max} = \frac{V_o - V_{in2}}{2} \\ V_{VD2_max} = V_{VD4_max} = V_{VD5_max} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD3_max} = \frac{V_o + V_{in2}}{2} \end{cases} \quad (15)$$

3.3 两路输入电流关系

当电路工作在双输入模式时,设电感 L_1 与 L_2 的电流平均值分别为 I_{L1} 、 I_{L2} ,二极管 $VD_1 \sim VD_5$ 的通态电流平均值分别为 $I_{VD1}^* \sim I_{VD5}^*$ 。双输入模式下

二极管 VD_4 始终处于截止状态,因此 I_{VD4}^* 为 0,根据电容 $C_1 \sim C_3$ 的安秒平衡原理可以列写:

$$\begin{cases} I_{VD1}^*(1-D_2) = I_{VD2}^*(1-D_1) \\ I_{VD2}^*(1-D_1) = I_{VD5}^*(1-D_2) \\ I_{VD3}^*(1-D_1) = I_{VD5}^*(1-D_2) \end{cases} \quad (16)$$

根据式(16)可得:

$$\begin{cases} I_{VD1}^* = I_{VD5}^* \\ I_{VD2}^* = I_{VD3}^* \end{cases} \quad (17)$$

根据电感 L_1 与 L_2 的电流平均值可列写:

$$\begin{cases} I_{L1} = I_{VD2}^* + I_{VD3}^* \\ I_{L2} = I_{VD1}^* + I_{VD5}^* \end{cases} \quad (18)$$

根据式(16)~式(18)可得两电感电流平均值之间的关系为:

$$\frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{1-D_2}{1-D_1} \quad (19)$$

由式(19)可以看出两路输入电流的比值仅与开关管 S_1 和 S_2 的占空比有关,因此可以通过调节占空比 D_1 和 D_2 对两路输入源进行功率分配与能量管理。两路输入源的功率关系为:

$$\frac{P_{in1}}{P_{in2}} = \frac{V_{in1}I_{L1}}{V_{in2}I_{L2}} = \frac{V_{in1}(1-D_2)}{V_{in2}(1-D_1)} \quad (20)$$

式中, P_{in1} 、 P_{in2} 分别为输入端口 1、输入端口 2 的输入功率。

在实际闭环系统中,采用按功率等级分配方式,当两路输入源同时供电时,通过控制其中一个开关管的占空比来稳定输出电压,另一个开关管的占空比通过式(20)计算得到,这样通过控制两开关管的占空比就可以实现输出电压恒定及使两路输入功率按所设定的比例进行分配。当两路驱动不满足占空比条件时,电路进入间歇工作模式,使占空比按照 $D_1+D_2=1$ 工作,并根据式(20)的两路输入源的功率关系比求出两开关占空比,两路输入源功率仍能按设定的比例工作;当输入源 V_{in1} 单路供电时,控制开关管 S_2 始终处于导通状态,控制开关管 S_1 的占空比来稳定输出电压;当输入源 V_{in2} 单路供电时,控制开关管 S_1 始终处于导通状态,控制开关管 S_2 的占空比来稳定输出电压。

3.4 同类型拓扑主要性能对比

通过与其他同类变换器对比,可以更好地突出所提变换器的性能和优势。表 1 所示为同类拓扑性能对比结果,为确保可比性,文献[21]选取两个输入源和两个增压单元情况,文献[15]选取基于串联

型开关电容结构的拓扑,所有变换器的各路输入源电压相等,各主开关管占空比相等均为 D 。因部分

拓扑无法实现单路供电的功能,所以电压增益和最大开关管应力均选取双输入时的情况进行比较。

表 1 同类拓扑性能对比

Tab.1 Performance comparison of similar topologies

变换器种类	文献 [17] 变换器	文献 [16] 变换器	文献 [21] 变换器	文献 [15] 变换器	文献 [2] 变换器	本文所提双 输入拓扑
电压增益 ($V_{in1}=V_{in2}, D_1=D_2$)	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{2-D}{1-D}$	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{4}{1-D}$	$\frac{4}{1-D}$	$\frac{4}{1-D}$
最大开关管应力($V_{in1}=V_{in2}, D_1=D_2$)	$\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{2-D}$	$\frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{4}$	$\frac{V_o}{4}$	$\frac{V_o}{4}$
能否单路供电	否	能	能	能	否	能
输入电流是否连续	是	否	否	是	是	是
开关管是否共地	是	否	否	否	是	是
输入输出是否共地	是	是	是	否	否	否
电容数量	2	2	3	5	5	4
开关管数量	2	3	3	2	2	2
二极管数量	2	3	6	5	4	5
电感数量	2	1	1	2	2	2

可以看出,所提双输入变换器的电压增益和最大开关管应力相比于文献[17]、文献[16]和文献[21]具有明显优势,双输入模式下的增益对比曲线如图6所示。在双输入供电模式时,文献[16]和文献[21]中所提变换器分别需要工作在 $V_{in1} < V_{in2}$ 和 $V_{in1} > V_{in2}$ 的场合,使得运用场合受限,同时,二者的输入源电流均为断续,会影响光伏电池和燃料电池的使用寿命。文献[15]和文献[2]中所提的变换器虽然电压增益和最大开关管应力与本文所提双输入变换器相同,但文献[15]中利用的电容数量更多,且两开关管不共地,使得驱动电路设计更加复杂,增加了成本;文献[2]所提变换器只能双路输入源同时供电,不能单路输入源单独供电,使得应用受限。

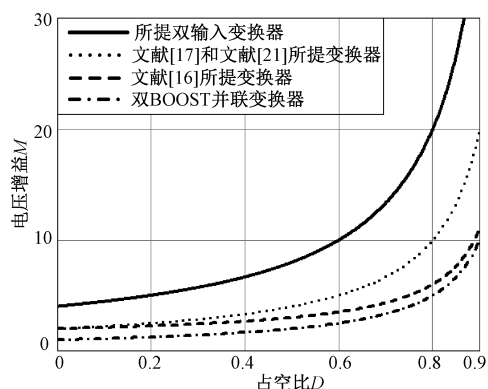


图 6 电压增益对比曲线

Fig.6 Comparison curves of voltage gain

因此,本文所提双输入变换器在仅使用两个开关管和相对不多无源器件的情况下,实现了较高的电压增益,可以有效避免开关管极限占空比的出现;具有较低的开关管电压应力,有助于器件选型和提升变换器效率;具有连续的输入电流,有利于提升新能源电池的使用寿命;既能工作在双输入模式,也能工作在单输入模式,提高了供电的灵活性和可靠性;两开关管共地,简化了驱动电路的设计,降低了成本。

4 关键参数设计

4.1 电感参数设计

由于所提变换器工作于电感电流连续模式,电感取值必须大于临界导通模式下的计算值,即:

$$\begin{cases} L_1 > \frac{V_{in1} D_1 T_s}{\Delta i_{L1}} \\ L_2 > \frac{V_{in2} D_2 T_s}{\Delta i_{L2}} \end{cases} \quad (21)$$

式中, Δi_{L1} 、 Δi_{L2} 分别为按设计要求所设定的流过电感 L_1 、 L_2 电流的最大纹波值。

4.2 电容参数设计

电容的取值主要考虑控制其电压纹波不超过设计限制值,其计算公式如下:

$$\begin{cases} C_1 = \frac{(I_{L2}/2)(1-D_2)T_s}{\Delta V_{C1}} \\ C_2 = \frac{(I_{L1}/2)(1-D_1)T_s}{\Delta V_{C2}} \\ C_3 = \frac{(I_{L1}/2)(1-D_1)T_s}{\Delta V_{C3}} \\ C_o = \frac{I_o D_2 T_s}{\Delta V_o} \end{cases} \quad (22)$$

式中, ΔV_{C1} 、 ΔV_{C2} 、 ΔV_{C3} 和 ΔV_o 分别为电容 C_1 、 C_2 、 C_3 和 C_o 可接受的最大电压纹波值; I_{L1} 、 I_{L2} 和 I_o 分别为流过电感 L_1 、 L_2 和输出电流的平均值。

5 实验验证

为了验证理论分析的正确性,搭建了一台 100 W 的双输入高升压比直流变换器样机。表 2 所示为实验的器件参数、选型和实验结果。

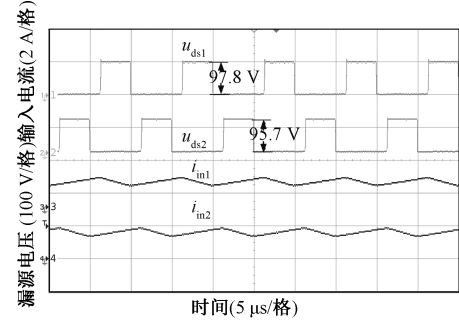
表 2 电路参数

Tab.2 Parameters of proposed circuit

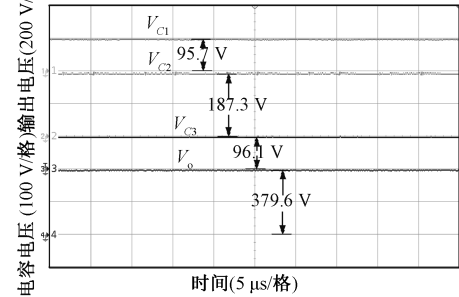
参数	数值
V_{in1} 、 V_{in2} 额定电压/V	36
V_{in1} 电压范围/V	30~42
V_{in2} 电压范围/V	30~42
输出电压 V_o /V	380
额定输出功率 P_o /W	100
开关频率 f_s /kHz	100
开关管 S_1 、 S_2	IRFP264
二极管 $VD_1 \sim VD_5$	MUR840
电感 L_1 、 L_2 /μH	400
电容 $C_1 \sim C_3$ /μF	4.7
电容 C_o /μF	47

图 7 为双输入模式下 $V_{in1} = V_{in2} = 36$ V 时的实验波形。其中图 7(a) 为两开关管漏源电压和两路输入电流波形,图 7(b) 为电容 $C_1 \sim C_3$ 两端电压和输出电压波形,图 7(c) 为二极管 $VD_1 \sim VD_3$ 两端电压波形,图 7(d) 为二极管 VD_4 和 VD_5 两端电压波形。电路工作在额定输入输出电压时,两个开关管工作的占空比 $D_1 = D_2 = 0.620$,电压增益为 10.56,在相同的占空比下,文献[16]、文献[17]和文献[21]中所提变换器的电压增益分别为 3.63、5.26 和 5.26,远低于本文所提的电路拓扑。因此在相同的电压增益下,所提变换器可以有效地避免了极限占空比的出现;开关管 S_1 、 S_2 的电压应力分别为 97.8 V、95.7 V,约为文献[17]和文献[21]中所提变换器开关管电压应力的一半。二极管 $VD_1 \sim VD_5$ 的电压应

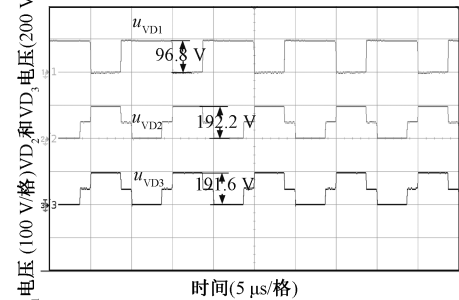
力分别为 96.8 V、192.2 V、191.6 V、156.2 V、190.7 V,远低于双 BOOST 并联变换器。电容 $C_1 \sim C_3$ 的稳态电压值分别为 95.7 V、187.3 V、96.1 V,输出电压为 379.6 V,与式(3)分析结果一致。该变换器两路输入电流都是连续的,输入电流纹波小,而文献[16]和文献[21]中变换器的输入电流则是脉动的,会影响光伏电池等的使用寿命。



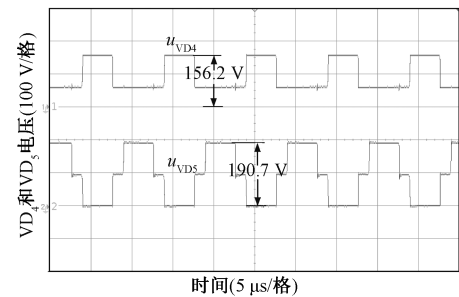
(a) 开关管漏源电压和输入电流波形



(b) 电容电压和输出电压波形



(c) 二极管 $VD_1 \sim VD_3$ 两端电压波形



(d) 二极管 $VD_4 \sim VD_5$ 两端电压波形

图 7 双输入源供电实验波形

Fig.7 Experimental waveforms with dual power supply

图8为 $V_{in1}=36\text{ V}$ 单独供电时的实验波形。可以看出,开关管 S_2 和二极管理 VD_1 均处于导通状态,开关管 S_1 的驱动占空比 $D_1=0.810$, S_1 的电压应力为 191.3 V ,输入电流 i_{in1} 连续;二极管 $VD_2\sim VD_5$ 的电压应力分别为 191.2 V 、 191.9 V 、 187.8 V 、 192.4 V ,与式(13)分析一致;电容 $C_1\sim C_3$ 的稳态电压值分别为 0 V 、 188.3 V 、 191.8 V ,输出电压为 381.5 V ,与式(7)分析一致。

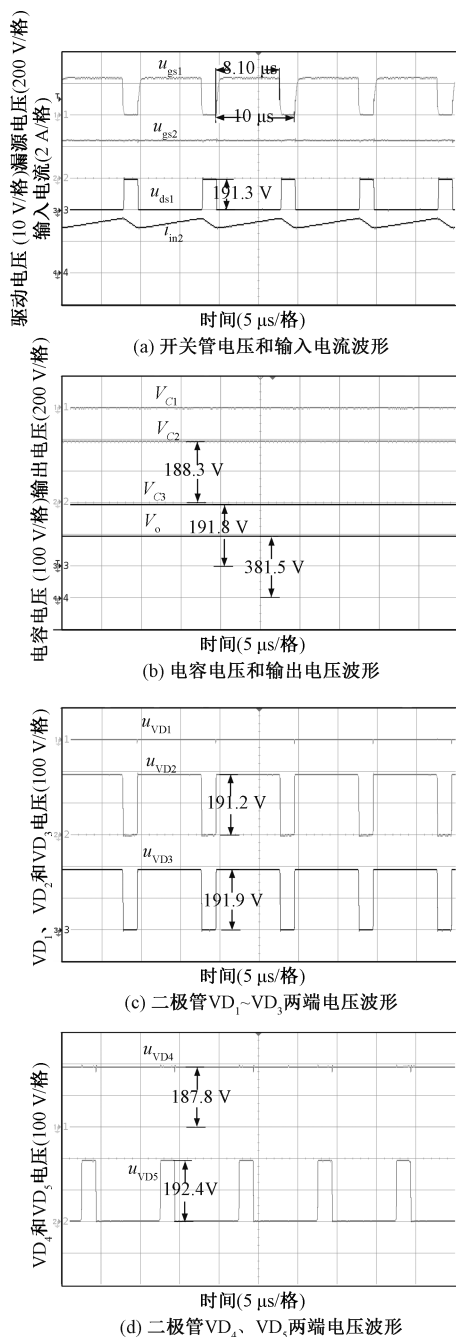


图8 V_{in1} 单独供电实验波形

Fig.8 Experimental waveforms with separate V_{in1} supply power

图9为 $V_{in2}=36\text{ V}$ 单独供电时的实验波形。此模式下开关管 S_1 始终处于导通状态, S_2 的占空比 $D_2=0.791$, S_2 的电压应力为 173.7 V ,输入电流 i_{in2} 连续;二极管 $VD_1\sim VD_5$ 的电压应力分别为 174.5 V 、 173.1 V 、 209.7 V 、 174.1 V 和 173.9 V ,与式(14)的分析一致。电容 $C_1\sim C_3$ 的稳态电压值分别为 174.2 V 、 174.9 V 、 35.4 V ,输出电压为 380.7 V ,与式(10)分析一致。

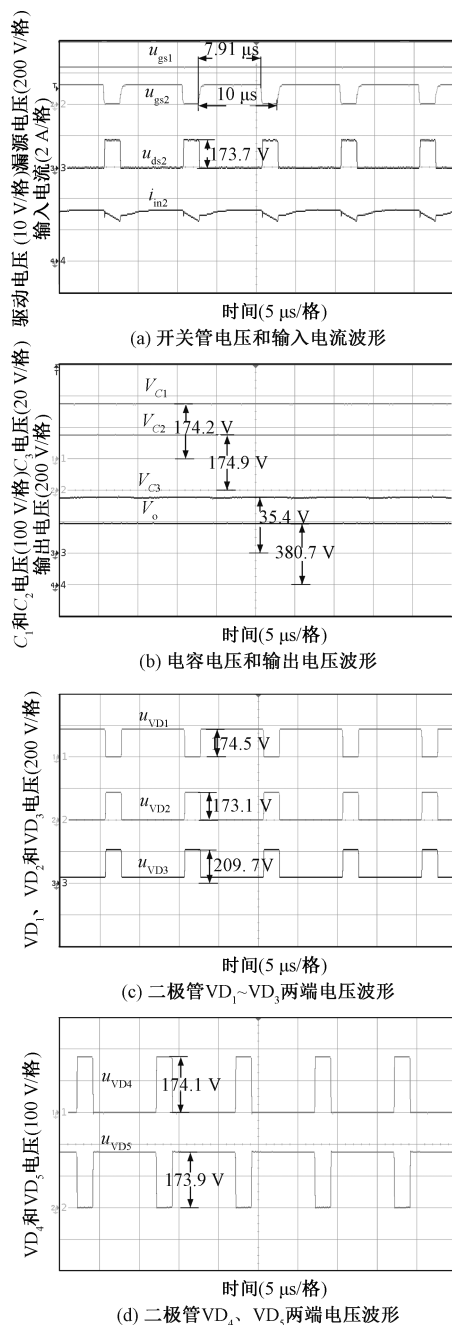


图9 V_{in2} 单独供电实验波形

Fig.9 Experimental waveforms with separate V_{in2} supply power

图 10 为在额定输入条件、不同供电模式下所提变换器效率随输出功率变化的曲线,样机在双输入模式时的满载效率为 93.7%, V_{in1} 单独供电时满载效率为 91.12%, V_{in2} 单独供电时满载效率为 92.43%。因此,在三种供电模式中,效率由高到低依次为:双输入供电模式、 V_{in2} 单输入模式、 V_{in1} 单输入模式。

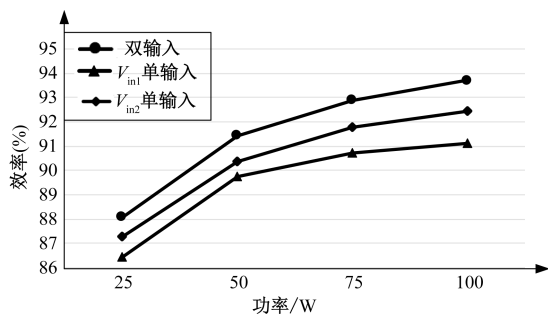


图 10 效率曲线

Fig.10 Efficiency curve

6 结论

本文提出了一种基于开关电容增压单元的双输入高升压比直流变换器,对其工作原理和稳态特性进行了详细分析,并通过实验验证了该拓扑的可行性。本文所提拓扑具备以下特点:

(1) 电路可以实现两路输入源同时供电,也可以其中任意一路输入源单独供电,提高了供电灵活性和可靠性,适用于多种新能源联合供电的场合。

(2) 电路在三种供电模式下均具有较高的电压增益,能够有效地避免开关管工作在极限占空比状态。

(3) 开关器件的电压应力小,因此可以选择较低电压等级的开关器件,有利于降低电路成本,减少开关损耗,提高变换器效率。

(4) 具有连续的输入电流,有利于提升新能源电池的使用寿命,且两开关管共地,简化了驱动电路的设计,降低了成本。

参考文献 (References):

[1] 罗全明, 闫欢, 张阳, 等 (Luo Quanming, Yan Huan, Zhang Yang, et al.). 一种交错并联高增益软开关 Boost 变换器 (Interleaved high step-up soft switching Boost converter) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2013, 17 (12): 1-6.

[2] Baddipadiga B, Ferdowsi M. A high-voltage-gain DC-DC

converter based on modified dickson charge pump voltage multiplier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (10): 7707-7715.

[3] 杨林, 王海峰, 赵威 (Yang Lin, Wang Haifeng, Zhao Wei). 一种小型海流能独立发电系统的自供电直流变换器 (A self-powered DC/DC converter for small-scale stand alone marine current power generation system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (7): 75-83.

[4] 李洪珠, 刘飞扬, 李洪璠 (Li Hongzhu, Liu Feiyang, Li Hongfan). 基于新型耦合电感倍压单元的高增益变换器 (High voltage gain Boost converter with coupled inductor voltage-doubler cell) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39 (2): 22-29.

[5] Bahrami H, Iman-Eini H, Kazemi B, et al. Modified step-up boost converter with coupled-inductor and super-lift techniques [J]. IET Power Electronics, 2015, 32 (10): 898-905.

[6] Alireza Khaligh, Jian Cao, Young-Joo Lee. A multiple-input DC-DC converter topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24 (3): 862-868.

[7] 吴刚, 阮新波, 叶志红 (Wu Gang, Ruan Xinbo, Ye Zhihong). 采用开关电容的非隔离型高升压比直流变换器 (Non-isolated high step-up DC-DC converters adopting switched-capacitor cell) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (2): 442-450.

[8] Venkata Anand Kishore Prabhala, Poria Fajri, Venkat Sai Prasad Gouribhatla, et al. A DC-DC converter with high voltage gain and two input Boost stages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (6): 4206-4215.

[9] Liu Fuxin, Wang Zhicheng, Mao Yunyu, et al. Asymmetrical half-bridge double-input DC/DC converters adopting pulsating voltage source cells for low power applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29 (9): 4741-4751.

[10] Mohammad Reza Banaei, Hossein Ardi, Rana Alizadeh, et al. Non-isolated multi-input-single-output DC/DC converter for photovoltaic power generation systems [J]. IET Power Electronics, 2014, 7 (11): 2806-2816.

[11] Kazem Varesi, Seyed Hossein Hosseini, Mehran Sabahi, et al. Modular non-isolated multi-input high step-up dc-dc converter with reduced normalised voltage stress and component count [J]. IET Power Electronics, 2018, 11 (6): 1092-1100.

[12] 陈剑飞, 侯世英, 孙韬, 等 (Chen Jianfei, Hou Shiying, Sun Tao, et al.). 基于开关电容网络组的双输入

- 升压变换器 (Double input step-up converters based on switched-capacitor network group) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (15): 118-126.
- [13] 丁杰, 赵世伟, 尹华杰 (Ding Jie, Zhao Shiwei, Yin Huajie). 新型软开关隔离型高增益 DC-DC 变换器 (A new type of soft switch isolated DC-DC converter with high step-up) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39 (6): 18-25.
- [14] 郝玢鑫, 任路路, 吴袭 (Lu Feixin, Ren Lulu, Wu Xi). 一种新型非隔离型高增益 DC-DC 变换器 (Non-isolated high step-up DC-DC converter) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2017, 21 (4): 25-30.
- [15] Hou Shiyang, Chen Jianfei, Sun Tao, et al. Multi-input step-up converters based on the switched-diode-capacitor voltage accumulator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (1): 381-393.
- [16] 周悦, 耿晓珑, 孙孝峰, 等 (Zhou Yue, Geng Xiaolong, Sun Xiaofeng, et al.). 基于开关电容的高增益双输入 Boost 变换器 (The double-input Boost converter with high-gain based on switched-capacitor) [J]. 太阳能学报 (Acta Energaie Solaris Sinica), 2018, 39 (3): 797-806.
- [17] 罗全明, 郝玢鑫, 周维维, 等 (Luo Quanming, Lu Yingxin, Zhou Luowei, et al.). 一种多路输入高升压 Boost 变换器 (High step-up Boost converter with multiple-input) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2012, 32 (3): 9-14.
- [18] 孙鹏菊, 李正宇, 张冀, 等 (Sun Pengju, Li Zhengyu, Zhang Ji, et al.). 一种基于倍压单元的双输入高增益直流变换器 (Dual input high step-up DC-DC converters with voltage multiplier cells) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (17): 4694-4702.
- [19] Lalit Kumar, Shailendra Jain. Multiple-input DC/DC converter topology for hybrid energy system [J]. IET Power Electronics, 2013, 6 (8): 1483-1501.
- [20] 胡雪峰, 龚春英, 陈杰, 等 (Hu Xuefeng, Gong Chunying, Chen Jie, et al.). 一种高增益交错耦合电感直流变换器 (A high gain interleaved coupled-inductor DC/DC converter) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (3): 380-386.
- [21] Babaei E, Abbasi O. Structure for multi-input multi-output dc - dc boost converter [J]. IET Power Electronics, 2016, 9 (1): 9-19.

A dual-input high step-up DC/DC converter

LIN Si-qi, LIN Guo-qing

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University,
Fuzhou 350116, China)

Abstract: In view of the problems of low output voltage and poor reliability of power supply in the new energy power generation system represented by photovoltaic and fuel cells, a non-isolated dual-input high step-up DC/DC converter is proposed in this paper. The two input sources of the converter can supply power independently or simultaneously. The working principle of the converter, voltage gain characteristics, voltage stress of the switching devices in three power supply modes and the relationship between the two input currents in dual input mode are analyzed. Finally, a 100W experimental prototype is built. The experimental results show that the converter has the advantages of high voltage gain, low voltage stress of the switching devices and flexible power supply.

Key words: new energy power generation; non-isolated; high step-up; dual input; DC converter