

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.181138

一种非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器

乔文转¹, 张少如^{1,2}, 张蒙蒙¹, 赵志霄³

(1. 河北师范大学物理科学与信息工程学院, 河北 石家庄 050024; 2. 安徽大学工业节电与电能质量控制省级协同创新中心, 安徽 合肥 230601; 3. 河北科技大学电气工程学院, 河北 石家庄 050018)

摘要: 针对传统 DC/DC 变换器存在的电压增益有限、开关管等器件承受电压应力较大等问题, 提出了一种非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器。该变换器在二次型 Boost 电路的基础上引入开关电感三端网络形成非对称交错并联电路, 提高了变换器的增益, 降低了元器件的电压应力和电流应力。将开关电容引入三端增益电路进一步提高了变换器的增益。详细分析了该变换器在不同占空比下单周期内的工作模式, 建立电路系统的直流稳态模型, 并推导出电路的稳态电压增益。最后, 通过 Matlab 仿真及实验验证了方案的正确性。

关键词: 交错并联; 二次型 Boost 变换器; 高增益

An asymmetric cross-parallel high step-up DC-DC converter

QIAO Wenzhuan¹, ZHANG Shaoru^{1,2}, ZHANG Mengmeng¹, ZHAO Zhixiao³

(1. College of Physics Science and Information Engineering, Hebei Normal University, Shijiazhuang 050024, China; 2. Industrial Energy Saving and Power Quality Control of Collaborative Innovation Center, Anhui University, Hefei 230601, China; 3. School of Electrical Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang 050018, China)

Abstract: The traditional DC/DC converter has some shortcomings, such as limited voltage gain and large voltage stress on switching tubes, diodes and other devices. An asymmetric cross-parallel high step-up DC-DC converter is proposed. On the basis of the second type Boost circuit, the switching inductance three-terminal network is introduced to form the asymmetric cross-parallel circuit, which raises the gain of the converter and reduces the voltage stress and current stress on the components. The gain of the converter is further raised by introducing the switching capacitance into the three-terminal gain circuit. The operating modes of the converter under different duty cycle are analyzed in detail, the DC steady-state model of the circuit system is established, and the steady-state voltage gain of the circuit is derived. Finally, the correctness of the scheme is verified by Matlab simulation and experiment results.

This work is supported by National Key Research and Development Program of Hebei Province (No. 18214302D and No.16211806D).

Key words: interleaved converter; quadratic Boost converter; high step-up

0 引言

传统 Boost 拓扑结构因其结构简单、增益较高、具有功率因数校正等特性而被广泛应用。其通过调节占空比实现输出电压的变化, 但在高增益场合,

输入电流纹波及元器件所承受的电压应力较大^[1-2]。研究者在传统 Boost 电路的基础上引入各种辅助电路^[3-9], 隔离型变换器可以通过调节占空比或者调整匝数比来提升输出电压^[10], 但由于变压器转换效率及体积较大等特性而难以提高效率及小型化。为了克服这些缺点, 研究者在二次型 Boost 变换器^[11-13]的基础上提出了改进二次型 Boost 变换器, 利用开关电容和开关电感进行储、放能; 在提高电压增益比的同时也提高了元器件所承受的电压应力和电流应力^[14-16]。文献[17-22]的研究表明交错并联拓扑结构主要应用于高增益场合。针对变换器存在的电压

基金项目: 河北省重点研发计划项目资助(18214302D, 16211806D); 河北省高等学校科学技术研究重点项目资助(ZD2017044); 安徽省工业节电与电能质量控制协同创新中心开放课题资助(KFKT201504); 研究生科研基金项目资助(CXZZSS2018070)

增益有限、电压应力较大等问题，在二次型 Boost 电路的基础上提出了一种具有交错并联结构的非对称高增益 DC/DC 变换器。该变换器在交错控制状态下，输出电压纹波频率是开关频率的两倍，因此可以减小输出电压纹波和输入电流纹波。相同的输出电压时，非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器具有比二次型 Boost 变换器更低的开关管电压应力和电流应力；相同占空比范围内，非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器具有更宽的输入电压范围。

1 非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器拓扑结构及其工作原理

1.1 开关电容

开关电容的本质是利用电容的充放电特性，将电容 C_4 和开关管 S_2 组合，如图 1 所示。在开关管 S_2 导通时，电容 C_4 和电感 L_3 并联，外置电源通过开关管 S_2 对电容 C_4 进行充电。当开关管断开时，电容 C_4 和电感 L_3 串联对外放电。

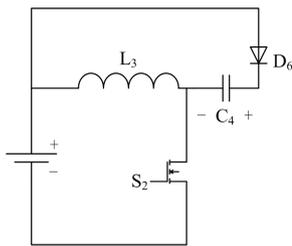


图 1 开关电容

Fig. 1 Switching capacitor

1.2 拓扑结构

变换器结构上具有非对称性，图 2 为变换器拓扑电路。

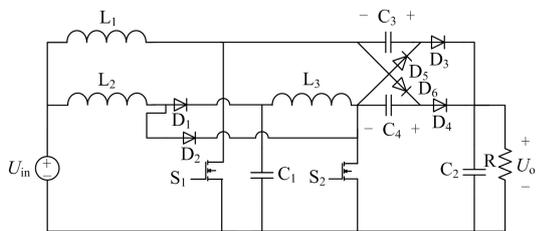


图 2 高增益 DC/DC 变换器

Fig. 2 High step-up DC/DC converter

为简化分析，假设：拓扑电路中所有器件均为理想器件；流过电感 L_1 、 L_2 、 L_3 的电流均连续；开关管 S_1 、 S_2 的工作频率相同，占空比相同为 D 。

1.3 工作原理

1.3.1 占空比 $0 < D < 0.5$

当开关管的占空比 $0 < D < 0.5$ 时，变换器在单

周期内有 4 种工作模式。其主要波形如图 3 所示。

从上到下依次为开关管 S_1 的驱动信号 U_{S1} ，开关管 S_2 的驱动信号 U_{S2} ，电感 L_1 的电流 i_{L1} ， L_2 的电流 i_{L2} ， L_3 的电流 i_{L3} ，流过二极管 D_3 的电流 i_{D3} 和流过二极管 D_4 的电流 i_{D4} 。

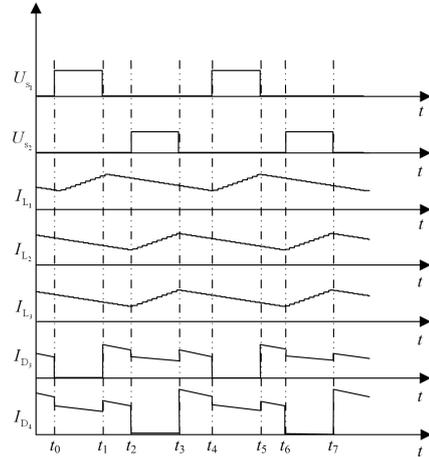
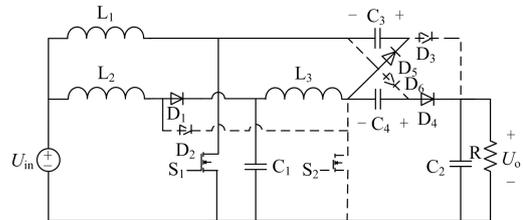


图 3 $0 < D < 0.5$ 时的主要波形

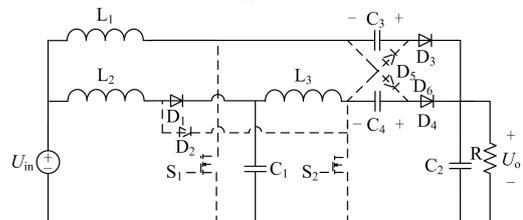
Fig. 3 Main waveform when $0 < D < 0.5$

工作模式 1 $t_0 - t_1$ ：如图 4(a)所示，开关管 S_1 ，二极管 D_1 、 D_4 、 D_5 导通；而开关管 S_2 ，二极管 D_2 、 D_3 、 D_6 关断。电感 L_1 充电，电感 L_2 通过二极管 D_1 为电容 C_1 充电，同时电感 L_2 串联电感 L_3 向负载放电同时通过二极管 D_5 为电容 C_3 充电。在此工作模式，有：

$$\begin{cases} U_{in} = U_{L1} \\ U_{in} + U_{L2} = U_{C1} \\ U_{C1} + U_{L3} = U_{C3} \\ U_{C4} + U_{L3} + U_{C1} = U_o \end{cases} \quad (1)$$



(a) 模式1



(b) 模式2

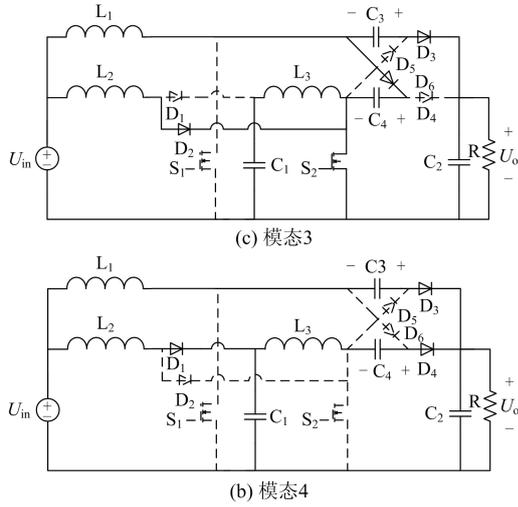

 图 4 $0 < D < 0.5$ 时变换器工作模式

 Fig. 4 Operating mode of the converter when $0 < D < 0.5$

工作模式 2 $t_1 - t_2$: 此阶段, 开关管 S_1 、 S_2 关断, 二极管 D_1 、 D_3 、 D_4 导通, 二极管 D_2 、 D_5 、 D_6 关断, 电感 L_1 与电容 C_3 串联向负载放电, 电感 L_2 、 L_3 和电容 C_4 串联向负载放电, 输入电压 U_{in} 串联电感 L_2 持续向电容 C_1 充电。如图 4(b)所示, 在此工作模式, 有:

$$\begin{cases} U_{in} + U_{L_1} + U_{C_3} = U_o \\ U_{C_1} + U_{L_3} + U_{C_4} = U_o \\ U_{in} + U_{L_2} = U_{C_1} \end{cases} \quad (2)$$

工作模式 3 $t_2 - t_3$: 此阶段, 开关管 S_2 导通, 开关管 S_1 持续关断, 输入电压 U_{in} 经过二极管 D_2 、开关管 S_2 为电感 L_2 充电, 电容 C_1 经过开关管 S_2 为电感 L_3 充电, 输入电压 U_{in} 、电感 L_1 串联经过二极管 D_6 为电容 C_4 充电, 同时电感 L_1 和电容 C_3 串联经过二极管 D_3 对负载放电。如图 4(c)所示, 在此模式下, 有:

$$\begin{cases} U_{in} = U_{L_2} \\ U_{C_1} = U_{L_3} \\ U_{in} + U_{L_1} = U_{C_4} \\ U_{in} + U_{L_1} + U_{C_3} = U_o \end{cases} \quad (3)$$

工作模式 4 $t_3 - t_4$: 如图 4(d)所示, 开关管 S_1 、 S_2 关断, 二极管 D_1 、 D_3 、 D_4 导通, 二极管 D_2 、 D_5 、 D_6 关断。此模式和模式 2 类似, 不再赘述。

1.3.2 占空比 $0.5 < D < 1$

当开关管的占空比 $0.5 < D < 1$ 时, 变换器在单周期内有 4 种工作模式, 主要波形如图 5。

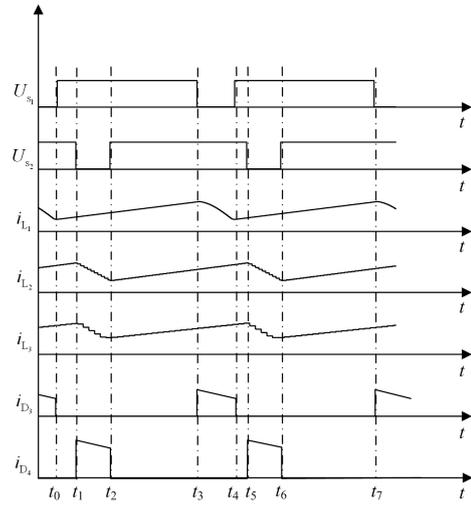

 图 5 $0.5 < D < 1$ 时的主要波形

 Fig. 5 Main waveform when $0.5 < D < 1$

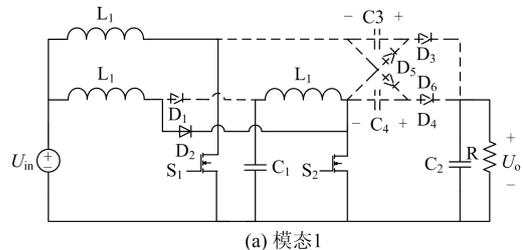
工作模式 1 $t_0 - t_1$: 此阶段, 开关管 S_1 、 S_2 、二极管 D_2 导通; 二极管 D_1 、 D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_6 关断。输入电压 U_{in} 为电感 L_1 、 L_2 充电; 储能电容 C_1 为电感 L_3 充电。如图 6(a)所示, 在此工作模式, 有:

$$\begin{cases} U_{in} = U_{L_1} \\ U_{in} = U_{L_2} \\ U_{L_3} = U_{C_1} \end{cases} \quad (4)$$

工作模式 2 $t_1 - t_2$: 此阶段, S_1 持续导通, S_2 关断, D_1 、 D_4 、 D_5 导通。 L_1 持续充电; U_{in} 与 L_2 串联通过 D_1 为 C_1 充电; U_{in} 与 L_1 、 L_3 串联通过 D_5 、 S_1 向 C_3 充电, 同时通过 D_4 向负载放电。如图 6(b)所示, 在此工作模式下:

$$\begin{cases} U_{in} = U_{L_1} \\ U_{in} + U_{L_2} = U_{C_1} \\ U_{C_1} + U_{L_3} = U_{C_3} \\ U_{C_4} + U_{L_3} + U_{C_1} = U_o \end{cases} \quad (5)$$

工作模式 3 $t_2 - t_3$: 如图 6(c)所示, 开关管 S_1 、 S_2 , 二极管 D_2 导通; 二极管 D_1 、 D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_6 关断。此模式和模式 1 类似, 不再赘述。



(a) 模式1

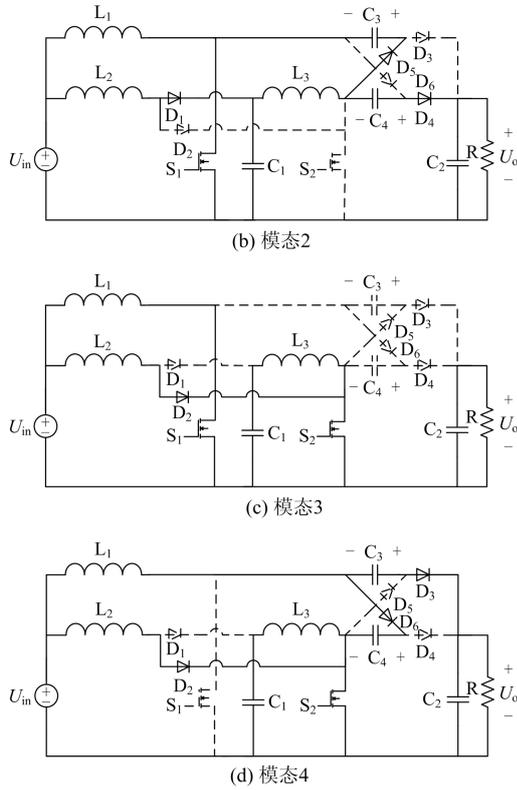


图 6 $0.5 < D < 1$ 时变换器工作模式

Fig. 6 Operating mode of the converter when $0.5 < D < 1$

工作模式 4 $t_3 - t_4$: 此阶段, S_2 持续导通, S_1 关断, D_1 、 D_4 、 D_5 关断, D_2 、 D_3 、 D_6 导通。 U_{in} 经过 D_2 、 S_2 为 L_2 充电; C_1 经过 S_2 为 L_3 充电; U_{in} 、 L_1 串联经过 D_6 为 C_4 充电; U_{in} 、 L_1 、 C_3 串联经过 D_3 对负载放电。如图 6(d)所示, 在此模式, 有:

$$\begin{cases} U_{in} = U_{L_2} \\ U_{C_1} = U_{L_3} \\ U_{in} + U_{L_1} = U_{C_4} \\ U_{in} + U_{L_1} + U_{C_3} = U_o \end{cases} \quad (6)$$

2 性能分析

2.1 变换器电压增益

忽略暂态, 根据变换器的工作原理及电感的伏秒平衡原理, 稳态下针对 L_1 、 L_2 、 L_3 列出各个物理量之间的关系。

$0 < D < 0.5$ 时:

$$\begin{cases} U_{in} D = (U_o - U_{C_3} - U_{in})(1-D) \\ U_{in} D = (U_{C_1} - U_{in})(1-D) \\ U_{C_1} D = (U_o - U_{C_4} - U_{C_1})(1-D) \end{cases} \quad (7)$$

联立式(1)、式(2)、式(3)、式(7), 可得 $0 < D < 0.5$ 时该变换器的电压增益比为

$$G = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{(2-D)}{(1-D)^2} \quad (8)$$

$0.5 < D < 1$ 时:

$$\begin{cases} U_{in} D = (U_{C_4} - U_{in})(1-D) \\ U_{in} D = (U_{C_1} - U_{in})(1-D) \\ U_{C_1} D = (U_o - U_{C_4} - U_{C_1})(1-D) \end{cases} \quad (9)$$

联立式(4)、式(5)、式(6)、式(9), 可得 $0.5 < D < 1$ 时该变换器的电压增益比为

$$G = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{(2-D)}{(1-D)^2} \quad (10)$$

传统 Boost 变换器在占空比较小时, 其增益较小, 但因结构简单, 功耗较小而被应用。

传统 Boost 变换器的增益为

$$G_{Boost} = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (11)$$

由式(11)可得, 当传统 Boost 变换器电压增益比 G 为 6 时, 其占空比较高, 约为 0.83, 很难实现。而非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器, 当占空比 $D = 0.5$ 时, 电压增益比 G 为 6。因此, 下面的分析建立在占空比 $0.5 < D < 1$ 的基础上。

2.2 元器件电压应力

分析变换器的工作原理可知, 有源开关管 S_1 、 S_2 所承受的电压应力为

$$U_{S_1\text{-stress}} = \frac{(1-D)}{(2-D)} U_o \quad (12)$$

$$U_{S_2\text{-stress}} = \frac{1}{(2-D)} U_o \quad (13)$$

二极管 D_5 、 D_6 所承受的电压应力为

$$U_{D_5\text{-stress}} = U_{D_6\text{-stress}} = U_o \quad (14)$$

二极管 D_3 、 D_4 所承受的电压应力为

$$U_{D_4\text{-stress}} = \frac{1}{(2-D)} U_o \quad (15)$$

$$U_{D_3\text{-stress}} = \frac{(1-D)}{(2-D)} U_o \quad (16)$$

2.3 元器件电流应力

假设以 t_0 时刻为计时起点, 此后, 单周期内电感电流 i_{L_1} 、 i_{L_2} 、 i_{L_3} 分别为

$$i_{L_1} = \begin{cases} I_{L_1} - \frac{U_{in}DT}{2L_1} + \frac{U_{in}}{L_1}t & 0 < t \leq DT \\ I_{L_1} + \frac{U_{in}DT}{2L_1} - \frac{U_{in}(t-DT)}{(1-D)L_1} & DT < t \leq T \end{cases} \quad (17)$$

$$i_{L_2} = \begin{cases} I_{L_2} - \frac{U_{in}DT}{2L_2} + \frac{U_{in}\left(t + \frac{1+2D}{4}T\right)}{L_2} & 0 < t \leq \frac{2D-1}{4}T \\ I_{L_2} + \frac{U_{in}DT}{2L_2} - \frac{U_{in}\left(t - \frac{2D-1}{4}T\right)}{L_2} & \frac{2D-1}{4}T < t \leq \frac{3-2D}{4}T \\ I_{L_2} - \frac{U_{in}DT}{2L_2} + \frac{U_{in}\left(t - \frac{3-2D}{4}T\right)}{L_2} & \frac{3-2D}{4}T < t \leq T \end{cases} \quad (18)$$

$$i_{L_3} = \begin{cases} I_{L_2} - \frac{U_{in}DT}{2L_2} + \frac{U_{in}\left(t + \frac{1+2D}{4}T\right)}{L_2} & 0 < t \leq \frac{2D-1}{4}T \\ I_{L_2} + \frac{U_{in}DT}{2L_2} - \frac{U_{in}\left(t - \frac{2D-1}{4}T\right)}{L_2} & \frac{2D-1}{4}T < t \leq \frac{3-2D}{4}T \\ I_{L_2} - \frac{U_{in}DT}{2L_2} + \frac{U_{in}\left(t - \frac{3-2D}{4}T\right)}{L_2} & \frac{3-2D}{4}T < t \leq T \end{cases} \quad (19)$$

式中, I_{L_1} 、 I_{L_2} 、 I_{L_3} 分别为流过电感 L_1 、 L_2 、 L_3 的平均电流。其值 $I_{L_1} = \frac{1}{1-D} \frac{U_o}{R}$, $I_{L_2} = \frac{1}{(1-D)^2} \frac{U_o}{R}$,

$$I_{L_3} = \frac{2-D}{1-D} \frac{U_o}{R}。$$

因此, 可以得出二极管 D_3 、 D_4 所承受的电流应力分别为

$$I_{D_3\text{-stress}} = I_{L_1} + \frac{U_{in}DT}{2L_1} \quad (20)$$

$$I_{D_4\text{-stress}} = I_{L_3} + \frac{U_{in}DT}{2(1-D)L_3} \quad (21)$$

开关管 S_1 、 S_2 所承受的电流应力分别为

$$I_{S_1\text{-stress}} = I_{L_1} - \frac{U_{in}T}{4L_1} + I_{L_2} + \frac{U_{in}DT}{2L_2} + I_{L_3} + \frac{U_{in}DT}{2(1-D)L_3} \quad (22)$$

$$I_{S_2\text{-stress}} = I_{L_1} + \frac{U_{in}DT}{2L_1} + I_{L_2} + \frac{4D-3TU_{in}}{4L_2} + I_{L_3} + \frac{U_{in}(4D-3)T}{4(1-D)L_3} \quad (23)$$

2.4 对比分析

选用传统 Boost 变换器、改进二次型 Boost 变换器与非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器进行对比分析, 如表 1 所示。

表 1 三种不同变换器的性能比较

参数类型	Boost 变换器	二次型 Boost 变换器	非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器
电压增益	$\frac{1}{(1-D)}$	$\frac{1}{1-D^2}$	$\frac{(2-D)}{(1-D)^2}$
开关管最大电压应力	U_o	U_o	$\frac{U_o}{(2-D)}$

由表 1 可知, 相同的占空比条件下非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器相比于传统 Boost 变换器和二次型 Boost 变换器在提高增益的同时, 降低了功率器件的电压应力, 同时以更小的占空比实现同样的电压输出。

3 仿真与实验

为验证非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器理论分析和电路拓扑的正确性, 在 Matlab 上搭建系统的仿真模型并制作了一台原理样机。所设计的变换器样机元器件参数如下: U_{in} 为 10 V, $L_1=22 \mu\text{H}$, $L_2=10 \mu\text{H}$, $L_3=18 \mu\text{H}$, $C_1=470 \mu\text{F}$, $C_2=470 \mu\text{F}$, $C_3=4.7 \mu\text{F}$, $C_4=4.7 \mu\text{F}$, $U_o=200 \text{ V}$, $R=200 \Omega$, $D=0.75$, 开关频率 $f=200 \text{ kHz}$ 。

3.1 Matlab 仿真结果

Matlab 中的仿真结果如图 7—图 9 所示。

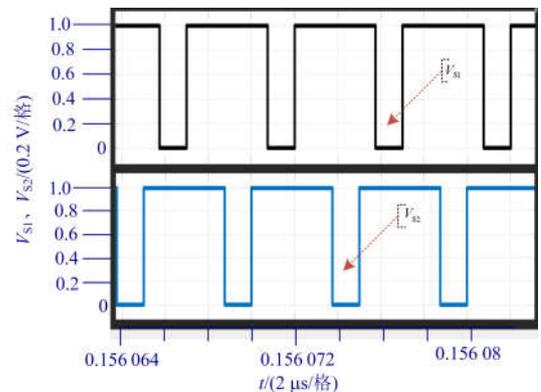


图 7 开关管的驱动 PWM

Fig. 7 Driving PWM of switch tube

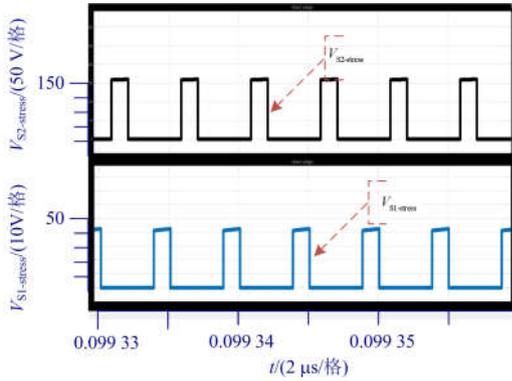


图 8 开关管承受的电压应力
Fig. 8 Voltage stress of switch tube

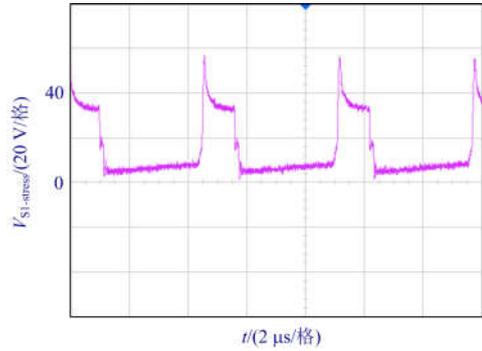


图 11 开关管 S₁ 承受的电压应力
Fig. 11 Voltage stress on switch tube S₁

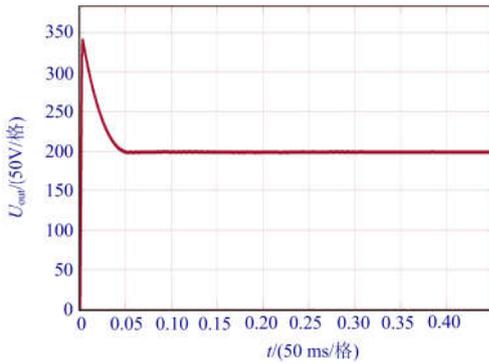


图 9 输出电压
Fig. 9 Output voltage

由图 7—图 9 可以看出，输入 $U_{in} = 10V$ ，占空比 $D = 0.75$ 时，开关管 S_1 、 S_2 的应力分别为 40V、160V，输出电压为 200V，与理论分析一致。

3.2 实验结果

实验结果如图 10—图 13 所示。

由图 10—图 13 可以看出，输入 $U_{in} = 10V$ ，占空比 $D = 0.75$ 时，输出电压为 200V，开关管 S_1 、 S_2

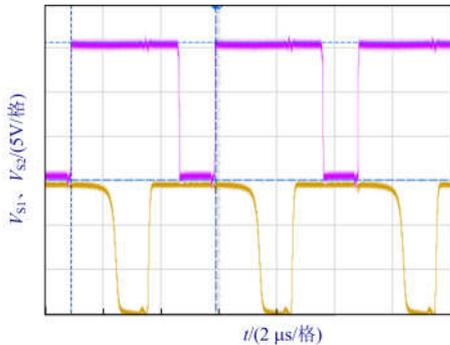


图 10 开关管的驱动 PWM(由上而下分别为开关管 S₁、S₂ 的驱动 PWM)

Fig. 10 Driving PWM of switch tube (The driving PWM of switch tubes S₁ and S₂ is shown from top to bottom)

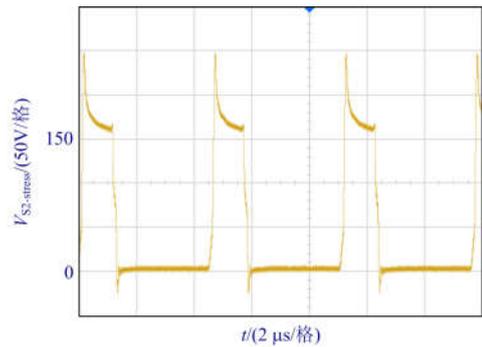


图 12 开关管 S₂ 承受的电压应力
Fig. 12 Voltage stress on switch tube S₂

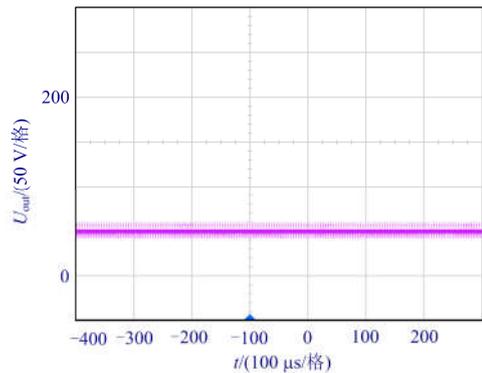


图 13 变换器输出电压

Fig. 13 Output voltage of the converter

的应力分别为 40V、160V，与仿真结果一致，进一步验证了理论分析的正确性。

3.3 负载阻值不同时的实验结果

变换器占空比为 $D = 0.75$ ，负载阻值不同时，变换器的 I-R 曲线如图 14 所示；变换器的转换效率曲线如图 15 所示。

由图 14、图 15 可以看出，在占空比一定时，变换器的输出电压比较稳定，不会随着负载阻值的变化而改变；转换效率随着变换器的输出功率降低

而减小, 即在负载阻值增大时, 变换器的输出功率降低, 输入功率随之降低, 转换效率也在减小。

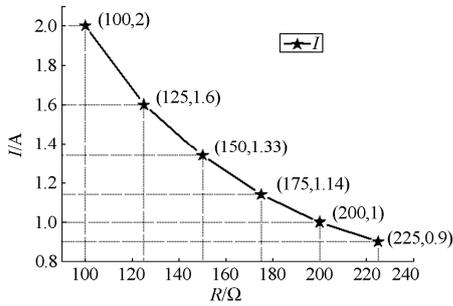


图 14 变换器的 I-R 曲线

Fig. 14 I-R curve of the converter

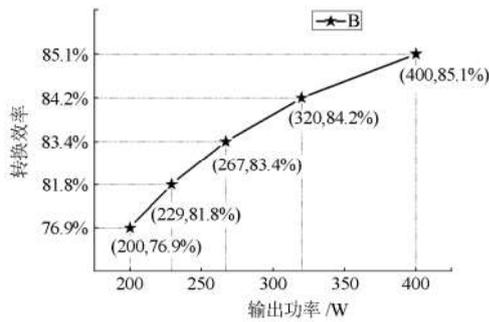


图 15 变换器的效率曲线

Fig. 15 Efficiency curve of the converter

4 结论

针对传统 Boost 电路存在的电压增益较低、开关管电压应力较大等问题, 提出了一种非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器。通过分析其模态及特性, 推导出系统的电压增益, 得出开关管、二极管所承受的电压应力和电流应力。对系统进行仿真和实验, 得出的结果与理论分析的结果相一致, 系统增益较高, 器件所受应力较小。

参考文献

[1] 刘树林, 刘健, 杨银玲, 等. Boost 变换器的能量传输模式及输出纹波电压分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 119-124.
LIU Shulin, LIU Jian, YANG Yinling, et al. Energy transfer mode and output ripple voltage analysis of Boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5): 119-124.

[2] 徐瑞东, 徐善玉, 闫超前, 等. 一种新型单开关直流高增益变换器[J]. 电力电子技术, 2017, 51(11): 13-16.
XU Ruidong, XU Shanyu, YAN Chaoqian, et al. A novel DC high step-up converter with switch[J]. Power Electronics, 2017, 51(11): 13-16.

[3] 陆杨军, 邢岩, 吴红飞, 等. 宽电压范围双移相控制多倍压高增益软开关隔离升降压变换器[J]. 电工技术学报, 2016, 31(13): 10-17.
LU Yangjun, XING Yan, WU Hongfei, et al. Dual-phase-shift-controlled high step-up soft-switching isolated buck/boost converter for wide-voltage-range applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(13): 10-17.

[4] CHEN Q, ZHAO X, GAN D. Active-reactive scheduling of active distribution system considering interactive load and battery storage[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2017, 2(2): 320-330. DOI: 10.1186/s41601-017-0060-2.

[5] WANG Yifeng, YANG Liang, WANG Chengshan. High step-up 3-phase rectifier with fly-back cells and switched capacitors for small-scaled wind generation systems[J]. Energies, 2015, 8(4): 2742-2768.

[6] HYUN-LARK DO. ZVS full-bridge based DC-DC converter with linear voltage gain according to duty cycle[J]. Journal of Electrical Engineering, 2013, 64(5): 331-333.

[7] RAHMAN M H, XU L, YAO L. Protection of large partitioned MTDC networks using DC-DC converters and circuit breakers[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 170-178. DOI: 10.1186/s41601-016-0030-0.

[8] EHSAN ADIB, HOSEIN FARZANEHFARD. Novel zero voltage transition pulse width modulation flyback converter[J]. International Journal of Electronics, 2010, 97(9): 1083-1094.

[9] 章勇高, 纵楠. 一种基于直流输出侧并联解耦的光伏微逆变器优化设计研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(5): 26-31.
ZHANG Yonggao, ZONG Nan. Research on the optimal design of a PV micro-inverter with parallel decoupling circuit on DC side[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(5): 26-31.

[10] 赵晋斌, 刘金彪, 梁晓霞, 等. 一种新型交错式反激变换器分析与设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(18): 129-137.
ZHAO Jinbin, LIU Jinbiao, LIANG Xiaoxia, et al. Analysis and design of a new interleaved flyback converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(18): 129-137.

[11] 杨平, 许建平, 张士宇, 等. 二次型 CCM Boost 变换器能量传输模式[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(6): 44-49.
YANG Ping, XU Jianping, ZHANG Shiyu, et al. Energy transmission mode of quadratic CCM Boost converter[J].

- Electric Machines and Control, 2012, 16(6): 44-49.
- [12] 杨平, 许建平, 董政, 等. 二次型 Boost 变换器工作模式及输出电压纹波分析[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 110-118.
YANG Ping, XU Jianping, DONG Zheng, et al. Output voltage ripple of quadratic Boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 110-118.
- [13] 杨平, 许建平, 张士宇, 等. 峰值电流控制二次型 Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 101-107.
YANG Ping, XU Jianping, ZHANG Shiyu, et al. Peak current controlled quadratic Boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 101-107.
- [14] 张建丰, 许建平, 陈章勇. 一种基于耦合电感的二次型高增益变换器[J]. 电力电子技术, 2017, 51(7): 20-22.
ZHANG Jianfeng, XU Jianping, CHEN Zhangyong. A quadratic high gain converter based on coupled inductor[J]. Power Electronics, 2017, 51(7): 20-22.
- [15] 董文琦, 马步云, 才鸿飞, 等. 改进二次型 Boost 变换器的研究与分析[J]. 重庆大学学报, 2016, 39(2): 51-57.
DONG Wenqi, MA Buyun, CAI Hongfei, et al. Research and analysis of an improved quadratic boost converter[J]. Journal of Chongqing University, 2016, 39(2): 51-57.
- [16] 曾怡达, 李宝, 唐丽, 等. 一种带开关电容的二次型高增益 Boost 变换器的研究[J]. 电源学报, 2018, 16(1): 8-13.
ZENG Yida, LI Bao, TANG Li, et al. Research on quadratic high-gain Boost converter with a switched-capacitor[J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(1): 8-13.
- [17] 姚刚, 沈燕群, 李武华, 等. 一种新型的有源交错并联 Boost 软开关电路[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 65-69.
YAO Gang, SHEN Yanqun, LI Wuhua, et al. A novel active interleaved boost soft switching circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 65-69.
- [18] 汪洋, 罗全明, 支树播, 等. 一种交错并联高升压 BOOST 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(5): 133-139.
WANG Yang, LUO Quanming, ZHI Shubo, et al. A new interleaved high step-up BOOST converter[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(5): 133-139.
- [19] 赵国言, 黄勤, 凌睿, 等. 一种新型交错并联 Boost-Flyback 直流升压变换器[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2779-2783.
ZHAO Guoyan, HUANG Qin, LING Rui, et al. A novel interleaved Boost-Flyback DC-DC step-up converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2779-2783.
- [20] 陆治国, 郑路遥, 马召鼎, 等. 带开关电容网络的交错并联高增益 Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 153-159.
LU Zhiguo, ZHENG Luyao, MA Zhaoding, et al. Interleaved high gain Boost converter with switched capacitor network[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 153-159.
- [21] 陈东, 王磊, 赵君君. 基于改进平均电流控制的交错型磁耦合 DC-DC 变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(24): 58-65.
CHEN Dong, WANG Lei, ZHAO Junjun. Research on staggered magnetically coupled DC-DC converter based on improved average current control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(24): 58-65.
- [22] 周维维, 周远志, 罗全明, 等. 一种交错并联高升压 DC/DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(12): 10-16.
ZHOU Luwei, ZHOU Yuanzhi, LUO Quanming, et al. Interleaved high step-up DC/DC converter[J]. Journal of Electric Machines and Control, 2014, 18(12): 10-16.

收稿日期: 2018-09-05; 修回日期: 2018-10-21

作者简介:

乔文转(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动; E-mail: Joe0606@126.com

张少如(1971—), 女, 通信作者, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电力电子与电力传动。

张蒙蒙(1995—), 女, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

(编辑 葛艳娜)