

少开关低电压应力电流连续且共地的高增益 Buck/Boost 变换器

秦 杨¹, 刘宇涵², 秦 岭²

(1.江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212016; 2.南通大学 电气工程学院, 江苏 南通 226019)

摘要:传统 Buck/Boost 双向直流变换器的升压能力较弱,且开关管承受较高的电压应力(等于高压侧电压),导致变换效率较低,同时高压侧电流存在较大的脉动,电容电流应力较大,需要增大滤波电容,降低了可靠性。文章提出了一种改进的 Buck/Boost 双向变换器,其在传统拓扑的基础上增加了一个开关管、一个电感和两个电容,实现了连续的输入输出电流特性,减小了高压侧电容的电流应力。此外,Boost 模式下的电压增益被提升,且所有开关管的电压应力均降低为高压侧和低压侧电压的差值,从而改善了变换效率。文章详细分析了所提双向变换器的工作原理、稳态特性、控制策略,建立了小信号数学模型,并通过一台 100 W/120 kHz 的样机验证了其可行性。实验结果表明,其在宽工作范围内均具有较高的效率,且最高效率达到 95.6%。

关键词:双向直流变换器; 电压应力; 电流应力; 电压增益

中图分类号: TK51 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5292(2024)03-0361-09

0 引言

传统 Buck/Boost 双向直流变换器具有结构简单、控制方便、成本较低等优点,被广泛应用于储能系统^[1,2]、可再生能源发电系统^[3-5]等领域。然而,该变换器的升压能力较弱。当高、低压侧电压倍数超过 5 时,其占空比趋近于 1,导致功率管电流应力和通态损耗急剧增大,效率明显下降^[6]。此外,功率管承受较高的电压应力(等于高压侧电压),需要采用高耐压功率器件,导致通态损耗和成本较大;高压侧电流呈脉冲状,因此滤波电容承受较大的电流应力^[7-9]。

为了解决上述问题,各国学者提出了多种技术方案。双电感 Buck/Boost 变换器实现了高压侧电流连续,减小了所需的滤波电容,但电压增益和功率管的电压应力与传统 Buck/Boost 变换器完全相同^[10]。将中点钳位^[11]或飞跨电容^[12]等三电平技术引入到传统拓扑,可以使功率管的电压应力下降 1/2。然而,前者的高、低压侧不共地,且负极性端的电位差呈高频 PWM 脉动,通过印刷电路板的分布电容产生了共模电磁干扰噪声^[13,14];后者在系统启动时需要首先对飞跨电容进行预充电,增加了结构和控制的复杂性。此外,与传统拓扑相比,三电平解决方案的开关管数量为 4 个,且升压

能力和高压侧电流连续性没有得到改善。文献[15]提出的有源开关电感四管双向变换器能显著拓宽电压增益范围,但是其高、低压侧不共地且电流断续。此外,其还会因电感量不相等而出现振铃现象,导致功率管的实际电压应力较高(超过高压侧电压)。文献[16]提出了一种开关电容 Buck/Boost 变换器,该变换器的电压增益和功率管电压应力分别为传统拓扑的 2 倍和 1/2,但同样存在不共地和高压侧电流脉动的问题。

本文提出了一种改进型 Buck/Boost 变换器,与传统 Buck/Boost 变换器相比,其增加了一个功率管,但具有更低的电压应力和更强的升/降压能力,效率较高,实现了高、低压侧共地和电流连续,降低了滤波电容的电流应力。无需采用大量电解电容并联,改善了系统可靠性。最后通过 1 台 100 W/120 kHz 的样机实验验证了该方案的可行性。

1 主电路拓扑

本文提出的改进型 Buck/Boost 双向变换器如图 1 所示。

图中,电感 L_1 、开关管 S_1, S_2 和电容 C_1 构成传统 Buck/Boost 电路。本文所提变换器在传统 Buck/Boost 电路的基础上,增加了开关管 S_3 、电感 L_2 以及电容 C_2, C_H 。 S_3 与 S_1 的驱动信号相同,与

收稿日期: 2023-03-31。

基金项目: 国家自然科学基金项目(52177051);江苏省高等学校大学生创新训练重点项目(202210299016Z)。

通信作者: 秦 岭(1977-),男,博士,教授,硕士生导师,研究方向为光伏储能发电系统及其建模与控制。E-mail: qin.l@ntu.edu.cn

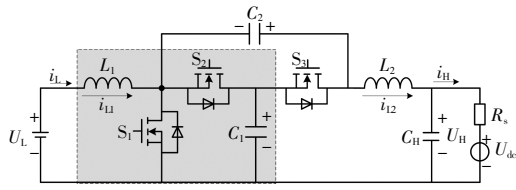


图1 所提改进型 Buck/Boost 双向变换器

Fig.1 The proposed improved Buck/Boost bidirectional converter

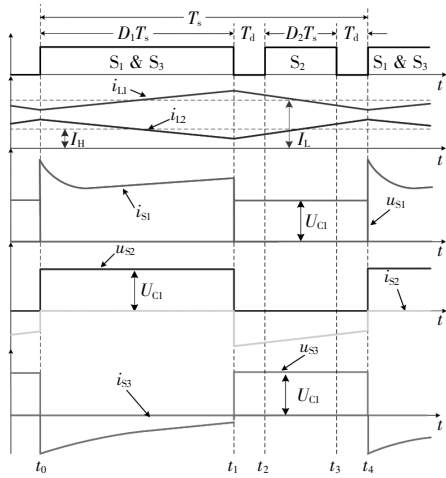
S_2 互补导通,本质上仍属于同步整流控制。此外,高压侧电源用恒压源 U_H 与内阻 R_s 的串联电路来等效, U_L 和 U_H 分别为低压侧和高压侧的端电压。

2 工作原理

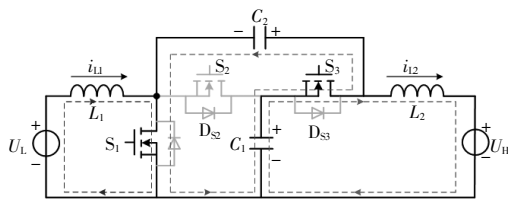
为了简化分析,用恒压源 U_H 替代高压侧电源和滤波电容 C_H ,并假设电容 C_1, C_2 足够大,其端电压 U_{C1}, U_{C2} 在开关周期内保持恒定。

①Boost 模式

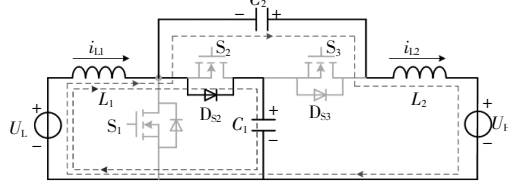
Boost 模式下,所提变换器在一个开关周期内的稳态工作可以分成 4 个模态。其关键波形和各模态对应的等效电路如图 2 所示。



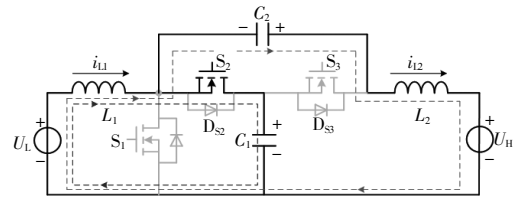
(a)关键波形



模态 1[$t_0 \sim t_1$]



模态 2[$t_1 \sim t_2$]和模态 4[$t_3 \sim t_4$]



模态 3[$t_2 \sim t_3$]

(b)各模态的等效电路

图2 Boost 模式下,所提变换器的关键波形和各模态对应的等效电路

Fig.2 Key waveforms and equivalent circuit for each mode of the proposed converter in Boost mode

模态 1[$t_0 \sim t_1$): t_0 时刻,开通 S_1 和 S_3 。 S_2 的体二极管 D_{S2} 被强迫关断。低压侧电源 U_L 对电感 L_1 进行充电,电容 C_1 经过 S_3 对电容 C_2 进行充电。电感 L_2 和电容 C_1 对负载供电。电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 分别开始上升和下降,其斜率为

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_L}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{U_{C1} - U_H}{L_2} \end{cases} \quad (1)$$

t_1 时刻,关断 S_1 和 S_3 , D_{S2} 导通,模态 1 结束。该模态的持续时间为 $D_1 T_s$, D_1 为 S_1 的占空比, $T_s = 1/f_s$ 为开关周期, f_s 为开关频率。

模态 2[$t_1 \sim t_2$): 电感 L_1 经过 D_{S2} , 对电容 C_1 进行充电,并和电容 C_2 一起对电感 L_2 充电。电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 分别开始下降和上升,其斜率为

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_L - U_{C1}}{L_1} \\ \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{U_{C1} + U_{C2} - U_H}{L_2} \end{cases} \quad (2)$$

t_2 时刻, ZVS (Zero Voltage Switching) 开通 S_2 , 自然关断 D_{S2} , 模态 2 结束。该模态持续时间为死区时间 T_{d0} 。

模态 3 [$t_2 \sim t_3$): L_1 通过 S_2 对 C_1 充电, 并和 C_2 一起继续对 L_2 充电。电感电流斜率如式(2)所示。 t_3 时刻,关断 S_2 , D_{S2} 再次导通,模态 2 结束。

模态 4[$t_3 \sim t_4$): 该模态的工作情况与模态 2 相同。 t_4 时刻,开通 S_1 和 S_3 , 模态 4 结束,下一开关周期开始。该模态的持续时间为死区时间 T_{d0} 。

②Buck 模式

Buck 模式下,所提变换器在一个开关周期内的工作可以分成 4 个模态,其关键波形和各模态对应的等效电路如图 3 所示。

模态 1[$t_0 \sim t_1$): t_0 时刻, ZVS 开通 S_1, S_3 。 电感电

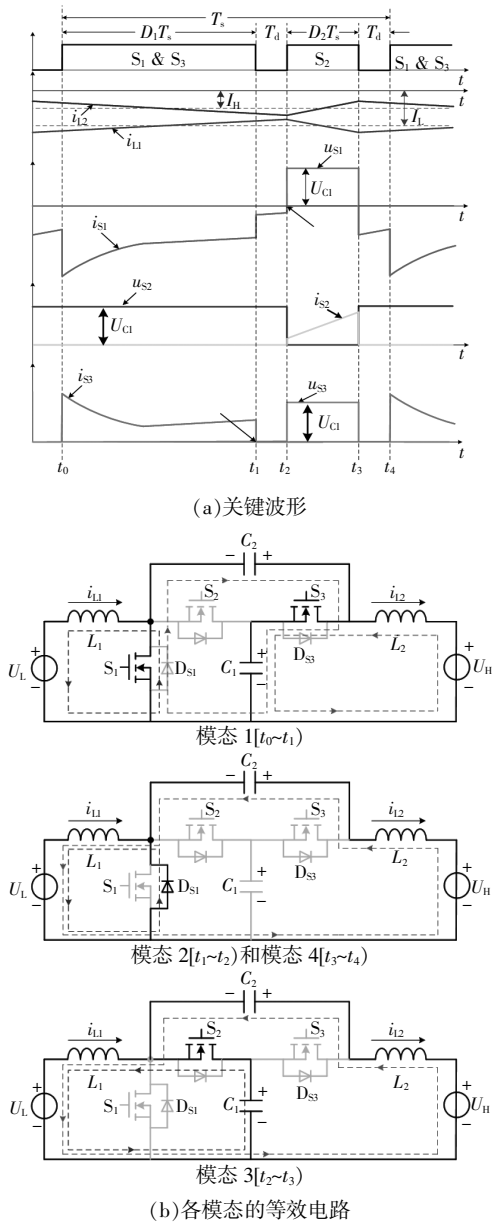


图3 Buck 模式下,本文变换器的关键波形和各模式对应的等效电路

Fig.3 Key waveforms and equivalent circuit for each mode of the proposed converter in Buck mode

流 i_{L1} 经过 S_1 的沟道续流, D_{S1} 自然关断。经过 S_3 , 电容 C_2 对电容 C_1 进行充电, 高压侧电源 U_H 对电感 L_2 和电容 C_1 进行充电。电感电流的变化斜率如式(1)所示。 t_1 时刻, 关断 S_1 和 S_3 , 模式 1 结束。该模式持续时间为 $D_1 T_s$ 。

模式 2 [$t_1 \sim t_2$): 电感电流 i_{L1} 中的一部分经过 D_{S1} 续流; 高压侧电源 U_H 对电感 L_2 、电容 C_2 充电。电感电流的变化斜率如式(1)所示。 t_2 时刻, 开通 S_2 , D_{S1} 被强迫关断, S_1, S_3 端电压上升为 U_{C1} , 模式 2

结束。该模式持续时间为死区时间 T_d 。

模式 3 [$t_2 \sim t_3$): 电容 C_1 通过 S_2 对电感 L_1 进行充电, 电感 L_2 对电容 C_1 和电感 L_1 进行充电。电感电流的变化斜率如式(2)所示。 t_3 时刻, 关断 S_2 , D_{S1} 导通, S_1 和 S_3 的端电压重新被钳制在 0, 模式 3 结束。

模式 4 [$t_3 \sim t_4$): 该模式的工作情况和模式 2 相同。 t_4 时刻, ZVS 开通 S_1, S_3 , 模式 4 结束, 下一周期开始。模式 4 的持续时间为 T_d 。

3 稳态特性

3.1 电压增益和电压应力

根据电感 L_1, L_2 的伏秒平衡, 可得:

$$\begin{cases} U_L D_1 T_s = (U_{C1} - U_L)(1 - D_1) T_s \\ (U_{C1} - U_H) D_1 T_s = (U_H - U_{C1} - U_{C2})(1 - D_1) T_s \end{cases} \quad (3)$$

由图 3(b) 可知, $U_{C1} = U_{C2}$, 将该等式代入式(3), 可得所提变换器的电压增益为

$$G = \frac{U_H}{U_L} = \frac{2 - D_1}{1 - D_1} \quad (4)$$

开关管 S_1, S_2, S_3 和电容 C_1, C_2 电压应力分别为

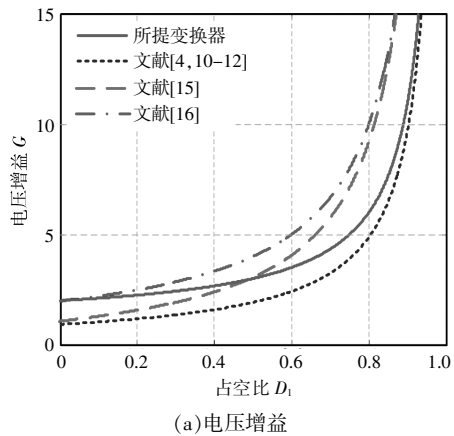
$$U_{S1} = U_{S2} = U_{S3} = U_{C1} = U_{C2} = \frac{U_H}{2 - D_1} = U_H - U_L \quad (5)$$

可见, 所提变换器开关管电压应力完全相同。

若以 U_H 作为基值, 则开关管的电压应力标么值为

$$U_S^* = \frac{1}{2 - D_1} \quad (6)$$

根据式(4)和式(6), 可以绘出本文所提变换器的电压增益和电压应力特性曲线, 如图 4 所示。可以看出, 本文所提变换器最小增益为 2, 表明低压侧电压 U_L 必须低于 $0.5U_H$ 。



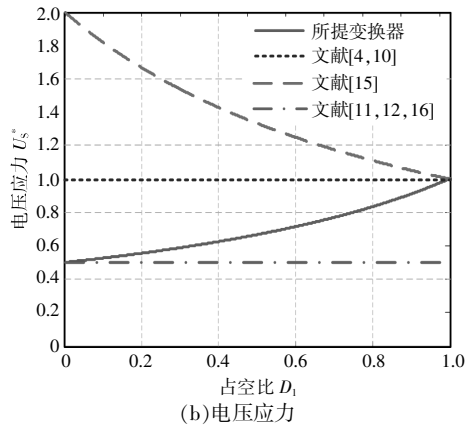


图4 电压增益和电压应力特性曲线

Fig.4 Characteristic curves of voltage gain and voltage stress

3.2 平均电流应力

由于稳态时电容 C_1 和 C_2 的平均电流为零, 故电感和开关管的平均电流为

$$\begin{cases} I_{S1}=I_L-I_H \\ I_{S2}=I_{S3}=I_2=I_H \\ I_{L1}=I_L \end{cases} \quad (7)$$

式中: I_{S1}, I_{S2}, I_{S3} 分别为开关管 S_1, S_2, S_3 的平均电流; I_{L1}, I_{L2} 分别为电感 L_1, L_2 的平均电流; I_L, I_H 分别为低压侧和高压侧的平均电流。

3.3 稳态特性比较

表1对本文和文献[4, 10, 12, 15, 16]所提双向直流变换器的稳态性能进行了对比。

$$\begin{bmatrix} L_1 \frac{d\langle i_{L1} \rangle}{dt} \\ L_2 \frac{d\langle i_{L2} \rangle}{dt} \\ C_1 \frac{d\langle u_{C1} \rangle}{dt} \\ C_2 \frac{d\langle u_{C2} \rangle}{dt} \\ C_H \frac{d\langle u_H \rangle}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left[\left(1-\frac{d_1}{2}\right)R_{on}+R_L \right] & \left(1-\frac{d_1}{2}\right) & \left(\frac{d_1}{2}-1\right) & \frac{d_1}{2} & 0 \\ \left(1-\frac{d_1}{2}\right)R_{on} & R_L-\left(1-\frac{d_1}{2}\right)R_{on} & \left(1-\frac{d_1}{2}\right) & \left(1-\frac{d_1}{2}\right) & -1 \\ \left(1-\frac{d_1}{2}\right) & \left(\frac{d_1}{2}-1\right) & -\frac{d_1}{2R_{on}} & \frac{d_1}{2R_{on}} & 0 \\ -\frac{d_1}{2} & \left(\frac{d_1}{2}-1\right) & \frac{d_1}{2R_{on}} & -\frac{d_1}{2R_{on}} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle i_{L1} \rangle \\ \langle i_{L2} \rangle \\ \langle u_{C1} \rangle \\ \langle u_{C2} \rangle \\ \langle u_H \rangle \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{R_s} \end{bmatrix} [U_{dc}] \quad (8)$$

式中: u_L 为输入变量; u_H 为输出变量; d 为控制变量; 电感电流 i_{L1}, i_{L2} 以及电容电压 u_{C1}, u_{C2} 和 u_{CH} 为状态变量; $\langle \cdot \rangle$ 表示变量“ \cdot ”在开关周期内的平均值, 用静态工作点及其附近的小信号扰动来描述, 即:

$$\langle u_L \rangle = U_L + \hat{u}_L, \langle u_{C1} \rangle = U_{C1} + \hat{u}_{C1}, \langle u_{C2} \rangle = U_{C2} + \hat{u}_{C2}, \langle u_H \rangle =$$

表1 不同 Buck/Boost 变换器方案的性能比较

Table 1 Performance comparison among different Buck/Boost converter schemes

方案	S	L	C	电压应力	增益	高压侧电流连续性	高、低压侧共地性
[4]	2	1	1	U_H	$1/(1-D_1)$	脉动	共地
[10]	2	2	2	U_H	$1/(1-D_1)$	连续	共地
[11]	4	1	3	$U_H/2$	$1/(1-D_1)$	脉动	不共地
[12]	4	1	3	$U_H/2$	$1/(1-D_1)$	脉动	共地
[15]	4	2	2	U_H+U_L	$(1+D_1)/(1-D_1)$	脉动	不共地
[16]	4	1	4	$U_H/2$	$2/(1-D_1)$	脉动	不共地
本文	3	2	4	U_H-U_L	$(2-D_1)/(1-D_1)$	连续	共地

由表1可知: 本文所提变换器具有较少的功率管和连续的高压侧电流, 且高、低压侧共地; 相同占空比条件下, 电压增益与文献[15]所提有源开关电感变换器接近, 高于文献[4, 10, 12]的拓扑, 略低于文献[16]所提拓扑; 电压应力远低于文献[4, 10, 15]所提拓扑, 高于文献[11, 12, 16]所提方案。然而, 随着低压侧电压 U_L 增大, 本文所提变换器的电压应力逐渐降低。当 $U_L \approx U_H/2$ 时, 其与三电平变换器和开关电容变换器的电压应力非常接近。

4 小信号建模

为了便于分析, 除了开关管 S 的通态电阻 R_{on} 和电感 L_1, L_2 的寄生电阻 R_L , 忽略其他寄生参数。根据图2, 3的各模态等效电路, 采用状态空间平均法, 可得状态平均方程为

$$U_H + \hat{u}_H, \langle i_{L1} \rangle = I_{L1} + \hat{i}_{L1}, \langle i_{L2} \rangle = I_{L2} + \hat{i}_{L2}, \langle d_1 \rangle = D_1 + \hat{d}_1 \quad (9)$$

将式(9)代入式(8), 并进行扰动分离和线性化处理, 可得控制到高压侧电压的传递函数和控制到低压侧电感电流的传递函数:

$$G_{ul}(s) = \frac{\hat{u}_H(s)}{\hat{d}_1(s)} =$$

$$\frac{(iw+2omD_1R_{on})(tk+oj)+\gamma_1(tw-op)}{(y_1oez_2D_1+\gamma_1wu-\gamma_1oq)-(iw+2omD_1R_{on})(oh-ku)} \quad (10)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}_1(s)} = \frac{(oh-uk)(tw-po)+(tk\gamma_2+oj\gamma_2)}{(oz_1\gamma_2D_1-ik\gamma_2-\gamma_2of)-(oh-uk)(iw+2moD_1R_{on})} \quad (11)$$

式中： $m=(2-D_1)$ ； $r=mR_{on}+2R_L$ ； $z=2sR_{on}C_2$ ； $z_1=2sL_1$ ； $z_2=2sL_2$ ； $a=U_{C1}+U_{C2}+R_{on}I_{L1}-R_{on}I_{L2}$ ； $b=U_{C2}-U_{C1}-R_{on}I_{L1}+R_{on}I_{L2}$ ； $c=U_{C1}-U_{C2}-R_{on}I_{L1}+R_{on}I_{L2}$ ； $e=sC_H+1/R_s$ ； $x=D_1R_{on}-2R_{on}-2R_L$ ； $k=D_1^2-m(z+D_1)$ ； $h=(D_1-m)emR_{on}$ ； $j=cm+ad_1$ ； $f=xD_1-mD_1R_{on}$ ； $w=(z+2D_1)m$ ； $q=emmR_{on}-2D_1+exD_1$ ； $p=aD_1+cm$ ； $o=(z+2D_1)z$ ； $i=(m-D_1-zD_1)D_1R_{on}$ ； $t=zc+c+b$ ； $u=(z+2)emR_{on}$ ； $\gamma_1=oz_1D_1-of-ik$ ； $\gamma_2=oez_2D_1+uw-jo$ 。

当 $U_L=12\text{ V}$ ， $D_1=0.73$ ， $C_1=C_2=20\ \mu\text{F}$ ， $C_H=30\ \mu\text{F}$ ， $L_1=26\ \mu\text{H}$ ， $L_2=150\ \mu\text{H}$ ， $R_{on}=0.005\ \Omega$ ， $R_L=0.01\ \Omega$ ， $R_s=10\ \Omega$ ，输出功率 $P_o=100\text{ W}$ ， $f_s=120\text{ kHz}$ ， $U_{dc}=48\text{ V}$ (Boost 模式) 和 $U_{dc}=74\text{ V}$ (Buck 模式) 时，通过 Matlab/Simulink 分别绘制 $G_{ud}(s)$ 和 $G_{id}(s)$ 的理论和仿真波特图，如图 5 所示。可以看出，在 $0.1f_s$ 以下的频段内，波特图的理论值与仿真值基本吻合。

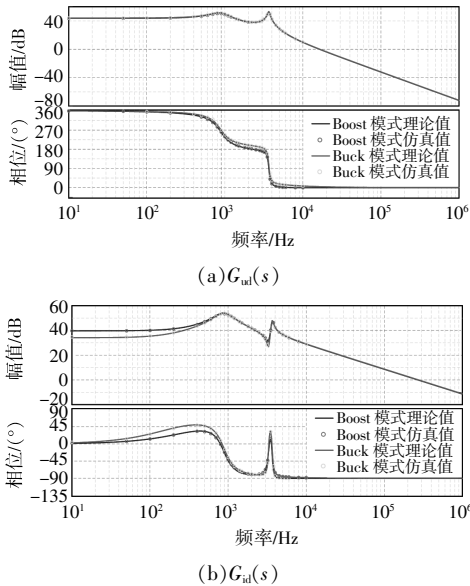


图 5 $G_{ud}(s)$ 和 $G_{id}(s)$ 的波特图
Fig.5 Bode diagrams of $G_{ud}(s)$ and $G_{id}(s)$

所提变换器采用高压侧电压、低压侧电感电流的双闭环控制策略，如图 6 所示。

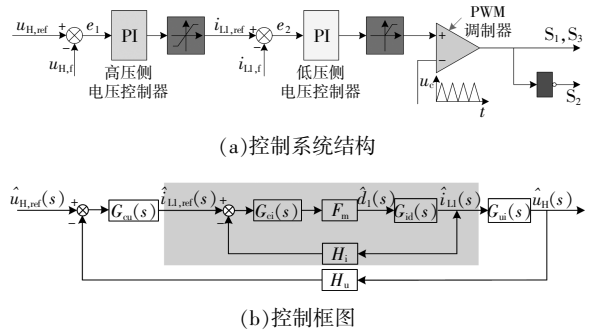


图 6 所提 Buck/Boost 变换器的双闭环控制结构及其框图

Fig.6 Double-loop control structure and block diagram of the proposed Buck/Boost converter

图中：电压外环和电流内环均采用 PI 控制器，传递函数分别为 $G_{ou}(s)=k_{p2}+k_{i2}/s$ 和 $G_{ci}(s)=k_{p1}+k_{i1}/s$ ； $G_{ui}(s)$ 为低压侧电感电流到高压侧电压的传递函数； F_m 为 PWM 增益； H_u 和 H_i 分别为高压侧电压和低压侧电感电流的反馈系数。

由图 6(b) 中的阴影部分可知，电流内环的闭环传递函数为

$$\frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{i}_{L1,ref}(s)} = \frac{G_{ci}(s)G_{id}(s)F_m}{1+G_{ci}(s)G_{id}(s)F_mH_i} = \frac{G_{ci}(s)G_{id}(s)F_m}{1+T_i(s)} \quad (12)$$

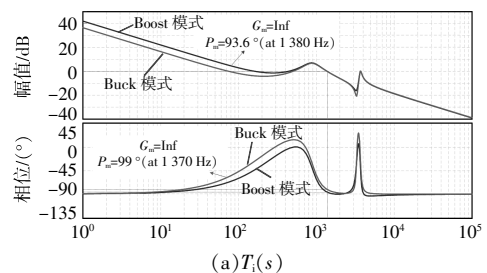
式中： $T_i(s)=F_mH_iG_{ci}(s)G_{id}(s)$ 为电流环的开环传递函数。

电压外环的开环传递函数为

$$T_u(s) = G_{ou}(s)G_{ui}(s)H_u \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{i}_{L1,ref}(s)} = \frac{G_{ou}(s)G_{ci}(s)G_{ud}(s)F_mH_u}{1+H_iF_mG_{ci}(s)G_{id}(s)} \quad (13)$$

当 $k_{p2}=0.1$ ， $k_{i2}=3\ 000$ ， $k_{p1}=0.1$ ， $k_{i1}=200$ ， $F_m=1/2.4$ ， $H_i=0.1$ ， $H_u=0.05$ 时，Boost 和 Buck 两种模式下，开环传递函数 $T_i(s)$ 和 $T_u(s)$ 的波特图如图 7 所示。

由图 7 可以看出：两种模式下， $T_i(s)$ 的增益裕度 G_m 无穷大，相位裕度 P_m 均大于 90° ； $T_u(s)$ 的



(a) $T_i(s)$

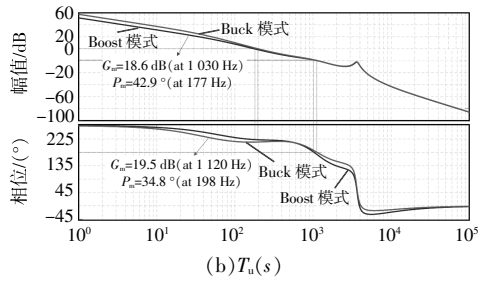


图7 开环传递函数的波特图

Fig.7 Bode diagrams of open loop transfer functions

增益裕度 G_m 和相位裕度 P_m 远大于 0, 且交越频率约超过 1 kHz。这表明当前控制器参数可以确保所提双向变换器稳定运行, 且具有足够的鲁棒性和较好的动态特性。

5 仿真和实验验证

为了验证所提 Buck/Boost 变换器的可行性, 本文设计并制作了一台实验样机, 如图 8 所示。其设计指标: $P_o=100\text{ W}$, $f_s=120\text{ kHz}$, $U_L=12\text{ V}$, $U_H=56\text{ V}$ 。主电路参数如表 2 所示。

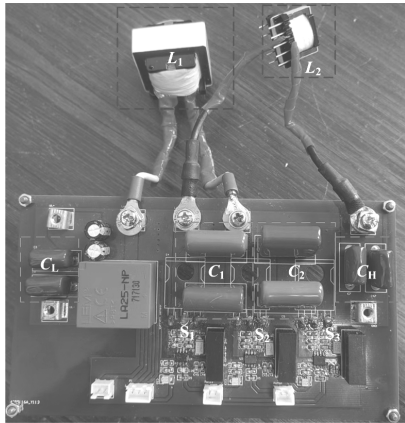


图8 所提双向变换器实验样机

Fig.8 Experimental prototype of the proposed bidirectional converter

表2 实验样机主电路参数

Table 2 Main circuit parameters for the prototype

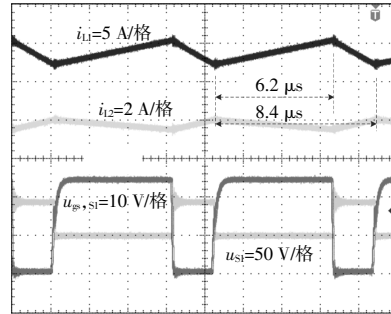
参数	数值或型号
开关管 $S_1\sim S_3$	IRFP4110
低压侧电感 L_1	26 μH , EE33/23.5/12.7
高压侧电感 L_2	150 μH , EE19/14/5
电容 C_1, C_2	20 $\mu\text{F}/100\text{ V}$
电容 C_L, C_H	30 $\mu\text{F}/100\text{ V}$

本文所提变换器采用的是同步整流控制, 为了避免直通现象, 需要设置死区。死区时间 T_d 过长, 会导致开关管的体二极管导通时间相应增大, 通态损耗增大; 但 T_d 过短, 会增大输出电容引起

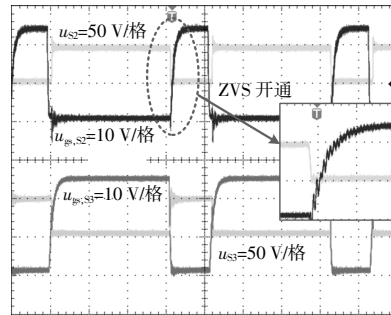
的开关损耗, 导致轻载效率下降^[7]。权衡考虑, 设置 $T_d=100\text{ ns}$ 。控制电路以 PWM 控制芯片 SG3525 为主控核心。电压外环和电流内环控制器均采用 PI 调节器, 参数分别为 $k_{p1}=0.1, k_{i1}=3\ 000$ 和 $k_{p2}=0.1, k_{i2}=200$; 高压侧电压和低压侧电感电流分别采用分压电阻和 LEM 电流传感器 LA25-NP 进行测量, 采样系数分别为 $H_1=0.05$ 和 $H_2=0.1$ 。

图 9, 10 分别为 $U_L=12\text{ V}, U_H=56\text{ V}$ 且满载时, 所提变换器在 Boost 模式和 Buck 模式下的稳态实验波形。

由图 9, 10 可以看出: 电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 均连续, 但变化规律相反。开关管 $S_1\sim S_3$ 的实测电压应



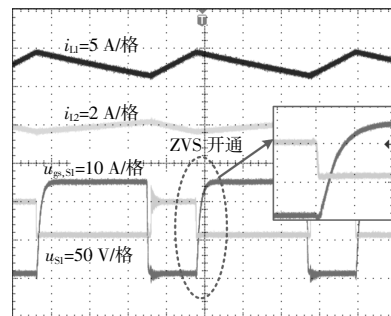
(a) $i_{L1}, i_{L2}, u_{gs, S1}, u_{S1}$ 波形



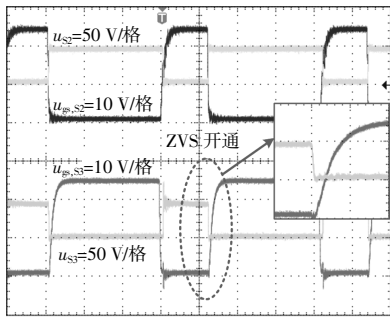
(b) $u_{gs, S2}, u_{S2}, u_{gs, S3}, u_{S3}$ 波形

图9 Boost 模式下, $U_L=12\text{ V}, U_H=56\text{ V}$ 且 $P_o=100\text{ W}$ 时的稳态实验波形

Fig.9 Steady-state experimental waveforms in Boost mode when $U_L=12\text{ V}, U_H=56\text{ V}$ and $P_o=100\text{ W}$



(a) $i_{L1}, i_{L2}, u_{gs, S1}, u_{S1}$ 波形



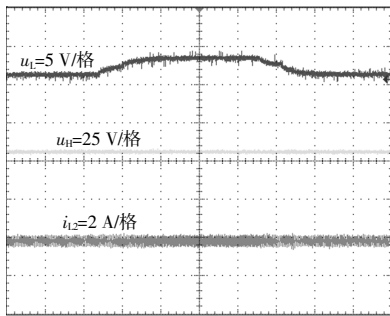
(b) $u_{gs,s2}, u_{s2}, u_{gs,s1}, u_{gs,s3}$ 波形

图10 Buck 模式下, $U_L=12\text{ V}$, $U_H=56\text{ V}$ 且 $P_o=100\text{ W}$ 时的稳态实验波形

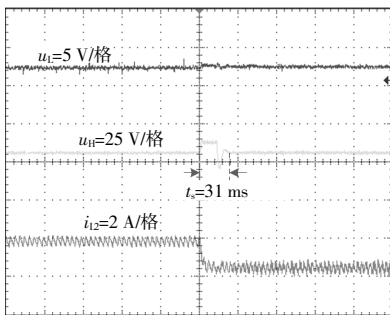
Fig.10 Steady-state experimental waveforms in Buck mode when $U_L=12\text{ V}$, $U_H=56\text{ V}$ and $P_o=100\text{ W}$

力约为 44 V, 与理论值基本吻合。Boost 模式下, 开关管 S_2 的驱动信号 $u_{gs,s2}$ 的上升沿到来前, 其端电压 u_{s2} 已经下降到 0, 表明 S_2 实现了 ZVS 开通。Buck 模式下, 开关管 S_1, S_3 的驱动信号 $u_{gs,s1}, u_{gs,s3}$ 的上升沿到来前, 其端电压 u_{s1}, u_{s3} 已经下降到 0, 表明 S_1, S_3 实现了 ZVS 开通。占空比 $D_1 \approx 0.73$, 理论增益为 4.7; 与实测增益 $G_{\text{boost}}=56/12=4.67$ 基本吻合, 从而验证了理论分析的正确性。

图 11 为 Boost 模式下, $U_H=56\text{ V}$, 低压侧电压 U_L 和负载功率 P_o 分别变化时所提变换器的瞬态实验波形。



(a) 低压侧电压 u_L 变化



(b) 突卸负载

图 11 Boost 模式下的瞬态实验波形

Fig.11 Transient experimental waveforms in Boost mode

由图 11 可以看出: U_L 在 12~14 V 变化, 但高压侧电压 U_H 始终稳定在 56 V; 当负载功率由 100 W 突卸至 20 W 时, 经过约 31 ms 的调节过程, 系统重新进入稳态, 高压侧电压仍稳定控制在 56 V。

图 12 为满载条件下所提变换器的 Buck/Boost 模式切换实验波形。该实验中, 低压侧采用标称电压 12 V 的松下铅酸电池, 高压侧采用直流电压源串联电阻来模拟 48 V 蓄电池。

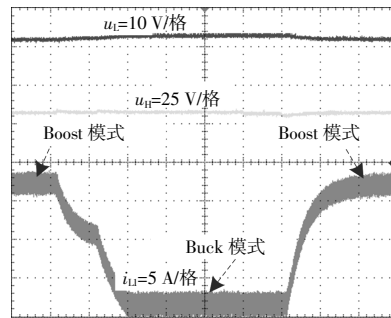


图 12 $U_L=12\text{ V}$, $U_H=56\text{ V}$ 且满载时的实验波形

Fig.12 Experimental waveform under full-load condition when $U_L=12\text{ V}$, $U_H=56\text{ V}$

由图 12 可以看出, 模式切换前后, 电感电流 i_L 的方向发生变化, 且高压侧电压能始终稳定在 56 V, 基本没有超调。表明所提控制策略可以实现高压侧的恒压控制和工作模式的快速平滑切换。

实验中, 采用数字功率分析仪测量 $U_L=12\text{ V}$, $U_H=56\text{ V}$ 时, 两种工作模式下所提变换器和传统 Buck/Boost 变换器的效率, 如图 13 所示。

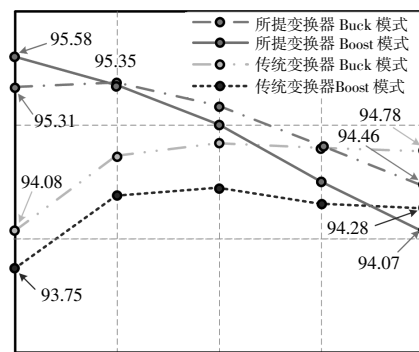


图 13 实测效率曲线

Fig.13 Measured efficiency curve

由图 13 可以看出, 和传统 Buck/Boost 变换器相比, 本文所提变换器的满载效率非常接近, 约为 94.5% (Buck 模式) 和 94.1% (Boost 模式), 但是轻载效率明显提升, 约为 95.3% (Buck 模式) 和 95.6% (Boost 模式)。

图 14 给出了高压侧蓄电池内阻 $R=0.25 \Omega$ ，满载且相同输出滤波电容容量的条件下，所提变换器和传统 Buck/Boost 变换器的高压侧蓄电池电流 i_o 的快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT) 仿真结果。

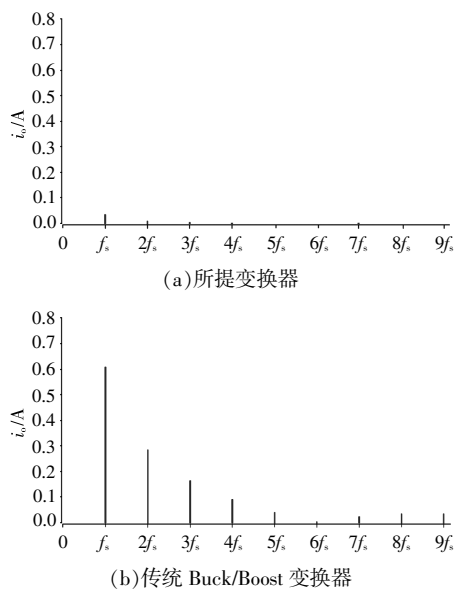


图 14 高压侧蓄电池电流的 FFT 仿真结果
Fig.14 FFT simulation results of high-voltage side battery current

由图 14 可知，高压侧蓄电池电流的谐波主要分布在开关频率及其倍频处，且随着谐波次数的增加，谐波幅值逐渐下降。与传统 Buck/Boost 变换器相比，所提变换器显著降低了高压侧蓄电池的电流谐波，具有明显的优势。

6 结论

本文提出了一种改进型 Buck/Boost 变换器，并通过 100 W/120 kHz 样机实验验证了其可行性。研究表明，所提 Buck/Boost 变换器具有较少的开关管数量，可实现能量双向流动和工作模式的平滑切换，且输入、输出共地，结构和控制相对简单。与传统 Buck/Boost 变换器相比，其电压增益比增大了 1 倍，电压应力下降为高、低压侧电压之差，因此降低了开关损耗和通态损耗，变换效率更高；更重要的是，所提变换器具有连续的高压侧电流，可避免采用大容量电解电容，特别适用于高压侧为低内阻电源或对可靠性要求较高的场合（如电动汽车等）。但需要注意的是，该变换器的最小增益为 2，因此低压侧电压不能超过高压侧电压的 1/2。

参考文献:

- [1] 高娟,秦岭,茅靖峰,等.分体式储能 VSG 功率转换系统输出电压鲁棒控制器设计[J].电网技术,2022,46(1): 213-219.
- [2] 乐丽琴,贺素霞.带有分段饱和电感的宽功率范围双向 Buck/Boost 变换器研究[J].可再生能源,2020,38(10): 1401-1406.
- [3] 王建华,张方华,龚春英.基于发展的 PWM Switch 模型的 Buck/Boost 双向直直变换器建模及分析[J].南京航空航天大学学报,2014,46(1):92-100.
- [4] 徐波,刘军,朱润卿.一种用于轻度混合动力汽车的高效双向 DC/DC 的研制[J].电源学报,2018,16(1):30-36.
- [5] 刘顺.锂电池化成系统的设计与实现[D].成都:成都理工大学,2018.
- [6] 岳舟,刘小荻,姚绍华,等.一种用于直流微电网的新型高增益 DC-DC 升压变换器[J].可再生能源,2022, 40(11):1523-1530.
- [7] 张峻峰,杨燕翔,王军,等.基于 CCM 交错并联 Boost 温差发电技术的研究 [J]. 可再生能源,2017,35(3): 448-453.
- [8] M R Mohammadi, B Poorali, S Eren, et al. A nonisolated TCM bidirectional converter with low input-current-ripple for DC microgrids [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 10845-10855.
- [9] 王立乔,王海旭,崔舒敏,等.串联型功率解耦型无电解电容 PFC 电路 [J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(17): 5195-5204, 5300.
- [10] S R Meher, R K Singh, V N Lal. An adaptable feedback clamped optimal battery charger using fourth-order minimum-phase bidirectional DC-DC converter [A]. IECON 2022-48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society [C]. Brussels: IEEE, 2022. 1-6.
- [11] 姚兴佳,赵超群.永磁直驱风电机组的三电平升压变流技术[J].可再生能源,2013,31(2):58-62.
- [12] 宋磊,段善旭,米慧瑶,等.输入输出共地型三电平 Buck/Boost 变换器飞跨电容电压自平衡分析[J].中国电机工程学报,2023,43(15):5983-5994.
- [13] H Chen, C Chen, Y Ren. Modeling and characterization of incomplete shielding effect of GND on common-mode EMI of a power converter [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2011, 53(3): 676-683.
- [14] P Wang, L Zhou, Y Zhang, et al. Input-parallel output-series DC-DC boost converter with a wide input voltage range, for fuel cell vehicles [J]. IEEE Transactions on

- Vehicular Technology, 2017, 66(9): 7771–7781.
- [15] 范紫莲, 荆龙, 续文政, 等. 基于开关电感的宽范围双向四开关 DC/DC 变换器[J]. 电力电子技术, 2022, 56(7): 120–124.
- [16] 陈磊, 潘庭龙, 沈艳霞, 等. 基于开关电容的双向 DC–DC 变换器及其单周期控制[J]. 系统仿真学报, 2017, 29(7): 1521–1530.
- [17] L Zhang, X Yuan, J Zhang, et al. Modeling and implementation of optimal asymmetric variable dead–Time setting for SiC MOSFET–based three–phase two–level inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 11645–11660.

A commom–ground enhanced–gain buck/boost converter with continuous currents, low voltage stress and reduced switches

Qin Yang¹, Liu Yuhan², Qin Ling²

(1.College of Electronic and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212016, China; 2.School of Electrical Engineering, Nantong University, Nantong 226019, China)

Abstract: The boost capability of conventional Buck/Boost converter is weak and the power switches suffer from high voltage stress (equals the voltage at the high–voltage side (HVS)), reducing the conversion efficiency. Further, since the HVS current pulsates greatly, large capacity capacitors are required to meet the requirements of current ripple, decreasing the system reliability. Therefore, this paper proposes an improved Buck/Boost converter. By introducing one switch, one inductor and two capacitors into the conventional topology, the proposed converter has continuous input and output current, which greatly reduces the current stress of HVS filter capacitor. The voltage gain in Boost mode is increased to $(2-D_1)/(1-D_1)$, and all switches have the same low voltage stress, which equals the difference between the voltages at low–voltage side (LVS) and HVS, so it has higher conversion efficiency. The operation principle, steady–state characteristics, dynamic model and control strategy are analyzed in detail. Its feasibility is verified on a 100 W/120 kHz prototype. The experimental results demonstrate an enhanced efficiency performance over wide operating operations with a maximum efficiency of 95.6%.

Keywords: bidirectional DC–DC converter; voltage stress; current stress; voltage gain