DOI:10.19651/j. cnki. emt. 2416609

# 低压侧电流零纹波的高增益软开关双向变换器\*

# 陈嘉亮 饶家齐 田宇欣 佘雨荷 秦 蛉

(南通大学电气与自动化学院 南通 226019)

摘 要:提出了一种非隔离型双向 DC-DC 变换器,通过优化设计耦合电感实现了低压侧电流零纹波。该变换器还具 有以下优点:电压增益较高(升压模式下 G=(1+D)/(1-D));开关管数量少(3个),电压应力较低(约为高压侧电压 的一半),且开关管均实现了零电压软开关;此外,其只需要一个磁芯,且输入输出端共地。对所提变换器的工作原理、 稳态特性、低电压侧电流零纹波条件、软开关条件和参数设计方法进行了深入分析,并通过一台 250 W/100 kHz 的原 理样机仿真验证了所提拓扑的可行性。

关键词: DC-DC 变换器;高增益;双向;电流零纹波;软开关

中图分类号: TN710.2 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 470.4031

# Low voltage side current zero ripple bidirectional converter with high gain and soft-switching

Chen Jialiang Rao Jiaqi Tian Yuxin She Yuhe Qin Ling (School of Electrical and Automation, Nantong University, Nantong 226019, China)

Abstract: A non-isolated bidirectional DC-DC converter is proposed in this paper, which realizes zero ripple of low voltage side current by optimizing the coupling inductor. The proposed converter also has the advantages of high voltage gain (G = (1+D)/(1-D) in boost mode), reduced switch (only three), lower voltage stress (about half of the high voltage side voltage), and zero-voltage-switching for all switches. In addition, it requires only one magnetic core, and the input and output sides share the common ground. The working principle, steady-state characteristics, conditions of low voltage side zero current ripple, soft switching conditions and parameter design methods of the proposed converter are depth analyzed, and then verified by a 250 W/100 kHz simulation prototype. Keywords: DC-DC converter; high voltage gain; bidirectional; zero current ripple; soft switching

#### 0 引 言

户用光伏储能系统不仅能够平抑太阳能出力的波动 性,提高其利用率,实现绿色家庭用电,而且通过自产自用 和削峰填谷策略,显著降低了家庭的电费支出<sup>[1-2]</sup>。更重要 的是,其还可以在电网中断时提供应急电源,增强家庭的能 源独立性<sup>[3]</sup>。此外,随着光伏组件和电池储能技术的不断 进步,户用光伏储能系统的成本显著下降,变得更加经济可 行,因此近年来在全球范围内呈现出爆发性增长。

基于安全性和成本效益等因素的考量,户用光伏储能 系统中的蓄电池端电压一般较低(约48V)。然而,后级逆 变器的直流母线电压必须高于380V,才能满足并网要求。 这就要求二者之间必须接入具有中等升压能力(8倍以上) 的双向 DC-DC 变换器,来解决电压匹配问题<sup>[46]</sup>。由于电 池寿命与电流纹波率有关,因此双向 DC-DC 变换器需要具 有足够小的电流纹波,以改善系统可靠性<sup>[7]</sup>。此外,为了降 低户用光伏储能系统的设备成本、安装成本和使用成本,缩 短投资回收周期,双向 DC-DC 变换器还需要满足少器件数 量、小体积和高变换效率等性能要求。

双向 DC-DC 变换器主要分为隔离型和非隔离型两大 类。与前者相比,非隔离型双向变换器不含高频变压器,具 有更小的体积、更低的成本和更高的变换效率,在无需电气 隔离的应用中更具有优势<sup>[8-10]</sup>。传统双向 Buck/Boost 变 换器是结构最简单的非隔离型双向 DC-DC 变换器。然而, 其升压能力很弱。当高、低压侧电压的倍数较大时,占空比 接近于 1,导致了较高的电流应力和严重的反向恢复,降低 了变换效率。而且,开关管承受了较高的电压应力(等于高 压侧电压),需要采用高额定电压的功率器件(往往具有更

收稿日期:2024-08-05

<sup>\*</sup>基金项目:江苏省大学生创新创业训练计划一般项目(202410304120Y)资助

高的通态压降或通态电阻),增加了通态损耗。此外,其低 压侧电流纹波较大,而电池内阻极小,为了避免大量纹波电 流窜入蓄电池,影响其使用寿命,需要采用极大容量的输入 电容来平滑电池端口电流,导致系统功率密度和成本难以 改善<sup>[11]</sup>。

为了解决传统双向 Buck/Boost 变换器存在的问题,学 者们提出了多种改进方案<sup>[12-16]</sup>。引入二极管钳位<sup>[12]</sup>或飞 跨电容<sup>[13]</sup>等三电平技术,可以使双向 Buck/Boost 变换器 的开关管电压应力减半,并明显减小低压侧的电流纹波,倍 增了等效开关频率,减少了滤波电容量,但其升压能力没有 得到任何改善。文献[14]提出的两相交错并联电容串接式 Buck/Boost 双向变换器,和上述三电平变换器具有相似的 电流纹波和等效开关频率特性,且升压能力为传统双向 Buck/Boost 变换器的两倍。然而,所有开关管均工作在硬 开关状态,且在占空比宽范围变化时有 2 个开关管承受高 电压应力(为高压侧电压 U<sub>H</sub>),系统效率较低。

文献[15]提出了一种三角波电流模式(triangular current mode, TCM)零电流纹波双向变换器。其将低压 侧电感((工作在连续导通模式(continuous current mode, CCM))和后级电感(工作在 TCM)耦合在一起,通过合理 设计匝比和电感量,实现了所有开关管的零电压软开关 (zero voltage switching, ZVS),并彻底消除了低压侧电流 的开关频率次纹波。因此,其可以在较高的开关频率下维 持高变换效率,且无需输入滤波电容,兼顾了功率密度和效 率的要求。然而,该变换器在 Boost 模式下电压增益仅为 (2-D)/(1-D),不满足户用储能系统的升压能力要求。 文献[16]提出了一种开关管前置型准 Z 源 Boost 变换器。 与文献[15]所提方案相比,其同样可以实现 ZVS 开通,且 含有相同的功率器件数量,但是具有更强的升压能力(D=0.8 时,电压增益 G=9),且电压应力较低(约为 0.5 $U_H$ )。 然而,其无法实现能量双向流通,且低压侧电流纹波较大。

为此,在文献[15-16]所提方案的基础上,本文提出了 一种低压侧电流零纹波的高增益软开关双向变换器。该双 向变换器能够在非极端占空比条件下实现高电压增益,完 全满足户用储能系统所需的升压能力要求;同时,开关管数 量较少(3个),且所有的开关管均实现了 ZVS 开通,电压应 力较低(均约为 0.5U<sub>H</sub>),因此损耗和成本较低,变换效率较 高;所提变换器将前后级电感集成在一个磁芯中,通过合理 的设计,实现了低压侧端口的零电流纹波,从而可以彻底移 除端口电容,改善了系统的可靠性、成本和功率密度。所提 变换器的可行性在 1 台 250 W/100 kHz 的仿真样机上得 到了验证。

#### 1 主电路拓扑

文献[16]所提 ZVS 高增益 Boost 变换器如图 1(a)所示。其中,开关管 S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub> 互补导通。由于其输入电流含有电容  $C_1$  的充放电电流,故存在较大的脉动。而且,电容

 $C_1$ 、 $C_2$ 的连接线较长,分布电感较大,导致输出电压波形存 在毛刺。为了解决上述问题,并使其具备能量双向流通能 力,本文提出将 $C_1$ 和 $C_a$ 的负极性端移至电源负端(o 点), 并用开关管  $S_a$ (驱动信号与开关管  $S_2$  相同)替代二极管  $D_1$ ,如图 1(b)所示。为了进一步降低输入侧电流纹波,并 减少磁芯数量,基于文献[15]所提方法,将电感 $L_1$ 、 $L_2$ 耦 合在一起,从而得到了一种可实现低压侧电流零纹波的新 型高增益双向变换器。耦合电感也可以等效为励磁电感为  $L_m$ 、漏感为 $L_s$ 、匝比为 1:n 的变压器,如图 1(c)所示。此 外,所提变换器的低压侧为蓄电池,高压侧为直流母线,电 压分别为 $U_L$ 和 $U_H$ ,o点为零电位参考点。当蓄电池放电 时,变换器工作在 Boost 模式;反之,其工作在 Buck 模式。



## 2 工作原理

为了便于分析,在图 1(c)中标明各物理量的参考方向,并作出如下假设:1)所有电感、电容均为理想器件;2)除漏源极间寄生电容和体二极管外,忽略开关管的其他寄 生参数;3)电容  $C_1$ 、 $C_2$ 和  $C_3$ 的端电压为恒定值。基于上 述假设,所提变换器在 Boost 模式和 Buck 模式下的等效电 路分别如图 2和3所示,主要波形如图 4所示。两种模式 下的工作原理类似,为了节省篇幅,下文仅以 Boost 模式为 例进行分析。

1) 模态 1[t<sub>0</sub>-t<sub>1</sub>] (如图 2(a)所示)

在 $t_0$ 时刻前,a点电位为0,开关管 S<sub>1</sub>的体二极管 D<sub>S1</sub>

导通。 $t_0$  时刻,开通 S<sub>1</sub>(由于在 S<sub>1</sub> 开通之前 D<sub>S1</sub> 导通,故 S<sub>1</sub> 为零电压开通),模态 1 开始。在该模态内, $L_m$  和 $L_s$  分别 承受正向电压  $U_L$  和 $U_{c_1}-U_{c_2}-nU_L$ , $L_m$  的电流  $i_{Lm}$  与 $L_s$ 









Fig. 4 Key waveforms



$$i_{Lm}(t) = \frac{U_L}{L_m}(t - t_0) + i_{Lm}(t_0)$$
(1)

$$i_{Ls}(t) = \frac{U_{C1} - U_{C2} - nU_L}{L_s}(t - t_0) + i_{Ls}(t_0)$$
(2)

式中: $U_{C1}$ 、 $U_{C2}$ 分别为电容 $C_1$ 、 $C_2$ 的端电压。

在 
$$t_1$$
 时刻,关断 S<sub>1</sub>,该模态结束,其持续时间为:  
 $t_1 - t_0 = DT_s$  (3)

式中:D 为 S<sub>1</sub> 的驱动信号占空比,T<sub>5</sub> 为开关周期。

2)模态 2[t1, t2] (如图 2(b)所示)

在该模态内, $i_{Lm}$ 的全部与 $i_{Ls}$ 的一部分流入结点a, $i_{Ls}$ 的另一部分流入结点b;a、b两点电位分别从0、 $U_{C2}$ 开始上 升。当a点电位上升至 $U_{C1}$ ,b点电位上升至 $U_{C1}$ + $U_{C2}$ 时, 开关管 S<sub>2</sub>、S<sub>3</sub>的体二极管 D<sub>S2</sub>、D<sub>S3</sub>导通, $L_m$ 和 $L_s$ 分别承受 反向电压 $U_{C1}$ - $U_L$ 和 $U_{C2}$ - $n(U_{C1}-U_L)$ , $i_{Lm}$ 与 $i_{Ls}$ 表达为:

$$i_{Lm}(t) = -\frac{U_{C1} - U_L}{L_m}(t - t_1) + i_{Lm}(t_1)$$
(4)

$$i_{Ls}(t) = -\frac{U_{C2} - n(U_{C1} - U_L)}{L_s}(t - t_1) + i_{Ls}(t_1) \quad (5)$$

在 $t_2$ 时刻,开通 S<sub>2</sub>、S<sub>3</sub>(由于在 S<sub>2</sub>、S<sub>3</sub>开通之前 D<sub>S2</sub>、D<sub>S3</sub> 导通,故 S<sub>2</sub>、S<sub>3</sub>为零电压开通),模态 2 结束,模态 3 开始。 模态 2 的持续时间为: $t_2 - t_1 = T_d$ 。其中, $T_d$ 为死区时间。 由于该模态的持续时间很短,可以近似认为 $i_{Lm}$ 和 $i_{Ls}$ 保持 不变。

3)模态 3[t2-t3](如图 2(c)所示)

该模态下,*i*<sub>Lm</sub>和*i*<sub>Ls</sub>表达式同式(4)、(5)。在*t*<sub>3</sub>时刻, 关断 S<sub>2</sub>、S<sub>3</sub>,模态 3 结束,模态 4 开始。

4)模态 4[t<sub>3</sub>-t<sub>4</sub>] (如图 2(d)所示)

该模态下, $i_{Lm}$ 和 $i_{Ls}$ 的总电流流出结点a;a、b两点电 位分别从 $U_{C1}$ 、 $U_{C1}+U_{C2}$ 开始减小。当a点电位减小至 0, b点电位减小至 $U_{C1}$ 时, $D_{S1}$ 导通。 $i_{Lm}$ 与 $i_{Ls}$ 表达式同 式(1)、(2)。在 $t_4$ 时刻,零电压开通 $S_1$ ,模态4结束。该模 态的持续时间为死区时间 $T_d$ 。由于 $T_d$ 通常较短,在该模 态内 $i_{Lm}$ 和 $i_{Ls}$ 近似保持不变。

# 3 稳态特性

# 3.1 电压增益

根据 
$$L_m$$
 和  $L_s$  的伏秒平衡,可得:  

$$\begin{cases}
U_L DT_s = (U_{c1} - U_L)(1 - D)T_s \\
(U_{c1} - U_{c2} - nU_L)DT_s = (6) \\
[U_{c2} - n(U_{c1} - U_L)](1 - D)T_s \\
\text{此外,由模态 2 等效电路(如图 2(b))可知:} \\
U_{c1} + U_{c2} = U_H (7) \\
\text{根据式(6)和(7),可得 Boost 模式下的电压增益:}
\end{cases}$$

$$G = \frac{U_{H}}{U_{L}} = \frac{1+D}{1-D}$$
(8)

# 3.2 电压应力

根据式(6)和(8),可得电容  $C_1$ 、 $C_2$  的电压应力:

$$\begin{cases} U_{C1} = \frac{U_H + U_L}{2} = \frac{U_H}{1 + D} \\ U_{C2} = \frac{U_H - U_L}{2} = \frac{D}{1 + D} U_H \end{cases}$$
(9)

由模态 1、模态 3 等效电路(如图 2(a)、图 2(c))可知, 各开关管的电压应力分别为:

$$U_{s_1} = U_{s_2} = U_{c_1}$$

$$U_{s_3} = U_H - U_{c_2}$$
(10)

由式(9)、(10)可得:

$$U_{s_1} = U_{s_2} = U_{s_3} = \frac{U_H + U_L}{2} = \frac{U_H}{1 + D}$$
(11)

可以看出,本文和文献[16]所提变换器的电压增益和 功率器件电压应力完全相同。

#### 3.3 电流应力

图 5 所示为 Boost 模式下的平均电流等效电路:



#### 图 5 Boost 模式下的平均电流等效电路图



由图 5 可以求得:  

$$\begin{cases}
I_{Lm} = I_L + nI_H \\
I_{Ls} = I_{S2} = I_{S3} = I_H \\
I_{S1} = I_L - I_H
\end{cases}$$
(12)

式中: $I_{Lm}$ 、 $I_{Ls}$ 分别为励磁电感 $L_m$ 和漏感 $L_s$ 的平均电流 值, $I_{S1}$ 、 $I_{S2}$ 和 $I_{S3}$ 分别为开关管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 的平均电流值,  $I_L$ 为低压侧电流的平均值, $I_H$ 为高压侧电流的平均值。

#### 3.4 稳态特性比较

表1对本文和文献[12-15]所提的低电流纹波双向变 换器的稳态特性进行了比较。图 6 和 7 分别给出了本文和 文献「12-15 「所提变换器的电压增益特性曲线和电压应力 特性曲线。可以看出,本文所提变换器比文献[12-13]所提 拓扑增加了1个电容,但是具有最少的开关管(3个)和磁 芯数量(1个),因此体积和成本较低。本文所提变换器在 占空比 D>0.5 时的升压能力超过文献 [12-13, 15] 所提变 换器,略低于文献「14〕所提拓扑;与文献「11-12〕所提拓扑 相比,本文所提变换器最大电压应力更低,因此可以采用较 低价格和通态电阻的低耐压 MOSFET,改善了成本和效 率。与文献「12-14〕相比,本文所提拓扑还实现了所有开关 管的 ZVS 开通和低压侧电流零纹波,极大的降低了开关损 耗,且去除了输入端的滤波电容,进一步降低了成本和体 积。此外,本文所提变换器的输入/输出端共地,从而解决 了文献「12] 所提拓扑中存在的由输入/输出端高频脉宽调 制(pulse width modulation, PWM)电势差引起的电磁干扰 (electromagnetic interference, EMI)和高频共模电流问题,

增加了系统的可靠性。因此,本文所提变换器在变换效率、 成本、体积、可靠性等方面的综合性能较佳。

表1 几种典型低电流纹波双向变换器的稳态特性对比

Table 1 Static characteristics comparison of several typical bidirectional converters with low current ripple

变换器	器件数量			中口读光	由国际中	低压侧	工半七十	输入/输出端
	开关管	磁芯	电容	- 电压增盈	电压应力	电流纹波	ЛХЛЦ	是否共地
文献[12]	4	1	2	1/(1-D)	$U_{\scriptscriptstyle H}/2$	较低	硬开关	否
文献[13]	4	1	2	1/(1-D)	$U_{\scriptscriptstyle H}/2$	较低	硬开关	是
文献[14]	4	2	3	2/(1-D)	${U}_{\scriptscriptstyle H}$ , ${U}_{\scriptscriptstyle H}/2$	很低	硬开关	是
文献[15]	3	1	3	(2-D)/(1-D)	$U_{\scriptscriptstyle H} - U_{\scriptscriptstyle L}$	零纹波	ZVS 开通	是
本文	3	1	3	(1+D)/(1-D)	$(U_{\rm H} + U_{\rm L})/2$	零纹波	ZVS 开通	是



图 6 电压增益特性曲线







# 4 工作条件分析

# 4.1 低压侧端口电流零纹波的条件

Boost 模式下,在模态1期间,有:

$$i_{L}(t) = i_{Lm}(t) - ni_{Ls}(t) = I_{L} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} + n \frac{\Delta I_{Ls}}{2} + n \frac{\Delta I$$

$$\left(\frac{U_L}{L_m} - \frac{n(1-n)U_L}{L_s}\right)t\tag{13}$$

式中: $\Delta I_{Ls}$ 和  $\Delta I_{Lm}$  分别为漏感  $L_s$ 和励磁电感  $L_m$  的电流 峰峰值。

由式(1)~(3)和(8),可得:  

$$\begin{cases} \Delta I_{Lm} = \frac{(U_H - U_L)U_L}{L_m(U_H + U_L)f_s} \\ \Delta I_{Ls} = \frac{(1 - n)(U_H - U_L)U_L}{L_s(U_H + U_L)f_s} \end{cases}$$
(14)

在模态3期间,有:

$$i_{L}(t) = i_{Lm}(t) - ni_{Ls}(t) = I_{L} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2} - n \frac{\Delta I_{Ls}}{2} - n$$

$$\left(\frac{U_{H} - U_{L}}{2L_{m}} - \frac{n(1-n)(U_{H} - U_{L})}{2L_{s}}\right)t$$
(15)

$$\frac{U_L}{L_m} - \frac{n(1-n)U_L}{L_s} = \frac{U_H - U_L}{2L_m} - \frac{n(1-n)(U_H - U_L)}{2L_s} = 0$$

所提变换器的低压侧端口电流的瞬时值与时间无关。 此时,有:

$$L_s = n(1-n)L_m \tag{17}$$

$$\Delta I_{Lm} = n \Delta I_{Ls} \tag{18}$$

$$i_L(t) = I_L \tag{19}$$

可见,当满足 $L_s = n(1-n)L_m$ 时,所提变换器的低压 侧端口电流不含交流分量,实现了零纹波。

#### 4.2 ZVS 软开关的条件

开关管 S<sub>1</sub> 实现 ZVS 开通的关键在于 S<sub>1</sub> 开通之前(即 模态 4),有:

$$i_{\rm S1}(t) < 0 \tag{20}$$

根据模态4的等效电路,有:

(1) (00)

$$i_{S1}(t) = i_L(t) + i_{Ls}(t)$$
(21)

电流 *i*<sub>*L*</sub>、*i*<sub>*Ls*</sub> 在模态 4 期间近似不变。结合式(20)、(21),可得:

$$i_{L}(t) + i_{Ls}(t) = I_{L} + I_{Ls} - \frac{\Delta I_{Ls}}{2} < 0$$
(22)

$$L_{m} < \frac{(U_{H} - U_{L})U_{L}}{2n(U_{H} + U_{L})(\frac{P_{o,max}}{U_{H}} + \frac{P_{o,max}}{U_{L}})f_{s}}$$
(24)

式中: $I_{L,max}$ 为低压侧端口电流的最大平均值, $I_{H,max}$ 为高 压侧端口电流的最大平均值, $f_s$ 为开关频率;

同理,开关管  $S_2$ 、 $S_3$  实现 ZVS 开通的关键在于确保  $S_2$ 、 $S_3$  开通之前(即模态 2),有:

$$i_{S2}(t) > 0, i_{S3}(t) > 0$$
 (25)

由于在模态 2 内,*i*<sub>Lm</sub> 的全部与*i*<sub>L</sub> 的一部分流入结点 *a*,*i*<sub>L</sub> 的另一部分流入结点 *b*(如图 2(b)),式(25)始终成 立。即,所有开关管实现软开关的条件为式(24)。

#### 5 参数设计

为了验证上述理论分析的正确性,需要搭建一台系统 样机进行仿真验证。设计指标如表2所示。

 Table 2
 Specifications of simulation prototype

名称	参数
低压侧电压 $U_L/V$	48
高压侧电压 $U_H/V$	300
最大输出功率 $P_{o,max}$ / W	250
开关频率 $f_s/kHz$	100

若要求  $\Delta I_{Lm}$  低于  $L_m$  最大平均电流  $I_{Lm,max}$  的 40%,则 结合式(12)和(14),有:

$$L_{m} > \frac{(U_{H} - U_{L})U_{L}}{0.4(U_{H} + U_{L})(n\frac{P_{o,max}}{U_{H}} + \frac{P_{o,max}}{U_{L}})f_{s}}$$
(26)

由式(24)和(26)可知,n必须满足:

$$\frac{1}{0.4(n\frac{P_{o,max}}{U_{H}} + \frac{P_{o,max}}{U_{L}})} < \frac{1}{2n(\frac{P_{o,max}}{U_{H}} + \frac{P_{o,max}}{U_{L}})}$$
(27)

即 n<0.177,实际取 n=0.1。将 n=0.1代人式(24) 和(26),可得:164 μH<L<sub>m</sub><287.7 μH。实际取 L<sub>m</sub>= 170 μH。将上述参数代人式(17),可得:L<sub>s</sub>=15.3 μH。

此外,开关管选择 MOSFET(型号为 IRFP264,250 V/ 24 A/0.075 Ω)。表 3 给出了仿真样机的主电路参数。

表 3 仿真样机参数

Table 3 Parameters of power stage of simulation prototype

名称	参数
电容 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$	47 μF,47 μF,4.7 μF
电感 L <sub>m</sub> 、电感 L <sub>s</sub> 、 匝比 n	170 μΗ 15.3 μΗ 0.1
开关管 S₁、S₂、S₃	IRFP264

# 6 仿真验证

#### 6.1 仿真模型

根据表 2、3 所示的设计指标和主电路参数,利用 Saber软件了搭建系统样机仿真模型,如图 8 所示。该系 统采用高压侧电压、低压侧电流双闭环控制。外环和内环 的 PI 控制器参数分别为  $k_{p1} = 1$ 、 $k_{i1} = 10~000$ 和  $k_{p2} = 0.014$ 、 $k_{i2} = 100$ 。高压侧电压  $u_H$ 和低压侧电流  $i_L$ 的采样 系数分别为 0.01 和 1,高压侧电压的基准值  $u_{H,ref} = 3$  V; 低压侧蓄电池用 48 V 的恒压源来模拟,高压侧直流母线 用直流电源  $U_{dc}$ 与电阻  $R_{dc} = 24$  Ω 的串联电路来等效。





#### 6.2 稳态仿真结果

本文所提变换器的电压增益和电压应力的仿真结果 如图 6 和 7 中的圆圈点所示。可以看出,当占空比 D < 0.8 时,电压增益的仿真结果和理论值基本重合,当 D ≥ 0.8 时,其仿真结果低于理论值。而电压应力的理论值和仿真 结果在全占空比范围均吻合。

图 9 和 10 分别给出了 Boost 模式和 Buck 模式下满载 时的稳态仿真波形。可以看出,两种模式下,低压侧端口 电流  $i_L$  的脉动量均近似为零。开关管 S<sub>1</sub> 的仿真占空比  $D\approx 0.727$ ,与理论值 D=0.724 几乎一致。开关管 S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub>、 S<sub>8</sub> 均实现了 ZVS 开通,且其承受的电压应力分别为 177、 174、174 V,与理论值基本一致。





图 9 Boost 模式下满载时的稳态仿真波形 Fig. 9 Steady state simulation waveform under full-load





#### 6.3 瞬态仿真结果

图 11 给出了所提变换器由 Boost 模式切换至 Buck 模式时的瞬态仿真波形。可以看出,在 150 ms 之前, $U_{dc}$  = 280 V,低压侧端口电流  $i_{L}$  为正,表明蓄电池处于放电状态;高压侧电压稳定在 300 V。在 t = 150 ms 时, $U_{dc}$  突变为 320 V。经过一段时间的调节过程(调节时间  $t_{s} \approx 5$  ms), $u_{H}$  重新稳定在 300 V,其超调量较小,约为 2.63%。 $i_{L}$  变为负值。这表明所提变换器具有良好的动态特性,能够实现 Boost 模式和 Buck 模式间的平滑切换。



# 7 结 论

本文提出了一种低压侧电流零纹波的高增益软开关 双向变换器,并通过一台 250 W/100 kHz 的 Saber 仿真样 机验证了理论分析的正确性。研究结果表明,与现有技术 相比,该变换器具有以下技术效果:可以实现低压侧端口 电流零纹波,故低压侧无需采用任何滤波电容,改善了可 靠性,减小了体积和成本;具有较强的升压能力,在 Boost 模式下的电压增益为(1+D)/(1-D);只有 3 个开关管, 数量较少,且所有开关管的电压应力均等于( $U_H + U_L$ )/2, 故而可以采用低耐压的器件;所有开关管均实现了 ZVS 软 开关。

综上,所提低压侧电流零纹波的高增益软开关双向变

换器特别适用于对成本、功率密度以及升压能力要求相对 较高的小功率储能应用场合。

## 参考文献

[1] 李建林,姜冶蓉,马速良,等.新型电力系统下分布式储
 能应用场景与优化配置[J].高电压技术,2024,50(1):
 30-41.

LI J L, JIANG Y R, MA S L, et al. Application scenarios and optimal configuration of distributed energy storage under the new power system[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(1): 30-41.

[2] 孙舟,田贺平,王伟贤,等.梯次利用电池储能系统参与 用户侧削峰填谷的经济性研究[J].太阳能学报,2021, 42(4):95-100.

> SUN ZH, TIAN H P, WANG W X, et al. Research on economy of echelon utilization battery energy storage system for user-side peak load shifting [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2021, 42(4): 95-100.

[3] 崔关奇,刘毅力,杨茵.基于指数型下垂控制的改进 SOC均衡控制策略研究[J]. 国外电子测量技术, 2023,42(3):66-73.

> CUI G Q, LIU Y L, YANG Y. Research on improved state of charge balance of strategy based on exponential droop control [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023, 42(3): 66-73.

- [4] YU L Y, WANG L L, YANG CH Z, et al. A novel nonisolated GaN-based bidirectional DC-DC converter with high voltage gain [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 9052-9063.
- [5] 付建哲,郭昆丽,闫东.直流微电网内双向 DC-DC 变换 器的自抗扰控制研究[J]. 国外电子测量技术,2020, 39(3):47-52.

FU J ZH, GUO K L, YAN D. Research on active disturbance rejection control strategy of bidirectional DC-DC converters in dc microgrid [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39(3): 47-52.

- [6] HEYDARI-DOOSTABAD H, DONNELL T. A wide-range high-voltage-gain bidirectional DC-DC converter for V2G and G2V hybrid EV charger[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 4718-4729.
- [7] 钱天泓,秦岭,茅靖峰,等.一种交错并联分裂开关电容 升压变换器[J].电网技术,2023,47(1):377-387.
  QIAN T H, QIN L, MAO J F, et al. Interleaved split-switched capacitor boost converter [J]. Power System Technology, 2023, 47(1): 377-387.
- [8] ZENG J, YAN ZH X, LIU J F, et al, A high voltagegain bidirectional DC-DC converter with full-range ZVS using decoupling control strategy [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2775-2784.
- [9] 鲁鹏飞,吕宁,詹跃东.具有低输入电流纹波带耦合电感的双向 DC-DC 变换器[J].电子测量技术,2021,

44(15): 30-37.

LU P F, LYU N, ZHAN Y D. Bidirectional DC-DC converter with low input current ripple and coupled inductance[J]. Electronic Measurement Technology, 2021,44(15): 30-37.

- [10] WANG ZH SH, WANG P, LI B, et al. A bidirectional DC-DC converter with high voltage conversion ratio and zero ripple current for battery energy storage system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 8012-8027.
- [11] YARI K, SHAHALAMI S H, MOJALLALI H. A novel nonisolated Buck-Boost converter with continuous input current and semiquadratic voltage gain [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 6124-6138.
- [12] 崔勇,董志文,李豪. 三电平 Buck-Boost 变流器直流电容检测与均压[J]. 电力电子技术,2022,56(8):12-15.
  CUI Y, DONG ZH W, LI H. Direct current-link capacitor detection and voltage equalization for three-level Buck-Boost converter [J]. Power Electronics, 2022, 56(8): 12-15.
- [13] 胡斌,杨中平,黄先进,等.用于超级电容储能系统的三 电平双向直流变换器及其控制[J].电工技术学报, 2015,30(8):83-89.
  HU B, YANG ZH P, HUANG X J, et al. Threelevel bidirectional DC-DC converter and its control strategy used for super-capacitor energy storage system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 83-89.
- [14] 陆治国,祝万平,刘捷丰,等.一种新型交错并联双向 DC/DC变换器[J].中国电机工程学报,2013,33(12): 39-46,184.
   LU ZH G, ZHU W P, LIU J F, et al. A novel

interleaved parallel bidirectional DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013,33(12):39-46,184.

[15] MOHAMMADI M R, POORALI B, EREN S, 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.

[16] 田民,秦岭,周磊.少器件数量和低开关管电压应力的ZVS高增益光伏直流模块[J]. 电网技术,2021,45(10):4134-4141.
TIAN M, QIN L, ZHOU L. ZVS high voltage gain photovoltaic DC-module with reduced number of

components and lower voltage stress [J]. Power System Technology, 2021, 45(10): 4134-4141.

# 作者简介

**陈嘉亮**,硕士研究生,主要研究方向为高增益直流变换 技术。

E-mail:2212320013@stmail.ntu.edu.cn

**秦岭**(通信作者),教授,硕士生导师,主要研究方向为高 效功率变换技术、光伏发电技术等。

E-mail:qin. l@ntu. edu. cn