DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.30 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

宽范围双输出 Buck-Boost 变换器设计与分析

房绪鹏，朱存良，张允续，黄乐玉
(山东科技大学电气与自动化工程学院，青岛 266590)

摘要：为了解决单电感双输出 Buck-Boost 变换器输出电压范围较小的问题，引入了一种二次型单元结构，可将电压增益升高至其 $D_i/(1–D_i)$倍，显著拓宽了电压范围。根据供能电感的工作状态，变换器的供能模式可分为 4 种：完全电感供能模式、不完全电感供能模式、双支路供能模式和单支路供能模式，计算得到了 4 种供能模式的电压增益、纹波电压及各模式间的临界电感。变换器具有升压、降压、升降压和等压 4 种输出状态，推导出了各状态的占空比条件。最后，对变换器的 4 种供能模式和 4 种输出状态进行了实验，证明理论分析正确，变换器性能可靠。

关键词：双输出；Buck-Boost 变换器；供能模式；纹波电压

Design and Analysis of Wide-range Dual-output Buck-Boost Converter

FANG Xupeng, ZHU Cunliang, ZHANG Yunxu, HUANG Leyu
(College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China)

Abstract: To solve the problem of a small output voltage range in single-inductor dual-output Buck-Boost converters, a quadratic unit structure is introduced in this paper, which is the voltage gain by $D_i/(1–D_i)$ times and significantly expand the voltage range.According to the working state of the power supply inductor, the power supply modes of the converter can be divided into four types, i.e., complete inductor supply mode, incomplete inductor supply mode, dual-branch supply mode and single-branch supply mode. The voltage gain, ripple voltage and critical inductance values between each mode of the four power supply modes are calculated. The converter has four output states, i.e., Boost, Buck, Boost-Buck and constant-voltage, and the duty cycle conditions in each output state are derived. Finally, experiments were conducted in four power supply modes and four output states of the converter, proving that the theoretical analysis is correct and the performance of the converter is reliable.

Keywords: Dual-output; Buck-Boost converter; power supply mode; ripple voltage

近年来，电子设备供电电源逐渐向小型化、多输出方向发展。多输出 DC-DC 变换器取得了广泛的应用，如多路输出 LED 驱动电源、移动平台音频放大器电源、不间断电源系统等[1-4]。单电感双输出 SIDO(single-inductor dual-output)变换器实现了双支路输出，节约了成本，提高了电能转换效率[5-7]。

当前，SIDO 变换器的研究主要向 2 个方面发展。一方面，由于共用供能电感，其两输出间存在功率耦合，变换器的动态响应较差，严重影响了工作稳定性[8]。为解决此问题，文献[9]将共模-差模控制方法应用于 SIDO Buck 变换器，不必增加电路复杂度便可以降低支路间的交叉影响；文献[10]通过控制电容纹波电流来改善负载的瞬态响应，快速调节电压。另一方面，由于传统 SIDO 变换器主要依靠供能电感向各支路分别供能[11-12]，各输出端占

收稿日期：2023-03-06；**修回日期**：2023-06-23，2023-08-24，2023-09-12；**录用日期**：2023-09-28；**网络首发日期**：2024-01-24
基金项目：山东省重点研发计划资助项目(2019GGX103049)
This work is supported by Shandong Key Research and Development Program under the grant 2019GGX103049

空比较小，进而限制了变换器的调压范围。若要提高输出电压升降比，需要对电路前级进行改进，如文献[13]用耦合电感替代 SIDO Boost 变换器中原有电感，两路输出的升压比均为 $1/(1-D_i)$；文献[14]将一种二次型单元引入到 SIDO Buck 变换器中，使降压比在 SIDO Buck 变换器的基础上平方化，增强了变换器应对不同场景的能力；文献[15]通过加入二极管-电感-电容支路，充分提高了 SIDO Boost 变换器的输出电压等级，具备负、正输出电压的能力。而对于如何提高 SIDO Buck-Boost 变换器调压范围的研究还未见报道。

本文通过在 SIDO Buck-Boost 变换器中引入一种二次型单元，得到一种宽范围双输出 Buck-Boost 变换器，使输出电压升降比在原变换器的基础上提高 $D_i/(1-D_i)$倍，拓宽了输出电压范围。本文深入分析所提变换器具有的 4 种供能方式下，得到各供能方式下的电压增益、临界电感和输出纹波电压表达式，计算各功率器件的电压应力。进而推导变换器 4 种输出状态的占空比条件，并进行实验参数设计。最后，通过实验验证理论分析的正确性和变换器性能的可靠性。

1　宽范围双输出 Buck-Boost 变换器

变换器的拓扑如图 1 所示。其中：V_i 为电源；输入端包括保护二极管 D_i、主开关 S_i；二次型单元由二极管 D_1 及 D_2、储能电感 L_1 和电容 C 组成；输出端包括供能电感 L_2、输出二极管 D_3、支路 a 和 b 的开关 S_a 和 S_b、滤波电容 C_a 和 C_b 以及负载 R_a 和 R_b。

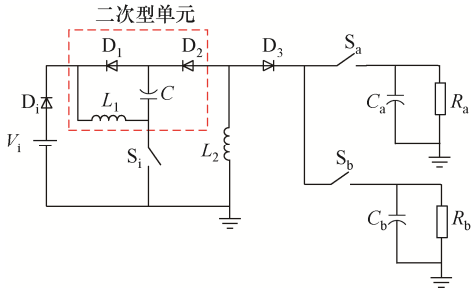
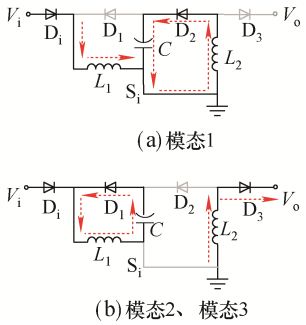


图 1　宽范围双输出 Buck-Boost 变换器

Fig. 1 Wide-range dual-output Buck-Boost converter

1.1　工作原理分析

在 1 个周期内，变换器的工作模态可分为 3 个，其等效电路如图 2 所示，其中 V_o 为输出电压。



(a) 模态1

(b) 模态2、 模态3

图 2　工作模态等效电路

Fig. 2 Equivalent circuitsin working modes

模态 1(t_0~t_1)的等效电路如图 2(a)所示。主开关 S_i 在触发脉冲的作用下导通，二次型单元中二极管 D_1 反向截止，电源 V_i 为电感 L_1 充电储能。而 D_2 处于导通状态，电容 C 为供能电感 L_2 充电，D_3 反向截止，电容 C_a 和 C_b 分别为两路负载供能。

模态 2(t_1~t_2)与模态 3(t_2~t_3)的等效电路如图 2(b)所示。主开关 S_i 关断，二极管 D_1 导通，D_2 关断，电感 L_1 转而为电容 C 充电，D_3 导通，L_2 充电完毕转而为输出端供能。在 t_1~t_2 时段内，开关 S_a 导通，L_2 为支路 a 供能；而在 t_2~t_3 时段内，开关 S_b 导通，L_2 为支路 b 供能。在这个过程中，二极管 D_i 起保护作用，当输出电压 V_o 大于输出电压 V_i 时，D_i 与 D_2 同时关断，使 V_o 不至于钳制到 V_i 引起升压故障。

1.2　供能方式分析

根据供能电感 L_2 在工作中是否会出现断续现象，可将变换器的工作模式分为 2 大类：连续导通模式 CCM(continuous condition mode)和不连续导通模式 DCM(discontinuous condition mode)。

1.2.1　CCM

根据供能电感 L_2 的电流纹波与输出电流 I_{oa} 和 I_{ob} 的关系，可以将 CCM 分为 2 类：完全电感供能模式 CISM(complete inductor supply mode)和不完全电感供能模式 IISM(incomplete inductor supply mode)，其具体供能模式波形如图 3 所示。

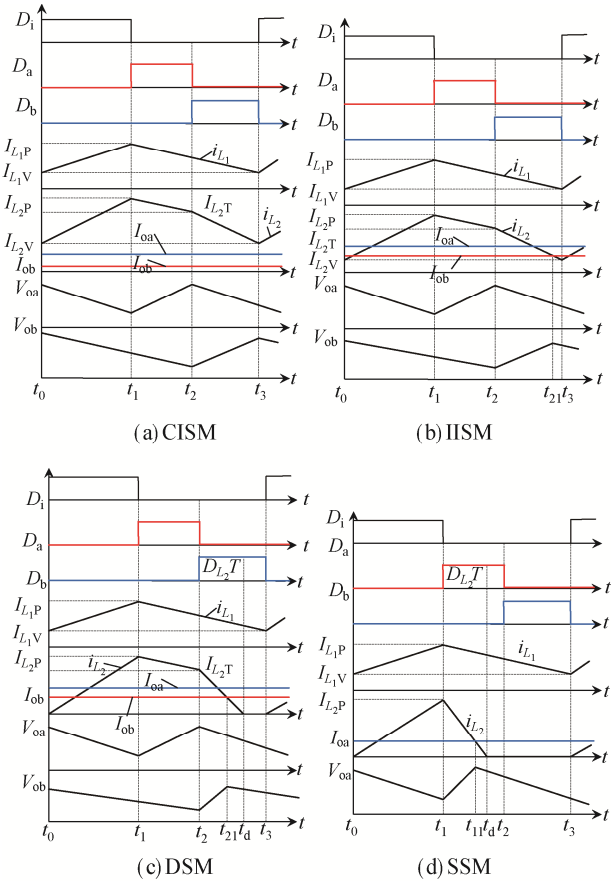


图 3 4 种供能模式波形

Fig. 3 Waveforms in four power supply modes

当 L_2 的最小电感电流 $I_{L_2\mathrm{V}}$ 大于两路输出电流时，变换器工作在 CISM，工作波形如图 3(a)所示，在各支路的导通时间内，L_2 同时为滤波电容和负载供能。当 $I_{L_2\mathrm{V}}$ 小于两路输出电流时，变换器工作在 IISM，工作波形如图 3(b)所示，在支路 a 的导通时间内，电感 L_2 同时为电容 C_a 和负载 R_a 供能。在支路 b 的导通时间内，当 $t_2<t<t_{21}$ 时，$i_{L_2}>I_{\mathrm{ob}}$，L_2 同时为电容 C_b 和负载 R_b 供能；当 $t_{21}<t<t_3$ 时，$i_{L_2}<I_{\mathrm{ob}}$，L_2 与电容 C_b 一同为负载 R_b 供能。

1.2.2 DCM

根据供能电感 L_2 断续位置的不同，可以将 DCM 分为双支路供能模式 DSM(dual-branch supply mode)和单支路供能模式 SSM(single-branch supply mode)。

当 L_2 的死区时间 t_d 介于 t_2 和 t_3 时刻之间时，变换器工作在 DSM，工作波形如图 3(c)所示。在断续前，电感 L_2 的供能模式与 IISM 相同。当 L_2 的断续时间 t_d 介于 t_1 和 t_2 时刻之间时，变换器工作在 SSM，工作波形如图 3(d)所示。在 t_1~t_d 时段内，当 $t_1<t<t_{11}$ 时，$i_{L_2}>I_{\mathrm{oa}}$，L_2 同时为电容 C_a 和负载 R_a 供能；当 $t_{11}<t<t_2$ 时，$i_{L_2}<I_{\mathrm{oa}}$，L_2 与电容 C_a 一同为负载 R_a 供能；在 $t>t_\mathrm{d}$ 后，L_2 能量释放完毕，不再供能。

2 稳态性能分析

2.1 CCM 的稳态关系

由图 3(a)和图 3(b)可得，L_1、L_2 的最大电流 $I_{L_1\mathrm{P}}$、$I_{L_2\mathrm{P}}$，转折电流 $I_{L_2\mathrm{T}}$ 以及最小电流 $I_{L_1\mathrm{V}}$、$I_{L_2\mathrm{V}}$ 的表达式分别为

$$\begin{cases} I_{L_1\mathrm{P}}=I_{L_1}+\dfrac{D_\mathrm{i}V_\mathrm{i}}{2L_1f} \\ I_{L_2\mathrm{P}}=I_{L_2}+\dfrac{D_\mathrm{i}^2V_\mathrm{i}}{2L_2f} \\ I_{L_1\mathrm{V}}=I_{L_1}-\dfrac{D_\mathrm{i}V_\mathrm{i}}{2L_1f} \\ I_{L_2\mathrm{V}}=I_{L_2}-\dfrac{D_\mathrm{i}^2V_\mathrm{i}}{2L_2f} \\ I_{L_2\mathrm{T}}=I_{L_2}+\dfrac{D_\mathrm{i}^2V_\mathrm{i}-2D_\mathrm{a}V_{\mathrm{oa}}}{2L_2f} \end{cases} \tag{1}$$

式中：f 为开关频率；V_{oa}、V_{ob} 分别为两支路 a、b 的输出电压；I_{L_1}、I_{L_2} 分别为 L_1 和 L_2 的平均电流，可表示为

$$\begin{cases} I_{L_1}=\dfrac{D_\mathrm{i}I_{L_2}}{1-D_\mathrm{i}} \\ I_{L_2}=\dfrac{V_{\mathrm{oa}}R_\mathrm{b}+V_{\mathrm{ob}}R_\mathrm{a}}{R_\mathrm{a}R_\mathrm{b}} \end{cases} \tag{2}$$

根据时间平均等效电路方法，可以得到变换器在 CCM 下 2 条支路的电压增益 $M_{\mathrm{oa,CCM}}$、$M_{\mathrm{ob,CCM}}$ 分别为

$$\begin{cases} M_{\mathrm{oa,CCM}}=\dfrac{D_\mathrm{i}^2D_\mathrm{a}R_\mathrm{a}}{(1-D_\mathrm{i})(D_\mathrm{a}^2R_\mathrm{a}+D_\mathrm{b}^2R_\mathrm{b})} \\ M_{\mathrm{ob,CCM}}=\dfrac{D_\mathrm{i}^2D_\mathrm{b}R_\mathrm{b}}{(1-D_\mathrm{i})(D_\mathrm{a}^2R_\mathrm{a}+D_\mathrm{b}^2R_\mathrm{b})} \end{cases} \tag{3}$$

取 D_i=0.5、D_a=0.3，可得 CCM 下支路 a 的电

压增益与两路输出负载的变化关系曲线，如 图 4 所示。由于支路 b 增益表达式与支路 a 具有对称性，所以两支路的电压增益具有相同的变化趋势，这里不再展示。由图 4 可知，两支路的电压增益存在交叉影响，即各支路电压增益与本支路负载成正比，与另一支路负载成反比。

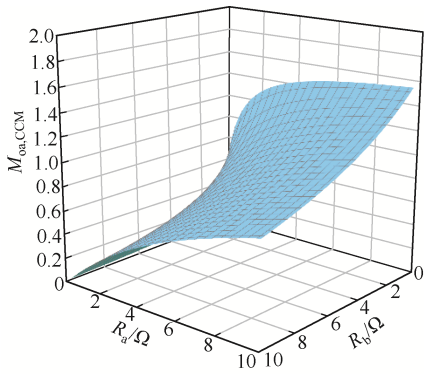


图 4　CCM 下电压增益与负载关系

Fig. 4 Relationship of voltage gain with load in CCM

2.2 DCM 的稳态关系

由图 3(c)和图 3(d)可得，DCM 下两电感电流的表达式分别为

$$\begin{cases} I_{L_1\mathrm{P}} = \dfrac{D_\mathrm{i}V_\mathrm{i}}{L_1 f} \\ I_{L_2\mathrm{P}} = \dfrac{D_\mathrm{i}^2V_\mathrm{i}}{L_2 f} \\ I_{L_2\mathrm{T}} = \dfrac{D_\mathrm{i}^2V_\mathrm{i} - D_\mathrm{a}V_\mathrm{oa}}{L_2 f} \end{cases} \tag{4}$$

同理，可以得到变换器在 DSM 下 2 条支路的电压增益分别为

$$\begin{cases} M_{\mathrm{oa,DSM}} = \dfrac{D_\mathrm{i}^2 D_\mathrm{a} R_\mathrm{a}}{(1-D_\mathrm{i})(D_\mathrm{a}^2 R_\mathrm{a} + D_{L_2}^2 R_\mathrm{b})} \\ M_{\mathrm{ob,DSM}} = \dfrac{D_\mathrm{i}^2 D_{L_2} R_\mathrm{b}}{(1-D_\mathrm{i})(D_\mathrm{a}^2 R_\mathrm{a} + D_{L_2}^2 R_\mathrm{b})} \end{cases} \tag{5}$$

其中，$D_{L_2} = \sqrt{\dfrac{2D_\mathrm{a}L_2 f + D_\mathrm{a}^2 R_\mathrm{a}}{2(1-D_\mathrm{i})R_\mathrm{b}} - \dfrac{D_\mathrm{a}^2 R_\mathrm{a}}{R_\mathrm{b}}}$。

将 D_{L_2} 的表达式代入式(5)，可知 DSM 下支路 a 的电压增益与负载和供能电感 L_2 有关。取 D_i=0.5、D_a=0.3，可得 DSM 下电压增益与负载和 L_2 的关系曲线，如图 5 所示。易知 DSM 下的电压增益与本支路负载正相关，与 L_2 负相关。图 6 所示为 DSM 下支路 b 的电压增益与负载和供能电感 L_2 的关系，由图 6 可知，支路 b 的电压增益与本支路负载和 L_2 正相关，与另一支路负载负相关。

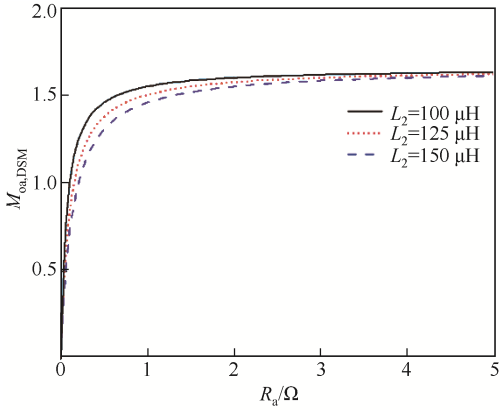


图 5　DSM 下支路 a 电压增益与负载、L_2 关系

Fig. 5 Relationship among voltage gain of branch-a, load and L_2 in DSM

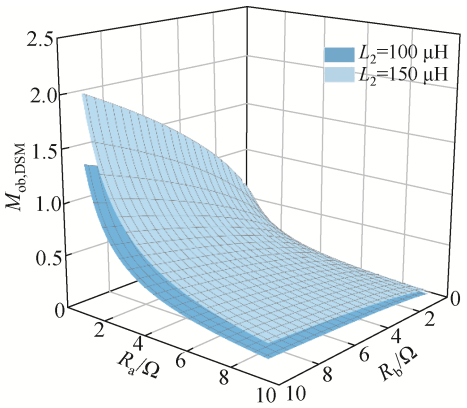


图 6　DSM 下支路 b 电压增益与负载、L_2 关系

Fig. 6 Relationship among voltage gain of branch-b, load and L_2 in DSM

同理可得，SSM 的电压增益为

$$M_{\mathrm{oa,SSM}} = \frac{D_\mathrm{i}^2 R_\mathrm{a}}{2L_2 f} \tag{6}$$

通过式(6)易得，在 SSM 下，支路 a 的电压增益与 R_a 正相关，与 L_2 负相关。

2.3 临界电感

当电感电流的最小值 $I_{L_1\mathrm{V}}$、$I_{L_2\mathrm{V}}$ 均为 0 时，电感工作在临界状态，则两电感的断续临界值 $L_{1\mathrm{C}}$、$L_{2\mathrm{C}}$ 可表示为

$$\begin{cases} L_{1C}=\dfrac{V_{i}(1-D_{i})R_{a}R_{b}}{2f(V_{oa}R_{b}+V_{ob}R_{a})} \\ L_{2C}=\dfrac{V_{i}D_{i}^{2}R_{a}R_{b}}{2f(V_{oa}R_{b}+V_{ob}R_{a})} \end{cases} \tag{7}$$

当 $I_{L_2V}=I_{ob}$ 时，L_2 处于 CISM 与 IISM 的临界状态，其临界电感 L_{2k} 可表示为

$$\begin{cases} L_{2ka}=\dfrac{D_{i}^{2}V_{i}R_{b}}{2V_{ob}f} \\ L_{2kb}=\dfrac{D_{i}^{2}V_{i}R_{a}}{2V_{oa}f} \\ L_{2k}=\max(L_{2ka},L_{2kb}) \end{cases} \tag{8}$$

当 L_2 的转折电流 L_{2T}=0 时，L_2 处于 DSM 与 SSM 的临界状态，临界电感 L_{2DC} 可表示为

$$L_{2DC}=\frac{(2D_{a}V_{oa}-D_{i}^{2}V_{i})R_{a}R_{b}}{2f(V_{oa}R_{b}+V_{ob}R_{a})} \tag{9}$$

由以上分析可以得到宽范围双输出 Buck-Boost 变换器在不同电感取值下的供能模式，如图 7 所示。

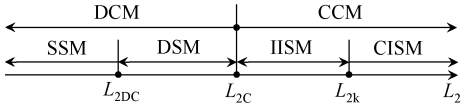


图 7 不同电感取值下的供能模式

Fig. 7 Energy supply modes at different inductance values

2.4 电压增益对比

将 SIDO Buck-Boost 变换器与本文所提宽范围双输出 Buck-Boost 变换器的电压增益进行对比，由于 a、b 两支路的电压增益表达式具有对称性，所以这里仅给出支路 a 的对比情况，相关对比结果见表 1。通过对比发现，本文所提变换器在各供能模式下的电压增益均为 SIDO Buck-Boost 的 $D_i/(1-D_i)$倍，说明加入二次型单元对于 SIDO Buck-Boost 变换器的升降压效果提升明显，从而拓宽了变换器的输出电压范围。

表 1 变换器电压增益对比

Tab. 1 Comparison of voltage gain between converters

供能模式	电压增益	
	SIDO Buck-Boost 变换器	本文所提变换器
CCM	$\dfrac{D_{i}D_{a}R_{a}}{D_{a}^{2}R_{a}+D_{b}^{2}R_{b}}$	$\dfrac{D_{i}^{2}D_{a}R_{a}}{(1-D_{i})(D_{a}^{2}R_{a}+D_{b}^{2}R_{b})}$
DSM	$\dfrac{D_{i}D_{a}R_{a}}{D_{a}^{2}R_{a}+D_{L_2}^{2}R_{b}}$	$\dfrac{D_{i}^{2}D_{a}R_{a}}{(1-D_{i})(D_{a}^{2}R_{a}+D_{L_2}^{2}R_{b})}$
SSM	$\dfrac{D_{i}(1-D_{i})R_{a}}{2L_{2}f}$	$\dfrac{D_{i}^{2}R_{a}}{2L_{2}f}$

2.5 电压应力分析

通过对 1.1 节工作模态的分析，可以得到变换器的电压应力。当工作在模态 1(t_0~t_1)时，二极管 D_1、D_3 的电压应力 $V_{D_1\text{-stress}}$、$V_{D_3\text{-stress}}$ 分别为

$$\begin{cases} V_{D_1\text{-stress}}=V_{i}-V_{L_2} \\ V_{D_3\text{-stress}}=V_{S_a\text{-stress}}-V_{L_2}-V_{oa} \end{cases} \tag{10}$$

式中，$V_{S_a\text{-stress}}$ 为开关管 S_a 的电压应力。当变换器工作在模态 2(t_1~t_2)时，二极管 D_2 以及开关管 S_i、S_b 的电压应力 $V_{D_2\text{-stress}}$、$V_{S_i\text{-stress}}$、$V_{S_b\text{-stress}}$ 分别为

$$\begin{cases} V_{D_2\text{-stress}}=V_{i}-V_{L_2} \\ V_{S_i\text{-stress}}=V_{i}-V_{L_1} \\ V_{S_b\text{-stress}}=V_{L_2}-V_{ob} \end{cases} \tag{11}$$

当变换器工作在模态 3(t_2~t_3)时，开关管 S_a 的电压应力 $V_{S_a\text{-stress}}$ 为

$$V_{S_a\text{-stress}}=V_{L_2}-V_{oa} \tag{12}$$

当保护二极管 D_i 工作时，其电压应力 $V_{D_i\text{-stress}}$ 为

$$V_{D_i\text{-stress}}=V_{i}+V_{C}-V_{S_i\text{-stress}} \tag{13}$$

式中，V_C 为电容 C 工作时承受的电压。分析发现，变换器中大部分的功率器件承受的电压应力均低于输入电压，所以可选用小成本、低耐压器件。

3 输出状态分析

为方便分析，根据主开关管占空比 D_i 的取值，取 R_a=R_b，对变换器处于 CCM 时的输出状态分 3 种情况进行讨论：D_i<0.5、D_i=0.5 和 D_i>0.5。

3.1 D_i<0.5 时电压增益分析

假设 L_2 中的能量全部转移至支路 a 中，即 $D_a=1-D_i$，D_b=0，则式(3)中支路 a 的电压增益达到最大值，即

$$M_{oa}=\left(\frac{D_{i}}{1-D_{i}}\right)^{2}<1 \tag{14}$$

由式(11)可知，当 D_i <0.5 时，无论 D_a 和 D_b

取何值，两路均只能工作在降压状态。

3.2 D_i= 0.5 时电压增益分析

当变换器处于两路升压状态的输出状态时，式(3)中两电压增益需满足：M_{oa}>1、M_{ob}>1，通过计算发现，由此条件建立的不等式方程组无解，所以变换器两支路不能同时工作在升压状态。

当变换器处于一路升压一路降压的输出状态时，以支路 a 升压，支路 b 降压为例，电压增益需满足：M_{oa}>1、M_{ob}<1，可以解得方程组的解为 0.25<D_a<0.50。

当变换器的两路输出电压均为输入电压时，电压增益需满足：M_{oa}=1、M_{ob}=1，可以解得方程组的解为 D_a= 0.25。

当变换器实现两路降压输出时，需满足：M_{oa}<1、M_{ob}<1，通过计算发现方程组无解，所以变换器两支路不能同时工作在降压状态。

3.3 D_i> 0.5 时电压增益分析

当变换器处于两路升压时，变换器的电压增益需满足：M_{oa}>1、M_{ob}>1，解得方程组的解为

$$\begin{cases} D_i > \dfrac{\sqrt{D'(D'+4D_a)}-D'}{2D_a} \\ D_i > \dfrac{\sqrt{D'(D'+4D_b)}-D'}{2D_b} \end{cases} \tag{15}$$

式中，$D'=D_a^2+D_b^2$。当变换器处于一路升压一路降压的输出状态时，以支路 a 升压、支路 b 降压为例，电压增益需满足：M_{oa}>1、M_{ob}<1，解得方程组的解为

$$\frac{\sqrt{D'(D'+4D_a)}-D'}{2D_a} < D_i < \frac{\sqrt{D'(D'+4D_b)}-D'}{2D_b} \tag{16}$$

当变换器的两路输出电压均等于输入电压时，电压增益需满足：M_{oa}=1、M_{ob}=1，解得方程组的解为

$$D_i = \frac{\sqrt{D'(D'+4D_a)}-D'}{2D_a} = \frac{\sqrt{D'(D'+4D_b)}-D'}{2D_b} \tag{17}$$

若要求变换器两路降压，即两路电压增益需小于 1，则通过计算发现方程组无解，所以变换器不能工作在两路降压状态。

综上，可以得到变换器工作在 CCM 时，各输出状态的占空比条件见表 2。当变换器处于 DCM 时，可用同样的方法进行讨论。由于 DSM 下 D_{L_2} 与 CCM 下 D_b 的表达式相同，所以 DSM 下各输出状态 D_{L_2} 需满足的条件也可用表 2 表示。当变换器工作在 SSM 时，在 $D_{L_2} > D_i^2/(1-D_i)$时，变换器工作在升压模式；在 $D_{L_2} = D_i^2/(1-D_i)$时，变换器工作在等压模式；在 $D_{L_2} < D_i^2/(1-D_i)$时，变换器则工作在降压模式。

表 2　CCM 下各输出状态的条件

Tab. 2 Conditions of output states in CCM

D_i	升压模式	升降压模式	等压模式	降压模式
< 0.5	—	—	—	恒降压
=0.5	—	0.25<D_a<0.50	0.25	—
>0.5	式(15)	式(16)	式(17)	—

4　输出纹波电压分析

如图 3(a)所示，当变换器在 CISM 下工作时，a、b 两支路的输出电压纹波 ΔV_{oa}^{CISM}、ΔV_{ob}^{CISM} 表达式分别为

$$\begin{cases} \Delta V_{oa}^{CISM} = \dfrac{1}{C_a}\int_{t_1}^{t_2} i_{C_a}\,\mathrm{d}t \\ \Delta V_{ob}^{CISM} = \dfrac{1}{C_b}\int_{t_2}^{t_3} i_{C_b}\,\mathrm{d}t \end{cases} \tag{18}$$

$$\begin{cases} i_{C_a} = i_{L_2} - I_{oa} \\ i_{C_b} = i_{L_2} - I_{ob} \end{cases} \tag{19}$$

式中，i_{C_a}、i_{C_b} 分别为 a、b 两支路的滤波电容充电时的电流。将式(18)、(19)与式(2)联立，可以求解出 CISM 下输出电压纹波变为

$$\begin{cases} \Delta V_{oa}^{CISM} = \dfrac{V_{oa}(1-D_a)}{C_a R_a f} \\ \Delta V_{ob}^{CISM} = \dfrac{V_{ob}(1-D_b)}{C_b R_b f} \end{cases} \tag{20}$$

限于篇幅，这里仅给出其余 3 种供能方式的计算结果，计算方法与 CISM 一致，仅需将式(18)中的积分上限更改为该支路与电流的交点时刻。

IISM 下各支路的输出电压纹波 $\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{IISM}}$、$\Delta V_{\mathrm{ob}}^{\mathrm{IISM}}$ 为

$$\begin{cases}\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{IISM}}=\dfrac{D_{\mathrm{a}}V_{\mathrm{ob}}}{C_{\mathrm{a}}R_{\mathrm{b}}f}+\dfrac{D_{\mathrm{i}}^2D_{\mathrm{a}}V_{\mathrm{i}}-D_{\mathrm{a}}^2V_{\mathrm{oa}}}{2C_{\mathrm{a}}L_2f^2}\\ \Delta V_{\mathrm{ob}}^{\mathrm{IISM}}=\dfrac{V_{\mathrm{oa}}}{2V_{\mathrm{ob}}R_{\mathrm{a}}C_{\mathrm{b}}}\left(\dfrac{V_{\mathrm{oa}}L_2}{R_{\mathrm{a}}}+\dfrac{V_{\mathrm{oa}}V'}{f}\right)+\dfrac{V'^2}{8V_{\mathrm{ob}}L_2f^2}\end{cases}\tag{21}$$

式中，$V'=D_{\mathrm{i}}^2V_{\mathrm{i}}-2D_{\mathrm{a}}V_{\mathrm{oa}}$。

DSM 下各支路的输出电压纹波 $\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{DSM}}$、$\Delta V_{\mathrm{ob}}^{\mathrm{DSM}}$ 为

$$\begin{cases}\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{DSM}}=\dfrac{2D_{\mathrm{i}}^2D_{\mathrm{a}}V_{\mathrm{i}}-D_{\mathrm{a}}^2V_{\mathrm{oa}}}{2C_{\mathrm{a}}L_2f^2}-\dfrac{V_{\mathrm{oa}}D_{\mathrm{a}}}{C_{\mathrm{a}}R_{\mathrm{a}}f}\\ \Delta V_{\mathrm{ob}}^{\mathrm{DSM}}=\dfrac{V'^2}{2V_{\mathrm{ob}}C_{\mathrm{b}}L_2f^2}-\dfrac{V'}{C_{\mathrm{b}}R_{\mathrm{b}}f}+\dfrac{V_{\mathrm{ob}}L_2}{2R_{\mathrm{b}}^2C_{\mathrm{b}}}\end{cases}\tag{22}$$

SSM 下的输出电压纹波 $\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{SSM}}$ 为

$$\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{SSM}}=\frac{D_{\mathrm{i}}^4V_{\mathrm{i}}^2}{2V_{\mathrm{oa}}L_2C_{\mathrm{a}}f^2}-\frac{D_{\mathrm{i}}^2V_{\mathrm{i}}}{R_{\mathrm{a}}C_{\mathrm{a}}f}+\frac{V_{\mathrm{oa}}L_2}{2R_{\mathrm{a}}^2C_{\mathrm{a}}}\tag{23}$$

通过对各模式下电压纹波解析式求偏导，可得各输出电压纹波与电阻、电感的变化关系，见表 3。

表 3 宽范围双输出 Buck-Boost 变换器电压纹波与电阻、电感关系

Tab. 3 Relationship among voltage ripple of wide-range dual-output Buck-Boost converter, resistance and inductance

电压纹波	R_{a}	R_{b}	L_2
$\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{CISM}}$	反比	—	—
$\Delta V_{\mathrm{ob}}^{\mathrm{CISM}}$	—	反比	—
$\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{IISM}}$	—	反比	反比
$\Delta V_{\mathrm{ob}}^{\mathrm{IISM}}$	反比	—	正比
$\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{DSM}}$	正比	—	反比
$\Delta V_{\mathrm{ob}}^{\mathrm{DSM}}$	—	正比	反比
$\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{SSM}}$	正比	—	反比

5 参数设计

5.1 电感设计

在选取电感时，应保证 L_1 始终不能断续，而对于 L_2 还需考虑变换器的供能模式。若规定两电感的电流纹波分别为 ΔI_{L_1} 和 ΔI_{L_2}，则根据第 2.1~2.3 节的分析，可得两电感的取值范围分别为：$L_1>\dfrac{D_{\mathrm{i}}V_{\mathrm{i}}}{\Delta I_{L_1}f}$，$L_2\geqslant\dfrac{D_{\mathrm{i}}^2V_{\mathrm{i}}}{\Delta I_{L_2}f}$。

若要求 L_2 工作在 CISM，应参考 2.3 节中的临界电感，可取 1.5 倍裕量，所以 L_2 的取值为

$$L_2=1.5\max(L_{2\mathrm{p}},L_{2\mathrm{k}})\tag{24}$$

5.2 电容设计

设计电容主要考虑输出电压纹波，通过分析发现，变换器工作在 CISM 时的电压纹波最大，所以仅需设计CISM时的电容即可满足所有模式的纹波要求。所以电容的取值范围为

$$\begin{cases}C_{\mathrm{a}}\geqslant\dfrac{V_{\mathrm{oa}}(1-D_{\mathrm{a}})}{\Delta V_{\mathrm{oa}}^{\mathrm{CISM}}R_{\mathrm{a}}f}\\ C_{\mathrm{b}}\geqslant\dfrac{V_{\mathrm{ob}}(1-D_{\mathrm{b}})}{\Delta V_{\mathrm{ob}}^{\mathrm{CISM}}R_{\mathrm{b}}f}\end{cases}\tag{25}$$

6 实验结果与分析

为验证理论分析的正确性以及变换器的稳态性能，本文设计了供能方式及输出状态实验，实验参数见表 4。为防止开关管 $\mathrm{S_a}$、$\mathrm{S_b}$ 在通断过程中同时导通造成故障，需设置死区时间，具体数值可以查阅开关管的相关规格书，并保留裕量计算得到。

表 4 宽范围双输出 Buck-Boost 变换器实验参数

Tab. 4 Experimental parameters of wide-range dual-output Buck-Boost converter

参数	数值
输入电压 V_{i}/V	10
开关频率 f/kHz	20
死区时间 t_{d}/μs	1
电感 L_1/μH	300
电容 C/μF	300
滤波电容 C_{a}、C_{b}/μF	100、100
负载电阻 R_{a}、R_{b}/Ω	20、20

6.1 供能方式及输出纹波实验分析

为验证变换器的供能模式，将开关管的占空比设置为 0.40、0.35、0.25，供能电感 L_2 分别取值为 80、100、200、300 μH，实验得到各供能模式下

L_2 电流与输出电流、输出电压纹波(用 $V_{oa\text{-}pp}$、$V_{ob\text{-}pp}$ 表示)的波形，如图 8 所示。

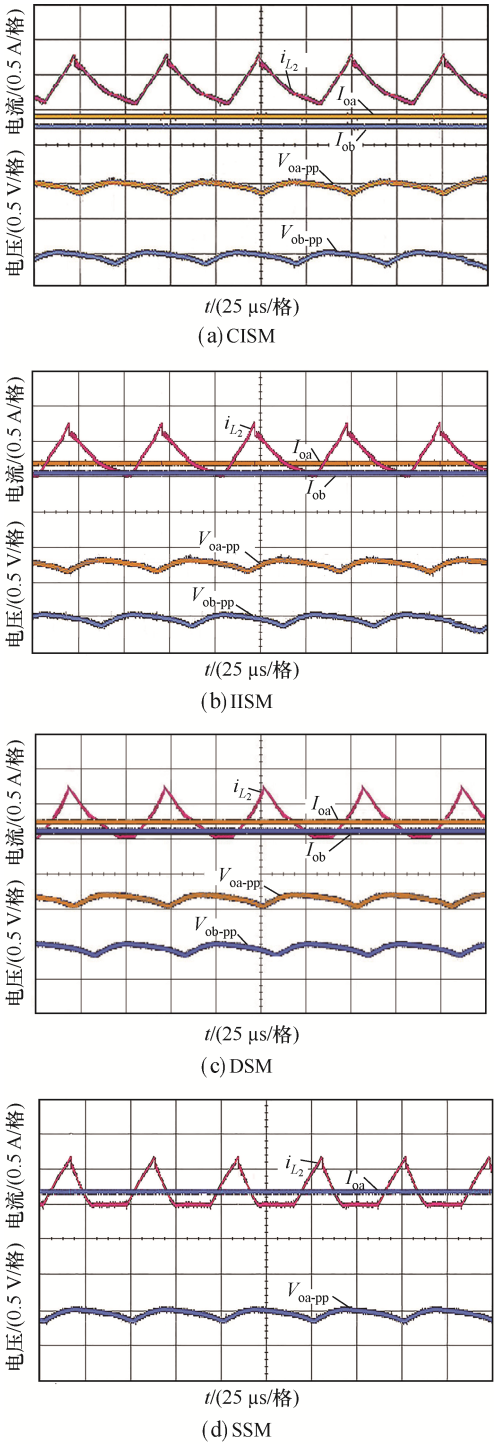


图 8　4 种供能模式实验波形

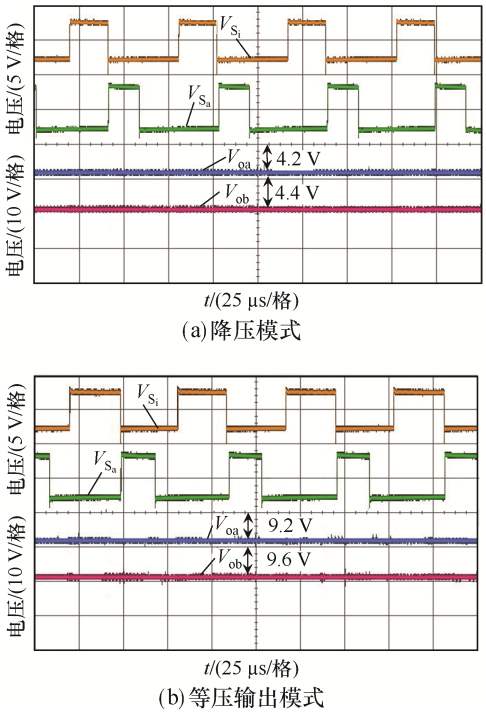
Fig. 8 Experimental waveforms in four power supply modes

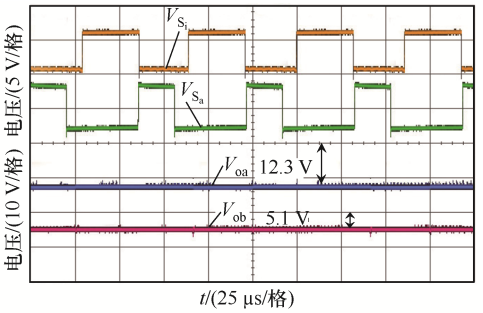
由图 8(a)可以看出，当 L_2=300 μH 时，变换器在 CISM 下工作，$I_{L_2\text{V}}$ 大于两支路输出电流 I_{oa} 和 I_{ob}，当 L_2 为支路 a 供能时，支路 a 的实测电压纹波 $V_{oa\text{-}pp}$ 开始上升并在换路时刻达到顶点，支路 b 的实测电压纹波 $V_{ob\text{-}pp}$ 开始上升；从图 8(b)可以看出，当 L_2=200 μH 时，变换器处于 IISM，$I_{L_2\text{V}}$ 小于输出电流 I_{oa} 和 I_{ob}，支路 a 的电压纹波与 CISM 相同，当 $I_{ob}<i_{L_2}<I_{L_2\text{T}}$ 时，支路 b 的纹波电压 $V_{ob\text{-}pp}$ 处于上升阶段，当 $I_{ob}>i_{L_2}$ 后，$V_{ob\text{-}pp}$ 开始下降；从图 8(c)可以看出，当 L_2=100 μH 时，变换器处于 DSM，$I_{L_2\text{V}}$ 小于输出电流 I_{oa} 和 I_{ob}，L_2 在支路 b 供能过程中断续，两支路的电压纹波变化规律与 IISM 模式完全相同；从图 8(d)可以看出，当 L_2=80 μH 时，变换器处于 SSM，仅为支路 a 供能，且在此过程中 L_2 断续，当 $i_{L_2}>I_{oa}$ 时，支路 a 的电压纹波 $V_{oa\text{-}pp}$ 处于上升阶段，当 $i_{L_2}<I_{oa}$ 时，$V_{oa\text{-}pp}$ 处于下降阶段。通过以上结果可知，实验波形符合前文的理论分析，4 种供能模式得以验证。

6.2　输出状态实验分析

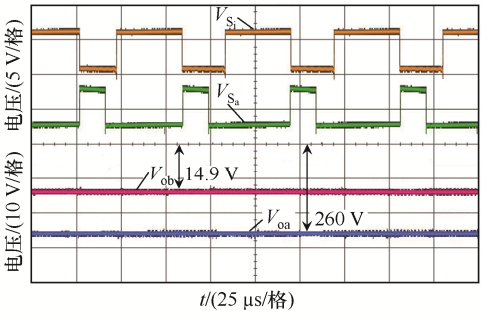
根据表 2 中 4 种输出状态的占空比，本文设计了 4 组实验，对宽范围双输出 Buck-Boost 变换器的输出状态进行验证。各状态下的实验波形如图 9 所示。

如图 9(a)所示，设置主开关 S_i 的占空比为 0.4，a、b 两支路的占空比为 0.3，所得的电压分别为 4.2 V 和 4.4 V(理论值为 4.5 V)，实现了两路降压输





(c) 升降压模式



(d) 升压模式

图 9 4 种输出状态实验波形

Fig .9 Experimental waveforms in four output states

出；从图 9(b)可以看出，当 3 个开关管的占空比分别设置为 0.50、0.25、0.25 时，可得两路电压为 9.2 V 和 9.6 V(理论值为 10.0 V)，实现了等压输出；从图 9(c)可以看出，当 3 个开关管的占空比分别为 0.50、0.35、0.15 时，可得两路电压分别为 12.3 V 和 5.1 V(理论值为 13.0 V、5.2 V)，实现了升降压输出；从图 9(d)可以看出，当 3 个开关管的占空比设置为 0.60、0.25、0.15 时，两路输出电压为 26.0 V 和 14.9 V(理论值为 26.4 V 和 15.8 V)，实现了两路升压输出。相较于理论值，实验所得的输出电压略低，主要原因是受寄生参数影响，实际应用中可加入相应裕度。综上，实验验证了变换器可实现降压、等压、升降压、升压共 4 种输出状态，稳态性能较为理想。

7 结论

本文提出了一种宽范围双输出 Buck-Boost 变换器，通过对原理的分析及实验验证，得到如下结论：

(1)根据供能电感的工作状态，可以将变换器的供能模式分为 4 种：CISM、IISM、DSM、SSM，计算得到了 4 种供能方式的临界电感及变换器中各开关器件的电压应力。

(2)通过计算得到了变换器各供能方式下的电压增益，并分析了两支路间的交叉影响。电压增益达到 SIDO Buck-Boost 的 $D_i/(1-D_i)$倍，升降压效果显著提升，以较低的占空比实现了宽范围电压变换。

(3)所提变换器具有 4 种输出状态：升压、降压、升降压、等压，并由此得到了各输出模式的工作占空比条件。

(4)建立了各供能方式下的电压纹波方程，并分析了电压纹波与供能电感、负载的关系。以工作模式和电感电流纹波、电容电压纹波为约束条件，计算得到了电感、电容的设计依据。

参考文献：

[1] 王瑶. 基于纹波控制的 SIDO CCM Buck 变换器研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2020.
Wang Yao. Study on ripple-based controlled SIDO CCM Buck converter [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2020. (in Chinese)

[2] Liu Xueshan, Xu Jianping, Chen Zhangyong, et al. Single-inductor dual-output Buck–Boost power factor correction converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 943-952.

[3] Branca X, Allard B, Lin-Shi X, et al. Single-inductor bipolar-outputs converter for the supply of audio amplifiers in mobile platforms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(9): 4248-4259.

[4] Kim H C, Yoon C S, Jeong D K, et al. A single-inductor, multiple-channel current-balancing LED driver for display backlight applications [C]//2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Denver, CO, USA, 2013: 3448-3451.

[5] 谢锋, 皇金锋. 单电感双输出 Buck 变换器的供能模式及输出纹波电压分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(12): 2585-2595.
Xie Feng, Huang Jinfeng. Supply modes and output ripple voltage of single-inductor dual-output Buck converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(12): 2585-2595. (in Chinese)

[6] 李翠雯. 单电感多输出开关稳压电源芯片设计[D]. 广

州: 华南理工大学, 2021.
Li Cuiwen. Design of single-inductor multiple-output switching regulator [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2021. (in Chinese)

[7] Ray O, Josyula A P, Mishra S, et al. Integrated dual-output converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(1): 371-382.

[8] 周述晗, 周国华, 毛桂华, 等. 电流型控制单电感双输出开关变换器稳定性与瞬态特性分析[J]. 电工技术学报, 2018, 33(6): 1374-1381.
Zhou Shuhan, Zhou Guohua, Mao Guihua, et al. Stability and transient response analysis of current-mode controlled single-inductor dual-output converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(6): 1374-1381. (in Chinese)

[9] 谢锋. 共模-差模控制单电感双输出 Buck 变换器的研究[D]. 汉中: 陕西理工大学, 2021.
Xie Feng. Research on common mode-differential mode controlled single inductor-dual output Buck converter [D]. Hanzhong: Shaanxi University of Technology, 2021. (in Chinese)

[10] Wang Yao, Xu Jianping, Zhou Guohua. A cross regulation analysis for single-inductor dual-output CCM Buck converters [J]. Journal of Power Electronics, 2016, 16(5): 1802-1812.

[11] Wang Yao, Xu Jianping, Yin Gang. Cross-regulation suppression and stability analysis of capacitor current ripple controlled SIDO CCM Buck converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(3): 1770- 1780.

[12] Al-Soeidat M R, Aljarajreh H, Ali Khawaldeh H, et al. A reconfigurable three-port DC-DC converter for integrated PV-battery system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3423-3433.

[13] Li Zhiqiang, Wang Ruichi, Liu Yuwei, et al. Synthesis of dual-output DC-DC converters with coupled inductor from a generalized output branch [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10025-10034.

[14] 皇金锋, 任舒欣, 谢锋. 一种高降压比双输出 Buck 变换器的分析与设计[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 1-10.
Huang Jinfeng, Ren Shuxin, Xie Feng. Analysis and design of dual-output Buck converter with high step-down ratio [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 1-10. (in Chinese)

[15] Marjani J, Imani A, Afjei E, et al. A new dual output DC-DC converter with enhancing output voltage level [C]// 2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE). Shiraz, Iran, 2016: 573-577.



房绪鹏

作者简介：

房绪鹏(1971—)，男，博士，教授。研究方向：阻抗源变流器，现代电力电子技术在电力系统、电气传动方面的应用。E-mail：xpfang69@163.com。

朱存良(1994—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：zhucunliang1003@163.com。

张允续(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：yunxuzhang2021@163.com。

黄乐玉(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：858471153@qq.com。

(责任编辑：陈国珍)