DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.40 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

高升压比高动态响应磁集成型 Boost 变换器的分析与设计

刘 贺，曲 璐，佟 强
(深圳信息职业技术大学智能制造与装备学院，深圳 518172)

摘要：传统交错并联型 Boost 变换器在升压电源系统中应用广泛，虽然理论上可以通过增大占空比来获得更高的电压增益，但受限于功率二极管反向恢复时间以及各寄生参数等非理想因素的影响，通常电压增益不超过 4 倍，且随着输出电压与功率的增加，增益极限值将进一步降低。为解决上述问题，提出了高升压比 Boost 变换器，在同等输入电压等级的前提下可拓宽输出电压范围，并将变换器内的输入、输出滤波电感集成于一副磁心中，在提高功率密度的同时消除传统 Boost 变换器内固有的右半平面零点，从而大幅提高输出动态响应速度。另外，分析了变换器的工作原理，总结其特性，讨论了耦合电感的磁心选择方法，最后通过仿真与实验验证了方案的有效性。

关键词：高升压比；耦合电感；右半平面零点；Boost 变换器

Analysis and Design of Magnetic Integrated Boost Converter with High Voltage Gain and High Dynamic Response

LIU He, QU Lu, TONG Qiang
(School of Intelligent Manufacturing and Equipment, Shenzhen University of Information Technology, Shenzhen 518172, China)

Abstract: The conventional interleaved parallel Boost converter is widely applied in step-up power supply systems. Although it is theoretically possible to obtain a higher voltage gain by increasing the duty cycle, the voltage gain usually does not exceed 4 times due to the influence of non-ideal factors such as the reverse recovery time of diodes and parasitic parameters. In addition, the gain limit will further decrease with increases in output voltage and power. To solve these problems, a Boost converter with a high voltage gain is proposed to expand the output voltage range at the same input voltage level. Meanwhile, the input and output filter inductors in the converter are integrated into one pair of magnetic cores, so as to eliminate the inherent right half plane zero in conventional Boost converters while improving the power density. Therefore, the output dynamic response speed is significantly improved. The working principle for the converter is analyzed, its characteristics are summarized, and the magnetic core selection method for the coupled inductor is discussed. Finally, the effectiveness of the proposed scheme was verified through simulations and experimental results.

Keywords: High voltage gain; coupled inductor; right half plane zero; Boost converter

得益于简单的拓扑结构及较高的转换效率，交错型升压变换器 IBC(interleaved Boost converter)及其衍生拓扑已广泛应用于电源系统中，可将能量产生或存储单元(如太阳能帆板或燃料电池等)与功率母线相连[1-2]。然而，通常燃料电池的输出电压较低，虽然理论上可以通过增大 IBC 的占空比以产生更高电压增益，但在实践中因拓扑中功率二极管的反向恢复及寄生参数等问题，IBC 可提供的电压增益不能超过 4 倍，即对应 0.75 的占空比，且

收稿日期：2023-10-06；**修回日期**：2023-11-05；**录用日期**：2023-11-16；**网络首发日期**：2023-12-27
基金项目：广东省区域联合基金-青年基金(2020A1515111136)；广东省普通高校特色创新类项目(2022KTSCX312)
This work is supported by Guangdong Regional Joint Fund-Youth Fund Project under the grant 2020A1515111136; Guangdong Innovation Project of Colleges under the grant 2022KTSCX312

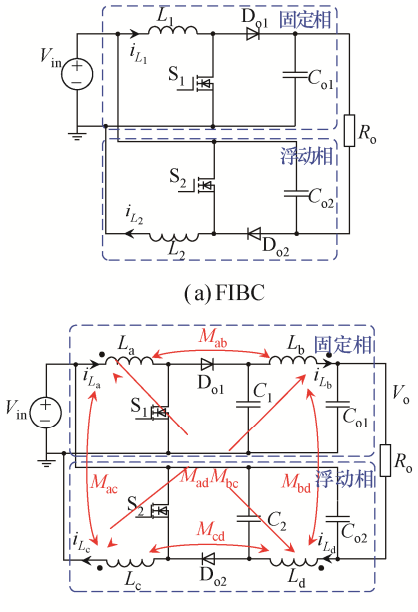
随着输出电压与功率等级的增加，该增益极限将进一步减小[3-4]。目前已针对上述问题展开了诸多研究，以期找到非隔离升压变换器中不临近占空比极限值而能进一步拓展电压增益的解决方案，如浮动交错式升压变换器 FIBC(float interleaved Boost converter)[5-6]及改进型浮点交错式升压变换器MFIBC (modified float interleaved Boost converter)[7]等。FIBC 与 MFIBC 均自 IBC 演化而来，由浮动相和固定相两相模块组成。在 FIBC 中，两相输入端并联，浮动相输出滤波电容的正极与输入端正极相连，且固定相输出滤波电容的负极与输入端地线相连，因此输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 间的增益为 $(1+D)/(1-D)$，其中 D 表示功率开关管的占空比。在 MFIBC 中，同样是两相输入端并联，但浮动相输出滤波电容的正极直接与固定相输出滤波电容的负极串联，因此此时输出电压 V_o 与输入电压 V_{in} 间的增益在 $D\geqslant 0.5$ 时为 $2/(1-D)$，而当 $D<0.5$ 时，增益将降至 $1/(1-D)^2$ [8]。综上所述，比较 FIBC 及 MFIBC 2 种拓扑，FIBC 的适用范围更广。

无论是 IBC 或上述提到的 FIBC、MFIBC，因工作在连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)下的控制到输出电压传递函数中均存在右半平面零点 RHPZ(right half plane zero)，闭环设计时需将环路带宽限制在 RHPZ 的 1/3 频率范围内，以确保电源系统具备充足的稳定裕度[9]，但此举将影响输出动态响应速度。文献[10-11]在变换器功率开关闭合期间借助耦合电感提供能量自输入端到输出端的传输路径，打破了传统 Boost 变换器的能量传输关系，从而将传递函数中的零点由右半平面 RHP(right half plane)移动至左半平面 LHP(left half plane)。得益于此，本文在 FIBC 的基础上增加输出滤波电感，并将两相输出、输出滤波电感集成在一副磁心中，提出高动态响应浮动交错式升压变换器 HDRFIBC(high dynamic response float interleaved Boost converter)，在提高功率密度的同时移除 RHPZ，从而简化了电压环路控制器的设计。

1　HDRFIBC 的工作原理

1.1　拓扑结构

图 1(a)为 FIBC 的原理拓扑图。耦合电感可将功率拓扑中的分立电感集成在一副磁心中，大幅提高系统功率密度，按照连接方法的不同可分为正向耦合与反向耦合 2 种方式[12-17]。其中，前者可降低磁心中的 AC 磁通量以及总电流纹波峰峰值，后者可降低磁心中的DC 磁通量以及各电感内的电流纹波峰峰值，因此在大功率的应用背景下，通常选择反向耦合电感以避免磁心饱和。本文提出的 HDRFIBC 如图 1(b)所示，由输入滤波电感(L_a、L_c)、开关管(S_1、S_2)、二极管(D_{o1}、D_{o2})、输出滤波电感(L_b、L_d)及输出滤波电容(C_1、C_{o1}、C_2、C_{o2})组成。设计时，为了抵消耦合电感磁心中的 DC 磁通量，两相输入滤波电感 L_a、L_c 反向耦合，两相输出滤波电感 L_b、L_d 反向耦合；为了提供开关管闭合期间能量自输入端到输出端的传输路径，两相内电感 L_a、L_b 反向耦合，电感 L_c、L_d 反向耦合。



(a) FIBC

(b) HDRFIBC

图 1　功率拓扑原理

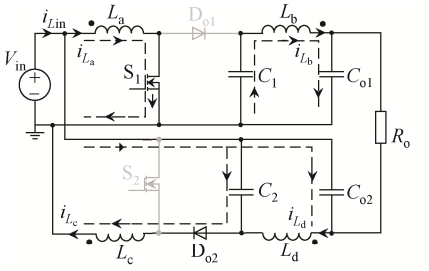
Fig. 1 Schematic of converter topologies

1.2　工作模式

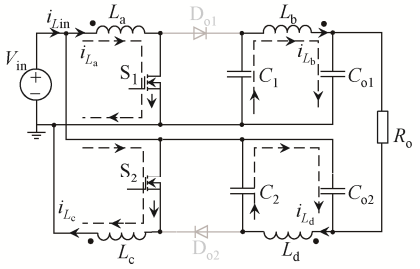
在 1 个开关周期内，HDRFIBC 的工作模式如下。

(1)模式 1：如图 2(a)所示，在此期间，开关管 S_1 导通，S_2 关断，因此二极管 D_{o1} 反向截止，D_{o2} 导通。在固定相中，输入电压 V_{in} 为电感 L_a 充电，电感电流 i_{L_a} 线性增大；电容 C_1 中储存的能量通过

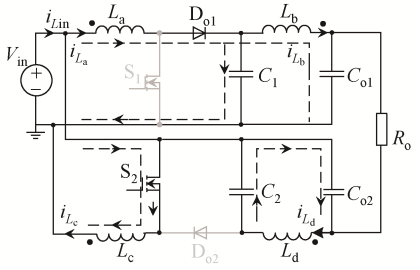
电感 L_b 输送到输出端，因此电感电流 i_{L_b} 同样线性增大。在浮动相中，电感 L_c 释放原储存的能量，因此电感电流 i_{L_c} 与 i_{L_d} 以不同斜率线性减小。



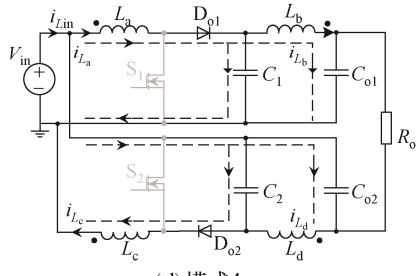
(a)模式1



(b)模式2



(c)模式3



(d)模式4

图 2 新变换器工作模式

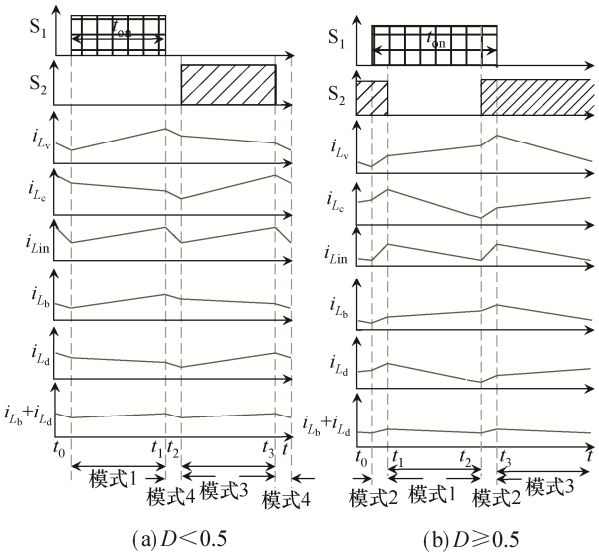
Fig. 2 Operation modes of novel converter

(2)模式 2：如图 2(b)所示，在此期间，开关管 S_1、S_2 导通，因此二极管 D_{o1}、D_{o2} 反向截止。输入电压 V_{in} 为电感 L_a、L_c 充电，电感电流 i_{L_a}、i_{L_c} 线性增大；电容 C_1、C_2 中储存的能量通过电感 L_b、L_d 输送到输出端，因此电感电流 i_{L_b}、i_{L_d} 同样线性增大。

(3)模式 3：如图 2(c)所示，在此期间，开关管 S_1 关断，S_2 导通，因此二极管 D_{o1} 导通，D_{o2} 反向截止。固定相的工作模式与模式 1 中的浮动相相似，浮动相的工作模式与模式 1 中的固定相相似。

(4)模式 4：如图 2(d)所示，在此期间，开关管 S_1、S_2 关断，因此二极管 D_{o1}、D_{o2} 导通。电感 L_a、L_c 分别向电容 C_1、C_2 及输出端释放原储存的能量，因此电感电流 i_{L_a}、i_{L_b}、i_{L_c} 及 i_{L_b} 均以不同斜率线性减小。

假设开关管 S_1、S_2 的占空比 D_1、D_2 相等，且相位交错 180°，当 D_1=D_2<0.5 时，HDRFIBC 的工作模式在模式 1、模式 3 和模式 4 之间切换，关键波形如图 3(a)所示；当 D_1=D_2≥0.5 时，HDRFIBC 的工作模式在模式 1、模式 2 和模式 3 之间切换，关键波形如图 3(b)所示。



(a) D<0.5　　(b) D≥0.5

图 3 新变换器关键波形

Fig. 3 Key waveforms of novel converter

2 稳态特性分析

2.1 耦合电感解耦

根据四绕组电感 L_a、L_b、L_c 及 L_d 之间的耦合关系，电感电流变化率与电感电压之间的关系可表示为

$$\begin{bmatrix} \dfrac{\mathrm{d}i_{L_\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L_\mathrm{b}}}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L_\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L_\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\mathrm{a} & -M_\mathrm{ab} & -M_\mathrm{ac} & M_\mathrm{ad} \\ -M_\mathrm{ab} & L_\mathrm{b} & M_\mathrm{bc} & -M_\mathrm{bd} \\ -M_\mathrm{ac} & M_\mathrm{bc} & L_\mathrm{c} & -M_\mathrm{cd} \\ M_\mathrm{ad} & -M_\mathrm{bd} & -M_\mathrm{cd} & L_\mathrm{d} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{L_\mathrm{a}} \\ v_{L_\mathrm{b}} \\ v_{L_\mathrm{c}} \\ v_{L_\mathrm{d}} \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：M_ab、M_ac、M_ad、M_bc、M_bd及M_cd为各电感间的互感，正负号取决于两电感间的耦合关系；v_{L_a}、v_{L_b}、v_{L_c}及v_{L_d}为各电感两端的电压。

为简化式(1)中的矩阵电感，令L_eqa、L_eqb、L_eqc及L_eqd分别表示各电感的等效电感，则可得

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_{L_\mathrm{a}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{v_{L_\mathrm{a}}}{L_\mathrm{eqa}} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L_\mathrm{b}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{v_{L_\mathrm{b}}}{L_\mathrm{eqb}} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L_\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{v_{L_\mathrm{c}}}{L_\mathrm{eqc}} \\ \dfrac{\mathrm{d}i_{L_\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{v_{L_\mathrm{d}}}{L_\mathrm{eqd}} \end{cases} \tag{2}$$

定义式(1)中电感的逆矩阵为$\boldsymbol{X}$，即有

$$\boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} L_\mathrm{a} & -M_\mathrm{ab} & -M_\mathrm{ac} & M_\mathrm{ad} \\ -M_\mathrm{ab} & L_\mathrm{b} & M_\mathrm{bc} & -M_\mathrm{bd} \\ -M_\mathrm{ac} & M_\mathrm{bc} & L_\mathrm{c} & -M_\mathrm{cd} \\ M_\mathrm{ad} & -M_\mathrm{bd} & -M_\mathrm{cd} & L_\mathrm{d} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & X_{13} & X_{14} \\ X_{21} & X_{22} & X_{23} & X_{24} \\ X_{31} & X_{32} & X_{33} & X_{34} \\ X_{41} & X_{42} & X_{43} & X_{44} \end{bmatrix} \tag{3}$$

为简化$\boldsymbol{X}$中各元素的表达式，设定$L_\mathrm{a}=L_\mathrm{c}=L_1$，$L_\mathrm{b}=L_\mathrm{d}=L_2$，$M_\mathrm{ab}=M_\mathrm{cd}=M_1$，$M_\mathrm{ad}=M_\mathrm{bc}=M_2$，则根据式(3)可得出各元素的表达式为

$$\begin{cases} X_{11}=X_{33}=(L_1L_2^{\,2}-L_1M_\mathrm{bd}^{\,2}-L_2M_1^{\,2}-L_2M_2^{\,2}+2M_1M_2M_\mathrm{bd})/\Delta \\ X_{13}=X_{31}=(L_2^{\,2}M_\mathrm{ac}-2L_2M_1M_2+M_1^{\,2}M_\mathrm{bd}+M_2^{\,2}M_\mathrm{bd}-M_\mathrm{ac}M_\mathrm{bd}^{\,2})/\Delta \\ X_{22}=X_{44}=(L_1^{\,2}L_2-L_1M_1^{\,2}-L_1M_2^{\,2}-L_2M_\mathrm{ac}^{\,2}+2M_1M_2M_\mathrm{ac})/\Delta \\ X_{24}=X_{42}=(L_1^{\,2}M_\mathrm{bd}-2L_1M_1M_2+M_1^{\,2}M_\mathrm{ac}+M_2^{\,2}M_\mathrm{ac}-M_\mathrm{ac}^{\,2}M_\mathrm{bd})/\Delta \\ X_{12}=X_{21}=X_{34}=X_{43}=(L_1L_2M_1-L_1M_2M_\mathrm{bd}-L_2M_2M_\mathrm{ac}-M_1^{\,3}+M_1M_2^{\,2}+M_1M_\mathrm{ac}M_\mathrm{bd})/\Delta \\ X_{14}=X_{23}=X_{32}=X_{41}=(-L_1L_2M_2+L_1M_1M_\mathrm{bd}+L_2M_1M_\mathrm{ac}+M_2^{\,3}-M_1^{\,2}M_2-M_2M_\mathrm{ac}M_\mathrm{bd})/\Delta \end{cases} \tag{4}$$

式中，Δ为公约数，表达式为

$$\begin{aligned} \Delta = {} & L_1^{\,2}L_2^{\,2}-L_1^{\,2}M_\mathrm{bd}^{\,2}-2L_1L_2M_1^{\,2}-2L_1L_2M_2^{\,2}+4L_1M_1M_2M_\mathrm{bd}-L_2^{\,2}M_\mathrm{ac}^{\,2}+4L_2M_1M_2M_\mathrm{ac}+ \\ & M_1^{\,4}-2M_1^{\,2}M_2^{\,2}-2M_1^{\,2}M_\mathrm{ac}M_\mathrm{bd}+M_2^{\,4}- \\ & 2M_2^{\,2}M_\mathrm{ac}M_\mathrm{bd}+M_\mathrm{ac}^{\,2}M_\mathrm{bd}^{\,2} \end{aligned} \tag{5}$$

根据式(2)、式(4)及 1.2 节模式分析中的电感端电压，可解耦各耦合电感，所得等效电感结果见表 1。

表 1　不同模式下新变换器的等效电感

Tab. 1 Equivalent inductances of novel converter in different modes

模式 1	模式 2	模式 3	模式 4
$L_{\mathrm{eqa},1}=\dfrac{1}{X_{11}-X_{13}\dfrac{D_2}{1-D_2}}$	$L_{\mathrm{eqa},2}=\dfrac{1}{X_{11}+X_{13}}$	$L_{\mathrm{eqa},3}=\dfrac{1}{X_{11}-X_{13}\dfrac{1-D_1}{D_1}}$	$L_{\mathrm{eqa},4}=\dfrac{1}{X_{11}+X_{13}}$
$L_{\mathrm{eqb},1}=\dfrac{1}{X_{21}-X_{23}\dfrac{D_2}{1-D_2}}$	$L_{\mathrm{eqb},2}=\dfrac{1}{X_{21}+X_{23}}$	$L_{\mathrm{eqb},3}=\dfrac{1}{X_{21}-X_{23}\dfrac{1-D_1}{D_1}}$	$L_{\mathrm{eqb},4}=\dfrac{1}{X_{21}+X_{23}}$
$L_{\mathrm{eqc},1}=\dfrac{1}{X_{33}-X_{31}\dfrac{1-D_1}{D_1}}$	$L_{\mathrm{eqc},2}=\dfrac{1}{X_{31}+X_{33}}$	$L_{\mathrm{eqc},3}=\dfrac{1}{X_{33}-X_{31}\dfrac{D_2}{1-D_2}}$	$L_{\mathrm{eqc},4}=\dfrac{1}{X_{31}+X_{33}}$
$L_{\mathrm{eqd},1}=\dfrac{1}{X_{43}-X_{41}\dfrac{1-D_1}{D_1}}$	$L_{\mathrm{eqd},2}=\dfrac{1}{X_{41}+X_{43}}$	$L_{\mathrm{eqd},3}=\dfrac{1}{X_{43}-X_{41}\dfrac{D_2}{1-D_2}}$	$L_{\mathrm{eqd},4}=\dfrac{1}{X_{41}+X_{43}}$

2.2 电压增益

忽略器件上的电压损失，则 V_{co1} 和 V_{co2} 与 V_{in} 之间的增益与传统 Boost 变换器相同，因此，对于 HDRFIBC 的 V_o 与 V_{in} 之间的关系为

$$V_o=V_{in}[1/(1-D_1)+1/(1-D_2)-1] \tag{6}$$

当 $D_1=D_2=D$ 时，式(6)可以简化为

$$V_o=(1+D)/(1-D)\cdot V_{in} \tag{7}$$

HDRFIBC 与 IBC 的升压比对比情况如图 4 所示，

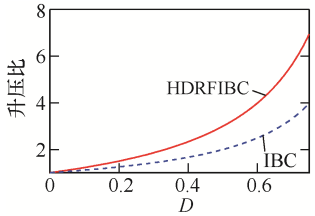


图 4 HDRFIBC 与 IBC 升压比对比

Fig. 4 Comparison of voltage gain between HDRFIBC and IBC

因功率二极管的反向恢复和寄生参数等问题，两者占空比最大均不超过 0.75，由图可知，同等占空比下 HDRFIBC 的升压比在全范围内高于 IBC。

3 小信号建模

文献[10]变换器的传递函数中，零点的位置取决于拓扑中耦合电感、耦合系数及占空比的大小，当耦合系数接近 1 时，可使零点暂时位于 LHP。但高耦合系数往往意味着变换器中实际参与滤波的电感量较低，这将增大输入、输出端的电流纹波。为改善上述问题，取 HDRFIBC 各电感电流与电容电压为状态变量，建立小信号模型，所得结果为

$$\begin{bmatrix} \mathrm{d}\hat{i}_{L_a}/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}\hat{i}_{L_b}/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}\hat{i}_{L_c}/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}\hat{i}_{L_d}/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}\hat{v}_{C_1}/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}\hat{v}_{C_2}/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}\hat{v}_{C_{o1}}/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}\hat{v}_{C_{o2}}/\mathrm{d}t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -X_{12}+X_{11}\bar{D} & -X_{14}+X_{13}\bar{D} & X_{12} & X_{14} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -X_{22}+X_{21}\bar{D} & -X_{24}+X_{23}\bar{D} & X_{22} & X_{24} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -X_{32}+X_{31}\bar{D} & -X_{34}+X_{33}\bar{D} & X_{32} & X_{34} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -X_{42}+X_{41}\bar{D} & -X_{44}+X_{43}\bar{D} & X_{42} & X_{44} \\ -\bar{D}/C & 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\bar{D}/C & 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/C_o & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/C_o & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_a} \\ \hat{i}_{L_b} \\ \hat{i}_{L_c} \\ \hat{i}_{L_d} \\ \hat{v}_{C_1} \\ \hat{v}_{C_2} \\ \hat{v}_{C_{o1}} \\ \hat{v}_{C_{o2}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(X_{11}+X_{13}) & 0 & -(X_{11}+X_{13})V_C \\ -(X_{21}+X_{23}) & 0 & -(X_{21}+X_{23})V_C \\ -(X_{31}+X_{33}) & 0 & -(X_{31}+X_{33})V_C \\ -(X_{41}+X_{43}) & 0 & -(X_{41}+X_{43})V_C \\ 0 & 0 & I_{in}/C \\ 0 & 0 & I_{in}/C \\ 0 & 1/C_o & 0 \\ 0 & 1/C_o & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{i}_o \\ \hat{d} \end{bmatrix} \tag{8}$$

式中：上标(^)表示在 1 个开关周期内状态变量的平均值，其中，$\hat{v}_{in}$ 为输入电压的状态变量平均值，$\hat{i}_o$ 为输出电流的状态变量平均值，$\hat{d}$ 为占空比的状态变量平均值；C 为电容 C_1、C_2 的电容量；C_o 为电容 C_{o1}、C_{o2} 的电容量；V_C 为电容 C_1、C_2 两端的电压；$\bar{D}$ 为补占空比，$\bar{D}=1-D$。

由式(8)可推导得出变换器控制到输出电压之间的传递函数 $G_{vd}(s)$，具体为

$$G_{vd}(s)=\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)}=\frac{s^2+a_1s+a_0}{b_7s^7+b_6s^6+b_5s^5+b_4s^4+b_3s^3+b_2s^2+b_1s+b_0} \tag{9}$$

式中，$b_0\sim b_7$ 为 $G_{vd}(s)$ 的分母系数。

其中与零点分布相关的分子系数 a_1、a_0 的表达式为

$$\begin{cases} a_1 = \dfrac{I_{in}[(X_{12}+X_{14})\bar{D}-(X_{22}+X_{24})]}{CV_c(X_{12}+X_{14})} \\ a_0 = \dfrac{[(X_{11}+X_{13})(X_{22}+X_{24})-(X_{12}+X_{14})^2]\bar{D}}{C(X_{12}+X_{14})} \end{cases} \tag{10}$$

根据 Routh-Hurtwitz 稳定性判据，a_1、a_0必须同时为正，以确保 $G_{vd}(s)$的 1 对零点位于 LHP 内，因此可从式(10)推导出移除右半平面零点的条件为

$$D<1-\frac{(1-k_{ac})\sqrt{\alpha_{L_b,L_a}}}{k_1-k_2} \tag{11}$$

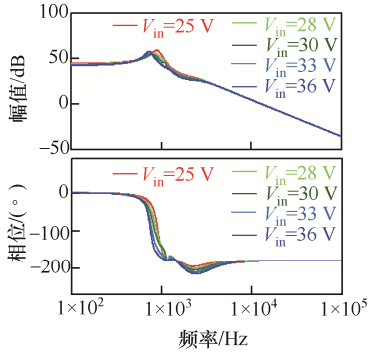
式中：k_{ac}为电感 L_a和 L_c之间的耦合系数；k_1为电感 L_a和 L_b之间及电感 L_c和 L_d之间的耦合系数；k_2为电感 L_a和 L_d之间及电感 L_b和 L_c之间耦合系数；α_{L_b,L_a}为电感 L_b和 L_a的电感之比。由式(11)可知，通过设计耦合电感的参数，可以优化耦合系数及电感量，确保在工作范围内 $G_{vd}(s)$的零点位于 LHP，保持为最小相位系统。在上述分析基础上，设计一款输入电压 V_{in}在 25~36 V 范围内、输出电压 V_o为 80 V、输出功率 P_o为 400 W 的样机，具体参数见表 2。

表 2　功率级关键参数

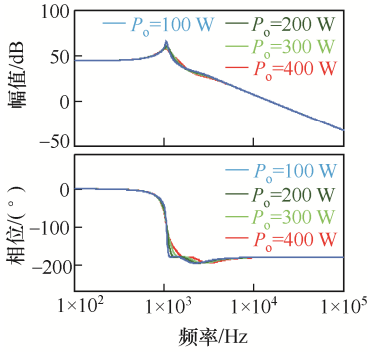
Tab. 2 Key parameters for power stage

参数	数值
输出电压 V_o/V	80
输入电压 V_{in}/V	25~36
最大输出功率 P_o/W	400
开关频率 f_s/kHz	100
输入滤波电感 L_a,L_c/μH	75
输出滤波电感 L_b,L_d/μH	225
电感量比值 α_{L_b,L_a}	3
滤波电容 C_1,C_2/μF	22
滤波电容 C_{o1},C_{o2}/μF	470
耦合系数 k_{ac}	0.60
耦合系数 k_1	0.78
耦合系数 k_2	0.30

在 V_{in}分别为 25、28、30、33、36 V 的条件下计算 $G_{vd}(s)$的频率响应曲线，所得结果如图 5(a)所示；在 P_o分别为 100、200、300、400 W 的条件下计算 $G_{vd}(s)$的频率响应，所得结果如图 5(b)所示。分析结果可知，得益于合理的耦合电感参数设计，$G_{vd}(s)$高频段相角为−180°，彻底移除了工作范围内的 RHPZ。



(a) 不同输入电压



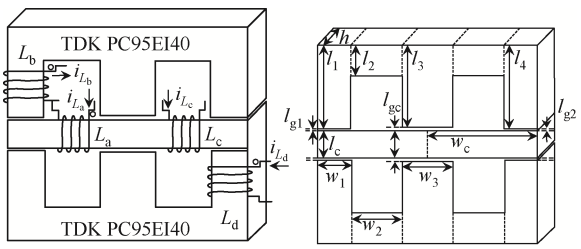
(b) 不同输出功率

图 5　$G_{vd}(s)$频率特性曲线

Fig. 5 Frequency response curves of $G_{vd}(s)$

4　仿真分析及实验验证

根据表 2 中的功率级设计耦合电感，选择 TDK PC95EI40 型磁心，4 个电感绕组绕制的示意图如图 6(a)所示，尺寸参数如图 6(b)所示。为满足参数设计要求，在磁心两侧及中心磁柱处开气隙，气隙长度分别用 l_{g1}、l_{g2}及 l_{gc}表示，L_a、L_c的绕组匝数用 N_1表示，L_b、L_d的绕组匝数用 N_2表示，耦合电感具体数值见表 3。在 Ansys Maxwell 3D 中对输入电压 V_{in}=25 V 时的满载磁心内磁通密度分布情

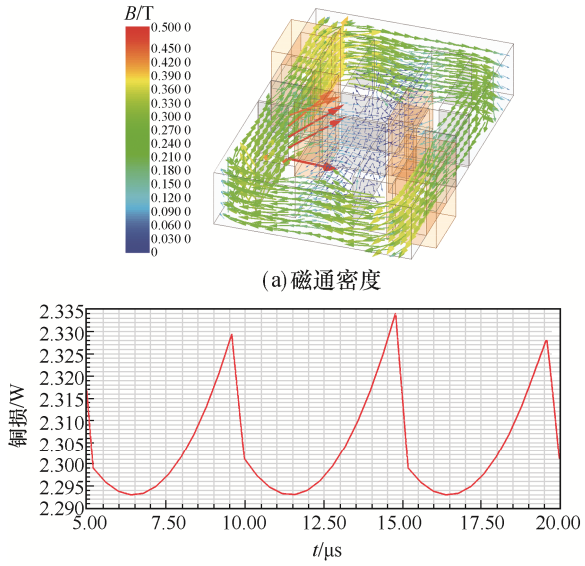


(a) 各电感分布示意图　　(b) 磁心尺寸参数示意图

图 6　耦合电感设计

Fig. 6 Design of coupled inductor

况做仿真分析，开关管 S_1 开通时刻的结果如图 7(a)所示，结果表明磁心内磁场分布较均匀，且最大磁通密度约为 0.36 mT。同时，对输入电压 V_{in}=25 V 时 1 个开关周期内的电感铜损做仿真分析，结果如图 7(b)所示，结果表明铜损平均值为 2.3 W。



(a) 磁通密度

(b) 磁心铜损

图 7 耦合电感仿真

Fig. 7 Simulation of coupled inductor

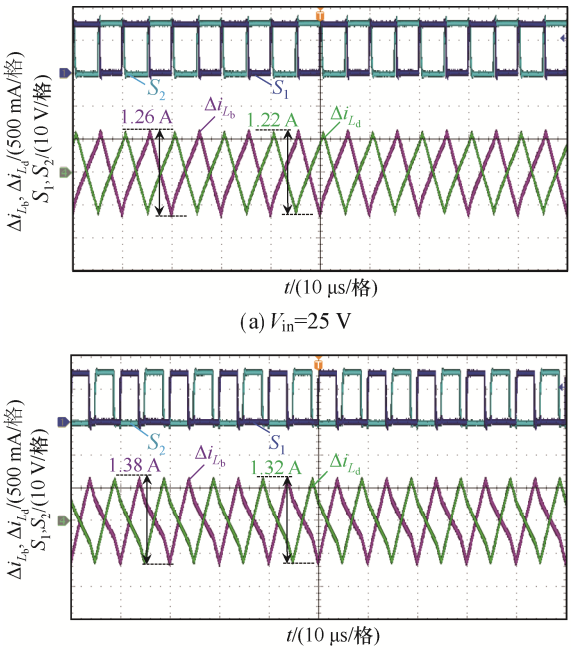
表 3 耦合电感设计关键参数

Tab. 3 Key parameters for design of coupled inductor

参数	数值
空气磁导率 μ	1
磁芯相对磁导率 μ_r	3 300
磁体长度 l_1/mm	27.2
磁体长度 l_2/mm	7.00
磁体长度 l_3/mm	26.93
磁体长度 l_4/mm	27.08
磁体长度 l_c/mm	7.50
磁体宽度 w_1/mm	6.2
磁体宽度 w_2/mm	7.6
磁体宽度 w_3/mm	12.0
磁体宽度 w_c/mm	20
气隙长度 l_{g1}/mm	0.05
气隙长度 l_{g2}/mm	0.17
气隙长度 l_{gc}/mm	0.32
磁体高度 h/mm	11.65
饱和磁通密度 B_{sat}/mT	530
绕组匝数 N_1	10
绕组匝数 N_2	18

在桌面样机实验中，实测电感 L_a、L_b、L_c 及 L_d 的电感量分别为 78.4 μH、232.7 μH、80.6 μH 及 234.6 μH；互感 M_{ab}、M_{ac}、M_{ad}、M_{bc}、M_{bd} 及 M_{cd} 的电感量分别为 100.7 μH、50.2 μH、33.5 μH、36.2 μH、7.9 μH 及 108.4 μH。

图 8 所示是 V_{in} 分别为 25 V 和 36 V 时开关管 S_1、S_2 驱动信号 S_1、S_2 和输出滤波电感电流的波形图。由图可知，Δi_{L_b} 和 Δi_{L_d} 在 V_{in}=25 V 时分别为 1.26 A 和 1.22 A，在 V_{in}=36 V 时分别为 1.38 A 和 1.32 A。图 9 所示是 V_{in} 分别为 25 V 和 36 V 时驱动信号和总输入、输出滤波电感电流的波形图。由图可知，得益于两相交错结构，总电流纹波大幅抵消，其中 $(\Delta i_{L_a}+\Delta i_{L_c})$ 在 V_{in}=25 V 时为 0.72 A，在 V_{in}=36 V 时为 2.34 A；同时，$(\Delta i_{L_b}+\Delta i_{L_d})$ 在 V_{in}=25 V 时为 0.28 A，在 V_{in}= 36 V 时为 0.86 A。



(a) V_{in}=25 V

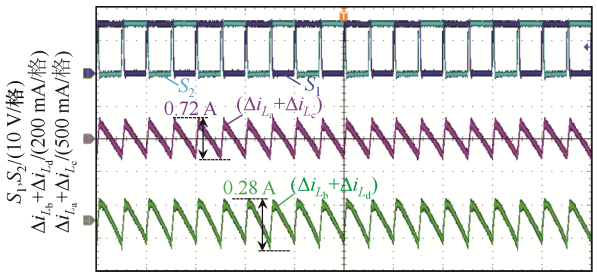
(b) V_{in}=36 V

图 8 不同输入电压的输出滤波电感电流波形

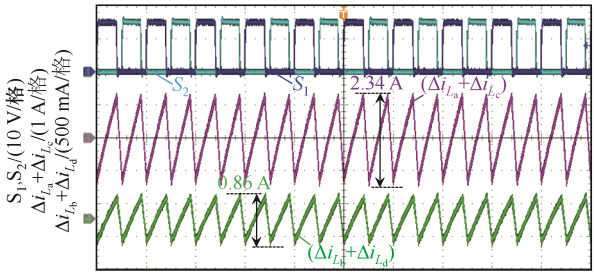
Fig. 8 Waveforms of output filter inductor current under different input voltages

如图 10(a)所示，当占空比 D 由 0.38 阶跃至 0.52 时，开环状态下的输出电压 V_o 可迅速响应变化，证明了功率变换器的最小相位系统特性。如图 10(b)所示，在 V_{in} 为 25 V、P_o 为 400 W 时，测试输出电压传递函数 $G_{vd}(s)$及补偿后电压环传递函数 $T_v(s)$ 的频率响应。其中，$G_{vd}(s)$的总相位在高频带中为 −180°，与图 4 分析结果一致，补偿后电压环的穿

越频率为 4.2 kHz，相角裕度为 69.4°，增益裕度为 22.8 dB，证明了变换器稳定裕度充足。



(a) V_{in}=25 V

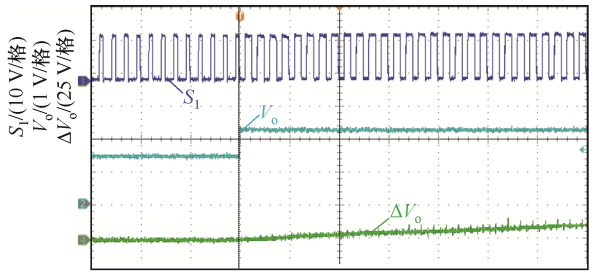


(b) V_{in}=36 V

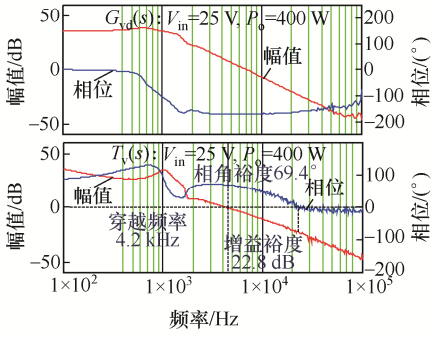
图 9　不同输入电压的总输入、输出滤波电感电流波形

Fig. 9 Waveforms of total input/output filter inductor current under different input voltages

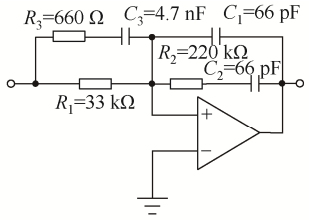
图 10(b)中电压环频率响应的测试采用的补偿器结构及参数如图 10(c)所示。图 11 是在表 2 及



(a) 输出电压阶跃测试



(b) 环路测量

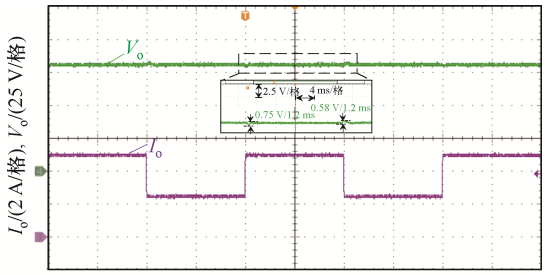


(c) 补偿器示意图

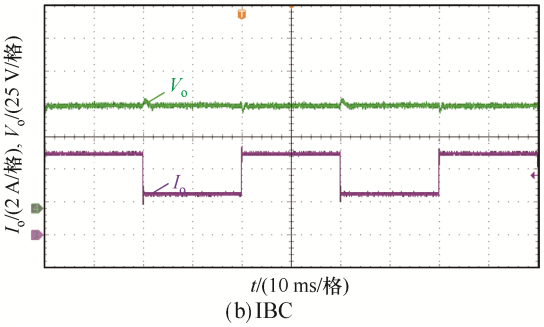
图 10　证明最小相位系统的测试

Fig. 10 Test for demonstrating minimum phase system

图10(c)的功率、控制参数下 HDRFIBC 负载阶跃的输出电压波形图。测试时，将电子负载设置为 CC 触发脉冲电流模式，从 2.5 A 到 5.0 A，频率为 25 Hz，占空比为 50%。由结果可知，V_o的峰-峰电压纹波在 0.75 V 以内，动态响应的恢复时间大约为 1.2 ms，系统响应速度快。相同功率拓扑参数的 IBC 因存在 RHPZ，无法直接应用图 10(c)中的补偿器参数，因此将 R_2 减小至 47 kHz，C_2 增大至 10 nF，其负载阶跃测试波形如图 11(b)所示，此时 V_o的峰-峰电压纹波高达 3.8 V，且恢复时间约为 2.4 ms。



(a) HDRFIBC



(b) IBC

图 11　动态响应测试波形

Fig. 11 Test waveforms of dynamic response

在输入电压 V_{in} 为 25 V 的情况下，测试功率从 100 W 至 400 W 时 HDRFIBC 的效率曲线如图 12 所示，由图可知，变换器的最大效率点出现在 300 W 附近，约为 96.00%，满功率 400 W 时的效率约为 95.58%。

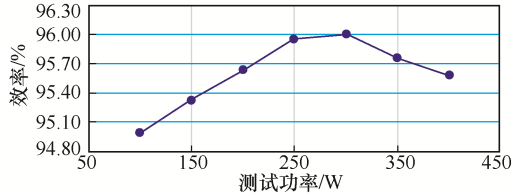


图 12 输入电压 V_{in} 为 25 V 的效率测试

Fig. 12 Test of efficiency at V_{in}=25 V

综合上述理论分析及实验结果，对比本文提出的 HDRFIBC 与另几种相似升压变换器，总结于表 4 中，结果表明本文提出的变换器在升压比、磁心数量及动态响应速度方面均具有明显优势。

表 4 升压变换器对比

Tab. 4 Comparison among step-up converters

拓扑	升压比	开关管电压应力	开关管电流应力	磁心数量	输出电流纹波	是否有 RHPZ	效率
ICBC[4]	$1/(1-D)$	V_o	$I_o/2(1-D)$	2	不连续	是	95.70% @900 W
FIBC[6]	$(1+D)/(1-D)$	$V_o/(1+D)$	$(1+D)I_o/2(1-D)$	2	不连续	是	94.30% @150 W
MFIBC[8]	$2/(1-D)$仅 $D\geqslant0.5$时成立	$V_o/2$	$I_o/(1-D)$	2	不连续	是	96.20% @2 000 W
HDRFIBC	$(1+D)/(1-D)$	$V_o/(1+D)$	$(1+D)I_o/2(1-D)$	1	连续	否	96.00% @400 W

5 结语

本文提出了高升压比高动态响应速度的 HDRFIBC。变换器的输入端两相交错并联，通过浮动相输出滤波电容的正极与输入端正极相连，且固定相输出滤波电容的负极与输入端地线相连的方式实现高升压比。变换器通过将输入、输出滤波电感集成在一副磁心中，在提高功率密度的同时消除传统 Boost 变换器内固有的右半平面零点，从而实现高动态响应速度。根据理论分析，本文在输入电压为 25~36 V、输出功率为 400 W 条件下开展了实验验证，就稳定测试而言，在高频段控制到输出传递函数的总相位为−180°，呈最小相位系统；补偿后电压环穿越频率为 4.2 kHz，相角裕度为 69.4°，增益裕度为 22.8 dB，稳定裕度充足。就动态测试而言，输出电压响应负载半载−满载阶跃测试，峰−峰值在 0.75 V 以内，恢复时间约 1.2 ms，响应速度快。实验结果表明了方案的可行性。

参考文献：

[1] 马小勇, 王议锋, 王萍, 等. 燃料电池用交错并联型 Boost 变换器参数综合设计方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 397-408.
Ma Xiaoyong, Wang Yifeng, Wang Ping, et al. Comprehensive parameter design method of interleaved Boost converter for fuel cell applications [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 397-408. (in Chinese)

[2] 刘洋, 董锋斌, 皇金锋. 交错并联三绕组耦合电感高增益 Boost 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 177-187.
Liu Yang, Dong Fengbin, Huang Jinfeng. High step-up Boost converter with an interleaved and three-winding coupled inductor [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 177-187. (in Chinese)

[3] Hu Xuefeng, Gong Chunying. A high gain input-parallel output-series DC/DC converter with dual coupled inductors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1306-1317.

[4] Barry B C, Hayes J G, Rylko M S, et al. Small-signal model of the two-phase interleaved coupled-inductor Boost converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 8052-8064.

[5] Li Qian, Huangfu Yigeng, Xu Liangcai, et al. An improved floating interleaved Boost converter with the zero-ripple input current for fuel cell applications [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(4): 2168-2179.

[6] De S, Gnana Swathika O V, Tewari N, et al. Implem-

entation of designed PV integrated controlled converter system [J]. IEEE Access, 2020, 8: 100905-100915.

[7] Hu Xuefeng, Gong Chunying. A high gain input-parallel output-series DC/DC converter with dual coupled inductors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1306-1317.

[8] Bui D V, Cha H, Nguyen C V. Asymmetrical PWM scheme eliminating duty cycle limitation in input-parallel output-series DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2485-2490.

[9] 皇金锋, 李良井, 刘树林, 等. Boost 变换器全动态范围负调电压建模与暂态性能提高方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4): 865-873.
Huang Jinfeng, Li Liangjing, Liu Shulin, et al. The improvement method of transient performance within the full dynamic range for Boost converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 865-873. (in Chinese)

[10] Calvente J, Martinez-Salamero L, Valderrama H, et al. Using magnetic coupling to eliminate right half-plane zeros in Boost converters [J]. IEEE Power Electronics Letters, 2004, 2(2): 58-62.

[11] Gu Yu, Zhang Donglai, Zhao Zhongyang. Input/output current ripple cancellation and RHP zero elimination in a Boost converter using an integrated magnetic technique [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 747-756.

[12] Imaoka J, Okamoto K, Kimura S, et al. A magnetic design method considering DC-biased magnetization for integrated magnetic components used in multiphase Boost converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3346-3362.

[13] 杨飞, 阮新波, 杨洋, 等. 采用耦合电感的交错并联电流临界连续 Boost PFC 变换器[J]. 电工技术学报, 2013, 28(1): 215-224.
Yang Fei, Ruan Xinbo, Yang Yang, et al. Interleaved critical conduction mode Boost PFC converter with coupled inductor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(1): 215-224. (in Chinese)

[14] 赖臻, 曾君, 刘俊峰. 基于耦合滤波电感的电流源型双有源桥式直流变换器的研究[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 11-20.
Lai Zhen, Zeng Jun, Liu Junfeng. Study on current-fed dual-active-bridge DC-DC converter based on coupling filter inductance [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 11-20. (in Chinese)

[15] 谢昌桦, 张丽萍, 陈为, 等. 多相交错并联耦合电感的分析与设计[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 31-39.
Xie Changhua, Zhang Liping, Chen Wei, et al. Analysis and design of multi-phase interleaved parallel coupled inductors [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 31-39. (in Chinese)

[16] 孙瑄璠, 荣德生, 王宁. 具有谐振软开关的高增益耦合电感组合 Boost-Zeta 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1830-1842.
Sun Xuanjin, Rong Desheng, Wang Ning. High step-up integrated Boost-Zeta converter with coupled inductor and resonant soft-switching [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1830-1842. (in Chinese)

[17] 王哲, 李驰, 郑泽东, 等. 一种基于耦合电感的高增益软开关谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 194-205.
Wang Zhe, Li Chi, Zheng Zedong, et al. A high step-up ZVS/ZCS resonant converter based on coupled inductor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 194-205. (in Chinese)



刘贺

作者简介：

刘贺(1989—)，女，通信作者，博士，讲师。研究方向：电力电子与电气传动，航天器电源系统分析与设计。Email：2021000084@sziit.edu.cn。

曲璐(1988—)，女，博士，讲师。研究方向：车载电源，DC-DC 变换器的组合技术。Email：2020000165@sziit.edu.cn。

佟强(1982—)，男，博士，副教授。研究方向：电力电子与电气传动。Email：2020000079@sziit.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)