DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.5.8 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

三相准分裂源逆变器

房绪鹏，孟祥瑞(中国电源学会学生会员)，郭玉洁，魏 震
(山东科技大学电气与自动化工程学院，青岛 266590)

摘要：作为一种常见的电力电子变换器，逆变器广泛应用于各种直流电源向交流负载供电的场景，以及交流电动机调速变频器等装置中。其中，Y源逆变器YSI(Y-source inverter)结构简单、效率高，但无法较好地抑制启动涌流，容易产生漏感尖峰电压，导致器件损坏，且升压能力有限。分裂源逆变器SSI(split-source inverter)使用了更少的无源元件，可同时实现增大其调制因数和升压占空比；然而，由于元件的非理想状态和拓扑结构的局限性，其实际电压增益有限。因此，提出一种新型的准分裂源逆变器QSSI(quasi-split source inverter)。该逆变器采用Y源阻抗网络和分裂源结构相结合的设计，并引入电压钳位单元，旨在增大电压增益并解决漏电感引起的电压振荡问题。此外，QSSI采用双降压逆变结构DBIS(dual-buck inverter structure)，有效抑制了逆变桥臂的直通电流，从而提高了变换器的可靠性。通过理论分析、仿真和实验验证了该逆变器的可行性。

关键词：逆变器；分裂源；电压钳位；高电压增益

Three-phase Quasi-split Source Inverter

FANG Xupeng, MENG Xiangrui, *Student Member*, *CPSS*, GUO Yujie,WEI Zhen
(College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China)

Abstract: As a common power electronic converter, inverters are widely used in various scenarios where DC power supplies supply AC loads, as well as in AC motor speed regulating frequency converters and other instruments. Among them,Y-source inverter (YSI) has a simple structure and high efficiency, but it cannot suppress the starting inrush current well, which is easy to produce leakage inductance peak voltage, resulting in device damage and limited voltage boosting capability.The split-source inverter (SSI) uses fewer passive components, and can achieve the increase of the modulation index and the boost duty ratio at the same time, so the voltage gain can be adjusted more flexibly. However, due to the non-ideal state of the components and the limitations of the topology, the actual voltage gain is limited. Thus, a new type of quasi-split source inverter (QSSI)is proposed. The design of the inverter is a combination of Y-source impedance network and split-source structure, and a voltage clamp unit is introduced to improve voltage gain and solve the problem of voltage oscillation caused by leakageinductance resonance. In addition, QSSI adopts dual-buck structure (DBIS), which effectively inhibits the shoot-through current of the inverter bridge arm, thus improving the reliability of the whole converter. The feasibility of the inverter is verified by theoretical analysis, simulation and experimental results.

Keywords: Inverter; split-source;voltage clamp;high voltage gain

清洁能源在日常生产和生活中扮演着至关重要的角色，关乎人类的可持续发展。逆变器作为清洁能源利用过程中的关键组成部分，具有不可替代的作用。逆变器技术的不断改进和创新，为清洁能源提供了更可靠、高效、稳定的能量转换解决方案。清洁能源的推广与逆变器技术的应用密不可分，二者相互促进，推动着彼此的发展。因此，研究逆变器，对更好地利用清洁能源、保护环境、实现“双碳”目标具有重要意义[1-3]。

传统电压源逆变器VSI (voltage-source inverter)是最常见的DC-AC功率变换器，其主要问题是只能工作在 Buck 模式。然而，一些应用场景需要

收稿日期：2024-05-14；**修回日期**：2024-07-17；**录用日期**：2024-08-03；**网络首发日期**：2024-08-08

逆变器具有升压特性，如光伏发电时，必须采用 DC-DC 升压电路进行升压以输出期望的交流电压[4-7]。但是，这种两级式功率变换会造成系统结构复杂、元器件数较多、效率较低。于是，彭方正等[8]提出 Z 源逆变器 ZSI(Z-source inverter)电路拓扑，该拓扑可以通过引入直通状态来实现直流链电压的提升。ZSI 属于单级式功率变换器，无需单独的升压级，在成本、体积、质量和复杂性方面具有优势。但其仍存在一些缺点，如启动冲击电流较大、升压能力不强等。针对 ZSI 的缺点，学者们进行了不断改进，提出了一系列新型的逆变器电路拓扑。于是，Y 源逆变器 YSI(Y-source inverter)被提出[9]，其结构简单、效率高；但传统 YSI 无法较好地抑制启动涌流，容易产生漏感尖峰电压，导致器件损坏且升压增益有限。同时，它也存在输入电流不连续、启动冲击电流大、母线电压尖峰明显等缺点[10-13]。Abdelhakim 等[14]提出了分裂源逆变器 SSI(split-source inverter)，它与传统逆变器相比具有明显优势，该逆变器使用了更少的无源元件，并解决了开关管电压尖峰问题。此外，Abdelhakim 在文献[15]中提出了相应的调制策略，证明了 SSI 在不进行任何修改的情况下可使用与 VSI 相同的调制方案。但是由于 SSI 具有局限性，其电压增益有限，因此应对其进行改进以求得更高的电压增益[16]。于是，文献[17]将 YSI 和 SSI 相结合提出了一种分裂 Y 源逆变器 SYSI(split-Y-source inverter)，该逆变器不仅具有电压高增益的特点，还具有能够灵活调节电压增益的特点，但 SYSI 在磁化电感充电阶段只接入了 2 个绕组，并没有最大限度地利用三绕组耦合电感实现升压[18-19]。

本文提出了一种新型三相准分裂源升压逆变器 QSSI(quasi-split source inverter)拓扑，该逆变器通过引入适当的电压钳位单元，将 3 个绕组全部接入，具有可输出高电压增益的优点，同时还具备能够将漏电感引起的电压振荡消除的特点。此外，该逆变器通过采用双降压逆变结构 DBIS (dual-buck inverter structwe)对逆变桥臂直通电流进行了抑制，从而提高了该逆变器的可靠性。

1　拓扑结构分析

本文提出的 QSSI 的拓扑如图 1 所示。图中：C_1、C_2 分别为电压钳位单元电容和直流链电压电容；D_1~D_{11} 均为二极管；L_{N_1}~L_{N_3} 为耦合电感的 3 个绕组；U_{in} 为直流输入电压；S_1~S_6 均为开关管；L_{11}、L_{12}、L_{21}、L_{22}、L_{31}、L_{32} 均为双降压逆变桥上的限流电感。该逆变器的直流输入通过采用 Y 型耦合电感实现升压，然后经过双降压逆变桥逆变产生输出到负载端的交流电。此外，本文逆变器采用正弦脉宽调制 SPWM(sinusoidal pulse width modulation)控制策略[20]。

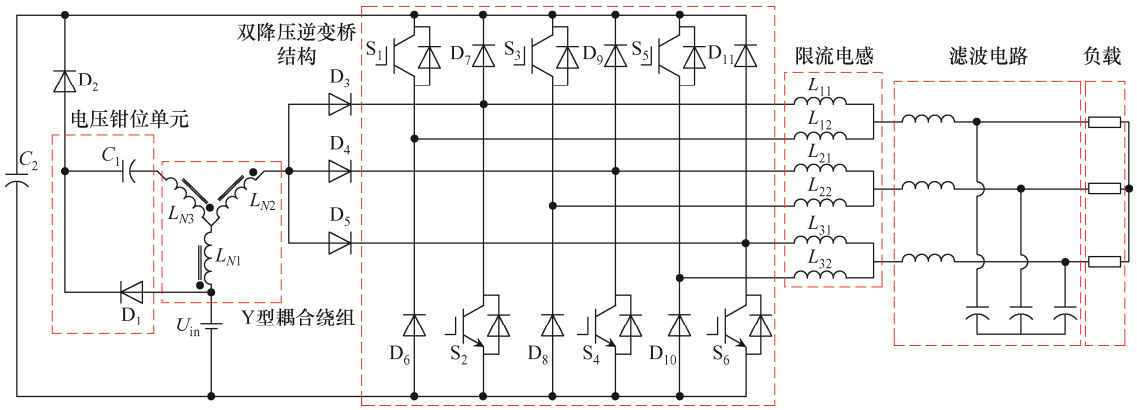


图 1　QSSI 拓扑结构图

Fig. 1 Topology structure diagram of QSSI

1.1 工作过程分析

首先对 QSSI 的工作状态进行分析，与 VSI 相同，将开关管 S_1、S_3、S_5 按顺序排列，开关导通用 1 表示、开关关断用 0 表示，则 QSSI 的 8 种不同开关状态如图 2 所示，其中耦合电感充放电时的电流回路用长虚线表示、逆变过程中产生的电流通路用短虚线表示。

此外，由于耦合电感 1 个开关周期可分为耦合电感充电和放电 2 个阶段，故对不同工作状态的分析如下。

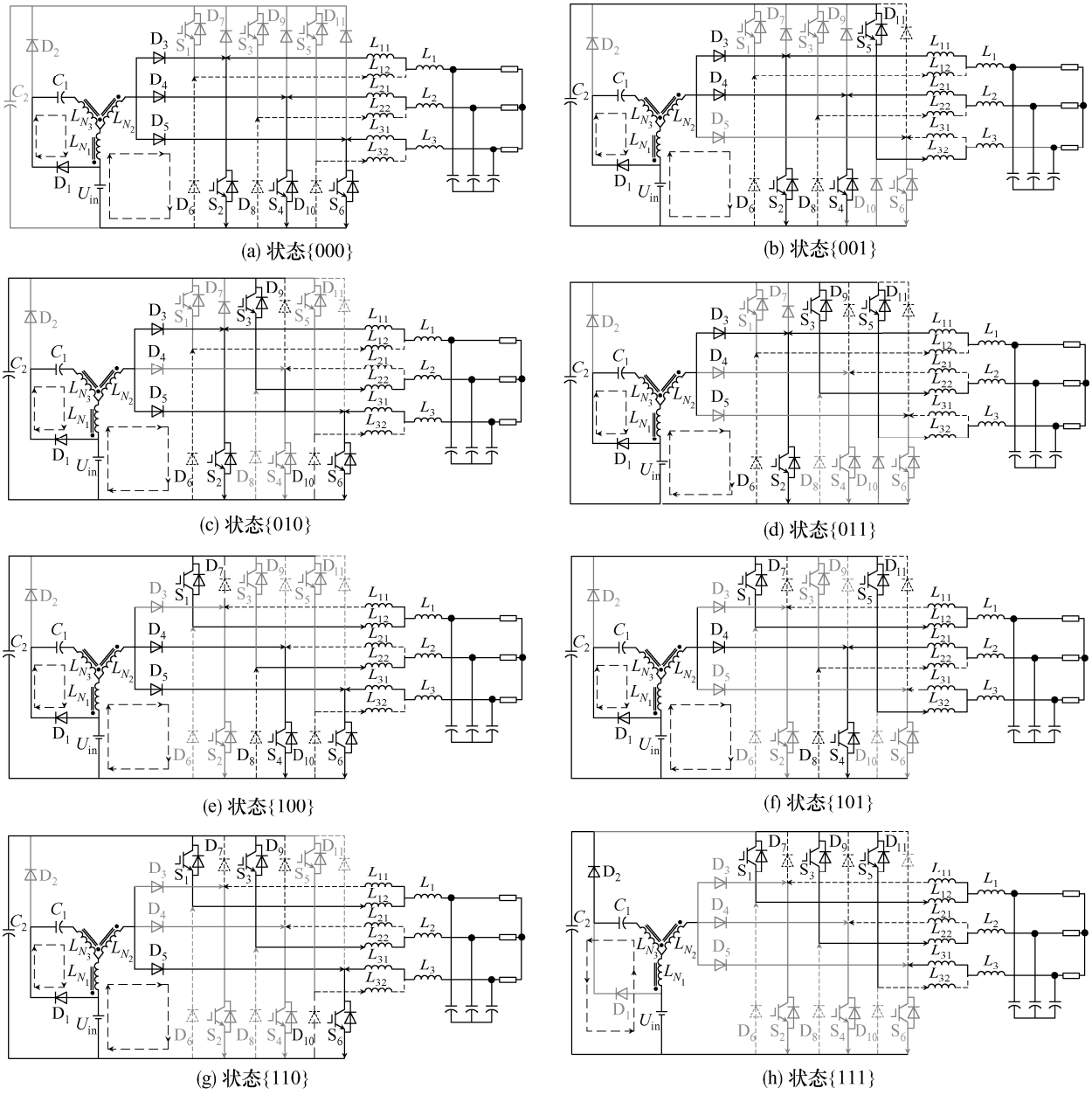


图 2 QSSI 的不同工作状态

Fig. 2 Different working states of QSSI

(1)对耦合电感充电状态进行分析

对图 2(a)~(g)中充电阶段中的闭合回路进行分析，由基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)可得

$$\begin{cases} U_{\text{in}} = U_{N_2} - U_{N_1} \\ U_{C_1} = U_{N_1} + U_{N_3} \end{cases} \tag{1}$$

式中：U_{N_1}、U_{N_2}、U_{N_3} 分别为充电时 3 个耦合绕组上的电压；U_{C_1} 为电压钳位单元电容的电压。

根据匝数比可得

$$\begin{cases}\dfrac{U_{N_2}}{U_{N_1}}=\dfrac{N_2}{N_1}\\ \dfrac{U_{N_3}}{U_{N_1}}=\dfrac{N_3}{N_1}\end{cases}\tag{2}$$

式中，$N_1 \sim N_3$ 均为对应绕组的匝数。

根据式(1)与式(2)可得

$$U_{N_1}=\frac{N_1}{N_1-N_2}U_{\text{in}}\tag{3}$$

$$U_{C_1}=\frac{N_1+N_3}{N_1-N_2}U_{\text{in}}\tag{4}$$

(2)对耦合电感放电状态进行分析

对图 2(h)中的闭合回路进行分析，由 KVL 可得

$$U_{\text{in}}=U'_{N_1}+U'_{N_3}-U_{C_1}+U_{\text{dc}}\tag{5}$$

式中：U'_{N_1}、U'_{N_3} 均为放电阶段耦合电感上绕组的电压；U_{dc} 为直流链电压。

由伏秒平衡原理可得

$$U_{N_1}DT+U'_{N_1}(1-D)T=0\tag{6}$$

式中：D 为占空比；T 为桥臂的开关周期。

综上可得增益表达式为

$$B=\frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{in}}}=1+\frac{(N_1+N_3)}{(1-D)(N_1-N_2)}\tag{7}$$

故当 QSSI 采用 SPWM 控制策略时，耦合电感进行充电的占空比可表示为

$$D_\theta=0.5-0.5M\sin\theta\tag{8}$$

式中：θ 为正弦调制波的电角度；M 为逆变器的调制因数；sinθ 为当前时刻正弦调制波的瞬时归一化幅值。

则在逆变器实现直流-交流功率变换的 1 个周期内的平均占空比 D_{av} 为

$$D_{\text{av}}=0.5-\frac{3\sqrt{3}}{4\pi}M\tag{9}$$

将式(9)代入式(7)，并将占空比 D 代入可得

$$B=\frac{U_{\text{dc}}}{U_{\text{in}}}=1+\frac{4\pi(N_1+N_3)}{(2\pi-3\sqrt{3}M)(N_1-N_2)}\tag{10}$$

则逆变器的交流电压增益为

$$\frac{U_{\text{ac}}}{U_{\text{in}}}=\frac{M}{2}B=\frac{M}{2}+\frac{2\pi M(N_1+N_3)}{(2\pi-3\sqrt{3}M)(N_1-N_2)}\tag{11}$$

式中，U_{ac} 为交流输出电压。由此可知，耦合电感的匝数比与 M 的乘积可以决定逆变器的升降压能力。图 3 为 3 种不同拓扑及不同匝数比之间的直流电压增益对比；图 4 为 3 种不同拓扑耦合电感匝数比相同且 N_1:N_2:N_3=2:1:1 时，输出交流电压增益与 M 之间的关系。从图中可以看出，在匝数比和 M 相同的条件下，QSSI 的升压能力明显强于 SSI 与 SYSI。

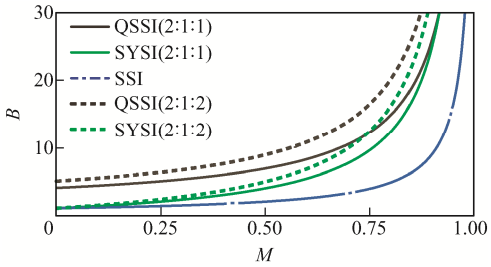


图 3　不同拓扑及不同匝数比之间的直流电压增益对比

Fig. 3 Comparison of DC voltage gain between different topologies and different turn ratios

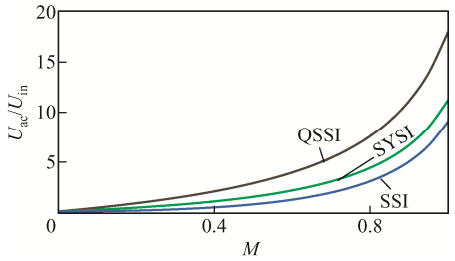


图 4　调制因数与交流输出电压幅值的关系

Fig. 4 The relationship between Modulation factor and AC output voltage amplitude

1.2　双降压逆变桥臂

传统的逆变桥臂若上、下 2 管同时导通，则桥臂电流会迅速增大，导致开关管损坏，如图 5(a)所示。图中，L_0 为滤波电路的电感。设开关管 S_1 与 S_2 的导通电阻均为 r_{DS}，则直通时传统逆变器桥臂上的电流大小为

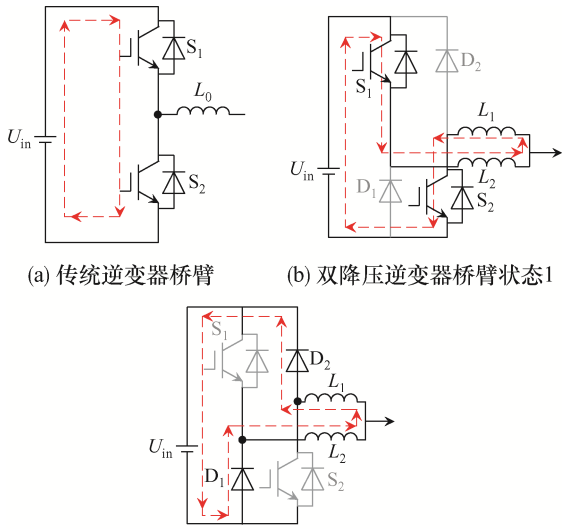
$$I_{\text{sh}}=\frac{U_{\text{dc}}}{2r_{\text{DS}}}\tag{12}$$

双降压逆变器 DBI(dual-buck inverter)桥臂状态 1、2 分别如图 5(b)、(c)所示。由图可知，当逆变

器采用 DBI 时，由于限流电感的存在，在逆变器桥臂的上、下 2 个开关管同时导通时，直流母线电压释放的能量会储存在限流电感中，流经开关管的电流不能瞬时增大，故在一定的直通时间内开关管能够承受电流而不损坏开关管，从而提高了逆变器的可靠性。其直通电流增长率可表示为

$$\frac{\Delta I_{\mathrm{sh}}}{\Delta t_{\mathrm{sh}}}=\frac{U_{\mathrm{dc}}-2i_{\mathrm{sh}}r_{\mathrm{DS}}}{L_1+L_2} \tag{13}$$

式中：ΔI_{sh} 为直通电流瞬时变化量；Δt_{sh} 为直通的瞬时变化时间；i_{sh} 为限流电感中的电流。



(a) 传统逆变器桥臂　(b) 双降压逆变器桥臂状态1

(c) 双降压逆变器桥臂状态2

图 5　2 种逆变桥臂对比

Fig. 5 Comparison of two inverter bridge arms

当桥臂的开关管全部关闭时，限流电感将释放储存的能量，会产生电路逆变侧的电流环流，并通过 D_1 和 D_2 反馈至输入侧。该种环流的大小随二极管导通次数的增加而逐渐增大。此时，流经限流电感的电流降低率可表示为

$$\frac{\Delta I_{\mathrm{sh}\text{-}}}{\Delta t}=\frac{U_{\mathrm{dc}}-2U_{\mathrm{F}}}{L_1+L_2} \tag{14}$$

式中：Δt 为流经限流电感的电流瞬时变化时间；U_{F} 为二极管的导通压降。

在每个开关周期中，为了释放限流电感中储存的能量并保证电路的可靠性，需要设置一定的死区时间。在该时间段内，桥臂上的开关管均处于关闭状态，继而限制了电流环流的增长。则 i_{sh} 为

$$i_{\mathrm{sh}}=\frac{U_{\mathrm{dc}}(\sum t_{\mathrm{sh}}-\sum t_{\mathrm{dt}})}{L_1+L_2} \tag{15}$$

式中，t_{sh}、t_{dt} 分别为直通状态及死区状态的时间。

1.3 器件电压应力分析

功率开关管的绝缘栅双极型晶体管 IGBT(insulated gate bipolar transistor)模块和二极管模块是逆变器的主要部件，也是功率波动和热冲击的主要承受者，在实际应用中承担着重要的作用。由于其对逆变器的可靠性直接产生影响，因此需要对其进行应力分析，以确保整个逆变器系统安全稳定高效地 运行。

当耦合电感处于充电状态时，二极管上的电压应力分别为

$$U_{\mathrm{D}_2}=U_{\mathrm{dc}}-U_{\mathrm{in}} \tag{16}$$

$$U_{\mathrm{D}_3}=U_{\mathrm{D}_4}=\cdots=U_{\mathrm{D}_{11}}=U_{\mathrm{dc}}=\left[1+\frac{N_1+N_3}{(1-D)(N_1-N_2)}\right]U_{\mathrm{in}} \tag{17}$$

式中，$U_{\mathrm{D}_2}\sim U_{\mathrm{D}_{11}}$ 分别为 D_2~D_{11} 对应的电压。

当耦合电感处于放电状态时，二极管的电压应力分别为

$$U_{\mathrm{D}_1}=U_{C_1}-U'_{N_1}-U'_{N_3}=U_{\mathrm{dc}}-U_{\mathrm{in}} \tag{18}$$

$$U_{\mathrm{D}_3}=U_{\mathrm{D}_4}=U_{\mathrm{D}_5}=U_{\mathrm{dc}}-U_{\mathrm{in}}+\frac{DU_{L_{\mathrm{m}}}(N_2-N_1)}{(1-D)N_1} \tag{19}$$

$$U_{\mathrm{D}_6}=U_{\mathrm{D}_7}=\cdots=U_{\mathrm{D}_{11}}=U_{\mathrm{dc}} \tag{20}$$

式中：U_{D_1} 为 D_1 对应的电压；$U_{L_{\mathrm{m}}}$ 为耦合电感对应的磁化电感的电压。

开关管 S_1~S_6 上的电压应力为

$$U_{\mathrm{S}_1}=U_{\mathrm{S}_2}=\cdots=U_{\mathrm{S}_6}=U_{\mathrm{dc}}=\left[1+\frac{(N_1+N_3)}{(1-D)(N_1-N_2)}\right]U_{\mathrm{in}} \tag{21}$$

1.4 消除开关管尖峰电压的分析

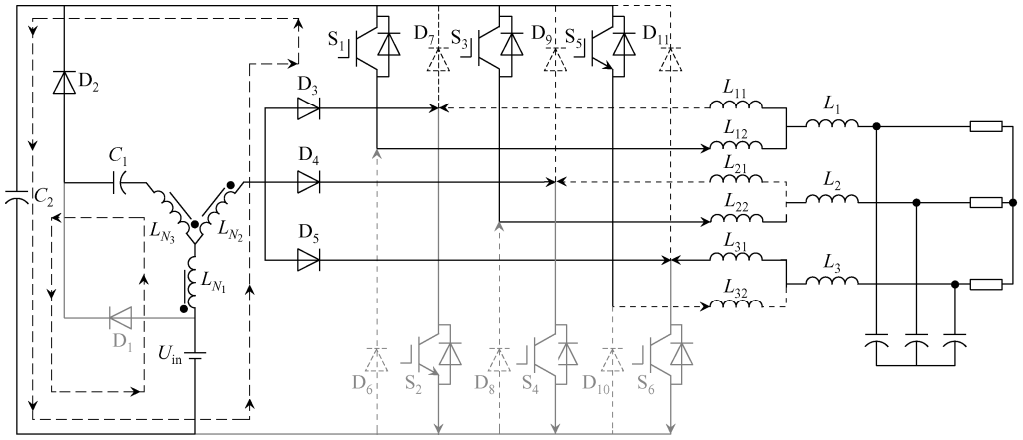
在分析过程中通常会简化掉耦合电感的漏感情况，但在现实中漏感会导致 Y 源逆变器开关管产生电压尖峰。对于 QSSI，受漏感影响，其会存在 2 种短暂的中间状态——在充电至放电过程中存在中间状态 1、在放电至充电的过程中存在中间状态 2。

图 6(a)为中间状态 1。由图可知，该状态下 D_3~D_5 全部导通，流过 L_{N_2} 的电流 i_{N_2} 逐渐减小，同时 D_2 导通，流过 L_{N_3} 的电流 i_{N_3} 增加。这 2 种电流的变化是连续的，并且三绕组电流之间的关系始终满足

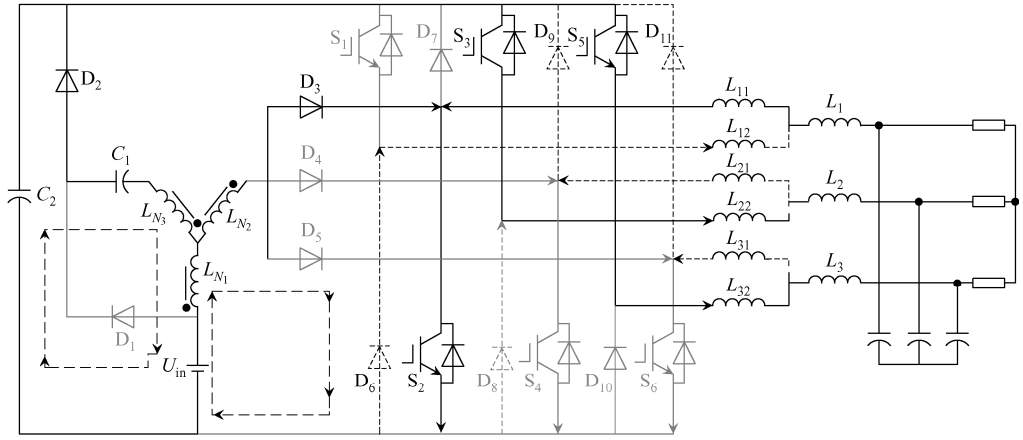
$$i_{N_1} = i_{N_2} + i_{N_3} \tag{22}$$

式中，i_{N_1} 为流过 L_{N_1} 的电流。

图 6(b)为中间状态 2，由图可知，该状态下 D_2 导通，D_3~D_5 中至少有 1 个导通，直到 D_2 关闭。在此过程中，i_{N_2} 会连续变化，直到中间状态 2 结束。因此，QSSI 开关管上不会出现电压尖峰。



(a) 中间状态1



(b) 中间状态2

图 6　2 种中间状态

Fig. 6 Two intermediate states

1.5 损耗分析

为进一步研究 QSSI，对其损耗进行研究。QSSI 的损耗可分为开关管、二极管通断损耗和电容、电感功率损耗。通过对 QSSI 各模态进行分析，可以得到其损耗值。下面对 4 种损耗分别进行分析。

开关管通断损耗 P_{SW} 包括导通损耗 P_{rs} 和开关损耗 P_{SWD}，其表达式为

$$P_{SW} = P_{rs} + P_{SWD} = r_s I_{Srms}^2 + \frac{U_S I_S}{2} t_{on} f_s \tag{23}$$

式中：r_s 为开关管的导通电阻；I_{Srms} 为 1 个周期内开关管的电流有效值；U_s、I_s 分别为开关管两端的电压和流过的电流；t_{on} 为开关管导通时间；f_s 为开关频率。

与开关管类似，二极管的通断损耗 P_D 包括导通损耗 P_{RF} 和开关损耗 P_{VF}，其表达式为

$$P_D = P_{RF} + P_{VF} = r_D I_{Drms}^2 + I_{Davg} U_D \tag{24}$$

式中：r_D 为二极管的导通电阻；I_{Drms} 为 1 个周期内二极管的电流有效值；I_{Davg} 为 1 个周期内二极管电流的平均值；U_D 为二极管的阈值电压。

QSSI 的电感损耗 P_L 主要分为铜耗和铁耗，由于铁耗远远小于铜耗，故 QSSI 的电感损耗近似于铜耗，其表达式为

$$P_L = r_{Li} I_{Li\mathrm{rms}}^2 + r_{Lij} I_{Lij\mathrm{rms}}^2 \tag{25}$$

式中：r_{Li}(i=1, 2, 3)为耦合电感各绕组的铜耗电阻；$I_{Li\mathrm{rsm}}$ 为流过耦合电感各绕组的电流有效值；r_{Lij}(j=1, 2)为限流电感的铜耗电阻；$I_{Lij\mathrm{rsm}}$ 为流过限流电感的有效值。

电容上的损耗 P_C 主要为电容寄生电阻产生的损耗，其表达式为

$$P_C = r_C I_{C\mathrm{rms}}^2 \tag{26}$$

式中：r_C 为电容的寄生电阻；$I_{C\mathrm{rsm}}$ 为 1 个周期内电容电流的有效值。

综上可得 QSSI 的损耗 P_{LOSS} 为

$$P_{\mathrm{LOSS}} = P_{\mathrm{SW}} + P_{\mathrm{D}} + P_L + P_C \tag{27}$$

将逆变器各稳态参数分别带入式(27)，可得 QSSI 理论损耗值，在输出功率为 200 W 时，其损耗为 19.35 W。图 7 绘制了 QSSI 不同类型器件的损耗占比情况，可见电感损耗对逆变器效率影响最大。其中，DBI 的损耗仅占总损耗的 11.13%，考虑到其对逆变器可靠性的提升，证明了该设计的合理性。

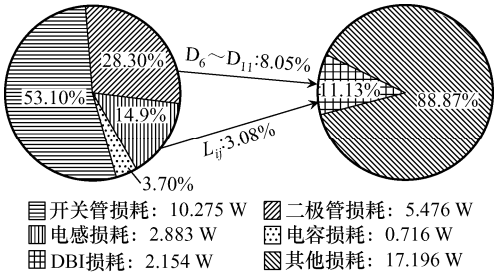


图 7 QSSI 的损耗分布图

Fig. 7 Breakdown chart of QSSI

2 参数设计

2.1 耦合电感设计

在所设计的 QSSI 中，储能元件是保证电路实现升压功能与正常运行的关键。在设计耦合电感时，首先应考虑通过耦合电感上的电流达到最大时，其产生的电感电流纹波应有效避免非连续导通状态，其值应小于平均磁化电流的 20%，即需满足

$$\Delta i_{L_{\mathrm{m}}} = \frac{U_{\mathrm{in}} DT}{2L_{\mathrm{m}}} \leqslant 0.2 I_{\mathrm{in}} \tag{28}$$

式中：$\Delta i_{L\mathrm{m}}$ 为耦合电感电流纹波；I_{in} 为输入电流；L_{m} 为耦合电感对应的磁化电感。

则 L_{m} 的范围为

$$L_{\mathrm{m}} \geqslant \frac{U_{\mathrm{in}} DTN_1}{0.4 I_{\mathrm{in}} (N_1 - N_2)} \tag{29}$$

而 L_{m} 的值由耦合电感本身参数决定，表达式为

$$L_{\mathrm{m}} = \frac{\mu N_1^2 S}{l} \tag{30}$$

式中：μ、S、l 分别为所选磁心材料的磁导率、截面积、磁通长度。则得到 L_{N_1} 的匝数范围为

$$N_1^2 \geqslant \frac{U_{\mathrm{in}} DTl}{0.4 I_{\mathrm{in}} \mu S} \tag{31}$$

为了实现逆变器的高电压增益，三绕组耦合电感的匝数 N_1、N_2、N_3 有许多种组合方式。由式(29)可知，QSSI 要想达到升压的效果需要保证 $N_1 \geqslant N_2$，但是二者匝数之差的大小会影响逆变器的性能。匝数之差太小会致使增益趋于无穷大，调节占空比电压增益会高度敏感；匝数之差过大则 L_{N_2} 的作用就不能较好地体现，即不能最大限度利用三绕组耦合电感的作用，因此选择 N_1:N_2=0.5 较为合适。对于 L_{N_3} 匝数的确定，由式(29)可以明显看出，L_{N_3} 的匝数不受严格限制，L_{N_3} 的作用是提供额外的电压增益，而使增益不局限于 N_2 与 N_1 的差值，因此最终选择的匝数比为 N_1:N_2:N_3=6:3:3，再根据式(31)确定三绕组的匝数比为 N_1:N_2:N_3=30:15:15。本文中耦合电感器采用成本较低的铁硅铝做磁心，为了减小漏感的影响，耦合电感采用双磁环叠加绕制。考虑寄生参数的影响并留有一定的安全裕度，故采用励磁电感为 2 mH 的耦合电感。

2.2 电容设计

QSSI 中的 2 个电容具有相同的选择方法，它们的电压承受能力必须考虑纹波产生的电压波动影响，即满足 $\Delta U_C \leqslant 2\% U_C$，$U_C$ 为电容电压，则电容的选择需满足

$$C \geqslant \frac{100D}{R_{\mathrm{eq}} f} \tag{32}$$

式中，R_{eq}为交流负载等效到直流侧的负载电阻。由于在实际的电路运行过程中，串联等效电阻及电流纹波会对电容的正常工作产生影响，故最终实际选择的电容应比理论值稍大一些，其具体原因为

$$\Delta U_C + R_C \Delta I_C < 2\% U_C \tag{33}$$

式中：R_C为电容的串联等效电阻；ΔI_C为直流链电容电压的电流纹波。电容的选择还要考虑负载中 3 次谐波的影响，其大小还需满足

$$C \geqslant \frac{P_{\mathrm{C}}}{2\pi f_1 U_C \Delta u} \tag{34}$$

式中：P_{C}为输出额定功率；f_1为输出电压频率；Δu为负载侧允许的峰间电压纹波。

由以上分析最终选择电容 C_1=C_2=470 μF。

3　仿真

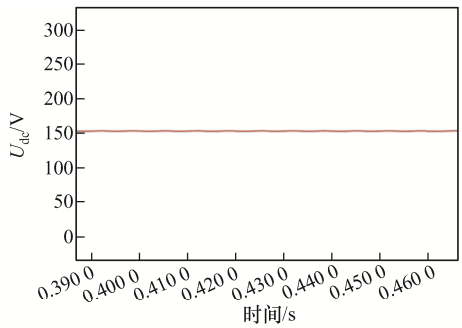
在 MATLAB/Simulink 中进行对应仿真，器件参数选型见表 1、仿真结果如图 8 所示。

表 1　主要仿真参数选型

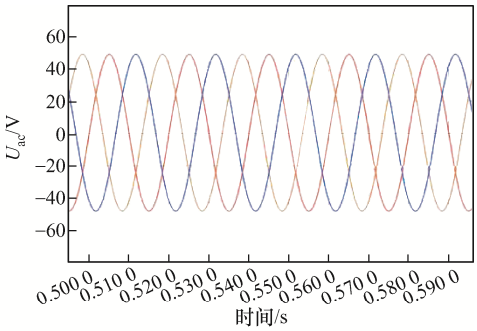
Tab.1 Main simulation parameters selection

参数	数值
三绕组耦合电感匝数比 N_1:N_2:N_3	30:15:15
输入电压/V	12
调制因数 M	0.6
开关频率/kHz	10
电容 C_1/μF	470
电容 C_2/μF	470
滤波电容/μF	330
滤波电感/mH	1
限流电感/μH	100
励磁电感/mH	2
负载电阻/Ω	100

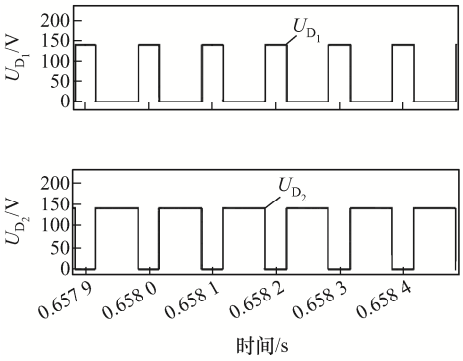
由仿真结果可知，在图 8(a)、(b)中，当 QSSI 的直流输入为 12.00 V 时，U_{dc}约为 153.50 V、电压增益为 6.39 倍；U_{oc}幅值约为 48.85 V、交流电压增益为 4.07 倍。这表明 QSSI 有很强的升压能力。由图 8(c)可知，仿真中 D_1 和 D_2 的电压应力值均为 141.00 V，2 个二极管的运行状态相反，与理论分析一致，验证了式(16)和式(18)的正确性；图 8(d)显示 D_3~D_5 交替出现 2 个高电平，验证了式(17)和式(19)的理论推导；图 8(e)、(f)中的二极管和开关



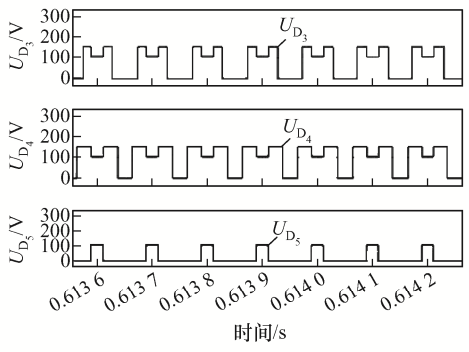
(a) 直流链电压



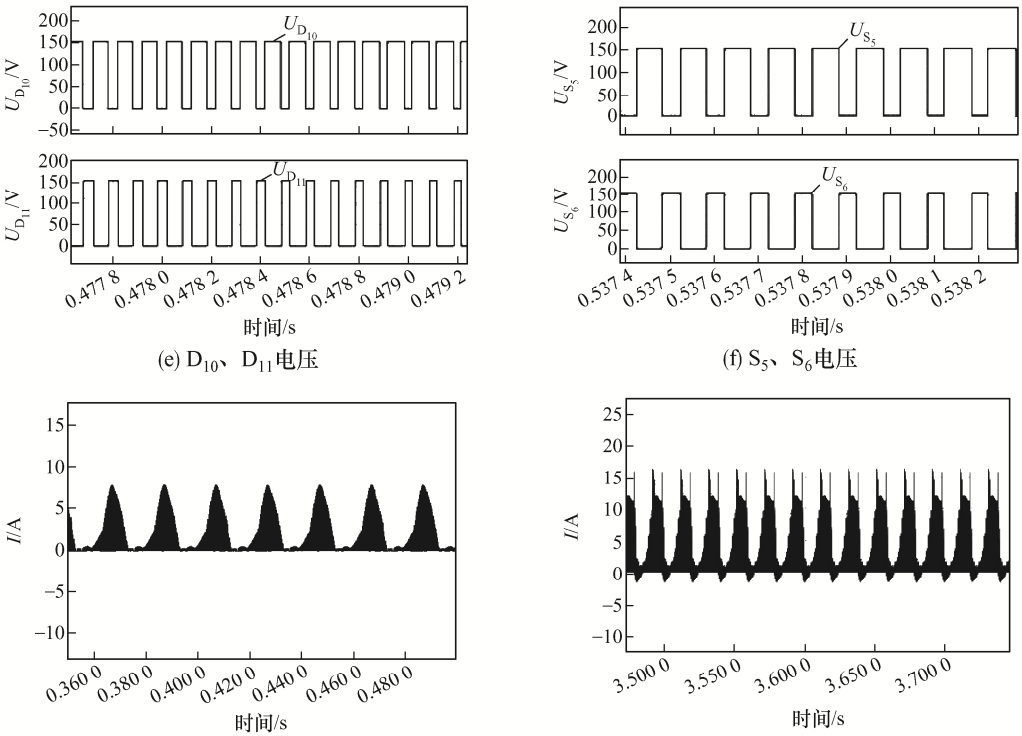
(b) 交流输出



(c) D_1、D_2电压



(d) D_3~D_5电压



(e) D_{10}、D_{11}电压　(f) S_5、S_6电压

(g) 加入Buck桥臂上的电流　(h) 未采用双Duck电路的桥臂电流

图 8　仿真结果

Fig. 8 Simulation results

管的电压与 U_{dc} 相同，其电压应力值均为 153 V，与式(17)、式(20)、式(21)的计算值相同；图 8(c)~(f)均证明了各开关管和二极管不存在与漏电流相关的电压尖峰，表明 QSSI 通过加入电压钳位单元消除了该振荡，不存在 SYSI 在工作过程中具有的开关管和二极管的电压振荡问题；图 8(g)、(h)展示了 QSSI 和 SYSI 的桥臂电流波形，其中，QSSI 桥臂的电流最大值为 7.6 A，而 SYSI 的电流能达到 16.0 A，表明本文提出的电路拓扑能明显减小桥臂直通电流、提高逆变器的可靠性，与理论分析相符。

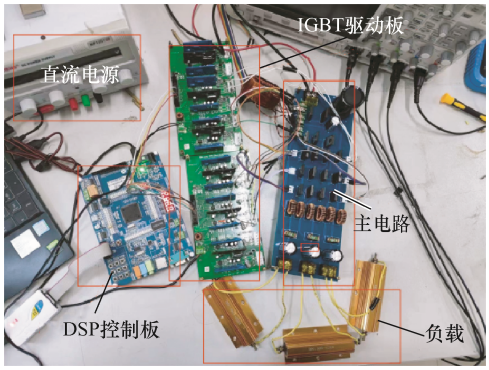


图 9　样机实物图

Fig. 9 Experimental prototype

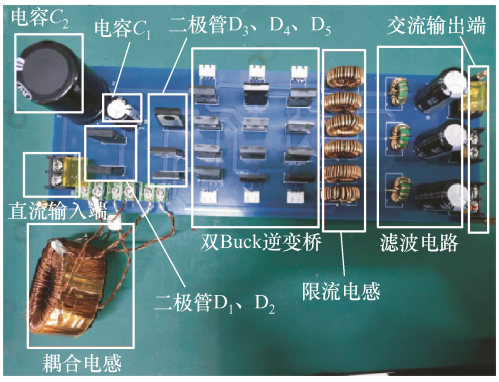


图 10　主电路图

Fig. 10 Main circuit diagram

4　实验验证

为验证本文所提逆变器电路拓扑的可行性，在 TM320F28335 开发板上搭建实验样机。实验样机的实物与主电路分别如图 9 和图 10 所示，实验结果如图 11 所示。

与仿真参数相同，实验参数见表 1。在 12 V 的输入下，图 11(a)显示 QSSI 的 U_{dc} 升至约 150.0 V；

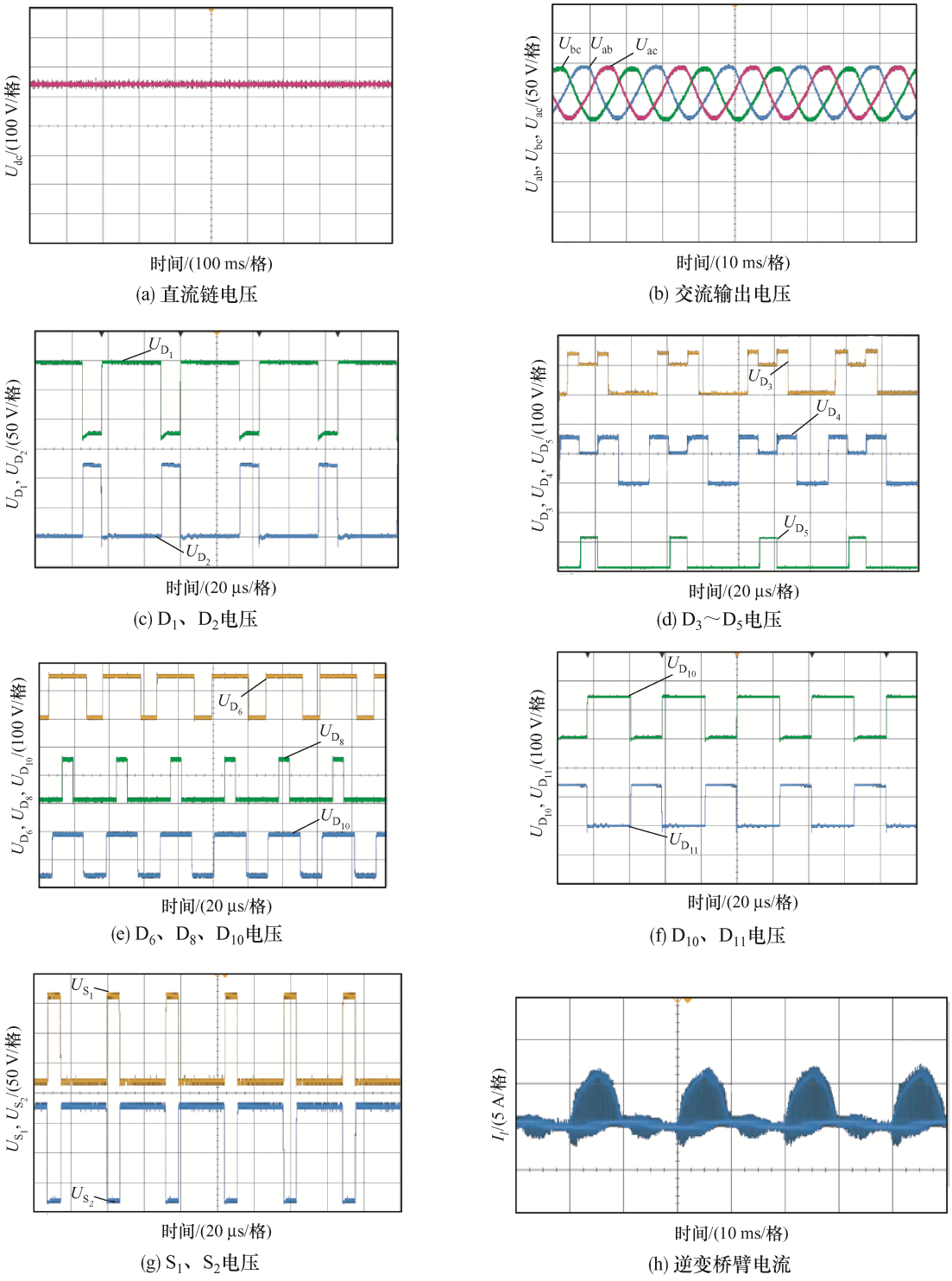


图 11　实验结果

Fig. 11 Experimental results

图 11(b)显示 QSSI 的 U_{ac} 幅值为 46.2 V，由于器件的非理想化，故实验结果会存在一定误差，在误差允许的范围内，该实验结果与仿真结果基本一致，证明了 QSSI 具有高增益的特点。在图 11(c)中 D_1、D_2 的承受反向电压值均约为 135.0 V，实验电压波形接近理论分析和仿真结果，并且 QSSI 中 D_1 关断瞬间没有电压振荡，证明了 QSSI 通过电压钳位单元能够较好地消除该电压振荡。

图 11(d)显示 D_3~D_5 交替出现 2 个高电平和 1 个低电平，验证了式(17)和式(19)理论推导，其电压波形与仿真结果一致；其他器件的实验电压波形与理论计算和仿真结果相似，图 11(e)~(g)中二极管和开关管的电压输出均约为 150.0 V，与理论值和仿真值结果基本相符，证明在保持高增益的同时不存在电压振荡问题。此外，图 11(h)表明逆变桥臂电流最大值约为 7.2 A，与仿真结果相符，证明 QSSI 能明显减小桥臂直通电流，提高逆变器的可靠性。

5 结语

本文介绍了 QSSI，并对其工作原理进行了深入分析。通过仿真和实验验证了该逆变器具有高电压增益的特点，同时有效解决了与漏感相关的开关管电压尖峰问题，并呈现出减小桥臂直通电流等优势。这些结果表明该逆变器方案在性能优化和稳定性改善方面取得了显著进展，更适用于各种分布式发电系统及交流电机调速等领域。

参考文献：

[1] 武保东. Y 源逆变器拓扑及并网研究[D]. 淮南：安徽理工大学, 2019.
Wu Baodong. Research of Y source inverter topology and grid-connected [D]. Huainan: Anhui University of Science & Technology, 2019. (in Chinese)

[2] 冉岩, 王卫, 王艳杰. 单相非隔离型改进 Y 源光伏并网逆变器[J]. 高电压技术, 2020, 46(3): 1086-1095.
Ran Yan, Wang Wei, Wang Yanjie. Improved single-phase transformerless Y-source PV grid-connected inverter [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(3): 1086-1095. (in Chinese)

[3] 朱小全, 叶开文, 金科, 等. 单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(9): 3679-3690.
Zhu Xiaoquan, Ye Kaiwen, Jin Ke, et al. Single-phase single-stage coupled inductor split-source Boost inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(9): 3679-3690. (in Chinese)

[4] 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)

[5] 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)

[6] 秦月, 任春光, 孔健生, 等. 基于多谐振结构的宽输入电压范围 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 26-34.
Qin Yue, Ren Chunguang, KongJiansheng, et al. DC-DC converter with wide input voltage range based on multi-resonant structure [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 26-34.(in Chinese)

[7] 丘恒越, 张桂东, 陈思哲. 基于准 Z 源的低电容电压应力高增益 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024,22(6): 1-12.
Qiu Hengyue, Zhang Guidong, Chen Sizhe. High-gain DC-DC converter with low voltage stress of capacitor based on quasi-Z-source [J]. Journal of Power Supply, 2024,22(6): 1-12. (in Chinese)

[8] 彭方正, 房绪鹏, 顾斌, 等. Z 源变换器[J]. 电工技术学报, 2004, 19(2): 47-51.
Peng Fangzheng, Fang Xupeng, Gu Bin, et al. Z-source converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2): 47-51. (in Chinese)

[9] Siwakoti Y P, Town G E, Loh P C, et al. Y-source inverter [C]// 2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). Galway, Ireland, 2014: 1-6.

[10] Fang Xupeng, Zhang Weishuo, Kan Xingchen, et al. Three-phase split delta-source inverter: Operating principles and modulation [C]// 2020 IEEE 3rd Student Conference on Electrical Machines and Systems (SCEMS).

Jinan, China, 2021: 775-780.

[11] 刘鸿鹏, 卢壮. 实现输入电流连续的优化型 Y 源逆变器[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(4): 86-91, 98.
Liu Hongpeng, Lu Zhuang. Optimized Y-source inverter for continuous input current [J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(4): 86-91, 98. (in Chinese)

[12] 马建伟, 刘鸿鹏, 孔庆朝, 等. 一族具有直流链电压箝位的高升压比 Y 源逆变器[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(4): 46-53.
Ma Jianwei, Liu Hongpeng, Kong Qingchao, et al. Family of high step-up Y-source inverters with DC-link voltage clamping techniques [J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(4): 46-53. (in Chinese)

[13] 姚婷婷, 管乐诗, 石恩达, 等. 一种低母线电压尖峰的改进型 Y 源逆变器及其可靠性分析[J]. 电工技术学报, 2021, 36(S1): 209-217.
Yao Tingting, Guan Yueshi, Shi Enda, et al. A low DC-link voltage spike modified Y-source inverter and its reliability evaluation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(S1): 209-217. (in Chinese)

[14] Abdelhakim A, Mattavelli P, Spiazzi G. Split-source inverter [C]// IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Yokohama, Japan, 2016: 1288-1293.

[15] Abdelhakim A, Mattavelli P, Spiazzi G. Three-phase split-source inverter (SSI): Analysis and modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7451-7461.

[16] Wageh M, Dabour S M, Mostafa R M. A high gain split-source inverter with reduced input current ripple [C]// 2021 22nd International Middle East Power Systems Conference (MEPCON). Assiut, Egypt, 2022: 383-388.

[17] Chen Manxin, Yin Changqing, Loh P C. Magnetically coupled high-voltage-Boost split Y-source inverter without leakage-induced voltage spikes [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5444-5455.

[18] 房绪鹏, 阚兴宸, 王璞, 等. 钳位型分裂Y源逆变器[J]. 电源学报, 2023, 21(2): 82-88.
Fang Xupeng, Kan Xingchen, Wang Pu, et al. Clamped split Y-source inverter [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(2): 82-88. (in Chinese)

[19] 房绪鹏, 阚兴宸, 李鑫媛, 等. 一种改进的高增益无电压尖峰分裂 Y 源逆变器[J]. 电源学报, 2023, 21(5): 41-50.
Fang Xupeng, Kan Xingchen, Li Xinyuan, et al. Improved high-gain split Y-source inverter without voltage spikes [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(5): 41-50. (in Chinese)

[20] 邓玉, 李润陆,徐雄风. SPWM 调制法的改进研究[J]. 电工技术, 2018(4): 95-96.
Deng Yu, Li Runlu, Xu Xiongfeng. Research on improved SPWM modulation algorithm [J]. Electric Engineering, 2018(4): 95-96. (in Chinese)



房绪鹏

作者简介：

房绪鹏(1971—　)，男，博士后，教授。研究方向：阻抗源变流器及其应用，现代电力电子技术在电力系统、电气传动和新兴能源利用方面的应用。E-mail：xpfang@sdust.edu.cn。

孟祥瑞(2000—　)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：202383080010@sdust.edu.cn。

郭玉洁(2001—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：202383080091@sdust.edu.cn。

魏震(2001—　)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：202383080082@sdust.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)