第 49 卷 第 6 期：2569-2579 高电压技术 Vol.49, No.6: 2569-2579
2023 年 6 月 30 日 High Voltage Engineering June 30, 2023
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20221005

低直流链电压尖峰的二极管辅助型优化 Y 源逆变器

刘鸿鹏[1]，滕　禹[1]，卢　壮[1]，王　卫[2]
（1. 东北电力大学电气工程学院现代电力系统仿真控制与绿色电能新技术教育部重点实验室，吉林 132012；2. 哈尔滨工业大学电气工程及其自动化学院，哈尔滨 150001）

摘　要：耦合电感的引入使阻抗源逆变器的升压能力得到进一步提高，并改善了传统 Z 源拓扑中调制比与直通占空比之间的约束关系。然而，漏感的存在导致逆变器出现直流链电压尖峰，恶化了开关器件的工作条件，限制了逆变器的功率等级。为解决上述问题，以优化型 Y 源逆变器为研究对象，提出一种低直流链电压尖峰的优化 Y 源拓扑结构，利用无源吸收回路确保逆变器状态切换时直流链电压的平滑过渡，消除了直流链电压尖峰。此外，新提出拓扑继承了优化型 Y 源逆变器的所有优点，并且在相同的直通占空比下，具有更高的升压能力。最后，通过对比二者的仿真和实验结果，验证了新拓扑在升压能力和抑制电压尖峰方面的优越性能。
关键词：耦合电感；阻抗源逆变器；漏感；电压尖峰；Y 源逆变器；吸收回路

Diode-assisted Optimized Y-source Inverter with Low DC Link Voltage Spike

LIU Hongpeng[1], TENG Yu[1], LU Zhuang[1], WANG Wei[2]
(1. Key Laboratory of Modern Power System Simulation and Control & Renewable Energy Technology, Ministry of Education, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China;
2. School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The introduction of coupling inductor further improves the boost capability of the impedance source inverter, and improves the constraint relationship between the modulation ratio and the pass-through duty cycle in the traditional Z-source topology. However, the existence of leakage inductance leads to DC link voltage spikes in the inverter, which deteriorates the operating conditions of the switching devices and limits the power rating of the inverter. In order to solve the above problems, taking the optimized Y-source inverter as the research object, we propose an optimized Y-source topology with low DC link voltage spikes. The proposed topology utilizes a passive absorption loop to ensure a smooth transition of the DC link voltage during inverter state switching. In addition, the new topology inherits all the advantages of the optimized Y-source inverter, and has a higher boost capability under the same shoot-through duty cycle. Finally, by comparing the simulation and experimental results of the two topologies, the superior performance of the new topology in boosting capability and suppressing voltage spikes is verified.
Key words: coupled inductance; impedance source inverter; leakage inductance; voltage spike; Y-source inverter; absorption circuit

0　引言

基于微型逆变器的光伏系统是商业和住宅用户最流行的分布式发电解决方案之一，光伏微型逆变器改善了能量收集效率，即插即用的工作模式提高了安装灵活性和系统的冗余度。然而传统单级电压源型逆变器(voltage source inverter，VSI)只能工作在降压模式，并对负载的性质有特殊要求，此外，VSI 的上下同一桥臂开关管不允许短路，开关管驱动控制时需要引入死区时间，导致逆变器输出波形失真。为此，学者们提出了阻抗源逆变器(impedance-source inverters，ISIs)，根据应用场景的要求，利用逆变桥的直通(shoot-through，ST)模式和非直通(non-shoot-through，NST)模式实现对输入电压的升降压变换和逆变功能，应用场合更加灵活[1-2]。最重要的是，直通(shoot-through，ST)作为 ISIs 独特的工作模式，将传统 VSI 禁止出现的直通状态合理化，解决了死区和重叠时间引入导致的输出谐波含量增加的问题，同时提高了抗电磁干扰的能力。

最早期的 ISIs 是彭方正教授提出的 Z 源逆变器

基金资助项目：国家自然科学基金(51977045)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (51977045).

(Z source inverter，ZSI)，为逆变器拓扑的研究指引了新的方向[3]。为进一步提高 ZSI 的工作性能，学者们通过改变阻抗网络中器件的相对位置、添加开关电感单元、电路级联等方式[4-5]，相继提出了准 Z 源逆变器[6-7]、新型 Z 源逆变器[8]、新型准 Z 源逆变器[9]、拓展型 Z 源逆变器[10]、改进型准 Z 源逆变器[11]等 Z 源阻抗网络衍生拓扑。然而，上述改进方案在提高逆变器升压能力上并没有显著效果，或者牺牲了系统的功率密度和成本[12]。为了提高 ISIs 的升压比，并且减少器件数量，近年来，学者们将耦合电感引入阻抗网络，提出了耦合电感型阻抗源逆变器(coupled-inductors impedance-source inverters，CI-ISIs)[13-17]。CI-ISIs 通过调整耦合电感的匝数比来提升在特定直通占空比下的升压系数，不需要增加额外的元器件，设计更为灵活，适用范围更广。

耦合电感的引入固然提高了阻抗源逆变器的升压性能，然而，漏感的存在严重影响了 CI-ISIs 的正常运行。最值得关注的是逆变器在 ST 向 NST 切换时，急剧变化的漏感电流导致的直流链电压尖峰问题。文献[18]使用一个二极管实现了直流链电压尖峰的箝位，但是这种吸收电路仅适用于特定结构的 CI-ISIs，不具有通用性。文献[19]提出的高效率 T 源逆变器能够完全地抑制直流链电压尖峰，然而断续的输入电流、启动瞬间存在的冲击电流等问题限制了实际应用的推广。文献[20]提出了 Δ 源逆变器，Δ 型耦合电感结构在一定程度上减小了绕组的等效漏感和等效串联电阻。但是，其在匝数设计时需要满足严格的比例关系，工作原理本质上与双绕组耦合电感并无区别。文献[21]通过改变三端耦合电感的绕组方向，提出了一族差模 Y 源阻抗网络，具有更低的电压应力并能够消除电压尖峰，然而该类拓扑需要增加额外的无源器件保证输入电流的连续性，且升压比表达式与传统 Y 源逆变器一致。文献[22]提出一种分裂 Y 源逆变器，不利用直通状态进行抬升电压，可实现调制因数和升压比的同时提高，从而能够更加灵活地调节电压增益。然而非理想元件的影响，实际的升压能力有待提高。

鉴于无源吸收电路能够在消除电压尖峰的同时兼顾 CI-ISIs 升压能力的提高，本文以优化型 Y 源逆变器[23](optimized Y source inverter，O-YSI)为研究对象，分析其直流链电压尖峰产生的原因，在此基础上提出二极管辅助型优化 Y 源逆变器(diode assisted optimized y source inverter，DA-OYSI)，在消除电压尖峰的同时提高其升压能力，并搭建实验平台以验证新拓扑的可实现性。

1 O-YSI 直流链电压尖峰分析

优化型 Y 源逆变器拓扑如图 1 所示，耦合电感漏感对 O-YSI 性能的影响主要体现在 ST 状态向 NST 状态切换的时刻。由直流电源 U_{in}、输入电感 L_{in}、耦合电感 L_1—L_3、、二极管 D、电容 C_1、C_2、滤波电容 C_f、滤波电感 L_f 和开关器件 S_1—S_4 组成。耦合电感 L_1—L_3 构成 Y 型结构。此时，过小的漏感将难以维持流经耦合电感电流的稳定，巨大的电压尖峰会出现在漏感两侧。若耦合电感制作时磁芯质量不符合要求或者绕线稀松，则这种电压尖峰可能达到正常值的 2~4 倍，过高的电压值可能导致器件损坏。图 2 为具有漏感的优化型 Y 源逆变器等效电路，图中漏感(L_{K1}—L_{K3})利用波浪虚线表示。

如图 2(a)所示，二极管 D 在 ST 时会反偏，同时流过绕组 L_3 的电流 i_3 受到输入电感的限制，其数值等于输入电流，因此直通电流 i_{ST} 主要由绕组电流 i_2 提供，假设耦合电感的匝数比为 N_1:N_2:N_3，则此时流过绕组 L_1、L_2 和 L_3 的电流分别为：

$$i_1 = 0 \tag{1}$$

$$i_2 = K\frac{P}{U_{in}} \tag{2}$$

$$i_3 = -\frac{P}{U_{in}} \tag{3}$$

式中：K 为 O-YSI 的绕组因数，由耦合电感的匝数决定，数值表达式为 K=(N_1+N_3)/N_2；P 为逆变器的功率等级。

相应地，NST 模式下 O-YSI 的等效电路如图 2(b)所示，二极管 D 导通，流过绕组 L_1、L_2 和 L_3 的电流需要瞬间改变以提供感性负载电流 I_o，此时各绕组电流确定为：

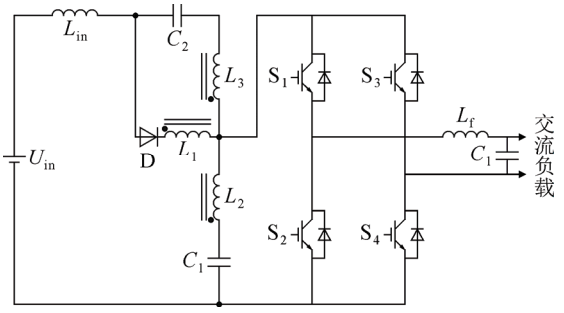


图 1 优化型 Y 源逆变器

Fig.1 Optimized Y-source inverter

$$i_1' = \frac{1}{1-d}\frac{P}{U_{in}} \tag{4}$$

$$i_2' = \frac{-Kd}{1-d}\frac{P}{U_{in}} \tag{5}$$

$$i_3' = \frac{d}{1-d}\frac{P}{U_{in}} \tag{6}$$

式中 d 为占空比。

根据式(1)—式(6)，耦合电感电流大小与逆变器功率等级成正比，如果功率等级较大，那么在电路切换工作状态的瞬间就会导致流过漏感的电流发生剧变，根据耦合电感绕组的伏安关系，漏感两端将产生很大的电压，最终导致直流链电压尖峰的出现。

2　二极管辅助型优化 Y 源逆变器

2.1　工作原理分析

图 3 展示了提出的抑制直流链电压尖峰的优化 Y 源逆变器拓扑，虚线表示与原来拓扑的不同之处。图 3 中，C_1、C_3、C_4、D_2 构成了电压尖峰箝位电路，此外 O-YSI 中的电容 C_2 用二极管 D_3 来替代，在不改变逆变器工作性能的同时减小了体积。同 O-YSI 等阻抗源逆变器类似，二极管辅助型优化 Y 源逆变也有 2 种工作模式，即直通模式和非直通模式。但是，为了能够精确分析 DA-OYSI 抑制直流链电压尖峰的工作原理，同时考虑到耦合电感漏感的影响以及非理想半导体器件的工作特性，将直通模态和非直通状态作出进一步的划分，以详细阐述 DA-OYSI 抑制直流链电压尖峰的工作原理。

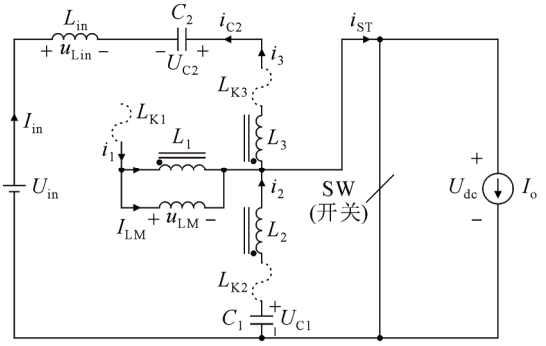
图 4 为 DA-OYSI 的工作模态图。在每个开关周期内，电路被分为 4 个工作模态，电流流向已用箭头标出。三端耦合电感延用之前的等效模型，所有的漏感都被等效至与 L_1 串联的漏感 L_K，在图 4 中用波浪虚线表示，其上的电流在开关周期内会发生较大变化。与 O-YSI 的分析相同，逆变桥被等效为一个开关 SW，NST 状态下负载被等效为电流源。假定 C_1、C_3 和 C_4，以及 L_{in}、L_o 和 L_M 都选取得足够大，则其对应的电压和电流在整个开关周期内都几乎不变。

为了方便电路分析，在[t_0，t_1]和[t_2，t_3]这 2 个阶段，认为耦合电感电流呈线性变化。各器件电压电流的关键波形如附录 A 图 A1 所示。

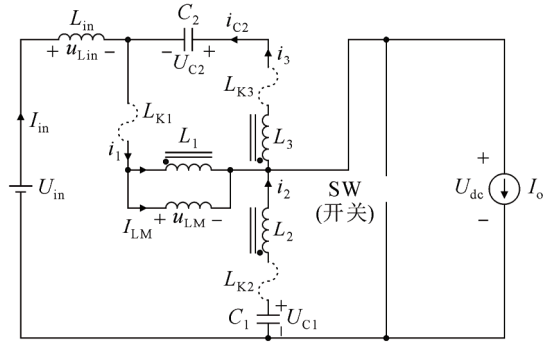
1）直通状态

[t_0，t_1]：等效开关 SW 闭合，直流链电压 U_{dc} 降为 0。由于耦合电感漏感 L_K 的存在，流过的电流不能瞬间降为 0，二极管 D_1 继续导通，而二极管 D_2 截止。由于耦合电感绕组 N_3 流过的电流从 0 开始增加，因此二极管 D_3 处于导通状态。该阶段为直通状态的一个过渡阶段，电路模态如图 4(a)所示。

[t_1，t_2]：t_1 时刻开始，流过漏感的电流降为 0，漏感两端电压降为 0，DA-OYSI 的直通达到了稳定的状态，此时电路模态如图 4(b)所示。该阶段二极管 D_1、D_2 反偏，D_3 继续导通，电感 L_{in}、L_M、L_o 充电，而电容 C_1、C_3、C_4 放电。



(a) 直通模式



(b) 非直通模式

图 2　考虑漏感影响的 O-YSI 等效电路

Fig.2　Equivalent circuit of O-YSI considering leakage inductance effect

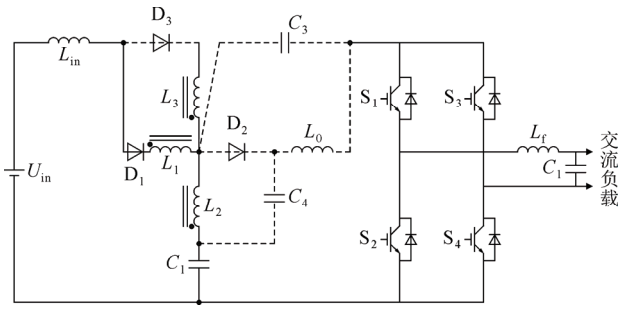


图 3　二极管辅助型优化 Y 源逆变器

Fig.3　Diode assisted optimized Y-source inverter

2）非直通状态

[t_2，t_3]：开关 SW 关断，直流链电压上升，电路进入非直通状态，所有二极管全部处于导通状态，电路模态如图 4(c)所示。电容 C_1、C_3、C_4 充电，二极管 D_2 导通，使得 C_1、C_3 和 C_4 串联共同吸收电压尖峰的能量。该模态是直通状态向非直通状态切换的过渡阶段，流过耦合电感的电流 i_1—i_3 在 t_2 时刻保持线性变化，以实现抑制直流链电压尖峰的目的。

[t_3，t_0]：随着流过耦合电感 L_1 的电流线性增加，最终在 t_3 时刻的数值与输入电流相等，因此二极管 D_3 关断，电路进入稳定的非直通状态。电路模态如图 4(d)所示，电感 L_{in}、L_M、L_o 充电，而电容 C_1、C_3、C_4 放电。随着二极管 D_2 的继续导通，耦合电感电压被电容 C_4 箝位，此时直流链电压 U_{dc} 等于 3 个电容电压的代数和。

2.2 电压、电流分析

基于上述分析，由于电路在图 4(a)所示的模态下持续时间很短，电感和电容的能量在这一阶段几乎不发生改变，因此该状态下的电流分析可以忽略。而对于电压，其在图 4(a)和图 4(b)所示的两个直通模态下表达式是相同的，因此直接从[t_1，t_2]这一阶段展开 DA-OYSI 的电压电流分析。

根据图 4(b)，[t_1，t_2]阶段开关 SW 闭合，二极管 D_1、D_2 反向偏置，D_3 继续导通，耦合电感的电压被电容 C_1、C_3 箝位，电源向输入电感 L_{in} 充电，得到电路各个无源器件电压、电流表达式分别为：

$$u_{LM}=\frac{N_1}{N_2}(U_{C1}+U_{C3}) \tag{7}$$

$$u_{Lin}=\frac{N_3}{N_2}U_{C1}+\frac{N_3+N_2}{N_2}U_{C3}+U_{in} \tag{8}$$

$$u_{Lo}=-(U_{C1}+U_{C4}) \tag{9}$$

$$i_{C1}=I_{Lo}-i_2 \tag{10}$$

$$i_{C3}=i_3-i_2 \tag{11}$$

$$i_{C4}=I_{Lo} \tag{12}$$

式中：u_{LM}、u_{Lin} 分别为励磁电感、输入电感两端的电压；u_{Lo} 为输出电感电压；I_{Lo} 为输出电感电流。

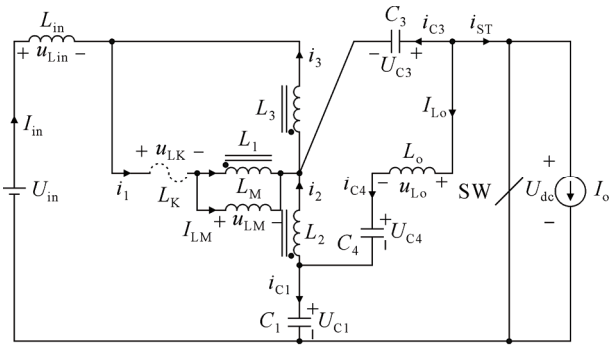
通过 KCL 定律和耦合电感电流之间的关系得到：

$$N_1 i_1'+N_2 i_2+N_3 i_3=0 \tag{13}$$

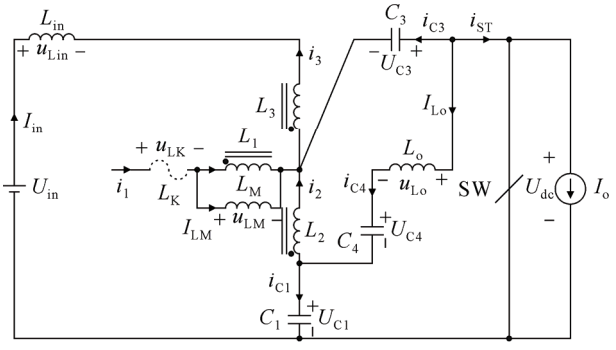
$$i_1'=-I_{LM} \tag{14}$$

$$i_3=-I_{in} \tag{15}$$

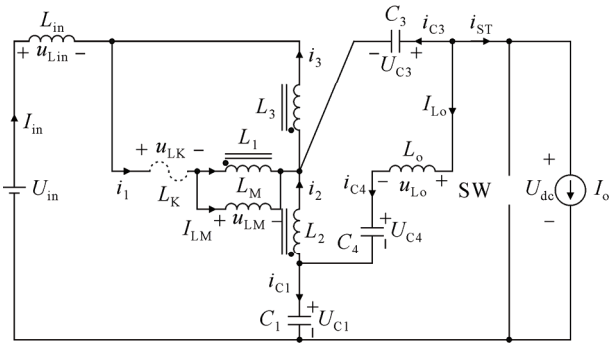
结合式(10)—式(15)得到该阶段流过电容 C_1 和 C_3 的电流分别为：



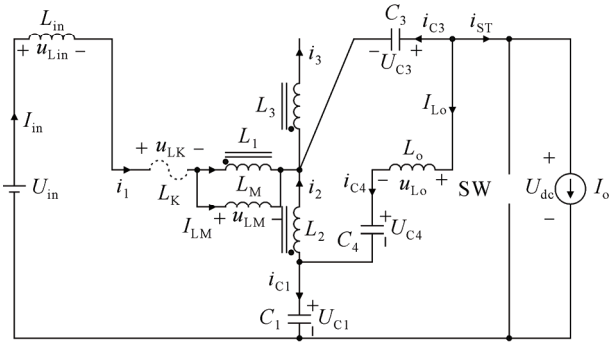
(a) [t_0, t_1]



(b) [t_1, t_2]



(c) [t_2, t_3]



(d) [t_3, t_0]

图 4 DA-OYSI 工作模态

Fig.4 Operational modes of DA-OYSI

$$i_{C1}=I_{Lo}-\frac{N_1 I_{LM}+N_3 I_{in}}{N_2} \tag{16}$$

$$i_{C3}=-I_{in}-\frac{N_1 I_{LM}+N_3 I_{in}}{N_2} \tag{17}$$

式中 I_{LM}、I_{in} 分别为励磁电流、输入电流。

开关 SW 在 t_2 时断开，电路进入 NST 状态，如图 4(c)所示。该阶段流过电容的电流发生突变，同时由于二极管 D_2 导通，耦合电感和输出电感 L_o 的电压分别被电容 C_3、C_4 箝位，而输入电感 L_{in} 与耦合电感线圈 N_3 的电压被电容 C_1 和 C_4 箝位，由此可以推导出电压、电流表达式分别为：

$$u_{LM}=-\frac{N_1}{N_2}U_{C4} \tag{18}$$

$$u_{Lin}=-U_{C1}-\frac{N_3+N_2}{N_2}U_{C4}+U_{in} \tag{19}$$

$$u_{Lo}=U_{C3} \tag{20}$$

$$u_{LK}=\frac{N_3+N_1}{N_2}U_{C4}=KU_{C4} \tag{21}$$

$$i_{C1}(t_2)=I_{in}-I_o \tag{22}$$

$$i_{C3}(t_2)=-I_{Lo}-I_o \tag{23}$$

式中 I_o 为输出电流。

流过 C_1、C_3 的电流在 t_2 时刻发生突变，如附录 A 图 A1 所示。此外，根据前面的分析，漏感电流从 0 开始迅速增加，当流过漏感的电流增加到输入电流大小时，二极管 D_3 关断，t_2 到 t_3 的时间 ΔdT 以及 t_2 时刻流过电容 C_4 的电流计算式为：

$$I_{in}=\frac{P}{U_{in}}=\frac{1}{L_K}\int_{dT}^{(d+\Delta d)T}u_{LK}\mathrm{d}t \tag{24}$$

$$U_{C4}=\frac{1}{C_4}\int_{dT}^{(d+\Delta d)T}i_{C4}\mathrm{d}t \tag{25}$$

式中：T 为采样周期；d 表示直通占空比。

图 4(d)为[t_3，t_0]阶段的电路状态，L_M、L_o 的电压表达式与上一阶段相同，输入电感 L_{in} 电压为

$$u_{Lin}=\alpha\left(-U_{C1}+\frac{N_1-N_2}{N_2}U_{C4}+U_{in}\right) \tag{26}$$

式中 α 为分压系数，数值表达式为 $\alpha=L_{in}/(L_{in}+L_K)$。

在[t_3，t_0]阶段由于二极管 D_3 的关断，流过电容 C_1 和 C_3 的电流与上一阶段相同，而电容电流 i_{C4} 和线圈电流又发生了新的变化，相应的表达式为：

$$i_1=I_{in} \tag{27}$$

$$i_1'=i_1-I_{LM} \tag{28}$$

$$i_2=i_{C4}-i_{C1}=i_{C4}-I_{in}+I_o \tag{29}$$

$$i_3=0 \tag{30}$$

根据式(13)所示的线圈电流之间关系，可以计算出[t_3，t_0]阶段流过电容 C_4 的电流为

$$i_{C4}=\frac{N_1(I_{LM}-I_{in})+N_2(I_{in}-I_o)}{N_2} \tag{31}$$

最后对所有电感应用伏秒平衡、所有电容应用安秒平衡，有：

$$\begin{aligned}\int_{t_0}^{t_2}u_{Lx}\mathrm{d}t+\int_{t_2}^{t_3}u_{Lx}\mathrm{d}t+\int_{t_3}^{t_0}u_{Lx}\mathrm{d}t=\int_0^{dT}u_{Lx}\mathrm{d}t+\\ \int_{dT}^{(d+\Delta d)T}u_{Lx}\mathrm{d}t+\int_{(d+\Delta d)T}^{T}u_{Lx}\mathrm{d}t=0\end{aligned} \tag{32}$$

$$\begin{aligned}\int_{t_0}^{t_2}i_{Cy}\mathrm{d}t+\int_{t_2}^{t_3}i_{Cy}\mathrm{d}t+\int_{t_3}^{t_0}i_{Cy}\mathrm{d}t=\int_0^{dT}i_{Cy}\mathrm{d}t+\\ \int_{dT}^{(d+\Delta d)T}i_{Cy}\mathrm{d}t+\int_{(d+\Delta d)T}^{T}i_{Cy}\mathrm{d}t=0\end{aligned} \tag{33}$$

式中：L_x 分别代表 L_M、L_{in} 和 L_o；y=1，3，4，表示电容的下标。

此外，由于 $L_K \ll L_{in}$，因此分压系数 $\alpha\approx1$，基于上述分析，[t_2，t_3]阶段的电路模态持续时间相比整个非直通状态的持续时间而言很短，忽略这一过渡阶段，即 $\Delta dT\approx0$。最后，根据式(24)—式(33)的计算结果得到 DA-OYSI 电路中各个无源器件的电压、电流表达式分别为：

$$U_{C1}=\frac{1-2d}{1-(K+2)d+Kd^2}U_{in} \tag{34}$$

$$U_{C3}=U_{C4}=\frac{d}{1-(K+2)d+Kd^2}U_{in} \tag{35}$$

$$I_{LM}=\frac{N_1-(N_1+N_3)d}{N_1}I_{in} \tag{36}$$

$$I_{Lo}=-I_{in} \tag{37}$$

$$I_o=\frac{1-(K+2)d+Kd^2}{1-d}I_{in} \tag{38}$$

根据图 4 所示的非直通状态下电路模态，直流链电压 U_{dc} 等于电容 C_1、C_3 和 C_4 的电压代数和，由此可以推导出二极管辅助型优化 Y 源逆变器升压比 B 的表达式为

$$B=\frac{U_{dc}}{U_{in}}=\frac{1}{1-(K+2)d+Kd^2} \tag{39}$$

相较于优化型 Y 源逆变器，其升压比表达式为 $B=1/(1-(K+1)d)$。通过对比可以得出结论：相同的耦合电感和直通占空比前提下，DA-OYSI 具有更高的升压比。d 的取值需要满足

$$0<d<\frac{2+K-\sqrt{4+K^2}}{2K} \tag{40}$$

直流链电压 U_{dc} 和交流输出电压峰值 $\hat{u}_o$ 可以通过下列表达式计算得到：

$$U_{dc}=\frac{1}{1-(K+2)d+Kd^2}U_{in} \tag{41}$$

$$\hat{u}_o=MBU_{in} \tag{42}$$

式中 M 代表调制比。M 和 d 必须满足

$$M<1-d \tag{43}$$

根据式(43)，调制比 M 和直通占空比 d 之间相互制约，M 决定了输出波形的质量，M 越大输出波形质量越好。另一方面，逆变器电压增益与 d 呈正相关。为了解决这个矛盾，可以通过选择较大的绕组因数 K 而不是增大直通占空比 d 来实现高升压比，故 K 的存在提高了逆变器升压比设计的灵活性。

2.3 器件应力分析

表 1 展示了优化型 Y 源逆变器和二极管辅助型优化 Y 源逆变器的电压应力与电流应力的对比结果。表 1 中，i_{ST} 为逆变器直通状态下直流母线侧的电流，$i_{x\text{-peak}}$ 为耦合电感的线圈电流，x=1，2，3，表示耦合电感绕组的下标。为了方便比较，假定两种逆变器的功率等级 P、绕组因数 K 和升压比 B 均相同，则 DA-OYSI 的直通占空比更小，表中用下标“D”区分二者之间的区别。

二极管辅助型优化 Y 源逆变器的电容电压 U_{C1} 要小于优化型 Y 源逆变器的电容电压。尽管新添加了 C_3 和 C_4 两个电容，然而其电压应力均小于 O-YSI 中电容 C_2 的电压。对于二极管 D_1 的反向偏置电压，DA-OYSI 同样小于 O-YSI 的电压，这使得二极管的选取更加灵活。尽管 DA-OYSI 添加了较多的无源器件，但是其电压应力均较小，而且原有器件的电压应力普遍小于 O-YSI，能够抑制耦合电感漏感引起的直流链电压尖峰。

此外，根据表 1 所示的结果，在采用同一耦合电感并保证直通占空比相同的前提下，DA-OYSI 相比 O-YSI 升压能力更高。三端耦合电感作为两种逆变器传输能量的核心器件，比较各自的峰值电流可知，DA-OYSI 的耦合电感电流应力均小于 O-YSI，因此可以减小耦合电感磁芯的尺寸，从而在一定程度上弥补增加较多器件导致逆变器体积增大的问题。

2.4 损耗分析

为研究无源吸收回路对所提阻抗源逆变器效率的影响，本部分将对新提出的拓扑建立损耗分析模型，重点计算电容和二极管上的功率损耗，以及绕组 L_1、L_2、L_3 的铜线损耗。由于 DA-OYSI 暂态过程的持续时间很短，因此为简化分析，在建立损耗模型过程中只考虑[t_1，t_2]和[t_3，t_0]两个时间段下的电路工作状态。

首先根据式(16)和式(22)、式(17)和式(23)以及式(12)和式(31)所示的 ST 和 NST 模式下电容电流表达式，得到流过电容 C_1、C_3 和 C_4 的电流在一个开关周期内的方均根表达式分别为：

表 1 电压和电流应力对比

Table 1 Comparison of voltage and current stresses

参数	表达式	
	O-YSI	DA-OYSI
$B=U_{dc}/U_{in}$	$1/(1-(K+1)d)$	$1/(1-(K+2)d_D+Kd_D^2)$
U_{C1}	$(1-d)BU_{in}$	$(1-2d_D)BU_{in}$
U_{C2}	$KdBU_{in}$	
U_{C3}、U_{C4}		d_DBU_{in}
U_{D1}	KBU_{in}	$K(1-d_D)BU_{in}$
U_{D2}		Kd_DBU_{in}
U_{D3}		BU_{in}
I_{in}	P/U_{in}	P/U_{in}
$i_{1\text{-peak}}$	$P/(U_{in}(1-d))$	P/U_{in}
$i_{2\text{-peak}}$	$-KP/U_{in}$	$K(1-d_D)P/U_{in}$
$i_{3\text{-peak}}$	KP/U_{in}	$-P/U_{in}$

$$i_{C1,rms}=\sqrt{\frac{d}{1-d}}(1+K-Kd)\frac{P}{U_{in}} \tag{44}$$

$$i_{C3,rms}=\sqrt{\frac{1}{1-d}}(1+K-Kd)\frac{P}{U_{in}} \tag{45}$$

$$i_{C4,rms}=\sqrt{\frac{d}{(1-d)}}\frac{P}{U_{in}} \tag{46}$$

因此可以确定电容 C_1、C_3 和 C_4 的导通损耗为：

$$P_{C1,loss}=i_{C1,rms}^2R_{C1}=\frac{d}{1-d}(1+K-Kd)^2\frac{P^2}{U_{in}^2}R_{C1} \tag{47}$$

$$P_{C3,loss}=i_{C3,rms}^2R_{C1}=\frac{1}{1-d}(1+K-Kd)^2\frac{P^2}{U_{in}^2}R_{C3} \tag{48}$$

$$P_{C4,loss}=i_{C4,rms}^2R_{C1}=\frac{d}{1-d}\frac{P^2}{U_{in}^2}R_{C4} \tag{49}$$

式中：$P_{Cx,loss}$ 为电容导通损耗；R_{Cx} 为电容寄生电阻，约为 0.07 Ω；x=1，3，4，表示电容的下标。

与电容类似，流过绕组 L_1、L_2 和 L_3 的电流方均根值计算式分别为：

$$i_{1,rms}=\sqrt{1-d}\frac{P}{U_{in}} \tag{50}$$

$$i_{2,rms}=\sqrt{d(1-d)}\frac{KP}{U_{in}} \tag{51}$$

$$i_{3,rms}=\sqrt{1-d}\frac{P}{U_{in}} \tag{52}$$

则绕组的铜损可以表示为：

$$P_{\mathrm{L1,loss}}=i_{\mathrm{1,rms}}^2R_{\mathrm{L1}}=(1-d)\frac{P^2}{U_{\mathrm{in}}^2}R_{\mathrm{L1}} \tag{53}$$

$$P_{\mathrm{L2,loss}}=i_{\mathrm{1,rms}}^2R_{\mathrm{L2}}=d(1-d)\frac{K^2P^2}{U_{\mathrm{in}}^2}R_{\mathrm{L2}} \tag{54}$$

$$P_{\mathrm{L3,loss}}=i_{\mathrm{3,rms}}^2R_{\mathrm{L1}}=(1-d)\frac{P^2}{U_{\mathrm{in}}^2}R_{\mathrm{L3}} \tag{55}$$

式中：$P_{\mathrm{Lx,loss}}$ 为绕组铜损；R_{Lx} 为绕组电阻，约为 0.04 Ω；x=1，2，3，表示绕组的下标。

二极管的功率损耗主要包括导通损耗 P_{f} 和反向恢复损耗 P_{l}。以二极管 $\mathrm{D_1}$ 为例，当 DA-OYSI 处于 NST 时，二极管 $\mathrm{D_1}$ 导通，此时其导通损耗表达式为

$$P_{\mathrm{f,D1}}=\frac{1}{T}\int_{dT}^{T}i_{\mathrm{D1}}U_{\mathrm{f}}(i_{\mathrm{D1}})\mathrm{d}t\approx\frac{(1-d)PU_{\mathrm{f}}(i_{\mathrm{D1}})}{U_{\mathrm{in}}} \tag{56}$$

式中：$P_{\mathrm{f,D1}}$ 为二极管 $\mathrm{D_1}$ 的导通损耗；i_{D1} 为非直通模式下流过二极管 $\mathrm{D_1}$ 的电流；$U_{\mathrm{f}}(i_{\mathrm{D1}})$为二极管 $\mathrm{D_1}$ 的正向压降，可以基于二极管数据手册查得。

当 DA-OYSI 由非直通状态向直通状态转变时，二极管 $\mathrm{D_1}$ 由导通向截止状态转换的过程中，存在反向恢复损耗，可以表示为

$$P_{\mathrm{l,D1}}=\frac{1}{T}\int_{0}^{dT}i_{\mathrm{l}}(u_{\mathrm{D1}})u_{\mathrm{D1}}\mathrm{d}t\approx Kd(1-d)BU_{\mathrm{in}}i_{\mathrm{l}}(u_{\mathrm{D1}}) \tag{57}$$

式中：$P_{\mathrm{l,D1}}$ 为二极管 $\mathrm{D_1}$ 的反向恢复损耗；u_{D1} 为二极管 $\mathrm{D_1}$ 的反偏电压；$i_{\mathrm{l}}(u_{\mathrm{D1}})$为二极管 $\mathrm{D_1}$ 的漏电流，可以基于二极管数据手册查得。类似地，同样可以得到二极管 $\mathrm{D_2}$ 和 $\mathrm{D_3}$ 的损耗表达式，分析方法相同，因此本文不再赘述。

对于等效开关 SW 的关断损耗和开通损耗，即开关损耗[24]，则可以统一表示为

$$P_{\mathrm{SW}}=\int_{t_2}^{t_3}\left(\frac{KP}{(1-d)U_{\mathrm{in}}}-Ki_{\mathrm{l}}(t)\right)u_{\mathrm{dc}}(t)\mathrm{d}t \tag{58}$$

式中 P_{SW} 为等效开关 SW 的关断损耗和开通损耗。

代入各个参数后计算可得，DA-OYSI 在 200 W 功率下要损失 21.5205 W 的功率，DA-OYSI 在 200 W 功率下效率理论值为 89.24%。

3　仿真与实验结果

为验证理论分析的正确性，使用 Plecs 软件分别搭建优化型 Y 源逆变器和二极管辅助型优化 Y 源逆变器的仿真模型，对比分析两种 Y 源拓扑的工作性能，并建立 DA-OYSI 的实验样机来验证拓扑可行性。为实现公平的比较，两者采用同一个三端耦合电感，匝数比 N_1:N_2:N_3=1:1:2，绕组因数 K=3。耦合电感绕组的电感值分别为 0.3636 mH、0.3673 mH、1.4151 mH，漏感分别为 2.0 μH、1.8 μH、7.5 μH，分别占耦合电感电感值的 0.55%、0.49%和 0.53%。此外，设置 O-YSI 的直通占空比为 0.15，而 DA-OYSI 的直通占空比为 0.13，以保证电压增益为 2.5，直流链电压维持在 200 V。仿真模型和硬件系统采用相同的参数，具体参数如附录 A 表 A1 所示。

3.1　仿真结果

图 5 为优化型 Y 源逆变器和二极管辅助型优化 Y 源逆变器流经耦合电感的电流局部仿真波形。直通向非直通状态切换的暂态时间[t_2，t_3]以及非直通向直通状态切换的暂态时间[t_0，t_1]已经在相应位置用实线条标出。

根据图 5，在 ST 状态向 NST 状态切换瞬间，O-YSI 的耦合电感电流发生跃变，导致直流链出现电压尖峰。而 DA-OYSI 在状态切换时，耦合电感电流是线性变化的，因此不会出现电压尖峰的现象。此外，DA-OYSI 在[t_0, t_1]的暂态过程持续时间很短，因此前文理论分析时忽略这一状态完全合理。

图 6 为优化型 Y 源逆变器的直流链电压仿真波形。为方便观测，分别截取了 0.4 s 的全局波形和局部放大波形。O-YSI 在由 ST 状态向 NST 状态切换时，耦合电感电流的突然变化导致直流链上出现电压尖峰，启动阶段甚至超过了 600 V。这使得在进行 O-YSI 逆变桥开关管的选取时要求电压应力达到 800 V，而在理想情况下，开关管的电压应力仅仅只有 200 V。很显然直流链电压尖峰严重恶化了开关管的工作环境，不利于工程的推广应用。二极管辅助型优化 Y 源逆变器的直流链电压如图 7 所示。正如前文分析，该拓扑可以完全消除直流链上的电

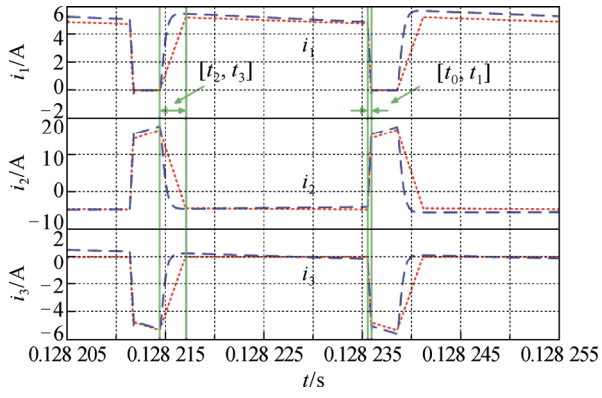


图 5　耦合电感电流仿真波形

Fig.5　Current simulation waveforms of coupling inductor

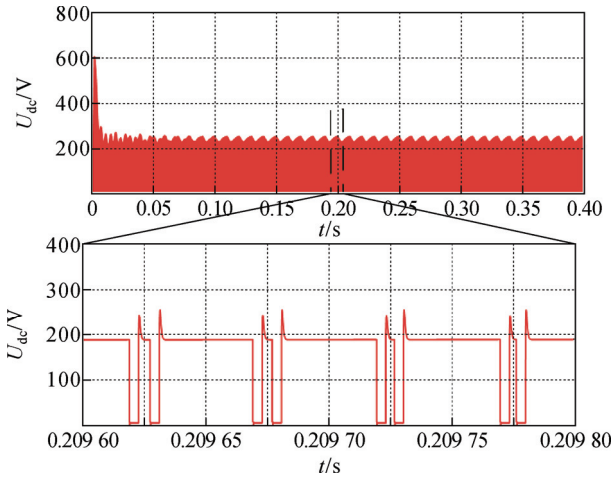


图 6 优化型 Y 源逆变器的直流链电压

Fig.6 DC link voltage of O-YSI

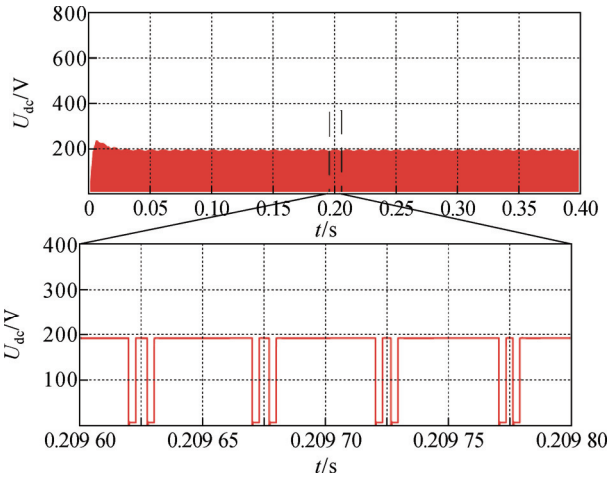


图 7 二极管辅助型优化 Y 源逆变器的直流链电压

Fig.7 DC link voltage of DA- OYSI

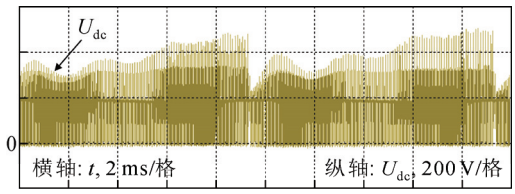
压尖峰，电路启动阶段的冲击电压也实现了很好的抑制效果。

3.2 实验结果

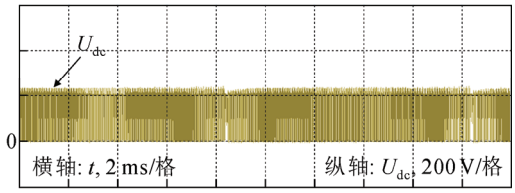
实验基于 DSP TMS320F28335 搭建 200 W 的功率实验平台，如附录 A 图 A2 所示，在该平台分别搭建优化型 Y 源逆变器和二极管辅助型优化 Y 源逆变器的主电路，确保实验结果在同一电路板和参数下获得，以提高结果对比的合理性。

图 8 分别为 O-YSI、DA-OYSI 的直流链电压实验波形。从图 8(a)中可以观察到在理论值为 200 V 的情况下，O-YSI 的直流链电压最高接近 600 V，对开关器件的耐压能力提出了更高的要求。而图 8(b)所示的 DA-OYSI 的直流链电压能够维持在 200 V 附近，几乎不存在电压尖峰并且非常接近理论值。这说明 DA-OYSI 具有良好的抑制直流链电压尖峰能力，验证了理论分析的正确性。

图 9 为直流链电压及二极管电压电流实验波形。其中图 9(a)为 DA-OYSI 的直流链电压和二极管反向电压的实验波形。可以观察到二极管的开关状态均与理论分析的结果相符，同时新增加的两个二极管 D_2 和 D_3 的反向截止电压均小于二极管 D_1，因此不会带来额外的应力负担。由于二极管 D_1 和 D_3 均与耦合电感的绕组直接相连，因此在状态切换时出现了明显的振铃现象，这是由于二极管的寄生电容和耦合电感的漏感发生谐振引起的。图 9(b)为二极管的电流波形。DA-OYSI 由 ST 状态切换到 NST 状态的暂态过程中，流过二极管 D_1 和 D_3 的电流线性缓慢变化并且没有振铃现象发生，因此不会产生直流链电压尖峰。



(a) O-YSI



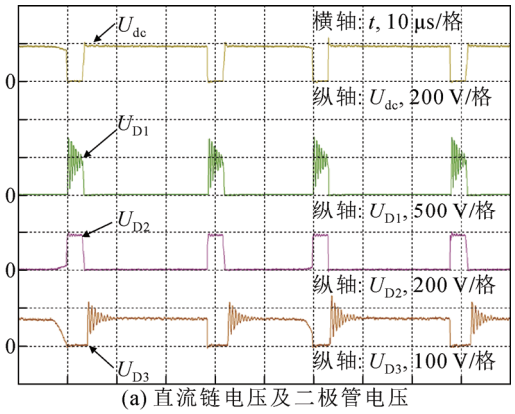
(b) DA-OYSI

图 8 直流链电压实验波形

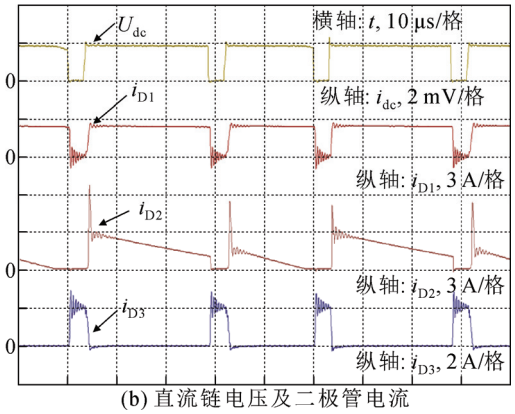
Fig.8 Experimental waveforms of DC link voltage

图 10 为 DA-OYSI 电容电压实验波形，电容电压稳态值分别为 U_{C1}=145 V，U_{C3}=U_{C4}=23 V，该结果与式(34)和式(35)的计算结果 U_{C1}=148 V，U_{C3}=U_{C4}=26 V 接近，并且 DA-OYSI 的电容电压应力更小，验证了理论分析的正确性。

二极管辅助型优化 Y 源逆变器输入电压、电流和输出电压、电流的实验波形如图 11 所示。其中 DA-OYSI 同样具有连续输入电流的特点，并且存在二倍工频的脉动形式，这是由单相逆变器输入输出瞬时功率匹配导致的。在调制比为 0.8 的条件下，交流电压的峰峰值达到 155 V，与理论值存在着 5 V 的偏差。因此相比优化型 Y 源逆变器，DA-OYSI 的直通占空比损失更小，对耦合电感漏感和无源器件等效串联电阻的抑制效果更为明显。



(a) 直流链电压及二极管电压



(b) 直流链电压及二极管电流

图 9　直流链电压及二极管电压电流实验波形

Fig.9　Experimental waveforms of DC link voltage, diode voltage and diode current

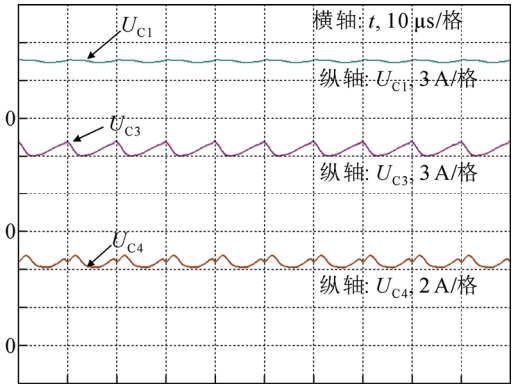


图 10　电容电压实验波形

Fig.10　Experimental waveforms of capacitor voltage

针对 DA-OYSI 和 O-YSI 的效率对比分析，附录 A 图 A3 展示了 DA-OYSI 和 O-YSI 的效率对比。当功率等级较低时，O-YSI 的器件个数少，功率损耗小，其工作效率相对较高；而当功率等级逐渐提高时，开关所产生的损耗被新加入的吸收回路回收，超过了吸收回路中器件的损耗，DA-OYSI 的效率随之升高。因此，在较高的功率等级下，DA-OYSI 由于其低电压尖峰和高效率的特点而更具应用优势。

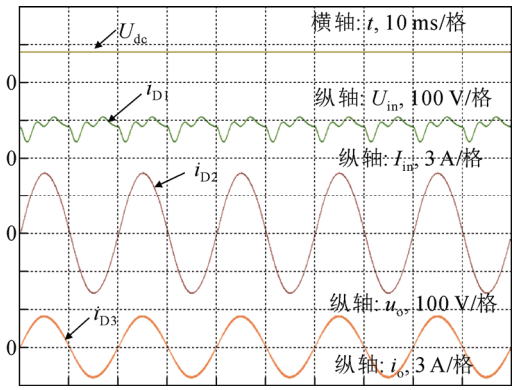


图 11　输入、输出实验波形

Fig11　Experimental waveforms of input and output

4　结论

1）本文提出的拓扑在不需要添加额外有源开关器件的前提下，通过无源吸收回路吸收漏感的能量消除了直流链电压尖峰，且与优化型 Y 源逆变器相比，该拓扑具有更高的升压比。

2）该逆变器拓扑各个器件的电压、电流应力更低，不会给逆变器的正常运行带来负担，弥补了增加较多器件导致的逆变器体积增大的影响。

3）通过搭建仿真模型和实验平台验证了所提出拓扑的优越性和可行性。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献　References

[1] ALLUHAYBI K, BATARSEH I, HU H B, et al. Comprehensive review and comparison of single-phase grid-tied photovoltaic microinverters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1310-1329.

[2] 张继红，赵　锐，刘云飞，等. 低压微网阻性逆变器并联运行控制策略[J]. 高电压技术，2022，48(1)：136-146.
ZHANG Jihong, ZHAO Rui, LIU Yunfei, et al. Resistive inverters output impedance parallel operation strategy in low-voltage microgrid[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 136-146.

[3] PENG F Z. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.

[4] 顾　军，宋　飞，李　平，等. 混合级联 H 桥逆变器的调制策略优化方法[J]. 高电压技术，2022，48(2)：753-761.
GU Jun, SONG Fei, LI Ping, et al. Modulation strategy optimization method of hybrid cascaded H-bridge Inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(2): 753-761.

[5] 王要强，王凯歌，董亮辉，等. 单输入九电平升压逆变器拓扑及调制[J]. 高电压技术，2020，46(11)：3810-3818.
WANG Yaoqiang, WANG Kaige, DONG Lianghui, et al. Topology and modulation of single-input nine-level boost inverter[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3810-3818.

[6] LI Y, ANDERSON J, PENG F Z, et al. Quasi-z-source inverter for photovoltaic power generation systems[C]// Proceedings of the 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference

and Exposition. Washington, USA: IEEE, 2009: 918-924.

[7] NGUYEN M K, LIM Y C, CHO G B. Switched-inductor quasi-Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3183-3191.

[8] 蔡智林，侯 涛. 新型 Z 源 T 型五电平逆变器及其调制策略[J]. 高电压技术，2017，43(4)：1203-1213.
CAI Zhilin, HOU Tao. Novel Z-source T-type five-level inverter and its modulation strategy[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(4): 1203-1213.

[9] 屈艾文，陈道炼，苏 倩. 新颖的单级三相电压型准 Z 源光伏并网逆变器[J]. 中国电机工程学报，2017，37(7)：2091-2101.
QU Aiwen, CHEN Daolian, SU Qian. Novel single-stage three-phase voltage-fed quasi-Z-source photovoltaic grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(7): 2091-2101.

[10] 程启明，沈 磊，程尹曼，等. 新型准 Z 源三电平逆变器的分析及其特性研究[J]. 电机与控制学报，2020，24(9)：134-144.
CHENG Qiming, SHEN Lei, CHENG Yiman, et al. Analysis and characteristics of new quasi-Z source three-level inverter[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(9): 134-144.

[11] 程启明，赵淼圳，沈 磊，等. 改进型准 Z 源三电平逆变器建模分析[J]. 高电压技术，2021，47(6)：2195-2205.
CHENG Qiming, ZHAO Miaozhen, SHEN Lei, et al. Modeling analysis of improved quasi-Z source three-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 2195-2205.

[12] 王要强，库若含，周成龙，等. 混合 T 型多电平逆变器及其调制策略[J]. 高电压技术，2020，46(9)：3220-3228.
WANG Yaoqiang, KU Ruohan, ZHOU Chenglong, et al. Hybrid T-type multilevel inverter and its modulation strategy[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(9): 3220-3228.

[13] ZHANG M, LI H B, HAO Y Y, et al. A modified switched-coupled-inductor quasi-z-source inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3634-3646.

[14] ADAMOWICZ M, STRZELECKI R, PENG F Z, et al. New type LCCT-Z-source inverters[C]// Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications. Birmingham, UK: IEEE, 2011: 1-10.

[15] QIAN W, PENG F Z, CHA H Y. Trans-Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3453-3463.

[16] MO W, LOH P C, BLAABJERG F. Asymmetrical Γ-source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 637-647.

[17] SIWAKOTI Y P, TOWN G E, LOH P C, et al. Y-source inverter[C]// Proceedings of the 2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. Galway, Ireland: IEEE, 2014: 1-6.

[18] ALEEM Z, HANIF M. Operational analysis of improved Γ-Z-source inverter with clamping diode and its comparative evaluation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(12): 9191-9200.

[19] LIU H P, ZHOU B, LI Y H, et al. High-efficiency t-source inverter with low voltage spikes across the switch bridge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10554-10566.

[20] HAKEMI A, SANATKAR-CHAYJANI M, MONFARED M. Δ-source impedance network[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(10): 7842-7851.

[21] REDDIVARI R, JENA D, GAUTHAM T N. Analysis, design, and performance evaluation of differential-mode Y-source converters for voltage spikes mitigation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6): 6701-6710.

[22] CHEN M X, YIN C Q, 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.

[23] 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.

[24] LIU H P, LI Y H, ZHOU Z C, et al. A family of low-spike high-efficiency Y-source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(12): 9288-9300.



刘鸿鹏(通信作者)
1978—，男，博士，教授，博导
主要从事光伏并网发电、微电网技术、储能与节能技术和电力电子可靠性研究
E-mail: liu_hp@neepu.edu.cn

LIU Hongpeng
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期 2022-06-18 修回日期 2022-10-24 编辑 何秋萍

附录 A

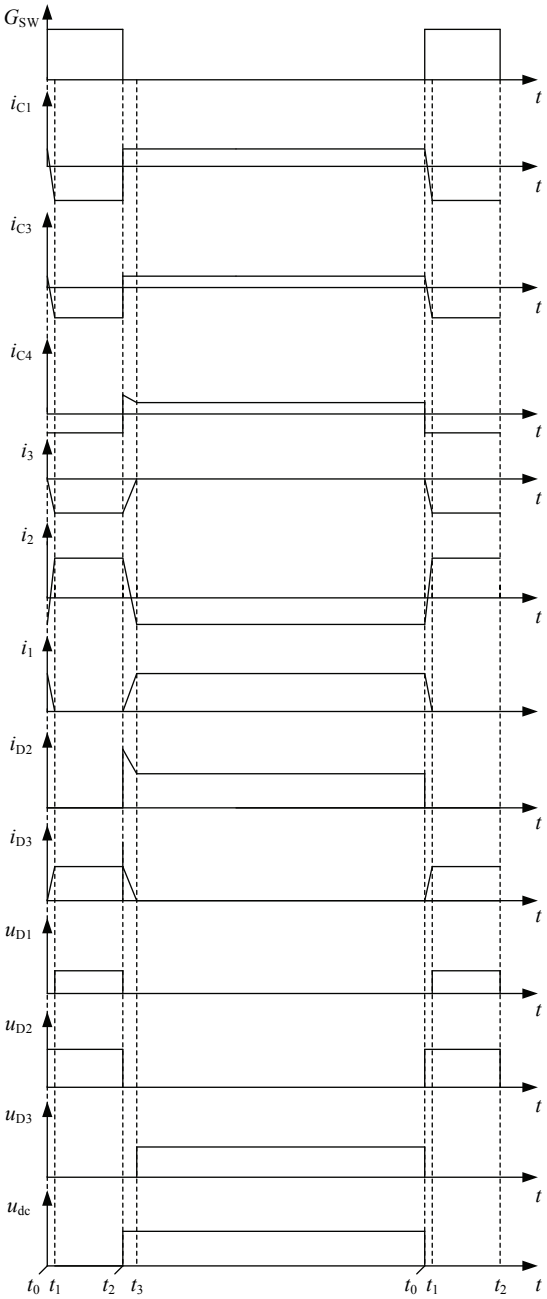


图 A1　DA-OYSI 简化关键波形图

Fig.A1　Simplified key waveforms of DA-OYSI

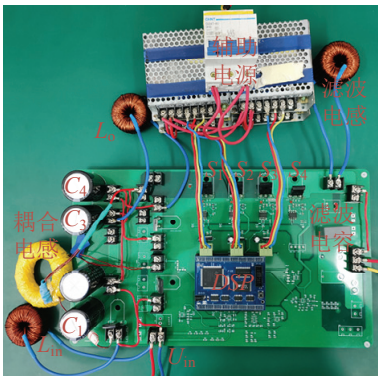


图 A2　200 W 功率实验平台

Fig.A2　200 W power experimental platform

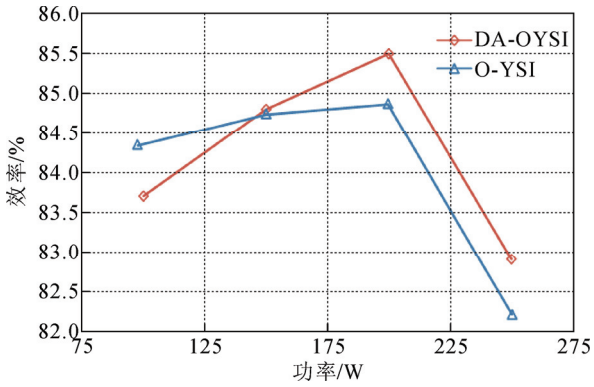


图 A3　DA-OYSI 和 O-YSI 的效率对比

Fig.A3　Efficiency comparison between DA-OYSI and O-YSI

表 A1　仿真与实验参数

Table A1　Parameters of simulation and laboratory

电路参数	数值	电路参数	数值
输入电压/V	80	耦合电感磁芯型号	C055863A2
输出电压(峰峰值)/V	160	有源开关型号	IRGP4062DPbF
电容 C_1、C_2/μF	470、100	二极管型号	STPSC20H12DY
电容 C_3、C_4/μF	470	滤波电感/mH	4.5
电感 L_{in}、L_o/mH	2	滤波电容/μF	10
开关频率/kHz	10	负载电阻/Ω	60(200 W)
耦合电感匝数比	40:40:80		