DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.3.37　　**中图分类号**：TM46　　**文献标志码**：A

有源钳位型高增益 Y 源三相逆变器

房绪鹏，赵　航(中国电源学会学生会员)，郭红震，赖学文
(山东科技大学电气与自动化工程学院，青岛 266590)

摘要：针对传统的准 Y 源逆变器存在母线电压尖峰高、器件电压应力大等问题，提出了 1 种有源钳位型 Y 源三相逆变器电路拓扑。通过增加功率开关管、电容与二极管形成钳位电路，提高了电压增益，降低了功率器件的电压应力，还保留了输入电流连续的特点。采用 3 次谐波注入升压调制策略，提高了直流侧电压的利用率。详细分析了该逆变器的工作原理，推导了其电压增益和器件电压应力的公式，并与其他逆变器的性能进行比较，理论分析证明了该逆变器性能的优越性。最后搭建了仿真模型和实验样机进行验证，仿真和实验结果均验证了该逆变器的可行性。

关键词：三相逆变器；高电压增益；Y 源；钳位电路；电压应力

Active Clamp-type High Gain Y-source Three-phase Inverter

FANG Xupeng, ZHAO Hang, *Student Member*, *CPSS*, GUO Hongzhen, LAI Xuewen
(College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China)

Abstract: Aimed at the problems in traditional quasi-Y-source inverters such as high busbar voltage peaks and high device voltage stress, the circuit topology of an active clamp-type Y-source three-phase inverter is proposed. By adding power switch tube, capacitor and diode to form a clamping circuit, the voltage gain is improved, the voltage stress of the power device is reduced, and the continuous characteristic of input current is maintained. A third-order harmonic injection boost modulation strategy is adopted to improve the utilization rate of DC-link voltage. The working principle for this inverter is analyzed in detail, and the formulas for its voltage gain and the device voltage stress are deduced. In addition, its performance is compared with those of other inverters, and its advantage is theoretically demonstrated. Finally, a simulation model and an experimental prototype were built for verification, and both the simulation and experimental results verified the feasibility of the proposed inverter.

Keywords: Three-phase inverter; high voltage gain; Y-source; clamping circuit; voltage stress

在传统两级功率转换器中，第一级中使用 DC-DC 转换器升压，然后将逆变桥连接到直流母线，将直流电压逆变为交流电压。然而，该逆变桥电路的 1 个支路中的 2 个功率开关不能同时导通，因为这会导致直流母线短路并损坏器件。近年来，Z 源逆变器 ZSI(Z-source inverter)已经成为电力电子技术应用中最受关注的单级功率转换器之一。ZSI 拥有较低的器件损耗，减小了成本和体积，增加了逆变器的效率和功率密度，但是其具有输入电流断续和升压能力有限等缺点[1-5]。因此，国内外学者对基本的 ZSI 拓扑进行改进，提出了准 Z 源逆变器[6]、开关电感 Z 源逆变器[7]、改进型开关电感 Z 源逆变器[8]等一系列逆变器拓扑。然而，上述改进的拓扑采用了更多的元件，并且升压能力没有得到显著提升。最近，耦合电感被引入到阻抗网络中，通过将 Z 源阻抗网络中的电感替换为耦合电感，从而得到一系列的耦合电感型阻抗源逆变器，如 Γ-Z 源逆变器[9]、T 源逆变器[10]、A 源逆变器[11]、Y 源逆变器[12]。这些逆变器引入 1 个额外的匝数比 N，它可以和占空比 D 一起决定变换器的电压增益，

收稿日期：2023-11-17；**修回日期**：2023-12-26；**录用日期**：2024-01-05；**网络首发日期**：2024-04-30

从而提高在特定占空比下的电压增益。除了这些优点外，耦合电感的使用也给电路带来了一些缺点。由于实际的耦合电感无法完全耦合，耦合电感存在漏感，在由直通状态切换到非直通状态时，电感电流突变，漏感两端产生巨大的电压尖峰。因此，学者们提出诸多方法来直接或者间接地解决这个问题。文献[13]提出了 Δ 源阻抗网络，通过改变耦合电感的连接方式来尽量减小漏感，代价是其匝数比必须满足一定的比值；文献[14]通过引入 1 个二极管构成无源钳位电路，然而无源回路会引起较大的环流，对逆变器造成损害；文献[15]提出了 1 种 LCD 吸收回路，能够将漏感储存的能量无损失地反馈回电路中，但是其参数的设计非常困难。

为此，本文提出了 1 种含有有源钳位电路的 Y 源逆变器，在钳位直流侧母线电压的同时还能提升电压增益，而且电容和二极管电压应力都相对较低，使得设计更加灵活，同时也保留了传统准 Y 源逆变器输入输出共地、输入电流连续的优点。

1 逆变器拓扑结构及运行模态分析

1.1 逆变器拓扑结构

如图 1 所示，本文提出了 1 种直流侧电压钳位的高增益 Y 源逆变器，其由输入电源 V_{in}、输入电感 L_{in}、Y 型耦合电感(N_1~N_3)、3 个电容(C_1~C_3)、3 个二极管(D_1~D_3)、6 个逆变桥开关管(S_1~S_6)及 1 个额外的开关管 S_0 组成。其中，L_m 代表 Y 型耦合电感的等效磁化电感，3 个耦合电感的漏感等效为第一绕组侧的漏电感 L_k。与传统的准 Y 源电路拓扑相比，所提逆变器增加了开关管 S_0、1 个电容 C_3 和 2 个二极管 D_2、D_3，通过引入这些器件，构成了钳位电路。

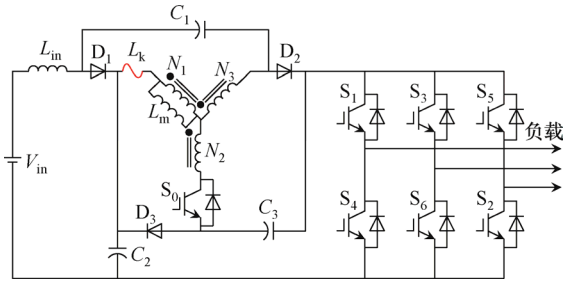
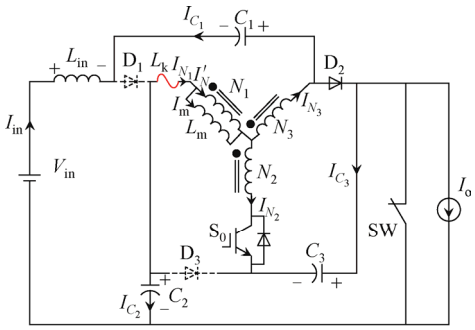


图 1 所提逆变器拓扑结构

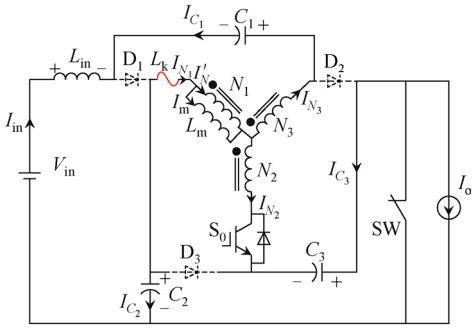
Fig. 1 Topology of proposed inverter

1.2 运行模态分析

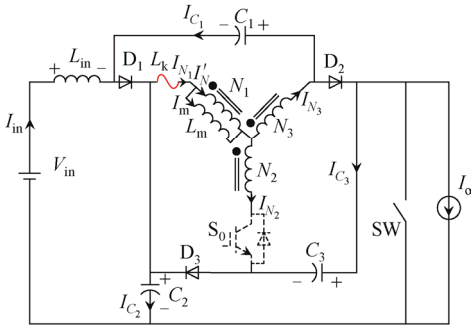
与传统的准 Y 源逆变器相同，本文所提出的逆变器也分为直通和非直通 2 种运行状态，但是由于耦合电感存在漏感及半导体器件存在非理想状态，因此这 2 个状态又可以分为 3 个阶段，其等效电路如图 2 所示。所提逆变器假设所有的电容和电感都足够大，使得通过电感的电流和电容器两端的电压可以在开关周期内恒定。图 3 为所提逆变器在 1 个开关周期的关键波形。对逆变器的 3 种工作模态分析如下。



(a) 直通阶段[t_0,t_1)



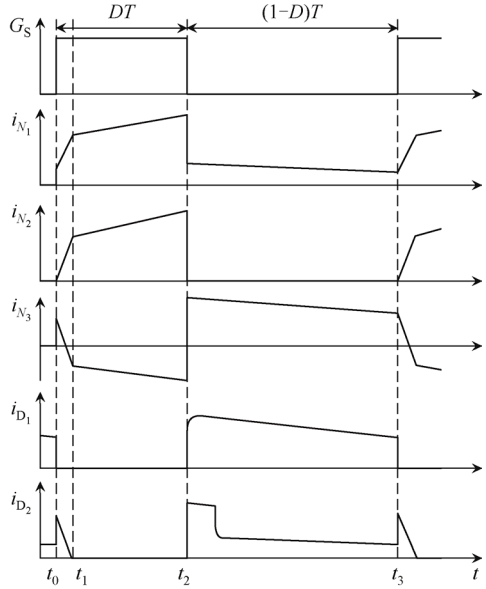
(b) 直通阶段[t_1,t_2)



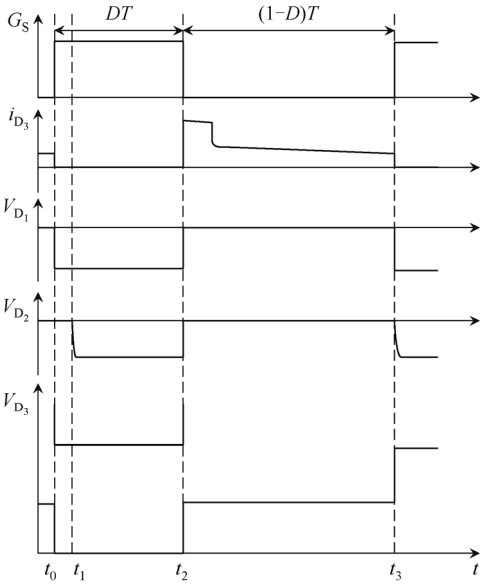
(c) 非直通阶段[t_2,t_3)

图 2 所提逆变器在不同工作模态下的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits of proposed inverter in different operating modes



(a) 关键波形1



(b) 关键波形2

图 3　所提逆变器的关键波形

Fig. 3 Key waveforms of proposed inverter

(1)直通状态

直通阶段$[t_0, t_1)$：如图 2(a)所示，当逆变桥开关管 S_1~S_6 都导通时，逆变器进入直通状态，此时控制开关管 S_0 也导通，直流侧母线电压下降到 0。二极管 D_1 和 D_3 处于关断状态，但是由于耦合电感绕组上漏感的影响，流经二极管 D_2 的电流不能瞬时降为 0，所以仍处于导通状态。由于漏感值较低，其电流下降速度很快，因此该状态的时间间隔非常短。

直通阶段$[t_1, t_2)$：如图 2(b)所示，这一阶段二极管 D_1 和 D_3 仍保持关断状态。当流经二极管 D_2 的电流为 0 时，二极管 D_2 关断。输入电压源和所有的电容器对输入电感 L_{in}、励磁电感 L_m 充电。这一阶段在直通阶段中占时较长。

(2)非直通状态

非直通阶段$[t_2, t_3)$：如图 2(c)所示，在此状态下，开关管 S_0 关断，逆变桥工作在正常状态，同时所有二极管都保持导通状态。直流侧电压通过 D_3 提供的路径被电容 C_2 和 C_3 钳位，也可以看作被 C_1 和 C_2 钳位，因此减少了因耦合电感漏感产生的直流链路上的电压尖峰。

2　电压、电流分析

2.1　电流分析

根据第 1 节的分析，直通状态的第一阶段$[t_0, t_1)$时间间隔非常短，为了避免得出复杂的表达式，忽略这一阶段。从图 2(b)开始，所有的开关管都导通，且 3 个二极管都处于关断状态，可以得到电容器的电流为

$$i_{C_1} = i_{N_3} = -I_{in} \tag{1}$$

$$i_{C_2} = -i_{N_1} \tag{2}$$

$$i_{C_3} = -i_{N_2} \tag{3}$$

根据基尔霍夫电流定律 KCL(Kirchhoff's current law)和耦合电感电流的关系可以得出电流表达式为

$$N_1 i_{N_1} + N_2 i_{N_2} + N_3 i_{N_3} = N_1 I_m \tag{4}$$

$$i_{N_1} = i_{N_2} + i_{N_3} \tag{5}$$

式中，I_m 为等效磁化电感 L_m 的电流。

将式(4)和式(5)代入到式(2)和式(3)可得

$$i_{C_2} = -\frac{N_1}{N_1 + N_2} I_m - \frac{N_3 - N_2}{N_1 + N_2} I_{in} \tag{6}$$

$$i_{C_3} = -\frac{N_1}{N_1 + N_2} I_m - \frac{N_1 + N_3}{N_1 + N_2} I_{in} \tag{7}$$

逆变器进入非直通状态时，负载被接入电路，开关管 S_0 关断，将绕组 N_2 与电路断开，即耦合电感的电流关系式变为 $N_1 i_{N_1} + N_3 i_{N_3} = N_1 I_m$。电容器的电流在此时间间隔内保持恒定，由此可以得出此

时间段电容器电流的表达式为

$$i_{C_1}=\frac{N_1}{N_1+N_3}I_{\mathrm{m}}-i_{\mathrm{D}_2} \tag{8}$$

$$i_{C_2}=I_{\mathrm{in}}-I_0 \tag{9}$$

$$i_{C_3}=i_{\mathrm{D}_2}-I_0 \tag{10}$$

根据电容器的安秒平衡定律，可以得到

$$\int_{t_1}^{t_2}i_{C_x}\mathrm{d}t+\int_{t_2}^{t_3}i_{C_x}\mathrm{d}t=\int_0^{dT}i_{C_x}\mathrm{d}t+\int_{dT}^{T}i_{C_x}\mathrm{d}t=0 \tag{11}$$

式中：$x=1$，2，3 为电容器的下标；T 为开关周期；d 为直通占空比。根据前面的分析，直通状态的第一阶段可以忽略不计。因此可以假设 $dT\approx t_2-t_1$，将式(1)、式(5)~式(6)和式(8)~式(10)代入式(12)，可以推导出

$$I_{\mathrm{m}}=\frac{(1+d)(N_1+N_3)}{(1-d)N_1}I_{\mathrm{in}} \tag{12}$$

$$I_0=\frac{1-(2K+1)d}{(1-d)^2}I_{\mathrm{in}} \tag{13}$$

式中，$K=\dfrac{N_1+N_3}{N_1+N_2}$ 为耦合电感的匝数比。

2.2 电压分析

与电流分析相同，在电压分析的过程中，为了简化分析过程，同样忽略掉直通状态的第一阶段。首先根据图 2(b)，应用基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)，得到电压方程为

$$V_{L_{\mathrm{m}}}=\frac{N_1}{N_1+N_2}(V_{C_2}+V_{C_3}) \tag{14}$$

$$V_{L_{\mathrm{in}}}=\frac{N_3-N_2}{N_1+N_2}V_{C_2}+\frac{N_1+N_3}{N_1+N_2}V_{C_3}+V_{C_1}+V_{\mathrm{in}} \tag{15}$$

然后，根据图 2 (c)，绕组 N_1 和 N_3 被电容器 C_1 钳位，直流侧电压被电容器 C_2 和 C_3 钳位，由此可以得到逆变器在非直通阶段的电压表达式为

$$V_{L_{\mathrm{m}}}=-\frac{N_1}{N_1+N_3}V_{C_1} \tag{16}$$

$$V_{L_{\mathrm{in}}}=V_{\mathrm{in}}-V_{C_2} \tag{17}$$

因此，对输入电感 L_{in} 和磁化电感 L_{m} 应用伏秒平衡原理，可得

$$\int_{t_1}^{t_2}V_{L_y}\mathrm{d}t+\int_{t_2}^{t_3}V_{L_y}\mathrm{d}t=\int_0^{dT}V_{L_y}\mathrm{d}t+\int_{dT}^{T}V_{L_y}\mathrm{d}t=0 \tag{18}$$

式中，L_y 分别代表 L_{in} 和 L_{m}。将式(14)~式(17)代入式(18)，可以得到电容器 C_1、C_2 和 C_3 两端的电压分别为

$$V_{C_1}=\frac{Kd}{1-(2K+1)d}V_{\mathrm{in}} \tag{19}$$

$$V_{C_2}=\frac{1-(K+1)d}{1-(2K+1)d}V_{\mathrm{in}} \tag{20}$$

$$V_{C_3}=\frac{Kd}{1-(2K+1)d}V_{\mathrm{in}} \tag{21}$$

可知，直流侧电压增益 $B=\dfrac{1-d}{1-(2K+1)d}$，如果采用简单的升压调制，则逆变器最大的调制指数 $M=1-d$。因此，所提三相逆变器直流链电压 V_{pn} 和交流输出电压峰值 $\hat{v}_{\mathrm{o}}$ 可以表示为

$$V_{\mathrm{pn}}=BV_{\mathrm{in}}=\frac{1-d}{1-(2K+1)d}V_{\mathrm{in}} \tag{22}$$

$$\hat{v}_{\mathrm{o}}=\frac{M}{2}BV_{\mathrm{in}}=\frac{(1-d)^2}{2[1-(2K+1)d]}V_{\mathrm{in}} \tag{23}$$

$$\begin{cases}0\leqslant d<d_{\max}=1/(1+2K)\\0\leqslant M<M_{\max}=1-d\end{cases} \tag{24}$$

3 所提逆变器拓扑特性分析比较

3.1 升压能力比较分析

所提逆变器在不同绕组系数下的直流侧电压增益和相应的匝数比见表 1。通过式(22)绘制出了不同绕组系数下电压增益随占空比变化的曲线，如图 4 所示，可见随着绕组系数的增加，逆变器可以在较小的占空比下得到较大的电压增益。

表 1 所提逆变器在不同绕组系数下的直流侧电压增益

Tab. 1 DC-link voltage gain of proposed inverter under different winding coefficients

绕组系数 K	最大占空比 $d_{\max}$	直流侧电压增益 B	绕组匝数比 N_1: N_2: N_3
1	1/3	(1−d)/(1−3d)	(1:1:1),(1:2:2),(2:1:1)
2	1/5	(1−d)/(1−5d)	(1:1:3),(1:2:5),(2:1:4)
3	1/7	(1−d)/(1−7d)	(1:1:5),(1:2:8),(2:1:7)
4	1/9	(1−d)/(1−9d)	(1:1:7),(1:2:11),(2:1:10)

图 5 绘制了准 Y 源网络[16]、开关电感型网络[17]、

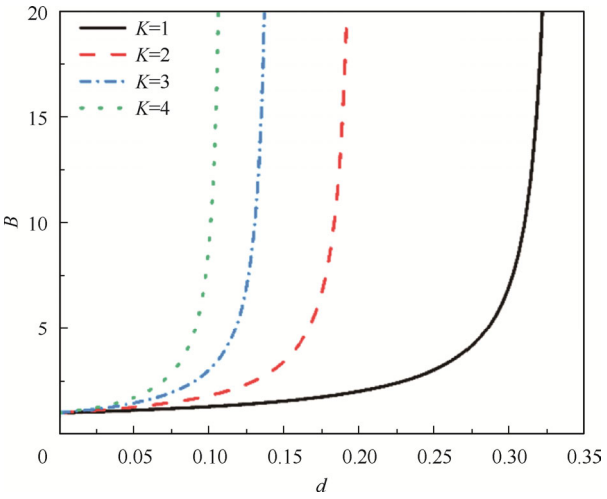


图 4　逆变器在不同绕组系数下电压增益的比较

Fig. 4 Comparison of voltage gain of inverter under different winding coefficients

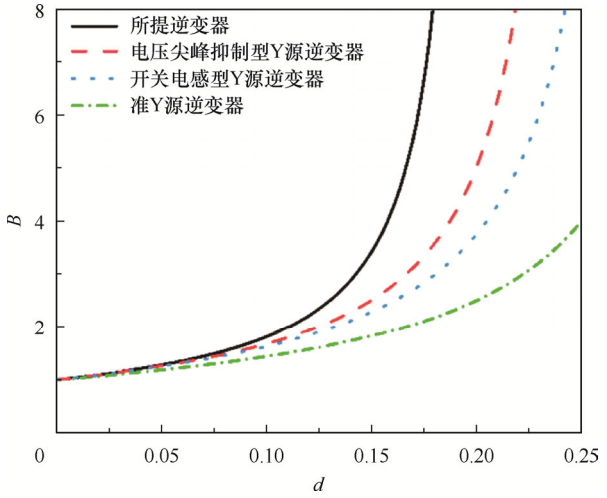


图 5　*K*=2 时不同逆变器网络的升压能力比较

Fig. 5 Comparison of Boost capability among different inverter networks at *K*=2

电压尖峰抑制型网络[18]及本文所提逆变网络在相同的绕组系数 K=2 下的直流侧电压增益对比，可见为了提升电压增益，其他几种逆变器往往需要较大的直通占空比。所提逆变器与其他类型逆变器相比，有更高的电压增益，即可在选择适当绕组系数下，拥有更小的直通占空比 d。

3.2　器件电压应力分析

由 2.2 节中的电压分析可以得到 3 个电容器的电压表达式，而在 $[t_1, t_2)$ 阶段，3 个二极管全部处于关断状态，故可以根据此阶段求出二极管所承受的电压应力为

$$V_{D_1}=\frac{K}{1-(2K+1)d}V_{in} \tag{25}$$

$$V_{D_2}=\frac{K-1+d}{1-(2K+1)d}V_{in} \tag{26}$$

$$V_{D_3}=\frac{1-d}{1-(2K+1)d}V_{in} \tag{27}$$

不同逆变器的电容器和二极管电压应力表达式见表 2。为了便于对比，图 6 绘制了在绕组系数 K=2 时，本文所提逆变器与准 Y 源逆变器电容电压应力的对比。如图 6 所示，在电压增益较高时，电压增益相同情况下本文所提逆变器中的 3 个电容器电压应力均小于准 Y 源逆变器。图 7 为在保持占空比 d=0.15 的情况下，本文所提逆变器与电压尖峰抑制型逆变器二极管电压应力的对比。可见在相同电压增益的情况下，本文所提逆变器二极管 D_1、D_2 的电压应力小于电压尖峰抑制型逆变器的 D_1，而 D_3 与之相对应的二极管应力相等。

表 2　不同拓扑结构下元件的电压应力

Tab. 2 Voltage stress of components in different topologies

参数	准 Y 源逆变器	开关电感型 Y 源逆变器	电压尖峰抑制型 Y 源逆变器	本文所提逆变器
B	$1/[1-(K+1)d]$	$(1+d)/[1-(K+1)d-Kd^2]$	$1/[1-(K+2)d]$	$(1-d)/[1-(2K+1)d]$
V_{C_1}/V_{in}	dKB	dKB	dKB	$dKB/(1-d)$
V_{C_2}/V_{in}	$(1-d)B$	$(1-d)B$	dKB	$[1-(K+1)d]B/(1-d)$
V_{C_3}/V_{in}	—	—	$[1-(K+1)d]B$	$dKB/(1-d)$
V_{C_4}/V_{in}	—	—	dB	—
V_{D_1}/V_{in}	KB	KB	KB	$KB/(1-d)$
V_{D_2}/V_{in}	—	$dB/(1+d)$	B	$(K-1+d)B/(1-d)$
V_{D_3}/V_{in}	—	$(1-d)B/(1+d)$	—	B

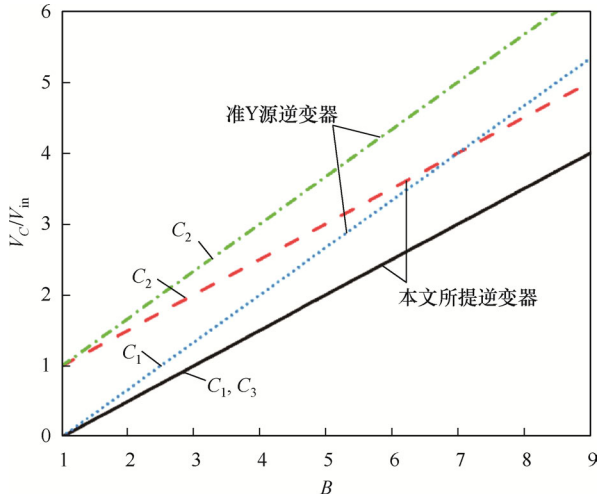


图 6 电容电压应力比较

Fig. 6 Comparison of capacitor voltage stress

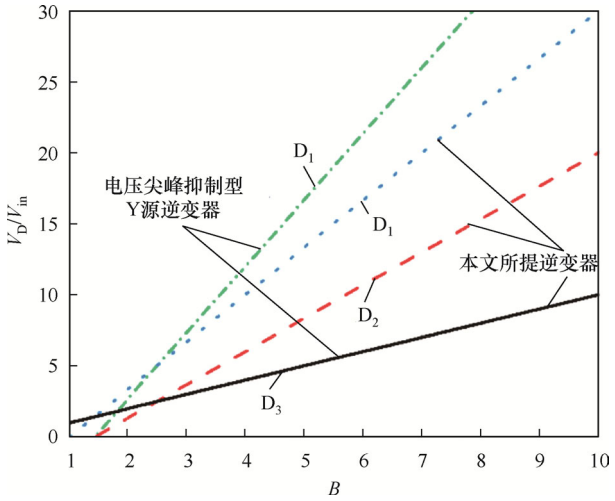


图 7 二极管电压应力比较

Fig. 7 Comparison of diode voltage stress

由此可见，较低的电容器电压应力和二极管电压应力使得器件的选型更加灵活。虽然本文所提逆变器增加了电容器和二极管，但是它们的电压应力相对较小，且本文所提逆变器能够提升电压增益。

3.3 损耗分析

为了研究有源钳位电路对所提逆变器效率的影响，将对拓扑进行损耗分析，变换器的功率损耗由 4 部分产生：开关管通断损耗、二极管通断损耗、电感功率损耗和电容器功率损耗。根据逆变器各个模态的电流关系可以计算出器件上的功率损耗 P_{SW}，包括导通损耗 P_{r_S} 和开关损耗 P_{SWD}，具体为

$$P_{SW}=P_{r_S}+P_{SWD}=r_S I_{Srms}^2+\frac{C_{CE}f_s V_{pn}^2}{8} \tag{28}$$

式中：I_{Srms} 为 1 个工作周期内开关管的电流有效值；r_S 为开关管的导通电阻；C_{CE} 为开关管的寄生电容；f_s 为直通开关频率。

二极管的损耗 P_D 也包括导通损耗 P_{RF} 和关断损耗 P_{VF}，具体为

$$P_D=P_{RF}+P_{VF}=R_F I_{Drms}^2+I_{Davg}V_F \tag{29}$$

式中：R_F 为二极管正向导通电阻；I_{Drms} 为 1 个周期内开关管的电流有效值；I_{Davg} 为 1 个周期内开关管的电流平均值；V_F 为二极管的阈值电压。

输入电感和耦合电感上的损耗 P_L 主要为铜损耗 P_{r_L}、P_{r_N} 和磁心损耗 P_{core}，具体为

$$P_L=P_{r_L}+P_{r_N}+P_{core}=r_L I_{Lrms}^2+\sum_{i=1,2,3} r_{N_i} I_{N_i rms}^2+P_L A_e l_e \tag{30}$$

式中：A_e 为磁心截面积；l_e 为磁路长度；P_L 为磁心损耗密度；r_L 和 r_N 为电感的等效串联电阻；I_{Lrms} 为 1 个周期内电感电流的有效值。

电容上的损耗主要为电容寄生电阻产生的损耗，具体为

$$P_C=\sum_{i=1,2,3} r_{C_i} I_{C_i rms}^2 \tag{31}$$

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

因此，电路总的损耗为

$$P_{Loss}=\sum P_{SW}+\sum P_D+P_L+P_C \tag{32}$$

将逆变器各稳态参数代入，可求出逆变器理论损耗值，图 8 绘制了本文所提逆变器和电压尖峰抑

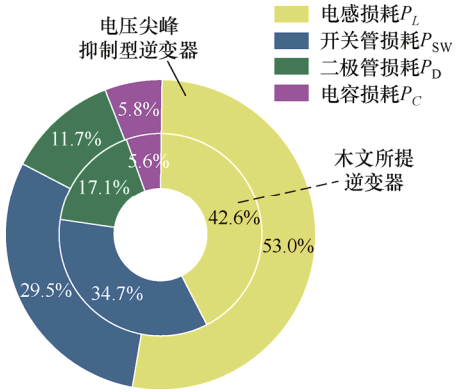


图 8 2 种逆变器的损耗占比

Fig. 8 Loss ratio of two inverters

制型逆变器在输出功率为 200 W 时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。二者使用的总器件数量相同，本文所提逆变器开关管损耗和二极管损耗占比大于电压尖峰抑制型逆变器，电感损耗和电容损耗占比小于电压尖峰抑制型逆变器

4　逆变器调制策略

为了提高直流母线电压的利用率[19]，本文所提逆变器采用 3 次谐波注入升压调制策略，原理如图 9 所示。该策略是通过在传统的正弦调制波(V_a、V_b、V_c)中注入 1/6 倍的 3 次谐波，再与载波信号进行比较，产生 6 路 PWM 信号。2 个直通控制信号 V_{tri} 与载波信号 V_P、V_n 进行比较来调节直通时间，同时控制开关管 S_0 的导通。与传统的简单升压调制策略相比，该调制策略增加了调制比 M 的取值范围，具体为

$$0 \leqslant M < M_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}}(1-d) \tag{33}$$

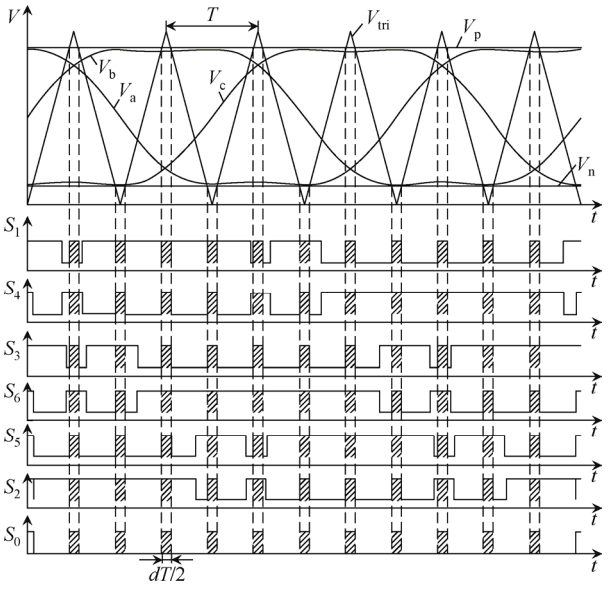


图 9　3 次谐波注入升压调制原理

Fig. 9 Principle of third-order harmonic injection Boost modulation

三相逆变器的相电压峰值可以提升为

$$\hat{v}_o = \frac{M}{2}BV_{in} = \frac{(1-d)^2}{\sqrt{3}[1-(2K+1)d]}V_{in} \tag{34}$$

因此，使用 3 次谐波注入升压调制策略提高了直流母线电压的利用率。

5　仿真与实验分析

5.1　仿真分析

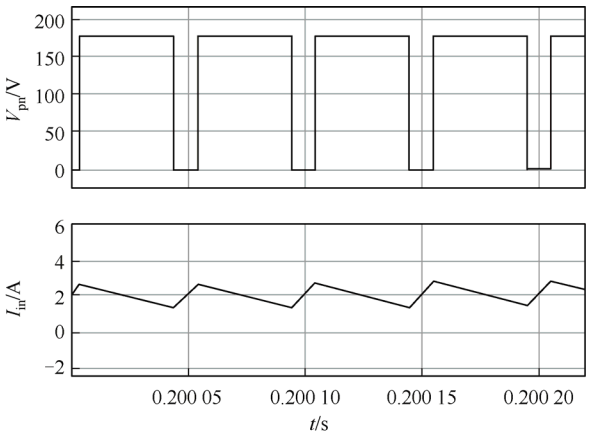
为了验证以上理论分析的正确性，在表 3 所示的参数下，利用 Simulink 仿真平台搭建了本文所提逆变器的仿真模型，采用 3 次谐波注入升压调制策略。

表 3　仿真与实验参数

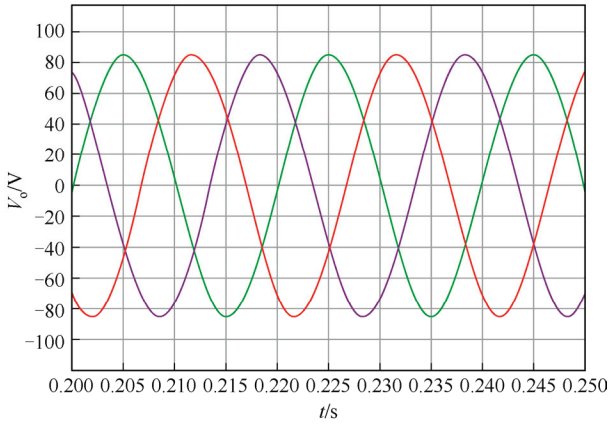
Tab. 3 Simulation and experimental parameters

参数	数值/型号
输入电压 V_{in}/V	48
开关频率 f/kHz	20
绕组匝数比 N_1:N_2:N_3	30:30:60
绕组系数 K	1.5
励磁电感 L_m/μH	200
占空比 d	0.2
调制比 M	0.92
电容 C_1、C_2、C_3/μF	220、470、220
输入电感 L_{in}/mH	1
开关管 IGBT	H20R1203
二极管 D_1、D_2、D_3	MUR3020PT
滤波电感 L_f/mH	3
滤波电容 C_f/μF	47
负载电阻/Ω	50

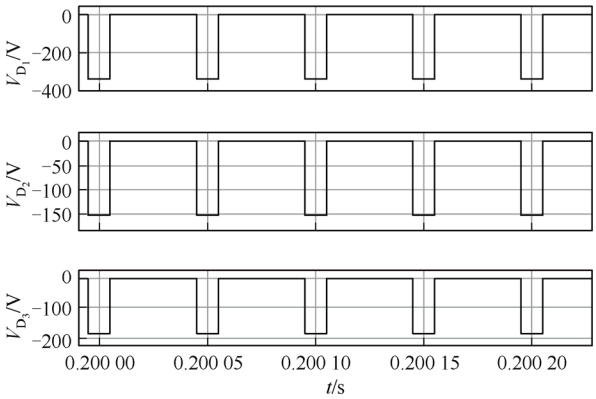
在表 3 所给的参数条件下，根据前面理论分析，所提逆变器直流侧电压的理论值为 192 V，三相相电压幅值的理论值约为 88.7 V，电容器 C_1、C_2、C_3 的电压应力理论值分别为 72、120、72 V，二极管 D_1、D_2、D_3 在直通状态时的反向电压理论值分别为 360、168、192 V。仿真结果如图 10 所示，可见



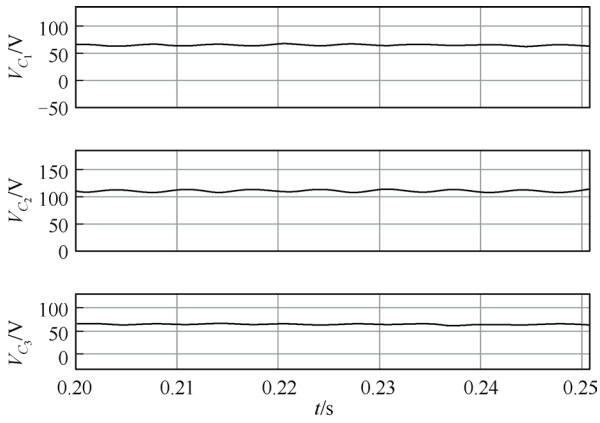
(a) 直流侧电压与输入电流



(b) 三相输出电压



(c) 二极管电压



(d) 电容器电压

图 10 仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms

仿真结果与理论计算相比稍低，这是因为耦合电感的漏感引起了直通占空比损失，在误差允许的范围之内。此外，如图 10(a)所示，直流侧电压是平滑的，验证了该逆变器抑制直流侧电压尖峰的功能，而且所提逆变器输入电流也是连续的。

5.2 实验结果

为了验证本文所提逆变器的可行性，搭建了基于 TMS320F28335 微控制器的实验样机，实验样机和主电路分别如图 11 和图 12 所示，实验参数与仿真参数相同。

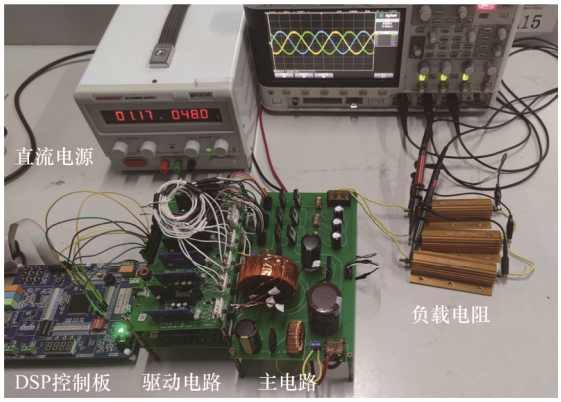


图 11 实验样机

Fig. 11 Experimental prototype

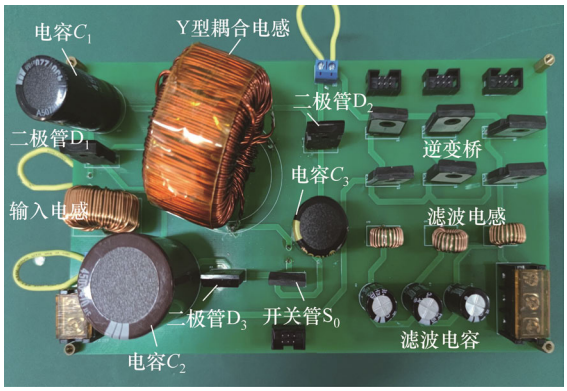
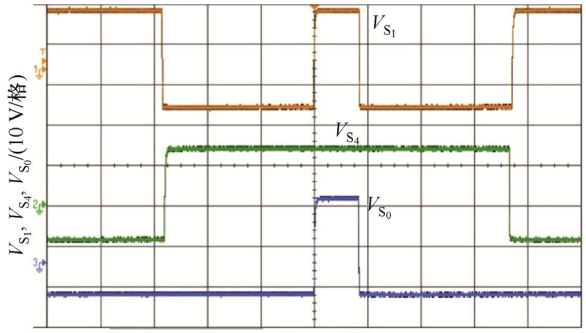


图 12 主电路

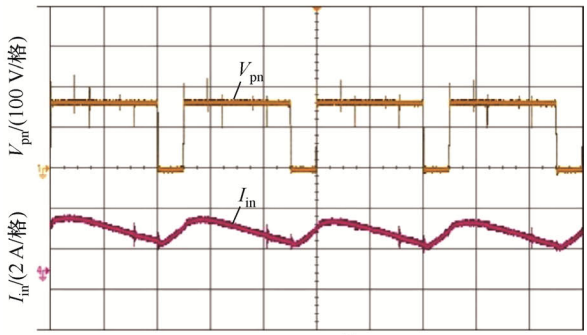
Fig. 12 Main circuit

图 13(a)展示了开关管插入直通状态的驱动波形，开关管 S_0 与直通状态相配合。图 13(b)为直流侧电压与输入电流的波形，可以看出其具有连续的输入电流，直流侧电压约为 178 V，与理论值接近，且由直通转换为非直通时电压尖峰较低，验证了所提逆变器能够钳位直流侧电压，从而降低电压尖峰的功能。图13(c)为三相交流电压输出波形，其峰值约为 82 V，证明采用 3 次谐波注入升压调制策略能有效提升直流侧电压的利用率。二极管电压应力波形如图 13(d)所示，在直通状态时反向电压分别为 330、155、177 V，符合理论计算。电容器电压波形如图 13(e)所示，其电压值分别约为 65、110、65 V。可见二极管和电容器电压应力都相对较低，验证了理论分析的正确性。

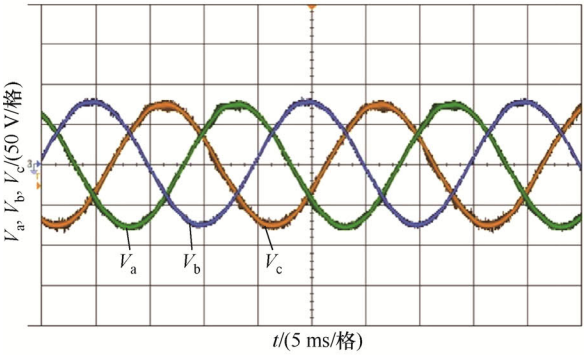
图 13(f)为不同功率水平下 3 种逆变器的效率对比。与准 Y 源逆变器相比，在功率等级较低时由于准 Y 源逆变器的器件少，因此功率损耗也小，



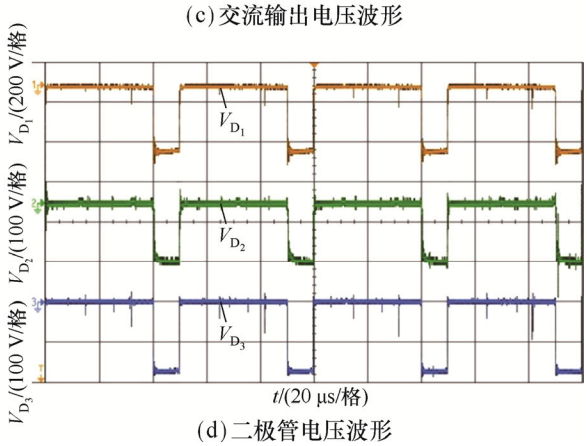
(a)开关管驱动波形



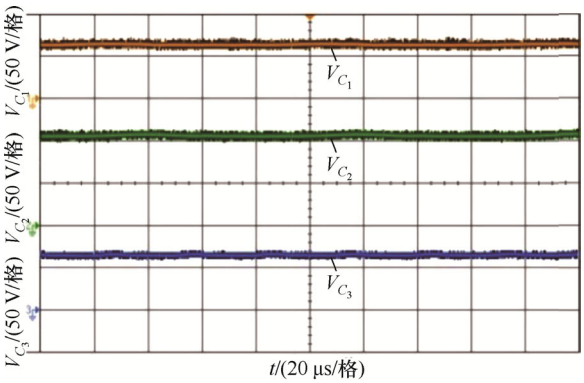
(b)直流侧电压与输入电流波形



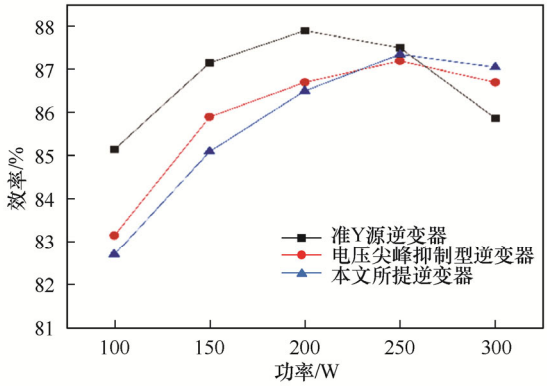
(c)交流输出电压波形



(d)二极管电压波形



(e)电容器电压波形



(f)逆变器的效率对比

图 13　实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms

其工作效率相对较高；随着功率等级的提高，由于本文所提逆变器和电压尖峰抑制型逆变器能够通过回路吸收泄漏的能量，超出了所增加器件产生的损耗，因此其效率随之升高。与电压尖峰抑制型逆变器相比，两者器件总数量相同，本文所提逆变器比其少用 1 个电感和 1 个电容，多用 1 个开关管和二极管，由前文损耗分析可知，电感上功率损耗最大，所以随着功率等级的提升，本文所提逆变器效率较高。

6　结语

本文提出的有源钳位高增益 Y 源三相逆变器，将开关管、电容和二极管嵌入到传统的准 Y 源逆变器中，形成钳位电路，能够有效抑制直流母线电压尖峰，并且提高了电路的电压增益，能在较小的占空比下获得较大的电压增益，从而使其参数设计更加灵活。另外，逆变器电容、二极管电压应力较低，使得在器件选用方面更加方便。调制策略采用

注入 3 次谐波升压调制策略，提高了直流侧电压的利用率。搭建的仿真模型和实验样机都验证了该逆变器的性能。

参考文献：

[1] 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)

[2] Zhu Xiaoquan, Zhang Bo, Qiu Dongyuan. A new nonisolated quasi-Z-source inverter with high voltage gain [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(3): 2012-2028.

[3] 柴锦, 刘通, 王伟胜, 等. 一种基于虚拟矢量 PWM 的准 Z 源三电平逆变器新型控制算法实现[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 57-66.
Chai Jin, Liu Tong, Wang Weisheng, et al. Implementation of novel control algorithm for quasi-Z-source three-level inverter based on virtual space-vector PWM [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 57-66. (in Chinese)

[4] 林俊芳, 何国锋, 周子淳, 等. 加权平均电流控制下基于观测器的准 Z 源逆变器直流偏置抑制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 152-161.
Lin Junfang, He Guofeng, Zhou Zichun, et al. DC offset suppression strategy for quasi-Z-source inverter based on observer under weighted average current control [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 152-161. (in Chinese)

[5] 姜翼展, 张经纬, 何凤有, 等. 一种开关损耗优化的 Z 源逆变器调制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(16): 4312-4323.
Jiang Yizhan, Zhang Jingwei, He Fengyou, et al. A switching loss optimization modulation strategy for Z-source inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4312-4323. (in Chinese)

[6] 李恺, 郝杨阳, 李海滨, 等. 基于倍压单元的新型准 Z 源逆变电路[J]. 太阳能学报, 2022, 43(2): 182-188.
Li Kai, Hao Yangyang, Li Haibin, et al. Novel quasi-Z-source inverter with voltage multiplier cell [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(2): 182-188. (in Chinese)

[7] Gong Renxi, Tang Jing, Wan Xingyuan, et al. New multicell switched-inductor quasi-Z-source inverter [J]. Electronics, 2023, 12(18): 3814.

[8] Ahmad A, Singh R K. A novel extended-Boost modified switched-inductor quasi-Z-source inverter [C]// 2020 International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICE3). Gorakhpur, India, 2020: 517-521.

[9] Reddivari R, Jena D. A negative embedded differential mode Γ-source inverter with reduced switching spikes [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(10): 2009-2013.

[10] Cheng Qing, Wang Wei, Guan Yueshi, et al. A high-step up and low-spikes inverter based on two T-type coupled inductors [C]// IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Toronto, ON, Canada, 2021: 1-6.

[11] Kumar A, Wang Yi, Pan Xuewei, et al. Modified A-source converter operating at lower voltage stress [J]. IEEE Access, 2019, 7: 179670-179678.

[12] 房绪鹏, 鲁莹, 丁晓康, 等. 串联型 Y 源逆变器[J]. 电子器件, 2021, 44(4): 782-788.
Fang Xupeng, Lu Ying, Ding Xiaokang, et al. The series-type Y-source inverter [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2021, 44(4): 782-788. (in Chinese)

[13] 房绪鹏, 薄常辉, 阚兴宸, 等. 一种改进型含吸收回路的准Δ源升压变换器[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 17-25.
Fang Xupeng, Bo Changhui, Kan Xingchen, et al. Improved quasi delta-source Boost converter with absorption loop [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 17-25. (in Chinese)

[14] 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.

[15] Forouzesh M, Abdelhakim A, Siwakoti Y, et al. Analysis and design of an energy regenerative snubber for magnetically coupled impedance source converters [C]// 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). San Antonio, TX, USA, 2018: 2555-2561.

[16] Siwakoti Y P, Blaabjerg F, Loh P C. Quasi-Y-source inverter [C]// 2015 Australasian Universities Power Engi-

neering Conference (AUPEC). Wollongong, NSW, Australia, 2015: 1-5.

[17] Wang Yijie, Jing Wenli, Qiu Yuping, et al. A family of Y-source DC/DC converter based on switched inductor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(2): 1587-1597.

[18] Fang Xupeng, Wang Xiaoli, Zhong Shixiang. An improved Y-source inverter with the capability of absorbing bus voltage spike [J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2021, 5(2): 118-123.

[19] 李思, 杨明, 马宇, 等. 新型并联谐振直流环节软开关逆变器改进调制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 487-500.
Li Si, Yang Ming, Ma Yu, et al. Improved modulation strategy of novel parallel resonant DC link soft-switching inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 487-500. (in Chinese)



房绪鹏

作者简介：

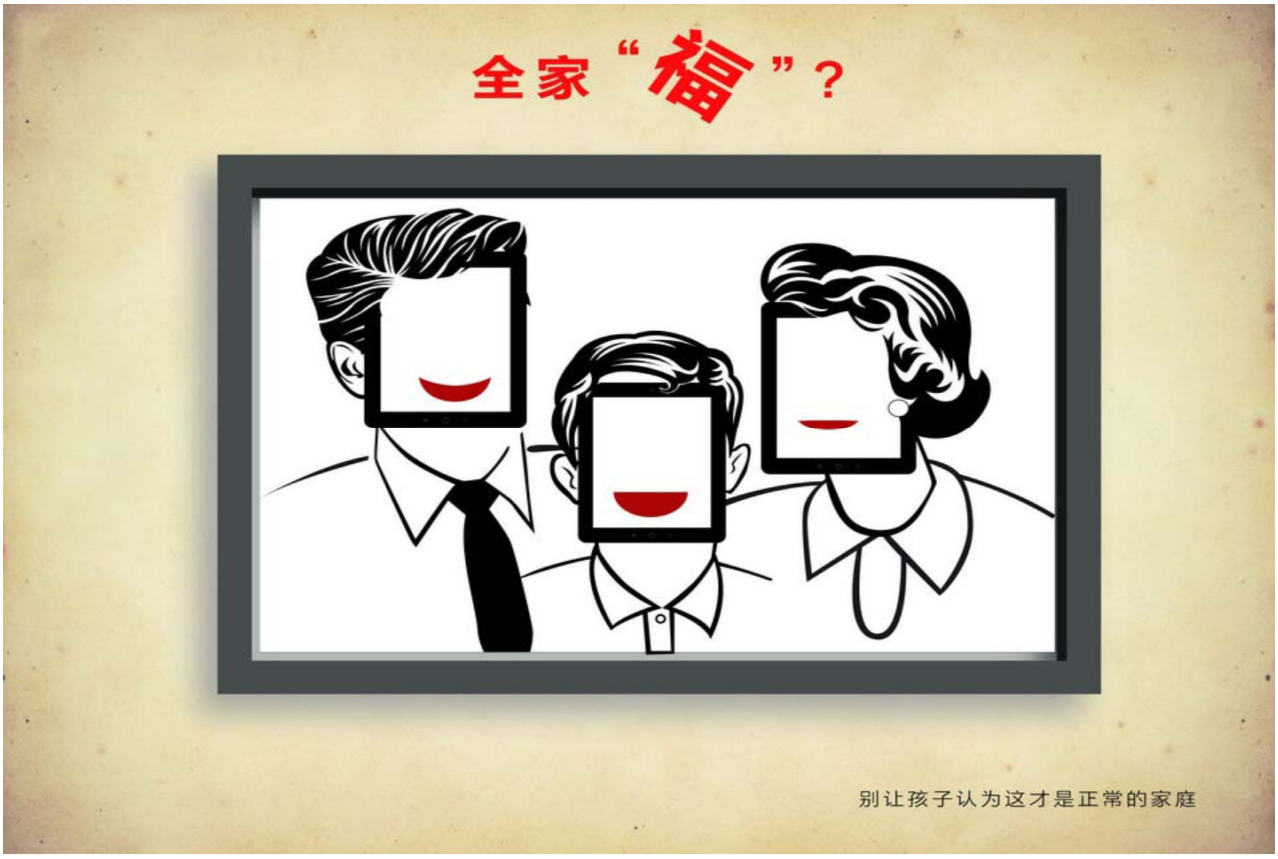
房绪鹏(1971—)，男，博士，教授。研究方向：阻抗源变流器及其应用，现代电力电子技术在电气传动、电力系统及新兴能源利用方面的应用。E-mail：xpfang@sdust.edu.cn。

赵航(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：202282080027@sdust.edu.cn。

郭红震(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：202283080155@sdust.edu.cn。

赖学文(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：202282080028@sdust.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)



公益广告来源：央视网