DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.4.50 中图分类号：TM464 文献标志码：A

具有升压自平衡能力的新型有源中点钳位七电平逆变器

王林涛[1](中国电源学会会员)，孟际康[1]，李永伟[1]，曾 君[2]
(1.国网恩施供电公司，恩施 445000；2.华南理工大学电力学院，广州 510640)

摘要：提出了1种基于开关电容原理的新型有源中点钳位七电平逆变器。对拓扑的工作原理和电容的自平衡进行了仔细论证。通过与其他拓扑进行比较，证明了所提出的拓扑具有器件减少、升压能力较高、总体电压应力较低、电容具有自平衡能力等优势，表明其适用于分布式发电、电动汽车和其他应用。最后，通过仿真和实验验证了拓扑的升压能力及电容的自平衡能力。

关键词：多电平；开关电容；电压自平衡；升压

Novel Active-neutral-point-clamped Seven-level Inverter with Boost and Self-balancing Capability

WANG Lintao[1], *Member*, *CPSS*, MENG Jikan[1], LI Yongwei[1], ZENG Jun[2]
(1. State Grid Enshi Power Supply Company, Enshi 445000, China; 2. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: A novel active-neutral-point-clamped seven-level inverter based on the principle of switched-capacitor is proposed. The operation principle for the proposed topology and the mechanism of self-balancing for capacitors are discussed in detail. Through a comparison with other topologies, the advantages of the proposed topology such as reduced components, higher Boost capability, lower overall voltage stress and self-balancing capability of capacitors are also demonstrated, showing its suitability for distributed generation, electric vehicles and other applications. Finally, the Boost capability of the topology and the self-balancing capability of capacitors were verified by simulation and experimental results.

Keywords: Multilevel; switched-capacitor; voltage self-balancing; Boost

近年来，随着电力电子技术的发展，多电平逆变器因其具有输出电能质量高、输出电平数多和谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)小等优点而被广泛研究。3种最广泛使用的传统逆变器分别是中点钳位 NPC(neutral-point-clamped)逆变器、飞跨电容 FC(flying capacitor)逆变器和级联 H 桥 CHB(cascaded H-bridge)逆变器。NPC 拓扑和 FC 拓扑均存在电容器电压不平衡的缺点。这意味着需要辅助平衡电路、复杂的控制算法、电流/电压传感器及检测电路来平衡电容器的电压。当它们的输出电平达到预期的程度时，控制的成本和难度将会较高。与此同时，所使用的功率开关、功率二极管和电容器也会迅速增加。与 FC 和 NPC 拓扑相比，传统的 CHB 拓扑通过模块级联可以产生较大的输出电平，并且由于其多电平输出是由多个对称/非对称直流源合成的，不存在电容器电压平衡的问题。然而，对于大多数实际应用而言，较难提供数量足

收稿日期：2023-10-19；**修回日期：**2023-12-24；**录用日期：**2024-01-28；**网络首发日期：**2024-05-14
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62173148, 51877085, 52377186)；广东省自然科学基金资助项目(2023A1515010184, 2022A1515010150, 2021A1515011347)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants 62173148, 51877085 and 52377186; Guangdong Natural Science Foundation under the grants 2023A1515010184, 2022A1515010150 and 2021A1515011347

够的独立电压源。与传统多电平逆变器相比，以开关电容技术为支撑的多电平逆变器具备输出电压增益高、功率器件结构简单、控制方式灵活和电容电压自均衡输出效果好等优势[1]。

基于开关电容的多电平逆变器[2-9]发展迅速，有源中点钳位 ANPC(active-neutral-point-clamped)逆变器越来越受到关注[10-13]。文献[6]中提出了 1 种新的五电平六开关 ANPC 逆变器，但其感性带载能力有限；文献[7]在文献[6]拓扑的基础上增加了 1 个开关，从而使该拓扑能够输出七电平，并且增强了其感性带载能力；文献[8]中提出了多输入 ANPC 逆变器，该拓扑在直流侧串联了 3 个隔离电源，每相仅需 1 个电容即可产生七电平输出；文献[9]的电压应力虽低，但所需元器件较多。

本文提出了 1 种具有升压自平衡能力的有源中点钳位七电平逆变器，适用于电动汽车、分布式发电等领域。首先介绍了其电路结构和工作原理，分析了基于多载波调制的自平衡特性，通过与其他拓扑对比，说明了其在减少元器件和降低电压应力等方面的优势，最后通过仿真和实验验证了上述优势。

1　逆变器结构和工作原理

1.1　逆变器结构

所提中点钳位型七电平逆变器拓扑结构如图 1 所示，该拓扑包含 1 组直流侧组件(1 个直流侧电源 E 和 2 个分压电容 C_1、C_2)及三相相同的逆变结构。图中：O 点为各相的共同中性点，S_1~S_8 为开关管，

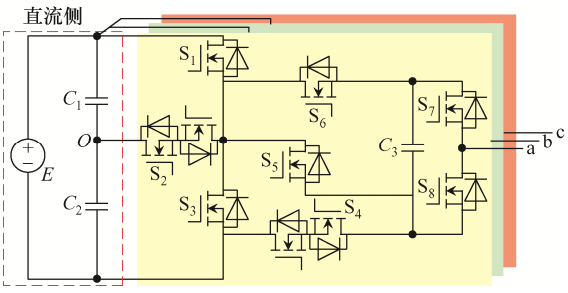


图 1　所提中点钳位型七电平逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topology of the proposed neutral-point-clamped seven-level inverter

通过控制 S_1~S_8 的导通与关断实现输出不同的电平；分压电容 C_1 和 C_2 的电压能够自平衡至 $0.5E$，开关电容 C_3 的电压能够自平衡至 E，该拓扑可输出七电平，峰值输出电压为 $1.5E$。

1.2　工作原理

图 2 为逆变器在正半周期各电平下的工作模态。电容 C_1 和 C_2 串联后并联在输入电压源的两端，C_1 和 C_2 均分电压且稳定在 $0.5E$，开关电容 C_3 则通过开关的冗余态调整使电压稳定为 E，逆变器的输出电压则为图中 V_O 端和中性点 O 之间的电压差。具体分析如下。

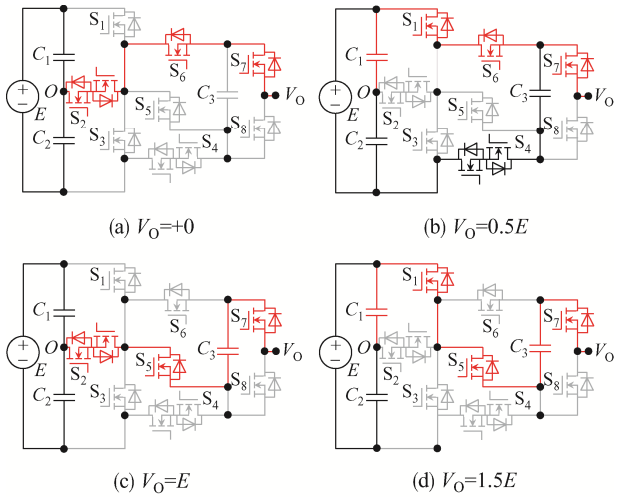


图 2　逆变器在正半周期各电平下的工作模态

Fig. 2 Operating states of inverter in positive half-cycle at each level

模态 1(V_O=+0)：如图 2(a)所示，此时控制双向开关管 S_2 导通，开关管 S_6 和 S_7 导通，中性点 O 通过开关管 S_2、S_6、S_7 与输出端的 V_O 相连得到 0 的输出电压。

模态 2(V_O=0.5E)：如图 2(b)所示，此时控制开关管 S_1、S_4、S_6、S_7 导通，电容 C_1 被串联到输出回路中为负载供电，输出 $0.5E$ 的电压，电容 C_3 通过开关管 S_1、S_6 和 S_4 与输入电源并联，C_3 的电压稳定在 E。

模态 3(V_O=E)：如图 2(c)所示，此时控制双向开关管 S_2、S_5 和 S_7 导通，电容 C_3 被串联到输出回路中为负载供电，而 C_3 的电压稳定在 E，可得此

时输出电平的电压幅值为 E。

模态 4(V_O=1.5E)：如图 2(d)所示，此时控制开关管 S_1、S_5 和 S_7 导通，C_1 和 C_2 均被串联到输出回路之中为负载供电，而电容 C_1 的电压稳定在 0.5E，电容 C_3 的电压稳定在 E，得到 1.5E 的输出电平。

七电平逆变器的开关状态见表 1。

表 1 七电平逆变器的开关状态

Tab. 1 Switching states of seven-level inverter

输出电平	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8
1.5E	1	0	0	0	1	0	1	0
E	0	1	0	0	1	0	1	0
0.5E	1	0	0	1	0	1	1	0
+0	0	1	0	0	0	1	1	0
−0	0	1	0	0	1	0	0	1
−0.5E	1	0	0	1	0	1	0	1
−E	0	1	0	0	0	1	0	1
−1.5E	0	0	1	0	0	1	0	1

2 调制与特性分析

2.1 调制策略

多载波正弦波脉宽调制 SPWM(sine wave pulse width modulation)能有效减少输出电压的谐波含量。尽管调制策略不影响电容的自平衡，但是在电平数量较少时，多载波 SPWM 较为简单且输出电压的波形更好，因此以多载波垂直分布 SPWM 作为调制条件进行推导。

七电平的多载波垂直分布 SPWM 原理如图 3 所示。图中：θ_1 和 θ_2 分别为调制波 $e_{\sin}$ 与高度 1/3、2/3 的交点的横坐标，θ_1=arcsin(1/3)，θ_2=arcsin(2/3)；$e_{\sin}$ 为正弦波，称为调制波；将同频率、同相位、同幅值的三角载波 e_1~e_6 与正弦调制波相比得到控制信号。对于该七电平逆变器，其波形幅度调制比定义为

$$M_a = \frac{A_S}{3e} \tag{1}$$

式中：A_S 为调制波的幅值；e 为三角波的峰峰值。

2.2 电容分析

在多电平的工作过程中，电容在向负载放电的同时会产生电压纹波，电压纹波过大会影响到输出电能的质量，为使电容电压纹波的波动始终在合理范围内，对电容进行分析。为了避免分析过程过于复杂，假定逆变器输出电压 u_o 和输出电流 i_o 均为纯正弦波，则

$$u_o = U_m \sin(\omega_o t) \tag{2}$$

$$i_o = I_m \sin(\omega_o t - \varphi) \tag{3}$$

式中：U_m 为电压幅值；ω_o 为输出电压角频率；I_m 为电流幅值；φ为阻抗角。

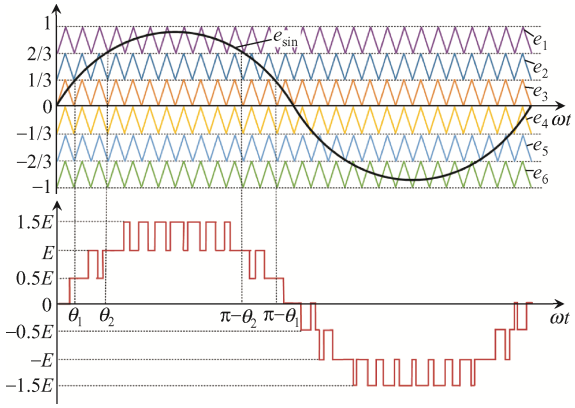


图 3 多载波 SPWM 调制原理

Fig. 3 Principle of multicarrier SPWM modulation

电容的最小值可根据电容最大的放电区间计算，由图 3 可见，电容 C_3 的最大连续放电区间为 $(\theta_1, \pi-\theta_1)$，其中 θ_1 表示为

$$\theta_1 = \arcsin\left(\frac{2e}{A_S}\right) \tag{4}$$

C_3 在上述区间内放电，拓扑的输出电压在 E 和 1.5E 之间快速交替，根据 SPWM 面积等效原理，C_3 的放电量为

$$\Delta Q_3 = \frac{1}{2\pi f_R}\int_{\theta_1}^{\pi-\theta_1} i_o(\omega t)\mathrm{d}(\omega t) \tag{5}$$

式中：f_R 为输出基波的频率。

为了保证输出电压的质量，将电压纹波限定在其额定值的 5%内，则 C_3 应满足

$$C_3 \geqslant \frac{\Delta Q_3}{0.05E} \tag{6}$$

同样地，由图 3 见，C_1 最大的连续放电区间为 $(\theta_2, \pi-\theta_2)$，C_1 的放电量为

$$\Delta Q_1=\frac{1}{2\pi f_R}\int_{\theta_2}^{\pi-\theta_2} i_o \mathrm{d}(\omega t) \tag{7}$$

根据电容电压纹波应限制在其额定值的 5%之内，且 C_1、C_2 的工作状态对称且大小相等，因此 C_1、C_2 满足

$$C_2=C_1\geqslant\frac{\Delta Q_1}{0.05E} \tag{8}$$

2.3 自平衡分析

通过选择合适的电容可以使电容的纹波稳定在合理范围内，C_3 的电容电压也能稳定在输入电压 E 附近。以逆变器输出波形的正半周波形为例对电容的电荷量进行分析，此时选择调制比为 1，对调制波及调制波与三角波 e_1、e_2 和 e_3 的相交区域 A_1、A_2 和 A_3 进行局部放大，局部放大细节如图 4 所示。因为在实际调制中所选载波频率远大于调制的频率，所以在实际分析中，可近似将 1 个载波周期内载波 e_{sin} 视为 1 条直线，当 $e_3<e_{sin}<e_2$ 时，输出电压 u_o 为 $0.5E$；当 $e_2<e_{sin}<e_1$ 时，输出电压 u_o 为 E；当 $e_1<e_{sin}$ 时，输出电压 u_o 为 $1.5E$。对 A_1、A_2 和 A_3 的具体分析如下。

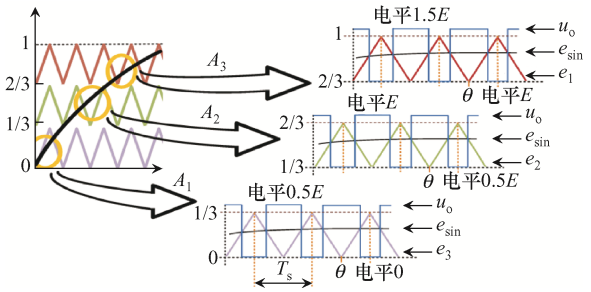


图 4　调制区域 1(A_1)、区域 2(A_2)和区域 3(A_3)的放大

Fig. 4 Enlargement of modulation area 1(A_1), modulation area 2(A_2) and modulation area 3 (A_3)

(1)对于区域 A_1，逆变器交替输出 $0.5E$ 和 0 的电平。在实际调制过程中，选取载波的频率远大于调制波 e_{sin} 的频率，因此在载波 1 个周期内的调制波 e_{sin} 可以视为 1 条直线。在 1 个载波周期 T_s 内 e_{sin} 的高度为 $\sin\theta$，根据三角形载波的高度为 1/3 可知 $0.5E$ 和 0 电平的占空比满足

$$\begin{cases}D_{0.5}=D_\theta=\sin\theta/(1/3)=3\sin\theta\\ D_0=1-D_\theta=1-3\sin\theta\end{cases}\quad\theta\subset A_1 \tag{9}$$

输出 $0.5E$ 电平时，由 C_1 为负载供电，在区域 A_1 内，流经中性点 O 的电荷量 Q_{A_1} 可以表示为

$$Q_{A_1}=\frac{1}{\omega}\int_0^{\theta_1} i_o \mathrm{d}(\omega t)=\int_0^{\theta_1}\left[0\cdot(1-D_\theta)+\frac{U_{C_1}}{Z_L}D_\theta\right]\cdot \mathrm{d}(\omega t)=\frac{1}{\omega}\int_0^{\theta_1}\left[0\cdot(1-3\sin\theta)+\frac{U_{C_1}}{Z_L}3\sin\theta\right]\mathrm{d}\theta$$
$$\theta\subset A_1 \tag{10}$$

式中：ω 为调制波的角频率；Z_L 为负载阻抗；U_{C_1} 为电容 C_1 的电压。

(2)对于区域 A_2，逆变器交替输出 E 和 $0.5E$ 的电平。在 1 个载波周期 T_s 内可以将 e_{sin} 视为 1 条直线，此时 e_{sin} 的高度为 $\sin\theta$，根据三角波载波的高度为 1/3 可知，E 和 $0.5E$ 的占空比满足

$$\begin{cases}D_1=D_\theta=(\sin\theta-1/3)/(1/3)=3\sin\theta-1\\ D_{0.5}=1-D_\theta=2-3\sin\theta\end{cases}\quad\theta\subset A_2 \tag{11}$$

在区域 A_2 内，流经中性点 O 的电荷量 Q_{A_2} 可以表示为

$$Q_{A_2}=\frac{1}{\omega}\int_{\theta_1}^{\theta_2} i_o \mathrm{d}(\omega t)=\int_{\theta_1}^{\theta_2}\left[\frac{U_{C_1}}{Z_L}\cdot(1-D_\theta)+\frac{E}{Z_L}D_\theta\right]\cdot \mathrm{d}(\omega t)=\frac{1}{\omega}\int_{\theta_1}^{\theta_2}\left[\frac{U_{C_1}}{Z_L}\cdot(2-3\sin\theta)+\frac{E}{Z_L}(3\sin\theta-1)\right]\mathrm{d}\theta$$
$$\theta\subset A_2 \tag{12}$$

(3)对于区域 A_3，逆变器交替输出 E 和 $1.5E$ 电平，在 1 个载波周期 T_s 内可以将 e_{sin} 视为 1 条直线，此时 e_{sin} 的高度为 $\sin\theta$，根据三角波载波的高度为 1/3 可知，E 和 $1.5E$ 的占空比满足

$$\begin{cases}D_{1.5}=D_\theta=(\sin\theta-2/3)/(1/3)=3\sin\theta-2\\ D_1=1-D_\theta=3-3\sin\theta\end{cases}\quad\theta\subset A_3 \tag{13}$$

在区域 A_3 内，流经中性点 O 的电荷量 Q_{A_3} 可以表示为

$$Q_{A_3}=\frac{1}{\omega}\int_{\theta_2}^{\theta_3} i_o \mathrm{d}(\omega t)=\int_{\theta_2}^{\theta_3}\left[\frac{E}{Z_L}\cdot(1-D_\theta)+\frac{U_{C_1}+E}{Z_L}D_\theta\right]\cdot \mathrm{d}(\omega t)=\frac{1}{\omega}\int_{\theta_2}^{\theta_3}\left[\frac{E}{Z_L}\cdot(3-3\sin\theta)+\frac{E+U_{C_1}}{Z_L}(3\sin\theta-2)\right]\mathrm{d}\theta$$
$$\theta\subset A_3 \tag{14}$$

由于 C_1 和 C_2 的运行状态对称，所以在负半周

期的具体分析计算过程与正半周期一致，负半周期的总电荷量可以表示为

$$\begin{cases} Q_{A_{-1}}=\dfrac{1}{\omega}\displaystyle\int_0^{\theta_1}\left[0\cdot(1-3\sin\theta)+\dfrac{U_{C_1}}{Z_{\mathrm{L}}}3\sin\theta\right]\mathrm{d}\theta \\ \qquad \theta\subset A_{-1} \\ Q_{A_{-2}}=\dfrac{1}{\omega}\displaystyle\int_{\theta_1}^{\theta_2}\left[\dfrac{U_{C_1}}{Z_{\mathrm{L}}}\cdot(2-3\sin\theta)+\dfrac{E}{Z_{\mathrm{L}}}(3\sin\theta-1)\right]\mathrm{d}\theta \\ \qquad \theta\subset A_{-2} \\ Q_{A_{-3}}=\dfrac{1}{\omega}\displaystyle\int_{\theta_2}^{\theta_3}\left[\dfrac{E}{Z_{\mathrm{L}}}\cdot(3-3\sin\theta)+\dfrac{E+U_{C_1}}{Z_{\mathrm{L}}}(3\sin\theta-2)\right]\mathrm{d}\theta \\ \qquad \theta\subset A_{-3} \end{cases} \tag{15}$$

联立式(10)、式(12)、式(14)和式(15)，可以得出 1 个周期内流经中性点 O 的平均电流为

$$\bar{i}_{\mathrm{o}}=\frac{2}{T}\sum_{i=1}^{3}(Q_{A_i}-Q_{A_{-i}})=\frac{U_{C_1}-U_{C_2}}{\pi TZ_{\mathrm{L}}}(3+\theta_1+\theta_2-\pi) \tag{16}$$

式中：T 为输出波形的周期。根据安秒平衡法则，在 1 个稳态周期内，通过两电容中性点 O 的平均电流应该为 0，令式(16)等于 0，可得 $U_{C_1}=U_{C_2}$。C_1 与 C_2 并联在直流输入电源 E 的两端，由此可以得出，$U_{C_1}=U_{C_2}=0.5E$。通过对 1 个周期内电荷的推导，验证了电容电压相等及 1 个周期内的流入电荷量为 0，即验证了钳位电容 C_1 和 C_2 的电压自平衡能力。由于对称工作，C_1 和 C_2 应具有相同的值。

3 拓扑性能对比

为客观合理验证拓扑的优势，选取了近年类似的拓扑进行对比，见表 2。关键参数包括电平数量、开关管数量、非直流侧电容数量、直流侧电容数量、增益、电压平衡措施、开关总电压应力 TSV(total standing voltage)。其中增益为输出电压基波分量与输入直流电压的比值，即 $U_{\mathrm{out}}/U_{\mathrm{in}}$，TSV 为每个开关承受的最大阻断电压之和与最大输出峰值电压的比值。TSV 的计算公式为

$$U_{\mathrm{TSV}}=\frac{\sum_{i=1}^{n}U_{\mathrm{b,sw},i}}{U_{\mathrm{o,max}}} \tag{17}$$

式中：$U_{\mathrm{b,sw},i}$ 为拓扑中每个开关的最大阻断电压；$U_{\mathrm{o,max}}$ 为最大输出峰值电压。

表 2 不同七电平逆变器的对比

Tab. 2 Comparison among different seven-level inverters

文献	电平数量	开关管数量	非直流侧电容数量	直流侧电容数量	增益	自平衡	TSV
[2]	5	10	2	1	0.5	0	4.67
[3]	7	18	5	1	0.5	0	6.00
[4]	7	12	1	3	0.5	0	6.67
[5]	7	10	2	1	1.5	1	7.33
[7]	7	10	2	2	1.5	1	4.67
[9]	7	12	1	2	1.5	1	6.00
[10]	7	10	2	2	0.5	1	8.67
本文拓扑	7	10	1	2	1.5	1	5.00

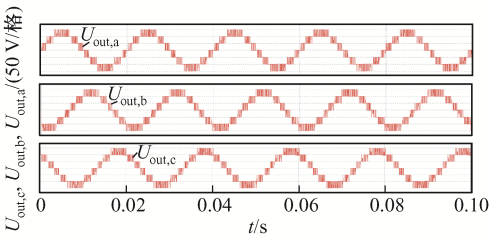
由表 2 可知，文献[2]虽然仅使用了 10 个开关管，但是需要 2 个非直流侧电容，且只能实现五电平；文献[3]需要 18 个开关管和 5 个电容实现七电平；文献[4]需要 12 个开关管和 3 个直流侧电容，但是其需要 3 个隔离的直流电源。值得注意的是，上述 3 个拓扑的电压增益均为 0.5。文献[5]提出的拓扑虽然同样能够以较少的开关数量实现七电平 1.5 倍增益，但是其需要 2 个开关电容，且其开关应力也较大；文献[7]提出的拓扑虽然也能实现七电平 1.5 倍增益，但是其使用的电容较多，增加了成本；文献[9]虽然电压应力较低，但是其使用了额外 2 个二极管。可以得出本文拓扑在减小开关应力、

提高电压增益、减少开关器件、减少非直流侧电容方面具有优势。

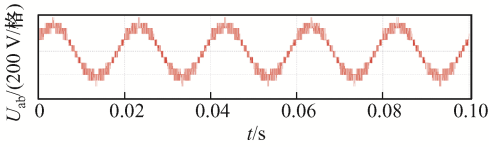
4　仿真与实验验证

4.1　仿真结果

仿真输出电压波形如图 5 所示，图 5(a)为负载为 50 Ω 时，a、b、c 相的输出电压波形，当输入电压为 100 V 时，逆变器可以输出最大电压为 150 V 的七电平阶梯波，验证了所提逆变器的升压能力；图 5(b)为 a、b 相的相电压输出波形，逆变器输出的相间电压符合三相运行的电压关系，验证了逆变器的三相运行能力。因为三相间波形只是相位依次相差 120°，为避免赘述，在后续的仿真中将仅以 a 相波形为例说明。



(a) 线电压

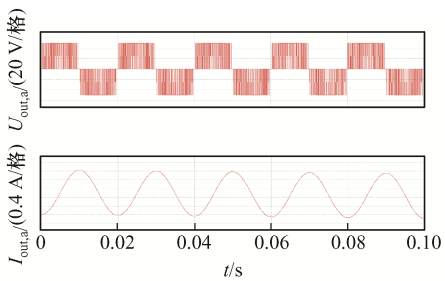


(b) a、b相之间的相电压

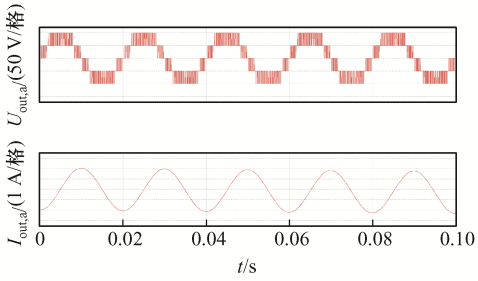
图 5　带 50 Ω 纯阻性负载的仿真波形

Fig. 5 Simulation waveforms under purely resistive load of 50 Ω

不同调制比 M_a 下的仿真波形如图 6 所示，当 M_a=0.3 时，输出为三电平；当 M_a=0.6 时，输出为五电平。由此可以看出，在不同调制比下，电容器的总电压保持稳定，也证实了本文拓扑的自平衡能力。



(a) M_a=0.3



(b) M_a=0.6

图 6　不同调制比下的仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms at different modulation ratios

电容电压的仿真波形如图 7 所示，可以看出，电容 C_1、C_2 的电压稳定在 50 V 左右，C_3 的电压稳定在 100 V 左右；电容电压波动均小于 5%，证明了所提拓扑的自均衡能力。

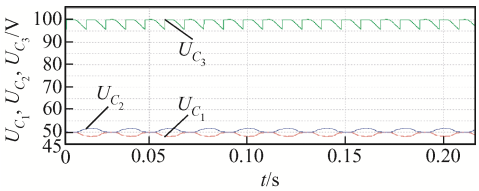
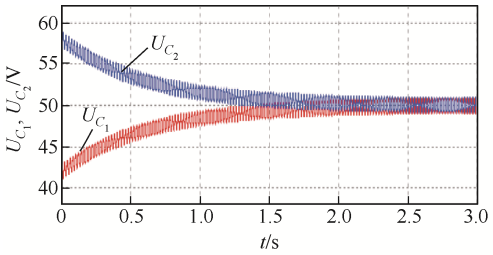


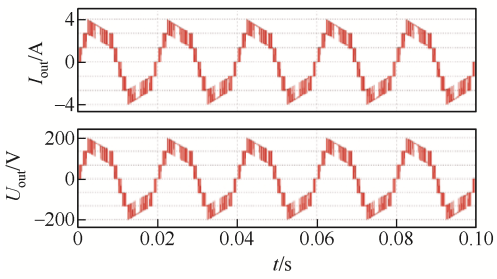
图 7　电容电压的仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms of capacitor voltage

图 8(a)为 2 个电容不相等时，分压电容 C_1 和 C_2 的电压波形，可以看出，由于 C_1、C_2 不相等，开始时电压处于不均衡状态，电路运行 1.5 s 后，



(a) C_1=3 000 μF、C_2=4 000 μF时的电容电压



(b) C_3=300 μF时的输出电压

图 8　不同电容参数下的电压波形

Fig. 8 Capacitor voltage waveforms with different capacitance parameters

电容 C_1 和 C_2 的电压逐步稳定到 $0.5E$，验证了本拓扑所具有的自平衡能力。图 8(b)为 C_3 远低于理论值时的输出电压、电流波形，可以看出，由于 C_3 过低导致纹波过大，在输出 $1.5E$ 电平时，过大的纹波使得电压的下降幅度过大，无法输出理想的电压、电流波形。仿真波形验证了分析的正确性。

4.2 实验验证

本文设计搭建了 1 台实验样机验证所提逆变器的可行性，实验样机如图 9 所示。拓扑仅使用 1 组直流电源和 3 组相同逆变结构便可工作于三相状态。三相状态下每相的结构均相同，在单相可靠稳定的运行下，三相自然能够按照预期工作，因此在实验中仅以单相作为验证。实验中用多载波垂直分布调制，使用 TMS320F28335 产生调制信号，多载波垂直分布调制实验条件见表 3，实验参数和器件型号见表 4。

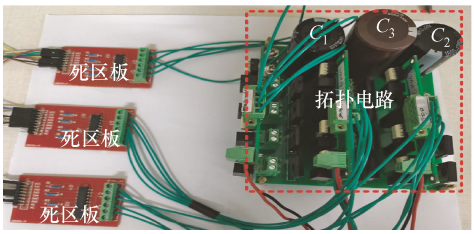


图 9 自均衡七电平逆变器实验样机

Fig. 9 Experimental prototype of seven-level inverter with self-balancing capability

表 3 多载波垂直分布调制实验条件

Tab. 3 Experimental conditions for multicarrier vertical distribution modulation

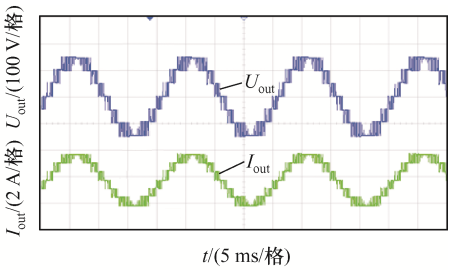
参数	数值
输入电压/V	100
载波频率/kHz	2
基波频率/Hz	50

表 4 实验参数和器件型号

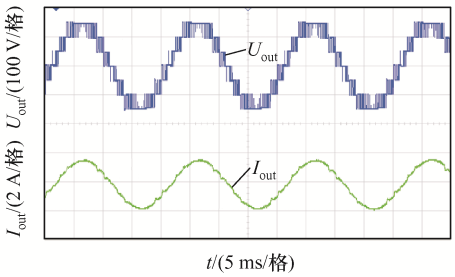
Tab. 4 Experimental parameters and types of devices

器件	型号	参数
主控芯片	TMS320F28335	—
功率开关管	IRFP4229PBF	250 V/44 A
电解电容 C_1 和 C_2	HP1882DMS502RB	1 800 μF/200 V
电解电容 C_3	DA160VS3300M35*60_VS	3 300 μF/160 V

图 10(a)为纯阻性负载下的实验波形，输出电压和电流波形与理论分析相符；图 10(b)为带 50 Ω 和 30 mH 负载的电压、电流输出波形，此时输出电流的波形为正弦波，验证了本拓扑可在不同的负载条件下高质量稳定输出。



(a) 带50 Ω纯阻性负载的输出电压、电流



(b) 带50 Ω+30 mH负载的输出电压、电流

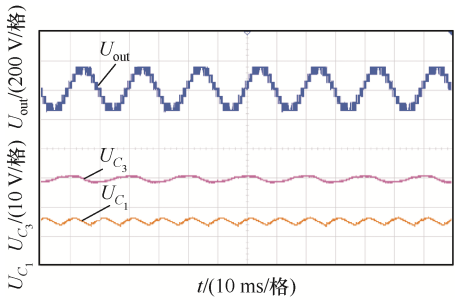
图 10 不同负载下实验输出电压电流波形

Fig. 10 Experimental waveforms of output voltage and current under different loads

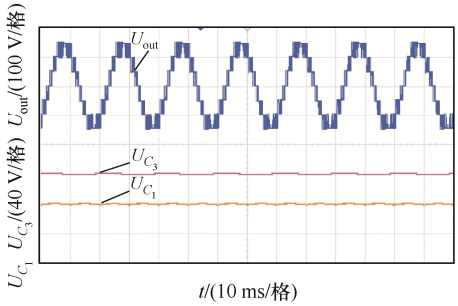
图 11(a)为纯阻性负载条件下的电容电压波形，C_1、C_2 的电压自动均衡在 50 V，C_3 的电压自动均衡在 100 V，验证了电容电压的自均衡能力。图 11(b)为带 50 Ω+30 mH 负载的电容电压波形，此时 C_1、C_2 的电压仍然能够自均衡在 50 V、C_3 的电压自均衡在 100 V。由此可见，不同的负载条件不会影响到电容电压的自均衡。

图 12(a)为样机带 50 Ω 纯阻性负载时的启动波形，C_1 的电容电压迅速上升到 50 V 并保持稳定，C_3 的电容电压迅速上升到 100 V 并保持稳定。电容 C_1 的电压稳定在 50 V 时，C_2 的电容电压也稳定在 50 V。实验波形与预期一致。图 12(b)中，样机在输入电压为 100 V 时，负载由 50 Ω+30 mH 突变到 50 Ω。逆变器在 50 Ω+30 mH 的阻感负载下稳态运行，随后通过开关瞬时将电感从负载回

路中切断。在负载快速切换的情况下，输出电压、电流波形和电容的电压波形均能保持稳定且与预期相符合，验证了逆变器在负载突变情况下的运行能力。



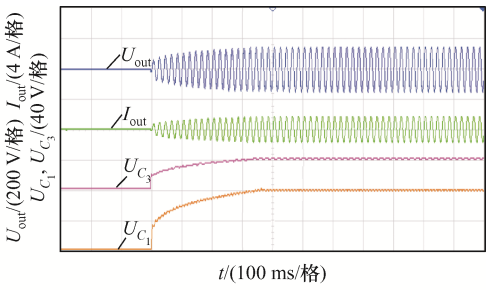
(a) 带50 Ω纯阻性负载的电容电压



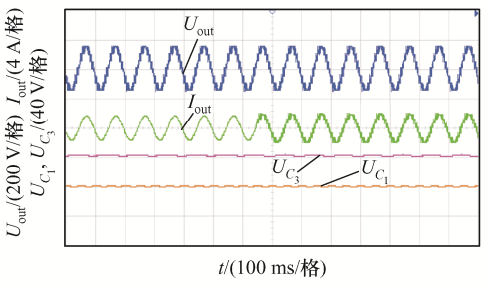
(b) 带50 Ω+30 mH负载的电容电压

图 11　实验输出波形和电容电压波形

Fig. 11 Experimental waveforms of output and waveforms of capacitor voltage



(a) 瞬态响应实验波形



(b) 输入电压跳变下的电容电压及输出电压、电流波形

图 12　实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms

5　结语

本文提出了 1 种具有低电压应力、自平衡能力的七电平 ANPC 升压逆变器，对电容的自平衡能力和取值进行了详细论证。同时，与最新的类似拓扑进行了对比，证明了所提拓扑具有器件减少、升压能力良好、总体电压应力较低、电容具有自平衡能力等优势。最后，通过仿真和实验验证了该拓扑的自平衡和升压能力。

参考文献：

[1] 聂辰浩. 基于开关电容的新型升压式多电平逆变器研究[D]. 石家庄: 河北科技大学, 2022.
Nie Chenhao. Research on novel Boost multi-level inverter based on switched capacitor [D]. Shijiazhuang: Hebei University of Science and Technology, 2022. (in Chinese)

[2] Kouro S, Malinowski M, Gopakumar K, et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2553-2580.

[3] Meynard T A, Foch H, Thomas P, et al. Multicell converters: Basic concepts and industry applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 955-964.

[4] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, IA-17(5): 518-523.

[5] Malinowski M, Gopakumar K, Rodriguez J, et al. A survey on cascaded multilevel inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2197-2206.

[6] Xu Shuai, Zhang Jianzhong, Hu Xing, et al. A novel hybrid five-level voltage source converter based on T-type topology for high-efficiency applications [C]// 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Milwaukee, WI, USA, 2017: 1-8.

[7] Lee S S, Lee K B. Dual-T-type seven-level Boost active-neutral-point-clamped inverter [J]. IEEE Transactions on

Power Electronics, 2019, 34(7): 6031-6035.

[8] Tian Hao, Li Yuzhuo, Li Yunwei. A novel seven-level hybrid-clamped (HC) topology for medium-voltage motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 5543-5547.

[9] 王林涛, 曾君, 刘俊峰. 具有自平衡和升压能力的有源中点箝位七电平逆变器[J]. 电源学报, 2025, 23(7): 28-35.
Wang Lintao, Zeng Jun, Liu Junfeng. Active-neutral-point-clamped seven-level inverter with self-balancing and Boost capabilities [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(7): 28-35. (in Chinese)

[10] 朱旭, 胡长生, 董璧韬. 一种基于级联 H 桥多电平变换器的故障容错控制方法[J]. 电源学报, 2025, 23(6): 199-207.
Zhu Xu, Hu Changsheng, Dong Bitao. Fault-tolerant control method for cascaded H-bridge multilevel converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(6): 199-207. (in Chinese)

[11] 王朝晖, 冯凌, 杨顺风, 等. 基于 NPC 型三电平逆变器的固定开关频率改进模型预测控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 79-87.
Wang Zhaohui, Feng Ling, Yang Shunfeng, et al. Improved model predictive control strategy with fixed switching frequency based on NPC three-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 79-87. (in Chinese)

[12] 李林柘, 邹旻洋, 吴京驰, 等. 基于周期组合序列调制的三电平双有源桥均压策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 514-524.
Li Linzhe, Zou Minyang, Wu Jingchi, et al. The voltage balance scheme of three level-dual active bridge based on cycle combination sequence modulation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 514-524. (in Chinese)

[13] 任鹏, 涂春鸣, 侯玉超, 等. 基于 Si 和 SiC 器件的混合型级联多电平变换器及其调控优化方法[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 5017-5028.
Ren Peng, Tu Chunming, Hou Yuchao, et al. Research on a hybrid cascaded multilevel converter based on Si and SiC device and its control optimization method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 5017-5028. (in Chinese)



王林涛

作者简介：

王林涛(1996—)，男，中国电源学会会员，通信作者，硕士。研究方向：多电平逆变器拓扑，智能调度。E-mail：1184239951@qq.com。

孟际康(1984—)，男，本科，高级工程师。研究方向：多电平逆变器拓扑，智能电网调控技术。E-mail：251274424@qq.com。

李永伟(1981—)，男，本科，高级工程师。研究方向：多电平逆变器拓扑，智能电网调控技术。E-mail：117222391@qq.com。

曾君(1979—)，女，博士，教授。研究方向：新能源发电技术。E-mail：junzeng@scut.edu.cn。

(责任编辑：耿越)