DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.3.316　　**中图分类号**：TM464　　**文献标志码**：A

一种可有效降低光伏逆变器共模电流的改进型 DPWM 策略

吴良材，葛　磊，于　洋

(深圳古瑞瓦特新能源有限公司，深圳 518101)

摘要：断续脉宽调制 DPWM(discontinuous pulse width modulation)方法可有效降低开关损耗，提高系统效率。但此调制方式会引入高次共模电压，从而带来了电网电流质量变差和共模电流变大的问题。为解决此问题，提出了 1 种新型的 DPWM 方法，该方法在传统 DPWM1 钳位变化阶段注入 3 次正弦分量过渡，从而达到降低调制波中共模电压含量的目的。建立了光伏逆变器系统的共模回路模型，从理论上说明了 DPWM 下共模电流变大的原因。理论分析和实验结果证明，所提新型 DPWM 方法可在保证电流谐波总畸变率 THDi(total harmonic current distortion)和共模电流与 SVPWM 相近的同时，提高光伏逆变器系统效率，起到兼顾输出电流质量和效率的作用。

关键词：共模电流；断续脉宽调制；光伏逆变器

Improved DPWM Strategy for Effective Reduction of Common-mode Current in Photovoltaic Inverter

WU Liangcai, GE Lei, YU Yang

(Shenzhen Growatt New Energy Co., Ltd., Shenzhen 518101, China)

Abstract: The discontinuous pulse width modulation (DPWM) method can effectively reduce the switching loss and improve the system efficiency. However, it will also bring in high-order common-mode voltage, which results in an decline in the quality of grid current and an increase in the common-mode current (CMC). To solve this problem, a novel DPWM method is proposed, which can reduce the content of common-mode voltage in the modulation wave by injecting third-order sinusoidal signals into the wave under the traditional DPWM1 modulation at the clamping stage. A common-mode loop model of a photovoltaic inverter system is established, and the reason of the increasing CMC under the DPWM modulation is theoretically explained. The theoretical analysis and experimental results show that the proposed novel DPWM method can improve the efficiency of the photovoltaic inverter system while ensuring that the THDi and CMC are similar to those under the SVPWM modulation. As a result, good current quality and high efficiency are maintained simultaneously.

Keywords: Common-mode current (CMC); discontinuous pulse width modulation (DPWM); photovoltaic inverter

随着分布式能源大规模接入电网，光伏 PV (photovoltaic)逆变器得到了更广泛的应用。为提高系统效率，宽禁带新型元器件[1-2]、效率更高的拓扑[3-4]、软开关技术[5-6]和断续脉宽调制 DPWM (discontinuous pulse width modulation)技术等都得到了应用。

DPWM 方法的基本原理为每个桥臂在 1 个工频周期内均有 1/3 的时间将输出电压钳位在 $V_{dc}/2$ 或$-V_{dc}/2$。相对于连续脉宽调制 CPWM(continuous pulse width modulation)，DPWM 开关次数减少[7-9]、开关损耗减小、系统效率提升。因 DPWM 仅需软件进行修改即可提升效率，故其在三相光伏变流器中得到了广泛应用。

然而，DPWM 方法因调制波在钳位阶段存在剧烈变化，故带来了大量高次共模电压分量[10-11]。

收稿日期：2023-11-09；**修回日期**：2024-01-06；**录用日期**：2024-01-28；**网络首发日期**：2024-04-26

对于功率较小的光伏系统，寄生电容较小，共模电流基本可忽略。但对于较大功率的光伏系统，因为 PV 电池对地寄生电容的增大，使得共模回路的谐振频率变低，带来了共模电流[12]增大和电流质量下降的问题。为了解决由 DPWM 方法带来的此问题，大量论文有过相关工作的论述[13-18]。文献[13-15]对现有常用的 DPWM 方式的输出共模电压进行了分析介绍，为抑制共模电压的新型 DPWM 策略研究提供了基础和参考；文献[16]从矢量合成的角度采用零共模电压向量完成共模电压的减小，但可用的电压向量仅有 7 个，局限性较大；文献[17]总结了 5 种实现共模电压抑制的 DPWM 钳位方式，根据变流器不同的功率模式选择不同的钳位方式，兼顾共模电压和中点电压平衡，但此策略在代码实现上占用时间和空间资源较多，不利于工程应用；文献[18]采用钳位阶段加入三角波以抑制共模电压的方法，此方法实现简单，但三角波中同样存在高次共模分量，并不是最优的解决方案。

在上述研究的基础上，本文提出了 1 种改进的 DPWM 策略，对 DPWM 产生的共模电压进行削弱的同时又保持了 DPWM 可提高系统效率的优点，并且代码实现简单、利于工程实现。其在传统 DPWM 钳位变化阶段注入连续的 3 次正弦分量进行过渡，并可通过修改钳位阶段的过渡时间，达到兼顾输出电流质量和系统效率的目的。

1　问题描述

两级三电平光伏逆变器拓扑结构如图 1 所示，其由 Boost 电路和 T 型三电平逆变器组成。图中：C_s 为 PV 的杂散电容；i_{CM1} 和 i_{CM2} 分别为正直流母线和负直流母线对地的共模电流；C_0 为 Boost 电路输入侧电容；L_0 为 Boost 电路输入侧电感；Q_0 为 Boost 电路 IGBT 开关；v_{pv} 为 Boost 电路输入侧电压；C_{dc} 为直流母线电容；D_0 为 Boost 电路输入侧二极管；v_{dc1} 和 v_{dc2} 分别为直流母线正、负电压；Q_{a1}~Q_{a4} 为逆变器 A 桥臂 IGBT 开关；Q_{b1}~Q_{b4} 为逆变器 B 桥臂 IGBT 开关；Q_{c1}~Q_{c4} 为逆变器 C 桥臂 IGBT 开关；i_a~i_c 为电感电流；L_a~L_c 为逆变电感；C_a~C_c 为逆变电容；i_{ga}~i_{gc} 为电网电流；L_{ga}~L_{gc} 为网侧电感；L_{CM} 为网侧共模电感；e_a~e_c 为电网电压；i_{CM} 为共模电流。Boost 电路用于升压和实现 MPPT 功能，三电平逆变器用于调节输出电流。当使用传统的连续调制方式(如 SVPWM)时，调制波平滑，不会向系统中注入高次共模电压，不会引起共模电流变大，但效率需提高。

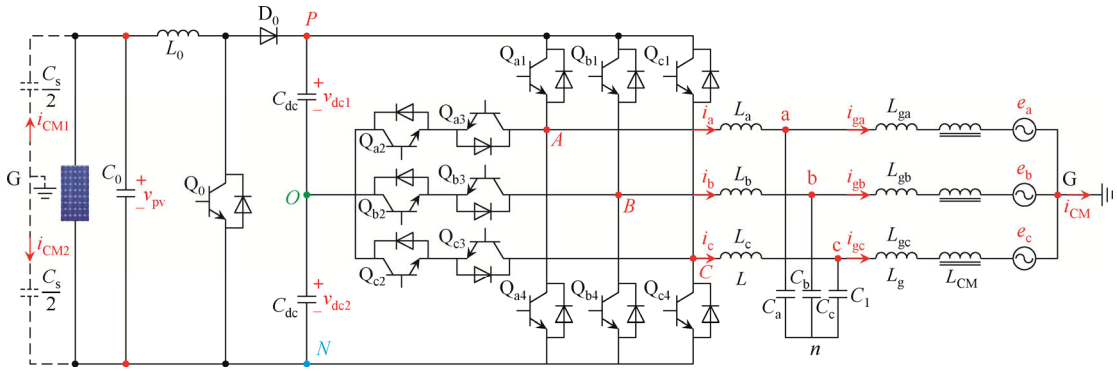
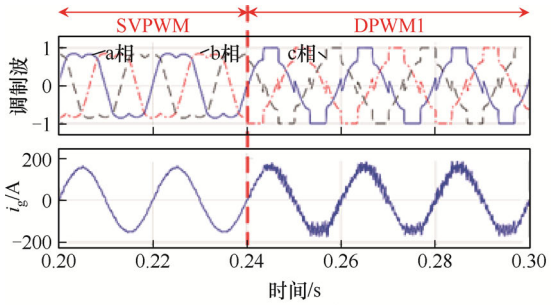


图 1　两级三电平光伏逆变器的拓扑结构

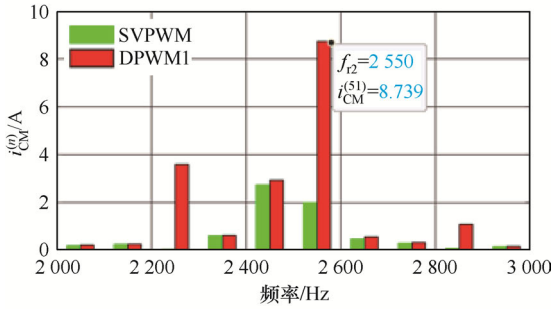
Fig. 1 Topology of two-stage three-level PV inverter

DPWM 方式因每相桥臂均有 1/3 个工频周期开关不动作，故可提高系统效率。然而其钳位阶段的剧烈变化会引入大量高次共模电压。当系统共模环路增益较大时，就会引起共模电流较大的问题。图 2(a)所示为 SVPWM 和 DPWM 下的电压、电流波形，从图中可以看出，与 SVPWM 相比，DPWM 下高频电流增大、共模电流增大、电流质量下降。图 2(b)为图 2(a)中共模电流的频谱分析，可以看出，

DPWM 方式在 51 次谐波处电流明显增大(第 2 节将说明此频率为共模环路的谐振频率)。此电流含量的明显增大就是由 DPWM 方式引入的高次共模分量带来的，即 v_{an}、v_{bn}、v_{cn}(n 为谐波次数)的剧烈变化带来的。



(a) 使用DPWM1调制前后的波形



(b) SVPWM与DPWM1下共模电流频谱分析比较

图 2 SVPWM 与 DPWM1 电压、电流波形

Fig. 2 Voltage and current waveforms under SVPWM and DPWM1

2 问题分析

根据图 1 所示的拓扑，假设三相参数均相同，令 $L_a=L_b=L_c=L$，$C_a=C_b=C_c=C$，$L_{ga}=L_{gb}=L_{gc}=L_g$ 可列出系统的电压回路方程为

$$\begin{cases} v_{AO}=L\dfrac{\mathrm{d}i_a}{2}+ri_a+L_g\dfrac{\mathrm{d}i_{ga}}{\mathrm{d}t}+r_gi_{ga}+L_{CM}\dfrac{\mathrm{d}i_{CM}}{\mathrm{d}t}+e_a+v_{GO} \\ v_{BO}=L\dfrac{\mathrm{d}i_b}{2}+ri_b+L_g\dfrac{\mathrm{d}i_{gb}}{\mathrm{d}t}+r_gi_{gb}+L_{CM}\dfrac{\mathrm{d}i_{CM}}{\mathrm{d}t}+e_b+v_{GO} \\ v_{CO}=L\dfrac{\mathrm{d}i_c}{2}+ri_c+L_g\dfrac{\mathrm{d}i_{gc}}{\mathrm{d}t}+r_gi_{gc}+L_{CM}\dfrac{\mathrm{d}i_{CM}}{\mathrm{d}t}+e_c+v_{GO} \end{cases} \tag{1}$$

式中：r 和 r_g 分别为逆变电感和电网的寄生电阻参数；v_{GO}为电网中性点与逆变器直流母线中点之间的电压。

由于 $\sum e=0$，得到共模电压 $v_{CM}=(v_{AO}+v_{BO}+v_{CO})/3$；共模电流 $i_{CM}=\sum i_g$。v_{CM} 可表示为

$$v_{CM}=\frac{L}{3}\cdot\frac{\mathrm{d}(i_{CM}+i_0)}{\mathrm{d}t}+\frac{r}{3}\cdot(i_{CM}+i_0)+\left(\frac{L_g}{3}+L_{CM}\right)\cdot\frac{\mathrm{d}i_{CM}}{\mathrm{d}t}+\frac{r_g}{3}\cdot i_{CM}+v_{GO} \tag{2}$$

其中，$i_0=i_{Ca}+i_{Cb}+i_{Cc}$，i_{Ca}、i_{Cb}、i_{Cc}为三相逆变电容电流，$i_a+i_b+i_c=i_0+i_{CM}$，可以由 PV 的 2 个杂散电容求得

$$\begin{cases} v_{GO}=\dfrac{2}{C_s}\int i_{CM1}\cdot\mathrm{d}t+v_{dc1} \\ v_{GO}=\dfrac{2}{C_s}\int i_{CM2}\cdot\mathrm{d}t-v_{dc2} \end{cases} \tag{3}$$

$$v_{GO}=\frac{1}{C_s}\int i_{CM1}\cdot\mathrm{d}t+\frac{\Delta v_{dc}}{C_s} \tag{4}$$

$$v_{CM}=\left(\frac{L+L_g}{3}+L_{CM}\right)\cdot\frac{\mathrm{d}i_{CM}}{\mathrm{d}t}+\frac{r+r_g}{3}\cdot i_{CM}+\frac{1}{C_s}\cdot\int i_{CM}\cdot\mathrm{d}t+\frac{\Delta v_{dc}}{2} \tag{5}$$

式中，Δv_{dc} 为直流母线电压变化量。

由式(2)和式(5)，得到共模等效电路如图 3 所示。$i_{CM}(s)/v_{CM}(s)$的传递函数为

$$G_{CM}=\frac{i_{CM}(s)}{v_{CM}(s)}=\frac{C_ss}{(L_1+L_2)C_ss^2+r_2C_ss+1} \tag{6}$$

式中：$L_1=L/3$；$L_2=L_g/3+L_{cm}$；$r_2=(r+r_g)/3$。得到谐振频率为

$$f_r=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2)C_s}} \tag{7}$$

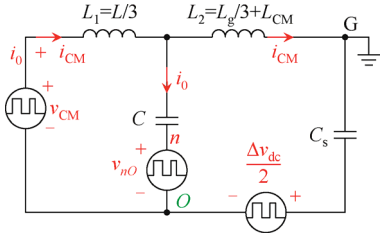


图 3 共模等效电路

Fig. 3 Common-mode equivalent circuit

当系统额定功率较低时，杂散电容 C_s 很小，此时 $f_r>>f_s$(开关频率)，其影响可忽略。但是随着 PV 功率的增加，杂散电容 C_s 随之增加，谐振频率 f_r 变小，当 $f_r<f_s$ 时，谐振峰不能忽略。

图 4 为光伏逆变器功率从 0.5 kW 到 50 kW 变

化的 $G_{CM}(s)$伯德图。当 f_s=16.2 kHz 时，对于 0.5 kW 功率的系统，其小于开关频率处的增益低于 −20 dB，因此谐振峰的影响基本可忽略。当光伏逆变器功率较大(如 50 kW)时，f_r<f_s，相应开关频率以下的增益达到约 30 dB。

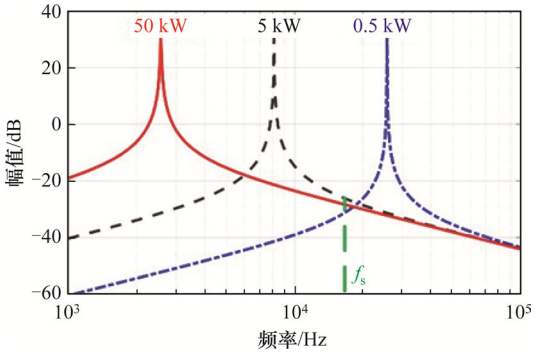


图 4　$G_{CM}(s)$的伯德图

Fig. 4 Bode plot of $G_{CM}(s)$

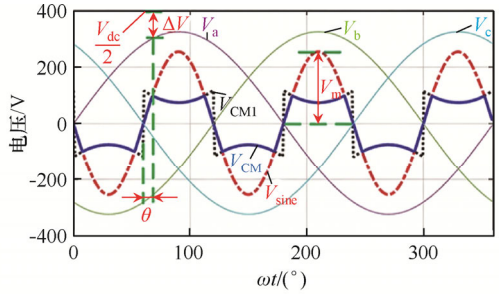
从图 4 可以看出，对于额定功率 50 kW 的系统，谐振频率在 f_s= 2.55 kHz 附近(与第 1 节仿真处频率对应)。为了削弱此谐振点处的共模电流，其中一种方法就是减少共模电压 v_{CM} 在谐振频率处的幅值。

3　新型 DPWM 方法

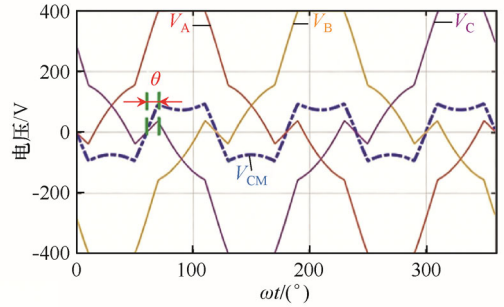
为解决 DPWM 方式引入的共模电流变大和输出电流质量下降的问题，本文提出 1 种新型调制方法 Semi-DPWM(下文简称 SDPWM)算法。

3.1　调制波波形

传统 DPWM 和本文提出的 SDPWM 方法零序补偿量如图 5(a)所示。图中：ωt 为逆变器控制旋转角；V_{CM1} 为传统 DPWM 零序补偿量；V_{sine} 为 3 次谐波补偿量；V_{CM} 为 SDPWM 方法零序补偿量；V_m 为 3 次谐波补偿量的幅值；ΔV 为正弦电压与半母



(a) SDPWM零序补偿量



(b) SDPWM零序补偿量和最终的调制波

图 5　SDPWM 波形

Fig. 5 Waveforms under SDPWM

线电压的差值；θ 为 SDPWM 相对 DPWM 减少断续发波的角度；V_a、V_b、V_c 为三相逆变电压；V_A、V_B、V_C 为三相桥臂中点调制波电压。可以看出二者的差异主要是 SDPWM 方式在钳位阶段注入了 3 次正弦波过渡。

DPWM 方式下的零序补偿量 V_{CM1} 为

$$V_{CM1}=\frac{V_{dc}}{2}\cdot(1-2\alpha)-\alpha V_{min}-(1-\alpha)V_{max} \tag{8}$$

式中：V_{dc} 为直流母线电压；V_{max} 和 V_{min} 分别为三相电压的最大值和最小值；α 为二值开关变量，可表示为

$$\alpha=\frac{1+\mathrm{sign}[\sin(3\omega t)]}{2} \tag{9}$$

如图 5(a)所示，为了对 DPWM 方式在钳位阶段引入的高次共模分量进行抑制，在钳位阶段引入 3 次正弦量，得到 SDPWM 的补偿量，图中 ΔV 为

$$\Delta V=\frac{V_{dc}}{2}-V_P\cdot\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right)=V_P\left[\frac{1}{m}-\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right)\right] \tag{10}$$

式中：V_p 为逆变峰值电压；m 为调制度。由以上分析可得

$$\begin{cases}\Delta V_{min}=V_P\left(\dfrac{1}{m}-1\right)\\ \Delta V_{max}=V_P\left(\dfrac{1}{m}-\dfrac{\sqrt{3}}{2}\right)\end{cases} \tag{11}$$

$$v_{CM}=\begin{cases}\min(v_{CM},v_{sine}) & v_{CM}\geqslant 0\\ \max(v_{CM},v_{sine}) & v_{CM}\leqslant 0\end{cases} \tag{12}$$

$$v_{sine}=-V_m\cdot\sin(3\omega t) \tag{13}$$

$$V_{\mathrm{m}}=\frac{\Delta V}{\sin(3\theta)}=\frac{V_{\mathrm{P}}}{\sin(3\theta)}\cdot\left[\frac{1}{m}-\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right)\right] \tag{14}$$

式中：$\Delta V_{\max}$为零序补偿电压最大值；$\Delta V_{\min}$为零序补偿电压最小值；v_{sine}为 3 次谐波补偿量的动态实时值。

v_{CM}可表示为

$$v_{\mathrm{CM}}=\begin{cases}-V_{\mathrm{m}}\cdot\sin(3\omega t) & 0\leqslant\omega t\leqslant\theta\\ \dfrac{V_{\mathrm{dc}}}{2}-V_{\mathrm{P}}\cdot\sin(\omega t) & \theta\leqslant\omega t\leqslant\dfrac{\pi}{3}-\theta\\ -V_{\mathrm{m}}\cdot\sin(3\omega t) & \dfrac{\pi}{3}-\theta\leqslant\omega t\leqslant\dfrac{\pi}{3}\end{cases} \tag{15}$$

3.2 共模电压谐波分析

DPWM 方式下V_{CM1}中n次谐波含量计算公式为

$$V_{\mathrm{CM1}}^{(n)}=\frac{3}{\pi}\cdot\int_0^{\frac{\pi}{3}}v_{\mathrm{CM1}}\cdot\sin(3n\omega t)\cdot\mathrm{d}(\omega t)=\frac{V_{\mathrm{dc}}-\sqrt{3}V_{\mathrm{P}}}{n\pi}=\frac{2\Delta V_{\max}}{n\pi} \tag{16}$$

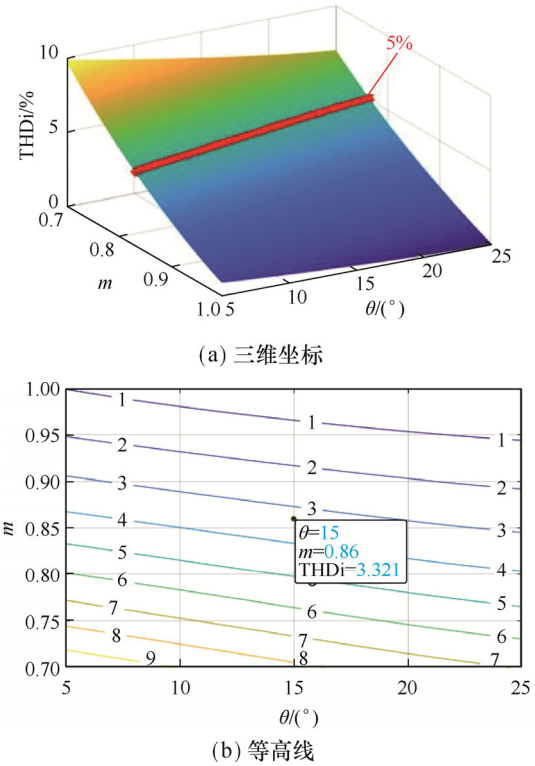
式中，v_{CM1}为 DPWM 方式的零序补偿量。

3 次正弦分量的注入，带来了 SDPWM 在 DPWM1 钳位阶段加入的过渡过程，但却因此降低了系统效率，因此需要求取θ与共模电压的关系，即

$$\begin{aligned}V_{\mathrm{CM}}^{(n)}=&\frac{3}{\pi}\cdot\int_0^{\frac{\pi}{3}}v_{\mathrm{CM1}}\cdot\sin(3n\omega t)\cdot\mathrm{d}(\omega t)=\\&\frac{3}{\pi}\cdot\left\{2\cdot\int_0^{\theta}v_{\mathrm{m}}\cdot\sin(3\omega t)\cdot\sin(3n\omega t)\cdot\mathrm{d}(\omega t)+\right.\\&\left.\int_{\theta}^{\frac{\pi}{3}-\theta}\left[\frac{V_{\mathrm{dc}}}{2}-V_{\mathrm{P}}\cdot\sin(\omega t)\right]\cdot\sin(3n\omega t)\cdot\mathrm{d}(\omega t)\right\}=\\&\frac{2\Delta V}{n\pi}\cdot\left\{\left[1-\frac{\sin\theta}{\sin(3\theta)}\right]\cdot\cos(3n\theta)+\right.\\&\left.\left[\frac{\cos\theta}{\sin(3\theta)}-\frac{V_{\mathrm{P}}}{\Delta V}\cdot\frac{\sin(3n\theta)}{3n}\right]\right\}=\\&\frac{2\Delta V}{n\pi}\cdot M_n(\theta)\end{aligned} \tag{17}$$

式中：v_{m}为 3 次谐波补偿量的幅值；$M_n(\theta)$为 n 次谐波关于θ的函数。

式(17)中，当$\theta\to0$、$M_n(\theta)\to1$时，说明 DPWM 为 $\theta=0$ 的特殊 SDPWM。通过式(7)和式(17)可以得到由于共模电流导致的电流谐波总畸变率 THDi (total harmonic current distortion)情况，图 6 所示为(m, θ, THDi)的三维图。由图 6 可见，THDi 随着 m 和 θ 的增大而增大。假如对光伏变流器 THDi 的要求为 5.000%，在调制度确定的情况下，可选择合适的 θ，使 THDi 满足规格要求。



(a) 三维坐标

(b) 等高线

图 6 (m, θ, THDi)波形

Fig. 6 Waveforms of m, θ and THDi

4 实验验证

在 50 kVA 光伏系统上进行实验。L_{a}=L_{b}=L_{c}=70 μH，C_{a}=C_{b}=C_{c}=32 μF，C_{dc}=2 820 μF，杂散电容C_{s}=20 μF(对应配置 PV 功率 100 kW)，网侧L_{g}=25 μH，L_{cm}=230 μH。开关频率为 16.2 kHz，市电电压 230 Vrms，直流母线电压 810 V。使用 SVPWM 与 SDPWM 进行比较，实验环境和实验装置情况如图 7 所示。

4.1 THDi 测试数据

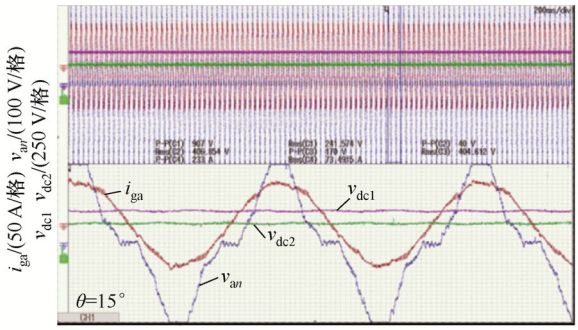
在 50 kW 情况下，图 8(a)所示为 SDPWM 的测试情况，测试其输出电流 THDi=3.710%，略高于图6(b)下理论计算的 THDi=3.321%，SVPWM 下 THDi=2.400%。图 8(c)进一步展示了 SDPWM 下的

电流谐波情况，可以看到，在共模回路的谐振频率

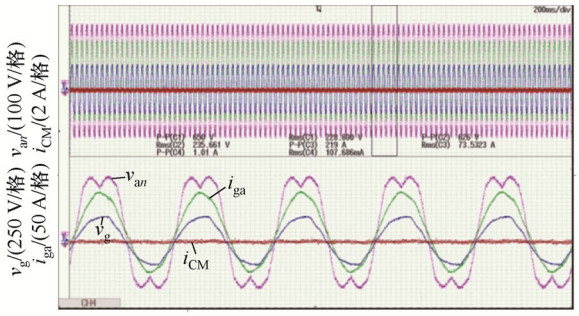


图 7　实验环境和实验装置情况

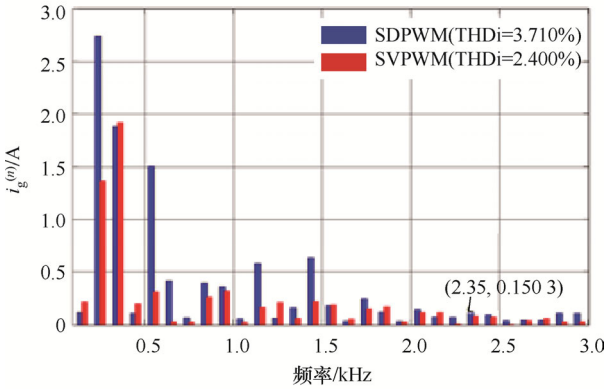
Fig. 7 Experimental environment and equipment



(a) SDPWM



(b) SVPWM



(c) 2种调制输出电流频谱对比

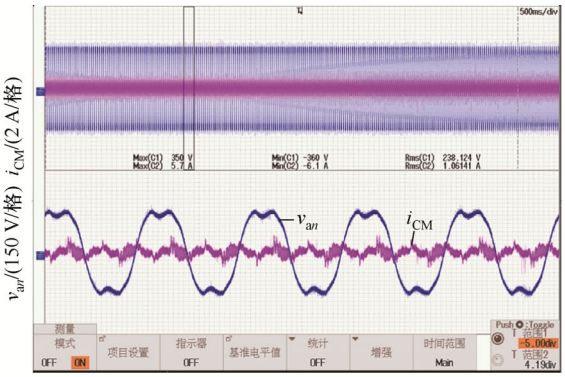
图 8　SDPWM 与 SVPWM 下输出电流对比

Fig. 8 Comparison of output current under SDPWM and SVPWM

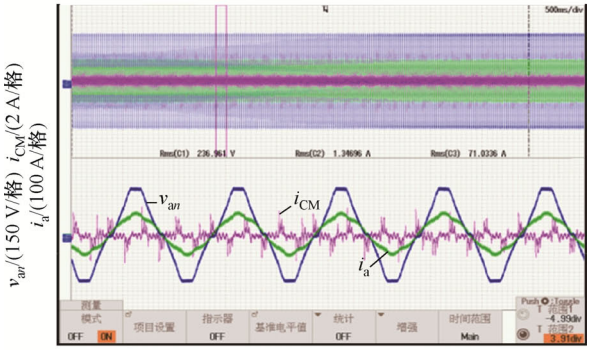
2.5 kHz 附近的电流约为 0.1 A，说明 SDPWM 在谐振频率处的电流得到了较好的抑制。

4.2　共模电流测试数据

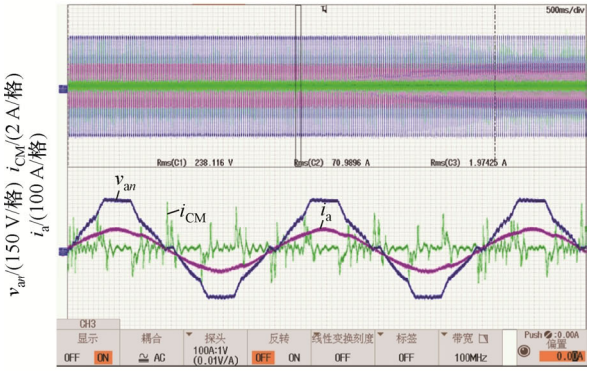
进一步验证对比 DPWM 和 SVPWM 下的共模电流情况，如图 9 所示。SVPWM 下测试共模电流为 1.06 A，SDPWM 下测试共模电流为 1.35 A，文献[18]为消除高次共模电流采用三角波替代钳位阶段的剧烈变化，其共模电流为 1.97 A。说明 SDPWM



(a) SVPWM



(b) SDPWM



(c) DPWM[18]

图 9　共模电流测试波形

Fig. 9 Test waveforms of common-mode current

下共模电流情况与 SVPWM 下情况相近，能起到更好的抑制共模电流的作用。

4.3 效率测试数据

对比 SVPWM 和 SDPWM 下的效率表现情况。图 10 为 SVPWM 与 SDPWM 的效率对比，可以看出，效率首先随着负载率的增大而提升，在负载率为 50%时达到最高效率后，又随着负载量的增大而降低，SVPWM 的最高效率为 97.1%，SDPWM 的最高效率为 97.2%，并且在全功率段，SDPWM 下的效率均明显高于 SVPWM。

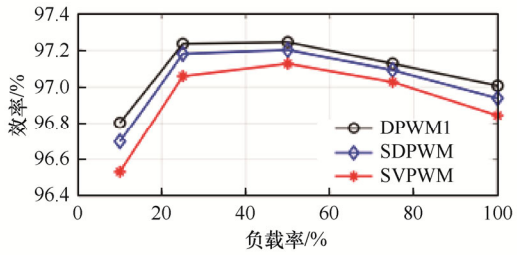


图 10 SVPWM 与 SDPWM 的效率对比

Fig. 10 Comparison of efficiency under SVPWM and SDPWM

5 结语

本文提出了 1 种用于三相光伏逆变器的 SDPWM 策略，用以减弱光伏阵列中大寄生电容带来的电网共模电流过大问题。首先推导了光伏逆变器共模回路模型，并在传统的 DPWM 钳位瞬态过程中引入连续的正弦过渡量，达到 DPWM 降低共模电流提高输出电流质量的效果。理论推导和实验结果表明，所提 SDPWM 方法可以在对共模电流实现明显抑制的基础上，将整机效率由 SVPWM 的 97.1%提高到 97.2%，起到了兼顾输出电流质量和系统效率的作用。

参考文献：

[1] Shen Yanfeng, Shillaber L, Zhao Hui, et al. Desynchronizing paralleled GaN HEMTs to reduce light-load switching loss [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9151-9170.

[2] 马荣耀, 唐开锋, 潘效飞, 等. 车用碳化硅功率模块的电热性能优化与评估[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 78-86.
Ma Rongyao, Tang Kaifeng, Pan Xiaofei, et al. Electro-thermal performance optimization and evaluation of automotive SiC power module [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 78-86. (in Chinese)

[3] Tang Zhongting, Su Mei, Sun Yao, et al. Hybrid UP-PWM scheme for HERIC inverter to improve power quality and efficiency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4292-4303.

[4] 田涵雷, 韩沛松, 唐嵩峰, 等. 计及轻量化设计的多电平光伏逆变器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(16): 4301- 4311.
Tian Hanlei, Han Peisong, Tang Songfeng, et al. Multi-level photovoltaic inverter considering lightweight design [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4301-4311. (in Chinese)

[5] Khodabandeh M, Afshari E, Amirabadi M. A single-stage soft-switching high-frequency AC-link PV inverter: Design, analysis, and evaluation of Si-based and SiC-based prototypes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2312-2326.

[6] 李锦, 党恩帅, 范雨顺, 等. 一种碳化硅与硅器件混合型三电平有源中点钳位零电压转换软开关变流器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2496-2510.
Li Jin, Dang Enshuai, Fan Yushun, et al. A hybrid three-level active-neutral-point-clamped zero-voltage transition soft-switching converter with silicon carbide and silicon devices [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2496-2510. (in Chinese)

[7] Zhang Li, Zhao Rui, Ju Ping, et al. A modified DPWM with neutral point voltage balance capability for three-phase Vienna rectifiers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 263-273.

[8] Chen Kewei, Jiang Weidong, Wang Peixia. An extended DPWM strategy with unconditional balanced neutral point voltage for neutral point clamped three-level converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(11): 8402-8413.

[9] 张勇, 卢盈, 沈肖, 等. 异质开关三相三电平并网变流器断续脉宽调制死区补偿方法[J]. 电源学报, 2025, 23(4): 89-99.
Zhang Yong, Lu Ying, Shen Xiao, et al. Dead-time com-

pensation method for Si/SiC hybrid three-phase three-level grid-tied converters with discontinuous pulse width modulation [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(4): 89-99. (in Chinese)

[10] Park J H, Lee K B. Improved DPWM scheme for improvement of grid current quality in a large-scale grid-connected inverter system with a LCL-filter [C]// 2015 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON). Johor Bahru, Malaysia, 2016: 343-348.

[11] Lee J S, Kwak R, Lee K B. Novel discontinuous PWM method for a single-phase three-level neutral point clamped inverter with efficiency improvement and harmonic reduction [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9253-9266.

[12] Hashempour M M, Yang Mengying, Lee T L. An adaptive control of DPWM for clamped-three-level photovoltaic inverters with unbalanced neutral-point voltage [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 6133-6148.

[13] Lak M, Tsai Y T, Chuang Bingrong, et al. A hybrid method to eliminate leakage current and balance neutral point voltage for photovoltaic three-level T-type inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 12070-12089.

[14] 任康乐, 张兴, 王付胜, 等. 中压三电平并网逆变器断续脉宽调制策略及其输出滤波器优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17): 4494-4504.
Ren Kangle, Zhang Xing, Wang Fusheng, et al. Optimized design of discontinuous pulse-width modulation and output filter for medium-voltage three-level grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17): 4494-4504. (in Chinese)

[15] 任康乐. 中压三电平全功率风电变流器关键技术研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2016.
Ren Kangle. Research on key techniques of medium-voltage three-level full power wind power converters [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2016. (in Chinese)

[16] Nguyen T T, Nguyen N V, Prasad N R. Novel eliminated common-mode voltage PWM sequences and an online algorithm to reduce current ripple for a three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7482-7493.

[17] 叶少茜, 张希, 朱翀. 兼顾共模电压抑制与中性点电压平衡的 T 型三电平逆变器 DPWM 策略[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 133-142.
Ye Shaoqian, Zhang Xi, Zhu Chong. DPWM strategy for t-type three-level inverter considering common-mode voltage reduction and neutral-point voltage balance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 133-142. (in Chinese)

[18] Liu Fangcheng, Xin Kai, Liu Yunfeng. An adaptive Discontinuous Pulse Width Modulation (DPWM) method for three phase inverter [C]// 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Tampa, FL, USA, 2017: 1467-1472.



吴良材

作者简介：

吴良材(1981—)，男，本科。研究方向：光伏、储能及电池系统开发。E-mail：liangcai.wu@growatt.com。

葛磊(1985—)，男，本科。研究方向：光伏储能系统研究和开发。E-mail：lei.ge@growatt.com。

于洋(1990—)，男，通信作者，硕士。研究方向：光伏逆变器并网算法的研究。E-mail：yang.yu@growatt.com。

(责任编辑：耿越)