第41卷 第8期 太 阳 能 学 报 Vol. 41, No. 8
2020年8月 ACTA ENERGIAE SOLARIS SINICA Aug., 2020

文章编号:0254-0096(2020)08-0144-07

一种基于级联H桥光伏并网逆变器的变移相角载波移相调制策略

王付胜[1]，戴之强[1]，王佳宁[1]，毛 旺[1]，杜成孝[2]

（1. 合肥工业大学电气与自动化工程学院，合肥 230009；2. 越南兴安技术师范大学电子工程学院，越南兴安 160000）

摘 要：级联H桥光伏并网系统中，H桥直流侧光伏板的环境、参数差异及故障等多种因素均会导致模块间光伏板最大功率点电压产生差异，此时，传统载波移相调制策略的倍频效应失效，输出电压的低频谐波分量无法消除。本文通过简化的谐波分析法对载波移相输出电压的谐波表达式进行详尽的分析，并基于此提出一种移相角实时控制算法来消除系统输出电压低频谐波在载波频率及其倍数处的畸变，最后以三模块级联系统为例进行实验，验证所提算法的有效性和可行性。

关键词：级联H桥；最大功率点；谐波分析；实时控制；光伏并网逆变器

中图分类号：TM464 **文献标志码**：A

0 引 言

级联H桥（cascaded H-bridge，CHB）多电平逆变器具有模块化易拓展、效率高、可以产生高质量的并网电流等优势[1-4]，并已应用于电机驱动、静止无功补偿器、有源电力滤波器等场合[5-7]。相比于二极管钳位型和飞跨电容有如下优点[8]：输出电压电平数相同时所需的功率器件数量最少；无需对直流侧电压进行均压控制，且能够实现独立的MPPT；控制策略简单，易于模块化扩展。而且光伏阵列还能较方便地组成级联型逆变器所需要的独立直流电源。由于级联H桥逆变器拓扑结构简单，模块之间相对独立，也易于模块化拓展，因此级联H桥逆变器非常适合应用于光伏发电领域。

目前级联H桥光伏并网逆变器常用的调制策略是载波移相调制策略（PS-PWM）[9]，该调制策略具有输出电能质量高、可以较低的载波频率输出较高的等效开关频率、易于控制各单元输出功率以及易于实现模块化分布式控制等优点。但直流侧光伏板受环境影响呈现出不同的最大功率点（maximum power point，MPP）从而导致模块间功率不平衡时，传统载波移相调制的倍频效应就会失效，输出电压的低频谐波分量无法消除。

目前鲜有文献针对这个问题提出有效的解决方法。文献[10-11]以功率平衡控制的方式抑制直流侧光伏板功率不平衡造成的输出电流畸变，但此方法仅从控制角度去解决，并未涉及调制方面，因此功率不平衡造成的输出电压载波次谐波畸变问题并未解决。文献[12]采用实时反馈直流侧电压值来修正载波幅值从而消除由直流侧电压波动带来的输出电压畸变，但当直流侧光伏板的MPP大幅度改变时，该方法是不能解决由此带来的载波次谐波的畸变。文献[13-14]对级联H桥采用载波移相调制时的输出电压谐波进行分析，通过实时调整载波移相角度消除直流侧电压不平衡导致的输出电压低频载波次谐波，但这种方法并未考虑各模块调制波的差异，因此该方法应用到光伏并网逆变器中时将会失效。

本文充分考虑了系统直流侧电压不平衡和模块调制波不同的工况，提出一种移相角实时变化的改进载波移相调制策略。通过傅里叶级数展开，对级联H桥输出电压的谐波进行分析，得出逆变器总输出电压的载波及其倍数次谐波与直流侧电压、模块调制波以及载波移相角度的关系，并利用数学分析得出消除不平衡情况下系统输出低频谐波所需要的载波移相角度对其进行实

收稿日期：2018-01-11

基金项目：国家高技术研究发展（863）计划（2015AA050607）

通信作者：王付胜（1976—），男，博士、副教授，主要从事大型光伏并网发电、大功率风力发电用并网变流器方面的研究。10748451@qq.com

时的修正，从而有效消除逆变器总输出电压的低频谐波分量，改善输出电压的电能质量。最后就三模块级联结构给出具体的移相角计算方案以及相应的实验结果。值得注意的是该方法由于是从调制层面解决输出电压的低频谐波畸变，对 MPPT 以及功率控制并无影响，因此可广泛应用于级联 H 桥光伏并网发电中。

1　级联H桥光伏并网逆变器拓扑结构与输出谐波分析

1.1　级联H桥的载波移相调制和控制策略

图 1 是单相级联 H 桥光伏并网逆变器主电路拓扑结构，正常工作时，每个模块的直流侧光伏板工作在最大功率点，对于每个 H 桥来说可输出 +1、0、−1 这 3 个电平。载波调制 PWM 技术中的载波移相法（PS-PWM）较适合应用于级联型逆变电路。其主要分为双极性载波移相法和单极性倍频载波移相法[15]。单极性倍频载波移相法因其倍频效应而多应用于级联 H 桥逆变器的调制中。对于 N 模块级联系统，其连续模块的三角载波移相角为 π/N，等效开关频率为载波频率的 $2N$ 倍。

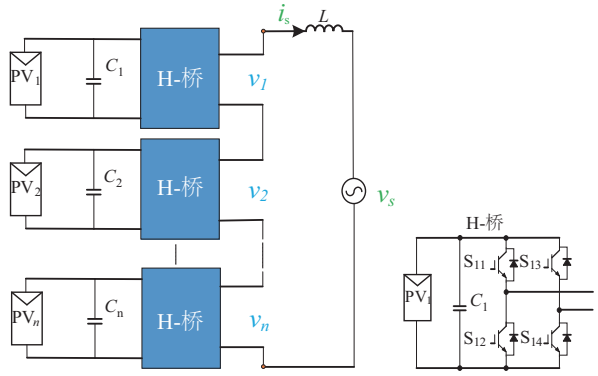


图1　单相级联H桥光伏并网逆变器拓扑

Fig. 1　TOPOLOGY of single-phase cascaded H-bridge PV grid-connected inverter

该拓扑结构直流侧存在大量独立的光伏组件，由于太阳光照、温度不同或者模块老化程度不同等因素可能造成系统逆变器相内模块直流侧电压不平衡，采用基于相内功率解耦的平衡控制方法[16]可保证系统输出功率最大化，有利于系统效率的提高。此控制方法从有功功率角度出发，采用功率环、电流环、相内平衡的三环控制结构，功率环产生每个模块以及各相的功率，相内按各模块功率所占比例分配每相调制波平衡模块间功率。通过改变各模块的调制波分配因子实现对每个单元的独立控制，使级联 H 桥每个单元均可工作在各自的最大功率点，物理意义明确，控制结构简单。

1.2　级联H桥光伏并网逆变器输出电压谐波分析

使用倍频单极性调制的 k 单元级联 H 桥输出电压 $V_k(t)$ 可看作是一系列脉宽变化的方波脉冲[17]。基于傅里叶展开分析法，任意周期性的脉冲方波都可展开成一个直流量与正弦量和余弦量构成的交流量的和，具体的公式表达为：

$$V_k(t)=\frac{a_0}{2}+\sum_{i=1}^{\infty}\left[a_i\cos(i\omega t)+b_i\sin(i\omega t)\right] \tag{1}$$

式中，ω ——$2f_{\text{pwm}}$ 对应的角频率，$\omega=2\pi/(T_{\text{pwm}}/2)$；$T_{\text{pwm}}$ ——三角载波的周期；f_{pwm} ——三角载波的频率。如果选取特定的时间域使 $V_k(t)$ 在[$-\pi$，π]偶对称，则系数 a_i 和 b_i 的表达式为：

$$\begin{cases} a_0=\dfrac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}V_k(t)\mathrm{d}(\omega t)=\dfrac{2}{\pi}\int_0^{D_k\pi}V_{\text{dck}}\mathrm{d}(\omega t)=2V_{\text{dck}}D_k \\ a_i=\dfrac{1}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}V_k(t)\cos(i\omega t)\mathrm{d}(\omega t) \\ \quad=\dfrac{2}{\pi}\int_0^{D_k\pi}V_k(t)\cos(i\omega t)\mathrm{d}(\omega t)=\dfrac{2V_{\text{dck}}}{i\pi}\sin(i\pi D_k) \\ b_i=0 \end{cases} \tag{2}$$

式中，D_k ——第 k 个H桥模块的占空比，$D_k=V_k/V_{\text{dck}}$；V_k ——第 k 个H桥模块的输出电压；V_{dck} ——第 k 个H桥模块的直流侧电压。

基于载波移相的概念，级联 H 桥系统每个 H 桥单元的相电压有相同的傅里叶系数，同时每个 H 桥单元的载波之间也存在相应的相角差。对于传统的载波移相而言，各模块单元使用单极性调制时，模块单元间相应的载波移相角在文中的分析为 θ_k，如式(3)所示：

$$\theta_k=(k-1)\frac{2\pi}{N},\ k=1,\cdots,N \tag{3}$$

综合以上分析，则第 k 个 H 桥模块单元的输出电压 $V_k(t)$ 如式(4)所示：

$$V_k(t)=V_{\text{dck}}D_k+\sum_{i=1}^{\infty}\left[\frac{2V_{\text{dck}}}{i\pi}\sin(i\pi D_k)\cos(i\omega t+i\theta_k)\right] \tag{4}$$

由单模块输出电压的展开式可得到 N 模块级联时整个级联 H 桥系统的输出电压为：

$$\begin{aligned} V(t)&=\sum_{k=1}^{N}\left[V_k(t)\right] \\ &=\sum_{k=1}^{N}\left\{V_{\text{dck}}D_k+\sum_{i=1}^{\infty}\left[\frac{2V_{\text{dck}}}{i\pi}\sin(i\pi D_k)\cos(i\omega t+i\theta_k)\right]\right\} \end{aligned} \tag{5}$$

则第 i 次谐波成分如式(6)所示：

$$V_{\text{Hi}}(t)=\sum_{k=1}^{N}\left[H_{ik}\cos(i\omega t+i\theta_k)\right] \tag{6}$$

其中，

$$H_{ik}=\frac{2V_{\text{dck}}}{i\pi}\sin(i\pi D_k) \tag{7}$$

运用基本的三角函数二角和差公式，式(6)可展开得到新的第 i 次谐波成分如式(8)所示：

$$V_{\mathrm{H}i}(t)=\cos(i\omega t)\sum_{k=1}^{N}\left[H_{ik}\cos(i\theta_k)\right]+\sin(i\omega t)\sum_{k=1}^{N}\left[H_{ik}\sin(i\theta_k)\right] \tag{8}$$

系统平衡运行状态时，每个功率单元有相同的直流侧电压和占空比：

$$\begin{cases}D_k=D,\ k=1,\cdots,N\\ V_{\mathrm{dck}}=V_{\mathrm{dc}},\ k=1,\cdots,N\end{cases} \tag{9}$$

采用传统的 PS-PWM 调制，则有式(10)成立：

$$V_{\mathrm{H1}}(t)=\cdots=V_{\mathrm{H}(N-1)}(t)=0,\ V_{\mathrm{H}i}(t)\neq 0(i\geqslant N) \tag{10}$$

由以上分析可知，系统平衡运行下，采用传统的载波移相调制可消除系统输出的 $2N$ 倍载波频率以下的所有谐波，级联系统输出的一次谐波位于 $2N$ 倍开关频率处，这个结论也验证了传统单极性 PS-PWM 的倍频效应。

然而在级联 H 桥逆变器的实际应用中，外界环境的影响经常会造成级联系统功率不平衡的情况出现。由此造成的模块电压和调制波不平衡则会破坏系统的平衡运行，此时的式(10)就不再成立，$2Nf_{\mathrm{pwm}}$ 以下的谐波成分不能被完全消除。在这种情况下，传统的载波移相调制不再具有倍频的效应，系统输出电压会出现低频谐波成分，电能质量降低。

2 变移相角载波移相调制

为解决这一问题，本文提出一种变移相角 PS-PWM 调制策略。级联 H 桥逆变器通常以其中一个单元的载波相位 θ_1 为基准，从式(8)可发现只需调整其余 $N-1$ 个单元的载波相位，使其满足式(11)则可消除系统不平衡运行状态下的低频谐波分量。式(11)中待求解的变量为 θ_k，$k=2\sim N$。因此最多可消除 m 次的谐波，式中，$m=(N-1)/2$，N 为奇数；$m=(N-2)/2$，N 为偶数。

$$\begin{cases}\sum_{k=1}^{N}\left[H_{1k}\cos(\theta_k)\right]=0\\ \sum_{k=1}^{N}\left[H_{1k}\sin(\theta_k)\right]=0\\ \sum_{k=1}^{N}\left[H_{2k}\cos(2\theta_k)\right]=0\\ \sum_{k=1}^{N}\left[H_{2k}\sin(2\theta_k)\right]=0\\ \vdots\\ \sum_{k=1}^{N}\left[H_{mk}\cos(m\theta_k)\right]=0\\ \sum_{k=1}^{N}\left[H_{mk}\sin(m\theta_k)\right]=0\end{cases} \tag{11}$$

由于 N 模块级联系统消除谐波的计算量较大，本文以三模块级联系统消除一次谐波分量为例加以说明。为消除式(8)中一次谐波分量 $V_{\mathrm{H1}}(t)$，须满足式(12)所示条件：

$$\begin{cases}H_{11}+H_{12}\cos(\theta_2)+H_{13}\cos(\theta_3)=0\\ H_{12}\sin(\theta_2)+H_{13}\sin(\theta_3)=0\end{cases} \tag{12}$$

解式(12)所示方程组，可得到三模块级联 H 桥变移相角 PS-PWM 调制中需要的载波相移角为：

$$\begin{cases}\theta_1=0\\ \theta_2=\arccos\left(\dfrac{H_{13}^{\ 2}-H_{11}^{\ 2}-H_{12}^{\ 2}}{2H_{11}H_{12}}\right)\\ \theta_3=\arccos\left(\dfrac{H_{12}^{\ 2}-H_{13}^{\ 2}-H_{11}^{\ 2}}{2H_{11}H_{13}}\right)\end{cases} \tag{13}$$

算法中，参数 H_{ik} 的取值受反三角函数定义域的限制，如式(14)所示：

$$\begin{cases}\left|\dfrac{H_{13}^{\ 2}-H_{11}^{\ 2}-H_{12}^{\ 2}}{2H_{11}H_{12}}\right|\leqslant 1\\ \left|\dfrac{H_{12}^{\ 2}-H_{13}^{\ 2}-H_{11}^{\ 2}}{2H_{11}H_{13}}\right|\leqslant 1\end{cases} \tag{14}$$

解不等式方程组(14)可得到：

$$\begin{cases}\dfrac{H_{13}}{H_{11}}\leqslant\dfrac{H_{12}}{H_{11}}+1\\ \dfrac{H_{13}}{H_{11}}\geqslant-\dfrac{H_{12}}{H_{11}}+1\\ \dfrac{H_{13}}{H_{11}}\geqslant\dfrac{H_{12}}{H_{11}}-1\end{cases} \tag{15}$$

定义 $q=H_{13}/H_{11}$，$p=H_{12}/H_{11}$ 分别为第 3、第 2 模块相对于第 1 模块的不平衡度。则可得到变移相角调制的一个适用范围，如图 2 蓝色部分所示。

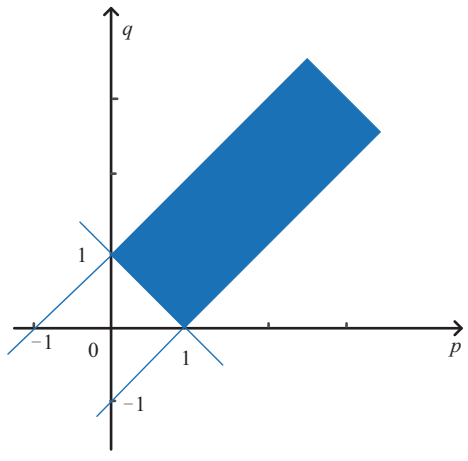


图2 变移相角调制有效适用范围

Fig. 2 Valid range of proposed variable-angle PS-PWM

综合以上分析，对于多模块级联系统而言，每个采样时刻参数 H_{ik} 可通过式(7)计算出来，三角载波的移相角可通过类似推导式(13)的方法计算得到。值得注意的是载波移相角的修正并不影响级联 H 桥的功率损耗，功率开关器件的开关次数仍然与传统载波移相调制相同，本文提出的算法仅是根据逆变器的瞬时运行状态修正功率开关器件的开关时刻。

三相级联 H 桥系统是单相系统在物理结构上的拓展和延伸。系统内每相独立控制，本文提出的算法仅是针对相内的不平衡工况对载波移相角进行实时修正，仅涉及调制层面，对系统的控制没有影响。因此，本文提出的移相角计算方案可直接应用到三相级联 H 桥光伏并网逆变器的载波移相调制[17]中。

3　实验验证

为验证本文所提出的变移相角载波移相调制策略的有效性，搭建一台基于 EtherCAT 的 1.2 kW 的单相七电平 CHB 实验样机，如图 3 所示，样机参数如表 1 所示。样机的监控站与主站控制器进行通信，根据控制要求和采样数据分别产生各模块单元的调制波及三角载波移相角。在如下 2 种工况下进行实验，实验结果如图 4~图 6 所示。

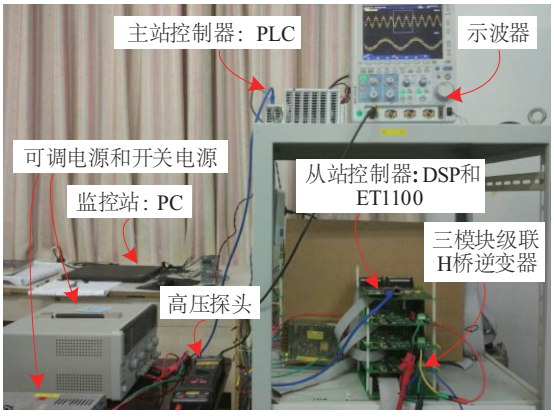


图3　1.2 kW级联H桥逆变器样机

Fig. 3　1.2 kW CHB inverter prototype

表1　实验样机硬件参数

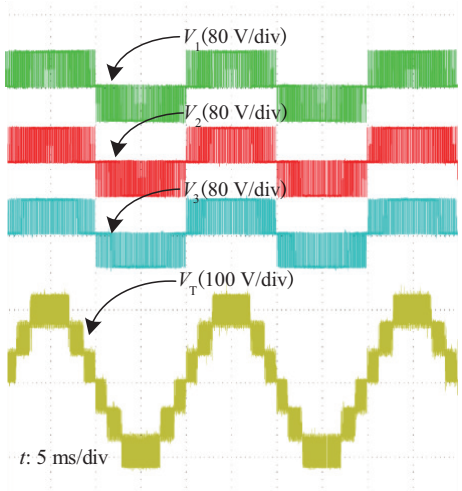
Table 1　Prototype inverter hardware parameters

参数	数值
额定功率 P/kW	1.2
级联模块数量 N	3
直流侧电容 C/mF	18.8
开关频率 f_{pwm}/kHz	5

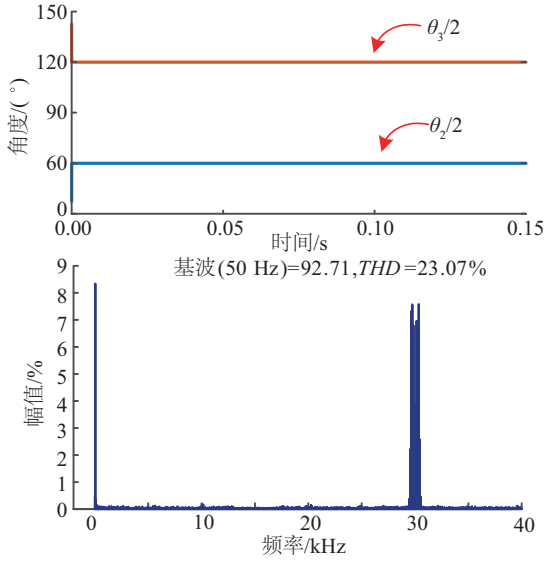
1）系统平衡运行状态：各单元直流侧电压为 36、36 和 36 V，调制比为 0.85、0.85 和 0.85。

2）系统不平衡运行状态：各单元的直流侧电压为 30、30 和 36 V，调制比为 0.80，0.80，0.85。

图 4 为系统平衡时采用变移相角调制的实验结果，由图中可知，输出电压的谐波分量主要集中在 30 kHz 处，10 kHz 及 20 kHz 处的谐波得到有效抑制。变移相角调制可在系统平衡时保留传统载波移相的倍频效应，低频谐波分量得到有效抑制。



a. 输出电压波形

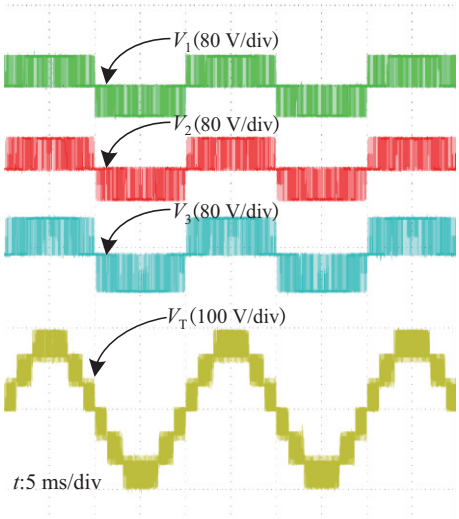


b. 移相角和输出电压的谐波频谱

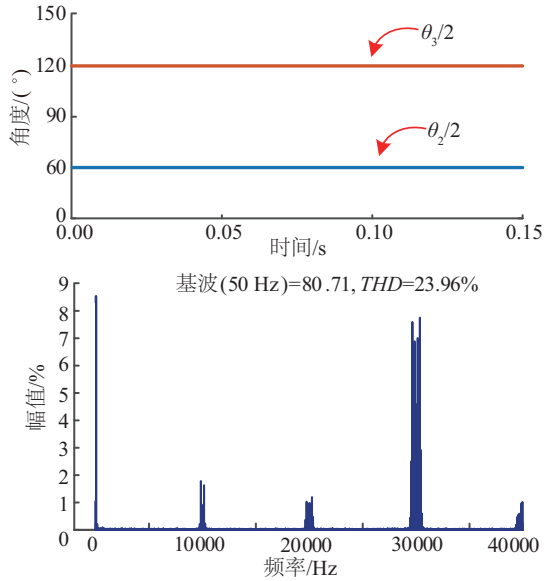
图4　系统平衡时采用变移相角调制的实验结果

Fig. 4　Experimental results under balanced conditions applying proposed variable-angle PS-PWM output voltage waveform displacement angles and harmonic spectrum of total output voltage

图5、图6为系统不平衡时分别采用传统载波移相调制和变移相角调制的实验结果。对比移相角和总输出电压的谐波频谱，采用传统载波移相调制无法消除10000 Hz和20000 Hz处的谐波分量，而采用变移相角调制时，移相角随着采样时刻实时变化，虽然20000 Hz处的谐波略有增加但是10000 Hz处的谐波分量则可被有效消除。样机实验进一步验证本文提出的变移相角调制策略的有效性。



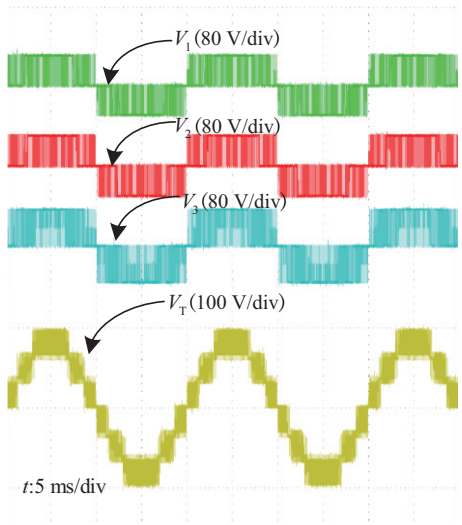
a. 输出电压波形



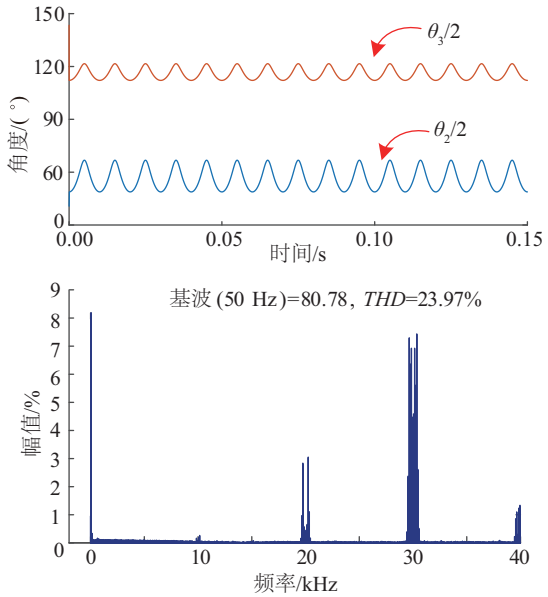
b. 移相角和总输出电压的谐波频谱

图5 系统不平衡时采用传统载波移相调制的实验结果

Fig. 5 Experimental results under unbalanced conditions applying conventional PS-PWM output voltage waveform displacement angles and harmonic spectrum of total output voltage



a. 输出电压波形



b. 移相角和总输出电压的谐波频谱

图6 系统不平衡时采用变移相角调制的实验结果

Fig. 6 Experimental results under unbalanced condition applying proposed variable-angle PS-PWM output voltage waveform displacement angles and harmonic spectrum of total output voltage

4 结 论

级联H桥光伏并网逆变器工作在功率不平衡的状态下时，传统载波移相PWM调制策略则无法消除级联系统输出电压的低频谐波，导致电能质量较差。为解决这个问题，本文提出一种变移相角载波移相调制策略，可在不增加功率损耗的前提下，实时调整载波相位最终达到消除输出电压中影响较大的低频谐波分量的目

的。该调制策略降低单元直流侧电压和占空比失衡对级联系统输出电能质量的不良影响，提高逆变器的容错能力与适用范围。

[参考文献]

[1] 张兴，曹仁贤. 太阳能发电技术和光伏并网逆变器[M]. 北京：机械工业出版社，2010.
ZHANG X，CAO R X. Solar power generation technology and grid-connected photovoltaic inverter[M]. Beijing：Machinery Industry Press，2010.

[2] SASTRY J，BAKAS P，KIM H，et al. Evaluation of cascaded H-bridge inverter for utility-scale photovoltaic systems[J]. Renewable energy，2014，69：208-218.

[3] 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.

[4] 王学华，阮新波，孙宜峰. 阶梯波合成技术级联多电平变换器功率均衡策略[J]. 中国电机工程学报，2008，28(24)：19-24.
WANG X H，RUAN X B，SUN Y F. Power balance scheme for staircase controlled cascaded multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE，2008，28(24)：19-24.

[5] RODRIGUEZ J，BERNET S，WU B，et al. Multilevel voltage source converter topologies for industrial medium voltage drives[J]. IEEE transactions on industrial electronics，2007，54(6)：2930-2945.

[6] 刘文亚，姚钢，何娈，等. 基于级联多电平的有源滤波器直流侧电压平衡控制[J]. 电力系统保护与控制，2015，43(4)：94-101.
LIU W Y，YAO G，HE L，et al. Research of DC voltage balance control based on multi-level cascaded APF[J]. Automation of electric power systems，2015，43(4)：94-101.

[7] 刘云峰，何英杰，尹仕奇，等. 基于空间矢量调制的星形级联H桥SVG直流侧电压控制方法研究[J]. 电工技术学报，2015，30(5)：23-32.
LIU Y F，HE Y J，YIN S Q，et al. Reaearch on DC voltage control based on space vector modulation method in the star connection cascaded H-bridge SVG[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2015，30(5)：23-32.

[8] 孙宜峰，阮新波. 级联型多电平逆变器的功率均衡控制策略[J]. 中国电机工程学报，2006(4)：126-133.
SUN Y F，RUAN X B. Power balance control schemes for cascaded multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE，2006(4)：126-133.

[9] OMER P，KUMAR J，SURJAN S B. Comparison of multicarrier PWM techniques for cascaded H-bridge inverter[C]//Electrica，Electronics and Computer Science(SCEECS)，2014 IEEE Students' Conference，Bhopal，India 2014.

[10] KOURO S，WU B，MOYA A，et al. Control of a cascaded H-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems[C]//2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics，Porto，2009.

[11] VILLANUEVA E，CORREA P. Control of a single-phase cascaded H-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems[J]. IEEE transactions on industrial electronics，2009，56(11)：4399-4406.

[12] KOURO S，LEZANA P. Multicarrier PWM with DC-Link ripple feedforward compensation for multilevel inverters[J]. IEEE transactions on power electronics，2008，23(1)：52-59.

[13] 蔡信健，吴振兴，孙乐，等. 直流电压不均衡的级联H桥多电平变频器载波移相PWM调制策略的设计[J]. 电工技术学报，2016，31(1)：119-127.
CAI X J，WU Z X，SUN L，et al. Design for phase-shifted carrier pulse width modulation of cascaded H-bridge multi-level inverters with non-equal DC voltages[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2016，31(1)：119-127.

[14] LISERRE M，MONOPOLI G A. Multilevel phase-shifting carrier PWM technique in case of non-equal dc-link voltages[C]//IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics，Paris，2006.

[15] 孙继健，肖岚. 基于单极性SPWM控制的并网逆变器的研究[J]. 电力电子技术，2011，45(1)：71-73.
SUN J J，XIAO L. Research on grid-connected inverter based on unipolar SPWM control[J]. Power electronics，2011，45(1)：71-73.

[16] 杨乐. 级联H桥光伏并网逆变器功率平衡研究[D]. 合肥：合肥工业大学，2017.
YANG L. Research on power balance of cascaded H-bridge grid-connected photovoltaic inverter[D]. Hefei：Hefei University of Technology，2017.

[17] HOLMES G D，MCGRATH P B. Opportunities for harmonic cancellation with carrier-based pwm for a two-level and multilevel cascaded inverters[J]. IEEE

transactions industry applications, 2001, 37(2): 574-582.

[18] 陈丽兵. 基于级联H桥的STATCOM及其控制策略研究[D]. 徐州：中国矿业大学, 2014.
CHEN L B. Research on STATCOM and its control strategy based on cascaded H-bridge[D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2014.

A VARIABLE-ANGLE PHASE-SHIFTED PWM STRATEGY FOR CASCADED H-BRIDGE PHOTOVOLTAIC GRID-CONNECTED INVERTER

Wang Fusheng[1], Dai Zhiqiang[1], Wang Jianing[1], Mao Wang[1], Hieu Thanh Do[2]

(1. *School of Electrical Engineering and Automation*, *Hefei University of Technology*, *Hefei* 230009, *China*;
2. *School of Electrical and Electronic Engineering*, *Hung Yen University of Technology and Education*, *Hung Yen* 39000, *Vietnam*)

Abstract: In the cascaded H-bridge PV grid-connected system, many factors could result in non-equal maximum power point voltages of photovoltaic panel among cascaded modules, such as hostile environment, the parameter differences and the faults of the DC sources. At this point, the frequency doubling effect of traditional phase-shifted pulse width modulation becomes invalid. Thus, the low frequency harmonics component of output voltage can't be eliminated. In this paper, the harmonic expression of the total output voltage is obtained through the simplified harmonic analysis method. Based on this, a real-time correction algorithm of displacement angles is proposed eliminate harmonic distortion of low order harmonics on the carrier frequency and its multiples is proposed. The feasibility and effectiveness of this proposed algorithm are verified by the experimental results which is performed with a three-cell cascaded H-bridge inverter.

Keywords: cascaded H-bridge; maximum power point; harmonic analysis; real-time control; PV grid-connected iverter