

# 基于控制自由度组合的多电平 PWM 方法及其理论分析

王鸿雁, 张超, 王小峰, 邓焰, 何湘宁

(浙江大学电力电子研究所, 浙江省 杭州市 310027)

## Multilevel PWM Methods Based on Control Degrees of Freedom Combination and Its Theoretical Analysis

WANG Hong-yan, ZHANG Chao, WANG Xiao-feng, DENG Yan, HE Xiang-ning

(Power Electronics Institute of Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

**ABSTRACT:** Three kinds of novel PWM methods are researched theoretically in the paper, which utilizes vertical offsets among carriers of the CFD and horizontal offsets among carriers of the CFD. Harmonics of the COPWM-A, COPWM-B and COPWM-C can be calculated with the Double Fourier analysis. Analytical spectrum can be obtained and the harmonic characteristics of the COPWM-A, COPWM-B and COPWM-C are given in the paper. Through the comparison among the three methods, the COPWM-A method shows the best harmonic characteristics. According to the summation Fourier series of three kinds of methods, the relationships among the harmonic performance, vertical offsets and modulation index are obtained in the paper.

**KEY WORDS:** power electronics; multilevel inverters; PWM; control freedom degree; double fourier analysis

**摘要:** 利用多电平逆变器载波之间在竖直方向的位移和水平方向的位移这两个自由度, 从理论上进一步研究了二极管箝位多电平逆变器的三类新型 PWM 方法: COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C。通过双重傅立叶变换及其相关性, 理论上定量分析和计算了三类调制方法输出电压的谐波分量。根据 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三类调制方法线电压的谐波分量理论表达式, 可以得出三类调制方法的理论频谱, 并给出了三类 PWM 方法的特点。通过对三类 PWM 方法谐波性能的比较, 得出了 COPWM-A 调制方法输出线电压的谐波性能最优的结论。根据线电压的谐波分量理论表达式, 获得了载波之间竖直方向的交叠量、幅值调制度和多电平逆变器谐波性能指标之间的规律。

基金项目: 国家自然科学基金(50277035; 50307012)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50277035; 50307012)。

**关键词:** 电力电子; 多电平逆变器; 脉宽调制方法; 控制自由度; 双傅立叶分析

## 0 引言

近年来, 多电平变换器在高压大功率方面成为研究的热点, 是因它可以用低耐压的器件实现高压大功率输出, 无需动态均压电路, 无需变压器; 电平数的增加, 改善了输出电压波形并减少了 EMI。多电平变换器的 PWM 控制技术是多电平变换器研究中一个相当关键的技术, 它与多电平变换器拓扑结构的提出是共生的, 因为它不仅决定多电平逆变器的实现与否, 而且, 对多电平变换器的电压输出波形质量、系统损耗的减少与效率的提高都有直接的影响。

对于多电平逆变器, 由于采用多载波 PWM 调制方法, 因此采用多个载波和调制波相比较<sup>[1-4]</sup>。和普通的两电平逆变器相比, 多电平逆变器载波的自由度增加了很多<sup>[5-9]</sup>, 归纳起来有以下几个自由度: 载波数量; 载波的幅值; 载波之间水平方向的位移; 载波之间竖直方向的位移。如果我们能充分利用这些载波的自由度, 就会更大程度的改善多电平逆变器的性能。对于电平数为  $N$  的多电平逆变器, 载波数量一般采用  $N-1$  个载波, 正好对应于每相的  $2(N-1)$  个开关管。对于电平数为  $N$  的多电平逆变器, 载波的幅值和载波之间竖直方向的位移是相关的。因此对于多电平逆变器来说, 真正可以利用的载波自由度有两个: 竖直方向的位移和水平方向的位移。本文利用多电平逆变器载波之间在竖直方向的位移

和水平方向的位移这两个自由度，提出多电平逆变器的三类新型 PWM 方法，为了在下文中叙述方便，分别用 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 来表示三类新型 PWM 方法。并从理论上研究了多电平逆变器的控制自由度及其组合对多电平逆变器性能的影响，并给出定性的结论和定量的表达式。

## 1 基于控制自由度组合的三类新型 PWM 方法及其理论分析

### 1.1 COPWM-A 型 PWM 方法的原理

对于电平数为  $N$  ( $N$  为奇数) 的多电平逆变器，每相采用  $N-1$  个具有相同频率和相同幅值的三角载波与一个调制波相比较，三角载波之间在竖直方向上相互交叠。从最上面开始，第 1 个三角载波的峰点所对应的纵坐标和第  $N-1$  个三角载波的谷点所对应的纵坐标是关于零参考对称的；第 2 个三角载波的峰点所对应的纵坐标和第  $N-2$  个三角载波的谷点所对应的纵坐标是关于零参考对称的；依次类推。在正弦波与三角波相交的时刻，如果调制波的幅值大于某个三角波的幅值，则开通相应的开关器件，反之，如果调制波的幅值小于某个三角波的幅值则关断该器件。五电平逆变器 COPWM-A 调制方法的载波原理如图 1 所示。

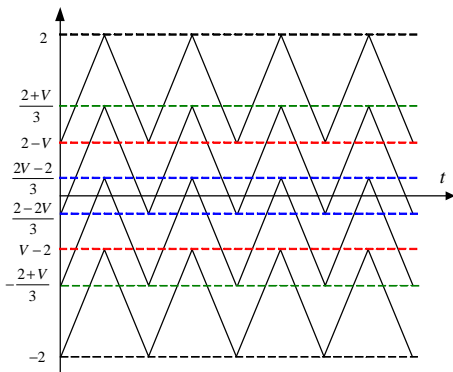


图 1 五电平逆变器 COPWM-A 方法载波原理图

Fig. 1 Principle of COPWM-A method for five-level inverter  
假设调制波的表达式

$$U_{\text{ref}} = \frac{N-1}{2} m \sin(\omega t) \quad (1)$$

其中， $m$  是幅度调制比， $0 \leq m \leq 1$ ，并假设每个载波的幅值为  $V$ ； $y$  是载波之间交叠的部分占每个载波幅值的比例； $N$  是电平数，则

$$V + V \cdot (1 - y) \cdot (N - 2) = N - 1$$

$$\text{即 } y = \frac{(N-1) \cdot (V-1)}{(N-2) \cdot V} \quad (2)$$

为了分析方便又能体现普遍性，以五电平逆变

器为例进行分析。根据式(1)，五电平逆变器调制波的表达式为

$$U_{\text{ref}} = 2m \sin(\omega t) \quad (3)$$

根据式(2)，五电平逆变器载波之间的交叠量为

$$y = \frac{4 \cdot (V-1)}{3 \cdot V} \quad (4)$$

根据交叠量  $y$ ，可以算出五电平逆变器每个载波的峰值和谷值，如图 1 所示。

### 1.2 COPWM-A 型 PWM 方法的输出电压谐波分析

由于 PWM 调制得到的开关波形并不是通常意义上的关于时间的周期函数，因此上式并不能直接应用到 PWM 方法中。这一问题首先在通信领域中由 Bennet 得到了解决，接着 Black 也做了尝试<sup>[10]</sup>，最后由 Bowes 应用到了电力电子领域中来<sup>[11-12]</sup>。由于 PWM 调制得到的开关波形对于载波和调制波而言，分别是周期性的，所以可以表示为关于载波和调制波的双重正弦级数<sup>[10-15]</sup>。本文通过双重傅立叶变换对多电平逆变器 COPWM-A 方法输出电压波形进行理论上的谐波分析，从而得出了载波之间竖直方向的交叠量对多电平逆变器性能的影响。

对于电平数为  $N$  的多电平逆变器，载波个数为  $N-1$  个，每个载波分别对应于一个开关管。多电平逆变器每个桥臂的输出波形实际上就等于  $N-1$  个载波所对应的  $N-1$  个开关管电压波形的总和。也就是说，对于每个开关管，可以分别通过它所对应的载波和调制波的比较，来控制开关管的通断。因此，根据傅立叶变换的线性性质可知，将这  $N-1$  个部分分别进行傅立叶变换，然后代数相加，其结果与直接对总的输出波形进行傅立叶变换得到的结果相同。

对于五电平逆变器，当调制度变化超过一定数值时，多电平逆变器 COPWM-A 方法每个载波所对应的调制波的表达式会有所不同，因此，必须分为 3 部分来讨论：

高调制度： $(2+V)/6 < m < 1$ ；中调制度： $(2-V)/6 < m < (2+V)/6$ ；低调制度： $m < (2-V)/6$ 。

当  $(2+V)/6 < m < 1$  时，把输出电压波形根据载波分成 4 个部分，如图 2 所示。根据傅立叶变换的线性性质可知，将这 4 个部分分别进行傅立叶变换，然后代数相加，其结果与直接对总的输出波形进行傅立叶变换得到的结果相同。

根据图 2 所示的 4 个部分的调制波和载波所调制出的 PWM 波形是关于载波频率  $\omega_c$  和调制波频率

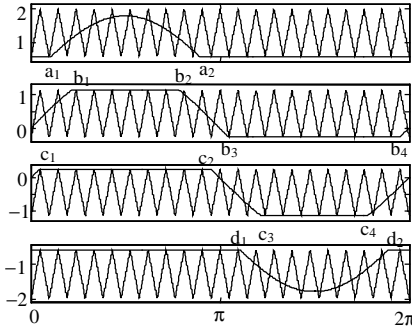


图2 五电平逆变器 COPWM-A 调制方法各部分调制原理图 (高调制度)

Fig. 2 Detailed principle of COPWM method for five inverter with high modulation index

$w$  的函数, 分别记为:  $F_1(wt, w_c t)$ 、 $F_2(wt, w_c t)$ 、 $F_3(wt, w_c t)$  和  $F_4(wt, w_c t)$ 。对  $F_1(wt, w_c t)$ 、 $F_2(wt, w_c t)$ 、 $F_3(wt, w_c t)$  和  $F_4(wt, w_c t)$  分别进行双重傅立叶变换, 将其展开为双重傅立叶级数:

$$F_1(wt, w_c t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_{kn} e^{j(kw+nw_c)t} \quad (5)$$

$$F_2(wt, w_c t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} Q_{kn} e^{j(kw+nw_c)t} \quad (6)$$

$$F_3(wt, w_c t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_{kn} e^{j(kw+nw_c)t} \quad (7)$$

$$F_4(wt, w_c t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{kn} e^{j(kw+nw_c)t} \quad (8)$$

其中,  $P_{kn}$ 、 $Q_{kn}$ 、 $R_{kn}$  和  $S_{kn}$  分别为复数双重傅立叶级数  $F_1(wt, w_c t)$ 、 $F_2(wt, w_c t)$ 、 $F_3(wt, w_c t)$  和  $F_4(wt, w_c t)$  的系数, 可通过双重傅立叶变换的逆变换分别求解, 其公式为

$$W_{kn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_{q_1}^{q_2} e^{-j(kw+nw_c)t} d(w_c t) d(wt) \quad (9)$$

式中  $q_1 = -\pi[1+u(t)]/2$ ;  $q_2 = \pi[1+u(t)]/2$ ;  $u(t)$  是调制波的函数。

下面分别把  $F_1(wt, w_c t)$ 、 $F_2(wt, w_c t)$ 、 $F_3(wt, w_c t)$  和  $F_4(wt, w_c t)$  分别进行双重傅立叶变换, 展开为双重傅立叶级数。可求出三相多电平逆变器相电压  $U_A$  和线电压  $U_{AB}$  的双重傅立叶级数的复数形式, 然后经过简化可以得到下面两式:

$$\frac{U_A}{U_d/4} = A \cdot \sin(wt) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \sin^2(n\pi/2)}{n\pi^2} \cdot B \cdot \cos(nw_c t) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=\pm 1}^{\infty} [2 \cdot C \cdot \sin(n\pi/2) \cdot \cos(nw_c t + kwt) - 2 \cdot D \cdot \cos(n\pi/2) \cdot \sin(nw_c t + kwt)] \quad (10)$$

$$\frac{U_{AB}}{U_d/4} = \sqrt{3}A \cdot \sin(wt + \pi/6) + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=\pm 1}^{\infty} \{2[C \cdot \sin(n\pi/2) \cdot [1 - \cos(2k\pi/3)] - D \cdot \cos(n\pi/2) \cdot \sin(2k\pi/3)] \cdot \cos(nw_c t + kwt) - 2[C \cdot \sin(n\pi/2) \cdot \sin(2k\pi/3) - D \cdot \cos(n\pi/2) \cdot (1 - \cos(2k\pi/3))] \cdot \sin(nw_c t + kwt)\} \quad (11)$$

$$\text{其中, } A = \frac{m}{\pi \cdot V} \cdot [2\pi + 4 \arcsin\left(\frac{V-2}{2m}\right) + 4 \arcsin\left(\frac{2+V}{6m}\right) + 4 \arcsin\left(\frac{V-1}{3m}\right)] + \frac{V-2}{\pi \cdot m \cdot V} \cdot \sqrt{4m^2 + 4V - V^2 - 4} + \frac{4V-4}{9\pi \cdot m \cdot V} \cdot \sqrt{9m^2 + 2V - V^2 - 1} + \frac{V+4}{9\pi \cdot m \cdot V} \cdot \sqrt{36m^2 - V^2 - 4V - 1} \quad (12)$$

$$B = \frac{-4 \cdot \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1}(2mn\pi/V)}{2l-1} \cdot \left\{ \cos\left(\frac{2n\pi}{V}\right) \cdot \cos[(2l-1) \cdot \arcsin\left(\frac{2-V}{2m}\right)] + \cos\left(\frac{2n\pi}{3V} + \frac{n\pi}{3}\right) \cdot [\cos((2l-1) \cdot \arcsin\left(\frac{V-1}{3m}\right)) - \cos((2l-1) \cdot \arcsin\left(\frac{2+V}{6m}\right))] \right\} + J_0\left(\frac{2mn\pi}{V}\right) \cdot \left\{ \sin\left(\frac{2n\pi}{V}\right) \cdot \left[ \pi - 2 \arcsin\left(\frac{2-V}{2m}\right) \right] + 2 \sin\left(\frac{2n\pi}{3V} + \frac{n\pi}{3}\right) \cdot \left[ \arcsin\left(\frac{2+V}{6m}\right) + \arcsin\left(\frac{V-1}{3m}\right) \right] + [4 \cdot \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}\left(\frac{2mn\pi}{V}\right)] / 2l \cdot \left\{ -\sin\left(\frac{2n\pi}{V}\right) \cdot \sin\left[2l \cdot \arcsin\left(\frac{2-V}{2m}\right)\right] + \sin\left(\frac{2n\pi}{3V} + \frac{n\pi}{3}\right) \cdot \left[ \sin\left(2l \cdot \arcsin\left(\frac{V-1}{3m}\right)\right) + \sin\left(2l \cdot \arcsin\left(\frac{2+V}{6m}\right)\right) \right] \right\} \right\} \quad (13)$$

$$C = \frac{\sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1}(2mn\pi/V)}{n\pi^2} \cdot [4 \sin\left(\frac{k+n}{2}\pi\right) \cdot \frac{E_{kl}}{k^2 - (2l-1)^2} \Big|_{\substack{|k| \neq 2l \\ |k| \neq 2l-1}} + \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}(2mn\pi/V) / n\pi^2 \cdot \left[ 4 \sin\left(\frac{k+n}{2}\pi\right) \cdot \frac{G_{kl}}{k^2 - (2l)^2} \Big|_{\substack{|k| \neq 2l \\ |k| \neq 2l-1}} + \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot \frac{H_{kl}}{k} \Big|_{|k|=2l} \right] +$$

$$\frac{2 \sin\left(\frac{k+n}{2} \pi\right)}{n \pi^2} \cdot \frac{J_0\left(\frac{2mn\pi}{V}\right)}{k} \cdot \left\{ \sin\left(\frac{2n\pi}{V}\right) \cdot \sin\left[\frac{k\pi}{2} - k \cdot \arcsin\left(\frac{2-V}{2m}\right)\right] - \sin\left(\frac{2n\pi}{3V} + \frac{n\pi}{3}\right) \cdot \left[ \sin\left(\frac{k\pi}{2} - k \cdot \arcsin\left(\frac{2+V}{6m}\right)\right) + \sin\left(\frac{k\pi}{2} - k \cdot \arcsin\left(\frac{V-1}{3m}\right)\right) \right] \right\} \quad (14)$$

$$D = \frac{\sum_{l=1}^{\infty} J_{2l-1}(2mn\pi/V)}{n \pi^2} \cdot \left[ 4 \sin\left(\frac{k+n}{2} \pi\right) \cdot \frac{K_{kl}}{k^2 - (2l-1)^2} \Big|_{\substack{|k| \neq 2l \\ |k| \neq 2l-1}} + \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cdot \frac{L_{kl}}{k} \Big|_{|k|=2l-1} \right] + \frac{\sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}(2mn\pi/V)}{n \pi^2} \cdot \left[ 4 \sin\left(\frac{k+n}{2} \pi\right) \cdot \frac{M_{kl}}{k^2 - (2l)^2} \Big|_{\substack{|k| \neq 2l \\ |k| \neq 2l-1}} \right] + 2 \sin\left(\frac{k+n}{2} \pi\right) / n \pi^2 \cdot J_0\left(\frac{2mn\pi}{V}\right) / k \cdot \left\{ \sin\left(\frac{2n\pi}{V}\right) \cdot \sin\left(\frac{k\pi}{2} - k \cdot \arcsin\left(\frac{2-V}{2m}\right)\right) - \sin\left(\frac{2n\pi}{3V} + \frac{n\pi}{3}\right) \cdot \left[ \sin\left(\frac{k\pi}{2} - k \cdot \arcsin\left(\frac{2+V}{6m}\right)\right) - \sin\left(\frac{k\pi}{2} - k \cdot \arcsin\left(\frac{V-1}{3m}\right)\right) \right] \right\} \quad (15)$$

由于篇幅问题，本文只给出高调制度下的理论分析结果，在中调制度下和低调制度下也可按照同样的方法得到。尽管相电压和线电压谐波含量的表达式因为调制度的不同会有所不同，但是从整个调制度范围内，不难看出 COPWM-A 调制方法的一些特点。

对于相电压：

(1) 不含偶数次载波谐波分量；而且奇数次载波谐波分量为余弦分量。

(2) 边带谐波中不含有  $n+k$  为偶数的边带谐波。即当  $n$  为奇数时，不含  $k$  为奇数的边带谐波；即当  $n$  为偶数时，不含  $k$  为偶数的边带谐波。

(3) 边带谐波中既含有余弦分量也含有正弦分量。

对于线电压：

(1) 不含载波谐波分量。

(2) 边带谐波中不含有  $n+k$  为偶数的边带谐波。即当  $n$  为奇数时，不含  $k$  为奇数的边带谐波；即当  $n$  为偶数时，不含  $k$  为偶数的边带谐波。

(3) 边带谐波中不含有  $k$  为 3 的倍数的边带谐波。

(4) 边带谐波中即含有余弦分量也含有正弦分量。

### 1.3 COPWM-B 型 PWM 方法的输出电压谐波分析

COPWM-B 型调制方法如图 3 所示，上面  $N-1/2$  个三角载波的相位与下面  $N-1/2$  个三角载波的相位相反。COPWM-C 型调制方法的调制方法如图 4 所示，从上至下，各个三角载波的相位依次相反。同理，可以把这两类调制方法的输出电压波形根据载波分成 4 个部分，根据傅立叶变换的线性性质可知，输出电压的双重傅立叶级数等于这 4 个部分分别进行傅立叶变换，然后代数相加，下面给出相关结论。

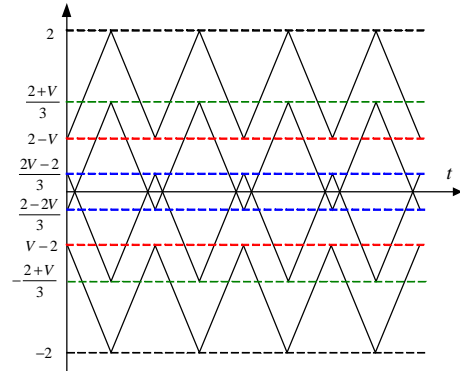


图 3 多电平逆变器 COPWM-B 方法载波原理图  
Fig. 3 Principle of COPWM-B method for multi level inverter

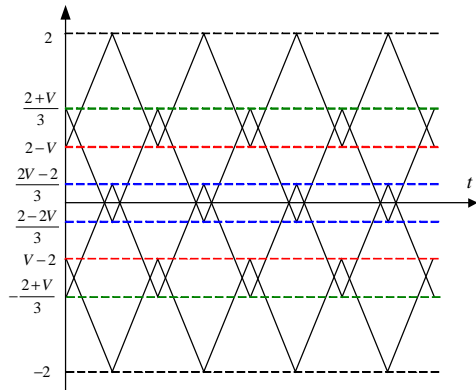


图 4 多电平逆变器 COPWM-C 方法载波原理图  
Fig. 4 Principle of COPWM-C method for multilevel inverter

对于 COPWM-B 型调制方法，有以下结论

对于相电压：

(1) 不含载波谐波分量。

(2) 边带谐波中不含有  $k$  为偶数的边带谐波。

(3) 边带谐波中只含有正弦分量的谐波；整个频谱中不含余弦分量的谐波。

对于线电压：

(1) 不含载波谐波分量。



- (2) 边带谐波中不含有  $k$  为偶数的边带谐波。
- (3) 边带谐波中不含有  $k$  为 3 的倍数的边带谐波。
- (4) 边带谐波中即含有余弦分量也含有正弦分量。

对于 COPWM-C 型调制方法, 同样方法可获以下结论。

对于相电压:

- (1) 不含载波谐波分量。
- (2) 边带谐波中不含有  $k$  为偶数的边带谐波。
- (3) 边带谐波中只含有正弦分量的谐波; 整个

频谱中不含余弦分量的谐波。

对于线电压:

- (1) 不含载波谐波分量。
- (2) 边带谐波中不含有  $k$  为偶数的边带谐波。
- (3) 边带谐波中不含有  $k$  为 3 的倍数的边带谐波。
- (4) 边带谐波中即含有余弦分量也含有正弦分量。

#### 1.4 多电平逆变器三类调制方法的分析和比较

从前述分析中, 可以知道 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三种 PWM 方法各自分别具有不同的谐波性能。下面将具体的比较一下 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三种 PWM 方法的频谱特性。

根据数学分析得出的结论, 只要给定具体的载波幅值  $V$ 、幅值调制度  $m$  和频率调制比, 就可以得出谐波的频谱。图 5、图 6 和图 7 分别是载波幅值  $V$  取 1.2, 幅值调制比  $m$  取 0.8, 频率调制比取为 21 时 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三种 PWM 方法各自的线电压谐波理论频谱。COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三种 PWM 方法 50 次以内线电压谐波含量分别为 9.27%, 27.97% 和 32.01%。

对于多电平逆变器来说, COPWM-A 调制方法的相电压的谐波主要集中在载波谐波, COPWM-B 和 COPWM-C 两种调制方法相电压的谐波主要集中在载波频率附近的边带谐波。而对于三相系统, 线电压中不含载波谐波, 所以 COPWM-A 调制方法

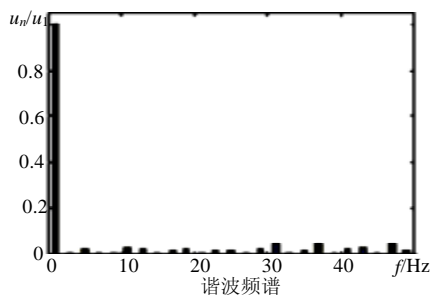


图 5 COPWM-A 的输出电压频谱  
Fig. 5 Output voltage spectrum of COPWM-A

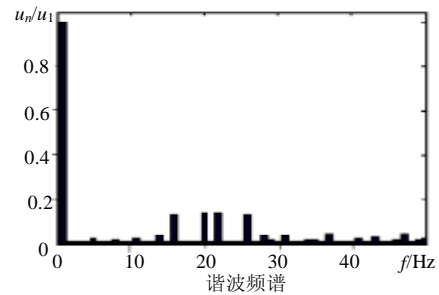


图 6 COPWM-B 的输出电压频谱  
Fig. 6 Output voltage spectrum of COPWM-B

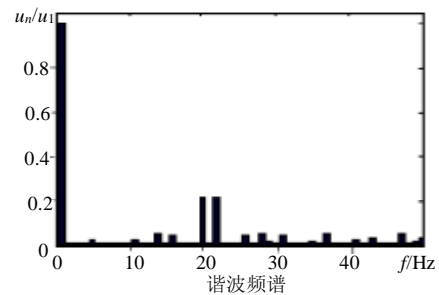


图 7 COPWM-C 的输出电压频谱  
Fig. 7 Output voltage spectrum of COPWM-C

的线电压谐波含量会比 COPWM-B 和 COPWM-C 两种调制方法低很多。综合考虑, 可见 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三种 PWM 方法中, COPWM-A 调制方法输出的线电压无论从谐波的频谱上还是从谐波含量上, 都是 3 种 PWM 方法中最好的。

## 2 多电平逆变器三类调制方法的分析和比较

不难看出, 当  $V=1$  时, 载波之间竖直方向交叠量为 0, COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 实际上就是传统的多电平逆变器消谐波 PWM 方法的 3 种调制方法; 当  $V=1.6$  时, 载波之间的交叠量为 50%, 也就是文中上一部分提出的载波交叠 PWM 方法。可见, 当载波幅值  $V$  取不同值时, 则对应不同的载波之间竖直方向交叠量, 也就对应不同的调制方法。消谐波 PWM 方法和载波交叠 PWM 只不过是 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 众多调制方法中典型的 2 种。但是当  $V$  取其它值时, 也就是载波之间竖直方向交叠量对应于其它值时, COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 调制方法的谐波性能和频谱分布值得进一步探讨。本文前面的分析中给出了当  $V$  取不同值时, COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 调制方法谐波性能的定量分析。下面给出当  $V$  取不同值时, COPWM-A 调制方法谐波性能的定性分析, 并给出相应的结论。COPWM-B 和 COPWM-C 调制方法谐波性能具有的

规律和 COPWM-A 调制方法基本相同。

为了描述 COPWM 的三种调制方法的谐波性能和载波交叠量之间的关系，首先来明确 3 个性能指标<sup>[3-4]</sup>。 $h_{\text{THD}}\%$ 就是通常用来评价谐波含量的谐波畸变因子； $D_{F1}\%$ 是用于交流侧一阶滤波器的交流侧畸变因子； $D_{F2}\%$ 是用于交流侧二阶滤波器的交流侧畸变因子。

$$h_{\text{THD}}\% = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n \neq 1} [V_n]^2} \% \quad (16)$$

$$D_{F1}\% = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n \neq 1} \left[ \frac{V_n}{n} \right]^2} \% \quad (17)$$

$$D_{F2}\% = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n \neq 1} \left[ \frac{V_n}{n^2} \right]^2} \% \quad (18)$$

在前面的分析中，本文给出了 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三种调制方法的谐波性能的定量分析。由谐波的表达式可以知道，每次谐波的幅值是载波幅值  $V$  和幅值调制度  $m$  的函数。当  $V$  和  $m$  给定时，就可以算出每次谐波的幅值。为了能准确的描述 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三种调制方法的谐波性能与载波幅值  $V$  和幅值调制度  $m$  的关系， $V$  在 1-3.9 的范围内等间隔的取了 59 个不同值， $m$  在 0.05-1 的范围内取了 96 个不同的值，调制比取为 21，分别求出每种情况所对应的谐波的幅值(50 次以内谐波)，然后分别对 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三种调制方法线电压的三个性能指标进行了计算。

图 8 是通过上述计算所得到的  $h_{\text{THD}}\%$  与载波幅值  $V$  和幅值调制度  $m$  的关系，从图中可以看出：

(1) 当调制  $m$  变化时，使  $h_{\text{THD}}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  不是一直不变的。当调制度  $m$  从大到小变化时，使  $h_{\text{THD}}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  是逐渐增加的，也就是说使  $h_{\text{THD}}\%$  为最小所对应的载波之间竖直方向的交叠量是增加的。

(2) 但是当载波幅值  $V$  增加到一定的程度， $h_{\text{THD}}\%$  反而增加。当调制度从 1 到 0 变化的过程中，使  $h_{\text{THD}}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  依次从 1 增加到 2.5 左右。

(3) 当调制度减少时，使  $h_{\text{THD}}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  增加的幅度是缓慢的，也就是  $h_{\text{THD}}\%$  随载波之间竖直方向交叠量数值变化的幅度是缓慢的。

图 9 是通过上述计算所得到的  $D_{F1}\%$  与载波幅

值  $V$  和幅值调制度  $m$  的关系，从图中可以看出：

当调制  $m$  变化时，使  $D_{F1}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  也是变化的，当调制度  $m$  从大到小变化时，使  $D_{F1}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  是逐渐增加的，也就是说使  $D_{F1}\%$  为最小所对应的载波之间竖直方向的交叠量是增加的。

但是当载波幅值  $V$  增加到一定的程度， $D_{F1}\%$  反而增加。当调制度从 1 到 0 变化的过程中，使  $D_{F1}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  依次从 1 增加到 2.5 左右。

当调制度减少时，使  $D_{F1}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  增加的幅度是缓慢的，也就是  $D_{F1}\%$  随载波之间竖直方向的交叠量数值变化的幅度是缓慢的。

图 10 是通过上述计算所得到的  $D_{F2}\%$  与载波幅值  $V$  和幅值调制度  $m$  的关系，从图中可以看出：

当调制  $m$  较高时，使  $D_{F2}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  是变化的，但是幅度很小，不是很明显；当调制  $m$  较低时，使  $D_{F2}\%$  为最小所对应的载波幅值  $V$  也是变化的，但是幅度比较剧烈。

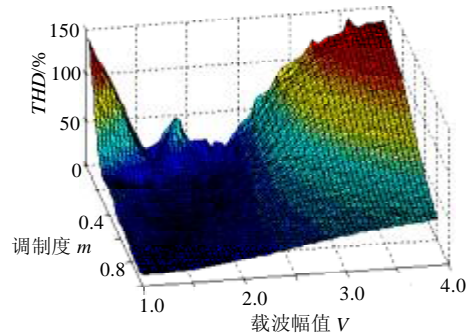


图 8  $h_{\text{THD}}\%$  和载波幅值  $V$  以及幅值调制度  $m$  的关系图  
Fig. 8 The relationship curves of  $h_{\text{THD}}\%$  canier magnitude  $V$  and magritude modulation modulation index  $m$

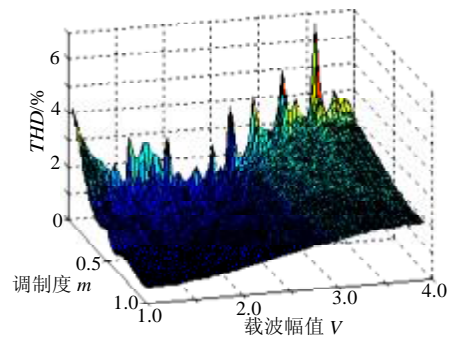


图 9  $D_{F1}\%$  和载波幅值  $V$  以及幅值调制度  $m$  的关系图  
Fig. 9 The relationship curves of  $D_{F1}\%$  conier magwitade  $V$  and magratude modulation indes  $m$

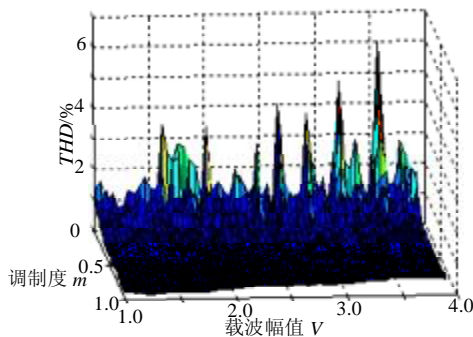


图10  $D_{F2}\%$ 和载波幅值  $V$  以及幅值调制度  $m$  的关系图  
Fig. 10 The relationship curves of  $D_{F2}\%$  carrier magrutude  $V$  and magrutude modulation index  $m$

### 3 结论

本文结合多电平逆变器载波之间垂直方向的位移和水平方向的位移这两个自由度, 提出多电平逆变器的三类新型 PWM 方法: COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C。

通过复数形式双重傅立叶变换及其相关性质, 从理论上定量分析和计算了 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三类调制方法的谐波分量, 并给出了线电压的谐波分量完整的表达式。

根据计算出的 COPWM-A、COPWM-B 和 COPWM-C 三类调制方法线电压的谐波含量和频谱分布, 得出了 COPWM-A 调制方法在三类 PWM 方法中具有最好的效果; 并给出了载波之间的垂直方向的交叠量、幅值调制度和多电平逆变器性能之间的规律。

### 参考文献

- [1] Carrara G, Gardella S, Marchesoni M, et al. A new multilevel PWM method: A theoretical analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electron, 1992, 7(3): 497-505.
- [2] Leon M, Tolbert. Novel multilevel inverter carrier-based PWM methods[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1999, 35(5): 1098-1107.
- [3] Vassiliou G, Agelidis. Application specific harmonic performance evaluation of multi carrier PWM techniques[C]. IEEE PESC'98, Fukuoka, Japan, 1998. 172-178.
- [4] Boost M A, Ziogas P D. State-of-the-art carrier PWM techniques: A critical evaluation[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1998, 24(2): 271-280.
- [5] 王鸿雁, 陈阿莲, 邓焰, 等. 基于控制自由度组合的多电平逆变器载波 PWM 控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 131-135. Wang Hongyan, Chen Alian, Deng Yan, et al. Multilevel inverter carrier-based pwm method based on control degrees of freedom combination[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 131-135(in Chinese).

- [6] 姜艳姝, 徐殿国. 多电平 SPWM 变频器中共模电压抑制技术的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(3): 18-22. Jiang Yanshu, Xu Dianguo. Reaserach on common-mode voltage reduction in multi-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(3): 18-22(in Chinese).
- [7] 王鸿雁, 陈立烽, 江泓, 等. 单相多电平功率因数校正变换器应用的实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 28-33. Wang Hongyan, Chen Lifeng, Jiang Hong, et al. Experimental research on single phase multilevel power factor correction converter application[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 28-33(in Chinese).
- [8] 丁凯, 邹云屏. 一种适用于高压大功率的新型混合二极管箝位级联多电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 18-22. Ding Kai, Zou Yunping. A novel hybrid diode-clamp cascade multilevel converter for high power application[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9): 18-22(in Chinese).
- [9] 王毅, 李和明, 石新春, 等. 多电平 PWM 逆变电路谐波分析与输出滤波器设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 78-82. Wang Yi, Li Heming, Shi Xinchun, et al. Harmonic analysis and output filter design for multilevel pwm inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 78-82(in Chinese).
- [10] Black H S. Modulation Theory[M]. New York: Van Nostrand, 1953.
- [11] Bowes S R. New sinusoidal pulse-width modulated inverter[J]. Proceedings of the IEE, 1975, 122(11): 1279-1285.
- [12] Bowes S R. Novel approach to the analysis and synpaper of modulation processes in power converters[J]. Proceedings of the IEE, 1975, 122(5): 507-513.
- [13] 陈国呈. PWM 变频调速及软开关电力变换技术[M]. 机械工业出版社, 2001.
- [14] 王立乔, 胡长生, 张仲超. 错时采样空间矢量调制技术的频域数学模型[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(2): 26-31. Wang Liqiao, Hu Changshen, Zhang Zhongchao. Mathematics analysis in frequency domain for sample time staggered space vector modulation techqique[J]. Automation of Electric Power system, 2004, 28(2): 26-31(in Chinese).
- [15] 王立乔, 林平, 张仲超. 最小开关损耗空间矢量调制的谐波分析 [J]. 电力系统自动化, 2004, 27(21): 30-34. Wang Liqiao, Lin Ping, Zhang Zhongchao. Harmonic analysis of minimum switch loss space vector modulation[J]. Automation of Electric Power system, 2004, 27(21): 30-34(in Chinese).

收稿日期: 2005-11-01。

作者简介:

王鸿雁(1975—), 男, 博士, 主要从事大功率变换器拓扑及控制的研究, [hxn@zju.edu.cn](mailto:hxn@zju.edu.cn);

张超(1973—), 男, 博士研究生, 主要从事功率变换器拓扑的研究;

王小峰(1976—), 男, 博士研究生, 主要从事多电平变换器拓扑及其在工业方面的应用;

邓焰(1973—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子技术及其多电平变换技术。

何湘宁(1961—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术及其在工业应用方面的研究和工程设计工作。

(编辑 王彦骏)