

DOI: 10.7667/PSPC170711

## 基于调制比优化的单相逆变器主谐波滤除研究

艾永乐, 陈博, 李自清, 许增渊, 张王飞

(河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003)

**摘要:** 为了使逆变器输出电压的主要次谐波得到最大化的消除, 提出了一种确定调制比的方法。首先, 利用双重傅里叶级数理论, 对级联多电平逆变器在单极性倍频 SPWM 调制下的输出电压进行分析, 推导出输出电压的谐波分布情况。然后, 在保证基波幅值不变的情况下, 提出了一种选取 SPWM 调制比的方法, 使逆变器输出电压主要次谐波降低。最后, 在级联五电平逆变器中, 对在不同调制比的情况下, 通过软件仿真和硬件实验, 验证了所提方法的正确性与有效性。

**关键词:** 级联 H 桥; 双重傅里叶级数; 载波相移; 单极性 SPWM; 谐波抑制

### Research on single phase inverter main harmonic filter based on modulation ratio optimization

AI Yongle, CHEN Bo, LI Ziqing, XU Zengyuan, ZHANG Wangfei

(College of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China)

**Abstract:** In order to maximumly eliminate the main harmonic of the inverter output voltage, a method of determining modulation ratio is proposed. Firstly, the output voltage of the cascaded multilevel inverter under unipolar frequency multiplication is analyzed by using the double Fourier series theory, and the harmonic distribution of output voltage is deduced. Secondly, a method of selecting the SPWM modulation ratio is proposed to reduce the primary harmonic of the inverter output voltage under the condition that the amplitude of the fundamental wave is constant. Finally, the correctness and effectiveness of the proposed method are validated through software simulation and hardware experiments under different modulation ratios in the cascaded five-level inverter.

This work is supported by Key Science and Technology Program of Higher Education of Henan Education Department (No. 17A470001).

**Key words:** cascaded H bridge; dual Fourier series; carrier phase shift; unipolar SPWM; harmonic suppression

## 0 引言

近年来, 全球变暖、环境污染等问题日益严峻, 各种分布式新能源(太阳能、风能、地热能等)逐渐进入人们的视野<sup>[1]</sup>。多电平逆变器作为并网的重要接口设备, 也得到了普遍应用。与传统的两电平逆变器相比, 其具有输出电压谐波畸变率(THD)低、电磁干扰(EMI)问题减轻、开关器件的电压应力和功率损耗小、可靠性和效率高等优点<sup>[2-3]</sup>。目前, 多电平逆变器按主电路的拓扑结构来划分, 主要有以下四种类型: (1) 飞跨电容型多电平逆变器; (2) 二极管钳位型多电平逆变器; (3) 级联 H 桥多电平逆变

器; (4) 模块化多电平逆变器<sup>[4-5]</sup>。在输出相同电平个数的情况下, 级联 H 桥逆变器(CHB) 所需开关器件最少。同时, 其具有结构简单, 易于模块化和扩展等优点, 在中高压大功率场合得到了广泛的应用。

对于多电平逆变器的调制方法有许多种, 如空间矢量(SVPWM)调制法、载波移相SPWM调制法、选择谐波消去PWM调制法等。其中, 载波移相 SPWM 调制法<sup>[6-12]</sup>, 在级联H桥多电平逆变器当中, 应用较为广泛。尤其是单极性倍频载波移相调制技术, 其开关器件的等效开关频率有所提高, 降低了开关器件的功耗, 且具有良好的滤波特性, 提高了电压的波形质量, 得到了较低THD的输出电压。

为了抑制输出电压中的主要次谐波, 文献[13]提出了一种新型最优开关角调制方法, 仅对调制脉冲的起点进行优化, 而脉冲宽度依然随着正弦规律变化, 该方法需要在多个非线性约束条件基础上

**基金项目:** 河南省教育厅高等学校重点科研项目资助(17A470001); 河南省科技攻关项目资助“大功率微网储能变流器关键技术研究”(172102310569)

来实现对一个非线性超越方程的优化求解, 过程较为麻烦, 计算量较大。文献[14]把小波PWM调制和SPWM调制技术做了对比, 虽然小波PWM调制具有电压利用率更高, 谐波总畸变率(THD)更小的优点, 但是输出电压调节范围更小, 对低次谐波的抑制能力更差。

## 1 数学推导及分析

### 1.1 级联逆变器输出电压特性分析

本文以级联H桥五电平逆变器为例, 其拓扑如图1所示。本文采取单极性倍频SPWM调制, 即用两个幅值相等、相位相差 $180^\circ$ 的正弦调制波 $u_{s1}$ 、 $u_{s2}$ 与一个高频三角载波 $u_c$  (相邻两个级联H桥的三角载波的相位相差 $\pi/k$ ,  $k$ 为级联H桥的个数), 把两者进行比较, 产生相应的驱动信号, 作用于级联H桥桥臂上相应的开关器件。因此, 对于级联五电平逆变器而言, 两个载波相位相差 $90^\circ$ , 如图2所示。

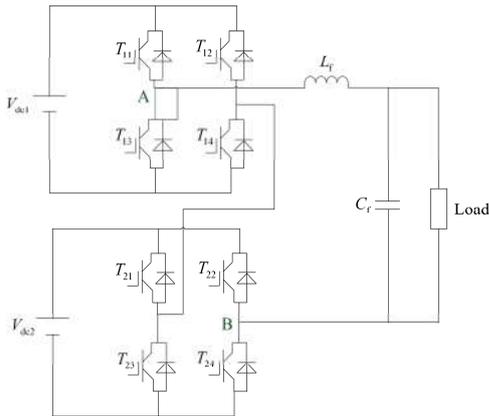


图1 级联H桥五电平逆变器主电路拓扑结构  
Fig. 1 Main circuit topology of cascaded H bridge five-level inverter

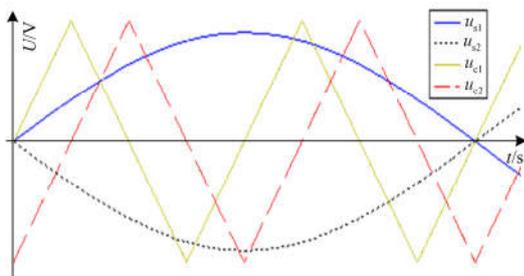


图2 SPWM调制图  
Fig. 2 SPWM modulation

以第一个H桥为例,

对左桥臂有: 若 $u_{s1} > u_{c1}$ , 则 $T_{11}$  导通,

$$u_{AO} = \frac{V_{dc1}}{2}; \text{ 若 } u_{s1} < u_{c1}, \text{ 则 } T_{13} \text{ 导通, } u_{AO} = -\frac{V_{dc1}}{2};$$

对右桥臂有: 若 $u_{s2} > u_{c1}$ , 则 $T_{12}$  导通,

$$u_{BO} = \frac{V_{dc1}}{2}; \text{ 若 } u_{s2} < u_{c1}, \text{ 则 } T_{14} \text{ 导通, } u_{BO} = -\frac{V_{dc1}}{2}.$$

为了便于分析, 分别写出两个正弦调制波及三角载波的数学表达式:

$$u_{s1}(\omega_s t) = U_s \cdot \cos(\omega_s t + \alpha) \quad (1)$$

$$u_{s2}(\omega_s t) = U_s \cdot \cos(\omega_s t + \alpha - \pi) \quad (2)$$

$$u_{c1}(\omega_c t) = \begin{cases} \frac{U_c}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi), & 2k\pi \leq \omega_c t \leq (2k+1)\pi \\ -\frac{U_c}{\pi}(\omega_c t - 2k\pi) + 2U_c, & (2k+1)\pi \leq \omega_c t \leq 2 \cdot (k+1)\pi \end{cases} \quad (3)$$

令 $\theta_s = \omega_s t$ ,  $\theta_c = \omega_c t$ , 调制比 $M = U_s / U_c$ , 载波比 $N = f_c / f_s$ , 载波移相调制的采样点为正弦调制波与三角载波的交点, 如图3所示。在交点a、b处有

$$u_{s1}(\omega_s t) = u_{c1}(\omega_c t) \quad (4)$$

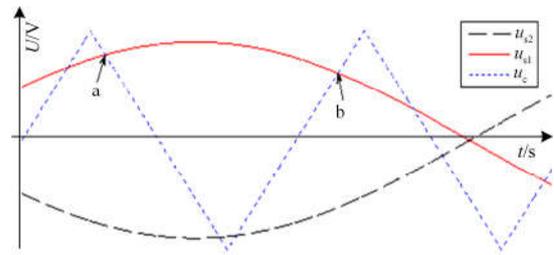


图3 SPWM函数分析

Fig. 3 SPWM function analysis

可得

$$u_{AO}(\omega_c t, \omega_s t) = \begin{cases} \frac{V_{dc1}}{2}, & 2k\pi \leq \omega_c t \leq [2k + M \cdot \cos(\theta_s + \alpha)]\pi \\ \text{或} \\ [(2k+1) - M \cdot \cos(\theta_s + \alpha)]\pi \leq \omega_c t \leq 2(k+1)\pi \\ -\frac{V_{dc1}}{2}, & 2k\pi \leq \omega_c t \leq [(2k+1) - M \cdot \cos(\theta_s + \alpha)]\pi \\ \text{或} \\ [2k + M \cdot \cos(\theta_s + \alpha)]\pi \leq \omega_c t \leq 2(k+1)\pi \end{cases} \quad (5)$$

假定 $m$ 、 $n$ 分别为相对于载波、调制波的谐波次数, 则 $u_{AO}(\omega_c t, \omega_s t)$ 的双重傅里叶级数表达式为

$$u_{AO}(\omega_c t, \omega_s t) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \cdot \cos n\omega_s t + B_{0n} \cdot \sin n\omega_s t) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cdot \cos m\omega_c t + B_{m0} \cdot \sin m\omega_c t) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \begin{matrix} A_{mn} \cdot \cos(m\omega_c t + n\omega_s t) \\ B_{mn} \cdot \sin(m\omega_c t + n\omega_s t) \end{matrix} \right] \quad (6)$$

式(6)中, 第一项为直流分量, 第二项为基波分量( $n=1$ )及基带谐波分量, 第三项为载波谐波分量, 第四项为边带谐波分量<sup>[15]</sup>。  $A_{mn}$ 、 $B_{mn}$  为双重傅里叶级数的系数, 可通过双重傅里叶逆变换求解:

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{AO} \cdot e^{j(m\omega_c t + n\omega_s t)} d(\omega_s t) d(\omega_c t) \quad (7)$$

故

$$u_{AO} = \frac{V_{dc1}}{2} \cdot M \cdot \cos(\theta_s + \alpha) + \frac{4V_{dc1}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot J_n \left( \frac{m\pi}{2} M \right) \cdot \sin \left[ (m+n) \cdot \frac{\pi}{2} \right] \cdot \cos(m\theta_c + n(\theta_s + \alpha)) \quad (8)$$

同理可得

$$u_{BO} = \frac{V_{dc1}}{2} \cdot M \cdot \cos(\theta_s + \alpha - \pi) + \frac{4V_{dc1}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot J_n \left( \frac{m\pi}{2} M \right) \cdot \sin \left[ (m+n) \cdot \frac{\pi}{2} \right] \cdot \cos(m\theta_c + n(\theta_s + \alpha)) \quad (9)$$

$$u_{AB} = u_{AO} - u_{BO} = V_{dc1} \cdot M \cdot \cos(\theta_s + \alpha) + \frac{2V_{dc1}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot (-1)^m \cdot J_n(m\pi M) \cdot \cos[2m\theta_c + (2n-1)(\theta_s + \alpha)] \quad (10)$$

$$\text{式(10)中, } J_n(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m!(m+n)!} \left( \frac{x}{2} \right)^{2m+n}$$

由式(10)可知, 输出电压有如下特点: (1)基波分量为  $V_{dc1} \cdot M \cdot \cos(\theta_s + \alpha)$ ; (2)只存在  $m$  为偶数且  $n$  为奇数的载波边带 ( $m\omega_c \pm n\omega_s$ ) 谐波; (3)谐波分量的分布集中在  $2kf_c$  ( $k$  为级联单元的个数,  $k=1, 2, 3, \dots$ ) 附近, 即等效开关频率提高了  $k$  倍。

设第  $k$  个 H 桥单元的直流侧电压为  $V_{dck}$ , 正弦参考波的初相角为  $\alpha_k$ , 三角载波的初相角为  $\beta_k = (k-1) \cdot \frac{\pi}{k}$ , 调制比为  $M_k$ , 则第  $k$  个 H 桥单元的输出电压为

$$u_{ABk} = V_{dck} \cdot M_k \cdot \cos(\theta_s + \alpha_k) + \frac{2V_{dck}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot (-1)^m \cdot J_n(m\pi M_k) \cdot \cos[2m(\theta_c + \beta_k) + (2n-1)(\theta_s + \alpha_k)] \quad (11)$$

## 1.2 调制比优化算法

设  $k$  个级联 H 桥逆变器的输出电压为  $u_{AB}$ , 则

$$u_{AB} = u_{AB1} + u_{AB2} + u_{AB3} + \dots + u_{ABk} \quad (12)$$

输出电压  $u_{AB}$  的基波分量为

$$u_{AB,f} = V_{dc1} \cdot M_1 \cdot \cos(\theta_s + \alpha_1) + V_{dc2} \cdot M_2 \cdot \cos(\theta_s + \alpha_2) + V_{dc3} \cdot M_3 \cdot \cos(\theta_s + \alpha_3) + \dots + V_{dck} \cdot M_k \cdot \cos(\theta_s + \alpha_k) \quad (13)$$

取  $m=1$ ,  $n=1$ , 则  $(2\omega_c \pm \omega_s)$  处的谐波成分为

$$u_{AB,h} = -V_{dc1} \cdot M_1 \cdot \cos[0 + (2\theta_c + \theta_s + \alpha_1)] - V_{dc2} \cdot M_2 \cdot \cos\left[2 \cdot \frac{\pi}{k} + (2\theta_c + \theta_s + \alpha_2)\right] - \dots - V_{dck} \cdot M_k \cdot \cos\left[\left(2 \cdot (k-1) \cdot \frac{\pi}{k}\right) + (2\theta_c + \theta_s + \alpha_k)\right] \quad (14)$$

设电网电压为  $v_s(t) = V_s \cos(\theta_s + \alpha_s)$ , 基波幅值为  $V_s$ , 则

$$\text{令 } \begin{cases} v_s = u_{AB,f} \\ u_{AB,h} = 0 \end{cases}, \text{ 其中, } \alpha_s = \alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_k,$$

$$2\theta_c + \theta_s + \alpha_k = \delta$$

即

$$\begin{cases} V_{dc1} \cdot M_1 + V_{dc2} \cdot M_2 + \dots + V_{dck} \cdot M_k = V_s \\ -V_{dc1} \cdot M_1 \cdot \cos(2 \cdot 0 + \delta) - V_{dc2} \cdot M_2 \cdot \cos\left(2 \cdot \frac{\pi}{k} + \delta\right) - \dots - V_{dck} \cdot M_k \cdot \cos\left[2 \cdot (k-1) \cdot \frac{\pi}{k} + \delta\right] = 0 \end{cases} \quad (15)$$

以级联五电平逆变器为例, 当两个 H 桥级联时, 即  $k=2$ ,  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_s$  有

$$\begin{cases} V_{dc1} \cdot M_1 + V_{dc2} \cdot M_2 = V_s \\ -V_{dc1} \cdot M_1 \cdot \cos(2 \cdot 0 + \delta) - V_{dc2} \cdot M_2 \cdot \cos\left(2 \cdot \frac{\pi}{2} + \delta\right) = 0 \end{cases} \quad (16)$$

$$\Rightarrow M_1 = \frac{V_s}{2V_{dc1}}, M_2 = \frac{V_s}{2V_{dc2}} (0 < M_1 < 1, 0 < M_2 < 1) \quad (17)$$

$$\text{当 } V_{dc1} = V_{dc2} \text{ 时, 还满足 } M_1 + M_2 = \frac{V_s}{V_{dc1}} \quad (18)$$

## 2 Matlab/Simulink仿真及结果分析

在 Matlab/Simulink 中, 搭建级联五电平逆变器仿真模型, 仿真参数设置如下: 直流侧电压源为  $V_{dc1} = V_{dc2} = 100 \text{ V}$ ,  $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $f_c = 6000 \text{ Hz}$ , 输出侧电压为  $u_s = 180 \cos(\omega_s t)$ , 基波电压幅值为  $180 \text{ V}$ , 调制比由式(17)、式(18)得,  $M_1 = 0.9$ ,

$M_2 = 0.9$ ,  $M_1 + M_2 = 1.8$ 。

级联五电平逆变器输出电压波形如图 4 所示, 其低频和高频傅里叶分析如图 5、图 6 所示。表 1 给出了在不同的调制比下, 输出电压低次谐波(本文以 3、5、7 次谐波为例)含量和谐波畸变率对比情况。在图 7—图 9 中, 分别给出了不同的调制比下, 输出电压中的 3、5、7 次谐波的谐波含量对比的三维图。

表 1 不同的调制比下, 输出电压低次谐波含量对比

Table 1 Comparison of low harmonic content of output voltage under different modulation ratios

调制比		低次谐波占基波的百分比/%			谐波畸变率
$M_1$	$M_2$	3 次	5 次	7 次	THD
0.80	1.00	0.32%	0.16%	0.16%	32.72%
0.81	0.99	0.14%	0.11%	0.05%	32.67%
0.82	0.98	0.04%	0.13%	0.03%	32.58%
0.83	0.97	0.14%	0.17%	0.09%	32.57%
0.84	0.96	0.22%	0.15%	0.14%	32.58%
0.85	0.95	0.08%	0.12%	0.16%	32.72%
0.86	0.94	0.09%	0.26%	0.20%	32.82%
0.87	0.93	0.12%	0.33%	0.28%	32.87%
0.88	0.92	0.16%	0.24%	0.19%	32.87%
0.89	0.91	0.08%	0.13%	0.16%	32.66%
0.90	0.90	0.01%	0.09%	0.07%	32.59%
0.91	0.89	0.14%	0.15%	0.11%	32.59%
0.92	0.88	0.18%	0.22%	0.30%	32.51%
0.93	0.87	0.11%	0.35%	0.35%	32.53%
0.94	0.86	0.04%	0.21%	0.28%	32.60%
0.95	0.85	0.05%	0.16%	0.15%	32.53%
0.96	0.84	0.07%	0.09%	0.09%	32.57%
0.97	0.83	0.04%	0.10%	0.04%	32.66%
0.98	0.82	0.13%	0.25%	0.13%	32.75%
0.99	0.81	0.13%	0.22%	0.06%	32.64%
1.00	0.80	0.19%	0.10%	0.14%	32.60%

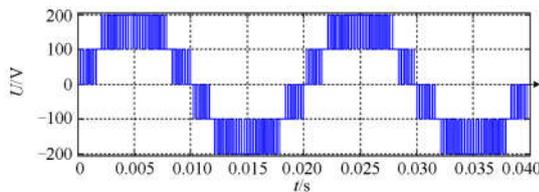


图 4 级联五电平逆变器输出电压波形

Fig. 4 Output voltage waveform of cascaded five-level inverter

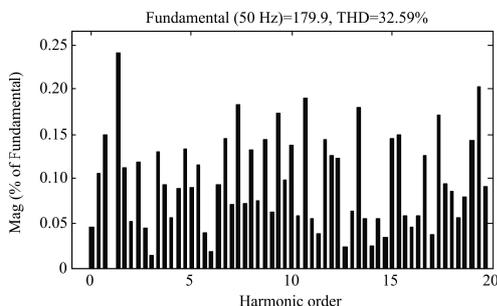


图 5 级联五电平逆变器输出电压的低次谐波 FFT 分析

Fig. 5 Low order harmonic FFT analysis of the output voltage of cascaded five-level inverter

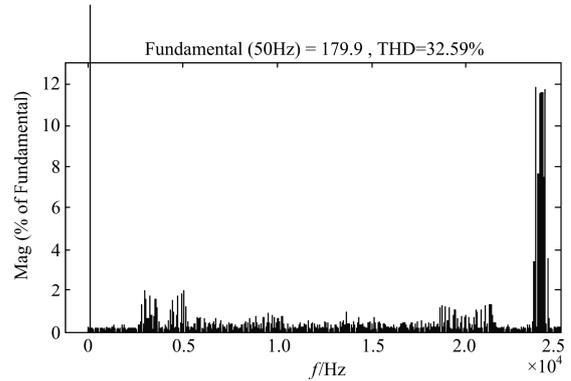


图 6 级联五电平逆变器输出电压的高次谐波 FFT 分析

Fig. 6 High order harmonic FFT analysis of the output voltage of cascaded five-level inverter

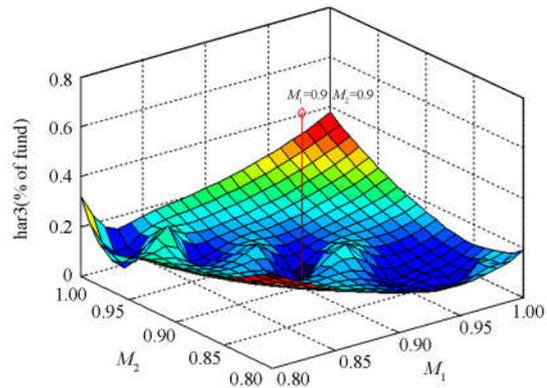


图 7 在不同的调制比下, 输出电压中 3 次谐波含量对比

Fig. 7 Comparison of the harmonic content of the output voltage under different modulation ratios of the 3rd harmonic

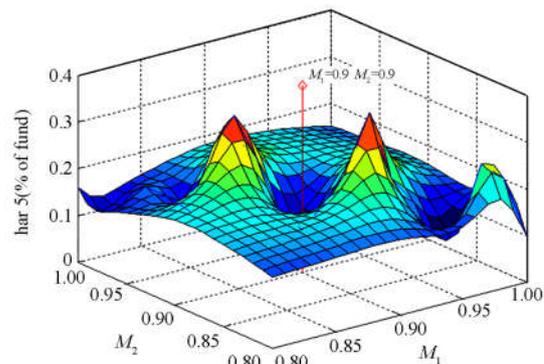


图 8 在不同的调制比下, 输出电压中 5 次谐波含量对比

Fig. 8 Comparison of the harmonic content of the output voltage under different modulation ratios of the 5th harmonic

在级联五电平逆变器仿真实验中, 由输出电压的 FFT 分析可得, 通过对调制信号幅值的合理选择, 可以使级联多电平逆变器输出电压, 在保证基波幅值不变的情况下, 主要次谐波得到抑制, 谐波畸变

率最低。由图 6 可知，输出电压的主要次谐波幅值降到基波幅值的 0.2% 以下，高次谐波存在于 24 000 Hz(即  $4f_c$ ) 周围。

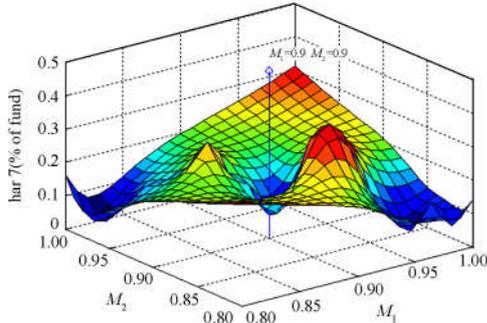


图 9 在不同的调制比下，输出电压中 7 次谐波含量对比  
Fig. 9 Comparison of the harmonic content of the output voltage under different modulation ratios of the 7th harmonic

### 3 实验验证

为了对所提算法的可行性进行验证，本文在以 TMS320F28335 型 DSP 为核心控制器的实验平台上进行了级联五电平逆变器试验。实验参数如下：直流侧电压  $V_{dc1} = V_{dc2} = 100\text{ V}$ ，载波频率为  $f_c = 5\text{ 000 Hz}$ 。图 10 和图 11 分别给出了在调制比  $M_1 = 0.9$ ， $M_2 = 0.9$  时输出电压的波形及 FFT 分析。

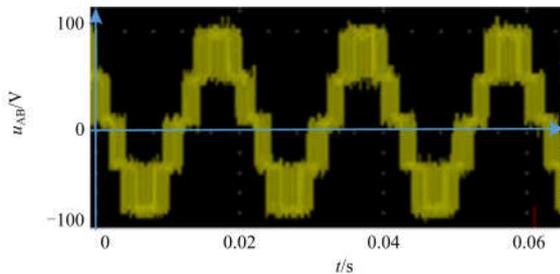


图 10 级联五电平逆变器输出电压  $u_{AB}$  波形  
Fig. 10 Output voltage  $u_{AB}$  waveform of cascaded five-level inverter

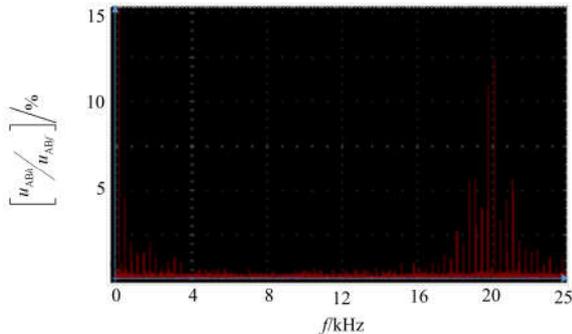


图 11 级联五电平逆变器输出电压的 FFT 分析  
Fig. 11 FFT analysis of the output voltage of cascaded five-level inverter

### 4 结论

本文在单极性倍频 SPWM 调制下，对级联 H 桥多电平逆变器的输出电压进行了谐波分析，提出了一种选择合适调制信号的算法，并通过 Matlab 软件仿真和硬件实验，得到以下结论：输出电压的总谐波畸变率与调制比有直接关系。通过选择合适的调制比，可以在保证基波幅值不变的情况下，谐波含量最低，主要次谐波得到滤除，提高了输出电压波形的质量。在光伏发电系统当中<sup>[16]</sup>，为并网逆变器合理选择调制信号，提供了理论计算方法。

### 参考文献

[1] 朱克平, 江道灼. 一种改进的光伏并网逆变器[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(6): 99-104.  
ZHU Keping, JIANG Daozhuo. An improved photovoltaic grid connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(6): 99-104.

[2] 姚志垒, 肖岚. 单相高可靠并网逆变器电路拓扑[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(20): 130-137.  
YAO Zhilei, XIAO Lan. Circuit topology of single-phase high reliability grid connected inverter[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(20): 130-137.

[3] CHINMAYI, SHIVALEELAVATHI B G. Performance analysis of cascaded multilevel inverter using modified multicarrier PWM technique[C] // 2017 International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications, 2017: 50-55.

[4] 蔡智, 林侯涛. 新型 Z 源 T 型五电平逆变器及其调制策略[J]. 高电压技术, 2017, 43(4): 1203-1213.  
CAI Zhi, LIN Houtao. New Z source T type five level inverter and its modulation strategy[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(4): 1203-1213.

[5] RAHAMAN M A, ISLAM M R. Performance evaluation of carrier-based modulation strategies for modular cascaded H-bridge multilevel converters[C] // 2017 International Conference on Electrical, Computer and Communication Engineering (ECCE), February 16-18, 2017, Cox's Bazar, Bangladesh: 533-538.

[6] 崔灿. 一种新型的级联逆变器电容电压平衡控制方法[J]. 电气自动化, 2016, 38(4): 21-29.  
CUI Can. A novel method for capacitor voltage balance control of cascaded inverter[J]. Electric Automation, 2016, 38(4): 21-29.

[7] 杨有涛, 彭国平, 张普雷, 等. 载波移相调制技术在级联 H 桥 STATCOM 中应用[J]. 电力电子技术, 2016, 50(6): 4-8.  
YANG Youtao, PENG Guoping, ZHANG Pulei, et al.

- Application of carrier phase shifting modulation technology in cascade H bridge STATCOM[J]. *Power Electronics Technology*, 2016, 50(6): 4-8.
- [8] 叶满园, 康翔. 级联五开关 H 桥多电平逆变器功率均衡控制方法[J]. *电力系统保护与控制*, 2017, 29(2): 27-31.  
YE Manyuan, KANG Xiang. Power balance control scheme of cascaded multilevel inverter with five switches for each H-bridge unit[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 29(2): 27-31.
- [9] 荣飞, 刘诚, 黄守道, 等. 新型模块化多电平变流器容错运行策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2017, 29(6): 21-28.  
RONG Fei, LIU Cheng, HUANG Shoudao, et al. Novel fault-tolerant operation strategy for modular multilevel converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2017, 29(6): 21-28.
- [10] 林志勇, 江道灼, 周月宾, 等. 基于级联 H 桥换流器的 APF-STATCOM 的控制与调制[J]. *电力系统保护与控制*, 2014, 42(7): 91-96.  
LIN Zhiyong, JIANG Daozhuo, ZHOU Yuebin, et al. Control and modulation of APF-STATCOM based on cascaded H bridge converter[J]. *Power System Protection and Control*, 2014, 42(7): 91-96.
- [11] 陈仲, 许亚明, 刘亚云, 等. 不对称两单元 H 桥级联逆变器的混合载波 PWM 方法[J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(20): 5584-5594.  
CHEN Zhong, XU Yaming, LIU Yayun, et al. Hybrid carrier PWM method for asymmetric two element H bridge cascaded inverter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(20): 5584-5594.
- [12] 何凯益, 任磊, 龚春英, 等. 单一直流源的七电平混合级联逆变器[J]. *电工技术学报*, 2016, 31(18): 83-91.  
HE Kaiyi, REN Lei, GONG Chunying, et al. Single DC source seven level hybrid cascaded inverter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(18): 83-91.
- [13] 刘强, 专祥涛, 王伟. 基于最优开关角的逆变器谐波优化研究[J]. *电测与仪表*, 2016, 53(7): 14-20.  
LIU Qiang, ZHUAN Xiangtao, WANG Wei. Study on harmonic optimization of inverter based on optimal switching angle[J]. *Electrical Measurement and Instrumentation*, 2016, 53(7): 14-20.
- [14] 郑春芳, 米志红, 张波, 等. 基于小波 PWM 调制的逆变器特性分析[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(12): 114-119.  
ZHENG Chunfang, MI Zhihong, ZHANG Bo, et al. Analysis of inverter characteristics based on wavelet PWM modulation[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(12): 114-119.
- [15] PRATIBHA N, SRINIVAS S. Spectral analysis of SPWM controlled cascaded three-level inverter drive[C] // 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON), November 22-25, Singapore: 697-702.
- [16] 刘瑞阳, 薛云灿, 冯宝玥, 等. 光伏发电系统模糊分段变步长算法最大功率点跟踪策略[J]. *热力发电*, 2016, 45(5): 48-53.  
LIU Ruiyang, XUE Yuncan, FENG Baoyue, et al. A new control strategy for MPPT in photovoltaic system based on fuzzy and variable step size algorithm[J]. *Thermal Power Generation*, 2016, 45(5): 48-53.

收稿日期: 2017-05-11; 修回日期: 2017-08-16

作者简介:

艾永乐(1964—), 男, 博士, 教授, 主要从事交流多相电机新颖控制策略研究和电能质量检测与提高; E-mail: aiyongle@hpu.edu.cn

陈博(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电能质量检测与提高. E-mail: 2569907695@qq.com

(编辑 张爱琴)