

# 小波调制逆变器电压调制比的理论分析

刘洪臣, 刘 雷, 王 云

(哈尔滨工业大学 电气工程及自动化学院, 150001 哈尔滨)

**摘要:** 为了分析基于小波调制的三相逆变器输出电压调制比, 采用傅里叶分解的方法, 先求解出输出相电压基波及各次谐波的解析式, 然后利用得到的方程推导小波调制电压调制比  $M$  的计算方程, 并通过计算得到  $M$  的范围, 确定三相逆变器小波调制策略的线性调制范围, 最后通过仿真验证理论分析的正确性与合理性. 分析结果表明, 在开关频率和调制比相同时, 小波调制输出电压质量比 SPWM 和 SVPWM 更好, 并且与 SPWM 和 SVPWM 相比, 小波调制的线性调制范围更大.

**关键词:** 小波调制; 逆变器; 电压调制比; 谐波; 调制范围

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2013)10-0063-06

## Analysis of inverters' voltage modulation ratio based on wavelet modulation

LIU Hongchen, LIU Lei, WANG Yun

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China)

**Abstract:** First, the analytic expressions of fundamental wave and each order of harmonic wave for the output voltage is calculated by the Fourier decomposition method, which is used to analyze the modulation ratio of the three-phase inverter modulated by wavelet modulation. Then, the equation of the voltage modulation ratio ( $M$ ) is derived and the scope of  $M$  is obtained by calculation, giving the range of the linear modulation for the three-phase inverter under the wavelet modulation. Finally, the correctness and rationality of the theoretical analysis is validated by computer simulation. The research result shows that the output voltage quality under the wavelet modulation is better than that under SPWM and SVPWM when the switch frequency is equal to the modulation ratio. In addition, the range of linear modulation under wavelet modulation is larger than that under SPWM and SVPWM.

**Key words:** wavelet modulation; inverters; voltage modulation; harmonic; range of modulation

逆变(DC/AC)技术是电力电子技术的重要组成部分,广泛应用于交流电机调速、感应加热、不间断电源(UPS)等场合<sup>[1-8]</sup>. 调制策略作为逆变器控制方法的核心部分,对逆变器的工作性能有着重要的影响. 良好的调制策略对于减小谐波对电网的污染,降低开关损耗,提高直流电压利用率具有重要的作用. 目前,比较常用的调制策略主要包括 SPWM、SVPWM、相位计算法及一系列由

它们引申出来的一些优化方法.

现有的调制技术已经在工业生产中发挥了重要的作用,但国内外学者仍希望开发新的调制策略进一步提高逆变器的工作效率. Dr. Saleh 等<sup>[9]</sup>提出的新型调制技术小波调制(Wavelet modulation, WM)与现有的调制技术相比能够显著降低输出电压中总谐波畸变率以及开关损耗,并且易于数字化实现,成功地将 WM 逆变器在感应电机调速、IPM 调速以及风力发电等方面进行了应用<sup>[9-15]</sup>,但是对于 WM 逆变器输出电压的调制比  $M$  一直没有作相关研究,这使得定量的描述 WM 逆变器输出电压值很困难. 而传统的 SPWM、

收稿日期: 2012-12-17.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51107016).

作者简介: 刘洪臣(1977—),男,副教授.

通信作者: 刘洪臣, fenmiao@hit.edu.cn.

SVPWM, 根据电压调制比可将调制算法分为线性调制区和非线性调制区, 在实际中可选择相应的调制区进行应用. 因此, 研究小波调制策略的电压调制比, 分析小波调制下逆变器输出电压的幅值和谐波总畸变率, 对小波调制策略的理论分析及小波调制在闭环控制系统中的应用具有重要意义. 针对上述情况, 本文对三相 WM 逆变器输出电压调制比的求解进行了研究. 通过傅里叶分解方法, 得到  $M$  的计算方程, 确定三相 WM 逆变器的线性调制范围, 然后通过仿真验证理论分析的合理性和正确性. 并且在调制比和开关频率均一致时, 全面地比较了 SPWM、SVPWM 以及 WM 逆变器的输出电压质量.

### 1 WM 工作原理

WM 是将逆变器开关动作的过程看作是对调制信号进行非均匀周期采样, 再插值恢复调制信号的过程. 采用过程是通过选取适当的小波母函数来构造非二进制小波合成尺度函数, 最后利用构造的函数进行非均匀周期采样.

比较图 1(a) 的 Harr 尺度函数和图 1(b) 中逆变器的开关动作, 图 1(b) 中开关动作的过程与 Harr 尺度函数相似; 假设动作 1 与 Harr 尺度函数有相同的位置和宽度, 则动作 2、动作 3 等都可以看作是将 Harr 尺度函数平移和伸缩后得到的, 小波调制的重点就是构造满足平移和伸缩特性的小波尺度函数.

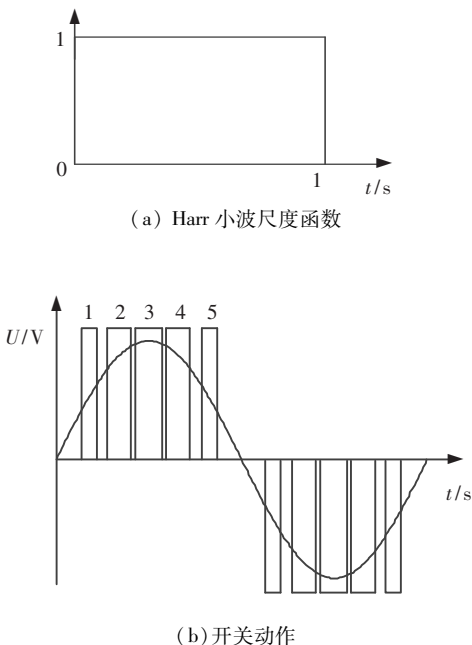


图 1 Harr 小波尺度函数和开关动作图

设  $\phi(t) = \phi_1(t)$  为基本尺度函数, 尺度  $j$  下的线性非二进制合成尺度函数<sup>[9]</sup> 为

$$\phi_j(t) = \varphi_H(2^{j+1}t) + \varphi_H(2^{j+1}(t - 1 + 2^{-(j+1)})). \tag{1}$$

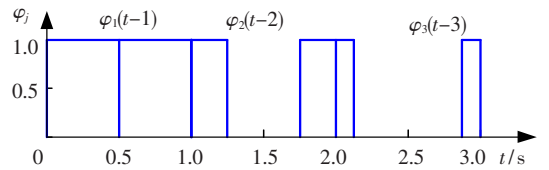
其中:  $j = 1, 2, 3, \dots$ ;  $\varphi_H(t)$  为 Haar 小波尺度函数.

将  $\phi(t)$  作为采样函数, 每平移一次, 产生两个采样点. 图 2(a) 为  $j = 0, 1, 2$  时的非线性尺度函数  $\phi_j(t)$ .

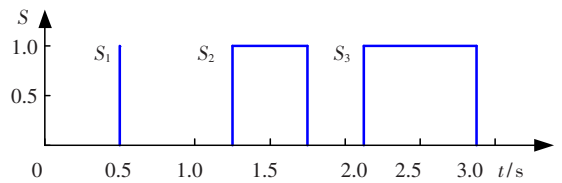
设  $S$  为逆变器开关函数, 当开关导通时,  $S = 1$ ; 开关关断时,  $S = 0$ .

$$S = \begin{cases} 1, & \phi_j(t) = 0; \\ 0, & \phi_j(t) = 1. \end{cases} \tag{2}$$

当采用小波调制时,  $S$  按式 (2) 变化, 图 2(b) 为对应图 2(a) 时  $S$  的变化情况.



(a)  $j = 0, 1, 2$  时  $\phi_j(t)$  的变化



(b)  $j = 0, 1, 2$  时  $S$  的变化

图 2  $\phi_j(t)$  和  $S$  在  $j=0, 1, 2$  时变化情况

设平移系数为  $d$ , 采用小波函数  $\{\phi_{(j,d)}(t)\}$  对调制信号  $S_M(t) = A \sin \omega t$  进行非均匀周期采样, 得到采样时刻  $t_{d1}, t_{d2}$ , 定义为

$$\begin{cases} t_{d1} = \frac{T}{D}(d + 2^{-j-1}); \\ t_{d2} = \frac{T}{D}(d + 1 - 2^{-j-1}). \end{cases} \tag{3}$$

其中:  $d = 0, 1, 2, \dots, D - 1$ ,  $D$  为一个调制信号周期内的采样组数,  $D = 4J - 2$ ,  $J$  为尺度  $j$  的最大值,  $T$  为调制信号  $S_M(t)$  的周期. 随着尺度  $j$  与平移系数  $d$  的变化, 产生的开关脉冲的时刻及宽度由式 (3) 决定.

对于三相逆变器, 设三相对称的正弦调制信号为

$$\begin{cases} S_{Ma} = A \sin \omega t; \\ S_{Mb} = A \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}); \\ S_{Mc} = A \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}). \end{cases} \quad (4)$$

由于三相逆变器需分别对三相进行采样, 将式(3)扩展为

$$\begin{cases} t_{da1} = \frac{T}{D}(d_a + 2^{-j_a-1}), \\ t_{da2} = \frac{T}{D}(d_a + 1 - 2^{-j_a-1}); \\ t_{db1} = \frac{T}{D}(d_b + 2^{-j_b-1}), \\ t_{db2} = \frac{T}{D}(d_b + 1 - 2^{-j_b-1}); \\ t_{dc1} = \frac{T}{D}(d_c + 2^{-j_c-1}), \\ t_{dc2} = \frac{T}{D}(d_c + 1 - 2^{-j_c-1}). \end{cases} \quad (5)$$

其中:  $[t_{da1}, t_{da2}]$ 、 $[t_{db1}, t_{db2}]$ 、 $[t_{dc1}, t_{dc2}]$  为利用小波函数分别对  $S_{Ma}$ 、 $S_{Mb}$ 、 $S_{Mc}$  进行非均匀采样后得到的区间组;  $j_a$ 、 $j_b$ 、 $j_c$  分别为 A、B、C 三相的尺度,  $d_a$ 、 $d_b$ 、 $d_c$  分别为三相的平移系数。

三相对称小波调制技术分为以下几个步骤:

- 1) 设  $j_a$ 、 $j_b$ 、 $j_c$  的初始值分别为  $j_{a0}$ 、 $j_{b0}$ 、 $j_{c0}$ , 将  $j_a$ 、 $j_b$ 、 $j_c$  初始化,  $j_{a0} = 1$ ,  $j_{b0}$ 、 $j_{c0}$  与  $j_a$  分别位于  $4\pi/3$  和  $2\pi/3$  处的值相等; 初始化  $d_a$ 、 $d_b$ 、 $d_c$  为 0, 时间为  $t$ ; 2) 在  $t_{da1}$ 、 $t_{da2}$ 、 $t_{db1}$ 、 $t_{db2}$ 、 $t_{dc1}$ 、 $t_{dc2}$  处采样; 3) 如果  $S_a'(t_{da2}) > 0$ , 则  $j_a = j_a + 1$ ; 如果  $S_a'(t_{da2}) < 0$ ,  $j_a = j_a - 1$ . 如果  $S_b'(t_{db2}) > 0$ , 则  $j_b = j_b + 1$ ; 如果  $S_b'(t_{db2}) < 0$ ,  $j_b = j_b - 1$ . 如果  $S_c'(t_{dc2}) > 0$ , 则  $j_c = j_c + 1$ ; 如果  $S_c'(t_{dc2}) < 0$ ,  $j_c = j_c - 1$ ; 4) 在每组采样组中产生一个脉冲; 5) 如果  $t \geq T$ , 则  $j_a = j_{a0}$ ,  $d_a = 0$ ,  $j_b = j_{b0}$ ,  $d_b = 0$ ,  $j_c = j_{c0}$ ,  $d_c = 0$ , 否则  $d_a = d_a + 1$ ,  $d_b = d_b + 1$ ,  $d_c = d_c + 1$ ; 6) 计算区间  $[t_{da1}, t_{da2}]$ ,  $[t_{db1}, t_{db2}]$ ,  $[t_{dc1}, t_{dc2}]$ , 回到步骤 2.

## 2 小波调制电压调制比

图 3 为逆变器的桥式功率变换器,  $N'$  是假想中点, 负载为三相对称阻性负载。

对于 A 相来说, 当桥臂 1 导通时,  $u_{AN'} = u_{DC}/2$ , 当桥臂 4 导通时,  $u_{AN'} = -u_{DC}/2$ ,  $u_{AN'}$  的波形是幅值为  $u_{DC}/2$  的矩形波.  $u_{BN'}$ 、 $u_{CN'}$  的波形形状和  $u_{AN'}$  相同, 相位依次差  $2\pi/3$ . 在区间  $[t_{da1}, t_{da2}]$  内, 桥臂 1 或者桥臂 4 导通, 将  $u_{AN'}$  表示为

$$u_{AN'} = \begin{cases} \frac{u_{DC}}{2}, t_{da1} \leq t \leq t_{da2}, \text{当 } t \in (0, \frac{T}{2}]; \\ -\frac{u_{DC}}{2}, t_{da1} \leq t \leq t_{da2}, \text{当 } t \in (\frac{T}{2}, T]; \\ 0, \text{其他.} \end{cases} \quad (6)$$

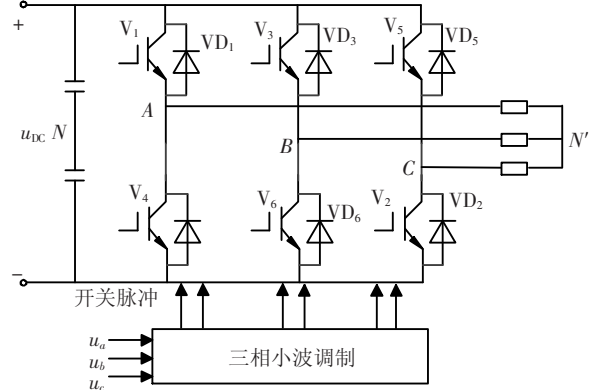


图 3 三相桥式逆变器

将式(5)代入式(6), 得

$$u_{AN'} = \frac{u_{DC}}{2} (K_{a1}(t) \sum_{j_a=1}^J (t_{da_{12}} - t_{da_{11}}) + K_{a2}(t) \sum_{j_a=1}^{J-1} (t_{da_{22}} - t_{da_{21}}) - K_{a3}(t) \sum_{j_a=1}^J (t_{da_{32}} - t_{da_{31}}) - K_{a4}(t) \sum_{j_a=1}^{J-1} (t_{da_{42}} - t_{da_{41}})). \quad (7)$$

其中:

$$\begin{aligned} da_1 &= j - 1, K_{a1}(t) = \begin{cases} 1, t \in (0, \frac{T}{4}], \\ 0, \text{其他.} \end{cases} \\ da_2 &= \frac{D}{2} - j, K_{a2}(t) = \begin{cases} 1, t \in (\frac{T}{4}, \frac{T}{2}], \\ 0, \text{其他.} \end{cases} \\ da_3 &= \frac{D}{2} + j - 1, K_{a3}(t) = \begin{cases} 1, t \in (\frac{T}{2}, \frac{3T}{4}], \\ 0, \text{其他.} \end{cases} \\ da_4 &= D - j, K_{a4}(t) = \begin{cases} 1, t \in (\frac{3T}{4}, T], \\ 0, \text{其他.} \end{cases} \end{aligned}$$

参照式(7)可得

$$\begin{cases} u_{BN'} = \frac{u_{DC}}{2} (K_{b1} \sum_{j_b=1}^J (t_{db_{2}} - t_{db_{1}}) + K_{b2} \sum_{j_b=1}^{J-1} (t_{db_{22}} - t_{db_{21}}) - K_{b3} \sum_{j_b=1}^J (t_{db_{32}} - t_{db_{31}}) - K_{b4} \sum_{j_b=1}^{J-1} (t_{db_{42}} - t_{db_{41}})); \\ u_{CN'} = \frac{u_{DC}}{2} (K_{c1} \sum_{j_c=1}^J (t_{dc_{2}} - t_{dc_{1}}) + K_{c2} \sum_{j_c=1}^{J-1} (t_{dc_{22}} - t_{dc_{21}}) - K_{c3} \sum_{j_c=1}^J (t_{dc_{32}} - t_{dc_{31}}) - K_{c4} \sum_{j_c=1}^{J-1} (t_{dc_{42}} - t_{dc_{41}})). \end{cases} \quad (8)$$

各参数定义参照式(7),当负载三相对称时,

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{AN'} + u_{BN'} + u_{CN'}). \quad (9)$$

负载相电压分别为

$$\begin{cases} u_{AN} = u_{AN'} - u_{NN'}; \\ u_{BN} = u_{BN'} - u_{NN'}; \\ u_{CN} = u_{CN'} - u_{NN'}. \end{cases} \quad (10)$$

将式(9)代入式(10),得

$$\begin{cases} u_{AN} = \frac{2u_{AN'} - u_{BN'} - u_{CN'}}{3}; \\ u_{BN} = \frac{2u_{BN'} - u_{AN'} - u_{CN'}}{3}; \\ u_{CN} = \frac{2u_{CN'} - u_{AN'} - u_{BN'}}{3}. \end{cases} \quad (11)$$

对  $u_{AN'}$  进行傅里叶分解,得

$$f(t) = u_{AN'} = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{mk} \cos(k\omega t + \psi_k). \quad (12)$$

其中:

$$A_{mk} = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \psi_k = \arctan\left(-\frac{b_k}{a_k}\right),$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt, a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos k\omega t dt,$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin k\omega t dt.$$

由于  $f(t)$  是奇函数,则

$$\begin{cases} a_k = 0; \\ b_k = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \sin k\omega t dt, k = 1, 2, \dots \end{cases} \quad (13)$$

将式(7)、(8)代入式(13),得

$$\begin{cases} a_k = 0; \\ b_k = \frac{2u_{DC}}{T} \left( \sum_{j_a=1}^J \int_{t_{da1}}^{t_{da2}} \sin k\omega t dt + \sum_{j_a=1}^{J-1} \int_{t_{da2}}^{t_{da1}} \sin k\omega t dt \right) \end{cases} \quad (14)$$

计算  $b_k, u_{AN'}$  和基波电压  $u_{AN1}$  为

$$\begin{cases} u_{AN'}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k\omega t; \\ u_{AN1}(t) = b_1 \sin \omega t. \end{cases} \quad (15)$$

由于三相负载对称,  $u_{BN1}, u_{CN1}$  分别为

$$\begin{cases} u_{BN1}(t) = b_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_{CN1}(t) = b_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right). \end{cases} \quad (16)$$

将式(15)、(16)代入式(11),可以得到负载

各相的相电压表达式,经计算得

$$\begin{cases} u_{AN}(t) = b_1 \sin(\omega t); \\ u_{BN}(t) = b_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_{CN}(t) = b_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right). \end{cases} \quad (17)$$

逆变器的调制比  $M$  定义为<sup>[6]</sup>

$$M = u_1 / (u_{DC}/2). \quad (18)$$

其中:  $u_1$  ( $u_1 = b_1$ ) 为负载基波相电压幅值,  $u_{DC}$  为直流输入电压. 表 1 和图 4(a) 分别为利用傅里叶分解和仿真分析计算得到的小波调制的调制比对比结果.

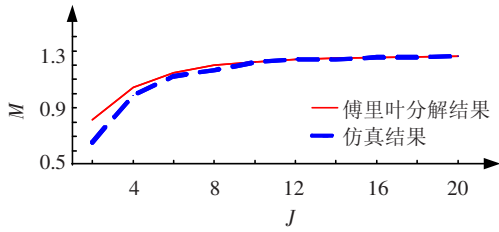
表 1 傅里叶分解和仿真分析结果对比

$J$	$M$	
	傅里叶分解结果	仿真结果
2	0.816 7	0.659 0
4	1.042 7	0.988 7
6	1.148 1	1.123 3
8	1.198 0	1.164 0
10	1.224 0	1.220 0
12	1.239 3	1.232 0
14	1.248 0	1.241 3
16	1.254 0	1.255 3
18	1.258 0	1.255 3
20	1.261 3	1.262 7

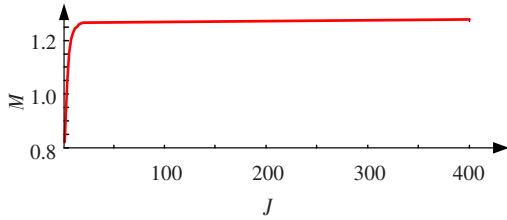
如表 1 和图 4(a) 所示,在  $J$  较小时,理论分析值和仿真值有较大相差;当  $J$  大于 6 以后,傅里叶分解结果和仿真结果基本重合. 在实际应用时,尺度最大值宜选择大于 6. 如图 4(b)、4(c) 所示,当尺度  $J$  增大到 100 以后,  $M$  基本稳定于 1.273; 而尺度最大值大于 30 以后,谐波畸变率会随着尺度最大值的增大而变大,此时小波调制进入过调制区,所以尺度最大值宜选择 30 以下.

图 5、6 分别为当 SPWM、SVPWM 的调制比  $M$  最大时<sup>[16-17]</sup> 线电压、相电压及频谱图,开关频率选择适宜并且和图 7 中小波调制相同;图 8 是小波调制  $M$  为 1.16 时的输出线电压和相电压及频谱分析图. 设定  $u_{DC} = 300$  V, 负载为阻性负载.

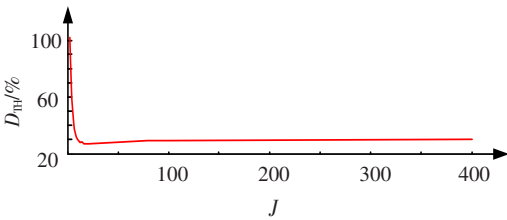
比较图 5~7, 可以看出 WM 线性调制范围较大; 比较图 6、8, 当  $M$  相同时, WM 逆变器输出电压质量更好.



(a) 调制比傅里叶分解结果和仿真结果对比

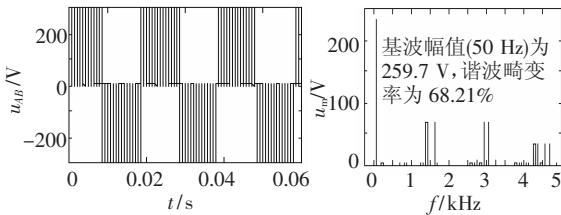


(b) 调制比随尺度最大值 J 的变化曲线

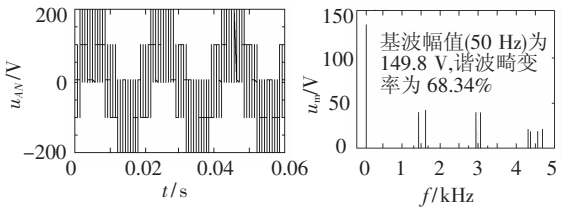


(c) 谐波畸变率  $D_{TH}$  随尺度最大值 J 的变化曲线

图 4 仿真结果和傅里叶分解结果对比图

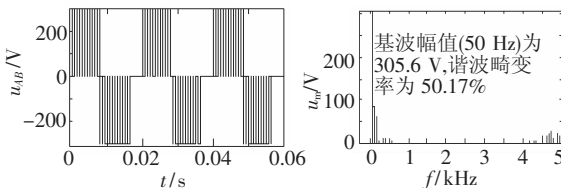


(a) 输出线电压 (b) 输出线电压频谱

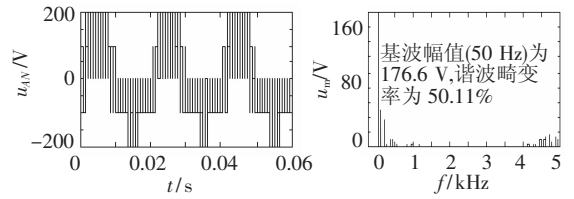


(c) 输出相电压 (d) 输出相电压频谱

图 5 SPWM 调制 ( $M=1$ )

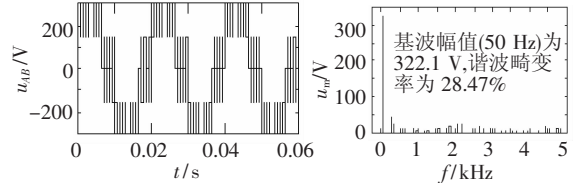


(a) 输出线电压 (b) 输出线电压频谱

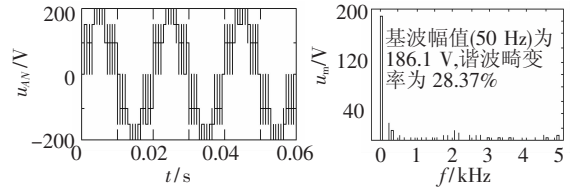


(c) 输出相电压 (d) 输出相电压频谱

图 6 SVPWM 调制 ( $M=1.15$ )

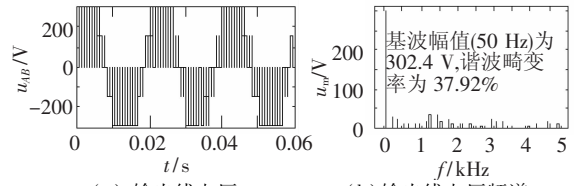


(a) 输出线电压 (b) 输出线电压频谱

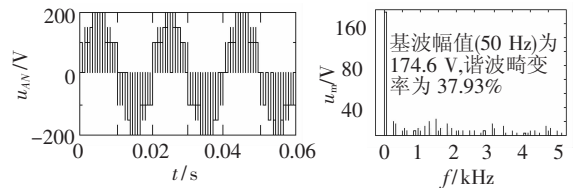


(c) 输出相电压 (d) 输出相电压频谱

图 7 WM 调制 ( $M=1.24$ )



(a) 输出线电压 (b) 输出线电压频谱



(c) 输出相电压 (d) 输出相电压频谱

图 8 WM 调制 ( $M=1.16$ )

### 3 结论

1) 在相同的母线电压  $u_{DC}$  下,小波调制有效地扩展了逆变器输出基波相电压的线性范围,使得逆变器在线性调制范围内输出的最大基波相电压的幅值是 SPWM 输出的最大基波相电压幅值的 1.26 倍以上,是 SVPWM 输出的最大基波相电压幅值的 1.10 倍以上,并且输出电压中谐波畸变率更小,能更好地利用电源电压。

2) 推导了小波调制基波相电压的傅里叶分

解表达式,提出了一种求解其电压调制比  $M$  的方法,并得到了小波调制电压调制比的线性调制范围为  $0.82 \sim 1.27$ .

3) 在应用小波调制控制逆变器时,小波调制尺度最大值宜选择在  $6 \sim 30$  之间.

## 参考文献

- [1] 伍家驹. 单相 SPWM 逆变桥输出电压的谐波分析 [J]. 电力自动化设备, 2008, 28(4): 45 - 51.
- [2] SALEH S A, MOLONEY C R. Analysis and development of wavelet modulation for three-phase voltage-source inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3330 - 3348.
- [3] SALEH S A, RAHMAN M A. Experimental performances of the single-phase wavelet-modulated inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 26(9): 2650 - 2661.
- [4] LIN B R, LIN H H. Single-phase three-level rectifier and random PWM inverter drives [J]. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 1999, 35(4): 1334 - 1343.
- [5] 胡庆波, 吕征宇. 一种新颖的基于空间矢量 PWM 的死区补偿方法 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(3): 13 - 17.
- [6] 孟超. 双 Y 移永磁同步电机的空间矢量调制 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 90 - 99.
- [7] MISHRA M K, KARTHIKEYAN K. An investigation on design and switching dynamics of a voltage source inverter to compensate unbalanced and nonlinear loads [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2009, 56(8): 2802 - 2810.
- [8] BASU K, PRASAD J S, NARAYANAN G. Minimization of torque ripple in PWM AC drives [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2009, 56(2): 553 - 558.
- [9] SALEH S A, MOLONEY C R. Development and testing of wavelet modulation for single-phase inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(7): 2588 - 2599.
- [10] SALEH S A, RAHMAN M A. Analysis and real-time testing of a controlled single phase wavelet-modulated inverter for capacitor-run induction motors [J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2009, 24(1): 21 - 29.
- [11] SALEH S A, RAHMAN M A. Development and testing of a new controlled wavelet modulated inverter for IPM motor drives [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2010, 46(4): 1630 - 1643.
- [12] SALEH S A, AHSAN R. Resolution-level controlled WM inverter for PMG-based wind energy conversion system [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2012, 48(2): 750 - 763.
- [13] SALEH S A. The implementation and performance evaluation of  $3\phi$  VS wavelet modulated AC - DC converters [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(3): 1096 - 1107.
- [14] SALEH S A, SCAPLE B, RAHMAN M A. A new implementation method of wavelet-packet-transform differential protection for power transformers [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2011, 47(2): 1003 - 1012.
- [15] SALEH S A, RAHMAN M A. Development and experimental validation of resolution-level controlled wavelet modulated inverters for  $3\phi$  induction motor drives [J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2011, 47(4): 1958 - 1970.
- [16] TAPIA A A, TAPIA G, OSTALAZA J X, et al. Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2003, 18(2): 194 - 204.
- [17] 杨贵杰, 孙力, 崔乃正. 基空间矢量脉宽调制方法的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79 - 83.

(编辑 魏希柱)