

# 一种改进的无零矢量共模电压抑制 PWM 策略

周 斌, 揭贵生, 刘振田, 阳习党

(舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 海军工程大学, 湖北 武汉 430000)

**摘要:** 为了抑制共模电压、完全消除死区尖峰,提出一种通过参数  $w$  直接分配各非零电压矢量作用时间的改进 PWM 策略—AZPWM $_w$ 。确定  $w$  值的原则为:首先保证各非零矢量的作用时间大于死区时间,其次以输出波形的性能指标 HDF 为依据,对参数  $w$  寻优。仿真和实验结果表明:AZPWM $_w$  策略可以在全调制比范围内消除共模电压死区尖峰,谐波性能较其他改进策略也有所改善。

**关键词:** 共模电压; 无零矢量 PWM 策略; 参数寻优; 死区尖峰; 谐波性能

**DOI:** 10.12067/ATEEE1804065      **文章编号:** 1003-3076(2019)06-0027-06      **中图分类号:** TM921.5

## 1 引言

三相电压源型 PWM 逆变电路中具有高频、高幅值特性的共模电压不仅对电机的轴承寿命、负载的绕组绝缘等有负面影响,还会导致保护电路误动作和电磁干扰<sup>[1-6]</sup>。

目前,国内外文献中提出的共模电压抑制方法可分为硬件法和软件法。相比硬件法需要增加绝缘、加装滤波器甚至改变逆变电路拓扑等<sup>[7,8]</sup>,软件法只改进 PWM 策略<sup>[9-12]</sup>,具有成本低、控制灵活的特点,是研究的主要方向。在众多抑制共模电压的 PWM 策略中,基于空间矢量的无零矢量 PWM 策略(No Zero-vector PWM, NZPWM)发展最早、最成熟<sup>[9]</sup>。文献[7]指出,共模电压的幅值与三相逆变器的开关状态有关,避免使用零电压矢量可以将共模电压的幅值从  $V_{DC}/2$  限制到  $V_{DC}/6$  ( $V_{DC}$  为直流母线电压)。NZPWM 策略就是通过这种思路,从源头上大幅度减小共模电压的幅值。

常见的 NZPWM 策略中仅等效零矢量脉宽调制(Active Zero-state PWM, AZPWM)中的 AZPWM1 和近端矢量脉宽调制(Near State PWM, NSPWM)有实际应用的可能<sup>[9]</sup>,但它们也存在不足:AZPWM1 的矢量作用时间若太短,不仅电机端会出现过电压<sup>[10]</sup>,共模电压还会有幅值为  $V_{DC}/2$  的死区尖峰;NSPWM 虽然没有死区尖峰,却只能适用于高调制

比场合。为了解决死区尖峰问题,文献[10,11]提出了限制 AZPWM1 矢量最短作用时间的方法,但该方法不能满足伏-秒平衡原理;文献[12]提出了将参考电压矢量  $V_{ref}$  分解到  $\alpha\beta 0$  平面的 3D-AZSPWM,文献[13]提出了采用合成矢量  $(V_i + V_{i+1})/2$  代替原有空间矢量  $V_i$  的虚拟空间矢量脉宽调制(Virtual Space Vectors PWM, VSVM),这两种方法中的矢量最短作用时间都大于死区时间,但都不适用于高调制比场合。为了解决部分调制策略不能全调制比适用的问题,文献[10,12]提出了不同调制比应用不同 PWM 策略的综合调制方案,但这样会增加控制的难度。文献[14]提出的三态脉宽调制(Tristate PWM, TSPWM)其实也是综合调制,其在高调制比区采用的三个相邻非零矢量合成  $V_{ref}$  的思想甚至比 NSPWM 还要早,然而该策略在低调制比区需要使用零矢量,并且限制的是共模电压的峰峰值而不是幅值。

纵观上述调制策略及改进方法,其性能各异的本质在于它们所选空间矢量及其作用时间的不同。在任意调制比下,其实完全可以找到一种无零矢量、满足伏-秒平衡原理、矢量作用时间大于死区时间、性能相对优异的矢量作用时间分配方法。本文借鉴随机 PWM 的思想<sup>[15]</sup>,提出一种由参数  $w$  直接分配各非零矢量作用时间的改进 PWM 策略—AZPWM $_w$ 。该策略对  $w$  的值进行寻优,可实现在全调制比

收稿日期: 2018-04-23  
基金项目: 国家自然科学基金项目(51477179)  
作者简介: 周 斌(1994-),男,江苏籍,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动;  
揭贵生(1976-),男,湖南籍,研究员,研究方向为电力电子及电热统一设计技术。

范围内消除共模电压死区尖峰,并改善了调制策略的谐波性能。

2 AZPWM\_w 策略

2.1 基本原理

AZPWM1 在每个扇区有 4 个空间矢量工作。当  $V_{\text{ref}}$  处于图 1 所示的扇区 I 时,参考电压矢量  $V_{\text{ref}}$  由  $V_1$ 、 $V_2$  和方向相反的  $V_3$ 、 $V_6$  共同合成。 $V_{\text{ref}}$  在  $\alpha\beta$  平面的矢量分解如图 2 所示。

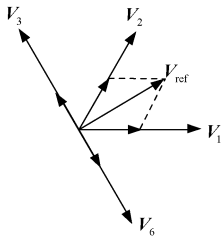


图 1 扇区 I 中参考电压矢量合成图

Fig. 1 Vector synthesis of reference voltage in sector I

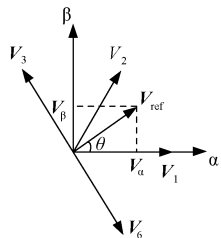


图 2  $V_{\text{ref}}$  在  $\alpha\beta$  平面矢量分解图

Fig. 2 Vector decomposition diagram of  $V_{\text{ref}}$  in  $\alpha\beta$  plane

根据伏-秒平衡原理,图 2 中 AZPWM1 的各空间矢量满足:

$$V_{\text{ref}}(\cos\theta + j\sin\theta)T_s = V_3T_3 + V_2T_2 + V_1T_1 + V_6T_6$$

(1)

式中, $\theta$  为  $V_{\text{ref}}$  的旋转角; $T_s$  为 PWM 周期; $T_k$  为矢量  $V_k$  的作用时间( $k=1,2,3,6$ )。令  $T_6=w$  就可以在 AZPWM1 的矢量作用时间表达式中引入参数  $w$ ,得到 AZPWM\_w 各矢量的作用时间表达式,如式(2)所示。

$$\begin{cases} T_3 = T_s - \frac{2\sqrt{3}}{\pi}T_sM\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - w \\ T_2 = \frac{6T_s}{\pi}M\sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) + 2w - T_s \\ T_1 = T_s - \frac{2\sqrt{3}}{\pi}T_sM\sin\theta - 2w \\ T_6 = w \end{cases} \quad 0 \leq w < T_s$$

(2)

$$M = \frac{\pi V_{\text{ref}}}{2V_{\text{DC}}} \tag{3}$$

式中, $M$  为调制比,其范围为  $0 \sim 0.906$ ;  $V_{\text{ref}}$  为参考电压矢量的幅值。当  $\theta$  位于扇区 II ~ VI 时,将实际的  $\theta$  值减去  $\pi/3$  的整数倍,使  $\theta-(i-1)\pi/3$  位于扇区 I 内, $i$  为扇区编号。

进一步还可发现文中提到的其他 NZPWM 策略的矢量作用时间表达式只是  $w$  取不同值时的特例,如表 1 所示。特别地,3D-AZSPWM 和 VSVM 中性能最优的 VSVM3,虽然两者采用的矢量合成规则不同,但表 1 的结果表明它们实质相同。下文将仅以 3D-AZSPWM 为例分析这两种策略的性能。

表 1 其他 NZPWM 策略对应的  $w$  取值

| Tab. 1 $w$ values of other NZPWM strategies |                    |   |
|---|--------------------|---|
| 调制策略  | 调制比范围              | $w$   |
| AZPWM1                                      | $0 \sim 0.906$     | $w = \frac{T_s}{2} - \frac{\sqrt{3}T_s}{\pi}M\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$ |
| NSPWM                                       | $0.604 \sim 0.906$ | $w = 0$   |
| 3D-AZSPWM                                   | $0 \sim 0.785$     | $w = \frac{T_s}{2} - \frac{2T_s}{\pi}M\sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right)$        |
| VSVM3                                       | $0 \sim 0.785$     | $w = \frac{T_s}{2} - \frac{2T_s}{\pi}M\sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right)$        |

引入参数  $w$  后,AZPWM\_w 策略可以直接根据  $w$  的值确定各矢量的作用时间,简单高效。其次,其他 NZPWM 策略的矢量作用时间表达式能够统一在式(2)下,这不仅实现了不同调制策略的归一化,还可以根据具体性能需求对参数进行寻优,矢量作用时间的分配方式也灵活多样。

2.2 参数寻优原则

确定  $w$  值时,首先保证各非零矢量的作用时间大于死区时间以消除共模电压的死区尖峰,再根据文献[16]中求磁通谐波畸变因数(Harmonic Distortion Factor,HDF)的方法(式(4)~式(6))寻找使 HDF 最小的  $w$  值,尽可能改善调制策略的谐波性能。

$$\lambda_{\text{hn}}(M,\theta,V_{\text{DC}}) = \frac{\pi}{V_{\text{DC}}T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} (\mathbf{V}_k - \mathbf{V}_{\text{ref}}) dt \tag{4}$$

式中, $\lambda_{\text{hn}}$  为任意 PWM 周期内谐波磁通矢量的标么值,该变量可以表征输出电压的波形质量<sup>[15]</sup>。

$$\lambda_{\text{hn-rms}}^2(M,\theta) = \int_0^1 \lambda_{\text{hn}}^2 d\delta \tag{5}$$

式中, $\delta$  为标么化的 PWM 周期; $\lambda_{\text{hn-rms}}^2$  为  $\lambda_{\text{hn}}$  的

PWM 周期平均值。

$$HDF(M) = \frac{288}{\pi^2} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \lambda_{ln-rms}^2 d\theta \tag{6}$$

式(6)将  $\lambda_{ln-rms}^2$  的调制波周期平均值乘以系数,最终得到  $HDF$ 。

$HDF$  可以衡量调制策略所用空间矢量以及矢量的作用序列和作用时间的不同对谐波性能的影响,与开关频率、直流侧电压、负载均无关,仅取决于  $M^{[2]}$ ,因此常被用作 PWM 策略的性能指标。

$HDF$  是从空间矢量的选择、矢量的作用序列和作用时间的角度分析它们对输出波形谐波性能的影响。实际中另一常用的谐波性能指标  $THD$  是直接分析输出波形的谐波性能,但它无法量化所用空间矢量、矢量的作用序列和作用时间在其中的影响。其实两者具有一致性,由文献[2]可知:在高载波比时, $HDF$  与  $THD$  呈正相关,如式(7)、式(8)所示。为简略计算过程,下文分析数据时直接利用 Simulink 中 FFT 分析工具的  $THD$  结果作为谐波畸变程度的指标。

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \tag{7}$$

$$HDF = 18 \left[ \frac{f_c/f_r}{\pi} \frac{M}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n/n)^2} \right]^2 \tag{8}$$

式中,  $V_1$ 、 $V_n$  分别为基波电压幅值和  $n$  次谐波电压幅值;  $f_c$ 、 $f_r$  分别为载波频率和调制波频率。

借助 MATLAB 求出相应  $M$  和  $\theta$  值下  $w$  的优化值,并得到 AZPWM\_w 与其他 NZPWM 改进策略的  $HDF$  结果,分别如图 3、图 4 所示。由图 3 可以发现,  $w$  在高调制比区 ( $M>0.6$ ) 的部分取值为 0,即此时的 AZPWM\_w 实际是 NSPWM。由图 4 可知,采用优化  $w$  值后的 AZPWM\_w 在大部分区域都比 3D-AZSPWM 和 NSPWM 拥有更小的  $HDF$ 。

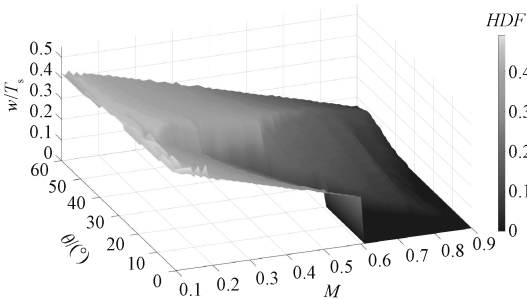


图 3  $w$  取值的三维示意图  
Fig. 3 3D diagram of  $w$  value

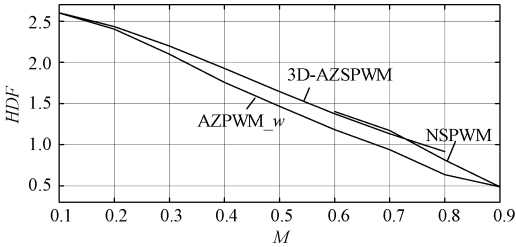


图 4 不同 NZPWM 策略的  $HDF$   
Fig. 4  $HDF$  of different NZPWM strategies

3 仿真分析

为了验证理论分析的正确性,在 Simulink 中对 AZPWM\_w 策略进行仿真,并直接利用工具箱中自带的 FFT 分析工具对输出波形进行分析。仿真采用开环控制,仿真参数:直流母线电压  $V_{DC}$  为 380V,负载电阻电感分别为 15Ω、50mH,载波频率  $f_c$  和调制波频率  $f_r$  分别为 2kHz、50Hz,死区时间为 5μs,仿真时长为 0.3s。

AZPWM\_w 驱动的三相逆变电路在  $M$  为 0.5 和 0.8 时的共模电压波形如图 5 所示。共模电压的幅值完全被限制在  $V_{DC}/6$ ,没有出现死区尖峰。

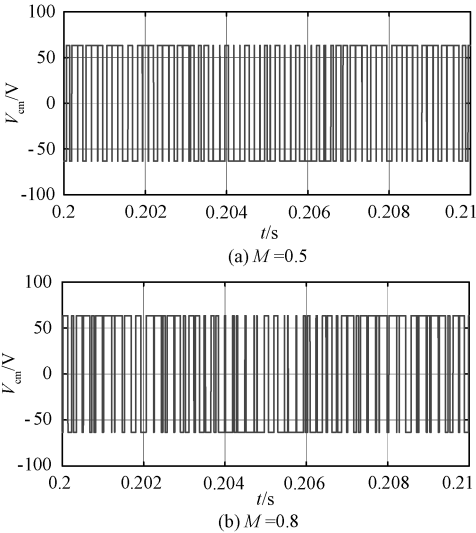


图 5 AZPWM\_w 的共模电压仿真波形  
Fig. 5 Common-mode voltage simulation waveform of AZPWM\_w

AZPWM\_w 和 3D-AZSPWM 在  $M=0.5$  时、AZPWM\_w 和 NSPWM 在  $M=0.8$  时的输出线电压 FFT 分析结果如图 6、图 7 所示,图 6 和图 7 中  $H_d$  表示谐波次数,  $A$  表示谐波幅值相对基波幅值的百分比。从图 6 和图 7 中可以看出, AZPWM\_w 与其他两种策略相比,不仅谐波总量有所减小,而且在开关频率

处的谐波峰值更小、谐波总体分布更分散。

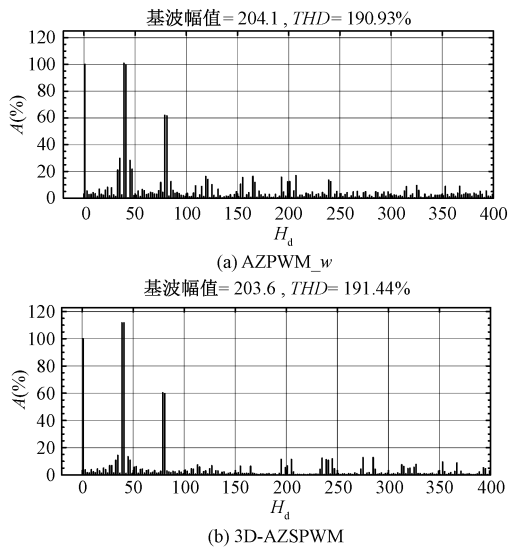


图 6  $M=0.5$  时仿真结果的 FFT 分析

Fig. 6 FFT analysis of simulation results at  $M=0.5$

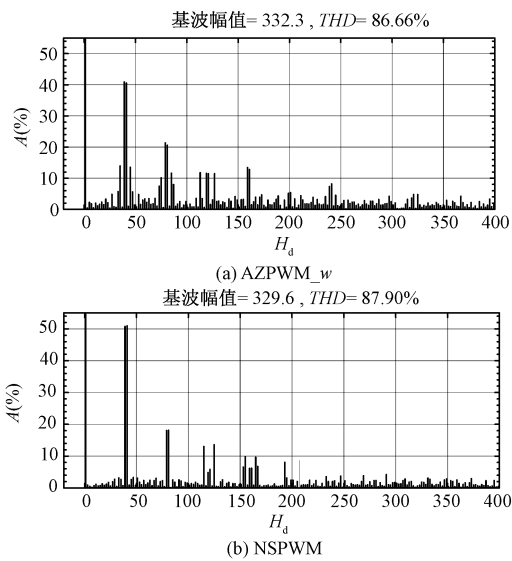


图 7  $M=0.8$  时仿真结果的 FFT 分析

Fig. 7 FFT analysis of simulation results at  $M=0.8$

4 实验验证

在 RT-Lab 实验平台上对仿真结果进行验证。实验平台如图 8 所示,控制器的 FPGA 芯片为 Altera 公司的 Cyclone 系列 EP1C12Q240I7N 型,示波器型号为 TEK-DPO2024B,主电路参数、运行工况均与仿真一致,实验结果如图 9、图 10 所示,输出线电压的 FFT 分析结果如图 11、图 12 所示。实验及分析结果显示,共模电压无死区尖峰;各策略的 THD 虽然比

仿真时有所增大,但谐波性能比较的结果与仿真时一致。



图 8 实验平台  
Fig. 8 Experimental platform

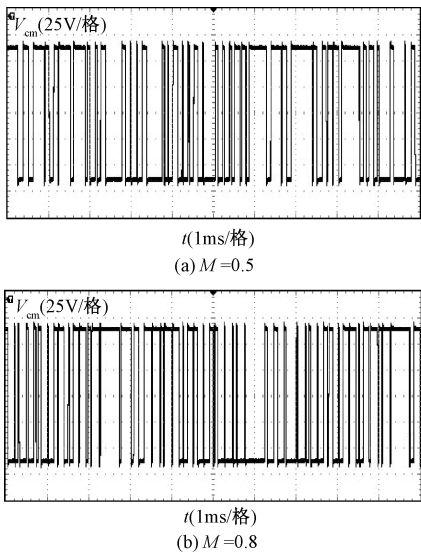


图 9 AZPWM\_w 的共模电压实验波形  
Fig. 9 Common-mode voltage experimental waveform of AZPWM\_w

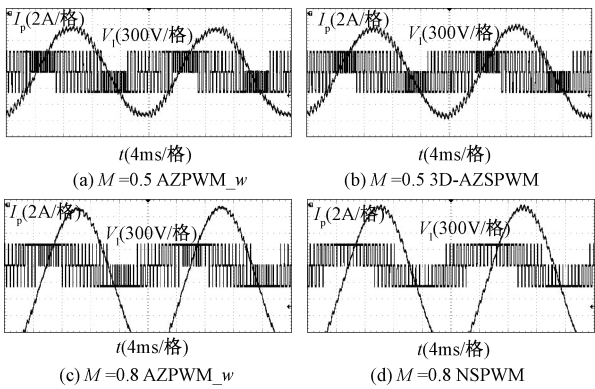


图 10 线电压、相电流实验波形  
Fig. 10 Experimental waveforms of line voltage and phase current



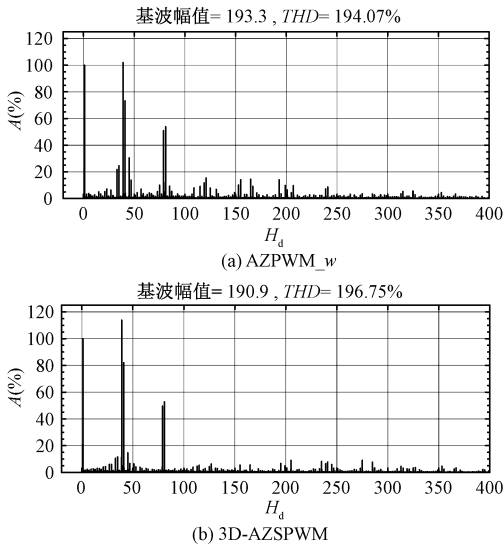


图 11  $M=0.5$  时实验结果的 FFT 分析

Fig. 11 FFT analysis of experimental results at  $M=0.5$

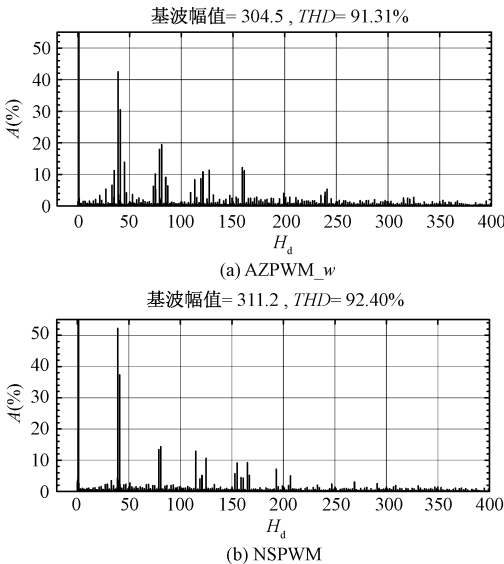


图 12  $M=0.8$  时实验结果的 FFT 分析

Fig. 12 FFT analysis of experimental results at  $M=0.8$

## 5 结论

本文提出了一种改进的无零矢量共模电压抑制 PWM 策略。该策略不依赖具体的矢量合成规则,直接根据参数  $w$  的值分配各非零矢量作用时间。通过对参数进行寻优,所提策略取得了 2 点改进:①可以在全调制比范围内解决共模电压死区尖峰问题;②与文中其他策略相比,谐波总量、开关频率处谐波峰值、谐波总体分布等谐波性能得到改善。Simulink 仿真及 RT-Lab 实验均验证了改进策略的正确性和有效性。

## 参考文献 (References):

[1] 陈坚 (Chen Jian). 电力电子学: 电力电子变换和控制技术 (Power electronics: power electronic transformation and control technology) [M]. 北京: 高等教育出版社 (Beijing: Higher Education Press), 2002.

[2] Grahame Holmes D, Lipo Thomas A. 电力电子变换器 PWM 技术原理与实践 (Pulse width modulation for power converters: principles and prictice) [M]. 北京: 人民邮电出版社 (Beijing: People's Post and Telecommunications Press), 2010.

[3] 孟进, 马伟明, 张磊, 等 (Meng Jin, Ma Weiming, Zhang Lei, et al.). 考虑 PWM 策略的逆变器共模和差模干扰源模型 (DM and CM EMI sources modeling for inverters considering the PWM strategies) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2007, 22 (12): 92-97.

[4] Adabi J, Zare F, Ledwich G, et al. Bearing damage analysis by calculation of capacitive coupling between inner and outer races of a ball bearing [A]. 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference [C]. Poznan, Poland, 2008. 903-907.

[5] 黄立培, 浦志勇 (Huang Lipei, Pu Zhiyong). 大容量 PWM 逆变器对交流电机的轴电压, 轴承电流的影响 (Effects of large capacity PWM inverter on AC motor bearing currents and shaft voltages) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2000, 19 (4): 39-43.

[6] 姜艳姝, 徐殿国, 陈希有, 等 (Jiang Yanshu, Xu Dianguo, Chen Xiyong, et al.). 一种新颖的用于消除 PWM 逆变器输出共模电压的有源滤波器 (A novel PWM inverter output active filter for common-mode voltage cancellation) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2002, 22 (10): 125-129.

[7] 姜艳姝, 刘宇, 徐殿国, 等 (Jiang Yanshu, Liu Yu, Xu Dianguo, et al.). PWM 变频器输出共模电压及其抑制技术的研究 (Research on common-mode voltage generated by a PWM inverter and its cancellation technology) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2005, 25 (9): 47-53.

[8] Julian A L, Oriti G, Lipo T A. Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14 (5): 982-989.

[9] Wu X, Tan G, Ye Z, et al. Optimized common-mode voltage reduction PWM for three-phase voltage-source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,

- 2016, 31 (4): 2959-2969.
- [10] Hava A M, Ün E. A high-performance PWM algorithm for common-mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (7): 1998-2008.
- [11] 陆海峰, 瞿文龙, 张星, 等 (Lu Haifeng, Qu Wenlong, Zhang Xing, et al.). 抑制共模电压的不对称 NZPWM 技术 (Asymmetrical NZPWM technique for reducing the common-mode voltage) [J]. 清华大学学报 (自然科学版) (Journal of Tsinghua University (Natural Science Edition)), 2007, 47 (7): 1122-1125, 1129.
- [12] Liu F, Zhao Z, Lu T, et al. A combined PWM algorithm to eliminate spikes of common mode voltages [A]. 2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific) [C]. 2014. 1-6.
- [13] Tian K, Wang J, Wu B, et al. A virtual space vector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (1): 839-848.
- [14] Lu Haifeng, Qu Wenlong, Cheng Xiaomeng, et al. A novel PWM technique with two-phase modulation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (6): 2403-2409.
- [15] 胡仙 (Hu Xian). 随机 SVPWM 的算法研究 (Study on the algorithm of random SVPWM) [D]. 武汉: 华中科技大学 (Wuhan: Huazhong University of Science & Technology), 2011.
- [16] Hava A M, Kerkman R J, Lipo T A. Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14 (1): 49-61.

## An improved no zero-vector PWM strategy for common-mode voltages reduction

ZHOU Bin, JIE Gui-sheng, LIU Zhen-tian, YANG Xi-dang

(National Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System,  
Naval University of Engineering, Wuhan 430000, China)

**Abstract:** In this paper, an improved common-mode voltages (CMV) reduction PWM strategy, called AZPWM- $w$  strategy, which directly allocates the action time of nonzero voltage vector by parameter  $w$ , is proposed. The principle of determining the value of  $w$  is as follows: firstly, that the action time of each nonzero vector is longer than the dead time is ensured; secondly, based on the output waveform performance index HDF, the parameter  $w$  is optimized. The simulation and experimental results show that the proposed strategy can solve the dead-time peak problem in the range of full modulation ratio, and the harmonic performance is better compared with other improved strategies.

**Key words:** common-mode voltages (CMV); no zero-vector PWM (NZPWM) strategy; parameter optimization; dead-time peak; harmonic performance