

# 脉冲幅度调制逆变器谐波抑制的分析与仿真

姜晓亮, 孙频东

(南京师范大学 电气与自动化工程学院, 江苏 南京 210042)

[摘要] 脉冲幅度调制(PAM)逆变器具有开关损耗低、控制简单、效率高等优点,并且在谐波抑制的效果上,并不逊色于PWM方法.在分析脉冲幅度调制原理的基础上,从缩小脉冲宽度、移相控制及两者结合这三个方面探讨了谐波抑制的效果,最后使用电力电子专用仿真软件PSM6.0对PAM逆变器谐波的抑制方法进行仿真研究.分析和仿真结果可以为PAM逆变器的设计提供参考依据.

[关键词] 脉冲幅度调制, 逆变器, 谐波抑制, PSM

[中图分类号] TP395 [文献标识码] A [文章编号] 1672-1292(2010)02-0006-06

## Analysis and Simulation of Harmonic Suppression for PAM Inverter

Jiang Xiaoliang Sun Pindong

(School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

**Abstract** Pulse Amplitude Modulation (PAM) inverter has the features of low switching loss, simple control, high efficiency and good performance on harmonic suppression compared to PWM. In this paper, basic theory of PAM was analyzed, and then the performance of harmonic suppression by reduction of pulse width, phase shift control and their combination was discussed. Finally, PSM 6.0 was used to do simulation research on harmonic suppression of PAM inverter. The results of analysis and simulation can be treated as references for PAM inverter design.

**Key words** pulse amplitude modulation, inverter, harmonic suppression, PSM

脉冲调制方式是减少逆变器输出电压中所含低次谐波成分的有效方法,同时又具有调整输出频率和输出电压的功能,因此在电气工程及电力工业领域得到了广泛的发展和应用.到目前为止,脉冲调制方式主要有脉冲幅度调制(PAM)、脉冲宽度调制(PWM)、脉冲频率调制(PFM)3种.其中前两种调制方式使用较多,特别是PWM方式,以其良好的变压变频特性和谐波抑制效果在变流系统控制、电机控制及其他电气工业领域受到普遍重视.但是PWM系统在结构、控制、操作、调试和维护方面都相对比较复杂和困难,加上PWM方法实施过程中一些措施的影响,如死区时间的存在会使变频器不能完全精确地复现PWM控制信号的理想波形,不能精确地实现控制目标,或产生更多谐波并造成输出转矩脉动,或使电流、磁链跟踪性能变差,这些因素都使得PWM方式在某些应用场合不能得到令人满意的控制效果.而作为受关注程度远不如PWM方式的PAM方式,则具有开关损耗低、控制简单、系统效率高等特点;同时,PAM方式能够以较低的开关频率达到与PWM方式相近的谐波消除效果,这也是PAM方式的一个显著优点.近十年来,在电力电子与电机控制领域,PAM技术得到了一定的研究与应用.文献[1-3]研究了基于PAM逆变器的异步电机系统及其矢量控制和解耦控制.而无刷直流电机的PAM控制技术也得到了较多的研究<sup>[4-6]</sup>,研究表明,PAM方式控制的无刷直流电机系统具有更高的整体效率.在多电平变换器技术中,PAM方式的谐波抑制效果接近PWM方式<sup>[7-8]</sup>.文献[9]提出了一种PAM/PWM混合调制技术,成功地减小了逆变器直流侧电容电流的脉动,降低了电容的功耗和定额,延长了电容的使用寿命.因此,PAM逆变器是一个很值得研究的方向,而研究如何降低其输出电压中的谐波含量也具有重大的现实意义.本文在分析脉冲幅度调制原理的基础上,对PAM逆变器的谐波抑制进行仿真分析,能够为逆变器的设计与控制提供相关参考和依据.

收稿日期: 2010-01-10  
通讯联系人: 孙频东,副教授,研究方向: 电力电子与电力传动. E-mail: sunpindong@njnu.edu.cn

1 脉冲幅度调制逆变器

脉冲幅度调制的基本思路是用阶梯状脉冲电压来近似正弦波电压,以除去逆变器输出电压波形的谐波成分.图 1 为脉冲幅度调制原理的示意图,在时间  $\Delta T$  中,通过调整脉冲电压的幅值  $V_n$  使得脉冲面积同正弦波所占面积相等.在这种调制方式中,脉冲宽度  $\Delta T$  越小,阶梯状的脉冲电压同正弦波越接近.

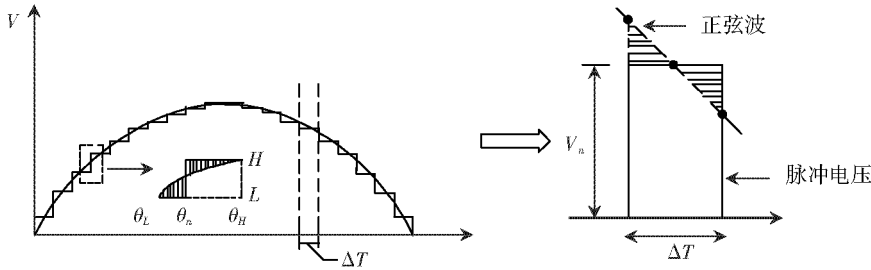


图 1 脉冲幅度调制原理示意图  
Fig.1 Principle of pulse amplitude modulation

根据图 1 中细部,假设对应开关角  $\theta$  的前后两个电平值分别为  $L$ 、 $H$ ,遵循面积相等原则<sup>[10]</sup>,可以对开关角  $\theta$  进行计算:

$$\int_{\theta_L}^{\theta_H} (\sin\theta - L) d\theta = \int_n (H - \sin\theta) d\theta, \tag{1}$$

$$L = \sin\theta_L, \quad H = \sin\theta_H. \tag{2}$$

根据 (1)、(2), 进行计算整理得:

$$\theta_n = (n\theta_{n/N} - (n-1)\theta_{(n-1)/N}) + N(\cos\theta_{n/N} - \cos\theta_{(n-1)/N}), \tag{3}$$

其中,  $N$  为四分之一周期内的电平数;  $\theta_{(n-1)/N}$  和  $\theta_{n/N}$  分别表示求取第  $n$  个开关角所需的前后两个角度;  $L = (n-1)N; H = nN$ .

由于电压型逆变器自身不具有调整输出电压幅值的功能,所以不能采用 PAM 方式.为了实现 PAM 逆变器,必需使得直流母线电压幅值可调.在直流电源与电压型逆变器之间加入直流斩波器是一种可行的方案,如图 2 所示.通过使用直流斩波器,逆变器的输入电压可以进行无级连续调节. PAM 方式下,逆变部分开关频率降低,减小了开关损耗,开关器件所承受的电压电流应力也大大减小,这些都有助于装置效率的提高.缺点是需要在输入侧加入直流斩波器,功率变换级数增加,并且需要对斩波器输出电压进行精确控制.

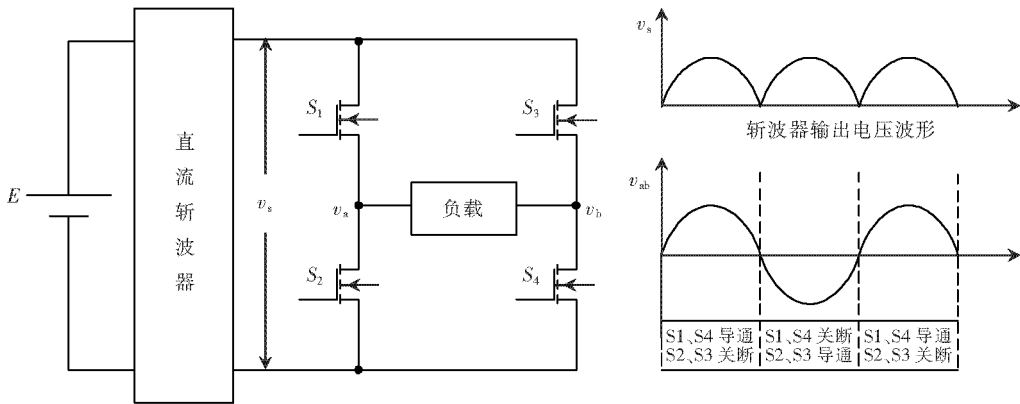


图 2 带直流斩波器的电压型逆变器及其输出电压波形  
Fig.2 Voltage source inverter with DC chopper and its output voltage waveform

2 谐波抑制分析

传统两电平电压型逆变器输出电压是脉宽为  $\pi$  的交变方波,如图 3 所示.由于波形具有奇函数和半波对称性质,因此将其进行傅里叶分解后,只存在正弦项,并且只含有奇次谐波.分解结果如下所示,其中假

设直流侧电压为  $E$ .

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \quad n = 1, 3, 5, \dots,$$

(4)

$$U_o = \frac{4E}{\pi} \left( \sin\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right).$$

(5)

从上式看出, 输出电压中含有丰富的 3 次、5 次等低次谐波. 这些谐波由于次数低, 幅值大, 从而导致负载功率因数降低, 滤波器体积增加; 而滤波器中电容电感值的增大又使系统动态特性变差. 总之, 低次谐波的存在使整个逆变器的损耗、体积、重量增加, 效率下降. 采用 PWM 方式能够有效地抑制逆变器输出电压中的低次谐波, 而从 PAM 方式的角度来说, 谐波抑制的方法主要有缩小脉冲宽度、移相控制及两者结合.

2.1 缩小脉冲宽度

控制图 2 逆变器中  $S_1$ 、 $S_4$  和  $S_2$ 、 $S_3$  驱动信号的产生时刻, 使每组开关在半周期内导通  $(\pi - \beta)$  角度, 得到宽度缩小后的准矩形波脉冲, 如图 4 所示. 波形仍然具有奇函数和半波对称性质, 对其进行傅里叶分解:

$$b'_n = \frac{4E}{m\pi} \cos \frac{m\beta}{2}, \quad m = 1, 3, 5, \dots$$

(6)

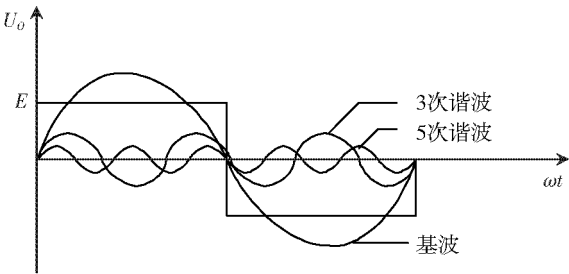


图 3 两电平电压型逆变器输出电压  
Fig.3 Output voltage of 2-level VSI

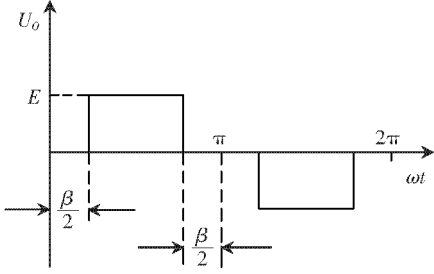


图 4 导通角为  $(\pi - \beta)$  的脉冲  
Fig.4 Pulses with conduction angle of  $(\pi - \beta)$

公式 (4)、(6) 式得到准矩形波脉冲与方波脉冲的幅值之比  $K_1$ :

$$K_1 = \frac{b'_n}{b_n} = \cos \frac{m\beta}{2}, \quad m = 1, 3, 5, \dots$$

(7)

如公式 (7) 式所示,  $K_1$  反映了脉冲宽度缩小  $\beta$  后, 输出电压基波及各次谐波幅值的衰减程度. 因此, 合理选择  $\beta$  就可以对各次谐波进行不同程度的抑制, 当然, 这种方法是牺牲基波幅值为代价的.

2.2 移相控制

若将多个独立逆变单元的输出经串联叠加后供给负载, 如图 5 所示. 而每个单元的输出电压之间有固定的相位差, 这样也可以消除某些谐波, 提高输出电压波形质量. 假设每个单元输出电压为  $U_1$ 、 $U_2$ 、... $U_i$ , 幅值均为  $E$ , 相位依次相差  $\alpha$ , 则负载电压  $U_o$  为:  $U_o = U_1 + U_2 + \dots + U_i$ .

由于每个单元输出电压幅值相同, 只是存在固定相位差, 经傅里叶分解以后, 基波与各次谐波都是严格的正弦波, 因此可将基波和各次谐波进行矢量运算. 基波矢量合成的过程如图 6 所示, 选取  $U_1$ 、 $U_2$ 、 $U_3$  为例, 其中  $O$  为电压矢量多边形外接圆的圆心,  $R$  为半径.

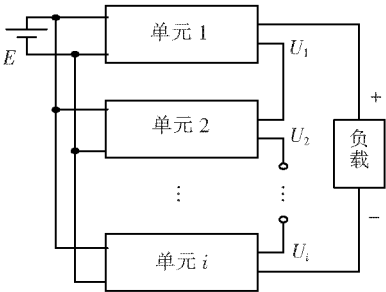


图 5 单元级联型逆变器  
Fig.5 Cell cascaded inverter

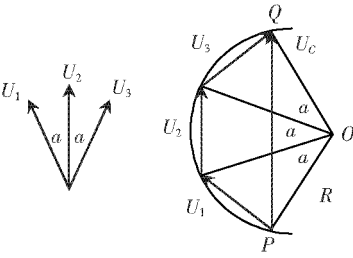


图 6 电压矢量合成示意图  
Fig.6 Synthesis of voltage vector

由图 6 知, 每个单元输出电压的有效值  $U_0$  及矢量合成以后基波有效值  $U_c$  分别为:

$$U_0 = 2R \sin \frac{\alpha}{2}, \quad (8)$$

$$U_c = PQ = 2R \sin \frac{i\alpha}{2}. \quad (9)$$

当各单元输出电压同相时, 合成基波电压为  $iU_0$ , 再根据 (8)、(9) 式得到移相后输出基波电压与未移相时输出基波电压的比值  $K_{21}: K_{21} = \frac{U_c}{iU_0} = \frac{\sin(i\alpha/2)}{i\sin(\alpha/2)}$ .

同理可以推广到输出电压中的各次谐波, 由于各次谐波的相位差为  $i\alpha$ , 因此移相后输出电压与未移相时输出电压的比值  $K_2$ , 其中  $\lambda$  为谐波次数,  $K_2$  反映了  $i$  个幅值相同, 相位差为  $\alpha$  的输出电压串联合成以后, 幅值的衰减程度, 从而负载电压可以表示为 (10) 式. 合理选择逆变单元个数  $i$  及相位差  $\alpha$  就能够达到相应的谐波抑制效果.

$$K_2 = \frac{\sin(m i\alpha/2)}{i\sin(m\alpha/2)}, \quad m = 1, 3, 5, \dots,$$

$$U_0 = \frac{4E}{\pi} (K_{21} \sin \omega t + K_{23} \sin 3\omega t + \dots + K_{2m} \sin m\omega t). \quad (10)$$

### 2.3 缩小脉冲宽度及移相

在移相控制的基础上, 控制每个逆变单元中两组开关器件的导通角度, 使得半周期中脉冲宽度得以缩小, 这样就将缩小脉宽与移相控制结合起来. 以 2 个逆变单元为例, 如图 7 所示,  $U_1$ 、 $U_2$  分别为每个单元的输出电压,  $\alpha$ 、 $\beta$  分别为相位偏移的角度和脉宽缩小的角度. 两者叠加以后形成一个 10 阶梯波, 十分接近正弦波. 各次谐波的总衰减程度定义为  $K$ :

$$K = K_1 K_2 = \frac{\sin(m i\alpha/2)}{i\sin(m\alpha/2)} \cdot \cos \frac{m\beta}{2}, \quad (11)$$

式中, 各参数的定义如前所述. 因此, 在设计 PAM 逆变器时, 合理地选择 (11) 式中的各个参数, 就能满足具体的谐波抑制要求.

从上述分析可以看出, 采用缩小脉冲宽度、移相控制或两者结合的方法都可以取得较好的谐波抑制效果. 但是, 3 种方法都在不同程度上削减了基波幅值. 为了提高 PAM 逆变器的直流电压利用率, 一种行之有效的思路是对前级直流斩波器进行 PWM 控制, 选取特殊的调制波信号对斩波器中的开关器件进行调制, 可将直流电压利用率提高约 17%<sup>[11]</sup>.

## 3 仿真实验

使用电力电子专用仿真软件 PSM 6.0 分别对缩小脉冲宽度、移相控制及两者结合后的谐波抑制情况进行仿真研究. PSM 仿真软件采用梯形法数值积分方法和理想器件模型, 具有较高的仿真精度和速度. 对单相 H 桥逆变器进行仿真, 仿真参数为直流侧电压 100V, 负载 100  $\Omega$ , 开关频率 1 kHz, 开关器件通态压降设置为 0.

图 8 为传统的两电平电压型逆变器的输出电压及谐波分布, 可以看出, 输出电压中含有 3、5、7 次等低次谐波, 且幅值较大. 图 9 为脉宽缩小  $\pi/3$  后, 逆变器输出电压波形及谐波分布, 其中 3 次及其倍数次谐波都衰减为 0, 5 次、7 次谐波均衰减了约 14%, 但同时基波也衰减了约 14%. 图 10 为两个相位差为  $\pi/3$  的逆变单元输出电压串联合成之后的电压波形及其谐波分布, 其中 3 次及其倍数次谐波都衰减为 0, 其他次数的谐波也都有较大程度的衰减. 图 11 为脉宽缩小  $\pi/3$  及移相  $\pi/5$  后输出电压波形及其谐波分布, 其中 3 次、5 次谐波都衰减为 0, 最低的 7 次谐波也衰减了近 49%, 基波衰减了 17%. 由此可见, 合理地选择 (11) 式中的各参数可以对某些谐波进行很好的抑制.

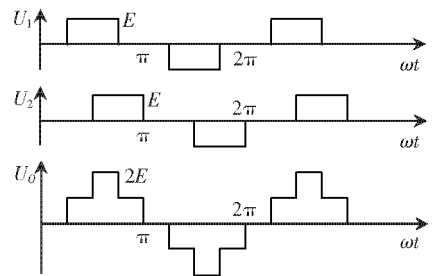


图 7 缩小脉宽与移相结合形成的 10 阶梯波  
Fig.7 10 stages stair waveform derived from combination of pulse width reduction and phase shift

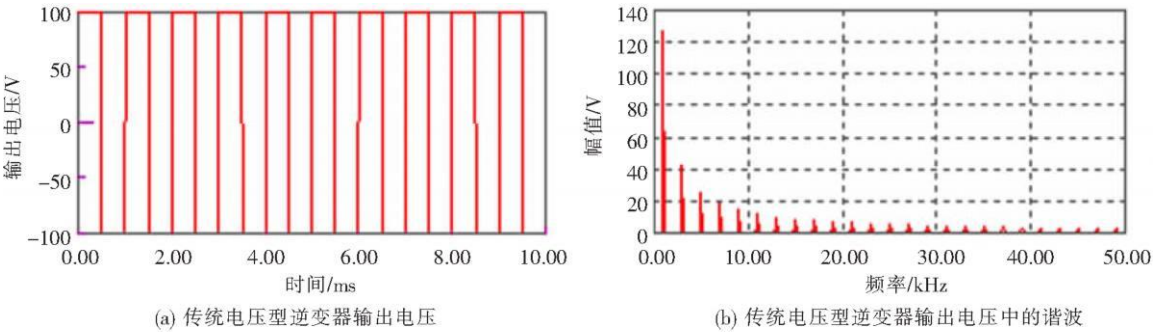


图 8 两电平电压型逆变器输出电压及其谐波分布

Fig.8 Output voltage of 2-level VSI and harmonic spectrum

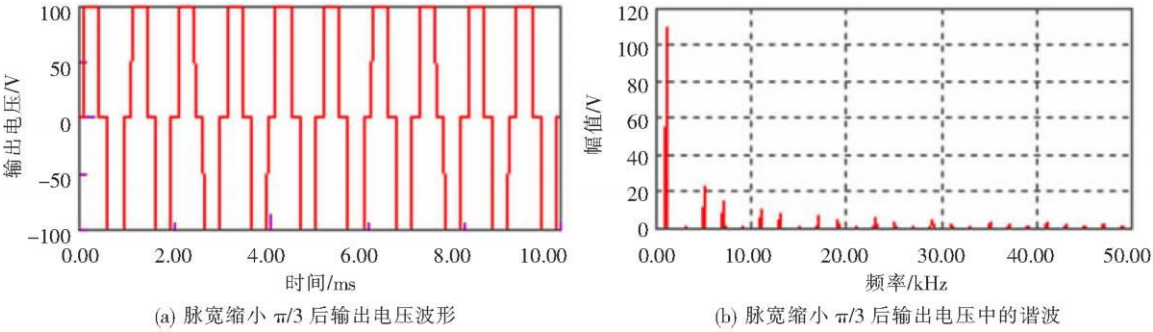


图 9 脉宽缩小  $\pi/3$  后逆变器输出电压波形及其谐波分布

Fig.9 Output voltage of VSI with  $\pi/3$  reduction of pulse width and harmonic spectrum

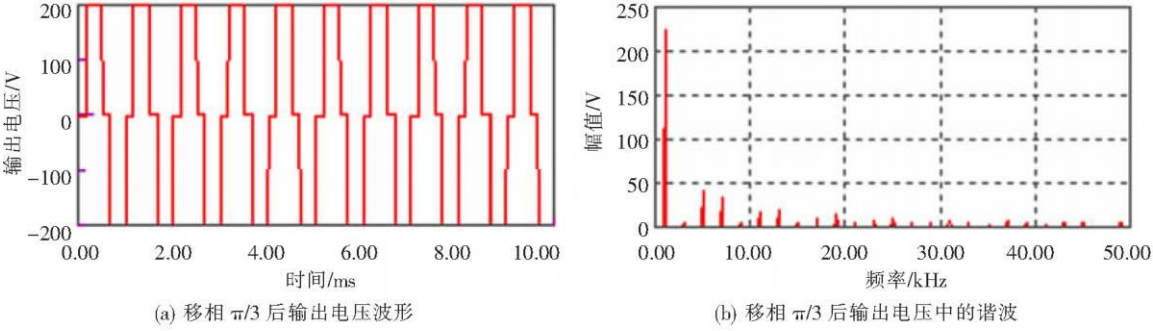


图 10 移相  $\pi/3$  后逆变器输出电压波形及其谐波分布

Fig.10 Output voltage of VSI with  $\pi/3$  phase shift and harmonic spectrum

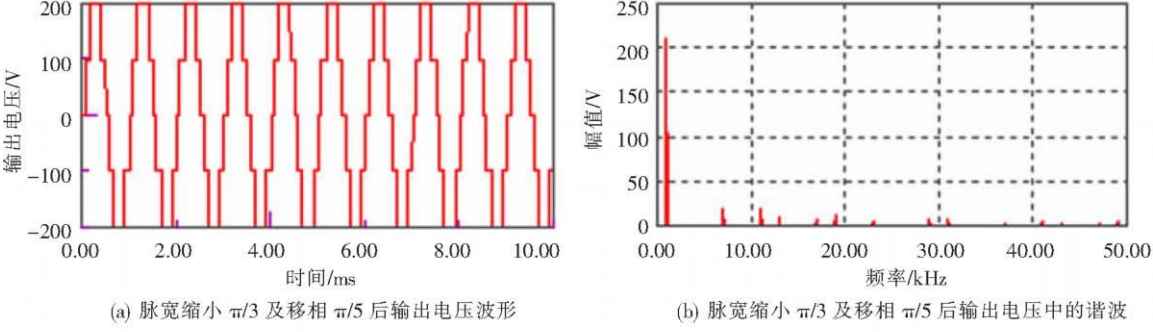


图 11 脉宽缩小  $\pi/3$  及移相  $\pi/5$  后输出电压波形及其谐波分布

Fig.11 Output voltage of VSI with  $\pi/3$  reduction of pulse width as well as  $\pi/5$  phase shift and harmonic spectrum

4 结论

脉冲幅度调制逆变器凭借控制简单、系统效率高、开关损耗低及出色的谐波抑制效果等特点在电机控制、多电平变换器控制等领域得到一定的研究和应用,并表现出良好的控制性能.本文在阐述了脉冲幅度

调制原理的基础上, 分析了脉冲幅度调制逆变器谐波抑制的主要方法, 运用 PSM 6.0 对分析结果进行了仿真实验, 仿真结果验证了理论分析的正确性, 并为脉冲幅度调制逆变器设计提供了相关参考依据。

### [参考文献] (References)

- [1] K inoto K, Kaneko Y, Hashimoto K, et al. Decoupling control of an induction motor operated with a PAM inverter[C] // IEEE PESC' 88 Kyoto IEEE, 1988: 1091-1098.
- [2] Taniguchi K, Okumura A. A PAM inverter system for vector control of induction motor[C] // IEEE Power Conversion Conference Yokohama IEEE, 1993: 478-483.
- [3] Taniguchi K, Kinura N, Takeda Y, et al. A novel PAM inverter system for induction motor drive[C] // IEEE Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems Marina IEEE, 1995: 129-134.
- [4] Kyeong Hwa K in, Myung Joong Youn. Performance comparison of PWM inverter and variable DC link inverter schemes for high-speed sensorless control of BLDC motor[J]. IET Electronics Letters 2002, 38(21): 1294-1295.
- [5] Yen Shin Lai, Ko Yen Lee, Jing Hong Tseng, et al. Efficiency comparison of PWM-controlled and PAM-controlled sensorless BLDCM drives for refrigerator applications[C] // IEEE Industry Applications Conference New Orleans IEEE, 2007: 268-273.
- [6] Wu V, Zhou G F, Ying J P. Line adaptive PAM&PWM drive for BLDCM[C] // IEEE IPESC' 2004 Xi'an IEEE, 2004: 1263-1267.
- [7] Tsujishima S, Ishida T, Matsue K, et al. PWM&PAM control strategy for five-level double converter[C] // IEEE IPESC' 2004 Xi'an IEEE, 2004: 810-815.
- [8] 王锋, 张森. 混合型级联多电平逆变器的 PAM 调制和 PWM 调制[J]. 通信电源技术, 2008, 25(2): 31-32.  
Wang Feng, Zhang Miao. The PAM and PWM modulation of hybrid cascaded multilevel inverter[J]. Telecom Power Technologies 2008, 25(2): 31-32 (in Chinese).
- [9] Kieferndorf F D, Forster M, Lipo T A. Reduction of DC-bus capacitor ripple current with PAM/PWM converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications 2004, 40(2): 607-614.
- [10] Han B, Baek S, Kim H, et al. Dynamic characteristic analysis of SSSC based on multibridge inverter[J]. IEEE Transactions on Power Delivery 2002, 17(2): 623-629.
- [11] Taniguchi K, Sodeyama T, Morizane T, et al. Novel strategy for soft-switching PAM inverter system[C] // IEEE Power Conversion Conference Osaka IEEE, 2002: 1267-1272.

[责任编辑: 刘 健]