

三电平变频调速系统 SVPWM 和 SHEPWM 混合调制方法的研究

张永昌, 赵争鸣, 张颖超, 张海涛, 袁立强, 白 华
(清华大学电机系电力系统国家重点实验室, 北京市 海淀区 100084)

Study on a Hybrid Method of SVPWM and SHEPWM Applied to Three-level Adjustable Speed Drive System

ZHANG Yong-chang, ZHAO Zheng-ming, ZHANG Ying-chao, ZHANG Hai-tao, YUAN Li-qiang, BAI Hua
(State Key Lab of Power Systems, Tsinghua University, Haidian District, Beijing 100084, China)

ABSTRACT: Three-level NPC inverter has been widely applied and investigated in high voltage high power adjustable speed drive systems. A novel hybrid PWM method is proposed, which uses asynchronous SVPWM at low frequency and SHEPWM at high frequency, thus in the whole output frequency range the low order harmonic is suppressed effectively and high quality output waveforms are obtained. One of the key problems of hybrid PWM is that when switching between SVPWM and SHEPWM, there may be voltage jumping even oscillation. This paper studies the cause of jumping and gives the corresponding solution, which assures the smooth switching between SVPWM and SHEPWM. The proposed PWM method is simulated with PSIM software and experimentally verified through the three-level NPC inverter ASD systems. Simulation and experimental results prove that the hybrid PWM has high quality of output waveforms both in low and high frequency, and the switching between SVPWM and SHEPWM is smooth.

KEY WORDS: Three-level inverter; space vector pulse width modulation; selective harmonic elimination pulse width modulation; adjustable speed drive

摘要: 三电平中点钳位逆变器在高压大容量变频调速中得到了广泛的研究和应用。该文在三电平高压变频器中同时应用 SVPWM 和 SHEPWM, 即低频时采用异步 SVPWM, 高频时采用 SHEPWM, 避免了高频时 SVPWM 谐波特性变差和 SHEPWM 在低频时存储量大的缺点, 充分发挥了二者的优点, 使变频器在整个工作范围内都可以有效抑制低次谐波, 得到较好的输出波形。混合调制的难点在于衔接问题, 文中分析了影响二者之间平滑切换的原因并提出了具体的解决方法, 保证了切换过程中电压和电流没有跳变。采用 PSIM 软件对三电平 SVPWM 和 SHEPWM 进行了仿真研究, 并在

实际三电平变频器控制平台上进行了实验。仿真和实验结果证实了该文的混合调制方法在低频和高频都有较好的谐波特性, 二者间的平滑过渡保证了混合调制的实用性, 并已用于实际三电平变频器之中。

关键词: 三电平逆变器; 空间矢量脉宽调制; 特定消谐脉宽调制; 变频调速

0 引言

多电平变换器由于可以用低耐压器件实现高压大容量, 输出波形质量高和较小的 dv/dt 和 EMI, 在实际高压大功率场合得到了广泛的研究和应用^[1-3]。其中二极管中点钳位三电平逆变器由于结构简单, 器件数量少, 在实际中应用较多。目前应用于三电平 NPC 逆变器的 PWM 调制方法主要有正弦 PWM (SPWM), 空间矢量 PWM (SVPWM) 和特定消谐 PWM (selective harmonic elimination PWM)。SPWM 物理概念清晰, 其主要缺点是电压利用率低, 通过在调制波中注入零序分量 (通常是三次谐波), 可以提高直流母线电压利用率, 但实现较为复杂^[4-5]。SVPWM 将逆变器和电机看成一个整体, 易于实现数字化控制, 具有转矩脉动小, 噪声低和电压利用率高等优点, 目前被广泛用于变频调速中, 但采用异步调制在高频时由于载波比变小, 谐波特性变差。SVPWM 可以看成是在通常的 SPWM 调制波中注入特定零序分量, 二者在本质上是一致的, 很多学者从两电平乃至多电平对此进行了探讨^[6-9], 可以认为 SPWM 和 SVPWM 属于同一类 PWM。特定消谐 PWM (SHEPWM) 则属于优化 PWM^[10-12], 通过优化开关时刻, 可以用较少的开关次数得到较好

的谐波特性。其主要优点是：在同样的开关次数下，输出波形质量高，转矩和电流脉动小；降低了对滤波器的要求，可以减小滤波器体积；在同样的波形质量下，开关次数低，损耗小，尤其适合采用 GTO 和 IGCT 等对开关频率有限制的高压大功率场合；直流母线电压利用率高。缺点是开关角度固定，需要离线计算，难以在线实现，控制不够灵活，尤其是低频时由于开关角度较多，对存储量要求较高。

基于 3 种 PWM 调制方式的优缺点，本文提出了一种应用于三电平 NPC 逆变器的混合调制方法：在低频时采用异步 SVPWM 调制，由于载波比较高，可以有效抑制谐波，减小电流和转矩脉动，而且由于三电平 NPC 逆变器中存在冗余空间矢量，控制灵活，便于考虑中点平衡和最小脉宽等问题，容易针对起动施加额外的算法如预励磁控制^[13]等等；在高频时采用特定消谐 PWM，可以大大改善波形质量，而且由于需要消除的谐波次数较少，对存储量的要求较低，实现相对容易。混合调制可以在整个频率范围内都有较好的谐波特性，其主要难点在于要保证不同 PWM 调制方法之间切换时的平滑过渡，否则电压可能会发生突变甚至振荡。本文分析了影响 SVPWM 和 SHEPWM 平滑切换的原因，并提出了具体的解决方法。通过 PSIM 软件对 SVPWM 和 SHEPWM 进行仿真研究，并在实际三电平变频器平台上进行了实验验证。

1 三电平 SVPWM 与 SHEPWM 混合调制

1.1 三电平 SVPWM 方法

本文在低频段(<45Hz)时采用 SVPWM。在三电平 NPC 逆变器中存在大量冗余矢量，见图 1。不同的矢量选择对应不同的 PWM 方案，本文采用目前用的较多的一种方案，即把一个大扇区分成 6 个小扇区，矢量合成采用 7 段式输出，所有输出矢量序列的首发矢量采用正小矢量或负小矢量，这样保证了在不同扇区切换时线电压和相电压都没有跳变。

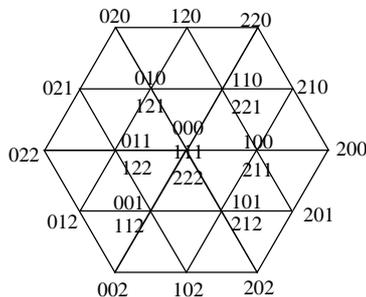


图 1 三电平空间矢量图
Fig. 1 Space vector of three-level inverter

以图 2 为例，参考矢量落入编号为 2 的小扇区中。由空间矢量合成原理，可得在一个开关周期 T_s 内有^[14]

$$U_1 t_a + U_2 t_b + U_3 t_c = U^* T_s \quad (1)$$

$$t_a + t_b + t_c = T_s \quad (2)$$

其中： $U_1 = \frac{1}{2}, U_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} e^{j\frac{\pi}{6}}, U_3 = \frac{1}{2} e^{j\frac{\pi}{3}}, U^* = U e^{jq}$ 。

求得

$$\begin{cases} t_a = (1 - 2m \sin q) \cdot T_s \\ t_b = [2m \sin(q + \pi/3) - 1] \cdot T_s \\ t_c = [2m \sin(q - \pi/3) + 1] \cdot T_s \end{cases} \quad (3)$$

其中 $m = 2U / \sqrt{3} (0 \leq m \leq 1)$ 为调制比，其物理含义是线电压基波幅值和直流母线电压之比。在第一大扇区各个小扇区内的矢量输出如表 1 所示。参考矢量落入其他扇区时各个矢量的合成时间及作用次序可类似得出，不再列出。

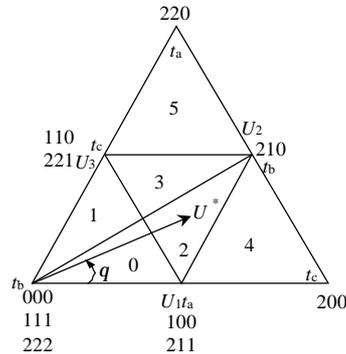


图 2 三电平第一扇区空间矢量合成图
Fig. 2 Vector synthesis of three-inverter in sector one

表 1 三电平第一扇区的矢量输出顺序

Tab. 1 Output sequence of vectors in sector one

扇区号	矢量输出序列
0	211-111-110-100-110-111-211
1	221-211-111-110-111-211-221
2	211-210-110-100-110-210-211
3	221-211-210-110-210-211-221
4	211-210-200-100-200-210-211
5	221-220-210-110-210-220-221

1.2 三电平 SHEPWM 方法

SHEPWM 的基本原理是通过 N 个开关角度的选择，可以消掉 $N-1$ 个谐波。由于三次谐波在线电压中互相抵消，消谐主要是针对相电压中非 3 的整数倍的奇次谐波。输出波形具有半波和 1/4 波对称性，只含有奇数次正弦波。图 3 所示为三电平 SHEPWM 的相电压波形。

其相电压展开成傅里叶级数为

$$U_A = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \quad (4)$$

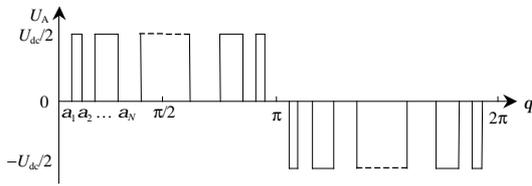


图3 三电平 SHEPWM 相电压波形

Fig. 3 Phase voltage of SHEPWM in three-level inverter
其中 $b_n=0$, 所有 n

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \cdot \frac{U_{dc}}{2} \cdot \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos na_k, \quad n \text{ 为奇数由式}$$

(3)中调制比的定义知 $m = \sqrt{3}a_1/U_{dc}$, 以 $U_{dc}/2$ 为基值进行标么化, 可得如下方程, 其中 a_k 为标么值。

$$\begin{cases} a_1 = 2m/\sqrt{3} \\ a_n = 0, (n = 5, 7, 11 \dots) \end{cases} \quad (5)$$

N 为奇数时, n 最大可以取到 $3N-2$; N 为偶数时, n 最大可以取到 $3N-1$ 。

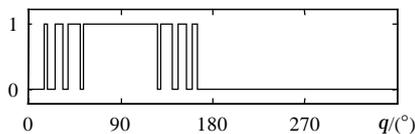
SHEPWM 开关角度方程组的求解是 1 个难点, 通常可以采用牛顿-拉夫逊方法进行迭代求解, 但其对初值要求比较严格。为了扩大收敛范围, 可以采用同伦算法得到 1 组初始解, 再用牛顿-拉夫逊方法进行迭代, 这样可以充分利用同伦算法收敛域宽和牛顿-拉夫逊方法收敛速度快的优点^[15]。当开关点数 N 较少时, 可以直接利用数学软件 MATLAB 中的 `fsolve` 函数求解。

表 2 为调制比 $m=0.9$, 开关点数 $N=7$ 时的两组解, 其对应到开关器件上的脉冲波形如图 4 所示。

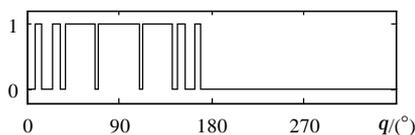
表 2 2 组开关角度解

Tab. 2 Two solutions when $N=7$ and $M=0.9$

开关点	角度解一/(°)	角度解二/(°)
1	14.6669	9.0118
2	18.7020	15.4381
3	26.4107	24.9192
4	34.2243	32.9061
5	39.2483	38.3954
6	50.2692	66.5723
7	53.7025	70.1853



(a) 第 1 组解



(b) 第 2 组解

图 4 三电平 SHEPWM 下的单管驱动脉冲

Fig. 4 Gating of a single switch under SHEPWM of three-level inverter

实际应用时要综合考虑两个因素: 最小脉宽和剩余谐波畸变率(或 THD)。计算表明, 第 1 组解对应的 THD 要小于第 2 组解, 但考虑到实际中采用的 IGCT 器件存在最小开通和关断时间, 对最小脉宽有较严格的限制。比较图 4 中两组解所对应的管子脉冲, 第 2 组解对应的脉冲分布更均匀, 更不易受最小脉宽的影响, 本文采用第 2 组开关角度解。

1.3 三电平 SVPWM 和 SHEPWM 的切换

根据实际负载情况和现场要求, 本文在小于 45Hz 时采用异步 SVPWM, 开关频率为 600Hz, 45Hz 以上采用 SHEPWM, 开关点数取为 7, 可以消除相电压频率为 1000Hz 以内非三整数倍的低次谐波。理论上, 只要 SVPWM 结束时的参考矢量相位和 SHEPWM 的相位相同, 就可以平滑切换。具体说明如下, 设三相参考电压为

$$\begin{cases} U_a = U_m \cos(q) \\ U_b = U_m \cos(q - \frac{2}{3}\pi) \\ U_c = U_m \cos(q + \frac{2}{3}\pi) \end{cases}$$

按空间矢量理论可得综合矢量为

$$U_r = \frac{2}{3}(U_a + aU_b + a^2U_c) = U_m e^{jq} \quad (6)$$

即 SVPWM 中给定参考电压矢量的相位就是 A 相电压的相位。实验时发现按照上面理论分析的结果并不能保证 SVPWM 和 SHEPWM 之间的平滑切换, 而是在相位上有所偏差。分析其原因主要有下面几点: 一是死区和最小脉宽的影响使得最后实际发出的矢量和给定参考矢量在幅值和相位上有所偏差, 尤其是相位上; 二是 SVPWM 采用异步调制, 开关频率固定, 而 SHEPWM 属于同步调制, 开关频率一直在变化, 二者衔接时就有可能出现相位角度的跳跃; 三是前面的理论分析是针对基波来衔接的, 实际变频器输出波形中还有谐波分量。

为了解决这个问题, 采用固定角度切换的方法。对于 SVPWM, 开关频率为 600Hz, 在参考矢量频率为 45Hz 时, 在一个周期内参考矢量在 360° 空间内采样 $600/45=13.33$ 次, 其中必定有一次落入 $0\sim 28^\circ$ 区间, 仅当参考矢量落入这个区间内时才由 SVPWM 切换至 SHEPWM。而从 SHEPWM 切换至 SVPWM 时, 也仅当 A 相的相位落入某一固定角度区间时才切换至 SVPWM。由于切换位置固定, 其现象和行为是可重复的, 在理论分析的基础上, 通过实验对其进行微调, 可以得到满意的结果。

2 仿真研究

图 5 为针对 1250kW 三电平变频调速系统的仿真电路框图。采用 AC-DC-AC 结构，输入侧接到 6kV 电网，经过一个 YYD 变压器降压后，通过二极管整流电路实现 12 脉冲整流。然后是 2 个串在

直流母排上作保护用的 IGCT，di/dt 限制电路和直流箝位电容，输出接到逆变器。逆变器部分由 12 个 IGCT 和 6 个箝位二极管组成。输出电压电流通常要经过 LC 滤波器才能进入电机，最后是输出接电机负载。

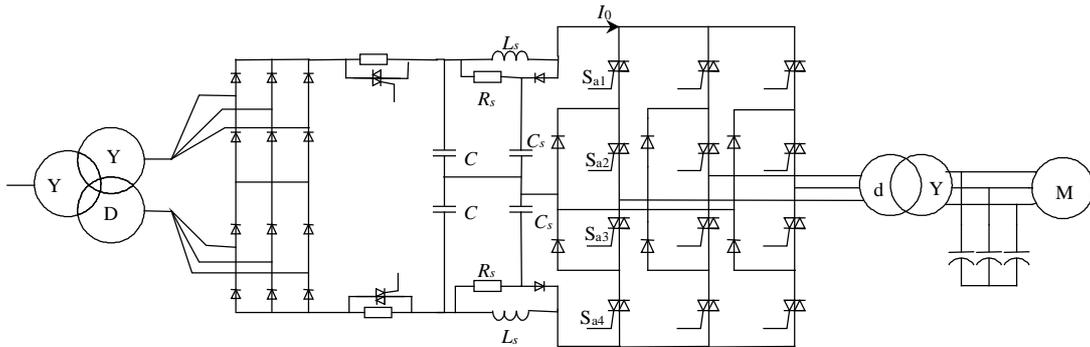


图 5 三电平主电路结构
Fig.5 The main circuit of three-level inverter

图 6 是参考频率为 20Hz 时 SVPWM 的输出波形及其频谱。图 7 是 50Hz 时 SVPWM 和 SHEPWM 的波形及其频谱，最高次谐波均取到 2000Hz。表 3 给出了 50Hz 时变频器输出侧和电机端的线电压对应的 h_{THD} ，谐波计算到 40 次。经 LC 滤波前二者差别不大，但滤波后 SHEPWM 的谐波要远远小于 SVPWM。为了更接近实际的情况，仿真时考虑了死区和最小脉宽的影响，死区设为 30 μ s，最小脉宽

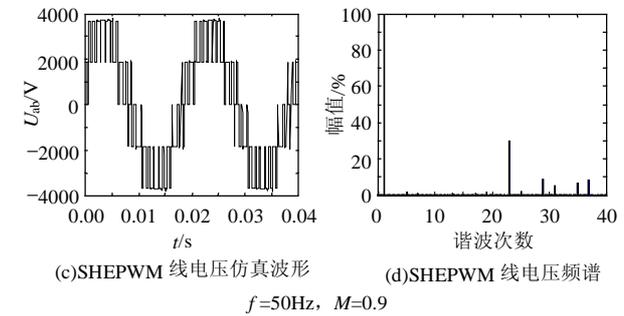


图 7 三电平 SVPWM 和 SHEPWM 仿真波形
Fig. 7 Simulation waveforms of SVPWM and SHEPWM method in 3-level inverters

表 3 变频器和电机电压 h_{THD}

Tab. 3 h_{THD} of inverter and motor voltage

脉宽调制	变频器线电压 $h_{THD}/\%$	电机线电压 $h_{THD}/\%$
SVPWM	30.71	9.1
SHEPWM	32.85	1.6

为 50 μ s。从图中可以看出 SVPWM 的主要谐波集中在 600Hz 和 1200Hz 附近，SHEPWM 基本上消除了低次谐波，其最低次谐波次数为 23，即 1150Hz。由于死区和最小脉宽的影响，SVPWM 和 SHEPWM 都存在一些幅值很低的低次谐波。

3 试验研究

实验采用和仿真基本一致的主电路结构，开关器件为 IGBT，380V，3kW 鼠笼电机拖动一个他励直流电机负载，控制系统采用自主研发的双 DSP 变频调速控制平台。图 8 为 20Hz 时 SVPWM 的逆变器输出波形及其频谱，图 9 为 50Hz 时 SVPWM 和 SHEPWM 的逆变器输出线电压及其频谱。可以看出，实验结果和仿真结果十分接近。图 10 为

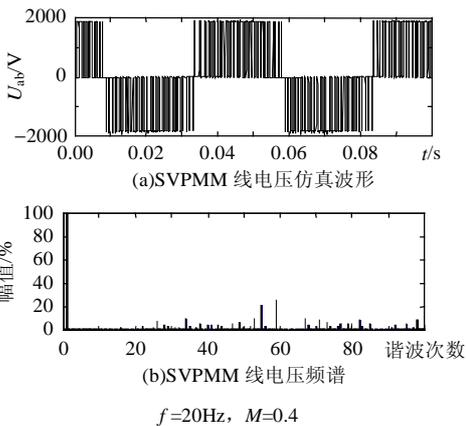
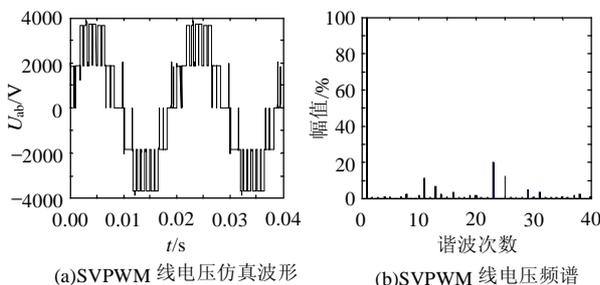


图 6 三电平 SVPWM 仿真波形
Fig. 6 Simulation waveforms of SVPWM method in 3-level inverters



SVPWM 和 SHEPWM 混合调制在 45Hz 切换时的逆变器输出波形。从电流波形上可以看出衔接过程基本上很平稳，没有出现相位的跳变。图 11 为经过 LC 滤波后的电机输出波形。可以明显看出，SHEPWM 的电机线电压和电流脉动要远远小于 SVPWM，而且切换过程比较平稳，验证了本文混

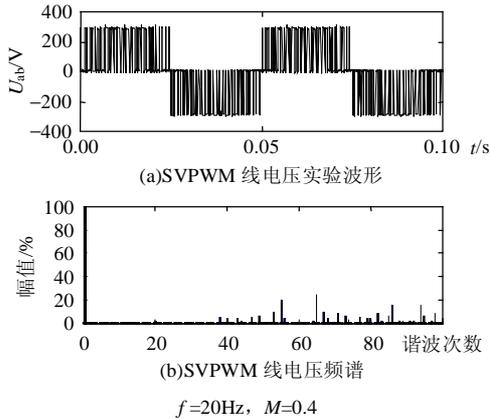


图 8 三电平 SVPWM 实验波形
Fig. 8 Experimental waveforms of SVPWM method in 3-level inverters

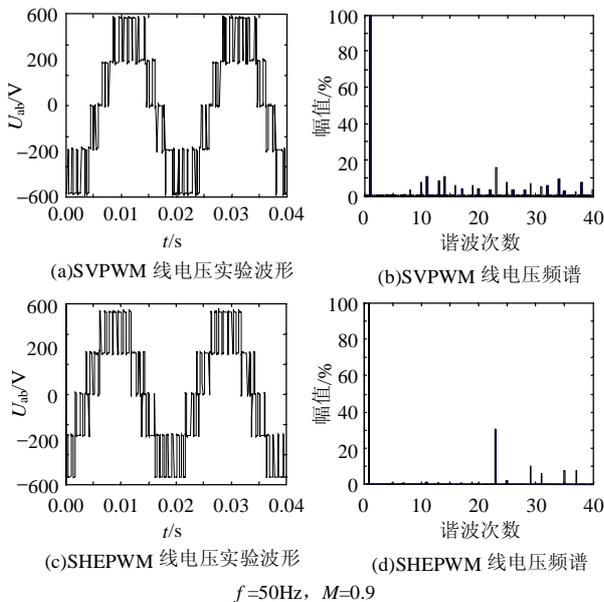


图 9 三电平 SVPWM 和 SHEPWM 实验波形
Fig. 9 Experimental waveforms of SVPWM and SHEPWM method in 3-level inverters

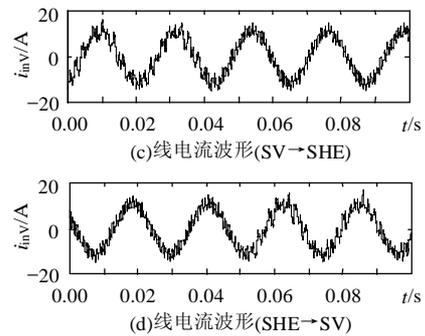
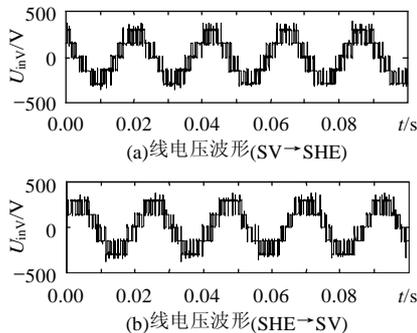


图 10 SVPWM 和 SHEPWM 在 45Hz 切换时的逆变器输出波形
Fig. 10 Switching waveforms of SVPWM and SHEPWM at 45Hz in 3-level inverters

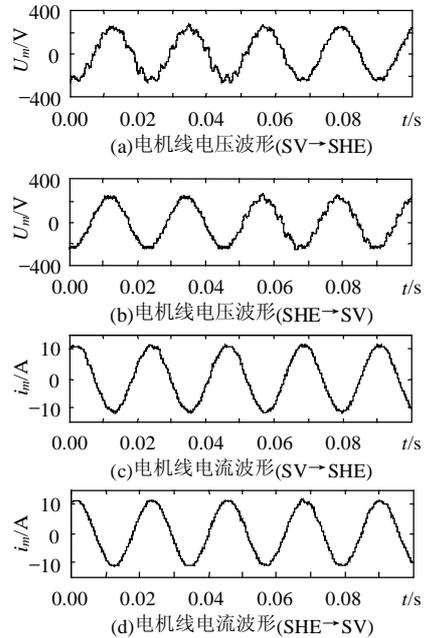


图 11 SVPWM 和 SHEPWM 在 45Hz 切换时的电机波形
Fig. 11 Switching waveforms of SVPWM and SHEPWM at 45Hz in motor terminals

合调制的正确性。

4 结论

本文在比较常见的几种应用于三电平 NPC 逆变器的 PWM 调制方法的基础上，提出了一种 SVPWM 和 SHEPWM 混合调制方法。低频时采用异步 SVPWM，由于载波比较高，可以较好地抑制低次谐波，减小谐波损耗和转矩脉动；高频时采用 SHEPWM，进一步减小了输出电流脉动，降低了对滤波器的要求，而且由于存储量少，容易实现。文中还重点分析和解决了 SVPWM 和 SHEPWM 之间切换时的平滑过渡问题。采用 PSIM 软件对两种调制方法进行了仿真研究，并在实际三电平 NPC 变频器上进行了验证。仿真和实验结果证明，SVPWM 和 SHEPWM 混合调制在整个工作范围内都可以有

效的抑制低次谐波, 尤其是在高频时采用 SHEPWM 使谐波主要集中在高频部分, 便于滤波器消除, 大大减小了电流和转矩的脉动; 二者之间切换平滑, 具有较高的实用价值。

参考文献

- [1] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point-clamped PWM inverter[J]. IEEE Trans. on Industry Application, 1981, 17 (5): 518-523.
- [2] Tulbert L M, Peng F Z. Multilevel converters for large electric drives[J]. IEEE Trans. on Ind. Appl., 1999, 35 (1): 36-42.
- [3] Peng F Z, Lai J S, McKeever J W, et al. A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation[J]. IEEE Trans on Ind. Appl., 1996, 32(5): 1130-1138.
- [4] Carrara G. A new multilevel PWM method: a theoretical analysis [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992. 7(3): 497-505.
- [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] Bowes S R, Yen-Shin L. The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(5): 670-679.
- [7] Keliang Z, Danwei W. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(1): 186-196.
- [8] 吴洪洋, 何湘宁. 多电平载波 PWM 法与 SVPWM 法之间的本质联系及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 10-15.
Wu Hongyang, He Xiangning. Relationship between multilevel carrier-based PWM and SVPWM and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 10-15(in Chinese).
- [9] 宋强, 刘文华, 陈远华. 多电平逆变器载波调制与空间矢量调制的等效关系[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(19): 36-41.
Song Qiang, Liu Wenhua, Chen Yuanhua. Equivalent relationship between multilevel inverter carrier-based PWM and SVPWM [J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(19): 36-41(in Chinese).
- [10] 佟为明, 陈向阳, 程树康, 等. 变频电源特定消谐技术中非线性方程组解法的研究[J]. 中国电机工程学报, 1998, 28(5): 357-360.
Tong Weiming, Chen Xiangyang, Hu Yongxuan, et al. Investigation of solution to the non-linear equation set-up of SHET in converters [J]. Proceedings of the CSEE, 1998, 28(5): 357-360(in Chinese).
- [11] 费万民, 吕征宇, 姚文熙. 三电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, (9): 11-13.
Fei Wanmin, Lv Zhengyu, Yao Wenxi. Research on selected harmonic elimination PWM technique applicable to three-level voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(9): 11-13(in Chinese).
- [12] 费万民, 吕征宇, 姚文熙. 多电平逆变器特定谐波消除脉宽调制方法的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 102-106.
Fei Wanmin, Lü Zhengyu, Yao Wenxi. Research of selected harmonic elimination PWM technique applicable to multi-level voltage inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 102-106(in Chinese).
- [13] 白华, 赵争鸣, 胡弦, 等. 三电平变频调速系统中直流预励磁实验研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(3): 161-163.
Bai Hua, Zhao Zhengming, Hu Xuan, et al. The experimental analysis of DC pre-excitation for 3-level inverter-motor system[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(3): 161-163(in Chinese).
- [14] Lee Yo-Han, Suh Bum-seok, Hyun Dong-seok. A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors [J]. IEEE Trans. on Ind. Appl., 1996, 32(2): 260-268.
- [15] 李治典, 周秦英, 李宏, 等. 实时求解特定消谐方程组的新算法[J]. 西北工业大学学报, 2004, 22(1): 37-39.
Li Zhidian, Zhou Qinying, Li Hong, et al. A novel algorithm for real-time solution of non-linear surmount SHE equations[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2004, 22(1): 37-39(in Chinese).

收稿日期: 2006-12-25.

作者简介:

张永昌(1982—), 男, 博士研究生, 主要从事电力电子与电机系统的应用研究, zhangyongchang04@mails.tsinghua.edu.cn;

赵争鸣(1959—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事电力电子与电机系统的应用研究。

(责任编辑 韩 蕾)