

# 兼中点电位控制的三电平逆变器SVPWM算法

张华赢,胡子珩,李艳,艾精文

(深圳供电局有限公司 电力科学研究院,广东 深圳 518020)

**摘要:**为简化中点钳位型(NPC)三电平逆变器空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法,基于虚拟作用时间提出一种可兼顾中点电位平衡控制的算法。首先,简要介绍NPC型三电平逆变器电压矢量空间;然后,详细阐述了基于虚拟作用时间的三电平SVPWM的原理及实现方法,并论证了其与传统三电平SVPWM算法的统一性。接着,基于小矢量与中点电位之间的相互作用关系,设计了一种具有可变平衡系数的中点电位控制方法。最后,通过仿真与实验,验证了所设计算法的有效性。

**关键词:**三电平逆变器;SVPWM算法;虚拟作用时间;中点电位平衡

**中图分类号:**TM464 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19870

## SVPWM Algorithm for Three Level Inverter with Neutral Point Potential Control

ZHANG Huaying, HU Ziheng, LI Yan, AI Jingwen

(Institute of Electric Power Science, Shenzhen Power Supply Co., Ltd., Shenzhen 518020, Guangdong, China)

**Abstract:** In order to simplify the SVPWM algorithm of NPC three-level inverters, an algorithm with neutral-point potential balance control based on virtual operation time was proposed. Firstly, the voltage vector space of NPC three-level inverters was briefly introduced. Then, the principle and implementation method of three-level SVPWM based on virtual operation time were described in detail, and the unity of the three-level SVPWM algorithm and the traditional three-level SVPWM algorithm was demonstrated. Based on the interaction between small voltage vector and neutral point potential, a neutral point potential control method with a variable balance coefficient was designed. Finally, the effectiveness of the designed algorithm was verified by simulation and experiment.

**Key words:** three-level inverter; space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm; virtual operation time; neutral point potential balance

近年来,三电平逆变器因具有输出电压谐波含量低、对开关器件的电压承受能力要求低、电磁干扰小等优点,在高压大功率场合广泛应用。目前,应用于三电平逆变器的主要调制手段有特定次谐波消除PWM、开关损耗最优化PWM以及空间电压矢量调制(SVPWM)等。其中,SVPWM以其电压利用率高、输出谐波小等优点成为应用较多的调制技术之一<sup>[1]</sup>。

传统SVPWM算法<sup>[2-3]</sup>基于直角坐标实现,在数字控制实现中的复杂性主要体现为:1)两次以上的扇区判断等计算中,包含较多浮点型参数运算;2)计算开关作用时间的过程中含一定数量的

三角函数运算,也使得算法执行时间变长,对数字控制器运算速度要求较高。因此,一系列的简化算法相继被提出。

文献[4-5]对传统算法进行分析,提出了无需进行区域判断的实现方法,一定程度上减少了计算量。文献[6]对中心对称式7段SVPWM三相占空比的计算进行了研究,发现处于对顶位置处2个扇区的时间计算规律相同,基于此对算法进行简化,以期降低算法对硬件系统的要求。文献[7]在三相静止坐标系中对SVPWM调制技术进行了研究,利用三相电压值进行简单的加减乘除计算来得到2个非零矢量的导通时间,避免了 $\alpha-\beta$

**基金项目:**深圳供电局有限公司科技项目(SZKJXM20160169)

**作者简介:**张华赢(1972—),男,高级工程师,Email:350947656@qq.com

坐标变换。文献[8-9]研究了三电平逆变器SVPWM算法在60°非正交坐标系下的实现方式;文献[10]针对多电平逆变器,定义了第1扇区中相邻近的2个基本长矢量的虚拟作用时间,并利用其来计算传统算法中的最近3个矢量的作用时间,具有一定的借鉴意义。

为简化NPC型三电平逆变器SVPWM算法,本文提出一种基于虚拟作用时间的实现方案。首先,经参考矢量分解,借鉴SPWM思想定义三相虚拟作用时间,按对称调制规则对虚拟时间进行调整可获取三相实际作用时间。如此,可使得本文算法对于三电平空间中的任意参考矢量均使用统一的作用时间计算公式,避免文献[6]、文献[9]等文献中所提简化算法因矢量区域不同而采用不同的作用时间计算公式,进一步简化矢量作用时间计算部分的编程。然后,结合本文算法特点,通过设计修正平衡因子来调整实际作用时间使本文算法兼具中点电位平衡控制功能。最后,利用仿真与实验对本文算法进行验证。

### 1 基于虚拟作用时间的矢量发生器

#### 1.1 三电平逆变器矢量空间

三电平逆变器的电压矢量空间如图1所示<sup>[11]</sup>。

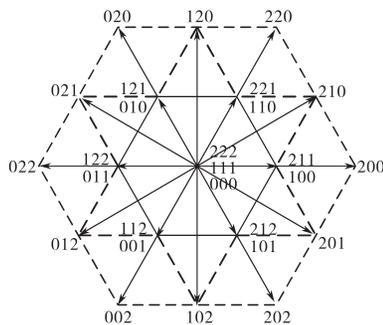


图1 NPC型三电平逆变器电压矢量空间

Fig.1 Voltage vector space of the NPC three-level inverter

图1中的电压矢量按幅值大小分为大矢量、中矢量、小矢量、零矢量4类,其中,(000),(111),(222)对应零矢量。

#### 1.2 参考矢量的分解

仔细分析图1,可以发现原三电平矢量空间可划分为6个小六边形,每个均与两电平矢量空间相同,且均以小矢量的顶点作为中心。对于给定的参考电压矢量 $U_r$ ,可依图2方式将其分解为一个小矢量与一个两电平空间下的新参考矢量 $U'_r$ 。

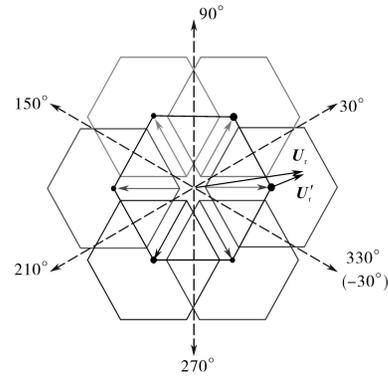


图2 参考矢量分解示意图

Fig.2 Schematic diagram of reference vector decomposition

为实现矢量分解,应对整个矢量空间进行分区以便确定参考矢量分解所要用的中心小矢量。现将矢量空间按 $[-30^\circ, 30^\circ]$ , $[30^\circ, 90^\circ]$ , $[90^\circ, 150^\circ]$ , $[150^\circ, 210^\circ]$ , $[210^\circ, 270^\circ]$ , $[270^\circ, 330^\circ]$ 依次划分为1,2,3,4,5,6,共6个区域。

由 $U_r$ 减去一个中心小矢量后可以得到新参考矢量 $U'_r$ :

$$U'_r = U_r - U_0 \quad (1)$$

式中: $U_0$ 为 $U_r$ 所在六边形区域的中心小矢量。式(1)在三相坐标系中可表示为

$$\begin{bmatrix} U'_{ar} & U'_{br} & U'_{cr} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} U_{ar} & U_{br} & U_{cr} \end{bmatrix}^T - \begin{bmatrix} U_{a0} & U_{b0} & U_{c0} \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

其中, $\begin{bmatrix} U_{a0} & U_{b0} & U_{c0} \end{bmatrix}^T$ 取值如表1所示。

表1 六边形中心小矢量取值表

Tab.1 Values of the center vectors in the hexagon

区域h	$U_{a0}$	$U_{b0}$	$U_{c0}$
1	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$	$-U_{dc}/6$
2	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$	$-U_{dc}/3$
3	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/6$
4	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$	$U_{dc}/6$
5	$-U_{dc}/6$	$-U_{dc}/6$	$U_{dc}/3$
6	$U_{dc}/6$	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/6$

#### 1.3 两电平下开关状态时间计算

对于两电平空间下的参考矢量 $U'_r$ ,定义三相虚拟作用时间 $T_{as}, T_{bs}, T_{cs}$ ,其计算公式如下:

$$\begin{cases} T_{as} = \frac{2U'_{ar}}{U_{dc}} T_s \\ T_{bs} = \frac{2U'_{br}}{U_{dc}} T_s \\ T_{cs} = \frac{2U_{cr}}{U_{dc}} T_s \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $T_s$  为开关周期。

在两电平矢量空间中,除(000),(111)2个零矢量外,其他6个矢量均能实现交、直流侧之间的功率交换,称为有效作用状态。定义一个开关周期中,有效状态的总作用时间为有效作用时间。那么一个开关周期中,有效作用时间  $T_{\text{effect}}$  为

$$T_{\text{effect}} = T_{\text{max}} - T_{\text{min}} \quad (4)$$

其中

$$\begin{cases} T_{\text{max}} = \max(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}) \\ T_{\text{min}} = \min(T_{as}, T_{bs}, T_{cs}) \end{cases}$$

根据七段对称式SVPWM调制,有效时间在1个开关周期中是距中间时刻成对称分布的。因此,可引入偏移时间  $T_{\text{offset}}$  对三相虚拟作用时间进行修正得到三相实际作用时间:

$$\begin{cases} T_{a \text{ fact}} = T_{as} + T_{\text{offset}} \\ T_{b \text{ fact}} = T_{bs} + T_{\text{offset}} \\ T_{c \text{ fact}} = T_{cs} + T_{\text{offset}} \end{cases} \quad (5)$$

其中  $-T_{\text{min}} \leq T_{\text{offset}} \leq T_s - T_{\text{max}}$   
从而,两电平空间下SVPWM调制可表示为如图3所示。

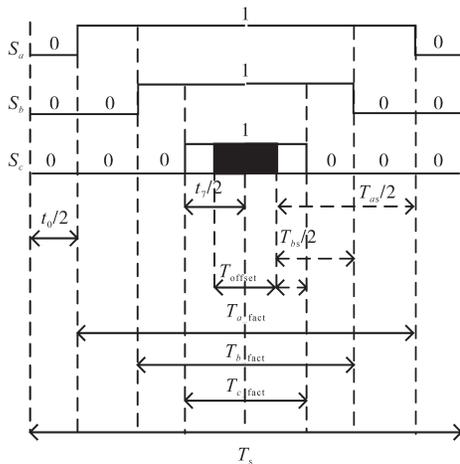


图3 基于虚拟作用时间的SVPWM调制示意图  
Fig. 3 Schematic diagram of SVPWM modulation based on virtual operation time

由图3可,知零矢量(000),(111)的作用时间  $t_0, t_7$  分别为

$$\begin{cases} t_0 = T_s - T_{\text{max}} - T_{\text{offset}} \\ t_7 = T_{\text{min}} + T_{\text{offset}} \end{cases} \quad (6)$$

为使  $t_0 = t_7$ , 可得:

$$T_{\text{offset}} = (T_s - T_{\text{max}} - T_{\text{min}})/2 \quad (7)$$

### 1.4 三电平矢量发生器

1.3节中得到的开关矢量只有0,1两种状态,为将计算出的三相实际作用时间应用于三电平逆变器的控制,需对图3所示开关状态进行修正。本文采取根据参考矢量所处区域1~6的不

同分别加上开关状态(100,110,010,011,001,101)的方式。仍旧以图2所示参考矢量  $U_r$  为例,将图3修正到三电平空间下的输出矢量时序图如图4所示。

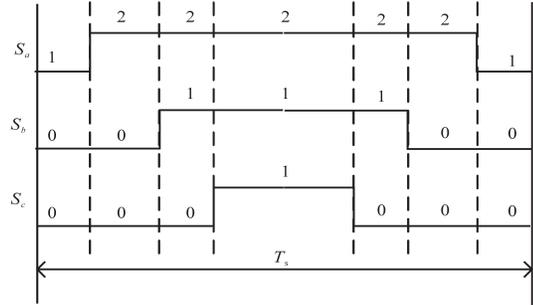


图4 输出矢量时序图  
Fig. 4 Diagram of the output vector sequence

综上所述,本文所提基于虚拟作用时间的三电平SVPWM算法思路如图5所示。

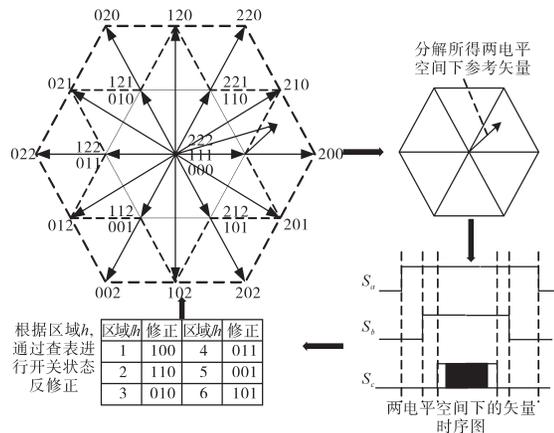


图5 基于虚拟作用时间三电平SVPWM算法流程图  
Fig. 5 Procedure of three level SVPWM algorithm based on operation virtual time

根据图5,本文算法具体流程为:

- 1) 判定参考矢量  $U_r$  所处分区  $h$ ;
- 2) 根据  $h$ , 对  $U_r$  进行分解得到两电平空间下的参考矢量  $U'_r$ ;
- 3) 计算两电平空间下三相虚拟作用时间,并对其进行修正可得三相实际作用时间,从而得到两电平空间下的矢量时序图;
- 4) 根据  $h$  查表,对开关状态进行反修正,最终得到三电平逆变器的控制矢量序列。

## 2 与传统SVPWM的统一性

常规的三电平载波层叠SPWM的实现原理如图6所示<sup>[12]</sup>。

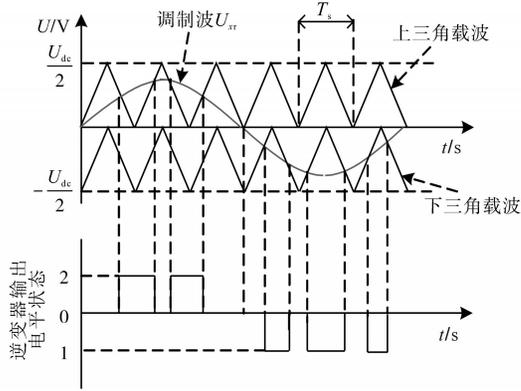


图6 载波层叠SPWM原理

Fig. 6 Principle of carrier cascade SPWM

分析图6可知,在载波层叠SPWM中三相作用时间 $T_a, T_b, T_c$ 为

$$\begin{cases} T_a = \frac{2U_{ar}}{U_{dc}}T_s + k_a T_s \\ T_b = \frac{2U_{br}}{U_{dc}}T_s + k_b T_s \\ T_c = \frac{2U_{cr}}{U_{dc}}T_s + k_c T_s \end{cases} \quad (8)$$

$$k_x = \begin{cases} 1 & U_{xr} < 0 \\ 0 & U_{xr} \geq 0 \end{cases} \quad x=a, b, c \quad (9)$$

式中: $U_{ar}, U_{br}, U_{cr}$ 为三相调制波。

为便于进行对比,将式(8)改写成如下形式:

$$\begin{cases} T_a = \frac{2U_{ar}}{U_{dc}}T_s + k_a T_s + T_{offset} \\ T_b = \frac{2U_{br}}{U_{dc}}T_s + k_b T_s + T_{offset} \\ T_c = \frac{2U_{cr}}{U_{dc}}T_s + k_c T_s + T_{offset} \end{cases} \quad (10)$$

下面以参考矢量 $U_r$ 位于图2中的1区为例进行说明。此时,对应于 $U_r$ 的载波层叠SPWM脉冲序列如图7所示。根据文献[13],对于载波层叠SPWM而言,其与传统三电平SVPWM的区别就在于图7中的 $t_0 \neq t_7$ 。若令 $t_0 = t_7$ ,则有:

$$T_{offset} = -\frac{U_{ar} + U_{cr}}{U_{dc}}T_s \quad (11)$$

将式(4)代入(10)式可得:

$$\begin{cases} T_a = \frac{U_{ar} - U_{cr}}{U_{dc}}T_s \\ T_b = \frac{2U_{br} - U_{ar} - U_{cr}}{U_{dc}}T_s + T_s \\ T_c = \frac{U_{cr} - U_{ar}}{U_{dc}}T_s + T_s \end{cases} \quad (12)$$

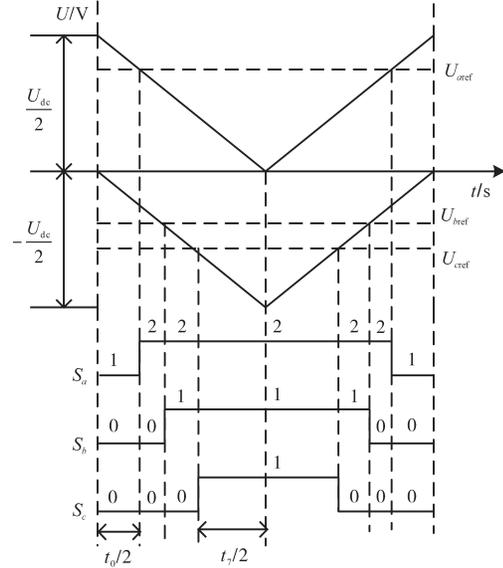


图7 载波层叠SPWM脉冲序列

Fig. 7 Pulse sequence of carrier cascade SPWM

若 $U_r$ 位于1区,根据表1可知其所对应的中心小矢量为

$$[U_{a0} \ U_{b0} \ U_{c0}]^T = [U_{dc}/3 \ -U_{dc}/6 \ -U_{dc}/6]^T \quad (13)$$

根据式(13),式(12)可改写为

$$\begin{cases} T_a = \frac{2U'_{ar}}{U_{dc}}T_s + \left(\frac{T_s}{2} - \frac{U'_{ar} + U'_{cr}}{U_{dc}}T_s\right) \\ T_b = \frac{2U'_{br}}{U_{dc}}T_s + \left(\frac{T_s}{2} - \frac{U'_{ar} + U'_{cr}}{U_{dc}}T_s\right) \\ T_c = \frac{2U'_{cr}}{U_{dc}}T_s + \left(\frac{T_s}{2} - \frac{U'_{ar} + U'_{cr}}{U_{dc}}T_s\right) \end{cases} \quad (14)$$

式(14)与基于虚拟作用时间的三电平SVPWM的时间计算公式,即式(5)完全一致。因此,本文所提方法与传统的三电平SVPWM算法在形式上和输出效果上可以达到统一。

### 3 中点电位平衡控制

在三电平电压矢量空间中,零矢量大矢量不对中点电位产生影响,中矢量由于无冗余开关状态,其对中点电位的影响不可控,而每个小矢量对应2个开关状态,且2个状态对于中点电位的作用效果相反,因此考虑通过合理安排小矢量中冗余开关状态的作用时间来进行中点电位平衡控制<sup>[14]</sup>。下面以参考矢量 $U_r$ 位于1区为例进行说明。

根据本文方法,在将两电平开关状态反修正到三电平空间下时,对于1区矢量,所采用的修正

矢量为(100),修正后的矢量时序图如图4所示。此时所用到小矢量对应的开关状态为(100)和(211)。结合式(5),开关状态(100)的作用时间可表示为

$$T_f = T_s - T_{\max 2} \quad (15)$$

其中  $T_{\max 2} = \max(T_{a\_fact}, T_{b\_fact}, T_{c\_fact})$

由开关状态(100)和开关状态(211)所引入的中点电流分别为  $i_a$  和  $-i_a$  (图1中以电流从直流侧流向交流侧方向为正方向)。当  $i_a > 0$  时,开关状态(100)对中点电位的作用为负,开关状态(211)对中点电位的作用为正;当  $i_a < 0$  时,开关状态(100)对中点电位的作用为正,开关状态(211)对中点电位的作用为负。设置  $U_{DC1}, U_{DC2}$  分别为逆变器直流侧的上、下侧电容的端电压,因此,当  $U_{DC1} > U_{DC2}$  时,若  $i_a > 0$ ,则应当减少开关状态(100)的作用时间,增加开关状态(211)的作用时间;若  $i_a < 0$ ,则应当增加开关状态(100)的作用时间,减少开关状态(211)的作用时间,对于  $U_{DC1} < U_{DC2}$  可进行类似分析。定义平衡因子  $k$ ,对式(5)计算得到的三相作用时间进行如下调整:

$$\begin{cases} T'_{a\_fact} = T_{a\_fact} + kT_f \\ T'_{b\_fact} = T_{b\_fact} + kT_f \\ T'_{c\_fact} = T_{c\_fact} + kT_f \end{cases} \quad -1 \leq k \leq 1 \quad (16)$$

分析式(16),若设定  $|k|$  为某一常数,当  $k$  取正,则相当于减少开关状态(100)的作用时间;当  $k$  取负,则开关状态(100)的作用时间增加。

综上,可根据中点电位偏移情况以及电流  $i_a$  的正负改变平衡因子  $k$  的符号达到平衡中点电位的效果。本文对于  $|k|$  的设定方式如下:

$$\begin{cases} |k| = \frac{|U_{DC1} - U_{DC2}|}{2} \times \frac{1}{15} & |U_{DC1} - U_{DC2}| \leq 15 \\ |k| = 1 & |U_{DC1} - U_{DC2}| > 15 \end{cases} \quad (17)$$

当  $U_i$  位于其他区域时,平衡因子  $k$  的正负号取值情况可类似进行分析,此处不再赘述。

#### 4 仿真与实验验证

为验证所设计算法的正确性,在PSCAD中搭建仿真模型,仿真条件为:直流侧采用理想电压源  $U_{DC1} = U_{DC2} = 300$  V,开关频率 20 kHz,逆变器输出滤波电感  $L = 10$  mH,三相对称负载为 50  $\Omega$ 。仿真时,以幅值恒定、逆时针旋转的空间电压矢量的调制为例,对传统算法与本文算法进行对比验证,设定参考矢量的幅值为 200 V,频率为 50 Hz。

仿真结果如图8、图9所示。根据图8b、图9b可知,两种算法逆变器的A相输出电压(滤波前的电压)中基波幅值均约为 200 V;两种算法下的A相输出电压的THD分别为 45.37%,45.36%;且两者频谱中的谐波分布规律高度一致。因此,本文所设计算法与传统算法在调制效果上是等效的,与本文第2节理论分析相一致。

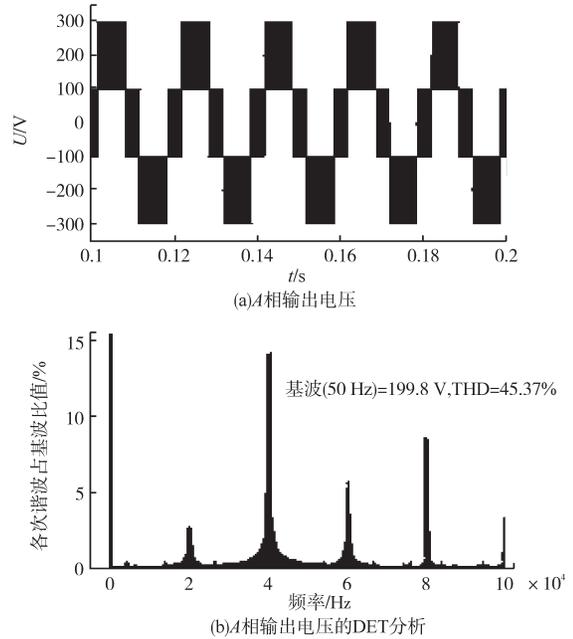


图8 传统SVPWM算法仿真结果

Fig. 8 Simulation results of the traditional SVPWM algorithm

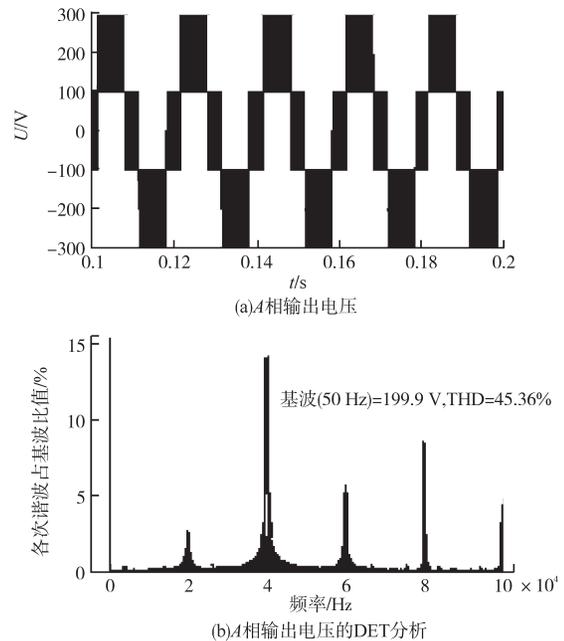


图9 基于虚拟作用时间的SVPWM算法仿真结果  
Fig. 9 Simulation results of the SVPWM algorithm based on the virtual operation time

为进一步验证本文算法的正确性,在仿真的基础上,搭建了基于DSP28335的二极管钳位型三电平逆变器硬件电路进行实验验证。实验参数如下:直流母线电压600 V,直流侧电容 $C_1=C_2=300\ \mu\text{F}$ ,开关频率20 kHz,逆变器输出滤波电感 $L=10\ \text{mH}$ ,三相对称负载为 $50\ \Omega$ ,实验结果如图10所示。

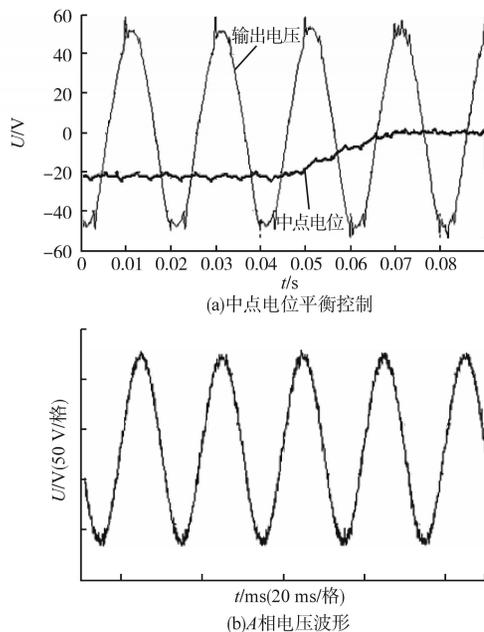


图10 实验波形

Fig. 10 Waveforms of the experiment results

图10a波形为利用数组保存采样数据所得。实验时先采用传统算法,而后切换为本文算法。从图10a中可以看出,当采用传统算法时,中点电位因实际运行中存在参数不对称等原因,而产生了近20 V的直流偏移,导致A相输出电压在峰值附近出现尖峰脉冲,输出谐波含量较大;在0.05 s切换为本文算法之后,直流侧上、下电容的电压很快恢复至平衡,中点电位稳定在零值附近。图10b为本文算法控制下的稳态调制电压波形,由示波器采样数据得到。从图10b中可以看出调制电压波形品质良好。

## 5 结论

本文以三电平逆变器为研究对象,针对传统SVPWM算法存在开关时间计算繁琐、无中点电位控制能力的问题,提出了一种简化调制算法,通过仿真与实验分析,得出以下结论:

1) 本文设计了基于虚拟作用时间的SVPWM

算法,在降低算法复杂度的同时可以取得与传统算法相同的调制效果。

2) 根据本文所提出SVPWM算法的特点,在其基础上设计了具有可变平衡系数 $k$ 的中点电位控制方法,利用实验证明了其控制效果良好。

## 参考文献

- [1] Chinnaiyan V K, Jerome J, Karpagam J, *et al.* Control Techniques for Multilevel Voltage Source Inverters Recent [C]//International Power Engineering Conference, IPEC, Singapore, 2007: 1023-1028.
- [2] 姚文熙,吕征宇,费万民. 基于PWM分解的三电平逆变器SVPWM的DSP实现方法[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(14): 50-53, 71.
- [3] 宋文祥,陈国呈,束满堂,等. 中点箝位式三电平逆变器空间矢量调制及其中点控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5): 105-109.
- [4] Zhu Rongwu, Wu Xiaojie. Simplified SVPWM that Integrates over Modulation and Neutral Point Potential Control [J]. Journal of Power Electronics, 2014, 14(5): 926-936.
- [5] 方斯琛,李丹,周波,等. 新型无扇区空间矢量脉宽调制算法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 35-40.
- [6] 齐昕,王冲,周晓敏,等. 一种低硬件资源消耗快速SVPWM算法[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(4): 31-38.
- [7] 邱银锋,梁志珊.  $abc$  坐标系下空间矢量 PWM 实现研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(13): 36-40.
- [8] Lima E F F, Filho N P, Pinto J O P. FPGA Implementation of Space Vector PWM Algorithm for Multilevel Inverters Using Non-orthogonal Moving Reference Frame[C]//IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Miami, FL, 2009: 709-716.
- [9] 赵辉,李瑞,王红君,等.  $60^\circ$ 坐标系下三电平逆变器SVPWM方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 39-45.
- [10] 钟黎萍,顾启民,孔维涛,等. 基于虚拟作用时间变换的 $N$ 电平逆变器参考电压矢量合成方法[J]. 电工电能新技术, 2011, 30(4): 5-7, 88.
- [11] 吴可丽,夏长亮,张云,等. 二极管钳位型三电平逆变器共模电压抑制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(24): 110-117, 170.
- [12] 林城美,汪光森,王公宝,等. 二极管钳位型级联多电平逆变器新型SPWM研究[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(2): 8-13.
- [13] 李洪亮,姜建国,乔树通. 三电平SVPWM与SPWM本质联系及对输出电压谐波的分析[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(12): 130-137.
- [14] 王建渊,雷国惠,钟彦儒. 一种用于平衡三电平逆变器中点电位的滞环控制+精确控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(7): 66-72.

收稿日期:2019-01-14

修改稿日期:2019-05-31