120° 坐标系下快速SVPWM算法的研究

王旭东，赵奋祥，陈 磊，柳忠，刘瑶勋

（哈尔滨理工大学电气与电子工程学院，黑龙江 哈尔滨，150080）

摘要：传统空间电压矢量脉冲宽度调制(SVPWM)算法存在算法结构复杂以及运算量大等问题，提出了一种基于120° 坐标系下的新型SVPWM算法。该算法通过坐标变换得到空间电压矢量在120° 坐标系下的坐标，经过简单的四则运算和逻辑判断，就能够快速准确地得到电压空间矢量所在的扇区和基本矢量的作用时间。仿真及实验结果表明，该算法具有结构简单、程序执行周期短和占用内存小等特点，从而能有效减小SVPWM算法对控制器运算性能的要求。

关键词：SVPWM；120° 坐标系；扇区；快速算法

Research of SVPWM algorithm based on 120° coordinates system

WANG Xudong, ZHAO Fenxiang, CHEN Lei, LIU Zhong, LIU Yaoxun

(College of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Herbin 150080, China)

Abstract: In order to avoid the problems of structure complexity and complicated computation of traditional algorithm, a new space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithm based on 120° coordinates is put forward. The coordinates of voltage space vector in 120° is obtained with this algorithm through coordinate transformation. By simple four arithmetic operations and logical judgments, the section of voltage space vector and the operating time of the basic vectors can be obtained quickly and accurately. The results of simulation and experiment indicate that the new SVPWM algorithm has the advantages of simple structure, short operational cycle and small memory occupation, which can effectively reduce the requirements of computational performance of the controller when using SVPWM algorithm.

Key words: SVPWM; 120° coordinate system; sector; fast algorithm

0 引言

空间矢量脉宽调制（SVPWM）和正弦脉宽调制（SPWM）作为两种常用的交流调制方式，被广泛运用于交流电动机控制领域。SPWM从逆变输出波形的效果出发，着眼于使输出电压波形更接近正弦波。SVPWM则是将逆变器和电动机作为一个整体考虑，着眼于使电动机获得理想圆形磁链轨迹。SVPWM技术与传统的SPWM技术相比，其开关器件的开关次数可以减少1/3，直流母线电压利用率可提高15%左右，转矩脉动小、噪声低，能够获得更好的谐波抑制效果，且更加易于实现数字化控制[1-4]。

鉴于SVPWM的一系列优点，目前已有很多学

电动汽车交直流一体智能充电桩及其高性能线缆的研发和应用（2016B010135001）

者对其进行研究。文献[5]提出一种无须判断扇区的空间矢量脉宽调制算法，直接通过解基本矢量三角函数作用时间，即可求解逆变桥脉冲控制信号的占空比，但减少SVPWM算法运算量效果不明显；文献[6]提出一种直接利用三相电压的大小排序和差值来判断扇区和计算作用时间，与传统直角分解类似，计算烦琐；文献[7]提出了一种基于60°坐标系下的SVPWM算法，通过分解坐标系一定程度上简化了传统算法的运算量，但对算法扇区判断及基本电压作用时间的计算简化效果不明显。可以看出，针对SVPWM算法的研究主要着重于简化SVPWM的算法结构，减小算法的运算量，提高算法的运行效率。虽然目前国内外对SVPWM算法进行了大量研究和改进，但改进后的算法并没有从根本上摆脱各种复杂的坐标变换，计算过程仍然需要使用开根号和解三角函数等复杂的运算，从而使得算法执行周期较长。

本文提出一种基于120°坐标系下的新型SVPWM算法，该算法通过对三相调制电压进行减法运算得到空间电压矢量在120°坐标系下的坐标。通过对坐标进行简单的四则运算及逻辑判断便能准确得到空间电压矢量所在的扇区和基本电压矢量的作用时间，真正意义上摆脱了复杂的坐标变换及运算过程，从而有效地简化了SVPWM的算法结构，缩短了算法程序的执行时间，提升了算法的运行效率，具有重要的现实意义。

1　传统SVPWM控制策略简介

图1为三相全桥逆变器拓扑电路，定义S_A、S_B和S_C为三相桥臂的状态，当上桥臂导通时状态为1，下桥臂导通时状态为0。将变换前后幅值不变作为约束条件[8]，定义定子电压的空间矢量为

$$U_S=\frac{2}{3}(U_A+\alpha U_B+\alpha^2 U_C) \qquad (1)$$

式中，$\alpha=e^{j\frac{2\pi}{3}}$；$U_A$、$U_B$和$U_C$为对称三相调制电压。

从而8种开关模式可形成8种基本电压空间矢量，记为$U_i(S_AS_BS_C)$ (i=0、1、2、3、4、5、6、7)。其中U_1(001)、U_2(010)、U_3(011)，U_4(100)、U_5(101)和U_6(110)为非零空间电压矢量，其幅值为$2/3U_{dc}$。U_0(000)、U_7(111)对应的电压空间矢量幅值为0，为零矢量。

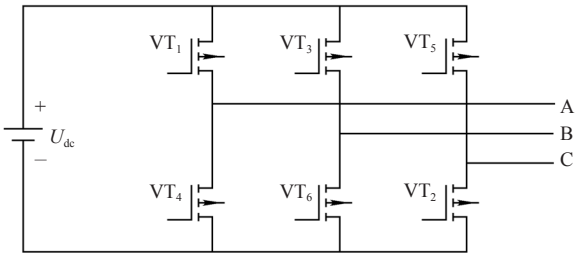

图1　三相全桥逆变器

Fig. 1 Three_phase full-bridge inverter

8种电压空间矢量在空间的分布如图2所示。电压空间矢量将平面分为6个扇区，落在扇区内的电压空间矢量根据“伏秒等效”原则，由扇区边界的两个基本空间矢量进行合成[9-10]。

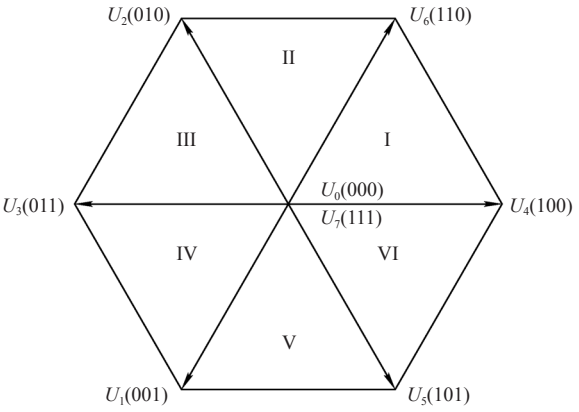

图2　矢量和扇区空间分布图

Fig. 2 Voltage space vectors and sectors

传统SVPWM控制策略的一般步骤是：首先将三相调制电压由三相静止坐标系经过Clark变换得到其在两相静止坐标系下的坐标。然后通过一系列计算及逻辑判断得到电压空间矢量所在的扇区及所需的基本矢量，再根据“伏秒等效”原则计算得到基本矢量的作用时间，最后采用“五段式”或“七段式”零矢量分配方法确定基本矢量的作用时刻。这种方法计算过程中需要进行开根号或三角函数的运算，从而增加了控制器的计算负担，增大了算法程序的执行周期。

2　新型SVPWM控制策略

本文提出的基于120°坐标系下的新型SVPWM

算法，通过简单的四则运算及逻辑判断便能得到空间矢量所在的扇区和基本矢量作用时间，从而有效地缩短了算法程序的执行周期。

2.1 扇区判定

图3为120°坐标系下扇区的空间分布图，平面被A轴、B轴和C轴分成3个120°区域。当A轴方向作为120°坐标系下的横轴正方向，B轴方向作为120°坐标系下的斜轴时正方向时，定义区域AOB为1号大扇区，也即120°坐标系的第一象限区域；同理，当B轴和C轴分别作为120°坐标系下的横轴和斜轴时，定义区域BOC为2号大扇区；当C轴和A轴分别作为120°坐标系下的横轴和斜轴时，定义区域COA为3号大扇区。为后续处理方便，将A轴归为1号大扇区，B轴归为2号大扇区，C轴归为3号大扇区。2号大扇区和3号大扇区分别为1号大扇区顺时针旋转120°和240°所得。

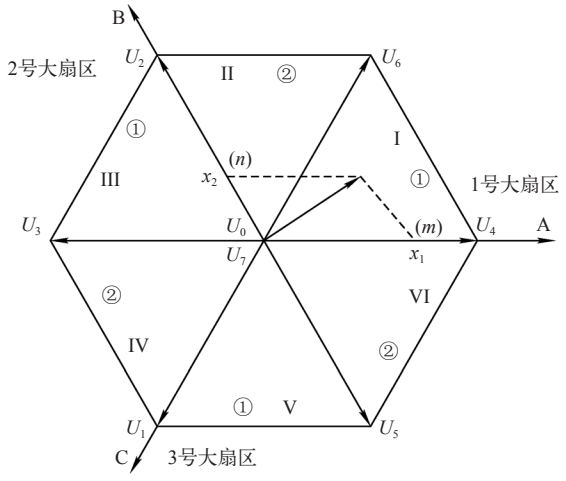

图3 120°坐标系下扇区空间分布图

Fig. 3 Voltage space vectors and sectors on 120° coordinates

三相调制电压通过1号、2号和3号坐标变换分别得到空间电压矢量在1号、2号和3号120°坐标系下的坐标，坐标变换法则为

$$\text{1号坐标变换法则：}\begin{cases}x_1=u_A-u_C\\x_2=u_B-u_C\end{cases}\tag{2}$$

$$\text{2号坐标变换法则：}\begin{cases}x_1=u_B-u_A\\x_2=u_C-u_A\end{cases}\tag{3}$$

$$\text{3号坐标变换法则：}\begin{cases}x_1=u_C-u_B\\x_2=u_A-u_B\end{cases}\tag{4}$$

式中，x_1、x_2分别为电压空间矢量在120°坐标系下的横轴坐标和斜轴坐标。

通过三种坐标变换可得到电压空间矢量在三组不同的120°坐标系下的坐标x_1、x_2。如果经过$i(i=1、2、3)$号坐标变换得到$x_1>0$且$x_2>0$，则可得电压空间矢量处于第i号大扇区。由x_1、x_2的大小关系可得电压空间矢量所在的小扇区数，当$x_1>x_2$时，空间矢量处于1号小扇区；否则处于2号小扇区。

图4为120°坐标系下扇区判断流程图，其中i为电压空间矢量所在的大扇区数，j为空间电压矢量所在的小扇区数。从而可得空间电压矢量所在的扇区为

$$N=2(i-1)+j\tag{5}$$

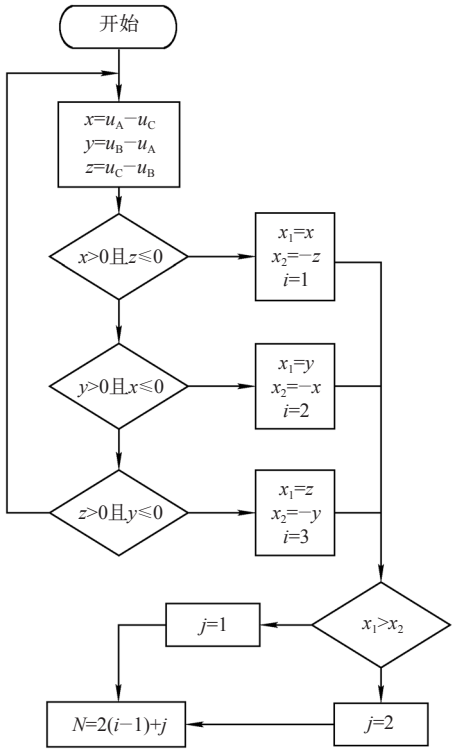

图4 扇区判断流程图

Fig. 4 The flow chart to get the number of sectors

2.2 基本电压空间矢量作用时间

假设电压空间矢量处于i号（$i=1、2、3$）大扇区，则可得其在i号坐标系下的坐标为(x_1,x_2)，为方便后续计算，将x_1和x_2进行归一化处理得

$$m=\frac{x_1}{(2/3)U_{dc}}$$

$$n=\frac{x_2}{(2/3)U_{dc}}\tag{6}$$

此时，电压空间矢量在载波周期T_s内的作用效果可以由坐标轴上的两个基本电压空间矢量进行合成。根据“伏秒等效”原则得

$$\begin{cases} mT_s=1T_1 \\ nT_s=1T_2 \end{cases} \tag{7}$$

式中，T_1为120°坐标系下横轴上基本电压空间矢量的作用时间；T_2为120°坐标系下斜轴上基本电压空间矢量的作用时间，从而可解得

$$\begin{cases} T_1=mT_s \\ T_2=nT_s \end{cases} \tag{8}$$

非坐标轴上的基本电压空间矢量在120°坐标轴上的投影为坐标轴上的基本电压空间矢量，则其在单位时间内作用效果等于坐标轴上两个基本矢量在同等时间内共同作用的效果。定义非坐标轴上的矢量为强矢量，如图3中的U_3、U_5和U_6，坐标轴上的矢量为弱矢量，如图3中的U_1、U_2和U_4。则电压空间矢量在载波周期下的作用效果可由其所在扇区下的两个基本矢量合成。

当$n>m$时

$$\begin{cases} T_q=T_1=mT_s \\ T_r=T_2-T_1=(n-m)T_s \end{cases} \tag{9}$$

当$n\leqslant m$时

$$\begin{cases} T_q=T_2=nT_s \\ T_r=T_1-T_2=(m-n)T_s \end{cases} \tag{10}$$

式中，T_q为强矢量的作用时间；T_r为弱矢量的作用时间。

6个扇区的强矢量和弱矢量作用时间如表1所示。

表1 强弱矢量作用时间

Tab. 1 The operating time of vectors

N	1、3、5	2、4、6
T_q	nT_s	mT_s
T_r	$(m-n)T_s$	$(n-m)T_s$

2.3 基本电压空间矢量作用时序

通过对两个零矢量的不同分配方案可以产生多种不同的PWM方式，并且会对逆变器的控制特性参数影响较大[11-12]。为减小开关损耗和谐波畸变率，零矢量的分配应遵循每次动作只改变一相桥臂的状态，且使输出的PWM波形对称。常用的零矢量分配方式有五段式和七段式。五段式PWM将零矢量平均分配于PWM的初始和末尾阶段，其矢量的作用顺序是：零矢量－弱矢量－强矢量－弱矢量－零矢量。七段式PWM将零矢量分配于PWM的首尾段及中间段，其矢量的作用顺序是：零矢量－弱矢量－强矢量－零矢量－强矢量－弱矢量－零矢量。五段式PWM相同条件下比七段式PWM的开关次数少1/3，但七段式PWM的总谐波畸变率(THD)要好于五段式PWM。

本文以常用的七段式PWM的输出时序为例说明基本矢量的作用时序。如图5所示，各相PWM状态转变时间点将一个载波周期分为7个时间段。

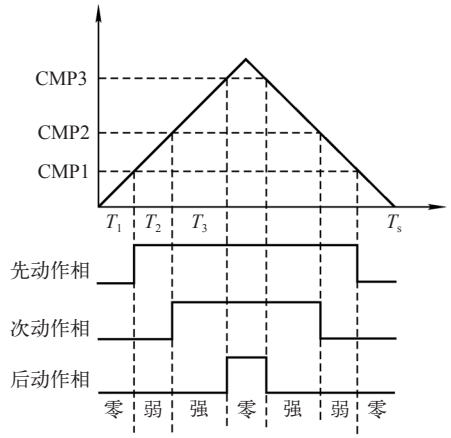

图5 PWM输出时序

Fig. 5 The sequence of PWM output

可得各相PWM的动作时刻为

$$\begin{cases} T_1=0.25\ (T_s-T_1-T_2) \\ T_2=T_1+0.5T_r \\ T_3=T_2+0.5T_q \end{cases} \tag{11}$$

式中，T_1为在一个PWM周期中先动作相PWM的翻转时刻；T_2为次动作相PWM的翻转时刻；T_3为后动作相PWM的翻转时刻。

电压空间矢量在各个扇区时各相的动作顺序如表2所示。

表2 动作时序

Tab. 2 Action sequence of SVPWM

N	t_1	t_2	t_3
1	A	B	C
2	B	A	C
3	B	C	A
4	C	B	A
5	C	A	B
6	A	C	B

随着电压空间矢量的增大，一个载波周期内零矢量的作用时间将减小。当电压空间矢量落在六边形边界之外时，将发生过调制，此时逆变器输出电压波形将发生失真。通常可以采取适当的过调制策略进一步提高逆变器直流母线电压的利用率[13-14]。过调制状态在程序中的表现为在一个载波周期的某些时段出现$T_q+T_r>T_s$的情况，此时必须采取过调制处理措施，通常采用比例缩小法校正基本矢量的作用时间。校正方法计算公式为

$$\begin{cases} T_q^*=[T_q/(T_q+T_r)]\ T_s \\ T_r^*=[T_r/(T_q+T_r)]\ T_s \end{cases} \tag{12}$$

式中，T_q^*、T_r^*为调整后强矢量和弱矢量的作用时间。

通过采取式（12）所示的过调制处理后，实际输出的调制电压圆将失真，在六边形外的圆形轨迹将缩短至六边形边界，六边形边界内的圆形轨迹保持不变。

3 仿真及实验结果分析

3.1 算法仿真

在Matlab/Simulink环境中搭建120° 坐标系下SVPWM算法模块及逆变电路。仿真条件设置如下：直流母线电压设为300 V，开关器件的频率设为10 kHz，输出三相电压的幅值设为100 V，频率为50 Hz。

图6为使用Matlab Function模块搭建的SVPWM算法模型。该模型根据120° 坐标系下新型SVPWM算法产生6路PWM控制逆变桥IGBT的通断，其中A和a两路互补输出，控制A相上桥臂和下桥臂两个IGBT，同理B和b，C和c分别控制B相和C相的IGBT。

图7为空间电压矢量逆时针旋转过程中，其所在的大扇区及扇区随时间的变化情况。每个大扇区包含两个小扇区，空间电压矢量旋转过程中依次经过1～6号扇区，其变化周期为0.02 s。

空间电压矢量在120° 坐标系下的坐标经归一化处理后m、n值的变化波形如图8所示。空间电压矢量旋转过程中，m先增大后减小，当m下降为0时发生坐标扇区的切换。m、n波形关于大扇区切换位置对称。

图9为作用时间T_q和T_r的波形，T_q与T_r变化的单调性相反，在每个扇区的中间时刻T_q与T_r大小相等，当m和n相等时，T_q取得最大值，当发生大扇区切换时，T_r取得最大值。

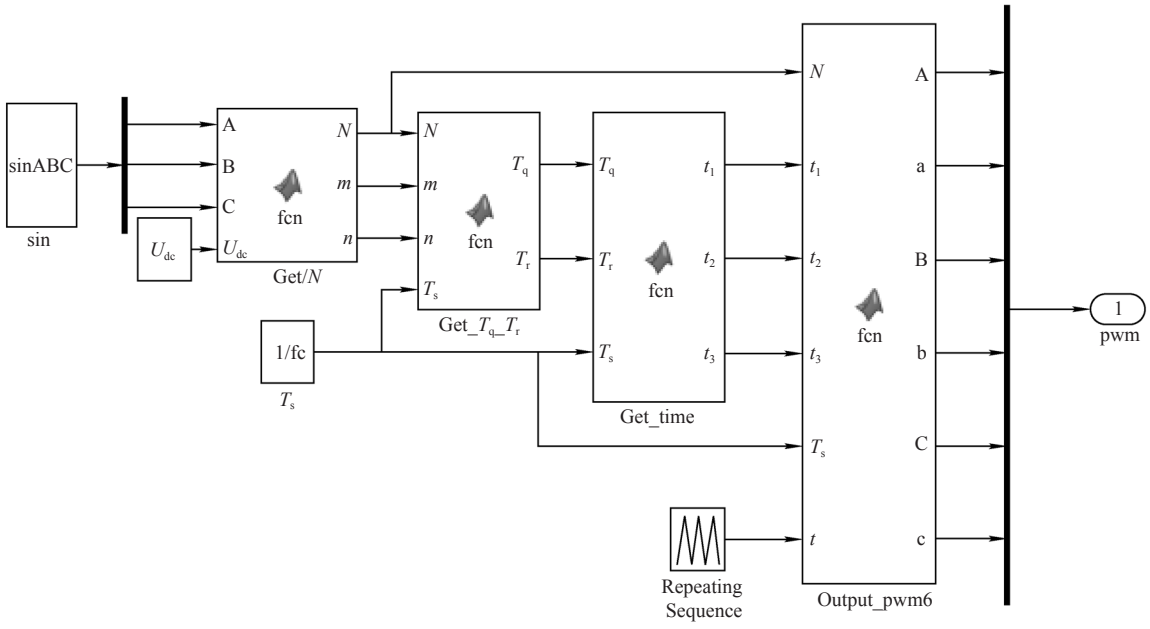

图6 新型SVPWM算法模型

Fig. 6 The model of new SVPWM algorithm

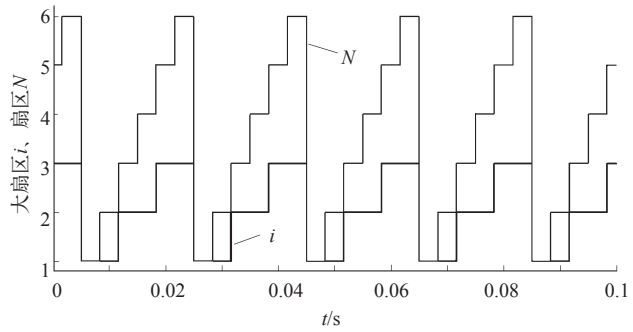

图7 大扇区和扇区变化波形

Fig. 7 The model of sector

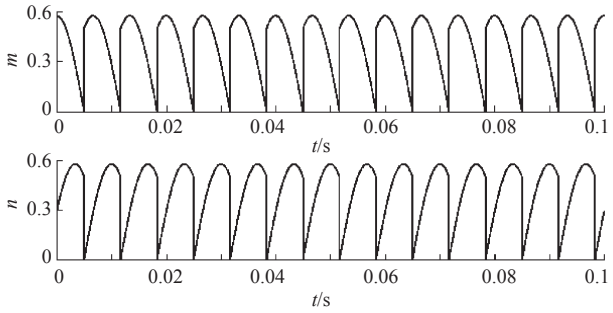

图8 m、n值变化波形

Fig. 8 The values of m and n

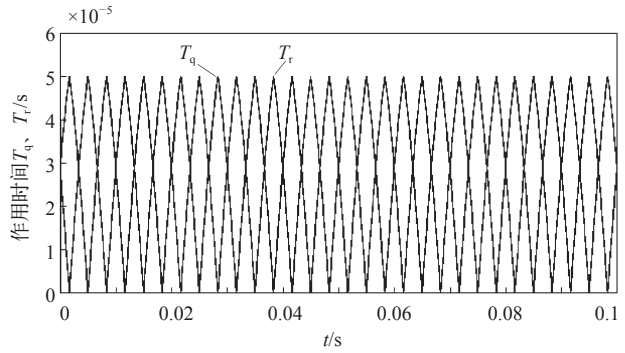

图9 作用时间T_q和T_r波形

Fig. 9 The operating time of T_q and T_r

作用时间T_1、T_2和T_3的波形如图10所示。3个波形界限分明，T_1、T_3为波浪形，T_2为三角波，介于T_1、T_3之间。由T_1、T_2和T_3并结合空间电压矢量所在扇区可以求得控制各相IGBT的PWM的翻转时刻。图11为控制A相上桥臂PWM经过低通滤波后的波形。

将本算法调制出的PWM信号作用于逆变桥，可得如图12所示A相相电压波形，其幅值为200 V。经过RC低通滤波器滤波后的波形如图13所示，其波形为正弦波，相电压幅值为100 V，周期为0.02 s。

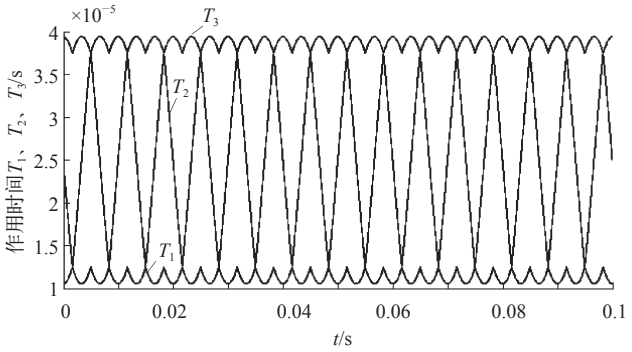

图10 作用时间T_1、T_2、T_3波形

Fig. 10 The operating time of T_1, T_2 and T_3

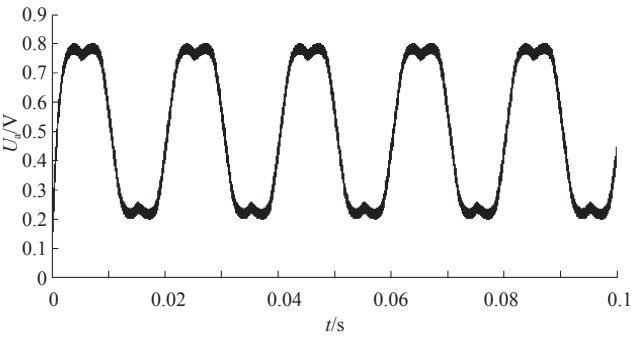

图11 PWM输出RC低通滤波后波形

Fig. 11 The waveforms of PWM after RC low-pass filter

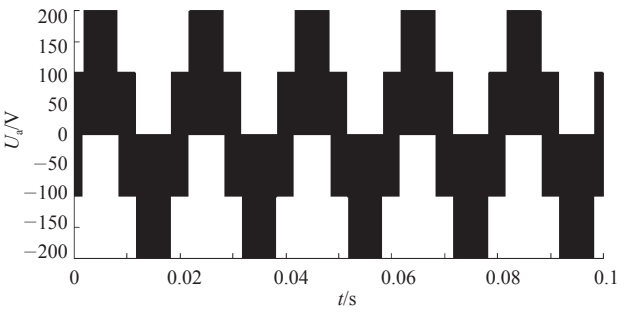

图12 A相电压波形

Fig. 12 A phase voltage waveform

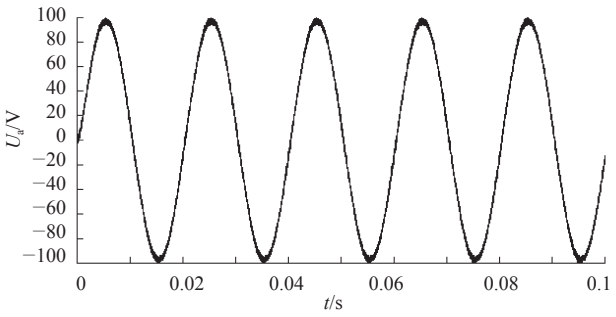

图13 A相电压RC低通滤波后波形

Fig. 13 A phase voltage waveform after RC low-pass filter

3.2 实验

实验平台如图14所示。采用以TMS320F28335

为核心的DSP控制器，通过30 kW可调直流电源产生300 V直流电压，使用IGBT模块搭建实验所需的三相逆变桥。设置输出交流电压的幅值为100 V，频率为50 Hz，IGBT的开关频率为10 kHz。

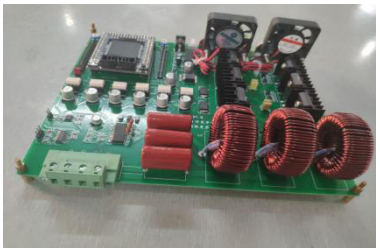

图14 逆变器实物图

Fig. 14 Physical drawing of inverter

逆变实验采用本文设计的SVPWM算法，通过示波器测得A相电压滤波后波形如图15所示。逆变输出正弦电压周期为20 ms，即电压频率为50 Hz。通过示波器测量蓝色波形为逆变输出相电压峰峰值为199.7 V，可得相电压幅值为99.85 V，相对误差为1.5%。

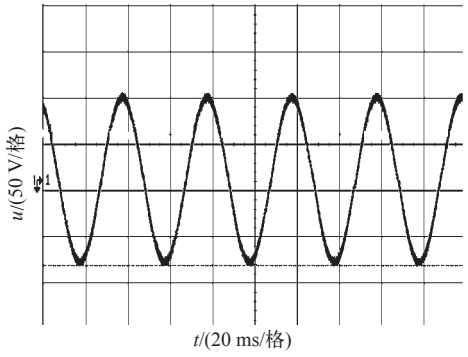

图15 A相电压滤波后波形

Fig. 15 A-phase voltage filtered waveform

实验采用两种方法对新型SVPWM算法和传统SVPWM算法运算时间进行对比。一种是使用CCS编译软件对DSP程序进行在线调试的过程中，在SVPWM算法的开始和结束位置设置断点，从而可以测得运行断点间的程序所消耗的时间；另一种是在算法的开始和结束位置翻转DSP芯片某个管脚的电平状态，通过示波器观察该管脚的正脉冲持续的时间，即为算法运行的时间。图16为使用翻转电平的方法对两种算法运算时间的对比情况，传统算法SVPWM算法执行一次耗时13.14 μs，而使用新型SVPWM算法耗时9.61 μs，效率提高了26.9%。

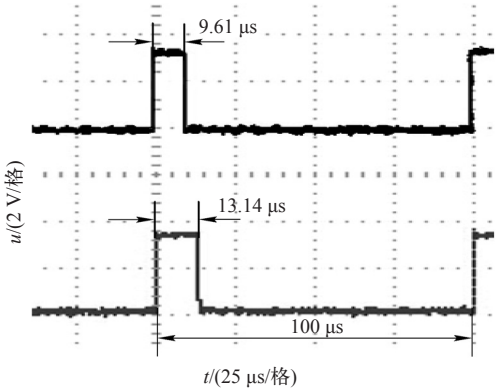

图16 传统算法和新型算法耗时对比

Fig. 16 The executive time of the traditional algorithm and the new algorithm

在实际运用SVPWM进行编程时，使用TI公司提供的IQmath库可以有效地减小需要进行大量浮点数运算程序的运算时间，实验对传统SVPWM算法和新型SVPWM算法分别在使用和未使用IQmath库的情况下的算法执行时间进行测量，通过多次测量后计算平均值所得的结果如表3所示。

表3 传统算法与新型算法执行时长对比

Tab. 3 Comparison of execution time between traditional algorithm and new algorithm

程序类型	未使用IQmath库		使用IQmath库	
测量方式	设置断点	翻转电平	设置断点	翻转电平
传统算法/μs	12.99	13.14	9.69	9.87
新型算法/μs	9.49	9.61	8.96	9.13
缩减时长/μs	3.50	3.53	0.73	0.74
效率提升量(%)	26.9	26.9	7.5	7.5

通过翻转电平的方法比设置断点的方法测量的时间稍长，在未使用IQmath库的情况下，新型SVPWM算法相比传统SVPWM在算法执行时间上有很大的提升，效率提高了26.9%；使用IQmath库时，由于浮点运算的速度已经极大提升，新型SVPWM算法速度优势不是很显著，但效率仍能有7.5%的提高。

4 结束语

提出一种基于120° 坐标系下新型SVPWM算法，该算法能够通过对电压空间矢量在120° 坐标

下的坐标进行简单的计算和逻辑判断，快速准确得到电压空间矢量所在的扇区和基本电压空间矢量的作用时间。通过仿真验证了新型SVPWM算法的可行性，并在实验中采取不同的时间测量方法比较了传统算法和新型算法在执行时间上的差异。仿真和实验结果表明，本新型SVPWM算法具有运算简单、算法执行周期短和调制准确等优点，可以有效缩减SVPWM算法程序的执行时间，提高调制的精准度，在实际工程运用中具有重要的价值。

参考文献

[1] HOLTZ J. Pulse width modulation – a survey[J]. IEEE Transactions on Industry Electron, 1992, 39(6): 410-420.

[2] VLATKO C. Digital-signal-processor-based control of three phase space vector modulated converters[J]. IEEE Transactions on Iudustrial Electronics, 1994, 41(3): 326-332.

[3] 周卫平，吴正国，唐劲松，等. SVPWM的等效算法及SVPWM与SPWM的本质联系[J]. 中国电机工程学报，2006，26(2)：133-137.
ZHOU Weiping, WU Zhengguo, TANG Jinsong, et al. A novel algorithm of SVPWM and the study on the essential relationship between SVPWM and SPWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(2): 133-137.

[4] 熊健，康勇，张凯，等. 电压空间矢量调制与常规SPWM的比较研究[J]. 电力电子技术，1999，(1)：25-28.
XIONG Jian, KANG Yong, ZHANG Kai, et al. Comparison study of voltage space vector PWM and conventional SPWM[J]. Power Electronics, 1999(1): 25-28.

[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.
FANG Sichen, LI Dan, ZHOU Bo, et al. A novel algorithm of space-vector PWM without sector calculation[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(30): 35-40.

[6] 张寅孩，汪松松，葛金法，等.一种新的差值SVPWM调制方法[J]. 电工技术学报，2010，25(8)：99-104.
ZHANG Yinhai, WANG Songsong, GE Jinfa, et al. A new SVPWM modulation method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(8): 99-104

[7] 王畅，王聪，刘建东，等. 60° 坐标系矿用变频器 SVPWM 算法研究[J]. 煤炭科学技术，2012，40(2)：94-97.
WANG Chang, WANG Cong, LIU Jiandong, et al. Research on SVPWM algorithm of mine frequency converter based on 60° coordinate system[J]. Coal Science and Technology, 2012, 40(2): 94-97.

[8] 薛毓强，刘斌. 基于空间矢量PWM技术的零矢量分配问题分析[J]. 电机与控制学报，2010，14(8)：93-97.
XUE Yuqiang, LIU Bin. Analysis of zero state vector distribution based onspace vector PWM[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(8): 93-97.

[9] 齐昕，王冲，周晓敏，等. 一种低硬件资源消耗快速SVPWM算法[J]. 电机控制学报，2014，18(4)：31-38.
QI Xin, WANG Chong, ZHOU Xiaomin, et al. Low hardware resource consumption fast SVPWM algorithm[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(4): 31-38.

[10] 吴丽华，高慧芝，刘政，等. 一种改进型的SVPWM算法研究[J]. 电机与控制学报，2013，17(4)：57-63.
WU Lihua, GAO Huizhi, LIU Zheng, et al. Study on an improved SVPWM algorithm[J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(4): 57-63.

[11] 林平，吕晓东. SVPWM调制法中零矢量优化分配

(下转第 42 页)

dispatch problem[J]. International Journal of Combinatorics, 2009, 10(1155): 1-24.

[15] 陈海东，庄平，夏建矿，等. 基于改进萤火虫算法的分布式电源优化配置[J]. 电力系统保护与控制，2016，44(1)：149-154.
CHEN Haidong, ZHUANG Ping, XIA Jiankuang, et al. Distributed power supply optimal configuration based on improved firefly algorithms[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(1): 149-154.

[16] 刘健，毕鹏翔，杨文宇，等. 配电网理论与应用[M]. 北京：中国水利水电出版社，2007.

作者简介

刘志坚

刘志坚（1975－），男，博士，教授，主要研究方向为电力系统运行与控制。

陈潇雅（1993－），女，硕士研究生，主要研究方向为电力系统运行与控制。

(收稿日期：2018－12－25)EA

(上接第 33 页)

技术的研究[J]. 电气自动化，2002(4)：19-22.
LIN Ping, LV Xiaodong. Optimal distribution of zero space vectors in SVPWM[J]. Electrical Automation, 2002(4):19-22.

[12] 吴志红，陈国强，朱元，等. 随机零矢量分配空间矢量PWM的谐波分析[J]. 同济大学学报(自然科学版），2011，39 (6)：901-907.
WU Zhihong, CHEN Guoqiang, ZHU Yuan, et al. Harmonic analysis of space vector PWM with random zero vector distribution[J]. Journal of Tongji University (Natural Science), 2011, 39 (6): 901-907.

[13] 王旭东，张思艳，欲腾伟. SVPWM过调制中控制角算法的分析与应用[J]. 电机与控制学报，2010，14(12)：63-67.
WANG Xudong, ZHANG Siyan, YU Tengwei. Control angle algorithm of SVPWM over modulation analysis and application[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(12): 63-67.

[14] 吴德会，夏晓昊，张忠远，等. 基于三相桥臂坐标的SVPWM过调制方法[J] . 电工技术学报，2015，30(1)：150-158.
WU Dehui, XIA Xiaohao, ZHANG Zhongyuan, et al. A SVPWM over modulation method based on three-phase bridge arm coordinates[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 150-158.

作者简介

王旭东

王旭东（1958－）男，教授，主要研究方向为新能源汽车、电机控制。

(收稿日期：2018－11－25)EA