

# 一种低硬件资源消耗快速 SVPWM 算法

齐昕, 王冲, 周晓敏, 丛隽, 马祥华, 王长松

(北京科技大学 机械工程学院, 北京 100083)

**摘 要:**常规 SVPWM 算法需要进行多次复杂的坐标变换并涉及大量的浮点乘法运算,增加了控制器的运算负荷且占用更多的内存空间。针对这一问题提出快速 SVPWM 方法,利用压缩变化将基础电压矢量转移至特殊位置,进而可以利用电压矢量变换后的两个分量的符号和大小判断其所在的扇区,无需进行其他数学运算;同时发现双边对称7段 SVPWM 三相占空比计算的特殊规律,将6个扇区分为3组,每组的2个扇区具有相同的运算规则,基于该发现提出简明扇区判据,只对矢量所属的组别进行判定,由判据结果可以直接获得三相占空比,进一步简化算法,减少了运算量和程序代码长度。通过仿真对算法的可行性进行了验证,同时在以 DSP 为控制核心的永磁电机实验平台上进行了实验。实验表明,在浮点 DSP 平台上快速 SVPWM 算法的运算速度提高了38%,同时减少了程序代码所占的存储空间,节省了45个字节的内存空间。

**关键词:**空间矢量脉宽调制;快速算法;低硬件资源消耗;逆变器;开关策略

中图分类号:TM 268

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2014)04-0031-08

## Low hardware resource consumption fast SVPWM algorithm

QI Xin, WANG Chong, ZHOU Xiao-min, CONG Jun, MA Xiang-hua, WANG Chang-song

(School of Mechanical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China)

**Abstract:** The conventional SVPWM method requires repeated coordinate transformation and a large number of floating point multiplications, which increases controller's computational load and takes up much more memory space. Hence a fast algorithm of SVPWM was put forward to solve this problem. This algorithm converted the conventional reference space voltage vector into a special position by compression transformation and then only made use of sign and magnitude of two components which were converted by voltage vector to determine the sector, without other mathematical operations. At the same time, by discovering special rules of calculation for bilaterally symmetrical seven-segment SVPWM three-phase duty, the six sectors were divided into three groups and the two sectors of each group have the same operation rules. Based on this discovering, a concise criterion was presented, which only needs to determine the group of vectors and the three-phase duty ratio were obtained directly. So the algorithm was further simplified and the length of program code and computational cost were reduced. Experimental results show that the operation speed of the fast algorithm based on floating-point DSP platform increases by 38%. The storage space of the program code is reduced effectively and memory space saves 45 bytes.

**Key words:** space vector pulse width modulation; low hardware resource consumption; fast algorithm; inverter; switching strategy

收稿日期: 2013-08-05

基金项目: 中国博士后基金(2013M530523);国家自然科学基金(51204017);北京市重点学科建设项目(HK100080429)

作者简介: 齐昕(1982—),男,博士,讲师,研究方向为电力电子技术、电机拖动、逆变器变频控制;

王冲(1989—),男,硕士研究生,研究方向为电机调速控制;

周晓敏(1975—),女,博士,副教授,研究方向为电力电子技术、电机拖动;

丛隽(1986—),男,硕士,研究方向为电机调速控制;

马祥华(1962—),男,硕士,副教授,研究方向为电力电子技术;

王长松(1948—),男,博士,教授,博士生导师,研究方向为电力电子、智能控制技术。

通讯作者: 齐昕

## 0 引言

自从电机控制领域引入磁通轨迹控制思想以来,空间矢量调制技术(SVPWM)就开始在该领域被广泛应用。空间矢量调制技术以三相对称正弦电压产生的圆形磁链为基准,通过逆变器开关的不同组合来产生不同的电压矢量,使得实际磁链逼近圆形磁链轨迹<sup>[1-2]</sup>。近年来,一些学者将研究重心放在多相多电平 SVPWM 技术在整流器和逆变器上的应用上,文献[3]将 SVPWM 技术应用在 5 相逆变器上,文献[4]则进行了六半桥三相 SVPWM 控制技术的研究。一些学者着重研究 SVPWM 技术在 FPGA、DSP 等数字平台上的具体实现<sup>[6-9]</sup>;西南交通大学的王奔教授在文献[7]中提出的基于 FPGA 的 SVPWM 发生器的设计;Bowes 教授在文献[8]中将 SVPWM 技术应用在 DSP 上;东南大学的郑飞博士提出了一种将空间矢量的正六边形细分成 48 边形的逼近方法并提出了简化方案<sup>[10]</sup>。德国学者 Krah 教授和 Holtz 教授则将研究重点放在 SVPWM 算法的优化上,在文献[11]中提出了一种确定基础电压矢量作用时间的新方法,能够有效降低运算量。但并未针对基础矢量的切换顺序以及占空比计算等问题作更为具体的研究。

本文在前人的研究基础上,针对双边对称 7 段 SVPWM 的特点,将扇区判断进一步优化,提出了简明扇区判据,将判断步骤减少至 2 次,降低了运算量。同时,不再计算基础电压矢量的作用时间,而是直接计算三相 PWM 信号的占空比,通过目标矢量在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴分量就可以确定双边对称 7 段 SVPWM 合成所需的全部参数。该算法简化了常规算法的运算步骤和运算周期,减少了程序代码,节约了微控制器的内存空间,使 SVPWM 应用成本进一步降低,促进了 SVPWM 技术在更低端成本平台的应用。

同时,本文将快速 SVPWM 算法在 Matlab/SIMULINK 中进行了仿真,证明了该快速算法的可行,最后将其应用在以 TMS320F28335 为控制核心的永磁同步电机变频调速实验中,并给出了实验结果。

## 1 常规 SVPWM 算法

### 1.1 SVPWM 核心思想

三相逆变器的电路拓扑结构如图 1 所示,逆变器可行的开关组合只有 8 个。

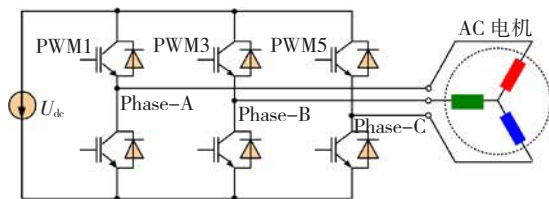


图 1 三相逆变器电路拓扑结构

Fig. 1 Three-phase inverter circuit topology

能够在电机内部产生 7 种不同的基础电压矢量,如图 2 所示,6 个非零矢量将 1 个正六边形平分成 6 个扇区。

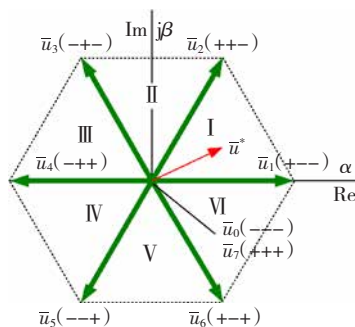


图 2 基础电压矢量以及扇区分布

Fig. 2 The distribution of base voltage vector and sectors

SVPWM 的核心思想是使用目标电压矢量所在扇区的基础电压矢量去合成目标电压矢量  $\vec{u}^*$ , 通过将  $\vec{u}^*$  向两个基础电压矢量的方向进行投影获得两个基础电压矢量的作用时间。如图 3 所示,以 I 扇区为例,  $\vec{u}^*$  在正交坐标系  $\alpha$ - $\beta$  系下的两个分量为  $u_\alpha^*$ 、 $u_\beta^*$ , 在  $\vec{u}_1$ 、 $\vec{u}_2$  方向上投影得到的分量为  $u_1^*$ 、 $u_2^*$ 。

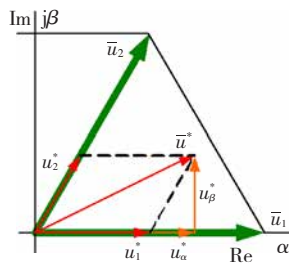


图 3 目标电压矢量  $\vec{u}^*$  位于 I 扇区

Fig. 3 Target voltage vector  $\vec{u}^*$  in the I sector

由图 3 可推导出

$$\left. \begin{aligned} u_1^* &= u_\alpha^* - u_\beta^* / \tan 60^\circ = u_\alpha^* - \frac{\sqrt{3}}{3} u_\beta^*, \\ u_2^* &= u_\beta^* / \sin 60^\circ = \frac{2}{\sqrt{3}} u_\beta^*. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

若 PWM 周期为  $T$ , 在一个周期内, 基础电压矢量  $\vec{u}_1$ 、 $\vec{u}_2$  持续的时间分别为  $t_1$ 、 $t_2$ , 则有

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \frac{T}{u_1} \left( u_{\alpha}^* - \frac{\sqrt{3}}{3} u_{\beta}^* \right), \\ t_2 &= \frac{T}{u_2} \left( \frac{2}{3} \sqrt{3} u_{\beta}^* \right). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

同时,由于在整个计算过程中进行了标么化,标么化基值为相电压的最大值,即  $U_d/\sqrt{3}$ ,基础电压矢量标么后幅值为  $\frac{2}{\sqrt{3}}$ ,即式(2)中  $u_1 = u_2 = \frac{2}{\sqrt{3}}$ 。因此,基础电压矢量  $\vec{u}_1, \vec{u}_2$  持续的时间由式(3)计算,即

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \frac{T}{2} (\sqrt{3} u_{\alpha}^* - u_{\beta}^*), \\ t_2 &= T u_{\beta}^*. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中  $u_{\alpha}^*, u_{\beta}^*$  为目标电压矢量  $\alpha, \beta$  分量的标么值,即两个零矢量  $\vec{u}_0$  和  $\vec{u}_7$  作用时间为

$$t_0 = T - (t_1 + t_2). \quad (4)$$

$\vec{u}_0$  和  $\vec{u}_7$  各作用  $t_0/2$ 。

各个矢量作用时间的比例由式(5)计算:

$$\left. \begin{aligned} \text{ratio}_1 &= \frac{t_1}{T} = \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\alpha}^* - \frac{1}{2} u_{\beta}^* \\ \text{ratio}_2 &= \frac{t_2}{T} = u_{\beta}^*. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

若目标电压矢量  $\vec{u}^*$  位于其他扇区,则可以利用坐标变换因子  $e^{-j(S-1)\pi/3}$  将  $\vec{u}^*$  变换到 I 扇区再依据式(5)计算相关基础矢量的作用时间比  $\text{ratio}_a, \text{ratio}_b, S \in 2, 3, \dots, 5, 6$  为  $\vec{u}^*$  所在的扇区,  $a, b \in 1, 2, \dots, 5, 6$  为相应基础电压矢量的序号,  $a = S, b = S + 1$ 。

## 1.2 三相 PWM 信号的占空比计算

由于最终要对逆变器的开关元件进行控制,需要计算三相 PWM 信号的占空比,以便设定 DSP 等微控制器比较寄存器的比较值。

对于双边对称 7 段 SVPWM,以 I 扇区为例,在前半个 PWM 周期各电压矢量的切换次序为:  $\vec{u}_0 (- - -) \gg \vec{u}_1 (+ - -) \gg \vec{u}_2 (+ + -) \gg \vec{u}_7 (+ + +)$ 。

电压矢量切换次序、三相 PWM 信号以及计数器比较寄存器的数值三者间的关系如图 4 所示: PWM 周期为  $T$ ,对应计数最大值,记为 PRD;在前半个周期,  $\vec{u}_1, \vec{u}_2$  的作用时间为  $t_1/2, t_2/2$ ,  $\vec{u}_0$  和  $\vec{u}_7$  作用时间均为  $(T - t_1 - t_2)/4$ ;逆变器 ABC 三相上桥器件的 PWM 控制信号分别如图 4 中红绿蓝三条曲线所示,矢量切换所对应的计数器比较值分别为 CMPR1、CMPR2、CMPR3。

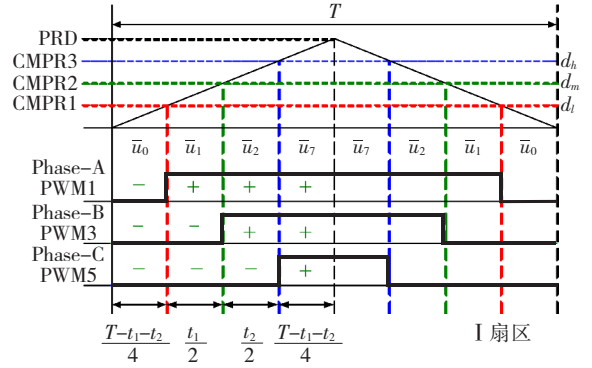


图 4 I 扇区下三相 PWM 信号的占空比

Fig. 4 Three-phase PWM signal in the sector I

依据三角形相似原理,有

$$\text{duty}_A = \frac{\text{CMPR1}}{\text{PRD}} = \frac{(T - t_1 - t_2)/4}{\frac{T}{2}}, \quad (6)$$

$$\text{duty}_B = \frac{\text{CMPR2}}{\text{PRD}} = \frac{(T - t_1 - t_2)/4 + \frac{t_1}{2}}{\frac{T}{2}}, \quad (7)$$

$$\text{duty}_C = \frac{\text{CMPR3}}{\text{PRD}} = \frac{(T - t_1 - t_2)/4 + \frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2}}{\frac{T}{2}}. \quad (8)$$

式中,  $\text{duty}_A, \text{duty}_B, \text{duty}_C$  为比较值相对于计数最大值的比,下角标对应 A、B、C 三相,且由于  $\text{ratio}_1 = \frac{t_1}{T}, \text{ratio}_2 = \frac{t_2}{T}$ ,式(6)~(8)化简为

$$\text{duty}_A = (1 - \text{ratio}_1 - \text{ratio}_2)/2, \quad (9)$$

$$\text{duty}_B = (1 + \text{ratio}_1 - \text{ratio}_2)/2, \quad (10)$$

$$\text{duty}_C = (1 + \text{ratio}_1 + \text{ratio}_2)/2. \quad (11)$$

式中,  $\text{ratio}_1, \text{ratio}_2$  由式(5)计算。

但对于 II 扇区切换次序变为:  $\vec{u}_0 (- - -) \gg \vec{u}_3 (+ - -) \gg \vec{u}_2 (+ + -) \gg \vec{u}_7 (+ + +)$ ,三相 PWM 信号以及计数器比较寄存器的数值三者间的关系如图 5 所示。计算公式变为

$$\text{duty}_A = (1 + \text{ratio}_3 - \text{ratio}_2)/2, \quad (12)$$

$$\text{duty}_B = (1 - \text{ratio}_3 - \text{ratio}_2)/2, \quad (13)$$

$$\text{duty}_C = (1 + \text{ratio}_3 + \text{ratio}_2)/2. \quad (14)$$

将  $(1 - \text{ratio}_x - \text{ratio}_y)/2, (1 + \text{ratio}_x - \text{ratio}_y)/2, (1 + \text{ratio}_x + \text{ratio}_y)/2$  分别记作  $d_l, d_m, d_h$ ,不同扇区下 3 个比值按照表 1 来计算,其中角标  $x, y \in 1, \dots, 6$  对应基础电压矢量的序号,取值规则亦见表 1。

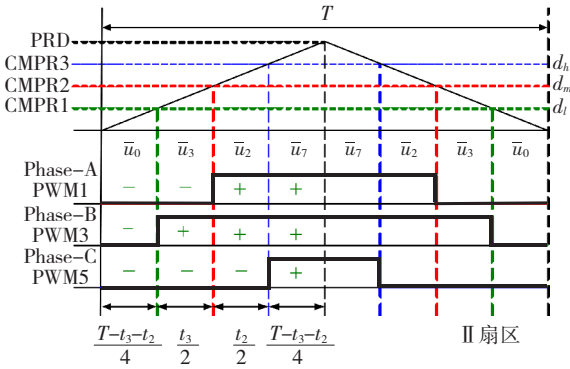


图 5 II 扇区下三相 PWM 信号的占空比

Fig. 5 Three-phase PWM signal in the sector II

表 1 各扇区占空比对应表

Table 1 The duty ratio of each sector

扇区	I	II	III	IV	V	VI
duty <sub>A</sub>	$d_l$	$d_m$	$d_h$	$d_h$	$d_m$	$d_l$
duty <sub>B</sub>	$d_m$	$d_l$	$d_l$	$d_m$	$d_h$	$d_h$
duty <sub>C</sub>	$d_h$	$d_h$	$d_m$	$d_l$	$d_l$	$d_m$
$x$	1	3	3	5	5	1
$y$	2	2	4	4	6	6

### 1.3 基于三相坐标变换的扇区判据

为了计算相邻基础电压矢量作用的时间以及 PWM 信号对应的 3 个比值,需要正确判断  $\vec{u}^*$  所在的扇区,常规算法通常使用基于三相坐标变换的扇区判据,利用式(15)将  $\alpha-\beta$  系下的  $\vec{u}^*$  变换到一个特殊的三相坐标系  $a'-b'-c'$  系下,两个坐标系的相对位置如图 6 所示。

$$\left. \begin{aligned} u_{a'} &= u_{\beta}, \\ u_{b'} &= \frac{-u_{\beta} + u_{\alpha} \times \sqrt{3}}{2}, \\ u_{c'} &= \frac{-u_{\beta} - u_{\alpha} \times \sqrt{3}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

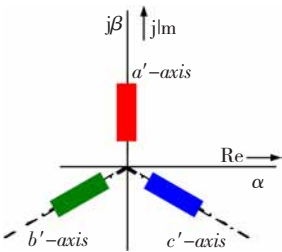


图 6  $a'-b'-c'$  系与  $\alpha-\beta$  系的相对位置关系

Fig. 6 The relative position between  $a'-b'-c'$  system and  $\alpha-\beta$  system

进而利用  $\vec{u}^*$  在  $a'-b'-c'$  系下的 3 个分量  $u_{a'}$

$u_{b'}$ ,  $u_{c'}$  以及式(16)来计算  $\vec{u}^*$  所在的扇区。

$$S = 4r + 2q + p. \quad (16)$$

式中:若  $u_{a'} > 0$ , 则  $p = 1$ , 否则  $p = 0$ ; 若  $u_{b'} > 0$ , 则  $q = 1$ , 否则  $q = 0$ ; 若  $u_{c'} > 0$ , 则  $r = 1$ , 否则  $r = 0$ ;  $S$  为所在扇区编号。

## 2 快速 SVPWM 算法

### 2.1 压缩变换

$$\vec{u}' = u'_{\alpha} + ju'_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} \end{bmatrix} \vec{u}. \quad (17)$$

令电压矢量  $\vec{u}$  按照式(17)与变换矩阵相乘后变为矢量  $\vec{u}'$ , 新矢量的两个分量分别为  $u'_{\alpha}$ ,  $u'_{\beta}$ 。各基础矢量经过变换后,  $\vec{u}'_1$ ,  $\vec{u}'_4$  方向保持不变, 而  $\vec{u}'_2$ ,  $\vec{u}'_3$ ,  $\vec{u}'_5$ ,  $\vec{u}'_6$  方向都发生了变化, 分别为  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$ ,  $315^\circ$ , 各个基础矢量变换后的空间位置如图 7 所示, 对比图 2 可以发现原有的正六边形经过变换后被压扁了, 因此该变换称为压缩变换。

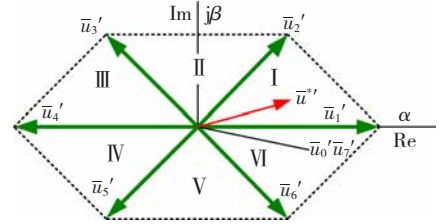


图 7 压缩变换后的基础电压矢量

Fig. 7 Basic voltage vector by compressed transform

### 2.2 基础电压矢量作用时间比的计算

将式(17)代入式(5)可以得到

$$\left. \begin{aligned} \text{ratio}_1 &= u'_{\alpha} - u'_{\beta}, \\ \text{ratio}_2 &= u'_{\alpha} + u'_{\beta} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

对比式(5)可以发现, 基础电压矢量的作用时间比能够由目标电压矢量压缩变换后的两个分量直接计算, 参与的运算只有加减运算, 不再涉及浮点数的乘法。

对于其他扇区, 则可以利用坐标变换因子  $e^{-j(S-1)\pi/3}$  将  $\vec{u}^*$  变换到 I 扇区再经压缩变换以及式(17)计算。可设临时变量  $X, Y, Z$  为

$$\left. \begin{aligned} X &= 2u'_{\beta}, \\ Y &= u'_{\alpha} + u'_{\beta}, \\ Z &= -u'_{\alpha} + u'_{\beta} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

各个扇区的基础电压矢量作用时间可由表 2 表示, 其中  $a, b$  为各个扇区对应基础电压矢量的序号。



表 2 基础电压矢量作用时间表

Table 2 The operate time of basic voltage vector

扇区	I	II	III	IV	V	VI
ratio <sub>a</sub>	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
ratio <sub>b</sub>	X	Y	-Y	Z	-Z	-X
a	1	3	3	5	5	1
b	2	2	4	4	6	6

### 2.3 快速扇区判据

常规算法中需要按照式(15)先将电压矢量  $\vec{u}$  变换到三相坐标系中,之后还要利用其 3 个分量的符号确定过程变量,最终才能通过式(16)计算出所在扇区,过程十分繁琐。

然而,由图 7 可以发现压缩变换后基础矢量  $\vec{u}_2', \vec{u}_3', \vec{u}_5', \vec{u}_6'$  位于  $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$  等特殊的角度上。因此能够利用这一特点判定电压矢量所在的扇区,判断流程如图 8 所示。

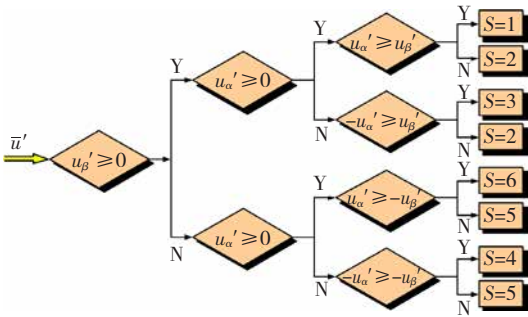


图 8 基于压缩变换的快速扇区判断流程

Fig. 8 Fast sector judgment process based on compressed transform

任意电压矢量  $\vec{u}$  经过压缩变换后变为  $\vec{u}'$ ,其两个分量分别为  $u'_\alpha, u'_\beta$ ,若  $u'_\beta \geq 0$  则意味着矢量位于 I、II、III 扇区,之后判断  $u'_\alpha$  的符号,若  $u'_\alpha \geq 0$  则意味着矢量位于 I、II 扇区,由于  $u'_\alpha, u'_\beta$  均为正,故若  $u'_\alpha \geq u'_\beta$  则意味矢量位于 I 扇区,否则位于 II 扇区,其他扇区同理可得。

对比常规方法,快速判据无需进行三相坐标变换,也无需由公式计算所在扇区编号,能够通过  $u'_\alpha, u'_\beta$  的符号和大小直接判定电压矢量所在的扇区,有效降低了运算量提高了系统的实时性。

### 2.4 PWM 信号占空比计算

综合表 2、表 1 可以获得不同扇区下三相 PWM 信号的占空比计算公式,同时对比计算结果发现,I、IV 扇区,II、V 扇区,III、VI 扇区占空比的计算公式分别相同,因此电压矢量对应的 PWM 占空比由式(20)~式(22)计算:

电压矢量位于 I、IV 扇区:

$$\begin{aligned} \text{duty}_A &= (1 - u'_\alpha - u'_\beta)/2, \\ \text{duty}_B &= (1 + u'_\alpha - 3u'_\beta)/2, \\ \text{duty}_C &= (1 + u'_\alpha + u'_\beta)/2. \end{aligned} \quad (20)$$

电压矢量位于 II、V 扇区

$$\begin{aligned} \text{duty}_A &= (1 - 2u'_\alpha)/2, \\ \text{duty}_B &= (1 - 2u'_\beta)/2, \\ \text{duty}_C &= (1 + 2u'_\beta)/2. \end{aligned} \quad (21)$$

电压矢量位于 III、VI 扇区

$$\begin{aligned} \text{duty}_A &= (1 - u'_\alpha + u'_\beta)/2, \\ \text{duty}_B &= (1 + u'_\alpha - u'_\beta)/2, \\ \text{duty}_C &= (1 + u'_\alpha + 3u'_\beta)/2. \end{aligned} \quad (22)$$

### 2.5 简明扇区判据的提出

如图 9 所示占空比计算结果相同扇区有 3 组,无须按照图 8 判断电压矢量具体位于哪一个扇区,只需要判断矢量属于上述 3 组中哪一组即可,即判断矢量位于 I、IV 扇区或是 II、V 扇区亦或 III、VI 扇区。

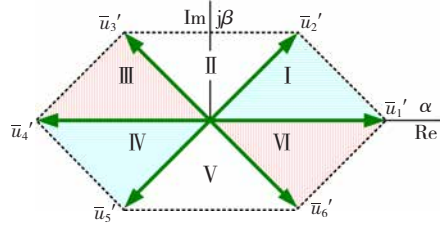


图 9 扇区分组

Fig. 9 The sector group

针对这一特点提出了简明扇区判断,如图 10 所示。若  $|u'_\beta| \geq |u'_\alpha|$  意味着  $\beta$  轴投影分量大于  $\alpha$  轴投影分量,矢量位于 II、V 扇区,反之则意味着矢量位于其余 4 个扇区,且由于 I、IV 扇区(III、VI 扇区)关于原点对称,故可以利用  $u'_\alpha, u'_\beta$  是否同号来判定矢量位置。

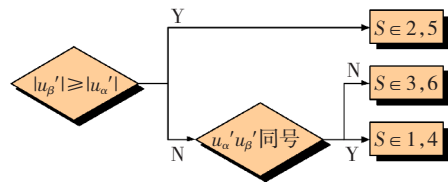


图 10 简明扇区判据

Fig. 10 Concise sector judgment

对比图 10 和图 8 可以发现,快速判据需要三层判断,而简明判据只需要进行两次判断,因此简明判据缩短了算法的代码长度,再次减少了运算量。

最终,可以基于压缩变换的快速 SVPWM 算法计算流程如图 11 所示。

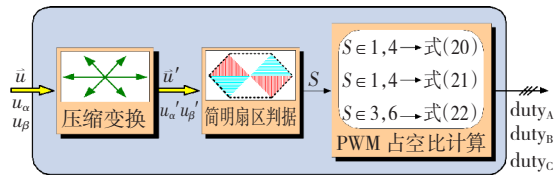


图 11 基于压缩变换的快速 SVPWM 算法

Fig. 11 Fast SVPWM algorithm based on compressed transform

对比图 11 与常规 SVPWM 算法流程图 12, 可以明显的看到 SVPWM 快速算法在计算步骤上的优势, 它经过压缩变换和简明扇区判断, 将原本需要多个计算公式和运算步骤的判断过程集成到了一个简单的判断逻辑下, 节省了运算步骤和微控制器的内存空间。

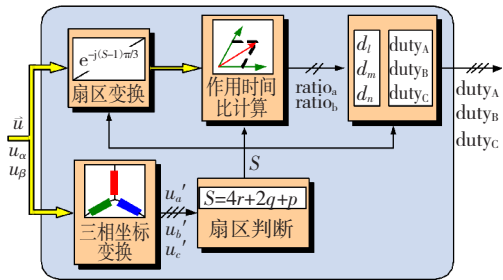


图 12 常规 SVPWM 算法

Fig. 12 SVPWM conventional SVPWM algorithm

3 快速 SVPWM 算法的仿真测试

本文使用 SIMULINK 软件对快速 SVPWM 算法的可行性进行了仿真测试, 仿真系统结构如图 13 所示, 目标电压矢量  $\vec{u}^*$  以恒定的幅值和角频率在空间旋转, 用以模拟电机运行在稳态时的情况, 每个采样周期将生成的  $\vec{u}^*$  送入快速 SVPWM 算法模块进行运算, 获得三相占空比, 其波形为三相调制波  $duty_A, duty_B, duty_C$ , 再由 PWM 驱动模块模拟 DSP 内部硬件结构生成 6 路 PWM 信号, 并最终完成对虚拟逆变器的控制。

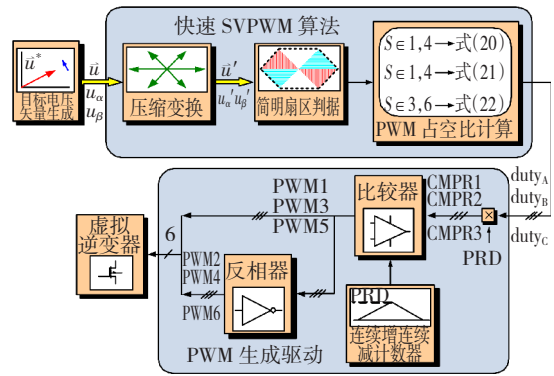


图 13 simulink 仿真逻辑图

Fig. 13 Schematic diagram of system simulation

三相调制波仿真结果如图 14 所示, 波形均为规则的鞍形波, 周期与  $\vec{u}^*$  旋转的周期相同。图 15 为

快速 SVPWM 生成的三相 PWM 信号, 信号与常规算法完全一致, 证明了此种方法的可行性。

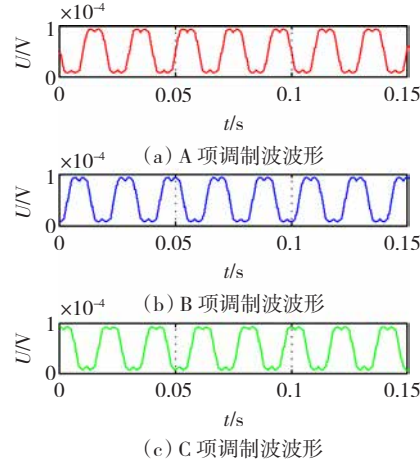


图 14 三相调制波波形

Fig. 14 Three-phase modulation waveform

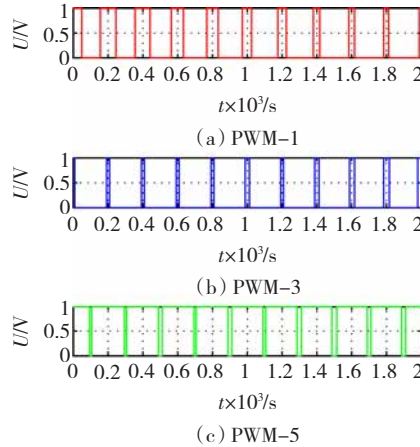


图 15 三相 PWM 信号

Fig. 15 Fast SVPWM waveform

4 快速 SVPWM 算法的实验验证

如图 16 所示, 永磁同步电机变频调速实验模型采用经典的双闭环  $i_{sd}=0$  控制。系统参数经过控制器调解后得到目标电压矢量  $\vec{u}^*$ , 再使用快速 SVPWM 算法输出控制逆变器的 6 路 PWM 信号。

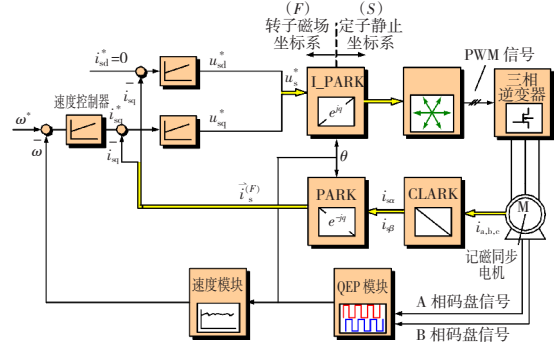


图 16 变频调速实验原理图

Fig. 16 Schematic diagram of Frequency conversion speed regulation experiment

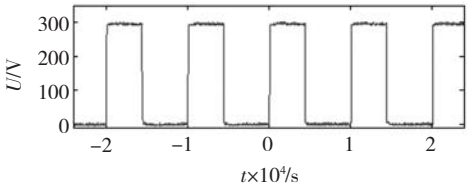
实验平台由 TI 公司的 MDSHVMTRPFCKIT 电机控制套件、永磁同步电机、DSP (TMS320F28335) 核心控制器、示波器组成,图 17 为实验平台的实物照片。



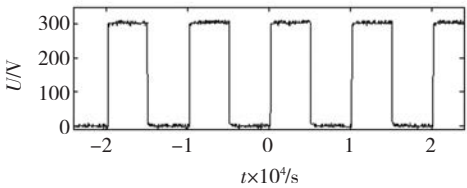
图 17 硬件实验平台

Fig. 17 Laboratory equipment platform

在相同的实验条件下分别对常规算法和快速 SVPWM 算法进行了实验,单相电压如图 18 所示,通过对比发现使用两种算法得到的单相电压完全一致。



(a) 常规算法的单项电压测量值

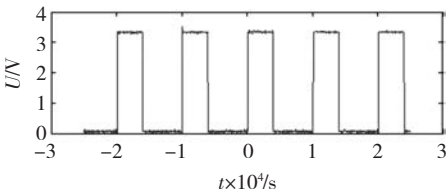


(b) 优化算法的单项电压测量值

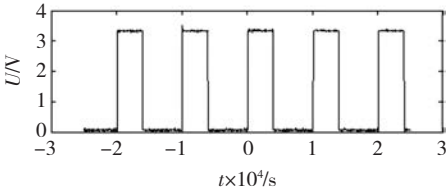
图 18 单项电压值

Fig. 18 Single phase voltage

利用示波器对 DSP 输出的 PWM 信号进行了观测,两种方法的实验结果如图 19 和图 20 所示。



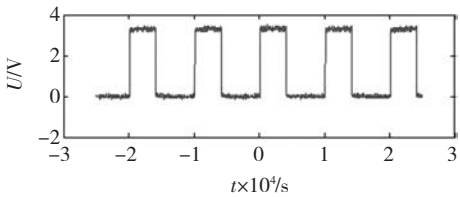
(a) 常规算法中 PWM-1



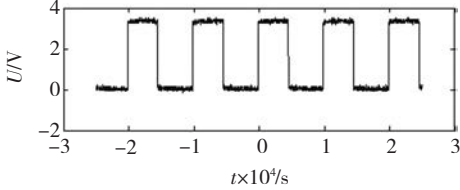
(b) 常规算法中 PWM-3

图 19 常规算法生成的 PWM 波形

Fig. 19 Conventional SVPWM waveform



(a) 常规算法中 PWM-1

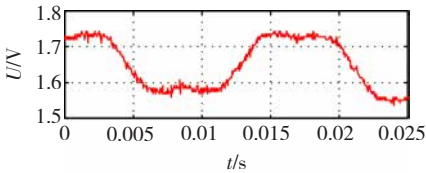


(b) 常规算法中 PWM-3

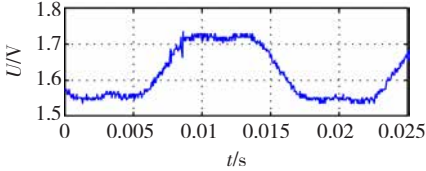
图 20 快速算法生成的 PWM 波形

Fig. 20 Fast SVPWM waveform

电机运行在 900 r/min、1 800 r/min、3 000 r/min 时快速 SVPWM 算法的调制波波形如图 21 ~ 图 23 所示。所以在低速、中速、高速的情况下调制波均能保持规则的马鞍形,证明新算法在全速度范围内都能正常工作。



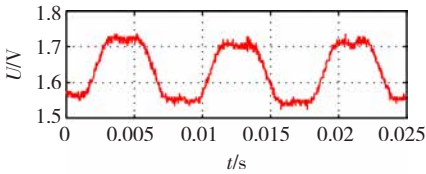
(a) 转速 900 r/min 时 A 项调制波波形



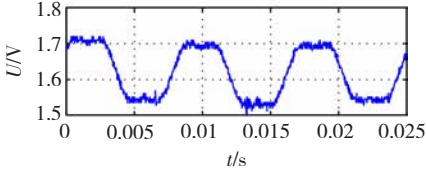
(b) 转速 900 r/min 时 B 项调制波波形

图 21 转速 900 r/min 时快速算法调制波波形

Fig. 21 Fast SVPWM modulation waveform at 900 r/min



(a) 转速 1 800 r/min 时 A 项调制波波形



(b) 转速 1 800 r/min 时 B 项调制波波形

图 22 转速 1 800 r/min 时调制波波形

Fig. 22 Fast SVPWM modulation waveform at 1 800 r/min

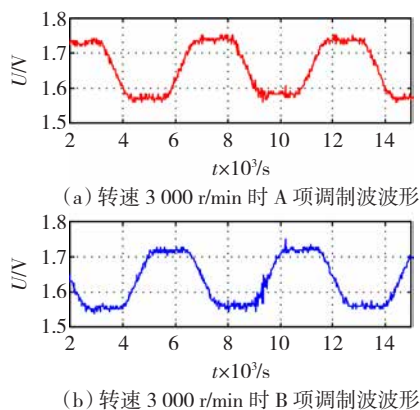


图23 转速3000 r/min时快速算法调制波波形

Fig. 23 Fast SVPWM modulation waveform at 3000 r/min

通过TI专用的CCS5编译环境对常规SVPWM算法和优化SVPWM算法进行编译,并在TMS320F28335控制器上运行,常规算法的运算周期为142而优化算法的运算周期为88。从代码大小来看,常规SVPWM算法的代码段大小为256字节,而快速SVPWM算法的代码段大小仅为211字节。

## 5 小结

本文提出了一种SVPWM的快速算法。通过对空间电压矢量的压缩变换和简明判据,使SVPWM的计算量大大降低。通过Matlab/SIMULINK仿真证明了该算法的正确性,并且将其成功应用在永磁同步电机变频调速实验中。与传统算法相比,该算法由于减少了浮点数的乘法运算、精简了运算步骤,对于TMS320F28335控制器,运算速度提高了38%;编程代码更为节简,共节省了45个字节的内存空间。可见该算法降低了SVPWM算法的硬件资源消耗,具有良好的应用前景。

## 参考文献:

- [1] Ashwin M. Khambadkone, Joachim Holtz. Compensated synchronous PI current controller in overmodulation range and six-step operation of space-vector-modulation-based vector-controlled drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronic, 2002, 49(3): 574–580.
- [2] 田亚菲,何继爱,黄智武. 电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法仿真实现及分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2004, 16(4): 68–71.
- TIAN Yafei, HE Jiai, HUANG Zhiwu. Simulation and analyzation of space vector PWM [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2004, 16(4): 68–71.
- [3] 李明勇,朱鹏,蔡巍. 基于空间矢量脉宽调制的5相H桥型逆变器谐波控制[J]. 高电压技术, 2012, 38(11): 3080–3086.

- LI MingYong, ZHU Peng, CAI Wei. Harmonics control for five-phase h-bridge inverter based on SVPWM [J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(11): 3080–3086.
- [4] 宋春伟,赵荣祥. 六半桥三相SVPWM控制技术[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(10): 44–49.
- SONG Chunwei, ZHAO Rongxiang, ZHU Minglei. Six half-bridge three-phase SVPWM control technology [J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(10): 44–49.
- [5] 姚志垒,肖岚. 三相SVPWM并网逆变器的改进解耦控制方法[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(20): 99–102.
- YAO Zhilei, XIAO Lan. An Improved decoupling control method for three-phase grid-connected inverters with SVPWM [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(20): 99–102.
- [6] 陈栋,刘振兴. SVPWM整流器IGBT模块的故障诊断技术研究[J]. 华北电力大学学报, 2012, 39(4): 72–76.
- CHEN Dong, LIU Zhenxing. Fault diagnosis of IGBT modules for SVPWM rectifier [J]. Journal of North China Electric Power University, 2012, 39(4): 72–76.
- [7] WANG Ben, QIU Lebin. Design of SVPWM generator based On FPGA [J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(2): 56–60.
- [8] Sidney R B, Lai Yen-Shin. Shin. The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(5): 670–679.
- [9] ZHENG L B, FLETCHER J E. Dual plane vector control of a five-phase induction machine for an improved flux pattern [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1996–2005.
- [10] 张全川,李文. 基于DSP的空间矢量PWM波实现[J]. 电力电子技术, 2007, 41(12): 90–92.
- ZHANG Quanchuan, LI Wen. Realization of Space Vector PWM based on DSP [J]. Power Electronics, 2007, 41(12): 90–92.
- [11] J. Holtz, Jens-Onno Krah. High-performance current regulation and efficient PWM implementation for low inductance servo motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(5): 1039–1049.
- [12] 杨贵杰,孙力. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79–83.
- YANG Guijie, SUN Li. Study on method of the space vector PWM [J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(5): 79–83.
- [13] 李峰. 矢量控制系统中优化PWM控制策略的研究[D]. 天津大学, 2003.
- [14] 祝琴,钟祥微,章鸿. SVPWM原理及其Simulink仿真[J]. 电机电器技术, 2005(4): 49–51.
- ZHU Oin, ZHONG Xiangwei, ZHANG Hong. The principle of SVPWM and simulation in simulink [J]. Electric Motor Technology, 2005(4): 49–51.
- [15] 杨大柱. 感应电机SVPWM控制系统的仿真研究电机技术[J]. 现代驱动与控制, 2009(5): 32–34.
- YANG Dazhu. Simulation study of SVPWM control system of induction machine [J]. Modern Drive and Control, 2009(5): 32–34.

(编辑:刘素菊)