

文章编号:1007-757X(2008)1-0008-03

# 基于TMS320LF2407 DSP的SVPWM波 实现方法的理论研究

祝国平

**摘要:**传统的SPWM的控制方法是尽量使变频器的输出电压接近正弦波,而输入电机的电流波形却未得到有效的控制;SVPWM的控制技术的依据是利用输入电机的三相正弦电流在电机空间形成圆形旋转磁场,从而产生恒定的电磁转矩。

**关键词:**三相逆变器;空间电压矢量;脉宽调制;数字信号处理

**中图分类号:**U283.4 **文献标识码:**A

## 1 引言

对于电压型逆变器来说,一般采用SPWM算法和SVPWM算法。与SPWM算法相比,SVPWM算法优点明显:物理概念清晰,算法简单,适于数字实现;直流电压利用率高;在调控输出电压基波大小的同时亦可减少输出电压中的谐波;能减少逆变器状态转换时开关管状态转换的次数,进而可有效地降低开关损耗。本文根据电压矢量控制的基本原理,给出SVPWM算法在TMS320LF2407上的软件流程。实际编程实现了SVPWM波输出。

## 2 SVPWM的算法推导

图1-1所示为三相电压型逆变器的结构图,逆变器采用上、下管换流,上桥臂器件导通用数字“1”表示,下桥臂器件导通用数字“0”表示,则开关器件有8种工作状态:VT<sub>6</sub>、VT<sub>1</sub>、

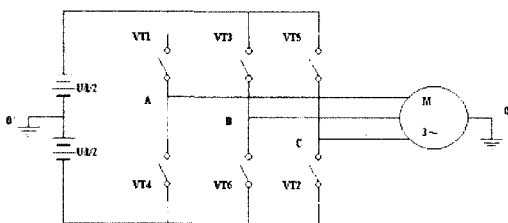


图1-1 三相逆变器示意图

VT<sub>2</sub>导通,VT<sub>1</sub>、VT<sub>3</sub>、VT<sub>3</sub>导通,VT<sub>2</sub>、VT<sub>3</sub>、VT<sub>4</sub>导通,VT<sub>3</sub>、VT<sub>4</sub>、VT<sub>5</sub>导通,VT<sub>4</sub>、VT<sub>5</sub>、VT<sub>6</sub>导通以VT<sub>1</sub>、VT<sub>3</sub>、VT<sub>5</sub>导通,VT<sub>2</sub>、VT<sub>4</sub>、VT<sub>6</sub>导通;按上述数字方式表达,即4(100),6(110),2(010),3(011),1(001),5(101)及7(111)和0(000)。从逆变器正常工作来看,7(111)与0(000)两工作状态无效。由异步电机相电压的计算方式,可得8种工作状态下异步电机三

相电压 $U_{AO}$ 、 $U_{BO}$ 、 $U_{CO}$ 的大小,如表1-1示,其中 $U_{AO'}$ 、 $U_{BO'}$ 、 $U_{CO'}$ 为逆变器输出端相对于O'点的电压。

表1-1 三相异步电机相电压

A	B	C	$U_{AO'}$	$U_{BO'}$	$U_{CO'}$	$U_{AO}$	$U_{BO}$	$U_{CO}$
0	0	0	$-\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{2}U_d$	0	0	0
0	0	1	$-\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d$
0	1	0	$-\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$	$\frac{2}{3}U_d$	$-\frac{1}{3}U_d$
0	1	1	$-\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$
1	0	0	$-\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$
1	0	1	$\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$
1	1	0	$\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{2}U_d$	$-\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$\frac{1}{3}U_d$	$-\frac{2}{3}U_d$
1	1	1	$\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{2}U_d$	$\frac{1}{2}U_d$	0	0	0

表1-1中的各个状态都对唯一输出电压瞬时值矢量,如图1-2所示,其中 $\dot{U}_0$ 、 $\dot{U}_7$ 为零矢量,由此可以得到6个扇区。三相可以用图1-3的一个以角速度 $\omega=2\pi f$ 的空间旋转电压矢量 $\dot{U}$ 来表示。当 $\dot{U}$ 遍历圆轨迹时,形成三相瞬时输出电压,理论证明,当 $\dot{U}$ 落入某一扇区后,用该扇区的两个边界矢量和零矢量去合成 $\dot{U}$ ,可以得到最佳的合成效果<sup>[2]</sup>。

设在一个开关周期 $T_s$ 内, $\dot{U}$ 按逆时针方向旋转,一个边界矢量 $U_x$ 作用时间为 $T_x$ ,另一边界矢量 $U_y$ 的作用时间为 $T_y$ ,零

矢量作用的时间为  $T_0$ , 则有:

$$T_s = T_x + T_y + T_0 \quad (1-1)$$

根据伏秒平衡原理可得:

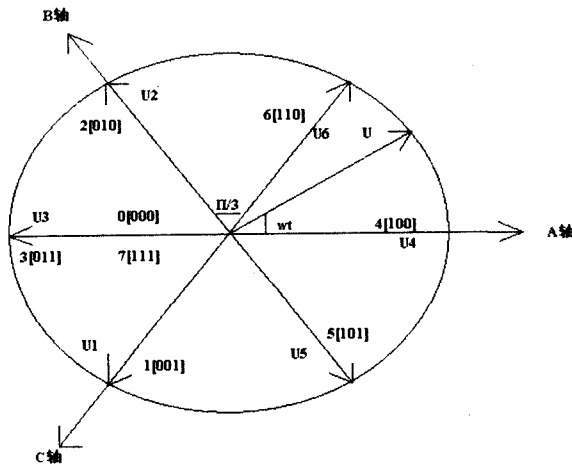


图 1-2 6 状态及旋转电压矢量

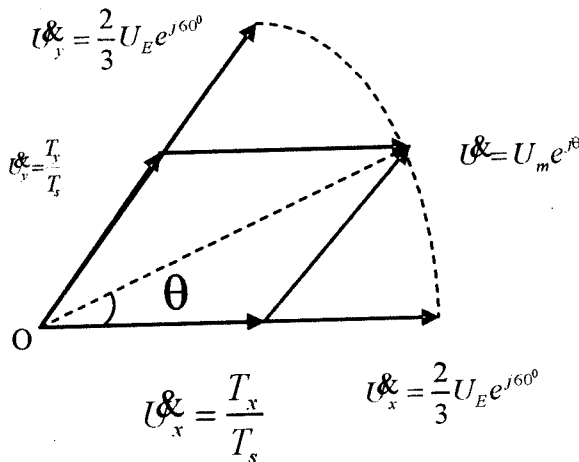


图 1-3 空间电压矢量合成

$$\dot{U}_s = \dot{U}_x T_x + \dot{U}_y T_y + 0 \times T_0 \quad (1-2)$$

即为:

$$\dot{U} = \dot{U}_x \frac{T_x}{T_s} + \dot{U}_y \frac{T_y}{T_s} \quad (1-3)$$

公式(1-3)就是一般空间电压矢量的合成,关键在于  $T_x$ 、 $T_y$ 、 $T_0$  的计算。

用 DSP 控制器的空间矢量状态来实现变频要求时,需要求出在一个调制周期  $T_s$  内 2 个有效空间矢量  $U_x$  与  $U_y$  的持续时间  $T_x$  与  $T_y$ , 以及零矢量作用的时间  $T_0$ 。

下面以第一扇区中的  $\dot{U}$  的合成过程为例,简要分析  $T_x$ 、 $T_y$ 、 $T_0$  的计算公式,并且假设  $\dot{U}$  的相角为  $\theta$ , 幅值为  $U_m$ , 如图 1-3 所示。其中:

$$\begin{cases} \dot{U}_x = \frac{2}{3} U_E e^{j0^\circ} \\ \dot{U}_y = \frac{2}{3} U_E e^{j60^\circ} \\ \dot{U} = U_m e^{j\theta} \\ \theta = \omega t \end{cases} \quad (1-4)$$

将式(1-4)代入式(1-3)有:

$$U_m (\cos\theta + j\sin\theta) = \frac{2}{3} U_E \frac{1}{T_s} \left[ (T_x + \frac{T_y}{2}) + j \frac{\sqrt{3}}{2} T_y \right] \quad (1-5)$$

由(1-5)中的对应部分相等可以得到:

$$\begin{cases} \frac{T_x}{T_s} = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_E} \sin(60^\circ - \theta) \\ \frac{T_y}{T_s} = \sqrt{3} \frac{U_m}{U_E} \sin\theta \\ \frac{T_0}{T_s} = 1 - \sqrt{3} \frac{U_m}{U_E} \cos(30^\circ - \theta) \end{cases} \quad (1-6)$$

设  $K_v = \sqrt{3} U_m / U_E$ ,  $x$  为每个子扇区逆时针方向的起始边缘矢量,则分别为  $0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$ , 那么在其他 5 个扇区的时候,矢量旋转公式为:

$$\begin{cases} \frac{T_x}{T_s} = K_v \sin(x + 60^\circ - \omega t) \\ \frac{T_y}{T_s} = K_v \sin(\omega t - x) \\ \frac{T_0}{T_s} = 1 - K_v \cos(x + 30^\circ - \omega t) \end{cases} \quad (1-7)$$

式于全空间 6 个扇区的旋转矢量。当  $\dot{U}$  按顺时针方向旋转时,仍然以第一扇区中的电压合成为起始状态,其他不变,则经分析可以得到相类似的公式。

将式(1-7)定义为旋转矢量统一公,是空间矢量状态实现变频的关键公式<sup>[3]</sup>,可以看出,改变  $K_v$  可以调节输出电压幅值,即为VV(变压);改变  $\omega$  可以调节输出电压的频率,即为VF(变频);综上即可实现VVVF调速了。在事先建立好了正弦表后,就可以很方便地实现编程了。

### 3 基于 TMS320LF2407DSP 生成 SVPWM 波的软件方法

首先要在算法上实现  $3r/2r$  变换,也就是将三相旋转转换为两相旋转,实现控制方式的简化,变换矩阵为:

$$C_{3r/2r} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - 120^\circ) & -\sin(\theta_r + 120^\circ) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

其中,  $\theta_r$  为 d 轴与 A 轴的夹角。

其次,成 SVPWM 波,在初始化用户软件应进行下列设置:

(1) 配置比较方式控制寄存器 ACTRx 以定义全比较输

出引脚的极性。

(2) 配置比较控制寄存器 COMCONx 以能使比较操作和空间矢量 PWM 模, 并将 ACTRx 和比较寄存器 CMPR x 的重装条件设置为下溢。

(3) 将通用定时器 1 或 3 设置为连续增/减计数模式, 并启动计时器。

(4) 确定在二维 d-q 平面上输入到电机的电压  $\dot{U}$ , 并分解  $\dot{U}$  以确定每个 PWM 周期的以下参数:

● 两相邻矢量—— $U_x$  与  $U_y$ ,

● 参量  $T_x$ 、 $T_y$ 、 $T_0$ ,

● 将相应于  $U_x$  的开启方式写入到 ACTRx 寄存器的 D14~D12 位中, 并将 1 写入 ACTRx 的 D15 中, 或将  $U_y$  的开启方式写入到 ACTRx 的 D14~D12 中, 并将 0 写入 ACTRx 的 D15 中。

● 将  $T_0/2$  写入 CMPR1, 并将  $(T_x + T_y)/2$  写入 CMPR2 中。

注意应满足关系:  $(CMPR1) \leq (CMPR2) \leq (T1PR)$  软件流程初始化如图 2-1 示, 中断程序如图 2-2 示。

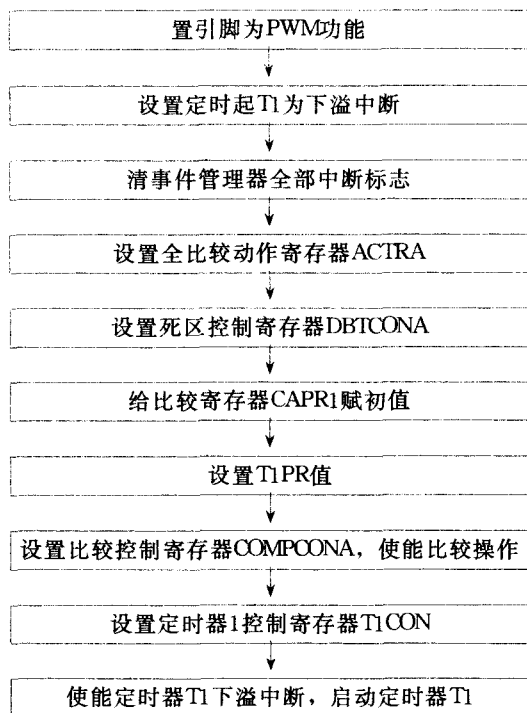


图 2-1 程序初始化

#### 4 创新点

本文中的逆变器在直流侧假设了两个电压值相等的直流电源, 从而形成电压的钳位, 有的电路是使用电容或二极管来形成钳位; 但器件由于本身的漂移、压降属性等, 使得各器件钳压值不可能一致相等。因此作者提出, 能否用稳压管代替或

者与电容、二极管组合作用来达到各器件钳位电压值相等呢? 作者在进一步探索中。

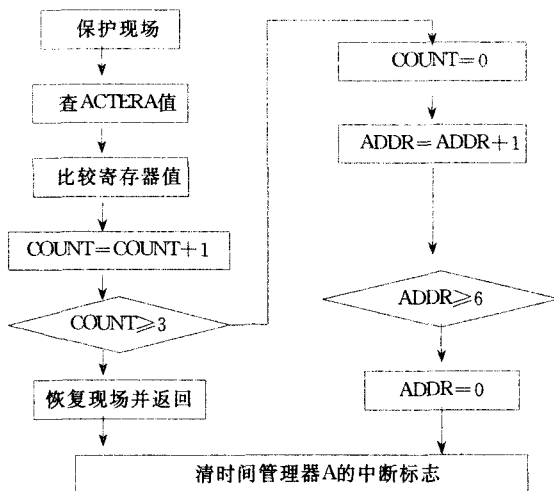


图 2-2 中断服务程序

#### 5 结论

完全本文分析了基于 TMS320LF2407 的理论上实现 SVPWM 的方法, 分析说明:

(1) 6 个扇区形成 6 拍, 使电机的旋转磁场逼近圆形, 理论上可使电机的匀速运行性能较好;

(2) 利用 SVPWM 直接生成三相 PWM 波, 计算简便;

(3) 采用 SVPWM 控制时, 输出电压效率也可以相应得到提高。

#### 参考文献:

- [1] 陈伯时. 电力拖动控制系统——运动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [2] 陈坚. 电力电子学——电力电子变换与控制技术[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [3] 赵洪涛. 空间矢量脉宽调制方法与三相四桥臂逆变器研究[D]. 武汉: 空军雷达学院, 2005.
- [4] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术[M]. 第四版. 北京: 机械工业出版社, 2000.

(收稿日期: 2007-6-20)