维普资讯 http://www.cqvip.com

基于TMS320F2812的SVPWM的研究

周有为　刘和平　杨利辉
（重庆大学电气工程学院　400044）

摘　要　详细地讨论了空间矢量脉宽调制（SVPWM）的基本理论，介绍了利用TI的DSP电机控制芯片TMS320F2812实现SVPWM的方法，给出了实验结果波形。该控制方法速度快、精度高，在电压型逆变器中能产生更少的谐波并减少开关损耗。

关键词　SVPWM　TMS320F2812

1　引言

随着全控型功率半导体器件和微处理器的发展，PWM逆变器已经广泛地应用于电机控制、逆变电源等。目前，PWM开关信号的获得最常见的有正弦脉宽调制（SPWM）和空间矢量脉宽调制（SVPWM）。其中，SVPWM方法具有直流电压利用率高，电压谐波小，便于数字化实现等优点。

TMS320F2812是TI公司设计的电机控制专用芯片，它的事件管理器（EV）含有硬件SVPWM产生电路。而且TMS320F2812可以工作在150MHz的工作频率，因此利用TMS320F2812产生SVPWM具有硬件结构简单，控制精度高，实时性强，软件编程容易等优点。

2　SVPWM的原理

空间矢量PWM是指根据三相逆变桥的上桥臂三个开关管的不同组合输出不同的脉冲序列用于控制交流电机和永磁同步电机，在电机定子绕组内生成三相正弦交流电流。图1是常用的三相电压源逆变器的主电路结构。

图1中，U_a，U_b，U_c是逆变器的相电压输出，Q_1～Q_6是6个功率晶体管，它们分别被a，a′，b，b′，c，c′这6个控制信号所控制。当逆变桥上半部分的一个功率晶体管开通时（即a，b或c为1时），其下半部分相对的功率晶体管被关闭（即a′，b′或c′为0）。因此，Q_1，Q_3和Q_5这3个功率晶体管的开关状态，即开关量［a　b　c］^{t}和线电压矢量［U_{ab}　U_{bc}　U_{ca}］^{t}、相电压矢量［U_a　U_b　U_c］^{t}之间的关系为

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

式中，U_{dc}为输入直流母线电压。

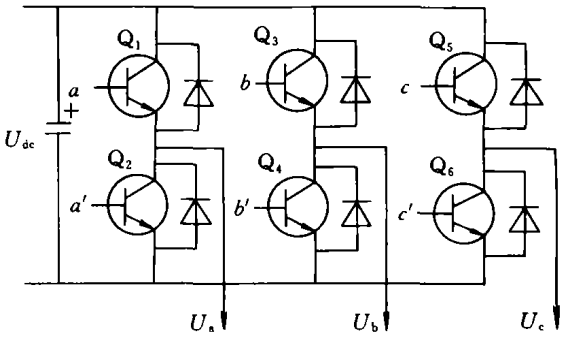

图1　三相电压源逆变器主电路结构图

在（α，β）坐标系中与输出的三相线电压相对应的分量可以由下面的等式表示

$$U_\alpha = U_{AN}$$

$$U_{s\beta} = (2U_{BN} + U_{AN}) / \sqrt{3}$$

上面的等式也可以用矩阵形式表示如下

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{bmatrix}$$

式中，$U_{s\alpha}$、$U_{s\beta}$被称为基本空间矢量的（α、β）

此项目由重庆大学研究生创新实践基地，创新基金资助。

维普资讯 http://www.cqvip.com

轴分量，每个基本空间矢量与合适的功率晶体管的开关命令信号组合（c，b，a）相对应。8 个基本空间矢量示意图（其中包括两个零矢量）如图 2 所示。

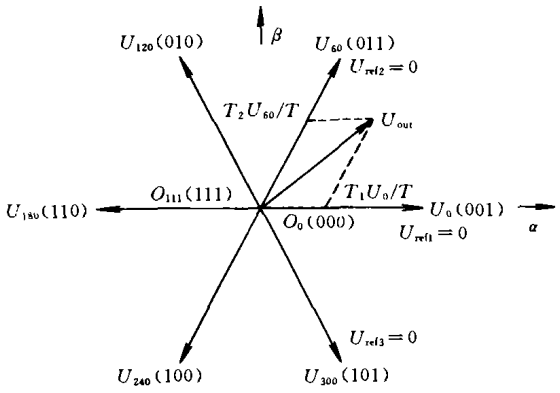

图 2　基本空间矢量及矢量合成示意图

SVPWM 技术就是用基本的空间矢量逼近给定所需参考电压矢量 U_{out}。按照平行四边形法则，利用这 8 个基本空间矢量可以合成任意的电压矢量。

3　基于 TMS320F2812 的 SVPWM 的实现方法

TMS320F2812 是 TI 公司最近专为数字电机控制应用而推出的一款高性能的 DSP，它有丰富的微控制器外设模块，为控制系统应用提供了一个理想的解决方案。

根据基本电压矢量 U_x，$U_{x\pm60}$，O_{000}和 O_{111} 的不同组合顺序，TMS320F2812 数字信号处理器的事件管理器为空间矢量 PWM 的实现提供了两种开关方案，一种是由软件决定开关触发顺序，然后通过比较单元生成 PWM 波形，这种方案可以表示为：O_{000}，U_x，$U_{x\pm60}$，O_{111}，O_{111}，$U_{x\pm60}$，U_x，O_{000}；另一种则是通过 TMS320F2812 内部的 SVPWM 硬件模块生成 PWM 波形，可以表示为：U_x，$U_{x\pm60}$，O_{yyy}，O_{yyy}，$U_{x\pm60}$，U_x；其中，x 可以等于 0、60、120、180、240 和 300，O_{yyy}可以是 O_{000}，也可以是 O_{111}，它们的值取决于待求输出电压矢量所处的扇区。开关波形如图 3 所示。

由图 3a 可知，除了 PWM 输出占空比为 0 或 1 的情况外，通过软件实现的开关方案中，电力电子器件在一个载波周期内需要开通、关断各一次，这意味着电力电子器件的平均开关频率较高，开关损耗大，但是，这种开关方式在较低的调制系数下输出电压的谐波含量较小。当采用图 3b 所示开关方案时，在一个载波周期内总有某一个桥臂上的电力电子器件不需要换流（图 3b 中，PWM1 触发脉冲控制的电力电子器件不用换流），此时，电力电子器件的平均开关频率较低，开关损耗小，但是，输出电压的谐波含量增大。同时，由于这种开关方式还会引起逆变器三相输出的死区不平衡，加大了输出电压的谐波。但是，可以证明，图 3b 所示开关方式在较高载波比条件下既可以减小开关损耗，又可以减小电机的谐波损耗和脉动转矩，其总体性能优于图 3a 所示的开关方式。下文将详细讨论硬件实现开关方案在 TMS320F2812 数字信号处理器中的实现。

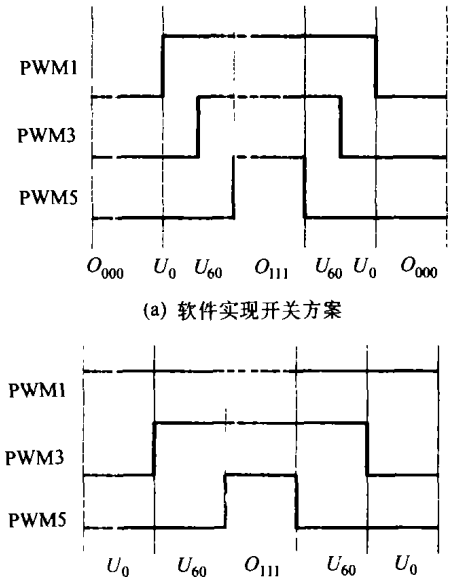

图 3　开关方案（扇区 1）

3.1　占空比的确定

α-β 坐标系下任何一个矢量 U_{out}，只要满足条件 $|U_{out}|\leqslant1$（$|U_{out}|=1$ 为 SVPWM 技术的最大输出电压），都可以由这 8 个基本电压矢量按下式的规律合成

$$TU_{out}=T_1U_x+T_2U_{x+60}+T_0O_{000(111)}$$

其中，T 是 PWM 载波周期，T_1，T_2 和 T_0 分别代表基本电压矢量 U_x，U_{x+60}和 O_{000}（或 O_{111}）。

在一个 PWM 周期中的作用时间，它们必须满足以下条件

$$T_1+T_2+T_0=T \tag{3}$$

设某时刻给定电压 $U_{out}=U_\alpha+jU_\beta$ 处于由 U_0 和 U_{60}组成的扇区中，则 U_{out}可以由 T_1U_0/T 和

维普资讯 http://www.cqvip.com

T_2U_{60}/T 按平行四边形法则合成，如图 2 所示，又由于

$$\begin{cases}\frac{T_1}{T}U_0=\frac{T'}{T}|U_0|+j0\\ \frac{T_2}{T}U_{60}=\frac{T_2}{T}|U_{60}|\cos60^\circ+j\frac{T_2}{T}|U_{60}|\sin60^\circ\end{cases}$$

根据实部、虚部分别相等的原则，可以得到以下等式

$$\begin{cases}U_\alpha=U_{out}\cdot\cos\theta=\frac{T_1}{T}|U_0|+\frac{T_2}{T}|U_{60}|\cos60^\circ\\ U_\beta=U_{out}\cdot\sin\theta=\frac{T_2}{T}|U_{60}|\sin60^\circ\end{cases}$$

因为 $|U_0|=|U_{60}|=2/\sqrt{3}$，代入上式并求解，可得

$$\begin{cases}t_1=\frac{T_1}{T}=\frac{1}{2}(\sqrt{3}U_\alpha-U_\beta)\\ t_2=\frac{T_2}{T}=U_\beta\end{cases}$$

其中，T_1/T，T_2/T 就是所求的占空比，U_α 和 U_β 分别是给定电压 U_{out} 在 α 和 β 轴上的分量（注意，此时 U_α 和 U_β 都是标么值）。

同理，当 U_{out} 处于由电压矢量 U_{60} 和 U_{120} 组成的扇区时，所求的占空比为

$$\begin{cases}t_1=\frac{T_1}{T}=\frac{1}{2}(\sqrt{3}U_\alpha+U_\beta)\\ t_2=\frac{T_2}{T}=\frac{1}{2}(-\sqrt{3}U_\alpha+U_\beta)\end{cases}$$

不妨设存在以下三个变量 U_{ref1}、U_{ref2} 和 U_{ref3}

$$\begin{cases}U_{ref1}=U_\beta\\ U_{ref2}=\frac{1}{2}(\sqrt{3}U_\alpha-U_\beta)\\ U_{ref3}=-\frac{1}{2}(\sqrt{3}U_\alpha+U_\beta)\end{cases}$$

根据以上求解过程，可以得占空比、扇区和 U_{ref1}、U_{ref2}、U_{ref3} 三者之间的关系，如表 1 所示。

表 1　占空比确定表

扇区 / 占空比	U_0、U_{60}	U_{60}、U_{120}	U_{120}、U_{180}	U_{180}、U_{240}	U_{240}、U_{300}	U_{300}、U_{360}
t_1	U_{ref2}	$-U_{ref3}$	U_{ref1}	$-U_{ref2}$	U_{ref3}	$-U_{ref1}$
t_2	U_{ref1}	$-U_{ref2}$	U_{ref3}	$-U_{ref1}$	U_{ref2}	$-U_{ref3}$

（注意：在表 1 中，电压矢量在每个扇区的旋转方向始终为正方向。）

3.2　扇区的确定

由表 1 可知，在确定占空比前，必须先知道输出电压矢量所处的扇区。分别令 $U_{ref1}=0$、$U_{ref2}=0$、$U_{ref3}=0$，可以在 α-β 坐标系下得到三条直线，分别与 6 个电压矢量重合。因此，由 U_{ref1}、U_{ref2}、U_{ref3} 三个量与 0 的关系可以求得输出电压矢量所在的扇区值。例如，当 $U_{ref1}>0$、$U_{ref2}<0$、$U_{ref3}<0$ 时，输出电压矢量处于 2 扇区，如图 2 所示。

设当 $U_{ref1}>0$ 时，$a=1$，否则 $a=0$；当 $U_{ref2}>0$ 时，$b=1$，否则 $b=0$；当 $U_{ref3}>0$ 时，$c=1$，否则 $c=0$。且令 $N=4c+2b+a$，则输出电压所在的扇区值可由 N 和表 2 共同确定。

表 2　由 N 确定扇区值

N	1	2	3	4	5	6
扇区值	2	6	1	4	3	5

同时，可以证明，只要输出电压满足以下条件，即 U_{out} 小于等于 SVPWM 逆变器可输出的最大电压 U_{max}，则 N 不可能为 0 或 7。

$$|U_{out}|\leqslant|U_x|\cos30^\circ$$

确定扇区值后，可根据表 3 确定每个扇区的基本矢量，并在每个 PWM 载波周期内刷新 SVPWM 状态机 ACTR 寄存器 bit［12～15］的值。

表 3　基本矢量表

扇区值	1	2	3	4	5	6
基本矢量	0001	0011	0010	0110	0100	0101

总而言之，SVPWM 硬件模块需要用户按以下步骤进行操作：

（1）初始化系统及相应寄存器。

（2）根据（U_α，U_β），计算 U_{ref1}、U_{ref2}、U_{ref3}。

（3）计算 N，根据 N、表 2 和表 3 确定扇区、基本矢量和旋转方向。

（4）依据扇区值和表 1 确定占空比 t_1 和 t_2。

（5）计算比较寄存器 CMPR1 和 CMPR2（或者 CMPR4 和 CMPR5）的值。

$$CMPR1=\frac{1}{2}t_1\times T_{PWM}$$

$$CMPR2=\frac{1}{2}(t_1+t_2)\times T_{PWM}$$

其中，T_{PWM} 为 PWM 周期。

（6）每个 PWM 周期内更新一次比较寄存器和 ACTR 寄存器值。

维普资讯 http://www.cqvip.com

4 软件流程框图

主程序和 SVPWM 中断程序流程如图 4 所示。

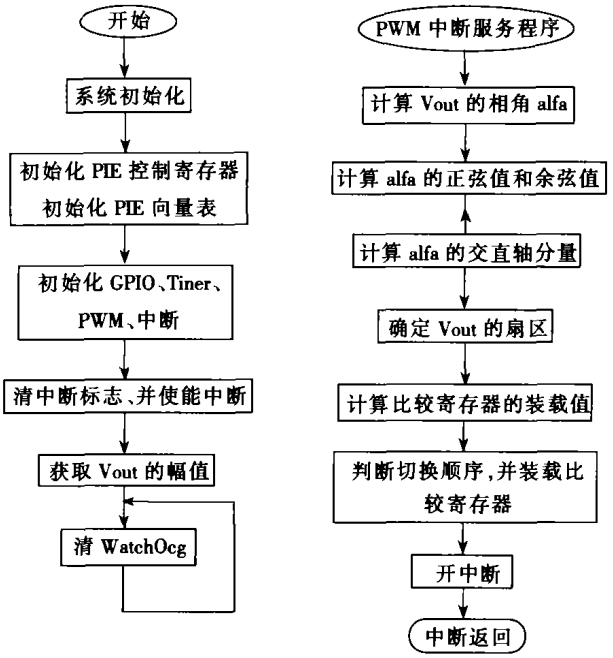

图 4 主程序和 SVPWM 中断程序流程图

5 结果验证

根据电机矩阵变换原理，三相对称的正弦量经过 3s/2s 相变换后，转换为 α-β 坐标系下的两相对称正弦量。设三相对称正弦量为

$$\begin{cases} U_{AN} = \sin\omega t \\ U_{BN} = \sin\ (\omega t - 120°) \\ U_{CN} = \sin\ (\omega t + 120°) \end{cases}$$

经过相变换后得

$$\begin{cases} U_\alpha = \sin\omega t \\ U_\beta = \cos\omega t \end{cases}$$

由此可见，在 α-β 坐标系下，以（$U_\alpha = \sin\omega t$，$U_\beta = \cos\omega t$）作为给定量，经过 SVPWM 子程序和 TMS320F2812 SVPWM 状态机生成 PWM 脉冲控制图 1 所示的三相逆变桥，将会在逆变桥的输出端得到三相对称的正弦电压波形（滤波后）。

图 5 为在 150kW 三相异步电机的恒压频比控制中使用 SVPWM 方法得到的相电压和线电压波形。其中，第一和第三个是 U_a 和 U_b 的波形，对应于逆变桥的相电压；中间为 U_{ab}的波形，对应于逆变桥输出的线电压。

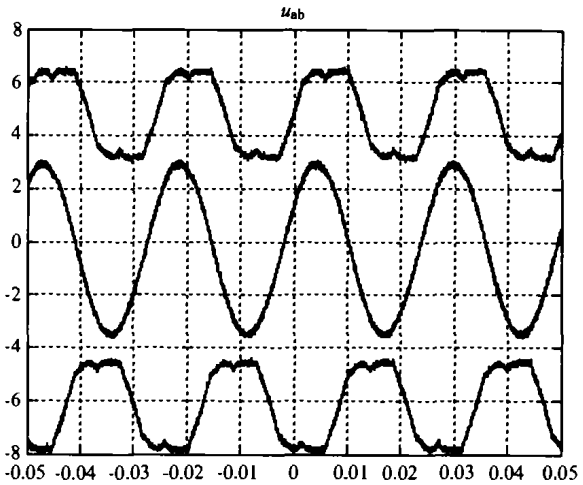

图 5 线电压和相电压波形图

6 结束语

本文研究的 TMS320F2812 实现的 SVPWM 方法已经在 150kW 三相异步电机的恒压频比控制中得到了验证，并取得了很好的控制效果。经过上述分析和实验，结果表明：

(1)通过合理安排零矢量作用时间,可以有效改善 PWM 谐波特征,使谐波减小,并且电压利用率高。

(2)利用 TMS320F2812 可以非常方便地实现 SVPWM 算法,是目前电机控制中比较理想的选择。

(3) 实验证明，采用 TMS320F2812 实现 SVPWM 非常适合用于变频调速系统中。

参考文献

1 刘和平等. TMS320LF240x DSP C 语言开发应用. 北京：北京航空航天大学出版社，2003

2 Texas Instruments Application report. TMS320F28x DSP Event Manager (EV) Reference Guide, 2004

3 瞿文龙等. 逆变器供电感应电机新型空间矢量 PWM 控制方法. 清华大学学报（自然科学版），1997 (1)

Study of SVPWM Based on TMS320F2812

Zhou Youwei

(Chongqing University)

Abstract The theory of space vector pulse width modulation (SVPWM) is discussd in detail. And the method of realizing SVPWM by TI' s DSP motor controller TMS320F2812 is introduce ed . The experimental result is given. This method have the advantage of speed and precision, generate less harmonic wave and get less loss for switch.

Keywords SVPWM TMS320F2812

收稿日期：2004－10－22