维普资讯 http://www.cqvip.com

第 19 卷第 4 期
2007 年 8 月
重庆邮电大学学报(自然科学版)
Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science)
Vol. 19 No. 4
Aug. 2007

基于 TMS320F2812DSP 的 SVPWM 算法研究*

高学军,周志华,温世伶
(三峡大学 电气信息学院,宜昌 443002)

摘 要:叙述了电压空间矢量脉宽调制技术的基本原理及工程算法,给出了该算法在 TMS320F2812 DSP 中的硬件和软件实现方法及试验结果,结合 MATALB 仿真,讨论分析了 2 种方式的优缺点。比较试验结果得出硬件实现方法相对软件实现方法,其开关损耗小,电压利用率高的结论。

关键词:空间矢量脉宽调制;TMS320F2812DSP;扇区
中图分类号:TM921.1 **文献标识码**:A **文章编号**:1673-825X(2007)04-0510-05

Research on algorithm of voltage SVPWM based on TMS320F2812DSP

GAO Xue-jun, ZHOU Zhi-hua, WEN Shi-ling
(College of Electric Engineering and Information Science, Three Gorges University, Yichang 443002, P. R. China)

Abstract: The principle and the engineering algorithm of space vector pulse width modulation (SVPWM) are introduced. The implementation methods using hardware and software based on TMS320F2812DSP and the experimental results are given. The advantage and disadvantage of these two methods are discussed by the simulation results with MATLAB. The experimental results show that compared with using software implementation, the swishing losses is less and the use of supply voltage is more efficient by hardware implementation.

Key words: space vector pulse width modulation (SVPWM); TMS320F2812DSP; sector

0 引 言

空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)技术已经成为三相电压源逆变器中一种非常流行的控制技术,广泛应用予逆变电源、交流感应电机(AC induction motor)和永磁同步电机(permanent-magnet synchronous motor)的控制中[1]。TMS320F2812 数字信号处理器是 TI 公司最新推出的 32 位定点 DSP 控制器,其频率高达 150 MHz,大大提高了控制系统的控制精度和芯片的处理能力[2]。利用 DSP2812 事件管理器模块产生空间矢量 PWM 波形,有实时性好、控制精度高,编程简单等优点。

1 SVPWM 原理[3,4]

电压空间矢量 PWM 是以对称三相正弦波电压供电时交流电机的理想磁通圆为基准,用逆变器不同的开关模式所产生的实际磁通去逼近基准磁通,并由它们比较的结果决定逆变器的开关状态,形成 PWM 波形[4]。图 1 是一种典型的三相电压源逆变器的结构。

如图 1 所示,电路通过对三相桥式电路 6 个功率开关管 $VT_1 \sim VT_6$,通断按一定的规律进行控制来决定 V_{AN},V_{BN},V_{CN} 三相输出电压的波形情况。a, a', b, b', c, c'是 VT_1 到 VT_6 的 6 个功率开关管的 6 个控制信号,当逆变桥上半部分的一个功率开关管开通时,即 a, b 或 c 为 1 时,其下半部分相对

* 收稿日期:2006-08-29 修订日期:2007-04-12
基金项目:三峡大学博士基金资助项目

维普资讯 http://www.cqvip.com

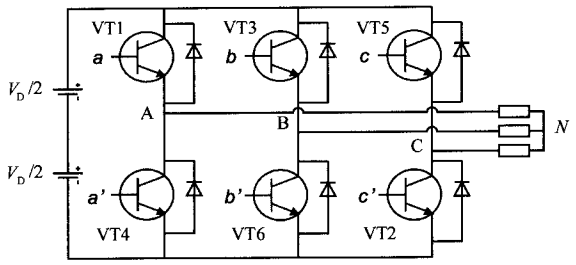

图 1　三相电压源逆变器结构

Fig. 1 Structure of three-phase voltage inverter

的功率开关管被关闭（a'，b'或 c'为 0）。根据开关变量矢量$[a\ b\ c]^T$有 8 种不同的组合值（a，b，c 只能取 0 或 1），即逆变桥功率开关管开关状态有 8 种不同的输出组合。开关变量矢量与输出的线电压和相电压的对应关系如表 1 所示。

表 1　开关状态及逆变器输出电压

Tab. 1 Relationship between output voltage of inverter and switching states

a	b	c	V_{AN}/V_D	V_{BN}/V_D	V_{CN}/V_D	V_{AB}/V_D	V_{BC}/V_D	V_{CA}/V_D
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	−1/3	−1/3	2/3	0	−1	1
0	1	0	−1/3	2/3	−1/3	−1	1	0
0	1	1	−2/3	1/3	1/3	−1	0	1
1	0	0	2/3	−1/3	−1/3	1	0	−1
1	0	1	1/3	−2/3	1/3	1	−1	0
1	1	0	1/3	1/3	−2/3	0	1	−1
1	1	1	0	0	0	0	0	0

表 1 中 V_{AN}，V_{BN}，V_{CN} 表示 3 个输出相电压，V_{AB}，V_{BC}，V_{CA}表示 3 个输出的线电压。

通过 α—β 坐标变换，把 8 种状态组合对应的相电压映射到 α—β 坐标平面，即将（a，b，c）3 个向量垂直映射到 1 个二维坐标（α—β 坐标），这样就可以得到 6 个非零向量和 2 个零向量。6 个非零向量构成一个六边形，相邻向量之间的夹角为 60°，2 个零向量处于原点，如图 2 所示。

在 α—β 坐标系电压与相电压的等式关系为：

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_\alpha \\ \boldsymbol{U}_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \tag{1}$$

实时产生空间向量 PWM 控制方法的关键在于如何实时控制电压矢量的大小、方位。在 1 个 PWM 周期中，先判断给定向量 $\boldsymbol{U}_{out}$所处的扇区及两相邻向量，使其合成向量与 $\boldsymbol{U}_{out}$相等的方法计算出 2

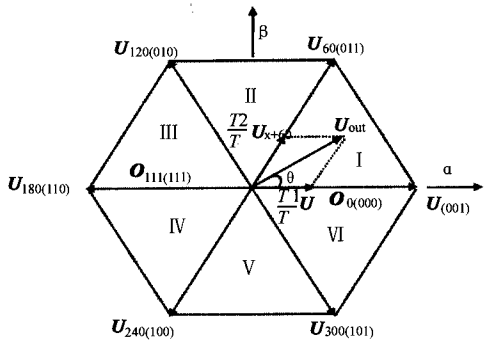

图 2　基本的空间矢量与对应的（a，b，c）示意图

Fig. 2 Scheme diagram of basic space voltage vector

个向量分别应作用的时间。

1.1　U_{out}所在扇区的判断[5]

设定 $\boldsymbol{U}_{out}$在 α—β 坐标系中可分解为 $\boldsymbol{U}_\alpha$和 $\boldsymbol{U}_\beta$，则由

$$\begin{cases} \boldsymbol{U}_{ref\,1} = \boldsymbol{U}_\beta \\ \boldsymbol{U}_{ref\,2} = \frac{\sqrt{3}}{2}\boldsymbol{U}_\alpha - \frac{1}{2}\boldsymbol{U}_\beta \\ \boldsymbol{U}_{ref\,3} = -\frac{\sqrt{3}}{2}\boldsymbol{U}_\alpha - \frac{1}{2}\boldsymbol{U}_\beta \end{cases} \tag{2}$$

以及 $N = \mathrm{sign}(\boldsymbol{U}_{ref\,1}) + 2\mathrm{sign}(\boldsymbol{U}_{ref\,2}) + 4\mathrm{sign}(\boldsymbol{U}_{ref\,3})$计算得到系数 N，N 与 $\mathrm{sign}(\boldsymbol{U}_{ref\,1})_{out}$所属的扇区的关系如表 2 所示。

表 2　N 与扇区数 sector 的对应关系表

Tab. 2 Relationship between N and sector

N	3	1	5	4	6	2
所属扇区（Sector）	Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ

1.2　U_{out}两相邻矢量作用时间计算

以第Ⅰ扇区为例，如图 2 所示，T 为 PWM 载波周期，T_1，T_2为 $\boldsymbol{U}_0$，$\boldsymbol{U}$ 60电压矢量作用时间，T_0为零矢量作用时间，则有

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ \boldsymbol{U}_{out} = \frac{T_1}{T}\boldsymbol{U}_0 + \frac{T_2}{T}\boldsymbol{U}_{60} \end{cases} \tag{3}$$

把（3）式作 α—β 坐标上投影，则

$$\begin{cases} \boldsymbol{U}_\alpha T = |\boldsymbol{U}_0|\,T_1 + |\boldsymbol{U}_{60}|\,T_2\cos 60^\circ \\ \boldsymbol{U}_\beta T = |\boldsymbol{U}_{60}|\,T_2\sin 60^\circ \end{cases} \tag{4}$$

令 $|\boldsymbol{U}_{60}| = |\boldsymbol{U}_0| = \sqrt{\frac{2}{3}}V_D$[6]，则（1）式、（3）式、（4）式可计算出 T_1，T_2 及 T_0，用同样的方法可计算出其他扇区号对应相邻电压向量作用的时间。定义

维普资讯 http://www.cqvip.com

$$\begin{cases} \tau_1 = \dfrac{\sqrt{2}}{V_D} U_\beta T \\ \tau_2 = \dfrac{T}{2V_D}(\sqrt{6}U_\alpha - \sqrt{2}U_\beta) \\ \tau_3 = \dfrac{T}{2V_D}(\sqrt{6}U_\alpha + \sqrt{2}U_\beta) \end{cases} \tag{5}$$

则各个扇区对应的相邻向量作用时间如表3所示。

表3 T_1,T_2 与 τ_1,τ_2 和 τ_3 的对应关系

Tab. 3 Relationship between T_1,T_2 and τ_1,τ_2 and τ_3

扇区	Ⅰ	Ⅱ	Ⅲ	Ⅳ	Ⅴ	Ⅵ
T_1	τ_2	τ_3	τ_1	$-\tau_2$	$-\tau_3$	$-\tau_1$
T_2	τ_1	$-\tau_2$	$-\tau_3$	$-\tau_1$	τ_2	τ_3

2 SVPWM 算法在 TMS320F2812 DSP 中的实现

TMS320F2812 DSP 是 TI 公司面向控制领域最新推出的先进处理器之一,利用 DSP2812 的事件管理器 EV 模块可以很方便地产生对称空间矢量 PWM 波形,它有2种实现方式,硬件方式和软件方式,下面分别介绍这2种 SVPWM 实现方式。(本文中,是利用事件管理器 B 实现 SVPWM 算法,以下以事件管理器 B (EVB)模块作说明)。

2.1 SVPWM 硬件实现方法

硬件实现方法主要是利用 DSP2812 内嵌的 PWM 电路,属于二相调制方法的一种,由于二相调制的 SVPWM 在一个开关周期内始终有一个桥臂不发生开关动作,这种方法易实现,用户只需设置一些相关的寄存器即可。利用 DSP2812 硬件实现 SVPWM 的步骤可概括如下。

步骤1 硬件系统初始化,主要包括 DSP 多功能引脚设定为 PWM 工作状态,调制频率设定,配置比较方式控制寄存器 ACTRB,确定比较输出引脚的极性,确定空间矢量旋转方向(ACTRB[15]=1 表示逆时针旋转,0 表示顺时针旋转,本文定义为逆时针方向);配置比较控制寄存器 COMCONB,使 COMCONB[12]=1 为使能空间矢量 PWM 模式,COMCONB[14~13]=00,将定时器比较寄存器 CMPRx 重装载的条件设置为下溢;将通用定时器3设置为连续递增/减计数模式以便启动定时器。

步骤2 利用第1节所述方法判断在二维 α—β 坐标系内的输出电压 U_{out} 所在的扇区,并确定2个相邻矢量 U_x 和 U_{x+60},确定参数 T_1,T_2,将 U_x 对应的开关状态写到 ACTRB[14~12]位,将值($T_1/2$)和($T_1/2+T_2/2$)分别写到 CMPR4 和 CMPR5 中。本文中,以一段逆时针电压空间矢量 PWM 波形加以说明,如图3所示,图3给出了当 $S=1$ 在第一扇区时,在一个 PWM 周期,硬件期望产生的五段式

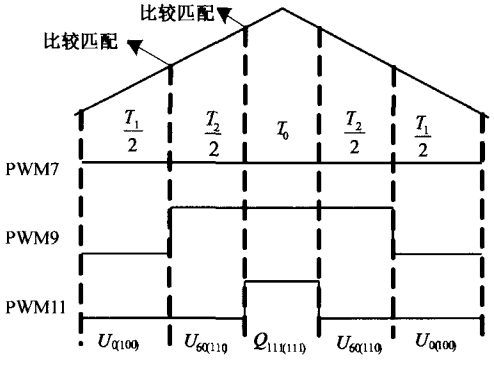

图3 五段式电压空间矢量波形($S=1$ 逆时针)

Fig. 3 Waveform of five-stage space voltage vector($S=1$,anticlockwise)

PWM 波形[1]。从图3中可以看出,一个开关周期内始终有一个桥臂不发生开关动作,硬件系统分别在 $T_1/2$,($T_1/2+T_2/2$)时刻开通定时器比较寄存器 CMPR4 和 CMPR5,零矢量的插入由硬件自动完成,其他扇区的情况与此类似,注意不同扇区输出有效电平不一样。该方案中,为防止上下桥臂直通,可通过对死区控制寄存器 DBTCONB 进行设置,加入死区,死区并不影响开关的保持状态。

步骤3 要注意空间矢量的边界条件,当2个比较寄存器 CMPR4 和 CMPR5 装入的值都是0时,3个比较输出全都变成无效。因此,要满足以下关系式:

$$\text{CMPR4} \leqslant \text{CMPR5} \leqslant \text{T3PR} \tag{6}$$

(6)式中,T3PR 为定时器3周期寄存器。图4是在采样频率为10 kHz(采样周期为100 μs)时,利用 DSP2812 硬件电路实现该算法得出的二相 SVPWM 波形,该波形图是 DSP 控制三相逆变器所输出的开关信号。

2.2 SVPWM 软件实现方法

利用 DSP2812 的常规比较控制模式实现 SVPWM 的步骤如下。

步骤1 硬件系统初始化,与2.1节所述的硬

维普资讯 http://www.cqvip.com

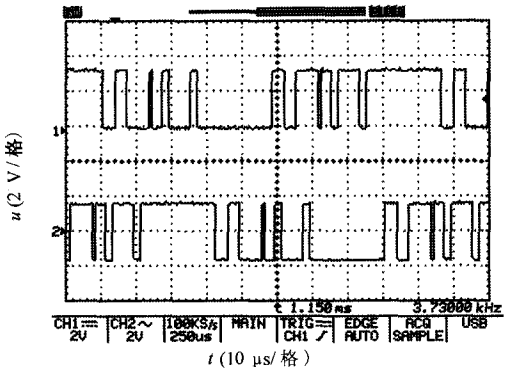

图 4　硬件实现法的 SVPWM 波形

Fig. 4 Waveform of SVPWM using hardware of DSP

件产生 SVPWM 的设置基本相同，不同之处是配置比较控制寄存器 COMCONB，COMCONB[12]=0，禁止空间矢量 PWM 模式。

步骤 2　参照 2.1 节介绍的方法判断输出电压 $\boldsymbol{U}_{out}$ 所在的扇区，并确定 2 个相邻矢量 $\boldsymbol{U}_x$ 和 $\boldsymbol{U}_{x+60}$，确定参数 T_1，T_2 及 T_0（$T_0=T-T_1-T_2$），计算出 $T_0/4$，$T_0/4+T_1/2$，$T_0/4+T_1/2+T_2/2$ 等 3 个开通时刻的值，根据目前流行的七段式电压空间矢量 PWM 波形[6]，可得出 $\boldsymbol{U}_{out}$ 在不同扇区时的 3 个比较寄存器 CMPR4，CMPR5，CMPR6 的赋值，如表 4 所示。图 5 给出 S=1，即第 1 扇区时，七段式电压空间矢量 PWM 波形。

表 4　全比较单元寄存器赋值表

Tab. 4 Evaluation of general-purpose compare registers

扇区	第 1 开通时刻	第 2 开通时刻	第 3 开通时刻
Sector= Ⅰ	CMPR4	CMPR5	CMPR6
Sector= Ⅱ	CMPR5	CMPR4	CMPR6
Sector= Ⅲ	CMPR5	CMPR6	CMPR4
Sector= Ⅳ	CMPR6	CMPR5	CMPR4
Sector= Ⅴ	CMPR6	CMPR4	CMPR5
Sector= Ⅵ	CMPR4	CMPR6	CMPR5

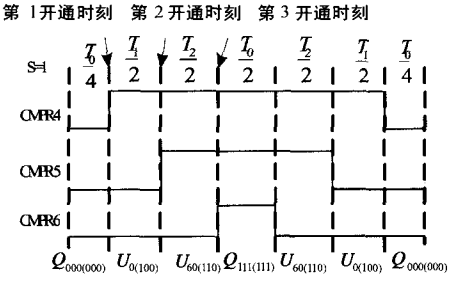

图 5　七段式电压空间矢量波形（S=1）

Fig. 5 Waveform of seven-stage space voltage vector, S=1

对照表 4，当 S=1 时，把 $T_0/4$ 赋给 CMPR4，$(T_0/4+T_1/2)$ 赋给 CMPR5，$(T_0/4+T_1/2+T_2/2)$ 赋给 CMPR6，随定时器计数依次开通。其他扇区与此类似，比较寄存器开通时刻可参照表 4，即在每个 PWM 周期，3 个比较寄存器分别对应何时开通 A，B，C 三相，当定时器的计数器与比较寄存器的值相匹配时，则会改变空间矢量对应的控制信号的输出。

图 6 是在采样频率为 10 kHz（采样周期为 100 μs）时，利用 DSP2812 全比较单元实现该算法用示波器观察到的二相 SVPWM 波形，该波形图也是 DSP 控制三相逆变器所输出的开关信号。

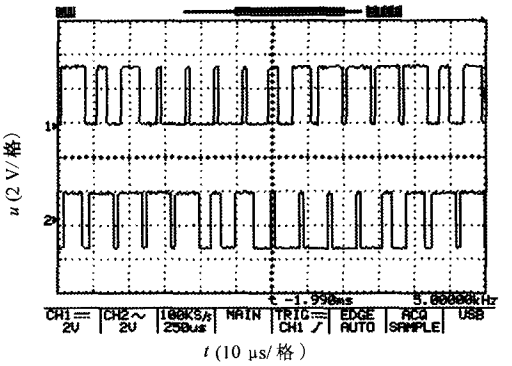

图 6　软件实现法的 SVPWM 波形

Fig. 6 Waveform of SVPWM using software of DSP

3　SVPWM 硬件软件实现算法仿真结果比较

利用 MATLAB 在相同频率调制比，采样频率为 10 kHz 仿真，逆变器输出电压调制频率为50 Hz 时，SVPWM 硬、软件实现算法仿真得到的 A 相输出电压谐波分布如图 7 和图 8 所示。

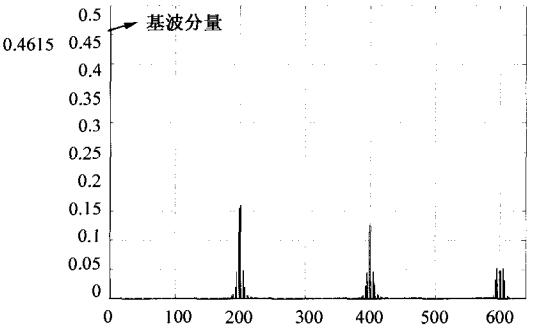

图 7　硬件实现算法输出 A 相电压谐波波形

Fig. 7 Waveform of voltage harmonic of A phase using hardware

由前面试验结果及仿真结果可得出以下结论。

维普资讯 http://www.cqvip.com

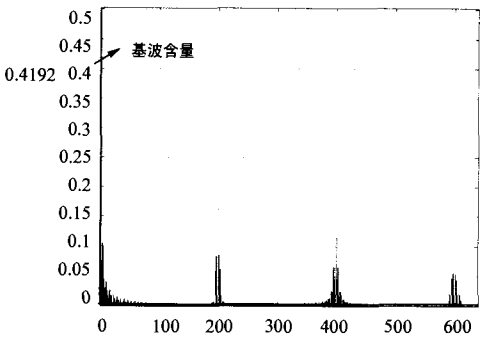

图8 软件实现算法输出A相电压谐波波形

Fig. 8 Waveform of voltage harmonic of A phase using software

(1) 硬件实现方法在每个PWM周期中,总有一相开关状态不变,有利于减少开关损耗,这在高功率逆变器中非常重要。就三相桥仿真输出A相电压谐波波形而言,如图7,8所示,软件实现算法在基波附近所含谐波比较丰富,但硬件实现算法在特定次谐波处,例如在200次、400次和600次等处的谐波含量比软件实现算法要大。

(2) 软件实现方法在每个PWM周期中,是以$\boldsymbol{O}_{000}$零矢量开始和结束,$\boldsymbol{O}_{111}$零矢量插在中间,插入两零矢量的时间相同,相对硬件实现零矢量集中由硬件自动插入,比较图7、图8中的基波含量,硬件实现的基波含量为0.461 5,软件实现的基波含量为0.419 2,可以看出,软件实现SVPWM比硬件实现直流电压的利用率相对低一些。所以,合理安排零矢量的插入可以改善谐波含量,提高电压利用率。

4 结 论

本文中,叙述了SVPWM技术的基本原理及其工程算法,介绍了基于TMS320F2812DSP的软硬件实现方案,并进行了仿真,得到很好的试验效果,证明了DSP2812实现SVPWM技术的可行性和有效性;利用MATLAB仿真实现2种方法,比较试验结果得出硬件实现方法相对软件实现方法,开关损耗小,电压利用率高的结论。

参考文献:

[1] Ti公司. Space-Vector PWM With TMSC24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns[EB/OL]. [2006-07-20]. http://www.ece.osu.edu/ems/PowerConverter/SpaceVectorPWM1.pdf.

[2] 苏奎峰,吕强,狄庆锋. TMS320F2812原理与开发[M]. 北京:电子工业出版社,2005.

[3] 陈坚. 电力电子学[M]. 北京:高等教育出版社,2002.

[4] 陈国呈. PWM变频调速及软开关电力变换技术[M]. 北京:机械工业出版社,2002.

[5] 刘和平. TMS32LF240xDSP C语言开发应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2003.

[6] 王晓明,王玲. 电动机的DSP控制—TI公司DSP应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2004.

作者简介:

高学军(1966-),男,山东郓城人,博士,副教授,研究方向:计算机控制,电力电子与电磁兼容。E-mail:hmzzh1102@163.com。

周志华(1982-),男,湖北黄梅人,硕士研究生,专业:控制理论与控制工程,研究方向:电力电子与电力传动。

温世伶(1978-),男,江西赣州人,硕士研究生,专业:计算机应用技术,研究方向:单片机技术及应用。