维普资讯 http://www.cqvip.com

变频技术与调速系统

TMS320F2812 在空间矢量脉宽调制中的应用

王君瑞[1]，郭冀岭[2]，王远波[2]，沈　霞[2]
(1. 西北第二民族学院，银川 750021；2. 西南交通大学，成都　610031)

摘　要：叙述了空间矢量脉宽调制(SVPWM)的基本原理。利用 DSP 芯片 TMS320F2812 分别用硬件和软件方式实现了 SVPWM。分析了这两种方式的优缺点，并给出了相应的实验结果。硬件方式能够减少开关损耗，但谐波相对会高一些；软件方式下的开关次数虽然比硬件方式多，但电压的正弦性很好，消除谐波明显。若合理安排零矢量的作用时间，可有效改善 PWM 的谐波特性，使谐波更小。该 SVPWM 谐波优化程度高，电压利率高，算法实现相对简单。

关键词：电压矢量；脉宽调制；数字信号处理器
中图分类号：TM921.52　**文献标识码：**A　**文章编号：**1001-8085(2005)05-0037-04

Application of TMS320F2812 in Voltage Space Vector Pulse Width Modulation

WANG Jun-rui, *GUO Ji-ling*, *WANG Yuan-bo*, *SHEN Xia*
(1. Northwest Second Nation Institute, Yinchuan 750021, China;
2. Southwest Jiaotong Univ. Chengdu 610031, China)

Abstract: The basic principle of pulse width modulation based on voltage space vectors, the implementing of SVPWM by using DSP TMS 320F2812 respectively in hardware and software with high speed and accuracy, the analysis of both the advantage and disadvantage of these two methods, and the experimental result were given accordingly in this paper. The switch loss can be reduced by using hardware but harmonics will be comparafively a bit. By using software, the voltage is approximately sinusoildil and harmonics decreased. If the zero vector operation time is well devised, the characterisfics of the PWM harmonics will be efficiently modified, i. e. the harmonics will be less. The Algorithm is also not complicated.

Key words: voltage vectors; pulse width modulation; digital signal processor

0　引言

PWM 波的产生和控制是变频调速的核心之一。目前，基于微控制器的 PWM 波产生方法有很多。其中，电压、矢量调制方法和正弦脉宽调制方法不同，它是从电动机的角度出发，着眼于如何使电动机获得幅值恒定的圆形旋转磁场，即正弦磁通。使用空间矢量脉宽调制(SVPWM)方法，可以明显降低转矩脉动，提高电压利用率，减少噪声，不失为一种理想的调制方法。下面对利用 DSP 芯片 TMS32OF2812 分别用硬件和软件实现 SVPWM 的两种方法进行对比。

1　实现 SVPWM 的基本工作原理

电压矢量脉宽调制法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圆磁通，并由它们比较的结果决定逆变器的开关状态，形成 PWM 波形。典型的三相电压型逆变器结构图如图 1 所示。

图 1 中所示的位于同一桥臂的功率管(如：Q1、Q2)的导通状态是相反的。当位于同一桥臂的上面的功率管导通时，下桥臂的功率管一定是关断的。假设功率管导通状态为1，关断状态为

维普资讯 http://www.cqvip.com

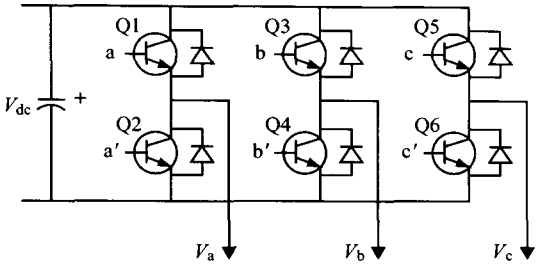

图 1 典型的三相电压型逆变器结构图

0,我们只通过上桥臂功率管的开关状态(这里表示成开关向量$[S_1,S_2,S_3]^T$,可以推算出线电压向量$[V_{ab},V_{bc},V_{ca}]^T$及相电压向量$[V_a,V_b,V_c]^T$:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc}\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3}V_{dc}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 V_{dc}——逆变器的输入直流电压

根据图 1,可得到功率管的通断状态有 8 种模式,如表 1 所示。

表 1 逆变器的 8 种开关状态

开关	a	b	c	U_d	U_q	矢量
工作状态	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	V_4
	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	V_6
	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	V_2
	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	V_3
	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	V_1
	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	V_5
零态	0	0	0	0	0	V_0
	1	1	1	0	0	V_7

把这 8 种开关模式通过三相坐标到两相坐标的变换公式

$$T_{adc-dq} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

把三相电压$[V_a,V_b,V_c]^T$变为两相垂直电压$[U_d,U_q]^T$,对应得到 6 个相互间夹角为 60°的非零电压矢量和 2 个位于坐标原点的零电压矢量(V_0,V_7),如图 2 所示。实现实时产生空间矢量对称 PWM 的控制方法,关键在于如何实时控制电压矢

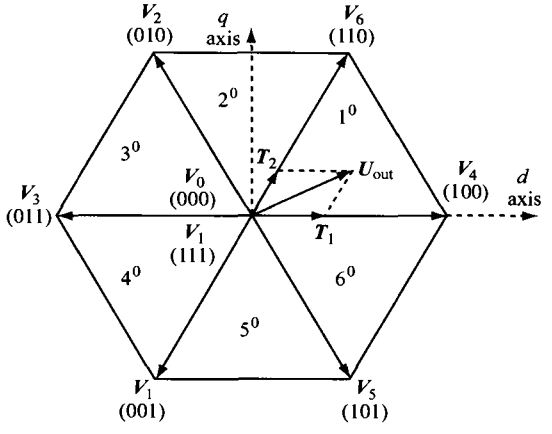

图 2 基本电压矢量图

量的大小、方位及其作用时间。在一个 PWM 周期中,根据给定矢量 U_{out}所处的扇区,取该扇区两相邻矢量,使其合成矢量与 U_{out}相等,即可算出这两个矢量分别应该持续的时间。

假定 U_{out}处于 1°扇区中,定义 T_1、T_2和 T_0分别为矢量 V_4、V_6、V_0(或 V_7)的持续时间,T 为载波 PWM 的周期。由以下两式可算出 T_1、T_2和 T_0

$$T = T_1 + T_2 + T_0 \quad (4)$$

$$U_{out} = \frac{T_1}{T}V_4 + \frac{T_2}{T}V_6 \quad (5)$$

又

$$U_q = \frac{T_2}{T}|V_6|\sin 60° \quad (6)$$

$$U_d = \frac{T_1}{T}|V_4| + \frac{T_2}{T}|V_6|\cos 60° \quad (7)$$

由表 1 知电压矢量幅值为 $2V_{dc}/3$,最大基波相电压幅值为 $V_{dc}/\sqrt{3}$;将电压矢量进行规格化处理,则电压矢量幅值$|V_4|=|V_6|=2/\sqrt{3}$。

则

$$T_1 = \frac{T}{2}(\sqrt{3}U_d - U_q) \quad (8)$$

$$T_2 = TU_q \quad (9)$$

由式(8)、(9)可求出相邻矢量 V_4、V_6的作用时间。同理可求得其他扇区相邻矢量作用时间。下面结合数字信号处理器 TMS320F2812 实现上述对称电压矢量脉宽调制。

2 基于 TMS320F2812 对称 SVPWM 的硬件实现

采用 TMS320F2812 生成对称的 SVPWM 非

维普资讯 http://www.cqvip.com

常方便且精度高。它的基本特性有:① 6.67 ns 指令周期,运算速度快;② 18 K 字片内数据 RAM;③ 128 K 字 FLASH EPROM;④ 定时器连续向上/下计数生成对称 PWM;⑤ 三个全比较单元输出六路互补的 PWM,且极性可设置;⑥ 具有生成 SVPWM 的硬件电路;⑦ 死区时间可灵活设置;⑧ 支持 C 语言编程。

该方案的基本特征为:① 在整个 PWM 周期中,总有一个通道为常量,它的开关次数较少,这样减少了开关损耗;② 每个区域有两种开关方向,受 ACTR 的位 SVRDIR 控制,为 0 时正向,为 1 时反向。

该方案仍需要软件计算出 T_1 及 T_2。对每个 PWM 周期具体的实现步骤如下:装入起始矢量及开关方向到 ACTR[14-12];把 $0.5T_1$ 和 $0.5T_1+0.5T_2$ 分别装入全比较寄存器 CMPR1 和 CMPR2。

3　基于 TMS320F2812 对称 SVPWM 的软件实现

该实现方法有以下特性:① 一个 PWM 周期中每相每个 PWM 波输出只使功率开关管开关一次;② 电动机正反转时,每个扇区的两个相邻基本矢量的选择顺序不变;③ 每个 PWM 周期以零态 V_0 开始和结束,V_7 零态插在中间;④ 每个 PWM 周期中插入的零态 V_0 和 V_7 所占时间相等。

系统硬件的初始化主要完成以下部分:① 比较控制寄存器 COMCON[12]为 0,关闭由系统硬件电路产生的空间矢量 PWM 模式;COMCON[15]为 1,开启全比较操作;COMCON[11-10]为 00,全比较控制寄存器重载条件设为通用定时器 1 下溢;COMCON[2-0]为 111,全比较单元设为 PWM 模式;② 定时器控制寄存器 T1CON[12-11]为 01,设为连续增/减模式,由开关频率设定相应的周期寄存器 T1PR。

软件的关键部分在于:① 首先计算 U_{out} 在二相坐标系 α、β 轴上的投影 U_d、U_q;② 判断 U_{out} 所在的扇区 S(S 为 1,表示 U_{out} 位于 1°扇区),按扇区计算相邻矢量的作用时间 T_1、T_2 和零矢量的作用时间 T_0,同时计算得到 $T_a=0.25T_0$、$T_b=0.25T_0+0.5T_1$、$T_c=0.25T_0+0.5T_1+0.5T_2$ 三个开通时刻的值。

当 U_{out} 位于不同扇区时,三个比较寄存器 CMPR1、CMPR2、CMPR3 的赋值如表 2 所示。

表 2　全比较寄存器赋值表

扇区	CMPR1	CMPR2	CMPR3
$S=1$	T_a	T_b	T_c
$S=2$	T_b	T_a	T_c
$S=3$	T_c	T_a	T_b
$S=4$	T_c	T_b	T_a
$S=5$	T_b	T_c	T_a
$S=6$	T_a	T_c	T_b

程序编写包括主程序和 PWM 中断子程序。主程序主要完成系统级的工作,包括对 F2812 进行系统初始化、配置片上外围资源等;中断子程序主要完成产生所需的 PWM 波形的功能。

4　实验结果与结论

本文结合交流电机控制系统,用 C 语言编写了开环,载波频率为 10 kHz,变频范围为 0~100 Hz 的 SVPWM 控制程序。逆变器开关采用 IGBT,直流电源为三相不可控整流,驱动的电机为三相异步电动机,定子绕组为星形接法。采用 TMS320F2812 每周期内只发生一次定时器周期中断,实时性好,而且占用 CPU 较少,使 CPU 有很大能力去完成其它任务。图 3、图 4、图 5 分别为 DSP 硬件方式下输出的两路 SVPWM 波形及调制信号 30 Hz 时控制器输出经过低通滤波后的相电压和线电压波形。图 6、图 7、图 8 分别为 DSP 软件方式下输出的两路 SVPWM 波形及调制信号 30 H 时控制器输出经过低通滤波后的相电压和线电压波形。

分析 SVPWM 波形及调制相电压、线电压波形可以得出以下结论:

(1) TMS320F2812 内嵌的硬件电路生成 SVPWM,属于二相调制方法的一种。在合成矢量

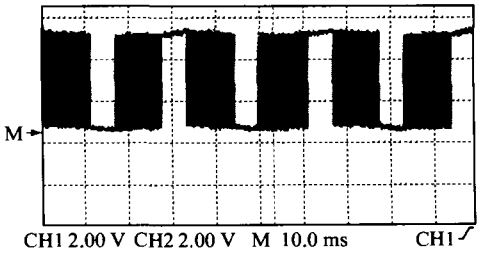

图 3　硬件方法的一路 SVPWM 波形

维普资讯 http://www.cqvip.com

时,在一个扇区的范围里始终取某一固定零矢量(V_0 或 V_7),那么一个扇区内一定有一个桥臂是不动作的。该方式能够减少开关损耗,但谐波相对会高一些。

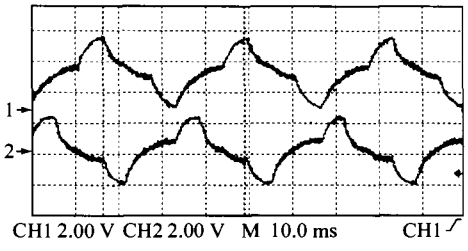

图 4 硬件方法 SVPWM 输出的相电压波形

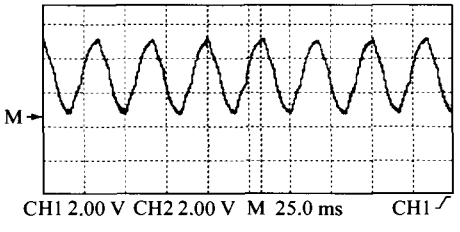

图 5 硬件方法 SVPWM 输出的线电压波形

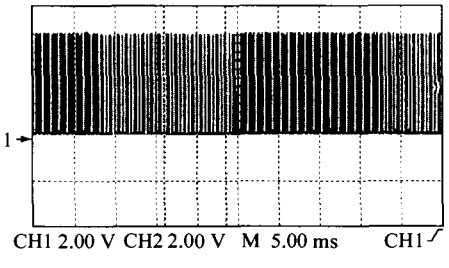

图 6 软件方法的一路 SVPWM 波形

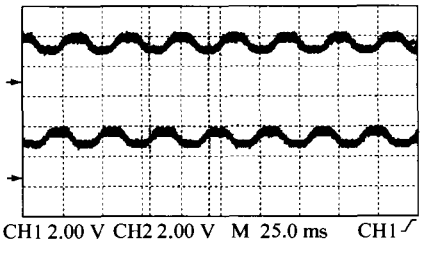

图 7 软件方法 SVPWM 输出的相电压波形

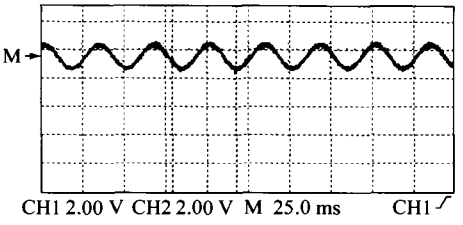

图 8 软件方法 SVPWM 输出的线电压波形

(2) 全比较单元电路,根据输出电压矢量 U_{out} 在不同扇区时,采用其相邻两矢量和两个零状态矢量共同合成 SVPWM 的软件方式,实质上是一种准优化的 PWM 方法。虽然其开关次数比硬件方式下要多,但该方式下电压的正弦性很好,消除谐波明显。

(3) 通过对比实验发现,合理安排零矢量的作用时间,可以有效改善 PWM 的谐波特性,使谐波更小。

(4) SVPWM 谐波优化程度高,电压利用率高,算法实现相对简单。

【参 考 文 献】

[1] 吴守箴. 电气传动的脉宽调制技术[M]. 北京:机械工业出版社,1995.

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

[3] 熊 健,康 勇,张 凯. 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,(2):25~28.

[4] 赵镜红,张俊洪,杨 涛. 基于 DSP 的 SVPWM 的研究[J]. 电机与控制学报,2002,6(2):108~110.

[5] Texas Instruments. TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors[R]. 2003.

[6] Texas Instruments. Space-Vector PWM with TMS320C24x/F24x using hardware and software determined switching patterns[R]. 1999.

收稿日期:2004-03-17

《中小型电机》杂志欢迎广大读者投稿、订阅

E-mail:eec@mail.seari.com.cn