

一种基于 DSP 的变频调速系统的 SVPWM 控制方法

李晓静¹,周书晴²

(1. 天津理工大学 自动化与能源工程学院,天津 300191;
2. 华中数控股份有限公司,湖北 武汉 430223)

摘要: 矢量控制技术作为交流异步电机控制的一种方式已成为高性能变频调速系统的首选方案,空间矢量脉宽调制 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation)方式因具有比 SPWM 调速方式更优异的性能而得到了广泛应用。简要介绍了电压空间矢量脉宽调制和矢量控制的基本原理,运用 TI 公司面向电机控制推出的新一代数字信号处理器芯片 TMS320LF 2407,提出了一种实现 SVPWM 方法,并给出了变频调速系统的全数字化实现。通过对实际电机进行控制实验,得到的结果表明此方法是切实可行的,控制系统具有优良的动静态性能、较高的控制效果,有广泛的应用前景。

关键词: SVPWM; 矢量控制; 变频调速; 数字信号处理器

中图分类号: TM 301.2 文献标识码: A 文章编号: 1006-6047(2005)09-0043-04

0 引言

目前,在交流异步电机调速方面,脉宽调制 PWM(Pulse Width Modulation)控制技术已广泛应用于高性能变频调速系统。在异步电机中,需要输入三相正弦电流的最终目的是在空间产生圆形旋转磁场,从而得到恒定的电磁转矩。鉴于此,把逆变器和异步电机视为一体,按照跟踪圆形旋转磁场来控制 PWM 电压,使得磁链的轨迹靠电压空间矢量相加得到,这样就形成了电压空间矢量脉宽调制 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation)技术。SVPWM 控制方法与经典的 PWM 控制方法相比,具有直流电压利用率高、控制简单、损耗较小、便于数字化方案实现等优点,现已有取代传统 SPWM 控制的趋势^[1]。

由于一般微处理器运算能力有限,所以在本文中采用德州仪器(TI)公司专为电机控制而推出的数字信号处理器 TMS320LF 2407 作为主控芯片,利用 TMS320LF 2407 的高速处理能力和面向电机控制的专用外围设备,实现了 PWM 波形的输出,使得整个变频调速系统具有控制精度高、实时性强、硬件简单、软件编程容易等优点^[2]。

1 电压空间矢量控制原理

对于如图 1 所示三相桥式电路,假设它的负载是三相平衡负载, U_{DC} 是直流侧电压, U_a, U_b, U_c 和 U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} 分别是输出的三相相电压和线电压,按一定规律控制三对桥臂晶体管的通、断,就可以将直流侧电压 $E = U_{DC}$ 变为三相正弦电压 U_a, U_b, U_c 输出。 U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} 和 U_a, U_b, U_c 与桥臂的通断状态(以 a, b, c

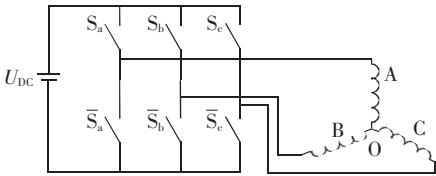


图 1 三相逆变器和三相电机典型连接图
Fig.1 Typical connection of three-phase inverter and three-phase motor

表示,例:若 S_a 接通而 $\bar{S}_a$ 断开,则 $a=1$, 否则 $a=0$; b, c 取值同理)有如下关系^[3]:

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

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

将此三相坐标系变换为二相坐标系,即

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \tag{4}$$

由于桥式电路的上、下桥臂晶体管的通断状态是互为反向的,所以三相桥式电路各桥臂的通断状态只有 8 种情况,即 000~111,分别用矢量 $U_0 \sim U_7$ 表示(见表 1)^[4]。又因为 $U_a + U_b + U_c = 0$,所以 U_a, U_b, U_c 与 U_α, U_β 之间可以按式(1)~(4)进行一一变换。按照这个关系可分别求出表 1 中 8 种状态三相电压矢量 U_a, U_b, U_c 对应的 U_α 与 U_β ,然后将得到的 U_α 与 U_β 合成为一个电压矢量(即空间矢量)可在二相坐

表 1 三相桥式电路各桥臂的通断状态与输出电压

Tab.1 States of each bridge and output voltages of three-phase bridge circuit

矢量	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	$U_a(E)$	$U_b(E)$	$U_c(E)$	$U_{ab}(E)$	$U_{bc}(E)$	$U_{ca}(E)$	$U_\alpha(E)$	$U_\beta(E)$	$U_\alpha(E)+U_\beta(E)$
U_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U_1	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1	$-1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$	$\sqrt{2/3} \angle 240^\circ$
U_2	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0	$-1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$	$\sqrt{2/3} \angle 120^\circ$
U_3	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1	$-\sqrt{2/3}$	0	$\sqrt{2/3} \angle 180^\circ$
U_4	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1	$\sqrt{2/3}$	0	$\sqrt{2/3} \angle 0^\circ$
U_5	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0	$1/\sqrt{6}$	$-1/\sqrt{2}$	$\sqrt{2/3} \angle 300^\circ$
U_6	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1	$1/\sqrt{6}$	$1/\sqrt{2}$	$\sqrt{2/3} \angle 60^\circ$
U_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

标系中表示出来。将表 1 中的 8 种矢量排成扇形,并使相邻矢量仅变换 1 位,即可得到图 2 所示的每个扇区相应的调制波形。图中,000 与 111 两种状态为无效状态对应于原点,其余 6 种状态为有效状态均匀分布在一个圆周上,这 6 种状态将逆变器的一个工作周期划分为 6 个扇区,每个扇区对应的时间各为 60°。图中矢量 $U(x,y,z)$ 中的 x,y,z 分别对应于图 1 中开关 S_a,S_b,S_c 的状态,1 表示开关合上,0 表示开关断开^[5];波形 0,1,2 分别表示开关 S_a,S_b,S_c 的动作状态(高电平打开)。

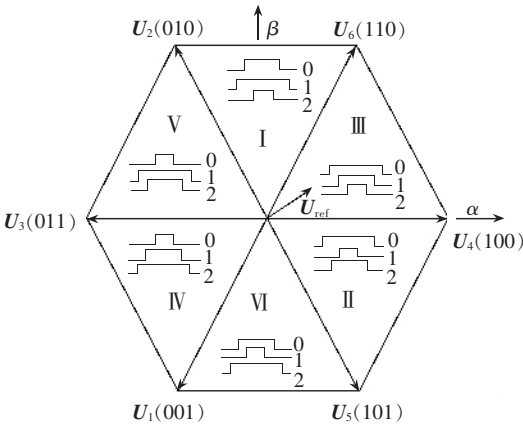


图 2 SVPWM 向量、扇区和波形

Fig.2 SVPWM vectors,sectors and waveforms

SVPWM 的基本原理就是用若干个开关电压矢量逼近给定的参考空间电压矢量。若均匀发出在一个圆周里均匀分布的等效合成矢量,也就得到了三相正弦量。一个周期里发出的合成矢量越多,说明采样频率越高,实际波形就越逼近正弦波^[6]。

2 SVPWM 算法的实现

一般 SVPWM 算法有以下 3 个步骤:

- a. 判断 U_r 所在的扇区;
- b. 计算开关三相 PWM 波的占空比参数;
- c. 根据开关电压矢量作用时间合成三相 PWM 信号。

2.1 判断扇区

电压空间矢量以二相坐标系的电压给定值 U_α 和 U_β 作为输入信号,以直流母线电压作为参数,经过计算处理后输出 6 路 PWM 波形。现定义:

$$\begin{aligned} U_{ref1} &= U_\beta \\ U_{ref2} &= (-U_\beta + \sqrt{3} U_\alpha) / 2 \\ U_{ref3} &= (-U_\beta - \sqrt{3} U_\alpha) / 2 \end{aligned} \tag{5}$$

若 $U_{ref1} > 0$, 则 $a = 1$, 否则 $a = 0$; 若 $U_{ref2} > 0$, 则 $b = 1$, 否则 $b = 0$; 若 $U_{ref3} > 0$, 则 $c = 1$, 否则 $c = 0$ 。

于是求得扇区号为 $S = 4c + 2b + a$ 。

2.2 计算占空比

先计算三相定子坐标系中的 X,Y,Z :

$$\begin{aligned} X &= U_\beta \\ Y &= (\sqrt{3} U_\alpha + U_\beta) / 2 \\ Z &= (-\sqrt{3} U_\alpha + U_\beta) / 2 \end{aligned} \tag{6}$$

由 X,Y,Z 的值可以求出矢量所属扇区对应的时间参数 t_1 和 t_2 , 如表 2 所示。

表 2 扇区号与时间参数 t_1,t_2 的关系

Tab.2 Relationship between sector and time parameter t_1,t_2

扇区 <i>S</i>	t_1	t_2	扇区 <i>S</i>	t_1	t_2
I (1)	Z	Y	IV (4)	$-X$	Z
II (2)	Y	$-X$	V (5)	X	Y
III (3)	$-Z$	X	VI (6)	$-Y$	$-Z$

定义占空比参数为

$$\begin{aligned} t_{aon} &= (T - t_1 - t_2) / 2 \\ t_{bon} &= t_{aon} + t_1 \\ t_{con} &= t_{bon} + t_2 \end{aligned} \tag{7}$$

这样即可最终确定送到全比较单元的比较寄存器 CMPRx ($x = 1, 2, 3$) 的值 T_a, T_b 和 T_c , 如表 3 所示。

表 3 扇区号与三相 PWM 波占空比

Tab.3 Relationship between sector and three-phase PWM duty cycles

扇区 <i>S</i>	T_a	T_b	T_c	扇区 <i>S</i>	T_a	T_b	T_c
I (1)	t_{bon}	t_{aon}	t_{con}	IV (4)	t_{con}	t_{bon}	t_{aon}
II (2)	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	V (5)	t_{con}	t_{aon}	t_{bon}
III (3)	t_{aon}	t_{bon}	t_{con}	VI (6)	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}

2.3 合成三相 PWM 波信号

在这里,先介绍一下输出三相 PWM 波所用到的 TMS320LF 2407 事件管理器模块中的几个部分^[7]。

a. 通用定时器 1 在 PWM 信号调制中用来产生周期一定的载波,它以内部 CPU 时钟作为输入并工作于连续增/减计数模式。定时器的功能是根据定

标的时钟输入增计数到它的周期寄存器值 T1PR,然后减计数到 0,再根据当前周期寄存器值重复以上操作。

b. 全比较单元 1,2,3 各有一个 16 位比较寄存器 CMPR_x($x=1,2,3$)和 2 个比较/PWM 输出引脚,产生 6 路 PWM 输出信号,控制功率器件,其输出引脚极性将由控制寄存器(ACR)的控制位决定,可根据需要选择高电平或低电平作为开通信号。

c. 死区控制单元(DBTCN)用来产生可编程的软件死区,使受每个全比较单元的两路 PWM/比较输出控制的功率器件的间次开启周期期间没有重叠。

在这一阶段的工作中,先设置好定时器、全比较单元以及死区控制单元的控制值,接着将周期值写入周期寄存器中,然后把上一阶段得到的 T_a, T_b, T_c 分别写入全比较单元的比较寄存器 CMPR_x($x=1,2,3$)中去。

当通用定时器 1 的计数值与全比较单元的比较单元值相同时,产生的状态匹配信号(因定时器采用的是连续增/减计数模式,故每周期产生两次全比较匹配)进入波形发生单元,经对称 PWM 发生器、死区单元、逻辑控制单元输出 6 路 PWM 信号。图 3 即是 PWM 信号产生的简化示意图,图中假定高电平为开通信号,且没有考虑死区等问题^[9]。

3 控制方法应用于数字化变频调速系统^[10]

根据以上控制思想,设计出数字化变频调速系统原理图如图 4 所示。可见,系统包含转速外环和电流内环。速度外环通过光电编码器返回转子转速 ω_r 和 $d-q$ 旋转坐标旋转角度 θ^* ;对于电流内环而言,通过霍尔电流传感器返回 i_a, i_b, i_c ($-i_c = i_a + i_b$)经 $3\Phi/$

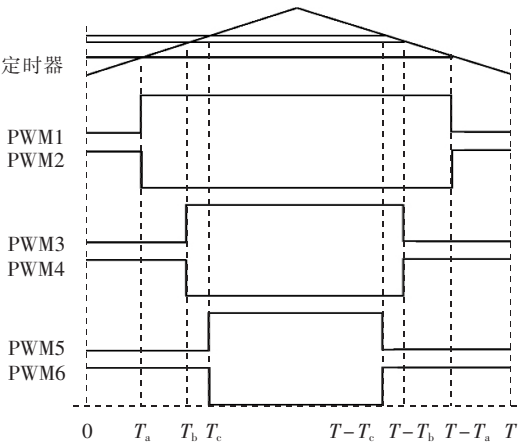


图 3 PWM 波形产生示意图

Fig.3 Sketch map of PWM waveforms

$d-q$ 变换得到磁场定向电流分量 i_{d1}, i_{q1} 。 i_{d1}, i_{q1} 和 i_{d1}^*, i_{q1}^* 经过 PI 调节,通过压流转换得到 $d-q$ 坐标下的 u_{q1}^* 和 u_{d1}^* , u_{q1}^* 和 u_{d1}^* 经过 $d-q/\alpha-\beta$ 变换得到 U_a 和 U_b 即 SVPWM 模块的输入信号。通过 SVPWM 模块及其他隔离、保护电路后即可将 6 路 PWM 信号, $u_{sx}, \bar{u}_{sx}$ ($x=a,b,c; u_{sx}, \bar{u}_{sx}$ 是开关量,绝对同相位,即其中一个为 0,另一个一定为 1)控制 IPM 模块进而控制电动机^[8]。

4 实验结果

用图 4 所示系统控制 1 台 0.7 kW 的异步电动机,该电机额定电流 2.80 A,额定电压 220 V,额定转速 1 450 r/min。实验分负载与空载两种情况,设定的频率分别为 50 Hz, 15 Hz,用数字示波器测量异步电机定子的相电压,测量得到的相电压波形如图 5~8 所示。

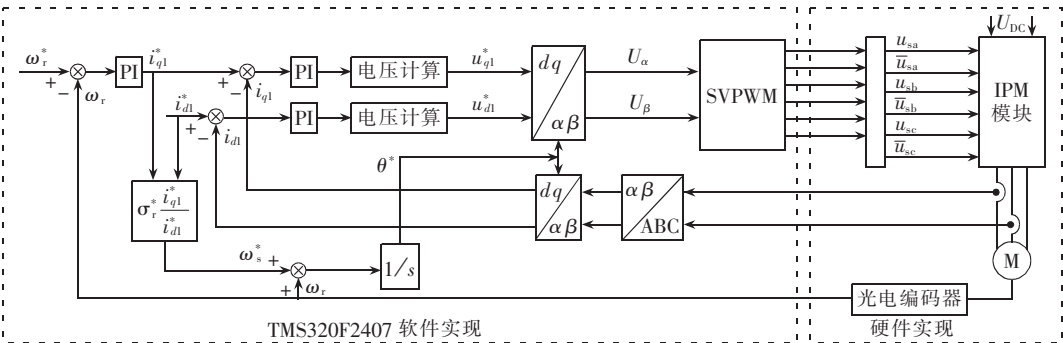


图 4 数字化变频调速系统原理框图

Fig.4 The principle diagram of digital variable-frequency speed-governing system

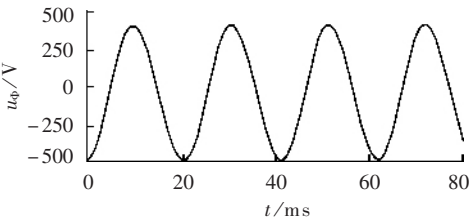


图 5 空载设定频率为 50 Hz 时的相电压波形

Fig.5 Phase voltage waveform (no load, 50 Hz)

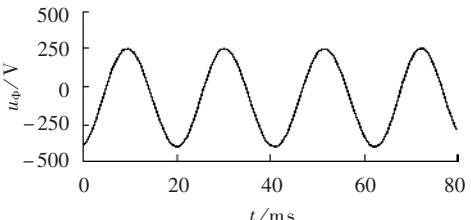


图 6 负载设定频率为 50 Hz 定子电流为 2.5 A 时的相电压波形

Fig.6 Phase voltage waveform(on load, 50 Hz, stator current 2.5 A)

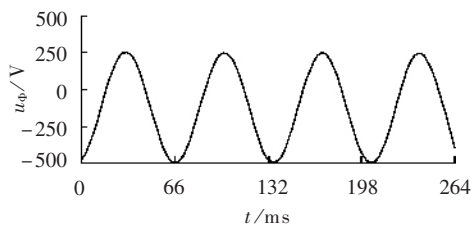


图7 空载设定频率为15 Hz时的相电压波形

Fig.7 Phase voltage waveform(on load, 15 Hz)

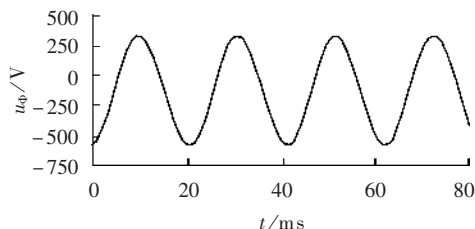


图8 负载设定频率为50 Hz 定子电流为1.6 A时的相电压波形

Fig.8 Phase voltage waveform(on load, 50 Hz, stator current 1.6 A)

5 结语

SVPWM 控制方法应用于全数字化变频调速系统中,具有结构简单、控制方便、安全可靠、电压利用率高优点。从以上分析和实验结果表明:应用这种控制方法的变频调速系统动态性能非常优良,是切实可行的。

参考文献:

- [1] 尔桂花, 冀曰轩. 运动控制系统[M]. 北京:清华大学出版社, 2002.
- [2] 王妍, 杜军红, 陶伟宜, 等. 基于DSP的空间电压矢量法PWM的研究[J]. 电机与控制学报, 2000, 4(2): 98-101, 105.

- [3] 李刚, 林明兰, 何军辉. 基于DSP的SVPWM波实时生成方法[J]. 现代电子技术, 2001, (7): 73-75.
- LI Gang, LIN Ming-lan, HE Jun-hui. The real-time generating method of SVPWM wave based on DSP [J]. **Modern Electronics Technique**, 2001, (7): 73-75.
- [4] 赵乃霞, 徐展. 空间向量脉宽调制原理及实现[J]. 电气传动, 2001, (1): 16-18.
- ZHAO Nai-xia, XU Zhan. The principle and implementation of the space-vector pulse width modulation technique[J]. **Electric Drive**, 2001, (1): 16-18.
- [5] 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.
- ZHAO Jing-hong, ZHANG Jun-hong, YANG Tao. Study of SVPWM based on DSP[J]. **Electric Machines and Control**, 2002, 6(2): 108-110.
- [6] BROECK H W V D, SKUDELNY H C. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors[J]. **IEEE Trans. on Industry Applications**, 1998, 24(1): 142-149.
- [7] 刘和平, 严利来, 张学峰, 等. TMS320LF240X DSP 结构、原理及应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2002.
- [8] 舒州, 沈安文. 基于DSP的空间矢量控制的交流调速系统[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2002, 30(12): 47-48, 55.
- SHU Zhou, SHEN An-wen. The SVPWM-controlled induction motor drive based on TMS320F240 DSP[J]. **Journal of Huazhong University of Science and Technology (Nature Science)**, 2002, 30(12): 47-48, 55.
- [9] 刘和平, 王维俊, 江渝, 等. TMS320LF240X DSP C 语言开发应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2003.
- [10] 尹泉, 万淑芸, 余高明, 等. 基于DSP的全数字交流调速系统[J]. 电气传动, 2001, (4): 7-9.
- YIN Quan, WAN Shu-yun, YU Gao-ming, et al. The digital AC speed regulation system based on TMSF 240 DSP [J]. **Electric Drive**, 2001, (4): 7-9.

(责任编辑: 李玲)

作者简介:

李晓静(1980-), 女, 河南虞城人, 硕士, 研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: iobox@126.com);
周书晴(1980-), 男, 湖北武汉人, 工程师, 主要从事交流伺服、变频器、数控系统开发应用等工作。

A SVPWM control method for variable-frequency speed-governing system based on DSP

LI Xiao-jing¹, ZHOU Shu-qing²

(1. Tianjin University of Technology, Tianjin 300191, China;

2. Huazhong Numerical control Co., Ltd., Wuhan 430223, China)

Abstract: Vector control technology is widely used in high-performance variable-frequency speed-governing system to control the AC asynchronous machine. Compared with SPWM, SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) has better performance. The basic principle of voltage SVPWM and field oriented control is introduced briefly. A full-digital solution with TMS320LF 2407 of TI using SVPWM control method is presented. The result of experiment with practical motor indicates that the proposed method is feasible and the control system has excellent dynamic and static performances and high control effect.

Key words: SVPWM; field oriented control; variable-frequency speed-governing; digital signal processor