

基于 DSP 的空间矢量 PWM 波实现

张全川, 李文, 刘光华
(大连交通大学, 辽宁 大连 116028)

摘要:叙述了空间矢量 PWM(SVPWM)的基本原理;介绍了用 DSP(TMS320LF2407A)生成 SVPWM 波的控制方法。通过软硬件结合,在 DSP 调速平台上进行了实际的调试和验证。结果证明,利用 DSP 实现 SVPWM 波的确有控制算法简单,速度快,实现方便等优点。

关键词:矢量控制;脉宽调制;逆变器/数字信号处理器

中图分类号:TM464, TN787

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2007)12-0090-03

Realization of Space Vector PWM based on DSP

ZHANG Quan-chuan, LI Wen, LIU Guang-hua

(Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China)

Abstract:This paper presents the principle of space vector Pulse Width Modulation(PWM), and analyses the control method of SVPWM based on DSP TMS320LF2407A.The practical debugging and validation are processed by integration of software and hardware on timing platform of DSP.It testified that using DSP to achieve SVPWM have some excellences, such as simple control arithmetic, high speed and convenient realization.

Keywords:vectorcontrol; pulse width modulation; inverter/digital signal processor

Foundation Project:Supported by The Science Sustentation Fund of Ministry of Education (No.204032)

1 引言

随着电气传动系统对其控制性能的要求不断提高,人们对 PWM 控制技术展开了深入的研究。从最初追求电压正弦波到电流正弦波,再到磁通正弦, PWM 控制技术进行了不断的创新和完善。在此,对空间矢量 PWM(SVPWM)进行了分析。SVPWM 是一种更优化的 PWM 技术,与传统 SPWM 技术相比,具有控制算法简单,数字化实现方便,电压利用率高,谐波成分少等优点,因此有取代 SPWM 的趋势^[1]。为了满足 SVPWM 算法的高性能,常常需要将控制周期缩短到几百微妙,甚至几十微妙之内。然而,普通单片机已无法满足要求。DSP 以其高性能的运行速度,理所当然地被用于 SVPWM 及交流调速控制场合。下面介绍了基于 TMS320LF2407A 实现的 SVPWM 波。

2 SVPWM 控制原理^[2]

图 1 示出三相电压源逆变器结构。当逆变桥上半桥中一个功率管开通时,下半桥相对的功率管被关闭。定义逆变桥开关状态 a, b, c 为上桥臂导通,下桥臂关断时为 1;上桥臂关断,下桥臂导通时为 0。

基金项目:教育部科学研究资助项目(204032)

定稿日期:2007-07-31

作者简介:张全川(1982-),男,安徽人,硕士研究生。研究方向为交流调速及自动控制。

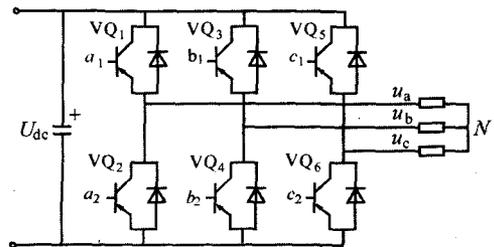


图 1 三相逆变器结构图

图中 u_a, u_b, u_c ——逆变器的输出电压
 $VQ_1 \sim VQ_6$ ——功率晶体管,分别由 a_1, a_2 和 b_1, b_2 和 c_1, c_2 6 个控制信号控制

逆变桥输出的线电压矢量 $[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA}]^T$ 、相电压矢量 $[U_{AN} \ U_{BN} \ U_{CN}]^T$ 与开关矢量 $[a \ b \ c]^T$ 之间的关系

可表示为:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} U_{AN} \\ U_{BN} \\ U_{CN} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中 U_{dc} ——逆变器的直流供电电压

由于开关状态有 8 种不同的组合,因而可形成图 2 所示的 8 种基本电压空间矢量。在这 8 个矢量中,6 个为有效矢量,两个为零矢量。将这 8 个矢量统称为基本电压空间矢量。SVPWM 的基本原理就是利用若干个开关电压矢量去逼近给定的参考电压矢量;用基本电压矢量去合成更多的有效矢量。一个周期内发出

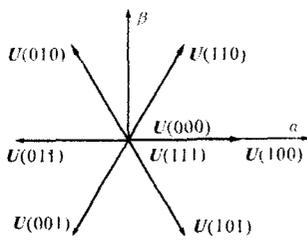


图2 基本电压空间矢量

的合成矢量越多,说明采样频率越高,实际波形也越逼近正弦波。

3 控制算法

要实现 SVPWM 必须先判断参考电压矢量 U_{out} 所在的扇区;再

计算开关电压矢量的作用时间;最后确定开关顺序。

3.1 判断扇区

当给定一个 U_{out} , 若要计算开通时间和切换顺序,必须知道 U_{out} 所在的扇区。若 U_{out} 是以幅值和相位的形式给出的,其所在的扇区很容易判断;若 U_{out} 是以 $[U_\alpha \ U_\beta]^T$ 的形式给出的,则应按下述方法判断。

$$\text{令: } \begin{cases} U_{ref1} = U_\beta \\ U_{ref2} = -\sin 30^\circ U_\beta + \sin 60^\circ U_\alpha \\ U_{ref3} = -\sin 30^\circ U_\beta - \sin 60^\circ U_\alpha \end{cases} \quad (3)$$

式中 $U_{ref1}, U_{ref2}, U_{ref3}$ ——参考量

式(3)是为了便于在 3 个互差 120° 的直角坐标系中判断扇区而给出的。

$$\text{再令: } N = 4\text{sign}(U_{ref3}) + 2\text{sign}(U_{ref2}) + \text{sign}(U_{ref1}) \quad (4)$$

表 1 N 与扇区数对应关系表

N	1	2	3	4	5	6
扇区数	1	5	0	3	2	4

可得表 1 所示 N 与扇区数 (Sector) 的对应关系。

3.2 电压矢量作用时间计算

在图 3 所示的情况下, U_{out} 位于基本空间矢量 U_{0° 和 U_{60° 所包围的扇区中, 因此 U_{out} 可用 U_{0° 和 U_{60° 这两个基本矢量来合成。于是有:

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ U_{out} = \frac{T_1}{T} U_{0^\circ} + \frac{T_2}{T} U_{60^\circ} \end{cases} \quad (5)$$

式中 T_1, T_2 ——在周期时间 T 中 $U_{0^\circ}, U_{60^\circ}$ 各自作用的时间

T_0 ——零矢量作用的时间

分解 U_{out} 到 α, β 轴, 则有:

$$\begin{cases} U_\alpha = \frac{T_1}{T} |U_{0^\circ}| \sin 0^\circ + \frac{T_2}{T} |U_{60^\circ}| \sin 60^\circ \\ U_\beta = \frac{T_1}{T} |U_{0^\circ}| \cos 0^\circ + \frac{T_2}{T} |U_{60^\circ}| \cos 60^\circ \end{cases} \quad (6)$$

图 3 示出分解过程。由于基本电压空间矢量经归

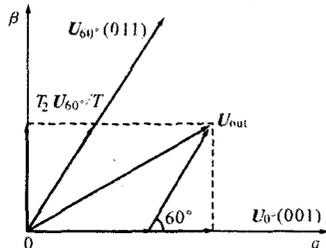


图3 U_{out} 的 α, β 轴分解图

一化后的幅值皆为 $2/\sqrt{3}$, 所以 $|U_{0^\circ}| = |U_{60^\circ}| = 2/\sqrt{3}$ 。代入上式可求得 T_1, T_2 对周期 T 的相对值为:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_1}{T} = \frac{1}{2} (\sqrt{3} U_\alpha - U_\beta) \\ t_2 = \frac{T_2}{T} = U_\beta \end{cases} \quad (7)$$

同理有:

$$\begin{cases} U_\alpha = \frac{T_1}{T} |U_x| \sin x^\circ + \frac{T_2}{T} |U_{x+60^\circ}| \sin(x+60^\circ) \\ U_\beta = \frac{T_1}{T} |U_x| \cos x^\circ + \frac{T_2}{T} |U_{x+60^\circ}| \cos(x+60^\circ) \end{cases} \quad (8)$$

式中 $x=0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_{x1}}{T} = F(U_\alpha, U_\beta) \\ t_2 = \frac{T_{x2}}{T} = F(U_\alpha, U_\beta) \end{cases} \quad (9)$$

式中 t_1, t_2 —— T_1, T_2 对周期 T 的相对值, 是为编写程序方便所取的形式

F——关于 U_α, U_β 的函数

若式(9)中 U_{out} 在 1, 3, 5 扇区, 则 $x_1=2, y_1=1$; 若 U_{out} 在 0, 2, 4 扇区, 则 $x_1=1, y_1=2$ 。由式(9)可得, 送入 DSP 比较寄存器的值为 T_0, T_1, T_2 , 即:

$$T_1 = t_1 T, \quad T_2 = t_2 T, \quad T_0 = T - T_1 - T_2 \quad (10)$$

3.3 切换顺序

利用 TMS320LF2407A 产生 SVPWM 波比较容易, 因为每个 EV 模块中都具有对称空间矢量 PWM 波产生的内置硬件电路。只要确定基本空间矢量开关时间, 零矢量会根据每个周期始终有一个桥臂关断或导通的原则自动添加到 PWM 周期中, 所以其开关顺序以 $0^\circ \sim 60^\circ$ 范围为例, 可表示为图 4 所示的一个桥臂始终导通; 一个桥臂始终关断。

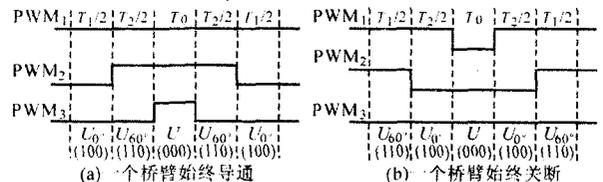


图4 开关切换顺序

4 硬件设置

利用 TMS320LF2407A 产生 SVPWM 波的具体执行过程是^[3]:

- (1) 设置 ACTRx, 用以定义比较输出方式;
- (2) 设置 COMCONx 寄存器, 用以使能比较操作和 SVPWM 模式, 并把 CMPRx 的重装入条件设置为下溢;
- (3) 将通用定时器设置成连续增/减记数模式, 并启动定时器;
- (4) 按给定的 U_{out} 判断扇区, 求出 T_0, T_1, T_2 (软件实现);
- (5) 将相应扇区的开启方式写入到 ACTRx 的

14~12 位中,并将 1 写入 ACTR_x 的 15 中,或将 $U_{x^*+60^\circ}$ 相应扇区的开启方式写入到 ACTR_x 的 14~12 位中,并将零写入 ACTR_x 的 15 中;

(6) 将 $T_1/2$ 的值写入到 CMPR₁ 或 CMPR₄ 寄存器中,将 $(T_1+T_2)/2$ 的值写入到 CMPR₂ 或 CMPR₅ 中。

图 5 示出利用 EVA 模块产生 SVPWM 波的结构示意图。

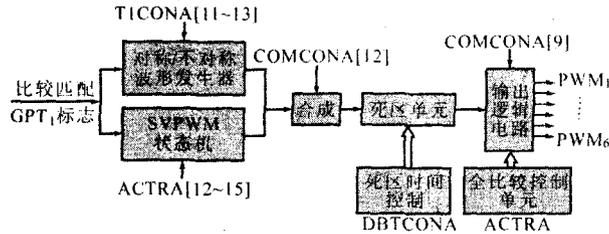


图 5 PWM 电路结构框图

5 软件设计及实验结果

图 6 示出产生 SVPWM 波的中断子程序流程图。图 7 示出利用 TMS320LF2407A 的硬件 PWM 状态机,通过采用定点数法和浮点数法在 PWM 端口经滤波后得到的相电压 u_a 和线电压 u_{ab} 实验波形。PWM 波参数: $T_{PWM}=100\mu s$, 死区时间 $T_D=2\mu s$, 给定频率 $f=27.7Hz$, 输出线电压有效值 $U=106V$ 。采用 RVO-2100L 示波器进行测试。

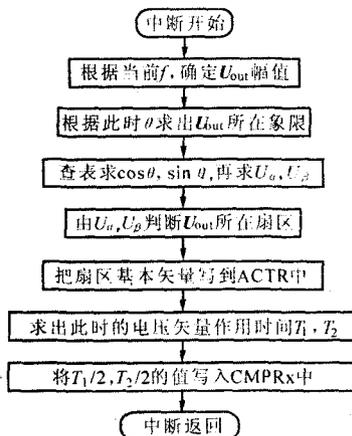


图 6 SVPWM 中断子程序流程图

(上接第 89 页)气隔离、电路拓扑简洁等优点。利用 C8051 单片机产生 SPWPM 波形是一种简单易行的方法,具有运算精度高,实时调节性强的特点。整个控制系统简单、易于实现。实验结果印证了该控制系统的可行性和有效性,具有一定的工程推广价值。

参考文献

[1] 吴保芳,赖向东,姚国顺.一种具有高频环节的 SPWPM 逆变电路的研究[J].电力电子技术,1997,31(4):44~47.

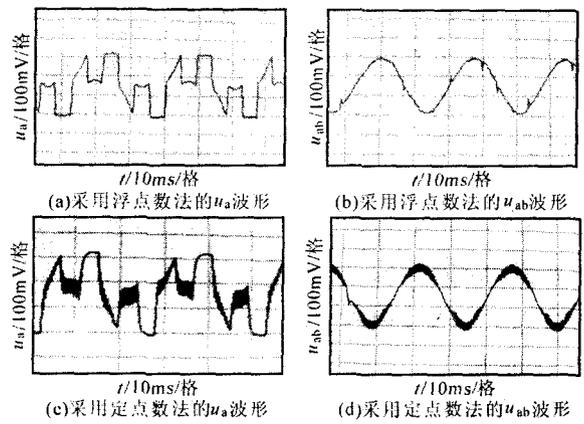


图 7 实测滤波后的 PWM 端口波形

6 结论

分析了采用 TMS320LF2407A 实现 SVPWM 波的总体设计过程,并通过实验进行了验证。结果表明:

(1) 利用 DSP-TMS320LF2407A 的状态机实现 SVPWM 波,其控制算法简单,软件编程方便,CPU 占用时间少,实现起来比较容易^[4]。

(2) 在一个 PWM 周期内总有一个桥臂保持常量,从而减少了开关次数,降低了开关损耗。

(3) 由于死区的加入导致了三相电压的不均衡,不可避免地会使输出电压中含有少量的谐波。

(4) 浮点数法相对定点数法得到的电压波形脉动较小,原因是前者的处理数据精度较高;但对于定点 DSP 来说,采用浮点数编写的程序编译出来的代码也最庞大,运行速度也最慢。

参考文献

[1] 李华德.交流调速控制系统[M].北京:电子工业出版社,2003.
[2] 程善美,付中奇.基于 dsPIC30F6010 空间矢量 PWM 的实现[J].电力电子技术,2006,40(6):113~114.
[3] 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.
[4] TI 公司.TMS320F/C24X DSP Controllers Reference Guide; CPU and Instruction Set[M].SPRU160C,1999.

[2] Lai Xiangdong, Wu Baofang, Dai Zhiping, et al. SPWPM DC-AC Converter with High Frequency Link [A]. IPEMC '97[C]. 1997:31~319.
[3] 宋海峰,陈道炼.单极性移相控制双向电压源高频环节逆变器[J].电力电子技术,2006,40(4):86~88.
[4] 刘凤君.正弦波逆变器[M].北京:科学出版社,2002,174~175.
[5] 李刚,林凌.与 8051 兼容的高性能、高速单片机——C8051Fxxx[M].北京:北京航空航天大学出版社,2002.