

# 逆变器的空间电压矢量控制及 DSP 设计

戴增辉<sup>1,2</sup>, 李含善<sup>1</sup>, 任永峰<sup>1</sup>, 王 政<sup>1</sup>

(1. 内蒙古工业大学 内蒙古 呼和浩特 010051; 2. 上海中华职业技术学院 上海 201404)

**摘要:**介绍了空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)的基本原理,提出了矢量时间计算的简单算法,采用了快速扇区判断方法,在 Matlab/Simulink 环境下对 SVPWM 控制的逆变器系统进行了仿真,并给出了相应的仿真结果,同时基于 TI 公司 DSPLF2407 芯片进行了控制算法的设计,给出了算法流程。

**关键词:**空间电压矢量;逆变器;快速扇区判断法;DSP

**中图分类号:**TM46

**文献标识码:**B

**文章编号:**1004-373X(2007)16-026-04

## Space Vector PWM Control and Design on DSP for Inverter

DAI Zenghui<sup>1,2</sup>, LI Hanshan<sup>1</sup>, REN Yongfeng<sup>1</sup>, WANG Zheng<sup>1</sup>

(1. Inner Mongolia University of Technology, Hohhot, 010051, China; 2. Shanghai Zhonghua Vocational and Technical College, Shanghai, 201404, China)

**Abstract:** This paper introduces the basic principles of the Space Vector PWM(SVPWM). The algorithm of vector time is proposed and the method of judging sector is used. The Simulation models of SVPWM inverter are built up by Matlab/Simulink, and the simulation results are shown. In the end, the control algorithm is designed based on DSPLF2407, and the flow chart is given.

**Keywords:** space vector PWM; inverter; judging sector method; DSP

三相电压逆变器已广泛应用在各个领域,目前国内外的学者对此进行了大量研究,提出并得到应用的 PWM 控制方案不下 10 种,最常用的 PWM 技术为正弦 PWM。与正弦 PWM 相比,德国学者 Vander Broek H W 等提出的基于空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)技术因其直流电压利用率高、电流波形畸变小且易于实现数字化得到了越来越多的关注<sup>[1]</sup>。近年来,随着 DSP 等数字化芯片的出现,数字化控制方式将成为逆变器发展不可替代的趋势。但传统的 SVPWM 方法算法使用三角函数及其他非线性函数,算法复杂、难度大。本文采用一种简单的 SVPWM 算法控制逆变器,利用 SIMULINK 工具箱对系统进行了建模,验证算法的可行性。此算法容易实现数字化控制,本文基于 TI 公司 DSP 芯片 LF2407 进行了算法设计。

## 1 SVPWM 控制原理<sup>[2,3]</sup>

### 1.1 SVPWM 的原理概述

典型的电压源逆变器结构,如图 1 所示。

在图 1 中,  $V_a, V_b, V_c$  是逆变器的输出端,  $Q_1 \sim Q_6$  是 6 个功率晶体管。他们分别被  $a, a', b, b', c$  和  $c'$  六个控制信号所控制。六拍阶梯波逆变器中功率开关的导通原则是任

何时刻有 3 个开关导通,但上下两个开关不能同时导通。当逆变桥上半部分的 1 个功率晶体管开通时,即  $a, b$  或  $c$  为 1 时,下半部分相对的功率晶体管被关闭(即  $a', b'$  或  $c'$  为 0)。  $Q_1, Q_3$  和  $Q_5$  功率晶体管的开关状态,将决定  $V_a, V_b$  和  $V_c$  的输出。线电压矢量  $[V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}]^T$ , 相电压矢量  $[V_a, V_b, V_c]^T$  和开关变量矢量  $[a, b, c]^T$  及直流侧供电电压  $V_{dc}$  之间可以用下面的两个式子表示:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2)$$

可以看出,当逆变器工作时,有 8 种可能的开关组合。根据式(1)和式(2),若以  $V_{dc}$  为基准值,则逆变器的输出线

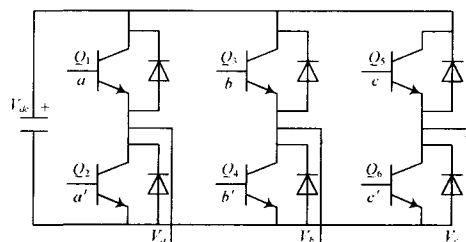


图 1 三相电压源逆变器结构

收稿日期:2007-03-20

基金项目:内蒙古自然科学基金项目(200607010809);

内蒙古兰太集团基金资助项目(GDLT2005001)

电压和相电压,如表 1 所示。

表 1 开关状态及相应逆变器的输出线电压和相电压关系

a	b	c	$V_a$	$V_{\alpha}$	$V_c$	$V_{\beta}$	$V_b$	$V_{\alpha}$
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

在 dq 坐标系中,输出的三相相电压相对应的分量可以用下面的等式表示:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

根据式(3)就可以把表 1 中的 8 种开关状态组合映射到 dq 坐标系,并相对应得到 6 个相互间夹角为 60°的非零电压向量和 2 个位于坐标原点零电压相量。这 8 个向量称作基本空间矢量,并将空间分成了 6 个扇区。如图 2 所示。

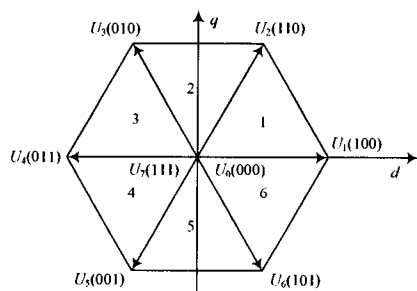


图 2 基本电压空间矢量图

SVPWM 控制的目的是通过与基本的空间矢量对应的组合得到 1 个给定的参考电压矢量  $U_{out}$ 。由于逆变器能够产生的基本电压矢量只有 8 个,因此在已知参考电压矢量后可以根据伏秒特性相等的原理来使输出电压矢量逼近参考电压矢量。若知道参考电压矢量位于哪一个 60°扇区,就可以选择与其相邻的两个基本空间电压矢量及零矢量并控制他们的作用时间来等效参考电压矢量。

### 1.2 矢量作用时间的判定

矢量作用时间的计算方法很多,本文提出一种快速简洁的算法。假如参考电压矢量  $U_{out}$  位于 0 扇区,则  $U_{out}$  可以用  $U_0$  和  $U_{60}$  两个矢量来表示。于是有如下等式:

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ U_{out} T = U_0 T_1 + U_{60} T_2 \end{cases} \quad (4)$$

用 dq 坐标系描述,则有:

$$\begin{cases} |U_0| T_1 + |U_{60}| T_2 \cos 60^\circ = V_d T \\ |U_{60}| T_2 \sin 60^\circ = V_q T \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $T$  为开关周期,  $T_1, T_2$  为  $U_0, U_{60}$  作用时间,  $T_0$  为零矢量作用时间,  $|U_0|, |U_{60}|$  的幅值都为  $\frac{2}{3} V_d$ , 可计算得到:

$$\begin{aligned} T_1 &= T \left( \frac{3}{2} V_d - \frac{\sqrt{3}}{2} V_q \right) / V_d \\ T_2 &= \sqrt{3} V_q T / V_d \end{aligned} \quad (6)$$

同理,可计算参考矢量在其他扇区时相邻矢量的作用时间。当然,必须进行饱和判断,即如果  $T_1 + T_2 > T$ , 则取:

$$\begin{aligned} T_1 &= T_1 T / (T_1 + T_2) \\ T_2 &= T_2 T / (T_1 + T_2) \end{aligned} \quad (7)$$

### 1.3 扇区的确定

由前面分析可知,如果要计算  $T_1, T_2$ , 则必须要知道参考电压矢量所在的扇区。通常的判断方法是:根据  $V_d$  和  $V_q$  计算出电压矢量的幅值,再结合  $V_d$  和  $V_q$  的正负进行判断<sup>[4]</sup>。这种方法的缺点很明显,含有非线性函数,计算复杂,在世纪系统中更不容易实现。本文参考文献[2],采用一种简便判断扇区的方法:若  $V_q > 0$ , 则  $A = 1$ , 否则  $A = 0$ ; 若  $\sqrt{3} V_d - V_q > 0$ , 则  $B = 1$ , 否则  $B = 0$ ; 若  $\sqrt{3} V_d + V_q < 0$ , 则  $C = 1$ , 否则  $C = 0$ 。设  $N = A + 2B + 4C$ , 如果定义:

$$\begin{aligned} X &= \sqrt{3} V_q T / V_d \\ Y &= \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V_q + \frac{3}{2} V_d \right) T / V_d \\ Z &= \left( \frac{\sqrt{3}}{2} V_q - \frac{3}{2} V_d \right) T / V_d \end{aligned} \quad (8)$$

通过以上分析,可得  $N$  与扇区及矢量作用时间  $T_1, T_2$  的关系,如表 2 所示。

表 2 N 与扇区及  $T_1, T_2$  关系表

N	3	1	5	4	6	2
扇区	1	2	3	4	5	6
$T_1$	-Z	Z	X	-X	-Y	Y
$T_2$	X	Y	-Y	Z	-Z	-X

### 1.4 确定开关切换点

根据上面的算法很容易计算相邻矢量作用时间。但必须合理选择零矢量 000 和零矢量 111, 才能限制开关频率, 减少开关损耗。选择零矢量的原则是, 使逆变器开关状态每次只变化一次。确定好每个扇区开关状态的先后顺序, 以减少不必要的开关动作。以扇区 1 为例, 如图 3 所示。假设零矢量 000 和零矢量 111 在一个开关周期中作用时间相同, 生成的是对称 PWM 波形, 可把每个基本空间矢量作用时间都一分为二, 按 000, 100, 110, 111, 110, 100, 000 作用顺序, 可以看出, 每次只有 1 个开关变化。

定义开关切换点距离零点时间为  $T_u, T_v, T_w$ , 可

得到:

$$\begin{aligned} T_u &= (T - T_1 - T_2)/4 \\ T_v &= (T_u + T_1/2) \\ T_w &= (T_v + T_2/2) \end{aligned} \quad (9)$$

$T_1$  对应最先作用的矢量时间;  $T_2$  对应另外一个非零矢量作用时间, 那么  $T_u, T_v, T_w$  在一个开关周期中具体分给哪个比较值, 由各扇区的波形确定;  $T_u$  要分给占空比最大的相,  $T_w$  分给最小的相。通过各个扇区的工作波形, 就得出相关的切换点。

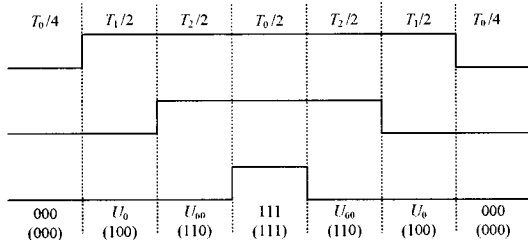


图3 扇区1工作波形

表3 切换点赋值表

N	1	2	3	4	5	6
TCM1	$T_v$	$T_u$	$T_u$	$T_w$	$T_w$	$T_v$
TCM2	$T_u$	$T_w$	$T_v$	$T_v$	$T_u$	$T_w$
TCM3	$T_w$	$T_v$	$T_w$	$T_u$	$T_v$	$T_u$

## 2 SVPWM 的 SIMULINK 实现

基于以上的理论分析, 利用 Matlab 中的 SIMULINK 对 SVPWM 控制的逆变器整个系统进行了建模仿真。SIMULINK 环境下包含各种功能模块, 很容易实现上述算法, 不需要编程, 只需要鼠标的操作即可完成。SVPWM 算法模型包括扇区判断模块、矢量时间计算模块、开关切换点模块等, 系统模型如图 4 所示。

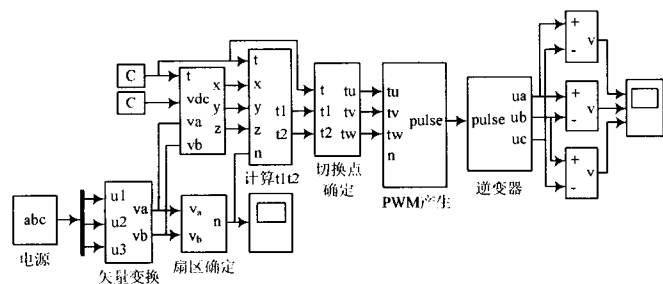


图4 SVPWM控制的逆变器模型

仿真参数: 输入电源电压为 380 V, 50 Hz, 直流侧电压为 500 V。开关频率为 5 kHz, 三相逆变器采用 6 个大功率 IGBT, 与空间电压矢量切换点比较的三角波幅值为 0.000 1 s, 周期为 0.000 2 s。图 5 为扇区波形, 图 6 为空间矢量的某时刻输出波形。图 7 为逆变器输出线电压, 图 8 显示了逆变器输出相电压。

图 5 的图形坐标横轴: 时间 s; 纵轴: 为扇区号。图 6 的图形坐标: 横轴: 时间 s; 纵轴: 数字脉冲。图 7、图 8 的图形坐标: 横轴时间 s; 纵轴: 电压 V。

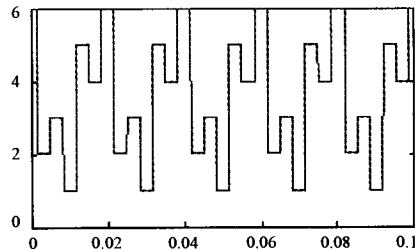


图5  $N=A+2B+4C$  波形

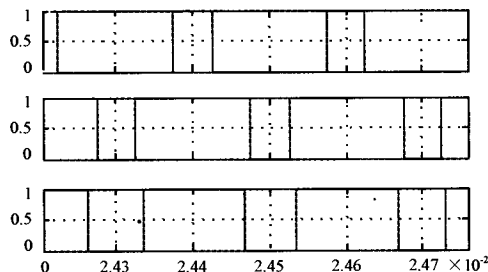


图6 空间矢量 PWM 输出波形

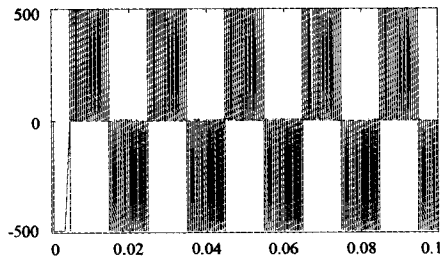


图7 逆变器输出线电压

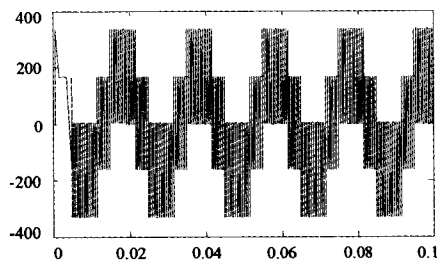


图8 逆变器输出相电压

仿真结果表明: SVPWM 控制方法能够较好地实现对逆变器的控制, 得到的线电压是  $120^\circ$  方波, 相电压为 6 拍阶梯波, 这与利用不同开关状态时的等值电路所求结果是完全相同的。

通过合理地选择、安排开关状态的转换顺序和通、断持续时间, 空间电压矢量 PWM 控制的逆变器, 与 SVPWM 控制的逆变器相比, 其直流电压利用率要高一些, 在调控输出电压基波大小的同时也可以减少输出电压中的谐波, 在获得相同的输出电压波形质量的情况下, 开关器件的开关频率也可低一些<sup>[5]</sup>。

### 3 SVPWM的DSP软件设计

TMS320LF2407是美国TI公司生产的芯片,实现本文SVPWM控制算法非常方便。他除了具有高速的计算特性之外,还具有如下特点:还内置了两个事件管理模块EVA, EVB,每个模块都带有生成SVPWM的硬件电路。每个事件管理模块可同时产生8路的PWM波形。由3个带可编程死区控制的全比较单元产生独立的6路,以及有GP定时器比较产生的2个独立的PWM输出。生成SVPWM的硬件电路,见图9。

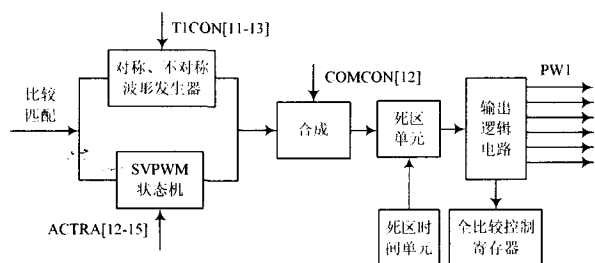


图9 生成PWM硬件电路图

从图9可看出,PWM的生成是由事件管理器模块的各寄存器进行控制。ACTR[12-15]确定当前主矢量,其值是根据 $U_{out}$ 的位置查转换模式表得到的;T1CON[11-13]确定生成的PWM波形是对称还是不对称波形;由DBTCON设定死区时间,设定范围为 $0\sim 16\mu s$ ,最小的死区宽度为1个CPU时钟周期;COMCON[12]为空间矢量模式选择位;COMCON[9]是比较输出使能位,3个比较寄存器COMP1-3由T1,T2,T0决定,当定时器的计数值等于比较寄存器的值时就会改变空间电压矢量的PWM输出。在图3中,COMP1中写入 $0.25T_0$ ,COMP2中写入 $0.25T_0+0.5T_1$ ,COMP3中写入 $0.25T_0+0.5T_1+0.5T_2$ ,根据ACTR[12-15]为100,一旦计数器与比较器匹配,就能输出图3波形。

程序设计包括主程序、中断程序。主程序完成系统级工作,包括寄存器的初始化,片上资源配置等。中断子程序完成SVPWM算法。主程序、中断子程序的流程如图10,图11所示。

### 4 结语

采用本文的空间电压矢量算法对逆变器控制,无需进

行任何三角函数及非线性的运算,使计算变得简单。通过仿真验证了SVPWM控制在逆变器中应用的可行性和正确性,此算法容易利用DSP实现,数字化控制的逆变器必将有广泛的应用前景。同样的三相桥式主电路及相应的数字化控制系统,不仅可用于本文提到的三相电压型逆变器,也适用于三相电压型高频整流器。

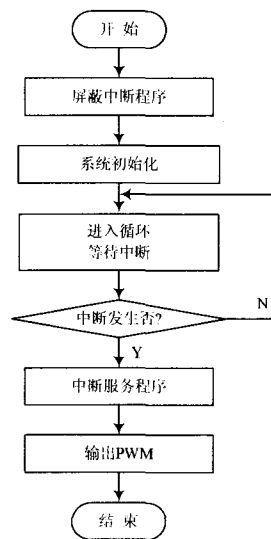


图10 主程序流程

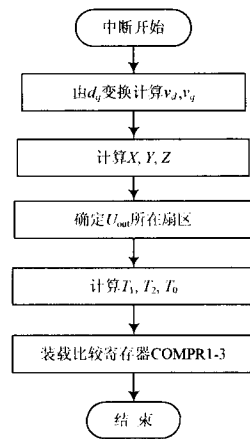


图11 中断程序流程

### 参考文献

- [1] Vander H W Broek, Skudely H C, Stranke V. Analysis and Realization of A Pulse width Modulator Based on Voltage Space Vector[J]. IEEE Trans. on IA, 1988, 24(1): 142-150.
- [2] 田亚菲, 何继爱, 黄智武. 电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)算法仿真实现及分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2004, 16(4): 68-71.
- [3] 刘和平, 王维俊, 江渝. 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] Zhang Xiaowei, Li Yongdong, Wang Wensen. A Novel Implementation of SVPWM Algorithm and its Application to Three-Phase Power Converter PIEMC2000[C]. The Third International Power Electronics and Motion Control Conference, 2000, 3: 1 104-1 107.
- [5] 陈坚. 电力电子学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.

作者简介 戴增辉 女, 1977年出生, 硕士研究生。研究方向为电力电子及电能质量控制。

李含善 男, 1946年出生, 教授, 博士生导师。研究方向为综合电能质量控制和新能源开发。

欢迎订阅 2007 年度《现代电子技术》(半月刊)

邮发代号: 52-126 定价: 15 元/期 360 元/年价

电话: 029-85393376 传真: 029-85393376