

基于 DSP 的 SVPWM 方法研究

韩红彬

(西南交通大学磁浮列车与磁浮技术研究所 四川 成都,610031)

摘要:论述了空间电压矢量技术的基本原理和 TMS320LF2407A 的基本结构,并在此基础上给出了基于 DSP 的控制系统的 SVPWM 的实现方法。这种方法有助于提高系统集成度,降低系统的成本,有着广泛的应用前景。

关键词:PWM;电压空间矢量;数字信号处理器

ABSTRACT: This paper presents the principle of Pulse Width Modulation based on space vectors(SVPWM) and the structure of the TMS320LF2407A. The realization of the system is given.

KEYWORDS: PWM; Voltage space vectors; DSP

中图分类号:TP751.1

文献标识码:B

0 引言

脉宽调制(PWM)技术在变频器中已经得到了广泛的应用。经典正弦波脉宽调制(SPWM)控制主要使逆变器输出电压尽量接近于正弦波。电流跟踪控制主要是直接考虑输出电流是否按正弦变化。而异步电机需要输入三相正弦电流的主要目的是在空间产生圆形旋转磁场,从而产生恒定的电磁转矩。对准这一目标,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,由此产生了电压空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术。该方法能明显减少逆变器输出电流的谐波成分及电动机的谐波损耗,降低了转矩的脉动。由于其控制简单,方便实现数字化,目前已有取代传统 SPWM 控制的趋势。在全数字调速控制系统中,为了能够进行实时控制,除了应用 CPU 芯片主控外,还应用 DSP 担负大量的运算工作,以提高系统的运行速度。DSP 的出现使电机的数字化控制进入了一个新的时代,其中 TI 公司的 TMS320LF2XX 系列将 DSP 的高速数字运算能力与面向电机的高效率控制能力集于一身,能够有效的处理电机的控制问题。

1 SVPWM 技术的基本原理

电压空间矢量技术(SVPWM,也称为磁通正弦 PWM)是从电动机的角度出发,着眼于使电机获得幅值恒定的圆形磁场,即正弦磁通。它以三相对称正弦波

电压供电时的理想圆形磁通轨迹为基准,用逆变器不同的开关模式产生的实际磁通去逼近基准磁通圆,从而达到较高的控制性能(如图 1 所示)。

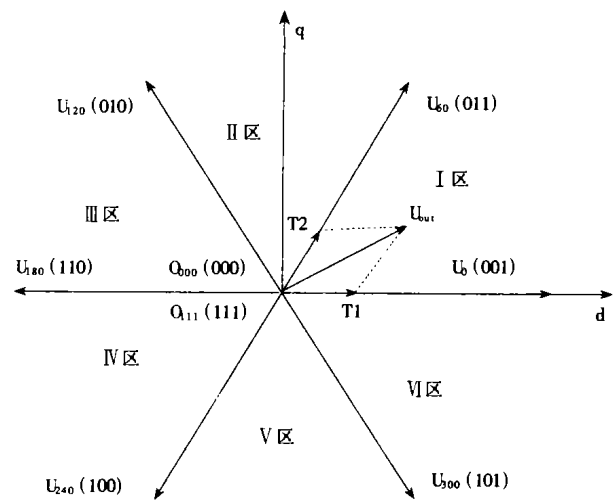


图 1 空间电压矢量图

对于一个电压源逆变器,以两相 d-q 坐标来表示,有变换:

$$X = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

三相电压源型逆变器的上下两桥臂的开关状态互补,三个桥臂共产生 6 个非零基本电压空间矢量和 2 个零矢量,非零矢量组成了一个六边形的轴,两个相邻之间的角度为 60° ;两个零向量位于原点。分别标记为 U_0 、 U_{60} 、 U_{120} 、 U_{180} 、 U_{240} 、 U_{300} 、 O_{000} 、 O_{111} 。SVPWM 控制技

术就是通过控制这些基本空间矢量的组合,使瞬态输出空间电压矢量按一定的圆形轨迹旋转。其中零矢量的使用不会改变磁链圆形轨迹的形状,只是使磁链停止不前,改变的是磁链的变化速度,即涉及到电动机运行的平稳程度。在任意的给定时刻,电动机的电压矢量 U_{out} 都落在六个区的其中之一。这样,对任何 PWM 周期,通过两个相邻基本向量上的两个向量元素的向量和就可以估算出来:

$$U_{out} = \frac{T_1 U_X + T_2 U_{X+60} + T_0(O_{000} + O_{111})}{T_p} \quad (2)$$

此处, T_0 是零矢量的作用时间,由 $T_p - T_1 - T_2$ 给出, T_p 是 PWM 载波的周期, T_1 、 T_2 为对应的工作时间,上式右边的第三项不影响向量和 U_{out} 。其中 T_1 、 T_2 的计算由下式得出:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} \sin(60^\circ - \theta) \\ \sin\theta \end{bmatrix} T_p \quad (3)$$

式中, m 为调制比。

2 TMS320LF2407A 的基本特性

TMS320LF2407A 是一种特别适合于电动机控制的定点 DSP 芯片,它的内部总线采用 Harvard 结构,每秒 40MIPS 的处理速度,使绝大部分指令可以在单周期 (25ns) 内执行完毕,提高了控制器的实时控制能力。只要添加很少数的外围器件,就可以构成电机控制系统。TMS320LF2407A 的具体参数如下:

- 采用高性能静态 CMOS 技术,使得供电电压降为 3.3V;
- 基于 TMS320C2XX DSP 的 CPU 核,保证了 TMS320LF2407A DSP 代码 TMS320 系列 DSP 代码兼容;
- 片上高达 32K 字 \times 16 位的 FLASH, 2.5K 字 \times 16 位的数据/程序 RAM;
- SCL/SPI 引导 ROM;
- 两个事件管理器模块 EVA 和 EVB。每个 EVM 模块包括 2 个 16 位通用定时器; 8 个 16 位的脉宽调制 (PWM) 通道; 可编程的 PWM 死区控制; 对外部事件定时捕获的 3 个捕获单元; 同步的 AD 控制器; 64K 程序、64K 数据和 64K 的 IO 空间;
- 看门狗定时器模块;
- 10 位 ADC 转换器, 16 通道, 375 - 500ns 的转换时间;
- 40 个管脚可用作通用 IO 口, 5 个外部中断源;
- CAN2.0 模块, 即控制器局域网模块;
- 串行通信模块 (SCI); 16 位串行外部设备接口模块 (SPI)。

TMS320LF2407A 的这些资源大大的简化了电机控制系统的硬件结构,它的高速处理特性使得很多先进

的控制算法得以实现。以 TMS320LF2407A 为核心设计数字电机控制系统在目前可以说是系统最小、实时性最强、性能最优的一种方案。

3 系统组成及 DSP 控制流程

基于 TMS320LF2407A 的系统整体结构框图如图 2 所示,系统主要由主电路、控制电路、驱动电路和辅助电路组成。

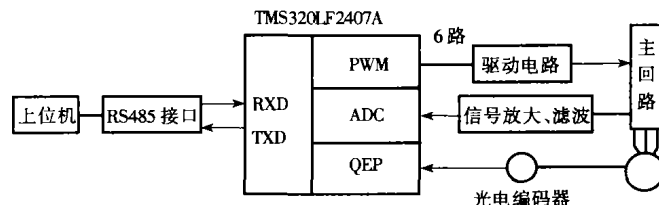


图 2 DSP 系统的硬件结构框图

上位机通过 RS485 接口与 DSP 进行通讯,来完成各种管理功能,如初始参数的设定,频率、电流等状态的显示。变频主体部分以 TMS320LF2407A 为核心,完成空间矢量的控制算法,产生 PWM 波形,进行相关的电流电压的检测处理。通过霍尔传感器检测输出的两相电流,采用 DSP 自带的 A/D 转换器,对电动机输出的 A、B 两相电流进行采样,从而来获得实时的定子电流信息。速度反馈信号检测采用增量式光电码盘作为速度检测器件,它输出两路相位相差 90 度的方波脉冲信号,经过施密特电路整形后送入 DSP 的正交编码脉冲单元 QEP 中,经过内部处理得到速度的反馈值。DSP 在接受到故障信号后进行中断,首先切断主电路电源,并同时中断 PWM 输出,发出中断命令,进行故障诊断,判别故障的类别。

TMS320LF2407A 时间管理器内具有生成 SVPWM 的硬件电路如图 3 所示:

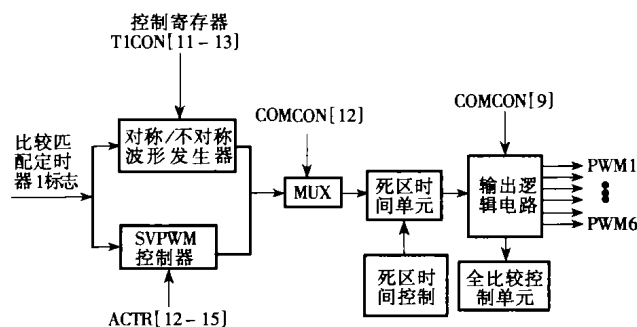


图 3 生成 PWM 硬件电路框图

从片内生成 PWM 的硬件结构图可以看出 PWM 的生成由特定的寄存器分别控制:

- ACTR[12 - 15] 中是当前主矢量,根据 U_{out} 的位置写入相应的值;
- TICON[11 - 13] 控制生成对称或不对称的 PWM

波形,死区时间设置由 DBTCON 来完成;

- COMCON [12] 控制 PWM 输出的是常规控制 PWM 方式还是硬件 SVPWM 方式;

- OMCN 控制 PWM 输出或高阻态输出,可用于系统出现故障及时保护;

- CMPRx ($x = 1, 2, 3$) 3 个比较寄存器分别对应何时开控三相电路,其值的大小由主、辅矢量和零矢量的作用时间决定,当定时器的计数值等于 CMPR1 - 3 的值时,就会改变空间矢量对应的控制信号的输出。

系统的软件由主程序和中断程序组成,主程序在完成系统初始化后进入循环,等待中断的发生。检测电流,转速和发出六路 PWM 的脉冲在定时器的中断服务子程序中完成。如果串行口发生中断就进行上位机与 DSP 的数据通信。DSP 系统的主程序流程图如图 4 所示

4 结束语

DSP 有很多专用的外围设备和极高的执行特性,使其成为电机控制系统最好的芯片。SVPWM 具有最高的直流电压利用率,而专用于电机控制的 DSP 芯片使微处理器实现 SVPWM 波形的实时信号调制成为可能。这种相对于传统的调制方法不仅有着性能上的优越性,而且有助于提高系统的集成度,降低系统的成本,所以有着广泛的应用前景。

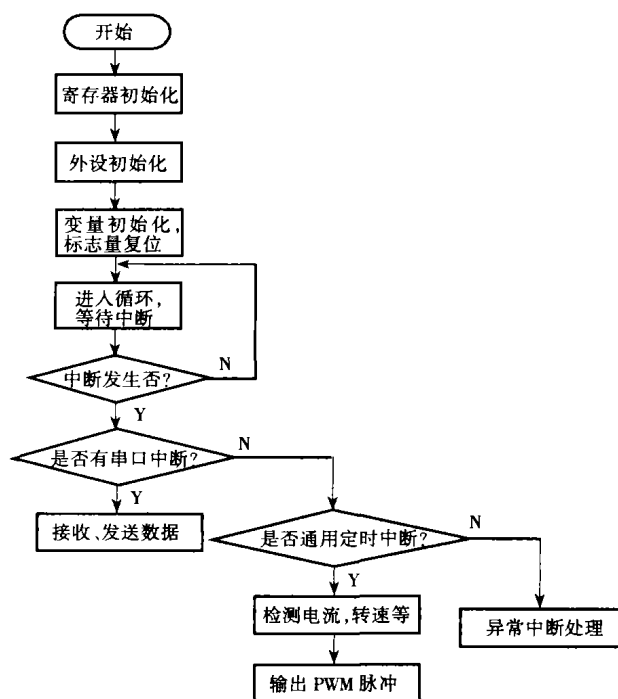


图 4 SVPWM 主程序流程图

参考文献

- 1 吴安顺.最新使用交流调速系统[M].北京:机械工业出版社,1998
- 2 江思敏.TMS320LF240xDSP 硬件开发教程[M].北京:机械工业出版社,2003
- 3 清源科技.TMS320LF240xDSP 应用程序设计教程[M].北京:机械工业出版社,2003
- 3 李力争,何清华.非线性时变系统的一种即时局部模型及参数估计.计算技术与自动化,Vol.20, No.4, Page1 2001.4
- 4 曹建福,韩崇昭,方洋旺.非线性系统理论及应用.西安:西安交通大学出版社,2001.4
- 5 冯纯伯,费树岷.非线性系统分析与设计.北京:电子工业出版社,1997.10
- 6 姚琼荟,黄继起,吴汉松.变结构控制.重庆:重庆大学出版社,1997.1
- 7 H. Kokame, K. Hirata, K. Konish and T. Mori, [J], Difference Feedback Can Stabilize Uncertain Steady States, IEEE Transactions on Automatic Control, 2001.46(12)1908 - 1913
- 8 Slotine, J. J., Sastry, S. S., Tracking control of nonlinear systems using sliding mode with application to robot manipulators, Int. j. Control, Vol. 38, NO.2, 465 - 492, 1983
- 9 Chan, C. Y., Robust discrete - time sliding mode controller. Systems&Control Letters. 23, 371 - 374, 1994
- 10 Narendra, K. S., Y. H. Lin and L. Valavani. Stable adaptive controller design. Part II: proof of stability. IEEE Trans. Automatic. Control, 25, 440 - 448, 1980.

参考文献

- 1 高为炳.变结构控制理论基础.北京:中国科学技术出版社,1990.3
- 2 夏小华,高为炳.非线性系统控制及解耦.北京:科学出版社,1993.12

(上接第 3 页)

前一种控制方法虽然系统的响应较快但有部分状态无法到达稳定状态,后一种控制方法系统部分状态响应的超调增大但系统的稳定性更好。

4 结论

本文通过对系统控制律进行分解,只对部分非线性变量实施滑动模态变结构控制的方法,从而可以简化对系统解耦的分析,并且可以大量减少变结构控制的模态设置,降低由于模态切换给系统带来的脉动影响。同时也简化了滑动变结构控制律参数及滑动模态切换方程的设计方法。