第22卷第6期 常州工学院学报 Vol.22 No.6
2009年12月 Journal of Changzhou Institute of Technology Dec. 2009

基于TMS320F2812的SPWM波的实现研究

张月芹

（南京航空航天大学金城学院，江苏 南京 211156）

摘要：论文详细分析了不对称规则采样法产生SPWM波的算法，以TMS320F2812为控制器，给出了SPWM波的实现方法，并对硬件进行了设计。通过软件调试，得到了正确的波形，验证了该算法的可行性。

关键词：TMS320F2812；SPWM；变频调速

中图分类号：TM921.51 **文献标识码**：A **文章编号**：1671-0436(2009)06-0029-04

Implementation of SPWM Waves Based on TMS320F2812

ZHANG Yue-qin

(Nanhang Jincheng College, Nanjing 211156)

Abstract: The paper analyzed the algorism of asymmetry rule sampling to create SPWM (sine pulse width modulation) waves in detail. With the controller TMS320F2812, it offers the implementation method of SPWM waves, and designs the hard wires. By debugging the software, the paper reaches correct conclusion, and proves the feasibility of the algorism.

Key words: TMS320F2812; SPWM; variable-frequency speed regulating

0 引言

目前PWM技术已经广泛应用到变频调速系统中，实际工程中主要采用正弦PWM(SPWM)，其脉宽按正弦规律变化，可以有效地抑制低次谐波。变频调速系统采用PWM技术不仅能及时、准确地实现变压变频控制，而且更重要的是抑制逆变器输出电压或输出电流中的谐波分量，从而降低或消除了变频调速时电机的转矩脉动，提高电机的工作效率，扩大调速系统的调速范围[1]。

在变频调速系统中，PWM信号的生成方法及实现技术至关重要。产生SPWM信号的方法可分为硬件法和软件法，前者采用专用PWM芯片，后者是通过实时计算来来生成SPWM波。本文采用美国TI公司最新推出的32位定点DSP控制器TMS320F2812，完全可以满足实时计算对控制器的运算速度的要求。

1 采样型SPWM法

SPWM信号实时计算需要数学模型，建立数学模型的方法有多种，如谐波消去法、等面积法、采样型SPWM法以及由它们派生出的各种方法。本文采用不对称规则采样法[2-3]，即在三角波的顶点对称轴和底点对称轴位置同时采样，在每个载波周期采样两次，所形成的阶梯波与正弦波的逼近程度大大提高。不对称规则采样法生成SPWM波如图1所示。

由于A、B关于C点不对称，故SPWM的脉冲宽度 t_{on} 要分成两部分 t_{on1} 和 t_{on2} 分别计算。对于三相SPWM波，要用三条正弦波和同一条三角

收稿日期：2009-10-09
作者简介：张月芹(1983—)，女，助教。

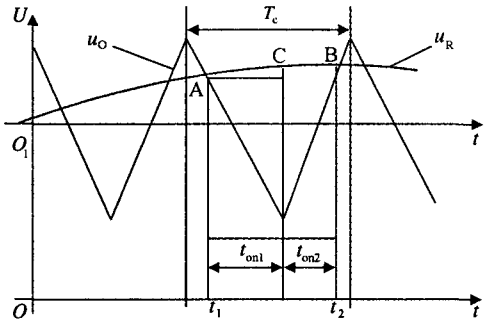

图 1 不对称规则采样法生成 SPWM 波

波求交点。三条正弦波相位差 120°，即：

$$\begin{cases} u_C = \sin\left(\dfrac{\pi k}{N}\right) \\ u_B = \sin\left(\dfrac{\pi k}{N} + \dfrac{2\pi}{3}\right) \\ u_A = \sin\left(\dfrac{\pi k}{N}\right) + \dfrac{4\pi}{3} \end{cases} \tag{1}$$

由图 1 中的相应位置关系，可计算得，顶点采样时刻有：

$$\begin{cases} t_{on1}^{C} = \dfrac{T_c}{4}\left[1 + M\sin\left(k\dfrac{\pi}{N}\right)\right] \\ t_{on1}^{B} = \dfrac{T_c}{4}\left[1 + M\sin\left(k\dfrac{\pi}{N} + \dfrac{2\pi}{3}\right)\right] \\ t_{on1}^{A} = \dfrac{T_c}{4}\left[1 + M\sin\left(k\dfrac{\pi}{N} + \dfrac{4\pi}{3}\right)\right] \end{cases} \quad k = 0,2,4,\cdots,2N-2 \tag{2}$$

底点采样时刻有：

$$\begin{cases} t_{on2}^{C} = \dfrac{T_c}{4}\left[1 + M\sin\left(k\dfrac{\pi}{N}\right)\right] \\ t_{on2}^{B} = \dfrac{T_c}{4}\left[1 + M\sin\left(k\dfrac{\pi}{N} + \dfrac{2\pi}{3}\right)\right] \\ t_{on2}^{A} = \dfrac{T_c}{4}\left[1 + M\sin\left(k\dfrac{\pi}{N} + \dfrac{4\pi}{3}\right)\right] \end{cases} \quad k = 1,3,5,\cdots,2N-1 \tag{3}$$

因此，三相 SPWM 波的每一相脉宽都可计算如下：

$$\begin{cases} t_{on}^{C} = t_{on1}^{C} + t_{on2}^{C} \\ t_{on}^{B} = t_{on1}^{B} + t_{on2}^{B} \\ t_{on}^{A} = t_{on1}^{A} + t_{on2}^{A} \end{cases} \tag{4}$$

该方法的数学模型略显复杂，但由于其阶梯波更接近于正弦波，所以谐波分量的幅值更小，在实际中得到更多的使用。

2 SPWM 波的 DSP 实现

设三相逆变器的频率变化范围是 0.5 ~ 50 Hz，额定频率 f_N = 50 Hz 时，额定电压为 U_N = 380 V，调制度 M 的变化范围是 0 ~ 0.9；U/f 曲线如图 2 所示。

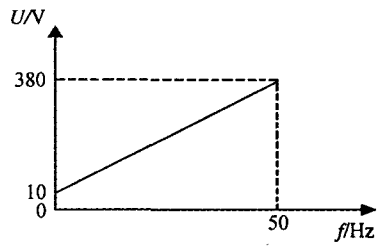

图 2 变频器输出的曲线

2.1 不对称规则采样型三相 SPWM 控制算法

由上述的不对称规则采样法 SPWM 所建的数学模型可知，其软件实现的关键在于实时地计算出三相 SPWM 波的每一相脉冲宽度的作用时间 t_{on}^{A}、t_{on}^{B}、t_{on}^{C}，即 SPWM 波的开关时刻。为此要确定采样周期 T、调制度 M、载波比 N 以及采样点上三相正弦函数值。三相逆变器要求输出的三相电压对称，因而要用三个互差 1/3 周期的正弦调制波与同一个三角载波相交来形成三相 SPWM 波，这就要求载波比 N 须为 3 的整数倍才可使三相采样点具有简单的关系。

对于不对称规则采样，采样周期 T 为载波周期 T_c 的 1/2，故 T 与输出频率 f、载波比 N 间有如下关系：

$$T = 1/(2Nf) \tag{5}$$

由于受逆变器功率半导体器件开关频率的限制,载波比应随输出频率分段变化,本文选择最大开关频率为 2 kHz,由此可将变频器给定频率范围分段,确定出各段载波比 N,如表 1 所示。

表 1　各频率段的载波比

f/Hz	0.5 ~ 8	8 ~ 12	12 ~ 20	20 ~ 30	30 ~ 50
N	90	60	42	30	18

在确定的 N 值下,根据电机变频运行的 U/f 曲线关系,调制度 M 也应随频率 f 变化,因此可以根据 U/f 曲线建立 M 与 f 的函数关系。由图 2,U/f 曲线可表示为:

$$U = 10 + \frac{f}{50}(380 - 10) = 10 + \frac{370}{50}f \tag{6}$$

由调制度的定义 $M = U_R/U_\Delta$,根据给定条件 $f_N = 50$ Hz 时,$M = 0.9$,可算得:

$$U_\Delta = (\sqrt{2} \times 380)/0.9 = 597(\mathrm{V})$$

则有:

$$U = \frac{597}{\sqrt{2}}M \tag{7}$$

代入式(6),可得调制度 M 与输出频率 f 关系为:

$$M = \frac{9}{380} + \frac{333}{380 \times 50}f \tag{8}$$

DSP 本身提供有正弦函数库,且其具有高速运算能力,完全可以满足实时性的需求。

2.2　软件设计

本程序载波频率为 20 kHz,则其周期为 50 μs。所用 DSP 评估板晶振为 30 MHz,选择内部时钟 5 倍频,则 DSP 的输入时钟频率为 150 MHz,计数周期为 6.67 ns,在 SPWM 波理论推导时采用的三角载波是等腰三角形,从而可知定时器周期寄存器 T1PR 的值为:50 μs/(2 × 6.67 ns) = 3 750 个计数周期。调制波频率由变位器输入,通过 DSP 的 A/D转换后参与相应的运算。

要获得等腰三角形载波需要将定时器控制寄存器设置为连续增/减计数模式。由于逆变器上下桥臂不能同时导通,而功率开关管的关闭延长时间比开通延长时间要长,为了避免上下桥臂同时导通而引起短路烧坏元器件,在编程中加入死区控制时间,本程序的死区控制时间为 1.6 μs。由于有些脉宽时间太短,功率开关管还没来得及开通就需要关闭,为了避免不必要的频繁开断,将脉宽小于 3 μs 的窄波脉宽删除。

程序由主程序和定时器下溢中断子程序构成。主程序主要实现对寄存器及变量的初始化,以及主循环等待程序,设置每个载波周期产生一次下溢中断。在下溢中断子程序中,主要完成 A/D 采样和转换以得到调制波的频率 f,若读入的频率小于 0.5 Hz,则封锁逆变器触发脉冲,停止运行。计算出载波比 N,同时根据恒压频比的 U/f 曲线确定调制度 M,并由式(2)、式(3)及式(4)分别计算出在下一个载波周期中三个比较寄存器的值,并比较正负脉冲是否小于 3 μs,若小于 3 μs,则认为是窄脉冲,删除该脉冲。所有程序采用 C 语言编写[4],充分利用 TMS320F2812 的高速运算能力,同时缩短了开发时间,增强了程序的可读性,且有利于软件的模块化。

3　硬件设计

将生成的 SPWM 波驱动异步电机时,可构成异步电动机的数字控制系统。系统的总体结构如图 3 所示。主电路采用典型的电压源型交—直—交变频器电路。整个系统主要由 DSP 控制板、电源板及功率驱动板等组成。

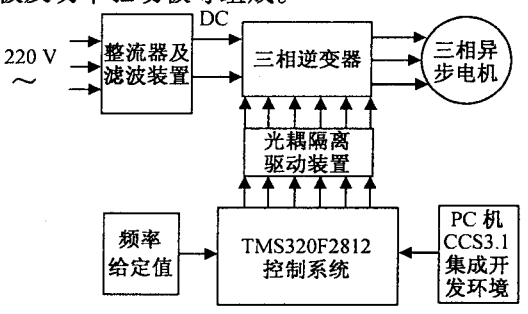

图 3　系统结构框图

3.1　DSP 控制板

TMS320F2812 是美国 TI 公司最新推出的 32 位定点 DSP 控制器,是目前控制领域最先进的处理器之一[5]。在高精度伺服控制、可变频电源、UPS 电源等领域广泛应用,同时是电机等数字化控制产品升级的最佳选择。

TMS320F2812 内部集成有两个事件管理器

模块,事件管理器模块提供了强大的控制功能。每一个事件管理器可以同时产生 8 路 PWM 信号,且具有以下特点:16 位寄存器;可编程死区;可以根据需要直接改变 PWM 输出频率;在每个 PWM 周期内或周期结束后都可以改变 PWM 脉宽;外部可屏蔽的功率和驱动保护中断;脉冲生产电路,可以产生可编程的不对称、对称及 8 个空间矢量的 PWM 波形;自动装载比较和周期寄存器,可以减少 CPU 的开销;$\overline{\text{PDPINTx}}$引脚可以直接屏蔽 PWM 输出。

3.2 电源板

电源板由自藕变压器、交流电源滤波及整流滤波装置组成。将 220 V、50 Hz 的交流电经 0 ~ 250 V 的自藕变压器调压,再经过 DL - 6A 的交流电源滤波器,最后通过整流滤波可得到 0 ~ 350 V 的可调直流母线电压。

3.3 功率驱动板

由于从 DSP 发出的 PWM 驱动信号只有 3.3 V的电压,而整流逆变电路选用 IRFP450A 型号的 MOSFET 功率开关管,其栅极驱动电压为 8 ~20 V,故必须放大 PWM 控制信号的驱动能力,同时还要保证转换的速度和精度。为此,在驱动电路中选用高速光耦 HCPL0453、高速 MOSFET 驱动器 MC33151D 和 MC33152D。通过功率驱动电路可获得 15 V 的 PWM 驱动信号,能够成功地驱动 MOSFET 功率开关管。

4 SPWM 实验结果及分析

将编写的程序经 DSP 的调试环境 CCS3.1 调试,经 DSP 的 PWM 口输出正弦波形。图 4、图 5 分别为滤波后得到的两路相电压和线电压波形,$M = 0.55$,$f = 30$ Hz。从图 4、图 5 中可以看出,两路相电压相位相差 120°,线电压的正弦度良好。

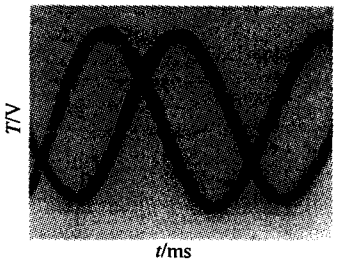

图 4 两路相电压 U_A、U_B 波形

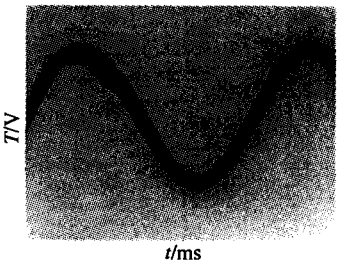

图 5 线电压 U_{AB}波形

5 结语

本文以 TMS320F2812 为控制器,利用不对称规则采样法得到了 SPWM 波形,将生成的 SPWM 波通过逆变器来驱动异步电机,可构成异步电机的转速开环变频调速系统,实现了异步电机的变频调速数字化控制。

[参考文献]

[1]张燕宾. SPWM 变频调速应用技术研究[M]. 北京:机械工业出版社,1997.

[2]卢秀和. 一种不对称规则 SPWM 采样法[J]. 机械与电子,2004(9):3 - 5.

[3]王晓明,王玲. 电动机的 DSP 控制[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2004.

[4]苏奎峰,吕强,耿庆锋,等. TMS320F2812 原理与开发[M]. 北京:电子工业出版社,2005.

[5] TMS320F2810. TMS320F2812 digital signal processors data manual[Z]. Literature Number. SPRS 174O,2001,4.

责任编辑:张秀兰