

基于 TMS320F28335 的复合信号频率计

李木一, 卢慧芬*, 马云龙, 吕文韬

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:为解决复合叠加信号的分离、高精度、高分辨率频谱分析等问题,将全相位谱分析技术应用在 32 位数字信号处理器(DSP)中,进行了复合信号检测与分离,提出了双通道同步采样和采样频率自适应的方法。将 TMS320F28335 优异的信号处理能力和强大的浮点运算能力与先进的全相位谱分析技术相结合,设计出了一台复合信号频率计。系统测试结果表明:该复合信号频率计的频率分辨率高达 0.4%,频率精度达 10^{-5} 级别,全相位谱分析技术具有很高的精度和良好的抑制频谱泄漏性能,开辟了频谱分析的新空间。

关键词:数字频率计;数字信号处理器;全相位谱分析;采样频率自适应

中图分类号:TN911.72

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2010)12-0102-04

Amalgamated-signal frequency mometer based on TMS320F28335

LI Mu-yi, LU Hui-fen, MA Yun-long, LV Wen-tao

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: To solve the problems of separating the overlapping signals and conducting the high-precision and high-resolution spectrum analysis, the all-phase spectrum analysis method was used in the 32-bit digital signal processor(DSP). After the study, an approach of dual-channel simultaneous sampling and adaptive sampling frequency was first presented. A composite signal frequency mometer was first designed by combining the excellent signal processing capability and powerful floating-point computing power of TMS320F28335 with all-phase spectrum analysis method. The system test results show that the frequency mometer's frequency resolution is as high as 0.4%, and the frequency accuracy level reaches 10^{-5} . The all-phase spectrum analysis method has high accuracy and good nature of inhibiting spectrum leakage, and it opens up new space for spectrum analysis.

Key words: digital frequency mometer; digital signal processor(DSP); all-phase spectrum analysis; sampling-frequency self-adaption

0 引言

当今世界是一个数字化的世界,数字信号处理器在其中扮演着举足轻重的角色,TI 公司作为全球领先的半导体公司,其数字信号处理器在该领域起着十分重要的作用^[1-2]。

工业应用中经常接触到信号的相位测量、频率测量及其频谱分析问题。传统的频谱分析与校正方法,如能量重心法,相位差法等,由于其固有的频率泄漏效应,必定会对频谱校正精度造成影响^[3-5]。而全相位谱分析及其校正法因其相位和频率的估计精度都很

高^[6],必然非常适合这些测量仪器。

本研究采用全相位谱分析理论进行数字信号算法的设计,在 32 位浮点 DSP 上实现复合信号的高精度检测与分离的功能。

1 系统方案

1.1 总体框图

系统总体框图如图 1 所示。TMS320F28335 作为信号处理和控制的核,对信号进行采集、处理、输出,以及对片内外设进行控制。

前置电路主要由 OPA 运放和 TLC 滤波模块等组

收稿日期:2010-07-15

作者简介:李木一(1989-),女,黑龙江哈尔滨人,主要从事电机及控制、实验技术与管理等方面的研究。E-mail: limuyi@zju.edu.cn

通信联系人:卢慧芬,女,工学硕士,高级工程师。E-mail: lhfen@zju.edu.cn

成,其中 OPA 运放用来对信号进行叠加、抬升和缩幅, TLC 滤波模块用来对 PWM 输出信号滤波。

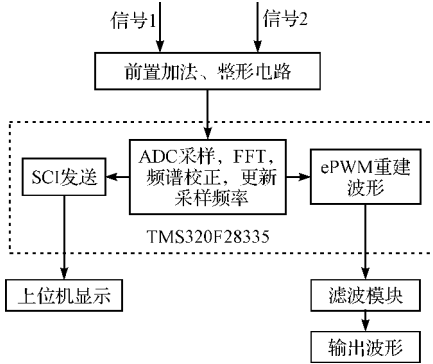


图 1 总体框图

在本研究中,数据采集利用片内 ADC,通过 ePWM2 模块的周期中断启动 ADC 转换,对采集到的信号做 FFT 运算并进行频谱校正。测量结果通过 SCI 发送至上位机,重建波形时使用 ePWM1 模块。

1.2 基于全相位 FFT 谱分析的时移相位差校正法

全相位 FFT 具有更优良的抑制频谱泄漏性能,既可生成具有很好地抑制谱泄漏性能的幅度谱,还可直接生成准确的相位谱。基于此,本研究对存在时移关系的两序列主谱线上的相位差值做简单运算,即可得到比传统相位差校正法更高精度的相位估计值,具有较高的应用价值^[7]。

数据经全相位数据预处理后再进行 FFT,就可得到一种新型的全相位 FFT 谱分析,如图 2 所示,其对数据截断方式的改进使频谱性能得以大大改善。

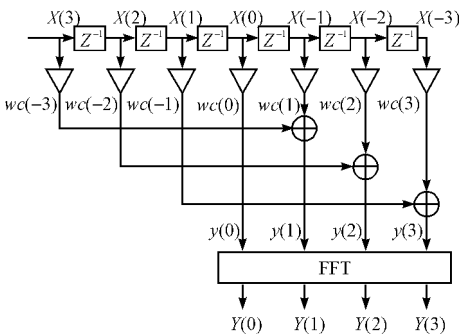


图 2 N 阶全相位 FFT 谱分析基本框图

全相位时移相位差的频谱校正流程如图 3 所示。

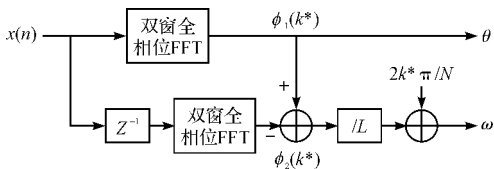


图 3 全相位时移相位差法的频谱校正流程

主谱线 k^* 处对应的数字角频率为 $2k^*/N$,经过大小 n_0 的延时后,这个数字角频率会引起 $2k^*n_0\pi/N$ 的附加相移, n_0 增大时,这部分附加相移也随着增大。而主谱线位置 k^* 是可以观测到的,因此相移值 $2k^*n_0\pi/N$ 就是相位差补偿值。

经相位补偿后的频率估计值为:

$$\omega^* = \frac{[\varphi_1(k^*) - \varphi_2(k^*)]}{n_0} + \frac{2k^*\pi}{N} \quad (1)$$

由上式推得主谱线上的频偏值为:

$$d\omega = \omega^* - \frac{2k^*\pi}{N} = \frac{[\varphi_1(k^*) - \varphi_2(k^*)]}{n_0} \quad (2)$$

幅值估计值为:

$$\hat{A} = \frac{|Y(k^*)|}{F_g^2(d\omega)} \quad (3)$$

式中,分子部分 $|Y(k^*)|$ 可通过实验测得,分母 $F_g^2(d\omega)$ 可将 $d\omega$ 值带入窗函数的傅里叶变换表达式而得到^[8]。

2 系统硬件设计

输入信号调理电路如图 4 所示。

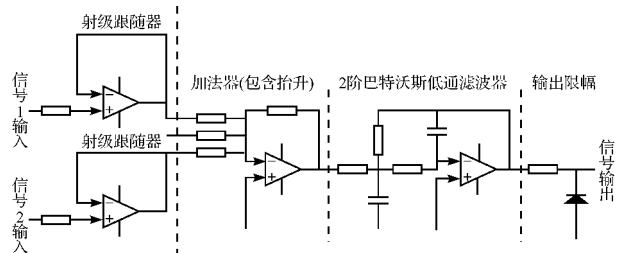


图 4 输入信号调理电路

(1) 跟随器。

此部分电路的作用主要增强信号,避免输入输出阻抗不匹配造成信号衰减。主次信号都采用整极输入,通过两个跟随器与后级电路连接,在此不做幅度上的变化,故只在输入级加入一个电阻即可。

(2) 加法电路。

该模块采用三输入反相求和运算电路。最后叠加的信号为负向的、幅值变为原来 0.5 倍、且加入直流偏置的信号。

(3) 2 阶巴特沃斯低通有源滤波器。

由于算法对信号要求比较高,该模块则滤去输入到 DSP 信号中的高频杂波,减少干扰信号对 FFT 计算的影响,同时采用负向输入,将原本经过加法器负向的信号变为正向。

(4) 限幅电路。

此模块采用二极管与电阻并联构成,正向限压为

2.4 V,负向为 0.6 V。

3 系统软件设计

软件总体框图如图 5 所示。

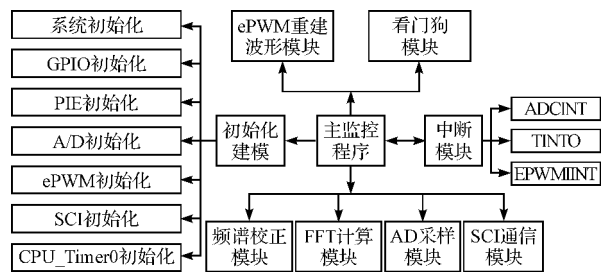


图 5 软件总体框图

(1) 主控制程序的执行流程。

首先初始化各标志位和变量为初始值,初始化系统控制,初始化 GPIO、PIE、AD、SCI、ePWM 等外设。

根据过程标志位判断当前所处过程,如果处于采样过程,则采样(每次采 $3 \times 4\,096 = 12\,288$ 个点),采样结束后停止 ADC 中断,并设标志位为计算过程;如果处于计算过程,则调用 FFT 模块和频谱校正模块,得到精确的主次信号的频率和幅值,计算结束后再设置标志位为采样过程,通过 SCI 将结果发送至上位机,然后更新比较值,开启 ADC 中断。重复上述过程。

其中 A/D 选择通道 ADCINA1 和 ADCINB1 设置为级联模式、同步采样,并使能 ePWM 触发 A/D 转换。ePWM2 设置为周期中断触发 A/D 转换,计数模式为连续增计数^[9-10]。

(2) 主计算程序执行的流程。

主计算程序流程图如图 6 所示。

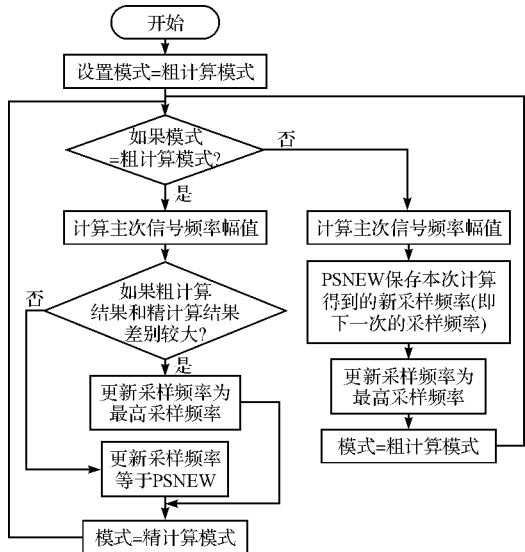


图 6 主计算程序流程图

初始时设置模式标志位为粗计算模式。判断计算模式,如果是粗计算模式,则计算主次信号的频率和幅值,并和精计算结果进行比较,如果差别较大,则更新采样频率为最高采样频率;如果差别不大,则更新采样频率为 FSNEW,最后设置计算模式为精计算模式。如果是精计算模式,则计算主次信号的频率和幅值,利用信号的最高频率计算得到新的采样频率,然后更新采样频率为最高采样频率,以便准备下次粗计算,最后设置计算模式为粗计算模式。重复以上过程。

4 核心程序代码

(1) 重要结构体定义:

```
typedef struct {
    Uint16 MainIndex;
    Uint16 MinorIndex;
} SIGSEARCH_F32_STRUCT;

typedef struct {
    float32 Freq;
    float32 Mag;
} APCM_F32_STRUCT;

(2) 频谱校正函数:
APCM_F32_STRUCT RFFT_f32_apcm(RFFT_F32_STRUCT * fft1,
RFFT_F32_STRUCT * fft2,float32 Fs,Uint16 index)
{
    APCM_F32_STRUCT ans
    float32 phi1,phi2;
    float32 deltaphi,delta,deltafreq;
    float32 temp,h;
    phi1 = * (fft1 -> PhaseBuf + index);
    phi2 = * (fft2 -> PhaseBuf + index);
    deltaphi = phi2 - phi1;
    delta = mod(deltaphi,2 * PI);
    if(delta < -PI)
        delta = delta + 2 * PI;
    else if(delta > PI)
        delta = delta - 2 * PI;
    deltafreq = delta/(2 * PI); //得到频率校正量
    deltafreq = deltafreq + (deltafreq == 0) * EPS;
    //得到校正后相应谱线号处的频率
    ans.Freq = (index + deltafreq) * Fs/fft1 -> FFTSize;
    temp = sin(PI * deltafreq) + (sin(PI * deltafreq) == 0) * EPS;
    h = 2 * PI * deltafreq * (1 - deltafreq * deltafreq)/temp;
    //得到校正后相应谱线号处的幅值
    ans.Mag = h * h * (* (fft1 -> MagBuf + index))/2;
    return ans;
}
```

5 评测结果

评测结果如表 1 所示。

表 1 评测结果			
内容		本设计指标	
频率测量	频率分辨率		$\leq 0.4\%$
	主信号	频率测量范围	10 Hz ~ 30 kHz
		频率测量误差	$\leq 0.0056\%$
	次信号	频率测量范围	10 Hz ~ 30 kHz
		频率测量误差	$\leq 0.0040\%$
幅值测量	主信号	幅值测量范围	0.1 ~ 1 V
		幅值测量误差	$\leq 1.12\%$
	次信号	幅值测量范围	0.1 ~ 1 V
		幅值测量误差	$\leq 1.43\%$

6 结束语

研究表明,采用全相位谱分析方法进行频谱分析与校正的精度高于传统方法,但是全相位谱分析所需的样本长度要高于传统方法,因此如何减小样本长度是接下来的工作所要考虑的。本研究将全相位谱分析理论应用于实践中,为复合叠加信号高精度的检测与识别提供了一种新方法。全相位谱分析理论的应用前景并不局限于本研究所讨论的范围,在相位测量、频率测量和频率测量紧密相关的其他领域也有很广阔的应用前景。

参考文献 (References) :

[1] 徐科军,张 瀚,陈智渊. TMS320X281X DSP 原理与应用[M]. 1 版. 北京:北京航空航天大学出版社,2006.

[2] TMS320F28335 Data Manual[M/CD]. Texas Instruments, 2007.

[3] 丁 康,谢 明,杨志坚. 离散频谱分析校正理论与技术[M]. 1 版. 科学出版社,2007.

[4] XIE Ming, DING Kang. Correction for the frequency, amplitude and phase in FFT of harmonic sigial[J]. **Mechanical System and Signal Processing**, 1996, 10 (2) : 211 – 221.

[5] JENQ Yih-Chyun. Direct digital synthesizer with jittered clock[J]. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, 1997, 46(3) : 653 – 655.

[6] 王兆华,黄翔东. 数字信号全相位谱分析与滤波技术[M]. 1 版. 北京:电子工业出版社,2009.

[7] 丁 康,张小飞. 频谱校正理论的发展[J]. 振动工程学报, 2000, 13(1) : 14 – 22.

[8] RIFE D G, VINCENT G A. Use of the discrete fourier transform in the measurement of levels and tones[J]. **Bell Syst. Tech. J.**, 1970, 49(2) : 197 – 228.

[9] 李正周. MATLAB 数字信号处理与应用[M]. 1 版. 北京:清华大学出版社,2008.

[10] 张德丰. Matlab/Simulink 建模与仿真[M]. 1 版. 北京:电子工业出版社,2009.

[编辑:张 翔]

(上接第 101 页)

参考文献 (References) :

[1] 朱清慧,张凤蕊,翟天嵩,等. Proteus 教程—电子线路设计、制版与仿真[M]. 北京:清华大学出版社,2008.

[2] IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality[S]. IEEE Std. 1159 – 1995.

[3] DUGAN R C, MEGRANGHAN M F, BENTY H W. Electrical Power System Quality[M]. New York: McGraw-Hill, 1996.

[4] KARA A, DAHLER P, AMHOF D, et al. Power supply quality improvement with a dynamic voltage restorer[C]//Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC, New York, 1998: 986 – 993.

[5] 刘大成,黄 引. 基于 AD9959 的高精度三相正弦信号源的设计[J]. 电子元器件应用, 2008, 10(12) : 18 – 21.

[6] 吕曙东,孙宏国. 电工电子实验技术[M]. 第 2 版. 南京:东南大学出版社,2010.

[7] 高文焕,张尊侨,徐振英,等. 电子电路实验[M]. 北京:清华大学出版社,2008.

[8] National Semiconductor Corporation. Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier[EB/OL]. [2003 – 12 – 01]. <http://www.national.com/ds/LF/LF353.pdf>.

[9] [日]马场清太郎. 运算放大器应用电路设计[M]. 何希才,译. 北京:科学出版社,2007.

[10] 郑贤标,姜 伟,周见行,等. 基于 Proteus 的单片机数据采集系统仿真[J]. 机电工程, 2010, 27(1) : 31 – 33, 37.

[11] 万 京,冀建利,刘靖纳. 低失真教学用三相电源研究[J]. 电源技术应用, 2007, 10(8) : 38 – 40.

[编辑:张 翔]