

# 精密阻抗分析仪中数字相敏检波技术研究\*<sup>\*</sup>

王晓俊<sup>1</sup> 周杏鹏<sup>1</sup> 王毅<sup>2</sup>

<sup>1</sup>(南京东南大学自动控制系 南京 210096)

<sup>2</sup>(南京长盛仪器有限公司 南京 211100)

**摘要** 研究了20~1MHz范围内数字阻抗分析仪中相敏检波器的设计原理,并详细介绍了基于该原理的信号采集原理、关键参数的计算、功能电路的设计,以及DSP为核心的相敏检波器实时算法。实践表明,该新型相敏检波器的研制成功使得阻抗分析仪的整机性能和性价比都较传统仪器有了很大的提高。

**关键词** 阻抗测量 相敏检波器 等效采样 实时算法

中图分类号 TM 933.3 文献标识码 A 国家标准学科分类代码 120.3099

## Research and Realization of DPSD Technique in Precision Impedance Analyzer

Wang Xiaojun<sup>1</sup> Zhou Xingpeng<sup>1</sup> Wang Yi<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Department of Automatic Control, Southeast University, Nanjing 210096, China

<sup>2</sup>Nanjing Changsheng Instrument Co., Ltd., Nanjing 211100, China

**Abstract** The theory of a novel digital phase detector in 20~1MHz impedance analyzer is proposed. The signal sampling theory, the calculation of key parameters, the design of function circuits, and the real-time algorithm based on DSP are described in detail. The results indicate that using the impedance analyzer implemented with such a novel phase detector can tremendously improve its performance and the performance-price ratio, comparing with the traditional instruments.

**Key words** Impedance analyzing Phase detector Equivalent sampling Real-time algorithm

### 1 引言

电子电器行业产品研发和生产一般均需要能测量电子、电气元器件多种参数(阻抗、导纳、相角、电阻、电抗、电纳、电容、电感、品质因素、损耗因素)的综合测量仪器—阻抗分析仪。阻抗分析仪通常分为射频和中低频两大类。其中中低频阻抗分析仪主要用于测量30MHz以下电子电气元器件的集中参数,这类产品的用户最多,在相关行业有着非常广泛的应用。

现代中低频阻抗分析仪普遍采用矢量法原理<sup>[1,2]</sup>,即根据被测件两端的矢量电压和流过被测件的矢量电流计算出阻抗矢量,其原理如图1所示。首先分别求出U和I在坐标轴上的各投影分量 $U_x, U_y, I_x, I_y$ 。据此求

出阻抗  $Z = \frac{|U|}{|I|} = \frac{\sqrt{U_x^2 + U_y^2}}{\sqrt{I_x^2 + I_y^2}}$ , 相位  $\varphi = \varphi_U - \varphi_I = \arctg \frac{U_y}{U_x} - \arctg \frac{I_y}{I_x}$ 。文中研究的系

统整机工作原理如下<sup>[3]</sup>:首先通过程控信号源产生20~1MHz高品质正弦波激励信号;将激励信号施加到被测元器件(DUT)上;对DUT的矢量电压、矢量电流进行调理,然后通过高速采样器将被测信号采集到DSP中,由DSP实现相敏检波进行信号的矢量分解,从而得到电流和电压在各坐标轴上的投影,并据此精确估计出被测元

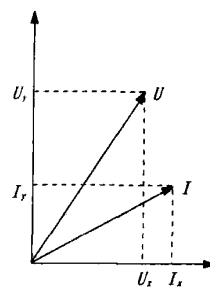


图1 矢量法测量原理

\* 本文于2005年1月收到。

器件的各种电参数及其频率响应。

由此可见,相敏检波器(PSD)是阻抗分析仪的关键部件,其带宽和精度直接影响着系统的带宽和精度。传统的方法是以模拟乘法器或乘积型数模转换器为核心构成PSD。其乘法器的线性度和温度漂移、有限的低通滤波器的积分时间以及直流放大器的零漂和1/f 噪声都使得精度难以做得很高,同时又由于需要产生两路正交的模拟参考信号,必须采用高Q 值的窄带滤波器才能有效的抑制谐波。

近年来,国内外已经有学者开始研究用数字相敏检波器(DPSD)取代模拟相敏检波器(A PSD),并且已经取得了一些应用成果。如文献[4]中讨论了基于反向采样的DPSD 算法和基于V/F 变换的DPSD 算法的实现方法,但由于其用方波信号作参考信号,存在谐波的影响。在精密测量中一般采用纯净的正弦波信号作参考信号以获得最佳的谐波抑制性能。

针对上述相敏检波技术的不足,文中研究的DPSD 首先用ADC 将被测信号采集到DSP 中,由DSP 产生正交的数字正弦波参考信号并用算法实现数字相敏检波,其线性度大大优于传统方案。由于采用了A/D 和DSP 方式,系统的灵活性较大,且可以借助各种复杂的数字信号算法提高参数的估计精度。

### 2 数字相敏检波器测量原理

数字相敏检波器测量原理如图2 所示。

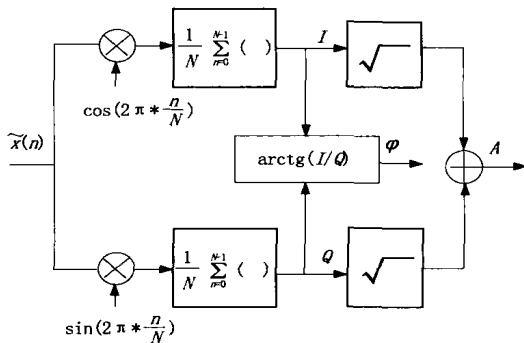


图2 数字相敏检波测量原理图

由于有源器件、电源噪声以及各种外界噪声的影响,被测信号为含有多种噪声的正弦波信号。为讨论方便,记不含噪声的正弦波被测信号为:

$$x(n) = A \cos(2\pi n/N + \varphi)$$

式中:A 为幅值,φ为相位,N = f<sub>0</sub>/f<sub>s</sub>,取64~ 4096。记含有噪声的被测信号为x̃(n)。x̃(n)可用下式表示:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(n) &= x(n) + u_1(n) + e_1(n) \\ &= A \cos(2\pi n/N + \varphi) + u_1(n) + e_1(n) \end{aligned}$$

式中:u<sub>1</sub>(n)为系统中有源器件带来的高斯噪声、谐波噪声及外部与被测信号不相关的随机噪声,e<sub>1</sub>(n)为均匀分布的ADC 的量化噪声;而参考信号由数字序列表示:

$$\begin{aligned} \tilde{s}(n) &= s(n) + e_2(n) \\ &= \cos(\omega n) + j \sin(\omega n) + e_2(n) \end{aligned}$$

其中前两项为正交参考信号,第三项为由于有限字长引起的量化噪声。

将x̃(n)和s̃(n)进行互相关运算:

$$\begin{aligned} R_{\tilde{x}\tilde{s}}(m) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}(n) \tilde{s}(n+m) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x(n) + u_1(n) + e_1(n)) \cdot (s(n+m) + e_2(n+m)) \\ &= R_{xs}(m) + R_{u_1s}(m) + R_{e_1s}(m) + R_{xe_2}(m) + R_{u_1e_2}(m) + R_{e_1e_2}(m) \\ &= \frac{A}{2} (\cos(\omega n) - \varphi + j \sin(\omega n - \varphi)) + \epsilon(m) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{其中: } \epsilon(m) &= R_{e_1s}(m) + R_{e_1e_2}(m) + R_{xe_2}(m) + R_{u_1e_2}(m) + R_{e_1e_2}(m) \end{aligned}$$

由于,确定的正弦波信号与随机信号不相关,所以R<sub>u<sub>1</sub>s</sub>(m) + R<sub>e<sub>1</sub>s</sub>(m) + R<sub>xe<sub>2</sub></sub>(m) = 0,又由于本系统的ADC 选用的是16 位模数转换器,所以R<sub>u<sub>1</sub>e<sub>2</sub></sub>(m) + R<sub>e<sub>1</sub>e<sub>2</sub></sub>(m) = 0,则ε(m) = 0。

因此有:

$$\hat{R}_{\tilde{x}\tilde{s}}(0) = \frac{A}{2} (\cos\varphi - j \sin\varphi) \tag{1}$$

由公式(1)可知:

$$\text{同相分量: } I = \text{Re}(\hat{R}_{\tilde{x}\tilde{s}}(0)) = \frac{A}{2} \cos\varphi$$

$$\text{正交分量: } Q = \text{Im}(\hat{R}_{\tilde{x}\tilde{s}}(0)) = -\frac{A}{2} \sin\varphi$$

通过这两个分量可以准确的求出被测信号的幅值和相位:

$$\begin{aligned} \hat{A} &= 2\sqrt{I^2 + Q^2} \\ \hat{\varphi} &= \arctg \frac{Q}{I} \end{aligned} \tag{2}$$

由上述讨论可见,DPSD 对谐波信号和由于有源器件引起的随机噪声具有很强的抑制作用,在低信噪比条件下,也可有效估计出幅值和相位。通过文献[5]的理论分析可知,该方法为无偏、一致的估计,适用于微弱信号的精密检测。

如上所讨论的方法,分别对u(n)和i(n)进行相敏

检波,即可求出相应的幅值与相位  $|U|$ ,  $|I|$ ,  $\varphi_u$ ,  $\varphi_i$  由此,可得出所需的阻抗与相位:

$$|Z| = \frac{|U|}{|I|}, \varphi_z = \varphi_u - \varphi_i \quad (3)$$

### 3 电路实现

DPSD 需要通过高速A/D 将矢量电压和矢量电流同步采样进DSP。显然,每周期采样的数据长度越长则复原的信号越准确。因此设计DPSD 的关键是采样方法和相敏检波算法。

本系统的信号采集电路如图3所示。

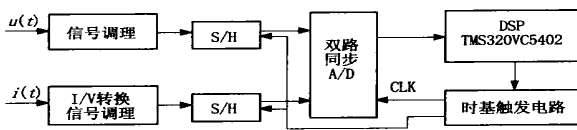


图3 信号采集电路图

根据Nyquist 采样定理,采样频率只有大于被测信号的2倍以上才可能准确的恢复被测信号。对于1MHz 的被测信号。如每周期采样256点,则需要每秒采样  $2.56 \times 10^8$  次的高速A/D。同时如果精度要求达到0.02%,则至少需要采用14bit 以上分辨率的ADC。为解决高速采样率与高分辨率之间的矛盾,本系统采用等效时间采样原理<sup>[6]</sup>,对每周期只采集1个或多个点,多周期采集后合成复原成一个完整周期。其原理图如图4所示。实际的采样率  $f_s$  与被测信号频率  $f_r$  有如下关系:  $f_r = (q + p/N)f_s$ , 式中:  $q, p, N$  为整数,且  $GCD(p, N) = 1, N$  为等效周期样本长度。根据此公式设计的采样系统其等效采样率为  $Nf_s$ 。本系统利用此

原理实现了用100KSPS 16bit 的ADC 精确地复现和测量频率高得多的正弦波信号,从而大大提高了系统的性价比。

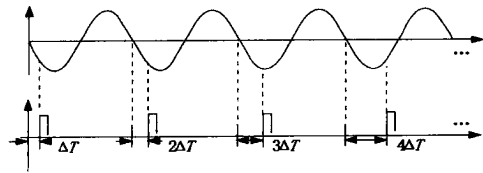


图4 等效采样原理图

等效时间采样相关的电路模块设计计算如下。

#### 3.1 采样保持器参数计算与设计

对于高精度宽频采样,关键参数之一是采样保持器的孔径抖动时间,如果孔径抖动时间过大,则在采样时就会造成信号的不确定误差<sup>[6]</sup>。孔径时间与ADC 的分辨率有如下关系  $T_j = \frac{1}{2Tf \times 2^m}$ 。

由此可见,对于被测信号最大频率为1MHz,分辨率为14bit 的系统,要求孔径时间最大不超过9ps。

根据以上讨论,采用ADI公司的SAR 型16位模数转换器AD7655<sup>[7]</sup>,该芯片内置四路A/D,并含有两个孔径时间为5ps 的采样保持器。其转换速率为1MSPS,完全可以满足系统对等效采样的需要。

#### 3.2 触发电路的设计

基准时基触发器的设计是等效采样成功的关键。等效采样的常用时基电路以精密内差技术或数字延迟线为核心进行设计,电路复杂,尤其分辨率低,不适合精密阻抗测量系统的需求。文中利用输入信号频率已知的特点,采用FPGA 设计了如图5所示的精密可编程时基触发电路。

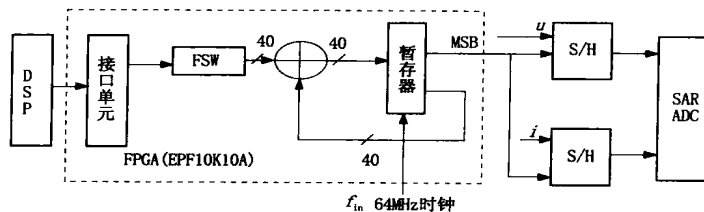


图5 采样触发电路图

其工作原理如下:首先由DSP 通过FPGA 的接口单元向频率控制寄存器单元FSW 写入40位的频率字,然后由加法器和暂存器构成  $2^{40}$  循环相位累加器,每经过一个时钟周期相位累加器增加FSW,以暂存器的最高位MSB 作为数字时钟输出,则该数字时钟频率

为  $f_{clk} = \frac{ESW}{2^{40}} \times f_{in}$  (其中  $f_{in} = 64\text{MHz}$ )。图5所示的采样触发器的最小频率分辨率为  $\Delta f = \frac{64\text{MHz}}{2^{40}} = 5.82\mu\text{Hz}$ 。由此可见,利用FPGA 产生时基触发信号可以更好地满足宽频信号采集的要求。

## 4 数字相敏检波实时算法

等效采样每周期采样长度不同,每次采样位于整周期中的位置也不同。设相邻两采样点的间隔为 $(q+p/N)T_s$ (针对不同的频率有不同的 $p, q, p < N$ ),只要 $GCD(p, N) = 1$ ,则其样本的周期长度为 $N$ ,在DSP中通过重新排序得到完整的周期信号。记每次采样的样本点为 $x(\frac{u(p+qN)}{N})$ ,则公式(2)应改为:

$$I = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(2\pi \frac{u(p+qN)}{N}) \cdot \cos(2\pi \frac{u(p+qN)}{N})$$

$$Q = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(2\pi \frac{u(p+qN)}{N}) \cdot \sin(2\pi \frac{u(p+qN)}{N})$$

由于每周期采样点数为64~4096点,如果先采集全部样本点后再进行处理,系统难以满足实时性的要求,为此设计了如下的递推实时算法。这里令:

$$S_i^n = \sum_{k=0}^{n-1} x(2\pi \frac{k(p+qN)}{N}) \cdot \cos(2\pi \frac{k(p+qN)}{N})$$

$$S_Q^n = \sum_{k=0}^{n-1} x(2\pi \frac{k(p+qN)}{N}) \cdot \sin(2\pi \frac{k(p+qN)}{N})$$

则有如下递推公式:

$$S_i^n = S_i^{n-1} + x(2\pi \frac{u(p+qN)}{N}) \cdot \cos(2\pi \frac{u(p+qN)}{N})$$

$$S_Q^n = S_Q^{n-1} + x(2\pi \frac{u(p+qN)}{N}) \cdot \sin(2\pi \frac{u(p+qN)}{N})$$

在每次采样后计算得到 $S_i^n$ 和 $S_Q^n$ 。当采样长度到 $N$ 时,可得:

$$I = \frac{S_i^{N-1}}{N}$$

$$Q = \frac{S_Q^{N-1}}{N}$$

通过采用上述递推算法不仅使得系统的实时性大大提高,同时减少了系统对存储空间的要求。

## 5 结束语

该系统由于采用等效时间采样技术和DSP算法实现DPSD,不需产生模拟的参考信号,电路大大简化。且可通过DSP实现滤波、校准算法来大大提高系统的精度和抗干扰性能。同时由于采用递推算法使得系统的吞吐率大大提高。通过对样机的测量分析,该系统在全量程可以达到0.02%的精度要求。该数字相敏检波器的成功应用使得本阻抗分析仪的整体性能和性价比都大大优于传统的同类仪器。

## 参考文献

- [1] EVANS W A. Design of a virtual LCR component meter[J]. IEEE Proc-sci, 1995, 142(2): 114-124
- [2] 杨吉祥. 电子测量技术基础[M]. 江苏: 东南大学出版社, 1998: 244-254
- [3] 王晓俊, 周杏鹏, 王毅. 新型全数字化阻抗分析仪设计与实现[J]. 电子测量与仪器学报, 2005, 19(2): 29-33
- [4] 陈佳圭. 微弱信号检测[M]. 北京: 中央广播电视大学出版社, 1987: 108-115
- [5] Steven M. K. 统计信号处理基础: 估计与检测理论[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003: 646-679
- [6] 沈兰荪. 高速数据采集系统的原理与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1995: 161-177
- [7] ADI Datasheet Low cost 4-channel 1MSPS 16bit ADC

## 作者简介

王晓俊 男 1975年生 博士研究生 主要研究方向为智能化仪器与综合自动化装置研究