

基于 DSP 的阻抗测量系统的研究

彭庆畅 刘宇红

(贵州大学大数据与信息工程学院 贵阳 550025)

摘要: 根据矢量电流电压法阻抗测量原理,以数字化测量思路,提出了一种基于 DSP 的阻抗测量系统。该系统以 DDS 信号源为测量激励,通过对标准电阻和待测阻抗元件两端的信号进行采样,将采样信号进行 DFT,最终通过相关计算,实现待测信号的虚实分离,得出测量结果。系统通过设置采样频率和采样点数,有效避免了信号频谱泄漏现象而产生测量误差。通过测量试验验证,给出了几种主要测量误差引发的原因以及减小误差的有效方法,最终保证了±1%的相对误差。相比利用相敏检波器和时间数字转换器测量阻抗,该系统在保证测量精度的同时,大大简化了硬件电路和软件设计。

关键词: DSP;阻抗测量;DFT;数模转换

中图分类号: TP2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

Research on impedance measurement system based on DSP

Peng Qingchang Liu Yuhong

(Big data and information engineering college, Guizhou, University, Guiyang 550025, China)

Abstract: Based on the principle of impedance measurement of current-voltage method and digital measurement thought, a kind of DSP impedance measurement system is proposed. This system takes DDS signal source as the measurement excitation, sampling the signals at both ends of standard resistance and measured impedance components, and then put the sampled signal into DFT. Finally, the measured signals are separated to false or true through relevant computation and the measurement result is gained. By setting the sample frequency and number, the measurement error caused by the frequency leakage of signal is effectively avoided in the system. Upon the measurement experiment, several reasons for main measurement error and effective method to reduce the error are put forward, and consequently the relative error is kept in ±1%. Compared with the method that applies phase sensitive detector and time to digital converter to measure the impedance, this system ensures the measurement accuracy and significantly simplifies the hardware circuit and software design.

Keywords: DSP; impedance measurement; DFT; A/D

1 引言

阻抗是电子材料、元器件和电路系统相联系的基本参数,也是描述网络和系统的一个重要参量。其测量参数主要包括电阻、电容、电感以及相关 Q 值、损耗角等^[1]。在实际阻抗测量过程中,随着环境变化、激励信号变化以及元器件工作频率变化等,测量结果会产生巨大的差异。目前,通过矢量电流电压法测量阻抗,主要通过相敏检波器或者相位时间转换器来获取被测信号的相位差信息,达到阻抗测量目的^[2-4]。这些方法虽然能保证测量精度,但其测量速度很难突破,其硬件电路实现复杂,调试困难实现成本较高。针对以上问题,利用高速 A/D 获取采样信号,然后利用

DSP 技术将其 DFT,获取信号相位差信息,最后通过相关计算得出阻抗测量的精确结果。此方法能够有效抑制谐波、噪声等干扰引起的测量误差。此外,随着现代虚拟仪器技术的发展,本文提出的系统拥有性能高、扩展性强、硬件电路实现简单等特点,将其与计算机技术相结合,能够有效实现虚拟化测量。

2 测量原理

根据欧姆定律,阻抗是器件中的电压和电流之比,当激励是正弦交流信号时,阻抗为复数,可以将其表示成:

$$Z = \frac{\dot{U}}{I} = \frac{U}{I} e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = |Z| e^{j\varphi} = R + jX \quad (1)$$

式中： $\varphi = \arctan \frac{X}{R}$ 是阻抗角， $|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$ 是阻抗的模。

通过串联引入一个标准电阻 R_r ，可以得出待测阻抗中的电流，从而计算出待测阻抗值，如图 1 所示。

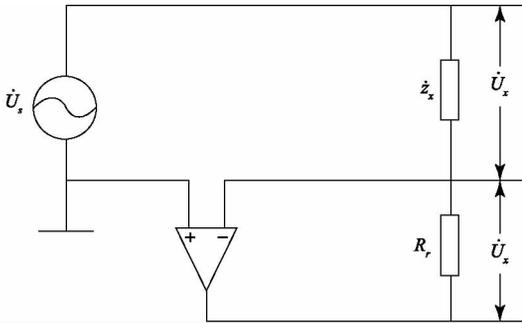


图 1 阻抗测量原理

为了让测量结果更为精确，在串联电路中加入运算放大器，使得 U_x 和 U_r 有公共点接地。由向量法分析以上电路得：

$$Z_x = -R_r \times \frac{\dot{U}_x}{\dot{U}_r} = R_r \left| \frac{U_x}{U_r} \right| e^{j(\varphi_x - \varphi_r)} \quad (2)$$

式中： $|U_x|$ 和 $|U_r|$ 是正弦信号的有效值。

由以上式子可知只要知道测试信号的频率和标准电阻 R_r ，再求出 $|U_x|$ 、 $|U_r|$ 以及相位差，就可以得出相应元件的阻抗值。

对于交变信号，有效值计算有：

$$U = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} u_i^2} \quad (3)$$

对于相位差计算，通过分别对采样后得到的信号进行 DFT，获得相位信息后，再通过做差运算即可得到相位差值^[5]。

当激励为正弦信号时，流过阻抗元件的电压信号只会产生幅度和相位的变化，但频率不会变化，其流过标准电阻

和待测元件之间电压信号的相位差就是其初相之差，设待测元件和标准电阻两端的电压信号分别为：

$$U_x(t) = A_1 \cos(\omega t + \theta_1) \quad (4)$$

$$U_r(t) = A_2 \cos(\omega t + \theta_2) \quad (5)$$

2 个相位差为：

$$\varphi = \varphi_x - \varphi_r = \omega t + \theta_1 - \omega t + \theta_2 = \theta_1 - \theta_2 \quad (6)$$

设测试信号为： $u(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \theta)$ ，信号频率为 f_0 ，采样频率为 f_s ，采样序列长度为 N ，采样得到的离散序列为：

$$x(n) = A \cos\left(\frac{2\pi f_0 n}{f_s} + \theta\right), (0 \leq n \leq N-1) \quad (7)$$

设 $m = N \frac{f_0}{f_s}$ ，将 m 代入式(7) 中得：

$$x(n) = A \cos 2\pi \frac{m}{N} n + \theta \quad (8)$$

式中： $0 \leq n \leq N-1$ ，对其进行 DFT 有：

$$X[k] = \sum_0^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N} = \sum_0^{N-1} A \left(\frac{e^{j2\pi mn/N + j\theta} + e^{-j2\pi mn/N - j\theta}}{2} \right) \cdot e^{-j2\pi kn/N} = \frac{Ae^{j\theta}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(m-k)n/N} + \frac{Ae^{-j\theta}}{2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(m+k)n/N} \quad (9)$$

式中： $0 \leq n \leq N-1$ ，根据复指数序列周期性，有：

$$\text{当 } m = k \text{ 时, } X[k] = \frac{NAe^{j\theta}}{2}, \text{当 } m \neq k \text{ 时, } X[k] = 0. \text{ 已}$$

知当频谱不发生泄漏，利用第 k 根谱线可以得出输入信号的幅值、相位信息，即对确保 m 为整数对两个正弦信号进行采样，再分别对其进行 DFT 变化，在 $k = m$ 处，由 $X[k]$ 的值可知信号的幅值和相位信息。

3 系统硬件设计

根据测量原理，提出阻抗测量系统的硬件设计如图 2 所示。

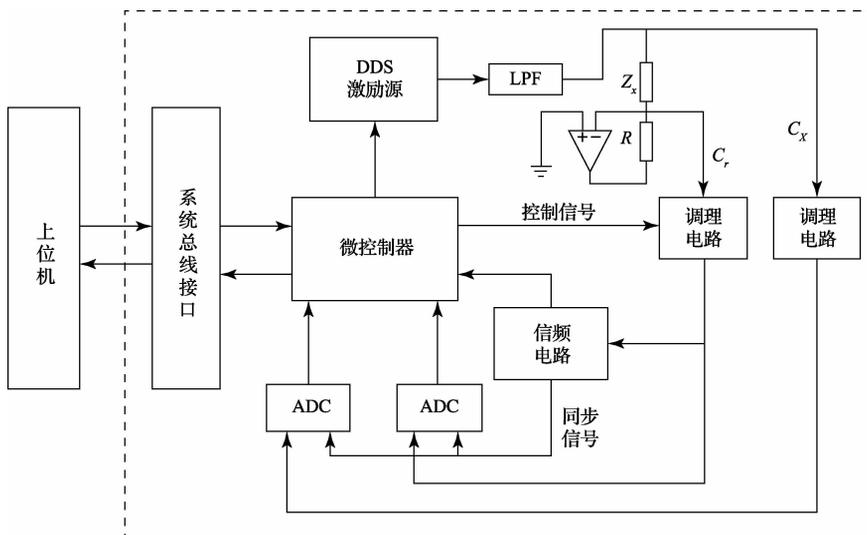


图 2 阻抗测量系统硬件结构

系统激励源性能的好坏直接影响系统的测量精度,为了产生稳定可控的正弦激励信号,这里利用FPGA和DDS技术用来产生正弦激励信号,在最大化简化了硬件电路的

同时保证了产生的激励信号稳定,提高了测量可靠性^[6]。图3是DDS基本原理^[7-8]。

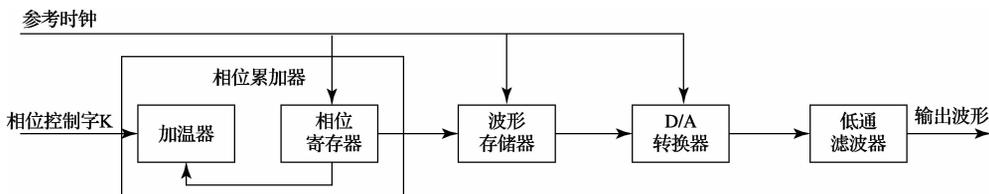


图3 DDS基本原理

该系统主要由相位累加器、波形存储器、D/A转换器和低通滤波器构成。其原理将一个波形查询表存储在波形存储器中,该查找表是采样、量化、编码后的正弦信号所对应不同幅值和相位的一系列编码。由32位相位寄存器和加法器组成的32位相位累加器将相位寄存器的输出与相位控制字K相加,将相加后的结果输出到波形存储器地址上,每个地址对应正弦波一个周期范围的相位点,由地址对应的相位信息通过查询表可以获得幅值信息。最后经过D/A变换,输出正弦激励信号。输出的正弦信号频率为: $f_0 = f_c \frac{K}{2^{32}}$, 式中 f_c 为参考时钟频率。

待测的两路信号在A/D采样之前,需对其进行信号调理,以便尽可能利用A/D的分辨率进行抗混叠滤波。

由测量原理可知,为防止频谱泄漏,需满足整周期采样。由于激励信号频率是可控变化的,针对不同频率的待测信号,需采用不同的采样率。这里可以由锁相环和计数器组成倍频电路,控制采样时序。通过测量原理分析,当 $m = N(f_0/f_c)$ 为整数时,满足测量条件。通过倍频电路将采样频率设置为信号频率的整数倍,即 $f_s = qf_0$, 为满足采样定理, q 必须大于2。这里为了利于DFT的计算,可以设置为 $q=512$, 实现单周期内采样512点。如果将采样点数控制为 $N=512n$, 则 $m = 512n(f_0/512f_0) = n$, 保证了 m 为整数,不发生频谱泄漏。

在A/D采样部分,电路将信号进行模数转换,将模拟信号转换成易于微控制器计算的数字信号。这里A/D性能的好坏将直接影响测量结果,为避免通道切换产生的延迟影响测量结果,可以采用两块独立相同的A/D芯片,提高采样性能。

微控制部分,主要包含对系统的初始化、A/D采样控制、数据运算以及数据通信等。为了满足复杂的数据处理算法,提高测量精度,可以采用TI公司的TMS系列的DSP芯片。该系列芯片外设集成度高,可以有效简化硬件电路。如果需要与上位机通信,则可以加入系统总线接口,实现上位机通信^[9]。

4 软件设计

根据系统硬件部分的设计,系统软件开发的流程如图4所示。

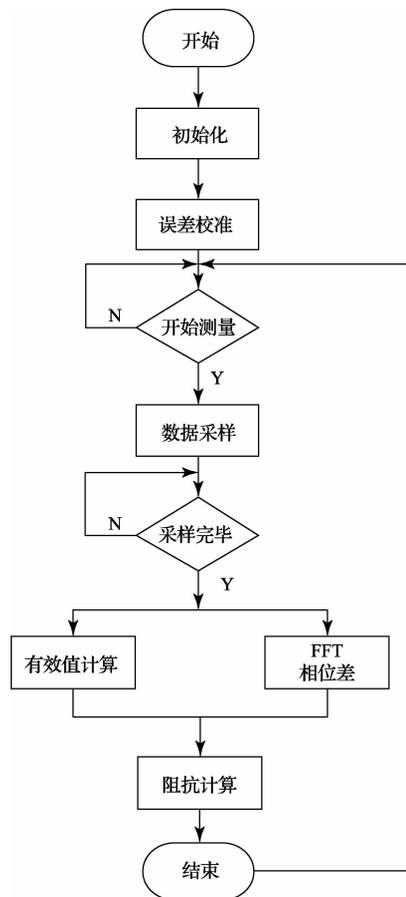


图4 系统软件流程

系统上电后,由微控制器对各个模块进行初始化操作。初始化工作完成后,进行误差校准,这样可以减少由硬件电路延迟等带来的误差。具体方法是,在分别在两路通道加入相同的正弦信号,将计算出来的误差进行存储,待正式开始测量待测信号时将其取出,进行补偿。完成误差校准后,系统进入待测状态,

等待测量命令。

在测量开始时,首先由 A/D 进行数据采集,根据测量原理,应保证采样点数 $N = 512n_0$ 。由于 N 较大时,DFT 的复乘次数为 N^2 ,大大增加了设计时间和复杂度。因此,为了保证精度和减少系统计算复杂程度,这里可以采样 8 个周期,总共 2 048 个点进行 FFT^[10]。完成数据采集后,根据幅值测量原理,分别由两组采样得到的序列进行有效值计算,得出两个信号的有效值比。然后,分别对两组采样点进行 FFT,并找到 $m = k$ 处 $X[k]$,求出信号相位角,进而计算出相位差^[11-12]。

最后,由计算出的有效值和相位差值以及已知的标准电阻值计算得出待测器件阻抗值,完成测量。

5 测量结果与误差分析

由于激励源稳定度、A/D 采样误差、系统分布参数、被测器件本身标注误差以及测量时的接触电阻等原因,测量结果与实际结果存在一定的误差。因此在每次更换测试频率后,都要对系统进行误差校准。

表 1 和表 2 分别是在测试频率为 1 MHz,测试电平为 $1V_{p-p}$ 和测试频率为 2 MHz,测试电平为 $1V_{p-p}$ 的条件下对电阻、电容、电感的测量结果。

表 1 测量结果(频率:1 MHz,电平: $1V_{p-p}$)

	标准值	测量值	绝对误差	相对误差
电阻/ Ω	100	96.4791	0.3521	0.35%
	1k	0.9949k	0.0051	0.51%
电感/H	220 μ	222.9918 μ	2.9918	1.35%
	100m	101.2931m	1.2931	1.36%
电容/F	470n	474.9937n	4.9937	1.06%
	470 μ	474.9826	4.9826	1.06%

表 2 测量结果(频率:2 MHz,电平: $1V_{p-p}$)

	标准值	测量值	绝对误差	相对误差
电阻/ Ω	100	99.6379	0.3621	0.37%
	1k	1.0051	0.0051	0.51%
电感/H	220 μ	216.9841 μ	3.0159	1.37%
	100m	100.9897m	0.9897	0.98%
电容/F	470n	476.0012n	6.0012	1.27%
	470 μ	475.4011	5.4011	1.11%

6 结 论

本设计从数字测量角度出发,从根本上消减了以往模拟测量方法的主客观误差。将阻抗测量方法同数字信号

处理技术相结合,从频域的角度进行数据的分析和计算,有效抑制了由信号谐波分量和噪声信号带来的测量误差,明显地提高了测量精度。相比使用相敏检波器和高速 A/D 的阻抗测量方法,极大程度上简化了硬件电路,减小了数据计算的复杂程度,有效控制了成本。

参考文献

- [1] 李玲,田书林,戴志坚.基于 TDC 芯片的 LCR 参数测量仪[J].电子测试,2012,19(1):62-65.
- [2] 朱士强,陶峰,赵帼英.基于相敏检波原理的 LCR 测试系统研究[J].工业控制计算机,2014,27(5):158-159.
- [3] 邓龙龙,廖俊必,甘芳菊,等.基于自由轴法的电感测量电路设计[J].电子测量技术,2013,36(11):7-11.
- [4] 刘浪,马铁华,李新娥.基于 TDC 的微小电容测量电路的设计[J].电子技术应用 2010,41(1):71-74.
- [5] 张强,葛颖森,黄永升,等.基于 DFT 的数字相位计设计[J].自动化与仪器仪表,2015,27(2):33-35.
- [6] 张松,李筠.FPGA 的模块化设计方法[J].电子测量与仪器学报,2014,28(5):560-565.
- [7] 梁孟享,胡聪,盘书宝.基于 FPGA 的高性能信号源模块设计[J].国外电子测量技术,2012,31(4):64-67.
- [8] 邹建,林强,王二峰.基于 FPGA 的波形发生器设计[J].电子测量技术,2012,35(7):47-50.
- [9] 彭宇,姜红兰,杨智明,等.基于 DSP 和 FPGA 的通用数字信号处理系统设计[J].国外电子测量技术,2013,32(1):17-21.
- [10] 艾红,常青,邓大伟.基于 DSP 的 FFT 算法实现[J].制造业自动化,2012,34(1):17-20.
- [11] 温和,王永,滕召胜,等.噪声影响下的高精度介损角测量方法研究[J].仪器仪表学报,2013,34(4):780-785.
- [12] 牛胜锁,梁志瑞,张建华,等.基于四项余弦窗三谱线插值 FFT 的谐波检测方法[J].仪器仪表学报,2012,33(9):2002-2008.

作者简介

彭庆畅,1987 年出生,在读硕士研究生。主要研究方向为嵌入式通信系统。

E-mail:139852657@qq.com

刘宇红(通讯作者),1963 年出生,教授,硕士生导师。主要研究方向为嵌入式通信系统、物联网技术等。

E-mail:liuyuhongyx@sina.com