

自适应校相的锁定放大器设计

阴欢欢¹ 李飞² 严鑫³

(1. 武汉大学珞珈学院 电子信息科学系 武汉 430064; 2. 杭州电子科技大学 通信工程学院 杭州 310018;
3. 重庆通信学院军事信息网络工程教研室 重庆 400035)

摘要: 针对强噪声通信环境的微弱信号检测问题,利用锁相放大器技术将输入的微弱信号与相位可变的参考信号相干解调滤波提取信号信息。系统由信号预处理电路、参考信号移相电路、相敏检波电路、窄带低通滤波器组成,其中参考信号移相电路为相敏检波电路提供相干的参考信号,相敏检波电路将交流信号变为直流信号,窄带低通滤波器去除宽带噪声,通过多次测量和最小二乘线性拟合提高精度。该系统信噪比 SNR 增益大于 60 dB,信号幅度在 $10\ \mu\text{V}\sim 1\ \text{mV}$,并且混杂有噪声时检测误差不超过 6%。

关键词: 微弱信号检测;相位可调;锁相放大器;相敏检波器;信噪比

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 501.4010

Design on lock-in amplifier of Adaptive correction phase

Yin Huanhuan¹ Li Fei² Yan Xin³

(1. Wuhan University LuoJia College, Wuhan 430064, China; 2. School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China; 3. Military Information Network Department, Chongqing Communication College, Chongqing 400035, China)

Abstract: For the complexity of the problem of weak signal detection under the communication environment, lock-in amplifier technique is used. The weak signal as input is for coherent reception with the phase reference signal that is adjustable, the noise mixed with an AC signal is transformed into a narrowband DC signal. System consists of a signal pre-processing circuit, a reference signal phase-shifting circuit, a phase-sensitive detection circuit, the narrowband low-pass filter module. Wherein the reference signal phase shift circuitry provides the reference signal with the same frequency demodulation to improve the accuracy of phase-sensitive detection circuit AC signal into a DC signal, the narrowband low-pass filter is used to remove broadband noise, accuracy is improved by many times for phase-sensitive detection circuit measurement and least squares linear. This method ensure that the SNR is greater than 60 dB. when the signal magnitude within $10\ \mu\text{V}\sim 1\ \text{mV}$, detection error does not exceed 6% when noise is mixed with.

Keywords: weak signal detection; phase adjustable; lock-in amplifier; phase-sensitive detection; SNR

1 引言

随着科学技术的发展,在物理学、医学、通信等领域,需要对微弱信号进行检测。这里的微弱信号不仅指幅度小,主要是被噪声淹没的信号,用常规或传统方法不能检测到的微弱量。微弱信号检测就是利用近代电子学和信号处理方法从噪声中提取有用信号的一门新兴技术学科。微弱特征信号检测方法日新月异,从传统的频谱分析、相关检测、取样积分^[1]和时域平均方法到新近发展起来的小波分析理论^[2]、神经网络、混沌振子、高阶统计量、随机共振^[3]等方法。

其中锁定放大器(lock-in amplifier, LIA)自问世以来,

在微弱信号检测方面显示出优秀性能,其检测方法简单,容易实现,在科学研究的各个领域得到了广泛的应用,推动了物理、化学、生物医学、地震、海洋等行业的发展。本文通过锁定放大器技术实现对微弱信号进行检测的目的。将被测信号和参考信号两个信号之间的相位进行检波,当两个信号同频同相时,这时相敏检波器相当于全波整流,检波的输出最大,来检测被测的微弱信号的幅度。由于输入信号相位不可知,要达到相干解调,则需要对输入信号进行相位检测和参考信号移相。

2 锁定放大器原理

锁定放大器如图 1 所示,主要由信道通道、参考信

道以及相敏检测电路组成^[4]。信道通道对输入信号进行交流放大、滤波等操作,要求前置放大器具有低噪声、高增益、动态范围大、共模抑制比高、等效噪声阻抗与信号源的输出阻抗相匹配^[5]。滤波器为中心频率设置在载波频率附近的带通滤波器,常由低通滤波器与高通滤波器组合而成,中心频率和带宽可设置。参考通道功能为相敏检测器提供与被测信号相干的控制器,为适应各

种幅度的参考输入,应提供放大或衰减电路,移相电路是参考电路的主要部件,要求实现按级跳变的相移或连续可调的相移。低通滤波器的时间常数越大,通频带宽度越窄。抑制噪声能力越强,输出信噪比越高,并且具有在截止频率很低时仍然保持稳定的特性。直流放大器对低通滤波器的输出进行放大,要求输入失调电压要小,温度和时间漂移都小,保证高精度的输出。

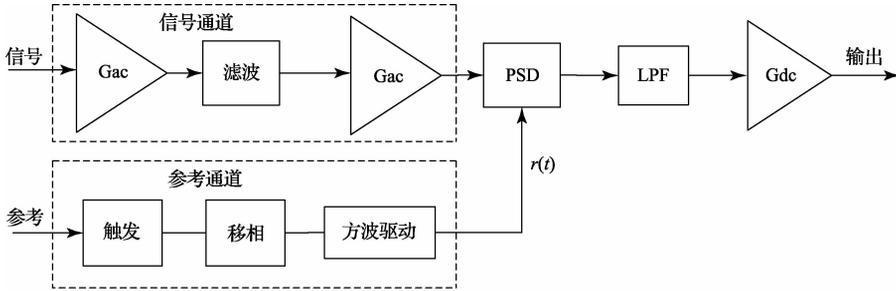


图1 锁相放大器

相敏检波电路是具有鉴别调制信号相位和选频能力的检波电路。相敏检波器的本质其实就是对两个信号之间的相位进行检波,当两个信号同频同相时,这时相敏检波器相当于全波整流,检波器的输出最大^[6]。

设被测信号 $s(t)$ 可以表示为:

$$s(t) = r(t) + n(t) = V_s \cos(\omega_0 t + \theta) + n(t) \quad (1)$$

参考信号 $r(t)$ 为方波,其表达式为:

$$r(t) = \frac{4V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos(2n-1)\omega_0 t \quad (2)$$

将 $s(t)$ 与 $r(t)$ 相乘得相敏检波器的输出为:

$$u_p(t) = \frac{2V_s V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[(2n-2)\omega_0 t - \theta] + \frac{2V_s V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{2n-1} \cos(2n\omega_0 t + \theta) + n(t) \frac{4V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos(2n-1)\omega_0 t \quad (3)$$

对上式展开:

$$u_p(t) = \frac{2V_s V_r}{\pi} \cos(\theta) + \frac{2V_s V_r}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[(2n-2)\omega_0 t - \theta] + \frac{2V_s V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos(2m\omega_0 t + \theta) + n(t) \frac{4V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos(2n-1)\omega_0 t \quad (4)$$

第1项为直流分量,可直接通过LPF(为简化分析,现假设LPF为一阶低通RC滤波器),是要待测量,第2项和第3项为高频分量,频率一般远高于LPF截止频率。现在讨论第4项:如果 $n(t)$ 为单频噪声,设其频率为 ω_n ,那么只有 $|\omega_n - \omega_0| < LPF$ 的等效噪声带宽的噪声能通过LPF,出现在LPF的输出。若 $n(t)$ 为宽带噪声或 $r(t)$ 的高次谐波,其频率为 ω_n 的分量 $V_n \cos(\omega_n t + \phi)$ 与方波相乘的结果为:

$$u_{am}(t) = V_n \cos(\omega_n t + \phi) \cdot \frac{4V_r}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[(2n-$$

$$1)\omega_0 t] = \frac{2V_r V_n}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[(\omega_n + (2n-1)\omega_0)t + \phi] + \frac{2V_r V_n}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[(\omega_n - (2n-1)\omega_0)t + \phi] \quad (5)$$

经LPF为:

$$u'_{am}(t) = \frac{2V_r V_n}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \cos[(\omega_n - (2n-1)\omega_0)t + \phi] \quad (6)$$

噪声输出不仅出现在 $\omega_n = \omega_0$ 处,同时也出现在 $\omega_n = (2n-1)\omega_0$ 附近。总体等效噪声带宽为:

$$B_e = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{2n-1} \right)^2 \cdot \frac{1}{2RC} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{1}{2RC} \quad (7)$$

由于信道通道的带通滤波器可以滤除高次谐波和中心频率带宽以外的噪声,因此最后等效噪声带宽为:

$$B_e = \frac{1}{2RC} \quad (8)$$

噪声频率为1050~2100 Hz的正弦波信号,低通滤波器的截止频率为1 Hz,所以可以很好地噪声滤除。对信噪比的改善如下:

$$SNIR_p = \frac{SNR_o}{SNR_i} = \frac{(2V_s V_r \cos(\theta) / \pi)^2}{\frac{(2V_s / \pi)^2 N_0 B_e}{V_s^2 / 2}} = \frac{2B_s \cos(\theta)^2}{B_e} \quad (9)$$

从上面分析可知,当参考信号与被测信号同频同相时,输出信噪比提升最大为 $2B_i/B_e$,当噪声频率为1050~2100 Hz的正弦波信号,相敏检波器后接的低通滤波器的截止频率为1 Hz,所以可以很好地噪声滤除,信噪比改善程度为1050倍也就是60.42 dB。

3 系统总体

本系统的总体框图如图2所示, $R(t)$ 经衰减网络衰减

1 000倍后得到被测信号 $S(t)$, 干扰信号 $N(t)$ 通过同样的衰减网络后与 $S(t)$ 经加法器叠加在一起, 作为信号通道的输入。 $R(t)$ 经整形、滤波、移相后, 与 $S(t)$ 同频同相, 作为

参考通道。两路信号经过相敏检测、低通滤波电路, 输出直流信号通过单片机 A/D 转换处理, 最后在液晶上显示出电压有效值。

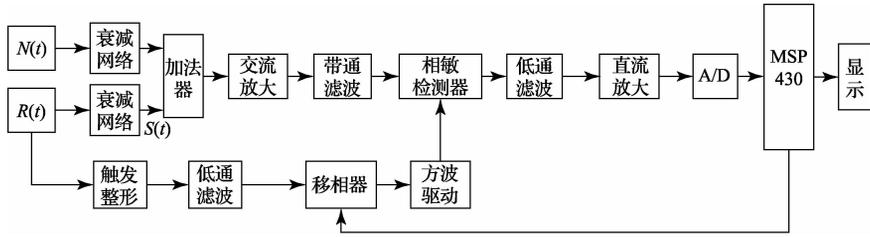


图 2 系统总体

对于前级放大电路, 采用 TI 公司高精度“轨至轨”运算放大器 OPA192 作为前级放大, 该芯片具有低噪声, 低偏移电压、低温度漂移的优点, 且电源范围较宽, 很适合作为前级微弱信号放大; 带通滤波器的作用是允许某一段频带范围内的信号通过, 阻断此频带以外的信号。本文使用通用滤波芯片 UAF42 设计带通滤波器满足中心频率为 1 000 Hz, 3 dB 频带为 900~1 100 Hz。

移相是指两种同频的信号, 以其中一路为参考; 另一路相对于该参考做超前或滞后的移动, 即称为相位的移动。本设计采用模拟移相电路-全通滤波电路, 它的传输函数 $K_c(j\omega) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1 - j\omega R_1 C}{1 + j\omega R_1 C}$, 若相移为 β , 则 $\beta = -\arctan \frac{1}{\omega R_1 C}$, ($\beta \leq 0^\circ$)。每个滤波器相移范围均接近 180° , 采用 2 个一阶全通滤波器串联, 使得整个移相电路能很好的满足 $0^\circ \sim 180^\circ$ 的移相。参考信号移相时可通过电位器进行操作, 实现相位的连续可调, 且精度较高, 容易实现^[7]。相敏检波电路采用平衡调制解调芯片 AD630, 其外

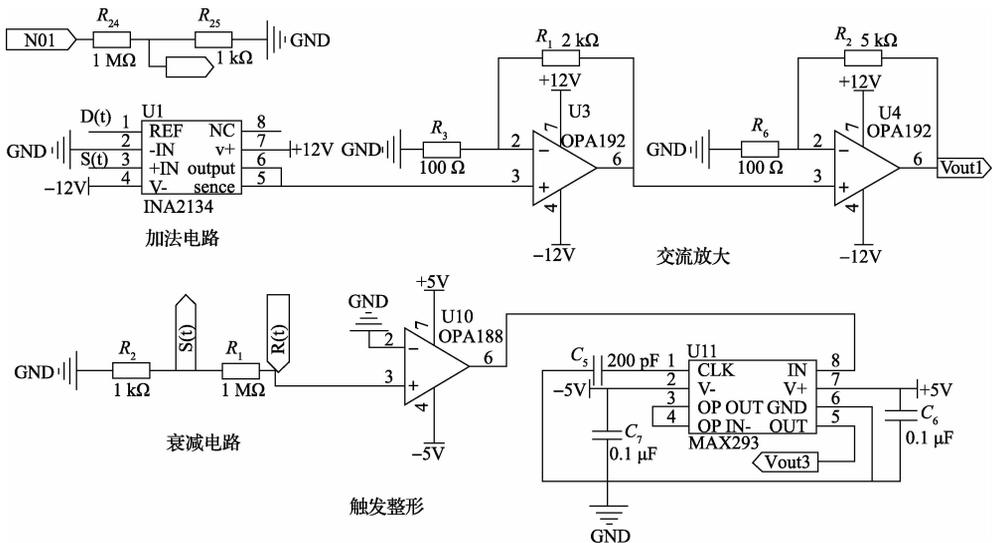
围电路简单, 无需软件操作。

4 系统的软硬件设计

4.1 系统总体电路

系统主要包括衰减电路、加法电路、交流放大、移相电路、相敏检波、带通滤波、直流放大、A/D 转换等部分。衰减电路采用纯电阻分压网络分压 1 000 倍, 电阻采用精密电阻以获得较好的分压效果和较小的温度漂移; 因输入到交流放大器的信号幅度较小, 所以运算放大器需选择低噪声、低偏置电压、温漂小的精密运算放大器, 故选用 OPA192 进行交流放大。

移相电路用两片 OPA227 来实现参考信号 $0^\circ \sim 180^\circ$ 移相; 被测信号经交流放大、带通滤波器后输入到 AD630, 然后另一路参考信号经整形、移相后输入到 AD630 来和输入信号相乘, 能很好的完成相敏检测^[8]; 低通滤波部分滤除参考信号与输入信号相乘后的高频信号成分, 从而提取出输入信号的电压有效值。具体的硬件设计如图 3 所示。



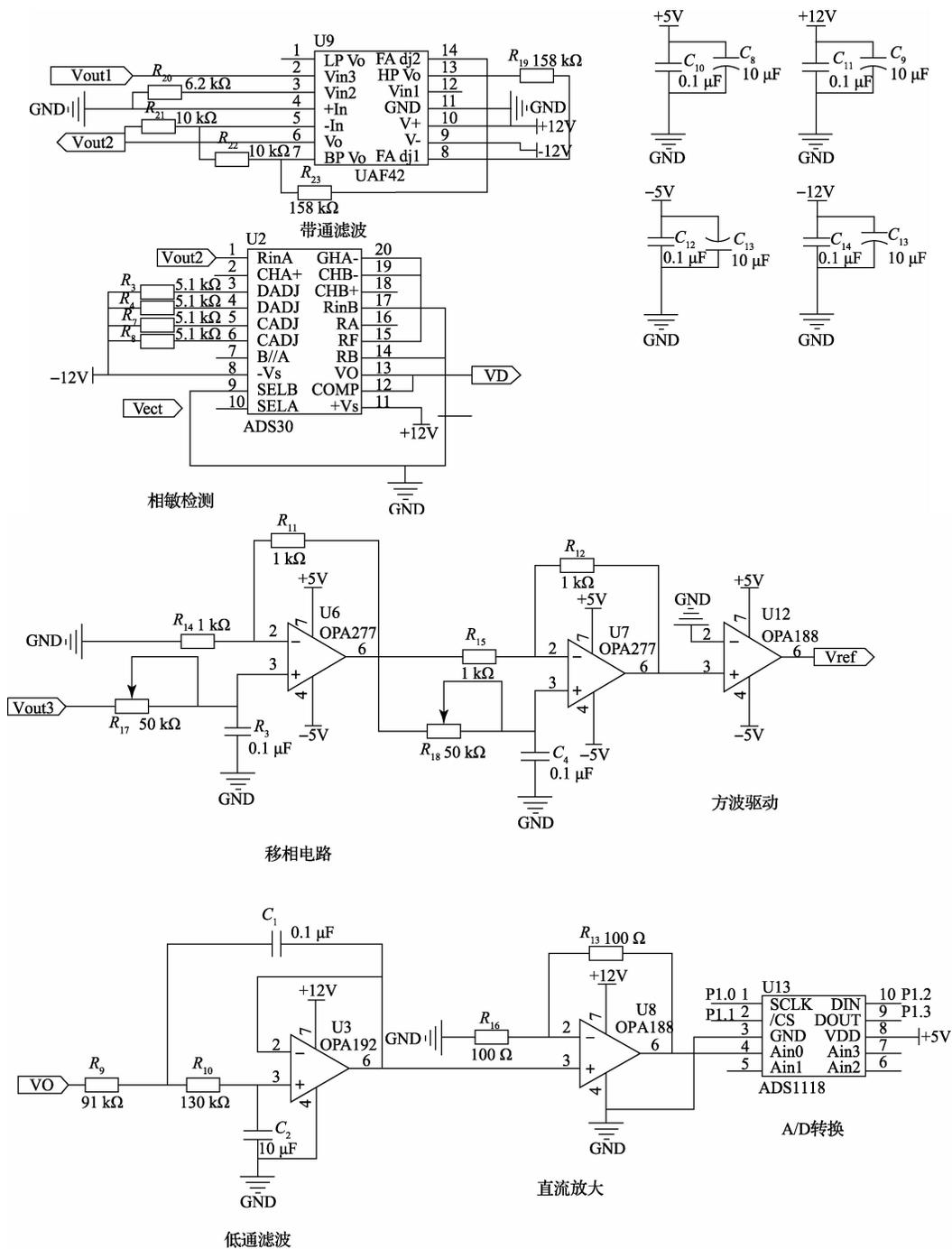


图3 硬件设计部分

4.2 A/D 数据处理

A/D 采样率为 256 Hz, 每 258 个采样值更新一次输出, 输出刷新率接近 1 Hz。为了提高测量精度, 软件上采取多次 A/D 求取去抖动平均值、全局 5 段分段拟合和局部最小二乘线性拟合^[9]。对于去抖动平均值有:

$$\bar{x} = \frac{\sum_{n=1}^N x(n) - [\max(x(n)) + \min(x(n))]}{N - 2} \quad (10)$$

将测量范围 0.01~10 mV 分为 5 段, 0.01~0.05mV, 0.05~0.2mV, 0.2~0.4mV, 0.4~1mV, 1~10mV, 每段采取最小二乘线性拟合统计测量值与真值的规律, 利用 MATLAB 工具箱得出每段的最小二乘系数, 最小二乘的表达式为:

$$y = a\bar{x} + b \quad (11)$$

系统软件设计如图 4 所示。

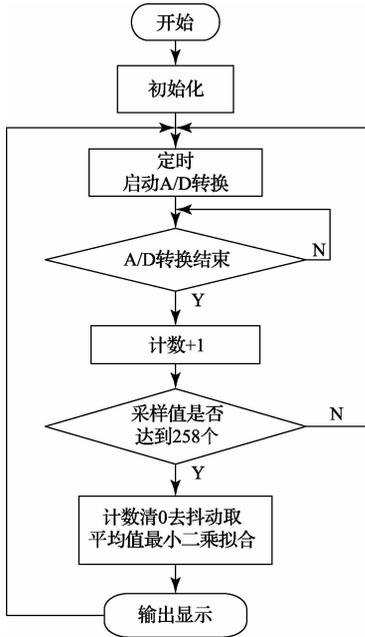


图 4 软件设计部分

4.3 自适应校相算法

通常接收信号 $s(t)$ 经过网络后,与参考信号 $r(t)$ 的相位难以保证一致,尤其是经过不同的网络就有不同的相位响应,从公式 $SNIR_p = \frac{2B_s \cos(\theta)^2}{B_c}$ 可知,相位差对信噪比的提升有较大影响,当同相时,信噪比提升最大;当正交时,相位差对信噪比的提升为 0,因此需要移相器手动或自动将相位锁定到参考信号上。手动调整需要人为操作,无法进行自动化测试,而自适应校相算法可实现自动化测试,无需人为操作,反应快,调整框图如图 5 所示。

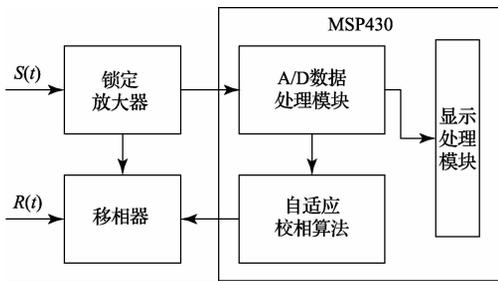


图 5 自适应校相

假设接收信号与参考信号存在初始相位差 θ , A/D 数据处理模块可得到存在初始相位差的电压值;调整移相器使相位差按步进增加 $\Delta\theta$,则可得到 A/D 数据处理模块输出 $M-1$ 次电压值,具体方程如下:

$$\left. \begin{aligned} \frac{2V_s V_r}{\pi} \cos(\theta) + n_0 &= V_0 \\ \frac{2V_s V_r}{\pi} \cos(\theta + \Delta\theta) + n_1 &= V_1 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

展开有:

$$\begin{bmatrix} \frac{2V_s V_r}{\pi} & 0 \\ \frac{2V_s V_r}{\pi} \cos(\Delta\theta) & -\frac{2V_s V_r}{\pi} \sin(\Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

所以:

$$\left\{ \begin{aligned} \cos(\theta) &= (V_0 - n_0) / \left(\frac{2V_s V_r}{\pi} \right) \\ \sin(\theta) &= \frac{\cos(\Delta\theta)(V_0 - n_0) - (V_1 - n_1)}{\frac{\sin(\Delta\theta)}{2V_s V_r}} \\ \theta &= \text{atan}\left(\frac{\cos(\theta)}{\sin(\theta)} \right) \end{aligned} \right. \quad (14)$$

则由上式可得出接收信号与参考信号存在初始相位差 θ ,若噪声较小,则单次求出相位差精度则足够;反之噪声较大,则单次求出相位差精度较小,这时可多次平均求取初始相位差 θ 。平均次数取决于求取的初始相位差 θ 的抖动程度,抖动程度越大,求取次数越多。当求得初始相位差 θ 时,调整移相器,消除初始相位差,此时锁相放大器的 SNR 增益最大。

5 测试结果与分析

5.1 电阻分压网络

用信号源输出频率为 1 kHz 幅度为 1~7 V 有效值的正弦波给衰减网络,用五位半数字万用表测量衰减网络的输出,测量结果如表 1 所示。

表 1 电阻分压网络测试数据

V_i/V	1	2	3	4	5	6	7
V_o/mV	1.023	2.165	3.214	4.232	5.205	6.186	7.186
误差(%)	2.300	8.250	7.133	5.800	4.100	3.100	2.657

5.2 被测信号 $S(t)$ 频率为 1 kHz 时的有效值测试

未加入干扰信号时,被测信号 $S(t)$ 测试的结果如表 2

表 2 无干扰信号, $S(t)$ 测试数据

f/Hz	1000										
V_i/mV	1000	900	750	500	350	200	100	50	20	15	10
V_o/mV	989	894	749	500	350	200	99.6	50.1	19.6	14.6	9.4
误差(%)	-1.1	-0.7	-0.2	-0.1	0.06	-0	-0.4	0.2	-2	-2.7	-6

加入干扰信号,且干扰信号与被测信号按 1:1 叠加时,被测信号 $S(t)$ 的测试结果如表 3 所示。

表 3 $S(t)$ 与干扰信号 $n(t)$ 1:1 叠加, $S(t)$ 测试数据

V_i/V	$V_o/\mu\text{V}$				
	1050 Hz	1200 Hz	1500 Hz	1800 Hz	2100 Hz
1	985.7	985.6	984.9	984.9	984.9
0.5	499.5	499.7	499.4	499	499
0.2	199.9	200	199.8	199.8	199.7
0.1	99.9	99.8	99.7	99.7	99.7
0.05	49.9	49.8	49.6	49.7	49.6
0.02	19.9	19.6	19.6	19.6	19.6
0.01	9.5	9.3	9.3	9.3	9.3

干扰信号与被测信号以 10:1 叠加时,被测信号 $S(t)$ 的测试结果如表 4 所示。

表 4 $S(t)$ 与干扰信号 $n(t)$ 1:10 叠加, $S(t)$ 测试数据

V_i/V	$V_o/\mu\text{V}$				
	1050 Hz	1200 Hz	1500 Hz	1800 Hz	2100 Hz
0.3	298.2	299	299.3	299.7	299.5
0.2	199.4	199.8	199.8	200	200
0.1	99.4	99.5	99.5	99.5	99.5
0.05	49.5	49.5	49.5	49.5	49.5
0.01	9.3	9.3	9.3	9.3	9.3

5.3 测试结果分析

由上述测试数据可知,在不加干扰信号的情况下,当输入被测信号幅度为 $10\mu\text{V}\sim 0.9\text{mV}$ 时,测量误差在 1% 以内,其他范围时测量误差不超过 6%。当加入干扰信号后,测量误差基本在 1% 以内。从测量结果看,本设计能很好的完成对微弱信号的检测。

6 结 论

本文被测的微弱信号的频率在 1 kHz,幅度可以达到 $10\mu\text{V}\sim 1\text{mV}$,主要通过相敏检波电路对参考信号及被测信号两路同频同相信号的自相关特性来检测出微弱信号^[7]。自适应校相算法可使检测自动化,无需人工移相,也无正交锁相放大器复杂的电路,满足锁相放大器满足同频同相需求。各部分电路必须采取必要的屏蔽盒接地措施,抑制制外部干扰,合理选择各部分电路的器件,使噪声系

所示。

数尽可能低,满足设计需求。该方法的思路清晰、外围电路简单,可以在噪声是信号本身 10 倍的背景下检测出微弱信号,对计算机技术、微电子技术、信息理论的发展起到了重要的作用。

参考文献

- [1] 兰羽,王纳林. 取样积分器在激光外差测厚系统中的应用[J]. 国外电子测量技术, 2012, 31(7): 35-37.
- [2] 任振峰,顾军,袁虎. 谐波小波包在接收机中的应用研究[J]. 国外电子测量技术, 2011, 30(4): 17-19.
- [3] 赵文礼,刘进,殷国平. 基于随机共振原理的中低频信号检测方法设计与电路设计[J]. 仪器仪表学报, 2011, 32(4): 722-727.
- [4] LIN H, CHUAN H. Simulation of Digital Lock-In Amplifier[J]. Advanced Science Letters, 2012, 5(2): 941-944.
- [5] 兰羽,卢庆林. 仪表放大器在激光外差玻璃测厚系统中的应用[J]. 国外电子测量技术, 2012, 31(3): 79-81.
- [6] 阳松波,李仙芝,程晶晶. 核磁共振测井仪接收机设计与实现[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(4): 55-57.
- [7] 鲁云峰,赵建亭,贺青,等. 基于低温电流比较仪的微弱电流精密测量技术[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34(12): 2813-2816.
- [8] 李嘉全,程志峰. 用于主动减振的振动信号实时高精度检测[J]. 电子测量与仪器学报, 2013, 27(12): 1135-1138.
- [9] 王淳,郭静波,刘红旗,等. 基于最小二乘的极低频微弱信号实时检测方法[J]. 仪器仪表学报, 2009, 30(12): 2469-2472.

作者简介

阴欢欢,1987 年出生,硕士研究生,助教。主要研究方向为通信与信息系统。

李飞,1991 年出生,在读硕士研究生。主要研究方向为电子与通信工程。

严鑫,1980 年出生,硕士研究生,讲师。主要研究方向为信息与通信工程。