

基于互相关函数的微弱信号检测仪的研究

漆 淼, 郭建强

(西南交通大学 物理科学与技术学院, 四川 成都 610031)

摘 要: 如何检测埋藏于噪声背景下的微弱信号一直是信号测量领域的关键技术, 而采用互相关函数的方法可以很好地对微弱信号进行检测, 其主要由信号通道、参考信号通道和相关器 3 部分组成。采用单片机产生正弦波作为参考信号, 控制频率与相位, 具有频率/相位自适应的功能, 解决了调试参考信号过于繁杂的问题。利用相关器对两个信号之间的相位进行检波, 得到输出的结果与待测信号的幅值成线性关系。对于锁频锁相产生的跟踪误差, 采取了类似于取样积分的算法对其进行处理, 很大程度上消除了误差。最后所得的输出结果基本呈线性, 效果令人满意。

关键词: 微弱信号测量; 相关器; 乘法器; 滤波; 相敏检波

中图分类号: TP216+.1

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2013)09-0014-04

Study on weak signal detector based on cross-correlation function

Qi Miao, Guo Jianqiang

(College of Physical Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: How to detect the signal hiding in noise is an important problem. This article is mainly talking about how to make a weak signal detection instrument based on cross-correlation function method. The detector consists of three parts, which are the signal channel, the reference signal channel and cross-correlation detector. The reference signal channel is used to generate a reference signal, using MCU to generate a PWM, which can control the frequency and phase. It's easy to control the reference signal. Cross-correlation detector is used to detect the phase between the two signals, which is mainly composed of multiplier. It uses the method like sample integral method. The final output results show linear, which is satisfactory.

Key words: weak signal measurement; cross-correlation detector; multiplier; filtering; phase sensitive detector

在信号的检测中, 经常会涉及微弱信号的检测, 然而检测出埋藏于强噪声背景下的微弱信号并不容易。常用的检测方法有滤波法、取样积分法和互相关技术法 3 种。对于滤波法, 因为中心频率固定, 不能随信号的频率变化而变化, 并且要制作 Q 值很高的滤波器很困难, 所以现在一般不采用。取样积分是采用取各周期的一段信号经过积分器求平均值, 于是各个周期的平均信号的总体便呈现出待测信号的真实波形。比如对 N 个周期进行取样, 则信噪比可以提高 \sqrt{N} 倍。

互相关技术法是利用相关性原理的一种检测方法, 其组成部分主要包括信号通道、参考信号和相关器等。其中相关器是核心部分, 主要是实现信号通道的输出信号与参考信号的相乘, 再滤去高频分量, 得到与待检信号成正比的信号, 然后利用实验中测得的几组数据进行

线性回归拟合, 最后得到输出结果与待测信号的函数关系, 以完成对待测信号的测量。这就是互相关技术法检测微弱信号的测量技术。

1 互相关技术进行微弱信号检测原理

互相关技术进行微弱信号检测的原理如图 1 所示。正弦波信号与噪声通过加法器相加, 使得待测信号埋在噪声信号里; 经过放大器调整幅值后, 再将信号输入到乘法器, 让微弱信号与同相位同频率的参考信号相乘; 得到的结果再经过低通滤波, 最后得到的是一个只与参考信号有关的信号, 这样就有效地从噪声中提取到了微弱信号。

信号通道主要用于模拟埋藏于噪声背景下的微弱信号。令此待测的微弱信号为:

$$X(t) = S_i(t) + N(t) \quad (1)$$

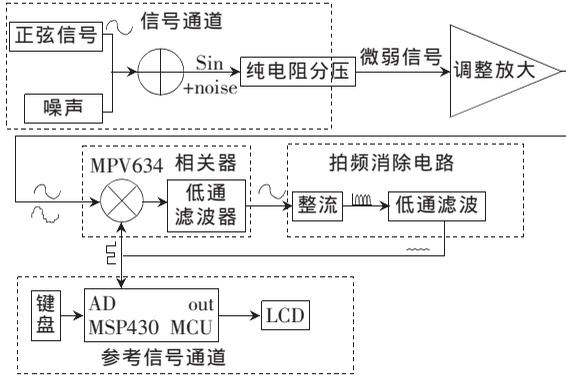


图1 互相关技术进行微弱信号检测原理的方框图

采用单片机产生正弦波作为参考信号, 设为:

$$Y(t-\tau) = S_r(t-\tau) \quad (2)$$

相关函数为:

$$R_{XY}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T S_i(t) S_r(t-\tau) dt + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T N(t) S_r(t-\tau) dt \quad (3)$$

因为噪声 $N(t)$ 是随机信号, 所以其中第二项的积分为零, 则有:

$$R_{XY}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T S_i(t) S_r(t-\tau) dt \quad (4)$$

令:

$$S_i(t) = A \sin \omega t \quad (5)$$

参考信号是与待测信号同频的正弦波:

$$S_r(t-\tau) = A_2 \sin(\omega t - \varphi) \quad (6)$$

则有:

$$S_i(t) S_r(t-\tau) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos \varphi - \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos(2\omega t - \varphi) \quad (7)$$

积分后得:

$$R_{XY} = \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos \varphi \quad (8)$$

所得的信号是一个与待测信号幅值成正比的信号。当 $\varphi=0$ 时, 即参考信号与待测信号同频同相时, 信号达到最大值^[1]。

2 互相关技术的实现

2.1 信号通道

信号通道可以实现微弱信号的模拟, 利用高精度、低噪声运放 OPA2227 构成同相加法器与放大器, OPA2227 增益带宽可以达到 8 MHz。根据同相放大器的公式有^[2]:

$$U_2 = \frac{R_5}{R_1 + R_5} \cdot U_0 \quad (9)$$

$$U_1 = \frac{R_9}{R_7 + R_9} \cdot U_{\text{sin}} + \frac{R_7}{R_7 + R_9} \cdot U_n \quad (10)$$

令 $U_1 = U_2$, 解得:

$$U_0 = \frac{R_1 + R_5}{R_5} \left(\frac{R_9}{R_7 + R_9} \cdot U_{\text{sin}} + \frac{R_7}{R_7 + R_9} \cdot U_n \right) \quad (11)$$

当 $R_1 = R_5 = R_7 = R_9$ 时, 有:

$$U_0 = U_{i1} + U_{i2} \quad (12)$$

已知 Nyquist 电阻热噪音的公式^[3]: $e_n = (4kTR)^{\frac{1}{2}}$, 为了减少噪音, 应尽量减少电阻的阻值。取电阻值为 1 kΩ 较合适, 进行 100 倍的衰减, 将微弱信号从信号通道输出后送入放大器, 根据反向放大器的放大倍数公式有:

$$A_v = -\frac{R_2 + R_3}{R_6} \quad (13)$$

令 $A_v = 100$, 取 $R_2 = 90 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$ 。考虑到电阻的不够精密以及放大倍数的不确定性, 所以 R_3 由滑动变阻器组成, 使放大倍数 A_v 能在 90~110 倍范围变化。

2.2 相关器电路

2.2.1 乘法器

相关器实质上由模拟乘法器与低通滤波器组成, 主要实现输入信号与参考信号的(正弦或方波)相乘, 其电路如图 2 所示。

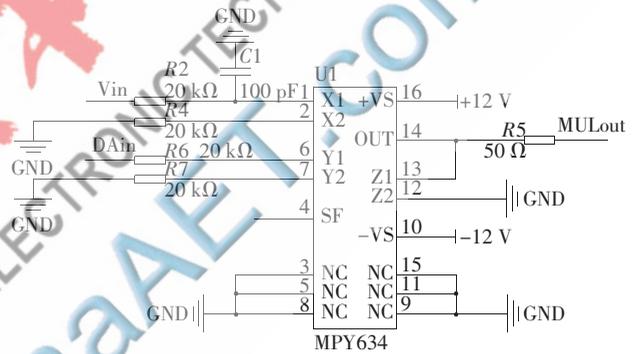


图2 相关器的乘法器电路图

乘法器的核心器件是 MPY634。将待测信号 $X(t) = S_i(t) + N(t)$ 与同频的参考信号 $Y(t-\tau) = S_r(t-\tau)$ 分别输入 MPY634 的 Y1 与 X1 端口, MPY634 的传输函数为^[4]:

$$V_{\text{out}} = A \left[\frac{(X_1 - X_2)(Y_1 - Y_2)}{\text{SF}} - (Z_1 - Z_2) \right] \quad (14)$$

其中, A 为输出放大器的开环增益, SF 为放大因数, 如果 SF 端悬空则值为 10 V, 乘法器的增益可以近似看作无穷大。将式(14)等式两边同时除以 A , 等式左边近似为零。则有:

$$0 = \frac{X_1 Y_1}{10} - (V_{\text{out}} - 0) \quad (15)$$

$$V_{\text{out}} = \frac{X_1 Y_1}{10} \quad (16)$$

这样便实现了 $S_i(t) S_r(t-\tau) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos \varphi - \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos(2\omega t - \varphi)$ 的相乘的功能。

因为模拟乘法器的 SF 段悬空, 默认衰减了 10 倍, 所以要在后级放大 10 倍。当微弱信号与正弦的载波信号输入乘法器时, 用 Altium Design 仿真模拟乘法器的输出仿真图, 如图 3 所示。

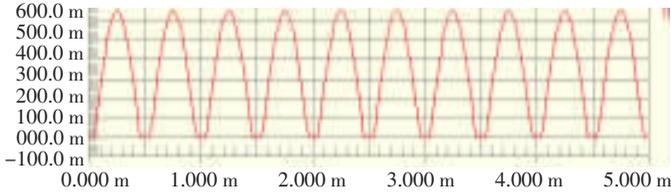


图3 模拟乘法器的输出的仿真波形图

2.2.2 低通滤波器

乘法器的输出有 2ω 的高频分量, 为了得到只与待测信号幅值 A_1 有关的信号, 需要滤出高频分量, 否则会产生非线性失真。低通滤波器的传输函数为 $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\omega_0}{s + \omega_0}$, 此函数与积分器的传输函数 $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\omega_0}{s}$ 在高频时的性质一样, 低通滤波器可以看作一个积分器, 这便完成了理论推导中式(3)的积分过程。其低通滤波器的电路图如图4所示。

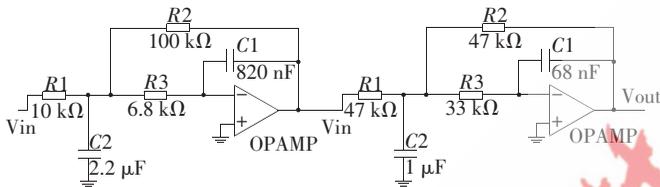


图4 低通滤波器电路

采用 TI 公司的 FiterPro 软件对滤波器的参数进行设计, 选用 2 阶规范化 Butterworth 滤波器, 截止频率是 5 Hz, 各参数的具体数值如图4所示。

2.3 绝对值电路

绝对值电路实现了将交流信号变成直流信号的功能, 利用二极管的单向导电性, 将负的信号翻转过来。其电路图如图5所示。

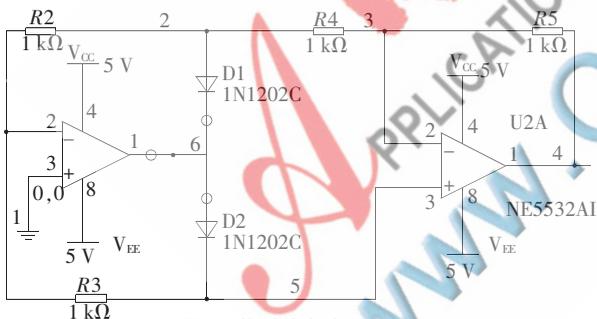


图5 绝对值电路图

2.4 参考信号通道

参考信号采用单片机的 I/O 口产生方波, 编写程序控制定时器的时间, 改变方波的相位与频率, 并且其频率相位可以随键盘的按动而增加或减少, 这样便可以通过调节键盘实现锁频锁相。

2.5 MSP430 的采样与显示

采用 MSP430G2553 内部的 10 bit A/D 采集数据^[5], 数据取 1 000 次求平均值。因为 MSP430G2553 的引脚资源不多, 所以采用串行输出, 在 NOKIA5510 液晶显示器上显示出信号的幅值。具体的采样程序可以参考参考文献^[6]。

3 拍频消除电路

如果参考信号与待测信号完全同频, 并且积分时间无限长, 就可以实现滤去噪声的功能。但是实际情况下不可能做到完全的同频同相, 也不可能有无量长的积分时间。于是假定参考信号与待测信号相差 1 Hz, 滤出 1 Hz 的拍频。于是式(7)就变为:

$$A_1 \cos(\omega t) A_2 \cos[(\omega-1)t+\varphi] = \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos(t-\varphi) + \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos[(2\omega-1)t+\varphi] \quad (17)$$

针对这个跟踪误差引起的拍频, 可以采用拍频消除电路来消除所引起的误差。拍频消除电路与相关电路的方框图如图6所示。

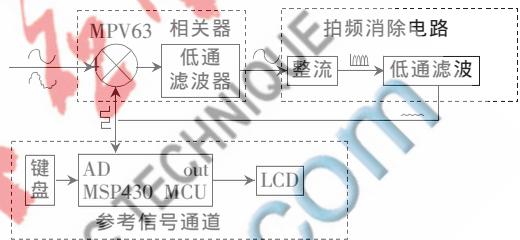


图6 拍频消除电路与其相关电路方框图

在相关器中, 高频分量 $2\omega-1$ 经过低通滤波器滤出, 剩下的为 $\frac{1}{2} A_1 A_2 \cos(t-\varphi)$ 的量^[7], 观察发现这个量的幅值与待测信号的幅值 A_1 成正比, 于是要做的工作就是检测出这个周期信号的幅值。采用绝对值电路可以很好地解决这个问题, 再通过低通滤波的方法求出其中的直流分量。具体原理如下:

令绝对值电路的输出信号为: $f(t) = |A \sin \omega t|$, 则 $f(t)$ 的频谱为:

$$f(t) = \frac{4A}{\pi} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{3} \cos 2\omega t - \frac{1}{15} \cos 4\omega t - \frac{1}{35} \cos 6\omega t - \frac{1}{63} \cos 8\omega t \dots \right) \quad (18)$$

经过低通滤波器取出的直流分量与幅值 A 基本上呈现比例系数为 0.64 的线性关系。这样通过直流的幅值可以回推导出 1 Hz 的幅值。直流经过幅值调整, 通过单片机 ADC 采集到, 这样得到的直流值 K 便与 1 Hz 的频率幅值 $\frac{1}{2} A_1 A_2$ 呈现线性关系。

由上面分析得: $u \propto \frac{1}{2} A_1 A_2 \propto A_1$, 则最后检测到的信号 K 与待测信号有线性关系, 将一系列的测量值代入 $A_1 = ku + b$, 求出待定系数。

4 程序设计与仿真

考虑到滤波器的性能, 最后输出的直流可能还存在小的杂波, 即其滤出的直流分量还有一定的抖动。

设测量到一组数据为: $y(t) = A \sin(2\pi \Delta f t + \Delta \varphi) + n(t)$, 对于待测信号: $y = A \sin(\omega t + \varphi)$, 抽取 $\Delta t_i (i=1, \dots, N_j, N_j +$

1, \dots, 2N_j, \dots, N \times N_j), 则:

$$y_i = A \sin(\omega t_i + \varphi) \quad (19)$$

其有效值为:

$$\begin{aligned} \frac{A}{\sqrt{2}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [A \sin(\omega t_i + \varphi)]^2 dt} \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T [A \sin(\omega t_i + \varphi)]^2 dt = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^N A \sin(\omega t_i + \varphi)^2 \Delta t_i \quad (20) \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{T} \Delta t_i \sum_{i=1}^N [A \sin(\omega t_i + \varphi)]^2$$

所以有:

$$\frac{A^2}{2} = \frac{1}{T} \Delta t \sum_{i=1}^N y_i^2 \quad (21)$$

若考虑 0~T/2, 然后有:

$$A^2 = 2 \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N/2} y_i^2 = B \sum_{i=1}^{N/2} y_i^2 \quad (22)$$

其中, B 是比例系数, 而对于微弱信号则有:

$$\begin{aligned} y_i &= \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N_j} y_j = \frac{1}{N_j} \sum_{j=1}^{N_j} [A \sin(\omega t_j + \varphi) + n(t_j)] \\ &= \lim_{j \rightarrow \infty} \frac{1}{N_j} \sum_{j=1}^{N_j} [A \sin(\omega t_j + \varphi) + n(t_j)] \\ &= \lim_{j \rightarrow \infty} \frac{1}{N_j} \sum_{j=1}^{N_j} [A \sin(\omega t_j + \varphi)] + \lim_{j \rightarrow \infty} \frac{1}{N_j} \sum_{j=1}^{N_j} [n(t_j)] \\ &= \lim_{j \rightarrow \infty} \frac{1}{N_j} \sum_{j=1}^{N_j} [A \sin(\omega t_j + \varphi)] + 0 \\ &= \lim_{j \rightarrow \infty} \frac{1}{N_j} \sum_{j=1}^{N_j} [A \sin(\omega t_j + \varphi)] \quad (j=1, \dots, N_j; i=1, \dots, N) \quad (23) \end{aligned}$$

对于含噪声信号的处理方法, 采用类似于取样积分的方法, 在周期信号的最大值的左右各取 50 个点求平均, 这样就尽量抵消了噪声的干扰, 起到了提高信噪比的作用。具体算法如下:

- (1) 初始各个变量, $K=1$;
- (2) $y_i y_{i-1} \leq 0$ 且 y_i 为正, 延时后 y_i 仍为正。则二进制变量 K 取反, 否则转下一步;
- (3) 如果 $K=0$, 则进行下一步。如果 $K=1$, 则进行步骤(6);
- (4) 判断 $y_i > Max$, 成立则 $Max=y_i, x=i$, 否则转下一步;
- (5) 数组 $L_{j-1}=L_j, j=2, \dots, 100, L_{100}=y_i$;
- (6) $i=i+1$;
- (7) 对于数组 L 求平均结果并输出到液晶屏上显示。

最后输出的结果便是测到的幅值, 根据测得的数据对函数 $A_i = ku + b$ 进行线性拟合, 最后便可以求出待测信号的幅值。使用 C 语言编写程序, 限于篇幅, 故省略源程序。

5 测量方法及测量结果

将所有仪器与器件连接好, 将函数发生器的噪声幅值调为 11 V 时, 输出信号线连接到微弱信号测量仪的噪声输入端; 将另外一台函数发生器调为幅值为 1 V, 频率为 1 kHz 的正弦波输入微弱信号测量仪的待测信号端, 读取液晶屏上所显示的值。最后液晶屏显示输出结果与对

应待测信号幅值。利用 Excel 软件对幅值 A1 与输出的结果进行线性回归, 得到的线性拟合结果如图 7 所示。图中可算出回归的相关系数为 0.99, 线性相关度很高。



图7 待测信号的幅值 A1 与输出的线性拟合图

在程序中将 ADC 输入的值与最后的显示值进行公式的变换: $V_{out} = 0.529x + 0.105$, 其中 x 是 A/D 实际测量到的值, V_{out} 是液晶显示的值。程序修改完后, 再输入微弱信号, 并利用设计的微弱信号检测仪进行信号检测, 记录正弦波函数发生器的输出幅值和液晶屏上最后显示的值, 得到的测量结果如表 1 所示。

表 1 待测信号与所检测到的显示信号对照表

信号	幅值/V					
待测信号	0.22	0.3	0.38	0.46	0.54	0.62
显示	0.23	0.32	0.40	0.48	0.55	0.63
待测信号	0.7	0.78	0.86	0.94	1.02	
显示	0.70	0.77	0.84	0.92	1.69	

根据表 1 测量结果可知, 利用互相关技术所设计的微弱检测仪测量到的信号幅值基本与所输入的待测信号幅值一致, 当输入幅值大于 0.3 V 时, 平均的相对误差约为 3%, 取得了与传统锁相放大器基本相同的功能。同时本方案造价低廉, 调试容易, 可以实现频率相位的自适应跟踪, 有一定的推广价值。

参考文献

- [1] 金以立. 微弱信号检测的一种方法——锁相放大器及其应用[J]. 湖北大学学报, 1988(1): 49-53.
- [2] 康华光. 电子技术基础——模拟部分[M]. 北京: 高等教育出版社, 2006.
- [3] 陈祖培. 电介质的热噪声[J]. 物理, 1980, 9(6): 486-488.
- [4] 翟俊祥. 宽带精密乘法器 MPY634[J]. 今日电子, 2000(2): 16-18.
- [5] 郭建强. MSP430 采样数据与外设间的 DMA 传输[J]. 信息技术, 2011(9): 139-141.
- [6] 郭建强. 基于 MSP430 的便携式数据采集器及信号发生器[J]. 信息技术, 2012(5): 125-128.
- [7] 朱虹, 林君, 王智宏, 等. 参考信号频率自调整的锁相放大器的设计应用[J]. 仪器仪表学报, 2004, 25(8): 66-68.

(收稿日期: 2012-12-10)

作者简介:

漆淼, 男, 1991 年生, 本科, 主要研究方向: 电磁场与微波技术。

郭建强, 男, 1957 年生, 硕士, 副教授, 主要研究方向: 光纤通信。