

线性提取幅度信息及其数据预处理 在水文仪器中的应用研究*

厦门大学 黄衍镇 粘宝卿

摘 要

当气象水文海洋仪器所观测的物理量和信号的幅度(强度)成某种关系时,线性提取信号的幅度信息就成为至关重要的首要问题。本文介绍一种线性提取幅度信息及其数据预处理的工作原理、电路结构和实验结果,可供参考。

一、引 言

水文气象海洋仪器所观测的物理量,通常是由传感器把它转换成微弱的电信号,经放大到足以传输和处理,最后记录或显示其测量值。其中有一类是被观测的物理量和其转换的电信号强度(幅度)成某种比例关系。例如,大气中雾天能见度 V 和其采样体积中散射光能的电信号 S 的关系为^[1]

$$V = k/S$$

式中, k 为比例函数。又如,当水中悬浮泥沙的浓度和粒径在某个范围内时,采样体积 j 中稀疏悬沙反向散射声脉冲幅度包络 $e_j(t)$ 的时间平均值 $\langle e_j \rangle$ 和其浓度 M_j 的平方根成线性关系^[2]。

$$\langle e_j \rangle = k' M_j^{\frac{1}{2}} \quad \text{或} \quad M_j = k \langle e_j \rangle^2$$

式中, k 为比例函数。因此,为了测量 V 或 M_j 的大小,即首先归结为线性提取信号的幅度信息,然后进行数据预处理(线性 A/D 变换),再送入微机分析、计算,最后输出其测量值。

本文以观测水中悬沙含量的实验样机为例,着重讨论如何实现线性提取动态幅度信息(包络 e_j)及其数据的预处理。文中给出了设计原理和电路结构(示于图 1),可供研制有关仪器的同行参考。

二、问题的提出

当发射机经换能器向水中辐射一个载频 f_s 为 1.5MHz 的矩形包络声脉冲后,水中悬

* 省自然科学基金资助项目的研究内容。

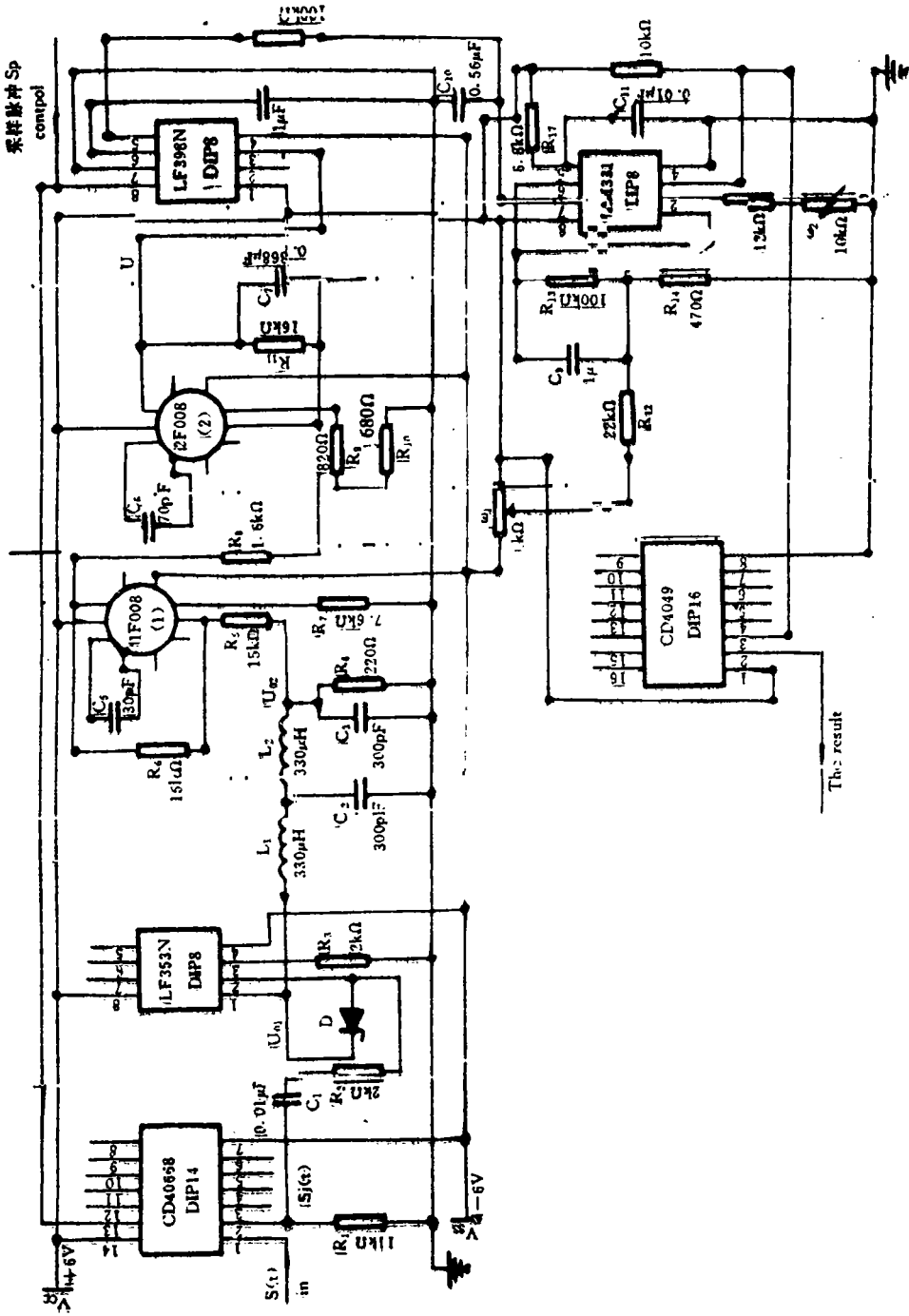


图 1 线性提取幅度信息及其数据预处理电路图

沙粒子反向散射、作用于接收换能器的信号 $S(t)$ 近似为随机振幅和相位的许多同频正弦信号的迭加^[2]。

$$S(t) = \sum_{i=1}^m a_i(t) \cos[\omega_s t + \varphi_i(t)] \quad (1)$$

随机且微弱的 $S(t)$ 经接收机放大、采样(见图 1), 得到采样体积 j 的反向散射声脉冲的电信号 $S_j(t)$ 为

$$S_j(t) = S_P(\tau) \cdot S(t) = e_j(t) \sum_{i=1}^n \cos[\omega_s t + \varphi_i(t)] \quad (2)$$

式中, $S_P(\tau)$ 为脉宽为 τ 的矩形采样脉冲, $S_j(t)$ 代表观测值 $M_j(t)$ 的一个子样本。由于 $S(t)$ 是随机的, $S_j(t)$ 也是随机载频脉冲, $e_j(t)$ 即是 $S_j(t)$ 的随机动态幅度包络。其中 t 在采样时间 τ 里, $e_j(t) \neq 0$; 其余时间, $e_j(t) = 0$ 。因此可视作 $S_j(t)$ 是以随机动态包络 $e_j(t)$ 调制许多同频载频幅度的调幅脉冲。现在的任务是要从 $S_j(t)$ 中线性提取包络 $e_j(t)$, 以获得观测值 $M_j(t)$ 。

从动态调幅脉冲 $S_j(t)$ 分离出低频包络 $e_j(t)$, 其实是检波。检波器通常由非线性元件和滤波器组成。常规的二极管检波器有电路简单的优点, 但是检波效率低, 即电压传输系数小, 而且非线性失真大。由于二极管伏安特性的非线性, 如果用常规的二极管检波器从 $S_j(t)$ 中提取 $e_j(t)$, 就遇到了如下的问题: 在观测值 $M_j(t)$ 可能变动的范围内, $M_j(t)$ 大, 则 $S_j(t)$ 大; 反之则小。当 $S_j(t)$ 较小(一般在 0.2V 以下)时, 二极管检波器工作在特性曲线的弯曲部分, 检波器输出 U_{02} 与输入 $S_j(t)$ 的振幅平方成正比, 即平方律检波; 当 $S_j(t)$ 较大(大于 0.5V)时, 二极管检波器又工作在特性曲线的直线性部分, U_{02} 与 $S_j(t)$ 的振幅成线性关系, 即直线性检波。因此, 二极管检波器对动态调幅脉冲 $S_j(t)$ 而言, 不能在 $S_j(t)$ 可能变动的范围设计内从 $S_j(t)$ 中线性提取其包络 $e_j(t)$, 因而不能在预估的设计范围内获得正确的观测值 $M_j(t)$ 。

三、线性提取幅度信息

为了解决上述遇到的问题, 采用示于图 1 的由运算放大器(LF353)和四阶网络(L_1 、 L_2 、 C_2 、 C_3)构成的抑制载波有源滤波器, 实现从 $S_j(t)$ 中线性提取 $e_j(t)$ 。

运放(LF353)是一种具有高增益、差分输入、高输入阻抗、低输出阻抗的集成放大器。理想运放的输出只依赖同相端与反相端输入电压之差, 即输入有差别, 输出就有变动, 而且传输特性的线性很好。在图 1 的反相型运放(LF353)电路中, 二极管 D 替代了负反馈支路的反馈电阻 R_f 。对于该反相型放大器而言, 当 $S_j(t)$ 的负半周被放大, 输出 $U_{01}(t)$ 为正, 因而 D 截止, 其放大倍数 A_{U1} 为

$$|A_{U1}| = |-R_f/R_2| = |-R_{Dr}/R_2| \quad (3)$$

当 $S_j(t)$ 的正半周被放大, 输出 U_{01} 为负, 因而 D 导通, 其放大倍数 A_{U2} 为

$$|A_{U2}| = |-R_f/R_2| = |-R_{DF}/R_2| \quad (4)$$

式中, R_{Dr} 、 R_{DF} 分别为二极管 D 的反向和正向电阻。因为 $R_{Dr} \gg R_{DF}$, 所以 $|A_{U1}| \gg |A_{U2}|$, 亦即 $S_j(t)$ 的负半周载频获得足够的反相放大, 而正半周则放大很小。于是运放

LF353 的①端输出 $U_{01}(t)$ 基本上是由 $S_j(t)$ 负半部放大后所得到的载频脉冲正半部,因而具有正向动态包络,而包络幅度被线性放大了 K 倍, $K = |A_{U1}| \approx ZR_{Dr}/R_2$ 。这是不难由示波器上观测到的。

$U_{01}(t)$ 加到四阶网络(L_1, L_2, C_2, C_3)的输入口,网络电压转移函数 $H(s)$ 为

$$H(s) = \frac{U_{02}(s)}{U_{01}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C_2 C_3 S^4 + (L_1 C_2 + L_2 C_3 + L_1 C_3) S^2 + 1}$$

当令 $L_1 = L_2 = L, C_2 = C_3 = C$ 时

$$H(s) = 1/(L^2 C^2 S^4 + 3LCS^2 + 1)$$

当令 $1/\sqrt{LC} = \omega_0$ 时

$$\begin{aligned} H(s) &= \omega_0^4 / (S^4 + 3\omega_0^2 S^2 + \omega_0^4) \\ &= \omega_0^4 / [(S - p_1)(S - p_2)(S - p_3)(S - p_4)] \end{aligned}$$

$H(s)$ 在 $j\omega$ 轴上有 4 个单阶极点,由计算可得

$$p_1, p_2 = \pm j\omega_1 = \pm j\sqrt{0.38}\omega_0 \quad p_3, p_4 = \pm j\omega_2 = \pm j\sqrt{2.62}\omega_0$$

网络的频率特性 $H(j\omega)$ 为

$$H(j\omega) = \frac{\omega_0^4}{(j\omega - P_1)(j\omega - P_2)(j\omega - P_3)(j\omega - P_4)}$$

当取 $L_1 = L_2 = L = 330\mu H, C_2 = C_3 = C = 300pF$ 时,则

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 1/\sqrt{LC} = 3.178 \times 10^6 \text{ (rad/s)}, \lg\omega_0 = 6.50 \\ \lg\omega_1 &= 6.29 \quad \lg\omega_2 = 6.71 \quad \lg\omega_3 = 6.97 \end{aligned}$$

因此绘出网络幅频特性波特图,并示于图 2。

$$G = 20\lg|H(j\omega)| = 20\lg\omega_0^4 - 20\lg|(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)| - 20\lg|(j\omega - p_3)(j\omega - p_4)|$$

由图可知,合成后的波特图图形,其低频渐近线为 0dB 直线,高频渐近线是斜率为 $-40\text{dB}/10$ 倍频(或 $-12\text{dB}/\text{倍频程}$)的直线,二者相交于转折点频率 $\omega_0 = 3.178 \times 10^6$,因而表现为低通特性。

注意到载频 $\omega_s = 2\pi f_s = 9.425 \times 10^6$,它通过该低通滤波网络时已被衰减了大约 20dB,亦即网络抑制了载频 ω_s 及 $\omega > \omega_s$ 的频率成分(显然,如果 LC 的取值更大些,

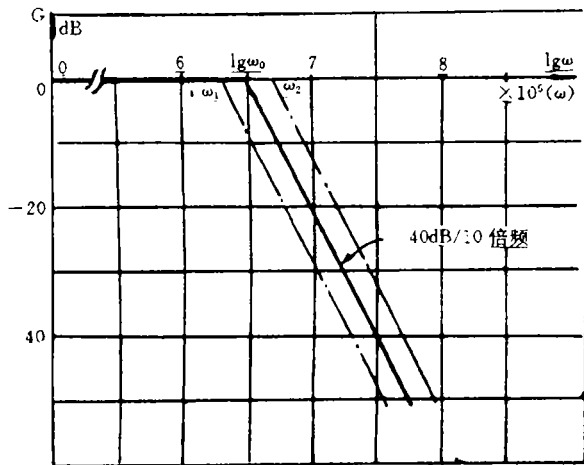


图 2 四阶网络波特图

使转折点频率 ω_0 左移, 则 ω_s 的频率成分会被衰减得更甚, 而 $\omega < \omega_0$ 的频率成分几乎无衰减地通过了网络, 亦即 $U_{01}(t)$ 的低频包络 $Ke_j(t)$ 所含的频率成分都通过了。因此低通滤波器的输出 $U_{02}(t)$ 能够线性提取 $S_j(t)$ 的幅度信息——包络 $e_j(t)$, 即

$$U_{02}(t) = Ke_j(t) \quad (5)$$

式中, K 是比例系数, 且 $K \approx R_{D_r}/R_2$ 。

顺便指出, 为了便于分析和绘图, 上述假定了网络的 L 、 C 是理想元件, 即无损网络。实际上是有损耗的, 特别是加上负载 ($R_4 // R_5$) 后, 所以, 实际的波特图图形要向下平移。幸好运放 LF353 对 $S_j(t)$ 的线性放大可补偿 LC 滤波网络对 $e_j(t)$ 的衰减。通过实验, 调节式(3)的比值 R_{D_r}/R_2 , 可得式(5)中的 $K \geq 1$ 。

四、数据预处理

$S_j(t)$ 是观测 $M_j(t)$ 的一个子样本。为了提供微机进行统计处理的原始数据, 在 $U_{02}(t)$ 中提取了代表 $S_j(t)$ 的幅度信息 $e_j(t)$ 后, 就要对 $e_j(t)$ 进行数字化的数据预处理。其过程包括:

(一) 积分

由图 1 中的反相器 F008(1) 和常规的反相积分器 F008(2) 组成一个同相积分电路。其优点是电路的输出只有积分项, 不会产生不希望有的比例如项^[3]; 同时也满足由 $U_{02}(t)$ 的正向包络要得到正向积分电平 U 的要求, 以便 A/D 变换。即

$$U = - \left[- \frac{1}{RC} \int_0^\tau U_{02}(t) dt \right] = \frac{1}{RC} \int_0^\tau Ke_j(t) dt \quad (6)$$

式中, τ 仍是采样时间。重要的是恰当选择积分常数 RC , 使它满足在预估观测量 $M_j(t)$ 可能变动的范围内对不同大小的 $e_j(t)$ 都能线性积分, 而不出现积分“平顶”。如果 RC 取值过小, 积分速率快, 对较大的 $e_j(t)$ 积分, U 将出现“平顶”; 如果 RC 取值过大, 积分速率慢, 对较小的 $e_j(t)$ 积分, U 的电平低, 将影响后续 A/D 变换的分辨率和精度。

(二) 保持

对积分输出电平 U 进行 A/D 变换, 必须在积分器和 A/D 变换器之间加上采样保持电路, 才能保证 A/D 变换的可靠性和准确性。为此, 图 1 中采用了 LF398 采样保持专用集成块, 其逻辑控制端⑧仍由前述的采样脉冲列 $S_p(\tau)$ 控制。当 S_p 为“1”时, 使 LF398 处于采样状态(时间为 τ 微秒); 当 S_p 为“0”时, 使 LF398 处于保持状态, 这就为 A/D 变换器提供了足够的变换时间。顺便指出, 图 1 中对 $S(t)$ 的采样时间 τ 、对 $e_j(t)$ 的积分时间 τ 和这里的采样状态 τ 都是来自同一采样脉冲列 S_p 的脉宽为 τ 的同一脉冲。时间上的同步和一致是实现线性数据预处理的重要因素。

(三) A/D 变换

图 1 的 A/D 变换是通过 LM331 的 V/F 变换来实现的。LM331 单片集成块具有线性度好 ($\leq 0.01\%$)、温度稳定性高 ($\leq \pm 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$) 和宽的 V/F 变换范围 (可达 $1 \sim 100 \text{ KHz}/0 \sim 10 \text{ V}$), 因而具有很高的变换分辨率 δ (可达 $0.1 \text{ mV}/1 \text{ Hz}$)。电路调试时, 要注意“调零”和“比例调整”两个环节。当 LM331 的输入端⑦接零电位时, 仔细调节电位器

W_1 , 接于输出端③的频率计读数应为 0, “调零”完毕。当端⑦接 1.5V 时, 调节转换增益电位器 W_2 , 端③的频率显示应为 1.500KHz, “比例调整”完毕。于是 LM331 就工作于线性 V/F 转换状态, 在输出端③可获得对应于 $e_j(t)$ 的频率读数 N_j , 它就是 $e_j(t)$ 的原始数据。

综上所述, 图 1 是由几个功能不同的线性单元串接而成的线性系统, 实现了从模拟量 $S_j(t)$ 提取包络 $e_j(t)$ 再转换为数字量 N_j , 为后续微机数据处理提供转换线性好的原始数据。因篇幅所限, 本文尚未涉及微机处理及标定的问题。

五、实验结果

1. 在图 1 的抑制载波有源滤波器的输入端和输出端, 同时拍下 $S_j(t)$ 和 $U_{02}(t)$ 的波形, 分别如图 3(a) 和 3(b) 所示。比较二者可知, $U_{02}(t)$ 再现了 $S_j(t)$ 的包络 $e_j(t)$, 说明

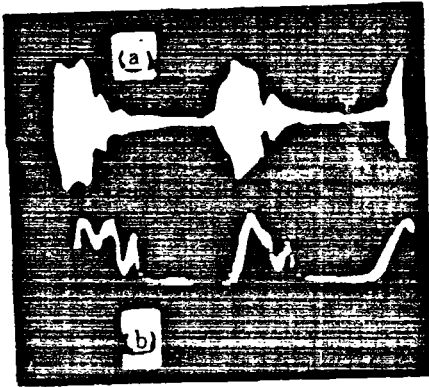


图 3 线性提取包络的波形
(a) 采样信号 $S_j(t)$ (b) $S_j(t)$ 的包络 $e_j(t)$

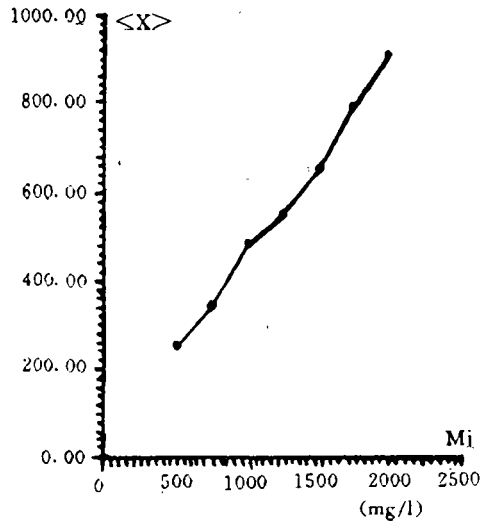


图 4 M_j 和其读数 $\langle X \rangle$ 的关系曲线

实现了线性提取包络一幅度信息。

2. 配制不同浓度 M_j 的粉沙悬浮液, 由其反向散射得到不同的 $S_j(t)$, A/D 变换 (LM331) 后输出的读数为不同的 $\langle X \rangle$, 并由微机绘图, 示于图 4。 M_j 和 $\langle X \rangle$ 的关系 (尚未标定) 基本上是一条直线。说明图 1 中线性提取包络后的数据预处理也具有良好的线性。

因此, 本文所讨论的方法和电路, 已应用于遥测水中悬沙含量的实验样机中, 并取得满意的结果。可供研制观测仪器的同行在解决同类问题时作为参考。

笔者感谢蒋志迪同学在毕业设计时对本文电路所做的许多工作。

(下转 55 页)

