

深井探测仪的数据处理

钱汝璞

(江南学院电子工程系,无锡 214063)

摘要 研究了用功时谱使脉冲包络锐化的算法,噪声的产生,以及平方包络积累使弱回波信号得以检测的算法,使深井探测仪的测量精度得以明显提高,预估所需混凝土数量准确性提高,解决了探测到淤泥层时回波淹没在噪声中的问题。

关键词 测量;数据处理;仪器;深井;建筑

中图分类号 TN911.76

0 前言

随着建筑的日益高层化和大型化,作为其基础工程的深井灌注技术也愈为人们所重视。可以说,深井灌注是决定整个建筑物内在质量的最重要因素之一。在开掘深井的过程中,鉴于地层构造的复杂性,可能会遇到潮湿、松软的淤泥而造成塌方,也可能会遇到暗沟或地下暗河,这就造成灌注的混凝土预估数量产生严重误差。因为高层建筑的深井直径通常大于80 cm,有的甚至达到200 cm,由这些误差造成的经济损失也可能是惊人的。目前我国建筑业使用的深井探测设备,不仅价格昂贵,而且精度并非都很理想。因此,较为准确地探测深井的井径,并获得更多地质状况信息,对于保证建筑质量和节省投资都是极为重要的。

1 深井探测的概况与问题

深井探测原理图示于图1。图中 A_1, A_2 是超声发射头, B_1, B_2 为超声接收装置,长约10 m的水泥导板提供测量的基准。深井探测仪依据回波接收时间推算井径。超声工作频率过低,则不易提高井径分辨率;频率过高,由于高频超声波在潮湿的淤泥区域的严重衰减,接收到的回波往往淹没在噪声之中。因此,超声工作频率取为20 kHz是较为适宜的。

深井探测中常见的主要问题为

1) 分辨率有待提高 对于20 kHz的超声波,如每次发射10周波形,则每前进1 cm需 5×10^4 s,即理想状

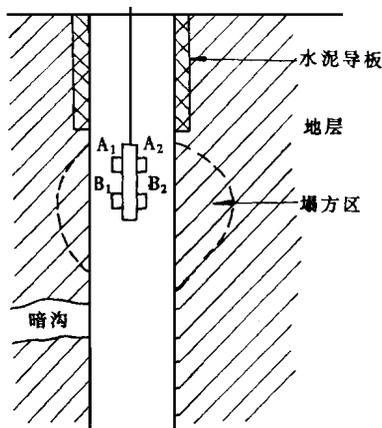


图1 深井探测原理图

态的包络脉宽已达 $\times 10^4$ s。由于井深仅为 80~200 cm, 从发射到接收超声波的时间间隔极为短暂。我们希望将测量误差控制在 cm 级, 由于噪声和多径反射形成的杂散回波等因素的影响, 波形总会有偏移, 易导致井径测量的不准确。为了提高精度, 就应该提高工作频率, 减少包络脉宽。可是工作频率的提高又会加剧淤泥区回波的衰减, 脉宽的减少也会降低信号能量而不利于消除噪声的影响。

2) 淤泥区回波的检测。鉴于分辨率的要求, 超声工作频率不宜过低。当工作频率取定为 20 kHz 时, 如果遇到非常潮湿的淤泥层, 回波常会被淹没在噪声中。这一方面是因为水中的超声波频率越高, 则衰减越大的原因, 另一方面是因为潮湿的淤泥区井壁难以保证平整, 塌方和杂物使井壁凹凸不平加大了杂散回波的影响。解决这个问题的途径之一是提高发射功率, 这又会使价格更为昂贵。

2 采用功时谱以提高分辨率的算法

深井探测仪的回波信号及其包络示于图 2。我们将第 1 个回波的到达时间取为时间轴的原点。由图可知, 包络 $x(t)$ 可被视作宽度为 t_0 的门脉 $g(t)$ 与冲激序列

$$p(t) = \sum_{k=0}^{\infty} U_k W(t - kT)$$

的卷积

$$x(t) = g(t) * p(t) \quad (1)$$

其中 U_k 为衰减系数, 且取 $U_0 = 1$ 。因此, 回波包络的锐化可归为卷积型同态滤波问题。

包络锐化的方法之一是微分。由于井壁的粗糙不平, 突出部分会造成部分回波提前于主波到达, 这部分回波产生的包络锐化会使微分所得的尖脉冲位置前移, 造成测量误差。况且, 微分又会增大噪声的影响, 当回波信号较弱时, 噪声微分的影响会比较明显。我们希望以包络达到最大值的时间作为测量的基准 (时常数的影响可予校正, 这也是设置水泥导板的潜在目的), 在此时间以后的波形能迅速衰减, 以致形成尖脉冲。功时谱技术正是能满足这种要求的有力工具。

另一种起锐化作用的方法是信号包络的平方化。以下论及的信号均以平方信号为前提。

设序列 $x(n)$ 为 $x(t)$ 的离散骨架。众所周知^[1], 当 $X(z) = Z[x(n)]$, 则

$$\hat{x}(n) = Z^{-1}\{\ln[X(z)]\} = Z^{-1}\{\ln[Z[x(n)]]\} = \frac{1}{2c} \oint_c \ln\{Z[x(n)]\} z^{n-1} dz \quad (2)$$

为序列 $x(n)$ 的复时谱。其中 c 为在 $\ln[X(z)]$ 的收敛域上的闭合曲线。为了便于使用快速 Fourier 变换 (FFT) 作复时谱运算, 限定 c 为单位圆。我们还限定 $x(n)$ 和 $\hat{x}(n)$ 是实的、稳定的, 这也是实际测量的要求。为避免复时谱计算中出现的相位卷绕, 常规的复时谱计算过程为: 1) 正交换: $x(n) \rightarrow X(e^{j\omega})$; 2) 取对数: $X(e^{j\omega}) \rightarrow \ln X(e^{j\omega}) = \hat{X}(e^{j\omega})$; 3) 对数求导: $\hat{X}(e^{j\omega}) \rightarrow \hat{X}'(e^{j\omega}) = \frac{X'(e^{j\omega})}{X(e^{j\omega})}$; 4) 求复时谱: $\hat{X}'(e^{j\omega}) \rightarrow \hat{x}(n)$;

上述过程利用 FFT 和 Fourier 变换性质可以很方便地实现。

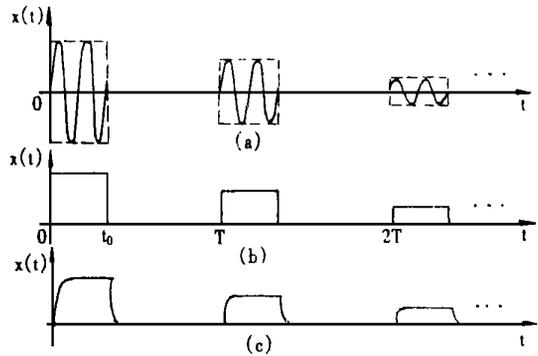


图 2 理想的回波信号 (a) 及其包络 (b), 以及受时常数影响的包络 (c)

序列 $x(n)$ 的功时谱 $\hat{x}_{pc}(n)$ 定义为

$$\hat{x}_{pc}(n) = \{Z^{-1}[\ln |X(z)|^2]\}^2 = \left\{ \frac{1}{2c_j} \oint_c \ln |Z[x(n)]|^2 z^{n-1} dz \right\}^2 = [\hat{x}(n) + \hat{x}(-n)]^2 \quad (3)$$

即功时谱为复时谱偶部平方的4倍,它更有利于脉冲的锐化,因而能更有效地估计回波的到达时间

当接收平方包络时间序列 $x(n)$ 为

$$x(n) = g(n) * p(n)$$

时, $x(n)$ 的复时谱 $\hat{x}(n)$ 为

$$\hat{x}(n) = \hat{g}(n) + \hat{p}(n) \quad (4)$$

式中 $\hat{g}(n)$ 为 $g(n)$ 的复时谱, $\hat{p}(n)$ 为 $p(n)$ 的复时谱. 由式(3),只要知道了复时谱的性质,就可以推得功时谱的有关性质

因为 $g(n)$ 是长度为 $(m+1)$ 的有限长度序列,因而

$$G(z) = Z[g(n)] = Az^{-m_2-1} \prod_{k=1}^{m_1} (1 - akz^{-1}) \prod_{k=1}^{m_2} (1 - bkz) \\ \hat{G}(z) = \ln A + \ln(z^{-m_2}) + \sum_{k=1}^{m_1} \ln(1 - akz^{-1}) + \sum_{k=1}^{m_2} \ln(1 - bkz) \\ \hat{g}(n) = Z^{-1}[\hat{G}(z)] \quad (5)$$

其中 $m_1 + m_2 = m - 1$, $|a_k| < 1$, $|b_k| < 1$ 设常量 A 对 $\hat{g}(n)$ 的贡献为 $\hat{g}^A(n)$, 则

$$\hat{g}^A(n) = \begin{cases} \hat{g}(0), & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}$$

设位移因子 z^{-m_2-1} 对 $\hat{g}(n)$ 的贡献为 $\hat{g}^{m_2}(n)$, 则

$$\hat{g}^{m_2}(n) = \begin{cases} 0, & n = 0 \\ (-1)^{n+1} \frac{m_2+1}{n}, & n \neq 0 \end{cases}$$

单位圆内的零点 a_k 产生的分量 $\hat{g}^{a_k}(n)$ 为

$$\hat{g}^{a_k}(n) = Z^{-1}[\ln(1 - akz^{-1})] = \begin{cases} 0, & n \leq 0 \\ -\frac{a_k^n}{k} \ln, & n > 0 \end{cases}$$

单位圆外的零点 b_k 产生的分量 $\hat{g}^{b_k}(n)$ 为

$$\hat{g}^{b_k} = Z^{-1}[\ln(1 - bkz)] = \begin{cases} b_k^{-n} \ln, & n < 0 \\ 0, & n > 0 \end{cases}$$

因此,式(5)所示的复时谱是上述各分量之和

对于 $p(n)$,因为超声工作频率为 20 kHz,这意味着在潮湿的地层构造处有较大的衰减,因此

$$p(n) = \sum_{k=0}^{\infty} U_k \delta(t - kT)$$

中的 $U_k, k \geq 2$,通常是比较小的,我们最关注的是确定回波时间,因此不妨取 $U_k, k \geq 2$,为零,这种假设不妨碍井径的测定.此时, $p(n)$ 的复时谱就简化为

$$\hat{p}(n) = \begin{cases} 0, & n \leq 0 \\ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{U_k}{k} \delta(n - kT), & n > 0 \end{cases}$$

这样, 超声探头与前、后井壁的距离都可以较为准确地测得

3 检测弱回波信号的算法

深层探测仪可近似为窄带系统。对窄带系统而言, 由热噪声和散弹噪声构成的起伏噪声, 其幅度(包括)为 Rayleigh 分布的随机过程^[2-3], 即幅度 n 服从下述概率分布

$$p(n) = \frac{n}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{n^2}{2\sigma^2}\right], \quad n \geq 0$$

而平方包络 $R_t = n^2$ 服从指数分布, 其中 σ^2 为噪声功率。

$$p(R_t) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left[-\frac{R_t}{2\sigma^2}\right], \quad R_t \geq 0 \quad (6)$$

对于弱信号回波的区域, 例如淤泥区, 不仅由于水分含量高而使衰减增大, 而且井壁通常也是凹凸不平, 极为粗糙, 因此, 接收端接收的信号极为复杂。设发射信号为

$$S_0(t) = a_0 \exp[j(k_0 t + h_0)]$$

则经粗糙不平的表面反射后, 杂散回波为

$$S(t) = \sum_{k=1}^n a_k \exp\{j[(k_0 t + h_0) + h_k]\} =$$

$$a_t \exp(jh) \exp[j(k_0 t + h_0)] = (R + jS) \exp[j(k_0 t + h_0)]$$

$$\text{式中 } a_t = \left[\left(\sum_{k=1}^n a_k \cosh h_k \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^n a_k \sinh h_k \right)^2 \right]^{1/2}; \quad R = \sum_{k=1}^n a_k \cosh h_k; \quad S = \sum_{k=1}^n a_k \sinh h_k;$$

$h = \text{tg}^{-1} \frac{S}{R}$, 且 n 可近似为无穷大。由中心极限定理, R 和 S 服从高斯分布。运用 Jacobian 变换, 易证其合成振幅 a 服从 Rayleigh 分布。同理, 其平方振幅 $A_t = a_t^2$ 服从指数分布

$$p(A_t) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left[-\frac{A_t}{2\sigma^2}\right], \quad A_t \geq 0 \quad (7)$$

其中 σ^2 为 R 或 S 的方差。

由于窄带随机过程的同相分量和正交分量是相互独立的零均值高斯过程, 杂散回波中的 R 和 S 通常也视作相互独立的零均值高斯过程, 因此窄带过程的同相分量和正交分量可以分别与杂散回波的 R 和 S 合并, 结果仍是高斯变量, 合成振幅仍为 Rayleigh 过程, 平方包络仍服从指数分布。正弦波 $S = A_c \cos(k_c t + \theta)$ 与窄带噪声之和的包络 z_t 服从 Rician 分布

$$p(z_t) = \frac{z_t}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(z_t^2 + A_c^2)\right] I_0\left[\frac{A_c z_t}{\sigma^2}\right]$$

式中 $I_0(x)$ 为零阶修正 Bessel 函数。包络平方 $Z = Z^2$ 为非中心 χ^2 分布的特例

$$p(Z) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(Z + A_c^2)\right] I_0\left[\frac{A_c Z^{1/2}}{\sigma^2}\right] \quad (8)$$

对于弱回波信号, 我们采用积累的方法来检测回波, 见图 3。

当无信号存在时, 经 M 个平方包络样本的积累, 其和 q_N 为

$$q_N = \sum_{k=1}^M x_{Nk}^2$$

其中 x_{Nk}^2 是仅由窄带噪声和杂散回波产生的方差归一化的平方包络第 k 个样本。由于每个平方包络样本为两个高斯变量的平方和, 因而 q_N 服从自由度为 $2M$ 的 χ^2 分布

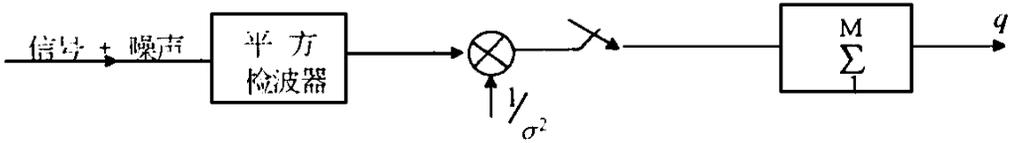


图3 平方检测后积累

$$p(q_N) = \frac{1}{2^M \Gamma(M)} q_N^{M-1} e^{-q_N/2}, \quad q_N \geq 0$$

对于主回波与窄带过程及杂散回波之和的平方包络,其积累 q_s 为

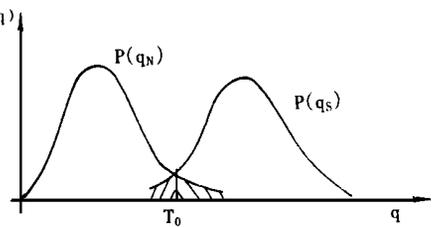
$$q_s = \sum_{k=1}^M (A_k + x_{Nk})^2$$

A_k 为第 k 个回波中主回波的振幅,这里视作常数。同理, q_s 服从自由度为 $2M$ 的非中心 χ^2 分布

$$p(q_s) = \frac{1}{2} \left(\frac{q_s}{\lambda} \right)^{(M-1)/2} \exp \left[-\frac{\lambda}{2} - \frac{q_s}{2} \right] I_{M-1} \left[(q_s \lambda)^{1/2} \right], \quad q_s \geq 0$$

其中 $\lambda = MA^2 / \sigma^2$, $MA^2 = \sum_{k=1}^M A_k^2$, $I_{M-1}(x)$ 为 $M-1$ 阶修正 Bessel 函数。

典型的 q_N 和 q_s 的概率分布曲线如图 4 所示。 T_0 为判决门限,阴影部分为差错概率。 T_0 的不同取值对应不同的判决准则,假设检验已提供了多种准则。 T_0 的一种简便的取值可为两曲线的交点。通过这样的累积判决,弱信号回波可被较好地得到检测。实践中, T_0 根据统计试验的方法获得。

图4 χ^2 密度函数与非中心 χ^2 密度函数

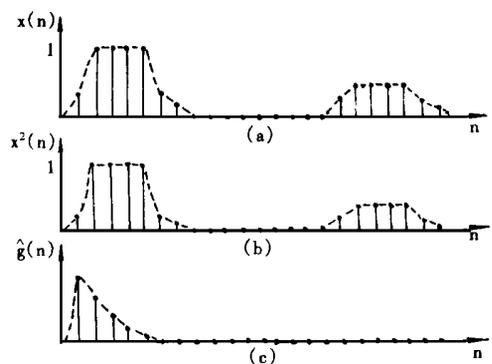
4 结果与分析

对于图 5(a) 中的回波包络,其平方包络示于图 5(b) 中。由 $g(n)$ 积累 5 次算得功时谱示于图 5(c)。可见,平方包络得到了明显锐化,这就能较为准确地测得并径。

根据 U_1 的大小,尚可以推知土壤的潮湿程度。如果更进一步了解地层结构,可以使用最小平方滤波法对 U_1 加以估计^[4]。

还应当指出的是,由复时谱中的 $\hat{g}_1(n)$ 和 $\hat{g}_{m_2}(n)$ 可推知,积累实际上会增大 $\hat{g}(1)$,而这正是我们所企求的尖锐化的结果。

由于塌方主要产生在淤泥层,而高频超声回波在淤泥层衰减很快,因而通常仅需对回波和回波的回波(第 2 回波)采样即可满足要求。

图5 回波包络(a),平方包络(b)及 $g(n)$ 的功时谱(c)

至于回波较强的硬土层井径,通常井壁也较光滑平整,井径的测定就容易多了。

5 结 语

深井探测仪的测距精度可由脉冲锐化加以解决。事实上,由于可利用 FFT来计算复时谱,因而可增大采样密度,使测量精度达到 cm级,功时谱的性质本身也保证了具有测时(测距)的高精度。因为我们可对平方包络的积累值进行功时谱运算,因而这更有利于排除随机干扰的影响,提高测量精度。弱回波信号的检测实质上是利用了高斯窄带过程的零均值性质,经大量的统计试验决定判决门限。这两部分内容均已取得满意的结果。如果噪声及杂散回波不是高斯分布的,其积累结果如何,还有待于进一步研究。不过,高斯假设实际上是反映了一种较为恶劣的环境,因为,在平均功率受限的条件下,高斯分布具有最大熵。

参 考 文 献

- 1 何振亚. 数字信号处理的理论与应用. 北京: 人民邮电出版社, 1983
- 2 Van Tree H L. Detection, estimation, and modulation theory, Wiley, New York, Part 1, 1968; Part 2, 1972
- 3 Shanmuyan K S. Random signals detection, estimation and date analysis. John Weley & sons. 1988
- 4 周耀华等. 数字信号处理. 上海: 复旦大学出版社, 1992

Data Processing of Deep Well Detector

Qian Rupu

(Jiangnan Institute, Wuxi 214036)

Abstract In order accurately to estimate the amount of cement, which is needed for the deep well piles poured in place, we must improve the measuring precision of deep well detectors. The problem which the returned wave signals are submerged in noise with the sitl-seam of deep well being measured must be solved too. In this paper, the algorithm for sharpening pulse envelope using paver cepstrum and the algorithm for measuring the weak return wave singals using square envelope accumulation are presented. By use of the singal processing technique the measuring accuracy can be improved evidently.

Key-words measuring; data processing; instrument; deep well; construction

(责任编辑: 陈 娇)