

用脉间相关法测量海洋声信道的时变特性*

陈 庚 徐 俊 华

(中国科学院声学研究所)

本文提出一个研究海洋声传输信道随机时变特性的脉间相关法。导出了周期脉冲经声信道传播的脉间相关函数的表达式,给出了声传播信道和固定目标反射信道脉间相关系数的测量结果,并对信道模型和测量结果作了初步分析。

一、脉间相关与信道模型

1. 时变信道脉间互相关函数的推导

近年来有关水声信道的大量研究指出 [1—3], 由于海面的波浪起伏, 海底的分层不均匀和不平整, 以及海水介质的非均匀性所产生的散射折射效应, 使实际的海洋声传输信道不仅是多途的, 而且是随机时、空变的。我们可以把固定发射和接收点间的水声信道看作是一个线性、随机时变滤波器, 其时变特性可用系统的相关函数来描述:

$$R_H(i\omega_1, t_1, \Delta\omega, \tau) = E[H(i\omega_1, t_1)H^*(i\omega_2, t_2)] \quad (1)$$

式中 $H(i\omega, t)$ 是时变系统的传递函数。

线性系统的输入、输出关系(图 1)可表示为

$$Y(t) = \int_{-\infty}^t h(t-\tau, t)X(\tau)d\tau = \int_0^{\infty} h(\tau, t)X(t-\tau)d\tau \quad (2)$$

式中

$$h(\tau, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(i\omega, t)e^{i\omega\tau}d\omega \quad (3)$$

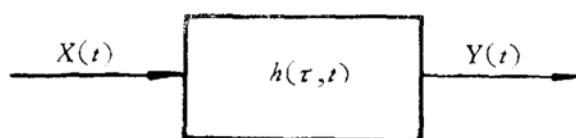


图 1 时变系统输入输出模型

Schematic diagram of time-variant system.

系统输出 $Y(t)$ 的相关函数表式是

$$\begin{aligned} R_y(t_k, t_n) &= E[Y(t_k)Y(t_n)] \\ &= E \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} h(u_k, t_k)h(u_n, t_n)X(t_k - u_k)X(t_n - u_n)du_k du_n \end{aligned}$$

* 1979 年 12 月 18 日收到。

k, n 表示随机过程 $Y(t)$ 在 t_k 和 t_n 时, 样本点的标号。如果 X 与 h 统计独立, 则

$$\begin{aligned} R_y(t_k, t_n) &= \iint_0^\infty \mathbf{E}[h(u_k, t_k)h(u_n, t_n)] \cdot \mathbf{E}[X(t_k - u_k)X(t_n - u_n)] du_k du_n \\ &= \iint_0^\infty \mathbf{E}[h(u_k, t_k)h(u_n, t_n)] \cdot R_x(t_k - u_k, t_n - u_n) du_k du_n \end{aligned} \quad (4)$$

式中 R_x 是输入信号的相关函数。

若系统输入端作用一个周期性重复的确定信号 $X(t + mT)$, 参看输入输出时间图

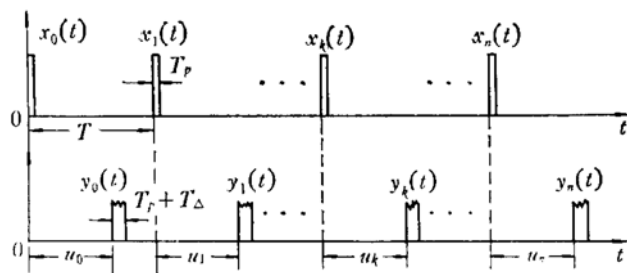


图2 周期脉冲作用信道系统的输入输出时间图

Schematic illustration of the response of channel system to periodic pulses.

定义域

$$\begin{aligned} X_m(t) &= X(mT + t) \quad [mT, mT + T_p] \\ Y_m(t) &= Y(mT + u_m + t) \quad [mT + u_m, mT + u_m + T_p + T_d] \\ m &= 0, 1, 2, \dots, N-1. \end{aligned}$$

式中 T_p ——输入信号的脉冲宽度;

T_d ——信道引起的时间扩展。

$$Y_k(t) = Y(t_k) = \int_0^\infty h(u_k, t_k) X(t_k - u_k) du_k \quad (5)$$

$$Y_n(t) = Y(t_n) = \int_0^\infty h(u_n, t_n) X(t_n - u_n) du_n \quad (6)$$

将先收到的 $Y_k(t)$ 延时, 求 $Y_k(t)$ 和 $Y_n(t)$ 的脉间相关函数。令

$$t_n = t_k + \tau' \quad (7)$$

(7) 式中的 τ' 为延迟时间, 为书写方便以后将略去撇号。

$$\begin{aligned} R_y(t_k, t_k + \tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T Y(t_k) Y(t_k + \tau) dt_k \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \iint_0^\infty h(u_k, t_k) h(u_n, t_k + \tau) X(t_k - u_k) X(t_k + \tau - u_n) du_k du_n dt_k \end{aligned} \quad (8)$$

若系统是广义平稳的, 并假定信道的响应函数随 t_k 的变化在 $[0, T]$ 内比较缓慢, 则可近似得到

$$\begin{aligned} R_y(\tau) &\simeq \iint_0^\infty h(u_k, \bar{t}) h(u_n, \bar{t} + \tau) \left[\frac{1}{T} \int_0^T X(t_k - u_k) X(t_k + \tau - u_n) dt_k \right] du_k du_n \\ &= \iint_0^\infty h(u_k, \bar{t}) h(u_n, \bar{t} + \tau) R_x(\tau + u_k - u_n) du_k du_n \end{aligned} \quad (9)$$

$\bar{t}$ 表示积分区域的均值。(9) 式两边对 k, n 求统计平均

$$\mathbf{E}[R_y(\tau)] = \mathbf{E} \int_0^\infty \int_0^\infty h(u_k \bar{t}) h(u_n, \bar{t} + \tau) R_x(\tau + u_k - u_n) du_k du_n$$

交换 $\mathbf{E}$ 和积分号的顺序, 并考虑到 X 为确定性信号

$$R_y(\tau) = \int_0^\infty \int_0^\infty \mathbf{E}[h(u_k, \bar{t}) h(u_n, \bar{t} + \tau)] R_x(\tau + u_k - u_n) du_k du_n \quad (10)$$

可见, 当系统输入端作用周期性确定信号时, 系统输出端 $Y(t)$ 的相关函数 $R_y(\tau)$ 是 (4) 式特殊情况。

将 (3) 代入 (10) 式

$$R_y(\tau) = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\infty \int_{-\infty}^\infty \int_{-\infty}^\infty \mathbf{E}[H(i\omega_k, \bar{t}) H^*(i\omega_n, \bar{t} + \tau)] R_x(\tau + u_k - u_n) \cdot e^{i(\omega_k u_k - \omega_n u_n)} du_k du_n d\omega_k d\omega_n$$

因 $t < 0$ 时, $h(u_n t_n) = h(u_k, t_k) = 0$ 可将零积分限改为 $-\infty$, 再将 (1) 代入上式

$$= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^\infty \int_{-\infty}^\infty R_H(\omega_k, \Delta\omega, \tau) \cdot R_x(\tau + u_k - u_n) e^{i(\omega_k u_k - \omega_n u_n)} \cdot du_k du_n d\omega_k d\omega_n \quad (11)$$

式中 $\Delta\omega = \omega_n - \omega_k$

又因积分

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^\infty R_x(\tau + u_k - u_n) e^{i(\omega_k u_k - \omega_n u_n)} du_k du_n \\ &= \int_{-\infty}^\infty R_x(\tau + z) e^{i\omega_k z} \cdot e^{i(\omega_k - \omega_n)u_n} dz du_n \\ &= X(\omega_k) e^{-i\omega_k \tau} \delta(\omega_k - \omega_n) \end{aligned} \quad (12)$$

将 (12) 代入 (11) 式, 则

$$\begin{aligned} R_y(\tau) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^\infty R_H(\omega_k, \Delta\omega, \tau) X(\omega_k) e^{-i\omega_k \tau} \delta(\omega_k - \omega_n) d\omega_k d\omega_n \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^\infty R_H(\omega, 0, \tau) X(\omega) e^{-i\omega \tau} d\omega \end{aligned} \quad (13)$$

式中 $X(\omega)$ 是输入信号的功率谱密度。

如果在系统输入端加频率为 ω_0 、振幅为 A 、宽度为 T_p 的正弦填充脉冲时,

$$X(\omega) \simeq \left(\frac{AT_p}{2}\right)^2 \left[\left(\frac{\sin(\omega - \omega_0)T_{p/2}}{(\omega - \omega_0)T_{p/2}} \right)^2 + \left(\frac{\sin(\omega + \omega_0)T_{p/2}}{(\omega + \omega_0)T_{p/2}} \right)^2 \right]$$

当 T_p 取得足够宽时, $(\sin x)/x$ 函数可用 δ 函数代替, 则

$$X(\omega) \simeq \left(\frac{AT_p}{2}\right)^2 [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] \quad (14)$$

将 (14) 代回 (13) 可得

$$\begin{aligned}
 R_y(\tau) &\simeq \frac{1}{4\pi^2} \left(\frac{AT_p}{2} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\omega, 0, \tau) e^{-i\omega\tau} [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] d\omega \\
 &= \frac{1}{8\pi^2} (AT_p)^2 R_H(\omega_0, 0, \tau) \cdot \cos \omega_0 \tau
 \end{aligned} \quad (15)$$

由以上分析可知, 改换不同的 ω_0 , 实测出 $R_y(\tau)$, 由 (15) 式便可求出系统的相关函数 $R_H(\omega_0, 0, \tau)$. 当 $R_H(\omega, 0, \tau)$ 相对 $X(\omega)$ 是 ω 的慢变函数时, 则可把 (13) 式中的 $R_H(\omega, 0, \tau)$ 从积分号中提出来.

$$\begin{aligned}
 R_y(\tau) &\simeq \frac{1}{4\pi^2} R_H(\omega_0, 0, \tau) \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega) e^{-i\omega\tau} d\omega \\
 &= \frac{1}{2\pi} R_H(\omega_0, 0, \tau) \cdot R_x(\tau)
 \end{aligned} \quad (16)$$

式中 ω_0 为信号的中心频率.

根据 (7) 式, 我们可将 R_x 中的 τ 写作 $\tau = (n - k)T + \tau_x$ 去掉周期量 $(n - k)T$, (16) 式变为

$$R_y(\tau) \simeq \frac{1}{2\pi} R_H(\omega_0, 0, \tau) \cdot R_x(\tau_x) \quad (17)$$

总之, 不论采用何种信号形式, 通过实测得到的脉间相关函数, 由 (17) 式就能求出描写信道特性的系统函数 $R_H(\omega, 0, \tau)$.

2. 对海洋声道特性的一些解释

实际的海洋声传输信道, 众所周知, 它是十分复杂的, 由于物理机制各不相同的随机非均匀因素的影响, 使声信号沿信道的传播不仅是多途的, 而且还是随机时、空变的. 故描写信道特性的系统函数也是时、空变的随机函数, 如 $h = h(\tau, t, \mathbf{r})$, $H = H(i\omega, t, \mathbf{r})$. 如果 h 或 H 是非相干的纯随机过程 (无平均部分), 那么将使匹配滤波和脉间相关的信号处理方法完全失效. 相反, 若 h 和 H 是完全确定的函数, 即信道是确定性的, 譬如, 对单途无畸变信道, 匹配滤波器就能达到自己最理想的处理增益 $10 \log(2W_f T)$, (W_f ——接收机前置带宽; T ——信号长度), 对稳定多途信道, 脉间相关系数 (对大信噪比) 将接近 1. 而实际情况却处于二者之间, 且相关输出和海况、海区、具体的测量时间等有极为密切的关系. 以上说明信道的系统函数应由两部分组成. 即

完全相干的确定过程——它是由波导效应、稳定的声速梯度、稳定的海流等构成的信道“稳定部分”, 此外, 确定过程也包含信道系统函数的时变相干成分;

非相干的随机时变过程——它是由海面的随机起伏, 湍流, 非均匀散射体的随机运动等构成的信道系统函数的非相干部分. 因而系统响应函数可写为

$$h(u, t) = \sqrt{E_0} h_0(u) + \sqrt{E_1} \tilde{h}(u, t) + \sqrt{E_2} \tilde{\tilde{h}}(u, t) \quad (18)$$

式中 $\sqrt{E_0}$ 、 $\sqrt{E_1}$ 、 $\sqrt{E_2}$ 是响应函数归一化加权系数, 由信道的具体环境决定.

上式中的第一项和第二项分别代表信道的稳定部分和信道时变响应函数的相干分量, 它们都是信道完全相干的确定变换; 第三项代表信道非相干的随机变换. 故 (4) 式的脉间相关函数可写成

$$R_y(t_k, t_n) = \int_0^\infty \int_0^\infty \mathbf{E}[(\sqrt{E_0}h_0(u_k) + \sqrt{E_1}\bar{h}(u_k, t_k) + \sqrt{E_2}\tilde{h}(u_k, t_k))(\sqrt{E_0}h_0(u_n) + \sqrt{E_1}\bar{h}(u_n, t_n) + \sqrt{E_2}\tilde{h}(u_n, t_n))] \cdot R_x(t_k - u_k, t_n - u_n) du_k du_n \quad (19)$$

因

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[\cdot] &= \mathbf{E}[(\sqrt{E_0}h_0(u_k) + \sqrt{E_1}\bar{h}(u_k, t_k))(\sqrt{E_0}h_0(u_n) + \sqrt{E_1}\bar{h}(u_n, t_n))] \\ &= E_0h_0(u_k)h_0(u_n) + \sqrt{E_0E_1}(h_0(u_k)\bar{h}(u_n, t_n) + h_0(u_n)\bar{h}(u_k, t_k)) \\ &\quad + \mathbf{E}[E_1\bar{h}(u_k, t_k)\bar{h}(u_n, t_n)] \end{aligned} \quad (20)$$

当过程是广义平稳时, (20) 式变为

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[\cdot] &= E_0h_0(u_k)h_0(u_n) + \sqrt{E_0E_1}(h_0(u_k)\bar{h}(u_n) + h_0(u_n)\bar{h}(u_k)) \\ &\quad + E_1R_h(u_k, u_n, \tau) \\ &= A(u_k, u_n) + E_1R_h(u_k, u_n, \tau) \end{aligned} \quad (21)$$

式中 $A(u_k, u_n)$ 代表前两项之和, R_h 是信道响应函数的相关函数. 把 (21) 式代入 (19), 并把输入信号相关函数宗量中的周期量去掉, 则

$$R_y(\tau) = \int_0^\infty \int_0^\infty A(u_k, u_n)R_x(\tau_x + u_k - u_n) du_k du_n + \int_0^\infty \int_0^\infty E_1R_h(u_k, u_n, \tau) \cdot R_x(\tau_x + u_k - u_n) du_k du_n$$

适当调整延时 τ_x , 总可得到

$$\begin{aligned} R_y(\tau) &= \int_0^\infty \int_0^\infty A(u_k, u_n)R_x(0) du_k du_n + \int_0^\infty \int_0^\infty E_1R_h(u_k, u_n, \tau)R_x(0) du_k du_n \\ &= B + R_y(\tau) \end{aligned} \quad (22)$$

将 $R_y(\tau)$ 归一化便可得到脉间相关系数 $\rho_y(\tau)$.

$$\rho_y(\tau) = b + \gamma_y(\tau) \quad (23)$$

常数 b 表征信道的“稳定部分”, 对一定的发、收位置它与时间无关. $\gamma_y(\tau)$ 是系统函数相干部分对脉间相关系数的贡献.

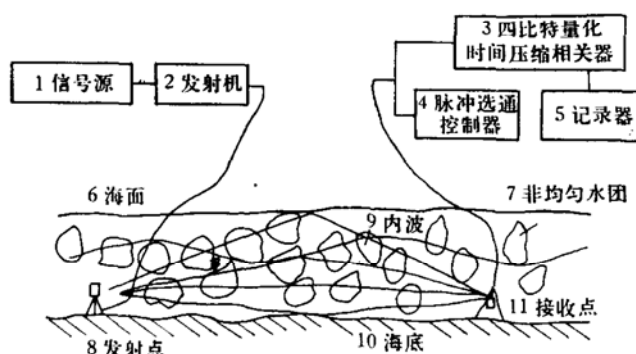
从我们在浅海对声传播信道和固定目标反射信道脉间相关系数 $\rho_y(\tau)$ 的测量表明, 所谓信道的“稳定部分”是存在的, 因 $\rho_y(\tau)$ 随 τ 的增加而减小, 并趋于某一“稳定值” b . 由于信道的随机时变性质, 使 $\rho_y(\tau)$ 随相关时间的增长而下降, 不同的下降速率反映了不同的传输特性, 从而也反过来说明了脉间相关法是研究信道时变性质的有效手段. 下面将分别介绍测量方法, 部分实测结果及对结果的初步分析.

二、脉间相关函数 $R_y(t_1, t_2)$ 的测量方法与测量结果

1. 测量方法

上面提到表征信道时变特性的系统相关函数 $R_H(\omega, t_1, t_2)$ 直接可从系统输出相关函数 $R_y(t_1, t_2)$ 求得. 下面分别介绍研究单程传播信道和双程回波信道的 $R_y(t_1, t_2)$ 的测量方法.

(1) 单程传播 $R_y(t_1, t_2)$ 的测量见图 3

图3 单程信道 $R_y(t_1, t_2)$ 的测量示意图

Block diagram of measuring $R_y(t_1, t_2)$ of one-way propagation channel
 1 Signal generator, 2 Transmitter, 3 4-bits quantized compressed-time correlator, 4 Time gate, 5 Recorder, 6 Sea surface, 7 Inhomogeneous water group, 8 Transmitting point, 9 Interior wave, 10 Seaground, 11 Receiving point.

发射系统放置发射船上,发射换能器固定于海底,接收用固定于海底的水下基阵。发射机受信号源控制,以 $T = 5$ 秒的间隔发射调频脉冲 FM 100 和 32×20 的编码调相脉冲,脉冲宽度为 640 ms。脉冲信号经水声传播信道进入四比特量化线性时间压缩相关器,同时进入脉冲选通控制器,由控制器给出控制方波把接收到的脉冲按顺序分组,每 N 个脉冲分成一组, $n = 1, 2, \dots, N$ 。并使相关器存住第一个接收到的脉冲作参考信号,分别与第二个、第三个、 $\dots$,第 N 个接收到的脉冲求相关。这样分别求出 $R_{yi1}(t_1, t_2)$, $R_{yi2}(t_1, t_3)$, $\dots$, $R_{yiN}(t_1, t_N)$ $i = 1, 2, \dots, k$ (i 为编组号), $t_2 - t_1 = T$, $t_3 - t_1 = 2T$, $\dots$, $t_N - t_1 = (N - 1)T$ 。

为了消除脉冲幅度起伏的影响,将所测得的相关函数换算成相关系数,即

$$\rho_{yi1}(t_1, t_2) = R_{yi1}(t_1, t_2) / [Y_{i1}(t_1)Y_{i2}(t_2)] \quad (24)$$

式中

$$Y_{i1}(t_1) = \sqrt{R_y(t_1, t_1)} = \sqrt{R_{yi1}(0)}$$

$$Y_{i2}(t_2) = \sqrt{R_y(t_1, t_2)} = \sqrt{R_{yi2}(0)}$$

将各组的 ρ_{yi1} , ρ_{yi2} , $\dots$, $\rho_{yi(N-1)}$ 各自按宗量

$i = 1, 2, \dots, k$ 作平均

$$\bar{\rho}_{yn} = \left(\frac{1}{k}\right) \sum_{i=1}^k \rho_{yin} \quad n = 1, 2, \dots, (N - 1) \quad (25)$$

求出均值与标准差并绘制成图。

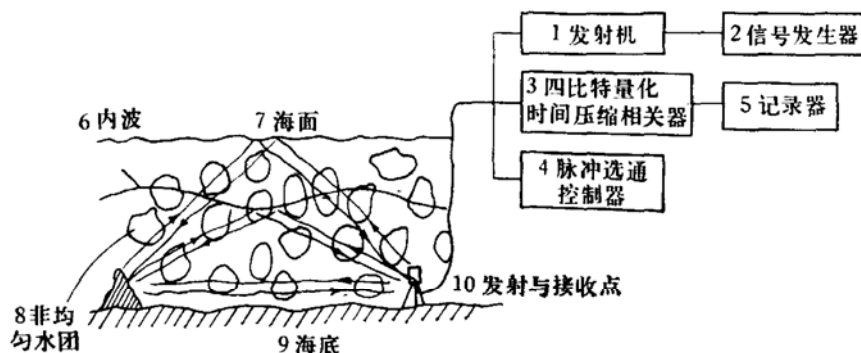
(2) 双程回波 $R_y(t_1, t_2)$ 的测量见图 4

测量方法基本与单程传播时相同,所不同者发射与接收均是固定在海底同一处的水下基阵。回波来自选定的某个方位上一定距离的固定目标。当选定 16 链处固定目标时,发射脉冲的间隔 $T = 10$ 秒,选定 56 链处固定目标时, $T = 20$ 秒。

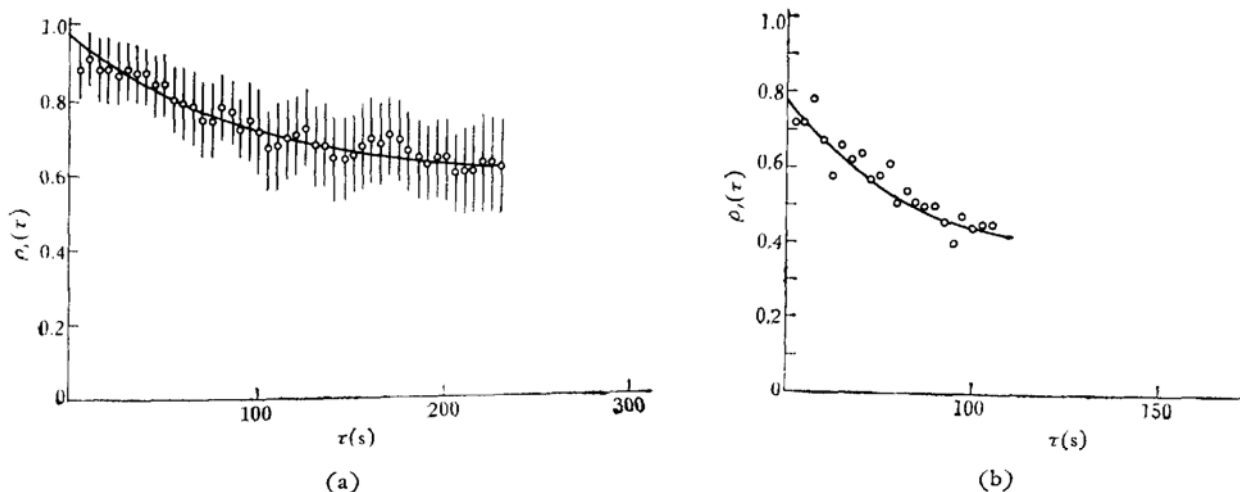
2. 结果与分析

图 5—7 是实测的 $R_y(t_1, t_2)$ 经换算而得到的相关系数曲线。具体的测量条件已标于图上。“0”是测量值,实线是以最小二乘法拟合的曲线。

根据对数据的统计分析指出,传播信道和固定目标反射信道的脉间相关系数随时间的增

图4 双程信道 $R_y(t_1, t_2)$ 的测量示意图

Block diagram of measuring $R_y(t_1, t_2)$ of two-way propagation channel
 1 Transmitter, 2 Signal generator, 3 4-bits quantized compressed-time correlator,
 4 Time gate, 5 Recorder, 6 Interior wave, 7 Sea surface, 8 Inhomogeneous
 water group, 9 Seaground, 10 Transmitting and receiving point.



(a) 79.4.27 浅海传播固定发射接收点距离 40 链信号形式: FM 100 宽 640 ms

○ 测量点是 22 组数据算术平均, 并标出标准差

— 实线为拟合曲线: $\rho_y(\tau) = ae^{-\alpha\tau} + b$ $a = 0.37$; $\alpha = 0.011$; $b = 0.6$

(b) 79.4.28 浅海传播固定发射接收点间距 70 链信号形式: FM 100 宽 640 ms

○ 测量点是 6 组数据平均值(标准差 $\sigma_n < 0.15$)

— 实线为拟合曲线: $\rho_y(\tau) = ae^{-\alpha\tau} + b$ $a = 0.436$; $\alpha = 0.016$; $b = 0.36$

图5 单程信道脉冲相关系数随时间的变化

Time variance of the correlation coefficients between signal pulses in the transmission channel

(a) The transmitting and receiving point are fixed. $R = 4$ nm.;
Signal: FM 100; $T = 640$ ms

(b) The transmitting and receiving point are fixed; $R = 7$ nm; Signal:
FM 100; $T = 640$ ms

长基本上按指数规律衰减, 并且信道的时变特性可用如下的示意图 8 作概括的说明。

(1) 对理想无噪声干扰的确定性信道, 脉间相关系数与时间无关, 且 $\rho_y(\tau) = 1$ 。

(2) 有非相关干扰背景的确定性信道 (如有稳定多途的信道), 固定的相关损失是由接收信号中混入的噪声、混响的非相关性产生的, $\rho_y(\tau)$ 也不随时间改变, 并趋于某常数 $(a + b)$ 。

(3) 对具有部分相干特性的随机时变信道, 由大量数据的统计分析表明, 脉间相关系数随时间的增长按指数规律下降, 参看 (23) 式.

$$\rho_y = ae^{-\alpha\tau} + b$$

式中 a, α, b 为常数, 其中 a, b 与 (18) 式中的 E_0, E_1 相当, 而 E_2 则表示信道满足广义平稳非相干散射 (WSSUS) 条件^[3]的散射部分, 它们由具体的环境条件决定.

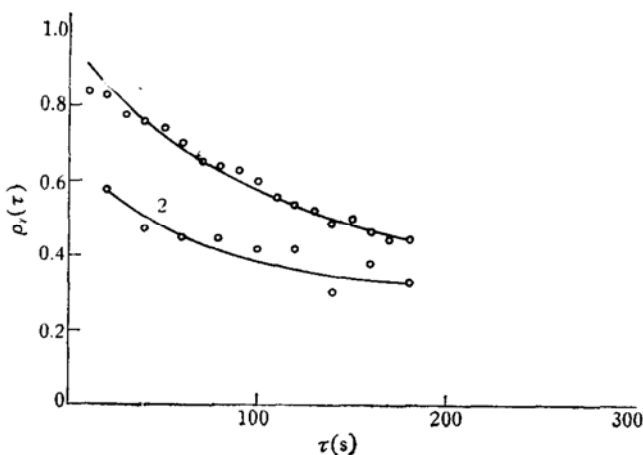


图 6 双程信道脉间相关系数随时间的变化

79.5.7 浅海固定目标反射 FM 100 640 ms

1. 目标距基阵 16 链: 测点“○”是 36 组数据的平均值

标准差 [0.13—0.18] 拟合曲线 $\rho_y = ae^{-\alpha\tau} + b$

$a = 0.6; \alpha = 0.0104; b = 0.36$

2. 目标距基阵 56 链: 测点“○”是 21 组数据的平均值

标准差 [0.13—0.21] 拟合曲线 $\rho_y(\tau) = ae^{-\alpha\tau} + b$

$a = 0.36; \alpha = 0.0141; b = 0.30$

Time variance of the correlation coefficients between signal pulses in the fixed-target reflection channel. Signal: FM100; $T = 640$ ms

1 $R = 1.6$ nm; The measured point is averaged over 21 data groups. Standard deviation (0.13—0.18). The solid line is fitted by $\rho_y(\tau) =$

$ae^{-\alpha\tau} + b, a = 0.36; \alpha = 0.014; b = 0.3$

2 $R = 5.6$ nm.; The measured point is averaged over 21 data groups. Standard deviation (0.10—0.21). The solid line is fitted by $\rho_y(\tau) =$

$ae^{-\alpha\tau} + b, a = 0.36; \alpha = 0.014; b = 0.30$

(4) 从图上可看出, 实际的声传输信道还存在以下几个很突出的特征:

i. 实测相关系数的第一点(即横轴 T 秒所对应的测量点)下降幅度较大, 以后各相邻点的下降幅度均较小. 其原因我们认为这是由于存入的参考信号中含有非相关的噪声、混响及信道对信号随机加权的影响造成的.

ii. 还可能存在一个关节点 Q , 与 Q 对应的时间 τ_0 由说明中的 (2) 和 (4) 的第一小点可以推论它应是随机干扰背景的相关半径, 由干扰带宽决定.

iii. 测量结果表明, $\rho_y(\tau)$ 随时间的增长将趋于一个稳定值 b . 说明不论信道的传输特性如何复杂, 总会有一个稳定的平均部分. R. Thiele [3] 在波罗的海费马恩岛两个固定点 (间距 16 链) 相隔 6 整天的散射函数测量结果的相似性也说明了这个现象.

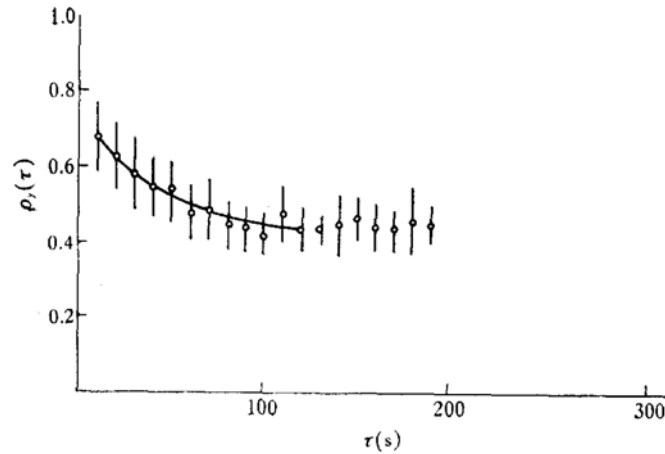


图7 双程信道脉间相关系数随时间的变化

79.5.11 浅海固定目标反射

目标距基阵 16 链 FM 100 640 ms

○ 测点是 20 组数据的平均值 并标出标准差

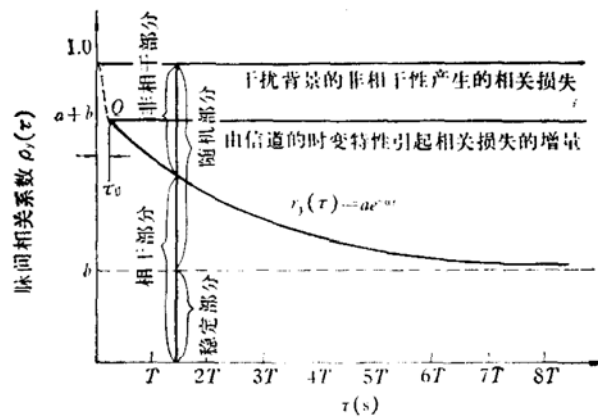
— 实线为拟合曲线 $\rho_y(\tau) = ae^{-\alpha\tau} + b$
 $a = 0.34 \quad \alpha = 0.021 \quad b = 0.40$ Time variance of the correlation coefficient between signal pulses in the fixed target reflection channel $R = 1.6$ nm.; Signal: FM 100; $T = 640$ ms.The measured point is averaged over 20 data groups and the standard deviation is marked. The solid line is fitted by $\rho_y(\tau) = ae^{-\alpha\tau} + b$, $a = 0.34$; $\alpha = 0.021$; $b = 0.40$ 

图8 信道模型示意图

 T 为相邻脉冲间隔; “○” 为测点平均值; 实线是以最小二乘法拟合的曲线 $y = ae^{-\alpha x} + b$ Schematic diagram of sound channel model. T -Interval between two pulses, ○-Averaged over some data groups. The solid line is obtained by using least square fitting. $y(\tau) = ae^{-\alpha\tau} + b$

三、结 语

(1) 实测表明, 海洋声传输信道应由确定性变换和随机变换两部分组成。信道系统函数的相干部分是随具体的海洋环境的不同而改变的。

(2) 脉间相关法是研究水声信道随机时变特性的好方法, 随机时变部分对信道声传输影响的程度可用 $\rho_p(\tau)$ 随时间依指数规律下降的快慢来表征。信道相干、非相干成分的变化可直接从相关系数的测量得到。

(3) 由确知信号的脉间相关系数的测量可得到信道系统函数 $R_H(t_1, t_2, \omega)$ 。此法并可直接用于提高水下通讯的可靠性。

以上关于海洋声传输信道的研究仅是初步数据还不够多, 许多工作有待进一步深化。

本工作曾和黄曾暘同志、朱堃同志作过许多有益的讨论, 并得到不少帮助。参加实验工作的有孙增、孙福安、魏学环、周伟、周桂琴等同志。

参 考 文 献

- [1] Laval, R., "Sound propagation effects on signal processing", in "Signal processing", *Proceedings of the NASI on Signal processing* (Academic press, London 1973), 223. 水声译丛(信号处理专辑)(1975) 1.
- [2] Robert Laval "Time-Frequency-Space generalized Coherence and Scattering functions", *Aspects of Signal Processing*, part I (1976), 69.
- [3] Thiele, R. "Measurement of the Weighting function of the Time-variant Shallow water channel", *Aspects of signal processing with emphasis on Underwater Acoustics NATO ASI proceedings*, part I, (1976), 109.

A METHOD OF MEASURING CORRELATION BETWEEN SIGNAL PULSES FOR STUDY OF TIME-VARIANT CHARACTERISTICS OF UNDERWATER SOUND CHANNEL

CHEN Geng XU Jun-hua

(Institute of Acoustics, Academia Sinica)

A method of measuring correlation between signal pulses for the investigation of random time-variant properties of underwater sound channel is presented in this paper. The expression of correlation function between periodic pulses propagating in underwater sound channel is derived. The measured results of the correlation coefficient of the received signal pulses in the transmission channel and in the fixed-target reflection channel are given. A primary analysis of measured results and channel model is made.