被动测距技术

P.Heimdal 和 F.Bryn

（挪威防卫研究基地）

一、导　　言

高精确度的距离测量最好利用激光、雷达或者主动声纳来获得。然而，在某些情况下（例如水下战争），由于这种设备自己的位置可能暴露，以致它们不能被利用。距离可以用被动式声学方法（交叉方位法）来确定。如果目标非直线地运动，除非同时得到交叉方位，否则测量距离是困难的。利用安装在潜艇上、安装在拖曳电缆或垂直电缆上，或者安装在类似情况上的声学传感器（水听器）能够测得目标的距离。对这种系统，基线是很短的，因而需要很高的水听器设置精度。在测量声波曲率中的一个很小的误差就会在距离估计中构成一个很大的误差。

二、被动测距的几何原理

为了测量声波波阵面的曲率，最少需要三个水听器。对于图 1 所示的水听器系统，当图中目标位于$\xi=0$的平面上，而水听器载体已转过了一个纵倾角α_p和一个横摇角α_r（如图 2 所示）时，方位Φ和距离R可由下式求出：

$$\Phi = arc\sin\frac{c\cdot\tau}{a\cos\alpha_p} \tag{2.1}$$

$$R=\frac{a^2\cos^2\alpha_p\cos^2\Phi}{c\cdot\varepsilon+2l} \tag{2.2}$$

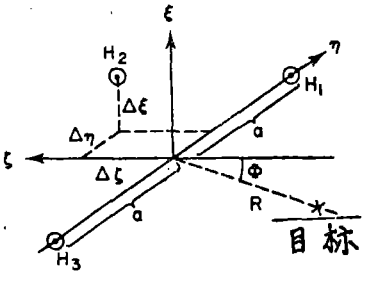


图 1　目标和水听器系统

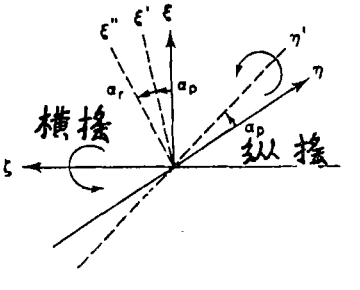


图 2　水听器载体的转动

$$l=\cos\alpha_p\sin\Phi\cdot\Delta\eta+(\sin\alpha_r\sin\alpha_p\sin\Phi+\cos\alpha_r\cos\Phi)\Delta\zeta+(\sin\alpha_r\cos\Phi-\cos\alpha_r\sin\alpha_p\cdot\sin\Phi)\Delta\xi \tag{2.3}$$

$$\tau=\frac{\tau_{12}+\tau_{23}}{2}$$

$$\varepsilon=\tau_{12}-\tau_{23} \tag{2.4}$$

基本的被测量是τ_{12}（声波到达水听器H_1和H_2的时间差）、τ_{23}（类似的意义）、声速c、纵倾角及横摇角α_p和α_r。如果$\Delta\eta=\Delta\zeta=\Delta\xi=0$，则$l=0$，因而$\alpha_r$就不需要了。若角度$\alpha_p$很小，由于$\cos\alpha_p$接近于1，则$\alpha_p$也就不需要了。这是一种最简单的水听器系统。实践中，理想化的水听器布设是不能得到的。如果$\Delta\eta$、$\Delta\zeta$、$\Delta\xi$的真实值不是零，而在计算R时利用零值，这将造成一误差。表1给出一些计算实例。R对$\Delta\zeta$最敏感而对$\Delta\xi$最不敏感；对$\Delta\eta$的敏感性随着Φ的减小而减小。在下文的分析中，我们将假定是一种$\Delta\eta=\Delta\zeta=\Delta\xi=\alpha_p=0$的理想化的简单水听器系统。

来自海底和海面的声波反射可能干扰目标信号声波的波阵面，从而构成虚假的距离测量。垂直波束将能减小这些反射以及海面附近的噪声。高度为h的垂直的直线状水听器在频率为f时，波束宽度为

$$\beta=arc\ \sin(c\cdot f^{-1}h^{-1}) \tag{2.5}$$

表1　测量距离中的误差

a	$\Delta\eta$	$\Delta\zeta$	$\Delta\xi$	α_p	α_r	Φ	R	被测距离R的百分误差
10米	1毫米	0	0	10°	20°	45°	10千米	+29%
10	0	1毫米	0	10°	20°	45°	10	+45%
10	0	0	1毫米	10°	20°	45°	10	+ 5%
10	0	1毫米	0	0°	0°	0°	1千米	+ 2 %
10	0	1	0	0°	0°	0°	10	+20%
10	0	1	0	0°	0°	0°	100	+200%
100	0	10毫米	0	0°	0°	0°	100千米	+20%

三、鉴别函数

根据方程(2.1)——(2.4)（对一种理想化的、简单水听器系统），距离R和方位Φ的获得是基于测得的延迟τ_{12}和τ_{23}（以及声速c）。τ_{12}和τ_{23}的处理是相似的。因而仅仅考虑其中的一个（譬如说τ_{12}）就行了。第一步的运算是，根据来自水听器H_1和H_2的信号以及延迟调节值x_0（如图3所示）找出鉴别函数$D(t,\ x_i-x_0)$。$D(t,\ x_i-x_0)$由下式给出：

$$D(t,\ x_i-x_0)=\int_{-(2f_0)^{-1}}^{(2f_0)^{-1}} C_{12}[(t,\ u-(x_i-x_0)]\cdot U(u)du \tag{3.1}$$

式中，权函数$U(u)$在$u<0$时为-1，在$u=0$时为0，在$u>0$时为$+1$。滤波器输出的

信号部分 $s(t)$ 和噪声部分 $n_1(t)$ 与 $n_2(t)$ 均假定是具有零均值的统计独立随机高斯时间函数。$s(t)$ 的自相关函数为

$$E\left[s(t)\cdot s(t-u)\right]=P_S\cdot\frac{\sin\pi Bu}{\pi Bu}\cos 2\pi f_0 u \tag{3.2}$$

式中P_S为信号功率。

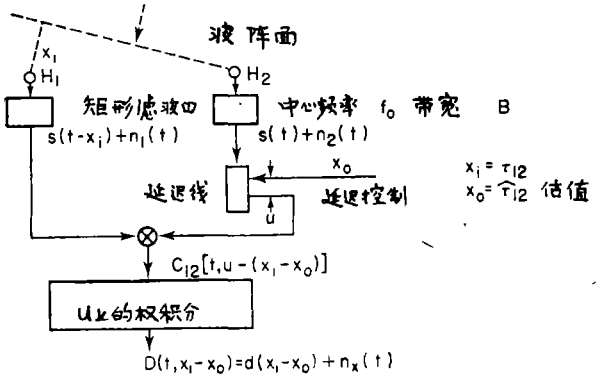


图3 鉴别器系统

若假定噪声功率 $P_{N1}=P_{N2}=P_N$，则 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 的自相关函数是相似的。设方程（3.2）中 $\sin\pi Bu/\pi Bu$ 近似等于 1，$D(t,\ x_i-x_0)$ 的信号部分$d(x_i-x_0)$ 可求出为

$$d(x_i-x_0)=E\left[D(t,\ x_i-x_0)\right]$$
$$=4P_S(x_i-x_0) \tag{3.3}$$

$D(t,\ x_i-x_0)$ 的噪声部分 $n_x(t)$ 的自相关函数为

$$C_x(u)=E\left[n_x(t)\cdot n_x(t-u)\right]$$
$$=\frac{2}{\pi^2 f_0^{\,2}}(2P_S^{\,2}+2P_SP_N+P_N^{\,2})\cdot \cdot\left(\frac{\sin\ \pi Bu}{\pi Bu}\right)^2 \tag{3.4}$$

为了使$C_x(u)$ 有一个紧缩的表达式，此处$x_0=x_i$；式中还利用了近似式$\sin\ \pi Bu/\pi Bu=1$。对方程（3.4）进行付氏变换可得$n_x(t)$的功率谱$N_x(f=0)$为

$$N_x(f=0)=\int_{-\infty}^{\infty}C_x(u)du=\frac{2}{\pi^2 f_0^{\,2}B}(2P_S^{\,2}+2P_SP_N+P_N^{\,2}) \tag{3.5}$$

四、跟 踪 系 统

1．简单的跟踪系统

如图 4 所示，在延迟跟踪环路中插入上述的鉴别器系统，可得到微分方程

$$\dot{x}_0=4G_xP_S(x_i-x_0)+G_x\cdot n_x(t)+\dot{\hat{x}}_i \tag{4.1}$$

等效的跟踪环路示于图 5 。其时间常数为：

$$T_x=(4P_sG_x)^{-1} \tag{4.2}$$

由$n_x(t)$ 构成的x_0的方差为：

$$\sigma_x^2=\frac{N_x(f=0)}{16P_s^{\,2}}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{df}{1+(2\pi fT_x)^2}=\frac{K_x}{T_x} \tag{4.3}$$

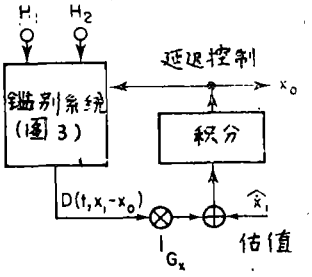


图4　简单跟踪系统

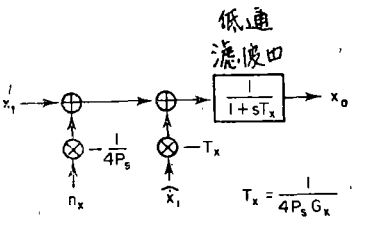


图5　简单跟踪系统的等效方框图

这里$N_x(f)$由$N_x(f=0)$（由方程（3.5）给出）来近似，并且

$$K_x=\frac{1}{16\pi^2 f_0^2 B}\left[2+2\left(\frac{P_N}{P_S}\right)+\left(\frac{P_N}{P_S}\right)^2\right] \tag{4.4}$$

如果x_i随时间线性变化，将会出现一个滞后γ。

$$\lambda_x=(\dot{x}_i-\dot{\hat{x}}_i)\cdot T_x \tag{4.5}$$

整个误差x_i-x_o的一个代表性的度量是

$$\lambda_x=\gamma_x+3\sigma_x \tag{4.6}$$

若$\lambda_x=3\gamma_x$，则得到λ_x的最小值

$$\lambda_{x,min}=3\left[4.5K_x\cdot(\dot{x}_i-\dot{\hat{x}}_i)\right]^{1/3} \tag{4.7}$$

相应的时间常数为：

$$T_{x,\ opt}=\left[3(\dot{x}_i-\dot{\hat{x}}_i)\right]^{-1}\lambda_{x,\ min} \tag{4.8}$$

$\lambda_{x,\ min}$依赖于$\dot{\hat{x}}_i$中的误差，如果$\dot{\hat{x}}_i=\dot{x}_i$，则得$\lambda_{x,\ min}=0$。

2．Kalman滤波器在延迟跟踪中的应用

Kalman滤波器[1,2]能够应用于延迟跟踪。本文将研究一种具有时间样点$t_k=k\cdot\Delta t$的离散型的滤波器，采用下述矢量和矩阵的定义：

$$X_K=\begin{bmatrix}x_{ik}\\ \dot{x}_{ik}\end{bmatrix},\quad \hat{X}_K=\begin{bmatrix}\hat{x}_{ik}\\ \dot{\hat{x}}_{ik}\end{bmatrix},\quad W_K=\begin{bmatrix}w_k\\ \dot{w}_k\end{bmatrix}$$

$$V_K=\begin{bmatrix}v_k\\ \dot{v}_k\end{bmatrix},\quad Z_K=\begin{bmatrix}z_k\\ \dot{z}_k\end{bmatrix},\quad F_K=F=\begin{bmatrix}1 & \Delta t\\ 0 & 1\end{bmatrix}$$

式中x_{ik}及$\hat{x}_{ik}$对应于前文的系统中的x_i及x_o。“设备”和“测量”方程（4.9）和（4.10）分别为

$$X_K=FX_{K-1}+W_K \tag{4.9}$$

$$Z_K=X_K+V_K \tag{4.10}$$

设备和测量噪声W_K和V_K具有协方差矩阵$E\{W_K \cdot W_J^T\}=Q_K \cdot \delta_{KJ}$和$E\{V_K \cdot V_J^T\}=R_K \cdot \delta_{KJ}$，其中$\delta_{KK}=1$和$\delta_{KJ}=0$（对$j \neq k$）。对所有的$k$和$j$也存在$E\{W_K\}=E\{V_K\}=E\{W_K \cdot V_J^T\}=0$。*Kalman*滤波器的解为

$$\hat{X}_K=F\hat{X}_{K-1}+G_K \cdot Y_K \tag{4.11}$$

式中

$$Y_K=Z_K-F\hat{X}_{K-1}=\begin{bmatrix} y_k \\ \dot{y}_k \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

Z_K不能直接得到，而Y_K可以通过假定$\ddot{x}_i$为常数；从鉴别器输出$D(t, x_i-x_o)$来找出。

$$y_k=\frac{1}{4P_s} \cdot \frac{3}{\Delta t}\int_{t_{k-1}}^{t_k} D(u,\ x_i-x_o)du \tag{4.13}$$

$$\dot{y}_k=2(\Delta t)^{-1}y_k \tag{4.14}$$

增益G_K可从下面方程求得

$$G_K=M_K\{R_K+M_K\}^{-1} \tag{4.15}$$

$$M_K=FC_{K-1}F^T+Q_{K-1} \tag{4.16}$$

$$C_K=(I-G_K)M_K \tag{4.17}$$

式中，误差的协方差矩阵C_K为

$$C_K \overset{\Delta}{=} E\left[\{X_K-\hat{X}_K\} \cdot \{X_K-\hat{X}_K\}^T\right] \tag{4.18}$$

如果测量噪声R_K不存在，则方程（4.15）和（4.17）表示为$G_K=I$，$C_K=0$。也就是说，象所期望的那样，获得了完满的跟踪。如果R_K是无限大的，则$G_K=0$，没有输入信息可利用。X_K依照$\hat{X}_K=F\hat{X}_{K-1}$线性地连续。如果已知x_i为常数，$Q_K=0$，则F可由I代替，并且$C_K=(I-G_K)C_{K-1}$。C_K和G_K二者都随时间而减少，这表明估值$\hat{X}_K$被改善了，并且只需要较少的输入信息。

3．实际的延迟跟踪

可以利用一种较简单的计算环路增益的方法，而性能不会有很大的下降。如图4所示系统的实际公式可以是

$$G_x=C_G P_S P_N^{-1}\ddot{\hat{x}}_i \tag{4.19}$$

式中常数C_G由选择取得或者通过某种最佳程序从平均值P_{So}，P_{No}和$\ddot{\hat{x}}_{io}$以及与其有关联的G_{xo}来求得，即$C_G=G_{xo} \cdot P_{No} \cdot P_{So}^{-1}\ddot{\hat{x}}_{io}^{-1}$。

当信号衰落时，$P_S=0$和$G_x=0$。

其后x_o依照$\dot{\hat{x}}_i$的最终值线性地连续。当假定$|\ddot{x}_i| < 8f_o(\dot{x}_i-\dot{\hat{x}}_i)^2$且$\ddot{x}_i$为常数时，不失去跟踪的最大衰落时间近似地为：

$$T_{F,Max}=\left[4f_o(\dot{x}_i-\dot{\hat{x}}_i)\right]^{-1}\left[1-\ddot{x}_i(8f_o(\dot{x}_i-\dot{\hat{x}}_i)^2\right]^{-1} \tag{4.20}$$

如果在预估将来的x_o中，$\ddot{\hat{x}}_i$与$\dot{\hat{x}}_i$一起被测量和利用，则将能得到较大的$T_{F \cdot Max}$。

水听器载体的方位变化可当作目标方位的实际变化。陀罗仪信号可以供补偿用。陀罗角Φ_{GYRO}被变换为$\dot{x}_{GYRO}$，并且把它加到积分器的输入端（图4中）。

$$\dot{x}_{GYRO}=-c^{-1}a(a^2-c^2x_0^2)^{1/2}\Phi_{GYRO} \qquad (4.21)$$

式中，a为水听器间的距离，c为声速。

4．距离测量

距离R的测量主要基于$\varepsilon=\tau_{12}-\tau_{23}$。$\varepsilon$的方差$\sigma_\varepsilon^2$是$\tau_{12}$或者$\tau_{23}$噪声不相干部份方差的两倍。测得的$\tau_{12}$和$\tau_{23}$的相干噪声部份和共同的滞后在$\varepsilon$中可以消除掉。

方位接近于目标方位的不希望的噪声源可能干扰目标方位和距离的测量。如果角标T、U和M分别表示目标、不希望的噪声源和测量值，在其他方面理想的条件下，对$\tau_T-\tau_U<(4f_0)^{-1}$，我们得到

$$\tau_M=\tau_T-p(\tau_T-\tau_U) \qquad (4.22)$$

$$\varepsilon_M=\varepsilon_T-p(\varepsilon_T-\varepsilon_U) \qquad (4.23)$$

式中$p=P_{SU}/(P_{SU}+P_{ST})$。利用方程(2.1)和(2.2)，对相等功率$P_{SU}=P_{ST}$的情况，可得$\Phi_M\approx 2^{-1}(\Phi_T+\Phi_U)$及$R_M\approx 2R_TR_U/(R_T+R_U)$。由于海洋中反射而出现的目标镜象可看作不希望的噪声源。海洋中的声速梯度会引起声波阵面的扰动。距离测量对波阵面的扰动是很敏感的。在参考文献〔3〕中讨论了测量波阵面扰动的方法。

五、人的观察方法

几十年来，从各种各样的观点研究了在系统（人—机系统）中操纵人员的性能〔4〕。在本节中讨论了观察人员消除不希望数据的能力。图6中的简单例子表示了这种能力。用简单的抽样平均算法工作的机器不能消除大的噪声尖峰。

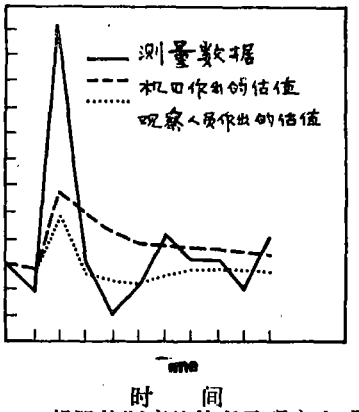


图6 机器的顺序估值以及观察人员的顺序估值

对于那种在第四节中讨论的自动系统，由于虚假信号和信号衰落，很容易失掉跟踪。利用手动延迟调节并且叠加了一个锯齿状的延迟扫描序列，可以得到如图7所示的鉴别器显示图线。在图中，典型区域被标上了数字，在区域1、3和5中鉴别曲线是十分清楚的；在区域2中信号衰落了，而在区域4中出现虚假信号。自动跟踪可能越过区域2，但是不大可能越过区域4。

为了估计Φ和R，观察人员需要两幅显示图线：τ_{12}一幅，τ_{23}一幅。

即使利用自动延迟跟踪，仍需观察人员对距离数据进行后置平均。图8所示的带距离标尺的记录纸对获取无偏距离估值是很有用的。观察人员可以去掉那些明显虚假的数据的区域以及嘈杂噪声的区域，然后通过剩下的区域划出一条平均曲线。

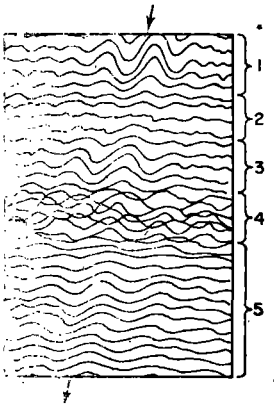


图 7　典型的鉴别器曲线显示图

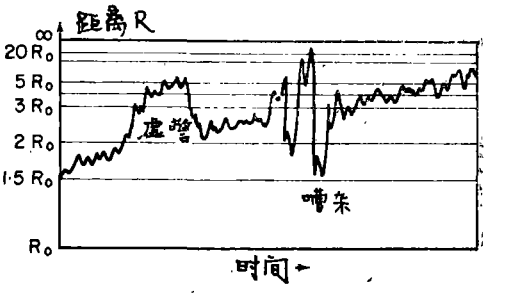


图 8　典型的距离记录纸

六、结　论

一个被动式距离测量的实际系统必然会面临实际海洋中的所有不希望出现的现象。看来人—机系统是个最好的解决办法。观察人员的本领在于获得一个全面的概貌以及消除那些明显的不希望的数据，而机器的本领在于对有关数据进行处理的高速度和高精度。

（徐淑勋译　向大威校）

参 考 文 献

1. Leondes, G.T. (Editor). (1970) "Theory and Applications of Kalman Filtering", NATO AGARDograph №139, Textbook.
2. Deutsch, R. (1969) "System Analysis Techniques, Section 6.14. State Variable Approach" pp. 232-234.
3. Lunde, E.B.(1973) "Wave Front Stability in the Ocean". In "Signal Processing: Proceedings of NATO Advanced Study Institute on Signal Processing, August 1972.
4. Shinners, S. M. (1967) "Techniques of System Engineering." In "Man-Machine Systems", Ch. 6, pp. 178-227.