

相干检测和模糊度积累在 声雷达中的应用

朱 堃 陈 庚

(中国科学院声学研究所)

提 要

本文将大气非均匀湍流结构所产生的声散射过程描述为线性随机的部分相干的时变、空变信道,这种部分相干信道可以采用相干或非相干匹配滤波器检测方法来测量其时、变、空变特性,并提出用多通道匹配滤波器检测后模糊度积累(AFMA)可进一步提高声雷达检测性能,如果采用线性调频(LFM)信号,这种AFMA技术可以获得边界层大气温度的精细结构特征。实验指出,只要信号参数选择适当,AMFA技术在声雷达检测中是有效的。

一、引 言

声雷达主要用于检测底层湍流大气中温度和风速非均匀结构所产生的声散射回波^[1-3],通过对回波的分析处理获得大气非均匀湍流结构信息。大多数用于大气污染监测和气象预报的单点或三点声雷达都因为只考虑大气声散射的非相干性而采用单脉冲非相干检测,因此,进一步提高检测高度和测量分层分布的精细结构的精度受到限制。本文根据声雷达回波和干扰的特征,利用随机时变滤波器原理讨论了声雷达相干或匹配滤波器的可能性,同时利用大气声散射的一次接收过程中的干扰非平稳时频特性,采用线性调频(LFM)多通道频移匹配滤波器检测后模糊度积累(AMFA)技术进一步提高声雷达检测性能,现场实验指出:只要信号参数选择适当,大多数声雷达环境下的大气声散射总存在其部分相干性,因此,AMFA技术用以提高检测距离和观测大气逆温层时空分布的精细结构是完全可能的。

二、大气声散射的线性时空信道模型

通常引起大气声散射是大气中非均匀湍流或温度的边界层,它们可作为一级声散射过程来描述,因此,可引入线性时变、空变信道模型来逼近这种散射过程^[6,7]。

对于天线波束孔径尺度而云,大气湍流边界层是大尺度的,因此,水平方向构成局部均匀的层内散射,如图1所示,散射特性可用响应函数为 $h(\tau, t, \vec{r}, \theta_i, \theta_s)$ 的线性时空滤

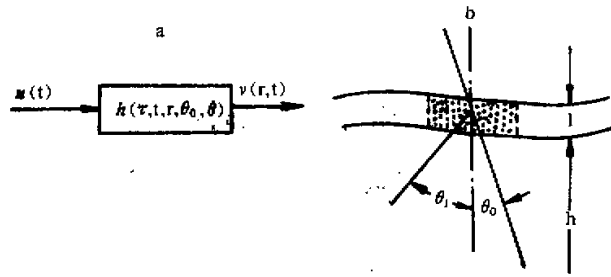


图1 (a) 散射信道模型 (b) 大气分层散射几何

波器来表示, t 表示其时变参量, $\vec{r}$ 表示大气散射层空间位置, θ_0 是声波照明方向, θ_1 是声波散射方向, 而 $h(\tau, t, \vec{r}, \theta_0, \theta_1)$ 表示处于 $\vec{r}$ 位置上的散射层, 由于来自 θ_0 方向的 τ 秒触发的激励脉冲所产生的 t 时刻 θ_1 方向的散射响应(假定是远场窄波束情况), 对于单点测温声雷达 $\theta_1 - \theta_0 = 180^\circ$, 若以基阵为原点, 波束方向为 $\theta_0 = 0$ 的主轴, 则大气声散射信号(回波)可表示为^[3]

$$v(|\vec{r}|, t) = \frac{1}{|\vec{r}|^2} e^{-2\alpha(f)|\vec{r}|} \int_{-\infty}^{\infty} h\left(\tau', t - \frac{|\vec{r}|}{C}\right) u(t - \tau') d\tau' \quad (1)$$

C 是大气声速, $|\vec{r}| = h$ 是层高度, $\alpha(f)$ 是大气声吸收系数, 由于是窄带远场条件, 即 $CT/2 \ll |\vec{r}|$, 因此, (1) 式中积分前的球面扩展损失和指数吸收损失可采用时间增益控制补偿, 故可以不考虑它的影响。

作为随机滤波器, 其传递函数 $H(f, t)$ 是 $h(\tau, t)$ 关于 τ 的傅利叶变换, 部分相干条件下

$$H(f, t) = H_0 + \bar{H}(f, t) + \tilde{H}(f, t) \quad (2)$$

H_0 是常数, 是信道完全相干成分, $\bar{H}(f, t)$ 是信道有规时频慢变相干成分, $\tilde{H}(f, t)$ 是 $\langle \tilde{H} \rangle = 0$ 的纯随机非相干成分。

在声雷达回波中, 纯相干成分如地面高层建筑、山峦等回声被认为干扰(固定目标), 主要关心的是由于大气对流、风以及重力内波等因素所形成的湍流边界层回波, 近地表面大气在风的作用下经常形成稳定的逆温层结构, 其水平非均匀尺寸要比垂直大, 在重力波作用下, 缓慢变化的水平逆温层常以多层形式出现, 即使是单纯的对流情况, 分层结构本身不明显而且不稳定, 但在一次检测时间内, 相对于天线孔径尺度, 仍可认为有水平均匀散射特性。而这些散射层对声散射回波起主要作用的是那些层厚尺寸为

$$l = \frac{\lambda}{2 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (3)$$

的边界层^[4], 式中 λ 是声波波长, θ 是边界层相对声波照射方向的侧向散射角。散射截面根据湍流理论^[4,5]是

$$\sigma(\theta, r, t) = K \cos^2 \theta \left[\frac{C_v}{C} \cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right) + 0.13 \frac{C_v^2}{T_v^2} \right] \left[\sin \frac{\theta}{2} \right]^{14/3} / \lambda^{1/3} \quad (4)$$

K 是常数, T_e 是大气绝对温度, C_v 和 C_T 分别是散射层风速和温度的脉动结构函数(是 z 和 r 的函数), $\theta = 180^\circ$ 时, 是单点声雷达, σ 只与 C_T 有关。

对声雷达回波功率有贡献的是厚度为 $CT/2$ 信号空间(T 是信号长度)内所有由(4)式决定的非均匀湍流边界层数, 如果层数多, 且各无散射层散射振幅和相位特性是互相独立的, 那么, 整个回波可认为是完全非相干散射, 如果散射层数有限且有个别层散射很强, 或者由于同一因素所有各层散射具有同样的平均特性——例如整体移动, 那么, 回波是部分相干或慢变相干。

可以假定大气声散射信道在信号时间 T 内是广义平稳非相关散射(WSSUS)信道^[6], 用相干函数

$$R_H(\Delta f, \Delta t) = [H^*(f + \Delta f, t + \Delta t)H(f, t)] \quad (5)$$

和散射函数

$$P_s(\tau, \varphi) = \iint R_H(\Delta f, \Delta t) e^{j2\pi(\Delta f\tau - \varphi\Delta t)} d\Delta f d\Delta t \quad (6)$$

来描述其统计特性, 由 $R_H(\Delta f, \Delta t)$ 可确定信道的相干时间 T_c 和相干带宽 W_f , 它们分别对应于由 $P_s(\tau, \varphi)$ 决定的信道扩展时间 $L = 1/W_f$ 和扩展带宽 $W = 1/T_c$, 而散射函数 $P_s(\tau, \varphi)$ 本身直接显示了散射层的空间距离和径向运动速度的分布, 且对大气声散射信道, $P_s(\tau, \varphi)$ 往往可写成

$$P_s(\tau, \varphi) = P_r(\tau)Q_\varphi(\varphi) \quad (7)$$

的距离散射函数和速度散射函数的乘积, $P_r(\tau)$ 表示了散射层的空间距离分布, $Q_\varphi(\varphi)$ 表示了各散射层径向(垂直)速度分布, 对于水平散射分层结构的大气声散射信道

$$P_r(\tau) = \sum_k \sigma_k \delta(\tau - \tau_k) \delta(\varphi - \varphi_k) \quad (8)$$

$\tau_k = 2|r_k|/C$, $\varphi_k = 2V_k/C$, $|r_k|$ 和 V_k 分别是第 k 个元散射层的高度和垂直移动速度, 由 $P_r(\tau)$ 的测量, 获得不同高度的 σ_k , 从而得到相应高度的 C_T 值。

三、相干检测和模糊度积累

在上述局部 WSSUS 条件下, 采用互相关器或匹配滤波器检测大气声散射回波, 其输出平均功率是^[6]

$$E(\tau, \varphi) = \iint P_s(\tau, \varphi) \phi_u(\tau - \tau', \varphi - \varphi') d\tau' d\varphi' \quad (9)$$

式中 $\phi_u(\tau, \varphi)$ 是发射信号 $u(t)$ (宽度为 T , 带宽为 B) 的模糊度函数, 对白色高斯噪声干扰, 当回波是完全相干回波时, 匹配滤波器是最佳检测器, 其检测增益决定于 TW (W 是噪声带宽) 检测分辨率是 $1/B$ (时间) 和 $1/T$ (频率), 完全相干信道意味着 $L=0$, $W=0$, 随着信道相干性降低, (L 或 W 增大), 检测增益减小, 但若用 $\phi_u(\tau, \varphi) = \delta(\tau, \varphi)$ 的理想信号时, 匹配滤波器检测可以获得信道的 $P_s(\tau, \varphi)$ 即散射层时频分布, 这正是声雷达所关心的大气声信道信息。然而, 理想模糊度函数的信号并不存在, 凡信号总有一定的 T 和 B , 根据模糊度原理, 任何实际信号都存在模糊度旁瓣, 以致被测信道只能在 $LW \ll 1$ 的弱扩展条件^[9]下才能以 $1/B$ 和 $1/T$ 的时间和频率分辨性能来测量其散射函数。

为避免模糊度旁瓣的自身干扰,应选择旁瓣最低最均匀的信号形式,例如,高斯包络的单频脉冲, $TB \approx 1$, 为讨论方便起见,假定其模糊度函数近似表示为一矩形体

$$\begin{aligned} \phi_{La}(\tau, \varphi) &= \text{rect}(\tau/T) \text{rect}(\varphi T) \\ \text{rect}(x) &= \begin{cases} 1 & |x| \leq 1/2 \\ 0 & |x| > 1/2 \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

匹配滤波器输出功率为

$$E_L(\tau, \varphi) = \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-1/2T}^{1/2T} P_s(\tau - \tau', \varphi - \varphi') d\tau' d\varphi' \quad (11)$$

若 $u(t)$ 发射时刻为 t_0 , 则上式中 $P_s(\tau, \varphi)$ 和 $E_L(\tau, \varphi)$ 均是 t_0 的函数, 对于由慢变独立元散射层构成的信道

$$P_s(\tau, \varphi) = \sum_{k=1}^{N(t_0)} \sigma_k \delta(\tau - \tau_k) \delta(\varphi - \varphi_k) \quad (12)$$

$N(t_0)$ 是 t_0 发射时刻, 大气声散射层总数, 而

$$E_L(\tau, \varphi) = \sum_{k=1}^{N(t_0)} \sigma_k \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_k}{T}\right) \text{rect}[(\varphi - \varphi_k)T] \quad (13)$$

$N'(t_0)$ 是 t_0 时刻, 高度为 $\frac{1}{2} C\tau$, 厚为 $CT/2$ 厚层内的独立元散射层(层厚为 l) 数, 由于相对于 l 而言, $CT/2$ 很大, 因此, N' 很大, 散射是非相干叠加散射, 但若散射层内(厚为 $CL/2$) 所有元散射层是受同一因素影响, 这些散射元层散射可能是相干的, 可将这些相干的元层总体看成是一个厚为 $CL/2$ 的等效散射层, 只要满足 $L \ll T$ 和 $W \ll 1/T$, 那么, 通过单频脉冲匹配滤波器就可以检测出这一等效层次, 其距离分辨率是 $CT/2$, 频移分辨率是 $1/T$.

显然, T 太大, 距离分辨性能变差, 且可能不能满足 $W \ll 1/T$ 的要求。而且用匹配于 φ 的单个匹配滤波器将会丢失平均频移不是 φ 的回波能量[在测速声雷达中, 回波 φ 的信息是需要的, 这就要求用多通道频移匹配滤波器(类似谱分析器)来测量散射层的多普勒能量分布。 T 愈大, 虽然分辨率愈高, 但被分析的散射层厚度 ($CT/2$) 内各元散射层数增大, 各层的速度信息仍然不能反映出来]。测温声雷达中主要关心的是温度层的高度分布, 因此要求 T 愈小愈好, 但用单脉冲声雷达, T 愈小, 检测增益也愈小, 为此, 可以考虑雷达中的脉冲压缩技术。

线性调频 (LFM) 信号也是一个能量集中在主峰而旁峰较小的模糊度信号形式, 作为脉冲压缩信号还具有窄带多普勒宽容性特点, 当选择 $T < 1/W$ 和调频带宽 $B < 1/L$ 时, LFM 作为信道特性测量或声雷达相干检测的信号形式都是最佳的。

LFM 信号具有时间分辨率为 $1/B$, 频率分辨率为 $1/T$ 的斜刃形 $B\tau = T\varphi$ 的主峰结构, 很自然的想法是将 LFM 匹配滤波器输出——即模糊度函数的主峰进一步集中能获得更大的相干检测输出信号能量, 但是从统计检测观点上看, 它并不能提高检测性能, 因为对于统计均匀的噪声干扰, 匹配滤波器输出也将被相干积累, 然而对匹配滤波器输出干扰进一步分析时, 情况不尽如此^[10]。

事实上匹配滤波器本身可作为一个频率分辨率为 $1/T$ 的 Chirp 谱分析仪, 实际一次检测的输出噪声决定于在 $[\tau - T/2, \tau + T/2]$ 信号时间段内的输入噪声谱, 即

$$E_n(\tau, \varphi) = N_T^2(m\tau - \varphi, \tau) \quad (14)$$

$N_T(f, t)$ 是窗口为 T 的噪声 $n(t)$ 的时变短时谱, 它本身也是 τ 的函数 [(14) 式中 m 是调频指数, $B = mT$].

LFM 模糊度积累 (AMFA) 原理如图 2. 多通道频移间隔为 $1/T$ 的匹配滤波器组输出包络经各自对应的匹配频移 $\varphi_k = k/T$ ($k = 0, \pm 1, \dots, \pm K/2$) 延迟 $\tau_k = \tau - \varphi_k T$ 后累加, 输出就是 AMFA 输出.

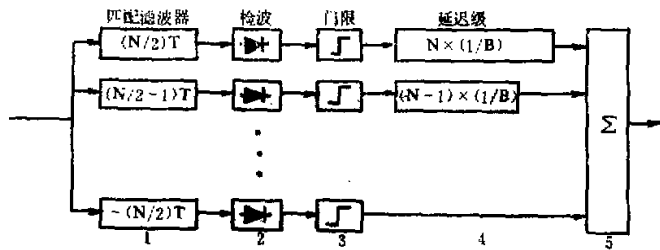


图 2 AMFA 原理图

如果是相干回波, AMFA 输出信号功率可以比单个匹配滤波器输出功率增加 K 倍^[10], 而输出干扰功率是

$$E_n(\tau) = \sum_{k=1}^K N_T^2(0, \tau + k/B) \quad (15)$$

只要 $N_T(f, \tau)$ 对 τ 是随机的, (15) 式的积累总有部分是非相干的, 因此和单个匹配滤波器相比, 噪声输出并不增加 K 倍, 在大气声雷达干扰中, 风和雨对天线的作用干扰都不可能是完全均匀的, 因此 $N_T(f, \tau)$ 本身与 $\tau - t - t_k$ 有关, 当 $N_T(f, \tau)$ 对 τ 的起伏相关半径小于 $1/B$ 时, AMFA 将可能完全使噪声成为非相干积累. 由此可见, 对于一次检测, AMFA 可使检测输出干扰起伏降低, 虽然输出信噪比 $(\bar{s}_0 - \bar{s}_n)^2 / \sigma_n^2$ 没有增加, 而检测指数 (输出包络信噪比)^[10]

$$d = (\bar{s}_0 - \bar{s}_n)^2 / \sigma_n^2 \quad (16)$$

随 σ_n 降低而增加.

四、实 验

我们利用自行设计的 SZY 声呐信号分析仪^[11,12]和大气物理研究所及无锡无线电二厂设计生产的 AES 单点声雷达系统^[3], 在无锡北火车站附近闹区 (1983 年 10 月) 和北京北郊 (1984 年 3 月) 分别作了两次现场观察试验, 试验原理框图如图 3, 使用频率为 1.5kHz, 持续时间 $T = 320\text{ms}$, 调频带宽 $B = 12.5\text{Hz}$, 发射周期是 5s 或 10s 的 LFM 信号, 天线孔径约为 1.5m, 波束宽度约为 $\pm 8^\circ$.

主要分析器是 SZY-01 分机, 它是主差频为 200Hz 的交流时间压缩相关器, 并有 15 路输出频移补偿滤波器以代替间隔为 $1/T$ 的 15 个频移匹配滤波器.

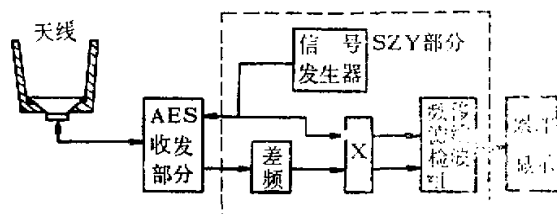


图3 实验原理框图

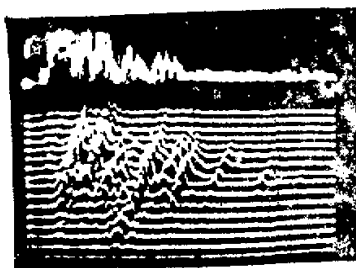


图4 单次接收单路输入 a 和多路输出波形 b

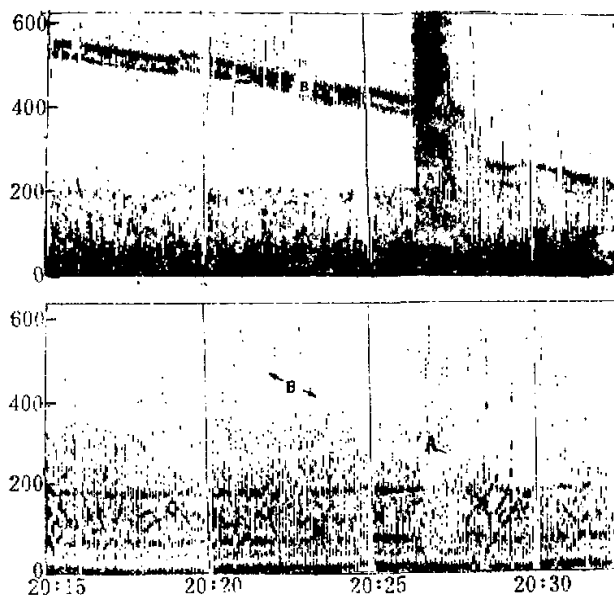


图5 无锡声雷达记录图

(a) AES 输出 (b) AMFA 输出

过门限、延迟和累加采用模拟和数字结合方法用普通调亮显示其累加结果。

图4—图6是实验记录图象。

图4是 LFM 声雷达回波能量检测 (AES 输出) 和 15 路频移滤波输出波形。

图5是无锡闹区声雷达回波处理输出传真记录图例, a 是 AES 输出, b 是 AMFA 输出。

图6是北京郊区大风后第二天的声雷达回波处理输出图例, a 是 AES 输出, b 是单个滤波器输出, c 是 AMFA 输出。

由这些图例可见:

1. 相干检测在声雷达检测中是有效的, 例如: 图5中远距离的两个弱信号在多通道匹配滤波器输出被显示出来(见下图), 在图6c中10:00—10:15时间段内高度在300m附近的弱散射层次在图6a中是未被检测出来的。

2. 大气声散射存在着相干散射成分, 如图4中的多通道输出呈现一系列 $\varphi = m\pi$ 方

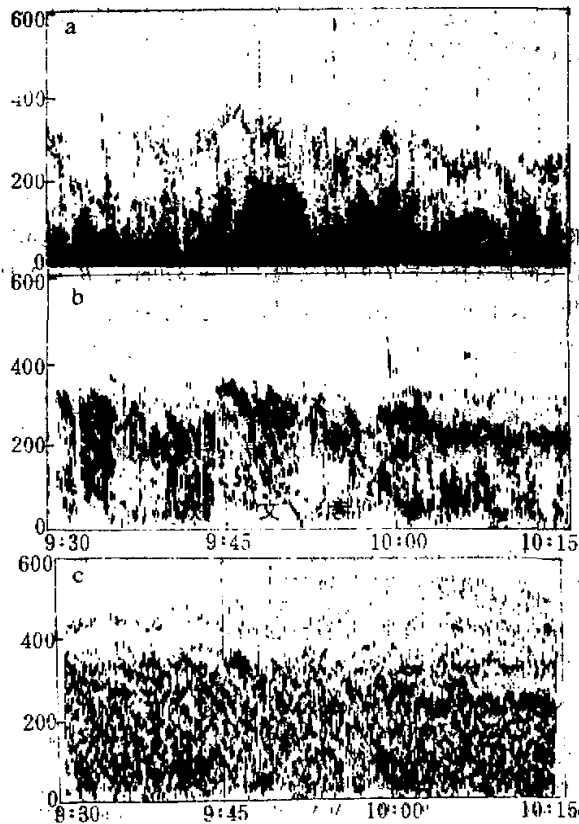


图6 北京郊区声雷达记录图
(a) AES 输出 (b) 单路匹配滤波输出 (c) AMFA 输出

向的斜刃特性,部分层次的斜刃性不明显(如近地面),也有部分层次斜刃偏离 $\varphi = m\tau$ 方向(有待于进一步解释), $\tau = 0$ 处是发射信号后沿时间,因此图 4a 和图 4b 起始点处不一样(又如图 6b $\tau = 0$ 处没有回波显示,是因为回波经自动增益处理的,而测量地附近又无高层建筑和山峰回波)。

3. 匹配滤波器有较强的抑制干扰能力,如图 5b 中火车轰鸣(A)经处理后消失,另一台声雷达发射干扰(B)也被抑制。

4. 地面高层建筑的相干回波经处理后显示更清晰,如图 5b 中几个不变的回波。

5. AMFA 处理比单个匹配滤波器处理有较明显的优越性,如图 6c 中没有丢失图 6a 中的任何回波信息,但图 6b 有丢失,这是由于有些层次回波频移较大的缘故。同时,图 6c 的检测高度大于 300m 以上出现在图 6b 中很弱的三层回波(最大高度达 600m)。

6. AMFA 处理获得了分层精细结构,如在图 5b 中淹没在地面回波中的大气温度层时变细结构被清楚显示出来,在图 6c 中也可以看到低层空间的许多细微结构,这些结构形态可能反映部分大气声散射的物理和化学因素。

另外,有些实验由于大气分层结构不明显,因此相干散射微弱,匹配滤波和 AMFA 处理均不能显示此能量检测有更多的优点来。

五、结 论

分析和实验指出,大气声散射可以看成是部分相干散射信道的散射,可以采用相干处理和脉冲压缩来提高其检测性能(实验中估计大声相干散射层尺寸约在 10m—20m 之间),相干可检性的关键是选择信号 T 和 B (实验中 $T = 320\text{ms}$, $B = 25\text{Hz}$)。

LFM 的 AMFA 技术可以用来进一步测量大气逆温层细结构,有利于分析大气污染或气象因素的变化信息。

实验参加者还有孙增、徐德华、单荣华、李敏哲、周桂琴和李锡山等同志,无锡无线电二厂声雷达组及中国科学院大气所声雷达研究室为实验提供了方便,作者在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] Brown, E. H. et al., 1978, *Rev. Geo. & Space Phys.*, Vol. 16, No. 1, 47—110.
- [2] McAllister, L. G. et al., 1969, *Proc. IEEE*, Vol. 57, 579—584.
- [3] 中国科学院大气物理所声雷达组, 1976, 大气科学, 第 1 期, 1, 35—43.
- [4] 中国科学院大气物理所集刊, 1982, 第 10 号, 科学出版社.
- [5] Каллстратова, М. А. 1962, Тр. И. Ф. А. АН СССР, 7, p. 202.
- [6] 朱堃、陈庚, 1983, 声学学报, Vol. 8, 168—178.
- [7] Laval, R., 1976, NATO ASI. SIGNAL PROCESSING, 69—88.
- [8] Ven Tress, H. L. 1971, *Detection, Estimation and Modulation Theory*, Part. III, John Wiley & Sons Inc.
- [9] Bello, P. A. et al., 1970, *Alta. Freq.* XXXIV, 980—996.
- [10] Zhu Ye, A new detection method-Ambiquity function accumulation and its applications in *Advances in Signal Processing*, The proc. of 1986 IEEE-ACADEMIC SINICA Workshop on ASSP. 279—282.
- [11] 孙增等, 1982, 水声通讯, 3, 23—32.
- [12] 陈庚、朱堃, 1983, 应用声学, Vol. 2, 3 17—23.