

主动声呐混响抑制的空时相三维处理方法

艾锐峰* 蔡志明 幸高翔
(海军工程大学电子工程学院 武汉 430033)

摘要: 针对主动声呐的混响抑制问题, 该文将空时 2 维的处理方法扩展到空、时、相 3 个维度。该方法通过 3 个子阵的相位匹配, 利用信号相位对信号方位的依从性, 从波束域、多普勒域和相位域上分离混响与目标。区别于空时自适应处理(STAP)方法, 它不需要知道信号与混响的统计特性, 不用进行混响协方差矩阵的估计, 从而对混响的非平稳性具有更好的适应性。仿真数据及试验数据的分析证明, 该方法较之传统方法能够从更低信混比中检测出目标。

关键词: 声呐信号处理; 空时自适应处理; 相位匹配; 混响抑制; 回波检测

中图分类号: U666.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)05-1263-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.01146

Active Sonar Reverberation Suppression Method Based on ST-phase United Processing

Ai Rui-feng Cai Zhi-ming Xing Gao-xiang

(Electronic Engineering College, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: A Space-Time-phase (ST-phase) united processing method is proposed in this paper. It extends the processing domain from space-time to space-time-phase for separating reverberation and targets. Three sub-arrays are firstly constructed. Then, there is a phase difference between the signal parts of sub-array outputs. The value of the phase is depended on the signal arrival orientation. With the phase matching of signals, reverberation and targets can be detached. Unlike the Space-Time Adaptive Processing (STAP), there is no need to analyze the statistical properties of reverberation and the estimation of reverberation covariance matrix can be overleaped. This will improve the adaptability in non-stationary environment. The simulation data and real data analysis prove that this method can detect out targets in a lower SNR with the compare of conventional method.

Key words: Sonar signal processing; Space-Time Adaptive Processing (STAP); Phase match; Reverberation suppression; Echo detection

1 引言

混响是主动声呐回波检测的主要干扰, 运动声呐混响表现为空时耦合的特性^[1]。常规的处理方法(Conventional Space Time, CST)是波束形成加匹配滤波。混响与目标回波的相关性以及复杂水声环境下的目标回波的畸变使得匹配滤波的性能降低; 阵列孔径的有限性使得主瓣宽度内的混响也严重影响目标的检测。另一类方法是空时自适应处理方法(Space-Time Adaptive Processing, STAP)^[2,3]。其应用存在两个主要的问题^[4-6]: 一是全维度的处理计算量巨大; 二是要求干扰和噪声是平稳的, 否则性能急剧下降。在浅海环境下, 混响是严重非平稳的。文献[7,8]对 STAP 降维方法以及非平稳环境下的

STAP 方法进行了研究。研究表明, STAP 的输出信噪比较之 CST 要高, 但是并没有 CST 方法稳健。相位匹配方法是利用不同阵元的接收数据中的信号同相, 而噪声不同相的假设, 解算期望信号。主要用于在被动处理中, 从噪声中提取辐射源信号^[9,10]。

虽然存在信道的多途效应、空间角扩展的影响, 实际的目标信号仍然存在于一个较小的角度范围内, 此角度比波束宽度要小很多, 可以将其看作来自单一方向。当用阵列对信号与混响加以接收时, 由于信号的来波方向单一, 阵列输出的信号部分相差一个固定的相位; 由于混响是来自空间多个散射元的散射信号的叠加, 阵列输出的混响部分的相位差呈现随机性。当构造 3 个相互重叠的子阵列时, 通过相位补偿可使 3 个子阵列输出中的信号部分变为一致; 混响部分, 由于相位的随机性而各不相同(对于其幅度, 假定由于子阵列的相互重叠而基本相

2011-11-03 收到, 2012-03-26 改回

国家自然科学基金(51009146)资助课题

*通信作者: 艾锐峰 arfnavy@163.com

等)。则在复平面上,信号部分即是以3个子阵的输出值为顶点的三角形的外心。因而,可以利用解析计算的方式解算出信号。基于此,下面构造一种通过相位匹配、利用3个子阵列的输出联立方程求解,进行目标回波信号提取的非线性方法。并根据混响与目标在多普勒域、空域的差异,结合空时滤波方法建立空域滤波-相位匹配解算-多普勒通道滤波的联合处理结构。同时,构建此方法下的对应检测量和检测方法。利用空时相3个维度的处理实现对混响的抑制和目标的检测。

2 相位匹配的空时联合处理

2.1 算法原理

区别于STAP处理的方法和CST基于相关处理的方法,本文根据主动声呐信号处理的特点,构建基于目标回波提取的空时联合处理结构。如图1所示。

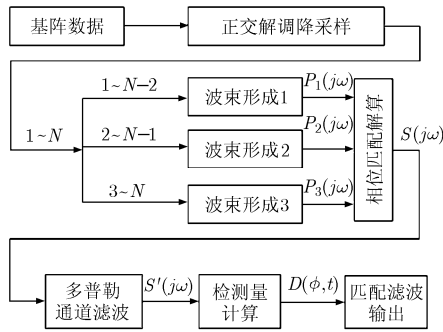


图1 处理结构图

先通过3个重叠子阵列的波束形成,使得3个子阵列波束输出中的混响能量基本相同;再通过相位匹配使得3个子阵输出数据中的目标信号相位相同、混响相位由于随机性而不同;从而可以联立方程解算出目标信号的频域函数 $S(j\omega)$ 。此过程不需要信号与混响的统计信息。然后,进行多普勒通道滤波得到 $S'(j\omega)$ 。最后,根据 $S'(j\omega)$ 计算检验量 $D(\phi, t)$,对 $D(\phi, t)$ 进行匹配滤波处理,输出最终处理结果。

设有等间隔线列阵,阵元数为 N ,发射脉冲为 $s_0(t)$ 。阵列接收信号为 $\mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(a_0)s(t) + \mathbf{r}(t)$ 。其中,

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$$

$$\mathbf{a}(a_0) = [1, e^{j\varphi}, \dots, e^{j(N-1)\varphi}]^T$$

为目标的阵列响应矢量, $\mathbf{r}(t) = [r_1(t), r_2(t), \dots, r_N(t)]^T$ 为混响。 $s(t)$ 为目标回波, $\varphi = 2\pi f_0 d \sin(\alpha_0) / c$ 为相移。将阵列分成3个子阵: $1 \sim N-2$, $2 \sim N-1$, $3 \sim N$ 。利用3个子阵在每个方向上形成3个波束输出: $p_i(t) = C_i(\phi)\mathbf{x}_i(t)$ 。 $C_i(\phi) = [e^{j(0+i-1)\eta}, e^{j(1+i-1)\eta}, \dots, e^{j(N-3+i-1)\eta}]$, $\mathbf{x}_i(t) = [x_{1+i-1}(t),$

$x_{2+i-1}(t), \dots, x_{N-2+i-1}(t)]^T$, $i = 1, 2, 3$, $\eta = 2\pi f_0 d \sin(\phi) / c$, ϕ 为波束指向。当 $C_i(\phi) = \mathbf{a}_i(a_0)^H$ 时: $p_i(t) = (N-2)s(t) + n_i(t)$ 。其中, $n_i(t) = C_i(\phi)\mathbf{r}_i(t)$ 。从而通过波束形成进行了一次空域滤波。其孔径较之全阵列波束形成要小;当 N 较大时, $(N-2)/N \approx 1$, 孔径减少有限。另外,经过波束形成混响部分变为

$$n_1 = r_1 + r_2 e^{j\eta} + \sum_{i=3}^{N-3} r_3 e^{j(i-1)\eta}, \quad n_2 = r_2 + r_{N-1} e^{j(N-2)\eta} + \sum_{i=3}^{N-3} r_3 e^{j(i-1)\eta}, \quad n_3 = r_1 + r_N e^{j(N-1)\eta} + \sum_{i=3}^{N-3} r_3 e^{j(i-1)\eta};$$

对 $p_i(t) = (N-2)s(t) + n_i(t)$ 进行傅里叶变换可得

$$|P_1(j\omega)| e^{j\psi_1} = |S(j\omega)| e^{j\sigma} + |N_1(j\omega)| e^{j\rho_1} \quad (1)$$

$$|P_2(j\omega)| e^{j\psi_2} = |S(j\omega)| e^{j\sigma} + |N_2(j\omega)| e^{j\rho_2} \quad (2)$$

$$|P_3(j\omega)| e^{j\psi_3} = |S(j\omega)| e^{j\sigma} + |N_3(j\omega)| e^{j\rho_3} \quad (3)$$

由 n_1, n_2, n_3 可知,3个子阵波束输出结果中的混响只有两个阵元不同。当 $N \gg 3$ 时,3个子阵输出的混响能量近似相等,所以 $|N_1| \approx |N_2| \approx |N_3|$ 。根据文献[10],可以解算出信号 $|S(j\omega)| e^{j\sigma}$ 的实部和虚部为

$$\text{Re}(S) = [EA - FB] / \gamma \quad (4)$$

$$\text{Im}(S) = [FC - ED] / \gamma \quad (5)$$

其中 $\gamma = 2(CA - DB)$, $A = \text{Im}(P_3 - P_1)$, $B = \text{Im}(P_2 - P_1)$, $C = \text{Re}(P_2 - P_1)$, $D = \text{Re}(P_3 - P_1)$, $E = |P_2|^2 - |P_1|^2$, $F = |P_3|^2 - |P_1|^2$ 。当接收数据中含有目标信号时,且波束指向与目标方向相同时,可以用式(4),式(5)提取出目标信号 $S(j\omega)$ 。接收数据中的目标信号只在发射后的某个时刻出现,并持续大约脉冲宽度的时间。在进行方位维度和距离维度的搜索处理时,当所处理的数据片段中不含有目标回波,或者存在偏离时,运用式(4),式(5)提取的结果与真实回波存在差异。构造检测量来建立这种差异与方位距离偏差的映射关系,可以实现目标方位、距离的辨识。

2.2 检测量的设计与目标检测流程

设在距离维度上每次处理的数据片段长度 M 为脉冲宽度 T 的2倍,步进长度为 L 。将数据片段的后半部分预设为目标信号所在单元。当搜索方位正对目标所在方位,且正好步进到目标所在位置时,提取的信号最接近真实目标回波。当方位、距离偏离目标所在真实方位、距离时,则相互之间发生差异。构造频域、时域的各个检测量来建立方位、距离偏离与二者差异的映射关系,从而计算出空时2维联合检测量 $D(\phi, t)$,即可用于目标的检测。基于下面两个准则构造各个检测量:(1)无偏性,检测量的最大值对应目标的真实方位和距离;(2)一致性,在整个方位与距离维度上,检测量的值与方位距离的偏离程度成对应关系。整个检测流程如图2所示。

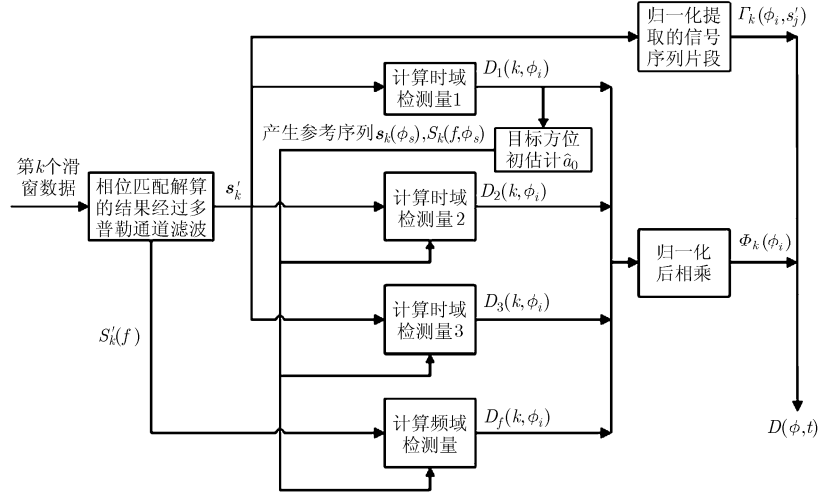


图 2 目标检测流程

目标回波的真实时间序列和幅度谱设为 $\mathbf{s}_0 = [zs(1, T), s_1, s_2, \dots, s_T]$, $|S_0(j\omega)| = [y_1, y_2, \dots, y_{N_0}]$ 。其中, $zs(1, T)$ 为用来补零的长度为 T 的 0 值序列, N_0 为 FFT 计算长度。对接收数据片段 k , 方向 ϕ_i 进行处理后所提取的信号时间序列和幅度函数为:
 $\mathbf{s}'_k(\phi_i) = [s'_{k,i,1}, s'_{k,i,2}, \dots, s'_{k,i,2T}]$, $|S'_k(j\omega : \phi_i)| = [y'_{k,i,1}, y'_{k,i,2}, \dots, y'_{k,i,N_0}]$ 。

构造检测量如下:

(1)时域的检测量 1 为

$$D_1(k, \phi_i) = \left[\frac{\frac{1}{T} \sum_{j=T+1}^{j=2T} |s'_{k,i,j}|}{\frac{1}{T} \sum_{j=1}^{j=T} |s'_{k,i,j}|} \right]^2 = [\chi_a / \chi_b]^2 \quad (6)$$

其中 $\chi_a(k, \phi_i)$ 表示提取的信号时间序列片段中目标回波预设落入区间的幅度平均值, $\chi_b(k, \phi_i)$ 表示非预设落入区间的幅度平均值。假设无混响、噪声等干扰, 真实目标正好落在预设单元内且方位为 ϕ_i , 则 $\chi_b(k, \phi_i) = 0$, $\chi_a(k, \phi_i) = 1$ (假设理想目标回波的幅度平均值为 1), $D_1(k, \phi_i)$ 最大。当发生方位、距离偏差时 $D_1(k, \phi_i)$ 变小。令 $D_1(k, \phi_s) = \max(D_1(k, \phi_i))$, 可设定 ϕ_s 方位为参考方位, 取其对应的序列为参考序列: $\mathbf{s}'_k(\phi_s), S'_k(f, \phi_s)$ 。

(2)时域的检测量 2 为

$$D_2(k, \phi_i) = \frac{1}{T} \sum_{j=T+1}^{j=2T} (A_{\text{coef}} |s'_{k,i,j}| - |s_0(j)|)^2 \quad (7)$$

其中 A_{coef} 是平均幅度归一化因子。 $D_2(k, \phi_i)$ 表示提取的目标信号相对发射信号回波模型的偏离方差。

(3)时域的检测量 3 为

$$D_3(k, \phi_i) = 1 / \left[\left(\frac{1}{T} \sum_{j=T+1}^{j=T+1+T/2} |s'_{k,i,j}| \right) - \left(\frac{1}{T} \sum_{j=T+2+T/2}^{j=2T} |s'_{k,i,j}| \right) \right]^2 = 1 / (c_L - c_R)^2 \quad (8)$$

其中 c_L 是提取的目标信号的左半部分的幅度平均值, c_R 是提取的目标信号的右半部分的幅度平均值。因而, $D_3(k, \phi_i)$ 表示提取的目标回波信号的对称性变异程度与距离、方位的关系。

(4)频域检测量 $D_f(k, \phi_i) = 1 / (|h_{a_0} - h_{\phi_i}| + 1)$ 。当搜索方位 ϕ_i 偏离目标所在方向 a_0 时, 提取的信号频谱发生变化: 中心频率 f_0 处的幅度值会随着 ϕ_i 的左右偏离而变大、变小。定义检验量 $D_f(k, \phi_i)$ 来度量这种变化。其中, $h_{a_0} = |S'_k(f_0, \phi_s)|$, $h_{\phi_i} = |S'_k(f_0, \phi_i)|$ 。在波束对准目标方位时, $h_{a_0} = h_{\phi_i}$, 检测量 $D_f(k, \phi_i)$ 达到最大值。

归一化检测量得到: $D_{t-1}(k, \phi_i)$, $D_{t-2}(k, \phi_i)$, $D_{t-3}(k, \phi_i)$ 。令 $\Phi_k(\phi_i) = D_{t-1} \cdot D_{t-2} \cdot D_{t-3} \cdot D_f$, 可用其进行目标方位的辨识。令 $\Gamma_k(\phi_i, s'_i) = |s'_k(\phi_i)| / \max(|s'_k(\phi_i)|)$, 表示在片段 k 、方向 ϕ_i 所提取的归一化信号时间序列。最后得到空时联合检测量:

$$D(\phi_i, k) = \Phi_k(\phi_i) \cdot \Gamma_k(\phi_i, s'_i) = \sum_{j=1}^{2T} \Phi_k(\phi_i) s'_{k*2T+j} \quad (9)$$

对 $D(\phi_i, k)$ 进行匹配滤波得到最后输出。

3 试验结果与分析

将本文方法(定义为 STPM), 与主动声呐最常用的 CST 方法进行比较。

试验 1 线性调频信号处理。仿真阵列混响、噪声及目标信号数据。仿真参数: 线性调频信号, 中心频率 10 kHz, 脉宽 0.2 s, 带宽 100 Hz, 声速 1500 m/s, 降采样频率 1 kHz; 平台速度 10 kn, 均匀线列阵阵元数 40, 阵元间距半波长; 目标方位 10° , 时间 1 s, 径向速度 -6 kn, 信混比 -20 dB; 加入白噪声, 噪声混响比 -20 dB。

图 3(a)是 STPM 处理下的方位-时间平面上的幅度输出, 幅度大小用灰度表示; 图 3(b)则是 CST

处理下的方位-时间平面上的幅度输出。从图3中可以看出目标出现在 10° 方向,出现时刻在1.2 s,与设定的参数一致。在整个2维平面上,与常规处理相比STPM方法对混响的滤除更加干净。

试验2 海试数据处理。对某海区录取的拖曳线列阵阵列数据截取2 s的片段进行处理。试验参数:阵元数80,阵元间距1 m,采样频率5 kHz;单频正弦脉冲,频率750 Hz,脉宽0.432 s。目标信号出现在 -25° 方向,出现时刻在1.0 s处。处理结果如图4所示。

图4(a)是STPM处理下的方位-时间平面上的幅度输出;图4(b)则是CST处理下的方位-时间平面上的幅度输出。由图4可见,在实际的应用中STPM方法较CST有显著提高,对混响的滤除更加干净。但是没有仿真情况下的提高明显。因为实际目标信号存在扩展。

试验3 多目标场景处理。由于STPM方法中的相位匹配信号提取是一种非线性的处理。应当考察其在多目标场景下的性能。仿真参数:线性调频信号,其他参数与试验1相同。目标1:方位 0° ,时间1 s,径向速度-6 kn,信混比-20 dB;目标2:方位 -15° ,时间1 s,径向速度-6 kn,信混比-23 dB;目标3:方位 0° ,时间1.4 s,径向速度-6 kn,信混比-17 dB。处理结果如图5所示。

在时间维度上,由于设置的滑窗长度是脉冲宽度的两倍,所以当两个目标的时间维度间隔为两个脉冲宽度时,可以检测出目标。在方位维度上,分辨性能与第1步的波束形成相当。检测出的目标幅度的值与目标真实的幅度值大小成对应关系,但并非严格成等比关系。

试验4 接收机工作特性曲线(ROC)仿真结果。通过2000次有目标信号出现和2000次只有混响噪声的情况下的蒙特卡洛仿真得到ROC曲线。仿真参数与试验1相同。仿真结果如图6所示。

从图6可以得出:在相同的虚警概率下,STPM方法具有更高的检测概率。且在输入信混比下降时,仍然能够在较低的虚警概率下保持较高的检测概率。但是当输入信混比(SRR)下降到一定程度时,其性能会突然急剧下降。这是非线性处理造成的。

4 结束语

本文将相位匹配方法与空时2维滤波相融合,构造了一种利用相位匹配进行目标回波提取的非线性方法。同时,设计了此方法下的对应检测量。它的处理不涉及信号与混响的统计信息,不用进行STAP处理中的协方差矩阵估计,只需进行空时级联滤波、方程解算和检验量计算。因而,它的处理比STAP快速高效,能够稳健地适应非均匀环境。经过仿真数据和试验数据的处理,验证了其有效性。

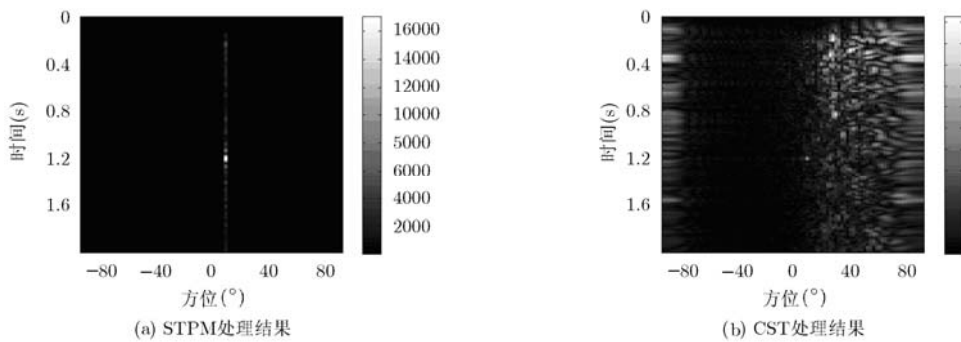


图3 仿真数据处理输出结果比较

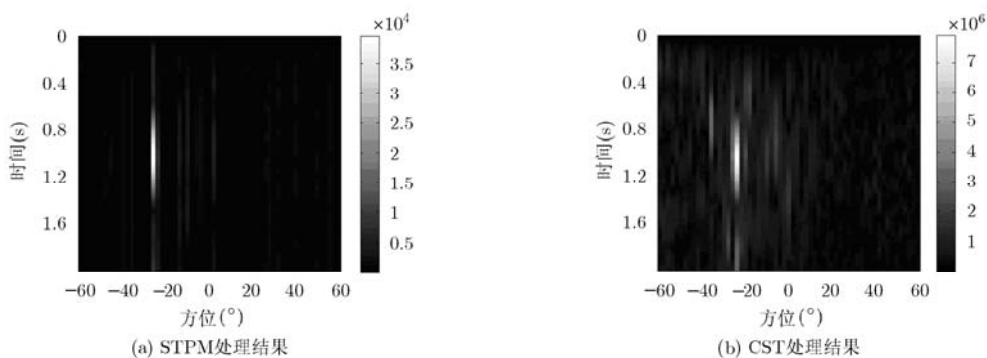


图4 海试数据处理输出结果比较

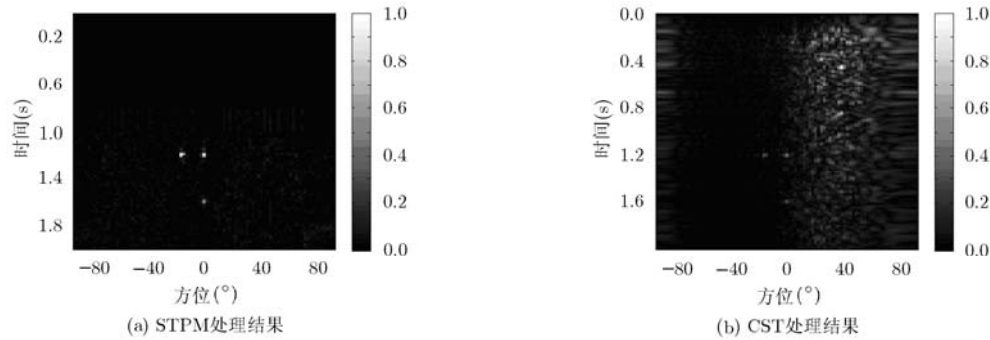


图5 多目标场景处理输出结果比较

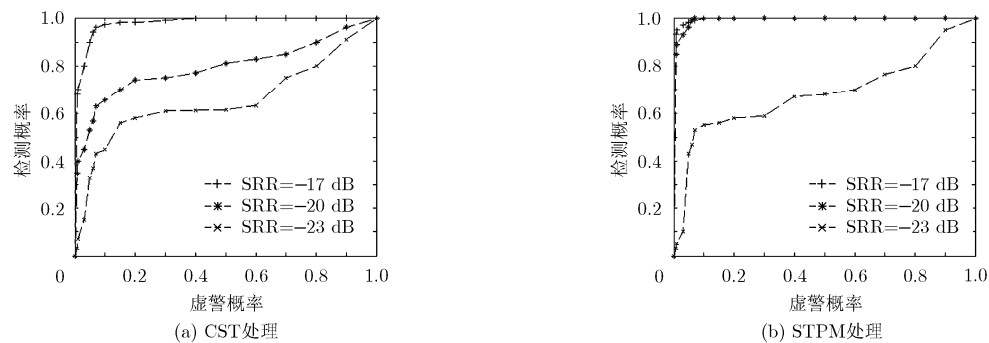


图6 接收机工作特性曲线

参考文献

- [1] 王磊, 朱堃. 运动平台低频混响的方位-多普勒特性研究[J]. 声学学报, 2009, 34(2): 110-116.
Wang Lei and Zhu Ye. The azimuth-Doppler distribution characteristics of the low-frequency reverberation on the platform-movement condition[J]. *Acta Acustica*, 2009, 34(2): 110-116.
- [2] Maiwald D, Benen S, *et al.*. Space-time adaptive processing for active towed array sonar system[C]. Proceeding of the Undersea Defence Technology European Conference, Hamburg, Germany, June 2001: 1-6.
- [3] Lo K W. Adaptive array processing for wide-band active sonars[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2004, 29(3): 837-846.
- [4] Rui Fa and De Lamare R C. Reduced-rank STAP algorithms using joint iterative optimization of filters[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(3): 1668-1684.
- [5] Bidon S, Besson O, and Tourneret J Y. Knowledge-aided STAP in heterogeneous clutter using a hierarchical bayesian algorithm[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(3): 1863-1879.
- [6] Zhu Xu-min, Li Jian, and Stoica P. Knowledge-aided space-time adaptive processing[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(2): 1325-1336.
- [7] 赵申东, 唐劲松, 蔡志明. 小快拍数的线性空时自适应处理方法[J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(9): 1616-1620.
Zhao Shen-dong, Tang Jin-song, and Cai Zhi-ming. Adaptive processing for line array with a small number of snapshots[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2008, 30(9): 1616-1620.
- [8] Sasi N M, Sathidevi P S, Pradeepa R, *et al.*. A low complexity STAP for reverberation cancellation in active sonar detection[C]. Proceeding of the IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Jerusalem, Israel, Oct. 4-7, 2010: 245-248.
- [9] Orris G J, McDonald B E, and Kuperman W A. Matched-phase noise reduction[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 1994, 96(6): 3499-3503.
- [10] 严光洪, 陈志菲, 孙进才. 基于信号相位匹配原理的目标方位估计的近场修正方法[J]. 兵工学报, 2009, 30(5): 648-651.
Yan Guang-hong, Chen Zhi-fei, and Sun Jin-cai. Accurate near-field signal direction-of-arrival estimation based on signal phase match algorithm[J]. *Acta Armamentarii*, 2009, 30(5): 648-651.

艾锐峰: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为水声信号处理.

蔡志明: 男, 1962年生, 博士生导师, 研究方向为水声信号处理.

幸高翔: 男, 1978年生, 讲师, 研究方向为信号处理.