

基于水声扩频信号的空时分簇 DoA 估计算法

周锋^{1,2,3}, 张宝胜^{1,2,3}, 张文博^{1,2,3}

(1. 哈尔滨工程大学水声技术重点实验室, 黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 海洋信息获取与安全工信部重点实验室(哈尔滨工程大学), 黑龙江 哈尔滨 150001;

3. 哈尔滨工程大学水声工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘 要: 为了解决波达方向估计稳定性差、分辨率低、低信噪比下性能下降严重等问题, 针对水声扩频信号提出了一种空时分簇波达方向估计算法。该算法利用时频二维搜索的思想, 将常规波束成形和扩频序列结合, 设置角度间隔搜索水声扩频信号的入射角度和到达时延, 将空间谱上升至时延-角度谱, 使其保持较高的分辨率。利用扩频序列的特性, 使空时分簇波达方向估计具有抗干扰和低信噪比下稳健工作的能力。仿真与水池实验结果证明, 与传统波达方向估计算法相比, 所提算法在抗干扰性、分辨率、抗噪声方面具有更好的性能, 同时不需要信源数估计以及角度预估计, 具有更加稳健的性能。

关键词: 波达方向估计; 空时分簇; 水声扩频信号; 阵列信号处理

中图分类号: TB566

文献标志码: A

DOI:10.11959/j.issn.1000-436x.2022164

Space-time division cluster DoA estimation algorithm based on UWA spread spectrum signal

ZHOU Feng^{1,2,3}, ZHANG Baosheng^{1,2,3}, ZHANG Wenbo^{1,2,3}

1. Acoustic Science and Technology Laboratory, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China

2. Key Laboratory of Marine Information Acquisition and Security (Harbin Engineering University), Ministry of Industry and Information Technology, Harbin 150001, China

3. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China

Abstract: To solve the problems of poor stability, low resolution, and performance degradation under low signal-to-noise ratio (SNR) of the direction of arrival (DoA) estimation, a space-time division cluster (STDC) DoA estimation algorithm was proposed for under water acoustic (UWA) spread spectrum signal. The idea of the time-frequency two-dimensional search was used to combine the conventional beamforming with the spread spectrum sequence, set the angle interval to search the incidence angle and the arrival delay of the spread-spectrum signal, and increased the spatial spectrum to the delay angle spectrum, which kept the high resolution. STDC-DoA estimation can be anti-interference and stable operation under low SNR by using the characteristics of spread spectrum sequence. Finally, through simulation and pool experiment, it was proved that compared with the traditional DoA estimation algorithm, the proposed algorithm has better performance in anti-interference, resolution, and anti-noise. Meanwhile, the proposed algorithm does not need signal source number estimation and angle prediction and has more robust performance.

Keywords: DoA estimation, space-time division cluster, UWA spread spectrum signal, array signal processing

收稿日期: 2022-04-13; 修回日期: 2022-07-06

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.11974090, No.U1806201); 国防基础科研计划基金资助项目 (No.JCKY2019604B001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.11974090, No.U1806201), Defence Industrial Technology Development Program (No.JCKY2019604B001)

0 引言

在复杂的海洋环境中, 水声扩频通信具有抗多径、抗干扰、多址通信等优点, 是实现高质量水声通信的首选技术之一^[1]。为了进一步提高系统性能, 研究人员提出了利用水听器阵列接收信号。将阵列信号处理技术应用于水声扩频通信, 首先要解决的是多径信号波达方向 (DoA, direction of arrival) 估计问题, 因为 DoA 信息是完成波束成形、时空二维 Rake 接收的重要依据, 所以本文主要研究水声扩频信号的 DoA 问题。

水声扩频信号是宽带信号, 目前比较经典的宽带高分辨算法主要有 2 类^[2], 分别是非相干信号子空间方法 (ISM, incoherent signal subspace method)^[3]和相干信号子空间方法 (CSM, coherent signal subspace method)^[4]。前者利用频率分解的思想, 将宽带源信号分解为一系列窄带信号再进行 DoA 估计。后者基于频率聚焦的原理, 其中最典型的为双边相关变换 (TCT, two-sided correlation transformation) 方法^[5], 利用聚焦矩阵将分解的子信号变换到参考频率上, 进而使用窄带处理方法实现 DoA 估计。但这样的处理方法使 CSM 需要预估信号源角度, 而聚焦矩阵对预估角度的依赖使最终 DoA 估计结果产生偏差。

水下通信信号的 DoA 估计往往需要考虑比空气中通信信号的 DoA 估计更多的因素, 水下的地形崎岖, 声波在水中传播容易出现散射、折射, 造成阵列接收信号包含相干信号, 可能导致 DoA 估计算法失效^[6]。由于海水流动或者通信双方的相对运动, 信道结构发生变化, 导致接收信号的 DoA 和信源个数随之变化。同时, 扩频通信常常工作在较低信噪比下, 使许多常规的 DoA 估计算法失效。

针对上述问题, 研究人员在水下 DoA 估计领域展开了大量研究。刘亮等^[7]提出了一种适用于水声宽带信号的 DoA 估计算法, 对每个频点信号进行不同的加权, 在低信噪比下获得了更好的分辨率。韩泽洋等^[8]针对多径问题, 提出了一种线性调频信号波达方向估计方法。文献^[9]提出了一种基于进化算法思想的水下 DoA 估计算法。文献^[10]提出了一种基于信号自消零的低快拍数水下 DoA 估计算法。文献^[11]利用 m 序列的天然抗多径的能力, 使各条路径相干性减弱, 达到天然解相干的效果, 解决了多重信号分类 (MUSIC, multiple signal classification) 算法中相干源的问题。

然而, 以上方法并没有考虑 DoA 估计的抗干扰问题, 将干扰信号的 DoA 信息作为波束导向会导致水声扩频信号被削弱, 对通信系统造成负面影响。为此, 本文提出一种基于水声扩频信号的时空分簇 (STDC, space-time division cluster) DoA 估计算法, 该算法不需要预先判断信源个数, 不受干扰影响, 只估计水声扩频信号的 DoA, 且在低信噪比下依然保持较高的角度分辨率, 具有较好的稳健性。

1 信号模型

假设发射信号是一段由 m 序列对单频信号进行扩频的信号, 表示为

$$C(t) = c(t)\cos(\omega_c t) \quad (1)$$

其中, $c(t) = \sum_{i=0}^{N_m-1} c_i P_{T_c}(i - nT_c)$, $c_i \in (-1, 1)$ 为 m 序列的第 i 个码元, T_c 为码元间隔, N_m 为 m 序列的周期, P_{T_c} 为码元脉冲形滤波器, 这里选择根升余弦滤波器, 滚降系数为 a , 则信号的带宽 $B = \frac{1+a}{T_c}$, ω_c 为载波频率。

本文以均匀直线阵为例, 假设声源在远场, 经过信道后, 有 P 条路径上的水声扩频信号入射到 M 元均匀直线阵列上, 图 1 为第 p 条路径以角度 θ_p 入射到阵列上。

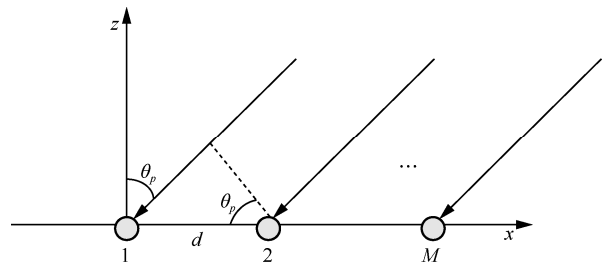


图 1 水声扩频信号入射到均匀直线阵列

其中, 第一个阵元为参考阵元, d 为阵元间距, 则第 m 个阵元接收的信号为

$$x_m(t) = \sum_{p=1}^P C[(1+a)t - \tau_p - \tau_m(\theta_p)] + n_m(t) \quad (2)$$

$$1 \leq m \leq M$$

其中, a 为多普勒压缩因子, τ_p 为第 p 条路径到达参考阵元的时延, $\tau_m(\theta_p)$ 为第 m 个阵元相对于参考阵元的声程差, $n_m(t)$ 为第 m 个阵元的噪声。

2 空时分簇 DoA 算法原理与分析

为了稳健地估计水声扩频信号的入射角度，本文设计了一种基于水声扩频信号的空时分簇 DoA 估计算法，算法框架如图 2 所示。首先，对各个阵元接收的信号进行正交解调，对解调后的数据进行多波束成形，生成 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 的波束成形后的数据；然后，对波束成形后的数据进行时频二维搜索，消除多普勒效应的影响；最后，搜索出最大值，得到信号的入射角度 θ 、频偏 $\Delta\omega$ 和时延 τ 。

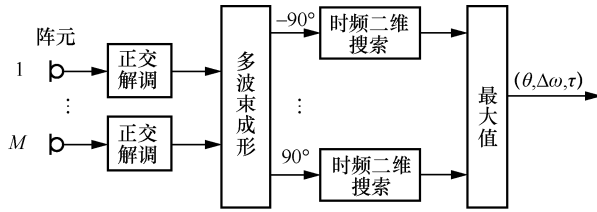


图 2 基于水声扩频信号的空时分簇 DoA 估计算法框架

2.1 正交解调

由于信号在基带上便于处理，接收到的信号通常下变频到基带。如图 3 所示，将第 m 个阵元接收的信号乘以余弦和正弦信号，并通过低通滤波器 (LPF, low pass filter)，这个过程称为正交解调^[12]。

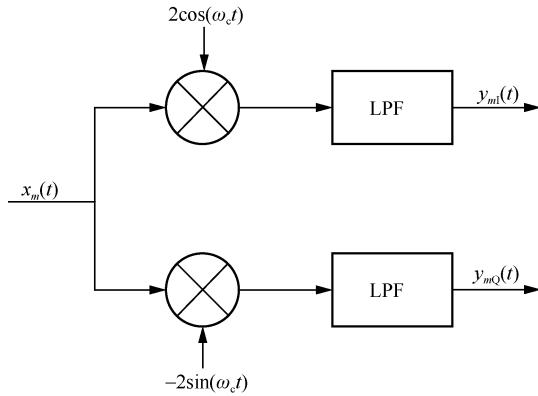


图 3 正交解调

$$y_{mI}(t) = 2x_m(t) \cos(\omega_c t) \stackrel{\text{LPF}}{=} \sum_{p=1}^P c \left[(1+a)t - \tau_p - \tau_m(\theta_p) \right] \cdot \cos \left[a\omega_c t - \tau_p - \tau_m(\theta_p) \right] + n_{mI}(t) \quad (3)$$

$$y_{mQ}(t) = -2x_m(t) \sin(\omega_c t) \stackrel{\text{LPF}}{=} \sum_{p=1}^P c \left[(1+a)t - \tau_p - \tau_m(\theta_p) \right] \cdot \sin \left[a\omega_c t - \tau_p - \tau_m(\theta_p) \right] + n_{mQ}(t) \quad (4)$$

正交解调的输出是由同向分量和正交分量组成的复数，即

$$y_m(t) = y_{mI}(t) + jy_{mQ}(t) = \sum_{p=1}^P c \left[(1+a)t - \tau_p - \tau_m(\theta_p) \right] \cdot e^{j[a\omega_c t - \tau_p - \tau_m(\theta_p)]} + n_{mIQ}(t) \quad (5)$$

其中， $n_{mIQ}(t) = n_{mI}(t) + jn_{mQ}(t)$ ，且 $j = \sqrt{-1}$ 。

2.2 多波束成形

目前，有许多波束成形方法，为了简化方法，本文使用相移波束成形^[13]。相移波束成形的原理是将每一个阵元的信号以相同的相位叠加，如图 4 所示。

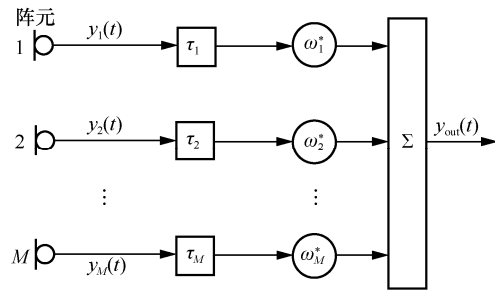


图 4 相移波束成形原理

此时，每个阵元的相位差是由符号相位和载波相位决定的。为了实现相移波束成形，必须先对扩频序列的符号相位进行对齐。第 m 个阵元与参考阵元的声程差为

$$\tau_m(\theta_p) = \frac{(m-1)d \sin \theta_p}{c}, \quad 1 \leq m \leq M \quad (6)$$

利用声程差进行符号相位补偿后，第 m 个阵元的信号为

$$y'_m(t) = \sum_{p=1}^P c \left[(1+a)t - \tau_p \right] e^{j[a\omega_c t - \tau_p - \tau_m(\theta_p)]} + n_{mIQ}(t) \quad (7)$$

设第 m 个阵元的权值为 ω_m ，则将所有阵列元素的加权输出相加，作为波束成形后的阵列输出，即

$$y_{\text{CBF}}(t) = \sum_{m=0}^M \omega_m^* y'_m(t) \quad (8)$$

其中

$$\omega_m = e^{-j\omega_c \tau_m(\theta_p)} \quad (9)$$

设置阵元个数为 10，阵元间距为 18 cm，声速为 1 500 m/s，载波频率为 4 000 Hz，上述波束成形的静态方向图如图 5 所示。

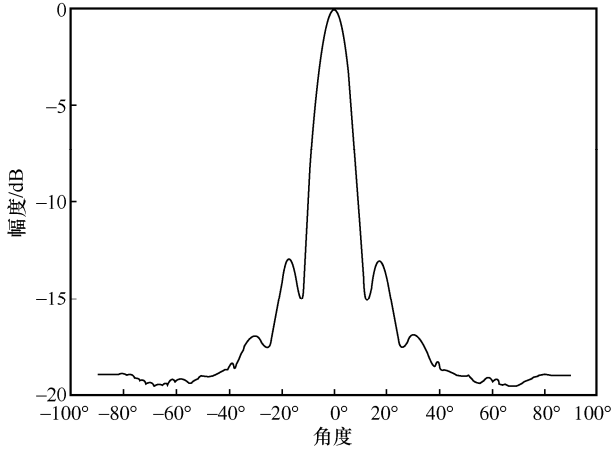


图 5 波束成形的静态方向图

当计算量不满足要求时，可通过增加波束扫描间隔来减少计算量。上述波束成形方法的波束宽度与常规波束宽度类似，故借用常规波束宽度的计算式，图 1 所示的均匀直线阵列的波束宽度 BW 为

$$BW = 2 \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{Md} \right) \quad (10)$$

其中，信号波长 $\lambda = \frac{c}{f_c}$ ， c 为声速， f_c 为载波中心频率。

多波束成形的原理是采用不同组的相位补偿获得多个不同方向的波束，各波束间应有一定的覆盖，否则会造成目标遗漏^[14]。通常以波束宽度一半处为覆盖点，多波束间的覆盖如图 6 所示。

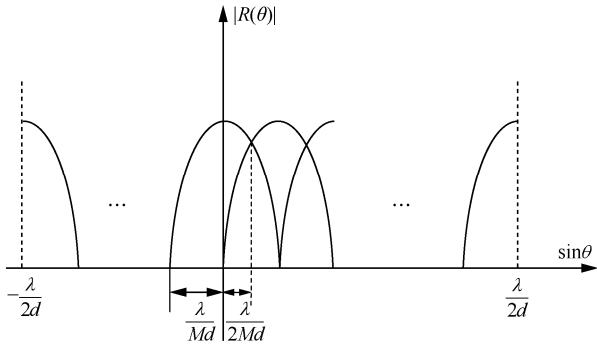


图 6 多波束间的覆盖

2.3 时频二维搜索

根据文献[11]，对正交解调后的复基带信号进行时频二维搜索，可得到信号的时延和多普勒频偏。时频二维搜索如图 7 所示，首先利用不同的频偏对基带信号进行补偿，然后利用本地的扩频序列进行互相关，最后得到用于估计多普勒频偏和时延的模糊函数 $|MF(\Delta\omega, \tau)|^2$ ，其中 $\Delta\omega$ 表示频偏。

$$(\Delta\omega, \tau) = \arg \max_{\Delta\omega, \tau} |MF(\Delta\omega, \tau)|^2 \quad (11)$$

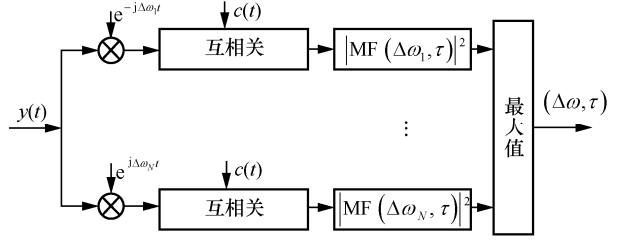


图 7 时频二维搜索

如果本地扩频序列很长，那么完成一次相关需要很长时间，不能保证通信的实时性要求。但是如果考虑到时域卷积等于频域相乘，那么可以将时域相关运算转化到频域做相乘运算，这样可以大大减少相关所需的时间^[15]。其基本原理为

$$R(i) = \sum_{n=0}^{M-1} y(n)c(n+i) = y(n) \otimes c(-n) = \text{IFFT} \{ \text{FFT}[y(n)] \text{FFT}^*[c(n)] \} \quad (12)$$

其中， $y(n)$ 表示经过频偏补偿和离散后的基带信号， $c(n)$ 表示本地的扩频序列， \otimes 表示卷积，FFT 表示快速傅里叶变换， FFT^* 表示快速傅里叶变换的共轭，IFFT 表示快速傅里叶逆变换， $\text{FFT}[y(n)]$ 表示将时域信号 $y(n)$ 变换到频域， $\text{FFT}^*[c(n)]$ 表示将时域信号 $c(n)$ 变到频域然后取共轭。基于 FFT 的快速相关算法框架如图 8 所示，其中， $|\cdot|^2$ 表示模值的平方。

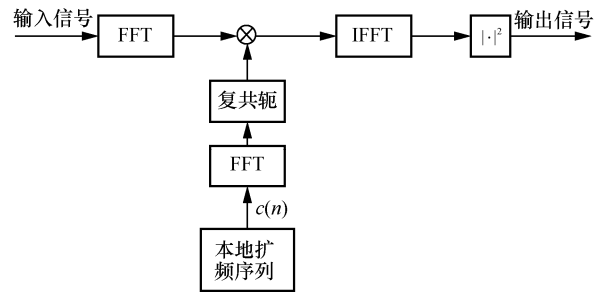


图 8 基于 FFT 的快速相关算法框架

频偏为 10 Hz 时 7 阶 m 序列的时频二维搜索仿真如图 9 所示。

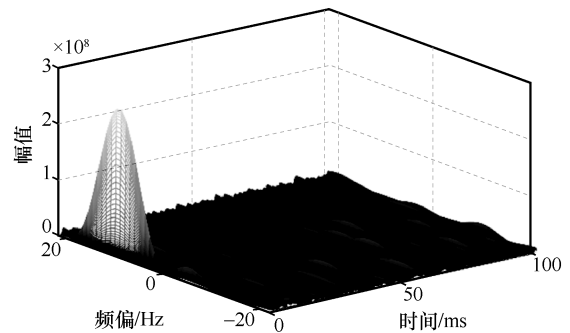


图 9 频偏为 10 Hz 时 7 阶 m 序列的时频二维搜索仿真

从图 9 可以看出, 搜索峰具有一定的宽度, 说明频偏估计具有一定的分辨率, 与波束扫描一样, 可适当增加搜索间隔减少计算量, 且采用不同长度的扩频序列其估计精度将不同。假设本地的扩频序列与信号中的扩频序列对齐且相乘时为 1, 忽略噪声和多径干扰的影响, 对式(8)中的第 p 条路径的波束成形后的水声扩频信号做相关运算并平方后可得

$$R = \left| \sum_{i=0}^{NT_c-1} A e^{j(a\omega_c T_s i - \tau_p)} \right|^2 = \frac{A^2 \sin^2\left(\frac{\Delta\omega NT_c}{2}\right)}{\sin^2\left(\frac{\Delta\omega T_s}{2}\right)} \quad (13)$$

其中, T_s 为采样时间, N 为扩频序列的周期, A 为信号幅度。至此, 可以通过式(13)看到载波频偏对水声扩频信号的相关峰值造成的影响, 且扩频序列的长度不同, 式(13)的主瓣宽度也不同。水声扩频信号频率最小分辨率 Δf 为^[16-17]

$$\Delta f = \frac{1}{T_c N} \quad (14)$$

为了提高频率搜索的速度, 可以设置合适的搜索频偏步长以减少计算量, 7 阶 m 序列的频率分辨率如图 10 所示。

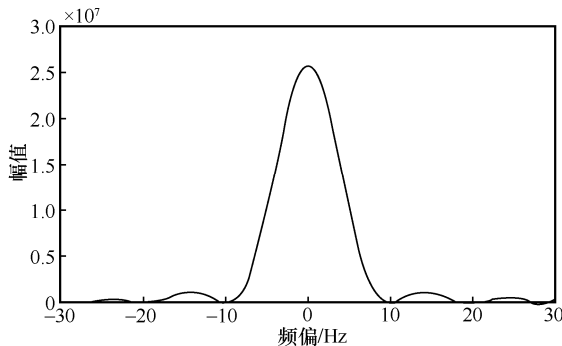


图 10 7 阶 m 序列的频率分辨率

寻找空时频三维搜索中的最大值可以得到接收水声扩频信号的频偏、时延和角度, 按照估计所得频偏, 将补偿后没有多普勒频偏的相关输出挑选出来, 便可以得到入射信号的空时分簇图。

3 仿真验证

本文以水声扩频通信为背景, 估计水声扩频信号的 DoA, 目的在于使扩频通信中 DoA 估计算法在低信噪比以及复杂的环境下具有稳定的性能。

在理想情况(无编码扩频)下, 7 阶 m 序列的扩频通信相比于 QPSK 有 21 dB 的 SNR 增益, 阵元个数为 10 个, 波束成形后相对于无编码扩频的 SNR

增益为 10 dB, 如图 11 所示。以下仿真都以此信噪比作为基准。

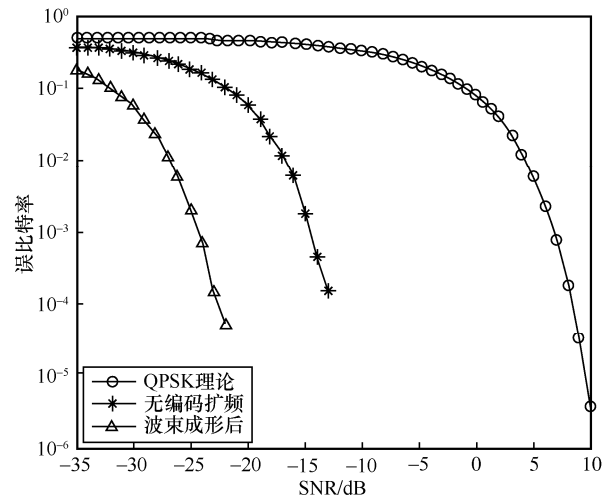


图 11 7 阶 m 序列的扩频通信误比特率对比

实验条件为 10 个间距 $d = 0.18$ m 的阵元组成的均匀直线阵列, 声速为 1500 m/s, 水声扩频信号中心频率为 4 kHz, 带宽为 2.5 kHz。

在 MATLAB 仿真环境下分析本文所提空时分簇 DoA 估计算法的性能, 对比算法为传统波束成形(CBF, conventional beamforming)算法、文献[11]中的 MUSIC 算法、ISM、CSM-TCT。假设以上子空间类算法的信源数已知, ISM 采用前向空间平滑进行解相干, CSM-TCT 算法中预估角度已知, 所提 DoA 估计算法的使用条件是提前已知发射信号的扩频序列, 但不需要知道信源数和角度预估值。

3.1 抗干扰性分析

假设水声扩频信号的入射角为 30° , 有一个频率为 4 000 Hz 的单频干扰信号的入射角度为 -10° , 信噪比为 -10 dB, 信干比为 -10 dB, 其他条件保持不变。空时分簇 DoA 估计算法的仿真结果如图 12 所示, 对比算法的仿真结果如图 13 所示。

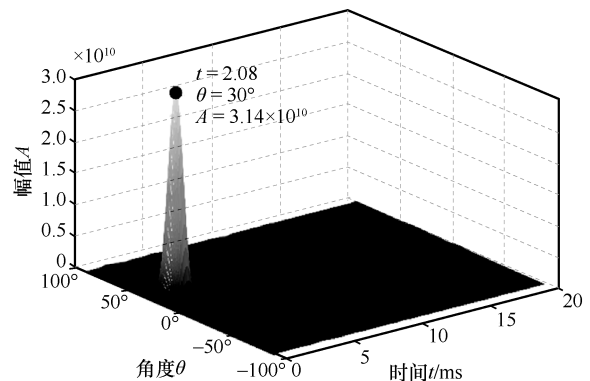


图 12 入射角为 30° 时空时分簇 DoA 估计算法的仿真结果

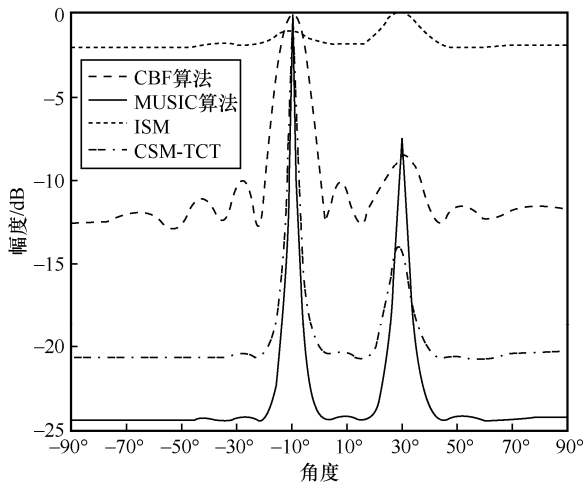


图 13 入射角为 30°时对比算法的仿真结果

本文所提空时分簇 DoA 估计算法利用本地的扩频序列与多波束成形后的接收信号进行循环相关，可以充分利用扩频序列的抗干扰性，抑制干扰，且只估计水声扩频信号的方向，其他干扰信号的方向均不显示。

对比图 12 和图 13 可知，空时分簇 DoA 估计算法不会受到干扰信号的影响，而 MUSIC 算法、CBF 算法、ISM、CSM-TCT 在强干扰的影响下，干扰信号的主瓣比水声扩频信号的主瓣高，若选取最大值作为有用信号的入射方向，将会影响通信，而空时分簇 DoA 估计可以充分发挥水声扩频信号的抗干扰优势。

3.2 分辨率分析

假设水声扩频信号经过信道后，有 2 条主要路径到达接收阵列，信号的入射角分别为 30°和 25°，信噪比为-10 dB。空时分簇 DoA 估计算法的仿真结果如图 14 所示，对比算法的仿真结果如图 15 所示。

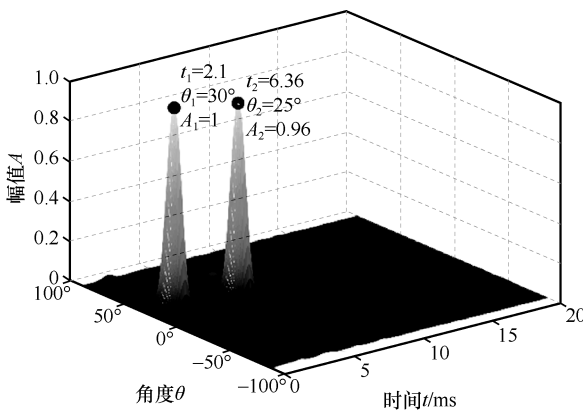


图 14 入射角分别为 30°和 25°时空时分簇 DoA 估计算法的仿真结果

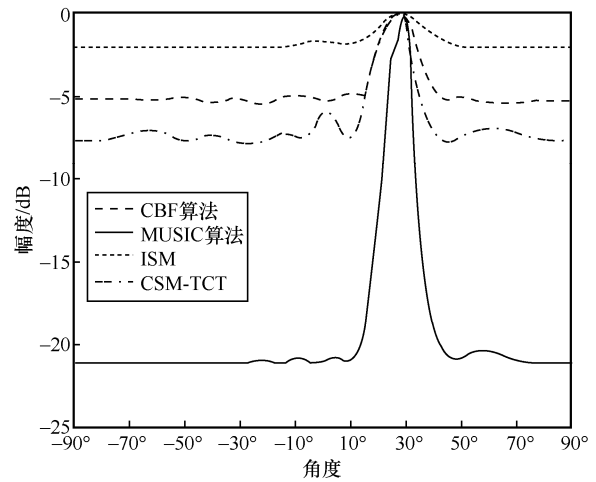


图 15 入射角分别为 30°和 25°时对比算法的仿真结果

信噪比为-10 dB 时，4 种对比算法已经无法分辨 2 个入射角度，而所提空时分簇 DoA 估计算法可以分辨 2 个入射角度。这是因为信号经过信道后经过的路径不同，所以传播时间也会有差别，可以利用时间和角度将每条路径分别开。

3.3 抗噪声分析

本节对比不同算法的抗噪声性能。假设水声扩频信号以 30°入射到天线阵列，信噪比 SNR 为 -35~10 dB，不同算法的估计均方根误差随信噪比变化如图 16 所示。

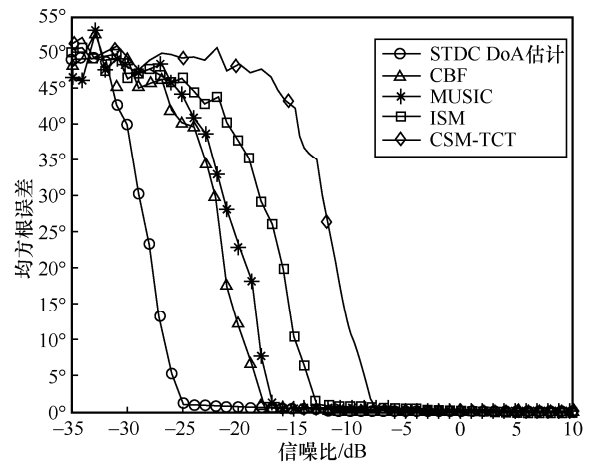


图 16 不同算法的估计均方根误差随信噪比变化

从图 16 可以看出，随着信噪比的增加，几种算法的均方根误差都随之下降。相同信噪比下，空时分簇 DoA 估计算法的性能最好。在工程误差允许的范围内，空时二维搜索的最低工作信噪比为-25 dB，结合图 11 的误比特率曲线，能够到达接近 10^{-3} 的误比特率性能。MUSIC 算法

与 CBF 算法性能接近(假设 MUSIC 算法的信源数已知),这 2 种算法最低工作信噪比分别为-17 dB 和-18 dB,波束成形的导向正确时可以取得 10 dB 的增益,也就是说将 MUSIC 算法或者 CBF 算法应用到扩频通信中,信噪比为-17 dB 和-18 dB 左右,可以实现接近 10^{-3} 的误比特率性能。ISM 和 CSM-TCT 抗噪声性能较差,最低工作信噪比分别为-13 dB 和-8 dB,对比图 11,将 ISM 或者 CSM-TCT 应用于扩频通信中可能会导致扩频通信性能的损失。

3.4 抗多普勒分析

由于水声通信会受到发射机和接收机的相对运动的影响,导致信号压缩或者扩展,故利用重采样模拟多普勒效应,设置压缩因子 $a=0.0025$ 。同时,假设水声扩频信号的入射角为 30° ,此时将信噪比设置较高,观察多普勒带来的影响, $SNR=0$,其他条件保持不变。

多普勒效应对空时分簇 DoA 估计影响较大,若图 2 所示的算法框架中没有加时频二维搜索,直接将多波束成形后的数据做相关,得到的空时分簇 DoA 估计如图 17 所示,与图 12 没有多普勒效应的空时分簇 DoA 估计对比可知,多普勒效应不仅会导致峰值的幅度下降,而且会使估计结果变得混乱。

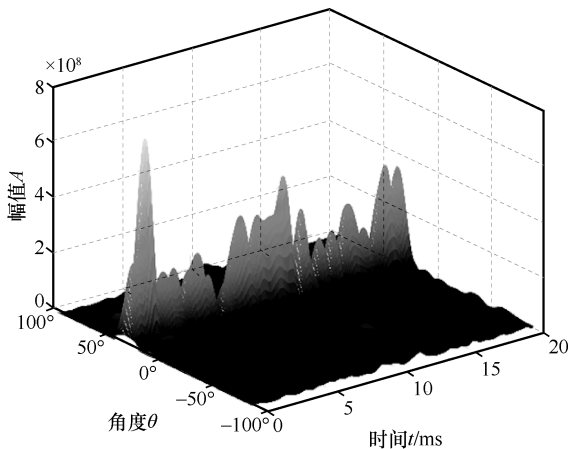


图 17 无时频二维搜索的空时分簇 DoA 估计

根据时频二维搜索的原理,7 阶扩频信号的频率分辨率约为 9.8 Hz,压缩因子 $a=0.0025$ 时,频偏约为 10 Hz,此时扩频信号相关输出会变小且没有明显峰值。若按照图 2 所示的算法框架加入时频二维搜索空时分簇 DoA 估计会出现明显峰值,且空时信道结构更加清晰,如图 18 所示。

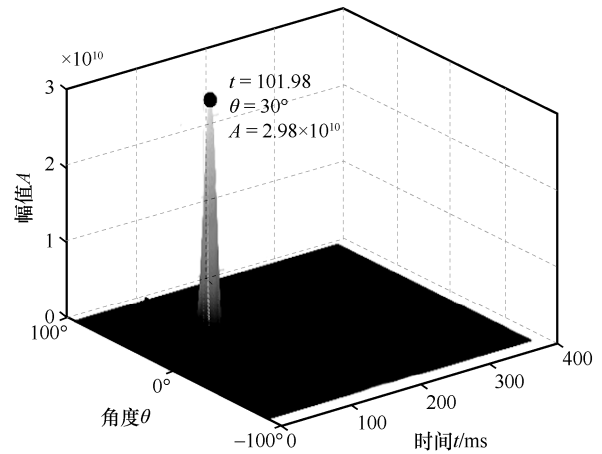


图 18 有时频二维搜索的空时分簇 DoA 估计

综上所述,本文所提空时分簇 DoA 估计算法利用 m 序列的伪随机特性,对干扰信号具有天然抑制作用,并将方向谱上升至时延-角度谱,使分辨率更加高,利用 m 序列优良的相关性,估计均方根误差较低,具有较高的估计精度和稳定性,空时分簇 DoA 估计方法继承了常规波束成形的优良特性,结构简单,估计相干信号源不受影响。由于直接对接收水声扩频信号进行空时二维搜索会受到多普勒效应的影响,故加入时频二维搜索,解决多普勒效应的影响后可以稳定工作。总之,相比与 CBF 算法、文献[11]中的 MUSIC 算法、ISM、CSM-TCT,基于水声扩频信号的空时分簇 DoA 估计方法性能更加优越。

4 实验验证

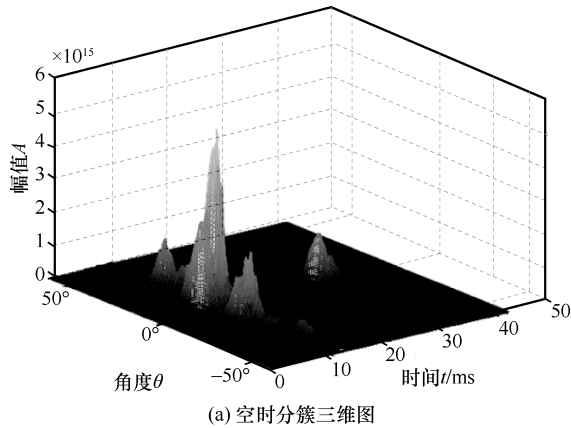
为了验证本文算法的有效性,在哈尔滨工程大学水声实验室进行水池实验,发射扩频信号中心频率为 4 kHz,带宽为 2.5 kHz,扩频序列为 9 阶 m 序列,采用一个发射换能器发射信号,阵元间距为 18 cm 的 10 元均匀直线阵列接收信号,实验设备如图 19 所示。均匀直线阵列垂直放置在水深 5 m 的信道水池中,阵列中心位于水下 2 m 左右,发射换能器与阵列中心等高,两者相距 20 m。



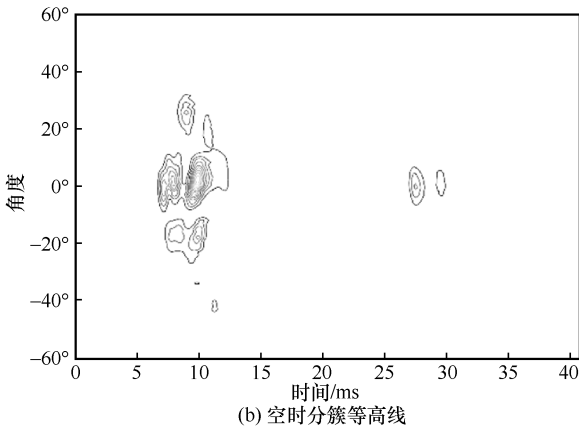
(a) 发射换能器 (b) 均匀直线阵列

图 19 实验设备

实测水池的空时分簇 DoA 估计如图 20 所示。信号以 1° 入射到均匀直线阵上，经过水面水底的反射， -17° 与 26° 有一些信号簇到达，图 20 也体现了水池的空间信道结构。



(a) 空时分簇三维图



(b) 空时分簇等高线

图 20 实测水池的空时分簇 DoA 估计

实测水池的信道估计如图 21 所示，以 1° 波束成形后的信道估计如图 22 所示。对比图 21 和图 22 可知，波束成形后信号幅度增加 10 倍，且削弱了其他方向的多径干扰。同时，空时分簇 DoA 估计得到的信道结构是三维的，可以估计出某条路径的入射方向。因此，空时二维搜索可以得到更清晰的信道结构，为通信系统开发创造更多的先验知识。

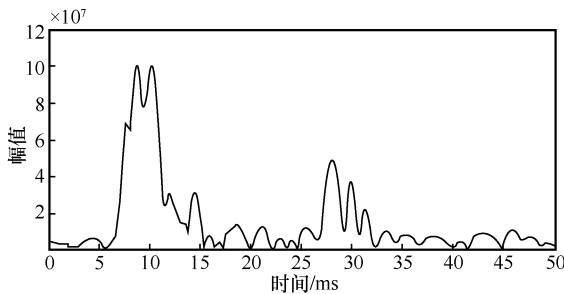


图 21 实测水池的信道估计

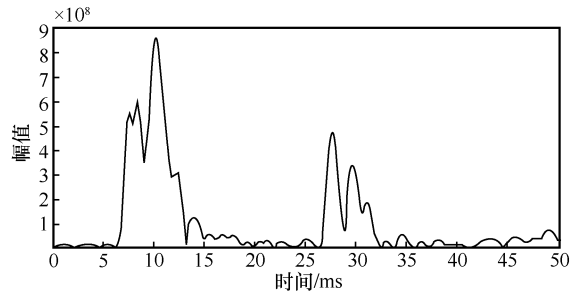


图 22 以 1° 波束成形后的信道估计

根据图 23 可知，由于信道水池中多径干扰严重，对相干信号源敏感的 ISM 已经失效。CBF 算法的空间分辨率由于“瑞利限”的限制，空间谱主瓣宽度明显增加，但是仍然能观察到信号主要从 -17° 、 1° 和 26° 入射。CSM-TCT 初始预估角度采用 CBF 估计得到的角度，分辨率有明显的改善。由于信源数未知，CSM-TCT 和 MUSIC 算法可能会出现虚假峰值。本文所提空时分簇 DoA 估计算法更稳健，且基本上每个入射角均可以在图 20(a)所示的空时分簇三维图上找到。

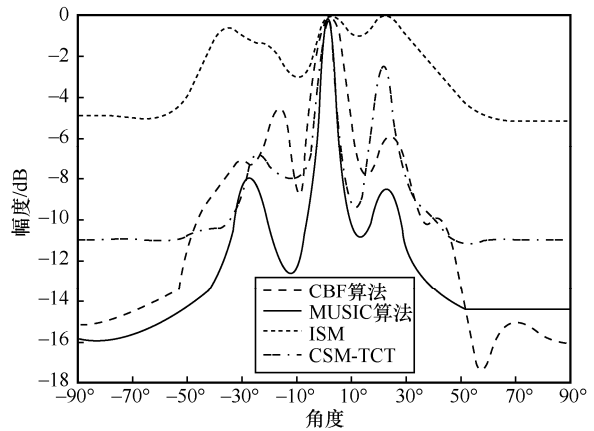


图 23 水池信号的对比算法 DoA 估计结果

5 结束语

本文提出了一种基于水声扩频信号的空时分簇 DoA 估计算法。该算法思想取自时频二维搜索，实质上是将空间所有方向进行波束搜索，利用扩频序列的自相关性，与各个方向波束成形后的数据做相关，将方向谱上升至时延-角度谱，使其保持较高的分辨率。由于所提算法利用了 m 序列的伪随机特性，因此不受干扰信号的影响。扩频带来的扩频增益使估计均方根误差较低，在低信噪比下具有较高的估计精度和稳健性。本文首先对原理进行推导分析，然后将空时分簇 DoA 估计算法与 CBF 算法、

文献[11]中的 MUSIC 算法、ISM、CSM-TCT 进行对比, 仿真结果表明, 空时分簇 DoA 估计算法具有更加稳健的性能。空时分簇 DoA 估计算法可提升水声扩频信号 DoA 估计中的抗干扰性、分辨率、抗噪声以及稳健的性能, 既保留了扩频的各种优点, 又兼具了阵列体制的优势, 但其存在计算量较大的问题, 期望未来得以解决。

参考文献:

- [1] YANG T C, YANG W B. Performance analysis of direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communications with low signal-to-noise-ratio input signals[J]. The Journal of the Acoustical Society of America, 2008, 123(2): 842-855.
- [2] SHI J, ZHANG Q F, TAN W J, et al. Underdetermined DoA estimation for wideband signals via focused atomic norm minimization[J]. Entropy, 2020, 22(3): 359.
- [3] WAX M, SHAN T J, KAILATH T. Spatio-temporal spectral analysis by eigenstructure methods[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1984, 32(4): 817-827.
- [4] WANG H, KAVEH M. Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1985, 33(4): 823-831.
- [5] SELLONE F. Robust auto-focusing wideband DoA estimation[J]. Signal Processing, 2006, 86(1): 17-37.
- [6] 姜伸接. 基于宽带信号的水下 DoA 估计方法研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2020.
JIANG S J. Research on underwater DoA estimation algorithm based on wideband signals[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2020.
- [7] 刘亮, 赵高泽, 龙伟. 一种基于 MUSIC 改进算法的宽带水声信号 DoA 估计[J]. 舰船科学技术, 2015, 37(6): 101-104.
LIU L, ZHAO G Z, LONG W. An improved algorithm based on MUSIC in underwater acoustic wideband array signal direction of arrive estimation[J]. Ship Science and Technology, 2015, 37(6): 101-104.
- [8] 韩泽洋, 徐友根, 刘志文. 多径传播条件下宽带线性调频信号波达方向估计方法[J]. 信号处理, 2019, 35(8): 1293-1299.
HAN Z Y, XU Y G, LIU Z W. Direction-of-arrival estimation of wide-band chirp signals in the presence of multipath propagation[J]. Journal of Signal Processing, 2019, 35(8): 1293-1299.
- [9] 奉朝阳. 基于进化算法的水下目标定位算法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.
FENG C Y. Research on underwater target localization algorithm based on evolutionary algorithm[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018.
- [10] CHEN Y, WANG F, WAN J W, et al. DoA estimation for long-distance underwater acoustic sources based on signal self-nulling[C]//Proceedings of IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference. Piscataway: IEEE Press, 2017: 563-567.
- [11] ZHANG W B, ZHANG B S, ZHOU F. Space-time receiver for spread spectrum communication systems with beam tracking[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2022, 16(6): 926-941.
- [12] CADZOW J A, KIM Y S, SHIUE D C. General direction-of-arrival estimation: a signal subspace approach[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1989, 25(1): 31-47.
- [13] 杜选民, 周胜增, 高源. 声纳阵列信号处理技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2018.
DU X M, ZHOU Z S, GAO Y. Array signal processing techniques for sonar[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry Press, 2018.
- [14] 田坦. 声呐技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2000.
TIAN T. Sonar technology[M]. Harbin: Publishing House of Harbin Engineering University Press, 2000.
- [15] 刘忆. 一种面向深空测距的大多普勒频偏信号捕获算法[J]. 电讯技术, 2021, 61(3): 311-315.
LIU Y. An acquisition algorithm of signal with large Doppler shift in deep space pseudocode ranging[J]. Telecommunication Engineering, 2021, 61(3): 311-315.
- [16] 周锋. 水声扩频通信关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012.
ZHOU F. The study of the key technologies for underwater acoustic spread-spectrum communication[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2012.
- [17] 黄晓萍, 桑恩方. 一个水声扩频通信系统设计与实现[J]. 海洋工程, 2007, 25(1): 127-132.
HUANG X P, SANG E F. Design and realization of an underwater acoustic spread-spectrum communication system[J]. The Ocean Engineering, 2007, 25(1): 127-132.

[作者简介]



周锋 (1980-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 博士, 哈尔滨工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为水声扩频通信和水声信号处理技术等。



张宝胜 (1998-), 男, 湖北仙桃人, 哈尔滨工程大学硕士生, 主要研究方向为水声扩频通信、阵列信号处理技术。



张文博 (1992-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 哈尔滨工程大学博士生, 主要研究方向为水声扩频通信、阵列信号处理技术。