

基于调频 Z 变换的均匀线阵波达方向估计

刘建国, 严胜刚

(西北工业大学航海学院, 陕西西安 710072)

摘要: 提出了一种基于调频 Z 变换(CZT)的宽带波达方向估计算法. 由均匀线阵的理想聚焦条件, 提出了其聚焦矩阵的波矢量域求解原理及计算方法: 首先从聚焦频率处的聚焦矩阵中依次选取一行向量, 用 CZT 分别计算其它子带内, 各聚焦矩阵中相应位置的行向量的波矢量谱, 再由傅立叶反变换得到相应的行向量. 该方法可选择信号频带范围内的任意值作为聚焦频率, 不需要方位预估, 且能获得较好的渐进无偏估计性能. 计算机仿真和水池试验结果验证了理论分析的正确性.

关键词: 宽带波达方向估计; 相干信号子空间方法; 调频 Z 变换; 有效孔径不变的 CZT 法

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 06-1291-06

An Algorithm for Wideband Direction of Arrival Estimation Based on Chirped Z Transform

LIU Jian-guo, YAN Sheng-gang

(School of Marine Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi 710072, China)

Abstract: An algorithm for wideband direction of arrival (DOA) estimation based on chirped Z transform (CZT) is proposed. According to the ideally focusing condition of uniform linear array (ULA), an idea in the wave vector space to solve focusing matrices and the corresponding solution are presented; A row vector in the focusing matrix at the focusing frequency is chosen, as for the focusing matrix of an arbitrary sub-band, the spectrum of the row vector at same position is calculated with CZT, and all vectors are obtained by inverse fast Fourier transform (IFFT). With this method, any value within the signal frequency range can be chosen as the focusing frequency, and good asymptotic unbiased performance can be acquired without any pre-estimated DOA. The validity of these conclusions is validated with computer simulations and pool experiments.

Key words: wideband direction of arrival (DOA) estimation; coherent signal subspace method (CSM); chirped Z transform (CZT); CSM based on CZT with Invariable Aperture (CZTIA)

1 引言

窄带 DOA 估计技术发展历史较早, 已经成熟地应用于雷达和声纳等领域. 宽带信号具有回波携带的目标信息量大、混响背景相关性弱及分辨性能好等特点, 已成为提高水下目标检测和参数估计性能的有效途径^[1]. 宽带高分辨处理中, 方向矩阵是频率的函数, 直接用窄带方法会出现频率-方向模糊. 非相干信号子空间处理方法 (ISM)^[2,3] 的缺点则是运算量大, 不能解相干源; 低信噪比时, 估计性能明显下降, 且会产生伪峰.

为了充分利用宽带信息, 人们对宽带方位估计进行了广泛的研究, 已经提出了很多方法, 可大致分为相干信号子空间类 (CSM)^[4,5]、宽带直接处理类方法^[6~8]等. 相对于 ISM, CSM 具有更好的估计精度和更低分辨门

限, 可解相干源, 运算量更少. 但需要预估信号方位来确定聚焦矩阵, 方位预估的偏差将直接影响最终的估计精度. 目前 CSM 的各种改进得到了进一步的研究^[9~12], 涌现了许多基于特征分解的聚焦矩阵计算方法, 如旋转信号子空间法^[9] (RSS), 信号子空间变换法^[10] (SST), 双边相干变换法^[11] (TCT) 等. 它们不同程度地改善了估计性能, 但均需要复杂的数值计算, 如特征分解等. 很多不需要特征分解的方法也应运而生^[13~16], 如空间重采样法^[13,14] (SPARE)、插值阵法^[15,16] 等, 它们能同时准确聚焦各个方向的信号. SPARE 求的是 Sinc 函数值解, 为避免重采样过程中, 空间采样距离超出阵列孔径, 参考频率点应选择宽带信号的下限频率. 由于基阵阵元数一般较少, 得到 Sinc 函数值解也将存在较大的误差.

本文将针对 ULA, 提出一种基于 CZT 的 CSM 方法: 根据 ULA 的理想聚焦条件, 推导聚焦矩阵的波矢量域求解原理和相应的计算方法: CZTIA. 最后将进行计算机仿真和水池试验, 比较和分析本文方法和其它 CSM 方法的试验结果, 以验证本文方法的有效性、实用性及理论分析的正确性.

2 空间傅立叶变换

假设任意形状连续空间阵 \mathbf{V} , 其上任意一点记为 $\mathbf{r}(r, \theta, \varphi)$. 波达方向为 (θ_0, φ_0) , 用 \mathbf{u} 表示波达方向的单位矢量, $\mathbf{u} = \mathbf{i} \sin \varphi_0 \sin \theta_0 + \mathbf{j} \sin \varphi_0 \cos \theta_0 + \mathbf{k} \cos \varphi_0$, \mathbf{i} , \mathbf{j} 和 \mathbf{k} 分别是 x 轴、 y 轴和 z 轴的单位矢量. 假设 \mathbf{V} 的孔径函数为 $w(f, \mathbf{r})$, 其空间傅立叶变换

$$W(\mathbf{k}_f) = \iiint_{\mathbf{V}} w(f, \mathbf{r}) e^{j\mathbf{k}_f \mathbf{r}} d\mathbf{r} \quad (1)$$

定义为它的波矢量谱, \mathbf{k}_f 为频率为 f 时的波矢量

$$\mathbf{k}_f = k_f \mathbf{u} \quad (2)$$

其中 $k_f = f/C$ 为波数, C 为声速. 式(1)对矢量 \mathbf{r} 的积分是三维的, 即 $d\mathbf{r} = dx dy dz$. 波矢量 \mathbf{k}_f 的三个坐标分量 k_{xf} , k_{yf} , k_{zf} , 是 \mathbf{k}_f 在三个坐标轴上的投影分量. 取特殊情况, 连续均匀线阵 L_c 的孔径函数为 $w(f, x)$, $0 \leq x \leq L$, 其空间傅立叶变换为

$$W(k_{xf}) = \int_0^L w(f, x) e^{jk_{xf}x} dx \quad (3)$$

其中 $k_{xf} = k_f \sin \theta$. 以采样间隔 d 对 L_c 均匀采样, 得到 M 个阵元的离散均匀线阵 L_d . 阵元 m 孔径函数值 $w(f, md)$ 记为 $w(f, m)$, 其离散傅立叶变换(DADFT)有

$$W(k_{xf}) = \sum_{m=0}^{M-1} w(f, m) e^{jk_{xf}md} \quad (4)$$

将各孔径函数值组合成空间序列 $\mathbf{w}(f)$

$$\mathbf{w}(f) = [w(f, 0), w(f, 1), \dots, w(f, M-1)] \quad (5)$$

则 DADFT 谱 $W(k_{xf})$ 为

$$W(k_{xf}) = \mathbf{w}(f) \mathbf{a}(f, \theta), \theta = \arcsin(2m/M) \quad (6)$$

其中 $\mathbf{a}(f, \theta) = [1, e^{j2\pi f d \sin \theta / C}, \dots, e^{j2\pi f (M-1) d \sin \theta / C}]^T$ 为均匀线阵 L_d 的方向矢量, 数字化波数 $k_{xf}(m) = 2\pi m/M$, $m = -M/2, \dots, -1, 0, 1, \dots, M/2 - 1$. k_{xf} 是频率 f 和波达方向 θ 的函数, 当频率 f 不变, 而 θ 在 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 范围连续变化时, 可在连续波数 k_{xf} 域内, 定义离散均匀线阵的傅立叶变换(DAFT)

$$W(k_{xf}) = \mathbf{w}(f) \mathbf{a}(f, \theta), \theta \in (-90^\circ, 90^\circ] \quad (7)$$

3 基于 CZT 的 CSM 方法

聚焦思想是 CSM 的核心, 其思想是设计适当的聚焦矩阵将信号各个频带的能量聚焦到同一参考频率上, 实现不同频带信号子空间的对齐. 对各子带的互谱密度矩阵进行频域平均, 得到一个信号子空间, 用窄带

子空间方法获得高分辨的宽带 DOA 估计.

3.1 ULA 聚焦矩阵的波矢量域求解原理

假设 Θ 为感兴趣的观测空间, 包含期望的波达方向 $\theta_i, i = 1, 2, \dots, D$. 均匀线阵 L_d 的方向矩阵 $\mathbf{A}(f, \Theta) = [\mathbf{a}(f, \theta_1), \dots, \mathbf{a}(f, \theta_D)]$ 是频率的函数. 对不同的频带, 设计一个随频率变化的聚焦矩阵 $T(f)$, 对信号带宽内的任意频率 f , 有

$$T(f) \mathbf{A}(f, \Theta) = \mathbf{A}(f_0, \Theta) \quad (8)$$

矩阵 $T(f)$ 将不同频带的方向矩阵(对应于信号子空间)聚焦到设定的参考频率上. 假设用离散化的方位 $\theta_n \in \Theta, n = 1 \sim N$ 来近似表示方位集合 Θ . 最佳酉聚焦矩阵是在全方位 Θ 上, 约束下述最小化问题的最优解

$$\min_{T(f)} \|\mathbf{A}(f_0, \Theta) - T(f) \mathbf{A}(f, \Theta)\|_F \quad (9)$$

s. t. $T^H(f_j) T(f_j) = \mathbf{I}$

最佳酉聚焦矩阵是在 Θ 内, 使聚焦的信号子空间 $T(f) \mathbf{A}(f, \Theta)$ 在最小范数的意义上尽量接近聚焦频率处的信号子空间 $\mathbf{A}(f_0, \Theta)$ 的变换矩阵.

将理想聚焦条件(即式(8))表示为

$$T(f) \mathbf{A}(f, \Theta) = T(f_0) \mathbf{A}(f_0, \Theta) \quad (10)$$

其中 $T(f_0) = \mathbf{I}$, \mathbf{I} 是 M 阶单位矩阵. 任意 $\theta \in \Theta$ 应满足

$$T(f_j) \mathbf{a}(f_j, \theta) = \mathbf{I} \mathbf{a}(f_0, \theta) \quad (11)$$

令 $\mathbf{I} = [\mathbf{e}_0, \mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_{M-1}]$, $T^H(f_j) = [t_0(f_j), t_1(f_j), \dots, t_{M-1}(f_j)]$, $T(f_j)$ 的任意一个行向量 \mathbf{t}_m^H 与 \mathbf{e}_m 满足关系

$$\mathbf{e}_m^H \mathbf{a}(f_0, \theta) = \mathbf{t}_m^H \mathbf{a}(f_j, \theta) \quad (12)$$

由式(7), 分别定义

$$\begin{cases} E_m(k_{xf_0}) = \mathbf{e}_m^H \mathbf{a}(f_0, \theta) \\ T_m(k_{xf_j}) = \mathbf{t}_m^H \mathbf{a}(f_j, \theta) \end{cases}, \theta \in (-90^\circ, 90^\circ] \quad (13)$$

式(13)表示理想聚焦条件可转化为: 离散均匀线阵 L_d , 孔径函数值序列 $\mathbf{w}(f_0)$ 为 \mathbf{e}_m 的 DAFT 谱 $E(k_{xf_0})$ 应等于孔径函数值序列 $\mathbf{w}(f_j)$ 为 \mathbf{t}_m 的 DAFT 谱 $T(k_{xf_j})$. 由于

$$f_j \sin \theta_l = (f_j/f_0) f_0 \sin \theta_l \quad (14)$$

式(12)可变换为

$$T_m(k_{xf_j}) = E_m(s_j k_{xf_j}) \quad (15)$$

其中 $s_j = f_0/f_j$. 式(15)给出 ULA 聚焦矩阵求解的波矢量域原理: 离散孔径函数序列 $\mathbf{t}_m(f_j)$ 与 \mathbf{e}_m 的波矢量谱相同, 但波矢量轴上满足比例伸缩关系, 比例尺度即为聚焦频率 f_0 与子带 j 的中心频率 f_j 之比.

3.2 基于 CZT 的聚焦矩阵求解方法

式(15)的 $E_m(s_j k_{xf_j})$, 理论上可对 $E_m(k_{xf_j})$ 进行插值或抽取来获得. 该方法称为 FFT 插值法(FFT-I): 设尺度 $s_j = K/L$, 对 \mathbf{e}_m 作 LM 点的 FFT 后, 抽取 $Km, m = 0 \sim M-1$ 的值即 $E_m(s_j k_{xf_j})$. 如果在信号带宽内作较细致的划分, 那么尺度 s_j 的分母 L 可能很大, LM 点 FFT 的运算

量和内存可能使硬件系统难以承受. 甚至 s_j 可能为无理数, 此时 FFTI 无法求得 $E_m(s_j k_{yf})$. 基阵阵元数一般较少, 用 M 个频域离散点来表示式(13)中连续 f 域的 $E_m(s_j k_{yf})$, 必引入较大的聚焦误差. 另外 FFTI 要求阵元间距小于信号上限频率对应波长的一半^[16], 在 $E_m(s_j k_{yf})$ 有效频段内的离散点数会小于 M , 会增大式(8)的聚焦误差.

CZT 是用于计算 z 平面上任一螺旋线的 Z 变换, 设定不同参数, 可得到任意区间内, 尺度伸缩的频谱值, 从而达到频域“细化”的目的. 它所需的数据只是原始的离散序列, 因此它可用来计算任意尺度 s_j 下的 $E_m(s_j k_{yf})$. 对离散均匀线阵 L_d (阵元间隔为 d , 孔径函数序列为 \mathbf{e}_m), 进行空间重采样, 阵元数仍为 M , 采样间隔为 $s_j d$, 其 DAFT 谱即为 $E_m(s_j m/M)$. 将式(15)表示成离散形式

$$T_m(2\pi m/M) = E_m(2\pi s_j m/M), m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (16)$$

式(16)表明: $T_m(k_{yf})$ 等于 $E_m(k_{yf})$ 在 $-s_j\pi \sim +s_j\pi$ 区间分成 M 等分所得的各值, 如图 1 所示 (对应的是尺度 $s_j < 1$ 的情况). $E_m(2\pi s_j m/M)$, $m = 0 \sim M-1$ 的求解, 实际上是在单位圆的一段上计算 DFT.

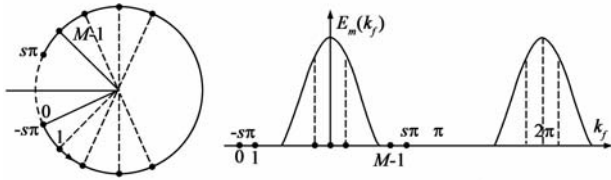


图1 $E_m(2\pi s_j m/M), m=0, 1, \dots, M-1$ 求解示意图

因此在式(16)的基础上, 用 CZT 和 IFFT 来计算聚焦矩阵: 任意给定子带 j , 计算尺度因子 s_j ; 由单位矩阵中的行向量 \mathbf{e}_m , 用 CZT 计算得到 $E_m(s_j f)$, 然后用 IFFT 得到行向量 $\mathbf{t}_m(f_j)$. 计算所有 $\mathbf{t}_m(f_j)$, 得到该子带的聚焦矩阵 $\mathbf{T}(f_j)$. 这种聚焦矩阵求解方法中, 所有阵元都参与工作. 所有子带内, 阵元数和基阵有效孔径保持不变. 因此, 把这种方法称为 CZTIA. CZTIA (简称为 CZT 法) 求解各子带聚焦矩阵的具体步骤如下:

(1) 首先在信号带宽范围内, 取某一频率作为聚焦频率 f_0 .

(2) 将离散序列 \mathbf{e}_m 补零至 L 点, $\mathbf{e}_m = \{e_m(0), e_m(1), \dots, e_m(L-1)\}$.

(3) 在子带 f_j 内, 阵元间距取 $s_j d$, 且

$$A = e^{-j\pi s_j}, W = e^{j2\pi s_j/L} \quad (17)$$

由 CZT 算法计算得到 L 点的序列

$$T'_m(2\pi k/L) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{e}_m(l) z_k^{-l}, z_k = AW^{-k} \quad (18)$$

(4) 将 $T'_m(2\pi k/L)$ 的前半部分与后半部分交换位置, 然后进行 L 点的 IFFT, 得到 $\mathbf{t}_m(k)$, $k = 0, 1, \dots, L-1$.

(5) 取 $\mathbf{t}_m(k)$, $k = 0, 1, \dots, L-1$ 的前 M 点作为 $\mathbf{t}_m(f_j)$.

(6) 计算所有 $m, m = 0 \sim M-1$ 的 $\mathbf{t}_m(f_j)$, 组合即得该子带的矩阵 $\mathbf{T}(f_j)$.

3.3 CZT 法的性能分析

f_0 和 f_j 固定不变时, 在连续的波数域 k_{yf_0} 和 k_{yf_j} 内, 即对任意的 DOA 方位角 $\theta \in (-90^\circ, 90^\circ]$, 式(15)恒成立. 因此满足式(15)的聚焦矩阵为理想聚焦矩阵, 能同时准确聚焦各个方向的信号, 不需要 DOA 预估. 即基于 ULA 聚焦矩阵的波矢量域求解原理的求解方法均是稳健的, 任意的方位预估偏差均不会影响聚焦精度以及最终的估计精度.

CSM 中, 聚焦后的 MUSIC 算法本身是无偏的. 其估计值的偏差是因聚焦产生的, 因此 CSM 估计值的偏差与噪声无关. 无噪声时, $\mathbf{X}(f_j) = \mathbf{A}(f_j, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{s}(f_j)$, 聚焦变换后的互谱密度矩阵为

$$\mathbf{R} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{T}(f_j) \mathbf{R}(f_j) \mathbf{T}^H(f_j) \quad (19)$$

其中 $\mathbf{R}(f_j) = \mathbf{X}(f_j) \mathbf{X}^H(f_j)$. 多源条件下, CSM 无偏估计的充分条件由下述定理给出.

定理^[7] 对于任一聚焦方法, 如果它满足

$$\mathbf{A}(f_0, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{S}_0 \mathbf{A}^H(f_0, \boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{T}(f_j) \mathbf{R}(f_j) \mathbf{T}^H(f_j) \quad (20)$$

其中 \mathbf{S}_0 是一非奇异、正定的 Hermit 矩阵, $\boldsymbol{\theta} = \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_D\}$ 是 D 个源的真实 DOA 值, $\mathbf{A}(f_0, \boldsymbol{\theta})$ 是聚焦频率处的真实方向矩阵, 那么它估计的各 DOA 值是无偏的.

令 $\mathbf{R}_s(f_0) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{R}_s(f_j)$, 那么 $\mathbf{R}_s(f_0)$ 是非奇异、正定的 Hermit 矩阵. 由 ULA 聚焦矩阵的波矢量域求解原理可得到

$$\begin{aligned} & \mathbf{A}(f_0, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_s(f_0) \mathbf{A}^H(f_0, \boldsymbol{\theta}) \\ &= \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \mathbf{T}(f_j) \mathbf{A}(f_j, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_s(f_j) \mathbf{A}^H(f_j, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{T}^H(f_j) \end{aligned} \quad (21)$$

即满足式(20)所示定理, 因此由 ULA 聚焦矩阵的波矢量域求解原理来进行 DOA 估计的方法是无偏的. 然而在 CZTIA 方法中, 式(18)的 CZT 变换采用了有限项之和来替代了无穷项之和, 使得

$$T_m(k_{yf}) \approx E_m(s_j k_{yf}) \quad (22)$$

因此 CZTIA 方位是渐进无偏估计的.

式(15)的聚焦频率 f_0 选择不同的频率值时, 聚焦矩阵中行向量之间的 DAFT 谱关系仍由它给出, 只是各个子带的尺度 s_j 值有所变化. 因此依据式(15)来求解

聚焦矩阵的方法,可选择信号频带内的任意值作为聚焦频率.

4 实验分析

为了验证 CZT 法的理论分析正确性及其实用性,本节将给出计算机仿真和水池试验结果,并与其它宽带高分辨方法的结果进行比较,最后对试验结果作出分析.

4.1 计算机仿真结果

仿真 1 基阵为 32 阵元的 ULA,阵元间距为信号最低频率对应波长的一半.噪声为不相关的空间白噪声,信号为 2 个分别位于 $\theta = [9.5^\circ, 11^\circ]$,相对带宽为 40% 的宽带等功率随机过程, $s_1(t) = s_2(t - \tau_0)$.信号带宽被分解为 65 个子带,频率快拍数为 100.分别使用 CZT 法和基于奇异值分解的 CSM,信噪比为 0dB 条件下得到空间谱如图 2 所示.

记 $\theta_0 = \text{mean}(\theta)$.图 2(a)使用的初始角为 $[\theta_0 - 1, \theta_0, \theta_0 + 1]$,而图 2(b)使用的初始角为 $[\theta_0 - 1.5, \theta_0 - 0.5, \theta_0 + 0.5]$.即使在保证较好预估精度和较高信噪比等前提下,如图 2(a),SST 和 RSS 等方法仍会出现估计偏差.比较两个子图可知,方位预估的偏差将直接影响基于奇异值分解的 CSM 法的最终估计精度.CZT 法则不受方位预估信息的影响,且能得到与在较好预估精度的前提下,RSS 和 SST 等方法相似的空间谱分辨性能.

仿真 2 阵元间距为信号中心频率对应波长的一半,其余条件与仿真 1 相同.初始角用较为理想的预估值 $[\theta_0 - 1, \theta_0, \theta_0 + 1]$.每一个信噪比下独立运算 100 次得到四种方法的统计性能如图 3 所示,其中 (a)、(b)、(c) 和 (d) 依次为空间谱估计、分辨概率、标准差和 DOA 估计值的偏差.

图 3(a)为信噪比为 10dB 时得到的空间谱估计.它表明:改变聚焦频率,CZT 法在较高信噪比条件下,仍获得与 RSS、SST、TCT 相似的空间谱分辨性能.由图 3(b)可知,较高信噪比条件

下,四种方法的分辨性能比较接近,随着信噪比的降低,RSS、SST 和 CZT 法的分辨率性能仍比较接近,但是不及 TCT.由图 3(c)的估计标准差图可知,小信噪比条件下,CZT 法估计的方差略大于其它方法;而在较高信噪比条件下,四种方法估计的方差性能相似.由图 3(d)可知,虽然 RSS 和 SST 估计结果的偏差随信噪比的提高而减少,当信噪比大于 0dB 时,估计偏差趋于恒定,但是不为 0.在较高信噪比条件下,CZT 法和 TCT 估计的无偏性能接近.

由仿真 1、2,CZT 法分别选取了信号的最低频率和中心频率作为聚焦频率,均得到较好的空间谱分辨性能,并表现出了优良的无偏估计性能.虽然 CZT 法在低信噪比条件下的分辨性能不及 TCT,但是 TCT 需要较为理想的初始角,且每一频带都要对阵元数据进行特征分解估计噪声方差并求解聚焦矩阵,运算量十分繁重,实时实现困难.

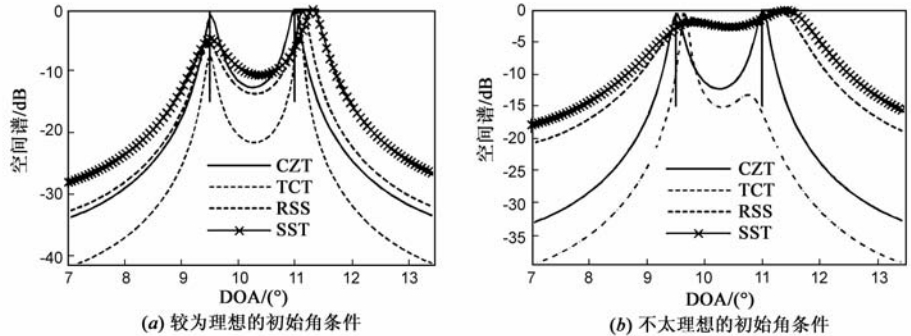


图 2 不同初始角条件下的空间谱估计

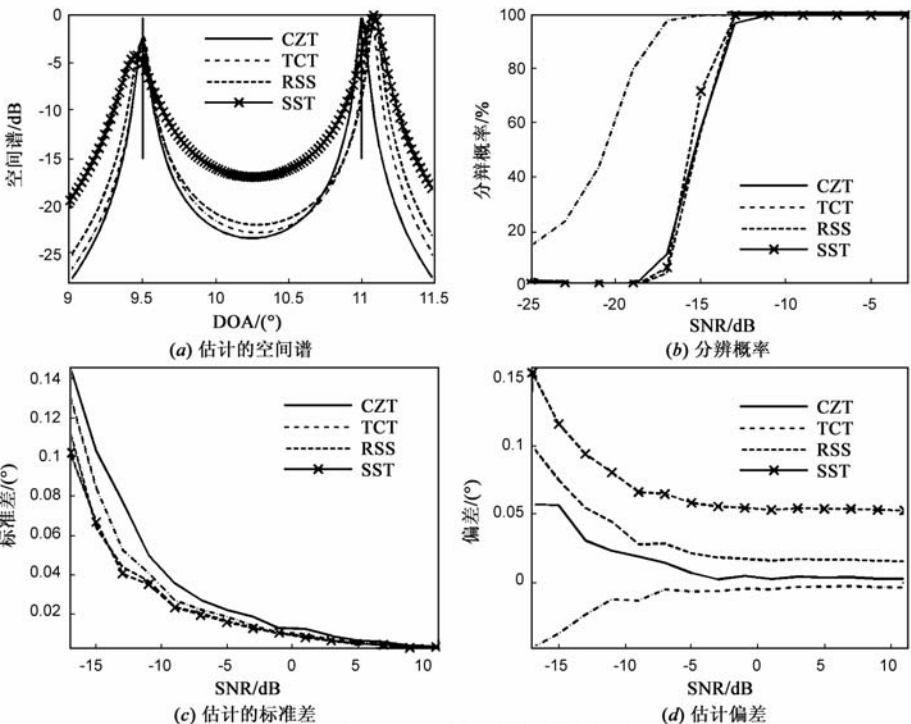


图 3 不同 DOA 估计方法的统计性能比较

4.2 水池试验结果

为了验证 CZT 方法的有效性和实用性,在消声水池进行了宽带相干源高分辨方位估计试验.基阵为 12 阵元的 ULA,阵元间距为信号中心频率对应波长的一半.采用两个相对带宽为 40% 的线性调频信号输出到换能器作为相干的目标信号源, $s_1(t) = s_2(t - \tau_0)$, $\tau_0 = 10\text{ms}$.阵元噪声由环境噪声模拟器实现.以信号中心频率作为聚焦频率 f_0 ,信号采样频率约为 $8f_0$.信号的带宽范围被分解成 31 个子带,频率快拍数为 20. RSS 和 TCT 方法的初始角采用较为理想的预估值 $[\theta_0 - 1, \theta_0, \theta_0 + 1]$.图 4 分别为时宽为 1ms 和 20ms 的估计空间谱.

试验数据处理过程中,选用的 3 种方法,均是对阵元数据直接进行处理,没有进行 Toeplitz 化等预处理.图 4(a)和(b)表明,对不同时宽条件, CZT 法均表现出了良好的空间谱特性.

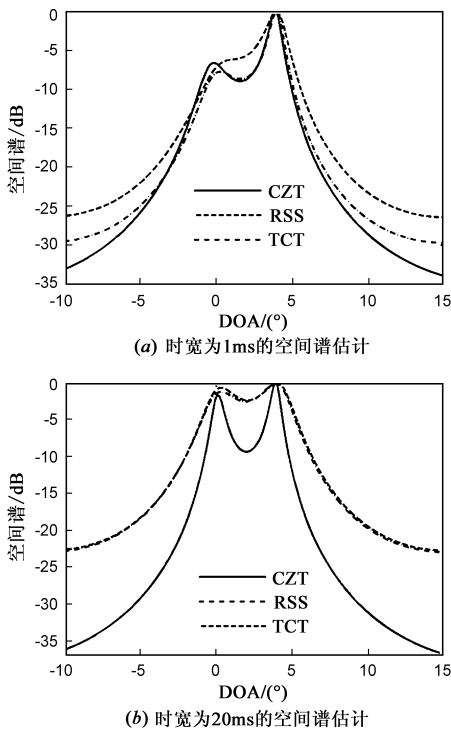


图4 不同DOA估计方法对实测数据的空间谱性能比较

5 结论

本文首先由 ULA 的理想聚焦条件,推导其聚焦矩阵的波矢量域求解原理:某一频率子带内,其聚焦矩阵的行向量序列与等维单位矩阵中相应位置的行向量序列的波矢量谱相同,但波矢量轴满足比例伸缩关系,相应尺度为聚焦频率与该子带的中心频率之比.在此基础上,提出了一种聚焦矩阵的计算方法: CZTIA.最后通过计算机仿真和水池试验,分析和比较了 CZTIA 和其它宽带高分辨方法的试验结果及统计性能,从而验证了理论分析的正确性和本文方法的有效性和实用性.

与基于奇异值分解方法相比, CZTIA 不需要方位预估,且能获得良好的渐进无偏估计性能. CZT 法与阵元数据无关,只要宽带定向系统的参数(阵元数、阵元间距及信号频带范围等参数)确定,便可事先求得聚焦矩阵.它省略了方位预估的那部分运算量,还可直接将该聚焦矩阵存储于内存空间,或在程序初始化期间,计算聚焦矩阵.其后在各次 DOA 估计中,对各阵元数据样本,直接利用该聚焦矩阵,快速估计各 DOA 值,进一步减少运算量. CZT 法免去了矩阵运算或数值积分等复杂数值运算,所有计算均采用非常成熟的快速算法,便于工程实现.

与不需要特征分解的方法相比, CZTIA 可选择信号频带范围内的任意值作为聚焦频率,这无疑给接收基阵的设计和使用增加了更好的灵活性.通过对离散序列的补零及其频域处理,大大减少了聚焦误差,从而提高 DOA 估计精度.计算机仿真和水池试验结果表明: CZTIA 具有很好的估计性能和统计稳定性,计算量较小,便于实时实现.

参考文献

- [1] Vaccaro R J. The past, present, and the future of underwater acoustic signal processing [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1998, 15(4): 21 - 51.
- [2] Pham T, Fong M. Real-time implementation of MUSIC for wideband acoustic detection and tracking [A]. Proc SPIE Automatic Target Recognition VII [C]. Bellingham WA: SPIE, 1997. 3069: 250 - 256.
- [3] Pham T, Sadler B. Adaptive wideband aeroacoustic array processing [A]. Proc of the 8th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing [C]. Washington DC: IEEE Computer Society, 1996. 295 - 298.
- [4] Wang H, Kaveh M. Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wideband sources [J]. IEEE Trans on ASSP, 1985, 33(8): 823 - 831.
- [5] 雷中定, 黄绣坤, 张树京. 宽带波达方向估计新方法及其性能分析 [J]. 电子学报, 1998, 26(3): 58 - 61.
Lei Z D, Huang X K, Zhang S J. A new method to wideband DOA estimates and its performance analysis [J]. Acta Electronica Sinica, 1998, 26(3): 58 - 61. (in Chinese)
- [6] 冯西安, 黄建国. 基于频域模型的宽带信号子空间谱估计方法 [J]. 电子学报, 2004, 32(6): 965 - 967.
Feng X A, Huang J G. Wide-band signal-subspace spatial-spectrum estimation based on frequency domain modeling [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(6): 965 - 967. (in Chinese)
- [7] 杨小明, 陶然. 基于分数阶傅里叶变换的线性调频信号二维波达方向估计 [J]. 电子学报, 2008, 36(9): 1737 - 1740.

- Yang X M, Tao R. 2-D DOA estimation of LFM signals based on fractional Fourier transform [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2008, 36(9): 1737 - 1740. (in Chinese)
- [8] 黄知涛, 刘章孟, 周一宇. 延迟相乘宽带 LFM 信号阵列测向方法 [J]. *电子学报*, 2009, 37(7): 1606 - 1613.
- Huang Z T, Liu Z M, Zhou Y Y. A new direction-of-arrival estimation method for wideband LFM sources based on temporal delay-and-product [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(7): 1606 - 1613. (in Chinese)
- [9] Hung H, Kaveh M. Focusing matrices for coherent signal-subspace processing [J]. *IEEE Trans ASSP*, 1998, 36(8): 1272 - 1281.
- [10] Doron M A, Weiss A J. On focusing matrices for wide-band array processing [J]. *IEEE Trans SP*, 1992, 42(6): 1295 - 1302.
- [11] Valaee S, Kabal P. Wideband array processing using a two-sided correlation transformation [J]. *IEEE Trans SP*, 43(1): 160 - 172.
- [12] Claudio E D, Parisi R. WAVES: weighted average of signal subspaces for robust wideband direction finding [J]. *IEEE Trans SP*, 2001, 49(10): 2179 - 2191.
- [13] Krolik J, Swingle D. Focused Wide-band array processing by spatial resampling [J]. *IEEE Trans on ASSP*, 1990, 38(2): 356 - 360.
- [14] Krolik J, Swingler D. The detection performance of coherent wideband focusing for a spatially resampled array [A]. *Proc IEEE ICASSP-1990* [C]. Washington DC: IEEE Computer Society, 1990. 2827 - 2830.
- [15] Sidorovich D V, Gershman A B, Bohme J F. Processing of experimental seismic array data using 2-D wideband interpolated Root-MUSIC Proc IEEE ICASSP-1998 [C]. Washington DC: IEEE Computer Society, 1998. 4: 1985 - 1988.
- [16] 朱维杰, 孙进才. 基于快速富力叶变换插值的宽带信号方位估计 [J]. *声学学报*, 2000, 27(6): 513 - 517.
- Zhu W J, Sun J C. DOA estimation for wide-band signal using FFT interpolation technique [J]. *Acta Acustica*, 2000, 27(6): 513 - 517. (in Chinese)

作者简介



刘建国 男, 1975 年 5 月出生于湖南湘乡. 现为西北工业大学航海学院副教授, 硕士生导师. 主要研究方向是水下宽带信号处理, 统计信号处理与分析等.

E-mail: Jianguo_liu8@hotmail.com



严胜刚 男, 1966 年 4 月出生于云南宣威. 现为西北工业大学航海学院教授, 博士生导师, IEEE 会员. 获国防科学技术进步奖二等奖 2 项、三等奖 1 项, 在国内外重要学术刊物发表论文 40 多篇.

E-mail: yshgang@nwpu.edu.cn