

# 联合匹配滤波 MIMO 声呐发射分集平滑 DOA 估计方法

樊宽, 孙超, 刘雄厚, 蒋光禹

(西北工业大学 航海学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** MIMO 声呐发射分集平滑 (transmission diversity smoothing, TDS) 法 (简称为 MIMO-TDS) 是一类重要的多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 声呐 DOA 估计方法。该方法利用发射正交波形来获得发射分集平滑特性, 保证了 MVDR 等自适应高分辨算法的直接应用, 但也因此牺牲了发射端的阵增益, 在对较远距离的目标进行探测定位时, 该方法常会面临回波信噪比不足、性能损失严重等问题。针对该缺点, 借鉴了 MIMO 声呐虚拟阵列 (virtual array, VA) 法 (简称为 MIMO-VA) 中的匹配滤波思想, 提出同时利用所有发射信号对回波进行联合匹配滤波处理的方式提高信噪比, 该联合匹配滤波器的单位脉冲响应函数由所有正交发射信号经线性叠加构成。研究表明, 所提出的匹配滤波器不仅能够提高接收信噪比, 改善 MIMO-TDS 在低信噪比条件下的性能, 还保留了 MIMO 声呐的发射分集平滑特性。与 MIMO-VA 相比, 所提方法大幅减少了所需匹配滤波通道数量, 具有较低的运算量; 且存在发射阵列流形误差、发射信号同步误差时, 具有更优的稳健性。利用计算机仿真对所提方法的有效性进行了验证。

**关键词:** MIMO 声呐; 目标方位估计; 匹配滤波; 发射分集平滑

**中图分类号:** TN911.7, TN957.51    **文献标志码:** A    **文章编号:** 1000-2758(2020)01-0006-08

目标方位 (direction-of-arrival, DOA) 估计是水声信号处理中一项重要研究内容<sup>[1]</sup>。传统的单输入多输出 (single-input multiple-output, SIMO) 声呐在提高方位分辨能力时, 通常采用增加阵元个数、扩大阵列孔径的方法<sup>[2-3]</sup>, 而这往往会带来尺寸过大不易搭载、系统成本过高等问题。为了突破传统 SIMO 声呐在提高方位分辨能力上所遇到的瓶颈, 多输入多输出 (multiple-input multiple-output, MIMO) 技术被应用到声呐系统上<sup>[4-8]</sup>。MIMO 声呐采用多个正交波形作为发射信号, 有利于降低多目标回波之间的信号相关性, 可直接应用高分辨 DOA 估计算法 (如 MVDR、MUSIC 等) 进行方位估计; 同时, 结合接收端的匹配滤波处理可获得大孔径虚拟阵, 突破传统 SIMO 声呐的孔径限制<sup>[4-6]</sup>。结合上述 2 个主要特性, 已有的 MIMO 声呐 DOA 估计方法分为 2 种:

① MIMO 声呐发射分集平滑 (transmitting spatial smoothing, TDS) 法 (简称为 MIMO-TDS), 该方法中当发射阵元个数大于等于目标个数时, 来自多目标的回波能自动解相干<sup>[5-6,9]</sup>, 可以直接运用高分辨算法进行方位估计, 避免了划分子阵所引起的孔径损失问题, 但是 MIMO-TDS 在低信噪比下的 DOA 估计性能较差。② MIMO 声呐虚拟阵列 (virtual array, VA) 法 (简称为 MIMO-VA), 该方法利用发射信号分别对阵元回波信号进行匹配滤波处理, 通过匹配滤波输出构造大孔径虚拟阵列再进行 DOA 估计<sup>[10-12]</sup>, 具有较高的分辨率, 尤其在低信噪比时 DOA 估计性能突出。但是, 为了将虚拟阵列的孔径最大化, MIMO-VA 必须配合特殊的阵形设计, 且虚拟阵列的构造需要精确的发射阵列流形, 因此, 该方法的实际性能对发射阵列流形误差 (信号同步误差、发射

收稿日期: 2019-04-16

基金项目: 国家自然科学基金 (11974285, 11534009, 51509204)、国家重点研发计划“海洋环境安全保障”重点专项 (2016YFC1400200) 与高等学校学科创新引智计划 (B18041) 资助

作者简介: 樊宽 (1992—), 西北工业大学博士研究生, 主要从事阵列信号及水声信号处理研究。

阵元位置误差等)较为敏感。其次,大量匹配滤波器的使用导致 MIMO-VA 存在运算量过大的问题<sup>[13]</sup>。

MIMO-VA 对阵列流形的精确度有较高的要求,存在误差时稳健性差,实际应用存在较大困难。据此,本文着力于对 MIMO-TDS 的改进,针对其低信噪比条件下 DOA 估计性能差的问题,提出联合匹配滤波 MIMO 声呐发射分集平滑 DOA 估计法(MIMO-TDS-MF)。所提方法借鉴 MIMO-VA 中利用匹配滤波器提高信噪比的思想,先对接收信号进行匹配滤波处理,再进行高分辨 DOA 估计。区别于 MIMO-VA 分别利用单个发射信号进行多次“匹配滤波分选”来获得大孔径虚拟阵列,MIMO-TDS-MF 采用的是多个发射信号联合匹配滤波的处理方式,该方式旨在使用匹配滤波处理提高信噪比的同时,保证匹配滤波输出仍具有良好的发射分集平滑特性,进而不影响高分辨 DOA 估计算法的直接应用。本文针对 MIMO 声呐的低信噪比 DOA 估计问题,对联合匹配滤波 MIMO 声呐发射分集平滑 DOA 估计法的性能进行验证,并结合 MIMO-TDS、MIMO-VA 分析研究所提方法的稳健性及运算效率,仿真验证所提方法的有效性。

## 1 MIMO 声呐信号模型和 DOA 估计方法

### 1.1 MIMO 声呐信号模型

假设 MIMO 声呐的收发阵列同为均匀线列阵(uniform linear array,ULA), $M$ 元发射 ULA 和  $N$ 元接收 ULA 布放于同一条直线上,阵列的信号发射和接收模型如图 1 所示。图 1 中,实心圆表示发射阵元,不同的线型表示各阵元发射相互正交的信号,空心圆表示接收阵元。

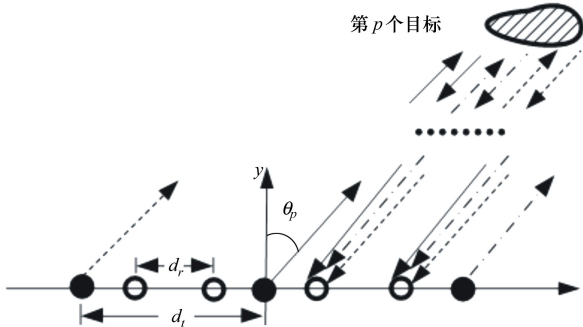


图 1 MIMO 声呐信号模型

在该模型中,假设目标处于发射/接收阵的远场。由于发射/接收阵位于同一条直线上,第  $p$  个目标到 MIMO 声呐的各个发射、接收阵元的角度相同,记为  $\theta_p$ (目标与基阵法线的夹角)。为简化分析,忽略回波的多普勒频移以及扩散损失和介质吸收损失,仅考虑目标散射强度对回波强度的影响。因此, $N$ 元接收阵上的回波信号  $\mathbf{x}(t)$  可以表示为<sup>[5,14]</sup>

$$\mathbf{x}(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \cdots \quad x_N(t)]^T = \sum_{p=1}^P \beta_p \mathbf{a}_r(\theta_p) \mathbf{a}_t^T(\theta_p) \mathbf{s}(t) + \mathbf{z}(t) \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \quad s_2(t) \quad \cdots \quad s_M(t)]^T$  为发射 ULA 上  $M$  个相互正交的发射信号所构成的信号向量,发射信号之间的相关系数  $\rho_{ik}$  满足如下关系

$$\rho_{ij} = \frac{E[\mathbf{s}_i(t) \mathbf{s}_k^*(t)]}{\sqrt{E[|\mathbf{s}_i(t)|^2] E[|\mathbf{s}_k(t)|^2]}} \approx \begin{cases} 0; & i \neq k \\ 1; & i = k \end{cases} \quad i, k = 1, 2, \dots, M \quad (2)$$

式中:  $[\ ]^*$  表示取共轭,(1)式中的  $\mathbf{a}_t(\theta_p)$  和  $\mathbf{a}_r(\theta_p)$  分别为发射 ULA 和接收 ULA 的阵列流形向量

$$\mathbf{a}_t(\theta_p) = [1 \quad e^{j2\pi f_0 d_t \sin(\theta_p)/c} \quad \cdots \quad e^{j(M-1)2\pi f_0 d_t \sin(\theta_p)/c}]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{a}_r(\theta_p) = [1 \quad e^{j2\pi f_0 d_r \sin(\theta_p)/c} \quad \cdots \quad e^{j(N-1)2\pi f_0 d_r \sin(\theta_p)/c}]^T \quad (4)$$

式中:  $f_0$  是发射信号的中心频率,  $d_t, d_r$  分别是发射阵和接收阵的阵元间距。  $\beta_p$  是第  $p$  个目标的散射强度,  $\mathbf{z}(t)$  为接收阵元上的加性高斯白噪声向量。

### 1.2 MIMO 声呐发射分集平滑法(MIMO-TDS)

MIMO-TDS 法直接利用(1)式中的回波信号  $\mathbf{x}(t)$  构造协方差矩阵  $\mathbf{R}_{\text{TDS}}$

$$\mathbf{R}_{\text{TDS}} = E[\mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{x}(t)^H] \quad (5)$$

接收阵的基阵扫描向量  $\mathbf{a}_{\text{TDS}}(\theta)$  可表示为

$$\mathbf{a}_{\text{TDS}}(\theta) = \mathbf{a}_r(\theta) = [1 \quad e^{j2\pi f_0 d_r \sin(\theta)/c} \quad \cdots \quad e^{j(N-1)2\pi f_0 d_r \sin(\theta)/c}]^T \quad (6)$$

根据(5)和(6)式,直接获得 MIMO-TDS 下的 MVDR 空间谱

$$P_{\text{TDS-MVDR}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}_r^H(\theta) \mathbf{R}_{\text{TDS}}^{-1} \mathbf{a}_r(\theta)} \quad (7)$$

MIMO-TDS 的核心在于利用 MIMO 声呐的发射分集平滑特性保证不同目标的回波自动相互解相关<sup>[10-11]</sup>,即回波信号所组成的向量组是线性无关的。当利用 MVDR、MUSIC 等高分辨算法进行 DOA 估计时,该特性可避免空间平滑所引起的阵列有效

孔径损失问题,并且其简洁的回波处理过程具有低运算量的特点。但是,该方法在低信噪比条件下 DOA 估计性能下降严重。

### 1.3 MIMO 声呐虚拟孔径法 (MIMO-VA)

MIMO-VA 在接收端用  $M$  个发射信号的拷贝对  $N$  个接收阵元上的回波分别进行匹配滤波,获得  $M \times N$  个输出<sup>[4]</sup>。第  $(m-1)N+n$  个输出可以表示为

$$\mathbf{y}_{(m-1)N+n}(t) = \mathbf{x}_n(t) * \mathbf{h}_m(t) \quad (8)$$

式中,  $\mathbf{h}_m(t)$  是与第  $m$  个发射信号相对应的匹配滤波器的冲击响应函数

$$\mathbf{h}_m(t) = [\mathbf{s}_m(T-t)]^* \quad (9)$$

式中,  $T$  为发射信号的脉宽。根据等效虚拟阵列理论,可以认为输出  $\mathbf{y}_{(m-1)N+n}(t)$  即为虚拟 SIMO 声呐上第  $(m-1)N+n$  号接收阵元上经脉冲压缩后的回波。则虚拟 SIMO 声呐的接收阵列流形即扫描向量可以表示成 MIMO 声呐发射与接收阵列流形的直积

$$\mathbf{a}_{\text{V-SIMO}}(\theta) = \mathbf{a}_r(\theta) \otimes \mathbf{a}_t(\theta) \quad (10)$$

通过  $M \times N$  个匹配滤波输出可得到虚拟 SIMO 阵的回波向量

$$\mathbf{y}_{\text{VA}}(t) =$$

$$[y_1(t) \quad y_2(t) \quad \cdots \quad y_{(m-1)N+n}(t) \quad \cdots \quad y_{M \times N}(t)]^T \quad (11)$$

MIMO-VA 的基阵输出协方差矩阵  $\mathbf{R}_{\text{VA}}$  可以表示为

$$\mathbf{R}_{\text{VA}} = E[\mathbf{y}_{\text{VA}}(t) \cdot \mathbf{y}_{\text{VA}}(t)^H] \quad (12)$$

最后可以获得 MIMO-VA 的 MVDR 空间谱

$$P_{\text{VA-MVDR}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}_{\text{V-SIMO}}^H(\theta) \mathbf{R}_{\text{VA}}^{-1} \mathbf{a}_{\text{V-SIMO}}(\theta)} \quad (13)$$

MIMO-VA 在处理回波时共进行  $M \times N$  次匹配滤波,提高信噪比的同时也显著增加了系统的计算量。此外,由 (10) 式可知,虚拟阵列的构造不仅需要接收阵列流形,还需要精确的发射阵列流形信息,当存在发射阵列流形误差时,该方法会面临阵列流形失配所导致的高分辨 DOA 估计算法性能急剧下降的问题。

## 2 联合匹配滤波 MIMO 声呐发射分集平滑法

MIMO-TDS-MF 的核心是联合匹配滤波处理,旨在保留 MIMO-TDS 发射分集平滑特性的前提下,通过匹配滤波改善信噪比。观察图 1 中 MIMO 声呐的

信号模型和 (1) 式,将第  $n$  号接收阵元上的信号  $\mathbf{x}_n(t)$  重写成如下形式

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_n(t) &= \sum_{p=1}^P \left\{ \beta_p e^{j(n-1)\phi_{r,p}} \sum_{m=1}^M [e^{j(m-1)\phi_{t,p}} \mathbf{s}_m(t)] \right\} + \mathbf{z}_n(t) \\ &= \sum_{m=1}^M \left\{ \left[ \sum_{p=1}^P \beta_p e^{j[(n-1)\phi_{r,p} + (m-1)\phi_{t,p}] } \right] \mathbf{s}_m(t) \right\} + \mathbf{z}_n(t) \end{aligned} \quad (14)$$

式中:  $\phi_{r,p} = 2\pi f_0 d_r \sin(\theta_p)/c$  及  $\phi_{t,p} = 2\pi f_0 d_t \sin(\theta_p)/c$ ,  $\mathbf{z}_n(t)$  是单个阵元上的加性噪声。显然,如果除去噪声成分,则单个阵元上的接收信号本质上是  $M$  个正交发射信号经不同的相位、幅度调制之后作线性叠加所构成,这正是 MIMO 声呐发射分集平滑特性的来源。鉴于此,设计如下的匹配滤波器,其单位脉冲响应函数为

$$\mathbf{h}(t) = \sum_{m=1}^M \mathbf{s}_m^*(T-t) \quad (15)$$

式中:  $T$  为发射信号的脉宽,整个脉冲响应函数由发射信号作共轭、时域翻转及延迟处理之后线性叠加获得,该设计方式可以完整的保留输入端的所有信号成分,本文称这种匹配滤波方式为联合匹配滤波。以第  $n$  号阵元的接收信号  $\mathbf{x}_n(t)$  为例,经 (15) 式的匹配滤波器处理之后获得的输出信号是

$$\mathbf{y}_n(t) = \mathbf{x}_n(t) * \mathbf{h}(t) \quad (16)$$

利用  $\mathbf{y}(t) = [y_1(t) \quad y_2(t) \quad \cdots \quad y_N(t)]^T$  构造 MIMO-TDS-MF 的  $N \times N$  维输出协方差矩阵  $\mathbf{R}_{\text{TDS-MF}}$

$$\mathbf{R}_{\text{TDS-MF}} = E[\mathbf{y}(t) \cdot \mathbf{y}(t)^H] \quad (17)$$

所提方法的基阵扫描向量  $\mathbf{a}_{\text{TDS-MF}}(\theta)$  与 MIMO-TDS 的相同

$$\mathbf{a}_{\text{TDS-MF}}(\theta) = \mathbf{a}_r(\theta) =$$

$$[1 \quad e^{j2\pi f_0 d_r \sin(\theta)/c} \quad \cdots \quad e^{j(N-1)2\pi f_0 d_r \sin(\theta)/c}]^T \quad (18)$$

最后获得 MIMO-TDS-MF 的 MVDR 空间方位谱

$$P_{\text{TDS-MF-MVDR}}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}_r^H(\theta) \mathbf{R}_{\text{TDS-MF}}^{-1} \mathbf{a}_r(\theta)} \quad (19)$$

由于发射信号之间相互正交, (16) 式中匹配滤波输出信号  $\mathbf{y}_n(t)$  的主要成分相当于是各个正交发射信号自相关输出的线性叠加,且相互之间仍保持良好的正交性。因此, MIMO-TDS-MF 所采用的联合匹配滤波处理方式在提高信噪比的同时,仍保留了 MIMO-TDS 中良好的发射分集平滑特性,还是可以直接利用高分辨算法进行 DOA 估计。

运算量大小是衡量方法优劣的一项重要指标。结合 MIMO-TDS-MF 和 2 种已有方法的回波处理过

程,表 1 将影响方法计算速度的几项重要运算参数进行了对比。

表 1 运算参数对比

方法	协方差矩阵 阵维度	扫描向量 维度	匹配滤波 次数	是否平滑
MIMO-TDS	$N \times N$	$N \times 1$	0	否
MIMO-VA	$MN \times MN$	$MN \times 1$	$MN$	是
MIMO-TDS-MF	$N \times N$	$N \times 1$	$N$	否

根据表 1 可知,由于匹配滤波器的使用,所提方法相较于 MIMO-TDS 增加了一定的计算量。不同于 MIMO-VA 通过构造大孔径虚拟阵来进行方位估计, MIMO-TDS-MF 的整个 DOA 估计过程中仍基于 MIMO 声呐原始接收阵列。因此相较于 MIMO-VA, MIMO-TDS-MF 在协方差矩阵维度、扫描向量维度、匹配滤波次数等运算参数的比较上,具有明显的优势。

### 3 仿真实验及结果分析

数值仿真过程中, MIMO 声呐分别采用阵元个数  $M=5$  的发射 ULA 和阵元个数  $N=8$  的接收 ULA, 收、发阵列布置于同一条直线上且两者的几何中心相互重合,接收阵元间距  $d_r = \lambda/2$  ( $\lambda$  根据发射信号中心频率确定即  $\lambda = c/f_0$ ),发射阵元间距  $d_t = Nd_r$ ,发射阵列采用稀疏布阵方式<sup>[14]</sup>。图 2 为 MIMO 声呐的阵列示意图。



图 2 MIMO 阵列示意图

发射信号采用 5 个时域相互正交的单频矩形脉冲(CW)信号。为了保证发射信号之间具有良好的正交性,设置相邻单频脉冲信号中心频率的频偏  $\Delta f = 200$  Hz,整个工作频带的中心频率  $f_0 = 15$  kHz。信号采样频率  $F_s = 3f_0$ ,快拍数  $L = 4\ 096$ 。设接收阵元上的加性噪声为窄带高斯白噪声,噪声频带范围限制在 (14.4 ~ 15.6) kHz,采用频带级信噪比,水中声速  $c = 1\ 500$  m/s。

本节根据上述的仿真参数,结合 MIMO-TDS 和 MIMO-VA 作对比验证,通过多组数值仿真实验分别分析了 MIMO-TDS-MF 在低信噪比条件下和发射端存在误差时的 DOA 估计性能,仿真实验过程中均采用 MVDR 作为 DOA 估计算法。

#### 3.1 低信噪比下 MIMO-TDS-MF 的 DOA 估计性能

该组实验主要验证低信噪比下 MIMO-TDS-MF 的 DOA 估计性能,仿真中假设不存在任何信号同步误差、阵列误差,由于 MIMO-VA 在构造虚拟孔径过程中会丢失发射分集平滑特性,仍需配合空间平滑来对阵元输出作解相干处理。图 3a) 给出了单次方位估计的空间谱,假设存在 4 个固定目标,方位角度依次是  $-45^\circ, -30^\circ, 0^\circ$  和  $15^\circ$ ,归一化的目标强度  $\beta_p$  依次为 1, 0.5, 1 和 1,信噪比  $R_{SN} = 0$  dB,根据  $15^\circ$  处的目标信号强度添加噪声。图 3b) 分析了 MIMO-TDS-MF 在不同信噪比下,针对  $0^\circ$  和  $15^\circ$  处的 2 个目标,进行多次蒙特卡罗实验后的成功分辨概率,并和 MIMO-TDS 及 MIMO-VA 进行对比,其中相同信噪比下的蒙特卡罗重复实验次数为 1 000。

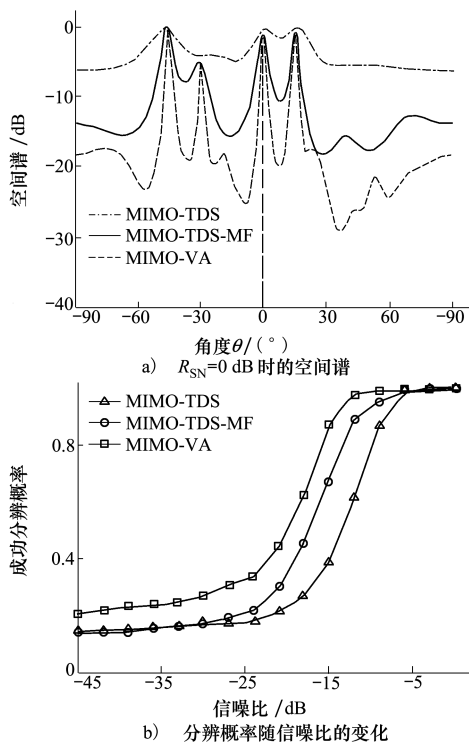


图 3 低信噪比下 MIMO-TDS-MF 的方位估计性能

对于某次实验,如果 2 个目标方位的估计值  $\hat{\theta}_1$  和  $\hat{\theta}_2$  与真实值  $\theta_1$  及  $\theta_2$  之间满足

$$|\hat{\theta}_1 - \theta_1| + |\hat{\theta}_2 - \theta_2| < |\hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_2| \quad (20)$$

则认为该次实验能够成功分辨这2个目标,成功分辨概率指正确分辨次数占重复实验次数的百分比。

图3a)中的4个目标分成2组, $-45^\circ$ 和 $-30^\circ$ 作为一组非等强度目标, $0^\circ$ 和 $15^\circ$ 作为一组等强度目标。显然,低信噪比条件下MIMO-TDS的DOA估计性能较差,对于方位差较小的非等强度目标,该方法已经完全失效;而本文所提出的MIMO-TDS-MF和已有的MIMO-VA由于匹配滤波器的使用获得了信噪比增益,都做出了准确的方位估计。观察图3b)同样可以发现,相较于MIMO-TDS,在 $-25 \sim -5$  dB这段区间内MIMO-TDS-MF的性能明显优于前者;而由于等效大孔径虚拟阵的构造,在理想条件下

MIMO-VA的分辨性能全局最优,但该方法仍需进行空间平滑。

### 3.2 存在发射阵列流形误差时MIMO-TDS-MF的DOA估计性能

仿真实验通过设置随机阵元位置扰动来构造发射阵列流形误差,单次实验中对发射阵列添加一个 $M$ 维随机扰动向量 $\Delta d = [\Delta d_1 \ \Delta d_2 \ \cdots \ \Delta d_M]^T$ ,其中 $\Delta d_1, \Delta d_2, \dots, \Delta d_M$ 分别是 $M$ 个发射阵元沿阵列水平方向的随机位置扰动,每个随机误差量 $\Delta d_m$  ( $m = 1, 2, \dots, M$ )都服从均值为0、均方根误差为 $E_{\text{RMS}}(\Delta d)$ 的均匀分布,彼此相互独立。本节仿真采用的信噪比 $R_{\text{SN}} = -10$  dB,2个等强度目标分别在 $0^\circ$ 和 $15^\circ$ 方向。

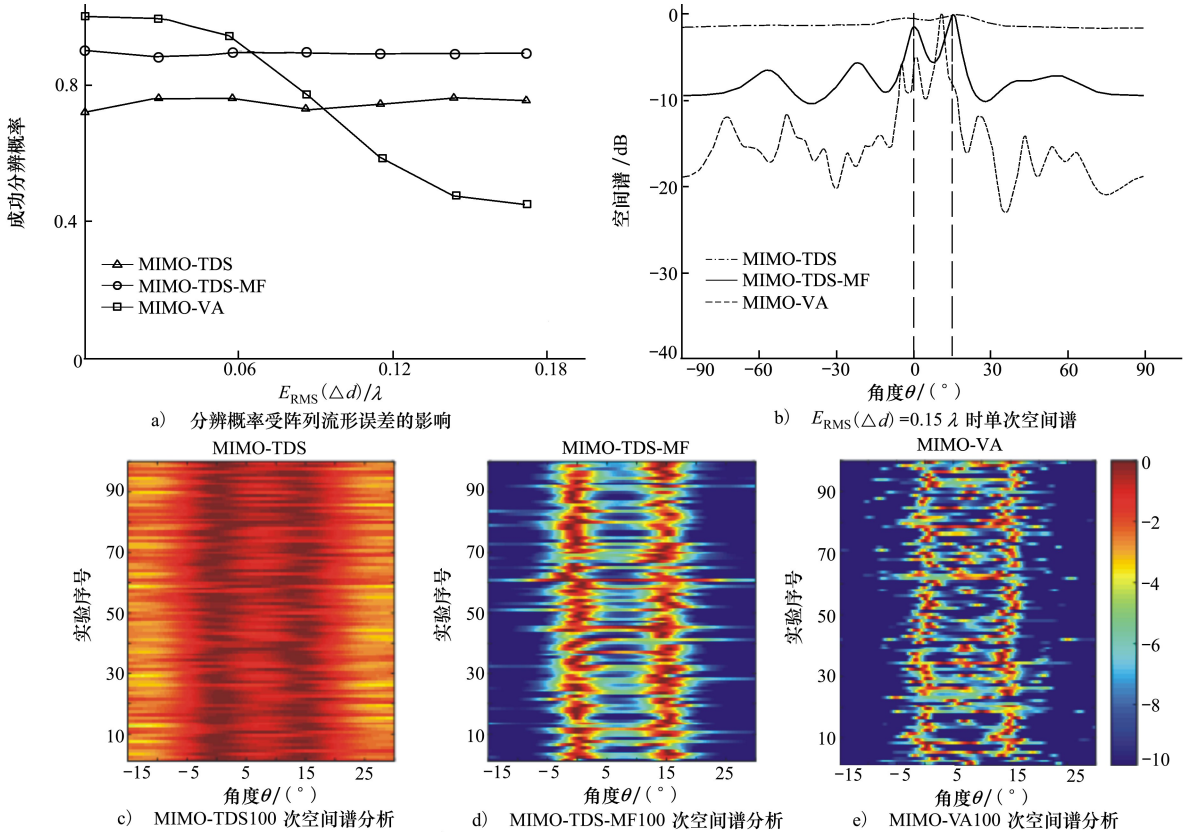


图4 存在发射阵列流形误差时的DOA估计性能

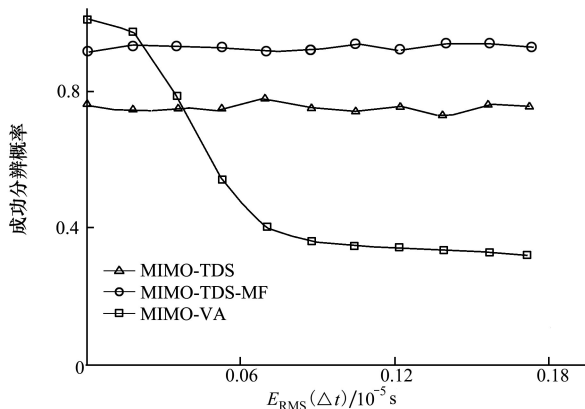
图4a)描述了随着阵元位置扰动 $\Delta d$ 的均方根误差的增大,MIMO-TDS-MF的多目标分辨性能变化规律。在相同的均方根误差扰动下,分别进行1000次蒙特卡罗重复实验,判定是否成功分辨2个目标的准则同上。观察图4a)可知,MIMO-TDS和本文提出的MIMO-TDS-MF的分辨性能几乎不随发射阵

列流形误差的影响且MIMO-TDS-MF的成功分辨概率在低信噪比条件下一致优于MIMO-TDS,由于虚拟阵列的构造需要精确的发射阵列流形,MIMO-VA的分辨性能则随着扰动的增大下降严重。均方根误差 $E_{\text{RMS}}(\Delta d) = 0.15\lambda$ 时,从1000次实验中抽取某次DOA估计空间谱和前100次空间谱进行观察分

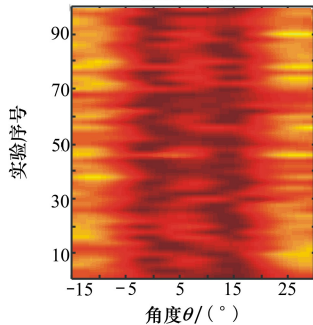
析,分别如图 4b) 至 4e) 所示。其中 MIMO-TDS 分辨能力较差;MIMO-VA 则由于误差扰动,性能起伏大,且存在严重的伪峰干扰,影响系统判决;MIMO-TDS-MF 兼顾分辨能力和稳健性,表现良好。综上,当存在发射阵列流形误差时,在低信噪比条件下 MIMO-TDS-MF 的性能最优。

### 3.3 存在发射信号同步误差时 MIMO-TDS-MF 的 DOA 估计性能

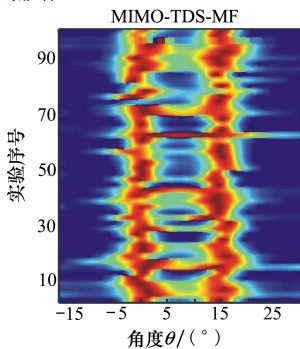
在实际应用中,MIMO 声呐的发射信号之间往



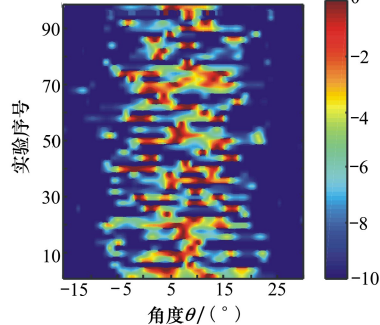
a) 分辨率受时间同步误差的影响  
MIMO-TDS



c) MIMO-TDS100 次空间谱分析



d) MIMO-TDS-MF100 次空间谱分析

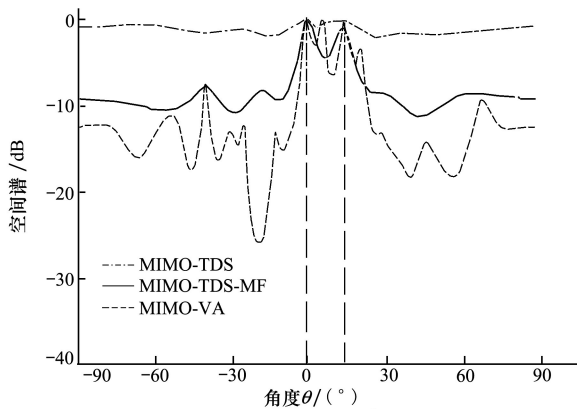


e) MIMO-VA100 次空间谱分析

图 5 存在发射信号同步误差时的 DOA 估计性能

图 5a) 给出了 MIMO-TDS-MF 的多目标分辨性能受发射信号同步误差影响的变化规律。同样,在相同的均方根误差扰动下,进行 1 000 次的蒙特卡罗重复实验,对分辨成功的概率进行数值统计,判决规则同 3.1 节。观察图 5a) 可知,随着时间同步误差的增加,MIMO-TDS-MF 的分辨性能十分稳定,信噪比较低时分辨概率一致优于 MIMO-TDS;由于虚拟阵列的构造,MIMO-VA 稳健性较差,少量的时延扰动使该方法的估计性能急剧下降。时延扰动的均方根误差  $E_{\text{RMS}}(\Delta t) = 2 \times 10^{-5} \text{ s}$  时,在 1 000 次实验中抽取某次 DOA 估计空间谱和前 100 次空间谱进行观察分析,分别如图 5b) 至 5e) 所示。同上,MIMO-

往存在时间同步误差。数值仿真时对每个发射信号添加随机的时延扰动作为同步误差, $M$  维随机时延扰动向量  $\Delta t = [\Delta t_1 \ \Delta t_2 \ \cdots \ \Delta t_M]^T$ , $\Delta t_m (m = 1, 2, \dots, M)$  是第  $m$  个发射阵元上的信号时延,服从均值为 0、均方根误差为  $E_{\text{RMS}}(\Delta t)$  的均匀分布,彼此相互独立。假设存在 2 个等强度目标分别位于  $0^\circ$  和  $15^\circ$  方向,信噪比  $R_{\text{SN}} = -10 \text{ dB}$ 。



b)  $E_{\text{RMS}}(\Delta t) = 2 \times 10^{-5} \text{ s}$  时单次空间谱  
MIMO-VA

TDS 的谱估计结果旁瓣较高、主瓣较宽,分辨性能差;MIMO-VA 则完全失效,无法进行估计;MIMO-TDS-MF 则在分辨能力和稳健性上均表现良好。综上,当存在发射信号的同步误差时,在低信噪比条件下本文提出的 MIMO-TDS-MF 的性能最优。

### 3.4 运算量分析

实际应用中,DOA 估计方法的运算量是一项非常重要的技术指标,运算耗时的长短意味着算法在运行过程中所占用的计算资源的大小。下面对 MIMO-TDS、MIMO-VA、MIMO-TDS-MF 这 3 种方法的运算时间进行仿真对比,图 6 是在相同的硬件条件下重复进行多次 DOA 估计的耗时曲线。该组实验

中使用的计算机 CPU 是 Intel (R) Core (TM) i5-4590, 主频 3.3 GHz, 内存 8 G, 运行环境为 win7 下的 MATLAB 2015b。

上具有一定的优势。

## 4 结 论

本文在 MIMO 声呐的基础上, 讨论了已有的 2 种 DOA 估计方法 (MIMO-TDS 和 MIMO-VA) 的优缺点。针对 MIMO-TDS 低信噪比条件下 DOA 估计性能下降严重的问题, 结合 MIMO-VA 中的匹配滤波思想, 对 MIMO-TDS 法进行改进, 提出了一种联合匹配滤波 MIMO 声呐发射分集平滑 DOA 估计方法。相较于 MIMO-TDS, 所提方法通过匹配滤波获得了信噪比增益, 提高了 MIMO 声呐的 DOA 估计性能, 在低信噪比条件下优势明显, 同时也保留了发射分集平滑这一优良特性; 和 MIMO-VA 相比, 存在发射阵列流形误差、发射信号同步误差时, MIMO-TDS-MF 的稳健性远优于前者, 同时 MIMO-TDS-MF 由于其发射分集平滑的特性, 可以直接使用 MVDR 等高分辨算法, MIMO-VA 仍需要空间平滑来对信号进行解相干; 在运算量上, MIMO-TDS-MF 为了获得更优的信噪比进行匹配滤波处理, 相较于 MIMO-TDS 增加了一定的运算量, 但对于 MIMO-VA 具有较大优势。综上, 本文提出的联合匹配滤波 MIMO 声呐发射分集平滑 DOA 估计方法 (MIMO-TDS-MF), 在实际应用中性能更优。

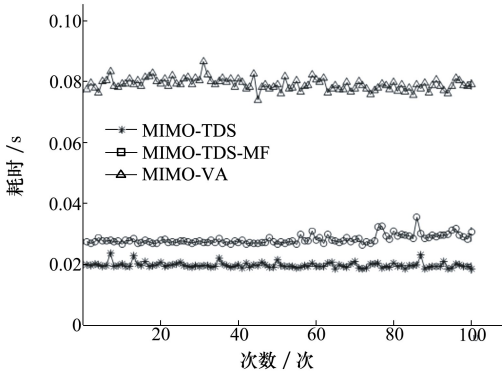


图 6 基于 MVDR 3 种估计方法运行 100 次的耗时曲线

该实验给出的 100 次运行耗时曲线证明: MIMO-TDS 的运行时间最短, 本文提出的 MIMO-TDS-MF 次之, MIMO-VA 需要的运算耗时则远大于前 2 种方法。结合表 1 中 3 种方法的运算参数对比我们发现, 相较于 MIMO-TDS, MIMO-TDS-MF 确实增加了一定数量的匹配滤波器, 导致后者的运算时间稍高于前者。而与 MIMO-VA 进行比较, MIMO-VA 的基阵输出协方差矩阵维度、扫描向量维度以及匹配滤波器的个数都要远高于本文提出的 MIMO-TDS-MF。综上, MIMO-TDS-MF 在运算耗时

## 参考文献:

- [1] 李启虎. 声呐信号处理引论[M]. 北京: 科学出版社, 2012  
LI Qihu. Sonar Signal Processing Theory[M]. Beijing: Science Press, 2012 (in Chinese)
- [2] 孙超. 水下多传感器阵列信号处理[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2007  
SUN Chao. Underwater Multi-Sensor Array Signal Processing[M]. Xi'an: Northwestern Polytechnical University Press, 2007 (in Chinese)
- [3] VAN TREES H L. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory[M]. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 2002
- [4] 孙超, 刘雄厚. MIMO 声呐概念与技术特点探讨[J]. 声学技术, 2012, 31(2): 117-124  
SUN Chao, LIU Xionghou. MIMO Sonar: Concept and Technical Characteristic Discuss[J]. Technical Acoustics, 2012, 31(2): 117-124 (in Chinese)
- [5] LI J, STOICA P. MIMO Radar Signal Processing[M]. Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2008
- [6] LI J, STOICA P, XU L, et al. On Parameter Identifiability of MIMO Radar[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(12): 968-971
- [7] DENG H, GENG Z, HIMED B. MIMO Radar Waveform Design for Transmit Beamforming and Orthogonality[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(3): 1421-1433
- [8] XU J, LIAO G, ZHU S, et al. Joint Range and Angle Estimation Using MIMO Radar with Frequency Diverse Array[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2015, 63(13): 3396-3410

- [9] LI J, STOICA P. MIMO Radar with Colocated Antennas[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(5): 106-114
- [10] BEKKERMAN I, TABRIKIAN J. Target Detection and Localization Using MIMO Radars and Sonars[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2006, 54(10): 3873-3883
- [11] FRIEDLANDER B. On The Role of Waveform Diversity in MIMO Radar[C]//2011 Conference Record of the Forty Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, New York, NY, USA, 2011: 1501-1505
- [12] QIN S, ZHANG Y D, AMIN M G. DOA Estimation of Mixed Coherent and Uncorrelated Targets Exploiting Coprime MIMO Radar[J]. Digital Signal Processing, 2017, 61: 26-34
- [13] LIU X, SUN C, YANG Y, et al. Hybrid Phase Shift and Shifted Sideband Beamforming for Large-Aperture MIMO Sonar Imaging [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2017, 11(12): 1782-1789
- [14] XU L, LI J, STOICA P. Target Detection and Parameter Estimation for MIMO Radar Systems[J]. IEEE Trans on Aerospace & Electronic Systems, 2008, 44(3):927-939

## MIMO Sonar DOA Estimation with Joint Matched-Filtering Based on Transmission Diversity Smoothing

FAN Kuan, SUN Chao, LIU Xionghou, JIANG Guangyu

(School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** There is a class of methods based on transmission diversity smoothing by multiple-input multiple-output (MIMO) sonar called MIMO-TDS which is considered as one of the most effective methods for estimation of direction-of-arrival(DOA) using MIMO sonar systems. MIMO-TDS produced by orthogonal signal transmission for active sonar can be immediately implemented with high resolution algorithms such as MVDR to estimate the direction of received signals. However, the orthogonal transmission mode of MIMO-TDS is doomed to a loss of transmission array gain indirectly leading to the problem that the echoes are not equipped with as high SNR as enough for an accurate target localization, especially in scenarios in which the targets are far away from array. In order to solving the "low SNR" problem, a solution using all transmitted signals simultaneously to design a joint matched-filter intended for received signal is proposed to improve the performance of MIMO-TDS, which is inspired by the match-filtering concept of "MIMO sonar virtual array method" simplified as MIMO-VA. And accordingly, the unit impulse response function of proposed joint matched-filter is the equivalent of linear sum of all orthogonal transmitted signals and the modified MIMO-TDS is named as "joint matched-filtering MIMO sonar transmission diversity smoothing DOA estimation method", which could be simplified as MIMO-TDS-MF. The characteristic of proposed method is analyzed theoretically and compared to MIMO-TDS and MIMO-VA in this paper: Compared with MIMO-TDS, the proposed method not only retains the advantage of transmission diversity smoothing but also improves the SNR by joint match-filtering; What's more, compared with MIMO-VA, MIMO-TDS-MF is equipped with substantially less computation than the former due to an employment of much fewer matched-filters and is in possession of a superior robustness to that of MIMO-VA. Numerical experiments demonstrate the efficiency of proposed MIMO-TDS-MF.

**Keywords:** MIMO sonar; DOA estimation; match-filtering; transmission diversity smoothing; numerical experiment