基于稀疏阵列技术的 MIMO 声呐低运算量二维成像

潘浩，孙超，卓颉，刘雄厚

（西北工业大学 声学工程研究所，陕西 西安 710072）

摘 要：为了降低多输入多输出（multiple-Input multiple-output，MIMO）声呐二维成像系统的运算量，提出了稀疏阵列和 MIMO 声呐相结合的低运算量二维成像方法。在 MIMO 声呐的虚拟接收阵列为矩形平面阵的前提下，使用模拟退火算法（simulated annealing，SA）对该虚拟矩形平面阵的阵元位置和加权系数同时优化，在保持期望波束性能的前提下大量减少其虚拟阵元数目；根据虚拟接收阵元与匹配滤波器一一对应的关系，移除掉与关闭虚拟阵元所对应的匹配滤波器；对保留匹配滤波器的输出信号进行波束形成等处理，获得目标的二维强度图。计算机仿真结果验证了该方法的有效性。

关 键 词：水下声成像，MIMO 声呐，稀疏阵列，模拟退火算法，虚拟阵列；匹配滤波

中图分类号：TN911.7，TN957.51 **文献标志码**：A **文章编号**：1000-2758（2014）04-0586-07

水下声成像系统（如扇扫声呐系统、侧扫声呐系统和合成孔径声呐系统等）已广泛应用于水下目标探测、海底地形测绘和海洋矿物勘探等一系列军用和民用领域。为了提高成像系统的方位向分辨率，一些高分辨成像声呐系统通常采用由成千上万个阵元组成的平面阵或柱面阵，从而导致其成本和运算量居高不下[1]。于是，对成像阵列进行稀疏优化研究便成为声呐成像领域的热点之一。文献[2-4]采用模拟退火（simulated annealing，SA）算法、文献[5-6]采用遗传算法（genetic algorithm，GA）研究了传统阵列（线列阵和平面阵）的稀疏优化方法。然而，为了满足阵列波束图主瓣宽度和旁瓣级的要求，所稀疏的阵元数目往往是很有限的，对于阵元基数本身就特别大的传统高分辨成像声呐系统来说，稀疏化后的系统成本和运算量依然不够理想[7]。

为了获得更好的节省阵元效果，MIMO 技术被引入到阵列成像领域[7-10]。文献[8-9]建立一种由相互垂直的 2 条均匀线列阵组成的 MIMO 阵列模型进行雷达成像，得出了与同等成像分辨力的矩形平面接收阵相比，该 MIMO 阵列可以节省 $M \times N - (M + N)$ 个阵元（其中 M 为发射阵元个数，N 为接收阵元个数）的结论。鉴于声呐系统与雷达系统在信号处理方法上有许多相似之处，已有学者将 MIMO 阵列应用于水下声成像领域，文献[7]在阵列尺寸上优化了文献[8-9]的 MIMO 阵列模型，建立了一种由 4 条均匀线列阵围成的口字型 MIMO 声呐模型，并用来进行水下三维成像；并通过设计多种用于水下三维成像的 MIMO 阵列布阵和推导 MIMO 虚拟阵元的解析坐标。文献[10]也将 MIMO 技术引入声呐成像领域，利用近场聚焦宽带波束形成成像算法对 MIMO 成像声呐进行了仿真和水池试验，验证了 MIMO 声呐可以提高方位分辨率和抗混响能力。

与传统的成像声呐系统相比，MIMO 成像声呐系统利用波形分集技术产生大量的虚拟阵元，从而用较少的实际阵元个数和较小的物理阵列孔径就能够达到与前者同样的成像效果[7]。对于造价成本昂贵并且易受安装平台限制的水下声成像系统来说，MIMO 声呐有很大的发展空间。然而，MIMO 成像声呐系统在获得虚拟阵元优势的同时意味着接收端匹配滤波运算量的增加，影响了系统的实时成像性能。基于此，将稀疏阵列技术应用到 MIMO 声呐二维成像当中，提出了利用稀疏阵列技术来降低 MIMO 声呐二维成像中匹配滤波处理运算量的方法。针对 MIMO 声呐虚拟接收阵列为矩形平面阵的

收稿日期：2013-10-28 基金项目：国家自然科学基金（11104222）资助

作者简介：潘浩（1989—），西北工业大学硕士研究生，主要从事水下阵列信号处理研究。

通信作者：卓颉（1978—），女，西北工业大学副教授，E-mail：jzhuo@nwpu.edu.cn

情况,采用 2 条相互垂直的均匀线列阵(uniform linear array,ULA)构成的 MIMO 阵,使用模拟退火算法对该虚拟接收阵的阵元位置和加权系数同时优化,使获得的波束图逼近预先给定的期望波束图,同时最小化开启的虚拟阵元数目,进而移除关闭的虚拟阵元对应的匹配滤波器。此时 MIMO 声呐实际物理阵列保持不变,但匹配滤波处理的通道数大幅度减少。这样就从系统根源上改善了 MIMO 二维成像声呐系统的性能,加快了成像声呐的数据处理速率和实时成像速率。

1　MIMO 声呐布阵方式及其虚拟接收阵列稀疏化

1.1　MIMO 声呐布阵方式

本文采用文献[8-9]提到的 2 条均匀线列阵互相垂直组成的 MIMO 声呐。假设有 M 个发射阵元位于 x 轴上,N 个接收阵元位于 y 轴上,发射阵列和接收阵列的阵元间距均为 $\lambda/2$(其中 λ 为发射信号的中心频率在水下声速 1 500 m/s 时对应的波长)且都以坐标原点为中点。MIMO 声呐的三维坐标系统如图 1 所示,其中实心圆代表发射阵元,空心圆代表接收阵元,θ 表示俯仰角,ϕ 表示方位角。

由文献[7]可知:远场条件下,MIMO 阵列的虚拟发射阵元位于原点,虚拟接收阵元坐标等于一对实际的发射、接收阵元坐标之和。因此,本文采用的 MIMO 声呐布阵的虚拟接收阵列为 $M \times N$ 的均匀矩形平面阵,如图 2 所示,其中图 2a)为 MIMO 声呐实际物理阵列,图 2b)为其虚拟阵列。

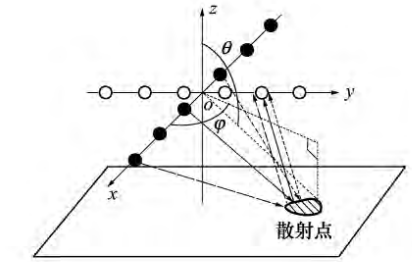


图 1　MIMO 声呐布阵示意图

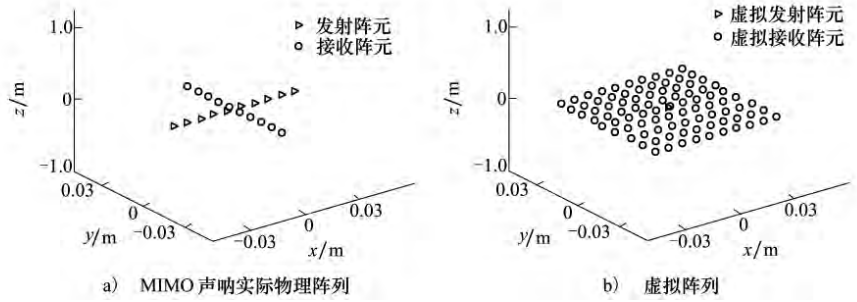


图 2　MIMO 声呐物理阵列及其虚拟阵列布阵形式

1.2　MIMO 声呐虚拟接收阵稀疏化

阵列的稀疏优化是指在一个均匀满阵中关掉一些阵元和改变一些阵元的加权系数,在波束图满足成像所需分辨率和加权系数比(current taper ratio,CTR)(CTR 定义为阵元最大加权系数与最小加权系数的比值)阈值条件的前提下,求得此时开启阵元数目的最小值[8]。其中,加权系数比的设定能减轻具有最大幅度加权系数的阵元发生问题而导致的影响,保证稳健性。这里定义坐标系为 u-v 空间:

$$u = \sin\theta\cos\phi \tag{1}$$

$$v = \sin\theta\sin\phi \tag{2}$$

式中:θ 和 ϕ 分别为俯仰角和方位角。

采用阵元位置和幅度加权同时优化的方法,定义模拟退火算法的能量函数如(3)式所示[8]

$$E(\boldsymbol{X},\boldsymbol{W},A) = k_1\left[\iint_{(u,v)\in S}\left(\frac{p(u,v)}{Q} - b_d\right)\mathrm{d}u\mathrm{d}v\right]^2 + k_2A^2 + k_3(R_o - R_d)^2 \tag{3}$$

式中:$\boldsymbol{X}$ 是阵元的位置矩阵,$\boldsymbol{W}$ 是幅度加权系数矩阵,$p(u,v)/Q$ 表示当前归一化的波束图,b_d 为一个常数,表示期望的波束图的最大旁瓣级。S 为在期望旁瓣区域内满足不等式 $p(u,v)/Q > b_d$ 所有(u,v)值的集合,Q 为所有幅度加权系数 w_i 的总和,A 为当前开启阵元的个数,R_o 表示稀疏优化过程中得到的当前加权系数比(obtained CTR),R_d 表示期望目标加权系数比(desired CTR),k_1、k_2 和 k_3 是常数,决定各参量的权重大小。优化的目的就是通过迭代找到合适的幅度加权矩阵 $\boldsymbol{W}$,使得当前的波束图 $p(u,v)$ 的旁瓣区域逼近期望的最大旁瓣级 b_d、R_o 逼近 R_d 的同时得到开启的最少阵元数目 $A_{\min}$,最终的优化结果 $\boldsymbol{W}$ 是这 3 个参数的折中。

当波束主瓣扫描时,每个位置上的阵元按相位差公式(4)补偿相位[8]

$$\phi_i = \exp\left(\mathrm{j}\cdot\frac{2\pi}{\lambda}\boldsymbol{r}_i\cdot\boldsymbol{a}_0\right),\ i = 1,2\cdots,MN \tag{4}$$

式中:$\boldsymbol{r}_i$ 表示第 i 个阵元的位置坐标,$\boldsymbol{a}_0$ 表示波束图

主瓣指向的方向向量。因此，第 i 个阵元对应的复加权系数 w_i 可表示为

$$w_i = w_i \cdot \exp(-\mathrm{j} \cdot \phi_i),\ i = 1,2\cdots,MN \quad (5)$$

式中：w_i 为幅度加权，ϕ_i 为相位加权。

图3所示为采用模拟退火算法对矩形平面阵进行稀疏优化的流程图。

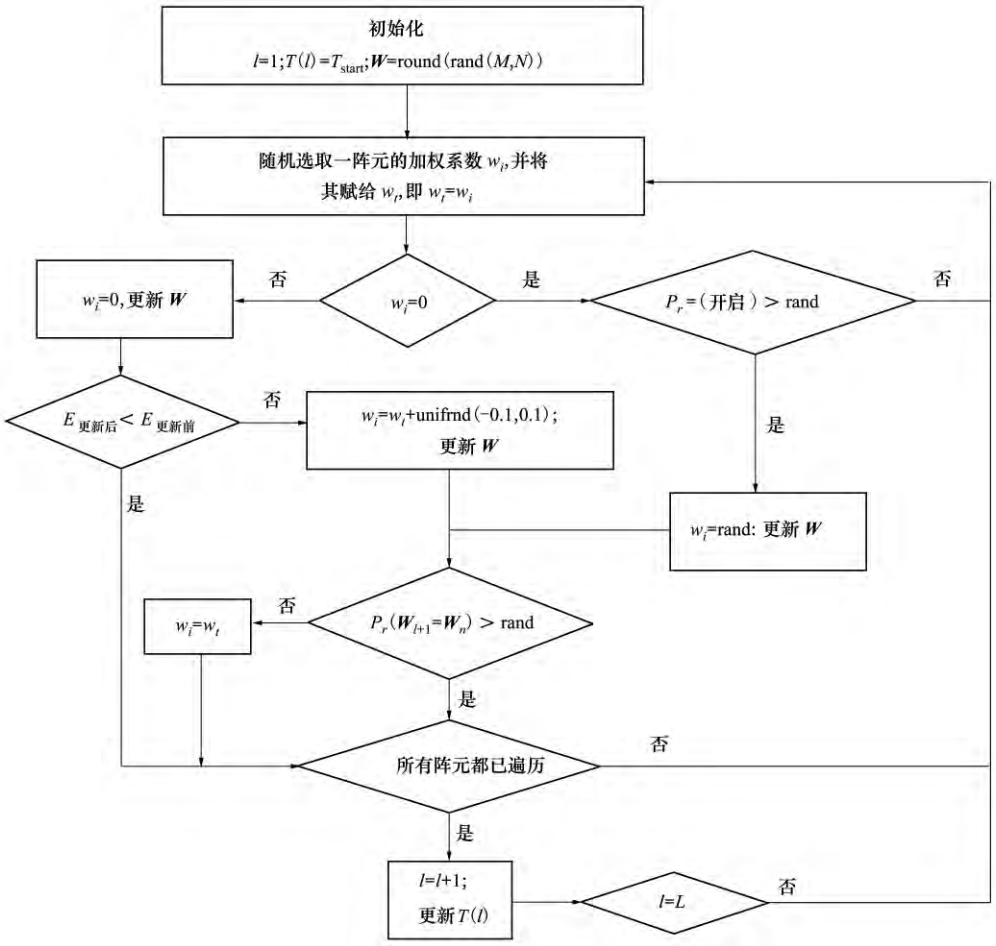


图3 模拟退火算法流程图

2 低运算量 MIMO 声呐二维成像方法

设远场中的待成像区域可建模为 P 个离散点，MIMO 声呐发射正交多相编码信号，那么第 n 个接收阵元上的接收信号可以表示为[7]

$$x_n(t) = \sum_{p=1}^{P} \sigma_p \sum_{m=1}^{M} s_m(t - \tau_{tm}^p - \tau_{rn}^p) + n(t) \quad (6)$$

式中：s_m 为第 m 个发射信号，σ_p 为第 p 个散射点的散射强度，τ_{tm}^p 为第 m 个发射阵元到第 p 个散射点的时延，τ_{rn}^p 为第 p 个散射点到第 n 个接收阵元的时延，$n(t)$ 为加性噪声。

在接收端，每个接收阵元都使用 M 个匹配滤波器分别对 M 个发射波形进行匹配，从而分离出这 M 个发射信号。这样一来，就需要使用 MN 个匹配滤波器，而一个匹配滤波输出相当于产生一个虚拟阵元。因此，MIMO 成像声呐系统在获得虚拟阵元优势的同时带来了接收端匹配滤波处理的大运算量。图4所示为匹配滤波器与虚拟阵元一一对应关系，其中空心圆代表实际接收阵元，阴影圆代表虚拟接收阵元。根据这样的一一对应特点，结合上一节虚拟接收阵列的稀疏化结果，移除关闭虚拟阵元对应的匹配滤波器。匹配滤波器数目的减少意味着匹配滤波处理运算量和参加波束形成算法的原始数据的减少，MIMO 成像声呐系统的运算量因而就可以从本质上得到降低。

不失一般性，假设 MIMO 虚拟接收阵稀疏后保

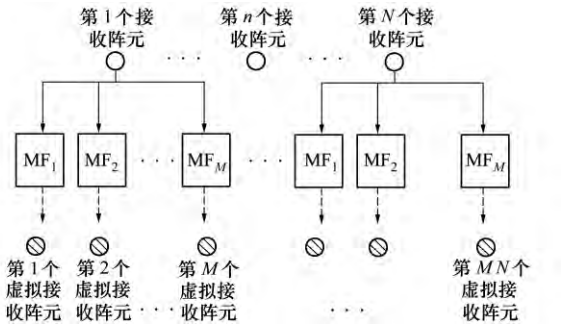


图 4　虚拟接收阵元与匹配滤波器一一对应关系

留下来的阵元坐标为 $\boldsymbol{x}_{n_0}^{r}$，可表示为

$$\boldsymbol{x}_{n_0}^{r} = \boldsymbol{x}_{tm} + \boldsymbol{x}_{rn} \tag{7}$$

式中：n_0 代表保留下来的虚拟阵元编号，$\boldsymbol{x}_{tm}$ 和 $\boldsymbol{x}_{rn}$ 分别为该虚拟阵元对应的第 m 个实际发射阵元和第 n 个实际接收阵元坐标。由于匹配滤波器与虚拟接收阵元是一一对应的关系，根据(8) 式可知，MIMO 声呐中的第 n 个接收阵元上的第 m 个匹配滤波器需要开启。

设虚拟阵列稀疏后的阵元个数为 N_0。根据(8)式，第 $n_0(n_0 = 1,2,\cdots,N_0)$ 个匹配滤波输出 $y_{n_0}(t)$，可表示为

$$\boldsymbol{y}_{n_0}(t) = x_n(t) * h_m(t) \tag{8}$$

式中：$*$ 代表卷积，$h_m(t)$ 为与第 m 个发射信号对应的匹配滤波器的冲击响应函数，其表达式为

$$h_m(t) = [s_m(T - t)]^{\mathrm{H}} \tag{9}$$

式中：$[\cdot]^{\mathrm{H}}$ 为取共轭，$T = LT_0$ 为单个发射信号的长度(T_0 为发射信号单个子码长度，L 为子码个数)。

由以上分析可知，经过稀疏优化后，MIMO 声呐的虚拟接收阵元个数从 MN 减少为 N_0，需要的匹配滤波器数量也从 MN 减少为 N_0。对(9) 式中的 N_0 个匹配滤波输出进行移相波束形成，那么第 $q(q = 1,2,\cdots,Q)$ 个波束输出 $B_q(t)$ 的表达式为

$$B_q(t) = \sum_{n_0=1}^{N_0} \boldsymbol{w}_{n_0}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{y}_{n_0}(t) \tag{10}$$

式中：w_{n_0} 为第 n_0 个虚拟阵元对应的复加权值。

最后调节阵列指向使得目标区域被多个窄波束覆盖，按照回波到达的先后顺序提取各个波束下的强度，获得目标区域的二维强度图。

3　仿真实验

3.1　虚拟接收阵的稀疏优化仿真

采用 24 发、24 收的 MIMO 阵列和图 1 给出的布阵方式，并利用模拟退火算法对其虚拟阵列(24 × 24 的均匀平面阵)进行优化。根据图 1 所示的 MIMO 声呐布阵方式和探测区域，优化后的三维波束图俯仰角 θ 的范围为 $[0°,180°]$，方位角 ϕ 的范围为 $[0°,360°]$，坐标变换到 u-v 空间，预设期望波束图的最高旁瓣级 b_d 为 0.1(20* log10(0.1) = −20 dB)，期望旁瓣范围满足 $u^2 + v^2 > 0.08$，期望权重系数比 $R_d = 6.0$，其他相关设置如下：$T_{\mathrm{start}} = 1\ 000$，$k_1 = 1\ 000$，$k_2 = 0.2$，$k_3 = 2\ 000$，同时优化阵元位置和幅度加权系数，将 576 个阵元稀疏到 263 个。优化前后的阵型如图 5 所示，为了说明稀疏后的阵元位置在空间多个波束指向上均可以保证其性能，图 6 分别给出了稀疏优化后平面阵的主瓣 (θ_0,ϕ_0) 分别指向(120°,60°)、(150°,120°) 和(180°,150°) 时多主瓣指向波束图，对比起见，一并给出稀疏前均匀阵列的侧视图。图 7 给出优化后保留阵元对应的加权系数幅度值的三维图。

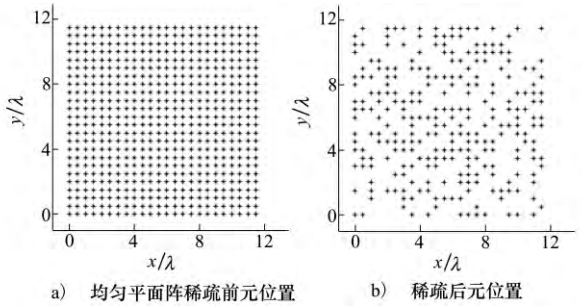
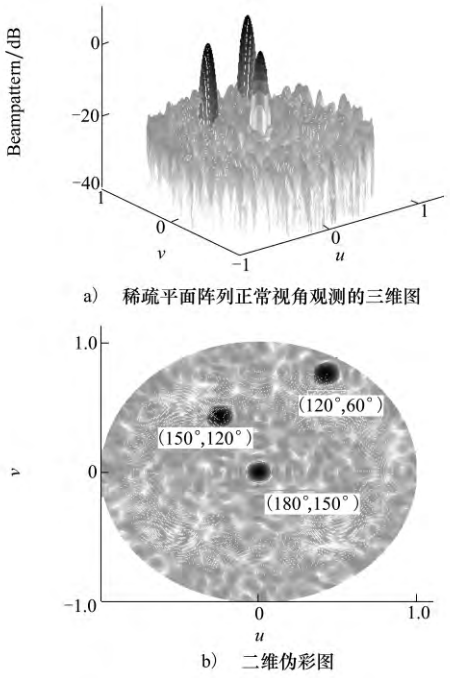


图 5　平面阵列稀疏前后的阵元位置

从图 5b)看出，稀疏后的阵元位置是非对称的，说明该优化方法具有大量的搜索自由度；从图 6 中不同主瓣指向的三维波束图可以看出，稀疏阵列在波束扫描过程可以保证良好的波束性能。在 u-v 空间中，主瓣 (θ_0,ϕ_0) 指向(180°, 150°) 时主瓣宽度为 0.16，指向(120°,60°) 时主瓣宽度为 0.18，主瓣略微展宽是由于主瓣指向偏离平面阵的法线方向造成等效孔径减小，方位分辨率下降；优化后波束图的最高旁瓣级为 −19.4 dB。图 7 给出了优化后的幅度加权系数三维图，由于权重系数比阈值 $R_d = 6.0$ 的限制，根据简化的阵增益表达式 $10 \times \lg\left(\dfrac{\left|\sum_{i=1}^{MN} w_i\right|^2}{\sum_{i=1}^{MN} |w_i|^2}\right)$，此时的阵增益约为 23.5 dB，相比

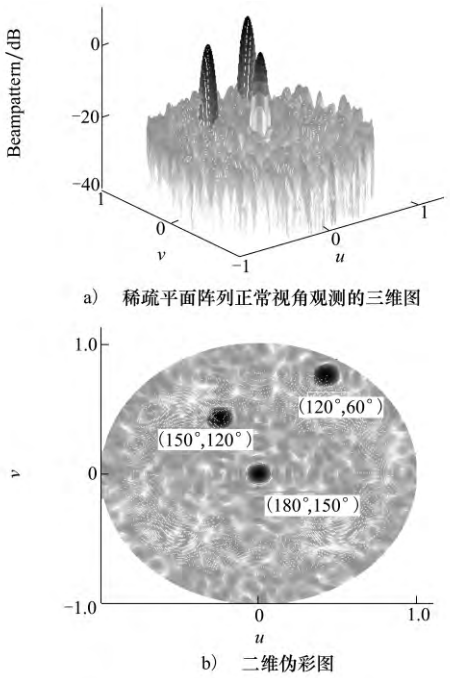
263 个阵元的权重系数都为 1 的情况(10 × lg263 ≈ 24.2 dB) 略小,阵增益损失不足 1dB。



a) 稀疏平面阵列正常视角观测的三维图

b) 二维伪彩图

图 6 多主瓣指向三维波束图



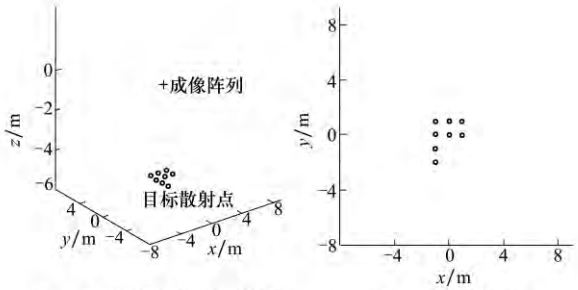
a) 稀疏平面阵列正常视角观测的三维图

b) 二维伪彩图

图 7 幅度加权系数的三维图

3.2 低运算量 MIMO 声呐二维成像仿真

MIMO 阵列的发射信号为多相编码信号,其子码个数 $L=64$,单个子码长度 $T_0=100T_s$($T_s=1/f_s$ 且 $f_s=500$ kHz),载频 $f_0=100$ kHz。假设水下有 8 个理想散射点位于 $z=-5$ m 的平面上且呈“F”型,位置坐标分别为(-1,1,-5)m、(-1,0,-5)m、(-1,-1,-5)m、(-1,-2,-5)m、(0,1,-5)m、(1,1,-5)m、(1,0,-5)m 和(0,0,-5)m,如图 8 所示。

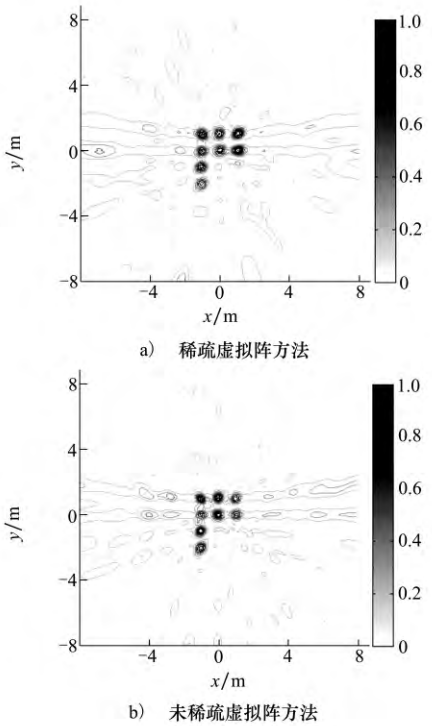


a) 散射点和成像阵列的空间相对位置

b) 散射点俯视图

图 8 散射点与成像阵列的相对位置

其中图 8a)中“+”号代表 MIMO 阵列所处的位置。散射点散射强度均设为 1。在接收端,接收阵元上的信噪比设为 10 dB,噪声为加性高斯白噪声。波束俯仰角从 120° 扫到 180°,方位角从 0° 扫到 360°,间隔均为 3°,共形成 2 541 个波束。二维成像结果如图 9a)所示。为了对比起见,给出未稀疏虚拟阵列(即 24 × 24 的均匀平面阵)的 MIMO 声呐二



a) 稀疏虚拟阵方法

b) 未稀疏虚拟阵方法

图 9 MIMO 声呐二维成像结果

维成像的仿真结果如图 9b）所示，其中发射信号与散射点位置同上，幅度加权采用 －20 dB 等旁瓣级加权。

从图 9a）、图 9b）对比看出，采用本文提出的低运算量 MIMO 声呐成像方法和未稀疏虚拟阵的常规 MIMO 声呐成像方法都能够清楚地显示散射点的位置，但由于利用了模拟退火算法将虚拟阵元个数从 576 稀疏到 263，相应地所须匹配滤波器的个数由 576 减少为 263 个，运算量降低了大约一半，比较 2 个方法的运行时间也可以看出来这一点。仿真工具为 Matlab2011b 版软件，程序运行的硬件平台为双核 3.30 GHz 主频、4G 内存 PC 机，为保证计时准确，只对运算时间较长的匹配滤波处理部分进行计时，并作了 20 次重复试验，耗时结果见图 10。

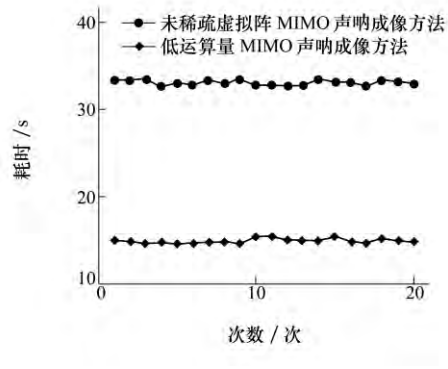


图 10　重复试验 20 次的耗时曲线

可见，对于 24 发、24 收的 MIMO 声呐来说，采用未稀疏虚拟阵 MIMO 声呐成像方法耗时大约 33 s，而低运算量 MIMO 声呐成像方法仅耗时大约 15 s。

4　结　论

高成本与大运算量一直是成像声呐系统面临的 2 大难题。本文提出的 MIMO 声呐低运算量二维成像方法，既利用了 MIMO 阵列节省阵元的能力以降低成像系统的造价成本，又运用稀疏阵列技术在保证成像分辨能力的前提下有效减少了匹配滤波器的数目。该方法从根源上降低 MIMO 声呐成像系统的运算量，提高了成像声呐的数据处理速率和实时成像速率。由于稀疏阵列技术发展已较为成熟，该方法理论上可以应用到任意布阵方式的 MIMO 阵列二维和三维成像系统中，如文献［10］提到的由 1 条发射直线阵与 1 条接收弧形阵组成的 MIMO 阵列（其虚拟阵列为柱面阵），以及由 2 条弧形阵（一条弧形阵为发射阵，另一条弧形阵为接收阵）组成的 MIMO 阵列（其虚拟阵列为类似球面阵的曲面阵）等，具有一定的通用性。

参考文献：

［1］ Murino V，Trucco A. Three-Dimensional Image Generation and Processing in Underwater Acoustic Vision ［J］. Proc IEEE，2000，88（12）：1903-1948

［2］ Trucco A，Murino V. Stochastic Optimization of Linear Sparse Arrays ［J］. IEEE Journal of Oceanic Engineering，1999，24（3）：291-299

［3］ Trucco A. Thinning and Weighting of Large Planar Arrays by Simulated Annealing ［J］. IEEE Trans on Ultrasonic，Ferroelectrics and Frequency Control，1999，46（2）：347-355

［4］ Chen P，Zheng Y Y，Zhu W. Optimized Simulated Annealing Algorithm for Thinning and Weighting Large Planar Arrays in both Far-Field and Near-Field ［J］. IEEE Journal of Oceanic Engineering，2011，36（4）：658-664

［5］ O'Neill D J. Element Placement in Thinned Arrays Using Genetic Algorithms ［C］ //Proceedings of IEEE OCEANS'94. Brest：IEEE，1994：301-306

［6］ Haupt R L. Thinned Arrays Using Genetic Algorithms ［J］. IEEE Trans on Antennas and Propagation，1994，42（7）：993-999

［7］ Liu X H，Sun C，Yi F，et al. Underwater Three-Dimensional Imaging Using Narrowband MIMO Array ［J］. Science China in Physics Mechanics and Astronomy，2013，56（7）：1346-1354

［8］ Wang H J，Su Y. Narrowband MIMO Radar Imaging with Two Orthogonal Linear T/R Arrays ［C］ //International Conference on Signal Processing，Beijing，2008：2513-2516

[9] Wang D W, Ma X Y, Su Y. Two-Dimensional Imaging via a Narrowband MIMO Radar System with Two Perpendicular Linear Arrays [J]. IEEE Trans on Image Processing, 2010, 19(5): 1269-1279

[10] 滕婷婷,孙大军,刘鑫,田原. 波形分集 MIMO 成像声呐技术研究 [J]. 哈尔滨工程大学学报, 2013, 34(5): 581-587
Teng T T, Sun D J, Liu X, Tian Y. The Techniques for Waveform Diversity MIMO Imaging Sonar [J]. Journal of Marine Science and Application, 2013, 34(5): 581-587 (in Chinese)

Low Computation 2-D Imaging for MIMO Sonar Based on Sparse Array Technology

Pan Hao, Sun Chao, Zhuo Jie, Liu Xionghou

(Institute of Acoustic Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: To reduce the computation burden of multiple-input multiple-output (MIMO) sonar imaging system, a low computational imaging approach based on sparse array technology is proposed in this paper. Specifically, considering the MIMO sonar with a virtual rectangular planar array, we adopt the simulated annealing (SA) algorithm to optimize the layout and weight coefficients of the virtual array into a sparse one. Then, according to the one-to-one relationship between a matched filter and a virtual sensor, the matched filters whose corresponding virtual elements are inactive in the virtual array are also removed. Finally, the outputs of remaining matched filters are collected as the inputs of beamformers and the 2-D imaging result is obtained with further processing. Since the sensor number in the sparse virtual array is much smaller than that of the original filled virtual one, the number of matched filters in the MIMO sonar imaging system is greatly reduced and hence, the computation burden is significantly simplified. Numerical simulations are provided for demonstrating the effectiveness of our approach.

Key words: algorithms, beamforming, calculations, computer simulation, efficiency, Gaussian noise (electronic), MATLAB, matrix algebra, optimization, schematic diagrams, sensors, signal to noise ratio, simulated annealing, sonar, time delay, two dimensional, underwater acoustics, underwater imaging; matched filter, MIMO sonar, sparse array, 2-D imaging, underwater acoustic imaging, virtual array