

并列式多入多出声纳宽带高分辨波束形成方法

杨光[†] 王福钊 李淑秋 张祥

(中国科学院声学研究所综合声纳技术实验室 北京 100190)

摘要 并列式多入多出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 声纳可以通过高分辨波束形成方法进一步提高方位分辨能力。本文通过对窄带方法的扩展, 提出一种宽带高分辨波束形成的方法, 数值仿真分析了该方法的性能, 并通过湖试数据进行了验证。结果表明, 该方法可以对并列式MIMO声纳进行宽带高分辨波束形成, 高信噪比情况下可以得到较高的方位分辨能力, 但方位分辨力随信噪比减小下降较快, 且运算量远大于常规波束形成方法, 在运算能力满足要求且信噪比较高时, 用本方法可显著提高系统的方位分辨性能。

关键词 并列式MIMO声纳, 波束形成, 导向最小方差法

A broadband high-resolution beam forming method for collocated multiple-input multiple-output sonars

YANG Guang WANG Fupao LI Shuqiu ZHANG Xiang

(The Lab of Oceanic Information Technology, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)

Abstract A high steering resolution can be obtained by using the high-resolution beam forming method for collocated multiple-input multiple-output (MIMO) sonar. Based on narrow-band methods, a broadband high-resolution beam forming method is proposed. The performance of the method is analyzed with numerical simulation, and is validated with lake experiments. The results show that the broadband high-resolution beam forming method is effective to the collocated MIMO sonar and a high steering resolution is achieved in high signal-to-noise ratio (SNR) conditions. The resolution decreases with the SNR reductions. The computations of the method are much larger than the ones for conventional beam forming methods. The proposed method may be employed for improving the steering resolution of a system in high SNR conditions when computation capacities are satisfied.

Key words Collocated MIMO sonar, Beam forming, Steered minimum variance

2010-07-06 收稿; 2010-12-13 定稿

作者简介: 杨光 (1983-), 男, 北京人, 博士研究生, 研究方向: 水声信号处理。

王福钊 (1981-), 男, 博士研究生。

李淑秋 (1963-), 女, 研究员, 博士生导师。

张祥 (1983-), 男, 博士研究生。

[†]通讯作者: 杨光, E-mail: doublex07@hotmail.com

1 引言

并列式MIMO声纳可以通过虚拟孔径扩展来提高目标的方位分辨力, 阵列信号处理中有一种提高目标方位分辨力的方法, 即高分辨方法^[1-5], 采用高分辨方法可以进一步提高MIMO声纳的方位分辨能力。高分辨方法是指分辨能力超过瑞利限的方法。高分辨方法有许多种, 包括最大熵方法、最小方差法、信号子空间类方法、子空间旋转类方法、解卷积类方法以及加权子空间拟合类方法。其中最小方差无失真响应 (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR) 方法 (又称Capon方法) 是一种研究的较为广泛的方法。但MVDR方法是一种窄带方法, MIMO声纳使用的信号通常是宽带信号, 因此我们需要将MVDR方法进行宽带扩展。

导向最小方差 (Steered Minimum Variance, STMV) 方法是MVDR方法宽带扩展的一种有效形式, 它与分子阵宽带处理方法具有一些一致性^[6], 即在分子阵方法中将每个阵元均看作一个子阵的方法与STMV等效。文献[7]给出了窄带MIMO声纳的高分辨波束形成方法。本文在并列式MIMO声纳目标方位估计中将窄带高分辨方法进行扩展, 提出一种宽带高分辨方法来提高目标分辨能力, 通过数值仿真和实际数据处理对该方法的有效性进行了验证。

2 并列式MIMO声纳STMV方法目标方位估计

MIMO声纳采用的信号集通常带宽较宽, 需要采用宽带模型。为分析方便, 这里首先采用窄带信号模型进行推导, 然后扩展到宽带情况。对于一个窄带MIMO声纳系统, 假设其有 M_t 个发射阵元, M_r 个接收阵元, 在

单位观测时间内的数据采样数为 N , 则并列式MIMO声纳接收阵元收到的信号矩阵可以表示为

$$Y^{NB} = a(\theta)\beta(\theta)b^T(\theta)S^{NB} + W^{NB} \quad (1)$$

其中 $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置, $(\cdot)^{NB}$ 表示窄带信号, Y^{NB} 为 $M_r \times N$ 的接收数据矩阵, S^{NB} 为 $M_t \times N$ 的发射数据矩阵, $\beta(\theta)$ 表示目标的复反射系数, $a(\theta)$ 为接收导向矢量, $b(\theta)$ 为发射导向矢量, W^{NB} 为 $M_r \times N$ 的噪声矩阵。假定 W^{NB} 中的各元素为相互独立的零均值方差为 $\sigma_n^2 I$ 的复高斯噪声, $\beta(\theta)$ 服从零均值单位方差的复高斯分布。对不同 θ 方向的 $\beta(\theta)$ 估计可以构造一个空间谱, 通过峰值检测可以估计出目标的方位。

根据MVDR理论, 其权矢量的估计 $\hat{w}$ 可以表示为

$$\hat{w} = \frac{\hat{R}^{NB^{-1}} a(\theta)}{a^H(\theta) \hat{R}^{NB^{-1}} a(\theta)} \quad (2)$$

其中 $(\cdot)^H$ 表示矩阵共轭转置,

$$\hat{R}^{NB} = \frac{1}{N} Y^{NB} Y^{NB^H} \quad (3)$$

式(3)为接收信号的互谱密度矩阵 (Cross Spectral Density Matrix, CSDM) 的估计。

MVDR阵列输出功率可表示为

$$\hat{P}_{mvdr}(\theta) = [a^H(\theta) \hat{R}^{NB^{-1}} a(\theta)]^{-1} \quad (4)$$

MVDR波束形成器的输出可表示为

$$\begin{aligned} \hat{w}^H Y^{NB} &= \frac{a^H(\theta) \hat{R}^{NB^{-1}} Y^{NB}}{a^H(\theta) \hat{R}^{NB^{-1}} a(\theta)} \\ &= \beta(\theta) b^T(\theta) S^{NB} + \frac{a^H(\theta) \hat{R}^{NB^{-1}} W^{NB}}{a^H(\theta) \hat{R}^{NB^{-1}} a(\theta)} \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中含 W^{NB} 项可以认为是噪声项, 通过最小二乘法即可得到 $\beta(\theta)$ 的MVDR估计

$$\hat{\beta}(\theta) = \frac{a(\theta)\hat{R}^{NB^{-1}}Y^{NB}S^{NBH}b^*(\theta)}{N[a^H(\theta)\hat{R}^{NB^{-1}}a(\theta)][b^T(\theta)\hat{R}_{SS}^{NB}b^*(\theta)]} \quad (6)$$

其中 $(\cdot)^*$ 表示复共轭,

$$\hat{R}_{SS}^{NB} = \frac{1}{N}S^{NB}S^{NBH} \quad (7)$$

通过式(6)可以得到窄带情况下MIMO声纳的目标方位估计。当信号频带展宽后, MVDR方位估计的性能将迅速下降。如图1, 仿真了带宽对(4)式的影响。发射信号为中心频率700 Hz的线性调频信号, 带宽分别为7 Hz, 35 Hz, 70 Hz, 接收信噪比10 dB, 目标方位40°, 16接收阵元。当带宽增加到中心频率的10%时, 主瓣宽度展宽到8°。一般认为带宽小于中心频率10%的信号为窄带信号, 因此可以认为MVDR方法对于宽带信号的性能不佳。

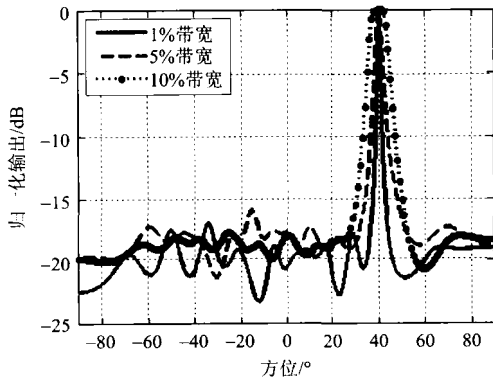


图1 带宽对MVDR功率谱的影响

在宽带情况下, 式(1)的接收信号矩阵可被扩展为

$$Y = a(\theta, \omega)\beta(\theta, \omega)b^T(\theta, \omega)S + W \quad (8)$$

其中 Y 为 $M_r \times N$ 的宽带接收数据矩阵, S 为 $M_r \times N$ 的宽带发射数据矩阵, $\beta(\theta, \omega)$ 表示目标的复反射系数, $a(\theta, \omega)$ 为接收阵的方位矢量, $b(\theta, \omega)$ 为发射阵的方位矢量, W 为 $M_r \times N$ 的噪声矩阵。其中 $\beta(\theta, \omega)$ 、 $a(\theta, \omega)$ 和 $b(\theta, \omega)$

都是信号频率的函数, 在宽带信号的条件下, 假设信号的观测频带为 $\omega_l \leq \omega \leq \omega_h$, 则对于单个频点 ω_k 的CSDM矩阵可以表示为

$$\hat{K}(\omega_k) = \frac{1}{N}Y'(k)Y'(k)^H \quad (9)$$

其中 $l \leq k \leq h$, $Y'(k)$ 表示对 Y 做傅里叶变换后频率为 ω_k 的向量。则根据文献[6]中的导向协方差矩阵(Steered Covariance Matrix, STCM)的构造方法, 可得STCM的估计为

$$\hat{R}_{stmv}(\theta) = \sum_{k=l}^h D_k(\theta)\hat{K}(\omega_k)D_k(\theta)^H \quad (10)$$

其中

$$D_k(\theta) = \begin{bmatrix} e^{j\omega_k \tau_0(\theta)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\omega_k \tau_1(\theta)} & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & & \dots & e^{j\omega_k \tau_{M_r-1}(\theta)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$\tau_i(\theta)$ 表示 θ 方向的目标到第 i 个接收阵元的相对延时。

STMV与MVDR的思想均是在指定方向信号的贡献不变的情况下, 使其他方向的信号贡献最小, 而所不同的是它们对自相关矩阵的构造方法。它们最终的目的都是求解最佳权矢量以满足前面提到的约束条件。(2)已经给出了MVDR权矢量的解, STMV权矢量的解相比MVDR权矢量的不同仅在于 $a(\theta, \omega)$ 退化为全1矢量^[6]。

STMV阵列输出功率可表示为

$$\begin{aligned} \hat{P}_{stmv}(\theta) &= \left[\mathbb{1}_{M_r}^H \hat{R}(\theta)^{-1} \mathbb{1}_{M_r} \right]^{-1} \\ &= \frac{1}{\mathbb{1}_{M_r}^H \left[\sum_{k=l}^h D_k(\theta)\hat{K}(\omega_k)D_k(\theta)^H \right]^{-1} \mathbb{1}_{M_r}} \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\mathbb{1}_{M_r}$ 表示 $M_r \times 1$ 的全1矢量。

STMV方法是通过构造如式(10)的

STCM来进行计算的, MVDR方法需要构造CSDM。CSDM的估计仅与观测时间内的数据量 N 有关, 而STCM的估计不仅与 N 有关, 也与观测信号的带宽 B 有关。如(10)中对 k 的累加, 即是在频域上对观测信号的不同频率分量进行了累加。如假设各接收阵元的信号满足独立同分布的正态分布。则CSDM和STCM均为复Wishart分布, 它们的自由度分别为 N 和 NB 。因此为了获得相同的估计方差, STCM矩阵可以相比CSDM使用更少的观测数据量 $N^{[6]}$ 。

在实际数据计算时, 采用了将每个接收阵元看成一个子阵的分子阵MVDR方法来实现STMV的计算。首先将每个接收阵看成一个子阵, 分别得到这些子阵在各个待估计方位上的波束输出结果, 并在子阵输出波束之前进行相位补偿。补偿后的信号可以表示为

$$\tilde{Y}(n, \theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^h D_k(\theta) Y'(k) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (13)$$

即先将时域信号进行FFT变换, 然后按不同频率进行相位补偿, 再将补偿好的数据进行FFT逆变换, 得到补偿后的时域数据。这种分子阵的计算方法, 实际与STMV方法中构造导向输出矢量的过程相同。

则(3)的CSDM估计可以表示为

$$\hat{R}(\theta) = \frac{1}{N} \tilde{Y}(n, \theta) \tilde{Y}(n, \theta)^H \quad (14)$$

对各子阵的波束输出结果进行MVDR运算, 由于各子阵之间已经进行了相位补偿, 因此导向矢量与频率和角度无关, 导向矢量 $a(\theta, \omega)$ 为全1矢量。

从以上过程可以看出, 将每个阵元作为一个子阵进行补偿再计算CSDM实质上就是构造STCM的过程, 而经过补偿后MVDR导向矢量变为全1矢量, MVDR的功率谱估计形式上等同于STMV功率谱估计。因此将每个

接收阵元看成一个子阵进行宽带补偿, 再计算MVDR估计, 即可以得到MIMO声纳的STMV方位估计方法。

与式(13)同理对所有发射信号进行相位补偿

$$\tilde{S}(n, \theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^h D_k''(\theta) S'(k) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (15)$$

其中

$$D_k''(\theta) = \begin{bmatrix} e^{j\omega_k \tau_0''(\theta)} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\omega_k \tau_1''(\theta)} & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & & \cdots & e^{j\omega_k \tau_{M_r-1}''(\theta)} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$\tau_i''(\theta)$ 表示从第 i 个发射换能器到 θ 方向目标的相对延时。由于各阵元根据方位已经进行了补偿, 因此式(6)中的导向矢量 $a(\theta, \omega)$ 与 $b(\theta, \omega)$ 均为全1矢量, 则可以得到其宽带扩展后的结果为

$$\hat{\beta}(\theta) = \frac{\mathbf{1}_{M_r} \hat{R}(\theta)^{-1} \tilde{Y}(\theta) \tilde{S}(\theta)^H \mathbf{1}_{M_t}}{N[\mathbf{1}_{M_r}^T \hat{R}(\theta)^{-1} \mathbf{1}_{M_r}][\mathbf{1}_{M_t}^T \hat{R}_{SS}(\theta) \mathbf{1}_{M_t}]} \quad (17)$$

其中

$$\hat{R}_{SS}(\theta) = \frac{1}{N} \tilde{S}(n, \theta) \tilde{S}(n, \theta)^H \quad (18)$$

由上述推导过程可得STMV方法目标方位估计的算法框图, 如图2所示。即先将各阵元收到的数据在各个方位和频率上进行补偿, 得到对应方位的波形输出。补偿后使得在各个方位上各导向矢量相对于所有阵元的时延相同, 即可以将导向矢量写为全1矢量。使用各个不同方位上得到的波形输出计算协方差矩阵, 然后通过式(17)求得对应方位的估计 $\hat{\beta}(\theta)$ 。与最大似然估计(Maximum Likelihood, ML)方法相同, $\hat{\beta}(\theta)$ 的极大值点对应的方位即为求得的目标方位。

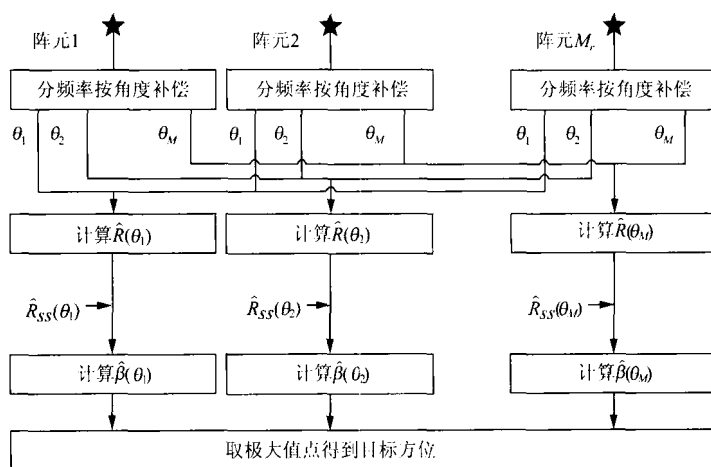


图2 STMV方法目标方位估计框图

3 数值仿真与实验结果

通过仿真分析MIMO声纳STMV方法目标方位估计的效果,并与ML方法的估计结果进行了对比。仿真中设发射阵元为4个,间距16m;接收阵元为16个,间距1m;发射阵和接收阵置于同一水平线上。发射信号为线性调频正交跳频信号,在700~800Hz内以10Hz为间隔跳变,噪声为加性白噪声,模拟目标位于 -30° 方位。图3(a)、(b)、(c)和(d)分别比较了在该条件下ML方法和STMV方法在接收方信噪比分别为20dB、0dB、-10dB和-20dB下的角度分辨能力。这里的信噪比指的是接收换能器接收的所有信号功率与噪声功率之比。

比较图3中各仿真结果可以看出,在信噪比较高时STMV方法能够得到比ML方法高得多的方位分辨力,且同时具有更高的主旁瓣抑制比。随着信噪比的降低STMV方法的方位分辨力逐渐下降,主旁瓣抑制比也逐渐下降。而ML方法方位分辨力随信噪比降低时的变化并不明显。当信噪比降低到一定程度(-20dB)时,STMV方法的方位分辨能力甚至不如ML方法。因此,在信噪比较高时

采用STMV方法可以得到更好的目标分辨性能;而信噪比低时ML方法较为适合,且当信噪比变化较大时ML方法有更稳健的方位分辨性能。

下面依据2009年千岛湖湖试数据比较了ML估计方法和STMV估计方法的分辨力。试验采用半实物仿真的方法,使用1个换能器模拟了目标对4个发射阵的反射信号。换能器水平布于水下15m处,距离接收阵约845m,接收阵使用间距为1m的16阵元线阵;使用GPS测量距离,设备测距精度为5m。以接收阵中点为坐标原点,平行于大地的平面建立平面坐标系。所使用的数据中,换能器位于 -31.9° 的方位,由GPS坐标计算获得。其他数据同数值仿真条件。换能器模拟了发射信号到目标的信号延时、传输信道引入的噪声及目标对信号的反射。在模拟过程中,用于计算的目标位置与角度分别为860m和 -30.0° ,与实际目标位置存在误差,距离误差为1.78%,方位误差为6.33%。这将对生成目标的方位估计结果产生影响。模拟的信道噪声为加性高斯白噪声,目标的反射视为理想的点目标反射。而湖试时由于天气原因导致湖况条件不佳,风浪不仅使噪声变大,而且引入了许多不确定的干扰,如水流等。这些都会使对信号条

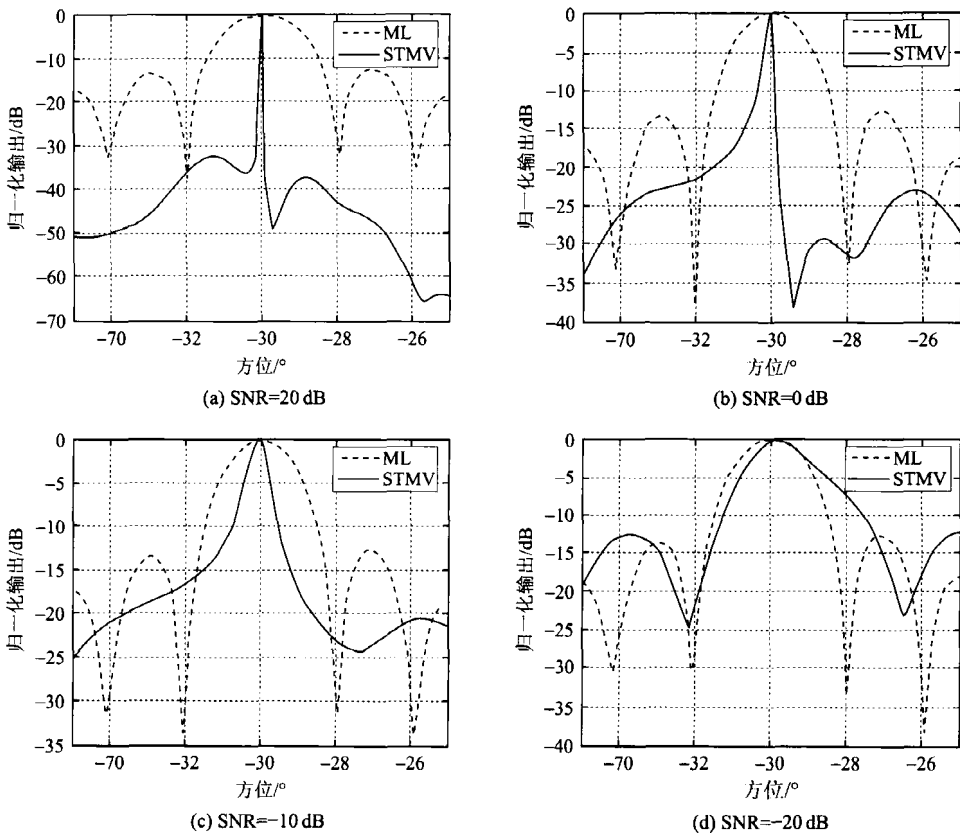


图3 ML方法与STMV方法在不同信噪比下方位分辨力比较

件要求较好的STMV方法产生性能的下降。图4绘出了湖试数据ML方法和STMV方法得到的目标方位估计的结果比较。从该图可以看出, ML方法和STMV方法得到的结果大致相同, 分别为 -31.9° 和 -31.6° , 相差小于1%。且ML方法得到的主旁瓣抑制比略大于STMV方法。两种方法得到的目标方位估计结果也略有出入。这与图3(d)当信噪比为 -20 dB 时的结果相似。实验数据的采样为24位精度, 数据处理滤波器系数使用4位有效数字, 假设湖试环境噪声为加性高斯白噪声, 噪声与信号不相关, 则可根据湖试数据计算出其信噪比为 -15.71 dB , 说明在实验过程中的信噪比较低, 加之其他干扰因素的影响, 最终结果接近 -20 dB 条件下的仿真结果, 验证了仿真结果。

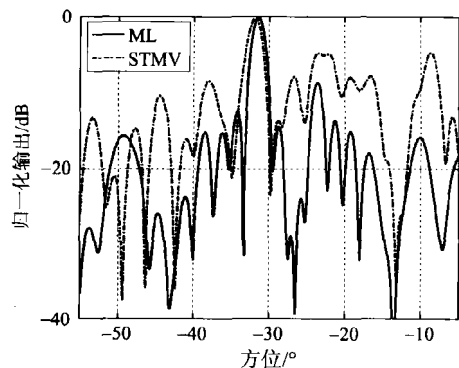


图4 实际数据方位分辨力比较

4 总结

本文通过对窄带高分辨方法的扩展提出了一种适用于并列式MIMO声纳的宽带高分辨波束形成的方法, 通过数值仿真和湖试数

据对该方法进行了分析和验证。结果表明该方法可以对并列式MIMO声纳进行高分辨波束形成, 高信噪比情况下可以得到较高的方位分辨能力, 随信噪比的降低方位分辨力下降较快, 另外该方法需要的运算量远大于常规波束形成方法。在运算能力满足要求且信噪比较高的情况下可以采用本方法来提高系统的方位分辨性能。

参 考 文 献

- [1] WILCOX D, SELLATHURAI M, RATNARAJAH T. A comparison of MIMO and phased array radar with the application of music [C]. Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2007.
- [2] CHUN Y C, VAIDYANATHAN P P. A subspace method for MIMO radar space-time adaptive processing [C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2007.
- [3] 夏威, 何子述. APES算法在MIMO雷达参数估计中的稳健性研究 [J]. 电子学报, 2008, 36(9): 1804-1809.
- [4] GUOHUA W, YILONG L. High resolution MIMO-HFSWR using sparse frequency waveform [C]. 9th International Conference on Signal Processing, 2008.
- [5] PAL P, VAIDYANATHAN P P. Frequency invariant MVDR beamforming without filters and implementation using MIMO radar [C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2009.
- [6] JEFFREY K, DAVID S. multiple broad-band source location using steered covariance matrices [C]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1989, 37(10): 1481-1494.
- [7] LUZHOU X, JIAN L, STOICA P. Target detection and parameter estimation for MIMO radar systems [C]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(3): 927-939.