

文章编号:1004-9037(2012)02-0144-07

通道参数对MIMO雷达估计性能的影响

何 伟 张剑云

(解放军电子工程学院 305 教研室,合肥,230037)

摘要:为在目标参数估计中正确处理MIMO雷达收发通道网的未知系数,提出并建立了3种通道参数模型,分别推导了各模型下的目标估计和克拉美罗界(Cramer-Rao lower bound, CRLB),比较了各模型下的参数估计性能,研究了通道参数的不同处理方法对MIMO雷达估计性能的影响效果。理论分析表明,在目标估计时如果将通道系数作为未知参量与目标参数联合估计,可比将其作为随机参量求期望获得更高的参数估计精度,而且随着信噪比的降低两者的参数估计性能差异会随之扩大。仿真实验也验证了上述结论的正确性。

关键词:统计MIMO雷达;参数估计;通道系数;最大似然法

中图分类号:TN958

文献标识码:A

Effects of Channel Parameters on MIMO Radar Estimation

He Wei, Zhang Jianyun

(Lab 305, Electronic Engineering Institute of PLA, Hefei, 230037, China)

Abstract: The characteristics of space-diversity, large virtual transmit-receive channels are established in statistical multiple-input multiple-output (MIMO) radar. To cope with the unknown channel coefficients of MIMO radar appropriately, three topical models of channel coefficients are proposed. The maximum likelihood estimation (MLE) and Cramer-Rao lower bounds (CRLBs) for three models are derived, respectively. Estimation performance of the three models is compared by simulation. The analytical and empirical results show that it can obtain a higher estimation accuracy if the channel coefficients are jointly estimated with the target parameters. However, if the other method is used, the estimation performance can become worse. The divergence between the estimation performance of the two methods increases with signal to noise ratio (SNR). Simulation results verify the correctness of the conclusion.

Key words: statistical multiple-input multiple-output (MIMO) radar; parameter estimation; channel coefficients; maximum likelihood estimation (MLE)

引 言

多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)雷达是近几年提出的一种新体制雷达^[1],与传统雷达相比,MIMO雷达在目标检测、参数估计、杂波抑制、抗干扰等方面具有显著优势^[1-4],因而成为学术界研究的热点。国内外对MIMO雷达的研究大致可以分为两条技术路线:第一类是收发天线大间距配置的统计MIMO雷达^[2],第二类是收发单元紧密分布的相干MIMO雷

达^[3]。统计MIMO雷达的阵元采用空间分集配置方式,发射波从不同角度照射目标,充分利用空域信息来克服目标的闪烁效应,获得空间分集增益,进而提高闪烁目标的检测性能,而且发射波形采用正交波形,还可同时获得波形分集增益。统计MIMO雷达的信号处理方式,有相参处理和非相参处理,两种处理方式都要求收发单元时间同步,其中相参处理还要求相位同步。本文主要研究非相参统计MIMO雷达的通道系数对目标参数估计性能的影响,在下面论述中的MIMO雷达均代表统计MIMO雷达。

目前MIMO雷达的研究主要集中在目标检测^[4-6]、参数估计^[2,5,7]、目标跟踪^[8]和优化布站^[9-11]等问题。文献[6]研究了MIMO雷达的空间分集特性,分析了对扩展目标观测时雷达通道参数的随机特性,这不仅是本文也是其他很多研究的理论支撑,但文献对于处理回波数据时应怎样处理未知的通道参数并没有进行研究;文献[7]就是在文献[6]的基础上,研究了MIMO雷达对运动目标的参数估计,作者在推导中通过求期望的方法忽略了通道系数的具体值对目标估计的影响,但这样处理是否影响参数估计精度在文中并没有得到相应的研究;文献[8]研究了MIMO雷达目标跟踪技术,在目标定位环节,对通道参数采用了文献[7]中同样的方法;文献[9-10]在研究MIMO雷达参数估计时,简单地将各通道系数视为相等的高斯随机变量,但对本文研究的扩展目标这种方式是不合适的;文献[11]在研究MIMO雷达对运动目标速度估计和天线布站时,认为通道参数在对目标的一次观测中是不变的,应将通道系数作为 $2M \times N$ 个未知的确定性参量与目标速度同时进行估计,尽管正是因为MIMO雷达庞大的虚拟收发通道使其才得以抵抗目标RCS闪烁,但这样处理会使需要被估计的无关参数随着阵元数的增多几何增长,作者也仅仅是提出这个思想,并没有在仿真中实现,所以这样处理得到的目标估计性能较文献[7-8]中的办法是否有所提高,性能提高程度与付出的运算代价是否成比例,并没有得到相应的研究。由上述分析可以发现:在MIMO雷达估计目标时,并没有相应的理论分析和有力的结论来说明通道系数对雷达估计性能的影响,当然也对在实际的目标参数估计中如何处理通道参数造成了不利影响。本文从这些问题出发,在目标估计中提出并建立了3种MIMO雷达通道系数模型:通道系数为独立同分布的零均值高斯随机变量;通道系数已知或已预先被精确地估计出来;通道系数在一定的误差下被估计出来。推导了3种模型下的参数估计和克拉美罗界(Cramer-Rao lower bound, CRLB),并通过仿真实验分析了通道系数对MIMO雷达参数估计性能的影响和作用程度。这3种模型代表了两种很典型的通道系数处理方法,通过研究可以明白应当在不同的目标估计情况下如何处理通道参数。

1 信号模型

假设一部MIMO雷达,有 M 个发射站, N 个接收站,收发站间满足文献[10]中的空间分集条件,

第 k 个发射站的平面位置坐标为 (x_{tk}, y_{tk}) ,第 l 号接收站的位置位于 (x_{rl}, y_{rl}) ,其中 $k=1, 2, \dots, M; l=1, 2, \dots, N$ 。

设某一时刻在坐标 (x_0, y_0) 处有一目标,此时从 k 号发射机发射的信号经目标反射到达 l 号接收机所经历的时间延迟为

$$\tau_{kl} = \frac{d_k + d_l}{c} \quad (1)$$

式中: $d_k = \sqrt{(x_0 - x_{tk})^2 + (y_0 - y_{tk})^2}$, $d_l = \sqrt{(x_0 - x_{rl})^2 + (y_0 - y_{rl})^2}$ 分别为发射机到目标和目标到接收机的距离; c 为光速。

设第 k 号发射机发射信号的低通等效形式为 $E_k s_k(t)$,其中 $E_k = \frac{E}{M}$, E 为MIMO雷达的发射总能量,这样设定每一部发射机的能量避免了发射总能量随阵元数的增减而变化。为了满足能量归一化条件,要求所选择的波形都满足如下条件

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |s_k(t)|^2 dt = 1 \quad (2)$$

假设目标的散射点数目非常多,且没有哪一散射点占主导地位,则从 k 号发射机发射的信号经目标反射被 l 号接收机接收后可以表示为 $s_k(t)$ 的延迟和一复高斯随机变量的乘积。这个随机变量就是 $k-l$ 收发通道的通道系数 α_{kl} ,它是传输通道衰减、目标RCS闪烁和相位移动影响的总和,服从 $\alpha_{kl} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ 分布,其中 σ^2 为通道系数的方差。

第 l 号接收机的接收信号是目标所有散射点向这个方向反射信号与噪声的叠加,用 $r_l(t)$ 表示 l 号接收机的接收信号, $n_l(t)$ 表示接收机的内部噪声

$$r_l(t) = \sum_{k=1}^M \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau_{kl}) + n_l(t) \quad l = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

由于MIMO雷达发射正交信号,任意两部发射机的发射信号在任意的时延情况下,均能保持很好的正交性

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s_k(t) s_l^*(t - \tau) dt = 0 \quad \forall k \neq l, \forall \tau \quad (4)$$

在接收端正是利用了波形的正交性,将接收机中 M 个通道的信号分离开,得到每一收发通道的接收信号

$$r_{kl}(t) = \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau_{kl}) + n_{kl}(t) \quad k = 1, 2, \dots, M; l = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

式中, $n_{kl}(t)$ 为第 k 发射机到第 l 接收机通道的加性

高斯白噪声, 设噪声的功率谱密度为 N_0 , $E\{n_{kl}(t)n_{kl}(u)^*\} = \sigma_w^2 \delta(t-u)$, 其中 σ_w^2 为高斯白噪声的方差。通常噪声为带限噪声 $N_0 \neq \sigma_w^2$, 这一点在仿真时须特别注意。

在处理中心, 将各通道接收信号组合成总的接收矢量

$$\mathbf{r}(t) = [r_{11}(t), r_{12}(t), \dots, r_{NM}(t)] \quad (6)$$

2 参数估计和性能分析

2.1 最大似然法估计目标参数

本文把参数估计中的收发通道系数以 3 种典型模型建模, 分别推导 3 种模型下的最大似然估计表达式, 为比较通道系数的不同处理办法对 MIMO 雷达参数估计性能的影响打下基础。设目标位置参数为 $\theta = [x, y]^T$, $\theta \in \Theta$, Θ 是包含 θ 所有可能取值的解空间。

2.1.1 模型 1

在该模型下, 各通道系数为独立同分布的复高斯随机的变量, 服从 $\alpha_{kl} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ 分布, 其中 σ^2 为通道系数的方差。根据第 1 节建立的信号模型, 可以得到 $k-l$ 通道接收信号关于目标参数 θ 和通道系数 α_{kl} 的条件似然比函数。

$$\frac{P(r_{kl}(t) | H_1, \alpha_{kl}, \theta)}{P(r_{kl}(t) | H_0)} =$$

$$\frac{F \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |r_{kl}(t) - \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau_{kl})|^2 dt\right)}{F \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |r_{kl}(t)|^2 dt\right)} \quad (7)$$

文献[8]将待估计参数矢量定义为下面这个 $2(M \cdot N + 1)$ 维的矢量。

$$\boldsymbol{\varphi} = [x, y, \text{Re}(\alpha_{11}), \text{Im}(\alpha_{11}), \text{Re}(\alpha_{12}), \text{Im}(\alpha_{12}), \dots, \text{Re}(\alpha_{NM}), \text{Im}(\alpha_{NM})]^T \quad (8)$$

但上面的这种处理办法导致最大似然估计时搜索维数高, 运算量非常大, 实现起来很不容易。为了在最大似然求解的过程中, 减少搜索矢量的维数, 本文计算式(7)关于通道系数的期望, 以便不考虑通道系数的每一次观测值对参数估计的影响。

通过求期望, 可以得到 $k-l$ 通道接收信号关于目标参数 θ 的似然比函数。

$$\frac{P(r_{kl}(t) | H_1, \theta)}{P(r_{kl}(t) | H_0)} = E_{\alpha_{kl}} \left\{ \frac{P(r_{kl}(t) | H_1, \alpha_{kl}, \theta)}{P(r_{kl}(t) | H_0)} \right\} =$$

$$\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} F \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |r_{kl}(t) - \alpha_{kl} s_k(t - \tau_{kl})|^2 dt\right)}{F \exp\left(-\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |r_{kl}(t)|^2 dt\right)} \cdot \frac{\exp\left(-\frac{1}{2\sigma_{kl}^2} \int_{-\infty}^{+\infty} |\alpha_{kl}|^2 d\alpha_{kl}\right)}{\sqrt{2\pi\sigma_{kl}^2}} d\alpha_{kl} = \sqrt{\frac{\sigma_w^2}{E_k N_0 + \sigma_w^2}} \exp\left\{ \frac{E_k N_0}{E_k N_0 + \sigma_w^2} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} r_{kl}(t) s_k^*(t - \tau_{kl}) dt \right|^2 \right\} \quad (9)$$

设 $\Lambda_{kl} = \text{SNR} = \frac{E_k N_0}{\sigma_w^2}$ 为 $k-l$ 通道的信噪比, 则式(9)可以简化为

$$\frac{P(r_{kl}(t) | H_1, \theta)}{P(r_{kl}(t) | H_0)} = \sqrt{\frac{1}{1 + \Lambda_{kl}}} \cdot \exp\left\{ \frac{\Lambda_{kl}}{(1 + \Lambda_{kl}) N_0} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} r_{kl}(t) s_k^*(t - \tau_{kl}) dt \right|^2 \right\} \quad (10)$$

由式(10)可以看出, $k-l$ 通道接收信号的似然比函数表达式中已不再包含通道系数 α_{kl} 。考虑到通道噪声的不相关性和各通道系数的独立性, 下一步可以推导出接收矢量的联合似然函数

$$\frac{P(\mathbf{r}(t) | H_1, \theta)}{P(\mathbf{r}(t) | H_0)} = \prod_{k=1}^M \prod_{l=1}^N \sqrt{\frac{1}{1 + \Lambda_{kl}}} \cdot \exp\left\{ \frac{\Lambda_{kl}}{(1 + \Lambda_{kl}) N_0} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} r_{kl}(t) s_k^*(t - \tau_{kl}) dt \right|^2 \right\} \quad (11)$$

因此最大似然估计的表达式为

$$\hat{\theta}_{\text{ML}} = \arg \max_{\theta} \frac{P(\mathbf{r}(t) | H_1, \theta)}{P(\mathbf{r}(t) | H_0)} = \arg \max_{\theta} \prod_{k=1}^M \prod_{l=1}^N \sqrt{\frac{1}{1 + \Lambda_{kl}}} \cdot \exp\left\{ \frac{\Lambda_{kl}}{(1 + \Lambda_{kl}) N_0} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} r_{kl}(t) s_k^*(t - \tau_{kl}) dt \right|^2 \right\} \quad (12)$$

2.1.2 模型 2

在该模型下, 通道系数已知或者已经被精确地估计出来, 所以在信号模型中它已是一个确定量, 该模型提出的主要目的是比较文献[7]和[11]中两种比较主流的通道系数处理办法对参数估计性能的影响。根据信号模型和通道系数模型, $k-l$ 收发通道的接收信号关于目标参数 θ 的条件概率密度函数为

$$P(r_{kl}(t) | H_1, \theta) = F \exp\left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |r_{kl}(t) - \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau)|^2 dt \right\} \quad (13)$$

式中 F 是与目标参数无关的常数,接收信号矢量的联合条件概率密度函数为

$$P(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta}) = \prod_{k=1}^M \prod_{l=1}^N P(r_{kl}(t)|H_0, \boldsymbol{\theta}) = \prod_{k=1}^M \prod_{l=1}^N F \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| r_{kl}(t) - \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau) \right|^2 dt \right\} \quad (14)$$

在上一步联合条件概率密度的推导中由于通道系数矩阵已知,与上一假设相比少了对通道系数求期望的过程,参数的最大似然估值可由式(15)给出

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\theta}}_{ML} &= \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} P(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta}) = \\ & \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \prod_{k=1}^M \prod_{l=1}^N P(r_{kl}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta}) = \\ & \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \prod_{k=1}^M \prod_{l=1}^N F \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| r_{kl}(t) - \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau) \right|^2 dt \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

2.1.3 模型3

通道系数已被预先估计出来或者与目标参数同时被估计出来,但估计值与真实值之间存在误差。在后面的仿真中设置了几组不同的通道参数估计误差,以便研究通道参数值的不精确性对目标参数估计性能的影响。设通道系数矢量为 $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_{11}, \alpha_{12}, \dots, \alpha_{NM}]$

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\alpha}} &= \boldsymbol{\alpha} + \mathbf{e} = \\ & [\alpha_{11}, \alpha_{12}, \dots, \alpha_{NM}] + [e_{11}, e_{12}, \dots, e_{NM}] = \\ & [\hat{\alpha}_{11}, \hat{\alpha}_{12}, \dots, \hat{\alpha}_{NM}] \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(\boldsymbol{\theta}) &= E \left\{ \left[\frac{\partial \Gamma(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right] \left[\frac{\partial \Gamma(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right]^T \right\} = -E \left\{ \frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\theta}} \left[\frac{\partial \Gamma(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right]^T \right\} = \\ & -E \left\{ \frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\theta}} \left[\frac{\partial \left(\sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^N \frac{\Lambda_{kl}}{(1 + \Lambda_{kl}) N_0} \left| \int_{-\infty}^{+\infty} r_{kl}(t) s_k^*(t - \tau_{kl}) dt \right|^2 + C \right)}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right]^T \right\} \end{aligned}$$

根据推导FIM为

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^N \frac{E_k \sigma^2 \Lambda_{kl} 8\pi^2 \beta_k^2}{(1 + \Lambda_{kl}) c^2} \begin{bmatrix} \varepsilon_{kl}^2 & \varepsilon_{kl} \eta_{kl} \\ \varepsilon_{kl} \eta_{kl} & \eta_{kl}^2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中 $\varepsilon_{kl} = \frac{\partial \tau}{\partial \theta_1} = \frac{x_0 - x_k}{d_k} + \frac{x_0 - x_k}{d_l}$, $\eta_{kl} = \frac{\partial \tau}{\partial \theta_2} = \frac{y_0 - y_k}{d_k} + \frac{y_0 - y_k}{d_l}$ 。

β_k^2 为信号 $s_k(t)$ 的均方有效带宽

此时回波信号矢量的联合条件概率密度为

$$P(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta}) = \prod_{k=1}^M \prod_{l=1}^N P(r_{kl}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta}) = \prod_{k=1}^M \prod_{l=1}^N F \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| r_{kl}(t) - \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau) \right|^2 dt \right\} \quad (17)$$

在这种通道系数模型下,最大似然估计结果由式(18)给出

$$\begin{aligned} \hat{\boldsymbol{\theta}}_{ML} &= \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} P(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta}) = \\ & \arg \max_{\boldsymbol{\theta}} \prod_{k=1}^M \prod_{l=1}^N F \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| r_{kl}(t) - \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau) \right|^2 dt \right\} \end{aligned} \quad (18)$$

2.2 克拉美罗界推导

参数估计另一个重要方面就是分析估计性能,而参数估计性能最好的衡量标准就是CRLB,因此将在2.1节的基础上推导各模型下的CRLB,比较3种通道系数建模方法对目标参数估计的最佳性能,以此来评估各种模型对参数估计性能所造成的影响。

假定最大似然估计结果为未知参数矢量 $\boldsymbol{\theta}$ 的无偏估计

$$E\{\hat{\boldsymbol{\theta}}_{ML} - \boldsymbol{\theta}\}[\hat{\boldsymbol{\theta}}_{ML} - \boldsymbol{\theta}]^T \geq \mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\theta}) \quad (19)$$

式中 $\mathbf{J}(\boldsymbol{\theta})$ 为费歇尔信息矩阵(Fisher information matrix, FIM)。

2.2.1 模型1下的CRLB

$$\beta_k^2 = \left(\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |s_k(f)|^2 df - \left(\int_{-\infty}^{+\infty} f |s_k(f)|^2 df \right)^2 \right) \quad (21)$$

2.2.2 模型2下的CRLB

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(\boldsymbol{\theta}) &= E \left\{ \left[\frac{\partial \Gamma(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right] \left[\frac{\partial \Gamma(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right]^T \right\} = \\ & -E \left\{ \frac{\partial}{\partial \boldsymbol{\theta}} \left[\frac{\partial \Gamma(\mathbf{r}(t)|H_1, \boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right]^T \right\} = \end{aligned}$$

$$= -E \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} \left[\frac{\partial \left(\sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^N - \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |r_{kl}(t) - \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau)|^2 dt + C \right)}{\partial \theta} \right]^T \right\} =$$

$$\sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^N \frac{1}{N_0} E \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} \left[\frac{\partial \left(\int_{-\infty}^{+\infty} [|r_{kl}(t)|^2 - r_{kl}(t)(\sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau))^* - r_{kl}^*(t) \sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau) + |\sqrt{E_k} \alpha_{kl} s_k(t - \tau)|^2] dt \right)}{\partial \theta} \right]^T \right\} =$$

$$\sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^N \frac{E_k |\alpha_{kl}|^2}{N_0} \frac{\partial}{\partial \theta} \left[\frac{\partial \left(\int_{-\infty}^{+\infty} [s_k(t - \tau_k) s_k^*(t - \tau) + s_k^*(t - \tau_k) s_k(t - \tau)] dt \right)}{\partial \theta} \right]^T$$

经推导, FIM 可以表示为

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^N \frac{E_k |\alpha_{kl}|^2 8\pi^2 \beta_k^2}{N_0} \begin{pmatrix} \epsilon_{kl}^2 & \epsilon_{kl} \eta_{kl} \\ \epsilon_{kl} \eta_{kl} & \eta_{kl}^2 \end{pmatrix} \quad (22)$$

式(22)的形式与式(21)颇为相似, 但其中有些参数是存在差别的, 这个参数也是导致两种模型性能差异的重要因素。

$$\beta_k^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} f^2 |s_k(f)|^2 df \quad (23)$$

3 仿真实验

设在二维平面有一目标位于 $[0, 0]$ km 处, 收发站均匀分布在一象限内一段半径为 90 km 的圆弧上(见图 1), 为了比较各种模型下参数估计的性能, 在仿真试验中均采用 3×3 的布站方式, 并假定各收发通道的信噪比相同。为了减少运算量, 说明问题, 在仿真中仅估计目标的位置参数。

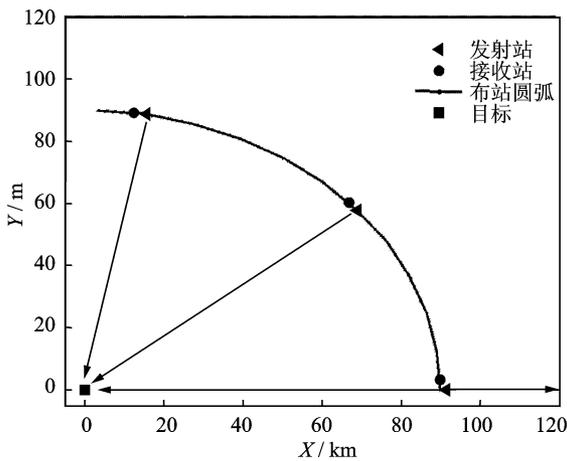


图 1 MIMO 雷达收发站与目标的空间分布情况

发射信号采用高斯脉冲, 第 k 个发射站发射信号的复包络描述如下

$$s_k(t) = \left(\frac{1}{\pi T^2} \right)^{\frac{1}{4}} e^{-\frac{t^2}{2T^2}} e^{j2\pi k \Delta f t}$$

$$-\infty < t < \infty \quad (24)$$

式中: T 为一决定高斯脉冲有效持续时间的参数, 在下面的仿真中取 $T = 10^{-6}$ s; Δf 为相邻发射信号之间的频移参数, 只要 Δf 大于发射信号的有效带宽, 就可以保证各发射波形的正交性。因为高斯脉冲的有效带宽与 T 的值有关, 所以仿真中 Δf 值的设定要与 T 相对应。

图 2, 3 上半部分的曲线代表通道系数模型 1 下(通道系数为高斯随机变量, 参数估计时通过对其求期望忽略在每一次观测中其具体值对估计过程的影响)参数估计的(CRLB)和最大似然估计的均方根误差(Root mean square error, RMSE), 下半部分曲线代表通道系数模型 2(通道系数已知或已预先被精确估计出)参数估计的 CRLB 和最大似然估计的 RMSE。由图 2, 3 的结果可以发现, 两种模型下的参数估计性能随着信噪比的提高都先后达到了渐近最优, 但很明显地可以看出模型 2 的 CRLB 和最大似然估计误差都远小于模型 1, 还不到模型 1 的 1%, 这说明参数估计时, 用两种常用方法处理通道参数会降低参数估计性能。

图 4, 5 主要对模型 3(通道系数在一定误差下被估计出来)的目标估计性能进行了仿真。从上到

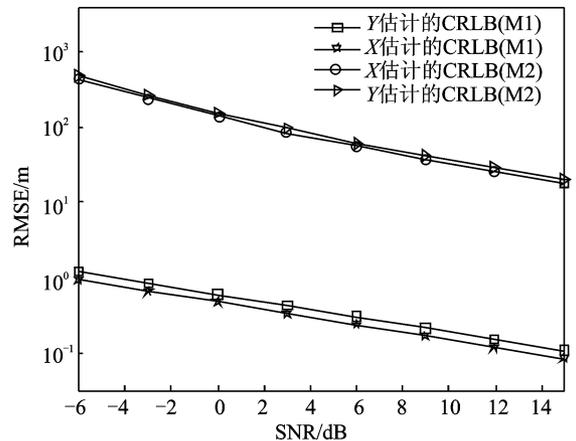


图 2 模型 1(M1)和模型 2(M2)参数估计的 CRLB 曲线

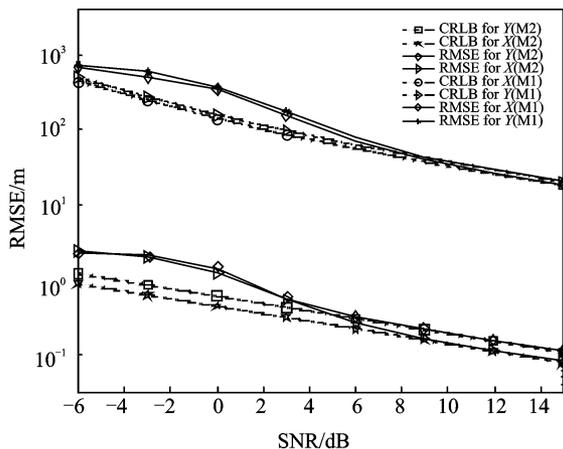


图3 模型1(M1)和模型2(M2)参数估计的RMSE和CRLB曲线

下依次为通道系数自身估计误差的方差为0.3, 0.2, 0,最下面一根曲线是模型2估计参数的CRLB。从结果可以看出,模型3的估计精度比模型2的稍低,但还是远高于模型1,而且随着通道系数自身估计误差的增大,模型3的估计精度会降低,

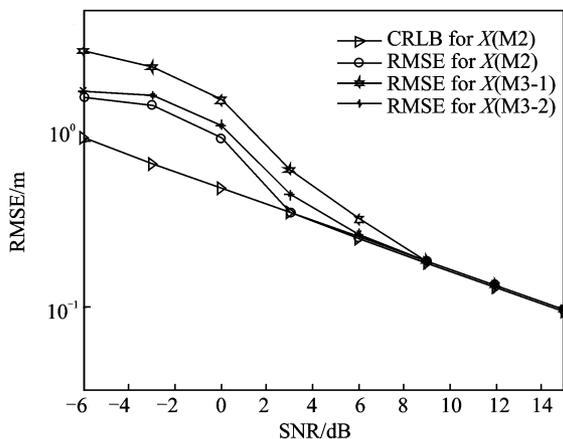


图4 模型3(M3)X坐标估计的RMSE和CRLB曲线

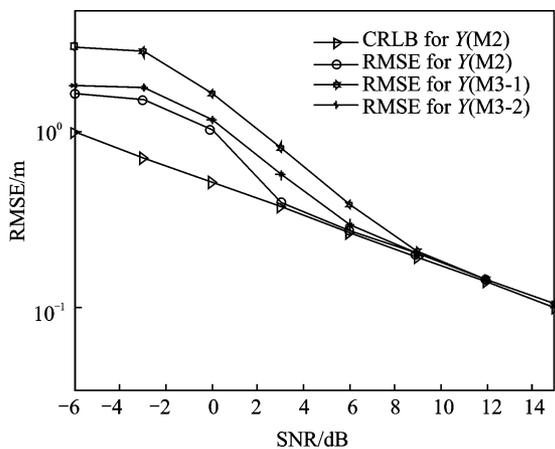


图5 模型3(M3)Y坐标估计的RMSE和CRLB曲线

但相对于模型1估计性能还是有很大优势的,所以在精度要求较高的场合,建议用第1种方法来处理通道参数。

4 结束语

为了在目标参数估计中正确处理MIMO雷达收发通道网的未知系数,本文提出并建立了3种通道系数模型,分别推导了各模型下的参数估计和CRLB。这3种模型主要体现了MIMO雷达估计目标时对通道系数的两种处理办法:(1)将其作为未知参量与目标参数联合估计;(2)将通道系数作为随机参量,这是由于雷达的通道参数并非想要得到的数据,进行估计时通过对其求期望来忽略它的具体值对参数估计的影响。理论分析和仿真结果表明:第1种通道系数处理方法会明显提高雷达估计性能,而第2种处理方法却降低了参数估计精度;而且随着信噪比的降低,第2种方法的参数估计性能会变得很差,在信噪比很低的情况下,其估计精度不到第1种方法的1%;随着阵元数的变化,也会得到同样的结论。同时,第1种方法所带来的问题是,随着阵元数的增加,虚拟通道数呈几何增长,需要被估计的无关参数增多,运算量会增大,在这一点第2种通道系数处理办法是有优势的。下一步的努力方向是寻求一种新的能够快速估计出通道系数的方法,与最大似然估计结合高精度地估计出目标参数。

参考文献:

- [1] Fisher E, Haimovich A, Blum R S, et al. MIMO radar: an idea whose time has come [C] // IEEE Radar Conference. Philadelphia: [s. n.], 2004: 71-78.
- [2] Haimovich A, Blum R S, Lenard J, et al. MIMO radar with widely separated antennas [J]. IEEE Trans Signal Process, 2008, 25(1): 116-129.
- [3] Li Jian, Stoica P. MIMO radar with collocated antennas [J]. IEEE Trans Signal Process, 2007, 24(5): 106-114.
- [4] 肖文书. MIMO雷达中的信号检测[J]. 电子学报, 2010, 38(3): 626-631.
Xiao Wenshu. Model of signal detection for MIMO radar [J]. Acta Electronica Signal, 2010, 38(3): 626-631.
- [5] Ali Tajer, Jajamovich G H, Wang Xiaodong, et al.

- Optimal joint target detection and parameter estimation by MIMO radar [J]. *IEEE Trans Signal Process*, 2010, 4(1): 127-145.
- [6] Fisher E, Haimovich A, Blum R S, et al. Spatial diversity in radars-models and detection performance [J]. *IEEE Trans Signal Process*, 2006, 54(3):823-838.
- [7] He Qian, Blum R S, Haimovich A. Non-coherent MIMO radar for target estimation: more antennas means better performance [C] // 43rd CISS. Baltimore, MD: [s. n.], 2009: 108-113.
- [8] Niu Ruixin, Blum R S, Varshney P K, et al. Target tracking in widely separated non-coherent multiple-input multiple-output radar systems [C] // 43rd ACSSC. Pacific Grove, CA: [s. n.], 2009: 1181-1185.
- [9] Godrich H, Alexander M, Blum R S. Cramer Rao bound on target localization estimation in MIMO radar systems [C] // 42nd CISS. Princeton, NJ: [s. n.], 2008: 134-139.
- [10] Godrich H, Alexander M, Blum R S. A comparative study of target localization in MIMO radar systems [C] // 2009 International WD & D Conference. Kissimmee, FL: [s. n.], 2009: 124-128.
- [11] He Qian, Blum R S, Godrich H, et al. Target velocity estimation and antenna placement for MIMO radar with widely separated antennas [J]. *IEEE Trans Signal Process*, 2010, 4(1):79-99.

作者简介:何伟(1987-),男,硕士研究生,研究方向:MIMO雷达信号处理及雷达对抗,E-mail:webster0551@163.com;张剑云(1963-),男,教授,博士生导师,研究方向:雷达及目标环境模拟、雷达信号处理、高速数字信号处理。