

# APES 算法在 MIMO 雷达参数估计中的稳健性研究

夏 威,何子述

(电子科技大学电子工程学院,四川成都 610054)

**摘 要:** 多输入多输出(MIMO, Multiple-Input Multiple-Output)雷达用多个发射天线同时发射多个独立信号照射目标,并使用多个接收天线接收目标回波信号. 本文研究了 MIMO 雷达中参数估计的稳健性问题. 本文应用幅度相位估计(APES, Amplitude and Phase Estimation)技术,利用目标的方位角最大似然估计值,得到了衰落向量的 APES 估计算法. 考虑到方位角估计的不准确性,借鉴稳健的 Capon 波束形成器的设计思想,本文推导了衰落向量的稳健的 APES 估计算法. 仿真实验表明,衰落向量的 APES 算法与稳健的 APES 算法性能十分接近. 因此,衰落向量的 APES 估计算法是稳健的.

**关键词:** multiple-input multiple-output (MIMO) 雷达; 参数估计; 稳健性; amplitude and phase estimation (APES)

**中图分类号:** TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 09-1804-06

## On the Robustness of the APES Algorithm in the Parameter Estimation of MIMO Radars

XIA Wei, HE Zi-shu

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract:** A multiple-input multiple-output (MIMO) radar uses multiple antennas to simultaneously transmit independent signals to illuminate the targets, while uses multiple antennas to receive the reflected signals. In this proposal, the robustness of the parameter estimation in MIMO radar systems is considered. With the azimuth estimated by maximum likelihood method, the estimate of the fading vector is obtained by applying the amplitude and phase estimation (APES) technique. Motivated by the development of robust Capon beamformer (RCB), a robust APES estimator of the fading vector is derived as well by considering the inaccuracy estimation of the azimuth. The simulation results show that both APES estimators behave rather similar. And hence, the APES algorithm is robust in the parameter estimation of MIMO radars.

**Key words:** multiple-input multiple-output (MIMO) radars; parameter estimation; robustness; amplitude and phase estimation (APES)

### 1 引言

在传统的雷达系统中,随着目标相对于接收和发射机的角度变化,目标的雷达横截面积(RCS, Radar Cross Section)会发生起伏,从而导致目标的检测和估计性能下降. 多输入多输出(MIMO, Multiple-Input Multiple-Output)通信系统可以克服无线信道衰落效应,对于独立的多径衰落, MIMO 通信接收机的平均信噪比几乎保持不变. 受此启发, Fishler 等人提出了 MIMO 雷达的概念<sup>[1,2]</sup>. MIMO 雷达使用多个发射天线同时发射独立的信号波形照射目标,并使用多个接收天线接收目标反射的信号. 因此,与 MIMO 通信系统类似, MIMO 雷达系统对于目标的 RCS 起伏不敏感<sup>[3]</sup>. 此外, MIMO 雷达可以

实现灵活的发射分集设计<sup>[4,5]</sup>,具有高分辨率的空间谱估计性能<sup>[6~9]</sup>. MIMO 雷达的概念和信号处理技术受到了越来越多的关注.

MIMO 雷达模型可以大体分为两类. 在第一类 MIMO 雷达模型中,发射和接收阵列与传统阵列类似,天线阵元间距较小,从而可以实现相干发射和相干接收<sup>[4,7,10,11]</sup>. 而第二类 MIMO 雷达模型的发射阵列的阵元间距较大,从多个发射天线用独立信号照射目标,从而获得发射端的空域分集. 在此类模型中,接收阵列有两种不同的设置. 如果接收阵列的阵元间距较大,那么可以获得在接收端的空域分集增益<sup>[3]</sup>;如果接收阵列的阵元间距较小,则可以实现相干处理,如实现有源测向功能等<sup>[8]</sup>.

收稿日期:2007-10-09 修回日期:2008-04-07

基金项目:国家自然科学基金(No. 60672044)

在第二类 MIMO 雷达模型中,发射天线的阵元间距足够大,以实现从发射阵列到散射目标之间的多径信道的正交性.从发射阵列到散射目标,以及散射目标本身可以用衰落向量参数来描述.在文献[8]中,Lehmann 等人提出了用阵元间距较小的阵列作为 MIMO 雷达系统的接收阵列,并应用最大似然(ML)方法实现了目标方位角估计;但文献[8]并未考虑衰落向量的估计.本文将在文献[8]的工作的基础上,进一步考虑 MIMO 雷达系统中衰落向量的估计问题.衰落向量的估计需要利用目标方位角的估计信息,所以方位角估计的不准确可能会影响衰落向量估计的准确性.本文将借鉴稳健的 Capon 波束形成器(RCB,Robust Capon Beamformer)<sup>[12]</sup>的思想,推导基于幅度相位估计(APES)<sup>[13]</sup>思想的稳健的衰落向量估计器.仿真实验表明,在一般情况下,普通的 APES 衰落向量估计器与稳健的 APES 衰落向量估计器的性能接近.

## 2 信号模型

考虑  $K$  发射天线,  $M$  接收天线的离散时间基带 MIMO 雷达模型

$$x[n] = Hs[n] + v[n] \quad (1)$$

其中,  $x[n]$  是受噪声污染的  $M \times 1$  维的接收向量,  $s[n]$  是窄带信号的复包络所构成的维  $K \times 1$  向量,  $v[n]$  是加性噪声和干扰向量.假设  $v[n]$  与信号  $s[n]$  不相关.考虑空间中存在一个散射目标,于是从发射阵列到接收阵列的信道矩阵  $H$  为<sup>[8]</sup>

$$H = a(\hat{\theta})^T \quad (2)$$

其中,上标  $(\cdot)^T$  表示向量或矩阵的转置运算.  $K \times 1$  维随机衰落向量  $a = \sqrt{2}$  描述了从发射阵列到散射目标,以及散射目标本身的性质.向量  $a$  的每个分量都是零均值的复高斯随机变量,其实部和虚部均为单位方差.考虑在接收端使用  $M$  个阵元的均匀线阵,则阵列响应向量  $a(\hat{\theta})$  定义为

$$a(\hat{\theta}) \triangleq [1 \quad e^{-j2\pi d \sin(\hat{\theta})} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(M-1)d \sin(\hat{\theta})}]^T \quad (3)$$

其中,  $\hat{\theta}$  是相对于接收阵列而言的目标方位角,  $d$  是以波长为单位的接收阵元间距.

假设使用正交发射信号,则发射信号的协方差矩阵为  $R_{ss} = E\{s[n]s^H[n]\} = \frac{2}{s}I_K$ , 其中,  $E\{\cdot\}$  表示取数学期望,上标  $(\cdot)^H$  表示向量或矩阵的共轭转置运算,  $I_K$  是  $K \times K$  维的单位矩阵,  $\frac{2}{s}$  是发射信号的平均功率.显然,矩阵  $R_{ss}$  是非奇异的.假设向量  $v[n]$  是零均值、协方差矩阵为  $Q$  的  $C^{M \times M}$  的空间白和时间白的复高斯随机过程,也就是假设矩阵  $Q$  为对角阵.本文的目标是利用方位角的估计  $\hat{\theta}$ , 估计衰落向量  $a$  (或者等价地,估计  $a^T$ ).

## 3 参数估计

幅度相位估计(APES)最初是通过近似的最大似然方法推导获得,并应用于解决合成孔径雷达(SAR)成像问题中的复正弦信号的谱估计<sup>[13]</sup>.后来 Stoica 等人给出了另一种推导<sup>[14]</sup>. APES 技术已被推广到空域滤波情况,用于改善多基线 SAR 干涉仪<sup>[15]</sup>和 CDMA 通信系统反向信道<sup>[16]</sup>的性能.这里,我们应用 APES 技术估计衰落向量.

考虑下面的优化问题<sup>[14]</sup>

$$\min_{w, \hat{\theta}} J_1(w, \hat{\theta}) \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |w^H x[n] - \hat{a}^T s[n]|^2 \quad (4)$$

s. t.  $w^H a(\hat{\theta}) = 1$

其中,  $\hat{\theta}$  是用最大似然估计方法<sup>[8]</sup>得到的目标方位角,  $w$  是 APES 空域滤波器的权向量,  $|\cdot|$  表示取复数的模,  $N$  是快拍(snapshot)总数, s. t. 表示约束条件.将目标函数  $J_1(w, \hat{\theta})$  展开,有

$$\begin{aligned} J_1(w, \hat{\theta}) &= w^H \hat{R}_{xx} w - w^H \hat{R}_{xs}^* - \hat{R}_{sx}^H w + \hat{R}_{ss}^* \\ &= (\hat{R}_{xx} - \hat{R}_{xs} \hat{R}_{ss}^{-1} \hat{R}_{sx}^H) w^H (\hat{R}_{xx} - \hat{R}_{xs} \hat{R}_{ss}^{-1} \hat{R}_{sx}^H) \\ &\quad + w^H \hat{R}_{xx} w - w^H \hat{R}_{xs} \hat{R}_{ss}^{-1} \hat{R}_{sx}^H w \end{aligned} \quad (5)$$

其中,  $(\cdot)^*$  表示共轭运算,  $\hat{R}_{ss}$  和  $\hat{R}_{xs}$  分别定义为

$$\hat{R}_{ss} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s[n]s^H[n], \quad \hat{R}_{xs} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]s^H[n] \quad (6)$$

注意到矩阵  $\hat{R}_{ss}$  是正定矩阵,于是由式知,衰落向量  $a$  的估计值满足

$$\hat{a}^T = w^H \hat{R}_{xs} \hat{R}_{ss}^{-1} \quad (7)$$

将式(7)代入式(5),式(4)变成下面的问题

$$\min_{w, \hat{\theta}} w^H \hat{Q} w \quad \text{s. t. } w^H a(\hat{\theta}) = 1 \quad (8)$$

其中,

$$\hat{Q} = \hat{R}_{xx} - \hat{R}_{xs} \hat{R}_{ss}^{-1} \hat{R}_{sx}^H \quad (9)$$

是噪声协方差矩阵的估计.显然,式与 Capon 波束形成问题<sup>[17]</sup>具有相同的形式.利用拉格朗日乘子法,容易得到

$$w_{APES} = \frac{\hat{Q}^{-1} \hat{a}}{\hat{a}^H \hat{Q}^{-1} \hat{a}} \quad (10)$$

其中,  $\hat{a} = a(\hat{\theta})$ . 再将式(10)代入式(7),就得到衰落向量  $a$  的估计

$$\hat{a}_{APES}^T = \frac{\hat{a}^H \hat{Q}^{-1} \hat{R}_{xs} \hat{R}_{ss}^{-1}}{\hat{a}^H \hat{Q}^{-1} \hat{a}} \quad (11)$$

## 4 稳健的参数估计

由于衰落向量的估计依赖于方位角的估计,因此方位角估计的不准确可能会影响衰落向量估计的准确性.基于 APES 算法的思想,并借鉴 RCB<sup>[12]</sup>的设计方法,本节将推导衰落向量  $a$  的稳健估计方法,即稳健的 APES (RAPES, Robust APES) 方法.由信号模型式知,接收信号

$x[n]$  通过 APES 空域滤波器后的输出信干噪比 (SINR) 为

$$\text{SINR} \triangleq \frac{2}{\mathbf{w}_{\text{APES}}^H \hat{\mathbf{R}}_{xx} \mathbf{w}_{\text{APES}}} \quad (12)$$

其中,  $\mathbf{w}_{\text{APES}}$  由式 (10) 给出,  $2$  是发射信号照射目标后的散射信号平均功率

$$2 \triangleq E \left\{ \left( \mathbf{T}_s[n] \right)^* \mathbf{T}_s[n] \right\} = E \left\{ \mathbf{R}_{ss} \right\} = 2 E \left\{ \left( \mathbf{T}_s[n] \right)^2 \right\} \quad (13)$$

其中,  $\cdot$  表示欧几里得范数. 这里我们假设衰落向量和发射信号  $s[n]$  不相关. 应用稳健的波束形成准则<sup>[18]</sup>

$$\min_{\mathbf{a}} \frac{1}{\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{a}} \quad \text{s.t.} \quad \max_{\mathbf{c}} \text{SINR} \quad (14)$$

可以得到衰落向量  $\mathbf{a}$  的稳健估计准则

$$\min_{\mathbf{a}} \frac{2}{\mathbf{w}_{\text{APES}}^H \hat{\mathbf{R}}_{xx} \mathbf{w}_{\text{APES}}} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{a} = 2 \quad (15)$$

或者等价地写作

$$\max_{\mathbf{a}} J_2 \triangleq \mathbf{w}_{\text{APES}}^H \hat{\mathbf{R}}_{xx} \mathbf{w}_{\text{APES}} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{a} = 2 \quad (16)$$

其中,  $\mathbf{a} \triangleq a(\cdot)$ ,  $\hat{\cdot}$  是目标方位角估计.

将式 (9) 和式 (10) 代入目标函数  $J_2$ , 有

$$J_2 = (\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a})^{-1} \mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} (\hat{\mathbf{Q}} + \hat{\mathbf{R}}_{xx} \hat{\mathbf{R}}_{ss}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xx}) \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a} (\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a})^{-1} \quad (17)$$

将上式展开并化简, 得

$$\begin{aligned} J_2 &= (\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a})^{-1} + (\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a})^{-1} \mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xx} \hat{\mathbf{R}}_{ss}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xx} \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a} (\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a})^{-1} \\ &= (\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a})^{-1} + \hat{\mathbf{R}}_{ss}^{-1/2} \hat{\mathbf{R}}_{xx} \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a}^2 (\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a})^{-2} \\ &= \frac{1}{\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a}} \end{aligned} \quad (18)$$

于是, 优化问题式 (16) 可改写成

$$\min_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{a} = 2 \quad (19)$$

由于式 (19) 的解位于约束集的边界上, 因此式 (19) 可以改为下面的等式约束问题

$$\min_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{a} = 2 \quad (20)$$

为避免式 (20) 的平凡解  $\mathbf{a} = 0$ , 假设

$$\bar{\mathbf{a}}^H \hat{\mathbf{Q}} \bar{\mathbf{a}} > 2 \quad (21)$$

注意到式 (20) 与 RCB<sup>[12]</sup> 具有相同的形式, 因此式 (20) 的求解过程与文献<sup>[12]</sup> 类似. 利用拉格朗日乘子法构造无约束的目标函数

$$f = \mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a} + \lambda (\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{a} - 2) \quad (22)$$

其中,  $\lambda$  是拉格朗日乘子. 令式 (22) 关于  $\mathbf{a}$  的偏导数等于零向量, 有

$$\hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a} + \lambda (\mathbf{a} + \bar{\mathbf{a}}) = 0 \quad (23)$$

于是可以解出最优的响应向量

$$\mathbf{a}_{\text{RAPES}} = \left( \frac{\hat{\mathbf{Q}}^{-1}}{1 + \lambda} + \mathbf{I} \right)^{-1} \bar{\mathbf{a}} = \bar{\mathbf{a}} - (\mathbf{I} + \hat{\mathbf{Q}})^{-1} \bar{\mathbf{a}} \quad (24)$$

将式 (24) 代入约束条件  $\mathbf{a}^H \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{a} = 2$ , 取  $\mathbf{a} = \mathbf{a}_{\text{RAPES}}$ , 有

$$g(\lambda) \triangleq (\mathbf{I} + \hat{\mathbf{Q}}^{-1}) \bar{\mathbf{a}}^H \bar{\mathbf{a}} = 2 \quad (25)$$

设矩阵  $\hat{\mathbf{Q}}$  的特征值分解为  $\hat{\mathbf{Q}} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$ , 其中对角阵  $\mathbf{\Lambda}$  的主对角线元素  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$  是  $\hat{\mathbf{Q}}$  的特征值, 而  $\mathbf{U}$  包含对应的特征向量. 令  $z_m$  是向量  $\mathbf{z} = \mathbf{U}^H \bar{\mathbf{a}}$  的第  $m$  个分量. 于是式 (25) 可以改写为

$$g(\lambda) = \sum_{m=1}^M \frac{|z_m|^2}{(1 + \lambda_m)^2} \quad (26)$$

注意到函数  $g(\lambda)$  是拉格朗日乘子  $\lambda \geq 0$  的单调非递增函数. 一方面由式 (26) 知,  $\lim_{\lambda \rightarrow +\infty} g(\lambda) = 0 < 2$ . 另一方面由式 (25) 和式 (21) 知,  $g(0) = 2 > 2$ . 因此, 可以利用式 (26) 得到唯一解  $0 < \lambda < +\infty$ . 事实上, 利用特征值  $\lambda_m$ ,  $m = 1, \dots, M$  的单调非递增性, 容易得到<sup>[12]</sup>

$$\frac{\bar{\mathbf{a}}^H \bar{\mathbf{a}} - \sqrt{\sum_{m=1}^M \frac{|z_m|^2}{\lambda_m^2}}}{1 + \sqrt{\sum_{m=1}^M \frac{|z_m|^2}{\lambda_m^2}}} \leq \lambda \leq \frac{\bar{\mathbf{a}}^H \bar{\mathbf{a}} - \sqrt{\sum_{m=1}^M \frac{|z_m|^2}{\lambda_m^2}}}{M \sqrt{\sum_{m=1}^M \frac{|z_m|^2}{\lambda_m^2}}} \quad (27)$$

得到  $\lambda$  后, 由式 (24) 解得  $\mathbf{a}_{\text{RAPES}}$ , 再将  $\mathbf{a}_{\text{RAPES}}$  代入式 (11), 即可得到衰落向量  $\mathbf{a}$  的估计

$$\hat{\mathbf{a}}_{\text{RAPES}}^T = \frac{\mathbf{a}_{\text{RAPES}}^T \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xx} \hat{\mathbf{R}}_{ss}^{-1}}{\mathbf{a}_{\text{RAPES}}^T \hat{\mathbf{Q}}^{-1} \mathbf{a}_{\text{RAPES}}} \quad (28)$$

另一方面, 将  $\mathbf{a}_{\text{RAPES}}$  代入式 (10), 可以得到空域滤波器的权向量

$$\mathbf{w}_{\text{RAPES}} = \frac{(\hat{\mathbf{Q}} + \mathbf{I})^{-1} \bar{\mathbf{a}}}{\bar{\mathbf{a}}^H (\hat{\mathbf{Q}} + \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{Q}} (\hat{\mathbf{Q}} + \mathbf{I})^{-1} \bar{\mathbf{a}}} \quad (29)$$

再将  $\mathbf{w}_{\text{RAPES}}$  代入式 (7), 衰落向量  $\mathbf{a}$  的估计也可以表示为

$$\hat{\mathbf{a}}_{\text{RAPES}}^T = \frac{\bar{\mathbf{a}}^H (\hat{\mathbf{Q}} + \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{R}}_{xx} \hat{\mathbf{R}}_{ss}^{-1}}{\bar{\mathbf{a}}^H (\hat{\mathbf{Q}} + \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{Q}} (\hat{\mathbf{Q}} + \mathbf{I})^{-1} \bar{\mathbf{a}}} \quad (30)$$

注意到, 与式 (10) 和式 (11) 相比, 式 (29) 和式 (30) 具有对角加载的形式, 因此当  $\hat{\mathbf{Q}}$  接近奇异时, 利用式 (29) 和式 (30) 可以避免对  $\hat{\mathbf{Q}}$  直接求逆, 从而获得稳健的结果. 随着  $\lambda$  减小 ( $\lambda \rightarrow 0$ ), 稳健的 APES (RAPES) 方法将逐渐集中到  $\bar{\mathbf{a}}$ . 而由式 (14) 知, RAPES 极小化 SINR 的上界, 将集中到使 SINR 的上界极小化的  $\bar{\mathbf{a}}$  (而不是  $\mathbf{a}$ ). 从理论上讲, 当  $\mathbf{a}$  不确定时, 后一种处理方法比前一种处理方法更为稳健. 显然, 通常不可能同时获得高分辨率和稳健性. APES 算法通常比 RAPES 算法具有更高的分辨率.

## 5 仿真实验

本节将通过仿真实验验证本文所提出的两种参数估计算法的性能. 假设接收阵列是阵元数为  $M = 20$  的

均匀线阵, 阵元间距是半波长. 设目标方位角(相对于接收阵列)为  $\theta = 0^\circ$ . 定义衰落向量的均方误差(MSE)为

$$\text{MSE}(\hat{\alpha}) \triangleq \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T (\hat{\alpha}_t - \alpha)^2 \quad (31)$$

其中,  $T=500$  是蒙特卡罗实验次数,  $\alpha$  和  $\hat{\alpha}_t$  分别是在第  $t$  次蒙特卡罗实验中衰落向量的真实值和估计值. 每次独立实验中, 重新随机生成衰落向量, 并且在该次实验中保持不变(即在获得  $N$  个快拍的过程中保持不变).

在第一个实验中, 假设噪声向量  $v[n]$  是均匀的加性白高斯过程, 其协方差矩阵为  $Q = \frac{2}{v} I_M$ , 其中  $\frac{2}{v}$  是噪声平均功率. 信噪比(SNR)是针对每个快拍定义的. 由于每个发射阵元的发射功率是  $\frac{2}{K}$ , 因此在接收阵列的信噪比为<sup>[8]</sup>

$$\text{SNR} \triangleq \frac{E[\frac{2}{v} \frac{2}{K}]}{\frac{2}{v}} = \frac{2}{K} \quad (32)$$

其中,  $K$  是发射阵元个数. RAPES 算法中的参数  $\gamma = 10^{-7}$ . 算法所用快拍数为  $N=128$ . 方位角估计值分别由 ML 和 Capon 波束形成器得到. 仿真实验的结果如图 1 和 2 所示. 衰落向量的估计性能随着信噪比的增加而改善. 随着发射阵元数增加, 衰落向量的估计性能也将随之改善. 稳健的 RAPES 算法与 APES 算法对衰落向量的估计性能非常相近.

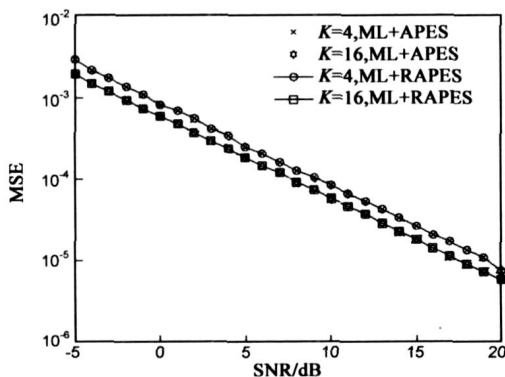


图 1 均匀白噪声, ML

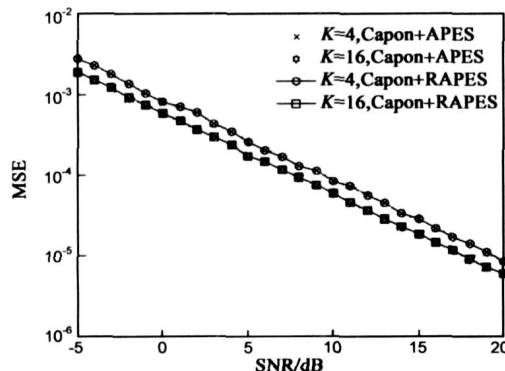


图 2 均匀白噪声, Capon

在第二个实验中, 假设噪声向量  $v[n]$  是非均匀的加性白高斯过程, 其协方差矩阵为对角阵  $Q = \frac{2}{v} D$ , 其

中  $D$  为对角矩阵, 主对角元是在  $(0, 10)$  区间均匀分布的随机数. 最坏的噪声功率比  $\text{WNPR} = 10$ , 其中,  $\text{WNPR}^{[19]}$  定义为  $\text{WNPR} \triangleq \frac{2}{\min} \sqrt{\frac{2}{\max} \frac{2}{\min}}$  和  $\frac{2}{\min}$  分别是最大的噪声功率和最小的噪声功率. 算法所用快拍数为  $N=128$ . 仿真实验的结果如图 3 和 4 所示. 同样可以观察到, 稳健的 RAPES 算法与 APES 算法非常相近的估计性能. 并且随着发射阵元数增加, 估计性能也随之改善.

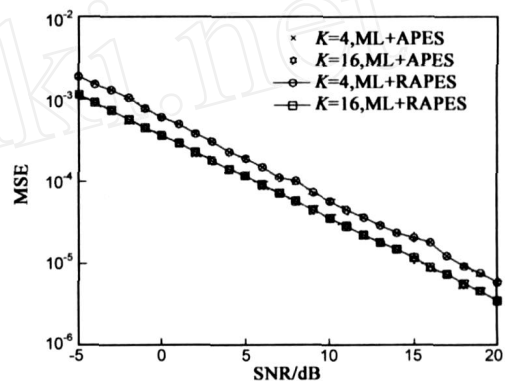


图 3 非均匀白噪声, ML

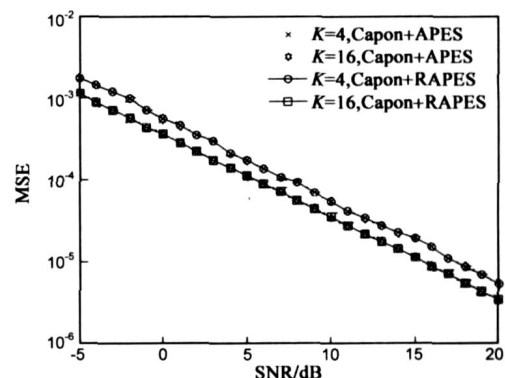


图 4 非均匀白噪声, Capon

在第三个实验中, 考虑使用正交多相编码<sup>[20]</sup>作为发射信号. 设子脉冲长度(编码长度)为 256, 脉冲宽度为  $20 \times 10^{-6} \text{ s}$ , 采样频率为 60MHz, 载波频率为 3GHz. 因此, 基带信号处理所用的快拍数为  $N=1200$ . 发射阵元数  $K=4$  (使用 4 个正交信号) 时, 正交多相码的平均自相关旁瓣峰值(ASP, Autocorrelation Sidelobe Peaks)电平均

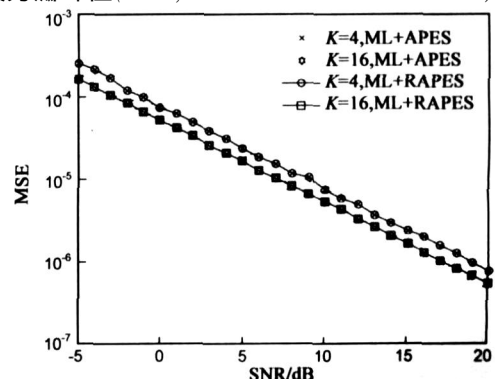


图 5 均匀白噪声, 正交多相编码发射信号, ML

为 -21.78dB, 平均互相关旁瓣峰值 (CP, Cross-correlation Sidelobe Peaks) 电平约为 -20.86dB. 当  $K=16$  时, ASP 约为 -19.38dB, CP 约为. 图 5 和 6 与图 7 和 8 分别给出了在均匀白噪声情况下与非均匀噪声情况下, RAPES 与 APES 算法对衰落向量的估计性能. 在两组实验中, 参数  $=10^{-7}$ . 我们再次观察到, RAPES 与 APES 算法的性能相当接近.

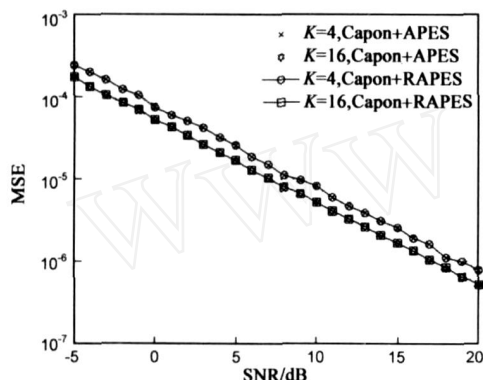


图 6 均匀白噪声, 正交多相编码发射信号, Capon

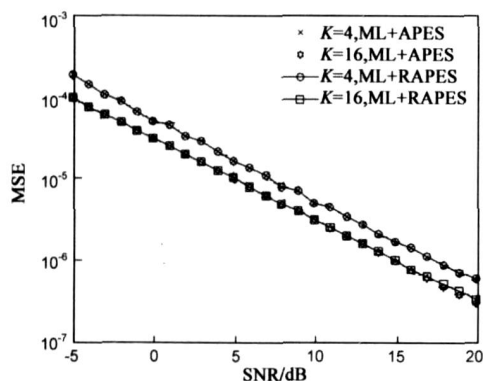


图 7 非均匀白噪声, 正交多相编码发射信号, ML

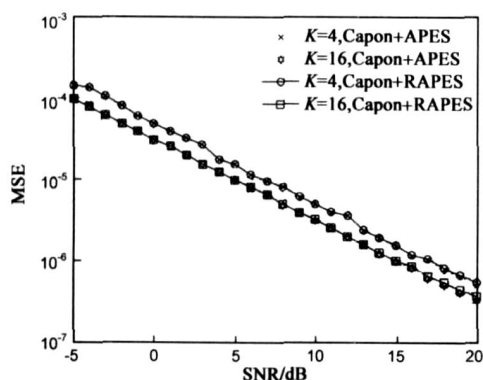


图 8 非均匀白噪声, 正交多相编码发射信号, Capon

## 6 结论

本文研究了 MIMO 雷达参数估计的稳健性问题. 本文推导了基于 APES 技术的衰落向量的估计算法, 并且在此基础上应用稳健的波束形成器的设计准则, 推导了衰落向量的稳健估计算法. 仿真实验结果表明, 两个估

计器的性能接近. 这表明普通的 APES 衰落向量估计器稳健性能良好. 考虑到稳健算法能够调整约束参数, 在某些极端情况下, 稳健算法的性能可能会较好.

**致谢** 感谢电子科技大学的刘波博士提供的正交多相编码的仿真程序和数据.

## 参考文献:

- [1] Fishler E, Haimovich A, Blum R S, et al. MIMO radar: An idea whose time has come [A]. Proceedings of the IEEE Conference on Radar [C]. Philadelphia, Pennsylvania, USA: IEEE Press, 2004. 71 - 78.
- [2] 何子述, 韩春林, 刘波. MIMO 雷达概念及其技术特点分析 [J]. 电子学报, 2005, 33(12A): 143 - 147.  
He Zi-shu, Han Chun-lin, Liu Bo. MIMO radar and its technical characteristic analyses [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(12A): 143 - 147. (in Chinese)
- [3] Fishler E, Haimovich A, Blum R S, et al. Spatial diversity in radar models and detection performance [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(3): 823 - 838.
- [4] Bekkerman I, Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(10): 3873 - 3883.
- [5] Stoica P, Li J, Xie Y. On probing signal design for MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4151 - 4161.
- [6] Tabrikian J, Bekkerman I. Transmission diversity smoothing for multi-target localization [radar/sonar systems] [A]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '05), Proceedings (iv) [C]. Philadelphia, Pennsylvania, USA: IEEE Press, 2005. 1041 - 1044.
- [7] Xu L, Li J. Iterative generalized likelihood ratio test for MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(6): 2375 - 2385.
- [8] Lehmann N H, Fishler E, Haimovich A M, et al. Evaluation of transmit diversity in MIMO-radar direction finding [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(5): 2215 - 2225.
- [9] Lehmann N H, Haimovich A M, Blum R S, et al. High resolution capabilities of MIMO radar [A]. 14th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ACSSC '06), Conference Record [C]. Pacific Grove, CA, USA: IEEE Press, 2006. 25 - 30.
- [10] Xu L, Li J, Stoica P. Adaptive techniques for MIMO radar [A]. 4th IEEE Workshop Sensor Array Multi-Channel Processing [C]. Waltham, MA, USA: IEEE Press, 2006. 258 - 262.
- [11] Bekkerman I, Tabrikian J. Spatially coded signal model for active arrays [A]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '04), Proceedings

- (ii) [C]. Montreal, Quebec, Canada:IEEE Press, 2004. 209 - 212.
- [12] Li J, Stoica P, Wang Z. On robust Capon beamforming and diagonal loading [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(7): 1702 - 1715.
- [13] Li J, Stoica P. An adaptive filtering approach to spectral estimation and SAR imaging [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(6): 1469 - 1484.
- [14] Stoica P, Li H, Li J. A new derivation of the APES filter [J]. IEEE Signal Processing Letters, 1999, 6(8): 205 - 206.
- [15] Gini F, Lombardini F. Multilook APES for multibaseline SAR interferometry [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(7): 1800 - 1803.
- [16] Russell D J, Palmer R D. Application of APES to adaptive arrays on the CDMA reverse channel [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2004, 53(1): 3 - 17.
- [17] Stoica P, Moses R. Introduction to Spectral Analysis [M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, 1997. 238 - 239.
- [18] Stoica P, Xiong H, Xu L, et al. Adaptive beamforming for quadrupole resonance [J]. Digital Signal Processing, 2007, 17(3): 634 - 651.
- [19] Pesavento M, Gershman A B. Maximum-likelihood direction-of-arrival estimation in the presence of unknown nonuniform noise [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(7): 1310 - 1324.
- [20] Liu Bo, He Zishu, Zeng Jiankui, et al. Polyphase orthogonal code design for MIMO radar systems [A]. International Conference on Radar (CIE 06) (1) [C]. Shanghai, China: IEEE Press, 2006. 113 - 116.

## 作者简介:



夏 威 男, 1980 生于四川成都, 博士研究生。目前的主要研究方向为阵列信号处理, MIMO 信道估计理论, 以及 MIMO 雷达的信号处理。  
E-mail: wx @uestc. edu. cn



何子述 男, 1962 生于四川新都, 博士生导师, 教授。目前的研究方向包括阵列信号处理, 相控阵及数字波束形成, MIMO 通信和 MIMO 雷达等。  
E-mail: zshe @uestc. edu. cn