

和差天线空时自适应测角方法及性能分析

阚庆云, 许京伟, 廖桂生

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 雷达模拟和差天线技术通过射频功率合成器形成和差波束, 在目标角度测量中应用广泛, 然而运动平台雷达经过空时自适应处理(Space-Time Adaptive Processing, STAP)后难以还原鉴角曲线, 即自适应处理后的等效鉴角曲线与静态鉴角曲线发生偏离. 针对此问题, 本文提出和差天线体制雷达空时自适应测角方法. 该方法通过和差STAP算法抑制杂波后实现角度估计, 并且通过理论推导建立了角度估计与和通道输出信噪比、差通道剩余杂噪比之间的关系, 重点分析了杂波剩余对角度估计的非一致性影响. 仿真实验验证了本文方法的有效性.

关键词: 运动平台雷达; 和差天线体制; 空时自适应处理; 杂波抑制; 单脉冲测角

基金项目: 国家自然科学基金(No.61931016, No.62071344)

中图分类号: TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)01-0042-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20211458

Angle Estimation Approach and Performance Analysis for STAP with Sum-Difference Antenna

KAN Qing-yun, XU Jing-wei, LIAO Gui-sheng

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: Analog sum-difference antenna radar forms sum-difference beam through radio frequency power synthesizer, which is widely used in target angle estimation. However, after space-time adaptive processing (STAP), it is difficult for moving platform radar to restore the angle identification curve, that is, the equivalent angle identification curve after adaptive processing deviates from the static angle identification curve. To solve this problem, this paper proposes a space-time adaptive angle estimation method for STAP with sum-difference antenna system. In this method, the angle estimation is realized after suppressing clutter by sum-difference STAP algorithm. The relationship between angle estimation and the output signal-to-noise ratio of the sum channel, residual clutter-to-noise ratio of the difference channel is established by theoretical deduction. This paper analyzes the influence of clutter residue on the inconsistency of angle estimation emphatically. Simulation results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: moving platform radar; sum-difference antenna system; space-time adaptive processing; clutter suppression; monopulse angle estimation

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.61931016, No.62071344)

1 引言

运动平台雷达下视工作面临多普勒谱严重扩展的地海面杂波, 微弱目标往往湮没在强杂波背景中. 空时自适应处理技术(Space-Time Adaptive Processing, STAP)通过联合空域和时域二维自由度, 可以实现杂波背景下的运动目标检测, 具有重要的应用价值^[1-3]. 现有雷达系统主要采用和差天线体制, 利用单脉冲测角技术实现高精度角度估计, 该技术具有可靠性高、运算

量小、数据率高和抗干扰强的优点^[4,5]. 然而在强杂波背景下, 目标角度估计性能受到杂波影响, 因此, 和差天线体制STAP杂波抑制和测角技术对运动平台雷达系统性能至关重要.

STAP降维算法统一理论框架表明, 信号处理器可以在阵元/波束域、脉冲/多普勒域做空间和时间处理维度的线性变换^[6]. 本质上, 现有运动平台雷达和差天线体制是一种空间波束域的降维处理器结构, 其和差波束是由射频功率合成器在空间微波合成的. 针对

和差体制 STAP 杂波抑制问题, 研究者们提出了 $\Sigma\Delta$ -STAP 算法^[7~14], 仅利用和差天线体制雷达都具有的和波束、差波束支路作为空域通道, 在时域可以采用多普勒局域化方法进行进一步的降维处理. 文献[7~10]利用仿真数据和 MCARM 数据进行实验, 结果表明 $\Sigma\Delta$ -STAP 算法可以取得接近最优的杂波抑制性能. 文献[11~13]进一步研究了 $\Sigma\Delta$ -STAP 方法, 比较了不同波束设计方法对杂波抑制性能的影响. 文献[14]将 $\Sigma\Delta$ -STAP 方法用于前视阵雷达, 对其地面动目标显示性能进行了研究.

在多通道阵列体制下, 研究者们研究了自适应波束形成对鉴角曲线的影响, 分析了自适应处理导致波束畸变所带来的测角性能损失. 在强杂波背景下, 当目标位于旁瓣杂波区域时, 常规 STAP 单脉冲方法可以取得较好的角度估计性能, 但是当目标落入主瓣杂波区域时, 和差波束主瓣畸变导致单脉冲比失真, 角度估计性能将严重下降, 为了在抑制主瓣杂波的同时保持较好的角度估计性能, 缓解单脉冲比的失真问题, 学者们相继提出了多种改进的自适应单脉冲方法^[15~23], 主要包括广义单脉冲技术以及自适应方向图保形技术. 文献[15~18]研究了广义单脉冲技术, 分析了单脉冲原理在 STAP 和多维阵列雷达上的扩展. 广义单脉冲的思想是接受和差波束的畸变, 对自适应单脉冲比的斜率和偏置进行修正, 实现参数的精确估计. 然而, 该方法存在的问题是在强杂波和强干扰背景下性能损失严重. 文献[19~23]通过增加适当的空间约束和时间约束, 解决 STAP 自适应处理后波束畸变的问题, 降低自适应单脉冲角度估计误差. 文献[19]提出了一种基于 STAP 雷达的空域多点约束方法, 该方法的单脉冲比与目标角度和多普勒频率有关. 文献[20]提出了一种改进的空时联合约束 STAP 单脉冲方法, 降低了单脉冲比对多普勒频率的依赖性, 提高了目标角度估计的精度及稳健性. 文献[21, 22]提出了一种基于 STAP 技术的角度-多普勒估计方法, 采用多点幅相约束实现和方向图主瓣保形, 利用零点约束实现角度和多普勒频率解耦合. 文献[23]提出了一种多差波束自适应迭代单脉冲估计方法, 通过导数约束和零点约束产生两个虚拟差波束, 解决了参数间耦和问题.

模拟和差天线体制运动平台雷达经过空时自适应处理后难以还原鉴角曲线, 即自适应处理后的等效鉴角曲线与静态鉴角曲线发生偏离, 国际上对其测角性能的理论分析很少. 针对上述问题, 本文提出和差天线体制空时自适应测角方法. 该方法运用和差 STAP 算法进行杂波抑制, 实现杂波背景下的运动目标检测, 然后利用和、差通道的目标输出信息, 结合单脉冲测角技术实现目标角度估计, 并且进一步通过理论推导建立了角度估计与和通道输出信噪比、差通道剩

余杂噪比之间的关系, 重点分析了杂波剩余对角度估计的非一致性影响. 理论分析与仿真实验表明, 本文方法在模拟和差天线体制雷达下的测角性能, 与多通道阵列体制雷达基于常规 STAP 单脉冲方法的测角性能是一致的.

2 和差通道信号模型

不失一般性, 考虑机载雷达正侧视天线, 包含和波束、方位差波束、俯仰差波束. 假设一个相干处理间隔包含 K 个脉冲, 第 l 个距离门对应的空时快拍数据可表示为

$$\mathbf{x}(l) = \mathbf{x}_s(l) + \mathbf{x}_c(l) + \mathbf{x}_n(l) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{x}_s(l)$ 为信号分量, $\mathbf{x}_c(l)$ 为杂波分量, $\mathbf{x}_n(l)$ 为零均值高斯白噪声. 目标信号为

$$\mathbf{x}_s(l) = \sigma_s(l) \mathbf{s}_s(\theta_s, \varphi_s) \otimes \mathbf{s}_t(f_{ds}) \quad (2)$$

其中, $\sigma_s(l)$ 为后向散射系数; \otimes 为 Kronecker 乘积; $\theta_s, \varphi_s, f_{ds}$ 分别为目标的方位角、俯仰角和归一化多普勒频率; $\mathbf{s}_s(\theta_s, \varphi_s)$ 为空域导向矢量的波束域表达形式, 由目标的空间位置与和差天线方向图决定; $\mathbf{s}_t(f_{ds})$ 为时域导向矢量, 具体计算方式为

$$\mathbf{s}_s(\theta_s, \varphi_s) = \left[\Sigma^2(\theta_s, \varphi_s) \quad \Sigma(\theta_s, \varphi_s) \Delta_\theta(\theta_s, \varphi_s) \quad \Sigma(\theta_s, \varphi_s) \Delta_\varphi(\theta_s, \varphi_s) \right]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{s}_t(f_{ds}) = \left[1 \quad e^{j2\pi f_{ds}} \quad \dots \quad e^{j2\pi f_{ds}(K-1)} \right]^T \quad (4)$$

其中, $\Sigma(\theta_s, \varphi_s), \Delta_\theta(\theta_s, \varphi_s), \Delta_\varphi(\theta_s, \varphi_s)$ 分别为和波束、方位差波束、俯仰差波束在该方向上的复响应值; T 为转置符号. 第 l 个距离门的杂波可表示为存在距离模糊的多个距离环内大量杂波散射单元对应回波的线性叠加, 即

$$\mathbf{x}_c(l) = \sum_{m=1}^{N_a} \sum_{q=1}^{N_c} \sigma_{m,q}(l) \mathbf{s}_s(\theta_{m,q}, \varphi_{m,q}) \otimes \mathbf{s}_t(f_{dm,q}) \quad (5)$$

其中, N_a 为距离模糊数; N_c 为一个等距离环内的独立散射单元数; $\sigma_{m,q}(l)$ 为在第 m 个模糊距离环的第 q 个杂波散射单元的复系数, 它的幅值分布是由地面特性决定的; $\theta_{m,q}, \varphi_{m,q}, f_{dm,q}$ 分别为散射单元的方位角、俯仰角和归一化多普勒频率.

3 和差天线体制空时自适应测角方法

STAP 算法的最优权矢量可以根据最小方差无畸变响应准则设计, 即

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{s} = 1 \quad (6)$$

其中, \mathbf{s} 为目标导向矢量, \mathbf{R} 为杂波加噪声协方差矩阵, H 为共轭转置符号. 利用拉格朗日乘子法进行求解, 得到最优权矢量的表达式为

$$\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s} \quad (7)$$

其中, μ 为标量常数. 理论上, 如果协方差矩阵 \mathbf{R} 和目标导向矢量 \mathbf{s} 精确已知, STAP 算法达到最优. 实际应用

中,杂波协方差矩阵是通过距离维训练样本估计得到的,即 $\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}(l) \mathbf{x}^H(l)$, 目标导向矢量由天线主波束指向决定,即

$$\mathbf{s} = \mathbf{s}_s(\theta_0, \varphi_0) \otimes \mathbf{s}_i(f_{ds}) \quad (8)$$

其中, θ_0 和 φ_0 分别为天线主波束指向对应的方位角、俯仰角, \mathbf{s}_s 表示波束空域导向矢量,具体表达形式通过静态和、差波束权值进行和、差波束形成得到. 一般地,任意方位角 θ 、俯仰角 φ 对应的波束空域导向矢量具体形式可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_s(\theta, \varphi) &= \begin{bmatrix} \mathbf{q}_\Sigma^H \mathbf{s}_{sc}(\theta, \varphi) & \mathbf{q}_{\Delta_\theta}^H \mathbf{s}_{sc}(\theta, \varphi) & \mathbf{q}_{\Delta_\varphi}^H \mathbf{s}_{sc}(\theta, \varphi) \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} \alpha_1 e^{j\theta_1} & \alpha_2 e^{j\theta_2} & \alpha_3 e^{j\theta_3} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (9)$$

其中, \mathbf{q}_Σ 为静态和波束权矢量, $\mathbf{q}_{\Delta_\theta}$ 和 $\mathbf{q}_{\Delta_\varphi}$ 分别为方位维、俯仰维对应的静态差波束权矢量, $\mathbf{s}_{sc}(\theta, \varphi)$ 为阵元空域导向矢量. 图 1 给出了和波束(主瓣区域)幅度响应示意图,这里假设天线主波束指向为 0° . 由于和波束在天线主波束指向方向上幅度响应归一化后幅度值为 1, 相位响应为 0, 差波束在天线主波束指向方向上幅度响应始终为 0, 因此天线主波束指向处对应的波束空域导向矢量取值为 $[1 \ 0 \ 0]^T$, 即式(8)中的 $\mathbf{s}_s(\theta_0, \varphi_0) = [1 \ 0 \ 0]^T$.

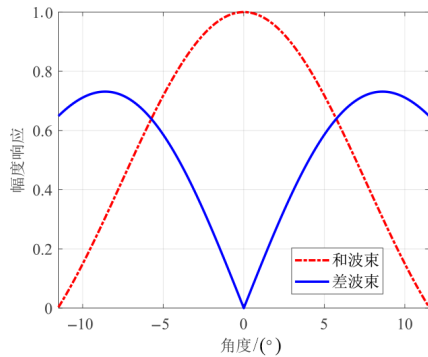


图 1 和差波束(主瓣区域)幅度响应特性

实际上,将式(7)和式(8)中波束空域导向矢量取为 $[1 \ 0 \ 0]^T$, 其物理意义就是固定和通道权系数,自适应调整方位差、俯仰差通道的权系数,同时利用方位差、俯仰差通道杂波数据对消和通道杂波数据,使得输出杂波噪声功率最小,得到和通道杂波抑制后的距离-多普勒输出结果. 同理,将空域导向矢量取为 $[0 \ 1 \ 0]^T$, 可以得到方位差通道杂波抑制后的距离-多普勒输出结果;将空域导向矢量取为 $[0 \ 0 \ 1]^T$, 可以得到俯仰差通道杂波抑制后的距离-多普勒输出结果. 对和通道的距离-多普勒输出结果进行恒虚警检测(Constant False Alarm Rate, CFAR)处理,得到目标所在距离门、多普勒通道,将

和、方位差、俯仰差通道距离-多普勒输出结果在对应位置处的复响应值,分别记为 $o_\Sigma, o_{\Delta_\theta}, o_{\Delta_\varphi}$. 根据目标在和通道、方位差通道、俯仰差通道的输出复响应值,计算得到单脉冲比(此处取实部,实际上,根据和差波束形成方式与计算公式,可以选取实部、虚部或复数形式),即

$$r_\theta = \text{Re} \left\{ \frac{o_{\Delta_\theta}}{o_\Sigma} \right\}, \quad r_\varphi = \text{Re} \left\{ \frac{o_{\Delta_\varphi}}{o_\Sigma} \right\} \quad (10)$$

其中, r_θ 为方位维单脉冲比, r_φ 为俯仰维单脉冲比, $\text{Re} \{ \cdot \}$ 表示取实部. 单脉冲测角公式为

$$u = u_0 + \frac{r}{k} \quad (11)$$

其中, u 为估计得到的目标角度, u_0 为和波束中心指向角度, r 为单脉冲比, k 为鉴角曲线斜率. 根据方位维、俯仰维鉴角曲线斜率 k_θ 和 k_φ , 计算得到目标方位角、俯仰角的估计值

$$\theta = \theta_0 + \frac{r_\theta}{k_\theta}, \quad \varphi = \varphi_0 + \frac{r_\varphi}{k_\varphi} \quad (12)$$

4 目标角度估计性能分析

由于杂波和噪声的影响,目标角度估计总是存在一定的误差,本节主要分析杂波剩余对角度估计性能的非一致性影响. 根据上文提到的单脉冲测角式(11),可以发现目标角度估计精度只和 r/k 有关,因此由杂波和噪声引起的目标角度估计偏差可以表示为

$$\begin{aligned} e_u &= \frac{1}{k} \left\{ \text{Re} \left\{ \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_0}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_0} - \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0s}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} \right\} \right\} \\ &= \frac{1}{k} \left\{ \text{Re} \left\{ \frac{\mathbf{w}_\Delta^H (\mathbf{x}_{0s} + \mathbf{x}_{0cn})}{\mathbf{w}_\Sigma^H (\mathbf{x}_{0s} + \mathbf{x}_{0cn})} - \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0s}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} \right\} \right\} \\ &= \frac{1}{k} (R - R_0) \end{aligned} \quad (13)$$

其中, \mathbf{x}_0 为目标所在距离门对应的回波数据, \mathbf{x}_{0s} 和 \mathbf{x}_{0cn} 分别为目标所在距离门对应的信号分量、杂波噪声分量, $R = \text{Re} \left\{ \frac{\mathbf{w}_\Delta^H (\mathbf{x}_{0s} + \mathbf{x}_{0cn})}{\mathbf{w}_\Sigma^H (\mathbf{x}_{0s} + \mathbf{x}_{0cn})} \right\}$ 表示考虑回波数据包含目标、杂波、噪声对应的单脉冲比, $R_0 = \text{Re} \left\{ \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0s}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} \right\}$ 表示仅考虑回波数据包含目标信号对应的理想单脉冲比. 单脉冲比 R 可以进一步表示为

$$\begin{aligned} R &= \text{Re} \left\{ \frac{\mathbf{w}_\Delta^H (\mathbf{x}_{0s} + \mathbf{x}_{0cn})}{\mathbf{w}_\Sigma^H (\mathbf{x}_{0s} + \mathbf{x}_{0cn})} \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ \left(\frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0s}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} + \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0cn}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} \right) \times \left(1 + \frac{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0cn}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} \right)^{-1} \right\} \end{aligned} \quad (14)$$

假设相干处理后和通道中目标输出信杂噪比较大,满足 $\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0cn} / \mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s} \approx 0$, 那么式(14)可以简化为

$$\begin{aligned}
R &= \operatorname{Re} \left\{ \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0s}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} + \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0cn}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} \right\} \\
&= R_0 + \operatorname{Re} \left\{ \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0cn}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} \right\}
\end{aligned} \quad (15)$$

因此式(13)可以表示为

$$\mathbf{e}_u = \frac{1}{k} (R - R_0) = \frac{1}{k} \operatorname{Re} \left\{ \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0cn}}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}} \right\} \quad (16)$$

假设杂波噪声 \mathbf{x}_{0cn} 满足零均值复高斯分布,那么 \mathbf{x}_{0cn} 的实部和虚部也满足零均值高斯分布,且实部和虚部方差相等,即

$$\begin{cases} \operatorname{E} \{ \mathbf{x}_{0cn} \} = \operatorname{E} \{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{x}_{0cn} \} \} = \operatorname{E} \{ \operatorname{Im} \{ \mathbf{x}_{0cn} \} \} = 0 \\ \operatorname{var} \{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{x}_{0cn} \} \} = \operatorname{var} \{ \operatorname{Im} \{ \mathbf{x}_{0cn} \} \} \end{cases} \quad (17)$$

其中, $\operatorname{E} \{ \cdot \}$ 表示取均值, $\operatorname{Im} \{ \cdot \}$ 表示取虚部, $\operatorname{var} \{ \cdot \}$ 表示取方差. 令 $\mathbf{Q} = \mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0cn} / \mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}$, 由于 $\mathbf{w}_\Delta^H / \mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s}$ 是一个常量向量,因此可以得到

$$\begin{cases} \operatorname{E} \{ \mathbf{Q} \} = \operatorname{E} \{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \} \} = \operatorname{E} \{ \operatorname{Im} \{ \mathbf{Q} \} \} = 0 \\ \operatorname{var} \{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \} \} = \operatorname{var} \{ \operatorname{Im} \{ \mathbf{Q} \} \} \end{cases} \quad (18)$$

显然 $\operatorname{E} \{ \mathbf{e}_u \} = 0$. 目标角度估计偏差的方差为

$$\begin{aligned}
\operatorname{var} \{ \mathbf{e}_u \} &= \operatorname{E} \{ \mathbf{e}_u \mathbf{e}_u^T \} - \operatorname{E} \{ \mathbf{e}_u \} \operatorname{E} \{ \mathbf{e}_u \}^T \\
&= \operatorname{E} \{ \mathbf{e}_u \mathbf{e}_u^T \} \\
&= \frac{1}{k^2} \operatorname{E} \left\{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \} \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \}^T \right\} \\
&= \frac{1}{2k^2} \operatorname{E} \left\{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H \} + \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \mathbf{Q}^T \} \right\}
\end{aligned} \quad (19)$$

其中,

$$\operatorname{E} \left\{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H \} \right\} = \operatorname{E} \left\{ \operatorname{Re} \left\{ \frac{\mathbf{w}_\Delta^H \mathbf{x}_{0cn} \mathbf{x}_{0cn}^H \mathbf{w}_\Delta}{\mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{x}_{0s} \mathbf{x}_{0s}^H \mathbf{w}_\Sigma} \right\} \right\} = \frac{\sigma_{\Delta cn}^2}{\sigma_{\Sigma s}^2} \quad (20)$$

$$\begin{aligned}
\operatorname{E} \left\{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \mathbf{Q}^T \} \right\} &= \operatorname{E} \left\{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \} \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \}^T - \operatorname{Im} \{ \mathbf{Q} \} \operatorname{Im} \{ \mathbf{Q} \}^T \right\} \\
&= \operatorname{var} \{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \} \} + \operatorname{E} \{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \} \} \operatorname{E} \{ \operatorname{Re} \{ \mathbf{Q} \} \}^T \\
&\quad - \operatorname{var} \{ \operatorname{Im} \{ \mathbf{Q} \} \} - \operatorname{E} \{ \operatorname{Im} \{ \mathbf{Q} \} \} \operatorname{E} \{ \operatorname{Im} \{ \mathbf{Q} \} \}^T \\
&= 0
\end{aligned} \quad (21)$$

其中, $\sigma_{\Delta cn}^2$ 为目标所在距离门对应的差通道的剩余杂波噪声功率, $\sigma_{\Sigma s}^2$ 为目标所在距离门对应的和通道的输出信号功率. 综上,式(19)可以进一步表示为

$$\begin{aligned}
\operatorname{var} \{ \mathbf{e}_u \} &= \frac{1}{2k^2} \frac{\sigma_{\Delta cn}^2}{\sigma_{\Sigma s}^2} \\
&= \frac{1}{2k^2} \frac{\sigma_{\Delta c}^2 + \sigma_{\Delta n}^2}{\sigma_{\Sigma s}^2} \\
&= \frac{1}{2k^2} \frac{\operatorname{CNR}_\Delta + 1}{\operatorname{SNR}_\Sigma}
\end{aligned} \quad (22)$$

其中, $\sigma_{\Delta c}^2$ 为目标所在距离门对应的差通道的剩余杂波功率, σ_n^2 为噪声功率, $\operatorname{CNR}_\Delta$ 为剩余杂噪比, $\operatorname{SNR}_\Sigma$ 为目标所在距离门对应的和通道的输出信噪比.

根据以上分析可以看出,影响目标角度估计性能的因素主要是鉴角曲线的斜率、目标所在距离门对应差通道的剩余杂噪比以及目标在和通道的输出信噪比. 差通道杂波剩余会导致角度估计性能变差,和通道中目标输出信噪比越大,角度估计性能越好. 另外需要说明的是,模拟天线各单元幅相误差的存在,导致和差波束畸变,鉴角曲线的斜率偏离理论值,角度估计性能下降,在实际工程应用中,可以根据实际雷达设备的天线规模及信号波长等信息利用信号源进行近场标定和远场验证,修正鉴角曲线的斜率,提高测角精度.

5 仿真分析

本节通过仿真实验验证所提方法的有效性,仿真参数如表1所示. 为了实现副瓣较低且可控的和差方向图,仿真实验分别采用Taylor权和Bayliss权进行和差波束的合成,需要说明的是,本文采用规则的二维矩形平面阵列,可以采用分离口径法将一维线阵的Taylor/Bayliss权值应用到此二维平面阵列.

表1 仿真参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
载波频率	1.25 GHz	脉冲数	64
波长	0.24 m	脉冲重复频率	2 kHz
阵元间距	0.12 m	和波束旁瓣电平	-30 dB
阵列行数	12	差波束旁瓣电平	-30 dB
阵列列数	36	波束指向方位角	90°
采样率	5 MHz	波束指向俯仰角	0°
平台速度	120 m/s	目标方位角	91°
平台高度	8 km	目标俯仰角	0°

5.1 杂波抑制输出结果

图2分别给出了利用传统PD处理以及本文所提方法抑制杂波后的输出结果,此处为了显示清楚,仅给出目标所在距离门左右两侧各100个距离门的仿真结果. 其中,图2(a)表示利用传统PD处理后的距离-多普勒输出结果,图2(b)~(d)分别表示利用本文方法处理之后的和通道、方位差通道、俯仰差通道的距离-多普勒输出结果. 图中方框内表示目标所在位置. 根据图2(a)可以看到,经过传统PD处理后,杂波依旧有很多剩余,目标淹没在杂波中,难以被检测出来,并且主瓣杂波依旧占据较多的多普勒通道,严重影响慢速目标检测性能. 根据图2(b)可以看到,经过本文方法处理之后,和通道杂波剩余很少,并且主瓣杂波被压缩在较少的多普勒通道内,更有利于慢速运动目标的检测,根据图2(c)和图2(d)可以看到,方

位差通道和俯仰差通道的杂波在很大程度上也得到了抑制. 对和通道的距离-多普勒输出结果进行 CFAR 处理, 得到目标所在距离门、多普勒通道, 根据此信

息, 获取目标在和、方位差、俯仰差通道的复响应值, 利用式(10)~(12)便可以实现目标方位角和俯仰角的估计.

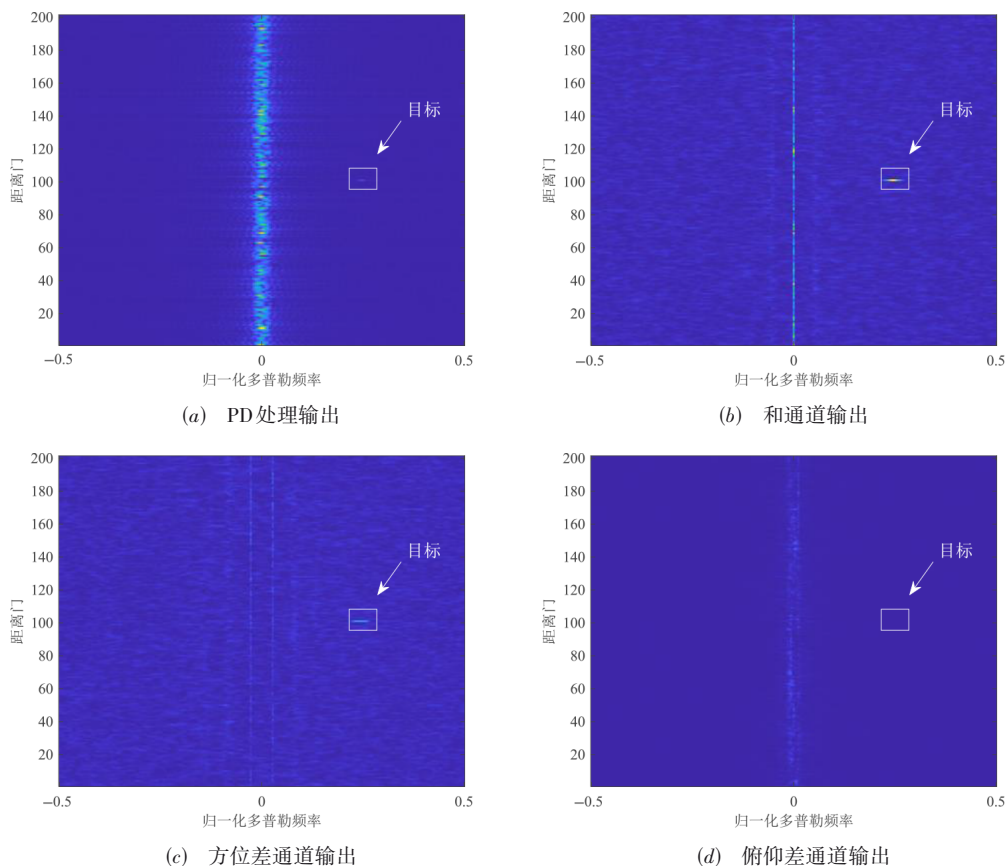


图2 距离-多普勒图

5.2 角度估计性能分析

下面在杂波和噪声背景下, 采用均方根误差 (Root Mean Squared Error, RMSE) 来量化分析所提方法的目标角度估计性能. 目标角度估计值的均方根误差定义为

$$\theta_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (\hat{\theta}_m - \theta)^2}$$

其中, M 表示 Monte-Carlo 实验次数, $\hat{\theta}_m$ 表示第 m 次估计得到的目标角度, θ 表示实际的目标角度. 假设独立的 Monte-Carlo 实验次数为 200 次, 下面分别给出目标位于主瓣杂波区域、旁瓣杂波区域两种情况下, 目标方位角估计值 RMSE 随着输入信噪比 (Signal Noise Ratio, SNR) 的变化曲线. 为了说明所提方法的有效性, 本文将其与多通道阵列体制下的常规 STAP 单脉冲方法以及文献[21]中的方法进行比较. 其中, 文献[21]在常规 STAP 单脉冲方法的基础上, 利用自适应波束方向图保形技术, 使得在抑制杂波的同时, 自适应鉴角曲线与静态鉴角曲线尽可能一致, 从而获得较高的测角精度. 图 3(a) 表示目标位于旁瓣杂波区域时, 角度估计 RMSE 随着输入 SNR 的变化曲线,

可以看出 3 种方法的角度估计 RMSE 均随着输入 SNR 的增大而减小, 即测角精度随着输入 SNR 的增大而提高. 当输入信噪比为 -10 dB 时, 输出信杂噪比约为 10 dB, 角度估计 RMSE 为 0.7° , 约为 1/10 波束宽度; 当输入信噪比为 -5 dB 时, 输出信杂噪比约为 15 dB, 角度估计 RMSE 为 0.3° , 约为 1/20 波束宽度. 图 3(b) 表示目标位于主瓣杂波区域时, 角度估计 RMSE 随着输入 SNR 的变化曲线, 可以看出, 多通道阵列体制下的常规 STAP 单脉冲方法在较高输入信噪比的情况下, 角度估计误差仍然较大, 这是因为自适应处理引起和差波束主瓣畸变, 目标单脉冲比失真严重. 文献[21]所提方法的角度估计 RMSE 随着输入 SNR 的增大而减小, 角度估计性能损失较小, 这是因为该方法通过自适应方向图保形技术, 保持自适应鉴角曲线与静态鉴角曲线尽可能一致, 因此相对于常规 STAP 单脉冲方法以及本文所提方法, 具有更高的角度估计精度. 模拟和差天线体制下的本文方法在较高输入信噪比的情况下, 角度估计性能较差, 这主要是因为自适应处理导致目标单脉

冲比偏离静态鉴角曲线,其次是差通道杂波剩余导致角度估计性能有所损失.另外,根据此仿真结果可以看出,本文方法在模拟和差天线体制雷达下的测角性能,与多通道阵列体制雷达基于常规STAP单脉冲方法的

测角性能是一致的:若目标位于旁瓣杂波区域,角度估计性能较好;若目标位于主瓣杂波区域,自适应处理导致和差波束主瓣畸变,目标单脉冲比偏离静态鉴角曲线,造成角度估计性能有所损失.

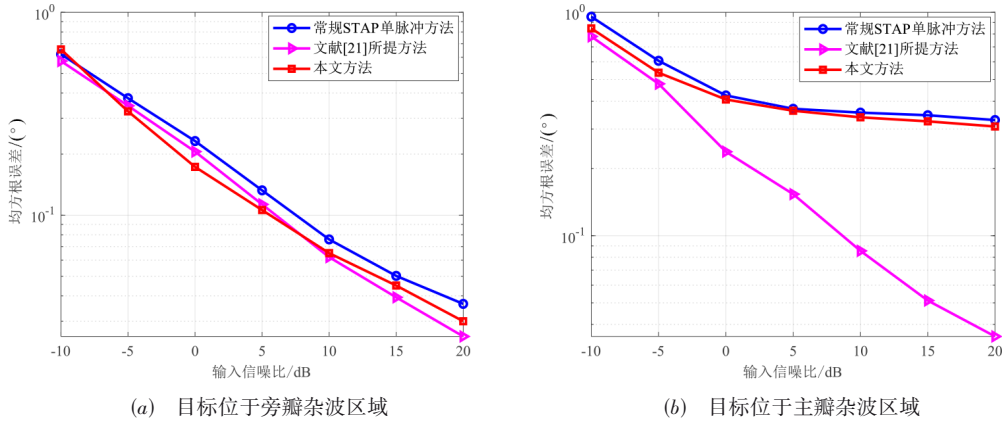


图3 目标角度估计均方根误差随着输入信噪比的变化曲线

图4表示200次 Monte-Carlo 实验估计得到的目标方位角估计值统计分布盒须图与输入信噪比的关系.图4(a)表示目标位于旁瓣杂波区域时,200次 Monte-Carlo 实验估计得到的目标方位角统计分布盒须图,可以看出,随着输入信噪比的增大,箱子高度减小,红色“+”符号表示的异常值减少,说明角度估计值的分布更加集中于目标真实角度,角度估计精度越来越

高.图4(b)表示目标位于主瓣杂波区域时,200次 Monte-Carlo 实验估计得到的目标方位角统计分布盒须图,随着输入信噪比的增大,箱子高度越来越小,说明角度估计值的分布更加集中,但是,即使在高输入信噪比的情况下,角度估计值仍然略偏离目标真实角度,这是因为自适应处理引起和差波束主瓣畸变,导致目标单脉冲比估计不准确,造成角度估计性能有所下降.

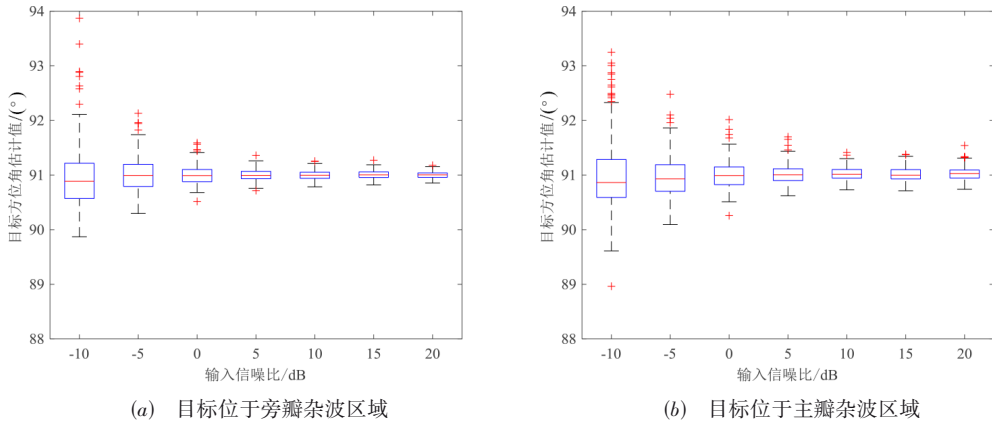


图4 目标角度估计值统计分布与输入信噪比的关系

假设目标位于旁瓣杂波区域,固定目标输入信噪比为5 dB,图5给出了目标位于和波束中心指向附近不同角度的测角性能示意图.图中“o”符号表示实际的目标角度值,“+”符号表示200次 Monte-Carlo 实验估计得到的角度平均值,目标真实角度值和估计角度值之间通过黑色直线相连,两者之间的直线越长,说明目标角度估计误差越大,可以看到,在和波束中心指向附近,本文所提方法具有较高的角度估计精度,随着目标

远离和波束中心,角度估计误差有所增大,这是因为目标偏离波束中心引起目标信噪比降低,导致单脉冲比估计不准确,造成角度估计精度下降.

下面采用均方根误差 (RMSE) 来量化分析由杂波和噪声引起的单脉冲比浮动情况.由杂波和噪声引起的单脉冲比均方根误差定义为 $r_{\text{RMSE}} =$

$$\sqrt{\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (R_m - R_{0m})^2}$$

其中, R_m 表示考虑目标、杂波、噪

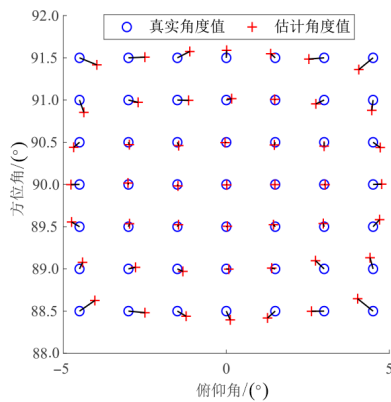
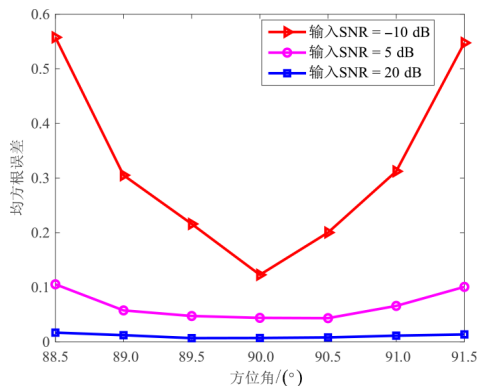
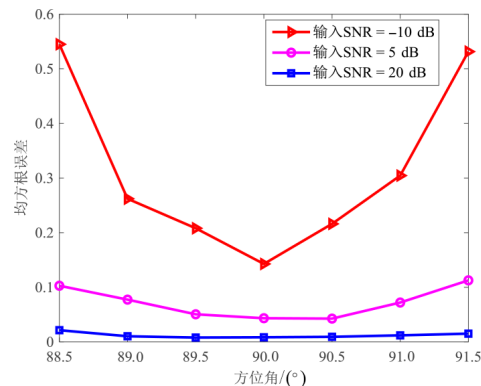


图5 角度估计结果

声的情况下第 m 次得到的单脉冲比, R_{0m} 表示仅考虑目标信号的情况下第 m 次得到的单脉冲比. 假设独立的 Monte-Carlo 实验次数为 200 次, 固定目标俯仰角位于波



(a) 目标位于旁瓣杂波区域



(b) 目标位于主瓣杂波区域

图6 杂波和噪声引起的单脉冲比均方根误差

6 结论

针对模拟和差天线体制运动平台雷达经过空时自适应处理后难以还原鉴角曲线的问题, 本文提出了和差天线体制空时自适应测角方法, 并且对其测角性能进行了理论推导与仿真分析, 具体结论如下: (1) 该方法的目标角度估计精度主要取决于和通道输出信噪比以及差通道的剩余杂噪比, 杂波剩余引起目标单脉冲比浮动, 导致目标角度估计性能下降, 目标输出信噪比越大, 角度估计精度越高; (2) 该方法在模拟和差天线体制雷达下的测角性能, 与多通道阵列体制雷达基于常规 STAP 单脉冲方法的测角性能是一致的; (3) 该方法在空域仅利用和、方位差、俯仰差 3 个空域自由度便可以实现角度估计, 其系统复杂度低, 实时性高, 在工程实践中具有比较好的应用前景.

参考文献

[1] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京: 清华大

学出版社, 2000.
WANG Y L, PENG Y N. Space-Time Adaptive Processing [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000. (in Chinese)
[2] GUERCI J R. Space-Time Adaptive Processing for Radar [M]. Boston: Artech House, 2003.
[3] KLEMM R. Principles of Space-Time Adaptive Processing [M]. 3rd ed. London: Institution of Electrical Engineers, 2006.
[4] SKOLNIK M I. Introduction to Radar Systems[M]. 3rd ed. New York: McGraw Hill Higher Education, 2002.
[5] NICKEL U. Monopulse estimation with adaptive arrays[J]. IEE Proceedings F(Radar and Signal Processing), 1993, 140(5): 303-308.
[6] WARD J. Space-time adaptive processing for airborne radar[C]/IEE Colloquium on Space-Time Adaptive Processing. London: IEE, 1998: 2(1-6).

- [7] WANG H, ZHANG Y, ZHANG Q, et al. An improved and affordable space-time adaptive processing approach[C]//Proceedings of International Radar Conference. Beijing: IEEE, 1996: 72-77.
- [8] BROWN R D, WICKS M C, ZHANG Y, et al. A space-time adaptive processing approach for improved performance and affordability[C]//Proceedings of the 1996 IEEE National Radar Conference. Ann Arbor: IEEE, 1996: 321-326.
- [9] WANG H, ZHANG Y, ZHANG Q. Lessons learned from recent STAP experiments[C]//Proceedings of International Radar Conference. Beijing: IEEE, 1996: 761-765.
- [10] WANG H. An overview of space-time adaptive processing for airborne radars[C]//Proceedings of International Radar Conference. Beijing: IEEE, 1996: 789-794.
- [11] ZHANG Y H, HONG W. Further study on space-time adaptive processing with sum and difference beams[C]//IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Montreal: IEEE, 1997: 2422-2425.
- [12] ZHANG Y, WANG H. Further results of $\Sigma\Delta$ -STAP approach to airborne surveillance radars[C]//Proceedings of the 1997 IEEE National Radar Conference. Syracuse: IEEE, 1997: 337-342.
- [13] BROWN R D, SCHNEIBLE R A, WICKS M C, et al. STAP for clutter suppression with sum and difference beams[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 634-646.
- [14] MOO P M. GMTI performance of $\Sigma\Delta$ -STAP for a forward-looking radar[C]//Proceedings of the 2001 IEEE Radar Conference. Atlanta: IEEE, 2001: 258-263.
- [15] PAINE A S. Minimum variance monopulse technique for an adaptive phased array radar[J]. IEEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 1998, 145(6): 374-380.
- [16] NICKEL U. Performance analysis of space-time-adaptive monopulse[J]. Signal Processing, 2004, 84(9): 1561-1579.
- [17] NICKEL U. Overview of generalized monopulse estimation[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2006, 21(6): 27-56.
- [18] NICKEL U R O, CHAUMETTE E, LARZABAL P. Statistical performance prediction of generalized monopulse estimation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(1): 381-404.
- [19] FANTE R L. Synthesis of adaptive monopulse patterns [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1999, 47(5): 773-774.
- [20] 陈功, 谢文冲, 王永良. 基于空时联合约束的机载雷达

STAP单脉冲角度估计方法[J]. 电子学报, 2015, 43(3): 489-495.

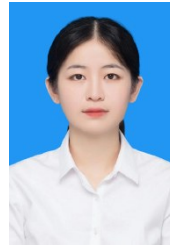
CHEN G, XIE W C, WANG Y L. Space-time adaptive monopulse angle estimation approach for airborne radar based on space-time joint constraint[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(3): 489-495. (in Chinese)

[21] XU J W, WANG C H, LIAO G S, et al. Sum and difference beamforming for angle-Doppler estimation with STAP-based radars[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(6): 2825-2837.

[22] XU J W, ZHU S Q, LIAO G S, et al. Joint magnitude and phase constrained STAP approach[J]. Digital Signal Processing, 2015, 46: 32-40.

[23] XIONG Y Y, XIE W C. Multi-difference beams adaptive iterative monopulse estimation method for airborne radar [J]. Digital Signal Processing, 2022, 120: 103260.

作者简介



阚庆云 女, 1997年11月出生于安徽省宿州市. 现为西安电子科技大学博士研究生. 主要研究方向为空时自适应处理, 动目标检测.
E-mail: kqy@stu.xidian.edu.cn



许京伟(通讯作者) 男, 1987年5月出生于山东省日照市. 现为西安电子科技大学副教授, 博士生导师. 主要研究方向为波形分集技术、雷达系统建模、阵列信号处理等.
E-mail: xujingwei1987@163.com



廖桂生 男, 1963年6月出生于广西壮族自治区桂林市. 现为西安电子科技大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为雷达系统技术、阵列信号处理、动目标检测等.
E-mail: liaogs@xidian.edu.cn