

多载频 MIMO 雷达的空时超分辨算法

杨明磊 陈伯孝 秦国栋 张守宏

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 该文建立了多载频 MIMO (Multi-Carrier-Frequency MCF-MIMO) 雷达的信号模型, 指出信号预处理后在接收端形成一个阵元数为 $N_t \times N_r$ 的等效阵列 (N_t , N_r 分别为发射和接收阵元数), 推导出窄带情况下导向矢量是发射和接收导向矢量的 kronecker 积, 并针对该特点提出了采用空时 2 维 MUSIC 方法来实现距离和角度的超分辨, 从而提高在多目标环境中目标距离以及角度的估计精度。推导了距离和角度估计的 Cramer-Rao 界, 并仿真研究了估计性能与信噪比、快拍数和波达方向的关系, 最后给出了面阵情况下 3 维空时超分辨的仿真结果, 验证了该算法在面阵多维情况下的有效性。

关键词: 多载频 MIMO 雷达; 多维 MUSIC; 空时超分辨算法; Cramer-Rao Bound (CRB)

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)09-2048-05

Spatial-Temporal Super Resolution Algorithm of Multi-Carrier-Frequency MIMO Radar

Yang Ming-lei Chen Bai-xiao Qin Guo-dong Zhang Shou-hong

(National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The signal model of MCF-MIMO (Multi-Carrier-Frequency MIMO) Radar are constructed first in this paper. Then an equivalent array with $N_t \times N_r$ antennas is formed after the signal preprocessing, where N_t and N_r are respectively the transmitted and received antenna number, and the equivalent steering vector is the kronecker product of transmitted steering vector and received steering vector in the case of narrow band signal. And it is proposed to adopt the Spatial-Temporal MUSIC (MUltiple Signal Characterization) method to realize the super resolution of range and angle based on the above characteristics and to improve the estimating precision of range and angle when there are many targets. The Cramer-Rao bound of range and angle estimation are derived and also the variation of estimation variance of range and angle with Signal to Noise Ratio (SNR), snap number and direction of arrival are studied and simulated. Finally the simulation results of multi-dimensional spatial-temporal super resolution algorithm with planar array are presented and they validate the application of the algorithm in the case of planar array and multi-dimensional.

Key words: Multi-Carrier-Frequency (MCF)-MIMO radar; Multi-dimensional MUSIC; Spatial-temporal super resolution algorithm; Cramer-Rao Bound (CRB)

1 引言

MIMO 雷达是最近几年新提出的一个概念, 它能够以波形分集的方式来大大的改善雷达的性能^[1-3]。多载频信号以其容易产生和分离以及能够实现发射信号正交性的要求, 越来越引起研究者的注意。文献[1,2]研究的米波稀布阵综合脉冲孔径雷达(SIAR)采用均匀分布在两个圆周上的 N_t 个天线发射和 N_r 个天线接收, 发射信号采用不同载频、彼此相互正交的单频信号, 我们称这种利用频率分集和空间分集的方法来使发射信号正交的多发射多接

收的雷达系统为多载频 MIMO 雷达(MCF-MIMO radar)。文献[4]研究的微波综合脉冲孔径雷达发射阵采用稀布子阵集, 接收阵采用密布子阵形式, 也是一种典型的多载频 MIMO 雷达。要想获得较高的距离和角度分辨率, 则需要大带宽和大的阵列孔径, 但某些应用场合限制了带宽和孔径的大小, 超分辨处理方法以特定的条件下高的分辨力、估计精度和稳定性得到了广泛的关注^[5-8]。文献[5,6]指出高频地波超视距雷达的距离和方位存在耦合关系, 并利用这种耦合关系采用 MUSIC 算法获得目标距离和方位角的超分辨。文献[7]研究了基于 SIAR 的单基地 MIMO 雷达的 DOA 估计及其性能分析, 讨论了存在多径条件下目标方位和俯仰角的估计问题, 不过文中没有考虑目标距离的超分辨及其影响。本文对

2008-06-24 收到, 2009-05-25 改回

2006 年教育部新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-06-0856)和国家部委基金(51307050102)资助课题

以上内容进行推广,研究发射接收均为阵列的多载频 MIMO 雷达的空时超分辨处理方法,并详细推导和分析其性能。

2 多载频 MIMO 雷达的信号模型

假设多载频 MIMO 雷达有 N_t 个发射阵元和 N_r 个接收阵元,取信号形式为 LFM 脉冲,则第 k 个阵元的发射信号可写成

$$S_{ek}(t) = \text{rect}(t/T_e) \exp[j2\pi(f_k t + 0.5\mu t^2)], 0 \leq t \leq T_e \quad (1)$$

其中 f_k 为第 k 个发射阵元的载频, $f_k = f_0 + c_k \Delta f$, f_0 为中心载频, c_k 为第 k 个阵元的发射信号频率编码 $c_k \in \{0, 1, \dots, N_e - 1\}$, μ 为调频斜率。当信号的调频带宽 B_u 不是很大时,各阵元发射信号彼此都是正交的,在空间叠加后不形成方向图,即辐射能量在所有方向上均匀分布^[1,2]。

第 l 个接收天线接收到距离 R 处目标的回波信号为

$$r_l(t) = \sum_{k=1}^{N_t} s_k(t - \tau_{0kl}) = \sum_{k=1}^{N_t} \text{rect}[(t - \tau_{0kl})/T_e] \cdot \exp\{j2\pi[f_k(t - \tau_{0kl}) + 0.5\mu(t - \tau_{0kl})^2]\} \quad (2)$$

式中, τ_{0kl} 为第 k 个发射阵元-目标-第 l 个接收阵元之间的延时, $\tau_{0kl} = \tau_0 - \Delta\tau_{tk} - \Delta\tau_{rl} - v_r t'/c$, $\tau_0 = 2R/c$; $\Delta\tau_{tk}$, $\Delta\tau_{rl}$ 分别为目标与第 k 个发射阵元相对于发射阵中心和第 l 个接收阵元相对于接收阵中心的延时差,与阵列形状有关。 v_r 为目标的径向速度, $t' = t + m \cdot T_r$ ($0 < t < T_r$), t 表示距离维采样时间(快时间), T_r 为调频周期, m 为调频周期数。

回波信号预处理的流程如图 1 所示,对每路接收信号解调频(Dechirp)、通道分离、低通滤波和距离压缩(FFT)后,则对应粗测距离 R 处的回波信号

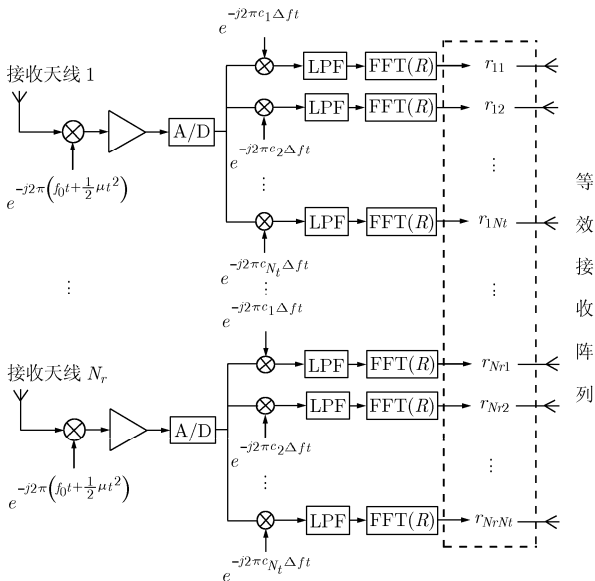


图 1 多载频 MIMO 雷达信号预处理流程图

可近似表示为

$$r_{kl}(R, mT_r) \approx A_r \exp[-j2\pi f_k(\tau_0 - \Delta\tau_{tk} - \Delta\tau_{rl})] \cdot \exp(j2\pi f_k v_r mT_r / c), \quad k=1, \dots, N_t; l=1, \dots, N_r; m=1, 2, \dots, M \quad (3)$$

式中, mT_r 为多普勒采样时间(慢时间), A_r 为经过距离维 FFT 处理后目标信号的幅度, M 表示相干积累脉冲数。当信号的带宽不是很大时,可认为各路信号引起的多普勒频率近似相等,并可忽略发射频率差对接收阵列导向矢量的影响,则有

$$r_{kl}(R, mT_r) \approx \exp(j2\pi f_0 \Delta\tau_{rl}) \exp[-j2\pi f_k(\tau_0 - \Delta\tau_{tk})] \cdot s(mT_r), \quad m=1, 2, \dots, M \quad (4)$$

其中

$$s(mT_r) = A_r \exp(j2\pi f_k v_r mT_r / c) \approx A_r \exp(j2\pi f_0 v_r mT_r / c) \quad (5)$$

可将通道分离后 N_r 路信号视为一个等效阵列的接收信号,则所有接收天线信号扩展为一个更大的等效阵列,如图 1 中虚线框所示,其等效的阵元数为 $N_e = N_t \times N_r$,这样阵列的自由度和可分辨目标的个数都大大增加了^[3]。为了信号处理的一致性以及后续的性能分析,本文所提的等效阵元数没有将相同相位中心的阵元合并,而只由发射和接收阵元数决定,这与文献[3]有所不同。

等效阵列的输出可表示为

$$\mathbf{x}(mT_r) = [\mathbf{r}_1; \mathbf{r}_2; \dots; \mathbf{r}_{N_e}] + \mathbf{N}(mT_r) = \text{diag}[\mathbf{a}(R, \theta)]s(mT_r) + \mathbf{N}(mT_r) \quad (6)$$

其中 $\mathbf{r}_l = [r_{l1}(R, mT_r), r_{l2}(R, mT_r), \dots, r_{lN_t}(R, mT_r)]^T$, $l=1, 2, \dots, N_r$, $\mathbf{N}(mT_r)$ 为 $N_t N_r \times 1$ 维的高斯白噪声矢量。

此时多载频 MIMO 雷达的等效导向矢量为

$$\mathbf{a}(R, \theta) = \mathbf{a}_r(\theta) \otimes \mathbf{a}_t(R, \theta) \quad (7)$$

即为接收阵列导向矢量 $\mathbf{a}_r(\theta)$ 和发射阵列导向矢量 $\mathbf{a}_t(R, \theta)$ 的 kronecker 积,而且距离和方位信息耦合到一起。其中发射导向矢量和接收导向矢量分别为

$$\mathbf{a}_t(R, \theta) = [e^{-j2\pi f_1(\tau_0 - \Delta\tau_{t1})}, e^{-j2\pi f_2(\tau_0 - \Delta\tau_{t2})}, \dots, e^{-j2\pi f_{N_t}(\tau_0 - \Delta\tau_{tN_t})}]^T$$

$$\mathbf{a}_r(\theta) = [e^{j2\pi f_0 \Delta\tau_{r1}}, e^{j2\pi f_0 \Delta\tau_{r2}}, \dots, e^{j2\pi f_0 \Delta\tau_{rN_r}}]^T$$

将 M 个积累周期(即 M 次快拍)的数据组合成一个矩阵矢量($N_e \times M$ 维)

$$\mathbf{X} = \text{diag}[\mathbf{a}(R, \theta)]\mathbf{S}' + \mathbf{N} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{S}' = [s(T_r) s(2T_r) \dots s(MT_r)]^T$ ($1 \times M$ 维向量)。

对于多目标的情况,假设同一个距离单元内存在 P 个方向不同的信源,则

$$\mathbf{X}_P = \mathbf{A}(R, \theta)\mathbf{S}_P + \mathbf{N} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{A}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}^T(R_1, \theta_1), \mathbf{a}^T(R_2, \theta_2), \dots, \mathbf{a}^T(R_P, \theta_P)]^T$ 为等效阵列的阵列流型矩阵 ($N_t N_r \times P$ 维); $\mathbf{S}_P = [\mathbf{S}'_1, \mathbf{S}'_2, \dots, \mathbf{S}'_P]^T$ 为信号包络矢量矩阵 ($P \times M$ 维)。

本文主要考虑远场窄带情况的处理。

3 多载频 MIMO 雷达的空时超分辨算法

定义等效阵列的协方差矩阵为

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{A}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta})\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta}) + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (10)$$

其中 σ_n^2 表示噪声功率。对其进行特征值分解可得

$$\mathbf{R} = \sum_{i=1}^P \lambda_i \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H + \sum_{i=P+1}^{N_e} \lambda_i \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H = \mathbf{E}_s \boldsymbol{\Lambda}_s \mathbf{E}_s^H + \mathbf{E}_n \boldsymbol{\Lambda}_n \mathbf{E}_n^H \quad (11)$$

其中 $\lambda_i, \mathbf{e}_i (i = 1, 2, \dots, N_e)$ 分别为降序排列的矩阵 \mathbf{R} 的特征值和对应的特征向量; $\mathbf{E}_s = \text{span}\{\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_P\}$ 和 $\mathbf{E}_n = \text{span}\{\mathbf{e}_{P+1}, \mathbf{e}_{P+2}, \dots, \mathbf{e}_{N_e}\}$ 分别表示矩阵 \mathbf{R} 的信号子空间和噪声子空间。

通常, 协方差矩阵 \mathbf{R} 可由有限次快拍估计得到, 其统计一致估计为

$$\widehat{\mathbf{R}} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{x}(mT_r) \mathbf{x}^H(mT_r) \quad (12)$$

相应地, 估计协方差矩阵的特征值分解为

$$\widehat{\mathbf{R}} = \widehat{\mathbf{E}}_s \widehat{\boldsymbol{\Lambda}}_s \widehat{\mathbf{E}}_s^H + \widehat{\mathbf{E}}_n \widehat{\boldsymbol{\Lambda}}_n \widehat{\mathbf{E}}_n^H \quad (13)$$

故该情况下的MUSIC空间谱定义为

$$P_{\text{MUSIC}}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}^H(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta}) \widehat{\mathbf{E}}_n \widehat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{a}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta})]^{-1} \quad (14)$$

由于等效阵列的导向矢量 $\mathbf{a}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta})$ 为目标距离和方位角的函数, 故式(14)定义的MUSIC空间谱也为目标距离和方位角的函数, 仅当 $(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta}) \in \{(R_1, \theta_1), (R_2, \theta_2), \dots, (R_P, \theta_P)\}$ 时, $\mathbf{a}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta})$ 才与 $\widehat{\mathbf{E}}_n$ 正交, $P_{\text{MUSIC}}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta})$ 才会在距离和与方位角上出现峰值, 即通过二维搜索才能够获得目标距离和目标方位角的信息。

当阵列形状为面阵, 并且有方位 θ 和俯仰 φ 两维角度信息时, 等效的导向矢量变为 $\mathbf{a}(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\varphi})$, 因此做空时超分辨处理时, 需要对 (R, θ, φ) 进行三维搜索。

4 性能分析

参数估计的Cramer-Rao界(CRB)给出了参数估计协方差矩阵的下界, 空时2维超分辨处理的CRB如下(具体推导略)。

$$\text{CRB}(\theta) = \frac{1}{2M \cdot \text{SNR}} \cdot \left[\mathbf{D}_\theta^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_\theta - \mathbf{D}_\theta^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_R (\mathbf{D}_R^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_R)^{-1} \mathbf{D}_R^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_\theta \right]^{-1} \quad (15a)$$

$$\text{CRB}(R) = \frac{1}{2M \cdot \text{SNR}} \cdot \left[\mathbf{D}_R^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_R - \mathbf{D}_\theta^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_R (\mathbf{D}_\theta^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_\theta)^{-1} \mathbf{D}_R^H \mathbf{Q} \mathbf{D}_\theta \right]^{-1} \quad (15b)$$

其中, $\mathbf{Q} = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$, $\mathbf{D}_\theta, \mathbf{D}_R$ 分别为等效导向矢量对角度 θ 和对距离 R 的偏导。由式(15)可知, 对角度 θ 和距离 R 超分辨处理的估计方差与等效阵列处的信噪比SNR、快拍数 M 以及阵列的空时方向图及其导数等都有关系。

5 计算机仿真

这里以微波段的多载频MIMO雷达为例, 取脉冲重复周期 $T_r = 500 \mu\text{s}$, 调频带宽 $B_u = 500 \text{ kHz}$, 阵列形状如图2所示, 发射天线为均匀线阵, 间距 $d = 3\lambda/2$, 阵元数 $N_t = 8$, 天线间的频率间隔 $\Delta f = 500 \text{ kHz}$, 故发射信号总带宽为 $B = (N_t - 1)\Delta f + B_u = 4 \text{ MHz}$, 则距离分辨率为 $\delta R_s = c/2B = 37.5 \text{ m}$ 。接收天线与发射天线在同一条直线上, 间距为 $d = \lambda/2$, 接收阵元数 $N_r = 3$, 则信号预处理后接收端等效阵列的阵元数为 $N_e = N_t \times N_r = 24$, 相当于自发自收的等效相位中心如图2中实心圆圈所示, 其有效个数为 $L = N_t \cdot N_r = 24$ 。(当发射和接收阵列的间距关系不同时, 有效相位中心数以及等效接收阵列孔径会有所不同^[3]。)

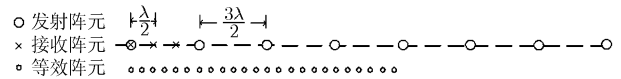


图2 阵列形状以及等效阵列示意图

实验1 考虑同一个距离单元(30 km)内3个目标的情况, 距离分别为29.980 km, 30.000 km和30.020 km, 目标与阵列法线的夹角方向分别为 $-20^\circ, -17^\circ$ 和 5° , 目标速度分别为20 m/s, 50 m/s 和100 m/s, 故前两个目标从距离、角度和多普勒频率上用常规方法都是不能分辨的, 信噪比取为15 dB, 快拍数 $M=64$, 采用多载频MIMO雷达的空时超分辨方法处理结果如图3所示。图3(a)为发射信号采用顺序频率编码的结果, 可见前两个目标联在一起无法分开, 而第3个目标由于角度相差较大可以和前两个目标分开, 但其距离和方位是有耦合的。图3(b), 3(c)是采用优化(可采用遗传算法等优化方法)的频率编码 $c_k = [2, 4, 8, 6, 3, 7, 5, 1]$ 处理的结果, 从图3(b)的距离-方位3维图可以看出, 3个目标被区分开来, 在相应的距离和方位处出现峰值。图3(c)为3维图在距离和角度维上的投影, 从中可以准确地确定目标的距离和方位信息, 与真实值相同。而且由

第3个目标的等高线图,可以看出采用优化后的频率编码形式能够消除距离和方位的耦合^[9],后面的性能仿真都采用优化后的频率编码。

实验2 估计性能与信噪比的关系

阵列形状和波形参数同上,只取一个目标,其距离和方位角分别为30 km和20°,固定快拍数为64,信噪比SNR取-10 dB~30 dB,进行了200次 Monte-Cralo实验,结果如图4所示,其中带三角标志的曲线为实验结果,而带圆圈的为时空超分辨处理的理论CRB。从中可以看出,随着信噪比的增加,估计性能越来越好,当信噪比为10 dB时,角度和距离的估计精度分别达到了0.05°和0.3 m,远超过了系统本身的分辨率;而且当信噪比超过10 dB后,估计结果能够很好的逼近理论CRB,说明了这种方法的有效性。

实验3 估计性能与快拍数的关系

阵列形状和波形参数同上,单个目标的距离和方位角分别为30 km和20°,固定SNR为10 dB,快

拍数分别取为[1,10,50,100,150,200,250,300],进行了200次 Monte-Cralo实验,结果如图5(a), 5(b)所示。从中可以看出,快拍数较少时随着快拍数的增多,估计性能越来越好,当快拍数为100时,角度和距离的估计精度分别达到了0.05°和0.2 m;快拍数超过100后,增加快拍数对估计精度的性能提高不大;而且估计结果同样能够很好的逼近理论CRB。

实验4 估计性能与波达方向的关系

从式(20)可知,性能估计的 CRB 与阵列的等效导向矢量及其导数也有关系,即与目标的波达方向 θ 有关。当目标距离位于 30 km 处,等效接收阵列处的信噪比取为 10dB,快拍数为 64,波达方向在 $-75^\circ \sim 75^\circ$ 之间变化时,可得距离和角度估计的理论 CRB 与波达方向的关系如图 6。从图 6(a)可知,角度估计在阵列法线方向误差最小,均方误差约为 0.13° ,而偏离法线角度越大,估计误差逐渐变大,在偏离法线 75° 时均方误差达到 0.5° 。由图 6(b)可知距离估计性能不随波达方向的改变而变化。

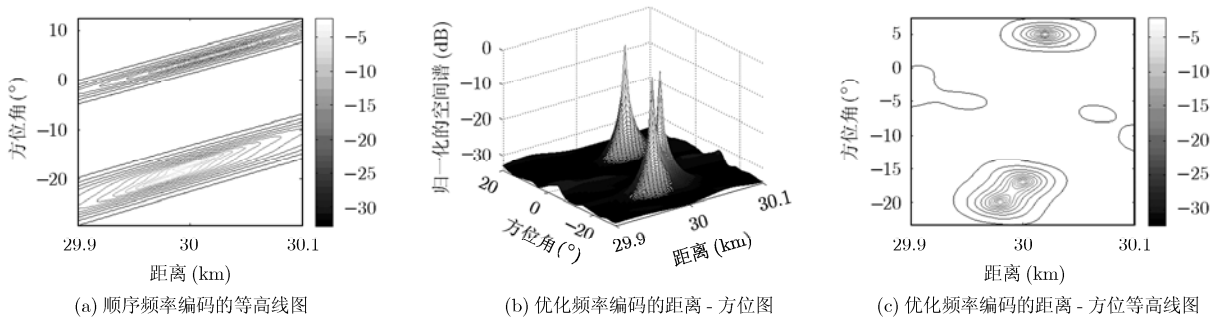
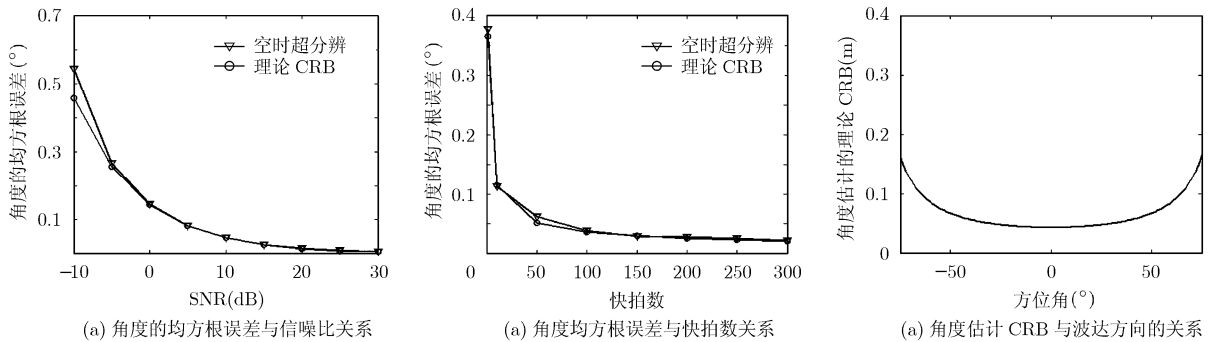
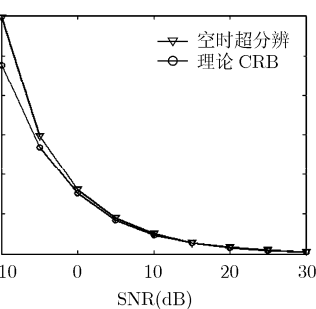


图3 空时超分辨处理结果

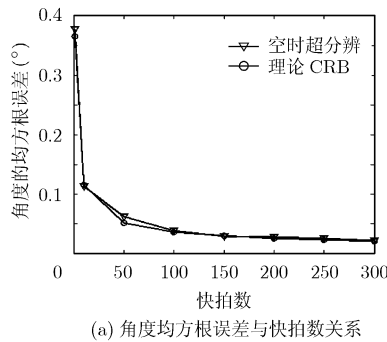


(a) 角度的均方根误差与信噪比关系

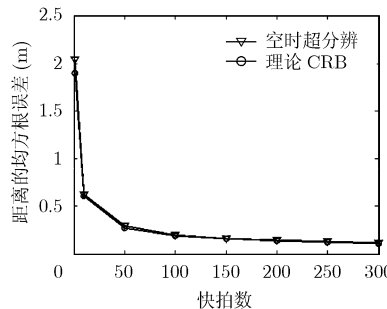


(b) 距离的均方根误差与信噪比关系

图4 估计性能与信噪比关系

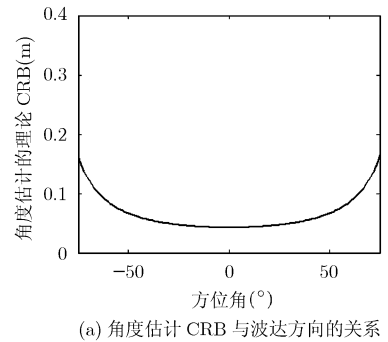


(a) 角度均方根误差与快拍数关系

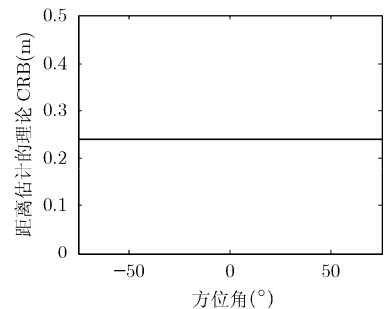


(b) 距离的均方根误差与快拍数关系

图5 估计性能与快拍数关系



(a) 角度估计 CRB 与波达方向的关系



(b) 距离估计 CRB 与波达方向的关系

图6 估计性能与波达方向的关系

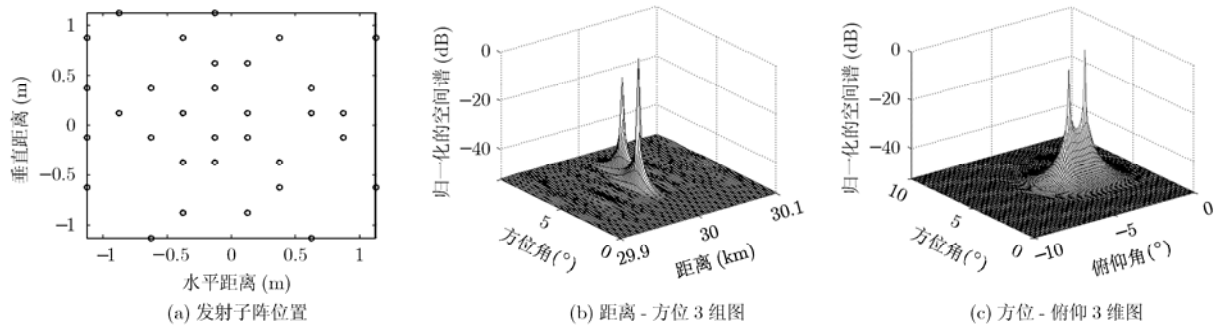


图7 微波 SIAR 的空时超分辨结果

实验5 微波SIAR面阵的空时超分辨

采用文献[4]中的优化后的阵列,即发射接收子阵均为 5×5 阵元的平面子阵,阵元间隔 $\lambda/2$;接收阵列为方形,密布放置 4×4 个子阵;发射阵列采用稀布子阵集的方式,从 10×10 的方形栅格(间距为 2.5λ)中随机选取32个,子阵位置如图7(a)所示。假设有3个目标,其距离、方位、俯仰和幅度分别为 $(30 \text{ km}, 5^\circ, -4^\circ, 0.5)$, $(30 \text{ km}, 5^\circ, -3^\circ, 1)$ 和 $(30.01 \text{ km}, 7^\circ, -3^\circ, 0.2)$,取最大幅度目标的信噪比为15 dB,积累脉冲数 $M=64$,采用3维的空时超分辨方法处理结果如图7所示(距离-俯仰3维图与图7(b)相似,此处省略)。由于3个目标的距离、方位、俯仰角中只有两个量是相同的,所以每个图形中只能看到两个目标的信息;图7(b)的距离-俯仰三维图可以准确得到目标1和目标3的距离和方位角,由图7(c)可以得到目标1和目标2的方位角和俯仰角,而且从图中尖峰的主瓣宽度可知其距离、方位和俯仰的分辨率都很高,实现了超分辨,说明在面阵多维情况下空时超分辨算法同样有效。

6 结束语

多载频MIMO雷达将时域的频率步进转换为空域的频率分集,在接收端经过信号处理形成一个更大的等效阵列(等效阵元数为 $N_t \times N_r$),并且方位和距离存在一定的耦合,本文针对此特点提出了采用空时2维MUSIC方法来实现距离和角度的超分辨,从而提高在多目标环境中目标距离以及方位角的估计精度,同时进一步扩展了超分辨算法的应用领域。

参考文献

- [1] 陈伯孝. SIAR及其四维跟踪处理等技术研究[D]. [博士学位论文], 西安:西安电子科技大学, 1997.
Chen Bai-xiao. Researches on 4-dimensional tracking and long-time coherent integration for synthetic impulse and aperture radar[D]. [Ph.D. dissertation], Xi'an: Xidian University, 1997.
- [2] Chen Duo-fang, Chen Bai-xiao, and Zhang Shou-hong. Multiple-input Multiple-output radar and sparse array synthetic impulse and aperture radar. Proc. of 2006 CIE international conf. on radar, Shanghai, China, 2006: 28-31.
- [3] Li Jian, Stoica P, and Xu Lu-zhou, et al. On parameter identifiability of MIMO radar. IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(12): 968-971.
- [4] 杨明磊, 陈伯孝, 张守宏. 微波综合脉冲孔径雷达方向图综合研究[J]. 西安电子科技大学学报, 2007, 34(5): 738-742.
Yang Ming-lei, Chen Bai-xiao, and Zhang Shou-hong. Study on pattern synthesis of microwave SIAR arrays. Journal of Xidian University, 2007, 34(5): 738-742.
- [5] 苏洪涛, 张守宏, 保铮. 空时超分辨方法在高频地波超视距雷达中的应用[J]. 电子学报, 2006, 34(3): 437-440.
Su Hong-tao, Zhang Shou-hong, and Bao Zheng. Application of spatial-temporal super resolution method in HF-SWR[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(3): 437-440.
- [6] 尚海燕, 苏洪涛, 陈伯孝等. 一种综合发射波束的超分辨处理方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(4): 599-602.
Shang Hai-yan, Su Hong-tao, and Chen Bai-xiao, et al. A study of super-resolution processing of targets within a synthetic transmitting beam[J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(4): 599-602.
- [7] Zhao Guang-hui, Chen Bai-xiao, and Zhou Shou-ping. Direction synthesis in DOA estimation for monostatic MIMO radar based on Synthetic Impulse and Aperture Radar (SIAR) and its performance analysis. Science in China Series E: Technological Sciences, 2008, 51(6): 656-673.
- [8] Stoica P and Nehorai A. MUSIC, Maximum likelihood, and Cramer-Rao Bound[J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, 1989, 37(5): 720-741.
- [9] 陈伯孝, 张守宏. 稀布阵综合脉冲孔径雷达发射信号频率编码的研究[J]. 电子学报, 1997, 25(9): 64-68.
Chen Bai-xiao and Zang Shou-hong. Study of frequency coding of transmitting signals for sparse-array synthetic impulse and aperture radar [J]. Acta Electronica Sinica, 1997, 25(9): 64-68.

- 杨明磊: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为MIMO雷达、综合脉冲与孔径雷达及其实现。
陈伯孝: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为新体制雷达系统设计、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等。
秦国栋: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为雷达信号处理、阵列信号处理、目标检测和跟踪等。
张守宏: 男, 1938年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达系统设计和雷达信号处理等。