

一种多载频 MIMO 雷达高速运动目标 多维参数估计方法

秦国栋¹, 陈伯孝², 陈多芳³, 张守宏²

(1. 西安电子科技大学电子工程学院, 陕西西安 710071;

2. 西安电子科技大学电子工程学院雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071;

3. 西安电子科技大学生命科学技术学院, 陕西西安 710071)

摘 要: 多载频 MIMO 雷达中, 高速运动目标回波信号经通道分离后各通道的距离和多普勒频率均不在同一分辨单元, 无法利用传统的超分辨率算法对目标距离、角度等参数进行估计. 本文根据目标回波特点提出一种基于级联 Keystone 变换的高速运动目标参数估计方法. 该方法先在快时间维利用 Keystone 变换校正距离走动, 再在慢时间维进行 Keystone 变换校正多普勒走动, 最后用 MUSIC 算法进行距离、方位和俯仰等参数估计. 仿真结果表明了所提方法的可行性和有效性.

关键词: 多载频 MIMO 雷达; Keystone 变换; MUSIC; 多维参数估计

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 12-2763-06

A Method of Multiple Parameters Estimation for High Speed Moving Targets in Multi-Carrier-Frequency MIMO Radar

QIN Guo-dong¹, CHEN Bai-xiao², CHEN Duo-fang³, ZHANG Shou-hong²

(1. School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. National key lab of radar signal processing, School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

3. School of Life Sciences and Technology, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: In multi-carrier-frequency Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) radar, the separated echoes of a target with high speed locate in neither the same range bin nor the same Doppler bin. As a result, the parameters (including range, azimuth and elevation) of the target can't be estimated using the traditional super-resolution algorithms. A method based on cascaded Keystone transformation is presented to estimate the parameters of the targets moving at a high speed. Keystone transformation is used to correct range migration in the fast-time dimension, and then the Doppler migration is corrected in the slow-time dimension. Finally the Multiple Signal Classification (MUSIC) algorithm is applied on the corrected data to obtain the range, azimuth and elevation of targets. The simulation results indicate the feasibility and validity of the methods presented.

Key words: multi-frequency MIMO radar; Keystone transformation; MUSIC; multiple parameters estimation

1 引言

多载频 MIMO 雷达采用稀布阵同时发射正交的多载频 FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 信号, 信号的正交性使得向空间任一点的辐射能量相等, 即不形成发射方向图; 接收端采用阵列接收目标回波, 利用综合脉冲与孔径技术^[1]将各子带宽合成大带宽, 并形成发射和接收双程方向图, 同时获得目标距离、方位和俯仰三维信息; 具有大带宽和高孔径利用率的优点. 而目标距离、方位和俯仰三维参数的估计精度通常都受带宽

和阵列孔径的制约, 要想获得更高的参数估计精度, 必须采用超分辨率算法.

传统的多维参数估计算法大都涉及信号的频率、方位角和俯仰角^[2,3], 有的还包括极化信息^[4], 如二维 MUSIC 算法^[5]、线性预测算法等^[6,7], 其中很少研究速度对参数估计的影响. 多载频 MIMO 雷达由于发射多载频信号, 当目标高速运动时, 除了距离上出现徙动现象, 通道分离后各通道的多普勒频率还会产生多普勒频差, 即各通道的多普勒频率不在同一多普勒单元, 传统的超分辨率方法难以完成目标距离、方位和俯仰等参数的有效估

计. 本文利用级联 Keystone 变换对目标参数进行估计. 该方法先将距离走动校正, 然后在多普勒域进行 Keystone 变换, 将速度的影响补偿掉, 再对变换后的结果应用 MUSIC 算法, 从而解决高速运动目标下多载频 MIMO 雷达的多维参数估计问题.

2 信号模型

多载频 MIMO 雷达收发分置, 在发射站采用由 N_e 个子阵组成的大型稀布阵, 接收站采用 N_r 个子阵进行接收. 发射站到目标的距离为 R_t , 目标到接收站的距离为 R_r . 各子阵发射不同载频的 FMCW 信号, 其中第 k 路信号的时频关系如图 1 所示.

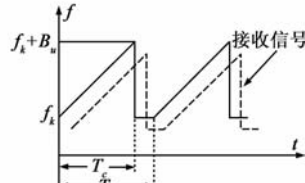


图1 FMCW的时-频关系示意图

图 1 中, 脉冲宽度为 T_e , 脉冲重复周期为 T_r . 为描述方便, 信号均以解析形式表示, 理想情况下, 第 k 个天线单元在一个重复周期内的发射信号为

$$S_{ek}(t) = \text{rect}(t) e^{j2\pi(f_k t - 0.5\mu t^2)} \quad (1)$$

$$0 \leq t < T_r, k = 1, \dots, N_e$$

其中 $\text{rect}(t)$ 为门控信号, $\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_e \\ 0, & T_e \leq t \leq T_r \end{cases}$; $f_k = f_0 + \Delta f_k = f_0 + c_k \Delta f$ 为第 k 个天线单元发射信号的载频, f_0 为中心载频, c_k 为频率编码, 且 $c_k \in \{- (N_e - 1)/2, \dots, (N_e - 1)/2\}$, Δf 为发射信号之间的频率间隔; μ 为调频斜率. 单个天线调频带宽为 B_u , 则发射信号总带宽为

$$B = (N_e - 1) \cdot \Delta f + B_u$$

对于匀速运动目标, 接收站第 l 路天线接收到的第 m 个重复周期目标回波为

$$S_{kl}(t) = \sum_{k=1}^{N_e} S_{ek}(t - \tau_{kl})$$

$$= \sum_{k=1}^{N_e} \text{rect}(t - \tau_{kl}) e^{j2\pi[f_k(t - \tau_{kl}) - 0.5\mu(t - \tau_{kl})^2]}$$

$$k = 1, \dots, N_e, l = 1, \dots, N_r \quad (2)$$

其中 $\tau_{kl} = \tau_0 - \Delta\tau_{tk} - \Delta\tau_{rl} - vt'/c$, 为第 k 个发射天线单元到目标再到第 l 个接收天线单元的传播延时, $t' = mT_r + t$ ($0 < t \leq T_r$), t 表示距离维采样时间(快时间), T_r 为重复周期, m 为重复周期数; $\tau_0 = R/c$, $R = R_t + R_r \approx 2R_t$ 为目标距离和(以阵中心为参考点); $\Delta\tau_{tk}$ 、 $\Delta\tau_{rl}$ 分别为目标到第 k 个发射阵元和第 l 个接收阵元相对发射阵和接收阵中心的时延差, 对于放置在 YOZ 平面的面阵, 远场情况下,

$$\Delta\tau_{tk} = \frac{1}{c} (y_k \sin\theta_0 \cos\varphi_0 + z_k \sin\varphi_0),$$

$$\Delta\tau_{rl} = \frac{1}{c} (y_l \sin\theta_0 \cos\varphi_0 + z_l \sin\varphi_0),$$

其中 θ_0 、 φ_0 为目标方位角和俯仰角, y_k 、 z_k 和 y_l 、 z_l 分别为第 k 个发射阵元和第 l 个接收阵元的坐标位置; $v = 2v_t \cos\beta$ 为目标径向速度, 其中 v_t 为目标速度, β 为目标速度方向与雷达径向夹角.

窄带远场情况下, 接收信号与发射基准信号 $e^{j2\pi(f_0 t - 0.5\mu t^2)}$ 复混频, 并与复信号 $e^{-j2\pi\Delta f t}$ 相乘, 低通滤波, 得到第 l 个接收通道分离后的第 k 路信号

$$r_{kl}(t) \approx e^{j2\pi[\mu(\tau_0 - vt_r m/c) + f_k v/c]t} e^{j2\pi f_k t T_r m/c} \cdot e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl})))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))^2},$$

$$m = 0, \dots, M - 1 \quad (3)$$

令 $\tau_m = \tau_0 - vt_r m/c + f_k v/c\mu$, 对上式进行 DFT, 完成脉冲压缩即

$$r_{kl}(\tau) = A_r e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl})))} \cdot e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))^2} e^{j2\pi f_k v T_r m/c} \quad (4)$$

其中 $A_r = e^{j\pi\mu T_e(\tau_m - \tau)} \frac{\sin\pi\mu T_e(\tau - \tau_m)}{\pi\mu(\tau - \tau_m)}$, 则第 m 个积累周期目标所在距离对应的延时 τ_m 处的信号为

$$r_{kl}(\tau_m, mT_r) = e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl})))} \cdot e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))^2} e^{j2\pi f_k v T_r m/c} \quad (5)$$

将上式写成矢量表示为

$$r_{kl}(\tau_m, mT_r) = \text{diag}[\mathbf{a}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta}_0, \boldsymbol{\varphi}_0)] \mathbf{s}(mT_r) \quad (6)$$

其中 $\mathbf{a}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta}_0, \boldsymbol{\varphi}_0)$ 为接收端等效信号导向矢量, $\mathbf{s}(mT_r)$ 为目标回波信号复包络构成的矢量.

$$\mathbf{a}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta}_0, \boldsymbol{\varphi}_0) = [a_{11} \ a_{12} \ \dots \ a_{1N_e} \ a_{21} \ a_{22} \ \dots \ a_{2N_e} \ \dots \ a_{N_r 1} \ a_{N_r 2} \ \dots \ a_{N_r N_e}]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{s}(mT_r) = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{N_e} \ s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{N_e} \ \dots \ s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{N_e}]^T_{1 \times N_r N_e} \quad (8)$$

其中, $a_{kl} = e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl})))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))^2}$, $s_k(mT_r) = e^{j2\pi f_k v T_r m/c}$.

考虑噪声, 对于多目标的情况, 假设同一个距离单元内有存在 P 个方向不同的信源, 则

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta}_0, \boldsymbol{\varphi}_0) \mathbf{S}(mT_r) + \mathbf{N} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{A}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta}_0, \boldsymbol{\varphi}_0) = \text{diag}[\mathbf{a}(\mathbf{R}_{01}, \boldsymbol{\theta}_{01}, \boldsymbol{\varphi}_{01})] \cdot \text{diag}[\mathbf{a}(\mathbf{R}_{02}, \boldsymbol{\theta}_{02}, \boldsymbol{\varphi}_{02})] \cdot \dots \cdot \text{diag}[\mathbf{a}(\mathbf{R}_{0P}, \boldsymbol{\theta}_{0P}, \boldsymbol{\varphi}_{0P})]$

为等效阵列的阵列流型矩阵; $\mathbf{S}(mT_r) = [s_1(mT_r), s_2(mT_r), \dots, s_P(mT_r)]$ 为信号包络矢量矩阵, \mathbf{N} 为 $N_e N_r \times 1$ 维的高斯白噪声矢量.

目标低速运动时, 回波信号 $e^{j2\pi f_k v T_r m/c}$ 近似为

$e^{j2\pi f_0 T_m}$, 即每个接收天线接收到的信号经通道分离后, N_e 路信号的多普勒频移在同一个多普勒单元内^[8], 此时, 可直接对式(9)应用 MUSIC 算法获得目标距离和角度的超分辨结果. 目标高速运动时, 回波信号分离后各通道多普勒频移不在同一个多普勒单元内, 无法直接利用 MUSIC 算法进行超分辨处理, 必须校正回波信号的多普勒走动. 此外, 目标高速运动带来的另一个问题是距离单元走动, 因此, 在校正多普勒单元走动之前必须将距离单元走动校正.

3 Keystone 变换

对于合成孔径雷达而言, 目标回波的支撑域是一个二维平面^[9], 平面坐标轴分别是快时间 t (脉内时间) 和慢时间 t_m (脉间时间). 在快时间域进行傅立叶变换将回波变换到 $f \sim t_m$. 而 Keystone 变换就是进行变量替换^[10]:

$$f' t_m = (f_c + f) t_m \quad (10)$$

其中 f_c 为载波频率.

上式变换将 $f \sim t_m$ 平面上的矩形支撑域变换到 $f' \sim t_m'$ 平面的楔石形支撑域, 如图 2 所示. 对于均匀的 t_m 采样, 虽然 $f \neq 0$ 时 t_m' 的采样间隔会有所伸缩, 但对一定的 f , t_m' 仍为等间隔采样, 只是间隔的尺度有所变化, 即乘以尺度因子 $(1 + f/f_c)$. 所以, 从楔形格式数据变换成矩形格式实质上是一种变尺度变换, 而习惯上常称它为楔石 (Keystone) 变换.

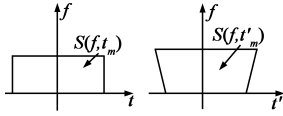


图2 二维数据的变换

4 多维参数估计方法

4.1 距离单元走动校正

将式(3)重写为

$$r_{kl}(t) \approx e^{j2\pi[\mu\tau_0 + f_k v/c]t} e^{j2\pi(f_k - \mu t)vT_m/c} \cdot e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d)))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d))^2}, \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (11)$$

对分离后的第 k 个通道来说, 上式第二个指数项中快时间 t 与速度 v 之间的耦合导致距离单元走动, 利用 Keystone 变换, 将尺度变换因子 $t_m' = (1 - \mu t/f_k) t_m$ 代入式(11)可得

$$r_{kl}(t) \approx e^{j2\pi[\mu\tau_0 + f_k v/c]t} e^{j2\pi f_k t_m'/c} \cdot e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d)))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d))^2}, \quad m = 0, \dots, M-1 \quad (12)$$

式(12)第二个指数项中的快时间 t 与速度 v 之间的耦合已消失, 距离单元走动得到校正. 需要注意的是, 式(12)的距离走动校正后目标距离为 $R + f_k v/\mu$, 可见, 并未将距离校正到目标的初始距离. 然而, 对于分离后的第 k 个通道, 由积累周期引起的距离走动得到

校正. 因此, 当 $c_k \Delta f v/\mu$ 小于一个距离分辨单元时, 分离后的 N_e 个通道的距离走动都可以校正. 尽管不能校正到目标初始距离, 但分离后所有通道的目标都在同一距离单元, 不会对后续的多普勒维 Keystone 变换产生影响.

Keystone 变换后对上式进行 DFT, 完成脉冲压缩即

$$r_{kl}(\tau) = e^{j\pi\mu T_c(\tau_{kv} - \tau)} \frac{\sin\pi\mu T_c(\tau - \tau_{kv})}{\pi\mu(\tau - \tau_{kv})} e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d)))} \cdot e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d))^2} e^{j2\pi f_k t_m'/c} \quad (13)$$

其中 $\tau_{kv} = \mu\tau_0 + f_k v/c$, 目标所在距离对应的延时 τ_{kv} 处的信号为

$$r_{kl}(\tau_{kv}, t_m') = e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d)))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d))^2} \cdot e^{j2\pi f_k t_m'/c} \quad (14)$$

4.2 多普勒单元走动校正

Keystone 变换多用于校正运动目标线性距离走动, 将其应用于多普勒走动校正, 将 $t_m'' = f_k t_m'/f_0$ 代入式(14)可得

$$r_{kl}(\tau_m, t_m'') = e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d)))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d))^2} \cdot e^{j2\pi f_0 t_m''/c} \quad (15)$$

式(15)中多普勒频率 $f_0 v/c$ 只与中心载频 f_0 有关, 不再随通道的变化而改变, 即实现了多普勒走动的校正. 具体实现时可先对式(14)进行傅立叶变换将其变换到多普勒频域, 然后再进行逆傅立叶变换, 变换到多普勒域. 需要注意的是前一个变换的时、频域之间具有不同的尺度, 傅里叶变换不能用 FFT, 只能用 DFT, 而最后一个傅里叶变换则可采用 FFT.

对式(14)进行 M' 点变尺度傅立叶变换为

$$F[r_{kl}(\tau_m, t_m'')] = \sum_{m'=0}^{M'-1} r_{kl}(\tau_m, t_m'') e^{-j2\pi(f_k/f_0)m'k'/M'} = e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d)))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_k + \Delta\tau_d))^2} \cdot e^{j\pi \frac{f_k}{f_0} (f_{d0} - f_d)(M'-1)T_r} \cdot \frac{\sin\left[\pi \frac{f_k}{f_0} (f_{d0} - f_d) M' T_r\right]}{\sin\left[\pi \frac{f_k}{f_0} (f_{d0} - f_d) T_r\right]} \quad m = 0, \dots, M'-1, \quad k' = 0, \dots, M'-1 \quad (16)$$

其中 $f_d = k'/M' T_r$, $f_{d0} = f_0 v/c$, 可见经过 Keystone 变换后, 目标的多普勒频率由 f_{dk} 变为 f_{d0} , 不再是通道编码 c_k 的函数. 对上式进行 M' 点 IFFT 即可得到多普勒走动校正后的多普勒信号 $r_{kl}(\tau_m, t_m)$.

需要注意的是, 应用 Keystone 变换有一个条件上的限制, 即不能出现多普勒模糊. 而目标高速运动必然出现速度模糊, 假设 Keystone 变换前, 目标出现速度模糊, 则通道分离后第 k 个通道的目标多普勒频率为

$$f_{dk} = f_b + F_f \quad (17)$$

其中 f_b 为模糊后的多普勒频率, F 为模糊因子, f_r 为重复频率.

将式(17)代入式(15)可得多普勒模糊情况下的 Keystone 变换

$$r_{kl}(\tau_m, t_m) = e^{-j2\pi(f_b(\tau_0 - (\Delta\tau_{ik} + \Delta\tau_{il})))} e^{-j\pi f_r(\tau_0 - (\Delta\tau_{ik} + \Delta\tau_{il}))^2} \cdot e^{j2\pi f_0 t_m / c} e^{j2\pi F f_r t_m} \quad (18)$$

上式与式(15)比较可得,只多了最后一项 $e^{j2\pi F f_r t_m}$, 只要知道模糊因子 F , 就可得到多普勒模糊情况下的 Keystone 变换.

求解模糊因子,实际上就是解速度模糊,可以通过构造一个模糊因子补偿函数的方法来对目标多普勒模糊因子数进行搜索,当达到正确模糊因子时,将得到相关处理的最大值^[11].此外,可根据多载频 MIMO 雷达的发射多载频信号的特点进行速度解模糊^[12].

4.3 距离、方位和俯仰参数估计

由于经过 Keystone 变换后各通道的距离和多普勒频移均在同一单元,因此,可以利用 MUSIC 算法进行目标参数的超分辨处理,得 MUSIC 空间谱为

$$P_{\text{MUSIC}}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta}_0, \boldsymbol{\varphi}_0) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta}_0, \boldsymbol{\varphi}_0) \hat{\mathbf{E}}_n \hat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{a}(\mathbf{R}_0, \boldsymbol{\theta}_0, \boldsymbol{\varphi}_0)} \quad (19)$$

其中 $\hat{\mathbf{E}}_n$ 表示接收信号协方差矩阵的噪声子空间.

式(19)定义的 MUSIC 空间谱为目标距离、方位和俯仰的函数,需要通过三维搜索才能获得目标距离、方位和俯仰信息.

5 计算机仿真

仿真 1 距离和多普勒维 Keystone 变换

采用文献[13]的稀布面阵,仿真参数如下: $f_0 =$

3GHz, $T_r = 512\mu\text{s}$, $T_c = 450\mu\text{s}$, $\Delta f = 500\text{kHz}$, $B_u = 500\text{kHz}$, $N_c = 32$, $M = 256$, 两个目标初始距离分别为 10km 和 14.5km, 速度分别为 3500m/s 和 3480m/s. 信噪比为 0dB. 图 3 为通道分离后距离维各通道 Keystone 变换前后结果. 由图 3(a)知, Keystone 变换前, 两个目标不在同一距离单元内, 均横跨了几个距离单元. Keystone 变换后, 如图 3(b)所示, 两个目标被校正到同一距离单元内, 实现了距离走动校正. 图 4 为通道分离后多普勒维各通道 Keystone 变换前后结果. 其中图 4(a)为 Keystone 变换前目标的多普勒频率, 由图知, 目标多普勒维出现很宽的频带, 两个目标的多普勒频移无法分辨. 图 4(b)中经 Keystone 变换后, 两目标的多普勒频率可清楚分辨.

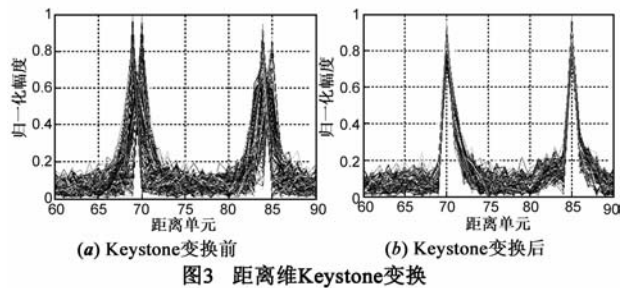


图3 距离维Keystone变换

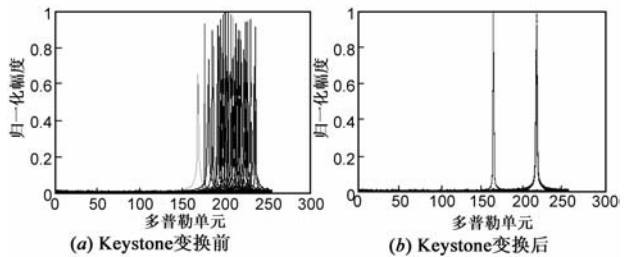


图4 多普勒维Keystone变换

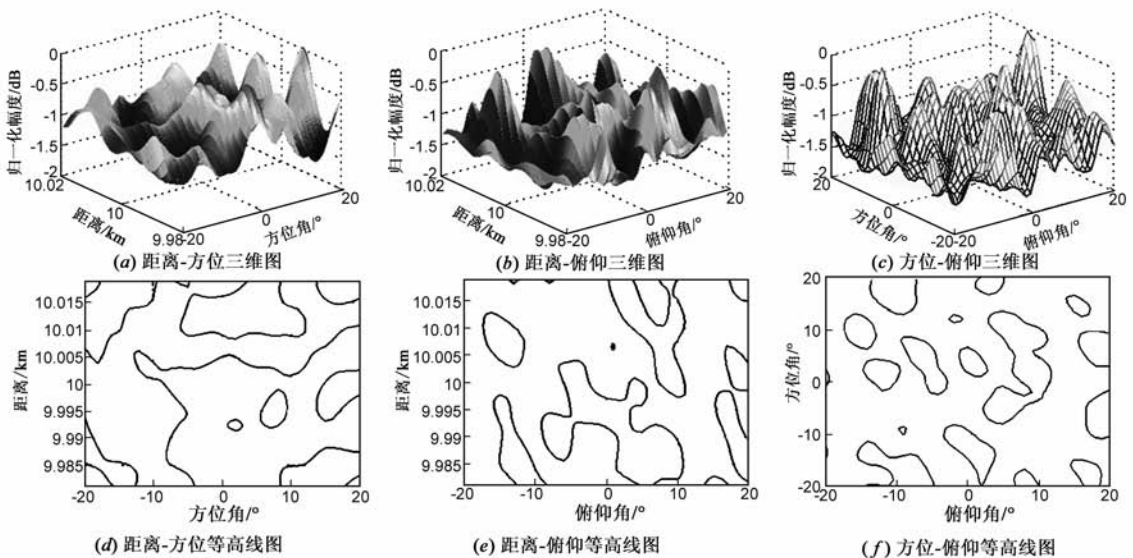


图5 Keystone变换前稀布面阵参数估计结果

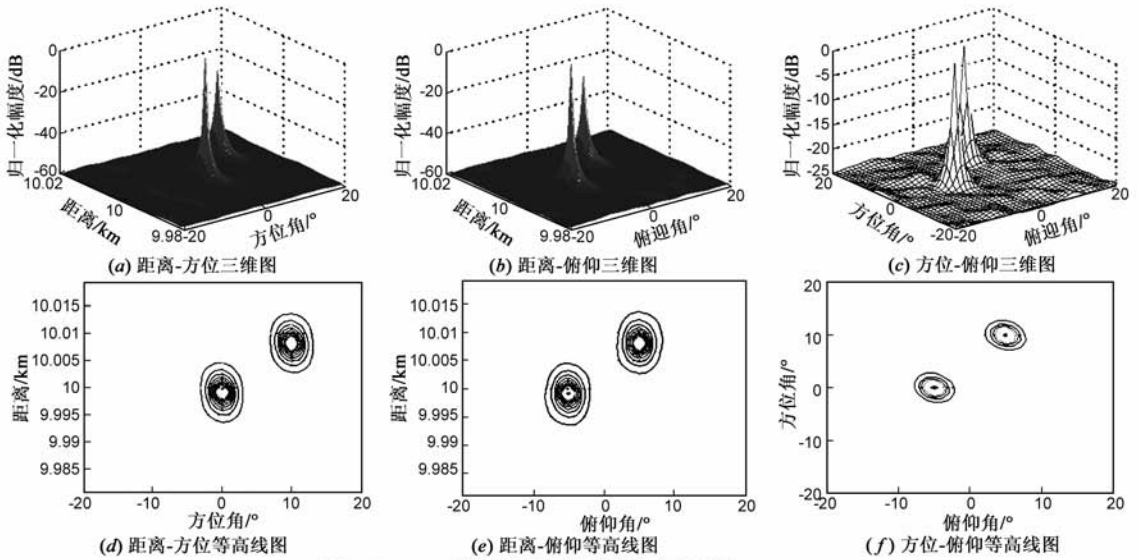


图6 Keystone变换后稀布面阵参数估计结果

仿真 2 高速目标距离、方位和俯仰参数估计

采用文献[13]的稀布面阵,仿真参数如下:两个目标初始距离分别为 10km 和 10.009km,方位角分别为 0° 和 10° ,俯仰角分别为 5° 和 -5° ,速度分别为 3000m/s 和 3500m/s,信噪比为 -10dB ,其他参数同上,仿真结果如图 5、图 6 所示.其中图 5 为 Keystone 变换前结果.由图知,Keystone 变换前,虽然也能得到一定的峰值,但两个目标已经无法分辨了.如图 5(a)、(b)和(c)所示.图 5(d)、(e)和(f)为距离-方位、距离-俯仰和方位-俯仰 -6dB 等高线切割图,三个图中都得不到目标参数的正确估计值,并造成了旁瓣的升高,即此时 MUSIC 算法失效.图 6 为 Keystone 变换后结果.由图知,Keystone 变换后,两个目标在距离方位、距离俯仰和方位俯仰三维图中均具有良好的聚集性,如图 6(a)、(b)和(c)所示.图 6(d)、(e)和(f)分别为距离-方位、距离-俯仰和方位-俯

仰 -60dB 、 -60dB 和 -24dB 等高线切割图,目标参数基本可正确获得,而且旁瓣很低,因此,经过 Keystone 变换后,MUSIC 算法有效.

仿真 3 性能分析仿真

取一个目标,初始距离分别为 10km,方位角和俯仰角分别为 0° 和 5° ,速度为 3500m/s,信噪比为 $-15\text{dB} \sim 10\text{dB}$,其他参数同上,进行了 100 次 Monte-Carlo 实验,结果如图 7 所示.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 -8dB 时,距离的估计精度达到了 1m,方位角和俯仰角的估计精度接近零,远超过了系统本身的分辨率;而且当信噪比超过 -8dB 后,估计结果几乎没有什么变化,即此时再提高信噪比对估计性能改善较少.取一个目标,初始距离分别为 10km,方位角和俯仰角分别为 0° 和 5° ,速度为 3500m/s,信噪比为 -10dB ,快拍数取 [2, 4, 6, 8, 10, 16, 32, 64, 128,

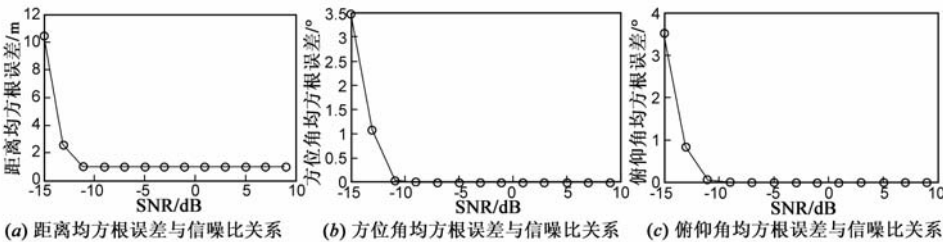


图7 估计性能与信噪比关系

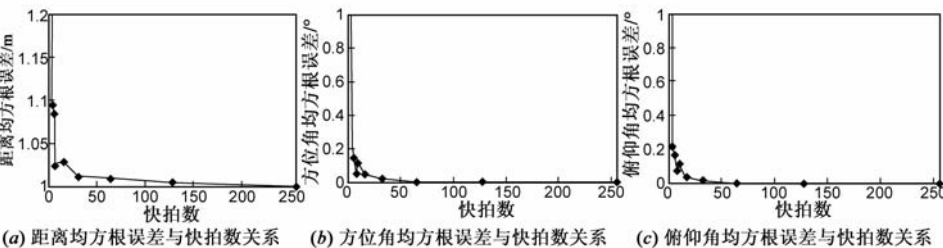


图8 估计性能与快拍数关系

256],其他参数同上,进行了 100 次 Monte-Carlo 实验,结果如图 8 所示.由图知,随着快拍数的增加,估计性能越来越好,并且快拍数对距离和角度的估计性能影响不同.距离的均方根误差随着快拍数的增加逐渐接近零,方位角和俯仰角的均方根误差在快拍数为 64 时接近零,此时再增加快拍数对估计性能没有多大改善.

6 结束语

目标高速运动带来的首要问题是距离徙动,对多

载频 MIMO 雷达而言,除此之外,还存在多普勒单元走动,无法直接使用传统的超分辨方法对目标参数进行估计.本文根据多载频 MIMO 雷达的特点,利用 Keystone 变换校正距离和多普勒走动,有效解决了该雷达体制下高速运动目标参数的超分辨估计问题.计算机仿真验证了所提算法的可行性和有效性.然而,本文研究基于稀布面阵,该面阵的每个阵子由一定数目的阵元构成,在合成整个面阵的方向图时会产生较高的栅瓣.本文所研究的雷达扫描范围较小,在左右第一栅瓣之内.因此,宽扫描多载频 MIMO 雷达的高速目标超分辨问题是今后的研究方向之一.

参考文献:

- [1] 陈伯孝. SIAR 及其四维跟踪处理等技术研究[D]. 西安:西安电子科技大学,1997.
Chen Baixiao. Researches on 4-Dimensional Tracking and Long-time Coherent Integration for Synthetic Impulse and Aperture Radar[D]. Xi'an: Xidian University, 1997. (in Chinese)
- [2] Zoltowski M D, Mathews C P. Real-time frequency and 2-D angle estimation with sub-Nyquist spatio-sampling [A]. Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP) [C]. Minneapolis, MN: IEEE Press, 1993. 117 - 120.
- [3] Zoltowski M D, Mathews C P. Real-time frequency and 2-D angle estimation with sub-Nyquist spatio-temporal sampling [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(10): 2781 - 2797.
- [4] Li J, Compton R T. Two-dimension angle and polarization estimation using ESPRIT algorithm [J]. IEEE Transactions on Advanced Packaging, 1991, 39(9): 1376 - 1383.
- [5] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE Transactions on Advanced Packaging, 1986, 34(3): 276 - 280.
- [6] Kuduval C R, Rangayyan R M. An algorithm for direct computation of 2-D liner prediction coefficients [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1993, 42(2): 996 - 999.
- [7] Jackson L B, Chien C H. Frequency and bearing estimation by two dimension linear prediction [A]. Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP) [C]. Washington, DC: IEEE Press, 1979. 665 - 668.
- [8] 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 Hongtao, Zhang Shouhong, Bao Zheng. Application of spatial-temporal super resolution method in HF-SWR [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(3): 437 - 440. (in Chinese)
- [9] 张顺生, 曾涛. 基于 Keystone 变换的微弱目标检测 [J]. 电子学报, 2005, 33(9): 1675 - 1678.
ZHANG Shun-sheng, ZENG Tao. Weak target detection based on keystone transform [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 34(9): 1675 - 1678. (in Chinese)
- [10] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
Bao Zheng, Xing Meng-dao, Wang Tong. Radar Imaging Technology [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005. (in Chinese)
- [11] Li Yang, Zeng Tao, Long Teng, et al. Range migration compensation and Doppler ambiguity resolution by keystone transform [A]. Proceedings of CIE International Conference on Radar [C]. Beijing: CIE, 2006. 1466 - 1469.
- [12] 秦国栋, 陈伯孝, 陈多芳, 张守宏. 双基地多载频 MIMO 雷达运动参数估计 [J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(4): 799 - 803.
QIN Guo-dong, CHEN Bai-xiao, CHEN Duo-fang, ZHANG Shou-hong. Movement parameter estimation of targets in bistatic multi-frequency MIMO radar [J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(4): 799 - 803. (in Chinese)
- [13] 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, ZHANG Shou-hong. Study on the pattern synthesis of microwave SIAR arrays [J]. Journal of Xidian University, 2007, 34(5): 738 - 742. (in Chinese)

作者简介:



秦国栋 男, 1979 年生于陕西西安. 2009 年获西安电子科技大学博士学位, 现为西安电子科技大学电子工程学院讲师, 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.

E-mail: gdqin@mail.xidian.edu.cn;

xldqd@yahoo.com

陈伯孝 男, 1966 年生于安徽宿松. 1997 年获西安电子科技大学博士学位, 现任西安电子科技大学教授、博士生导师, 研究方向包括新体制雷达系统设计、雷达信号处理、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等, 发表论文 60 余篇.