

多载频 MIMO 雷达解速度模糊及综合处理方法

秦国栋 陈伯孝 陈多芳 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: 多载频 MIMO 雷达采用稀疏阵发射多载频 FMCW 信号, 阵列接收目标回波。该文分析了多载频 MIMO 雷达的信号模型, 提出了一种解速度模糊的新方法, 该方法不需发射多重频信号, 利用各发射通道模糊多普勒频率获得目标真实速度的最小二乘解。还提出了一种新的发射接收综合处理方法, 该方法将积累后每个距离单元等分成 N_n 份, 并用相参积累结果对其加权, 在抑制距离栅瓣的同时充分利用了收发阵列孔径。最后讨论了多载频 MIMO 雷达的参数选取问题。仿真结果表明了该文方法的有效性。

关键词: 多载频 MIMO 雷达; FMCW; 解速度模糊; 综合脉冲与孔径; 距离栅瓣抑制

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)07-1696-05

Velocity Ambiguity Resolution and Synthesis Processing in Multi-frequency MIMO Radar

Qin Guo-dong Chen Bai-xiao Chen Duo-fang Zhang Shou-hong

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

Abstract: The multi-frequency MIMO radar uses sparse-array to transmit the FMCW signals of multiple carrier frequencies, and an array to receive the echoes. The signal model of multi-frequency MIMO radar is analyzed in this paper. A new method is proposed to resolve velocity ambiguity, using which the least squared estimation of real velocity can be obtained from the ambiguous Doppler shifts corresponding to the different transmit frequencies without transmitting multiple PRF(Pulse Repetition Frequency) signals. Another method for synthetic impulse and aperture processing is presented in this paper. Every range cell after coherent integration is divided equally into N parts, which is weighted by the coherent integration results. As a result, the range grating lobes are suppressed greatly and the aperture of transmitting and receiving array is utilized adequately. Finally, the problem how to choose the system parameters is discussed. The simulation results indicate the validity of the method presented in this paper.

Key words: Multi-frequency MIMO radar; Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW); Resolving velocity ambiguity; Synthetic impulse and aperture; Range grating lobes suppressing

1 引言

多输入多输出(MIMO)雷达是国际上近几年发展起来的一种新概念雷达体制^[1,2]。该雷达采用了空间分集与信号分集技术, 较好地克服了目标 RCS 的角闪烁所带来的性能损失, 相比传统的相控阵雷达, 具有处理维数更高、收发孔径利用更充分、角分辨率更高的优点^[2]。

多载频 MIMO 雷达采用稀疏阵同时发射正交的多载频 FMCW 信号, 接收端采用阵列接收目标回波, 利用综合脉冲与孔径技术^[3]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。文献[4]对发射阵进行优化布阵可以获得方位和俯仰维的低副瓣。戴喜增^[5,6]等提出采用非均匀布阵、辅助阵列和 Round Robin 发射的方法来提高横向距离分辨率, 从模糊函数角度分析了旁瓣的类型并提出抑制方法。对于运动目标, 除了获取速度信息外, 综合前还必须补偿发射载频不同引起的多普勒频差, 否则无法完成综合处理, 因此速度信息的获取对多载频 MIMO 雷达是十分重要的。对于低速目标, 相参积累就可获得目标多普勒信息, 而高速目标还需考虑速度解模糊问题。目前解速度模糊方法有孙子定理^[7]、一维集算法^[8]和群算法^[9]等。孙子定理要求脉冲重复周期两两即约, 如果观测矢量存在误差, 计算结果的误差会很大, 而且孙子定理不能直接用于解速度模糊。一维集算法有纠错能力也可以解速度模糊, 但计算量大。群算法虽然比一维集算法速度快, 但仍然存在计算量大的缺点。

2008-08-28 收到, 2009-03-09 改回

国家预研项目(51307050102)和 2006 年教育部新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-06-0856)资助课题

本文利用多载频MIMO雷达的多载频信息,提出了一种解速度模糊的新方法。该方法可以得到不同天线单元由于载频不同引起的多普勒频差与目标真实速度之间的关系,从而达到解模糊的目的。综合时首先利用得到的速度信息补偿距离单元和多普勒单元走动,再对积累后的距离单元进行等距离分割,最后进行发射接收综合处理。而综合带来的高距离栅瓣可以利用积累得到的数据构造权值来抑制。最后讨论了多载频MIMO雷达的参数选取问题。

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

$$s_{ek}(t) = \text{rect}(t) e^{j2\pi(f_k t - 0.5\mu t^2)}, \quad 0 \leq t < T_r, \quad k = 1, \dots, N_e \quad (1)$$

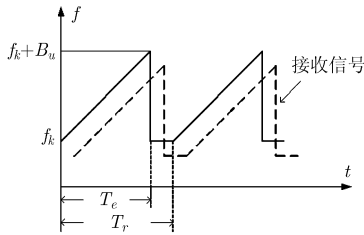


图1 FMCW的时-频关系示意图

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

$$\begin{aligned} s_l(m, t) &= \sum_{k=1}^{N_e} s_{ek}(t - \tau_{kl}) \\ &= \sum_{k=1}^{N_e} \text{rect}(t - \tau_{kl}) e^{j2\pi[f_k(t - \tau_{kl}) - 0.5\mu(t - \tau_{kl})^2]}, \\ & \quad m=0, \dots, M-1, \quad l=1, \dots, N_r \end{aligned} \quad (2)$$

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, $\Delta\tau_{tk} = (y_k \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + z_k \sin \varphi_0)/c$, $\Delta\tau_{rl} = (y_l \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + z_l \sin \varphi_0)/c$,其中 θ_0 、 φ_0 为目标方位角和俯仰角; $v = 2v_t \cos \beta$ 为目标径向速度,其中 v_t 为目标速度, β 为目标运动方向与雷达径向夹角。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 $e^{-j2\pi\Delta f_k t}$ 相乘进行通道分离,低通滤波,窄带情况下,忽略门控信号 $\text{rect}(t)$ 的影响,则第 l 个接收通道分离后的第 k 路信号

$$r_{kl}(m, t) = e^{j2\pi(\mu\tau_{kl}t - f_k\tau_{kl} - 0.5\mu\tau_{kl}^2)} \quad (3)$$

远场情况下,考虑 M 个积累周期,式(3)可近似为

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

令 $\tau_m = \tau_0 - vT_r m/c$,对式(4)进行DFT,完成距离压缩,即

$$\begin{aligned} r_{kl}(m, \tau) &= e^{j2\pi f_k v T_r m/c} e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl})))} \\ & \quad \cdot e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))^2} \\ & \quad \cdot e^{j\pi\mu T_e(\tau_m - \tau)} \frac{\sin \pi\mu T_e(\tau - \tau_m)}{\pi\mu(\tau - \tau_m)} \end{aligned} \quad (5)$$

由上式可知,目标距离与速度、方位和俯仰均有耦合。对式(5)中的第1项做 M 点DFT,完成相参积累,即

$$\begin{aligned} r_{kl}(f, \tau) &= e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl})))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))^2} \\ & \quad \cdot e^{j\pi\mu T_e(\tau_m - \tau)} \frac{\sin \pi\mu T_e(\tau - \tau_m)}{\pi\mu(\tau - \tau_m)} \\ & \quad \cdot e^{j\pi[(f_{dk} - f)(M-1)T_r]} \frac{\sin[(f_{dk} - f)MT_r]}{\sin(f_{dk} - f)} \end{aligned} \quad (6)$$

其中 f 为归一化频率, $f_{dk} = f_0/c + c_k \Delta f/c$ 第 l 路接收信号发射通道分离后第 k 路信号的多普勒频率,相位项 $c_k \Delta f/c$ 为各发射通道载频不同而引起的多普勒频差。至此可获得目标距离和速度信息,当目标高速运动时,需要对速度解模糊,下面讨论利用多载频MIMO雷达的多载频信息来解速度模糊。

3 解速度模糊

传统的解模糊算法都要求发射多重频信号,这必然增加系统复杂度。本文结合多载频MIMO雷达

的特点,在不增加重频信号的基础上,利用发射的多载频信号来解速度模糊。以第 l 路接收通道为例,对发射分离后的第 k, i 路信号,速度 v 对应的不模糊多普勒频率分别为

$$f_{dk} = (v/c)f_k = n_k f_r + f'_{dk} \quad (7)$$

$$f_{di} = (v/c)f_i = n_i f_r + f'_{di} \quad (8)$$

其中 n_k, n_i 分别为第 k, i 路信号对应的模糊重频数, f'_{dk}, f'_{di} 分别为第 k, i 路信号的不模糊多普勒频率, $f_r = 1/T_r$ 为脉冲重复频率。将式(7),式(8)相减得

$$(v/c)(c_k - c_i)\Delta f = f'_{dk} - f'_{di} + (n_k - n_i)f_r \quad (9)$$

当 $n_k = n_i$ 时,式(9)变为

$$(v/c)(c_k - c_i)\Delta f = f'_{dk} - f'_{di} \quad (10)$$

由式(10)知, f'_{dk} 和 c_k 存在一线性关系,通过求解直线 $f'_{dk} = k_v c_k + b$ 的斜率 k_v 即可获得速度 v 的估计值,其中 $k_v = v\Delta f/c, b$ 为直线截距。可采用最小二乘法对速度 v 进行估计。考虑估计误差,有如下方程

$$f'_{dk} = k_v c_k + b + \varepsilon_k \quad (11)$$

其中 ε_k 为估计误差。根据最小二乘法,令误差的平方和为

$$J = \sum_{k=1}^{N_e} \varepsilon_k^2 = \sum_{k=1}^{N_e} |f'_{dk} - k_v c_k - b|^2 \quad (12)$$

为使上式最小,分别对 k_v 和 b 求偏导,并联立两个方程可得速度 v 的估计值

$$\tilde{v} = \frac{c \left(N_e \sum_{k=1}^{N_e} \frac{f'_{dk}}{c_k} - \sum_{m=1}^{N_e} \sum_{k=1}^{N_e} \frac{f'_{dk}}{c_m} \right)}{\Delta f \left(N_e^2 - \sum_{m=1}^{N_e} \sum_{k=1}^{N_e} \frac{c_k}{c_m} \right)} \quad (13)$$

当 $n_k \neq n_i$,不同通道的模糊多普勒产生模糊,即出现多普勒二次模糊,这与相位缠绕^[10]情况类似,我们称之为“多普勒缠绕”。此时多普勒频率与频率编码不再是线性关系,可以通过解多普勒缠绕的方法将多普勒频率与频率编码恢复为线性关系,再利用最小二乘法进行速度估计。假设测得的各发射通道的模糊多普勒频率构成向量 \mathbf{D} ,解缠绕后的模糊的多普勒频率构成向量 \mathbf{DR} ,则

$$\mathbf{DR} = \text{cumsum} \{ \mathbf{D}(\arg(\min(\text{diff}(\mathbf{D})))) \pm F_r \} \quad (14)$$

其中 $\text{diff}[\cdot], \min[\cdot]$ 和 $\text{cumsum}[\cdot]$ 分别为微分、最小值和累加和函数,正多普勒频率时上式取‘+’,负多普勒频率取‘-’。

此外,当目标高速运动时,会产生越距离单元走动,可利用上节所提方法得到目标速度估计值 \tilde{v} ,构造包络对齐补偿因子 $\exp(j2\pi\tilde{v}mT_r t/c)$ 进行包络对齐。

4 发射接收综合处理

综合处理包括脉冲综合和孔径综合,是在接收端通过同时发射和接收波束形成完成的,用以获得目标距离、方位角及俯仰角。由于发射多载频信号,在同一接收通道中分离出的不同发射通道间出现多普勒频率差,而线性调频信号距离多普勒耦合使其对距离测量产生较大影响。利用上节获得的速度估计值构造相位补偿因子 $\exp(-j2\pi c_k \Delta f \tilde{v} T_r m/c)$,补偿各发射通道间的多普勒频差,并考虑包络对齐,上式变为

$$\begin{aligned} z_{kl}(f, \tau) &= \text{FFT} \{ \text{FFT} [r_{kl}(m, t) \exp(j2\pi\tilde{v}mT_r t/c)] \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi c_k \Delta f \tilde{v} T_r m/c) \} \\ &\approx e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl})))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))^2} \\ &\quad \cdot e^{j\pi\mu T_e(\tau_0 - \tau)} \frac{\sin \pi\mu T_e(\tau - \tau_0)}{\pi\mu(\tau - \tau_0)} \\ &\quad \cdot e^{j\pi[(f_{d0} - f)(M-1)T_r]} \frac{\sin [(f_{d0} - f)MT_r]}{\sin(f_{d0} - f)} \end{aligned} \quad (15)$$

其中 $f_{d0} = f_0 v/c$ 为补偿后各发射通道的多普勒频率,取补偿后各发射通道的多普勒信号为

$$\begin{aligned} z_{kl}(f_{d0}, \tau) &= e^{-j2\pi(f_k(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl})))} e^{-j\pi\mu(\tau_0 - (\Delta\tau_{tk} + \Delta\tau_{rl}))^2} \\ &\quad \cdot e^{j\pi\mu T_e(\tau_0 - \tau)} \frac{\sin \pi\mu T_e(\tau - \tau_0)}{\pi\mu(\tau - \tau_0)} \end{aligned} \quad (16)$$

对式(16)做距离、方位和俯仰三维匹配滤波就可完成接收发射综合处理。假设脉冲压缩后的距离分辨率为 ΔR ,距离单元个数为 N_m ,综合后的距离分辨率为 δ_R ,取 $N_n \geq \lceil \Delta R/\delta_R \rceil$, $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整,即将每个粗测距离单元(由脉冲压缩得到)平均分成 N_n 份,则综合后的距离单元数为 $N_m N_n$ 。构造匹配滤波因子

$$\begin{aligned} a_{kl}(\tau_h) &= e^{j2\pi(f_k(\tau_h - (\Delta\tau'_{tk} + \Delta\tau'_{rl})))} e^{j\pi\mu(\tau_h - (\Delta\tau'_{tk} + \Delta\tau'_{rl}))^2}, \\ &\quad h = 1, \dots, N_m N_n \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\Delta\tau'_{tk} = (y_k \sin \theta \cos \varphi + z_k \sin \varphi)/c, \Delta\tau'_{rl} = (y_l \sin \theta \cos \varphi + z_l \sin \varphi)/c, \tau_h$ 为综合后第 h 个距离单元延时。将分离后综合前第 g 个距离单元数据以 $N_e N_r \times 1$ 的列向量 \mathbf{x}_g 表示,其第 $k + (l-1)N_e$ 个元素为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_g(k + (l-1)N_e) &= z_{kl}(\tau_g), \\ k &= 1, \dots, N_e, l = 1, \dots, N_r, g = 1, \dots, N_m \end{aligned} \quad (18)$$

其中 τ_g 为综合前第 g 个距离单元延时。类似地,将第 h 个距离单元的匹配滤波因子以 $N_e N_r \times 1$ 的列向量 \mathbf{b}_h 表示,其第 $k + (l-1)N_e$ 个元素为

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_h(k + (l-1)N_e) &= a_{kl}(\tau_h), \\ k &= 1, \dots, N_e, l = 1, \dots, N_r, h = 1, \dots, N_m N_n \end{aligned} \quad (19)$$

令 $\mathbf{y}_g = \mathbf{1} \otimes \mathbf{x}_g, \mathbf{1}$ 为 $N_n \times 1$ 的全1列向量, \otimes 为

Kronecker 积, 构造矩阵

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^T & \mathbf{y}_2^T & \cdots & \mathbf{y}_{N_m}^T \end{bmatrix}_{N_1 \times 1}^T, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1^T & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{b}_2^T & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{b}_{N_m N_n}^T \end{bmatrix}_{N_m N_n \times N_1} \quad (20)$$

其中 $N_1 = N_m N_n N_e N_r$, 则综合后输出为

$$\mathbf{F} = \mathbf{B}\mathbf{Y} \quad (21)$$

式(21)中 \mathbf{F} 为 $N_n \times 1$ 的列向量, 是距离、方位和俯仰的三维函数, 其中距离经过脉冲压缩和综合两步获得。为表述方便, 假设目标方位和俯仰角已知, 对第 l 个接收通道进行脉冲综合, 即

$$\begin{aligned} |\Gamma(\tau_h)| &= \left| \sum_{k=0}^{N_e-1} a_{kl}(\tau_h) r_{kl}(\tau_g) \right| \\ &= \left| \frac{\sin \pi \mu T_e (\tau_g - \tau_0)}{\pi \mu (\tau_g - \tau_0)} \frac{\sin \pi N_e \Delta f (\tau_h - \tau_0)}{N_e \sin \pi \Delta f (\tau_h - \tau_0)} \right|, \\ g &= [h/N_n], \quad h=1, \dots, N_m N_n \end{aligned} \quad (22)$$

由式(22)知, 距离函数的幅值由两部分构成, 第1部分为sinc函数, 第2部分为类sinc函数。由于类sinc函数在距离上会形成多个窄脉冲, 其幅度受sinc函数调制表现在距离栅瓣的出现。可以通过加权抑制距离栅瓣。令

$$H_{kl}(\tau_g) = \left| \frac{r_{kl}(\tau_g)}{T_e} \right| = \left| \frac{\sin \pi \mu T_e (\tau_g - \tau_0)}{\pi \mu T_e (\tau_g - \tau_0)} \right| \quad (23)$$

将上述权以 $N_e N_r \times 1$ 的列向量 \mathbf{v}_g 表示, 其第 $k + (l-1)N_e$ 个元素为

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_g(k + (l-1)N_e) &= H_{kl}(\tau_g), \\ k &= 1, \dots, N_e, \quad l = 1, \dots, N_r, \quad g = 1, \dots, N_m \end{aligned} \quad (24)$$

令 $\mathbf{w}_h = \mathbf{1} \otimes \mathbf{v}_g$, $h = 1, \dots, N_m N_n$, $\mathbf{1}$ 为 $N_n \times 1$ 的全1列向量, 构造权矩阵

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^T & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{w}_2^T & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{w}_{N_m N_n}^T \end{bmatrix}_{N_m N_n \times N_1} \quad (25)$$

则综合后输出为

$$\mathbf{F} = \mathbf{B} \odot \mathbf{W}\mathbf{Y} \quad (26)$$

其中 \odot 为Hadamard积。

5 计算机仿真

仿真参数如下: $f_0 = 3$ GHz, $T_r = 512$ μ s, $T_e = 450$ μ s, $\Delta f = 2$ MHz, $B_u = 6$ MHz, $N_e = 40$, $N_r = 16$, $M = 128$, 目标初始距离为 $R =$

10.675 km, $v = 3000$ m/s。

仿真 1 取接收信号信噪比-30 dB 到 0 dB, 每个信噪比下进行 50 次 Monte Carlo 实验, 对目标速度进行解模糊, 目标速度均方根误差和均值随信噪比变化关系如图 2 所示。其中虚线为包络未对齐结果, 实线为包络对齐后结果。由图 2(b)知, 两条曲线分别在-24 dB 和-22 dB 开始收敛。包络对齐时速度估计均方根误差收敛速度高于包络未对齐时结果, 而且随信噪比变化的趋势更为明显。速度估计均值随信噪比变化情况与均方根误差类似, 曲线收敛后基本与目标速度真实值吻合。

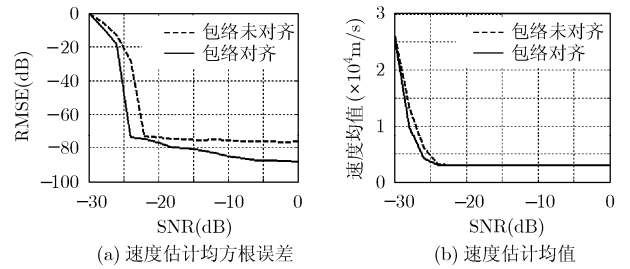


图 2 目标速度估计方差和均值随信噪比变化关系图

仿真 2 取目标方位角和俯仰角分别为 0° 和 -5° , 其余参数不变, 发射接收综合结果如图 3 所示。由图 3(a), 3(b)和 3(c)知, 在目标距离、方位和俯仰处均出现尖脉冲, 并且每个尖脉冲都具有较低旁瓣。这是由于多载频 MIMO 雷达发射端采用低旁瓣的随机阵列, 综合处理时形成收发双程方向图, 因此在方位和俯仰上它具有低旁瓣的特点。而距离的低旁瓣可以通过加权实现。图 3(d), 3(e)和 3(f)分别为距离、方位和俯仰主截面图。其中实线为加权抑制距离栅瓣的结果, 虚线为未抑制距离栅瓣的结果。距离主截面图中, 除加权外还加了汉明窗。由图知, 抑制距离栅瓣前, 距离副瓣和栅瓣非常明显约为-20 dB, 抑制后距离主瓣稍微展宽, 旁瓣和栅瓣约为-40 dB, 可见抑制效果比较明显。距离加权使方位俯仰主瓣有所展宽, 但对其旁瓣基本没有影响。由于多载频 MIMO 雷达发射阵为随机稀疏的面阵, 综合时采用先对粗测距离单元进行等距离分割, 再进行发射接收综合处理的方法, 从而基本上消除了距离和方位、俯仰之间的耦合, 如图 3(g)和 3(h)所示。

6 结束语

本文从多载频 MIMO 雷达的信号模型出发, 推导了该雷达信号处理的数学过程, 并利用多载频信息来解速度模糊, 实现了无距离速度模糊的 MIMO 雷达系统。综合时先对粗测距离单元进行等距离分

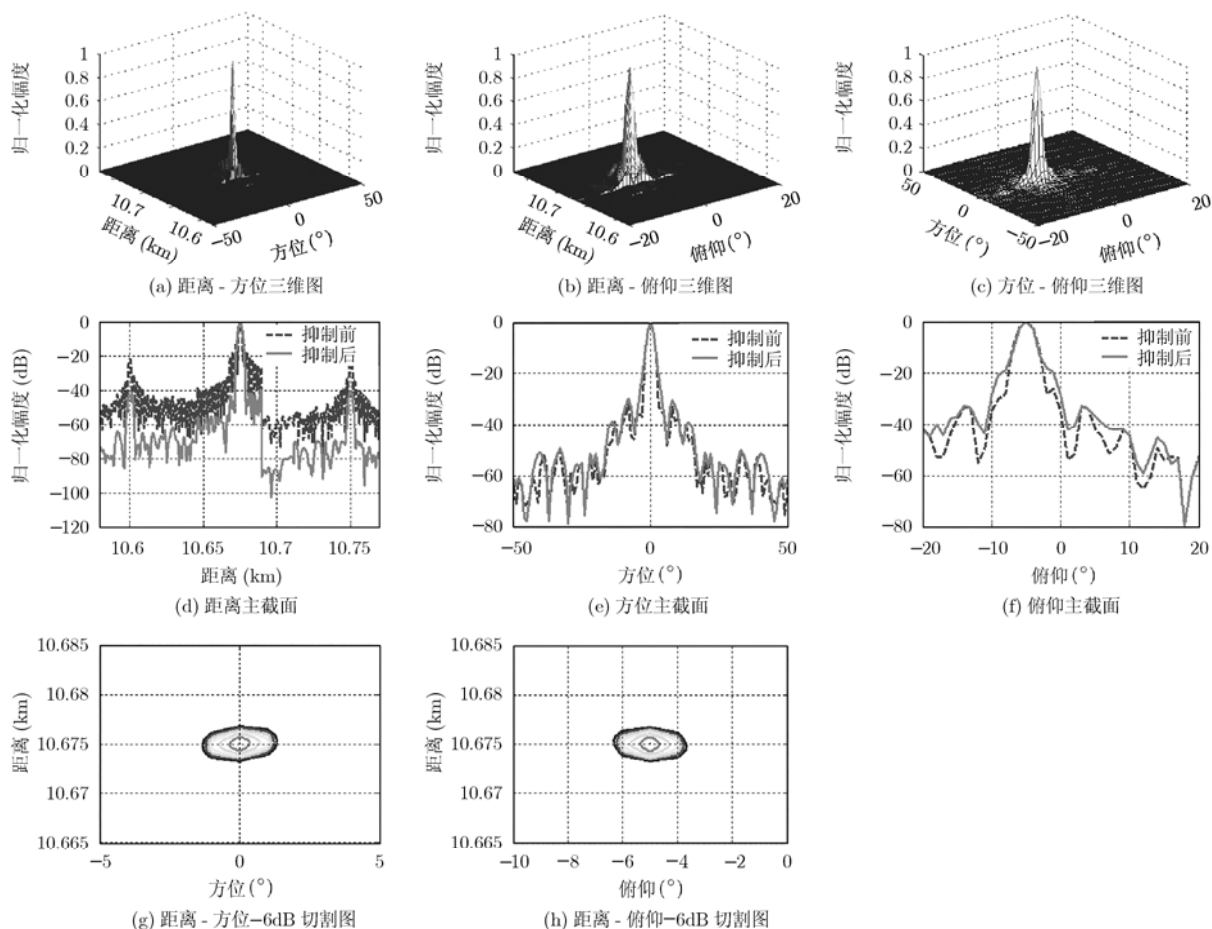


图3 综合处理结果

割, 再进行发射接收综合处理, 并利用积累后的数据来构造权值, 实现了距离栅瓣抑制。最后分析了多载频 MIMO 雷达的参数选取问题。仿真结果证明了本文方法的有效性。

参考文献

- [1] Fishler E, Haimovich A, and Blum R, *et al.* MIMO Radar: An idea whose time has come[C]. IEEE International Radar Conference, Philadelphia, 2004: 71278.
- [2] 戴喜增, 彭应宁, 汤俊. MIMO雷达检测性能[J]. 清华大学学报, 2007, 47(1): 88-91.
- [3] Dai Xi-zeng, Peng Ying-ning, and Tang Jun. Detection performance of MIMO radar[J]. *Journal of Tsinghua Univ. (Sci & Tech)*, 2007, 47(1): 88-91.
- [4] 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.
- [5] Chen Bai-xiao. Researches on 4-dimensional tracking and long-time coherent integration for synthetic impulse and aperture radar[D]. Xi'an: Xidian University, 1997.
- [6] 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.
- [7] Yang Ming-lei, Chen Bai-xiao, and Zhang Shou-hong. Study on the pattern synthesis of microwave SIAR arrays[J]. *Journal of Xidian University*, 2007, 34(5): 738-742.
- [8] Dai Xi-zeng, Xu Jia, and Peng Ying-Ning. High resolution frequency MIMO radar[C]. Proceedings of the IEEE Conference on Radar, Waltham, MA, USA, 2007: 693-697.
- [9] Dai Xi-zeng, Xu Jia, Ye Chun-mao, and Peng Ying-Ning. Low-sidelobe HRR profiling based on the FDLFM-MIMO radar[C]. 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, Huangshan, China, 2007: 132-135.
- [10] 黄振兴, 万征. 距离-速度噪声模糊数据同时分辨的孙子定理算法[J]. 电子学报, 1992, 20(9): 27-33.
- [11] Huang Zhen-xing and Wan Zheng. Simultaneous ambiguity resolution on noisy range and velocity data via CRT algorithm[J]. *Acta Electronica Sinica*, 1992, 20(9): 27-33.
- [12] Trunk G and Brockett S. Range and velocity ambiguity resolution[C]. IEEE International Radar Conference, Washington, 1993: 146-149.
- [13] 曾涛, 龙腾. 一种脉冲多普勒雷达解模糊的新算法[J]. 电子学报, 2000, 28(12): 99-101.
- [14] Zeng Tao and Long Teng. A new algorithm for PD radar ambiguity resolution[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2000, 28(12): 99-101.
- [15] Djuric P M and Kay S M. Parameter estimation of chirp signals[J]. *IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing*, 1990, 38(12): 2118-2126.

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。

陈伯孝: 男, 1966年生, 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。