

分布式 MIMO 雷达单脉冲测角

金镇^{*①} 谢良贵^② 文树梁^①

^①(中国航天科工集团二院二十三所 北京 100854)

^②(中国航天科工集团公司 北京 100048)

摘要: 由传统 DBF 方法得到分布式 MIMO 雷达 S 曲线的线性区很窄, 不利于单脉冲测角。基于无栅瓣的分布式 MIMO 雷达发射-接收联合波束方向图提出利用回波信号的绝对值相加减得到和、差波束, 该方法可以获得理想的零值深度, 差波束主瓣能被和波束主瓣包围, 有效扩展了 S 曲线的线性区。针对切向速度较高的目标进行单脉冲测角的数值仿真。在信噪比大于 -15 dB 时, 所提方法精度优于传统方法。在信噪比等于 -15 dB 时, 取绝对值之前进行相参积累, 表明所提方法精度接近传统方法。

关键词: 分布式 MIMO 雷达; 单脉冲测角; 数字波束形成(DBF); 零值深度

中图分类号: TN95

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2014)04-0474-06

DOI: 10.3724/SP.J.1300.2014.13077

Distributed MIMO Radar Monopulse Angular Estimation

Jin Zhen^① Xie Liang-gui^② Wen Shu-liang^①

^①(No.23 Institute of the Second Academy, CASIC, Beijing 100854, China)

^②(China Aerospace Science and Industry Corporation, Beijing 100048, China)

Abstract: The linear zone of the S-curve, which is formed with the digital beamforming (DBF) method, is extremely narrow for monopulse angle measurements with distributed Multiple-Input and Multiple-Output (MIMO) radar. Based on the transmitting-receiving beam pattern without grating lobe, the DBF method is proposed to form the $\Sigma\Delta$ -beam by using the absolute value of the echo signal. The ideal null depth can be achieved and the linear zone of the S-curve is expanded because the main lobe of the Δ -beam is enveloped by the Σ -beam. The monopulse angle for a target with high angle velocity was estimated. When the Signal-to-Noise Ratio (SNR) was higher than -15 dB, the accuracy of the proposed method was better than that of conventional methods. When the SNR was equal to -15 dB, the accuracy of the proposed method was similar to conventional methods that use coherent integration before taking the absolute value of the echo signal.

Key words: Distributed Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) radar; Monopulse angle estimation; Digital Beam Forming (DBF); Null-depth

1 引言

单脉冲测角是一项成熟技术, 文献[1-5]研究了该技术在单元天线距离较近的 MIMO 雷达中的应用。而在单元天线距离较远的分布式 MIMO 雷达中应用单脉冲测角技术, 需要解决其特有问題。首先, 分布式 MIMO 雷达栅瓣严重^[6,7], 文献[8]通过单元雷达间距空间参差技术, 得到无栅瓣的分布式 MIMO 雷达方向图, 可实现无模糊角度测量。其次, 分布式 MIMO 雷达方向图主瓣很窄, 如果 S 曲线线性区过窄, 目标容易穿越波束; 再次, 分布式 MIMO 雷

达用于远距离目标跟踪, 发射功率分散回波信噪比低。为拓展 S 曲线线性区, 对和、差波束形成方法提出改进措施, 并分析了其测角性能。

本文提出一种数字波束形成(Digital Beam Forming, DBF)方法, 对比传统波束形成方法, 该方法形成 S 曲线线性区更宽, 可以适应切向运动速度更大的目标, 结合回波数据的相参积累^[9-11], 可进一步改善本文波束形成方法在低信噪比下的测角性能。

2 信号模型

分布式 MIMO 雷达线性阵列如图 1 所示。N 部单元雷达相位中心坐标为 $\mathbf{x} = [d_1, d_2, \dots, d_N]^T$, 原点 O 是单元雷达 1 的相位中心, 也是整个阵列的相位参

2013-08-20 收到, 2014-01-15 改回; 2014-01-21 网络优先出版

国家部委基金资助课题

*通信作者: 金镇 jz98742@163.com

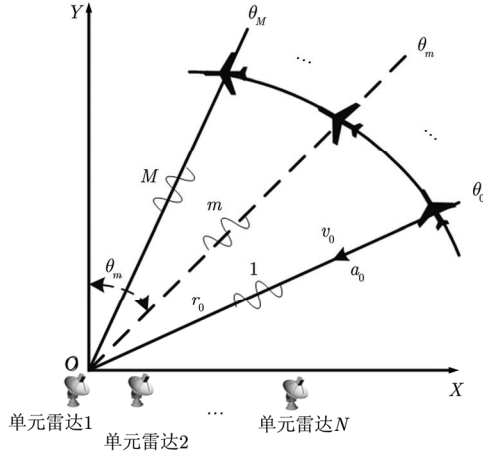


图1 相参 MIMO 雷达线性阵列

Fig. 1 Coherent MIMO radar linear array

考点。远场点目标参数为 $\mathbf{x}_T = [r_0, v_0, a_0, \theta_0]^T$, 其中 r_0 为目标初始径向距离, v_0 为初始径向速度, a_0 为初始径向加速度, θ_0 为目标与 Y 轴夹角初始角度。

MIMO 雷达的脉冲重复周期为 T_r , 相参处理间隔 (Coherent Processing Interval, CPI) 为 MT_r 。利用 \hat{t} 代表快时间, $t_m = mT_r$ 代表慢时间, 则第 m 个周期的接收信号为:

$$\mathbf{y}(\hat{t}, t_m) = \zeta \mathbf{a}(\theta_m) \mathbf{a}^T(\theta_m) \mathbf{s}(\hat{t} - \tau_m) \exp(-j2\pi f_c \tau_m) + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{s}(\hat{t}) = [s_1(\hat{t}), s_2(\hat{t}), \dots, s_N(\hat{t})]^T$ 为 MIMO 雷达发射的正交信号。 ζ 为目标复反射系数。 $\mathbf{a}(\theta_m) = [a_1(\theta_m), a_2(\theta_m), \dots, a_N(\theta_m)]^T$ 为阵列的导向矢量, 第 l 项为 $a_l(\theta_m) = \exp(j(2\pi/\lambda)d_l \sin \theta_m)$, λ 为载波波长。 θ_m 为第 m 个重复周期的目标角度。 \mathbf{n} 为白噪声。 τ_m 为第 m 个脉冲重复周期的目标回波时延。

单元雷达 l 的接收信号经匹配滤波, 分选出单元雷达 k 的发射信号为:

$$r_{kl}(\hat{t}, t_m) = \zeta a_k(\theta_m) a_l(\theta_m) u(\hat{t} - \tau_m) \exp(-j2\pi f_c \tau_m) + n_{kl} \quad (2)$$

其中 n_{kl} 为白噪声。 $u(\hat{t})$ 为基带信号脉冲压缩后波形, 假设基带信号脉冲压缩后包络相同。

MIMO 雷达一个脉冲周期内的回波为:

$$\mathbf{r}(\hat{t}, t_m) = [r_{11}(\hat{t}, t_m), r_{12}(\hat{t}, t_m), \dots, r_{1N}(\hat{t}, t_m), \\ r_{21}(\hat{t}, t_m), r_{22}(\hat{t}, t_m), \dots, r_{2N}(\hat{t}, t_m), \\ \dots, \\ r_{N1}(\hat{t}, t_m), r_{N2}(\hat{t}, t_m), \dots, r_{NN}(\hat{t}, t_m)]^T \quad (3)$$

3 单脉冲测角方法

单脉冲测角流程如图 2 所示。波束形成后, 先对左、右波束数据进行相参积累, 然后取绝对值形成和差波束, 再提取角误差。

首先定义 MIMO 雷达波束形成矢量为:

$$\mathbf{w}(\theta) = \mathbf{a}(\theta) \otimes \mathbf{a}(\theta) \quad (4)$$

$$\mathbf{w}_L(\theta) = (\mathbf{a}(\theta) \circ \mathbf{a}(-\vartheta_0)) \otimes (\mathbf{a}(\theta) \circ \mathbf{a}(-\vartheta_0)) \quad (5)$$

$$\mathbf{w}_R(\theta) = (\mathbf{a}(\theta) \circ \mathbf{a}(\vartheta_0)) \otimes (\mathbf{a}(\theta) \circ \mathbf{a}(\vartheta_0)) \quad (6)$$

其中 “ \otimes ” 为 Krönecker 积, “ \circ ” 为 Hadamard 积。 $\mathbf{w}(\theta)$ 形成指向 θ 的波束, 而 $\mathbf{w}_L(\theta)$, $\mathbf{w}_R(\theta)$ 分别形成指向 $\theta - \vartheta_0$, $\theta + \vartheta_0$ 的波束。

若目标方向为 θ_m 与波束指向 $\hat{\theta}_m$ 之间偏差为 $\Delta\theta_m = \theta_m - \hat{\theta}_m$, 则左波束 $r_L(\hat{t}, t_m)$, 右波束 $r_R(\hat{t}, t_m)$ 表示为:

$$r_L(\hat{t}, t_m) = \mathbf{w}_L^H(\hat{\theta}_m) \cdot \mathbf{r}(\hat{t}, t_m) \\ = \zeta F_L(\Delta\theta_m) u(\hat{t} - \tau_m) \exp(-j2\pi f_c \tau_m) + n_L \quad (7)$$

$$r_R(\hat{t}, t_m) = \mathbf{w}_R^H(\hat{\theta}_m) \cdot \mathbf{r}(\hat{t}, t_m) \\ = \zeta F_R(\Delta\theta_m) u(\hat{t} - \tau_m) \exp(-j2\pi f_c \tau_m) + n_R \quad (8)$$

其中 n_L , n_R 为白噪声, $F_L(\Delta\theta_m)$ 表达式为:

$$F_L(\Delta\theta_m) = \mathbf{w}_L^H(\hat{\theta}_m) \cdot (\mathbf{a}(\theta_m) \otimes \mathbf{a}(\theta_m)) \\ = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (d_k + d_l) \cdot (\sin \theta_m - \sin(\hat{\theta}_m) - \sin(-\vartheta_0))\right) \\ \approx \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (d_k + d_l) (b \cdot \Delta\theta_m - \sin(-\vartheta_0))\right) \quad (9)$$

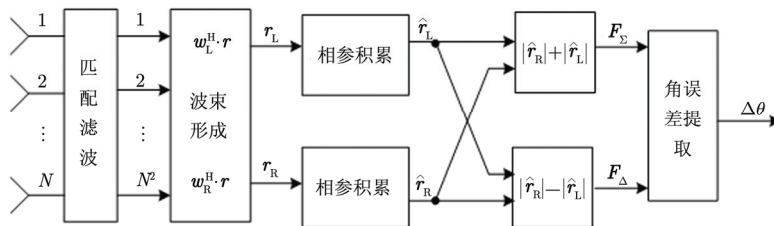


图2 信号处理流程图

Fig. 2 Flowchart of signal processing

式中 $b = \cos \theta_m$ 。

将 $F_L(\Delta\theta_m)$ 表示为复数形式，并将其幅度在 $\Delta\theta_m=0$ 附近泰勒展开，得：

$$F_L(\Delta\theta_m) = |F_L(\Delta\theta_m)| \exp(j\varphi_L(\Delta\theta_m)) \approx |F(\vartheta_0)| (1 + \mu\Delta\theta_m) \exp(j\varphi_L(\Delta\theta_m)) \quad (10)$$

其中 $\mu = |F'(\vartheta_0)|/|F(\vartheta_0)|$ ， $\varphi_L(\Delta\theta_m)$ 为 $F_L(\Delta\theta_m)$ 的相角， $F(\theta)$ 定义为：

$$F(\theta) = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (\sin \theta)\right) \quad (11)$$

类似可得：

$$F_R(\Delta\theta_m) = |F_R(\Delta\theta_m)| \exp(j\varphi_R(\Delta\theta_m)) \approx |F(\vartheta_0)| (1 - \mu\Delta\theta_m) \exp(j\varphi_R(\Delta\theta_m)) \quad (12)$$

式中 $\varphi_R(\Delta\theta_m)$ 为 $F_R(\Delta\theta_m)$ 的相角。

由上述分析可知，当 $\Delta\theta_m = 0$ 时， $\varphi_L(\Delta\theta_m)$ 与 $\varphi_R(\Delta\theta_m)$ 绝对值相等，符号相反，即 $F_L(\Delta\theta_m)$ 与 $F_R(\Delta\theta_m)$ 是共轭的。为保证零值深度，可利用左、右波束数据的绝对值相加减形成和差波束：

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{F}_\Sigma &= \frac{\text{abs}(\hat{\mathbf{r}}_R) + \text{abs}(\hat{\mathbf{r}}_L)}{\sqrt{2}} = [F_{\Sigma 1}, F_{\Sigma 2}, \dots, F_{\Sigma M}]^T \\ \mathbf{F}_\Delta &= \frac{\text{abs}(\hat{\mathbf{r}}_R) - \text{abs}(\hat{\mathbf{r}}_L)}{\sqrt{2}} = [F_{\Delta 1}, F_{\Delta 2}, \dots, F_{\Delta M}]^T \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

其中 $\text{abs}(\cdot)$ 表示对向量中每个元素取绝对值。将一个 CPI 内的左、右波束数据 $\mathbf{r}_R, \mathbf{r}_L$ 分成若干组，进行组内相参积累得到 $\hat{\mathbf{r}}_R, \hat{\mathbf{r}}_L$ 。 $F_{\Sigma m}$ 与 $F_{\Delta m}$ 为第 m 个脉冲重复周期的和差波束数据。取绝对值操作去除了左、右波束在角度零值处相位差的影响，因而可以得到理想零值深度。

利用积累后的组间数据，进行角误差提取表示为：

$$\varepsilon(\theta) = \frac{\sum_{m=1}^M |F_{\Delta m}| \cos(\varphi_{\Delta m} - \hat{\varphi})}{\left| \sum_{m=1}^M F_{\Sigma m} \right|} = k_m \theta \quad (14)$$

式中 $\hat{\varphi}$ 为和波束 $\sum_{m=1}^M F_{\Sigma m}$ 的相位，由于是相参回波，认为和波束信号在各周期中相位相同。 $\varphi_{\Delta m}$ 为每个脉冲重复周期的差波束的相位， θ 为角误差估计值， k_m 为 S 曲线斜率。

4 仿真分析

仿真中分布式 MIMO 雷达线性阵列如图 1 所示，仿真雷达参数见表 1。其中单元雷达相位中心的选择依据是得到无栅瓣的和波束方向图^[8]，这样可以实现无模糊的单脉冲测角。

将本文方法与文献[2]，文献[4]的和差波束形成方法进行对比，波束偏移量和 S 曲线斜率如表 2 所

表 1 仿真雷达参数设置

Tab. 1 Simulation parameter setting

雷达参数	仿真数值
单元雷达数 N	6
单元雷达相位中心(λ)	$[0, 100, 200, 350, 480, 630]^T$
单元雷达阵元数	132
阵元间距(λ)	1/2
载频 f_c (GHz)	1
波束宽度 θ_3 ($^\circ$)	0.055
脉冲重复周期 T_r (ms)	10
相参处理间隔 CPI (ms)	320

表 2 S 曲线斜率

Tab. 2 Angle-sensing response slope

	本文方法	文献[2]方法	文献[4]方法
偏移量 (ϑ_0/θ_3)	1/2	1/8	1/3
S 曲线斜率	1.5963	3.3373	1.7907

示，偏移量选取的准则是差波束主瓣峰值比和波束主瓣峰值低 3 dB。

文献[2]形成和差波束方法如式(15)所示。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{F}_\Sigma &= \mathbf{w}^H \cdot \hat{\mathbf{r}} \\ \mathbf{F}_\Delta &= \hat{\mathbf{r}}_R - \hat{\mathbf{r}}_L \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

文献[4]形成和差波束方法如式(16)所示。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{F}_\Sigma &= \mathbf{w}^H \cdot \hat{\mathbf{r}} \\ \mathbf{F}_\Delta &= \text{abs}(\hat{\mathbf{r}}_R) - \text{abs}(\hat{\mathbf{r}}_L) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

式中 $\text{abs}(\cdot)$ 表示对向量中每个元素取绝对值。将一个 CPI 内 $\mathbf{r}(\hat{t}, t_m)$ 按慢时间维分成若干组，然后进行组内相参积累得到 $\hat{\mathbf{r}}$ 。

3 种方法的 S 曲线均按式(17)形成：

$$S(\theta) = \frac{\text{real}(F_\Delta(\theta) \cdot F_\Sigma^*(\theta))}{|F_\Sigma(\theta)|^2} \quad (17)$$

式中 $\text{real}(\cdot)$ 表示取实部。

3 种方法归一化的和波束 3 dB 宽度 θ_3 均按式(15)中形成 \mathbf{F}_Σ 的主瓣宽度。

本文方法形成的和波束方向图与 S 曲线如图 3 所示，和波束方向图主瓣可以包住差波束主瓣，S 曲线线性区达 $0.5\theta_3$ ，斜率约为 1.6，接近工程实用。文献[2]，文献[4]方法的和波束主瓣不能包住差波束主瓣，S 曲线线性区较窄，分别为 $0.2\theta_3, 0.35\theta_3$ 。

分别利用本文方法，文献[2]方法，文献[4]方法，形成和、差波束，然后利用式(14)提取角误差，将 3 种方法的测角精度结果对比如图 4 所示。图 4 中横坐标为单个回波的信噪比，纵坐标为由波束宽度 θ_3 归一化的角度测量标准差。图 4(a)中，目标切向速度为 $0.01^\circ/\text{s}$ ，在一个 CPI 内角度变化约 $0.06 \theta_3$ ，

并且在波束形成前，回波数据不进行相参积累。由仿真结果可见，文献[2]方法精度最好，本文方法次之。分析其原因，一个 CPI 内目标角度变化均处于 S 曲线线性区，测角精度与 S 曲线斜率成正比，文献[2]方法斜率最大故精度最好。本文方法与文献[4]方法斜率接近，但精度更好，显示了本文方法的优

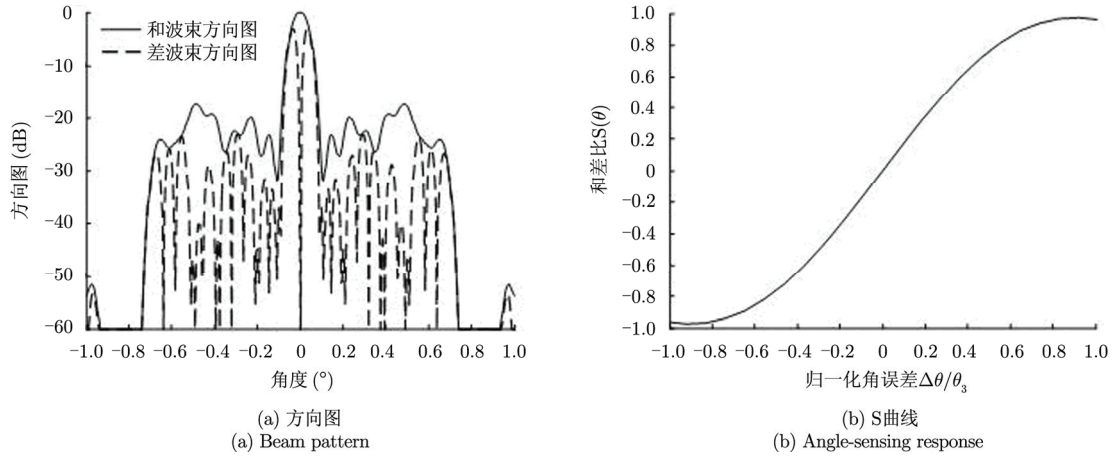


图 3 和差波束方向图与 S 曲线

Fig. 3 Σ - Δ beam pattern and angle-sensing response

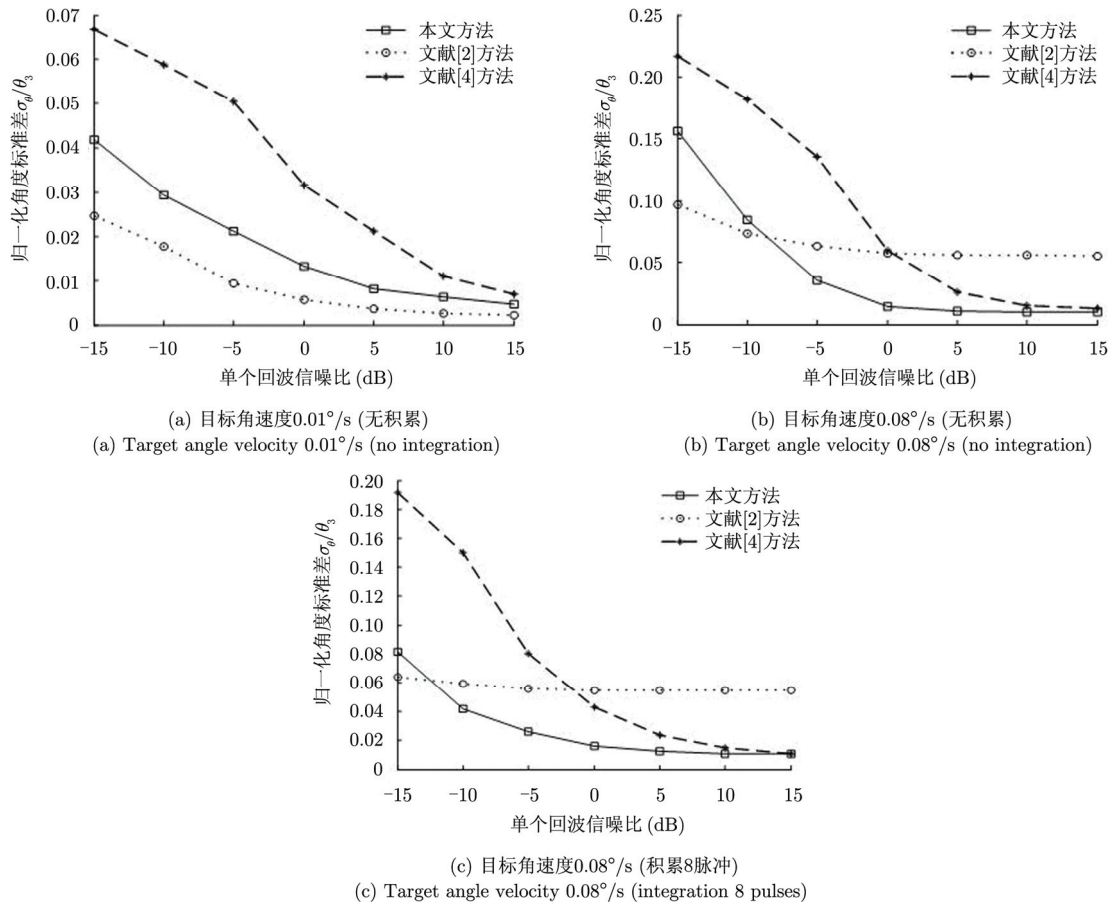


图 4 测角精度仿真结果

Fig. 4 Simulation result of angle measurement accuracy

越性。图 4(b)中, 目标切向速度为 $0.08^\circ/\text{s}$, 在一个 CPI 内角度变化约 $0.5\theta_3$, 在波束形成前, 回波数据不进行相参积累。由图 4(b)可见, 文献[2]方法因线性区窄故精度差, 并且文献[4]方法精度也不如本文方法。图 4(c)中, 目标切向速度为 $0.08^\circ/\text{s}$, 波束形成前, 一个 CPI 内 32 个数据分为 4 组, 每组 8 个数据进行相参积累。波束形成后, 按式(14)实现角误差提取与组间积累。由图 4(c)可见, 相参积累改善了 SNR, 本文方法与文献[2]方法的测角精度都有所提高, 当 $\text{SNR} = -15 \text{ dB}$ 时, 文献[2]方法精度更好, 当 $\text{SNR} > -10 \text{ dB}$ 时, 本文方法精度更好, 而文献[4]方法在此条件下精度改善不大。

由图 4(a), 图 4(c)可见, 在 $\text{SNR} = -15 \text{ dB}$ 时, 测角精度约为波束宽度的 $3\% \sim 6\%$ 。由于式(14)的角误差提取等效于进行组间相参积累, 所以图 4(a)中文献[2]方法精度接近单脉冲测角理论精度 $\sigma_\theta = 1/(k_m \sqrt{2M \cdot N^2 \cdot \text{SNR}})^{[12]}$, 而本文方法由于进行了取绝对值操作, 精度变差。图 4(c)中文献[2]方法精度变差是由于线性区窄, 而本文方法由于在取绝对值前进行了组内 8 脉冲的相参积累, 测角精度接近理论精度。

5 结论

分布式 MIMO 雷达方向图主瓣窄且栅瓣严重, 利用单元雷达间距空间参差, 可得到无栅瓣的联合波束方向图, 进而可实现无模糊的幅度和差单脉冲测角。由接收数据绝对值形成和差波束, 可去除 DBF 过程中角度零值处左、右波束之间相位差异, 得到理想零深。该方法形成和波束主瓣可包裹差波束主瓣, 拓展 S 曲线的线性区至 0.5 倍波束宽度, 可用于切向速度更大目标的角度测量。针对 CPI 内角度变化 0.5 倍波束宽度的目标, 将接收数据相参积累后再进行上述 DBF, 并采用多脉冲幅度和差角度估计, $\text{SNR} = -15 \text{ dB}$ 时测角精度接近传统方法, SNR 更高时测角精度优于传统方法。

参考文献

- [1] 朱伟, 陈伯孝. 二维数字阵列雷达的数字单脉冲测角方法[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(7): 1503-1509.
Zhu Wei and Chen Bai-xiao. Angle measurement method with digital monopulse for 2-dimensional digital array radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2011, 33(7): 1503-1509.
- [2] 周琦, 陈伯孝. 单脉冲测角技术在 MIMO 雷达不同布阵下性能分析[J]. 火控雷达技术, 2010, 39(3): 1-6.
Zhou Qi and Chen Bai-xiao. Performance analysis of monopulse angle measurement technology in different MIMO radar array[J]. *Fire Control Radar Technology*, 2010, 39(3): 1-6.
- [3] 杨晓倩, 刘海波. 基于数字阵列雷达的单脉冲测角技术研究[C]. 第十二届全国雷达学术年会, 武汉, 2012: 1130-1133.
Yang Xiao-qian and Liu Hai-bo. Study on monopulse angle measurement based on digital array radar[C]. Proceedings of 12th National Radar Symposium, Wuhan, China, 2012: 1130-1133.
- [4] 张娟娟, 刘红明. MIMO 雷达的单脉冲测角算法研究[C]. 第十二届全国雷达学术年会, 武汉, 2012: 1260-1263.
Zhang Juan-juan and Liu Hong-ming. Study on MIMO radar monopulse angle measurement algorithm[C]. Proceedings of 12th National Radar Symposium, Wuhan, China, 2012: 1260-1263.
- [5] Sandeep G and Arye N. Monopulse MIMO radar for target tracking[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(1): 755-768.
- [6] Robey C and Scott C. MIMO radar theory and experimental results[C]. The Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, 2004: 300-304.
- [7] Heimiller R. Distributed array radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1983, 19(2): 831-839.
- [8] 金镇, 籍刚. 共置天线的分布式相参 MIMO 雷达布阵优化研究[J]. 系统工程与电子技术, 2012, 34(12): 65-69.
Jin Zhen and Ji Gang. Optimizing antenna array geometry for distributed coherent MIMO radar with collocated antennas[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(12): 65-69.
- [9] Pruslin D. Multiple-pulse monopulse accuracy[R]. Lexington: Massachusetts Inst. of Tech, Lexington Lincoln Lab, AD0737369, 1971.
- [10] 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 and Zeng Tao. Weak target detection based on Keystone transform[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(9): 1675-1678.
- [11] 钱李昌, 许稼. 基于雷达脉冲重复间隔设计的 Radon-Fourier 变换盲速旁瓣抑制[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(11): 2608-2614.
Qian Li-chang and Xu Jia. Blind speed side lobe suppression in Radon-Fourier transform based on radar pulse recurrence interval design[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(11): 2608-2614.
- [12] Barton D. Handbook of Radar Measurement[M]. Dedham: Artech House Incorporation, 1986: 45-47.

作者简介



金 镇(1980-), 男, 黑龙江人, 航天二院研究生院博士生, 研究方向为雷达总体设计、MIMO 雷达。
E-mail: jz98742@163.com

谢良贵(1964-), 男, 江西人, 航天科工集团公司研究员, 博士生导师, 研究方向为雷达总体设计、电磁场与天线技术。

文树梁(1971-), 男, 湖南人, 航天二院二十三所研究员, 博士生导师, 研究方向为雷达总体设计、雷达信号处理技术。

《雷达学报》“目标与环境电磁散射特性技术”专题征文通知

“目标与环境电磁散射特性技术”是重要的雷达共性基础技术, 主要研究建模计算、试验测量、特征提取等方法, 揭示目标与环境电磁散射特性及其变化规律, 获得高置信度的模型和数据, 用于目标的雷达探测、分类与识别。目标与环境电磁散射特性在雷达系统设计、目标隐身和反隐身、雷达目标识别等领域具有十分重要的应用价值。

为及时总结目标与环境电磁散射特性技术研究与应用方面的最新进展, 《雷达学报》拟在 2015 年上半年出版“目标与环境电磁散射特性技术”专题, 专题主编为电磁散射重点实验室殷红成研究员。

现公开征集专题论文, 诚挚欢迎国内外专家、学者和科研人员积极投稿, 具体征文事项如下。

一. 征文方向(但不限于)

1. 电磁散射建模与计算方法
2. 电磁散射测量技术
3. 地、海环境电磁散射特性
4. 目标与环境复合电磁散射特性
5. 近场电磁散射特性
6. 逆散射与成像
7. 特征提取与识别

二. 征文要求

1. 来稿必须进行脱密处理, 发表前应提交保密审查表(盖章)。
2. 观点明确, 论据充分, 引证准确; 尚未公开发表; 中英文皆可。
3. 题目、作者姓名及单位、摘要、关键词应给出中英文; 单位和物理量使用符合国家标准。
4. 稿件请采用 Office Word 97~2003 版本通栏排版。
5. 投稿请在《雷达学报》网站(<http://radars.ie.ac.cn>)“作者投/查稿”处注册、上传, 在作者留言中注明“目标与环境电磁散射特性技术”专题论文。
6. 投稿截止日期: 2014 年 12 月 31 日。
7. 联系人: 贾守新、高华, 电话: 010-58887062, 邮箱: radars@mail.ie.ac.cn。

(“太赫兹雷达技术”专题征文通知见 496 页)