

MIMO 雷达等效相位中心误差分析

王怀军 朱宇涛 许红波 粟毅
(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 为便于 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 雷达在接收端相干处理多通道回波数据, 该文首先基于相位中心近似来简化 MIMO 雷达信号模型。以产生等效相位中心误差为代价, 将 MIMO 雷达的多收发阵列结构转化为收发同置的单站形式。通过分析等效相位中心与收发阵元之间的几何关系, 解析描述了等效相位中心误差。而后对等效相位中心误差进行了理论分析, 推导出一些与误差校正有关的基本性质。针对收发阵元间距的不同取值范围, 设计了相应的等效相位中心误差校正表示式。最后利用数值仿真实验完成了等效相位中心误差分析有效性的定量评估。

关键词: MIMO 雷达; 相位中心近似; 等效相位中心

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)08-1849-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01146

Analysis of Displaced Phase Center Error in MIMO Radar

Wang Huai-jun Zhu Yu-tao Xu Hong-bo Su Yi

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: In order to process the multi-channel received data coherently in a convenient way, this paper simplifies MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) radar signal model using phase center approximation, firstly. The multiple-transmit multiple-receive array architecture of MIMO radar is transformed into monostatic situation at the cost of causing displaced phase center error. Through the geometry of phase center approximation, definition of displaced phase center error is obtained. Displaced phase center error is analyzed in depth and some basic properties related to error correction are derived. Error correction expression of displaced phase center is designed according to the extent of space between receive and transmit phase center. Finally, the numerical experiments are provided to demonstrate the effectiveness of the theoretical analysis in this paper.

Key words: MIMO radar; Phase center approximation; Displaced phase center

1 引言

近年来, MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)雷达技术逐渐成为雷达领域中的一个研究热点^[1-6], 受到人们越来越多的关注。结合了阵列与分集技术, MIMO 雷达能够得到远多于实际物理阵元数目的观测通道和自由度^[1,2]。围绕如何产生与利用这些多观测通道数据, MIMO 雷达模型大体可以分为两种: 广域布阵形式^[3]和密集布阵形式^[4]。广域布阵 MIMO 雷达的阵元间距非常大, 从而可以利用空间分集增益来提高目标检测性能。密集布阵 MIMO 雷达的收发天线阵与传统阵列类似, 阵元间距较小, 多个观测通道数据能够联合进行相干处理。相比与实孔径阵列或相控阵雷达, 密集布阵 MIMO

雷达在空间分辨能力、抗干扰、参数辨识、成像等多个方面提高了雷达性能^[1,5-7]。本文中的 MIMO 雷达模型也是基于密集布阵形式的。

密集布阵 MIMO 雷达的收发阵列之间存在空间卷积效应^[8], 通过合理设计收发阵列, 等效阵列能够有效扩展原有物理阵列的孔径长度或密度^[9], 这正是密集布阵 MIMO 雷达的优势所在。在后端的信号处理上, MIMO 雷达通过等效阵列还可大大简化信号模型, 同时也便于使用传统的信号处理方法。但基于等效阵列处理时, 不可避免会遇到等效相位中心误差问题, 因为等效相位中心与实际物理相位中心在回波的时延、幅度或相位信息等方面存在一定的差异, 如果不校正等效相位中心误差将会影响后端处理结果。为了解决等效相位中心误差问题, 首先需要对该误差进行分析, 同时等效相位中心误差分析可以为 MIMO 雷达阵列设计与信号处理方法选取提供必要的理论参考依据。

2009-08-28 收到, 2009-12-09 改回

国家部委基金和国家自然科学基金(60602022)资助课题

通信作者: 王怀军 mudt_wanghuaijun@tom.com

2 信号模型与相位中心近似

根据 MIMO 雷达的基本工作原理, 一个 M 发 N 收的 MIMO 雷达系统在接收端总共将产生 MN 路匹配滤波输出结果。相干处理前的输出信号可以简便地表示为

$$s(x_{t,m}, x_{r,n}) = \zeta e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(R_{t,m} + R_{r,n})}$$

$$m = 0, 1, \dots, M-1; n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中 ζ 为目标散射系数, 由于收发阵列分布比较紧凑, 假设 ζ 在整个收发孔径范围内保持不变; $R_{t,m}$ 和 $R_{r,n}$ 分别表示发射相位中心 m 到目标的距离和目标到接收相位中心 n 的距离, 它们的直角坐标表示形式为

$$\left. \begin{aligned} R_{t,m} &= \sqrt{(x_{t,m} - x_p)^2 + y_p^2 + z_p^2} \\ R_{r,n} &= \sqrt{(x_p - x_{r,n})^2 + y_p^2 + z_p^2} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式(2)中 (x_p, y_p, z_p) 为目标点的 3 维直角坐标; $(x_{r,n}, 0, 0)$ 和 $(x_{t,m}, 0, 0)$ 分别表示收发相位中心的直角坐标, 这里假定收发阵列都分布于 x 轴上。根据式(2), 式(1)中收发距离和为两个根式的相加, 并且相位中心序号 m 和 n 是相互独立变化的, 这使 MIMO 雷达的信号模型变得非常复杂。传统基于收发同置的相干处理方法, 如一些 SAR 成像算法等都无法直接应用于 MIMO 雷达。为了解决这个模型适用性问题, 可以采用相位中心近似(Phase Center Approximation, PCA)^[10]方法将 MIMO 雷达回波信号模型转化为收发同置情形。

PCA 是一种将收发分置情形转换为收发同置单相位中心的简便方法, 其基本原理为: 一对发射接收分置的阵元, 可以由位于它们中心位置的一个发射接收同置的相位中心等效(见图1), 当然这个等效导致的路程差将会产生相位误差, 需进行相位补偿。

图 1 中 $R_{e,l}$ 为等效相位中心到目标的距离, 可以表示为

$$R_{e,l} = \sqrt{(x_{e,l} - x_p)^2 + y_p^2 + z_p^2} \quad (3)$$

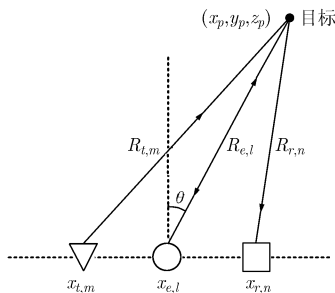


图 1 等效相位中心示意图

$(x_{e,l}, 0, 0)$ 为等效相位中心的直角坐标, 其中 $x_{e,l}$ 满足

$$x_{e,l} = \frac{x_{t,m} + x_{r,n}}{2} \quad (4)$$

在 MIMO 雷达收发阵列都为均匀线阵情况下, 用 d_t 和 d_r 分别表示收发阵元间距, 式(4)可以重写为

$$x_{e,l} = \frac{x_{t,0} + x_{r,0}}{2} + \frac{md_t + nd_r}{2} \quad (5)$$

当满足条件 $d_t = Nd_r$ 时, 式(5)又可表示为

$$x_{e,l} = \frac{x_{t,0} + x_{r,0}}{2} + ld_e, \quad l = 0, 1, \dots, MN-1 \quad (6)$$

其中 $d_e = d_r/2$ 。式(6)表示的是一个 MN 元收发同置的均匀线性阵列。由此, 通过合理配置收发阵列同时结合 PCA 操作, MIMO 雷达的多收发组合信号模型被简化为均匀线阵模型, 后续处理起来将非常方便。

3 等效相位中心误差分析

由于等效相位中心到目标的双程距离 $(2R_{e,l})$ 与收发阵元到目标的距离和 $(R_{t,m} + R_{r,n})$ 是有误差的, 这个距离误差会造成回波数据之间的相位混乱, 影响相干处理结果。因此, 基于等效阵列进行相干处理前需要先分析等效相位中心误差, 以便精确地将其校正。

3.1 等效相位中心误差的定义与表示

定义等效相位中心误差为

$$\Delta R_{m,n} = R_{t,m} + R_{r,n} - 2R_{e,l} \quad (7)$$

利用式(7)对式(1)进行相位补偿可得

$$s(x_{t,m}, x_{r,n}) = \zeta e^{-j\frac{4\pi}{\lambda}R_{e,l}} \quad (8)$$

式(8)即为等效阵列的回波信号表示式, 它体现为单变量(等效相位中心位置变量 $x_{e,l}$)的信号形式, 这就大大简化了 MIMO 雷达的信号模型。但式(7)所表示的等效相位中心误差是与目标位置耦合在一起, 通常目标位置未知, 所以无法精确得到这个误差表示式, 需要对其进行必要的基础性理论分析。

以 $L_{m,n}$ 表示发射相位中心与等效相位中心之间的间隔(等于接收相位中心与等效相位中心的间隔), 即收发相位中心之间的间隔为 $2L_{m,n}$ 。假设 $x_{r,n} \geq x_{t,m}$, 则 $x_{r,n}$ 和 $x_{t,m}$ 可以表示为

$$\left. \begin{aligned} x_{t,m} &= x_{e,l} - L_{m,n} \\ x_{r,n} &= x_{e,l} + L_{m,n} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

将式(2)和式(9)代入式(7), 并结合式(3)可得

$$\begin{aligned} \Delta R_{m,n} &= \sqrt{L_{m,n}^2 + R_{e,l}^2} - 2L_{m,n}R_{e,l}\alpha_{e,l} \\ &\quad + \sqrt{L_{m,n}^2 + R_{e,l}^2} + 2L_{m,n}R_{e,l}\alpha_{e,l} - 2R_{e,l} \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\alpha_{e,l} = (x_p - x_{e,l})/R_{e,l}$, 它实际上表示目标与等效相位中心关于阵列法线方向夹角 θ (见图 1)的正弦值, 取值范围为 $|\alpha_{e,l}| \leq 1$ 。分析式(10)可以发现,

等效相位中心误差是一个关于离散变量 $L_{m,n}$, $R_{e,l}$ 和 $\alpha_{e,l}$ 的表达式。为了分析方便, 以连续变量函数 $f(L, R, \alpha)$ 来重新定义式(10)为

$$f(L, R, \alpha) = \sqrt{L^2 + R^2 - 2LR\alpha} + \sqrt{L^2 + R^2 + 2LR\alpha} - 2R \quad (11)$$

式(11)中 L , R 和 α 分别为离散变量 $L_{m,n}$, $R_{e,l}$ 和 $\alpha_{e,l}$ 的连续形式。

假设图 1 中的目标位于收发阵元的远场, 即辐射场以平面波的形式进行传播。此时由于满足 $|x_{e,l} - x_{t,m}| = |x_{r,n} - x_{e,l}| = L_{m,n}$, 故可认为等效相位中心误差可以忽略, 即 $f(L, R, \alpha) \approx 0$ 。但所谓远场是收发阵元与等效相位中心之间的相位差在一定条件下的近似, 当不满足远场条件时等效相位中心误差是不可忽略的。上述近似条件可以选取为双程波程差不大于 $\lambda/4$ (λ 为信号波长), 对应相差小于 $\pi/2$ ^[11], 由此可得

$$|f(L, R, \alpha)| \leq \lambda/4 \quad (12)$$

将式(11)代入式(12), 得

$$L \leq \sqrt{\frac{\frac{\lambda^4}{1024R^2} + \frac{\lambda^3}{32R} + \frac{5\lambda^2}{16} + \lambda R}{4 + \frac{\lambda}{R} + \frac{\lambda^2}{16R^2} - 4\alpha^2}} \quad (13)$$

考虑到 λ/R 的值很小, 忽略它的影响, 式(13)可简化为

$$L \leq \sqrt{\frac{5\lambda^2 + 16\lambda R}{64 - 64\alpha^2}} \quad (14)$$

根据式(12)和式(14)可得到等效相位中心误差的一个性质:

性质 1 当误差 $f(L, R, \alpha)$ 满足式(12)时, 等效相位中心误差是可以忽略的, 无需补偿其引起的相位误差, 这时等效相位中心与收发阵元之间的间隔 L 满足式(14)。

3.2 等效相位中心误差的二次项校正

当 L 不满足式(14)时, 就需要校正等效相位中心误差。将 $f(L, R, \alpha)$ 表示为关于 L 的二阶泰勒级数形式

$$f(L, R, \alpha) \approx \frac{1 - \alpha^2}{R} L^2 \quad (15)$$

由于 $R \gg L$, 式(15)的展开式中忽略了泰勒级数的高阶项。

虽然式(15)中 R 和 α 都与目标有关, 但 $f(L, R, \alpha)$ 关于它们变化缓慢, 可以选取目标参考中心点处的 R_0 和 α_0 来代替, 而 L 的具体取值是已知的, 所以式(15)中的二次项是比较容易得到的。考虑到式(15)是对等效相位中心误差的近似表示, 它与实际

$f(L, R, \alpha)$ 有一定的偏差。 $f(L, R, \alpha)$ 关于 L 是加速递增变化的, 当 L 增大到一定程度时, 式(15)的偏差将会变大, 进而影响式(8)的相位补偿操作。因此, 式(15)只能在 L 的一定范围内比较精确地补偿相位误差。等效相位中心误差校正精度也可选取为式(12)中的 $\lambda/4$, 这样采用二次项校正等效相位中心误差时, 近似误差满足下列条件:

$$\left| \frac{1 - \alpha^2}{R} L^2 + 2R - \sqrt{L^2 + R^2 - 2RL\alpha} - \sqrt{L^2 + R^2 + 2RL\alpha} \right| \leq \lambda/4 \quad (16)$$

通过式(16)很容易确定 L 的取值范围。

下面即以 $\alpha = 0$ 这个特殊情况来考察 L 的取值, 式(16)在 $\alpha = 0$ 时将变为

$$L \leq \sqrt{\frac{R\lambda}{4} + R\sqrt{R\lambda}} \quad (17)$$

由上面分析可以得到等效相位中心误差另一个重要性质:

性质 2 当采用与 L 有关的二次项(式(15))进行相位补偿时, L 的取值需要满足一定的取值范围(式(16)所示)以保证小于 $\lambda/4$ 的误差校正精度。

在上面的分析过程中误差校正精度的上限是 $\lambda/4$, 而下限可以取为 0, 即完全校正等效相位中心误差。等效相位中心误差的二次项校正是否存在完全校正情况, 也就是在什么条件下式(16)能达到误差校正下限将是以下的一个分析内容。完全校正等效相位中心误差时, 式(16)可改写为

$$\frac{1 - \alpha^2}{R} L^2 + 2R - \sqrt{L^2 + R^2 - 2RL\alpha} - \sqrt{L^2 + R^2 + 2RL\alpha} = 0 \quad (18)$$

令 $L/R = \eta$, 式(18)变为

$$(1 - \alpha)(1 + \alpha)[2\alpha^4\eta^2 + (1/4)(1 - \alpha)^3(1 + \alpha)^3\eta^4 - \alpha^2(3\eta^2 + 5) + 1 + \eta^2] = 0 \quad (19)$$

由于 η 值非常小, 满足 $\eta^2 \approx 0, \eta^4 \approx 0$, 可得

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \pm 1 \\ \alpha &= \pm\sqrt{5}/5 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

其中 $\alpha = \pm 1$ 对应目标位于 x 轴上的情况, 一般不可能出现此种情况, 这样就可以得到等效相位中心误差一个有趣的性质:

性质 3 当 $\alpha = \pm\sqrt{5}/5$, 也就是等效相位中心与目标之间满足特定视线角度 ($\theta = \arcsin(\pm\sqrt{5}/5)$) 时, 与 L 有关的二次项(式(15))能够完全校正等效相位中心误差。

3.3 等效相位中心误差的高次项校正

MIMO 雷达接收端的匹配滤波输出对应所有收发相位中心的配对组合, 一般不同收发配对组合之

间的间距也不尽相同, 这样也就得到许多不同的 L 取值。多收发相位中心情况下, L 有可能出现一些较大取值, 从而无法满足式(16), 采用式(15)进行等效相位中心相位补偿时就存在较大的近似误差, 这就需要考虑泰勒级数展开式中高阶项的影响。

$f(L, R, \alpha)$ 关于 L 的 k 阶泰勒级数形式为

$$f(L, R, \alpha) \approx f(0, R, \alpha) + \frac{\partial}{\partial L} f(0, R, \alpha)L + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2}{\partial L^2} f(0, R, \alpha)L^2 + \dots + \frac{1}{k!} \frac{\partial^k}{\partial L^k} f(0, R, \alpha)L^k \quad (21)$$

式(21)中的 k 阶偏导根据式(11)可以求得为

$$\begin{cases} \frac{\partial^k}{\partial L^k} f(0, R, \alpha) = 0, & k \text{ 为奇数} \\ \frac{\partial^k}{\partial L^k} f(0, R, \alpha) = \sum_{i=0}^{k/2} a_{k,i} \frac{\alpha^{2i}}{R^{k-1}}, & k \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (22)$$

其中 $a_{k,i}$ 为系数。采用 k 阶泰勒级数来校正等效相位中心误差时产生的近似误差可以表示为

$$f_e^{(k)}(L, R, \alpha) = \left| \sum_{i=0}^k \frac{1}{i!} \frac{\partial^i}{\partial L^i} f(0, R, \alpha)L^i - f(L, R, \alpha) \right| \quad (23)$$

若 L 的取值在泰勒级数的收敛域内, 则式(23)又可写为

$$f_e^{(k)}(L, R, \alpha) = \left| \sum_{i=k+1}^{\infty} \frac{1}{i!} \frac{\partial^i}{\partial L^i} f(0, R, \alpha)L^i \right| \quad (24)$$

结合式(22), $f(L, R, \alpha)$ 展开式中二次以上的前后项比值可以表示为

$$\left| \frac{\frac{1}{(k+2)!} \frac{\partial^{k+2}}{\partial L^{k+2}} f(0, R, \alpha)L^{k+2}}{\frac{1}{k!} \frac{\partial^k}{\partial L^k} f(0, R, \alpha)L^k} \right| \approx \frac{1}{(k+1)(k+2)} \left(\frac{L}{R} \right)^2 \quad (25)$$

其中 k 要求为偶数。一般 R 远大于 L , 同时随着 k 的增大, 式(25)的比值应该在一个很小的数量级, 这说明式(24)求和项中后一项的绝对值远小于前一项, 所以式(24)只需取第一项($i=k+1$)来代替, 同时近似误差仍然按照 $\lambda/4$ 的误差校正精度来衡量, 当然也可以选取更高的误差校正精度。由此, 可得下列关系式

$$f_e^{(k)}(L, R, \alpha) \approx \frac{1}{(k+1)!} \left| \frac{\partial^{k+1}}{\partial L^{k+1}} f(0, R, \alpha) \right| L^{k+1} \leq \frac{\lambda}{4} \quad (26)$$

其中 k 为奇数, 当 k 为偶数时应向后顺延一项。通过式(26)可以方便地确定使用高次项校正等效相位中心误差时 L 对应 $\lambda/4$ 误差校正精度的取值范围。

通过上述泰勒级数展开式分析, 又可以归纳出等效相位中心误差的一个性质:

性质 4 当 L 取值不满足式(16)时, 需要考虑 $f(L, R, \alpha)$ 泰勒级数展开式中高阶项的影响。利用 k

阶泰勒级数来校正等效相位中心误差时, 只需泰勒级数展开式中的 $k+1$ 阶导数项满足式(26)即可。

4 数值仿真实验

为了验证上节中等效相位中心误差分析的正确性, 下面将采用数值仿真实验以定量的形式进行评估, 其中波长 λ 选取为 0.03 m, L 和 R 的取值范围分别为 $[0, 1500]$ m 和 $[10000, 20000]$ m。

实验 1 对等效相位中心误差分析的性质 1 进行数值仿真, 结果如图 2 所示。图 2(a)给出了误差函数 $f(L, R, \alpha)$ 关于自变量 L 的变化曲线, 图 2(b)对应的是可以忽略 $f(L, R, \alpha)$ 影响时 L 的截止长度。

在图 2(a)中的 3 条曲线分别对应 ($R = 10000, \alpha = 0.25$), ($R = 15000, \alpha = 0.5$) 和 ($R = 20000, \alpha = 0.75$) 时 $f(L, R, \alpha)$ 关于 L 的变化形式, 它们与直线 $f(L, R, \alpha) = \lambda/4$ 的 3 个交点分别为 $L=8.94, 12.25$ 和 18.52 , 它们即为 L 的截止长度, 上述 L 和 R 的单位都为 m。 L 的截止长度以 L_c 来表示, 为式(14)中 L 的最大值。绘制其与变量 R 和 α 的 2 维变化曲面(见图 2(b)), 图 2(a)中 L_c 的 3 个取值表现为图 2(b)曲面上相应点的 L_c 坐标值。观察 L_c 的变化曲面会发现, 它关于变量 R 和 α 都为递增的变化关系。

实验 2 数值仿真等效相位中心误差分析的性质 2, 仿真结果见图 3。

等效相位中心误差通过式(15)二次项校正后的近似误差定义为 $f_e^{(2)}(L, R, \alpha) = |(1 - \alpha^2/R)L^2 - f(L, R, \alpha)|$ 。图 3(a)给出了近似误差关于 L 的 3 条变化曲线, 其中变量 R 和 α 的取值与图 2(a)中相同。根据 $\lambda/4$ 的误差校正精度得到 L 的截止长度分别为 $L_c = 464.30, 741.68$ 和 858.87 m。相比与未进行误差校正(图 2(a))得到的 L 截止长度, 二次项校正后截止长度大大增加了。等效相位中心误差引起的相位误差项可记为 $P_1(L, R, \alpha) = e^{-j(2\pi/\lambda)f(L, R, \alpha)}$, 同样二次误差校正项对应的相位函数为 $P_2(L, R, \alpha) = e^{-j(2\pi/\lambda)(1 - \alpha^2/R)L^2}$ 。比较 $P_1(L, R, \alpha)$ 和 $P_2(L, R, \alpha)$ 的相位角关于 L (取值在截止长度之内)的变化关系, 如图 3(b)所示。在图中两条变化曲线相互重叠, 吻合的很好, 这说明在 L 的截止长度内, 关于 L 的二次项能够很好的校正等效相位中心误差。

实验 3 验证等效相位中心误差分析的性质 3。性质 3 表明二次项(式(15))在自变量 α 取特殊值时将完全校正等效相位中心误差, 具体的仿真结果如图 4 所示。

根据式(20), α 的这个取特殊值为 $\pm\sqrt{5}/5$, 考察 $f_e^{(2)}(L, R, \alpha = \sqrt{5}/5)$ 的变化图形, 如图 4(a)所示。

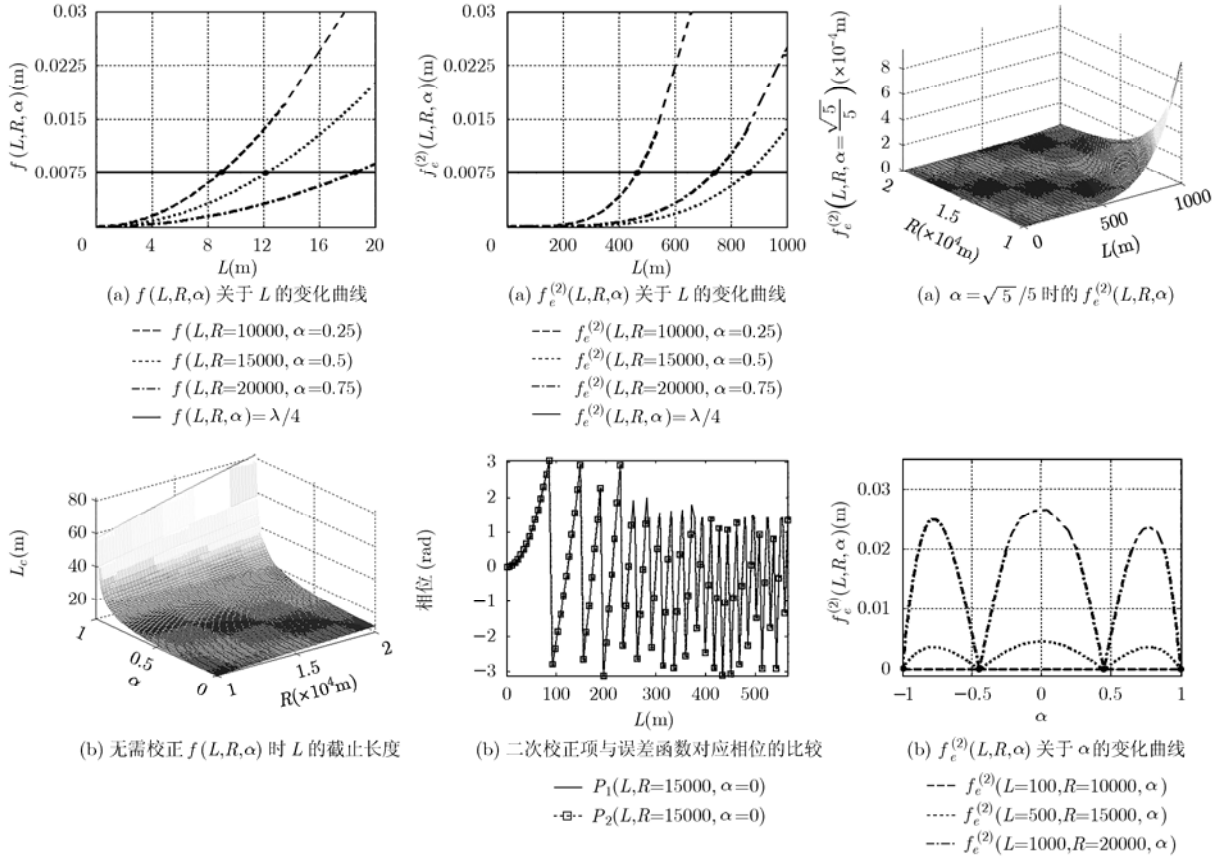


图 2 关于性质 1 的仿真实验结果

图 3 关于性质 2 的仿真实验结果

图 4 关于性质 3 的仿真实验结果

近似误差 $f_e^{(2)}(L, R, \alpha = \sqrt{5}/5)$ 基本上分布在 0 值附近, L 较大取值对应的近似误差量级也在 10^{-4} m, 远小于 $\lambda(0.03 \text{ m})$ 的取值, 这说明等效相位中心误差基本被完全校正了。图 4(b) 是 $f_e^{(2)}(L, R, \alpha)$ 关于 α 的变化曲线, 可以看出在不同的 L 和 R 取值组合情况下, 各个变化曲线相交于 4 点, 它们对应的 α 取值正是 ± 1 和 $\pm\sqrt{5}/5$ 。上节分析表明 $\alpha = \pm 1$ 的情况一般不会出现, 而当 $\alpha = \pm\sqrt{5}/5$ 时, 关于 L 的二次项可以完全校正等效相位中心误差。

实验 4 对等效相位中心误差分析的性质 4 进

行考察。当二次项误差校正不满足 $\lambda/4$ 的校正精度时, 需要考虑使用关于 L 的高次项进行校正, 这里考虑使用四次项校正, 相应的四次项近似误差可表示为 $f_e^{(4)}(L, R, \alpha)$, 具体取值可以通过式(21), 式(22)和式(23)联合计算得到。

图 5(a) 和 5(b) 分别给出了二次项校正和四次项校正的近似误差关于 L 的变化曲线。变量 L 的取值范围为 $[500, 1500]$ m, 在此范围内, 二次项校正近似误差大部分都大于 $\lambda/4$ 的校正精度(见图 5(a)), 而四次项校正近似误差却远低于 $\lambda/4$, 如图 5(b) 所示。

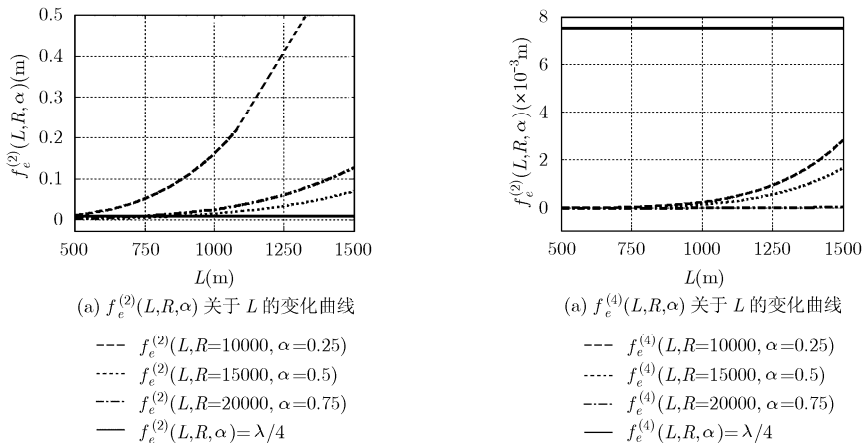


图 5 关于性质 4 的仿真实验结果

采用四次项进行误差校正时, L 的截止长度可以根据式(26)得到, 这里不在赘述。

5 结论

基于多收发阵列结构, MIMO 雷达通过波形分集获得了远多于实际物理阵元数目的观测通道和自由度, 从而大大提高了雷达的空间分辨力、参数估计、辨识等性能, 但同时也增加了接收端的相干处理复杂度。本文使用相位中心近似方法来简化 MIMO 雷达的回波信号模型, 以引入等效相位中心误差为代价将多收发阵列转化成为收发同置的单站形式。文中重点对等效相位中心误差进行了理论分析, 推导出了等效相位中心误差的 4 个基本性质, 并通过数值仿真实验对它们进行了——验证。

参考文献

- [1] Bliss D W and Forsythe K W. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution. Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, Nov. 2003: 54-59.
- [2] Li J, Stoica P, and Zheng X. Signal synthesis and receiver design for MIMO radar imaging. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(8): 3959-3968.
- [3] Haimovich A M, Blum R S, and Cimini L J. MIMO radar with widely separated antennas. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(1): 116-129.
- [4] Li J and Stoica P. MIMO radar with colocated antennas. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 106-114.
- [5] Chen C Y and Vaidyanathan P P. MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(2): 623-635.
- [6] Li J, Stoica P, Xu L Z, and Roberts W. On parameter identifiability of MIMO radar. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(12): 968-971.
- [7] 王怀军, 粟毅, 朱宇涛, 等. 基于空间谱域填充的 MIMO 雷达成像研究. *电子学报*, 2009, 37(6): 1242-1246.
- [8] Robey F C, Coutts S, and Weikle D, *et al.* MIMO radar theory and experimental results. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, System and Computers, Pacific Grove, CA, Nov. 2004: 300-304.
- [9] Bekkerman I and Tabrikian J. Target detection and localization using MIMO radars and sonars. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(10): 3873-3883.
- [10] Bellettini A and Pinto M A. Theoretical accuracy of synthetic aperture sonar micronavigation using a displaced phase center antenna. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2002, 27(4): 780-789.
- [11] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术. 北京: 电子工业出版社, 2005: 51-56.

王怀军: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为雷达成像与阵列设计.

朱宇涛: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为多通道 ISAR 成像.

许红波: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为 DOA 估计.

粟毅: 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, IEEE 会员, 主要从事雷达系统与遥感信息处理的研究.