

## 太赫兹 MIMO 弧形阵列方位向成像算法研究

吴世有\* 高 航 李 超 张群英 方广有  
(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

**摘 要:** 该文提出一种新的在太赫兹频段下基于 MIMO 弧形阵列的方位向成像算法, 通过将 MIMO 弧形阵列等效转换为 MIMO 线阵, 基于等效 MIMO 线阵引入 RMA 算法思路对弧形阵列方位向图像进行重建。该文详细介绍了 MIMO 弧形阵列与普通 MIMO 线阵的等效转换, 建立了相应的成像信号模型, 设计了 MIMO 弧形阵列太赫兹单频方位向成像算法, 并通过计算机仿真验证了该算法的可行性与有效性。

**关键词:** MIMO; MIMO 弧形阵列; 太赫兹单频; 方位向成像

**中图分类号:** O436

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2018)04-0860-07

**DOI:** 10.11999/JEIT170630

## Research on MIMO THz Azimuth Imaging Algorithm Based on Arc Antenna Array

WU Shiyou GAO Hang LI Chao ZHANG Qunying FANG Guangyou  
(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

**Abstract:** A new azimuth imaging algorithm based on the terahertz single frequency MIMO arc array is proposed in this paper. The MIMO arc array is transformed to the MIMO linear array equivalently, based on which the arc array azimuth image reconstruction is designed and realized by using the RMA algorithm. This paper describes the equivalent transform between the MIMO arc array and the MIMO linear array in detail, constructs the imaging signal model, designs and presents the terahertz single frequency azimuth imaging algorithm based on the MIMO arc array. Finally, the feasibility and effectiveness of the algorithm is verified by computer simulation.

**Key words:** Multiple Input Multiple Output (MIMO); MIMO arc array; THz single frequency; Azimuth imaging

### 1 引言

在 MIMO 阵列成像的应用中, 成像算法显然是极其重要的一个环节, 因为成像算法的准确性和效率很大程度上决定了系统成像结果的好坏与运行速度。设计 MIMO 阵列方位向成像算法主要是在特定 MIMO 阵列拓扑结构条件下, 有效解决阵列长度、阵元数目和方位分辨率三者之间的关系, 并同时兼顾运算效率。阵列长度与阵元数目直接决定了阵元间距, 即确定了空间采样率, 当其满足奈奎斯特采样定律时, 方位向成像才不会出现混叠现象。一般来说, 距离近的方位向成像需要较小的阵元间距, 而距离远的方位向成像需要的阵元间距较大。故为了获得较高方位向分辨率, 需要增加阵列长度或减

小成像距离, 而这受到阵元间距的制约。本文针对这一问题, 在太赫兹频段, 构建弧形 MIMO 阵列, 同时设计方位向成像算法, 旨在一定阵列长度下, 通过选择较少阵元, 即可实现高效率方位向成像, 为降低系统成本提供可能<sup>[1-9]</sup>。

本文首先引入 SISO 弧形阵列等效转换为线阵的设计思路, 进而引申并详细描述如何将 MIMO 弧形阵列等效转换为 MIMO 线阵, 并建立相应的回波信号模型; 而后, 利用基于 RMA 成像算法研究设计了基于等效 MIMO 线阵的 THz 单频方位向成像算法; 最后, 通过仿真验证了等效转换模型与成像算法的可行性与有效性。

### 2 MIMO 弧形阵列到 MIMO 线阵的几何转换

假定 THz MIMO 弧形阵列中有  $N_T$  个等间距排列的发射阵元,  $N_R$  个等间距排列的接收阵元, 发射阵元间距为  $d_T$ , 接收阵元间距为  $d_R$ 。同时, 假定弧形阵列所在圆周的半径为  $R_A$ , 对应的圆心与目标之间的距离为  $R_O$ 。这里, 只考虑阵列方位向成像, 则可以假定 THz MIMO 弧形阵列中发射阵元相继辐

收稿日期: 2017-06-29; 改回日期: 2018-01-10; 网络出版: 2018-02-05

\*通信作者: 吴世有 ahwushiyou@126.com

基金项目: 国家重点研发计划(2017YFF0107702), 北京市自然科学基金(4172066), 国家自然科学基金(61501424, 61671432, 61731020)  
Foundation Items: The National Key R&D Program of China (2017YFF0107702), The Beijing Municipal Natural Science Foundation (4172066), The National Natural Science Foundation of China (61501424, 61671432, 61731020)

射波数为  $k$  的 THz 单频信号  $p(k)$ , 接收阵元同时接收目标散射回波。从信号处理角度出发, 本节全面阐述如何将 THz MIMO 弧形阵列转换为 THz MIMO 普通线阵, 在转换过程中推导 THz MIMO 线阵方位向成像算法原理, 进而达到方位向成像目的。

## 2.1 SISO 弧形阵列到线阵的几何转换

对于 SISO 弧形阵列, 为了将其等效变换为 SISO 线阵, 必须建立这两种阵列的几何转换关系<sup>[10]</sup>。在图 1(a)中, SISO 弧形阵列中  $N$  个收发阵元等间隔位于半径为  $R_A$  的一段圆弧  $\widehat{AB}$  上 ( $C$  点为圆心), 对应的阵元间隔角度为  $d\theta$ , 阵元间距为  $d = R_A d\theta$ , 目标  $O$  位于半径为  $R_O$  的一段圆弧  $\widehat{EF}$  上并满足  $R_O < R_A$ 。SISO 弧形阵列中  $N$  个收发阵元的极坐标可以表示为  $(R_A, \theta_i)$ , 其中  $i = 1, 2, \dots, N$ 。目标  $O$  的极坐标可以表示为  $(R_O, \theta_O)$ 。在图 1(b)中, SISO 线阵中  $N$  个收发阵元按间距  $d$  等间隔排列, 阵列长度为  $A'B'$ , 且  $A'B' = \widehat{AB}$ , 目标  $O'(x, R_O)$  与 SISO 线阵的垂直距离为  $D = R_A - R_O$ , 收发阵元坐标为  $(x_i, R_A)$ , 其中  $i = 1, 2, \dots, N$ 。根据文献[10], 图 1(a)和图 1(b)中 SISO 弧形阵列与线阵之间的几何转换关系在表 1 中给出。

根据表 1 给出的几何转换关系, 图 1(a)中点目标  $O(R_O, \theta_O)$  与 SISO 弧形阵列中第  $i$  个收发阵元  $(R_A, \theta_i)$  之间的距离  $\rho$  可以表示为

$$\rho = \left[ R_A^2 + R_O^2 - 2 \times R_A \times R_O \times \cos(\theta_O - \theta_i) \right]^{1/2} \quad (1)$$

同样地, 图 1(b)中点目标  $O'(x, R_O)$  与 SISO 线阵中第  $i$  个收发阵元之间的距离  $\rho'$  可以表示为

$$\rho' = \frac{D}{\cos \alpha} = \frac{R_A - R_O}{\cos \alpha} \quad (2)$$

其中,  $\alpha$  表示来波方向。将图 1(a)中 SISO 弧形阵列中第  $i$  个收发阵元  $(R_A, \theta_i)$  与圆心  $C$  的连线与圆弧  $\widehat{EF}$  的交点标记为  $K$ , 同样地, 将图 1(b)中类似位置标记为  $K'$ , 由此圆弧  $\widehat{OK}$  与  $\widehat{OK'}$  之间的关系如式 (3):

$$\widehat{OK'} = \widehat{OK} \times \frac{R_A}{R_O} = R_O \times (\theta_O - \theta_i) \times \frac{R_A}{R_O} = \rho' \sin \alpha \quad (3)$$

由此,  $\theta_O - \theta_i$  可以表示为

$$\theta_O - \theta_i = \frac{\rho' \sin \alpha}{R_A} = \frac{(R_A - R_O) \tan \alpha}{R_A} \quad (4)$$

为了将图 1(a)和图 1(b)中的两种 SISO 阵列进行等效, 定义等效相位差  $\Delta\phi$  为(假定波长为  $\lambda$ )

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \times (\rho - \rho') = \frac{2\pi}{\lambda} \times \left\{ \left[ R_A^2 + R_O^2 - 2 \times R_A \times R_O \times \cos \left( \frac{(R_A - R_O) \tan \alpha}{R_A} \right) \right]^{1/2} - \frac{R_A - R_O}{\cos \alpha} \right\} \quad (5)$$

假定 SISO 弧形阵列接收数据为  $s(\theta)$ , 并将其假设为等效 SISO 线阵的接收数据, 即  $s(x) = s(\theta)$ 。根据文献[10], 来波方向  $\alpha$  与空间频率  $f_x$  之间存在式 (6) 的关系。

$$f_x = \frac{\sin \alpha}{\lambda} \quad (6)$$

则基于等效 SISO 线阵的成像结果  $I$  为

$$I(x, R_O) = \text{FFT}^{-1} \{ B(f_x) H(f_x) \text{FFT} \{ s(x) \} \} \quad (7)$$

其中,  $H(f_x)$  为基于等效 SISO 线阵的传输函数,  $B(f_x)$  为 SISO 弧形阵列等效为 SISO 线阵所需的补偿函数, 并定义  $R_A/R_O$  为空间膨胀系数,  $H(f_x)$  和  $B(f_x)$  分别可以表示为

表 1 SISO 弧形阵列与线阵之间的几何转换关系

对应关系	SISO 弧形阵列	SISO 线阵
阵元间距	$d\theta$	$d = R_A d\theta$
弧形阵列长度	$\widehat{AB} = R_A \times (N-1) \times d\theta$	$A'B' = (N-1) \times d = R_A \times (N-1) \times d\theta$
目标弧长	$\widehat{EF} = R_O \times (\theta_N - \theta_1)$	$E'F' = \widehat{EF} \times R_A/R_O$
目标距离	$R_A - R_O$	$D = R_A - R_O$
点目标	$O(R_O, \theta_O)$	$O'(x, R_O)$

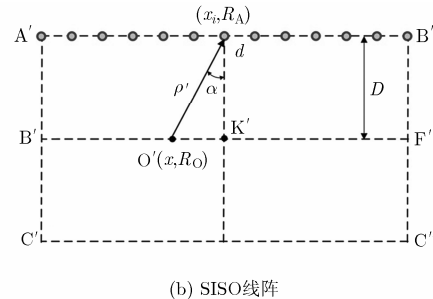
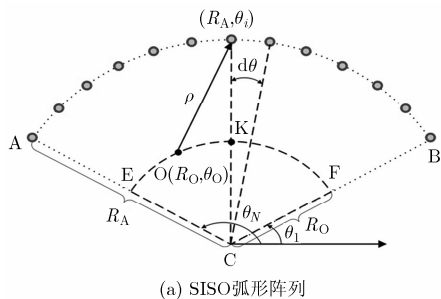


图 1 SISO 弧形阵列到线阵的几何转换示意图

$$H(f_x) = \begin{cases} \exp\left(jkD\sqrt{4 - (\lambda f_x)^2}\right), \\ (\lambda f_x)^2 \leq 4 \text{ 且 } k = \frac{2\pi}{\lambda} \\ 0, \text{ 其它} \end{cases} \quad (8)$$

$$B(f_x) = \exp\left\{j\frac{R_A}{R_O} \times 2\Delta\phi\right\} \quad (9)$$

## 2.2 MIMO 弧形阵列到线阵的几何转换

根据 SISO 弧形阵列到 SISO 线阵的几何转换原理, 类似地, 我们可以扩展引出 MIMO 弧形阵列到 MIMO 线阵的几何转换方法。在图 2(a)中, MIMO 弧形阵列中  $N_T$  个发射阵元构成两个发射子阵, 分别位于接收阵列两端(根据文献[11~15], 发射子阵与接收阵列的相邻间距为  $d_{TR}$ ), 对于每个发射子阵, 发射阵元等间隔位于半径为  $R_A$  的一段圆弧  $\widehat{A_T B_T}$  上( $C$  点为圆心), 对应的阵元间隔角度为  $d\theta_T$ , 阵元间距为  $d_T = R_A d\theta_T$ 。同样地,  $N_R$  个接收阵元等间隔位于半径为  $R_A$  的一段圆弧  $\widehat{A_R B_R}$  上, 对应的阵元间隔角度为  $d\theta_R$ , 阵元间距为  $d_R = R_A d\theta_R$ 。目标  $O$  位于半径为  $R_O$  的一段圆弧  $\widehat{EF}$  上并满足  $R_O < R_A$ 。MIMO 弧形阵列中  $N_T$  个发射阵元的极坐标可以表示为  $(R_A, \theta_{T_m})$ , 其中  $m = 1, 2, \dots, N_T$ ;  $N_R$  个接收阵元的极坐标可以表示为  $(R_A, \theta_{R_n})$ , 其中  $n = 1, 2, \dots, N_R$ ; 目标  $O$  的极坐标可以表示为  $(R_O, \theta_O)$ 。在图 2(b)中,

MIMO 线阵中  $N_T$  个发射阵元和  $N_R$  个接收阵元分别按间距  $d_T$  和  $d_R$  等间隔排列, 发射阵列长度为  $A'_T B'_T$ , 接收阵列长度为  $A'_R B'_R$ , 且  $A'_T B'_T = \widehat{A_T B_T}$  和  $A'_R B'_R = \widehat{A_R B_R}$ , 目标  $O'(x, R_O)$  与 MIMO 线阵的垂直距离为  $D = R_A - R_O$ , 发射阵元坐标为  $(x_{T_m}, R_A)$ , 接收阵元坐标为  $(x_{R_n}, R_A)$ , 其中  $m = 1, 2, \dots, N_T$  和  $n = 1, 2, \dots, N_R$ 。与 SISO 弧形阵列到线阵的几何转换关系类似, 图 2(a)和图 2(b)中 MIMO 弧形阵列与线阵之间的几何转换关系在表 2 中给出。

根据表 2 给出的几何转换关系, 图 2(a)中点目标  $O(R_O, \theta_O)$  与 MIMO 弧形阵列中第  $m$  个发射阵元  $(R_A, \theta_{T_m})$  和第  $n$  个接收阵元  $(R_A, \theta_{R_n})$  之间的距离  $\rho_T$  和  $\rho_R$  可以分别表示为

$$\rho_T = \left[ R_A^2 + R_O^2 - 2 \times R_A \times R_O \times \cos(\theta_O - \theta_{T_m}) \right]^{1/2} \quad (10)$$

$$\rho_R = \left[ R_A^2 + R_O^2 - 2 \times R_A \times R_O \times \cos(\theta_O - \theta_{R_n}) \right]^{1/2} \quad (11)$$

同样地, 图 2(b)中点目标  $O'(x, R_O)$  与 MIMO 线阵中第  $m$  个发射阵元  $(x_{T_m}, 0)$  和第  $n$  个接收阵元  $(x_{R_n}, 0)$  之间的距离  $\rho'_T$  和  $\rho'_R$  可以分别表示为

$$\begin{aligned} \rho'_T &= \frac{D}{\cos \alpha_{T_m}} = \frac{R_A - R_O}{\cos \alpha_{T_m}} \\ &= \sqrt{(x - x_{T_m})^2 + (R_A - R_O)^2} \end{aligned} \quad (12)$$

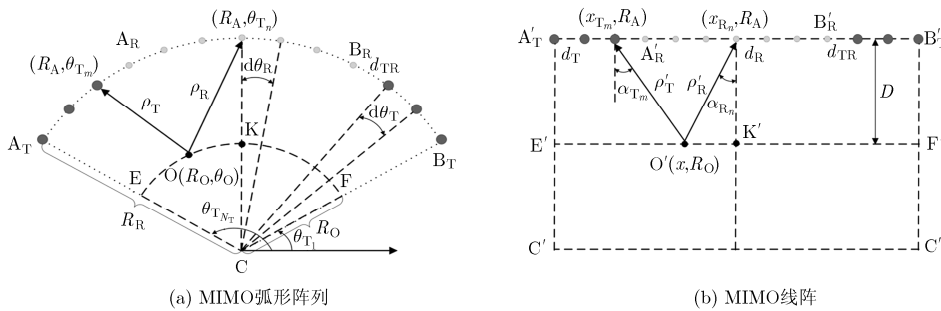


图 2 MIMO 弧形阵列到线阵的几何转换示意图

表 2 MIMO 弧形阵列与线阵之间的几何转换关系

对应关系	MIMO 弧形阵列	MIMO 线阵
发射阵元间距	$d\theta_T$	$d_T = R_A d\theta_T$
接收阵元间距	$d\theta_R$	$d_R = R_A d\theta_R$
发射弧形阵列长度	$\widehat{A_T B_T} = R_A \times (\theta_{T_{N_T}} - \theta_{T_1})$	$A'_T B'_T = (N_T - 1) \times d_T + 2d_{TR} + A'_R B'_R$
接收弧形阵列长度	$\widehat{A_R B_R} = R_A \times (N_R - 1) \times d\theta_R$	$A'_R B'_R = (N_R - 1) \times d_R = R_A \times (N_R - 1) \times d\theta_R$
目标弧长	$\widehat{EF} = R_O \times (\theta_{T_{N_T}} - \theta_{T_1})$	$E'F' = \widehat{EF} \times R_A / R_O$
目标距离	$R_A - R_O$	$D = R_A - R_O$
点目标	$O(R_O, \theta_O)$	$O'(x, R_O)$

$$\begin{aligned}\rho'_R &= \frac{D}{\cos \alpha_{R_n}} = \frac{R_A - R_O}{\cos \alpha_{R_n}} \\ &= \sqrt{(x - x_{R_n})^2 + (R_A - R_O)^2}\end{aligned}\quad (13)$$

根据式(4), 可以得到式(14)和式(15)的关系式。

$$\theta_O - \theta_{T_m} = \frac{(R_A - R_O) \tan \alpha_{T_m}}{R_A} \quad (14)$$

$$\theta_O - \theta_{R_n} = \frac{(R_A - R_O) \tan \alpha_{R_n}}{R_A} \quad (15)$$

其中,  $\alpha_{T_m}$  和  $\alpha_{R_n}$  分别表示相对于第  $m$  个发射阵元和第  $n$  个接收阵元的来波方向。

为了将图2(a)和图2(b)中的两种 MIMO 阵列进行等效, 定义等效相位差  $\Delta\phi$  为(假定波长为  $\lambda$ )

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \times (\rho_T + \rho_R - \rho'_T - \rho'_R) \quad (16)$$

假定 MIMO 弧形阵列接收数据为  $s(\theta_T, \theta_R)$ , 并将其假设为等效 MIMO 线阵的接收数据, 即  $s(x_T, x_R) = s(\theta_T, \theta_R)$ 。来波方向  $\alpha_{T_m}$  和  $\alpha_{R_n}$  与空间频率  $f_{x_T}$  和  $f_{x_R}$  之间存在如式(17)和式(18)的关系。

$$f_{x_T} = \frac{\sin \alpha_{T_m}}{\lambda} \quad (17)$$

$$f_{x_R} = \frac{\sin \alpha_{R_n}}{\lambda} \quad (18)$$

同时, MIMO 弧形阵列等效为 MIMO 线阵所需的补偿函数  $B(f_{x_T}, f_{x_R})$  为

$$B(f_{x_T}, f_{x_R}) = \exp\left\{j \frac{R_A}{R_O} \times \Delta\phi\right\} \quad (19)$$

而式(8)所表示的基于等效 SISO 线阵的传输函数  $H(f_x)$  并不适用于等效 MIMO 线阵, 故需要设计基于等效 MIMO 线阵的方位向成像算法。

### 3 等效 MIMO 线阵 THz 方位向成像算法

经过 MIMO 弧形阵列到 MIMO 线阵的几何转换后, 设发射阵元与接收阵元的位置分别为  $(x_T, R_A)$  和  $(x_R, R_A)$  (这里省去下标  $m$  和  $n$ ), 目标点位置为  $O'(x, R_O)$ , 其目标反射系数函数为  $I(x, R_O)$ 。考虑传播损耗, 由发射阵元  $(x_T, R_A)$  发射信号  $p(k)$ , 接收阵元  $(x_R, R_A)$  接收目标散射信号  $s$ , 记为

$$\begin{aligned}s(x_T, x_R) &= \int_x \frac{p(k)}{4\pi\rho'_T\rho'_R} I(x, R_O) \\ &\quad \cdot \exp(-jk\rho'_T - jk\rho'_R) dx\end{aligned}\quad (20)$$

其中, 发射阵元  $(x_T, R_A)$  到目标  $(x, R_O)$  的距离  $\rho'_T = \sqrt{(x - x_T)^2 + (R_O - R_A)^2}$ , 接收阵元  $(x_R, R_A)$  到

目标  $(x, R_O)$  的距离  $\rho'_R = \sqrt{(x - x_R)^2 + (R_O - R_A)^2}$ 。

对接收信号  $s(x_T, x_R)$  分别在  $x_T$  和  $x_R$  维度进行傅里叶变换, 可得

$$\begin{aligned}s(k_{x_T}, k_{x_R}) &= \int_x \frac{p(k) I(x, R_O)}{4\pi} \\ &\quad \cdot \left\{ \int_{x_T} \frac{\exp(-jk\rho'_T)}{\rho'_T} \exp(-jk_{x_T} x_T) dx_T \right\} \\ &\quad \cdot \left\{ \int_{x_R} \frac{\exp(-jk\rho'_R)}{\rho'_R} \exp(-jk_{x_R} x_R) dx_R \right\} dx\end{aligned}\quad (21)$$

接下来, 利用驻定相位法来求解式(21)中两个  $\{\}$  中的积分式。

$$\begin{aligned}\int_{x_T} \frac{\exp(-jk\rho'_T)}{\rho'_T} \exp(-jk_{x_T} x_T) dx_T &\approx \frac{\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2}}{k(R_A - R_O)} \\ &\quad \cdot \exp\left\{-jk_{x_T} x - j\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2} (R_A - R_O)\right\} \\ \int_{x_R} \frac{\exp(-jk\rho'_R)}{\rho'_R} \exp(-jk_{x_R} x_R) dx_R &\approx \frac{\sqrt{k^2 - k_{x_R}^2}}{k \cdot (R_A - R_O)} \exp\left\{-jk_{x_R} x \right. \\ &\quad \left. - j\sqrt{k^2 - k_{x_R}^2} (R_A - R_O)\right\}\end{aligned}\quad (22)$$

将式(22)和式(23)代入式(21)中, 得到

$$\begin{aligned}s(k_{x_T}, k_{x_R}) &= \frac{4\pi k^2 (R_A - R_O)^2}{p(k) \sqrt{k^2 - k_{x_T}^2} \sqrt{k^2 - k_{x_R}^2}} \\ &\quad \cdot \exp\left\{j\left(\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2} + \sqrt{k^2 - k_{x_R}^2}\right) (R_A - R_O)\right\} \\ &= \int_x I(x, R_O) \exp\left\{-j(k_{x_T} + k_{x_R}) x\right\} dx\end{aligned}\quad (24)$$

令

$$\begin{aligned}V(k_{x_T}, k_{x_R}) &= \frac{1}{p(k)} \frac{4\pi k^2 (R_A - R_O)^2}{\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2} \sqrt{k^2 - k_{x_R}^2}} \\ &\quad \cdot \exp\left\{j\left(\sqrt{k^2 - k_{x_T}^2} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sqrt{k^2 - k_{x_R}^2}\right) (R_A - R_O)\right\}\end{aligned}$$

为频域滤波函数, 且  $k_x = k_{x_T} + k_{x_R}$ , 则式(24)简化为

$$\begin{aligned}s(k_{x_T}, k_{x_R}) V(k_{x_T}, k_{x_R}) &= \int_x I(x, R_O) \exp\{-jk_x \cdot x\} dx \\ &= \text{FFT}_x \{I(x, R_O)\}\end{aligned}\quad (25)$$

由此, 引入式(19)给出的补偿函数  $B(f_{x_T}, f_{x_R})$ ,  $k_{x_T} = 2\pi f_{x_T}$  及  $k_{x_R} = 2\pi f_{x_R}$ , 基于等效 MIMO 线阵的方位向成像结果, 即目标反射系数函数  $I(x, R_O)$  为

$$I(x, R_O) = \text{FFT}_{k_x}^{-1} \left\{ B \left( \frac{k_{x_T}}{2\pi}, \frac{k_{x_R}}{2\pi} \right) s(k_{x_T}, k_{x_R}) V(k_{x_T}, k_{x_R}) \right\} \quad (26)$$

#### 4 仿真验证与分析

本节将建立仿真环境, 验证文中提出的弧形阵列 MIMO 太赫兹方位向成像算法的有效性。如图 3 所示,  $N_R = 16$  个接收阵元等间距排列在半径为  $R_A = 9.0$  m 的圆弧上,  $N_T = 16$  个发射阵元同样位于该圆弧上, 并分成两组对称排列在接收阵列两端, 发射阵元间距为  $d_T = 2.4$  mm, 接收阵元间距为  $d_R = 19.2$  mm, 发射子阵与接收阵列的相邻端间距为  $d_{TR} = 2.4$  mm。发射阵列总长度为  $L_T = 326.4$  mm, 接收阵列长度为  $L_R = 288.0$  mm。设点目标位于半径为  $R_O = 5.0$  m 的同心圆弧上, 分别表示为  $P_1(5.0 \text{ m}, \pi/2 \text{ rad})$ ,  $P_2(5.0 \text{ m}, \pi/2 + 0.005 \text{ rad})$  和  $P_3(5.0 \text{ m}, \pi/2 - 0.015 \text{ rad})$ , 并用极坐标表示。对于弧形阵列方位向成像, 设 MIMO 弧形阵列中发射阵元相继辐射频率为  $f = 360$  GHz 的 THz 单频信号, 接收阵元同时接收目标  $P_1, P_2$  和  $P_3$  的散射回波。

为了对比成像效果, 同样建立 SISO 弧形扫描方位向仿真成像场景, 如图 4(a)所示, SISO 天线对沿着弧形轨迹进行扫描成像, 弧形轨迹长度为 326.4 mm, 扫描间距为 2.4 mm。共圆的 3 个点目标  $P_1, P_2$

和  $P_3$  的响应函数, 即弧形轨迹合成孔径方向成像结果如图 4(b)和图 4(c)所示, 3 个点目标均能够分辨。针对本文的 MIMO 弧形阵列方位向成像目的, 图 5(a)所示为 MIMO 弧形阵列拓扑结构, 从图 5(b)中 3 个点目标  $P_1, P_2$  和  $P_3$  的 MIMO 弧形孔径方位向成像结果可以看出, 它们在方位向上同样能够被分辨。由此可知, 基于 MIMO 弧形阵列进行方位向成像是可行的, 通过对数量不多的发射接收阵元进行合理拓扑结构设计, 运用本文提出的方位向成像算法, 在有限阵元数目条件下实现目标方位向成像, 为有效降低系统成本提供可能。

接下来, 以单目标为成像目标, 运用传统成像算法, 对比 SISO 和 MIMO 两种探测体制下本文方位向成像算法的性能(SISO: RMA 算法, MIMO: BP 算法)。假定单目标位置是  $(5.0 \text{ m}, \pi/2 \text{ rad})$ , 考虑 SISO 弧形扫描合成孔径方位向成像情况, 单目标方位向结果如图 6 所示, 计算耗时 0.001 s。同样地, 基于 MIMO 弧形阵列的单目标方位向结果如图 7 所示, 计算耗时 1.610 s。由此可知, 在 MIMO 体制下, BP 算法可以得到与 SISO 体制下相似的方位向成像结果, 但成像计算耗时大。

为了弥补 MIMO 体制下 BP 算法成像耗时大的缺点, 在保证成像质量与 SISO 基本相似的情况下, 基于本文算法的 MIMO 弧形阵列方位向成像算法计算速率能够得到明显提高。如图 8 所示, 基于本文算法的单目标方位向成像结果与 SISO 弧形扫描合成孔径体制方位向成像结果基本一致, 且计算耗时为 0.077 s, 相比于 BP 算法的计算耗时, 成像速率明显提高。基于 MIMO 弧形阵列的 BP 成像算法与本文算法性能的对比如表 3 所示。

(1) 当更看重成像速率时, MIMO 体制下本文算法具有优势。

(2) 在峰值旁瓣比方面, MIMO 体制下本文算法具有优势, 旁瓣水平较低(约 -20 dB)。

#### 5 结论

本文首先着重推导分析如何实现 MIMO 弧

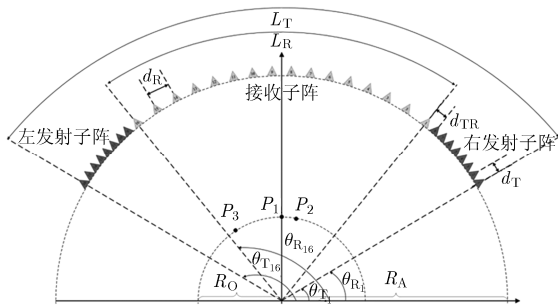


图3 弧形阵列 MIMO 太赫兹仿真场景

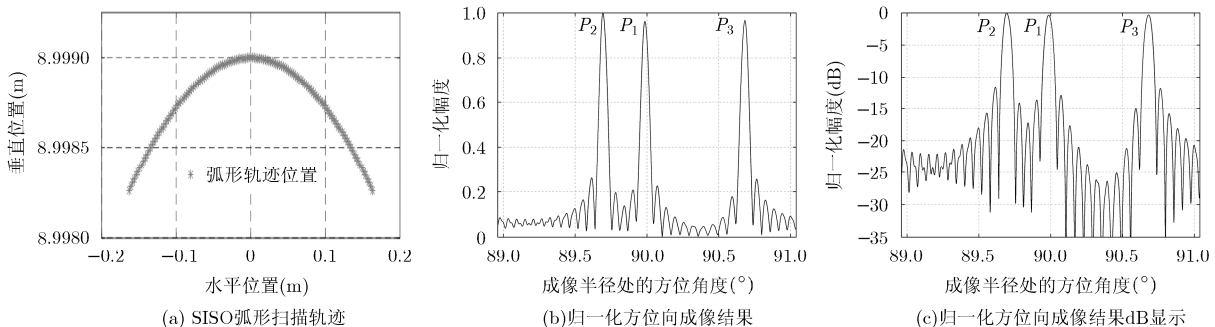


图4 SISO 弧形扫描方位向成像

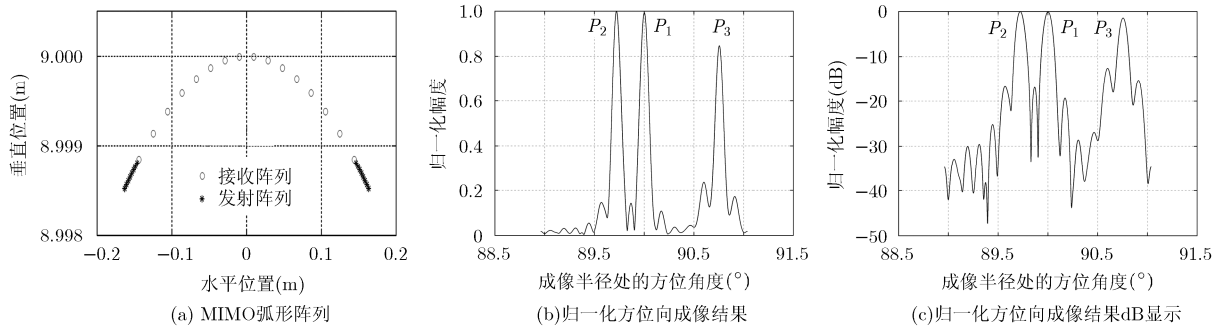


图5 MIMO 弧形阵列方位向成像

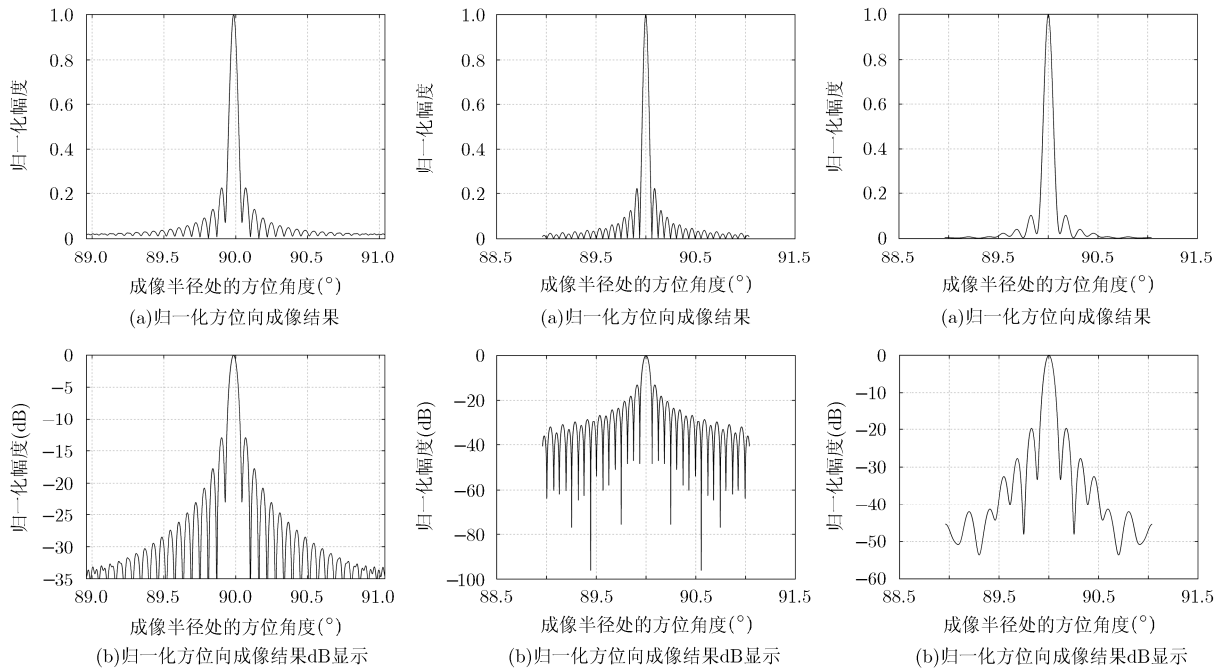


图6 SISO 弧形扫描合成孔径方位向成像(RMA 算法, 单目标)

图7 MIMO 弧形阵列方位向成像(BP 算法, 单目标)

图8 MIMO 弧形阵列方位向成像(本文算法, 单目标)

表3 MIMO 弧形阵列方位向成像算法性能比较

算法	成像时间(s)	峰值旁瓣比(dB)
直接成像方法(BP 算法)	1.610	-13
本文算法	0.077	-20

形线阵到MIMO线阵的几何等效转换, 通过建立相应回波信号模型, 引入RMA成像算法思路, 在等效MIMO线阵基础上实现了THz单频方位向成像。仿真实验结果验证了基于MIMO弧形阵列的收发系统, 通过等效几何变换为MIMO线阵, 本文提出的方位向成像算法有效可行, 实现有限阵元数目条件下目标方位向成像, 为降低系统成本提供可能。

参考文献

[1] 黄平平, 谭维贤, 苏莹, 等. 直升机载弧形阵列 MIMO 微波成像技术研究[J]. 雷达学报, 2015, 4(1): 11-19. doi: 10.12000/

JR15005.

HUANG Pingping, TAN Weixian, SU Ying, *et al.* Research on helicopter-borne MIMO microwave imaging technology based on arc antenna array[J]. *Journal of Radars*, 2015, 4(1): 11-19. doi: 10.12000/JR15005.

[2] 杜磊. 阵列天线俯视合成孔径雷达三维成像模型、方法与实验研究[D]. [博士学位论文], 中国科学院研究生院, 2010.

DU Lei. Study on model, algorithm and experiment for downward-looking synthetic aperture radar three dimensional imaging based on linear array antennas[D]. [Ph.D. dissertation], Graduate University of Chinese Academy of Sciences, 2010.

[3] GUO Q J, CHANG T Y, GENG G S, *et al.* A high precision terahertz wave image reconstruction algorithm[J]. *Sensors*, 2016, 16(1139): 1-17. doi: 10.3390/s16071139.

[4] LIU X H, SUN C, YI F, *et al.* Underwater three-dimensional imaging using narrowband MIMO array[J]. *Science China*

- Physics, Mechanics & Astronomy*, 2013, 56(7): 1346–1354. doi: 10.1007/s11433-013-5117-2.
- [5] TAN K, WU S Y, WANG Y C, *et al.* On sparse MIMO planar array topology optimization for UWB near-field high-resolution imaging[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, 65(2): 989–994. doi: 10.1109/TAP.2016.2632626.
- [6] LI Z, ZHANG J W, SHEN Y, *et al.* An entropy-based MIMO array optimization for short-range UWB imaging[J]. *International Journal of Wireless Communications and Mobile Computing*, 2016, 4(2): 32–36. doi: 10.11648/j.wcmc.20160402.14.
- [7] SUN J, DU L, and JIANG W. Design of a 1-D sparse UWB MIMO array for near field RCS imaging system[C]. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Nanjing, China, 2015: 1–3. doi: 10.1109/APMC.2015.7413116.
- [8] LIU K, TU X, LI X, *et al.* Design method of high-efficiency sparse array for ultra-wideband radar[J]. *Electronics Letters*, 2015, 52(3): 225–226. doi: 10.1049/el.2015.3514.
- [9] TU X, ZHU G, HU X, *et al.* Sparse sequential single-input-multiple-output array design for ultra-wideband radar[J]. *IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters*, 2015, 14: 1646–1649. doi: 10.1109/LAWP.2015.2416354.
- [10] QIN Z D, JUHA Y, JUHANI O, *et al.* Circular-array ultrasound holography imaging using the linear-array approach[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 1989, 36(5): 485–493. doi: 10.1109/58.31792.
- [11] SCHWARTZ J L and STEINBERG B D. Ultrasparse, ultrawideband arrays[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 1998, 45(2): 376–393. doi: 10.1109/58.660149.
- [12] ZHUGE X D, YAROVYOY A G, SAVELYEV T G, *et al.* Modified Kirchhoff migration for UWB MIMO array-based radar imaging[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2010, 48(6): 2692–2703. doi: 10.1109/TGRS.2010.2040747.
- [13] ZHUGE X D and YAROVYOY A G. Sparse multiple-input multiple-output arrays for high-resolution near-field ultra-wideband imaging[J]. *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, 2011, 5(13): 1552–1562. doi: 10.1049/iet-map.2010.0561.
- [14] ZHUGE X D and YAROVYOY A G. Study on two-dimensional sparse MIMO UWB arrays for high resolution near-field imaging[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, 60(9): 4173–4182. doi: 10.1109/TAP.2012.2207031.
- [15] 谭恺, 吴世有, 王友成, 等. 用于超宽带高分辨率成像的二维稀疏MIMO面阵拓扑结构研究[J]. *电波科学学报*, 2016, 31(4): 779–785. doi: 10.13443/j.cjors.2015121701.
- TAN Kai, WU Shiyu, WANG Youcheng, *et al.* Two-dimensional sparse MIMO array topologies for UWB high-resolution imaging[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2016, 31(4): 779–785. doi: 10.13443/j.cjors.2015121701.
- 吴世有: 男, 1985年生, 副研究员, 主要研究方向为太赫兹阵列信号处理及成像方法、超宽带雷达信号处理、生命探测雷达信号处理。
- 高航: 男, 1994年生, 博士生, 研究方向为太赫兹MIMO阵列信号处理及成像方法。
- 李超: 男, 1978年生, 副研究员, 硕士生导师, 主要研究方向为电磁场理论与微波技术、毫米波/太赫兹成像技术、新型电磁材料与功能器件、信号与图像处理技术。
- 张群英: 女, 1972年生, 研究员, 博士生导师, 主要研究方向为微波探测技术领域的新方法、新技术及新应用研究, 微波成像信号处理与成像方法研究。
- 方广有: 男, 1963年生, 研究员, 博士生导师, 主要从事超宽带电磁场理论及其工程应用、超宽带雷达成像技术、微波成像新方法和新技术等方面的研究工作。