

## UWB MIMO 穿墙雷达的阵列设计和成像方法

晋良念<sup>\*①②</sup> 欧阳缮<sup>②</sup> 周丽军<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(西安电子科技大学工程学院 西安 710071)

<sup>②</sup>(桂林电子科技大学信息与通信学院 桂林 541004)

**摘要:** 利用多发多收(MIMO)方式对超宽带(UWB)穿墙成像雷达天线阵列进行稀疏化处理不失为一种很好的选择。该文从成像模型出发,分析了UWB MIMO 天线阵的等效接收阵列问题,给出了基于空间卷积理论的UWB MIMO 阵列设计方法,仿真验证了方法的有效性和在穿墙成像系统中应用的可行性。此外,提出了相干系数加权稳健 Capon 波束形成的自适应成像方法,理论分析和实验结果表明该方法能够获得较高的分辨率和图像信噪比。

**关键词:** 超宽带穿墙雷达成像; UWB MIMO 天线阵; 阵列设计; 相干系数加权

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)07-1574-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.01113

## Array Design and Imaging Method for Ultra-wideband Multiple-input Multiple-output Through-the-wall Radar

Jin Liang-nian<sup>①②</sup> Ouyang Shan<sup>②</sup> Zhou Li-jun<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

<sup>②</sup>(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

**Abstract:** The configuration of the Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) array is a good choice for a sparse aperture array for Ultra-WideBand (UWB) through the wall imaging radar. According to the imaging model, an equivalent array for UWB MIMO antenna array is analyzed and a design approach for UWB MIMO array based on the principle of spatial convolution is given. Simulation results demonstrate the effectiveness of the design approach and the feasibility of its application to through-the-wall imaging system. In addition, an adaptive imaging method using coherent coefficient weighting robust Capon beamforming is proposed. Both the theoretical analysis and the experimental results show that the proposed method can achieve high resolution and signal-to-noise ratio in the image.

**Key words:** Ultra-WideBand (UWB) through-the-wall radar imaging; UWB MIMO antenna array; Array design; Coherent efficient weighting

### 1 引言

超宽带穿墙成像雷达是用来对被障碍物遮挡的区域进行成像,在城市巷战、反恐斗争、警戒、安检、灾害救援等军事和民事领域都有着广泛的应用前景。近几年,国内外许多机构都对穿墙成像雷达展开了深入的研究<sup>[1,2]</sup>。按照工作方式,其天线阵列分为实孔径和合成孔径。其中,实孔径天线阵非常适合实际的穿墙成像雷达系统,因为提高了数据录取的速度,实现了探测的实时性。目前,大多数实

孔径阵列采用单发多收(SIMO)方式,而这种方式通常需要采用大孔径、多阵元才能实现高分辨成像,这无疑增加了雷达阵列规模和硬件的复杂度,给工程实现带来了极大的挑战。

与 SIMO 相比, MIMO 阵列通过合理配置收发天线阵列,可以利用相同数量的天线获得更大的阵列孔径和更小的阵元间隔,以提供更好的主瓣和旁瓣控制。反过来,也可以利用较少数量的天线阵元实现相同的性能,节约了系统资源。因此,利用 MIMO 方式实现穿墙成像阵列稀疏化处理不失为一种很好的选择<sup>[3]</sup>。目前, MIMO 雷达技术是雷达应用的一个研究热点。有关 MIMO 成像技术的研究主要集中在窄带和宽带雷达中,包括 MIMO 天线阵列设计理论<sup>[4]</sup>和高分辨成像算法<sup>[5]</sup>等。与此同时,将

2011-10-28收到, 2012-02-27改回

国家自然科学基金(61162007), 广西无线宽带通信与信号处理重点实验室2011年度主任基金项目(11104, 11106)和广西教育厅科研项目(201106LX173)资助课题

\*通信作者: 晋良念 jinglingling5653@sina.com.cn

MIMO 与 UWB 结合的 UWB MIMO 成像技术也受到越来越多的关注。美国陆军研究实验室(ARL)<sup>[6]</sup>研制了一种适用于近场目标成像的分裂孔径发射配置方式的 UWB MIMO 天线阵列。荷兰的 Delft 理工大学<sup>[7,8]</sup>研究了 UWB MIMO 阵列的波束性能、阵列设计方法和近场成像算法,并在藏匿武器探测中得到了较好的应用。最近,一些学者<sup>[9,10]</sup>也将 MIMO 技术和有关的成像算法移植到超宽带穿墙雷达成像中,初步探讨了 MIMO 应用的优越性。从已有的研究来看,UWB MIMO 阵列理论及方法还是非常不完善。一方面,阵列设计缺乏理论指导,目前还是直接套用远场、窄带 MIMO 的结论进行天线配置;另一方面,基本上还是沿用传统的时域后向投影(BP)算法或修正 Kirchhoff 偏移成像算法对目标进行成像,所以在小尺度阵列下存在分辨率低、图像背景噪声大等问题。

本文针对以上问题,从成像模型出发对 UWB MIMO 天线阵的等效接收阵列问题进行讨论,以成像为目的给出 UWB MIMO 天线阵的阵列设计方法,并通过仿真验证有效性及其在穿墙成像系统中应用的可行性。此外,本文提出相干系数加权的稳健自适应 UWB MIMO 天线阵成像算法,以获得良好的分辨率和较高的图像信噪比,实测数据处理结果对该算法的有效性及其性能进行了检验和比较。

## 2 信号模型

UWB MIMO 雷达系统的发射天线阵列集合为  $\mathbf{r}_{Tx} = \{\mathbf{r}_m | m = 1, 2, \dots, M\}$ , 接收天线阵列集合为  $\mathbf{r}_{Rx} = \{\mathbf{r}_n | n = 1, 2, \dots, N\}$ 。设点目标位于  $\mathbf{r}_s$ , 反射系数为  $\sigma(\mathbf{r}_s)$ 。在墙体的作用下,电磁波将产生折射、衰减等现象,对应的  $\mathbf{r}_n$  接收到  $\mathbf{r}_m$  发射冲激脉冲信号产生的目标回波信号可以表示为

$$x_{mn}(\mathbf{r}_s, t) = \frac{\sigma(\mathbf{r}_s) a(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)}{16\pi^2 d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s) d(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)} \text{FT}_t^{-1} \left\{ S(k) \cdot e^{-jk[d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s) + d(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)]} T(k, \mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s) T(k, \mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n) \right\} \quad (1)$$

式中  $k$  为波数,  $a(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)$  为天线特性对回波的影响,  $\text{FT}_t^{-1}(\bullet)$  为对  $t$  的傅里叶反变换算子,  $S(k)$  为发射信号  $s(t)$  的频谱,  $d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s)$  为  $\mathbf{r}_m$  到  $\mathbf{r}_s$  在自由空间中的传播距离,  $d(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)$  为  $\mathbf{r}_s$  到  $\mathbf{r}_n$  在自由空间中的传播距离,  $T(k, \mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s)$  为  $\mathbf{r}_m$  到  $\mathbf{r}_s$  传播路径上的墙体透射系数,  $T(k, \mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)$  为  $\mathbf{r}_s$  到  $\mathbf{r}_n$  传播路径上的墙体透射系数。由式(1)可知,  $M$  发  $N$  收的 UWB MIMO

成像系统利用  $M+N$  个阵元可以得到目标的  $MN$  个不同方向的空间采样。当然,发射阵列或接收阵列的不同配置将呈现不同的系统性能。从系统优化设计考虑,希望利用较少的天线阵元数来满足成像对系统的需求,下面对 UWB MIMO 阵列理论进行分析。

## 3 UWB MIMO 天线阵列设计

### 3.1 UWB MIMO 成像模型

为了简化分析,暂不考虑墙体的影响。将式(1)的模型简化为自由空间,则对应通道的时域回波信号表示为

$$x_{mn}(\mathbf{r}_s, t) = \frac{1}{16\pi^2 d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s) d(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)} \cdot s(t - \tau(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s) - \tau(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)) \quad (2)$$

式中  $\tau(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s)$ ,  $\tau(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)$  分别为  $\mathbf{r}_s$  到  $\mathbf{r}_m$  和  $\mathbf{r}_n$  的传播时延。使用信号处理方法如 DAS 波束形成器来处理目标反射回波,把所有通道的回波数据进行相干积累,得到聚焦像点  $\mathbf{r}$  的输出信号为

$$I(\mathbf{r}, t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_m w_n x_{mn}(\mathbf{r}_s, t + \tau(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}) + \tau(\mathbf{r}, \mathbf{r}_n)) \quad (3)$$

式中  $\tau(\mathbf{r}_m, \mathbf{r})$ ,  $\tau(\mathbf{r}, \mathbf{r}_n)$  分别为  $\mathbf{r}$  到  $\mathbf{r}_m$  和  $\mathbf{r}_n$  的聚焦时延,  $w_m$  和  $w_n$  分别为发射阵列和接收阵列的孔径加权系数。令  $d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r})$ ,  $d(\mathbf{r}, \mathbf{r}_n)$ ,  $d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s)$  和  $d(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)$  分别为  $\mathbf{r}_s$ ,  $\mathbf{r}$  到  $\mathbf{r}_m$  和  $\mathbf{r}_n$  的传播距离,将式(3)变为

$$I(\mathbf{r}, t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_m w_n x_{mn}(\mathbf{r}_s, t + [d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s) + d(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n) - d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}) - d(\mathbf{r}, \mathbf{r}_n)]/c) \quad (4)$$

这里,  $c$  为自由空间中的电磁传播速度。为了方便分析,将发射阵列和接收阵列置于  $x$  轴,均为线阵,取  $\mathbf{r}_m = (x_m, 0)$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$ ,  $\mathbf{r}_n = (x_n, 0)$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ 。令  $\mathbf{r}_s$  的坐标为  $(x_s, z_s)$ , 则  $\mathbf{r}_m$  和  $\mathbf{r}_n$  到  $\mathbf{r}_s$  的距离为

$$\left. \begin{aligned} d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s) &= \sqrt{(x_m - x_s)^2 + z_s^2} \\ d(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_s) &= \sqrt{(x_n - x_s)^2 + z_s^2} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

一般情况下,目标到收发阵列的纵向距离较大,大于目标与各阵元间的横向距离差,采用 Fresnel 近似,将  $\mathbf{r}_m$  和  $\mathbf{r}_n$  到  $\mathbf{r}_s$  的距离之和近似为

$$d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s) + d(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}_s) \approx 2z_s + (x_m - x_s)^2 / 2z_s + (x_n - x_s)^2 / 2z_s \quad (6)$$

同样将  $\mathbf{r}_m$  和  $\mathbf{r}_n$  到  $\mathbf{r}$  的距离近似为

$$d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}) + d(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}) \approx 2z + (x_m - x)^2 / 2z + (x_n - x)^2 / 2z \quad (7)$$

当然, 这种 Fresnel 近似忽略了高次距离信息, 必然与式(5)之间存在一定的误差, 图 1 给出了在不同阵列孔径和目标远近情况下的时延误差分布情况。图中的  $R$  代表目标与阵列之间的垂直距离。从图中可以看出, 天线阵列越大, 近似产生的时延误差越大, 并且随着  $R$  减小, 时延误差更大。分析其原因实际上涉及到一个 UWB 天线阵列的远/近场分界问题<sup>[1]</sup>。在阵列孔径  $L$  一定的条件下, 将目标距离  $R$  加大, 当阵列的两端天线与中点天线接收信号的波程差小于  $c\Delta T/4$  时认为远场近似成立, 即  $\sqrt{R^2 + (L/2)^2} - R \leq c\Delta T/4$ , 得到的远/近场分界限为  $R \geq L^2/2c\Delta T$ 。可见, 阵列孔径越小, 远/近场分界限越小, 则由 Fresnel 近似产生的时延误差就越小。就穿墙雷达系统而言, 一般阵列孔径相对较小, 因此 Fresnel 近似产生的时延误差可以忽略。

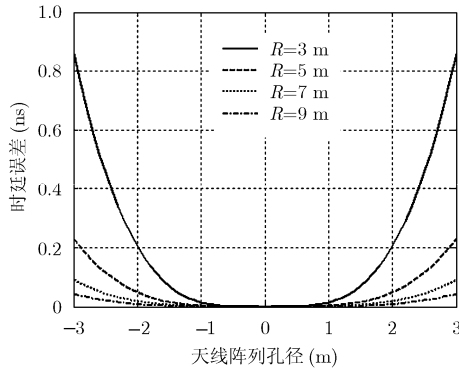


图 1 阵列大小和目标远近的时延误差

将式(6)和式(7)代入式(4), 得到

$$I(\mathbf{r}, t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \frac{w_m w_n}{16\pi^2 d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}_s) d(\mathbf{r}_s, \mathbf{r}_n)} \cdot s \left( t - \left[ 2z_s + \frac{1}{2z_s} \left[ (x_m - x_s)^2 + (x_n - x_s)^2 \right] - 2z - \frac{1}{2z} \left[ (x_m - x)^2 + (x_n - x)^2 \right] \right] \right) / c \quad (8)$$

对式(8)进行补偿近场扩散传播损耗, 整理得到

$$I(\mathbf{r}, t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_m w_n s \left( t - \left[ 2z_s + \frac{1}{2z_s} \left[ x_s^2 + (x_m + x_n - x_s)^2 - 2x_m x_n \right] - 2z - \frac{1}{2z} \left[ x^2 + (x_m + x_n - x)^2 - 2x_m x_n \right] \right] \right) / c \quad (9)$$

当  $z_s$  足够大时,  $x_m x_n / z_s$  项很小, 将式(9)简化为

$$I(\mathbf{r}, t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_m w_n s \left( t - \left[ \left[ z_s + \frac{x_s^2}{2z_s} \right] + \left[ z_s + \frac{(x_m + x_n - x_s)^2}{2z_s} \right] - \left[ \left[ z + \frac{x^2}{2z} \right] + \left[ z + \frac{(x_m + x_n - x)^2}{2z} \right] \right] \right) / c \right) \approx \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_m w_n s \left( t - \left[ \sqrt{x_s^2 + z_s^2} + \sqrt{(x_m + x_n - x_s)^2 + z_s^2} - \left[ \sqrt{x^2 + z^2} + \sqrt{(x_m + x_n - x)^2 + z^2} \right] \right] \right) / c \quad (10)$$

令  $S_i = \{(m, n) | k_i = x_m + x_n\}$ ,  $\gamma_i = \{w_m w_n | (m, n) \in S_i\}$ , 将式(10)表示为

$$I(\mathbf{r}, t) \approx \sum_{i=1}^{MN} \gamma_i s \left( t - \left[ \sqrt{x_s^2 + z_s^2} + \sqrt{(z_i - x_s)^2 + z_s^2} - \left[ \sqrt{x^2 + z^2} + \sqrt{(k_i - x)^2 + z^2} \right] \right] \right) / c \quad (11)$$

由此看来, 在一定条件下,  $M$ 发  $N$ 收的 UWB MIMO 天线阵可以得到与 1发  $MN$ 收的均匀 SIMO 线阵相同的成像模型, 对应的阵元位置和权系数满足关系:

$$\sum_{m=1}^M w_m \delta(x - x_m) \otimes \sum_{n=1}^N w_n \delta(x - x_n) = \delta(x) \otimes \sum_{i=1}^{MN} \gamma_i \delta(x - x_m - x_n) \quad (12)$$

由式(12)可知,  $M$ 发  $N$ 收的 UWB MIMO 的发射阵列和接收阵列以空间卷积的方式形成了一个 1发  $MN$ 收的等效接收阵列, 其发射天线位于坐标中心位置, 接收天线的横向坐标属于集合  $S_i$ , 权系数属于集合  $\gamma_i$ , 这与窄带 MIMO 天线阵列的空间卷积原理相同<sup>[4]</sup>。等效 SIMO 阵列的孔径长度和密度由收发阵列的阵元数目、阵元间距以及阵元位置决定。因为不同收发阵元对的等效位置可能重合, 所以等效阵列就有可能存在重叠阵元, 导致实际可用的方位向空间采样数目可能小于  $MN$ 。为了克服这一问题, 必须对 UWB MIMO 成像雷达的收发阵列进行合理设计, 以得到孔径最大化、阵元无重叠的均匀等效阵列, 从而实现高分辨成像。

### 3.2 阵列设计

根据前面的分析, 从成像系统所需的等效 SIMO 阵列性能入手, 利用空间卷积原理设计 UWB MIMO 阵列。不失一般性, 将两阵列的中心位置都置于等效 SIMO 阵列的中心, 以保证 UWB MIMO 雷达成像的方位向左右具有对称性。令对称分布的均匀接收阵元间隔为  $d_{Rx}$ , 其位置集合表示为

$$S_{\text{Rx}} = \{(\mathbf{r}_{\text{Rx}}) | \mathbf{r}_{\text{Rx}} = [-n \cdot d_{\text{Rx}} : d_{\text{Rx}} : n \cdot d_{\text{Rx}}]\} \quad (13)$$

式中  $n = (N - 1)/2$  是实数,  $N$  为接收阵列的阵元数。令第  $m$  个发射阵元位于  $md_{\text{Rx}}$ , 根据空间卷积理论等效接收子阵的位置集合表示为

$$S_{\text{EA}} = \{(\mathbf{r}_{\text{EA}}) | \mathbf{r}_{\text{EA}} = [(-m+n) \cdot d_{\text{Rx}} : d_{\text{Rx}} : (m+n) \cdot d_{\text{Rx}}]\} \quad (14)$$

由式(14)可知, 这种等效阵列的合成过程相当于把整个接收阵列移位至发射阵元。为了保证各发射阵元的等效接收子阵组合后不出现阵元重叠现象, 并且保证阵列展布范围达到最大化, 则发射阵元的间隔应满足

$$d_{\text{Tx}} = (2n + 1) \cdot d_{\text{Rx}} = Nd_{\text{Rx}} \quad (15)$$

考虑所有的发射阵元, 则发射阵列的位置集合应为

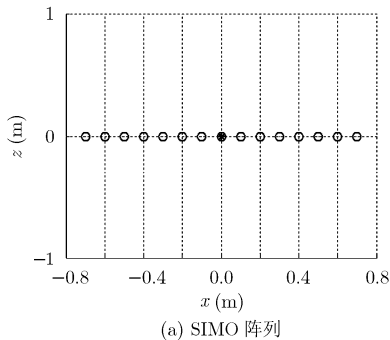
$$S_{\text{Tx}} = \{(\mathbf{r}_{\text{Tx}}) | \mathbf{r}_{\text{Tx}} = [-m \cdot d_{\text{Tx}} : d_{\text{Tx}} : m \cdot d_{\text{Tx}}]\} \quad (16)$$

式中  $m = (M - 1)/2$  是实数,  $M$  为发射阵列的阵元数。从式(13)到式(16), UWB MIMO 天线布阵可以概括为: (1)根据成像系统性能确定等效 SIMO 阵列的阵元数  $P$  和阵元间距  $d$ ; (2)在物理阵元总数最小化的条件下, 选择合适的发射阵元数  $M$  和接收阵元数  $N$ , 满足  $M \times N = P$ ; (3)发射阵列和接收阵列是均匀分布的, 当接收阵元间距  $d_{\text{Rx}} = d$  时, 发射阵元间距  $d_{\text{Tx}} = Nd_{\text{Rx}}$ 。

图2给出了 SIMO 和对应 MIMO 拓扑结构的示例。图中“\*”代表发射天线, “o”代表接收天线。图2(a)给出了 SIMO 天线阵结构, 其接收阵列为 15 个阵元的均匀线阵, 接收阵列关于中心位置左右对称, 阵元间距为 10 cm, 孔径长度为 1.4 m, 发射天线位于接收天线阵列的中心位置。图2(b)给出了设计的 3 发 5 收 MIMO 阵列结构, 收发阵列左右对称, 并且中心位置存有阵元, 接收阵元间距为 10 cm, 发射阵元间距为 50 cm。与等效 SIMO 阵列相比, UWB MIMO 阵列所需的阵元数减少了一半左右。

#### 4 成像方法

为了成像, 首先校正各通道回波信号, 施加时



延补偿、墙体传播损耗补偿和近场扩散损耗补偿, 实现多通道接收数据的相干累加。校正后的目标回波信号可以表示为

$$\tilde{x}_{mn}(\mathbf{r}, t) = d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}) d(\mathbf{r}, \mathbf{r}_n) \text{FT}_t^{-1} \cdot \left[ \text{FT}_t [x_{mn}(\mathbf{r}_s, t)] e^{jk[d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}) + d(\mathbf{r}, \mathbf{r}_n)]} C(k, \mathbf{r}_m, \mathbf{r}_n, \mathbf{r}) \right] \quad (17)$$

式中  $\text{FT}_t(\cdot)$  为对  $t$  的傅里叶变换算子,  $C(k, \mathbf{r}_m, \mathbf{r}_n, \mathbf{r})$  为墙体补偿因子,  $d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r})$  和  $d(\mathbf{r}, \mathbf{r}_n)$  分别为聚焦像点  $\mathbf{r}$  到  $\mathbf{r}_m$  和  $\mathbf{r}_n$  在自由空间中的传播距离, 用于补偿近场球面波的扩散损耗,  $e^{jk[d(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}) + d(\mathbf{r}, \mathbf{r}_n)]}$  为时延补偿因子, 用于补偿自由空间中的传播时延, 保证数据时延对齐。为了表示方便, 省略  $\mathbf{r}$ 。考虑噪声的影响, 则式(17)建模为

$$\tilde{x}_{mn}(l) = s(l) + e_{mn}(l), \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (18)$$

式中  $l$  为采样时刻,  $s(l)$  表示目标回波,  $e_{mn}(l)$  表示噪声和剩余干扰, 与  $s(l)$  不相关,  $L$  为样点数, 与脉冲有效宽度和采样间隔有关。按照阵元空间位置排列, 并将其进行列堆栈, 得到数据向量和噪声向量分别为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(l) = [\tilde{x}_{11}(l), \dots, \tilde{x}_{M1}(l), \tilde{x}_{12}(l), \dots, \tilde{x}_{M2}(l), \dots, \\ \quad \tilde{x}_{1N}(l), \dots, \tilde{x}_{MN}(l)]^T \\ \mathbf{e}(l) = [e_{11}(l), \dots, e_{M1}(l), e_{12}(l), \dots, e_{M2}(l), \dots, \\ \quad e_{1N}(l), \dots, e_{MN}(l)]^T \end{cases} \quad (19)$$

在墙体的影响下, 即使经过数据预处理, 所有通道回波数据之间的时延和幅度仍然存在误差, 这里将 UWB MIMO 多通道模型修正为

$$\mathbf{x}(l) = \mathbf{a}s(l) + \mathbf{e}(l) \quad (20)$$

其中  $\mathbf{a}$  近似为  $\bar{\mathbf{a}} = [1, \dots, 1]_{MN \times 1}^T$ 。对成像区域中的像素点进行波束形成聚集, 直至完成整个 2 维成像空间区域的扫描就可以得到目标成像。为获得良好的成像分辨率和容忍墙体带来误差的能力, 应用稳健 Capon 波束形成(RCB)算法<sup>[12]</sup>估计像值, 即

$$I(\mathbf{r}) \triangleq (1/L) \sum_{l=0}^{L-1} |\mathbf{w}^T \mathbf{x}(l)|^2 \quad (21)$$

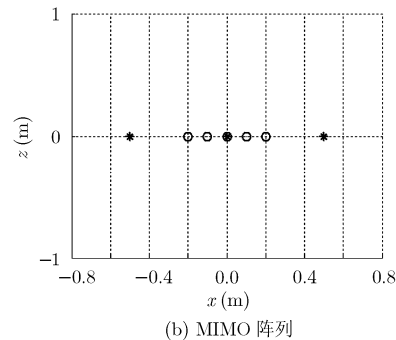


图2 SIMO 阵列和对应 MIMO 阵列的拓扑结构示例

式中  $w$  代表 RCB 的权矢量。与时域后向投影(BP)算法一样,RCB 算法也没有考虑各路接收信号之间的相关性信息,因此同样存在着抑制杂波干扰能力有限导致目标和杂波的对比如差的问题。然而,基于多通道阵列回波数据之间的相关性信息,使用相干系数(CF)对每一个像点进行加权,既能保留强相干性的目标散射中心,又能抑制弱相干性的杂波和噪声达到提高目标和杂波对比度的目的<sup>[13]</sup>。结合 UWB MIMO 阵列的特点,以发射阵元为准,将接

$$CF(\mathbf{r}) = \frac{\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \left| \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M x_m(l) \right|^2}{\frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \left| \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M x_m(l) \right|^2 + \frac{1}{L} \sum_{m=0}^{L-1} \left( \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |x_m(l) - \frac{1}{M} \sum_{m_1=1}^M x_{m_1}(l)|^2 \right)} = \frac{|\hat{s}|^2}{|\hat{s}|^2 + \hat{\sigma}_n^2} \quad (24)$$

式中  $|\hat{s}|^2$  代表 BP 算法估计的输出信号功率,  $\hat{\sigma}_n^2$  代表 BP 算法估计的噪声功率。将式(23)对式(21)进行加权,得到 UWB MIMO 阵列相干系数加权成像算法的表达式为

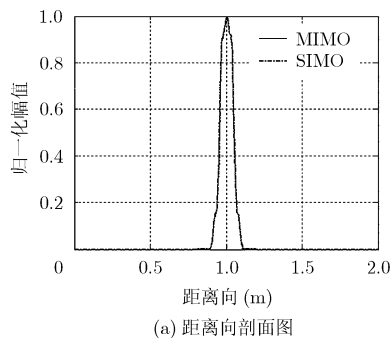
$$I_{CF}(\mathbf{r}) \triangleq \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |CF(\mathbf{r}) w^T \mathbf{x}(l)|^2 \quad (25)$$

与标准 BP 算法相比,本文算法增加了一个 CF 加权。式(24)表明,CF 加权充分利用了所有阵元接收信号之间的相关性信息,明显区分了目标信号与杂波在成像中的作用。因为目标回波数据之间的相关性强,所以 CF 接近于 1,而杂波的相干性不如目标,CF 迅速减小,在理想情况下 CF 趋近于零,这样便使成像结果中目标和杂波的对比如差大幅增加。综上分析,这种 CF 加权的自适应成像算法不仅抑制了标准 BP 算法成像结果中的杂波干扰和背景噪声,而且在一定程度上提高了成像的分辨率。

## 5 仿真与实验结果分析

### 5.1 点扩展函数(PSF)的距离向和方位向剖面分布比较

为了衡量 MIMO 阵列以及等效阵列的成像质量,首先考察目标点扩展函数(PSF)的剖面分布情



(a) 距离向剖面图

收阵元的信号进行相干累加,即

$$x_m(l) = \sum_{j=1}^N x_{mj}(l), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (22)$$

利用所有发射阵元的相干叠加结果,将相干系数(CF)表示为

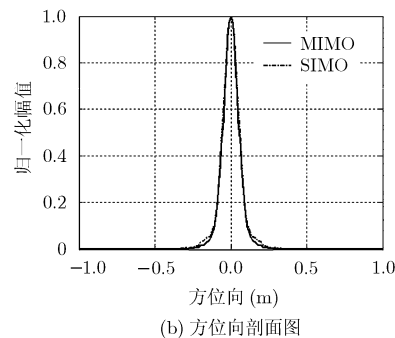
$$CF(\mathbf{r}) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \left( \left| \sum_{m=1}^M x_m(l) \right|^2 / \sum_{m=1}^M |x_m(l)|^2 \right) \quad (23)$$

将式(23)进行变换,可得

况,如图 3 所示。假设发射的脉冲信号为高斯二阶导函数<sup>[11]</sup>,脉冲形成因子  $\alpha$  为 0.5 ns,理想点目标位于(0 m, 1 m),阵列结构如图 2 所示。从图 3 可以看出,无论是距离向,还是方位向都保持了镜像对称的特性,而且两种结构的方位向和距离向的剖面曲线完全重合,分辨率和旁瓣电平相同。这恰恰是  $x_m$  和  $x_n$  值相对较小使得  $x_m x_n / z_s$  项和  $(x_m - x_n)^2 / 4z_s$  项的作用可被忽略的原因。而当  $x_m$  或  $x_n$  值过大时,这些项的作用就不再忽略。假设阵元数不变,通过增大阵元间距来改变  $x_m$  和  $x_n$ 。图 4 给出了不同扩展倍数的方位向剖面分布比较。由图 4 可知,当  $x_m$  和  $x_n$  增大时,主瓣分辨率基本一致,而略微改变的是方位向,即 SIMO 阵列的旁瓣峰值电平会随着收发阵元对间距的增加略有提升。还可以看出,这种情况的发射天线间距已达 2 m,是实际应用中穿墙成像系统设计综合考虑的上限。以上分析表明,上述 UWB MIMO 阵列设计方法在穿墙成像系统中应用是可行的。

### 5.2 实验数据成像结果分析

采用课题组自行设计的超宽带穿墙雷达系统进行实验数据录取,系统由时序控制电路、脉冲源(含



(b) 方位向剖面图

图 3 点目标方位向和距离向剖面分布比较

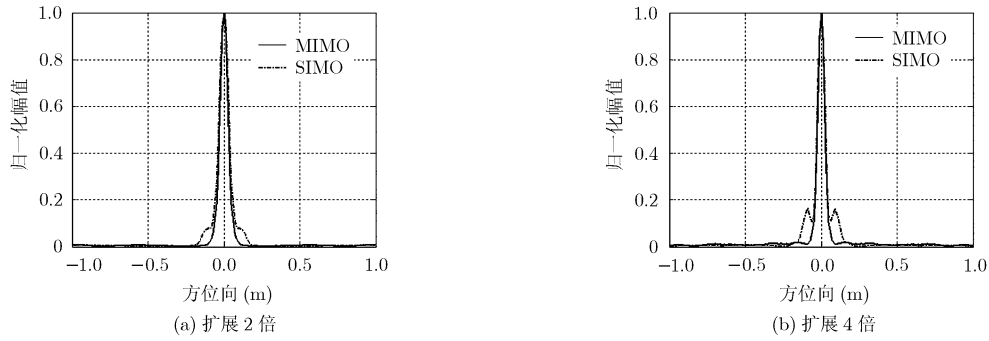


图4 扩展不同倍数的方位向剖面分布比较

放大器)、超宽带天线、安捷伦高效数字化仪、主机和导轨等组成。发射天线为带宽 820 MHz 的单极子贴片天线, 天线架高 1.34 m, 发射的脉冲信号频率约为 0.5-1.3 GHz。接收天线为带宽 900 MHz 的领结型天线, 天线架高 0.95 m。将发射天线固定在导轨的中心位置, 然后在导轨上移动接收天线模拟 SIMO 阵列。模拟扫描 9 个测点, 相邻测点间距 0.20 m, 各测点距离墙体为 30.5 cm。同样, 移动发射天线和接收天线模拟 MIMO 阵列。发射天线和接收天线分别由 3 个测点组成, 天线阵列中心相同, 发射阵元间距为 0.6 m, 接收阵元间距为 0.2 m。选择的场景是穿透实验室砖混墙壁, 墙体厚度约为 21.8 cm, 等效相对介电系数约为 6。目标为金属平板, 中心点架高 1.15 m, 大小为 0.5 m×0.5 m, 与天线阵列中心的距离为 2.80 m。在每一个扫描点连续测量两次, 包括无目标场景和有目标场景。

将上述实验系统所录取的实测数据进行背景相消、中值滤波和数据平均等预处理, 然后应用本文算法和 BP 算法对 3 发 3 收 MIMO 阵列, 1 发 9 收 SIMO 阵列和相同阵元个数的 1 发 5 收 SIMO 阵列的数据进行成像处理。其中, 1 发 5 收阵列由 1 发 9 收阵列中间的 5 个阵元组成。令图像横轴以收发天线阵列的中心为坐标原点, 图像显示的动态范围为 10 dB。图 5 给出了本文算法的成像结果比较。从图

中可以看出, 3 发 3 收 MIMO 阵列和 1 发 9 收 SIMO 阵列具有相同的成像结果, 都能准确地确定探测区域中目标的位置。而 1 发 5 收 SIMO 阵列中目标像模糊, 虚假目标像严重, 影响了目标的判断。这些结果表明 MIMO 阵列利用相同数量的天线获得了更大的阵列孔径和更高的自由度, 为目标成像提供了更高的分辨率和低旁瓣电平, 可以提供更好的成像质量; 反过来, 也可以利用较少数量的天线阵元达到相同的性能, 节约了系统资源。为了比较成像算法, 图 6 给出了 BP 算法的成像结果比较。可以看出, 成像结果与图 5 一致。此外, 比较图 5 和图 6 可以看出, 本文算法的成像结果优于 BP 算法, 其成像的分辨率和图像信噪比有了明显提高, 目标像变得较清晰, 目标定位更准确。

### 6 结束语

为了减少所需的天线数量和天线布阵孔径, 同时保证系统的性能, 研究了一种 MIMO 技术对超宽带成像系统的天线布阵进行稀疏化处理的方法。本文从成像模型入手, 给出了基于等效 SIMO 阵列的设计方法。仿真结果表明, 在近场条件下, UWB MIMO 阵列和等效 SIMO 阵列具有相同的主瓣性能和非常接近的旁瓣性能, 验证了在穿墙成像系统中应用的可行性。此外, 实验数据成像结果表明 MIMO

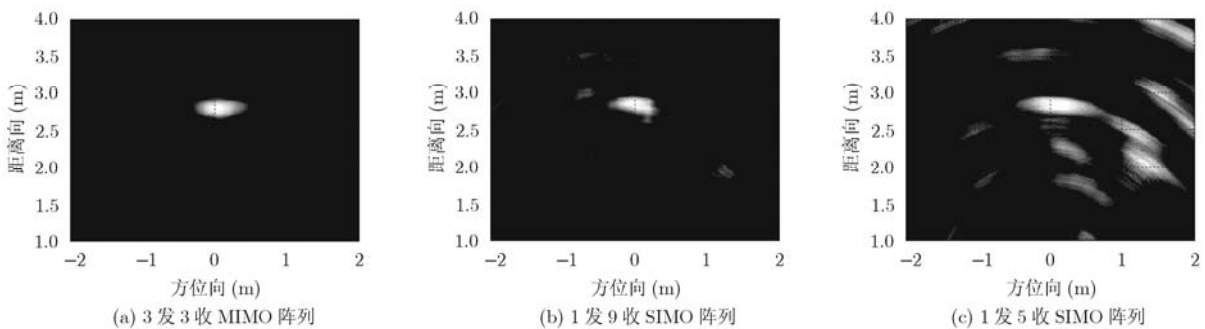


图5 本文算法的成像结果比较

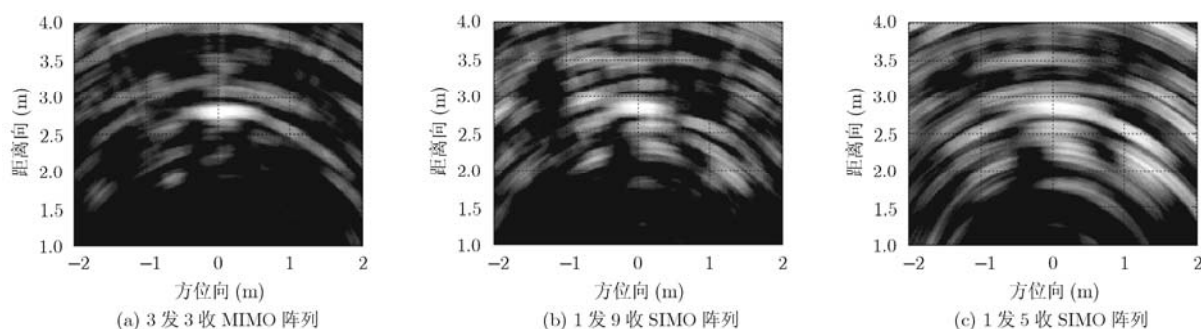


图6 BP 算法的成像结果比较

阵列可以利用相同数量的天线获得更好的目标像,也可以利用较少数量的天线阵元达到相同的成像性能。为了增强后续目标的检测及识别性能,2维UWB MIMO阵列设计理论和有关的快速成像算法还有待进一步研究。

### 参考文献

- [1] Dehmollaian M and Sarabandi K. Through-the-wall imaging using differential SAR[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(5): 1289-1296.
- [2] Paul C C, Burkholder R J, and Volakis J L. Adaptive CLEAN with target refocusing for thorough-wall image improvement[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2010, 58(1): 155-162.
- [3] Huang D M and Zhang Q Y. Impulse radio ultra-wide-band through wall imaging radar based on multiple-input multiple-output antenna arrays[J]. *Information Technology Journal*, 2010, 9(4): 782-789.
- [4] 粟毅, 朱宇涛, 郁文贤, 等. 多通道雷达天线阵列的设计理论与算法[J]. *中国科学: 信息科学*, 2010, 40(10): 1372-1383.  
Su Y, Zhu Y T, Yu W X, *et al.* Design theory and algorithm for MIMO radar array[J]. *Scientia Sinica (Informationis)*, 2010, 40(10): 1372-1383.
- [5] Wang D W, Ma X Y, Chen A L, *et al.* High-resolution imaging using a wideband MIMO radar system with two distributed arrays[J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2010, 19(5): 1280-1289.
- [6] Le C, Dogaru T, Nguyen, *et al.* Ultrawideband(UWB) radar imaging of building interior: measurement and predictions[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(5): 1409-1420.
- [7] Zhuge Xiao-dong, Yarovoy A G, Savelyev T, *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.
- [8] Zhuge Xiao-dong, and Yarovoy A G. A sparse aperture MIMO-SAR-Based UWB imaging system for concealed weapean detection[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2011, 49(1): 509-518.
- [9] Ralston T S and Chartvat G L. Real-time through-wall imaging using an ultra-wideband Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) phased array radar system[C]. *IEEE International Symposium on Phased Array Sytems and Technology*, Waltham MA, USA, Oct. 2010: 551-558.
- [10] Masbernat X P, Amin M G, Ahmad F, *et al.* An MIMO-MTI approach for through-the- wall radar imaging applications[C]. *International Waveform Diversity and Design Conference (WDD)*, Waltham MA, USA, Aug. 2010: 188-192.
- [11] 黄冬梅. 基于 IR-UWB 穿墙成像系统的性能研究[D]. [博士论文], 哈尔滨工业大学, 2011.  
Huang Dong-mei. Study of through wall imaging system performance based on IR-UWB[D]. [Ph.D. dissertation], Harbin Institute of Technology, 2011.
- [12] Li J, Stoica P, and Wang Z S. Doubly constrained robust Capon beamformer[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(9): 2407-2423.
- [13] Burkholder R J and Browne K E. Coherence factor enhancement of through-wall radar images[J]. *IEEE Antennas and Wireness Propagation Letters*, 2010, 9: 842-845.

晋良念: 男, 1974年生, 副教授, 博士生, 研究方向为阵列信号处理、超宽带雷达目标成像。

欧阳缙: 男, 1960年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为自适应信号处理、通信信号处理等。

周丽军: 女, 1984年生, 博士生, 研究方向为超宽带雷达目标识别技术。