

# 太赫兹稀疏阵列相干因子栅旁瓣抑制方法

宋叶江<sup>1</sup>, 崔振茂<sup>1,2</sup>, 安健飞<sup>1,2</sup>, 喻洋<sup>1,2</sup>, 成彬彬<sup>1,2\*</sup>

(1. 中国工程物理研究院电子工程研究所, 四川 绵阳 621999;  
2. 中国工程物理研究院微系统与太赫兹研究中心, 四川 成都 610200)

**摘要:**在太赫兹成像中,阵列的稀疏化设计会引起栅旁瓣的恶化。在传统相干因子(Coherence Factor, CF)加权的基础上设计了适用于多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)稀疏成像阵列的相位相干因子(Phase Coherence Factor, PCF)和符号相干因子(Sign Coherence Factor, SCF)两种加权栅旁瓣抑制方法。对点目标仿真结果表明,CF、PCF和SCF栅旁瓣抑制后峰值旁瓣比(Peak Side Lobe Ratio, PSLR)分别降低了17.81 dB、24.56 dB和22.74 dB,在340GHz 4T16R稀疏阵列成像系统中的实测结果也表明,PCF和SCF对栅旁瓣的抑制效果分别优于CF 6dB和4dB以上。

**关键词:**相干因子;栅旁瓣抑制;太赫兹成像;MIMO稀疏阵列  
**中图分类号:**TN95 **文献标识码:**A

## Grating-lobes suppression methods based on coherence factor for terahertz sparse array

SONG Ye-Jiang<sup>1</sup>, CUI Zhen-Mao<sup>1,2</sup>, AN Jian-Fei<sup>1,2</sup>, YU Yang<sup>1,2</sup>, CHENG Bin-Bin<sup>1,2\*</sup>

(1. Institute of Electronics Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621999, China;  
2. Microsystem and Terahertz Research Center, China Academy of Engineering Physics, Chengdu 610200, China)

**Abstract:** In terahertz imaging, the sparse design of the array can cause degradation of the grating-lobes. In this paper, based on the traditional coherence factor (CF) weighting method, phase coherence factor (PCF) and sign coherence factor (SCF) are designed, which are applied to multi-input and multi-output (MIMO) terahertz sparse array imaging grating-lobes suppression. The simulation results of the point target show that the peak side lobe ratio (PSLR) is reduced by 17.81 dB, 24.56 dB and 22.74 dB after grating lobes suppressed by CF, PCF and SCF, respectively. The results measured in the 340 GHz 4T16R sparse array imaging system also show that the suppression effect of PCF and SCF on grating lobes is 6dB and 4dB better than CF, respectively.

**Key words:** coherence factor, grating lobes suppression, terahertz imaging, MIMO sparse array imaging

**PACS:**07. 57. -c, 42. 30. -d, 42. 40. -i

## 引言

太赫兹波是一种性能良好的物体成像信号源。由于太赫兹波对衣物有良好的穿透性、非电离辐射

和成像分辨率高等特点,使得太赫兹成像技术能够成为X射线成像、毫米波成像、超声成像等成像技术的有益补充。在成像系统中,广泛采用多通道收

收稿日期:2019-07-25,修回日期:2019-12-16

Received date:2019-07-25, Revised date:2019-12-16

基金项目:国防基础科研计划(JCKY2017212C002),国家重点研发计划(2018YFB180005),中国工程物理研究院院长基金(YZJLX2018009),国家重点基础研究发展计划(973计划)(2015CB755406)

**Foundation items:** Supported by the Defense Industrial Technology Development Program (JCKY2017212C002), the National Key R&D Program of China Grant (2018YFB180005), the President Funding of China Academy of Engineering Physics (YZJLX2018009), the National Basic Research Program of China (973) (2015CB755406)

**作者简介(Biography):**宋叶江(1994-),男,贵州六盘水人,硕士在读,主要研究领域为太赫兹雷达信号处理. E-mail: songyejiang@mtirc. ac. cn

\*通讯作者(Corresponding author): E-mail: chengbinbin@mtirc. ac. cn

发阵列结构提高扫描速度。采用等间隔阵列设计方法,随着系统分辨率和工作频率提高,阵列通道数量急剧增大,导致系统过于复杂,无法取得实际应用。因此,在毫米波和太赫兹频段,采用稀疏阵列设计方法达到减少阵列通道数量的目的。然而,阵列的稀疏性会导致太赫兹稀疏阵列成像系统成像结果中出现高电平栅瓣和旁瓣伪像。高电平的栅瓣和旁瓣对系统的目标检测能力有严重影响,强目标的高旁瓣可能会覆盖弱目标,导致系统对弱目标的检测能力下降,还有目标上的强散射点的高栅瓣和旁瓣可能会导致目标图像分裂等现象,增大了后续对违禁品的检测和识别难度。如何改善稀疏阵列导致的高电平栅瓣和旁瓣受到众多学者的关注。

现有的栅瓣和旁瓣抑制方法分为两类:优化稀疏阵列结构的方法和数据后处理的方法。很多学者开展了通过对稀疏阵列阵型优化设计达到栅瓣和旁瓣有效抑制的研究工作,同时也取得了众多研究成果<sup>[1-4]</sup>。对于阵型已经固定的系统,通常采用信号处理的方法改善栅旁瓣电平。本文主要关注太赫兹稀疏阵列高电平栅瓣和旁瓣抑制的信号处理方法。应用较为广泛的栅瓣和旁瓣抑制的信号处理方法是窗函数加权法,采用 Hamming 和 Kaiser 等窗函数对方位向和距离向加窗处理,该方法处理过程简单,缺点是会导致主瓣展宽,是以牺牲成像分辨率作为代价实现栅瓣和旁瓣抑制。Tian 等人提出了一种近场多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)阵列成像的栅瓣抑制方法,他们的方法是在发送阵列上添加一个窗口达到降低栅瓣的目的,然后增加发射阵元的数量,以解决由于添加窗口而导致的主瓣展宽。这种方法本质上是阵列设计与信号处理相结合达到栅瓣抑制的目的,但是增加发射阵元的数量会导致系统成本提高<sup>[5]</sup>。为了能够降低栅瓣和旁瓣电平的同时不会使主瓣展宽,可采用 CF<sup>[6]</sup>、PCF<sup>[7]</sup>和 SCF<sup>[8]</sup>等优化加权方法。目前,相干因子加权法已有很多的相关研究,并被广泛应用在穿墙雷达成像的栅瓣和旁瓣抑制中<sup>[9-11]</sup>。在最近的研究中,CF 加权法被应用到了太赫兹稀疏阵列成像体制中。Jiang 等人验证了 CF 加权法对太赫兹稀疏阵列栅旁瓣抑制的有效性<sup>[12]</sup>,Zhang 等人也将 CF 加权法使用到太赫兹稀疏阵列成像的图像重建过程中,并且得到良好的栅旁瓣抑制效果<sup>[13]</sup>。

在本文中,将 PCF 和 SCF 加权法应用到太赫兹稀疏阵列安检成像系统的图像重建过程中。将处理的目标由传统的点目标扩展到面目标,实现了更为复杂的成像处理;穿墙雷达的频段较低,带宽较小,而在太赫兹频段能够提供更大带宽,能够获得更多的相位信息,因此在太赫兹频段使用 PCF 和 SCF 能够得到更好的栅旁瓣抑制效果。文章在 340GHz 稀疏阵列成像系统上通过实验对比了 CF、PCF 和 SCF 三种加权方法的栅旁瓣抑制效果。点目标仿真实验、金属球实测实验和仿真手枪实测实验表明,PCF 和 SCF 加权法的栅旁瓣效果优于 CF 加权法。

## 1 成像算法

340 GHz MIMO 雷达系统的硬件主要由天线阵列、椭圆柱面反射镜、可摆动的平面反射镜等部分组成,系统的结构示意图如图 1 所示。其工作原理是将一维的线列与垂直方向机械式准光扫描相结合的方式实现人体的扫描。与传统的二维合成孔径式近场成像相比,其高度维聚焦由准光椭圆柱面反射镜完成,因此可以大幅度地加快系统成像速度。系统收发天线阵列采用 4 发 16 收的稀疏 MIMO 线阵,能够合成具有 64 个收发阵元的虚拟阵列,虚拟阵列技术大量减少了系统所需的阵元数量,降低了系统的成本和复杂度。在 4 mm 的探测距离(光程)上,成像系统的垂直向和方位向的分辨率分别达到 10 mm 和 14 mm。关于系统更详细的介绍见文献<sup>[14-15]</sup>。

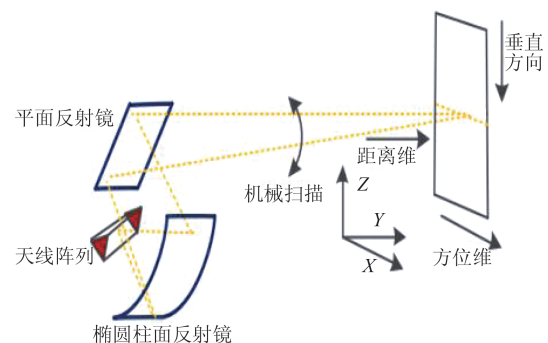


图1 340GHz 安检成像系统结构

Fig. 1 Architecture of 340 GHz imaging system

定义如图 2 所示的阵列与目标位置关系,则回波信号可以表示为:

$$S(k, n, m) = \int \sigma(\vec{r}) \exp(j\vec{k}_n^T \cdot (\vec{r} - \vec{R}_n^T) + j\vec{k}_m^R \cdot (\vec{R}_m^R - \vec{r})) d\vec{r} \quad (1)$$

其中,  $\vec{r} = (x, y)$ ,  $\vec{R}_n^{T_s} = (x_n^{T_s}, 0)$ ,  $\vec{R}_m^{R_s} = (x_m^{R_s}, 0)$ ,  $\vec{R}_n^{T_s}$  和  $\vec{R}_m^{R_s}$  是发射和接收阵元位置,  $N_{T_s}$  和  $N_{R_s}$  分别表示发射和接收通道的数量,  $n$  和  $m$  满足  $1 \leq n \leq N_{T_s}$ ,  $1 \leq m \leq N_{R_s}$ ,  $\vec{k}_n^{T_s}$  和  $\vec{k}_m^{R_s}$  分别表示入射波和散射波的空间波数矢量且满足  $|\vec{k}_n^{T_s}| = |\vec{k}_m^{R_s}| = k = 2\pi f/c$ 。

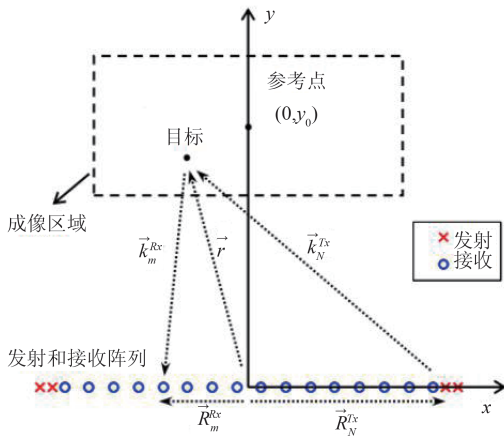


图2 雷达坐标的定义

Fig. 2 Definition of the radar coordinate

参考点的回波信号表示为:

$$S_{ref}(k, n, m) = \exp(j\vec{k}_n^{T_s} \cdot (-x_n^{T_s}, y_0) + j\vec{k}_m^{R_s} \cdot (R_m^{R_s}, -y_0)) \quad (2)$$

参考点的作用是对系统各通道的一致性 & 线性调频源的非线性进行校正。使用参考点补偿后的回波信号表示为:

$$S_r(k, n, m) = S/S_{ref} = \int \sigma(x, y) \exp(j(x, y - y_0) \cdot (\vec{k}_m^{R_s} - \vec{k}_n^{T_s})) dx dy \quad (3)$$

则使用BP算法成像后的图像为:

$$I(\vec{r}) = \sum_n \sum_m S_c(k, n, m) \quad (4)$$

其中,  $S_c(k, n, m)$  是距离维压缩后的信号, 通过IFFT得到。

为降低成本和系统的复杂度, 系统采用的是如图3所示的稀疏MIMO阵列。MIMO阵列由4个发射阵元和16个接收阵元组成, 阵列长度为136mm。发射阵元之间的间距为4mm, 接收阵元之间的间距为8mm, 天线阵元间距远大于信号波长(约0.9mm)。如图4所示的系统点目标扩散函数(Point Spread Function, PSF)图可知, 阵列的稀疏性导致太赫兹阵列成像的栅旁瓣恶化。在安检成像系统中, 高电平栅旁瓣增大了目标检测的难度, 强目标的高

电平栅旁瓣可能会覆盖弱目标, 导致系统对弱目标的检测能力下降, 还有目标上的强散射点的高电平栅旁瓣可能会导致目标成像结果出现分裂成很多小块等现象。文章后续提出使用PCF和SCF加权法进行栅旁瓣抑制, 提高系统成像质量, 降低目标检测和识别过程的难度。

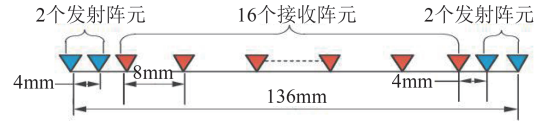


图3 稀疏阵列示意图

Fig. 3 Sparse array schematic diagram

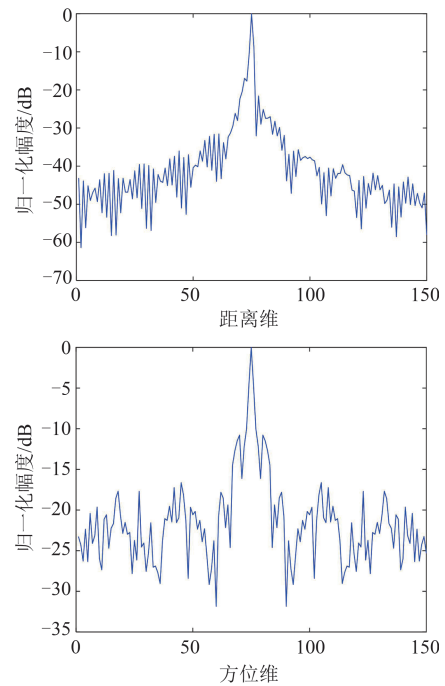


图4 距离维和方位维PSF仿真结果

Fig. 4 PSF simulation results of range and azimuth

## 2 相干因子加权栅旁瓣抑制方法

相干因子加权法的主要原理是: 如图5所示, 在主瓣处各通道之间的回波信号的相干性强, 所有通道几乎完全相干叠加; 如图6所示, 在栅旁瓣处各通道之间的回波信号的相干性弱, 只有少量通道相干叠加。通过分别评估主瓣和栅旁瓣的相干性, 主瓣处的相干因子接近于1, 而栅旁瓣处相干因子接近于0, 因此使用相干因子对BP算法成像结果进行加权后能达到栅旁瓣抑制效果。

CF定义为相干量与非相干量的比值, 在主瓣处回波信号的相干性强, 通过相干叠加和非相干叠加得到的能量差异不大, CF的值接近于1; 而在栅旁瓣

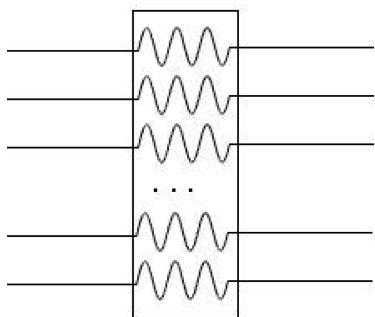


图5 主瓣处多通道回波相干性示意图

Fig. 5 Schematic diagram of multi-channel echo coherence at the main lobe

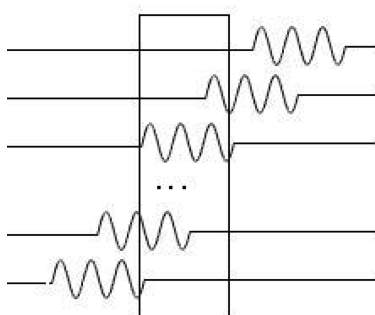


图6 栅旁瓣处多通道回波相干性示意图

Fig. 6 Schematic diagram of multi-channel echo coherence at the grating lobe

处,回波信号相干性差,相干叠加得到的能量远低于非相干叠加得到的能量,此时CF的值接近于0<sup>[6]</sup>。

PCF是利用回波数据的相位信息计算加权因子,根据主瓣与栅旁瓣处回波信号相位分布的差异性达到栅旁瓣抑制效果。在成像目标主瓣处各通道信号的相位基本相同,标准差接近于0,PCF的值接近于1,而在栅旁瓣处,各通道信号的相位不同,标准差变大,PCF的值变小。经过PCF加权后的图像,PCF值大的像素点幅度得到保持,而PCF值小的像素点幅度被抑制。由参考文献<sup>[7]</sup>的定义可得在点 $\vec{r}$ 处的PCF表示为:

$$\begin{aligned} \text{PCF}(\vec{r}) &= 1 - \text{std}(\exp(j\angle S_c)) \\ &= 1 - \sqrt{\text{var}(\cos\angle S_c) + \text{var}(\sin\angle S_c)} \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $\angle S_c$ 是点 $\vec{r}$ 处所有通道回波信号的相位信息, $\angle S_c = \{\angle S_{c_1}(\vec{r}), \angle S_{c_2}(\vec{r}), \dots, \angle S_{c_{N_{T_x}N_{R_x}}}(\vec{r})\}$

则经过PCF加权后的图像为:

$$I_{\text{PCF}}(\vec{r}) = I(\vec{r}) \cdot (\text{PCF}(\vec{r}))^g \quad (6)$$

其中 $g(g \geq 0)$ 是用于调节加权因子灵敏度的常量。当 $g = 0$ 时得到 $(\text{PCF}(\vec{r}))^g = 1$ ,等同于未对图像进行任何的加权处理; $g$ 的值越大,加权因子对栅旁瓣的

抑制效果越强,但由于各通道的相位在主瓣处达不到完全一致,即主瓣处的相干因子小于1, $g$ 值增加同时也会对主瓣形成抑制,降低成像信噪比,实际应用中可根据成像场景进行选取,在本文的实验中均取 $g = 1$ 。

SCF是PCF的一种极端情况,若将相位区间 $[-\pi, \pi]$ 分成两个区间 $(-\pi/2, \pi/2]$ 和 $[-\pi, -\pi/2] \cup (\pi/2, \pi]$ ,在这两个区间中信号实部 $\text{real}(S_{c_i}(\vec{r}))$ 的正负不相同,若信号实部 $\text{real}(S_{c_i}(\vec{r}))$ 为正,则信号的相位位于区间 $(-\pi/2, \pi/2]$ ,否则信号相位位于另一个区间。不同通道的回波信号相位位于同一个区间时则认为相干,否则认为不相干。因此,可通过一个符号函数表示回波信号的相干性。SCF以符号函数代替相位信息,减小了所需的储存量和计算量,因此在储存资源和计算资源有限的情况下,SCF是更优的一种选择。公式表示如下<sup>[8]</sup>:

$$b_i(\vec{r}) = \begin{cases} -1, & \text{real}(S_{c_i}(\vec{r})) < 0 \\ +1, & \text{real}(S_{c_i}(\vec{r})) \geq 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, N_{T_x}N_{R_x} \quad (7)$$

则可得点 $\vec{r}$ 处的SCF计算公式如下:

$$\text{SCF}(\vec{r}) = 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{1}{N_{T_x}N_{R_x}} \sum_i^{N_{T_x}N_{R_x}} b_i(\vec{r}) \right)^2} \quad (8)$$

经过SCF加权后得到的图像为:

$$I_{\text{SCF}}(\vec{r}) = I(\vec{r}) \cdot (\text{SCF}(\vec{r}))^g \quad (9)$$

文章后续章节,在340 GHz安检成像系统上通过仿真实验和实测数据实验验证了三种加权法栅旁瓣抑制的有效性,并对比了CF、PCF和SCF三种优化加权方法的栅旁瓣抑制效果,比较了栅旁瓣抑制前和栅旁瓣抑制后积分旁瓣比(integrated side lobe ratio, ISLR)与PSLR的值。

### 3 实验与结果分析

#### 3.1 点目标仿真

基于340 GHz安检成像系统做点目标仿真实验,系统发射信号是带宽为16 GHz的调频连续波信号。在距离系统阵列3 m处的成像区域中心位置设置一个点目标,采用BP算法进行成像处理,然后分别使用CF、PCF和SCF对图像进行加权得到加权处理后的图像得到如图7和图8所示结果。

由图7中(a)所示可知,CF、PCF和SCF三种优化加权方法对距离维的旁瓣抑制能力有限,经过经过加权后距离维的栅旁瓣电平没有得到有效的降

低。因为各通道在距离维主瓣处和栅旁瓣处都几乎是完全相干叠加的,距离维各处的加权因子都接近于1,所以加权后距离维各处的电平基本不变。由图7中(b)所示可知,CF、PCF和SCF三种优化加权方法都有效的抑制了方位维栅旁瓣电平。栅旁瓣抑制前PSLR的值为 $-8.92$  dB,CF、PCF和SCF栅旁瓣抑制后PSLR的值分别为 $-26.73$  dB、 $-33.48$  dB和 $-31.66$  dB;栅旁瓣抑制前ISLR的值为 $-6.34$  dB,CF、PCF和SCF栅旁瓣抑制后ISLR的值分别为 $-22.53$  dB、 $-28.89$  dB和 $-26.80$  dB。从方位维的栅旁瓣抑制效果对比得出PCF和SCF优于CF。PCF和SCF利用的是回波数据的相位信息计算加权因子,随着信号带宽增大,能够获得的相位信息增多,PCF和SCF的栅旁瓣抑制抑制效果会更好。实验结果表明,在超带宽太赫兹成像系统中PCF和SCF有着良好的栅旁瓣抑制表现。对比图8中成像结果(a-d)可知,经过优化加权后有效提高了成像质量。

表1 成像性能表征参数对比

Table 1 Comparison of imaging performance characterization parameters

参数	BP成像结果	CF加权后	PCF加权后	SCF加权后
PSLR(dB)	-8.92	-26.73	-33.48	-31.66
ISLR(dB)	-6.34	-22.53	-28.89	-26.80

### 3.2 金属球和仿真手枪成像实验

在与点目标仿真实验中设置的点目标相同位置处放置一个直径为25 mm的金属球,同样是采用BP算法进行成像处理,然后分别使用CF、PCF、SCF对图像进行加权得到加权后的图像。由图9球目标的成像结果所示可知,得到的成像结果与点目标仿真实验结果相一致。三种优化加权方法都有栅旁瓣抑制效果,能够提高成像质量,PCF和SCF的栅旁瓣抑制效果优于CF,且其中PCF栅旁瓣抑制效果最佳。但是三种加权方法都存在距离维栅旁瓣抑制能力有限的问题。

在成像视场内放置一把仿真手枪,采用逐行扫描的方式,垂直方向以约10 mm为步进,总共采集30行数据。同样是采用BP算法进行成像处理,然后分别使用CF、PCF和SCF对图像进行加权得到加权后的图像。为了方便对比成像性能,将成像结果以最大值投影的方式投影到X-Z平面进行显示,实验结果如图10所示。经过相干因子栅旁瓣杂波抑

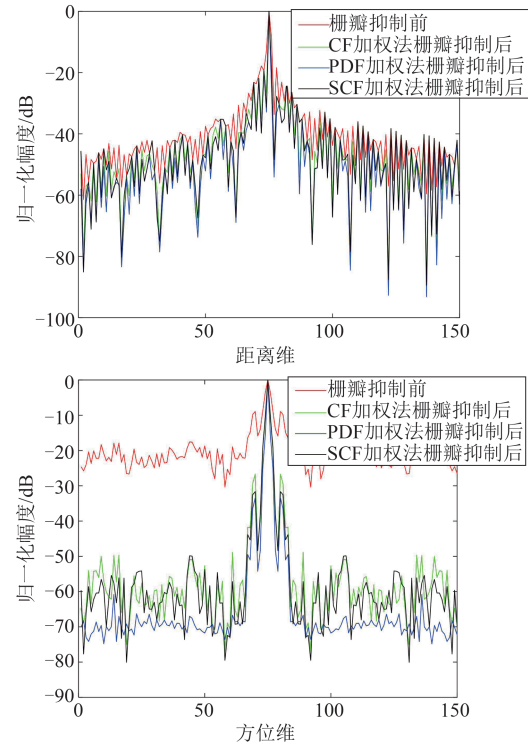


图7 距离维和方位维仿真结果 (a)距离维仿真结果; (b)方位维仿真结果

Fig.7 (a)The simulation imaging results of range dimension; (b) The simulation imaging results of azimuth dimension

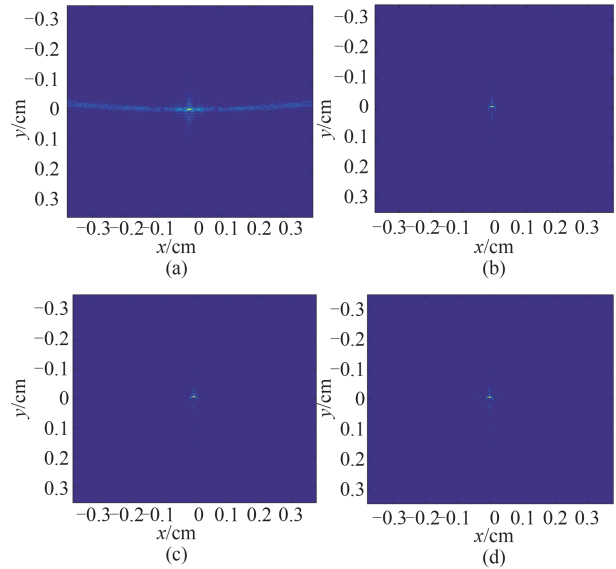


图8 点目标仿真成像结果 (a)原始BP成像结果,(b)CF加权后图像,(c)PCF加权后图像,(d)SCF加权后图像

Fig.8 The simulation imaging results of point target (a) the imaging result of BP algorithm, (b) the image weighted by CF, (c) the image weighted by PCF, (d) the image weighted by SCF

制后仿真手枪的轮廓更为清晰,有利于后续目标检测过程。对比图10中(c)、(d)和(e)可知,PCF和

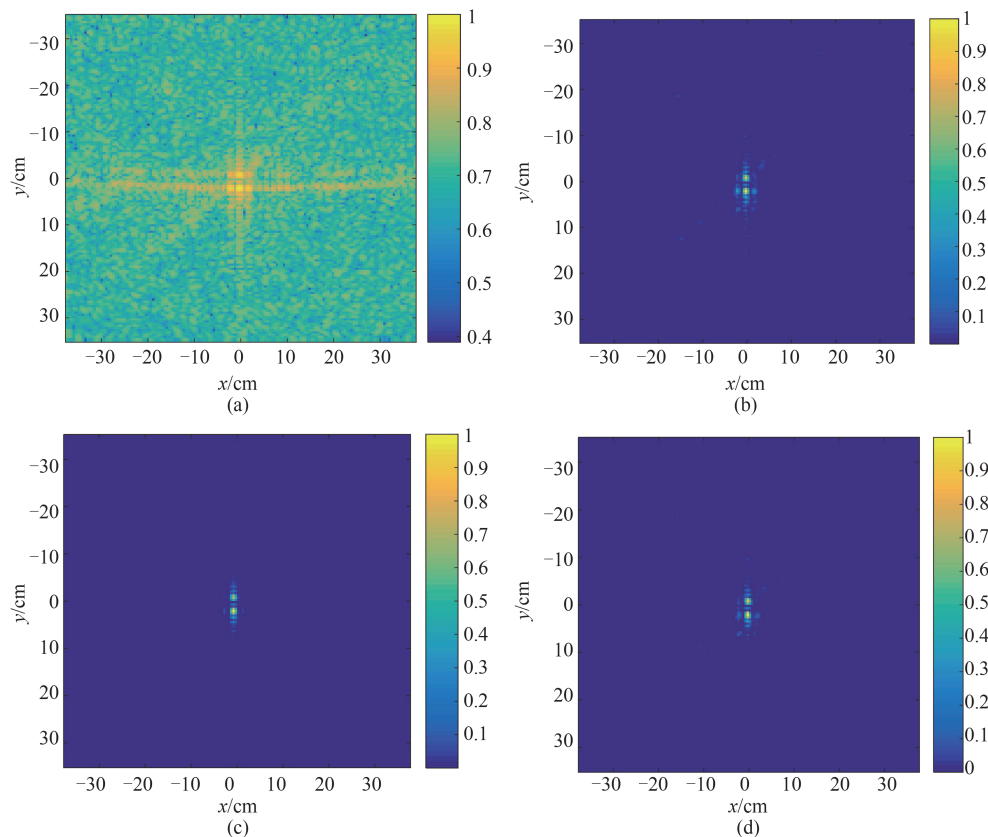


图9 金属球实测数据成像结果 (a)原始BP成像结果, (b)CF加权后图像, (c)PCF加权后图像, (d)SCF加权后图像

Fig.9 The imaging results of metal ball (a) the imaging result of BP algorithm, (b) the image weighted by CF, (c) the image weighted by PCF, (d) the image weighted by SCF

SCF栅旁瓣抑制后的图像仿真手枪的轮廓较为清晰,栅旁瓣抑制效果更好,且其中PCF栅旁瓣抑制效果最佳。得出的实验结果与点目标仿真实验和金属球实测实验结果相一致。

#### 4 结论

文中介绍了太赫兹稀疏MIMO阵列安检成像系统的PCF和SCF加权栅旁瓣抑制方法,并在340GHz稀疏阵列成像系统上进行实验对比了CF、PCF和SCF三种加权方法的栅旁瓣抑制效果。三种加权方法都能够有效抑制了方位维栅旁瓣,提高了系统成像质量。从点目标仿真实验中得出,栅旁瓣抑制前PSLR的值为 $-8.92$  dB,CF、PCF和SCF栅旁瓣抑制后PSLR的值分别为 $-26.73$  dB、 $-33.48$  dB和 $-31.66$  dB;栅旁瓣抑制前ISLR的值为 $-6.34$  dB,CF、PCF和SCF栅旁瓣抑制后ISLR的值分别为 $-22.53$  dB、 $-28.89$  dB和 $-26.80$  dB。PCF和SCF栅旁瓣抑制效果优于CF,且随着信号带宽增大,能够获得的相位信息增多,PCF和SCF的栅旁瓣抑制能力会更好。通过金属球和仿真手枪的实验得出了与仿真

实验一致的结果。栅旁瓣抑制后系统的成像质量得到提高,使得成像结果中目标图像的轮廓更加清晰,有利于后续的目标检测过程。但是,由于各通道在距离维主瓣处和栅旁瓣处都几乎是完全相干叠加的,因此CF、PCF和SCF三种优化加权方法对距离维的栅旁瓣抑制能力有限,经过加权后距离维的栅旁瓣电平没有得到有效的降低。在后续的研究中,可通过距离维加窗与相干因子加权法相结合的方法对系统开展栅旁瓣抑制研究。此外,从系统的成像结果可以看出,受限于天线阵列的孔径长度,系统的成像分辨率还有待提高,后续工作中可从阵列设计开展研究,提高系统成像分辨率。

#### References

- [1] Zhuge X D, Yarovoy A G. Sparse multiple-input multiple-output arrays for high-resolution near-field ultra-wideband imaging[J]. *Iet Microwaves Antennas & Propagation*. 2011, 5 (13): 1552-1562
- [2] Keil A. Illumination aspects of sparse line arrays for 3D terahertz imaging[C]. International Conference on Infrared. IEEE, 2016.
- [3] Zhuge X D, Yarovoy A G. Study on two-dimensional

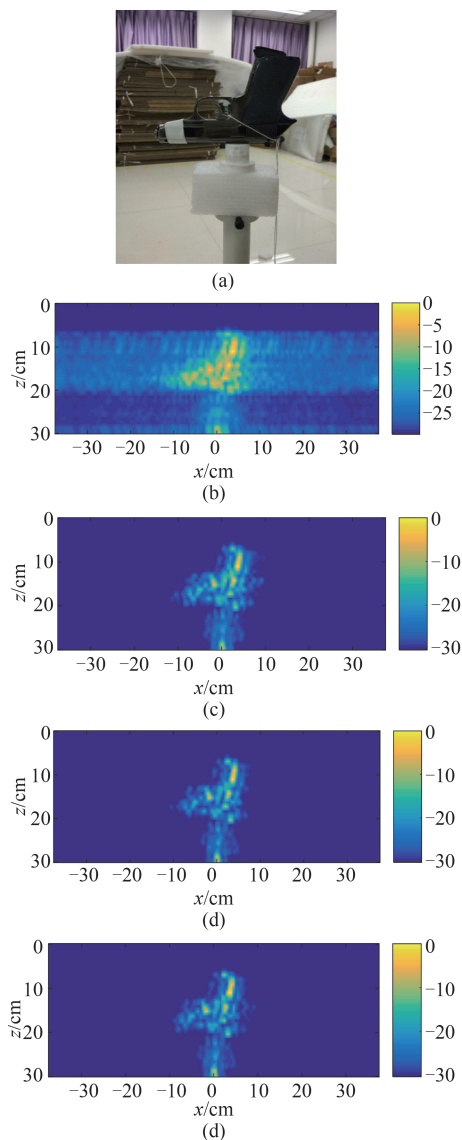


图10 仿真手枪实测数据成像结果 (a)成像目标光学图片, (b)原始BP成像结果, (c)CF加权后图像, (d)PCF加权后图像, (e)SCF加权后图像

Fig.10 The imaging results of fake gun (a) optical picture of the imaging target, (b) the imaging result of BP algorithm, (c) the image weighted by CF, (d) the image weighted by PCF, (e) the image weighted by SCF

sparse MIMO UWB arrays for high resolution near-field im-

aging [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, **60**(9):4173-4182.

- [4] Hu S Q, Zhou M, Chen X D, *et al.* Study on a sparse antenna array for terahertz imaging [C]. *Millimetre Waves & Terahertz Technologies*. IEEE, 2017.
- [5] Tian W M, Li Y Q, Wang J Y, *et al.* Design of MIMO array with low grating lobes in near-field imaging [C]. *General Assembly & Scientific Symposium of the International Union of Radio Science*. IEEE, 2017.
- [6] Hollman K W, Rigby K W, O'Donnell M. Coherence factor of speckle from a multi-row probe [C]. *Ultrasonics Symposium*. IEEE, 1999.
- [7] Lu B Y, Sun X, Zhao Y, *et al.* Phase coherence factor for mitigation of sidelobe artifacts in through-the-wall radar imaging [J]. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2013, **27**(6):10.
- [8] Liu J G, Jia Y, Kong L, *et al.* Sign-Coherence-Factor-Based suppression for grating lobes in through-wall radar imaging [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2017, **13**(11):1681-1685.
- [9] Anwar N S N, Abdullah M Z. Sidelobe suppression featuring the phase coherence factor in 3-D through-the-wall radar imaging [J]. *Radioengineering*, 2016, **25**(4):730-740.
- [10] Burkholder R J, Browne K E. Coherence Factor Enhancement of through-wall radar images [J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2010, **9**:842-845.
- [11] Tu X, Zhu G F, Hu X K, *et al.* Grating lobe suppression in sparse array-based ultrawideband through-wall imaging radar [J]. *IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters*, 2016, **15**:1020-1023.
- [12] Jiang Y W, Qin Y L, Wang H Q, *et al.* A side-lobe suppression method based on coherence factor for terahertz array imaging [J]. *IEEE Access*, 2018, **6**:5584-5588.
- [13] Zhang Z P, Buma T. Terahertz impulse imaging with sparse arrays and adaptive reconstruction [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2011, **17**(1):169-176.
- [14] CUI Zhen-Mao, GAO Jing-Kun, LU Bin, *et al.* Real time 3D imaging system based on sparse MIMO array at 340 GHz [J]. *J. Infrared Millim. Waves* (崔振茂, 高敬坤, 陆彬, 等. 340GHz稀疏MIMO阵列实时3-D成像系统. *红外与毫米波学报*), 2017, **36**(1):102-106.
- [15] Cheng B B, Cui Z M, Lu B, *et al.* 340 GHz 3-D imaging radar with 4Tx-16Rx MIMO array [J]. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 2018, **8**(5):509-519.