

基于空间特征的 MIMO 穿墙雷达墙杂波抑制

张澜子* 陆必应 周智敏 孙鑫

(国防科学技术大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 在穿墙成像中, 墙体反射波相对于目标回波具有很强的能量, 因此对目标的成像及检测造成严重干扰。传统的空域滤波方法基于单发单收阵列体制, 利用墙体空间特征不变性有效地抑制墙体杂波。随着 MIMO 技术越来越多的应用于穿墙雷达, 墙体空间特征发生变化, 该方法不再适用于 MIMO 穿墙雷达回波。为解决这一问题, 该文分析了 MIMO 穿墙雷达回波中墙体与目标回波的空间特征, 参数化建模结果表明, 墙体回波的空间特征与天线阵列的位置无关且具有对称性, 而目标回波不具有该特性。根据两者的这一差异, 该文提出对称消去法来消除墙体回波。仿真结果表明该方法能够有效地消除墙体杂波, 且能够保留目标的全部信息。

关键词: MIMO 穿墙雷达; 杂波抑制; 空间特征; 对称消去法

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)04-0946-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.00891

A Wall Clutter Suppression Method Based on Spatial Signature in MIMO Through-the-wall Radar Imaging

Zhang Lan-zi Lu Bi-ying Zhou Zhi-min Sun Xin

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

Abstract: In Through-the Wall Imaging (TWI), wall reflections are often stronger than the target, hence they make great interference on the imaging and detection of the target. Spatial filtering based on single input and single output is a traditional method for wall-clutter mitigation, whereas it is not applicable to MIMO Through-the-Wall Radar (TWR). In this paper, the spatial signatures of wall and target from MIMO TWR measurements are analyzed respectively. The results based on parametric models show that the wall reflections not only have no relations with positions of antenna array, but also have symmetry properties, whereas the target reflections do not. According to the above difference, a new method called symmetry subtraction for suppressing wall reflections is introduced. Simulation results indicate that the proposed method can suppress efficiently the wall reflections without affecting target signal.

Key words: MIMO Through-the-Wall Radar (TWR); Clutter suppression; Spatial signature; Symmetry subtraction

1 引言

穿墙雷达成像(Through-the-Wall Radar Imaging, TWRI)技术利用电磁波的低频穿透特性对非透明障碍物后的隐蔽目标进行穿透探测, 从而获得目标区域的高分辨图像。TWRI 作为新一代的透视成像技术, 在城市巷战、灾害救援等领域都有广阔的应用前景, 成为近年来雷达领域的一个研究热点^[1]。由于穿墙雷达工作环境复杂, 且大部分目标自身电磁散射特性较弱, 加之电磁波的双程衰减, 使得目标信号往往淹没在大量杂波中。其中, 墙体杂波往往占有主体地位, 造成目标信号被掩盖而无

法显现, 因此墙体杂波抑制成为 TWRI 中的一项关键技术。

抑制墙体杂波的方法主要包括背景对消^[2]、墙体参数估计^[3]、子空间法^[4]、墙体图像提取^[5]以及空域滤波。其中, 空域滤波技术能够在无任何探测场景先验信息的情况下有效地抑制墙体杂波, 因此成为 TWRI 中的一个重要研究方向。传统的空域滤波技术^[6]基于单发单收阵列体制, 认为墙体回波空间特征具有不变性, 因此其空间频谱可近似看作中心频率为零的 sinc 脉冲, 而目标回波空间频谱却明显扩展, 故可根据墙体和目标回波的空间特征差异采用具有窄过渡带和线性相位特性或零相位特性的滤波器消除墙体回波。然而由于穿墙雷达多工作在时间、空间受限的城市环境, 而单发单收阵列通常具有较大的体积且需要较长的扫描时间, 阻碍了穿墙雷达的

2013-06-24 收到, 2013-10-14 改回

国家自然科学基金(61372161, 61271441)和全国优秀博士学位论文作者专项资金(201046)资助课题

*通信作者: 张澜子 zhanglanzi5insist@aliyun.com

发展。新兴的多输入多输出(MIMO)技术为这一难题提供了解决方法。MIMO技术通过合理配置收发天线阵列,在减少天线个数的同时大大降低了获取一个成像孔径的扫描时间,因此在穿墙雷达成像中得到了广泛应用。然而此时不同发射/接收天线对记录的墙体回波不再相同,因此不能将其视为零频信号,此时传统的空域滤波技术就不再适用。为了解决这一问题,本文分析了MIMO穿墙雷达接收的墙体与目标回波的空间特征,依据两者的差异,提出对称消去法来抑制墙体回波。

鉴于以上研究背景,本文的章节安排如下:第2节简单地讨论了单发单收阵列下传统的空域滤波技术;第3节从理论上分析了MIMO穿墙雷达回波中墙体与目标回波的空间特征,并进行了验证;第4节分析了MIMO穿墙雷达成像中基于空间特征的墙杂波抑制方法;第5节利用本文算法对仿真数据进行处理,验证方法的有效性;最后总结全文。

2 单发单收穿墙雷达回波空间特征分析

采用单发单收阵列体制对墙后目标进行探测,天线移动轨迹与墙体平行,两者距离为 R_w 。为便于分析,假设墙体是水平方向无限大的平板,天线移动了 N 个位置,间距为 d ,理想点目标位于 (x_p, y_p) 。忽略系统噪声等的影响,回波信号可视为目标回波与墙体回波的叠加。

由于发射信号垂直照射墙体,对于不同的天线位置,墙体回波都具有相同的延时 $\tau_w = 2R_w/c$, c 为光速,而目标回波却出现在不同的距离延时上,记为 τ_{T_n} ,因此天线在第 n 个位置接收的信号为

$$\mathbf{S}_{Re}(t, n) = \mathbf{S}_W(t - \tau_w) + \mathbf{S}_{Tg}(t - \tau_{T_n}) \quad (1)$$

其中 $\mathbf{S}_W, \mathbf{S}_{Tg}$ 分别为墙体和目标回波。将回波信号写成矩阵形式 $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_{Re}(t, 1), \mathbf{S}_{Re}(t, 2), \dots, \mathbf{S}_{Re}(t, N)]$ 。假设第 n_0 个天线位置距离目标最近,距离为 R_{n_0} 。对回波矩阵在 $t = \tau_{n_0}$ 处采样, $\tau_{n_0} = 2R_{n_0}/c$,将采集到的信号进行空间频率变换得到回波的空间特征^[6]

$$\begin{aligned} \mathbf{S}(\tau_{n_0}, \kappa) &\approx \mathbf{S}_W(\tau_{n_0} - \tau_w) \cdot \delta(\kappa) \\ &+ \sum_{n=1}^N \mathbf{S}_{Tg} \left(-\frac{2r|n-n_0|d + (|n-n_0|d)^2}{R_{n_0}c} \right) \\ &\cdot \exp\left(-j2\pi \frac{\kappa}{N} n\right) \end{aligned} \quad (2)$$

其中 κ 为空间频率, $r = |x_p - x_{n_0}|$ 是目标与第 n_0 个天线位置的距离。根据式(2)可知,墙体回波的空间频谱对应零频信号,而目标回波空间频谱具有明显的扩展,因此可以采用适当的滤波器(如陷波滤波器)滤除墙体回波而保留目标回波,Yooh等人^[6]就是基于这一理论抑制墙体回波的。

然而这一方法并不适用于收发分置的天线阵列,因为对于不同的发射/接收天线对,墙体回波不再具有相同的延时,而是出现在不同的距离延时上。故空间频率变换后,墙体空间频谱也会展宽,因此传统的空域滤波方法并不适用于收发分置的天线阵列,这就需要对阵列体制下墙体和目标的空域特征进行分析。

3 MIMO穿墙雷达回波空间特征分析

虽然单发单收为最常见的阵列体制,但获取一个成像孔径所需的扫描时间较长,除此之外,穿墙雷达一般工作在时间、空间受限的城市环境,故常采用阵列成像体制^[7]。MIMO雷达利用收/发天线两两组合,产生更多的有效观测孔径,从而形成等效大观测孔径和空间采样密度,并在重量、功耗和体积方面能够满足车载或机载等运动平台的要求,因此在穿墙成像雷达中获得了更广泛的应用^[8,9]。本单位在前期工作中成功设计出一种超宽带MIMO阵列——分裂发射虚拟孔径(Split Transmit Virtual Aperture, STVA)阵列,因其具有良好的成像性能而成功应用于穿墙和前视探地雷达^[10,11]。而且大多数形式的MIMO阵列均可看作是几个或多个STVA阵列的组合,下面就对这类典型MIMO阵列穿墙雷达回波的空间特征进行分析。

3.1 墙体和理想点目标空域特性分析

穿墙雷达系统发射频点数为 M 的步进频信号。天线阵列平行于墙体放置,距离为 R_w ,墙体厚度与相对介电常数分别为 D 和 ϵ_r 。处于阵列两端的发射天线 T_1, T_2 位置为 $\{(x_{T_q}, y_{T_q}, z_{T_q})\}_{q=1,2}$, N 个接收天线位于 $\{(x_{R_n}, y_{R_n}, z_{R_n})\}_{n=0,1,\dots,N-1}$,理想点目标位置为 (x_p, y_p, z_p) 。为简化推导过程,假设天线阵列与目标中心处于同一高度,信号传播模型如图1所示。

对于发射/接收天线对 $\{T_q, R_n\}$,两者位置分别为 $\mathbf{r}_{T_q} = (x_{T_q}, y_{T_q})$ 和 $\mathbf{r}_{R_n} = (x_{R_n}, y_{R_n})$,目标位于 $\mathbf{r}_p =$

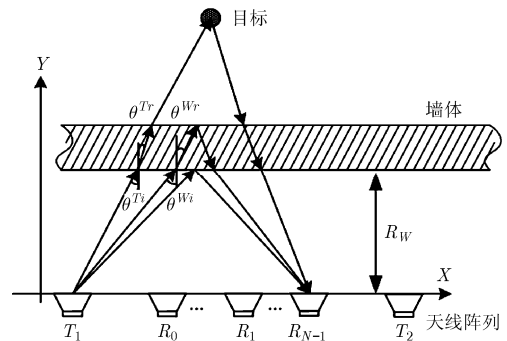


图1 MIMO体制下的信号模型

(x_p, y_p) ，则该收发天线对接收的回波信号为

$$\begin{aligned} S_{Re}(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n}) &= S_W(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n}) \\ &+ S_{Tg}(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n}, \mathbf{r}_P) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 ϖ_m 是波数，满足 $\varpi_m = 2\pi f_m / c$ ， $S_W(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n})$ ， $S_{Tg}(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n}, \mathbf{r}_P)$ 分别为墙体和目标回波。下面分别对两种信号进行分析。

由图 1 可以看出，墙体回波不仅包含墙体内部表面(近天线)的反射，还有墙体内部多次反射后的信号，可见墙体回波较为复杂。远场条件下，正交混频后的墙体回波近似为^[12]

$$\begin{aligned} S_W(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n}) &\approx \sigma^W / R_{qn}^W \cdot \exp[-j\varpi_m \tau_{qn}^W c] \\ &\cdot \Psi^*(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n}) \end{aligned} \quad (4)$$

式中 σ^W 为幅度因子。由几何关系可知 $R_{qn}^W = \sqrt{(x_{T_q} - x_{R_n})^2 / 4 + R_W^2}$ ，天线与墙体之间的时延 $\tau_{qn}^W = 2R_{qn}^W / c$ 。实际应用中，墙体通常可看作匀质的电介质，电磁波在空气与墙体中传播的法向波数分别记为 $\varpi_m^F = \varpi_m \cos \theta_{qn}^{Wi}$ 和 $\varpi_m^W = \varpi_m \cos \theta_{qn}^{Wr}$ ， θ_{qn}^{Wi} 和 θ_{qn}^{Wr} 分别为入射角和折射角，且满足 Snell 定理，则透射系数为

$$\Psi(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n}) = \frac{-\frac{1-\eta}{1+\eta} + \frac{1-\eta}{1+\eta} \exp(j2\varpi_m^W D)}{1 - \left(\frac{1-\eta}{1+\eta}\right)^2 \exp(j2\varpi_m^W D)} \quad (5)$$

其中，参数 η 满足 $\eta^h = \varepsilon_r \varpi_m^F / \varpi_m^W$ 和 $\eta^v = \varpi_m^F / \varpi_m^W$ ，上标 h 和 v 表示信号为 h 极化波或是 v 极化波。受篇幅限制，仅给出 h 极化下的结果。将式(5)代入式(4)整理后得

$$\begin{aligned} S_W(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n}) &\approx \sigma_{qn}^W \left\{ \left[-\frac{\cos \theta_{qn}^{Wr} - \varepsilon_r \cos \theta_{qn}^{Wi}}{\cos \theta_{qn}^{Wr} + \varepsilon_r \cos \theta_{qn}^{Wi}} \right. \right. \\ &+ \left. \frac{\cos \theta_{qn}^{Wr} - \varepsilon_r \cos \theta_{qn}^{Wi}}{\cos \theta_{qn}^{Wr} + \varepsilon_r \cos \theta_{qn}^{Wi}} \exp(-j2\varpi_m \cos \theta_{qn}^{Wr} D) \right] \\ &\left. \left/ \left[1 - \left(\frac{\cos \theta_{qn}^{Wr} - \varepsilon_r \cos \theta_{qn}^{Wi}}{\cos \theta_{qn}^{Wr} + \varepsilon_r \cos \theta_{qn}^{Wi}} \right)^2 \right] \right\} \exp\left(-\frac{j2\varpi_m R_W}{\cos \theta_{qn}^{Wi}}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $\cos \theta_{qn}^{Wi} = R_W / \sqrt{(x_{T_q} - x_{R_n})^2 / 4 + R_W^2}$ 。显然，当天线阵列与墙体距离一定时，墙体回波仅与收发天线的相对位置有关，而与其绝对位置无关。

对于目标回波，发射信号经墙后目标反射被接收天线所接收，信号在传播过程中经历了两次墙体

透射。远场条件下目标回波信号的时域表达式为

$$\begin{aligned} S_{Tg}(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n}, \mathbf{r}_P) &\approx \sigma^T / (R_{qp}^T R_{pn}^T) \cdot \exp[-j\varpi_m \tau_{qn}^T c] \\ &\cdot \Phi_1^*(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_P) \Phi_2^*(\varpi_m, \mathbf{r}_P, \mathbf{r}_{R_n}) \end{aligned} \quad (7)$$

式中 σ^T 为目标幅度因子，时延 $\tau_{qn}^T = [R_{qp}^T + R_{pn}^T] / c$ ，其中目标与发射天线、接收天线的等效传播距离分别为 $R_{qp}^T = |\mathbf{r}_P - \mathbf{r}_{T_q}|$ 和 $R_{pn}^T = |\mathbf{r}_{R_n} - \mathbf{r}_P|$ 。 $\Phi_1(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_P)$ 和 $\Phi_2(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_P)$ 分别为信号两次穿透墙体的透射系数，此处仅给出 h 极化下的透射系数 Φ_1 的表达式

$$\begin{aligned} \Phi_1(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_P) &= 4 \exp\left[j\varpi_m (\sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_{qn}^{Tr} - \cos \theta_{qn}^{Ti}) D\right] \\ &\left/ \left\{ \left[1 + \frac{\sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_{qn}^{Ti}}{\cos \theta_{qn}^{Tr}} \right] \left[1 + \frac{\cos \theta_{qn}^{Tr}}{\sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_{qn}^{Ti}} \right] \right. \right. \\ &\cdot \left. \left[1 - \left(\frac{\cos \theta_{qn}^{Tr} - \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_{qn}^{Ti}}{\cos \theta_{qn}^{Tr} + \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_{qn}^{Ti}} \right)^2 \right] \right. \\ &\left. \left. \cdot \exp(j2\varpi_m \sqrt{\varepsilon_r} \cos \theta_{qn}^{Tr} D) \right\} \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

其中^[13]

$$\begin{aligned} \cos \theta_{qn}^{Ti} &= R_W / \left\{ \left[|x_p - x_{n_0}| R_W \left[\sqrt{\varepsilon_r} (|y_p - D - R_W| \right. \right. \right. \right. \\ &+ D) - D] / \left[\sqrt{\varepsilon_r} (R_W + |y_p - D - R_W|) \right] \\ &\left. \left. \left. \left[(|y_p - D - R_W| + D) - DR_W \right] \right]^2 + R_W^2 \right\}^{1/2} \end{aligned} \quad (9)$$

可以看出，与墙体回波不同，目标回波不仅与收发天线的绝对位置有关，还与目标位置有关。

对 $S_{Re}(\varpi_m, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n})$ 做 K 点逆傅里叶变换得到脉冲压缩后的回波数据 $S_{RT}(k, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n})$ 。若将 $S_{RT}(k, \mathbf{r}_{T_q}, \mathbf{r}_{R_n})$ 记为 $S_{RT}(k, id)$ ，其中 $id = n + (q-1)N$ ，按照 id 由小到大的顺序将 $S_{RT}(k, id)$ 以列的形式排列成矩阵，则得到回波矩阵 \mathbf{S} ，即 B-Scan 矩阵

$$\mathbf{S} = [S_{RT}(k, 1), S_{RT}(k, 2), \dots, S_{RT}(k, 2N)] \quad (10)$$

将式(10)变换到空域得到 $\mathbf{S}_{AS} = \mathcal{FF}T_{id \rightarrow \kappa} \{\mathbf{S}\}$ ， $\mathcal{FF}T_{id \rightarrow \kappa}[\cdot]$ 表示对 id 的傅里叶变换。 \mathbf{S}_{AS} 即 MIMO 雷达回波的空间特征。假设天线阵列中心位于 $(x_1, 0)$ 和 $(x_2, 0)$ 时回波矩阵空间特征分别为 $\mathbf{S}_{AS}^{(x_1)}$ ， $\mathbf{S}_{AS}^{(x_2)}$ ，可记为

$$\mathbf{S}_{AS}^{(x_1)} = \mathbf{S}_{SW}^{(x_1)} + \mathbf{S}_{ST}^{(x_1)}, \quad \mathbf{S}_{AS}^{(x_2)} = \mathbf{S}_{SW}^{(x_2)} + \mathbf{S}_{ST}^{(x_2)} \quad (11)$$

其中 \mathbf{S}_{SW} ， \mathbf{S}_{ST} 分别为墙体与目标回波的空间特征。根据上文分析， \mathbf{S}_{SW} 满足 $\mathbf{S}_{SW}^{(x_1)} = \mathbf{S}_{SW}^{(x_2)}$ ，而目标空间特征则不相同，这就为基于空间特征差异的墙体杂

波抑制提供了可能。

假设天线阵列为2发21收，长度为3.6 m，发射信号是起始频率为500 MHz，步进间隔为2 MHz的步进频信号。理想点目标位于(0,14)处(单位为m，下同)，墙体距离天线7 m，介电常数为4.2，天线阵列中心位置分别处于(0,0)和(-1,0)，图2和图3给出了不同阵列位置时墙体和理想回波的空间特征。显然，改变天线阵列位置，墙体空间特征未发生变化，但理想点目标的空间特征随阵列中心位置的改变而改变。

3.2 典型面目标空域特性分析

在实际应用中，目标并非上文假设的理想点目标，此时其空间特征将如何变化，是否与上文结论一致，这就需要对不同类型的散射体进行分析。为了得到不同散射体的特性，需要在无电磁干扰下对其进行测量，然而散射体尺寸、方向等参数的差异使得这一工作量巨大，难以实现。因此通常采用对散射体建模的方式进行理论分析。几何绕射理论(Geometric Theory of Diffraction, GTD)表明，复杂散射体的高频电磁散射特性可以看作是多个简单散射体散射特性之和。而基于这一理论所建立的散射体模型易于实现且具有与实际情况相符的电磁响应。文献[14]给出了双站SAR典型散射体(如二面角、三面角、圆柱体、圆帽和球体)的散射特性，实际中复杂散射体都可以分解为上述简单散射体。

采用相同的阵列形式，对于发射/接收天线对 $\mathbf{r}_T = (x_T, y_T, z_T)$ 和 $\mathbf{r}_R = (x_R, y_R, z_R)$ ， (γ_T, φ_T) 和 $(\gamma_R,$

$\varphi_R)$ 分别是相对于散射体中心发射和接收的俯仰角和方位角。散射体的回波信号为

$$\mathbf{S}(\boldsymbol{\omega}_m, \mathbf{r}_T, \mathbf{r}_R, \Theta_\Omega) = \sum_{\Omega} \mathbf{P}_{\Omega} \mathbf{M}_{\Gamma(\Omega)}(\boldsymbol{\omega}_m, \mathbf{r}_T, \mathbf{r}_R, \Theta_\Omega) \cdot \exp[j\boldsymbol{\omega}_m \Delta R_{\Gamma(\Omega)}(\mathbf{r}_T, \mathbf{r}_R, \Theta_\Omega)] \quad (12)$$

其中 Θ_Ω 描述了散射体的位置、旋转角度与尺寸等参数， \mathbf{P}_{Ω} 是依赖于散射体的极化特征， $\mathbf{M}_{\Gamma(\Omega)}(\boldsymbol{\omega}_m, \mathbf{r}_T, \mathbf{r}_R, \Theta_\Omega)$ 对应于构成复杂散射体的第 Ω 个简单散射体的频率响应，下标 $\Gamma(\Omega)$ 表示散射体类型， $\Delta R_{\Gamma(\Omega)}(\mathbf{r}_T, \mathbf{r}_R, \Theta_\Omega)$ 表示信号由发射天线发射，经散射体反射至接收端的距离。

受篇幅限制，仅以二面角为例，设长和高分别为 L 和 H ，则参数化模型为

$$\begin{aligned} M_{di}(\boldsymbol{\omega}_m, \mathbf{r}_T, \mathbf{r}_R, \Theta_\Omega) &= \left(j2\boldsymbol{\omega}_m LH / \sqrt{\pi} \right) \text{sinc} \left[\boldsymbol{\omega}_m L (\sin \varphi_T \cos \gamma_T \right. \\ &\quad \left. + \sin \varphi_R \cos \gamma_R) / 2 \right] \text{sinc} \left[\boldsymbol{\omega}_m H (\cos \gamma_T - \cos \gamma_R) \right] \\ &\quad \cdot \begin{cases} \sin \left[(\gamma_T + \gamma_R) / 2 \right], & \gamma_T, \gamma_R \in [0, \pi/4] \\ \cos \left[(\gamma_T + \gamma_R) / 2 \right], & \gamma_T, \gamma_R \in [\pi/4, \pi/2] \end{cases} \quad (13) \end{aligned}$$

其中 $\varphi_T, \varphi_R, \gamma_T, \gamma_R \in [-\pi/2, \pi/2]$ 。为简化分析，忽略极化方式对回波的影响，将上述模型代入式(12)即得到双站回波。假设二面角中心位于(0,4)处，且 $L = H = 0.2$ m，图4为仿真场景示意图。采用与3.1节相同的仿真参数和处理方法，便可得到二面角的空间特征(图5)。可以看出，与理想点目标类似，其空间特征与阵列中心位置同样密切相关。而对于

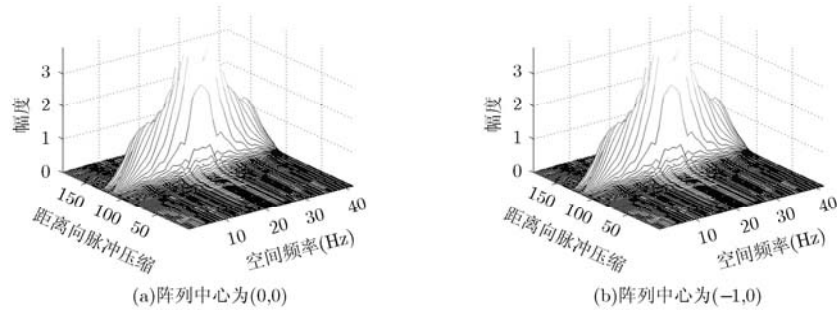


图2 墙体空间特征

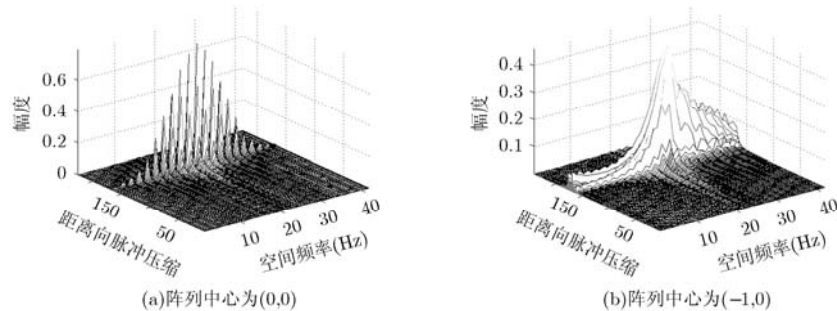


图3 理想点目标空间特征

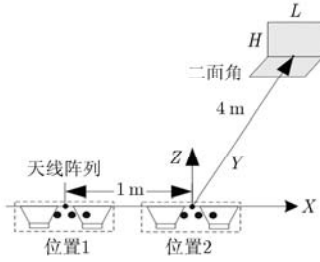


图4 目标与阵列位置示意图

其它类型的散射体，如三面角、圆柱体等，也有相同的特性。这就为基于空间特征差异的穿墙雷达的墙体杂波抑制提供了理论依据。

4 墙体杂波抑制技术

根据上文的分析，采用单发单收阵列时，采用适当的滤波器便可有效地滤除墙体回波而保留目标回波，下面具体分析如何抑制MIMO TWR回波中的墙体信号。

根据式(3)，式(4)和式(7)可知，墙体回波的空间频率带宽取决于 τ_{qw}^w 的差异性，差异越大则对应带宽越宽。因此对于MIMO雷达，墙体回波空间特征不再对应零频信号，仅消除零频信号并不能完全抑制墙杂波。然而由式(6)可知，墙体空间特征仅与收发天线对的相对位置有关，结合本文采用的MIMO阵列形式可知，发射/接收天线对 $\{T_1, R_n\}$ 和 $\{T_2, R_{N-n-1}\}$ 接收到的墙体回波是相同的。根据FFT变换性质对式(10)稍加修改，即在回波矩阵 \mathbf{S} 末尾补充一列，且各元素为0。这一变换只是便于进一步处理，并不会对原始回波造成影响。此时进行空间频率变换后，墙体回波的空间特征满足

$$\mathbf{S}_{SW}(k, \kappa) = \mathbf{S}_{SW}(k, 2N - \kappa + 2), \quad \kappa = 1, 2, \dots, 2N + 1 \quad (14)$$

而目标回波则不具有这一特性，因此本文提出对称消去法，旨在消除原始信号中的对称部分(墙体回波)，保留非对称信号(目标信号)，从而实现抑制墙体杂波的目的。由式(14)可知，矩阵 \mathbf{S}_{SW} 包含的两个对称子阵，分别记为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{S}_{AS}^{(1)}(k, \kappa) &= \mathbf{S}_{SW}^{(1)}(k, \kappa) + \mathbf{S}_{ST}^{(1)}(k, \kappa), \quad \kappa = 1, 2, \dots, N \\ \mathbf{S}_{AS}^{(2)}(k, \kappa) &= \mathbf{S}_{SW}^{(1)}(k, 2N - \kappa + 2) + \mathbf{S}_{ST}^{(2)}(k, \kappa), \\ &\quad \kappa = N + 2, N + 3, \dots, 2N + 1 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

由于 \mathbf{S}_{Tg} 与收发天线和目标的距离有关，加之电磁波的双程衰减， $\mathbf{S}_{ST}^{(1)}$ 和 $\mathbf{S}_{ST}^{(2)}$ 有很大差异。因此可以搜寻 $\mathbf{S}^{(1)}(k, \kappa)$ 和 $\mathbf{S}^{(2)}(k, 2N - \kappa + 2)$ 中的较小的一组值作为该收发天线对接收的墙体回波的估计值，即

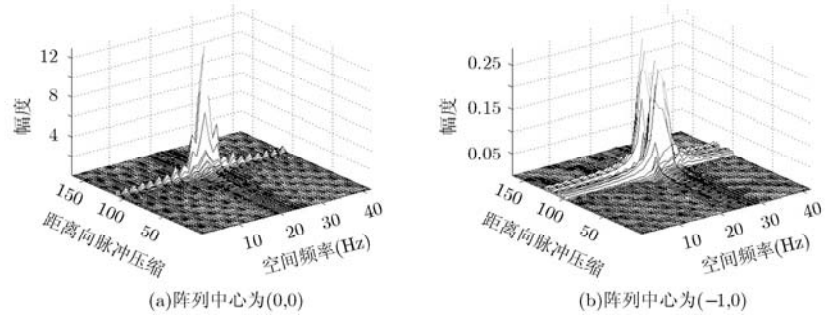


图5 二面角空间特征

$$\hat{\mathbf{S}}_{WS}(k, \kappa) = \min \left\{ \mathbf{S}_{AS}^{(1)}(k, \kappa), \mathbf{S}_{AS}^{(1)}(k, 2N - \kappa + 2) \right\} \quad (16)$$

因此抑制墙体杂波后的空间特征为 $\mathbf{S}'_{AS}(k, \kappa) = \mathbf{S}_{AS}(k, \kappa) - \hat{\mathbf{S}}_{WS}(k, \kappa) \approx \mathbf{S}_{TS}(k, \kappa)$ 。舍弃 \mathbf{S}'_{AS} 的最后一列(即补充列)后为 \mathbf{S}''_{AS} ，墙体杂波抑制后的回波矩阵 \mathbf{S}' 为 $\mathbf{S}' = \text{IFFT}_{\kappa \rightarrow \text{index}} \{ \mathbf{S}''_{AS} \}$ 。

值得注意的是，对于大多数MIMO雷达而言，均可将其分解为多个STVA的组合，可对每个STVA对应的回波数据进行处理，再重构完整的B-Scan矩阵，此时得到的即为墙体杂波抑制后的回波数据。

5 仿真结果及分析

5.1 简单场景建模仿真结果

为验证本文方法的有效性，本文采用电磁建模软件(XFDTD)对穿墙场景进行仿真。首先考虑一个简单场景，墙体与目标位置如图6所示，阵列形式与上文一致，距离墙体1.7m。

原始回波数据的空间特征如图7(a)所示，可以看出墙体回波的空间特征具有对称性，这与理论分析是一致的，而根据原始图像(如图7(b))显然很难得到目标信息。采用传统的空域滤波方法处理原始数据，其空间特征与成像结果如图8所示，可以看出，目标信号仍然被墙体信号淹没而无法显现，图8(a)也说明墙体回波空间频率带宽展宽，仅消除零频信号并不能实现抑制墙体杂波的目的。图9给出了采用对称消去法处理回波后的结果，消除具有对称性的空间特征后，目标得以凸显，有效地抑制了墙体杂波。为说明图像中的强散射点确实为目标，图10给出了背景对消后的成像结果，而且由图9(a)和图10(a)可知，两者的空间特征近似相同。显然，采用对称消去法能有效抑制墙体杂波，获取目标信息。

5.2 复杂建筑物建模仿真结果

为进一步证明本文方法的有效性，采用相同参数对室内人体目标探测场景进行仿真。建筑物长5

m, 宽 3.7 m, 两个人体目标分别距离前墙 1.2 m 和 1.5 m, 且两者方位向间距 2.6 m, 如图 11 所示。原始图像和处理后图像分别如图 12 和图 13 所示, 显然, 墙杂波抑制后, 人体目标得以显现。和背景对消后的成像结果(图 14)相比, 并未出现方框中所示的虚假目标。这是因为虽然背景对消方法可以有效地消除前墙影响, 而对于后墙, 遮挡效应的存在会

导致部分墙体信号残存。而对称消去法是基于前墙的空间特征, 并未对后墙信号进行处理, 加之后墙信号通常比目标信号更弱故基本无法在成像结果中显示, 因此并不会出现如图 14 中的虚假目标。

6 结论

本文分析了 MIMO TWR 回波中墙体与目标的

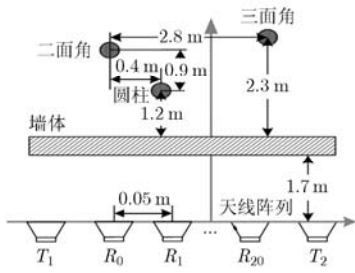


图6 仿真场景示意图

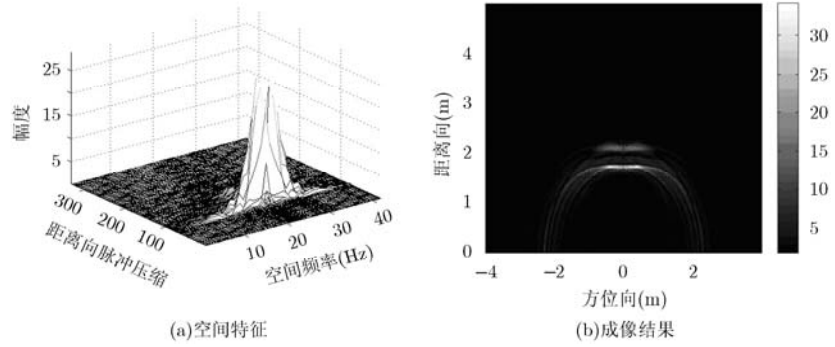


图7 原始回波数据

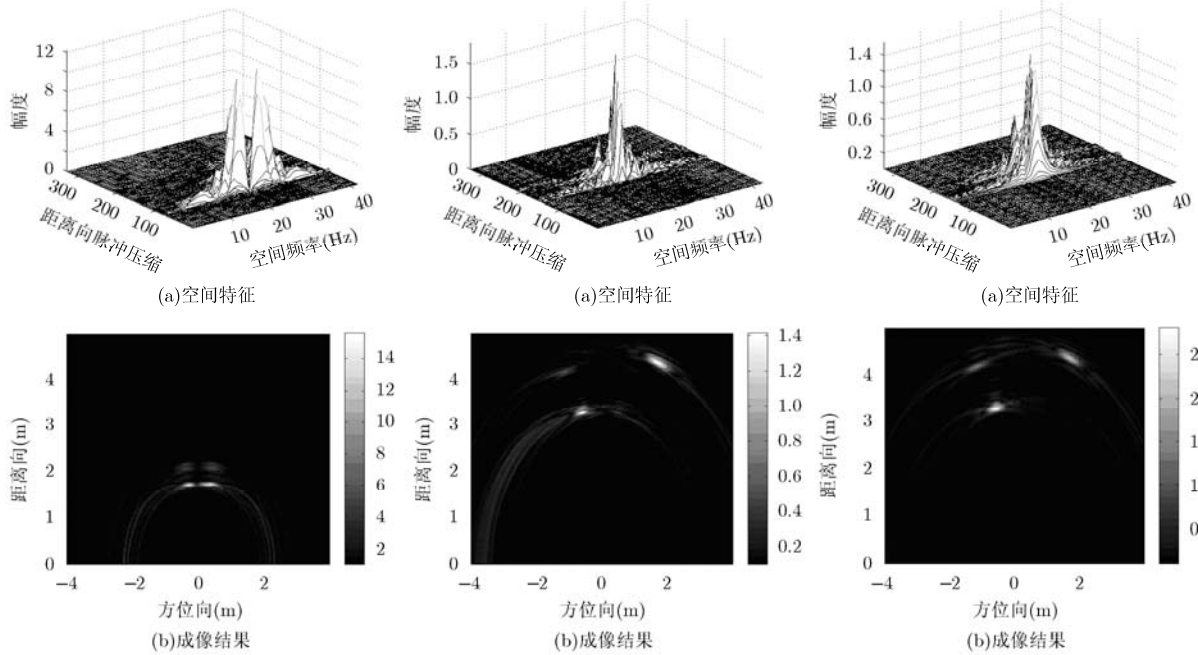


图8 传统方法处理后回波数据

图9 对称消去法处理后回波数据

图10 背景对消后回波数据

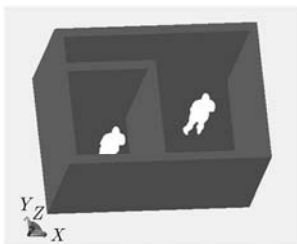


图11 FDTD 仿真场景图

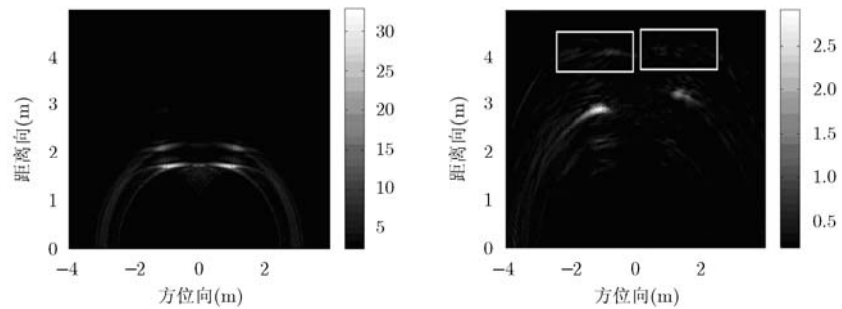


图12 原始图像

图13 对称消去后的成像结果

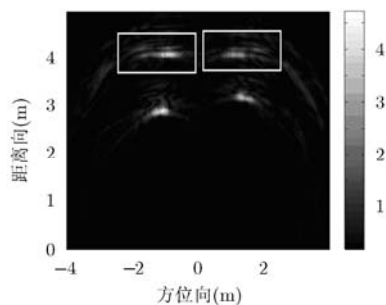


图14 背景对消后的成像结果

空间特征差异,同时证明了无法采用传统的空域滤波方法来抑制墙体杂波。进一步的分析表明,墙体空间特征具有对称性,因此本文提出对称消去法以消除回波空间特征中的对称部分,从而抑制墙体杂波。此外,由于该方法基于阵列先验知识,故不会对目标信息造成影响。

然而,当具有对称电磁特性的目标处于阵列中垂线上时,目标的空间特征也会具有对称性,此时对称消去法不再适用,幸运的是,具有对称电磁特性的目标在穿墙雷达的实际应用中几乎不存在。因此,总体而言,对于几个或多个STVA组合而成的MIMO天线阵列,对称消去法具有良好的墙杂波抑制效果。

参考文献

- [1] Amin M G. Through-the-Wall Radar Imaging[M]. New York: Chemical Rubber Co. Press, 2011: 307-309.
 - [2] 介利军, 欧阳缮, 杨洁. 超宽带穿墙雷达成像技术研究[J]. 现代雷达, 2012, 34(5): 35-39.
Jie Li-jun, Ouyang Shan, and Yang Jie. A study on ultra wideband through-wall radar imaging technology[J]. *Modern Radar*, 2012, 34(5): 35-39.
 - [3] 王涵宁, 陆必应, 周智敏, 等. 基于墙体参数估计的穿墙成像与校正算法[J]. 雷达科学与技术, 2011, 5(4): 430-436.
Wang Han-ning, Lu Bi-ying, Zhou Zhi-min, et al.. An algorithm of through-wall imaging and correction based on the estimation of wall parameters[J]. *Radar Science and Technology*, 2011, 5(4): 430-436.
 - [4] Gaikwad A N, Singh D, and Nigam M J. Application of clutter reduction techniques for detection of metallic and low dielectric target behind the brick wall by stepped frequency continuous wave radar in ultra-wideband range[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2011, 5(4): 416-425.
 - [5] Jin Tian, Chen Bo, and Zhou Zhi-min. Image-domain estimation of wall parameters for autofocus of through-the-wall SAR imagery[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2013, 51(3): 1836-1843.
 - [6] Yoon Y S and Amin M G. Spatial filtering for wall-clutter mitigation in through-the-wall radar imaging[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(9): 3192-3208.
 - [7] 陈浩文, 黎湘, 庄钊文. 一种新兴的雷达体制—MIMO雷达[J]. 电子学报, 2012, 40(6): 1190-1198.
Chen Hao-wen, Li Xiang, and Zhuang Zhao-wen. A rising radar system—MIMO radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2012, 40(6): 1190-1198.
 - [8] 吴世有, 谭恺, 徐艳云, 等. 超宽带穿墙雷达天线阵列配置分析及运动人体跟踪成像算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(11): 2601-2607.
Wu Shi-you, Tan Kai, Xu Yan-yun, et al.. Study on UWB through-wall radar antenna array configuration and moving person tracking and imaging algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(11): 2601-2607.
 - [9] Jin Tian, Lou Jun, and Zhou Zhi-min. Extraction of landmine features using a forward-looking ground penetrating radar with MIMO array[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(10): 4135-4144.
 - [10] 金添, 娄军, 宋千, 等. 虚拟孔径天线配置及其成像性能研究[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(10): 2458-2463.
Jin Tian, Lou Jun, Song Qian, et al.. Study on antenna configuration of virtual aperture and its associated imaging performance[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(10): 2458-2463.
 - [11] Lu Bi-ying, Zhao Yang, Sun Xin, et al.. Design and analysis of ultra wide band split transmit virtual aperture array for through the wall imaging[J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2013, DOI:10.1155/2013/934509.
 - [12] 王涵宁, 陆必应, 周智敏, 等. 一种基于时域差分的穿墙雷达BP成像算法[J]. 现代雷达, 2012, 34(1): 44-48.
Wang Han-ning, Lu Bi-ying, Zhou Zhi-min, et al.. A back-projection algorithm to through-the-wall radar imaging based on time-domain difference[J]. *Modern Radar*, 2012, 34(1): 44-48.
 - [13] Sun Xin, Lu Bi-ying, Jin Tian, et al.. A fast echo construction method in through the wall simulation and analysis[C]. Proceedings of Image Analysis Signal Processing, Hangzhou, 2012: 208-212.
 - [14] Jackson J A, Rigling B D, and Moses R L. Canonical scattering feature models for 3D and bistatic SAR[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(2): 525-541.
- 张斓子: 女, 1988年生, 硕士生, 研究方向为穿墙雷达杂波抑制。
陆必应: 男, 1976年生, 副教授, 博士, 主要研究方向为超宽带雷达系统与信息处理。
周智敏: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为先进探测系统和技术、合成孔径雷达系统、合成孔径雷达成像及目标检测。