

超宽带 MIMO 穿墙雷达信道建模与运动目标成像

孙鑫* 陆必应 张澜子 赵洋 周智敏

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 超宽带 MIMO 雷达因其具有的良好分辨率,有效减少阵元数及高速率数据获取能力,近年来在穿墙应用中发挥越来越重要的作用。由于超宽带 MIMO 雷达自身的天线配置特点和日益增长的应用需求,对信道模型提出新的要求。该文在分析超宽带 MIMO 穿墙雷达配置特点基础上对信道模型进行了重新建模推导。将建模场景由传统的单堵墙体拓展至建筑物场景,对收发分置下各分量的信号传输路径进行了精确计算,并根据拓展目标理论对各回波分量表达式进行了推导。基于该文模型,提出了一种有效的穿墙运动目标成像方法。借助实际穿墙系统,在复杂的外场环境下验证了该文模型正确性,同时表明所提方法能够有效提高成像质量。

关键词: 穿墙成像; MIMO; 信道建模; 运动目标成像

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)08-1946-08

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01415

Channel Construction and Moving Target Imaging for UWB MIMO Through-the-wall Radar

Sun Xin Lu Bi-ying Zhang Lan-zhi Zhao Yang Zhou Zhi-min

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

Abstract: Ultra-WideBand Multi-Input-Multi-Output (UWB MIMO) radar plays more and more important role in through-the-wall application presently, because of its well resolution performance, limited elements requirements and efficient ability for data capturing. However, since its characteristics and increased requirements, it put forward new demands for the corresponding channel construction. This study reconstruct the channel for UWB MIMO through-the-wall radar, following analyzed its characteristics. This study extend the scene form the conventional single-wall-based to building-based. Then this study compute the signal distance of each echo component and derive echo expression based on extended theory. Based on the proposed model, an efficient moving target imaging method is proposed in this paper. Using the TWI equipment in actual environment, the accuracy of the model is validated and the efficient performance in improving image quality is also demonstrated.

Key words: Through-wall-imaging; MIMO; Signal model construction; Moving targets imaging

1 引言

超宽带穿墙探测雷达可以穿透混凝土、木、砖、土坯墙等非金属障碍物对建筑物内的人员及内部结构进行探测,从而满足城市巷战、反恐行动和灾难救援等任务的需要^[1-4]。基于 MIMO 体制的超宽带雷达将超宽带技术与 MIMO 技术相结合,实现对墙后目标甚至建筑物结构的高分辨成像,极大增强了目标信息获取能力。同时,又因其可在保持孔径长度条件下大幅减少阵元数量以及高速率数据获取能力,目前越来越广泛地应用于穿墙成像中^[5,6]。

MIMO 雷达技术于 2003 与 2004 年间由文献[7,8]提出。该技术是指在发射端和接收端分别使用多个

发射天线和接收天线,通过发射相互正交的波形,用以达到扩展实际阵元孔径,获取更大空间采样的目的。在穿墙实际应用中,通过切换天线的阵列设计可同样满足实时性和检测能力的要求。因此也常将采用切换阵列的雷达归为 MIMO 雷达考虑。

超宽带 MIMO 雷达用于穿墙 2 维成像,精确的信道模型是获取高质量图像的重要保证。目前针对穿墙信道模型的研究中,介质传输特性和传输路径分析是主要的研究方向。在前者研究中,如沙特阿拉伯的学者研究了影响高分辨超宽带系统应用的因素,测量了建筑材料在 UWB 频段的电磁特性^[9]。瑞典国防研究所针对墙体反射和透射特性进行了大量实验,着重分析了典型墙壁的衰减特性^[10]。在传输路径的分析中,意大利学者 Soldovieri^[11]提出了穿墙逆散射模型,采用层析成像方法与变化检测技术对不同位置下的目标进行了成像。为分析建筑物对电

2013-09-17 收到, 2014-01-26 改回

国家自然科学基金(61372161, 61271441)资助课题

*通信作者: 孙鑫 jaddymail@163.com

磁波传播和成像影响, Lavelly^[12]等人基于 ATrace 技术对电磁波在建筑物内部传播的信道进行了跟踪, 得到信号自发射天线到接收天线的传播路径。Setlur 等人^[13]通过分析穿墙应用中的多径效应, 建立了穿墙多径信道模型。由于这些模型较多倾向于单站模式, 并将目标作为各向同性的点目标考虑, 因此在以单站为基础的合成孔径模式下取得了较为广泛的应用^[14-16]。

然而, 当超宽带 MIMO 雷达应用于穿墙成像中时, 其不同于单站模式下的天线配置特点和应用需求, 使得对信道模型的构建提出了新的要求: (1)超宽带 MIMO 雷达通常为收发分置的, 相比与收发同置模式下, 信号传输路径更为复杂。同时又由于电磁波在墙体中传播存在的折射效应, 传输路径中折射点和反射点的确定成为构建模型关键。(2)在实际应用中, 绝大多数目标(诸如人体目标、家具等)不再是点目标, 其散射也不再是各向同性的。目标本身将会对电磁波的传播带来影响。(3)现有模型考虑的是单堵墙体场景下的回波建模^[11,14,17,18], 然而穿墙 MIMO 雷达在实际应用中, 面向的对象通常是建筑物内的目标, 因而传统单堵墙体下的信道模型难以满足实际应用需求, 新的模型对构建场景也提出了更高的要求。

总结可以发现, 单堵墙体场景下的点目标信道模型难以满足穿墙 MIMO 雷达实际应用需要, 为此本文对超宽带 MIMO 雷达的穿墙信道模型进行了重新建模推导。新的模型主要解决了 3 方面问题: 模型构建场景从之前“单堵墙体^[17]”拓展至“建筑物”场景; 完成传输信道的重新计算, 综合考虑了模型精确性和可用性; 分析了拓展目标本身对电磁波的传播和成像的影响, 给出了提升拓展目标成像质量的方法。

2 超宽带 MIMO 雷达信道模型

为简化模型推导, 构建的场景为目标位于由四面墙组成的简单建筑物内。设发射天线 T 的坐标为 $\mathbf{x}_T = (x_T, y_T)$, 接收天线 R 的坐标为 $\mathbf{x}_R = (x_R, y_R)$ 。目标中心在起始时刻 t_0 下的坐标为 $\mathbf{x}(t_0) = (x(t_0), y(t_0))$, 并按照恒定速度进行运动, 在时刻 t 时, 目标中心位于 $\mathbf{x}(t) = (x(t), y(t))$ 处。在分析中, 考虑信号经墙体多次反射后已衰减严重, 故在对第 2 堵墙的分析中, 本文只考虑墙体前表面的反射, 对于第 2 堵墙后表面的反射不予考虑, 同时在该模型中, 暂不对衍射分量和多径效应进行分析。

2.1 信号传输路径分析

如图 1(a)所示, 电磁波照射到第 1 堵墙体时, 大部分信号在外表面产生反射, 形成外表面反射回波; 部分电磁波经折射后进入墙体, 并在内表面再次产生反射和折射。根据镜面反射效应, 信号反射点位于发射天线和接收天线的中轴线上, 因此外表面反射回波的信号传输斜距为

$$\Delta R_1^f = 2\|\mathbf{x}_T \mathbf{x}_A\| \quad (1)$$

其中 \mathbf{x}_A 表示点 A 的位置坐标 $\mathbf{x}_A = (x_A, y_A) = (x_T + (x_R - x_T)/2, d_1 + y_T)$ 。 $\|\cdot\|$ 表示 2 范数, 计算公式为

$$\|\mathbf{x}_T \mathbf{x}_A\|_2 = \sqrt{(x_T - x_A)^2 + (y_T - y_A)^2} \quad (2)$$

电磁波在外表面的折射满足 Snell 折射定律, 采用 Snell 定律求解传输内表面传输斜距会涉及一元四次方程, 求解繁琐。为简化求解分析, 可采用工程近似的方法。在 B 点补齐 BT' 线条, 长度与 TB' 相等且平行, 做 T' 点的投影得到点 O 。根据图 2 几何关系以及工程应用的近似折射定律, 联立方程组可以得到

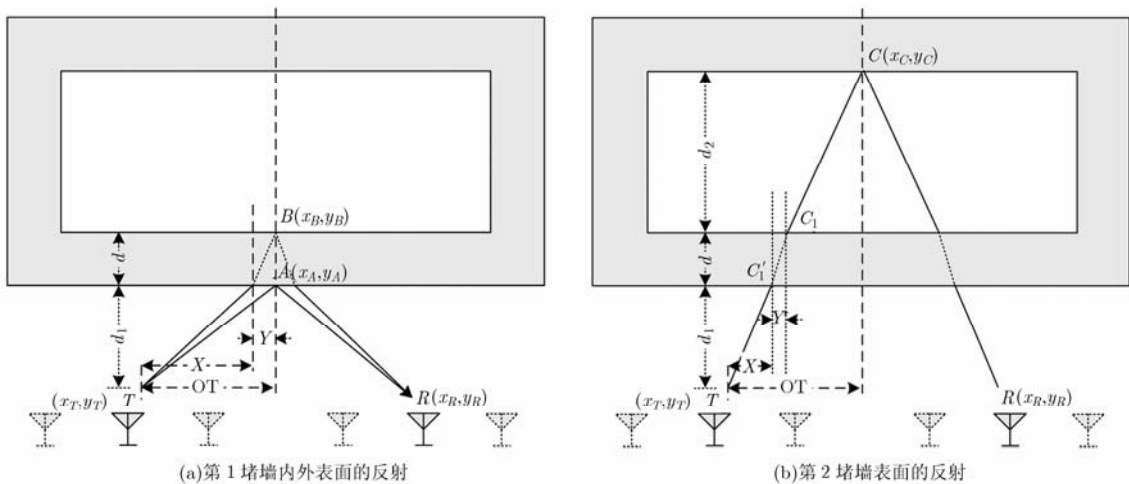


图 1 信号在第 1 堵墙内外表面及第 2 堵墙发生反射的传输路径

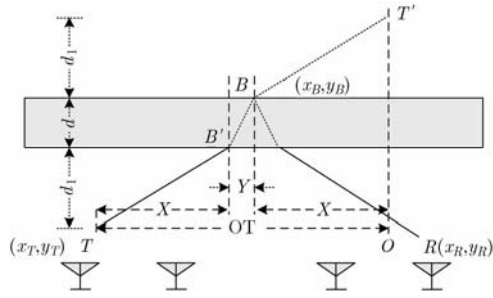


图 2 电磁波在第一堵墙内表面反射点、折射点的求解几何

$$\left. \begin{aligned} X + Y &= (x_R - x_T) / 2 \\ \frac{d}{Y} \frac{OT - X}{d + d_1} &= \sqrt{\epsilon} \\ OT &= X + X + Y \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中 d 表示墙体的厚度，求解方程组得到折射点 B' 和反射点 B 的坐标为

$$\mathbf{x}_{B'} = \left(x_T + \frac{(\sqrt{\epsilon}(d + d_1) - d)(x_R - x_T)}{2\sqrt{\epsilon}(d + d_1)}, y_T + d_1 \right) \quad (4a)$$

$$\mathbf{x}_B = \left(x_T + \frac{x_R - x_T}{2}, y_T + d_1 + d \right) \quad (4b)$$

因此，第 1 堵墙体内表面回波的信号传输斜距为

$$\Delta R_2^f = 2(\|\mathbf{x}_T \mathbf{x}_{B'}\| + \|\mathbf{x}_{B'} \mathbf{x}_B\| \sqrt{\epsilon}) \quad (5)$$

透射后的电磁波在第 2 堵墙体发生镜面反射，反射后的电磁波被接收天线接收。反射点 C 位于发射和接收天线的中轴线上，根据图 1(b)的几何对应关系和工程近似方法，联立方程组为

$$\left. \begin{aligned} \frac{OT - X - Y}{d_2} &= \frac{X}{d_1} \\ \frac{d}{Y} \frac{OT - X}{d + d_2} &= \sqrt{\epsilon} \\ OT &= (x_R - x_T) / 2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

求解方程式(6)可得到，后墙反射回波信号传输路径中的折射点 C'_1, C_1 以及反射点 C 的坐标分别为

$$\mathbf{x}_{C'_1} = \left(x_T + \frac{(x_R - x_T) d_1 [\sqrt{\epsilon}(d_2 + d) - d]}{2\sqrt{\epsilon}(d_1 + d_2)(d_2 + d) - 2dd_1}, y_T + d_1 \right) \quad (7a)$$

$$\mathbf{x}_{C_1} = \left(x_T + \frac{(x_R - x_T) d_1 [\sqrt{\epsilon}(d_2 + d) - d]}{2\sqrt{\epsilon}(d_1 + d_2)(d_2 + d) - 2dd_1} + \frac{(x_R - x_T) d_2 d}{2\sqrt{\epsilon}(d_1 + d_2)(d_2 + d) - 2dd_1}, y_T + d_1 + d \right) \quad (7b)$$

$$\mathbf{x}_C = \left(x_T + \frac{x_R - x_T}{2}, y_T + d_1 + d + d_2 \right) \quad (7c)$$

因此，后墙反射回波信号传输斜距为

$$\Delta R_b = 2(\|\mathbf{x}_T \mathbf{x}_{C'_1}\| + \|\mathbf{x}_{C'_1} \mathbf{x}_{C_1}\| \sqrt{\epsilon} + \|\mathbf{x}_{C_1} \mathbf{x}_C\|) \quad (8)$$

透射后的电磁波照射到目标后发生散射，图 3 给出目标散射斜距计算示意图。其中点 H 和 H' 分别表示目标方位左右端点。由于目标是一个拓展目标，图中 $P_H P'_H$ 段表示目标造成的遮蔽区域。

由于目标可看作多散射点的拓展目标，因此各散射点的对应传输斜距略有差距。以点 H 为例，其信号传输总斜距是发射天线到目标的传输斜距与目标到接收天线传输斜距的总和。 TH 段可联立方程组为

$$\left. \begin{aligned} \frac{OT - X - Y}{d_3} &= \frac{X}{d_1} \\ \frac{d}{Y} \frac{OT - X}{d + d_3} &= \sqrt{\epsilon} \\ OT &= |x_H - x_T| \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

求解上述方程组，则 TH 段折射点 H_1 和 H'_1 的坐标分别为

$$\mathbf{x}_{H_1} = \left(x_T + \frac{|x_H - x_T| d_1 [\sqrt{\epsilon}(d_3 + d) - d]}{\sqrt{\epsilon}(d_1 + d_3)(d_3 + d) - dd_1}, y_T + d_1 \right) \quad (10a)$$

$$\mathbf{x}_{H'_1} = \left(x_T + \frac{|x_H - x_T| d_1 [\sqrt{\epsilon}(d_3 + d) - d]}{\sqrt{\epsilon}(d_1 + d_3)(d_3 + d) - dd_1} + \frac{|x_H - x_T| d_3 d}{\sqrt{\epsilon}(d_1 + d_3)(d_3 + d) - dd_1}, y_T + d_1 + d \right) \quad (10b)$$

则电磁波从发射天线到散射点 H 的传输斜距 $r(T, H)$ 为

$$r(T, H) = (\|\mathbf{x}_T \mathbf{x}_{H_1}\| + \|\mathbf{x}_{H_1} \mathbf{x}_H\| \sqrt{\epsilon} + \|\mathbf{x}_{H'_1} \mathbf{x}_H\|) \quad (11)$$

同理可计算得到散射点 H 到接收天线的传输斜距，记为 $r(H, R)$ 。则目标散射点 H 的总传输斜距 Δl 为

$$\Delta l = r(T, H) + r(H, R) \quad (12)$$

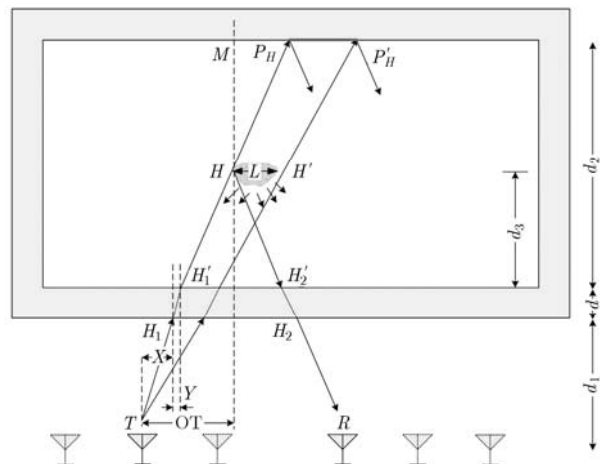


图 3 目标散射斜距计算示意图，目标对后墙造成遮蔽

下面分析目标造成的后墙遮蔽区域 $P_H P_H'$ 的范围。根据几何对应关系, 由图 3 可得 MP_H 段的长度为

$$MP_H = (d_1 + d + d_2 - y_H) \frac{OT - X - Y}{y_H - d_1 - d} \quad (13)$$

则点 P_H 方位向坐标为

$$x_{P_H} = x_H + \left(|x_H - x_T| \left[\sqrt{\varepsilon} d_2^2 - (\sqrt{\varepsilon} - 1) d_2 d \right] \cdot (d_1 + d + d_2 - y_H) \right) / \left(\left(\sqrt{\varepsilon} (d_1 + d_2) \cdot (d_2 + d) - dd_1 \right) (y_H - d_1 - d) \right) \quad (14)$$

由于 $x_{H'} = x_H + L$, $y_{H'} = y_H$, 式中 L 表示目标方位向长度, 同理可以得到点 $P_{H'}$ 的方位向坐标为

$$x_{P_{H'}} = x_H + L + \left(|x_H + L - x_T| \cdot \left[\sqrt{\varepsilon} d_2^2 - (\sqrt{\varepsilon} - 1) d_2 d \right] \cdot (d_1 + d + d_2 - y_H) \right) / \left(\left(\sqrt{\varepsilon} (d_1 + d_2) \cdot (d_2 + d) - dd_1 \right) (y_H - d_1 - d) \right) \quad (15)$$

因此, 以变量 $\mathbf{x}_{ob} = (x_{ob}, y_{ob})$ 表示后墙遮蔽点, 其中 $y_{ob} \equiv d_1 + d + d_2$, 则遮蔽区域 Π 为

$$\mathbf{x}_{ob} \in \left[x_H + \frac{(x_H - x_T) \left[\sqrt{\varepsilon} d_2^2 - (\sqrt{\varepsilon} - 1) d_2 d \right] (d_1 + d + d_2 - y_H)}{(\sqrt{\varepsilon} (d_1 + d_2) (d_2 + d) - dd_1) (y_H - d_1 - d)}, x_H + L + \frac{(x_H + L - x_T) \left[\sqrt{\varepsilon} d_2^2 - (\sqrt{\varepsilon} - 1) d_2 d \right] (d_1 + d + d_2 - y_H)}{(\sqrt{\varepsilon} (d_1 + d_2) (d_2 + d) - dd_1) (y_H - d_1 - d)} \right] \cup \left[x_H - \frac{(x_T - x_H) \left[\sqrt{\varepsilon} d_2^2 - (\sqrt{\varepsilon} - 1) d_2 d \right] (d_1 + d + d_2 - y_H)}{(\sqrt{\varepsilon} (d_1 + d_2) (d_2 + d) - dd_1) (y_H - d_1 - d)}, x_H + L - \frac{(x_T - x_H - L) \left[\sqrt{\varepsilon} d_2^2 - (\sqrt{\varepsilon} - 1) d_2 d \right] (d_1 + d + d_2 - y_H)}{(\sqrt{\varepsilon} (d_1 + d_2) (d_2 + d) - dd_1) (y_H - d_1 - d)} \right] \quad (16)$$

结合图 3, 上式中第 1 项表示目标位于发射天线右侧时的遮蔽区域; 第 2 项表示目标位于发射天线左侧时的遮蔽区域。显然, 遮蔽区域 $P_H P_{H'}$ 随着的 d_1 的增大而减小, 其极限值等于目标在方位向上的长度 L 。由于在实际非接触穿墙成像雷达中, 出于隐蔽和安全考虑, 天线阵列通常距离墙体有数倍或者数十倍波长程。当距离大于 10 倍波长程时, 近场效应通常可以忽略, 以 1 GHz 中心频点为例, 10 倍波长程为 3 m, 满足绝大多数非接触式穿墙雷达应用条件, 因此, 在该应用下, 距离 d_1 对虚假目标的增宽影响可以近似忽略。

2.2 穿墙 MIMO 雷达回波分量推导

以步进频信号为例, 设发射步进频信号为 $Z(f_m)$, 则第 1 堵墙体的反射回波 $s_w(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, f_m)$ 为

$$s_w(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, f_m) = \left\{ A_w Z(f_m) \Lambda_{\text{exterior}}^{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, k_m) \cdot \exp(jk_m \Delta R_1^f) + A_w Z(f_m) \cdot \Lambda_{\text{interior}}^{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, k_m) \exp(jk_m \Delta R_2^f) \right\} \quad (17)$$

式中括号中第 1 项为墙体外表面回波分量, 第 2 项为墙体内表面回波分量。 A_w 表示墙体系数, $k_m = 2\pi f_m / c$ 为电磁波在空气中的传播波数, f_m 表示步进频的频点, c 表示自由空间下的光速。式中墙体外表面和内表面一次反射回波的幅度因子 $\Lambda_{\text{exterior}}^{h/v}(\cdot)$ 和 $\Lambda_{\text{interior}}^{h/v}(\cdot)$ 分别为

$$\Lambda_{\text{exterior}}^{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, k_m) = |R_{10}^{h/v}| \quad (18)$$

$$\Lambda_{\text{interior}}^{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, k_m) = \left| \frac{1 - (R_{10}^{h/v})^2}{R_{10}^{h/v}} \sum_{n=1}^{\infty} (R_{10}^{h/v})^{2n} \right| \quad (19)$$

目标作为拓展目标, 经历两次墙体透射, 其回波为各散射点散射回波的总和, 其表达式为

$$s_g(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, f_m) = \sum_{j=1}^N \left\{ A_j^g Z(f_m) \gamma_{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_{P_j(t)}, k_m) \cdot \gamma_{h/v}(\mathbf{x}_{P_j(t)}, \mathbf{x}_R, k_m) \exp(jk_m \Delta l_j(t)) \right\} \quad (20)$$

式中, A_j^g 为目标第 j 个散射点的目标散射系数, $\mathbf{x}_{P_j(t)}$ 表示在 t 时刻目标第 j 个散射点的位置, $\Delta l_j(t)$ 表示在 t 时刻第 j 个散射点对应的信号传输斜距, 其计算表达式参考公式(12)。

考虑目标的遮蔽效应, 后墙的反射回波表达式为

$$s_w'(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, f_m) = A_w' Z(f_m) \gamma_{\text{first}}^{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_C, k_m) \cdot \Lambda_{\text{second}}^{h/v}(\mathbf{x}_C, k_m) \gamma_{\text{first}}^{h/v}(\mathbf{x}_C, \mathbf{x}_R, k_m) \cdot \exp(jk_m \Delta R_b) \quad (21)$$

式中, A_w' 表示第二堵墙的墙体系数; 由于目标遮蔽的存在, 后墙的反射点 $\mathbf{x}_C = (x_C, y_C)$ 满足 $\mathbf{x}_C \notin \Pi$ 。

因此可到 t 时刻总信号回波为

$$\begin{aligned}
S_t(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, f_m) = & \left\{ A_w Z(f_m) \Lambda_{\text{exterior}}^{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, k_m) \exp(jk_m \Delta R_1^f) + A_w Z(f_m) \Lambda_{\text{interior}}^{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, k_m) \exp(jk_m \Delta R_2^f) \right\} \\
& + \sum_{j=1}^N \left\{ A_j^g Z(f_m) \gamma_{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_{P_j(t)}, k_m) \gamma_{h/v}(\mathbf{x}_{P_j(t)}, \mathbf{x}_R, k_m) \exp(jk_m \Delta l_j(t)) \right\} \\
& + A_w' Z(f_m) \gamma_{\text{first}}^{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_C, k_m) \Lambda_{\text{second}}^{h/v}(\mathbf{x}_C, k_m) \gamma_{\text{first}}^{h/v}(\mathbf{x}_C, \mathbf{x}_R, k_m) \exp(jk_m \Delta R_b) \quad (22)
\end{aligned}$$

式中 $\mathbf{x}_C \notin \Pi$ 。

3 超宽带 MIMO 雷达运动目标成像

受限于目标 RCS 和墙体衰减的影响, 目标散射回波的信号强度远小于墙体反射回波的强度, 直接对接收到的回波进行成像, 目标常被掩盖于墙体的回波中。为进行有效成像, 通常对连续或间隔数帧下的回波进行做差处理, 然后进行对差值成像, 以用于消除强杂波等的影响。以第 i 帧为例, 记为

$$\begin{aligned}
I(x, y) = & \iiint \left\{ \sum_{j=1}^N \left\{ A_j^g Z(f_m) \gamma_{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_{P_j(t+\Delta t)}, k_m) \gamma_{h/v}(\mathbf{x}_{P_j(t+\Delta t)}, \mathbf{x}_R, k_m) \exp(jk_m \Delta l_j(t+\Delta t)) \right\} \right. \\
& \left. - \sum_{j=1}^N \left\{ A_j^g Z(f_m) \gamma_{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_{P_j(t)}, k_m) \gamma_{h/v}(\mathbf{x}_{P_j(t)}, \mathbf{x}_R, k_m) \exp(jk_m \Delta l_j(t)) \right\} \right\} d\mathbf{x}_T d\mathbf{x}_R df_m \\
& + \iiint \left\{ \underbrace{A_w' Z(f_m) \gamma_{\text{first}}^{h/v}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_C, k_m) \Lambda_{\text{second}}^{h/v}(\mathbf{x}_C, k_m) \gamma_{\text{first}}^{h/v}(\mathbf{x}_C, \mathbf{x}_R, k_m) \exp(jk_m \Delta R_b)}_{\mathbf{x}_C \in (\bar{\Pi}(t+\Delta t) - \bar{\Pi}(t)) \cup (\bar{\Pi}(t) - \bar{\Pi}(t+\Delta t))} \right\} d\mathbf{x}_T d\mathbf{x}_R df_m \quad (24)
\end{aligned}$$

由式(24)可以发现, 当目标不再是点目标时, 其相应的动目标成像结果中将不仅具有运动目标的成像(公式第 1 项), 同时还出现后墙反射回波残差的成像(公式第 2 项)。该残差是由于运动目标在不同位置处对后墙反射回波的遮蔽造成的, 在图像中以虚假目标形式存在。这也是本文推导模型相比较于点目标模型最主要的区别。在未特殊声明外, 本文后续提到的虚假目标皆是指该类虚假目标。

从上述几何模型可以发现, 发射天线、真实目标和虚假目标具有较为明显的几何对应关系, 三者近似在一条直线上。同时由于虚假目标是后墙回波残差的成像, 因此其距离向坐标是恒定的。因此我们对初始图像进行 CFAR 检测和聚类处理, 得到检测后的目标位置信息, 记为 $P = \{(x_l, y_l) \mid l = 1, 2, \dots, N_p\}$, 其中 N_p 表示聚类得到的目标总个数。

从 P 中提取任意目标像素点坐标, 记为 $\mathbf{P}_1 = (x_{p_1}, y_{p_1})$, $p_1 = 1, 2, \dots, N_p - 1$, 依次读取位于目标 \mathbf{P}_1 距离向后面的目标, 记为 $\mathbf{P}_2 = (x_{p_2}, y_{p_2})$, $p_2 = p_1, \dots, N_p$, 若公式(25)成立, 则将 \mathbf{P}_2 所在聚类中的所有像素点置零, 否则更新目标点 \mathbf{P}_2 直至遍历一遍。然后更新 \mathbf{P}_1 , 至 \mathbf{P}_1 遍历完毕, 此时得到消除掉虚假目标后的动目标成像结果, 记为 $I_i' = \{\tilde{i}_{m,n} \mid m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N\}$ 。

$$\left| \frac{y_{p_2} - y_{p_1}}{x_{p_2} - x_{p_1}} - \frac{y_{p_1} - y_T^r}{x_{p_1} - x_T^r} \right| < \delta \quad \& \quad |y_{p_2}^i - y_{p_2}^{i-1}| \leq \alpha, \quad (25)$$

$r = 1, 2, \dots, N_T, \quad i = 2, 3, \dots, M$

$I_i = \{i_{m,n} \mid m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N\}$, 其中 $i_{m,n}$ 表示像素 (m, n) 处的幅值, M 和 N 分别表示距离向和方位向上的像素点数。即

$$\begin{aligned}
I_i(x, y) = & \iiint [S_{t+\Delta t}(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, f_m) - S_t(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, f_m)] \\
& \cdot \exp(jk_m l(\mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R, \mathbf{x}_q)) d\mathbf{x}_T d\mathbf{x}_R df_m \quad (23)
\end{aligned}$$

式中, 下标 t 表示接收该帧数据的时间。

将式(22)代入式(23), 整理可得

式中 δ 为判断发射天线、 \mathbf{P}_1 和 \mathbf{P}_2 是否近似在一条直线上的判决门限, a 为判断目标距离向坐标是否恒定的门限。门限的确定需根据实际系统进行人为设定。 (x_T^r, y_T^r) 表示第 r 个发射天线的坐标, N_T 表示发射天线的总数。 $y_{p_2}^i$ 表示目标 \mathbf{P}_2 在第 i 帧成像中距离向坐标值。

最后将图像 I_i' 与 I_i 进行掩膜运算, 即得到消除掉虚假目标后的图像为 \tilde{I}_i 见式(26), 式中 $\tilde{i}_{m,n} = i_{m,n}' \times i_{m,n}$ 。

$$\tilde{I}_i = \{\tilde{i}_{m,n} \mid m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N\} \quad (26)$$

4 实验结果

4.1 单堵墙体后运动目标成像

传统穿墙运动目标成像模型通常假定目标位于一堵墙体后面, 本文借助电磁仿真软件 XFDTD7.0 进行仿真。如图 4 所示, 在本次仿真中, 采用 3 发 20 收的 MIMO 模式, 3 个 Vivaldi 发射天线分别位于阵列的两端和中间位置。采用 20 个全向探针接收回波数据。天线之间间距为 0.1 m, 阵列总长度为 2 m。墙体距离阵列 1.6 m, 墙体长 2.6 m, 高 2.4 m, 厚 0.2 m。仿真中墙体的相对介电常数为 4.2。人于墙后进行直线运动, 运动轨迹如图 4(a)所示。仿真中采用高斯冲激信号, 发射信号 -3 dB 带宽为 3 GHz。

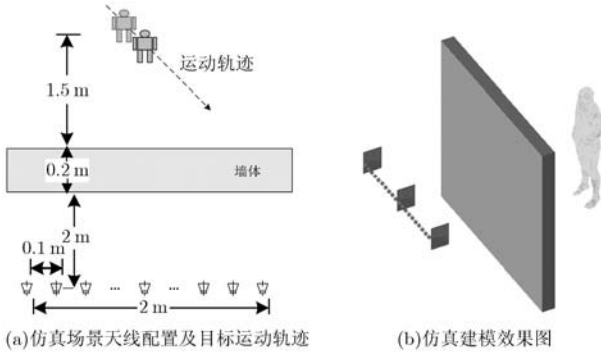


图 4 单堵墙体后运动目标成像

采用 BP 成像算法对接收到的回波数据进行成像，通过差值处理后选择的成像频段为 1~2 GHz，频率步进量为 2 MHz。图 5 是对单帧数据进行成像的结果，从图中可以发现，由于墙体反射能量远强于目标散射能量，在图像中墙体得到很好的成像，目标被掩盖在杂波中。图 6 为进行差值处理后动目标成像结果。由于单堵墙体场景中，目标后面没有其它墙体，不存在目标对后墙反射的遮蔽，因而动目标成像中未出现虚假目标。

4.2 建筑物内运动目标成像

模型推导发现，当目标位于建筑物中进行运动

成像时，情况会与单堵墙体下的动目标成像出现明显差值。为此，我们采用国防科学技术大学研制的穿墙探测雷达进行了外场实验，天线系统采用两发 11 收的配置，发射天线位于阵列两端，阵列长度 3 m，天线间距 0.2 m。系统采用步进频信号体制，信号频段为 0.5~2.0 GHz。

在本次实验中，两名实验人员在卧室中按照对角线在房间中进行往返走动，建筑物实景照片和人员运动轨迹如图 7 所示。对差分回波的初始成像结果(实验中为第 30 帧图像)进行 CFAR 检测，结果如图 8 所示。从图中可以发现经过 CFAR 处理后共出现 5 个目标，即 2 个真实目标和 3 个虚假目标都被检测出来。其中目标 1 和目标 2 为真实目标；目标 3 和目标 4 为目标 1 分别对两端发射信号的遮蔽效应产生的虚假目标；目标 5 为目标 2 对左侧发射信号的遮蔽造成的虚假目标。虚假目标的存在，极大地影响了真实目标的检测判别。图 9 为采用本文动目标成像算法处理后的结果。从图中可以看出，虚假目标得到了消除，真实目标得以保留。同时由于 CFAR 算法本身具有的抑制杂波的作用，整幅图像的杂波得到很好的抑制，目标成像质量得到提升。

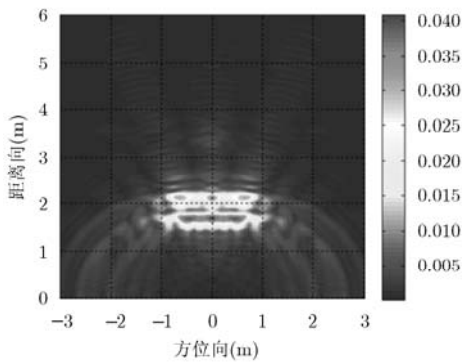


图 5 单帧数据成像结果，目标掩盖在墙体杂波中

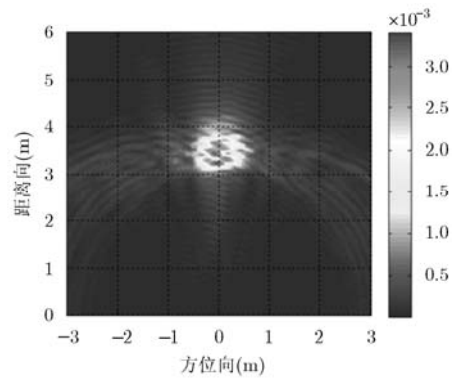
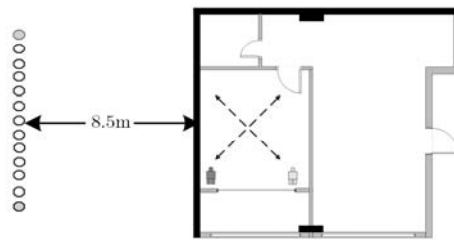


图 6 动目标成像结果，单堵墙体场景无虚假目标出现



(a) 实验建筑物实景图片



(b) 卧室中两人按照对角线进行往返运动

图 7 实验建筑物实景图片与实验人员运动轨迹

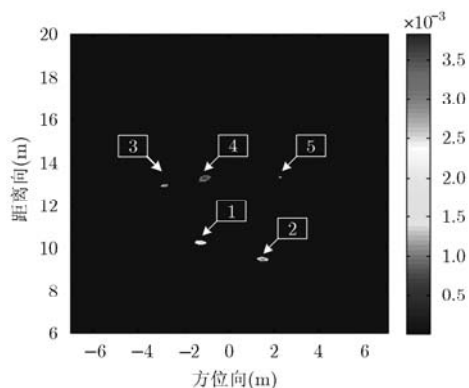


图 8 CFAR 检测处理结果中虚假目标同样被检测出

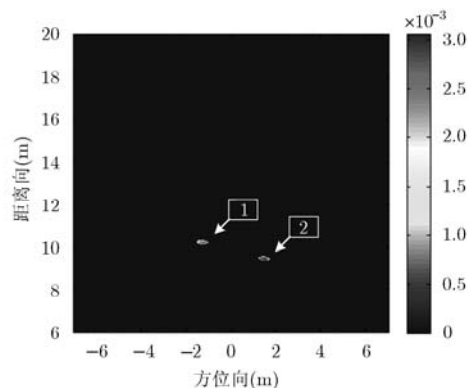


图 9 采用本文方法消除掉虚假目标后的动目标成像结果

5 结论

穿墙 MIMO 雷达因其具有的高效数据获取、有效减少阵元数目等优点,近年来在穿墙探测领域越来越受青睐。由于 MIMO 雷达系统中天线系统通常是收发分置的,同时又由于墙体折射效应的影响,电磁波的传播路径的计算成为模型推导中的一个难点和重点。另一方面,从穿墙 MIMO 雷达的实际需求出发,传统的点目标模型也日渐乏力。在超宽带 MIMO 穿墙系统下,绝大部分目标不再是点目标,目标本身会对电磁波的传播造成影响;其次,在实际应用中,穿墙雷达主要任务是实现建筑物内部人员的成像探测,而传统的点目标信道模型仅完成对单堵墙体下的场景建模,因此为满足实际应用需要,就需要将建模场景从单堵墙体场景扩展到建筑物场景。

基于解决该三方面问题,本文对超宽带 MIMO 穿墙雷达下的信道模型进行了重新建模。我们将建模场景拓展至建筑物内人员成像应用背景下。对前墙、目标和后墙回波表达式都进行了详细推导。同时模型不再将目标作为点目标,而是作为拓展目标分析,目标自身对电磁波传播的影响得以考虑分析。在本次建模中,我们引入了目标的速度分量,若将目标运动速度置零,则目标即为静止目标,因此模型既可适用于动目标分析,也可应用于静止目标分析。

精确的信道模型对于穿墙成像、检测具有极其重要的意义,对穿墙信道模型建模将是一个长期的过程。目前,基于本文模型的算法并行实时处理,搭建更为精确的 MIMO、单站阵列以及 SAR 系统下的信号模型,以及寻找适用多系统模式的抑制虚假目标和提升目标质量的成像算法是本文后续的研究方向。

参考文献

[1] Moeness G. Amin, Through-the-wall Radar Imaging[M].

Boca Raton: CRC press, USA, 2010: 121-156.

- [2] Browne K E, Burkholder R J, and Volakis J L. Fast optimization of through-wall radar images via the method of lagrange multipliers[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(1): 320-328.
- [3] Drbes C, Zoubir A M, and Amin M G. Enhanced detection using target polarization signatures in through-the-wall radar imaging[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(5): 1968-1978.
- [4] Wang Y Z and Fathy A E. Advanced system level simulation platform for three-dimensional UWB through-wall imaging SAR using time-domain approach[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(5): 1986-2000.
- [5] 晋良念, 欧阳缙, 周丽军. UWB MIMO 穿墙雷达的阵列设计和成像方法[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(7): 1574-1580.
- Jin Liang-nian, Ouyang Shan, and Zhou Li-jun. Array design and imaging method for ultra-wideband multiple-input multiple-output through-the-wall radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(7): 1574-1580.
- [6] Lu Bi-ying, Sun Xin, Yang Zhao, 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): 716-725.
- [7] Bliss D W and Forsythe K W. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution[C]. *Proceedings of the 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pacific Grove, 2003: 54-59.
- [8] Fishler E, Haimovich A M, Blum R S, et al. MIMO radar: an idea whose time has come[C]. *Proceedings of IEEE Radar Conference*, Philadelphia, 2004: 71-78.
- [9] Muqaibel A and Safaai-jazi A. Characterization of wall dispersive and attenuative effects on UWB radar signals[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2008, 345(6): 640-658.
- [10] Janis A, Nilsson S, Huss L G, et al. Through-the-wall imaging measurements and experimental characterization of

- wall materials[C]. Proceedings of Military Remote Sensing, Bellingham, 2004: 67-75.
- [11] Soldovieri F. A simple strategy to detect changes in through the wall imaging[J]. *Progress in Electromagnetic Research M*, 2009, 7(3): 1-13.
- [12] Lavelly E M, Zhang Y, Edward H, *et al.* Theoretical and experimental study of through-wall microwave tomography inverse problems[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2008, 34(5): 592-617.
- [13] Setlur P, Amin M, and Ahmad F, Multipath model and exploration in through-the-wall and urban radar sensing[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2011, 49(10): 4021-4034.
- [14] Jin Tian, Chen Bo, and Zhou Zhi-min. Image-Domain estimation of wall parameters for autofocusing of through-the-wall SAR imagery[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2013, 51(3): 1836-1843.
- [15] 丁一鹏, 吴世有, 王伟. 一种基于高维频率拟合技术的恒虚警穿墙雷达目标定位算法[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(6): 1271-1276.
Ding Yi-peng, Wu Shi-you, and Wang Wei. A CFAR localization algorithm for through-wall radar based on the improved frequency fitting technology[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(6): 1271-1276.
- [16] 吴世有, 陈杰, 孟升卫, 等. 一种新型超宽带穿墙雷达运动目标跟踪成像算法[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(1): 134-140.
Wu Shi-you, Chen Jie, Meng Sheng-wei, *et al.* A new tracking and imaging algorithm of moving target for ultra wideband through wall radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(1): 134-140.
- [17] Sun Xin, Lu Bi-ying, Jin Tian, *et al.* A fast echo construction method in through the wall simulation and analysis[C]. Proceedings of 2012 Image Analysis and Signal Processing, Hangzhou, 2012: 208-212.
- [18] Dehmollaian M and Sarabandi K. Refocusing through building walls using synthetic aperture radar[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2008, 46(6): 1589-1599.
- 孙 鑫: 男, 1986年生, 博士生, 研究方向为穿墙雷达成像技术.
陆必应: 男, 1976年生, 副教授, 研究方向为新体制雷达技术.
张澜子: 女, 1989年生, 硕士, 研究方向为穿墙成像与检测处理.