

一种基于 WiFi 信号的运动目标无源雷达成像方法

庄旭昇 汪玲* 高瑾 池冰清

(雷达成像与微波光子技术教育部重点实验室 南京 210016)

(南京航空航天大学电子信息工程学院 南京 210016)

摘要: 近些年无线局域网快速发展,覆盖范围增加,该文研究基于 WiFi (Wireless Fidelity)信号的运动目标成像,扩展无源雷达的应用。首先探讨分析 WiFi 信号模糊函数特性,结果表明其具有良好的距离分辨率,可以用作无源雷达的外辐射源。然后采用分布式孔径,借助广义似然比估计理论进行成像,重建运动目标在 2 维空间的分布与速度,并分析了成像分辨率。仿真结果验证了给出的基于 WiFi 信号的无源雷达运动目标成像方法的有效性。

关键词: 无源雷达; 运动目标; 成像; 无线网络信号(WiFi); 分布式孔径

中图分类号: TN957.52; TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2014)06-0694-08

DOI: 10.12000/JR14120

Passive Radar Imaging of Moving Targets Using WiFi Signals

Zhuang Xu-sheng Wang Ling Gao Jin Chi Bing-qing

(Key Laboratory of Radar Imaging and Microwave Photonics, Ministry of Education, Nanjing 210016, China)

(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics

and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: In recent years, the wireless local networks are constructed rapidly and their coverage greatly increase. The passive radar imaging of moving targets using WiFi signals is studied in this paper, which may lead to wider applications of passive radars. Firstly, the ambiguity function of WiFi signals is analyzed. The results show that the WiFi signal has good range and velocity ambiguity and can be used as an illumination source. Then, distributed apertures are used to receive target echoes and the imaging is performed using a Generalized Likelihood Ratio Test (GLRT)-based approach. The positions and velocities of the moving targets can be reconstructed. The resolution of the imaging method is also analyzed. Simulation results demonstrate the performance of the presented passive radar imaging method of moving targets using WiFi signals.

Key words: Passive radar; Moving targets; Imaging; WiFi; Distributed apertures

1 引言

利用外辐射源的无源雷达由于其“四抗”和自身特性,一直是雷达领域的研究重点。近些年来,随着数字技术的快速发展,移动通信领域发生了巨大的变化,各种数字信号不断出现,诸如数字音频信号(Digital Audio Broadcasting, DAB)^[1]、数字电视信号(Digital Video Broadcasting-Terrestrial, DVB-T)^[2]、移动通信信号^[3]、以及全球微波互联介入(Worldwide interoperability for Microwave Access, WiMAX)^[4]等。这些信号为外辐射源雷达

提供了良好的研究背景,部分实验也已证实利用某些信号的无源雷达具有可靠性与可实现性。但随着频带的日益拥挤,人们亟需寻求新的外部机会照射源。

无线局域网^[5](IEEE802.11)是近几年发展起来的一项新技术,基于该标准的 WiFi 信号已在国内外广泛分布,若选其作为外部照射源进行穿墙探测应用时则具有明显的优势。一方面由于其覆盖面广,无线热点众多,可选取合适的 WiFi 基站构成雷达网络以提高探测范围。另一方面, WiFi 信号工作于 2.4/5 GHz 的频段,较之传统的穿墙雷达具有更好的穿透特性,此外其带宽大(11/17 MHz),进行无源探测时能够获得较好的距离向分辨。

文献[6]首次分析了基于 IEEE 802.11a/b 标准的 WiFi 信号模糊函数,并分别就其正交频分复用

2014-10-30 收到, 2015-01-16 改回

国家自然科学基金(61001151), 航空科学基金(20132052035), 科研基地创新基金(NJ20140008), 国家基础科研(B2520110008)和江苏高校优势学科建设工程资助课题

*通信作者: 汪玲 tulip_wling@nuaa.edu.cn

(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)和直接序列扩谱(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)两种主调制进行具体探究,其仿真和实测数据表明该信号模糊函数具有良好的性能。文献[7,8]研究了 OFDM 调制的 WiFi 信号模糊特性并针对信号模糊函数中存在的副峰进行抑制,结果表明经过处理后的 WiFi 信号具有较好的图钉形状,能够应用于近距离探测。文献[9]进一步对 WiFi Beacon 信号进行分析,并实现了移动人体目标检测。

目前大多数的无源雷达动目标检测和成像采用双通道检测方法,参考通道接受来自发射源的直达波信号,检测通道接受目标的回波信号。由于 WiFi 探测针对地面目标,其工作环境复杂,背景干扰较大,实际中往往需要进行直达波和干扰抑制。文献[10]中采用广义对消算法(Extensive Cancellation Algorithm, ECA)对实测 WiFi 信号的杂波抑制进行了研究,但其计算复杂度大。文献[11,12]分别研究了无源 WiFi 双基系统的距离和多普勒旁瓣控制,其结果表明所提方法能有效地提高峰值旁瓣比(Peak to Side-Lobe Ratio, PSLR)。文献[13]介绍了基于 WiFi 信号的穿墙雷达,并提出了一种基于 CLEAN 算法的干扰抑制算法,实验结果证明该系统比传统穿墙雷达具有更好的适用性与探测性能。这些研究表明,在室内外高杂波环境下,经过适当处理后,基于 WiFi 信号进行低速移动目标检测是可行的,但这些系统均需设置辅助通道来接收直达波,以此获取发射源信息,这在一定程度上会增加系统硬件成本。

文献[14]采用分布式孔径进行无源雷达成像,本质上也是基于互相关原理,可在无需发射源波形和位置信息的情况下,获取目标图像。本文在文献[14]的基础之上,采用分布式接收孔径的成像方法研究基于 WiFi 信号的运动目标无源成像。首先针对 WiFi 信号的特征,给出分布式孔径模式下运动目标回波信号模型,然后基于该模式下测量数据有限,将成像问题描述成运动目标位置和速度未知的广义似然比检验问题,依据最大信噪比准则获得位置和速度可分辨的检验统计量,最后通过检验统计量构建图像,确定目标的位置和速度。

论文第 2 节给出 WiFi 信号介绍及模糊函数分析;第 3 节介绍了基于广义似然比检验理论的动目标成像方法;第 4 节是分辨率分析;第 5 节是仿真实验验证;第 6 节是结论。

2 WiFi 信号

为了发展支持高速率的无线网络,IEEE 先后制定了 IEEE802.11a/b/g/n 等一系列无线局域网协议标准,各自采用不同的物理层。本文主要研究基于 IEEE802.11a 的 WiFi 信号^[10],该系统工作在 5.15~5.25 GHz, 5.25~5.35 GHz, 5.625~5.825 GHz 频段,物理层采用 OFDM 调制方式,其基带信号主要包含前导符号、信令以及数据信息 3 部分。

2.1 OFDM WiFi 信号模糊函数

模糊函数是分析信号波形距离和速度分辨率、模糊度以及旁瓣水平等的重要工具。由于 WiFi 信号内部数据信息是数字调制且不可预测,为了更好地分析整个信号,对模糊函数取期望^[6],可得:

$$\bar{\chi}(\tau, f_d) = \left| \mathbb{E} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot s^*(t - \tau) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_d \cdot t) \right\} \right|^2 \quad (1)$$

式中 $s(t)$ 为信号的复包络, f_d 为多普勒频率, $*$ 为共轭运算符。

为具体分析 OFDM WiFi 信号的模糊函数,我们选取 11 个 DATA 符号,其单帧持续时间为 64 μs 。图 1 所示为 WiFi 单基模糊函数仿真结果,图 2 为相应距离与多普勒切面图。

从图 1 可以看出,该模糊函数除了在(0,0)处有主峰外,其余地方还存在副峰,且多个副峰出现的位置与强度也不同。由于多普勒副峰出现在相对较远的地方,因此对于实际中用于低速目标探测的 WiFi 无源雷达来说影响可以忽略。对于时域副峰(即距离维的副峰),由 WiFi 信号帧结构可知,其中一部分来自前导符号中长短训练序列的周期性重复,另一部分则是由于 OFDM 符号中的循环前缀所引起的。长训练序列在时延 3.2 μs 与 6.4 μs 处产生副峰,其相应的模糊距离为 $R_L = k \cdot c_0 \cdot \tau / 2 = k \cdot 480 \text{ m}$ ($k=1,2$, c_0 为光速);而短训练序列则在 $l \cdot 0.8 \mu\text{s}$ ($l=0,1,\dots,9$) 处出现副峰,模糊距离为 $R_S =$

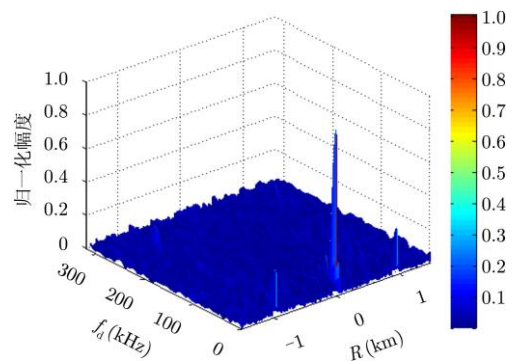


图 1 WiFi 信号单基模糊函数

Fig. 1 Monostatic ambiguity function of WiFi signal

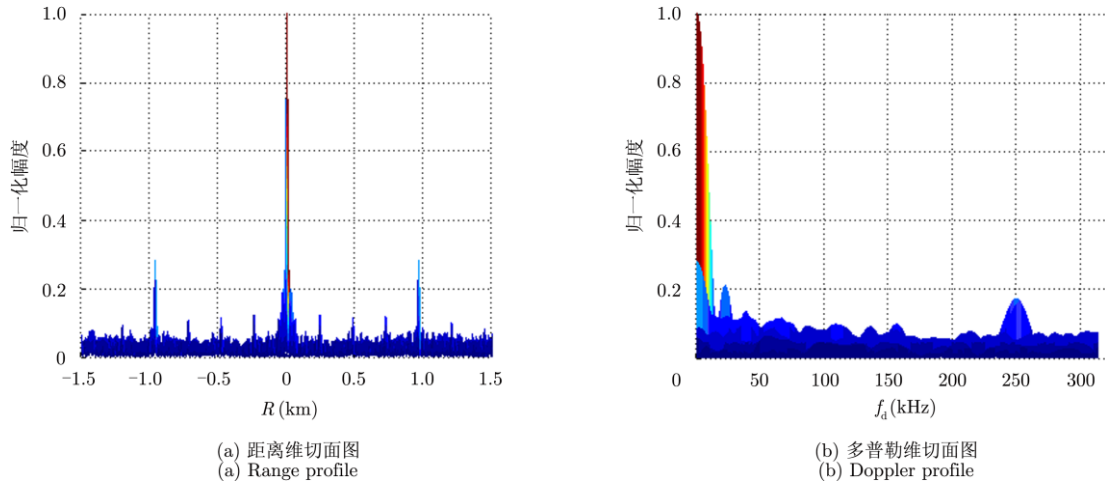


图2 各维切面图

Fig. 2 Profiles of different dimensions

$l \cdot c_0 \cdot \tau / 2 = l \cdot 120 \text{ m}$ ($l=0,1,2,\dots,9$)。此外, OFDM 符号的循环前缀所产生的副峰出现在 $R_C = c_0 / (2\Delta f) = 480 \text{ m}$ 处, 这与图 1 中的仿真结果相一致。

由于 WiFi 无源雷达主要针对近距离目标, 在实际探测时, 这些时域副峰会干扰目标的检测, 因此需要进行副峰抑制。从 WiFi 信号帧组成可以看出, 前导符号只占整帧信号的很小一部分, 因此由其引起的副峰对模糊函数的影响有限。而循环前缀出现在 SIGNAL 以及多个 DATA 符号中, 由其产生的副峰对整个模糊函数的影响较大, 可以通过对前导符号和循环前缀置零从而降低相关以移除副峰。但应当注意的是, 模糊函数中副峰的消除是以信号信噪比下降为代价的, 因此实际检测时可以先将参考通道信号同步后解调至比特域, 然后重构参考信号^[15], 从而在能量无损的情况下保证系统的探测性能。

3 成像方法

传统意义上, 阵列天线要求阵元间距小于或等于雷达波长的一半, 而分布式孔径则有所不同。它实际上是一种稀疏天线阵列, 对阵元间距没有限制, 可以任意分布。

若假设目标位于空间 \mathbf{y} 处, 速度为 \mathbf{v} , 发射机位于 \mathbf{z} 处, 信号发射源分布为 $s(t)$, 则可得位于 \mathbf{x} 处接收单元接收的回波为^[16]:

$$m(t) = \int g(\mathbf{x}, \mathbf{y}, t - \mu_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, \mathbf{x}} \tau) \cdot q_v(\mathbf{y}) E^{\text{in}}(\mathbf{y}, \tau) d\mathbf{y} d\mathbf{v} d\tau + n(t) \quad (2)$$

其中 g 为格林函数, 描述电磁波的传播特性^[16], $q_v(\mathbf{y})$ 为运动目标散射率函数, $n(t)$ 为噪声, E^{in} 为

入射场, 具体表达式为:

$$E^{\text{in}}(\mathbf{y}, \tau) = \int g(\mathbf{y}, \mathbf{z}, \mu_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, \mathbf{z}} \tau - t) s(t) dt \quad (3)$$

式(2), 式(3)中 $\mu_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, \mathbf{z}} = 1 - \widehat{\mathbf{y} - \mathbf{z}} \cdot \mathbf{v} / c_0$ 和 $\mu_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, \mathbf{x}} = 1 + \widehat{\mathbf{y} - \mathbf{x}} \cdot \mathbf{v} / c_0$ 为多普勒尺度因子, 来自于目标运动对入射场和散射场引入的多普勒效应。

一般情况下, 场景中会存在多个机会照射源, 假设有 M 台, 此时发射源分布可写为:

$$s(t) = \sum_{q=1}^M p_q(t + T_{z_q}) \delta(t - z_q) \quad (4)$$

其中 z_q , $q = 1, 2, \dots, M$ 表示第 q 台发射机所处位置, 其发射波形为 $p_q(t)$, 起始时刻为 $t = -T_{z_q}$ 。

对式(2)回波信号进行傅里叶变换, 可得其频谱:

$$m(\omega) = \int g(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \omega) q_v(\mathbf{y}) \mu_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, \mathbf{x}} \cdot E^{\text{in}}(\mathbf{y}, \mu_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, \mathbf{x}} \omega) d\mathbf{y} d\mathbf{v} d\tau + n(\omega) \quad (5)$$

采用分布式孔径接收时, 多个接收单元的回波信号均来源于同一个入射场, 可利用接收单元信号间的联系, 选取其中某一个接收单元为参考单元, 其他的接收单元回波信号均由此参考回波信号进行描述, 从而建立起无需发射源信息的动目标无源回波模型^[16]。假设以 $m_j(\omega)$ 作为参考基准信号, 则位于 \mathbf{x}_i 处接收单元的回波信号可表示为:

$$m_i^j(\omega) = P_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, i} P_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, j}^{-1} m_j(\omega) + n_i(\omega) \quad (6)$$

式中 $P_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, i}$ 表示从目标位置 \mathbf{y} 到接收机 \mathbf{x}_i 的前向传播算子, $P_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, j}^{-1}$ 表示由接收单元 \mathbf{x}_j 到运动目标的后向传播算子。

对于所有接收单元, 构造回波信号的向量模型:

$$\mathbf{m}(\omega) = \mathbf{P}_{y,v} \mathbf{m}_{\text{ref}}(\omega) + \mathbf{n}(\omega) \quad (7)$$

其中 $\mathbf{m}(\omega) = [m_1^j \ m_2^j \ \dots \ m_N^j]^T$, $\mathbf{m}_{\text{ref}}(\omega) = [m_1^j \ m_2^j \ \dots \ m_N^j]^T$, $\mathbf{P}_{y,v}$ 为前向传播算子和后向传播算子的对角矩阵描述, 可以表示成 $\mathbf{P}_{y,v} = \text{dia}[\mathbf{P}_{y,v}, \mathbf{P}_{y,v}^{-1}, \mathbf{P}_{y,v,2}, \mathbf{P}_{y,v,2}^{-1}, \dots, \mathbf{P}_{y,v,N}, \mathbf{P}_{y,v,N}^{-1}]$, $\mathbf{n}(\omega) = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_N]^T$, N 为接收机的个数。

由于各接收单元稀疏分布, 接收到的测量数据有限, 本文采用基于广义似然比检验理论的成像方法, 将运动目标成像描述为 (\mathbf{y}, \mathbf{v}) 4 维成像区域每一个位置和速度的二元假设检验, 在 (\mathbf{y}, \mathbf{v}) 4 维空间中重建目标位置和速度。设计二元假设如下:

$$\left. \begin{aligned} H_0 : \mathbf{m} &= \mathbf{n} \\ H_1 : \mathbf{m} &= \mathbf{P}_{y,v} \mathbf{m}_{\text{ref}} + \mathbf{n} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中 H_0 假设为无目标假设, H_1 被择假设为空间存在速度为 \mathbf{v} 、位于 \mathbf{y} 处目标的情形, 对其分别取期望与协方差, 则:

$$\left. \begin{aligned} E[\mathbf{m} | H_0] &= 0 \\ E[\mathbf{m} | H_1] &= \mathbf{P}_{y,v} E[\mathbf{m}_{\text{ref}} | H_1] = \mathbf{P}_{y,v} \bar{\mathbf{m}}_{\text{ref}} \\ \text{Cov}(\mathbf{m} | H_0) &= (\mathbf{R}_n) := \mathbf{R}_0 \\ \text{Cov}(\mathbf{m} | H_1) &= (\mathbf{P}_{y,v} \mathbf{R}_{m_{\text{ref}}} \mathbf{P}_{y,v}^H + \mathbf{R}_n) := \mathbf{R}_1 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中 \mathbf{R}_n 为噪声向量 \mathbf{n} 的协方差, $\mathbf{R}_{m_{\text{ref}}}$ 为参考信号向量 \mathbf{m}_{ref} 的协方差。

针对成像问题设计线性检测器, λ 为检测器的输出, 称之检验统计量

$$\lambda = \langle \mathbf{m}, \mathbf{w} \rangle = \int \mathbf{w}^H \mathbf{m} d\omega = \sum_{i \neq j} \int w_i^*(\omega) \hat{m}_i^j(\omega) d\omega \quad (10)$$

式中 $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_N]^T$, 表示成像模板。对于该检验统计量, 其信噪比为:

$$\text{SNR}_\lambda = \frac{|E[\lambda | H_1] - E[\lambda | H_0]|}{\sqrt{1/2(\text{Var}[\lambda | H_1] + \text{Var}[\lambda | H_0])}} \quad (11)$$

因此若以最大信噪比准则来设计模板, 可得最佳成像模板

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \left[\frac{1}{2} (\mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_0) \right]^{-1} \mathbf{P}_{y,v}(\omega) \bar{\mathbf{m}}_{\text{ref}} = \bar{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{P}_{y,v} \bar{\mathbf{m}}_{\text{ref}} \quad (12)$$

由文献 [16] 可知, 式 (11) 可进一步化简为 $\bar{\mathbf{S}}_i^{-1}(\omega) \mathbf{P}_{y,v}(\omega) \bar{\mathbf{m}}_{\text{ref}}(\omega)$, 其中 $\bar{\mathbf{S}}_i^{-1}(\omega)$, $i = 1, 2, \dots, N$ 与 \mathbf{x}_i 处接收机噪声的功率密度函数及传播算子 $\mathbf{P}_{y,v}$ 有关。

当利用 WiFi 信号进行无源成像时, 由于实际应用场景较为复杂, 接收到的反射场中包含多次反

射信号, 其中单次反射最强, 2 次和更高次反射依次减弱。从多径效应的积极影响和消极影响来看, 单次反射的贡献都是最强的。考虑到这一因素, 引入多径环境的格林函数, 着重分析一次反射^[17,18]对成像的影响, 此时格林函数可表示为:

$$\begin{aligned} \hat{g}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \omega) &= \frac{\exp(-ik|\mathbf{x} - \mathbf{y}|)}{4\pi|\mathbf{x} - \mathbf{y}|} + \sum_{l=1}^L \frac{a_l \exp(-ik|\mathbf{x}^l - \mathbf{y}|)}{4\pi|\mathbf{x}^l - \mathbf{y}|} \\ &= \sum_{l=0}^L \frac{a_l \exp(-ik|\mathbf{x}^l - \mathbf{y}|)}{4\pi|\mathbf{x}^l - \mathbf{y}|} \end{aligned} \quad (13)$$

式中 L 表示多径反射面的个数, a_l ($l = 1, 2, \dots, L$) 为多径传输的衰减系数, $l=0$ 表示电磁波未经过任何反射直达目标, \mathbf{x}^l 表示对应于第 l 个反射面的镜像位置, $k = \omega/c_0$ 。

将式(12), 式(13)代入式(10)中, 此时检验统计量可具体表示为:

$$\begin{aligned} \lambda(\mathbf{y}, \mathbf{v}) &= \sum_{i \neq j} \sum_{l,h=0}^L a_l a_h^* \frac{|\mathbf{y} - \mathbf{x}_j^l|}{|\mathbf{y} - \mathbf{x}_i^h|} \\ &\cdot E \left\{ m_j \left[\frac{t - |\mathbf{y} - \mathbf{x}_i^l|/c_0}{\gamma_{y,v,ij}^h} + \frac{|\mathbf{y} - \mathbf{x}_j^h|}{c_0} \right] \right\} \cdot m_i^*(t) dt \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)表明, 检测器的最终输出是经过滤波、延迟、尺度变换后的参考接收单元信号与其它接收单元信号相关、然后累加的结果, 而且由第 2 个关于 l 和 h 的求和项可见, 式(14)考虑了沿多径传输的回波分量, 将多径效应引入到检验统计量构成和基于检验统计量的成像中。

4 分辨率分析

本节采用点目标扩展函数(Point Spread Function, PSF)对上述成像方法进行分辨率分析。若场景中有 M 个 WiFi 发射节点, N 台接收机, 且随机分布。运动目标模型 $q_v(\mathbf{y}) = \rho \delta(\mathbf{y} - \mathbf{y}_0) \cdot \delta(\mathbf{v} - \mathbf{v}_0)$, ρ 为反射系数, 则由式(5), 式(13)可得, 位于 \mathbf{x}_i 处接收机回波信号为:

$$\begin{aligned} \hat{m}_i(\omega) &= \frac{-\rho \omega^2}{(4\pi)^2} \sum_{m=1}^M \sum_{l,s=0}^L \frac{a_l a_s \exp(i\phi_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_i^l, \mathbf{z}_m^s})}{|\mathbf{y}_0 - \mathbf{x}_i^l| |\mathbf{y}_0 - \mathbf{z}_m^s| \alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_i^l, \mathbf{z}_m^s}} \\ &\cdot \hat{p}_m \left(\frac{\omega}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_i^l, \mathbf{z}_m^s}} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

结合式(12), 则点目标扩展函数可表示成^[15]:

$$\begin{aligned}
K(\mathbf{y}, \mathbf{y}_0; \mathbf{v}, \mathbf{v}_0) = & \rho^2 \sum_{m=1}^M \sum_{i \neq j}^N \sum_{l, s, h=0}^L C_1 \int \bar{S}_i^{-1} \omega^4 \exp(-jk r_{ij}^{lh}) \exp \left(jk \left[\frac{\gamma_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, ij}^{lh}}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_j^h, \mathbf{z}_m^s}} - \frac{1}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_i^l, \mathbf{z}_m^s}} \right] (c_0 T_{z_m} - |\mathbf{y}_0 - \mathbf{z}_m^s|) \right) \\
& \cdot \hat{p}_m \left(\frac{\omega \gamma_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, ij}^{lh}}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_j^h, \mathbf{z}_m^s}} \right) \hat{p}_m^* \left(\frac{\omega}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_i^l, \mathbf{z}_m^s}} \right) d\omega + \rho^2 \sum_{m \neq m'}^M \sum_{i \neq j}^N \sum_{l \neq l', s \neq s', h \neq h'}^L C_2 \int \bar{S}_i^{-1} \omega^4 \exp(-jk r_{ij}^{l'l', h'h'}) \\
& \cdot \exp \left(jk \left[\frac{\gamma_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, ij}^{l'l', h'h'}}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_j^{h'}, \mathbf{z}_m^s}} (c_0 T_{z_m} - |\mathbf{y}_0 - \mathbf{z}_m^s|) - \frac{c_0 T_{z_{m'}} - |\mathbf{y}_0 - \mathbf{z}_{m'}^{s'}|}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_i^{l'}, \mathbf{z}_{m'}^{s'}}} \right] \right) \hat{p}_m \left(\frac{\omega \gamma_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, ij}^{l'l', h'h'}}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_j^{h'}, \mathbf{z}_m^s}} \right) \hat{p}_{m'}^* \left(\frac{\omega}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_i^{l'}, \mathbf{z}_{m'}^{s'}}} \right) d\omega \quad (16)
\end{aligned}$$

其中, C_1, C_2, r_{ij}^{lh} 等见文献[16]。通过观察分析, 式(16)可以看作发射波形 \hat{p}_m ($m=1, 2, \dots, M$) 的自模糊函数和互模糊函数之和, 其中第1项表示发射波形的自模糊函数, 第2项表示发射波形的互模糊函数。

对于式(16)中的第1项, 可以看出, PSF 在满足下列条件时达到最大值:

$$\frac{\gamma_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, ij}^{lh}}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_j^h, \mathbf{z}_m^s}} = \frac{1}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_i^l, \mathbf{z}_m^s}} \quad (17)$$

$$|\mathbf{y} - \mathbf{x}_i^l| - \gamma_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, ij}^{lh} |\mathbf{y} - \mathbf{x}_j^h| = |\mathbf{y}_0 - \mathbf{x}_i^l| - \gamma_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, ij}^{lh} |\mathbf{y}_0 - \mathbf{x}_j^h| \quad (18)$$

式(17), 式(18)分别对应的是多对接收机(以及镜像接收机)形成的多普勒曲线和距离曲线, 这些曲线相交于目标的正确位置与速度处, 从而得到动目标的重构图像。不难看出, 当场景中配置多台接收机时, 其所获得的检验统计值会加强 $N-1$ 倍。而增加发射机数目 M 时, 在目标位置与速度处会额外多出 $M-1$ 条曲线, 此时检验统计量亦会相应地增强, 从而目标图像亮度增大, 分辨率得到提高。

式(16)第2部分若取得最大值, 则有式(19), 式(20):

$$\frac{\gamma_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, ij}^{l'l', h'h'}}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_j^{h'}, \mathbf{z}_m^s}} = \frac{1}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_i^{l'}, \mathbf{z}_{m'}^{s'}}} \quad (19)$$

$$r_{ij}^{l'l', h'h'} = \frac{\gamma_{\mathbf{y}, \mathbf{v}, ij}^{l'l', h'h'}}{\alpha_{\mathbf{y}_0, \mathbf{v}_0, \mathbf{x}_j^{h'}, \mathbf{z}_m^s}} \left[c_0 (T_{z_m} - T_{z_{m'}}) + |\mathbf{y}_0 - \mathbf{z}_m^s| - |\mathbf{y}_0 - \mathbf{z}_{m'}^{s'}| \right] \quad (20)$$

此时由于 $s \neq s', l \neq l'$ 且 $h \neq h'$, 显然式(20)不为零, 从而由式(19)确定的多普勒曲线与式(20)所确定的距离曲线并不相交于正确的目标位置与速度处, 会在重构图像中产生虚假目标, 对真实目标的估计产生影响。

根据以上分析可知, 多径散射效应的影响相当于在场景中引入额外的镜像发射机与镜像接收机, 增加了发射机与接收机的数目, 目标所在位置和速度处的点目标扩展函数值增大, 有利于成像, 提升成像分辨率。但另一方面, 由于镜像发射机与场景中原有发射机间的相互作用, 导致最终图像中出现

更多的虚假目标干扰, 若虚假目标干扰较强, 会掩盖本身散射较弱的目标。

5 仿真实验验证

5.1 仿真设置

本节将根据上述成像方法, 对无源分布式孔径雷达运动目标成像进行仿真验证。仿真中采样频率为 20 MHz, 单帧信号持续时间为 1.4 ms, 成像累积时间为 0.14 s, 信号带宽为 16.56 MHz, 其时域波形如图 3(a)所示。

仿真场景大小设置为 $300 \text{ m} \times 300 \text{ m}$, 像素大小为 $0.5 \text{ m} \times 0.5 \text{ m}$, 即成像区域包含 601×601 个像素单元; 速度空间成像区域为 $[-20, 20] \text{ m/s} \times [-20, 20] \text{ m/s}$, 像素大小为 $0.2 \text{ m/s} \times 0.2 \text{ m/s}$, 即成像区域包含 201×201 个像素单元; 运动目标位于 $[160, 160, 0] \text{ m}$, 速度为 $[-3, 2, 0] \text{ m/s}$, 反射率为 1。假设接收机、发射机和目标都位于同一平面, 即 $z = 0 \text{ m}$, 多径反射面位于 $y_2 = 300 \text{ m}$, 单台发射机位于 $[200, 250, 0] \text{ m}$, 即图 3(b)中 \mathbf{z}_1 标示处。

接收机采用以下两种配置方式: (1) 3 台接收机时, 其分别位于图 3(b)中 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3$ 处, 具体位置为 $[150, 30, 0] \text{ m}$, $[0, 80, 0] \text{ m}$ 和 $[0, 150, 0] \text{ m}$ 。(2) 10 台接收机时, 此时各接收机分布如下: $[0, 300, 0] \text{ m}$, $[100, 300, 0] \text{ m}$, $[200, 300, 0] \text{ m}$, $[300, 300, 0] \text{ m}$, $[280, 180, 0] \text{ m}$, $[150, 30, 0] \text{ m}$, $[50, 180, 0] \text{ m}$, $[300, 130, 0] \text{ m}$, $[0, 80, 0] \text{ m}$, $[200, 200, 0] \text{ m}$ 。

5.2 成像结果

由第4节式(13)可以获得包含目标位置与速度信息的 4 维图像, 为了使目标的信息可视化, 可通过对速度空间进行分割, 并针对空间中每个速度 (v_1, v_2) 处的 4 维图像进行搜索, 寻找最大值, 从而确定此时场景中具有最大散射率的目标, 并由此形成峰值图。

当搜索结束后, 以该峰值图中最大值对应的 $\tilde{\mathbf{v}}$ 作为目标的速度估计, 令 $\mathbf{v} = \tilde{\mathbf{v}}$, 得到该 4 维图像的剖面, 即目标位置图, 此时该图中最大值 $\tilde{\mathbf{y}}$ 即为目标的位置估计。然后, 令 $\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{y}}$, 进而得到 4 维图像的另一剖面——速度图, 完成目标的速度估计。

图 4 和图 5 所示为不同接收机配置下,无源分布式孔径雷达成像结果。图 4(a),图 5(a)和图 4(b),图 5(b)分别为从原始 4 维图像中得出的目标位置与速度成像图,其中目标的正确空间位置以红色空心圆点表示,蓝色空心圆点则代表目标的真实速度。表 1 为对点目标进行剖面分析后所得到的 3 dB 主瓣宽度,表 2 为对应的峰值旁瓣比(PSLR)。

表 2 不同配置下点目标成像结果横向和纵向 PSLR
Tab. 2 The horizontal and vertical PSLR for a moving target of different configurations

配置	参数			
	y_1 (dB)	y_2 (dB)	v_1 (dB)	v_2 (dB)
3R1T_Multi-path	-10.311	-10.117	-21.874	-22.508
10R1T_Multi-path	-9.058	-10.671	-17.764	-22.619

表 1 不同配置下点目标成像结果横向和纵向 3 dB 主瓣宽度
Tab. 1 The horizontal and vertical 3 dB main-lobe width for a moving target of different configurations

配置	参数			
	y_1 (m)	y_2 (m)	v_1 (m/s)	v_2 (m/s)
3R1T_Multi-path	15.645	17.855	1.096	1.016
10R1T_Multi-path	14.160	14.099	1.227	0.717

由图 4 和图 5 可见,运动目标的位置和速度被正确重建,说明利用 WiFi 信号可以实现无源分布式孔径雷达运动目标成像,图中各线束交点即为目标的空间位置和速度。此外,对比图 4 和图 5 发现,当发射机数目相同时,接收机数目越多,形成的线束越多,其交点位置愈加明确,且幅度更强。由表 1 可见,横向和纵向 3 dB 主瓣宽度基本呈递减趋

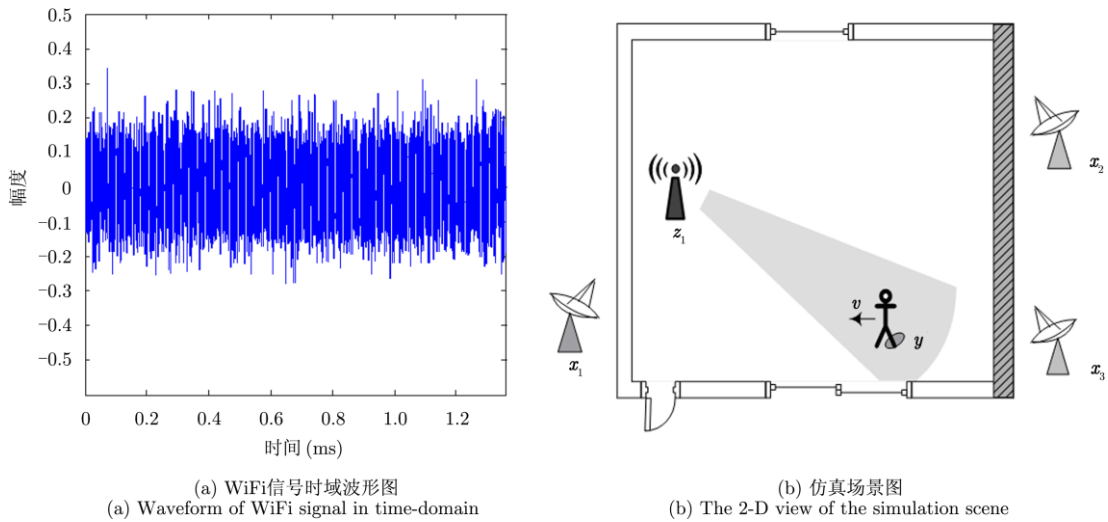


图 3 WiFi 信号波形与仿真示意图

Fig. 3 Schematic diagram of WiFi signal waveform and simulation scene

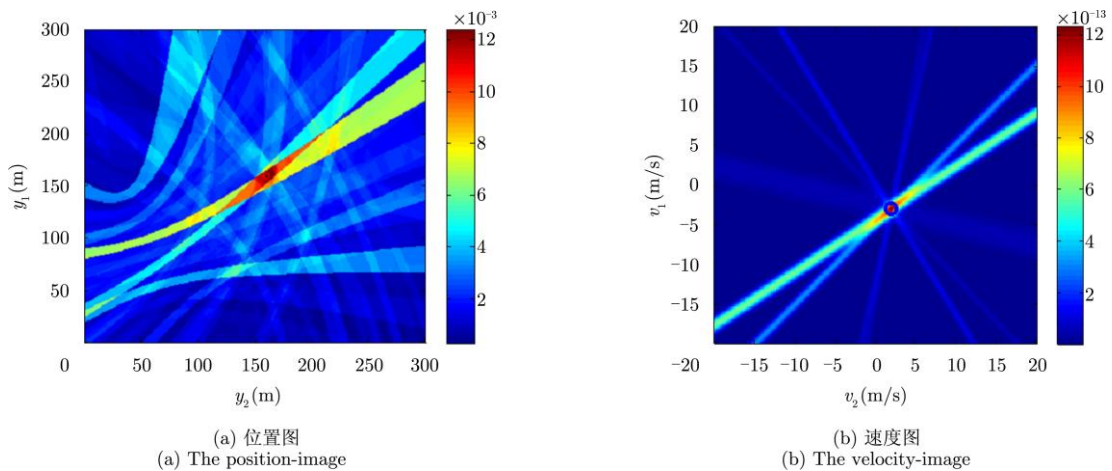


图 4 采用单发三收配置成像结果

Fig. 4 The reconstructed images for a moving target with 3 receivers and a single transmitter

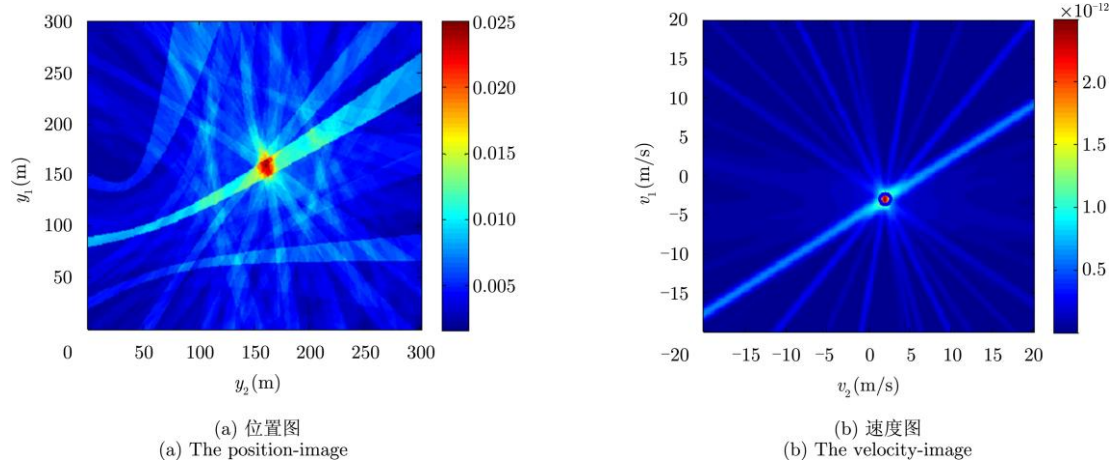


图5 采用单发十收配置成像结果

Fig. 5 The reconstructed images for a moving target with 10 receivers and a single transmitter

势,说明成像分辨率提高。另一方面,由图4和图5可以看出,重建位置图像和速度图像中均存在虚假目标干扰(或背景干扰),且随着接收机数目的增加,干扰越多。这主要是由于多径环境的影响,与第4节的理论分析结果相一致。表2给出了横向和纵向剖面PSLR,将其与文献[19]中自由空间下点目标PSLR相比,可以发现,不论位置图像还是速度图像,多径环境下点目标成像结果的横向和纵向PSLR值均大于自由空间的数值。

6 结束语

本文主要研究基于WiFi信号的无源雷达动目标成像,通过分析WiFi信号特征,建立运动目标回波模型,然后采用二元假设检验的方法,依据最大信噪比准则获得位置和速度可分辨的检验统计量后,从而确定目标的位置和速度。多径环境下的仿真结果验证了WiFi信号作为机会照射源进行无源成像的可行性。理论和初步仿真结果表明,多径效应有助于提高成像分辨率,但同时也会产生虚假目标干扰。后续工作中将考虑多径散射中的高阶反射分量以及固定目标杂波对无源动目标成像的影响。

参考文献

- [1] Coleman C and Yardley H. Passive bistatic radar based on target illuminations by digital audio broadcasting[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2008, 2(5): 366-375.
- [2] Gao Z, Tao R, Ma Y, *et al.* DVB-T signal cross-ambiguity functions improvement for passive radar[C]. 2006 International Conference on Radar, CIE'06, Shanghai, China, 2006: 1-4.
- [3] Tan D K P, Sun H, Lu Y, *et al.* Passive radar using global system for mobile communication signal: theory, implementation and measurements[J]. *IEEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005: 152(3): 116-123.
- [4] 庞铄. 利用WiMAX信号的无源雷达成像方法研究[D]. [硕士学位论文], 南京航空航天大学, 2012.
- Pang Shuo. Study on passive radar imaging methods using WiMAX signals[D]. [Master dissertation], Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2012.
- [5] LAN/MAN Standards Committee. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band[S]. USA: the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 1999.
- [6] Colone F, Woodbridge K, Guo H, *et al.* Ambiguity function analysis of wireless LAN transmissions for passive radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(1): 240-264.
- [7] 饶云华, 朱逢园, 张修志, 等. WiFi外辐射源雷达信号模糊函数及副峰抑制分析[J]. *雷达学报*, 2012, 1(3): 225-231.
- Rao Yun-hua, Zhu Feng-yuan, Zhang Xiu-zhi, *et al.* Ambiguity function analysis and side peaks suppression of WiFi signal for passive radar[J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(3): 225-231.
- [8] 吴杜成, 沈良. 基于OFDM WiFi信号的无源雷达研究[J]. *军事通信技术*, 2012, 33(4): 68-72.
- Wu Du-cheng and Shen Liang. OFDM WiFi-based passive bistatic radar[J]. *Journal of Military Communications Technology*, 2012, 33(4): 68-72.
- [9] Guo H, Woodbridge K, and Baker C J. Evaluation of WiFi beacon transmissions for wireless based passive radar[C]. *IEEE Radar Conference*, Rome, Italy, 2008: 1-6.
- [10] Colone F, Falcone P, Bongioanni C, *et al.* WiFi-based passive bistatic radar: data processing schemes and experimental results[J]. *IEEE Transactions on Aerospace*

- and Electronic Systems*, 2012, 48(2): 1061–1079.
- [11] Falcone P, Colone F, Lombardo P, *et al.* Range sidelobes reduction filters for WiFi-based passive bistatic radar[C]. European Radar Conference, Rome, Italy, 2009: 133–136.
- [12] Falcone P, Colone F, and Lombardo P. Doppler frequency sidelobes level control for WiFi-based passive bistatic radar[C]. 2011 IEEE Radar Conference, Kansas City, MO, 2011: 435–440.
- [13] Chetty K, Smith G E, and Woodbridge K. Through-the-wall sensing of personnel using passive bistatic wifi radar at standoff distances[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(4): 1218–1226.
- [14] 汪玲, 伍少华. 一种新的采用分布式孔径的无源雷达成像方法[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(3): 616–621.
Wang Ling and Wu Shao-hua. A novel passive radar imaging method using distributed apertures[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(3): 616–621.
- [15] Baczyk M K and Malanowski M. Decoding and reconstruction of reference DVB-T signal in passive radar systems[J]. *INTL Journal of Electronics and Telecommunications*, 2011, 57(1): 43–48.
- [16] Wang L and Yazici B. Passive imaging of moving targets using sparse distributed apertures[J]. *SIAM Journal on Imaging Sciences*, 2012, 5(3): 769–808.
- [17] Liang G and Bertoni H L. A new approach to 3-D ray tracing for propagation prediction in cities[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1998, 46(6): 853–863.
- [18] Li L and Krolik J L. Vehicular MIMO SAR imaging in multipath environments[C]. 2011 IEEE Radar Conference (RADAR), Kansas City, MO, 2011: 989–994.
- [19] 庄旭昇, 汪玲. 适用于非合作照射源的无源雷达运动目标成像方法[J/OL]. *系统工程与电子技术*, <http://www.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20140918.1715.001.html>.
Zhuang Xu-sheng and Wang Ling. Moving target imaging method for passive radar applicable to non-cooperative illumination sources[J/OL]. *Systems Engineering and Electronics*, <http://www.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20140918.1715.001.html>.

作者简介



庄旭昇(1990–), 男, 安徽黄山, 硕士研究生, 主要研究方向为无源雷达成像。

E-mail: zxs_nuaa_12@foxmail.com



汪玲(1977–), 女, 河南洛阳, 博士, 于 2003 年 3 月、2006 年 12 月在南京航空航天大学电子工程系先后获得通信与信息系统专业硕士、博士学位, 现任南京航空航天大学信息科学与技术学院副教授、硕士生导师, 研究方向包括逆散射、微波成像技术、雷达

信号处理等。负责和参加过多项国家级、省级合成孔径雷达成像, 逆合成孔径雷达成像, 无源分布式雷达成像以及地面运动目标检测的研究课题, 已在国内外权威期刊和国际会议发表论文 30 余篇。

E-mail: tulip_wling@nuaa.edu.cn