

基于高阶模糊函数的 连续波穿墙雷达目标定位方法

丁一鹏^{1,2}, 汤井田¹

(1. 中南大学 地球科学与信息物理学院, 长沙 410083; 2. 中南大学 物理与电子学院, 长沙 410083)

摘 要: 基于连续波信号的穿墙雷达定位系统凭借其低廉的成本、简洁的结构以及优秀的静态杂波抑制等诸多优势, 无论是在军事还是民用领域都受到广泛关注。然而, 连续波穿墙雷达的传统定位算法基于短时傅里叶分析, 由于受限于算法所固有的时频分辨率折中矛盾, 其探测精度通常较差。针对传统定位算法在时变低信噪比条件下检测精度低、虚警率高以及目标识别困难等缺陷, 提出一种基于高阶模糊函数的目标定位新算法。该算法通过实时估测噪声的统计参数, 自适应地对滤波器函数进行调整, 实现在时变低信噪比条件下的恒虚警检测, 抑制虚假目标的产生; 此外, 该算法还能基于回波的高阶模糊函数对多个目标分量进行高精度分离和参数估计, 同时实现对多个目标的准确跟踪和定位。实验结果验证了新算法的有效性, 证实其能够提供比传统算法更高的检测精度, 为连续波穿墙雷达的高精度成像提供可能。

关键词: 连续波穿墙雷达; 恒虚警检测; 高阶模糊函数; CLEAN 算法

中图分类号: P631

文献标志码: A

Target localization for continuous wave through wall radar based on high order ambiguous function

DING Yi-peng^{1,2}, TANG Jing-tian¹

(1. School of Geosciences and Info-Physics, Central South University, Changsha 410083, China;

2. School of Physics and Electronics, Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: In both the military and civil areas, through wall radar based on continuous wave signals was attached people's attentions because of its obvious advantages, such as low price, compact structure and outstanding ability of static clutter suppression. However, the corresponding detection accuracy of the traditional target localization algorithm, which is based on the short time Fourier transform (STFT), is usually poor because of the inherent tradeoff of the algorithm between time and frequency resolutions. A new target localization algorithm, which is based on the high order ambiguous function, is proposed to deal with the issues such as low detection accuracy, high false alarm rate and identification difficulties in time-varying low signal-to-noise ratio environments. The proposed algorithm can estimate the noise statistic coefficients in real time and adapt the filter function accordingly to maintain a constant false alarm rate and suppress the rise of the fake targets. Besides, this algorithm can achieve high accurate separation and parameter estimation to multiple signal components based on the high order ambiguous function of the echo, which can help observers accurately track and locate multiple targets. The experimental results verify the effectiveness of the new algorithm that larger detection accuracy can be afforded than the case when the traditional algorithm is used individually. The possibility for the high resolution imaging of the continuous-wave through-wall radar can be obtained with the new algorithm.

Key words: through wall radar; constant fake alarm rate; high order ambiguous function; CLEAN algorithm

穿墙雷达是近年来根据军事和反恐的需要提出的一种用于探测被障碍物遮挡目标的新型短距离探测系统。它通过发射一定形式的电磁波信号来穿透墙壁、树丛、隔板等常见非金属障碍物,并分析接收到的回波信息,对隐藏在障碍物后的目标(人体)进行实时的跟踪和定位,在反恐斗争、公安防暴以及灾后救援等诸多领域具有广泛的应用前景^[1-3]。

目前,广泛使用的穿墙雷达主要包括超宽带穿墙雷达^[4-5]和连续波穿墙雷达^[6-7]两大类。其中,连续波穿墙雷达由于其低廉的价格、简洁的结构以及优秀的静态杂波抑制能力在工程应用中具有明显优势,因此,一直受到广泛关注。传统连续波穿墙雷达对目标定位主要基于短时傅里叶分析,首先,在时频平面内对具有不同瞬时频率的多个目标进行识别和分离;其次,再根据各目标在不同接收机处散射回波的相位差来判断目标的波达方位信息(DOA),利用同一接收机处不同载波分量的相位差来判断目标的距离信息;最后,综合得到的信息对目标运动轨迹进行实时的跟踪成像^[8]。然而,相关研究表明,由于在实际应用中观测者所面临的探测环境通常复杂多变,其中可能包含的干扰因素众多,同时由于穿墙雷达应用场合的特殊性,在探测过程中难免会遇到许多严苛的要求和限制,因此,雷达接收的回波信号中通常包含着大量的噪声干扰,导致虚假目标的产生。虚假目标的存在不仅影响雷达探测精度,还可能对观测者产生误导,具有较大危害^[9]。此外,由于传统定位算法通过瞬时频率对目标分量进行识别,当不同目标间具有足够接近甚至重叠的瞬时频率时,传统定位算法的探测性能将出现大幅下降,甚至给出错误的探测结果^[10]。因此,如何提高连续波穿墙雷达的探测性能,在时变低信噪条件下增强系统的抗噪能力,保持稳定的虚警概率,同时对多个瞬时频率接近甚至重叠的目标进行高精度的识别和定位是进一步发展连续波穿墙雷达的关键技术。

针对上述问题,本文作者根据目标回波和噪声干扰的统计特性分析,从回波信号的谱图中实时估测噪声的相关参数,并根据相应结果对滤波器函数进行自适应的调整,实现目标在时变低信噪比条件下的恒虚警检测。结合“CLEAN”算法^[11]和高阶模糊函数^[12]的特点,对目标分量的相位信息进行合理拟合,提出了一种基于高阶模糊函数的目标定位新算法,改善了连续波穿墙雷达的探测精度和分辨能力。最后通过实验数据,验证了该算法的有效性和优越性。

1 连续波穿墙雷达回波模型

连续波穿墙雷达同时发射多个不同频点的载波信号,其发射信号可表示为

$$T(t) = \sum_{i=1}^p a_i \cdot e^{j(2\pi f_i t + \theta_i)} \quad (1)$$

式中: p 为雷达发射信号中载波频点的个数, a_i 、 f_i 和 θ_i 分别为第 i 个载波分量的幅度,频率和初始相位。

雷达接收的原始回波信号中除了包含有用的目标调制分量外,还普遍存在着天线间的直耦波、墙体表面的反射波、背景散射杂波及噪声干扰等,如图1所示,因此,回波信号可表示为

$$R(t) = x_0(t) + \sum_{i=1}^m a_i(t) + b(t) + s(t) + n(t) = d(t) + s(t) + n(t) \quad (2)$$

式中: $x_0(t)$ 、 $a_i(t)$ 、 $b(t)$ 、 $s(t)$ 和 $n(t)$ 分别代表收发天线间的直耦波、墙体第 i 次反射分量、背景散射杂波、目标调制分量和噪声信号。其中前三项接收分量未经过运动目标的调制,与雷达发射的载波信号保持相同频率。因此,可将这三项接收分量进行整合,统称为雷达的直达波分量 $d(t)$ 。直达波分量与探测目标无关,在经过下变频处理后,形成一个幅度相对较大的直流信号,可通过高通滤波器或特定的对消模块进行滤除。经过直达波过滤后的接收信号可表示为

$$R'(t) = \sum_{i=1}^n s_i(t) + n(t) = \sum_{i=1}^n h_i \cdot T[t - \tau_i(t)] + n(t) \quad (3)$$

式中: n 为探测区域内目标的个数, $s_i(t)$ 为第 i 个目标的回波分量, h_i 和 $\tau_i(t)$ 分别代表第 i 个目标回波分量的衰减因子与时延参数。

若假设第 i 个目标与雷达间的初始距离为 R_{i0} , 瞬

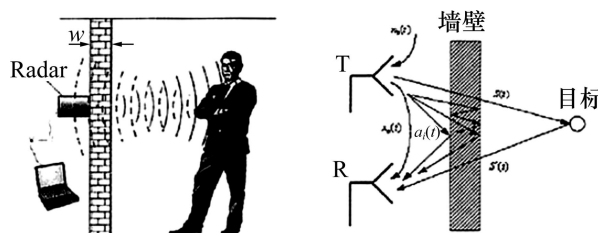


图1 连续波穿墙雷达回波结构图

Fig. 1 Echo structure model of continuous wave through wall radar

时径向速度为 $v_i(t)$, 则目标的时延参数 $\tau_i(t)$ 可相应表示为

$$\tau_i(t) \approx \frac{2R_i(t)}{C} \approx \frac{2[R_{i0} - \int v_i(t) dt]}{C} \quad (4)$$

式中: C 为光速。将式(1)、(4)代入式(3)中, 得到连续波穿墙雷达接收的回波信号为

$$R'(t) = \sum_{i=1}^p \sum_{k=1}^n a_i \cdot h_k \cdot e^{j[2\pi f_i(t - \frac{R_{k0} - \int v_k(t) dt}{C}) + \theta_i]} + n(t) \quad (5)$$

对接收信号 $R'(t)$ 进行相关解调同时合并其中的常数项, 可得到基带回波信号为

$$R''(t) = \sum_{i=1}^p \sum_{k=1}^n a_i \cdot h_k \cdot e^{j[2\pi \int \frac{2f_i \cdot v_k(t)}{C} dt + \phi_i]} + n(t) = \sum_{i=1}^p \sum_{k=1}^n a_i \cdot h_k \cdot e^{j[2\pi \int f_{di,k}(t) dt + \phi_i]} + n(t) \quad (6)$$

式中: $f_{di,k}$ 为第 k 个目标对应载波频率 f_i 的多普勒频移。 ϕ_i 为第 i 个回波分量的相位常数项。

2 传统连续波穿墙雷达目标定位方法

连续波穿墙雷达的传统目标定位算法基于短时傅里叶分析, 利用目标回波分量的相位信息对目标进行定位。在探测过程中, 通常采用极坐标的方式对目标所处的空间位置进行描述, 即通过目标高度波达角、方位波达角和距离 3 个参量对目标坐标进行描述。

2.1 波达角检测

根据第 1 节的分析, 若目标距离雷达两个接收单元 x_1 和 x_2 的距离分别为 R_1 和 R_2 , 如图 2 示, 则目标在相应接收单元的回波相位可分别表示为

$$\begin{cases} \varphi_1 = 2\pi f_0(t - \tau_1) + \phi_0 = 2\pi f_0(t - \frac{R + R_1}{C}) + \phi_0 \\ \varphi_2 = 2\pi f_0(t - \tau_2) + \phi_0 = 2\pi f_0(t - \frac{R + R_2}{C}) + \phi_0 \end{cases} \quad (7)$$

式中: R 为目标和发射单元间的距离, τ 为时延。

因此, 两个接收单元接收回波的相位差为

$$\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \frac{2\pi(R_1 - R_2)}{\lambda} \quad (8)$$

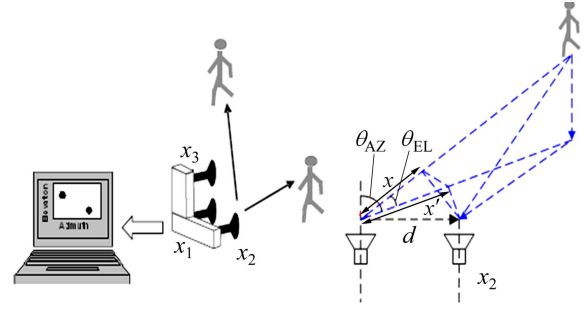


图2 双频连续波穿墙雷达波达角检测原理图

Fig. 2 DOA detection diagram for dual-frequency continuous wave through wall radar

式中: λ 为雷达发射信号的载波波长。根据图 2 中的几何关系, 若两个接收单元间的距离为 d , 则式(8)可表示为

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi x}{\lambda} \approx \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \quad (9)$$

因此, 目标的高度波达角 θ_{EL} 和方位波达角 θ_{AZ} 可分别表示为

$$\begin{cases} \theta_{EL} = \sin^{-1}(\frac{\Delta\varphi_{13}}{2\pi d / \lambda}) \\ \theta_{AZi} = \sin^{-1}(\frac{\Delta\varphi_{12}}{2\pi d \cos \theta_{EL} / \lambda}) \end{cases} \quad (10)$$

2.2 距离检测

假设双频连续波穿墙雷达的两个载波信号频率分别为 f_1 和 f_2 , 则两路载波信号相应回波的相差可表示为

$$\begin{cases} \varphi_1 = -2\pi f_1 \tau + \phi_0 \\ \varphi_2 = -2\pi f_2 \tau + \phi_0 \\ \Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = 2\pi \tau (f_1 - f_2) \end{cases} \quad (11)$$

将式(4)代入式(11)中, 可得目标距离 $R(t)$ 为

$$R(t) = \frac{\Delta\varphi \cdot C}{4\pi(f_1 - f_2)} \quad (12)$$

综上所述, 连续波穿墙雷达首先利用不同目标间相异的瞬时频率对目标进行识别, 然后根据不同接收单元间同一载波回波分量的相位信息来判断各目标的波达角, 根据相同接收单元处不同载波回波分量的相位信息来判断目标的距离, 最后综合得到的检测数据对目标的空间坐标进行定位:

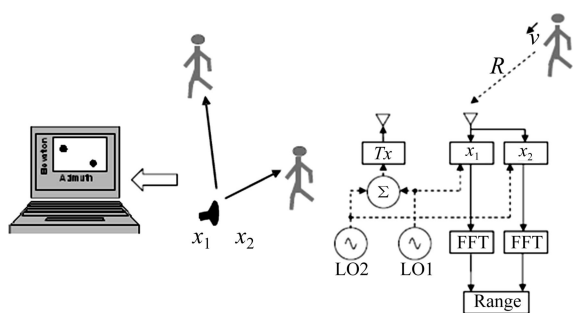


图3 双频连续波穿墙雷达距离检测原理图

Fig. 3 Range detection diagram for dual frequency continuous wave through wall radar

$$\begin{cases} x_i = R_i \cdot \cos \theta_{EL} \cdot \sin \theta_{AZ} \\ y_i = R_i \cdot \cos \theta_{EL} \cdot \cos \theta_{AZ} \\ z_i = R_i \cdot \sin \theta_{EL} \end{cases} \quad (13)$$

3 恒虚警检测算法

由于受到目标方位角、雷达横截面积以及墙体衰减等诸多因素的影响,目标回波信号的能量通常较低。此外,由于穿墙雷达探测环境复杂多变,其中可能包含的干扰因素众多,使得雷达接收的回波信号中难以避免存在着大量的噪声干扰,从而导致虚假目标的产生。传统定位算法采用固定阈值的滤波器提高信噪比,却往往难以在变化的探测环境下同时兼顾系统的虚警和检测概率。因此,为了抑制虚假目标对雷达探测结果的影响,同时尽量提高检测效率,本文作者提出了一种基于回波谱分析的雷达恒虚警算法,通过实时估计噪声的统计参数,自适应地调整滤波器阈值,从而保持系统恒定的虚警概率。

根据经典的二值假定分析,若处理信号中包含有用的目标调制分量,则回波状态记为 H_1 ,反之记为 H_0 。则回波信号可相应表示为

$$\begin{cases} H_0: r(t) = n(t) \\ H_1: r(t) = s(t) + n(t) \end{cases} \quad (14)$$

式中: $s(t)$ 和 $n(t)$ 分别代表有用的目标调制分量和噪声信号。由于在检测过程中,系统噪声主要由热噪声构成,因此,可以假定信号 $n(t)$ 近似服从高斯概率密度分布。

计算回波信号的复包络 $V(t)=|r(t)|^2$,若回波满足状

态 H_0 , 则包络函数 $V(t)$ 服从瑞利分布,反之, $V(t)$ 服从莱斯分布,其相应概率密度为^[13]

$$\begin{cases} p_{V|H_0} = \frac{V}{\sigma^2} e^{-\frac{V^2}{2\sigma^2}} \\ p_{V|H_1} = \frac{V}{\sigma^2} e^{-\frac{(V^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{V \cdot A}{\sigma^2}\right) \end{cases} \quad (15)$$

式中: σ 为分布的条件变量, $I_0(\cdot)$ 代表 0 阶贝塞尔函数。图 4 给出了 SNR=5 dB 的包络曲线 $V(t)$ 分别在两种状态条件下概率密度分布的关系示意图。

对回波信号 $r(t)$ 做短时傅立叶变换,若目标瞬时频率的变化区间为 $-f_1 \sim f_1$, 则在频率绝对值范围 $f_1 \sim f_2$ 和 $f_2 \sim f_s$ 分别建立频谱隔离区和噪声频谱区,如图 5 示。其中, f_s 为系统的采样频率, f_2 为 f_1 和 f_s 的中间值。根据目标回波分量的局部平稳假设,其信号能量在频率方向衰减很快,经过隔离频谱区的衰减,目标回波能量在噪声频谱区近似为零,因此,噪声频谱区内的信号近似满足状态 H_0 。

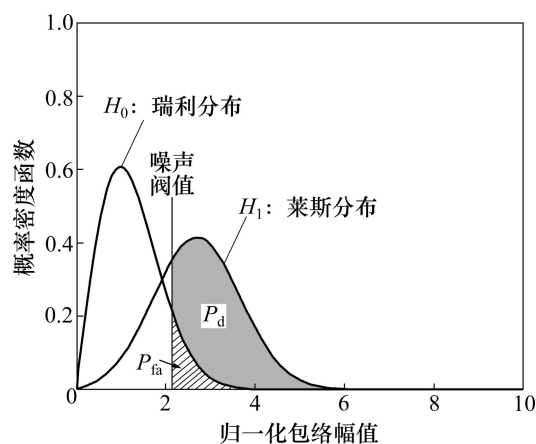


图4 包络信号 $V(t)$ 的两种状态概率密度分布

Fig. 4 Probability distribution for envelope $V(t)$ in two different statuses

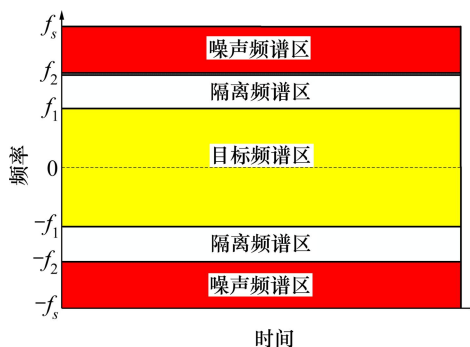


图5 时频平面内的区间划分

Fig. 5 Division of time-frequency plane

通过对噪声频谱区域内包络信号的均值估计, 可以得到探测的条件变量 $\sigma(t)$ 为

$$\sigma(t) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} E[V(t) | H_0] \quad (16)$$

式中: $E[V|H_0]$ 表示噪声频谱区域内包络信号的均值。

根据图4中的关系, 若系统的噪声阈值设为 $\tau_1(t)$, 则相应虚警概率为

$$P_{fa} = \int_{\tau_1}^{\infty} P_{V|H_0} dV = e^{-\frac{\tau_1^2(t)}{2\sigma(t)^2}} \quad (17)$$

因此, 噪声阈值 $\tau_1(t)$ 可表示为

$$\tau_1(t) = \sigma(t) \sqrt{2 \cdot \ln\left(\frac{1}{P_{fa}}\right)} \quad (18)$$

假设雷达系统的采样时间间隔为 Δt , 检测要求的平均虚警间隔为 T_{fa} , 则式(18)可改写为

$$\tau_1(t) = \sigma(t) \sqrt{2 \cdot \ln\left(\frac{\Delta t}{T_{fa}}\right)} \quad (19)$$

根据计算得到的噪声阈值 $\tau_1(t)$ 自适应地调节滤波器函数, 则可以在保持探测所要求的恒定虚警概率基础上达到尽可能大的检测概率。

4 基于高阶模糊函数的定位算法

根据第2节的分析, 传统定位算法基于短时傅里叶分析, 在较短的时窗范围内近似认为目标回波满足局部平稳的条件, 即近似认为目标的瞬时频率为一个常数, 用正弦信号拟合真实目标回波。然而根据式(6)可知, 在任意时刻, 目标的瞬时频率与其到雷达间的距离成正比, 在实际探测过程中是一个时变参量。正是这种信号模型间的误差导致了传统定位算法在时窗选取过程中普遍存在时间和频率分辨率的折中矛盾, 极大地限制了算法的定位精度。此外, 采用传统局部平稳模型, 还容易导致不同目标的瞬时频率发生混叠, 影响系统的正常探测。因此, 为了提高雷达的探测精度和分辨能力, 有必要首先对目标的回波模型进行改进, 使其更加符合真实变化情况。

一般来说, 由于目标(人体)运动十分复杂, 且具有不可预测的特点, 其时频谱一般也呈复杂变化曲线。然而, 根据 WEIERSTRASS 数值分析定理^[14], 任意高

阶差分连续的函数曲线在足够短的时间范围内都可以统一用一个高阶多项式函数来进行任意精度范围内的逼近。对于人体一类惯性较大的目标, 特别是在室内这种低速运动的环境下, 目标的时频曲线通常可近似拟合为低次多项式。因此, 接收信号可近似表示为

$$R(t) = \sum_{i=1}^M e^{j2\pi(f_{di})t} + n(t) \approx \sum_{i=1}^M e^{j2\pi\left(\sum_{k=1}^N a_{i,k} \cdot t^k\right)} + n(t) \quad (20)$$

式中: M 为目标的个数, N 为目标回波相位的拟合阶数, $a_{i,k}$ 为第 i 个目标 k 阶相位拟合的系数。因此, 目标的瞬时频率可相应表示为式(21), 更切合真实的频率变化情况:

$$f_{di} = \sum_{k=1}^N k \cdot a_{i,k} \cdot t^{k-1} \quad (21)$$

计算回波信号的 N 阶高阶模糊函数:

$$\begin{cases} H_1[R(t); \tau] = R(t) \\ H_2[R(t); \tau] = R(t) \cdot R^*(t - \tau) \\ \vdots \\ H_N[R(t); \tau] = H_2[H_{N-1}[R(t); \tau]; \tau] \end{cases} \quad (22)$$

式中: τ 为时延因子, $R^*(t)$ 为回波信号的共轭形式。

将式(20)代入式(22)中, 可得回波信号的 N 阶模糊函数为

$$H_N[R(t); \tau] = e^{j(N!t^{N-1}a_N\tau + \phi)} \quad (23)$$

式中: ϕ 为模糊函数的相位常数项。

通过傅里叶变换计算回波 N 阶模糊函数的频率, 并由此可得回波信号的最高阶相位参数 a'_N 。利用估测的相位参数 a'_N 对回波信号进行相关解调:

$$R'(t) = R(t) \cdot e^{-j2\pi a'_N \cdot t^N} \quad (24)$$

则回波信号的相位阶数降为 $N-1$ 阶, 重复上述步骤, 依次估测目标其余结束的相位参数 a'_i ($i=1, 2, \dots, N-1$)。并将估测的相位参数代入式(21)中, 则可以拟合得到目标的瞬时频率。其算法流程如图6所示。

然而, 直接对回波信号中的多个目标分量同时进行提取, 当不同分量的回波能量存在较大差异时, 强分量的泄露能量可能对弱分量的参数估计造成干扰, 从而影响探测精度。在此, 我们借鉴 CLEAN 分离算法的思路, 按目标分量的能量大小, 从强至弱依次进行分量分离和参数估计, 有助于抑制强分量的干扰, 提高雷达性能。算法主要步骤归纳如下:

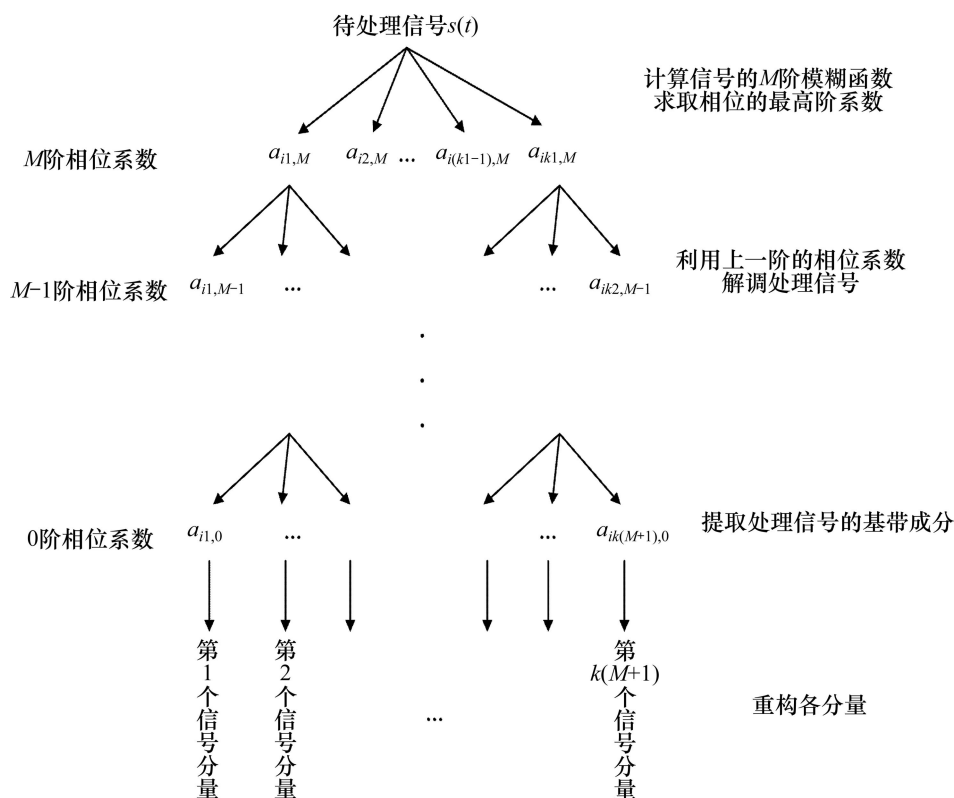


图6 高阶模糊函数分解算法流程

Fig. 6 Flow chart of HAF separation algorithm

1) 根据用户对探测精度的实际需求,选取合适的拟合阶数 N 。

2) 按式(20)对接收的回波信号进行建模,计算回波的总能量 E 。

3) 计算回波的高阶模糊函数,利用滤波器提取高阶模糊函数的谱图中最高频谱的峰值坐标,并由此估算第一个目标分量的 N 阶相位系数。

4) 按式(24)对回波信号相关解调,并令 $N=N-1$ 。

5) 重复步骤3)~4),直至 $N=0$ 。按照式(20)和(21)还原第一个目标分量及其瞬时频率。

6) 从回波信号中分离第一个目标分量,计算回波剩余能量 E' 。

7) 若 E'/E 超过阈值,说明所有目标分量已经全部得到提取,将各目标的瞬时频率代入定位公式,计算各目标的运动轨迹。

8) 若 E'/E 未超过阈值,说明回波信号中还有未提取的分量,重复步骤3)~8),直至满足条件7)。

5 实验仿真

为了验证本文作者提出的算法的有效性和优越

性,本节将通过实测数据对比传统定位算法和基于高阶模糊函数定位算法的目标跟踪结果,并进行相应分析。实验中,我们统一采用双频连续波穿墙雷达作为测试平台,如图7所示。雷达载波频率分别为2.4 GHz和2.41 GHz,共包括1个发射和3个独立的接收单元,其天线阵列呈等间距的线性排列,相邻间距约为半个载波波长,即6.5 cm,以避免相位模糊问题。雷达通过三角支架进行支撑,以保证探测过程的稳定性。三角支架离地约为1 m,与人体目标的胸部大致齐平,有利于增强目标分量的回波强度。墙体为0.25 m实头

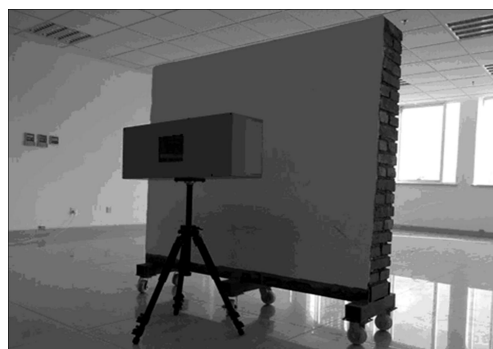


图7 穿墙雷达样机与实验场景

Fig. 7 Through wall radar prototype and experimental setup

砖墙。

在探测过程中, 以雷达发射机的位置为原点, 平行墙体方向为 x 轴, 建立坐标系, 并统一选择 0.3 s 的汉明窗为分析时窗。由于目标高度波达角和方位波达角检测原理相同, 为便于显示, 在此, 我们仅就目标的二维平面位置进行跟踪。

在实验过程中, 我们同时对两个运动目标进行跟踪检测, 其中目标 1 以 1 m/s 的匀速度沿 x 轴方向从坐标 $(0, 5)$ 点运动至位置 $(7, 5)$, 而目标 2 以约 1.5 m/s 的速度沿雷达径向从坐标 $(0, 2)$ 点移动至 $(0, 12.5)$ 位置, 其运动轨迹如图 8 所示。利用传统定位算法对目标轨迹进行跟踪, 其相应探测结果如图 9 所示。从图 9 中可以看到, 随着两个目标逐渐远离雷达, 其相应回波的能量开始下降, 从而导致了雷达信噪比的恶化。从大约 1 s 开始, 由于噪声信号的干扰, 传统定位算法的检测结果中开始出现虚假目标, 并随着信噪比的下降迅速增多。直到约 2.8 和 2.5 s 的位置, 两个目标的回波完全被噪声信号所掩盖, 此时传统定位算法已无法从回波信号中有效提取目标信息, 其对应的雷达最大检测距离分别约为 5.73 和 5.8 m 。此外, 从图 9 中还可以看到, 目标 1 在 $0\sim 0.8\text{ s}$ 的范围内, 其回波分量无法被系统正常识别。这主要是因为此时目标 2 距离雷达相对较近, 其回波能量与目标 1 的回波能量间

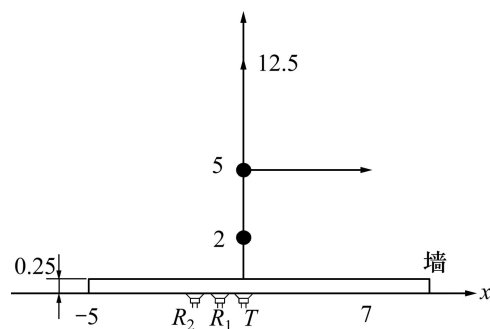


图 8 实验中目标运动轨迹

Fig. 8 Target trajectory in experiment

存在较大差距。因此, 当采用固定阈值的方法对回波信号进行滤波处理, 目标 1 的回波分量被误判为噪声信号, 从而导致目标 1 相关信息的丢失。提取雷达前 3 s 的有效数据对目标轨迹进行成像, 如图 9(d)所示, 可以看到, 传统定位算法的探测精度较差, 从探测结果中观测者往往只能对目标运动的大致趋势进行定性了解, 而很难获取目标在某一时刻的准确坐标位置, 雷达缺乏明显的实用价值。采用恒虚警算法对原始回波信号进行自适应滤波处理, 然后再利用传统定位算法对目标轨迹进行探测, 其相关探测结果如图 10 所示。从图 10 中可以看到, 经过恒虚警处理后, 回波信

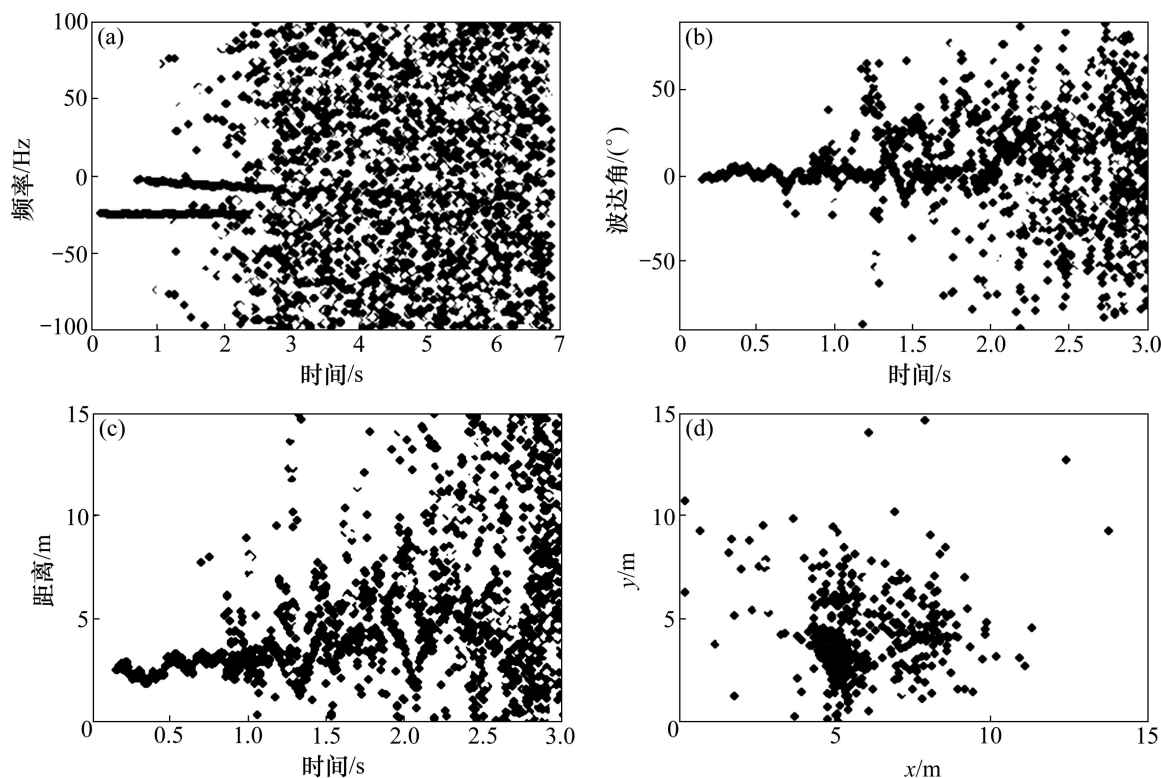


图 9 传统定位算法的检测结果

Fig. 9 Detection results of traditional localization algorithm

号中的虚假目标得到了有效抑制,极大地增强了雷达最终定位结果的准确性和可读性。此时,目标2的相关信息在约6.2 s处依然能被雷达进行有效识别和提取,此时对应系统的最大探测距离约为11.3 m。虽然,

图10中雷达的探测结果相比于图9有了明显改善,但由于算法依然基于短时傅里叶分析,其定位精度仍有待改善。当采用基于高阶模糊函数的定位算法时,相关探测结果如图11所示,从图11中可以看到,目标

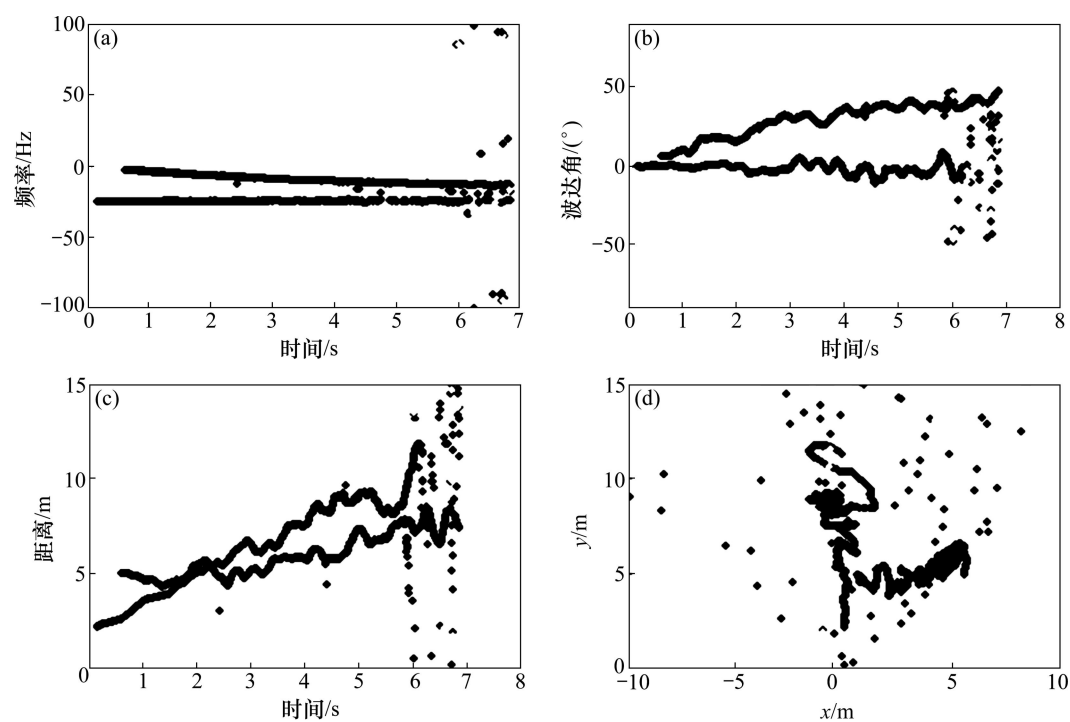


图 10 经过恒虚警处理后传统定位算法的检测结果

Fig. 10 Detection results of traditional localization algorithm after CFAR process

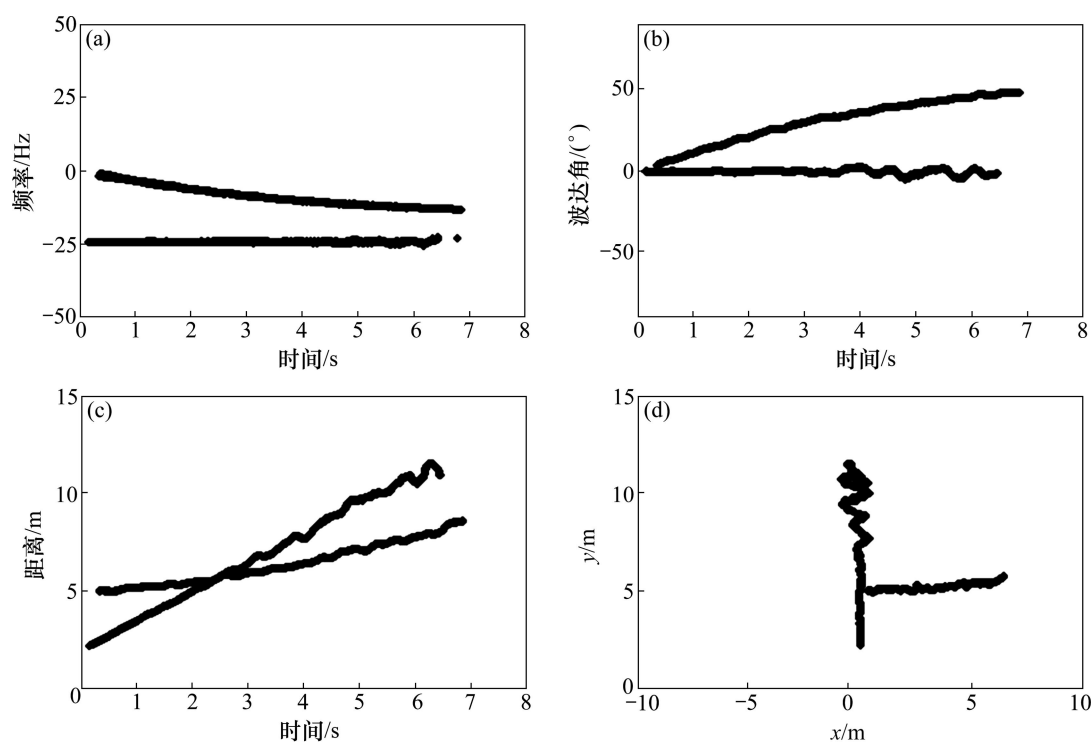


图 11 经过恒虚警处理后新定位算法的检测结果

Fig. 11 Detection results of new localization algorithm after CFAR process

的定位精度得到了进一步的增强。此时, 雷达的探测结果与目标真实运动轨迹大致吻合, 可用于实时获取目标的坐标位置, 具有较强的实用价值。此外, 从图 11 中可以看到, 目标 1 在 0~0.8 s 内的相关信息能够被雷达顺利检测, 这主要是因为采用了 CLEAN 分离算法, 在估计弱分量的相关参数前, 滤除了其它强分量, 保证了弱分量的准确识别和估计精度。三种定位方法对目标坐标的探测误差如表 1 所列。

表 1 三种定位方法误差比较

目标	定位 RMS/min	传统定位 算法	恒虚警传统 定位算法	恒虚警新定 位算法
1	0.8~2.8 s (5.06~5.73 m)	2.3 m	0.42 m	0.1 m
	2.8~6.2 s (5.73~7.96 m)	—	0.49 m	0.12 m
2	0~2.5 s (2~5.8 m)	1.2 m	0.3 m	0.1 m
	2.5~6.2 s (5.8~11.3 m)	—	0.68 m	0.28 m

6 结论

在详细分析了传统连续波穿墙雷达的信号模型和目标定位原理基础上, 提出了一种基于高阶模糊函数的恒虚警目标定位新方法。实验结果证明, 采用基于高阶模糊函数的目标定位新方法, 连续波穿墙雷达无论在测量精度还是探测距离上, 相比于传统定位算法都有显著提高。配合恒虚警检测技术, 雷达不仅能同时对多个目标进行准确定位, 还在很大程度上解决了雷达探测过程中的虚假目标问题, 有效提高了雷达追踪定位结果的可靠性。此外, 该技术还加强了雷达在处理多个运动目标时对微弱目标分量的识别和检测性能, 在实际应用中具有重要价值。

REFERENCES

[1] YANOVSKY F J, IVASHCHUK V E, PROKHORENKO V P. Through-the-wall surveillance technologies [C]// The 6th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS). 2012: 30–33.

[2] WANG Y, LIU Q, FATHY A E. CW and pulse-doppler radar processing based on FPGA for human sensing applications [J].

IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2012, 10(99): 1–11.

[3] SALMI J, LUUKKONEN O, KOIVUNEN V. Continuous wave radar based vital sign estimation: Modeling and experiments [C]// IEEE Radar Conference (RADAR). 2012: 564–569.

[4] 陈洁, 方广有, 李芳. 超宽带穿墙雷达非相干成像方法 [J]. 中国科学院研究生院学报, 2007, 24(6): 829–834.

CHEN Jie, FANG Guang-you, LI Fang. A non-coherent imaging approach for ultra-wideband through-wall radar [J]. Journal of the Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, 2007, 24(6): 829–834.

[5] 雷文太, 粟毅. 表层穿透雷达递归反向投影成像算法 [J]. 电子学报, 2005, 33(12): 2115–2119.

LEI Wen-tai, SU Yi. Surface penetrating radar recursive back projection imaging algorithm [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(12): 2115–2119.

[6] FALCONER D G, STEADMAN K N, WATTERS D G. Through-the-wall differential radar [C]// Proceedings of SPIE. Boston, MA: USA, 1997: 147–151.

[7] AMIN M G, ZEMANY P, SETLUR S, AHMAD F. Target localization for indoor imaging using dual frequency CW radars [C]// IEEE Sensor Array and Multi-channel Processing, 2006: 367–371.

[8] WU C W, HUANG Z Y. Using the phase change of a reflected microwave to detect a human subject behind a barrier [J]. IEEE Transaction on Biomedical Engineering, 2008, 55(1): 267–272.

[9] AHMAD F, AMIN M G, ZEMANY P D. Performance analysis of dual-frequency CW radars for motion detection and ranging in urban sensing applications [C]// Proceedings of SPIE. 2007: 1–8.

[10] ZHANG Y, AMIN M, AHMAD F. A novel approach for multiple moving target localization using dual-frequency radars and time-frequency distributions [C]// IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific, Grove: CA, 2007: 1817–1821.

[11] KULPA K. The CLEAN type algorithms for radar signal processing [C]// Symposium on Microwaves, Radar and Remote Sensing (MRRS 2008). 2008: 152–157.

[12] DJUROVIC I, SIMEUNOVIC M. Recent advances in the estimation of the polynomial-phase signals [C]// Mediterranean Conference on Embedded Computing. 2012: 124–127.

[13] 李道本. 信号的统计检测与估计理论 [M]. 北京: 科学出版社, 2005: 38–45.

LI Dao-ben. The statistical theory of signal detection and estimation [M]. Beijing: Press of Science, 2005: 38–45.

[14] RUDIN W. Principles of mathematical analysis [M]. 3rd ed. New York: McGrwa-Hill, 1976: 169–230.

(编辑 彭超群)