

## 穿墙 SAR 成像中的墙体参数误差分析和估计

谭覃燕<sup>\*①②</sup> Henry Leung<sup>②</sup> 宋耀良<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

<sup>②</sup>(卡尔加里大学电子与计算机工程学院 卡尔加里 加拿大 T2N1N4)

**摘要:** 穿墙合成孔径雷达(SAR)成像中, 图像的质量和可靠性由墙体参数决定。墙体参数估计误差会造成图像散焦和目标位置的偏移。分析了墙体参数估计误差对成像的影响, 提出采用乘积型高阶模糊度函数(Product High-order Ambiguity Function, PHAF)算法来估计墙体参数的新方法。仿真结果表明, 该方法能获得聚焦的 SAR 图像和较准确的墙体参数估计值。

**关键词:** 合成孔径雷达; 雷达成像; 参数估计; 多项式

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)03-0665-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00525

## Wall Parameter Error Analysis and Estimation for Through-the-wall SAR Imaging

Tan Qin-yan<sup>①②</sup> Henry Leung<sup>②</sup> Song Yao-liang<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(School of Electronic Engineering & Optoelectronic Technology, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

<sup>②</sup>(Department of Electrical and Computer Engineering, University of Calgary, Calgary, T2N1N4, Canada)

**Abstract:** In through-the-wall SAR imaging, the quality and reliability of the image are governed by the knowledge of wall parameters. Estimation error in wall parameters smears the image, and also causes targets to be imaged away from their true positions. In this paper, the effects of wall-parameter error are analyzed and an autofocusing technique is presented. The technique is based on the Product High-order Ambiguity Function (PHAF) algorithm, which improves the estimation of wall parameters. Simulation results show that this method yields focused images of high quality and the obtained wall parameters are very close to their true values.

**Key words:** Synthetic Aperture Radar (SAR); Radar imaging; Parameter estimation; Polynomials

### 1 引言

穿墙成像在军事和民用领域有广泛的应用前景<sup>[1-4]</sup>。目前的成像方法都是基于已知墙壁参数(墙体厚度和介电常数)的前提下进行的。实际环境中, 墙体参数是未知的, 要对它进行估计。墙体参数误差会造成图像散焦、目标位置偏移等, 严重影响穿墙雷达系统的性能。

文献[5]中提出了一种在墙体参数不准确的情况下对目标定位的方法, 该方法通过改变阵列天线的结构获得不同的目标像轨迹来实现目标定位, 在实际应用中会受到一定的制约。与文献[5]中的方法不同, 本文采用合成孔径的方式进行穿墙成像。首先分析了墙体参数误差对目标像的影响。推导了墙体参数误差与雷达回波信号相位误差的关系, 分析表

明, 由墙体参数误差引入的相位误差是时间的连续函数, 依据 Weierstrass 定理, 可以用有限阶的多项式信号对它进行近似, 采用 PHAF 算法估计多项式相位信号的系数就可以获得该相位误差的值。根据之前推导的相位误差与墙体参数误差的关系表达式就可以计算出墙体参数误差的值。与传统方法相比, 该方法计算量小, 估计精度高, 适用范围广。

### 2 墙体参数误差的影响

穿墙成像几何关系如图 1 所示。SAR 以速度  $v$  沿方位向  $y$  做匀速直线运动。在第  $i$  个雷达位置, SAR 的坐标为  $(x_i, y_i)$ , 其中  $x_i = 0$ ,  $y_i = vu$  ( $u$  是方位向慢时间变量)。目标  $P_k$  的位置为  $(x_{P_k}, y_{P_k})$ , 电磁波对  $P_k$  的入射角为  $\theta_{i, P_k}$ , 相应的折射角为  $\varphi_{i, P_k}$ 。从图 1 中, 有

$$y_{i, P_k} = y_{P_k} - y_i = \tan \theta_{i, P_k} (x_{P_k} - d_w) + \tan \varphi_{i, P_k} d_w \quad (1)$$

墙体参数误差包含墙体厚度  $d_w$  误差  $\delta d_w$  和介电

2010-05-24 收到, 2010-10-19 改回

国家部委基金资助课题

\*通信作者: 谭覃燕 qinyan.tan@gmail.com

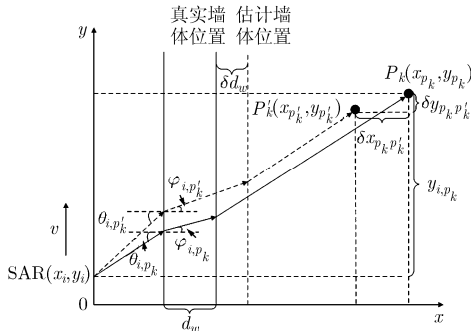


图1 墙体参数误差的影响

常数  $\varepsilon_w$  误差  $\delta\varepsilon_w$ 。受墙体参数误差的影响, 目标成像位置由  $P(x_{pk}, y_{pk})$  移到了  $P'(x'_{pk}, y'_{pk})$ 。定义  $\delta x_{pk} = x'_{pk} - x_{pk}$  和  $\delta y_{pk} = y'_{pk} - y_{pk}$ , 它们分别表示目标像在距离向和方位向的偏移量。当墙体厚度由  $d_w$  变为  $d_w + \delta d_w$ , 介电常数由  $\varepsilon_w$  变为  $\varepsilon_w + \delta\varepsilon_w$  时, 入射角由  $\theta_{i,pk}$  变为  $\theta'_{i,pk} = \theta_{i,pk} + \delta\theta_{i,pk}$ , 折射角由  $\varphi_{i,pk}$  变为  $\varphi'_{i,pk} = \varphi_{i,pk} + \delta\varphi_{i,pk}$ 。对式(1)做变分, 有

$$\begin{aligned} \delta y_{i,pk} &= \frac{\partial y_{i,pk}}{\partial d_w} \delta d_w + \frac{\partial y_{i,pk}}{\partial x_{i,pk}} \delta x_{i,pk} + \frac{\partial y_{i,pk}}{\partial \theta_{i,pk}} \delta \theta_{i,pk} \\ &+ \frac{\partial y_{i,pk}}{\partial \varphi_{i,pk}} \delta \varphi_{i,pk} = (\tan \varphi_{i,pk} - \tan \theta_{i,pk}) \delta d_w \\ &+ \tan \theta_{i,pk} \delta x_{i,pk} + (x_{pk} - d_w) \delta \theta_{i,pk} / \cos^2 \theta_{i,pk} \\ &+ d_w \delta \varphi_{i,pk} / \cos^2 \varphi_{i,pk} \end{aligned} \quad (2)$$

依据 Snell 定理<sup>[6]</sup>, 有  $\sqrt{\varepsilon_w} = \sin \theta_{i,pk} / \sin \varphi_{i,pk}$ 。

对它做变分, 得到

$$\sin \varphi_{i,pk} \delta\varepsilon_w / 2\sqrt{\varepsilon_w} = \cos \theta_{i,pk} \delta\theta_{i,pk} - \sqrt{\varepsilon_w} \cos \varphi_{i,pk} \delta\varphi_{i,pk} \quad (3)$$

SAR 到目标  $P_k$  的时延表示为

$$\tau_{i,pk} = (\sqrt{\varepsilon_w} d_w / \cos \varphi_{i,pk} + (x_{pk} - d_w) / \cos \theta_{i,pk}) / c \quad (4)$$

SAR 到目标  $P'_k$  的时延为  $\tau'_{i,pk} = \tau_{i,pk} + \delta\tau_{i,pk}$ 。时延差  $\delta\tau_{i,pk}$  可以近似为

$$\begin{aligned} \delta\tau_{i,pk} &= \frac{\partial \tau_{i,pk}}{\partial d_w} \delta d_w + \frac{\partial \tau_{i,pk}}{\partial \varepsilon_w} \delta\varepsilon_w + \frac{\partial \tau_{i,pk}}{\partial x_{pk}} \delta x_{i,pk} \\ &+ \frac{\partial \tau_{i,pk}}{\partial y_{pk}} \delta y_{i,pk} + \frac{\partial \tau_{i,pk}}{\partial \theta_{i,pk}} \delta \theta_{i,pk} + \frac{\partial \tau_{i,pk}}{\partial \varphi_{i,pk}} \delta \varphi_{i,pk} \\ &= \frac{1}{c} \left( (\sqrt{\varepsilon_w} \cos \varphi_{i,pk} - \cos \theta_{i,pk}) \delta d_w \right. \\ &+ \left. \frac{d_w}{2\sqrt{\varepsilon_w} \cos \varphi_{i,pk}} \delta\varepsilon_w + \cos \theta_{i,pk} \delta x_{i,pk} \right. \\ &+ \left. \sin \theta_{i,pk} \delta y_{i,pk} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

将位置为  $P_k$  的点目标聚焦到  $P'_k$  位置, 必须满足两个条件: (1) SAR 到这两个点目标位置的时延相

等, 即  $\delta\tau_{i,pk} = 0$ ; (2) 由 SAR 发射的电磁波从  $P_k$  点到  $P'_k$  点的传播时延和 SAR 的位置无关, 即  $\delta\tau_{i,pk} / \partial \theta_{i,pk} = 0$ 。依据这两个条件, 求出目标位置的偏移为

$$\left. \begin{aligned} \delta x_{pk} &= - \left( \frac{\sqrt{\varepsilon_w} \cos \theta_{i,pk} - 1}{\cos \varphi_{i,pk}} - 1 \right) \delta d_w \\ &- \frac{d_w \cos \theta_{i,pk}}{2\sqrt{\varepsilon_w} \cos \varphi_{i,pk}} (1 - \tan^2 \varphi_{i,pk}) \delta\varepsilon_w \\ \delta y_{pk} &= - \tan \varphi_{i,pk} (\varepsilon_w - 1) \delta d_w - d_w \tan \varphi_{i,pk} \\ &\cdot \left( 1 + \frac{1 - \varepsilon_w}{2\varepsilon_w \cos^2 \varphi_{i,pk}} \right) \delta\varepsilon_w \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

当  $P'_k$  和  $P_k$  重合时, 有  $\delta x_{i,pk} = 0$ ,  $\delta y_{i,pk} = 0$ 。联立式(2), 式(3), 可以得到

$$\left. \begin{aligned} \delta\theta_{i,pk} &= \frac{\tan \theta_{i,pk} - \tan \varphi_{i,pk}}{d_w \cos \theta_{i,pk} + \frac{x_{pk} - d_w}{\sqrt{\varepsilon_w} \cos^3 \varphi_{i,pk}}} \delta d_w \\ &+ \frac{d_w \sin \varphi_{i,pk}}{2\sqrt{\varepsilon_w} d_w \cos \theta_{i,pk} + \frac{2\varepsilon_w (x_{pk} - d_w) \cos^3 \varphi_{i,pk}}{\cos^2 \theta_{i,pk}}} \delta\varepsilon_w \\ \delta\varphi_{i,pk} &= \frac{\tan \theta_{i,pk} - \tan \varphi_{i,pk}}{\frac{d_w}{\cos^2 \varphi_{i,pk}} + \frac{\sqrt{\varepsilon_w} (x_{pk} - d_w) \cos \varphi_{i,pk}}{\cos^3 \theta_{i,pk}}} \delta d_w \\ &- \frac{(x_{pk} - d_w) \sin \varphi_{i,pk}}{2\sqrt{\varepsilon_w} d_w \cos^3 \theta_{i,pk} + 2\varepsilon_w (x_{pk} - d_w) \cos \varphi_{i,pk}} \delta\varepsilon_w \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

### 3 基于 PHAF 的墙体参数估计

#### 3.1 穿墙 SAR 回波模型

考虑墙体厚度和介电常数都未知的情况。图 1 中, SAR 到目标  $P_k$  的瞬时距离为

$$\begin{aligned} r_{pk}(u) &= \sqrt{(y_{pk} - vu - (d - \delta d_w) \tan \varphi_{i,pk}(u))^2 + (x_{pk} - (d - \delta d_w))^2} \\ &+ \sqrt{\varepsilon - \delta\varepsilon_w} (d - \delta d_w) \sec \varphi_{i,pk}(u) \end{aligned} \quad (8)$$

$d = d_w + \delta d_w$  和  $\varepsilon = \varepsilon_w + \delta\varepsilon_w$  分别为墙体厚度和介电常数的初略估计值,  $\delta d_w$  和  $\delta\varepsilon_w$  为估计误差。由于墙体参数误差的影响, 目标像由位置  $P_k$  移到了  $P'_k$ 。SAR 到  $P'_k$  的瞬时路径为

$$\begin{aligned} r'_{pk}(u) &= \left[ (y_{pk} - vu - \delta y_{pk} - d \tan(\varphi_{i,pk}(u) \right. \\ &+ \left. \delta\varphi_{i,pk}(u))^2 + (x_{pk} - \delta x_{pk} - d)^2 \right]^{1/2} \\ &+ \sqrt{\varepsilon} d \sec(\varphi_{i,pk}(u) + \delta\varphi_{i,pk}(u)) \end{aligned} \quad (9)$$

假设雷达发射信号为  $s(t) = e^{j2\pi f_0 t}$ , 墙体参数存在误差的情况下, 雷达回波信号

$$\begin{aligned} s_r(t, u) &= \sum_{k=1}^K A_k s\left(t - 2r_{p_k}'(u)/c\right) \\ &= e^{j2\pi f_0 t} \sum_{k=1}^K A_k e^{-j\phi(u)} \cdot e^{-j\phi_{\text{error}}(u)} \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\phi(u) = 2\pi(2r_{p_k}'(u)/\lambda)$  为回波相位项,  $\phi_{\text{error}}(u) = 2\pi(2(r_{p_k}'(u) - r_{p_k}'(u))/\lambda)$  为相位误差,  $\lambda$  为波长,  $c$  为光速,  $K$  为目标个数,  $t$  为快时间变量。我们要对  $\phi_{\text{error}}(u)$  进行补偿。

瞬时路径是时间  $u$  的连续函数, 可以用麦克劳林级数对式(8)和式(9)近似<sup>[7]</sup>

$$\left. \begin{aligned} r_{p_k}(u) &= r_{p_k}(0) + r_{p_k}'(0) \cdot u + \frac{1}{2} r_{p_k}''(0) \cdot u^2 + \frac{1}{6} r_{p_k}'''(0) \cdot u^3 \\ r_{p_k}'(u) &= r_{p_k}'(0) + r_{p_k}''(0) \cdot u + \frac{1}{2} r_{p_k}'''(0) \cdot u^2 + \frac{1}{6} r_{p_k}^{(4)}(0) \cdot u^3 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$r_{p_k}(0), r_{p_k}'(0), r_{p_k}''(0), r_{p_k}'''(0), r_{p_k}^{(4)}(0), r_{p_k}'(0), r_{p_k}''(0), r_{p_k}'''(0)$  的表达式受篇幅所限, 不再给出。在这个近似条件下, 相位误差改写为

$$\phi_{\text{error}}(u) = 2\pi \sum_{m=0}^3 b_{k,m} u^m \quad (12)$$

这里, 相位误差  $\phi_{\text{error}}(u)$  用  $M$  阶多项式表示,  $M=3$ 。距离压缩之后, 回波信号变为

$$\begin{aligned} s_r(n, u) &= \sum_{k=1}^K I(n, u) e^{-j2\pi f_k u} e^{-j\phi_{\text{error}}(u)} \\ &= \sum_{k=1}^K I(n, u) e^{-j2\pi f_k u} e^{-j2\pi \sum_{m=0}^3 b_{k,m} u^m} \\ &= \sum_{k=1}^K I(n, u) e^{-j2\pi \sum_{m=0}^3 a_{k,m} u^m} \end{aligned} \quad (13)$$

$I(n, u) e^{-j2\pi f_k u}$  表示图像  $I(n, u)$  的一维离散傅里叶变换。式(13)中, SAR 回波信号表示为多分量多项式信号(mc-PPS)的形式。在式(13)的最后一步, 我们引入了符号  $a_{k,m}$ 。可以清楚的看到, 当  $m=1$  时,  $a_{k,1} = f_k + b_{k,1}$ , 当  $m=2, 3$  时,  $a_{k,m} = b_{k,m}$ 。

### 3.2 PHAF 原理

估计式(13)中多项式信号的系数, 就能计算出墙体误差  $\delta d_w$  和  $\delta \epsilon_w$ , 也能对相位误差进行补偿。文献[8]采用 HAF 算法估计 PPS 的各阶系数。该方法在单分量的情况下能取得较好的结果, 对于多分量的情况, HAF 将出现伪峰。为了弥补 HAF 的缺陷, 本文采用一种基于 PHAF<sup>[9]</sup>的多项式相位系数估计方法。

定义  $x(u)$  为回波信号  $s_r(n, u)$  的第  $n$  行, 它的  $M$  阶多时延高阶瞬时矩(ml-HIM)为

$$\begin{aligned} x_1(u) &= x(u) \\ x_2(u; \tau_1) &= x_1(u + \tau_1) x_1^*(u - \tau_1) \\ &\dots \\ x_M(u; \tau_{M-1}) &= x_{M-1}(u + \tau_{M-1}; \tau_{M-2}) x_1^* \\ &\quad \cdot (u - \tau_{M-1}; \tau_{M-2}) \end{aligned} \quad (14)$$

$\tau_{M-1} = [\tau_1, \tau_1, \dots, \tau_{M-1}]$  为时延向量。多时延高阶模糊度函数(ml-HAF)为 ml-HIM 的傅里叶变换

$$X_M(f; \tau_{M-1}) = \sum_{u=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} x_M(u; \tau_{M-1}) e^{-j2\pi f u} \quad (15)$$

当  $\tau_{M-1} = [\tau, \tau, \dots, \tau]$  时, ml-HAF 简化为 HAF。对单分量的  $M$  阶 PPS 信号, 其  $M$  阶 ml-HIM 为单频正弦信号, 正弦信号的频率与最高阶多项式相位系数及时延的乘积成正比。通过搜索 PPS 信号 HAF 的最大值位置来获得该信号最高阶相位系数的估计值  $\tilde{a}_M$ <sup>[9]</sup>。如果  $\tilde{a}_M = a_M$ , 则信号的最高阶相位误差完全补偿。误差校正后的信号为  $M-1$  阶 PPS 信号, 同理  $M-1$  阶相位误差系数可由搜索其  $M-1$  阶 HAF 的最大值位置得到。依次重复, 直到估计出 1 阶系数。

若信号为多分量, 计算多时延高阶瞬时矩时的非线性运算将引入交叉项, 这会降低信噪比。当多个信号分量最高阶相位系数相同(或非常接近)时, 会出现交叉项为或近似为单频正弦信号的情况, 其离散傅氏变换将产生虚假峰值点, 这将严重影响多项式相位系数的估计, 应设法剔除。由文献[9]知,  $m$  阶瞬时矩中, 仅自身项的频率与  $\prod_{m=1}^{M-1} \tau_m$  成正比, 交叉项中正弦信号的频率与  $\prod_{m=1}^{M-1} \tau_m$  不构成正比关系, PHAF 正是利用此特征对交叉项进行抑制的。

给定  $L$  个时延集,  $\tau_{M-1}^{(l)} = [\tau_1^{(l)}, \tau_2^{(l)}, \dots, \tau_{M-1}^{(l)}]$ , 其中  $l = 1, 2, \dots, L$ , 对每个  $l$  计算 ml-HAF, 得到  $\text{DFT}_M[x(u), f; \tau_{M-1}^{(l)}]$ , PHAF 定义为尺度变换后的各  $\text{DFT}_M[x(u), f; \tau_{M-1}^{(l)}]$  的乘积。

$$X_M^L(f; T_{M-1}^L) := \prod_{l=1}^L X_M\left(P_M\left(\tau_{M-1}^{(l)}, \tau_{M-1}^{(l)}\right); f; \tau_{M-1}^{(l)}\right) \quad (16)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} P_M\left(\tau_{M-1}^{(l)}, \tau_{M-1}^{(l)}\right) &:= \prod_{k=1}^{M-1} \tau_k^{(l)} / \prod_{k=1}^{M-1} \tau_k^{(1)} \\ T_{M-1}^L &:= \left[\tau_{M-1}^{(1)}, \tau_{M-1}^{(2)}, \dots, \tau_{M-1}^{(L)}\right] \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

若  $m$  阶模糊度函数  $X_M(f; \tau_{M-1})$  在  $2^{M-1}M!$

$\cdot \left( \prod_{m=1}^{M-1} \tau_m^{(l)} \right) a_M$  处取得峰值(信号自身项), 则频域经过尺度变换后, 自身项峰值点被对齐, 得到了放大, 均出现在  $2^{M-1} M! \left( \prod_{m=1}^{M-1} \tau_m \right) a_{k,M}$  的位置上。对于  $X_M(f; \tau_{M-1})$  中由交叉项引起的峰值点, 由于其频率与  $\prod_{m=1}^{M-1} \tau_m$  不是正比关系而没能对齐, 反而被大大削弱了, 它们在  $X_M^L(f; T_{M-1}^L)$  中不再表现为峰值点。因此各 ml-HAF 相乘得到的 PHAF 在大大增强有用峰值的同时抑制了伪峰。通常情况下, 由  $X_M^L(f; T_{M-1}^L)$  中峰值点的位置及个数即可估计出第  $m$  阶系数中互不相同的系数的个数及其大小。

### 3.3 相位误差补偿和墙体参数估计

场景中存在  $K$  个目标, 当各目标回波能量相差较大时, PHAF 中强散射点产生的虚假峰值很可能淹没弱散射点的自身项, 在这种情况下, 很难找到某个合适的门限来检测所有散射点自身项的峰值。为了克服这一困难, 本文采用“洁净”(clean)方法按能量大小逐个估计各个分量。具体做法是, 对每阶模糊度函数只估计最大峰值, 得到对应于这一阶的一个多项式系数, 然后用得到的多项式系数对信号进行解调, 接下来再估计下一阶的多项式系数, 以此类推, 得到一个分量的所有多项式相位系数。每个分量的幅度可以由估计的相位对信号解调后, 通过一个窄带滤波器滤波得到。当估计出一个信号分量的相位系数和幅度后, 从原始的多项式相位信号中将估计出的这一分量剔除, 接下来再用上面的方法从剔除了已知信号分量的残差信号中对下一分量进行估计。该方法有以下优点: 每剔除一个信号分量, 分量数目  $K$  减少 1, 再计算高阶瞬时矩时, 交叉项数目会大大减少, 可有效降低由交叉项所引起的确定性噪声水平, 从而有利于较弱信号分量的检测, 具体的步骤如下:

(1)初始化: 令  $k=1$  和  $z_k^{(m)}(n) = x(n)$ ,  $|n| \leq (N-1)/2$ 。这里  $x(n)$  是接收信号  $x(n)$  的采样形式。

(2)令  $m=M$ , 按以下方法估计第  $k$  个分量的多项式相位系数:

(a)给定  $L$  个时延向量,  $\tau_{M-1}^{(l)} = [\tau_1^{(l)}, \tau_2^{(l)}, \dots, \tau_{M-1}^{(l)}]$ ,  $l=1, 2, \dots, L$ 。

(b)计算  $z_k^{(m)}(n)$  的  $m$  阶 PHAF

$$Z_m(f; \tau_{m-1}) = \text{DFT}_m \left[ z_k^{(m)}(n), P_m \left( \tau_{M-1}^{(l)}, \tau_{M-1}^{(1)} \right) f; \tau_{M-1}^{(l)} \right] \quad (18)$$

(c)由 PHAF 的最大值估计系数

$$\tilde{a}_{k,m} = \frac{1}{m! \prod_{k=1}^{M-1} \tau_k^l} \cdot \arg \max \left\{ \text{DFT}_m \left[ z_k^{(m)}(n), P_m \left( \tau_{M-1}^{(l)}, \tau_{M-1}^{(1)} \right) f; \tau_{M-1}^{(l)} \right] \right\} \quad (19)$$

其中  $\arg \max \{f(x)\}$  表示函数  $f(x)$  取最大值时变量  $x$  的值。

(3)对信号解调, 消除第  $m$  阶相位的影响

$$z_k^{(m-1)}(n) = z_k^{(m)}(n) \cdot \exp(j2\pi \tilde{a}_{k,m} n^m), \quad |m| \leq (N-1)/2 \quad (20)$$

(4)令  $m \rightarrow m-1$ , 返回到步骤(2)(b)。如果  $m=1$ , 计算出  $\tilde{a}_{k,1}$ , 则

$$\begin{aligned} \tilde{a}_{k,0} &= \text{phase} \left\{ \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} z_k^{(1)}(n) \cdot \exp(j2\pi \tilde{a}_{k,1} n) \right\} \\ &= \text{phase} \left\{ \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} z_k^{(0)}(n) \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

(5)估计第  $k$  个分量的幅度, 即

$$\tilde{c}_k = \frac{1}{N} \left| \sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} z_k^{(0)}(n) \right| \quad (22)$$

因此第  $k$  个分量表示为  $x_k(n) = \tilde{c}_k \exp(-j2\pi \sum_{m=0}^M \tilde{a}_{k,m} n^m)$ , 这里假定信号分量的幅度为常量。

(6)给定第  $k$  个信号分量的估计值, 我们可以从接收信号中把该分量滤除

$$z_{k+1}^{(m)}(n) = z_k^{(m)}(n) - x_k(n) \quad (23)$$

(7)滤除第  $k$  个分量后, 我们对下一分量的系数进行估计。令  $k \rightarrow k+1$ , 返回步骤(2)。如果  $k=K$  或  $z_{k+1}^{(m)}(n)$  的能量小于某一个给定门限值, 循环结束。

估计出各信号分量的系数后, 用相位补偿来消除相位误差的影响。下面估计墙体参数: 首先粗略估计墙体厚度为  $d$ , 介电常数为  $\varepsilon$ 。它们的真实值为  $d_w$  和  $\varepsilon_w$ 。用 PHAF 算法计算估计误差  $\delta d_w$  和  $\delta \varepsilon_w$ 。从粗略估计值中减去估计误差, 就可以获得较准确的墙体参数值。

依据以上的步骤(1)-步骤(7), 可以估计出相位系数  $a_{k,m}$ 。我们感兴趣的是计算墙体厚度误差  $\delta d_w$  和介电常数误差  $\delta \varepsilon_w$ , 理论上需要两个方程。依据式(13), 式(11), 有

$$\begin{aligned} \tilde{a}_{k,2} &= \tilde{b}_{k,2} = \left( r_{p_k}''(0) - r_{p_k}''(0) \right) / \lambda \\ \tilde{a}_{k,3} &= \tilde{b}_{k,3} = \left( r_{p_k}'''(0) - r_{p_k}'''(0) \right) / (3\lambda) \end{aligned} \quad (24)$$

$r_{p_k}''(0)$ 、 $r_{p_k}'''(0)$ 、 $r_{p_k}''(0)$  和  $r_{p_k}'''(0)$  的表达式限于篇幅, 本文不再给出。解式(24)中的两个方程, 对应于每个目标  $k$ , 可以获得墙体厚度误差和介电常数

误差的估计值  $\delta\tilde{d}_{k,w}$  和  $\delta\tilde{\varepsilon}_{k,w}$ 。场景中有  $K$  个目标, 可以获得  $K$  组  $(\delta\tilde{d}_{k,w}, \delta\tilde{\varepsilon}_{k,w})$ 。将  $(\delta\tilde{d}_{k,w}, \delta\tilde{\varepsilon}_{k,w})$  对  $K$  取平均, 可以得到  $\delta d_w$  和  $\delta\varepsilon_w$  的统计平均值, 即  $\delta\tilde{d}_w = (\sum_{k=1}^K \delta\tilde{d}_{k,w})/K$ ,  $\delta\tilde{\varepsilon}_w = (\sum_{k=1}^K \delta\tilde{\varepsilon}_{k,w})/K$ 。更精确的墙体厚度和介电常数的估计值为  $\tilde{d}_w = d - \delta\tilde{d}_w$ ,  $\tilde{\varepsilon}_w = \varepsilon - \delta\tilde{\varepsilon}_w$ , 其中  $\tilde{d}_w$  和  $\tilde{\varepsilon}_w$  为改进精度的重新估计值。如果  $\delta d_w$  和  $\delta\varepsilon_w$  能很好地被  $\delta\tilde{d}_w$  和  $\delta\tilde{\varepsilon}_w$  估计, 则重新估计值  $\tilde{d}_w$  和  $\tilde{\varepsilon}_w$  就非常接近墙体参数的真实值。以上方法的准确度还可以得到进一步的提高。例如, 在第 1 轮估计中, 如果  $\tilde{d}_w$  和  $\tilde{\varepsilon}_w$  的精度不能满足要求, 可以将  $d$  和  $\varepsilon$  的值设定为  $\tilde{d}_w$  和  $\tilde{\varepsilon}_w$ , 然后进行新一轮估计。这样, 就能获得更准确的估计值,  $\tilde{\tilde{d}}_w$  和  $\tilde{\tilde{\varepsilon}}_w$ 。在几轮估计之后, 就能获得一个满意的估计值。

时延的选择对算法性能有重要影响。一个长度为  $N$  的  $M$  阶 PPS 信号, 其  $M$  阶 ml-HIM 的长度为  $N - 2\sum_{m=1}^{M-1} \tau_m$ , 其中  $\tau_m \geq 0$  for  $\forall m$ 。频率分辨率为<sup>[9]</sup>

$$\Delta f_k = 1 / \left( N - 2 \sum_{m=1}^{M-1} \tau_m \right) \quad (25)$$

因此  $a_{k,M}$  的分辨率为<sup>[9]</sup>

$$\begin{aligned} \Delta a_{k,M} &= \frac{\Delta f_k}{2^{M-1} M! \prod_{m=1}^{M-1} \tau_m} \\ &= \frac{1}{2^{M-1} M! \prod_{m=1}^{M-1} \tau_m} \cdot \frac{1}{N - 2 \sum_{m=1}^{M-1} \tau_m} \end{aligned} \quad (26)$$

将  $\Delta a_{k,M}$  对  $\tau_m$  求偏导,  $m = 1, \dots, M-1$ , 令偏导为零, 得到

$$\tau_i + \sum_{m=1}^{M-1} \tau_m = N/2, \quad i = 1, \dots, M-1 \quad (27)$$

因此, 时延向量  $\tau_m$  的最优值为

$$\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_{M-1} = N/2M \quad (28)$$

#### 4 仿真分析

发射信号为线性调频信号, 中心频率 2.4 GHz, 带宽 3 GHz, 时宽 3.2  $\mu$ s, 采样点数  $N = 360$ , 距离向分辨率为 0.05 m。SAR 距离墙体 1 m, 以  $v = 1.5$  m/s 平行于墙体运动。合成孔径长度为 3 m。信噪比(SNR)为 20 dB, 噪声为加性高斯白噪声。墙体厚度  $d_w = 0.5$  m, 介电常数  $\varepsilon_w = 4.0$ 。图 2(a)中, 目标  $P_1$  和  $P_2$  的位置分别为 (3.0, 1.3) 和 (3.5, 1.4)。采用后向投影算法(BP)对目标成像。墙体参数没有误差时, 成像结果如图 2(b)所示。图 2(b)中, 目标偏离了真实位置, 并且发生散焦, 这是由墙体对电磁波折射造成的。

当墙体参数有误差时, 初略估计墙体参数为  $d = 0.35$  m,  $\varepsilon = 2.0$ 。对应于墙体参数  $(d, \varepsilon)$  的 SAR 图像在图 2(c)中给出, 此时  $P_1$  和  $P_2$  发生散焦并远离墙体移动。图 3(a)和图 3(b)分别给出了入射角为  $10^\circ$  时目标像的距离向和方位向剖面图, 虚线对应于初略估计的墙体参数值  $(d, \varepsilon)$ , 实线对应于真实墙体参数  $(d_w, \varepsilon_w)$ 。墙体参数误差不仅使目标像的位置发生偏移, 还使目标像在距离向和方位向发生散焦, 这

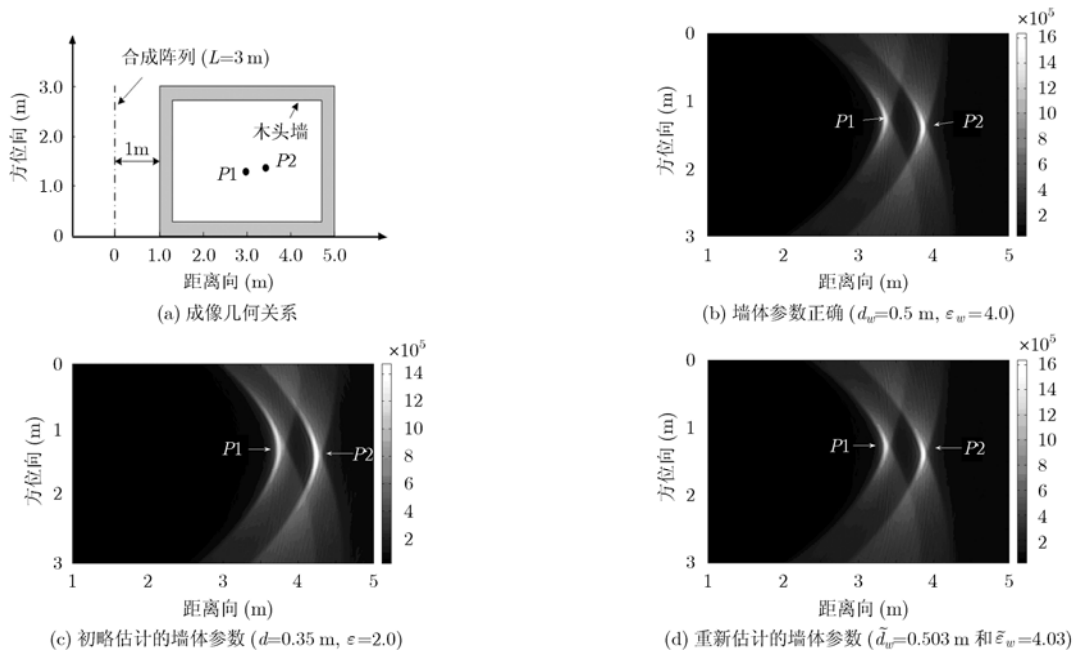


图2 成像几何关系及不同墙体参数下的穿墙 SAR 图像

会降低雷达的穿墙探测性能。下面采用本文方法来补偿由墙体参数误差引入的相位误差并对墙体参数进行重新估计。

墙体参数误差  $\delta d_w$  和  $\delta \varepsilon_w$  会引入一个相位误差。可以计算出该相位误差的二阶和三阶系数分别为  $a_{1,2} = -0.2112, a_{1,3} = -0.1396, a_{2,2} = -0.1742, a_{2,3} = -0.0871$ 。采用 PHAF 算法, 时延个数  $L$  取 3, 时延组  $(N/6, N/6)$ 、 $(N/7, 5N/36)$ 、 $(5N/24, 2N/15)$ , 从 SAR 回波中估计到的二阶和三阶相位系数为  $\tilde{a}_{1,2} = -0.2111, \tilde{a}_{1,3} = -0.1407, \tilde{a}_{2,2} = -0.1744, \tilde{a}_{2,3} = -0.0879$ 。通过式(24), 计算出估计误差  $\delta \tilde{d}_w = -0.153, \delta \tilde{\varepsilon}_w = -2.03$ 。因此重新估计的墙体厚度和介电常数分别为  $\tilde{d}_w = d - \delta \tilde{d}_w = 0.503$  和  $\tilde{\varepsilon}_w = \varepsilon - \delta \tilde{\varepsilon}_w = 4.03$ 。它们相对于真实墙体厚度和介电常数的误差分别为 0.6% 和 0.75%。图 3(c) 和图 3(d) 分别给出了入射角为  $10^\circ$  时对应于墙体参数  $(\tilde{d}_w, \tilde{\varepsilon}_w)$  (虚线) 和  $(d_w, \varepsilon_w)$  (实线) 目标像的距离向和方位向剖面图。图 2(d) 给出了相应的 SAR 图像。重新估计的墙体参数产生了聚焦效果更好的 SAR 图像。同时, 目标位置的偏移也得到了改善。这里对多项式系数的估计是采用 3.3 节中“clean”处理的思想进行的, 图 4(a) 中给出了处理前的三阶 PHAF, 我们看到弱目标的自身项峰值淹没在强目标的伪峰中, 无法将它检测出来, 经“clean”处理从信号中消去强目标后, 弱目标的自身项峰值显现出来, 如图 4(b) 所示。

下面分析时延的选取对算法性能的影响。若场景为单个目标, 例如只存在目标  $P_2$ , 令时延组数  $L=1$ , 时延分别取  $(N/6, N/6)$  和  $(5N/24, 2N/15)$ , 图 5(a)

比较  $a_{2,3}$  在不同时延下的相对估计误差。由式(28)知,  $(N/6, N/6)$  为最优时延, 图 5(a) 也证实了取最优时延时多项式系数的估计更准确。若场景为多目标, 例如同时存在目标  $P_1$  和  $P_2$ , 给定 4 组时延  $(N/6, N/6)$ 、 $(N/7, 5N/36)$ 、 $(5N/24, 2N/15)$ 、 $(2N/9, N/8)$ , 图 5(b) 给出了  $L$  取不同值时  $a_{2,3}$  的估计性能。当  $L=1$  时, 随着信噪比的增大,  $a_{2,3}$  的估计性能并没有得到改善, 这种情况下的估计误差主要是由交叉项产生的虚假峰值引起的。当  $L>1$  时, PHAF 对虚假峰进行了有效的抑制, 随着信噪比的增大,  $a_{2,3}$  的估计性能变好, 并且随着  $L$  的增大,  $a_{2,3}$  的估计误差进一步减小。当然, 增大  $L$  会使计算量增大, 在实际应用中对  $L$  的选取要综合考虑。

由于墙体折射的影响, 本文得到的目标位置与真实目标位置之间还有一定偏移。文献[10]推导了墙体折射对目标位置影响的表达式, 使用文献[10]中的结论, 我们对目标位置进一步校正。图 6 给出了目标位置校正后的图像。在图 6 中, 目标  $P_1$  和  $P_2$  的峰值位置分别为  $(2.97, 1.31)$  和  $(3.54, 1.38)$ , 这与目标的真实位置已经非常接近了。

## 5 结论

穿墙成像在军事和民用领域都有广泛的应用前景。在墙体参数未知或不准确的情况下保持穿墙雷达系统的良好性能有重要意义。本文提出了一种基于 PHAF 算法的穿墙成像自聚焦方法, 它能较准确的估计墙体参数值并纠正由墙体参数误差造成的图像失真。仿真结果表明了该方法的有效性和可行性。

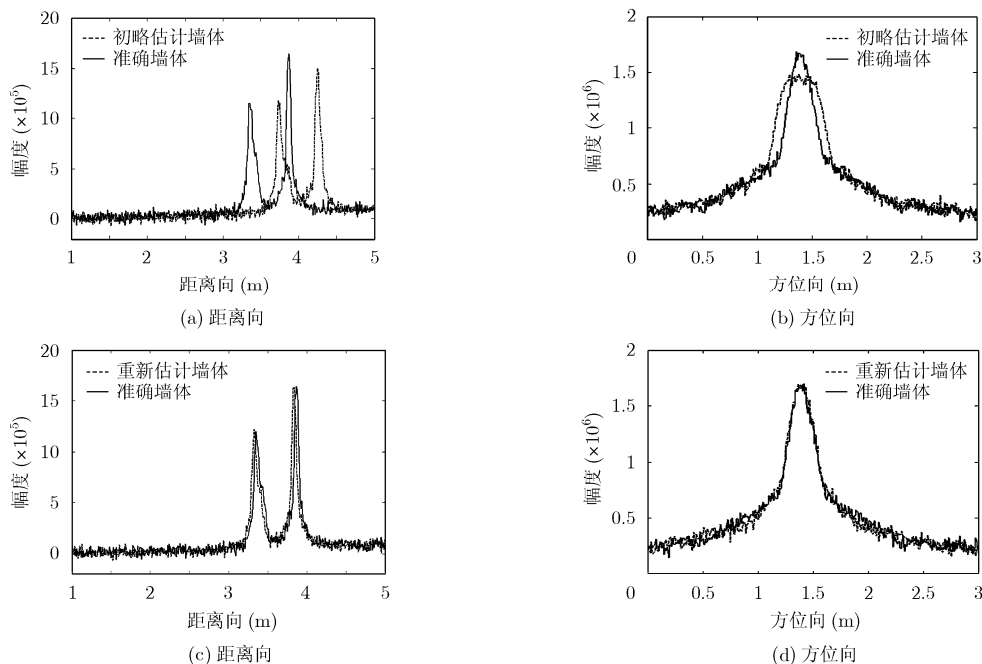


图3 墙体参数变化时的剖面图

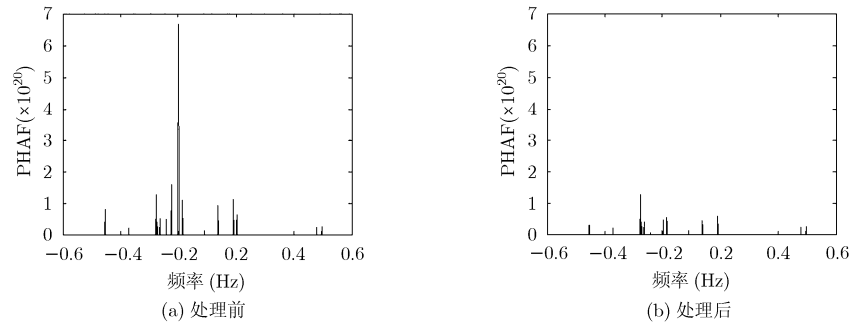


图4 “clean”处理前后比较

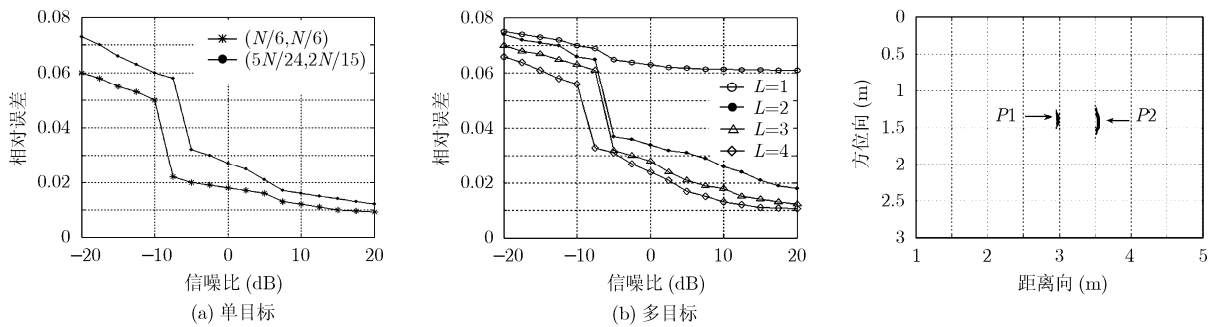


图5 时延的影响

图6 目标定位结果

### 参考文献

- [1] Dogaru T and Le C. SAR images of rooms and buildings based on FDTD computer models [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(5): 1388-1401.
- [2] Venkatasubramanian, Vijayaraghavan, Leung Henry, and Liu Xiao-xiang. Chaos UWB radar for through-the-wall imaging [J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2009, 18(6): 1255-1265.
- [3] Kidera S, Sakamoto T, and Sato T. High-resolution 3-D imaging algorithm with an envelope of modified spheres for UWB through-the-wall radars [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, 57(11): 3520-3529.
- [4] Moeness A G and Fauzia A. Wideband synthetic aperture beamforming for through-the-wall imaging[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(4): 110-113.
- [5] Wang G, Zhang Y, and Amin M G. A new approach for target locations in the presence of wall ambiguities [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2006, 42(1): 301-305.
- [6] Hansen R C. Negative refraction without negative index [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2008, 56(2): 402-404.
- [7] Liu Xiao-xiang, Leung H, and Lampropoulos G A. Effects of non-uniform motion in through-the-wall SAR imaging [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2009, 57(11): 3539-3548.
- [8] Peleg S and Porat B. Estimation and classification of polynomial-phase signals [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1991, 37(2): 422-430.
- [9] Barbarossa S, Scaglione A, and Giannakis G B. Product high-order ambiguity function for multicomponent polynomial-phase signal modeling [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1998, 46(3): 691-708.
- [10] Liu Xiao-xiang. A study of through-the-wall radar and its application to urban sensing. [Ph.D. dissertation], Department of Electrical and Computer Engineering, Calgary University, Calgary, Canada, 2009.

谭覃燕: 女, 1982年生, 博士生, 从事穿墙 SAR 成像研究。

Henry Leung: 男, 1971年生, 教授, 从事穿墙雷达成像、雷达信号处理研究。

宋耀良: 男, 1960年生, 教授, 博士生导师, 从事 SAR 成像研究。