

文章编号: 0490-6756(2008)02-0336-07

基于超宽带信号的穿墙雷达目标定位研究

周 觅¹, 何培宇¹, 余晶鑫¹, 张 弘¹, 杨 涛¹,
钟 诚¹, 任柯昱², 唐 丹²

(1. 四川大学电子信息学院, 成都 610064;

2. 中国工程物理研究院电子工程研究所, 绵阳 621900)

摘 要: 超宽带信号在穿透墙或其它障碍物的传播过程中会发生折射的现象, 给探测目标的定位造成误差. 提出了一种数值逼近的计算方法来求解真实的折射路径和回波时间延迟, 简化了计算过程. 同时也采用多周期脉冲信号的周期累加方式来处理信号消噪问题, 大大改善了信噪比. 最后对不同阵元数条件下的目标探测效果进行了比较. 仿真结果表明阵元数越多, 信噪比越高, 定位也越精确.

关键词: 超宽带; 穿墙成像; 聚焦延迟; 折射路径; 脉冲周期累加

中图分类号: TN957.51 **文献标识码:** A

Research on target localization using through-wall radar based on Ultra Wide-Band signal

ZHOU Mi¹, HE Pei-Yu¹, YU Jing-Xin¹, ZHANG Hong¹, YANG Tao¹,
ZHONG Cheng¹, REN Ke-Yu², TANG Dan²

(1. College of Electronic and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, China;

2. Institute of Electronic Engineering, CAEP, Mianyang 621900, China)

Abstract: The error of target localization is mostly caused by the refraction of propagating when an ultra wide-band signal travels through a wall or other obstacles. This paper proposes a numerical approaching algorithm to calculate the real refraction route and the time-delay of the echo, simplifying the calculation. In order to improve the SNR, the multi-period pulse is used as the detecting signal, which is processed in the way of period accumulation. By comparing the detecting effects in condition of different array element number, the simulation result shows that the more the array elements are, the higher the SNR is, and the more accurate the target localization is.

Key words: Ultra Wide-Band, through-wall imaging, focusing delay, refraction route, pulse period accumulation

1 引 言

超宽带(Ultra Wide-Band, UWB)信号的概

念^[1]最早出现于上世纪七十年代,其定义是指信号的分数带宽(带宽与中心频率之比)大于0.25,即

收稿日期: 2007-04-30; 修回日期: 2007-06-10

作者简介: 周觅(1981-),男,四川内江人,2005级硕士研究生,主要研究领域为信号与信息处理. E-mail: zhou2ge@sina.com

通讯作者: 何培宇. E-mail: hpysbsy@163.com

$$\frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L} > 0.25 \quad (1)$$

式中, f_H 为雷达发射信号的上限频率, f_L 为下限频率.

超宽带信号不仅包括绝对宽谱的极窄脉冲信号,还包括相对脉宽较宽的脉冲压缩信号^[2].在穿墙雷达探测领域,信号带宽越大,雷达距离分辨率越高.超宽带雷达的带宽达到了 GHz 数量级,因此具有高距离分辨率^[3].

Fauzia Ahmad 在其最新的穿墙探测研究中沿用了联合阵列的方法^[4],将发射机和接收机独立开来,各司其职,各自形成阵列,以达到提高空间分辨率的目的.尽管超宽带信号的穿透性能很强,但是在从空气介质透射入掩体介质的时刻,不可避免会发生信号传播的折射现象,直接导致了目标定位的困难,从而也带来了定位的误差.在以往的文献中,对折射问题做了相应的误差分析,提出了限制入射角度以减小误差的修正方法^[5],证明了折射问题对定位的重大影响.因此求解真实的传播路径,从而得到准确的回波时间延迟是非常必要的.为解决这一问题,Fauzia Ahmad 列出了一系列非线性方程组求解^[4],但却难以得到一个准确的闭式解.本文则换了一种思路,没有从求解非线性方程的角度,而是运用数值逼近的方法求解折射路径,明确而又简单.此外,在信号实际去噪这个方面,利用多周期脉冲信号的周期累加方法进行了探索.仿真结果证明该方法能有效抑制噪声,大大提高输出信噪比.

2 几何原理

我们主要研究的是二维平面上的目标定位成像.假如信号发射天线和接收天线均是单阵元,即各由一个天线元实现收发,并且在传播途径上没有障碍物的情况.由图 1 可以直观的看出其几何原理.图中所示的是 $x - z$ 直角坐标系,发射天线由 x_{tm} ,接收天线用 x_{rn} 来表示,二者均位于 x 坐标轴上,其位置是固定已知的.图中的 x_p 表示实际探测目标, x_q 表示在天线在此区域内的虚拟扫描点. R_q 是 x_q 到坐标原点的距离,而 $d(a, b)$ 等则表示 a 和 b 两点的距离.

从图 1 中可知,发射天线将高频脉冲信号沿直线发射至探测目标所处位置, x_p 目标将信号反射回接收天线.如果用 c 表示空气中的光速,则期间所经过的时间延迟为

$$\tau_{mn} = \frac{d(x_{tm}, x_p)}{c} + \frac{d(x_p, x_{rn})}{c} \quad (2)$$

与 x_p 所不同的是,对于虚拟点 x_q 的时间延迟公式为

$$\tilde{\tau}_{mn} = \frac{2R_q}{c} - \frac{d(x_{tm}, x_q)}{c} - \frac{d(x_q, x_{rn})}{c} \quad (3)$$

式中的 $\tilde{\tau}_{mn}$ 被称为聚焦延迟(focusing delay),其意义就是虚拟扫描点的传播延迟相对于坐标原点的延迟差异,起到一个归一化的作用.我们通过对该区域内所有像素点的扫描而得出成像信息,而成像信息则直接与各像素点的时间延迟相关.

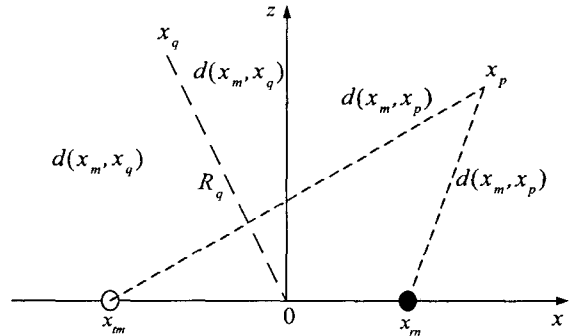


图 1 成像几何原理图

Fig. 1 Geometry of scene being imaged

假定发射信号是 $s(t)$,于是在 M 个发射天线和 N 个接收天线的阵列模型中,可得接收到的输出信号公式为

$$z_q(t) = \sum_{m=1}^M w_{tm} z_{mq}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{tm} w_{rn} a(x_p) s(t - \tau_{mn} - \tilde{\tau}_{mn}) \quad (4)$$

其中 w 是各个天线对应的权值, a 是目标点的复反射率,下脚标 m 和 n 表示的是发射天线和接收天线的标号.由此,我们就可以得到输出信号关于时间的函数.然而在 x_q 点处不存在真实目标的情况下,各像素点的虚拟延迟回波接收信号可表示为

$$z'_q(t) = \sum_{m=1}^M w_{tm} z_{mq}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{tm} w_{rn} a(x_p) s(t - \tilde{\tau}_{mn}) \quad (5)$$

(4)式中只有真正存在目标的 x_q 点才可能有 τ_{mn} 这一项,只要将实际接收到的(4)式与事先虚拟估计的(5)式一对照,就明显可以判断出在哪个位置存在真实的探测目标,这便是最终定位成像的依据.

3 穿墙模型

实际操作中是在目标被介质遮挡,不可见的情况下的定位研究. 所以需要研究电波穿墙的具体实验模型. 墙壁厚度用 d_w 表示,墙体介电常数为 ϵ . 假定发射天线与接收天线均紧靠墙面放置,如图 2 所示.

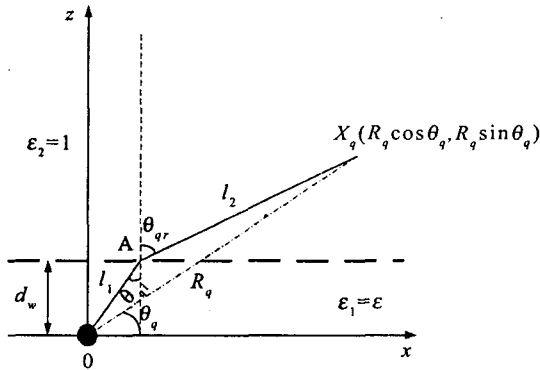


图 2 信号传播中的折射几何图

Fig.2 Geometry depicting effect of refraction on propagation

图 2 中,天线位于 $x - z$ 直角坐标的原点处, x 轴与粗虚线之间的部分代表障碍物,即墙壁,其宽度由 d_w 表示. 墙壁的介电常数 ϵ_1 , 令它为 ϵ , 而墙壁之后的空间部分介电常数 ϵ_2 为 1. θ_q 是目标的极坐标角度, R_q 是目标的极径. 信号电波入射在墙面内壁处发生折射,折射点 A,过 A 点垂直于墙面的细虚线称为法线. 入射路径用 l_1 表示,它与法线的夹角叫入射角 θ_{qi} ; 折射路径用 l_2 表示,它与法线的夹角叫折射角 θ_{qr} . 这里需要声明的是,在发射天线将脉冲信号打向目标的时候,传播路径与图中所示情况相同. 而当目标将信号反射回接收天线时,路径中入射角与折射角位置将发生交换.

根据斯涅尔折射定律^[6]

$$\frac{\sin \theta_{qr}}{\sin \theta_{qi}} = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}} = \sqrt{\frac{\epsilon}{1}} = \sqrt{\epsilon} \quad (6)$$

由图 2 可以分析出以下计算公式^[4]

$$\theta_{qr} = \sin^{-1}(\sqrt{\epsilon} \sin \theta_{qi}) \quad (7)$$

$$l_1 = \frac{d_w}{\cos \theta_{qi}} \quad (8)$$

$$R_q^2 = l_2^2 + l_1^2 - 2l_1 l_2 \cos(\pi + \theta_{qi} - \theta_{qr}) \quad (9)$$

$$l_2 = \frac{\sqrt{R_q^2 - l_1^2 \sin^2(\theta_{qi} - \theta_{qr})} - l_1 \cos(\theta_{qi} - \theta_{qr})}{\sin(\theta_{qr} - \theta_{qi})} \quad (10)$$

$$\frac{l_2}{\sin(\theta_{qr} - \theta_{qi})} = \frac{R_q}{\sin(\pi + \theta_{qi} - \theta_{qr})} =$$

$$\frac{R_q}{\sin(\theta_{qr} - \theta_{qi})} \quad (11)$$

$$\theta_q = \theta_{qi} + \sin^{-1}\left(\frac{l_2}{R_q} \sin(\theta_{qr} - \theta_{qi})\right) \quad (12)$$

联立上面的方程式,其中 R_q 、 θ_q 是已知极坐标参量, d_w 是已知常量,有四个未知量 l_1 、 θ_{qi} 、 l_2 、 θ_{qr} , 可用四个方程联立解得,求得实际的传播路径和折射角度,从而计算得出(4)式与(5)式中的重要变量 $\tilde{\tau}_{mn}$, 最终用 R_q 和 θ_q 表示. 同时实际接收到的信号函数(4),也是随 R_q 和 θ_q 变化的,可以用 R_q 和 θ_q 来表示.

然而在实际的计算过程中发现,直接求解上述非线性方程组,计算量非常大. 经研究得出,采用数值逼近方法能更好的解决折射路径的求解问题.

4 求解折射路径的数值逼近算法

由前文所知,要得到任意扫描点的准确的时间延迟 $\tilde{\tau}_{mn}$, 必须求解真实的信号传播路径. 而由于墙体的物质特性,导致了信号在传播的过程中会发生折射现象,不可能严格按照直线方向传播. 而折射角的具体大小,与扫描点相对于天线的位置以及墙体的介电常数有直接的关系. 天线的放置地点是由我们自行决定的,墙体的介电常数也可以事先测定,这两项均可以视为已知量. 这样我们就可以利用扫描点的坐标作为参变量,采用数值逼近法,求得与每个扫描点对应的的时间延迟 $\tilde{\tau}_{mn}$ (图 3).

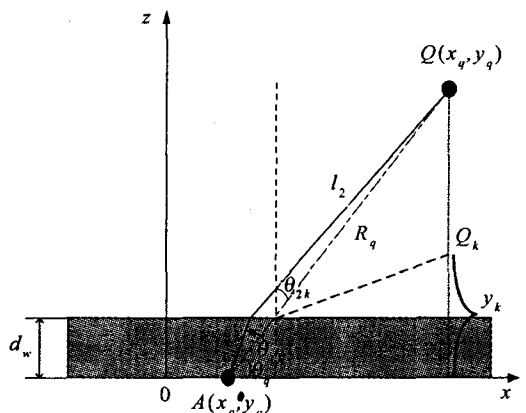


图 3 折射路径算法示意图

Fig.3 Geometry of calculating the refraction route

如图 3 所示,我们用 A 点表示天线的位置,并且视墙壁外侧为 x 轴,用 Q 点表示扫描点的位置,不同的是 A 点位置 (x_a, y_a) 是已知,而 Q 点的位置 (x_q, y_q) 作为参变量来处理. 于是可得

$$R_q = \sqrt{(x_q - x_a)^2 + (y_q - y_a)^2} \quad (13)$$

$$\theta_q = \tan^{-1}\left(\frac{y_q - y_a}{x_q - x_a}\right) \quad (14)$$

假设发射天线紧贴墙壁外侧,而且信号经过墙体的时候是沿夹角为 θ_r (图中 l_1 与 x 轴的夹角) 的方向发射,那么传播路线在墙壁内侧的边缘处就将发生折射,最终信号传送到 Q 点. 求解 θ_r 的值,才能计算出两段传播路径 l_1 和 l_2 ,以及进一步计算出传输时延 τ .

令第 k 次计算的发射角度为 θ_{rk} ,第 k 次的入射角为 θ_{1k} ,第 k 次的折射角为 θ_{2k} . 当 $k = 1$ 时, $\theta_{r1} = \theta_q$

$$\theta_{1k} = \frac{\pi}{2} - \theta_{rk} \quad (15)$$

根据折射定律,可得

$$\sin\theta_{2k} = \sqrt{\epsilon} \sin\theta_{1k} \quad (16)$$

从而可以计算出图中 Q 点的纵坐标

$$y_k = d_w + \frac{x_q - x_a - d_w \tan\theta_{1k}}{\tan\theta_{2k}} \quad (17)$$

将 y_k 与 y_q 相比较,如果 $y_q > y_k$,则证明 $\theta_r > \theta_{rk}$. 于是令

$$\theta_{r(k+1)} = \theta_{rk} + \mu \quad (18)$$

继续计算, k 随即累加,角度按图中箭头方向(逆时针方向)增大,仿真的时候取 μ 为 0.01 的弧度,即下一次发射角比前一次增大 0.01 个弧度. 这个时候的折射点就将变化,而入射角按(15)式所得,重复(15)至(17)式的步骤. 可以知道 θ_{rk} 将逐渐逼近 θ_r . 直到(17)式中的 $y_k \geq y_q$ 为止.

当 $y_k = y_q$ 时,可知 $\theta_{rk} = \theta_r$,求解结束. 若 $y_k > y_q$,则说明 $\theta_{rk} > \theta_r > \theta_{r(k-1)}$. 接下来,将逼近步长 μ 取为更小的步进值,按同样的搜寻方法,从 $\theta_{r(k-1)}$ 开始进行精细逼近,直到求到 y_k 与 y_q 之间的误差趋近于零为止. 得到的最终的 θ_{rk} 值可视为真实的 θ_r .

值得一提的是,由于在折射现象发生的时刻,信号是从光密介质到光疏介质的过程,可能存在全反射效应. 于是可以在算法开始之前做一个判断,如果

$$\sqrt{\epsilon} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_q\right) > 1 \quad (19)$$

时,说明按 θ_q 为初始值开始逼近计算将出现全反射,则放弃 θ_q 为初始值,而改为采用 θ_q' 初始值(即令 $\theta_{r1} = \theta_q'$),使 θ_q' 满足

$$\sqrt{\epsilon} \sin\left(\frac{\pi}{2} - \theta_q'\right) = 1 \quad (20)$$

接下来的计算流程则完全相同,求解得到精确的 θ_r .

从而易得

$$l_1 = \frac{d_w}{\sin\theta_r} \quad (21)$$

$$l_2 = \frac{y_q - d_w}{\cos(\arcsin(\sqrt{\epsilon} \cos\theta_r))} \quad (22)$$

化简之后,可得

$$l_2 = \frac{y_q - d_w}{\sqrt{1 - (\sqrt{\epsilon} \cos\theta_r)^2}} \quad (23)$$

于是真实的时间延迟也得到了求解

$$\tau = \frac{\sqrt{\epsilon}}{c} l_1 + \frac{l_2}{c} \quad (24)$$

通过这个算法,只要天线的位置已知,则信号从天线传播到扫描区间内的任意一点所经历的时间延迟都可以得到精确的计算.

另外,如果 A 点与 Q 点的连线与墙面垂直,即

$\theta_q = \frac{\pi}{2}$ 的时候,不发生折射,信号沿直线传播. 而

当 $\theta_q > \frac{\pi}{2}$ 时,可以采用对称的方法求解,其计算过程完全相同. 如果考虑物体反射的时候没有时间消耗,这样一来,把扫描点 Q 分别到发射天线与接收天线的延迟 τ 进行相加,即可得到(5)式中的各像素点相应的时延估计聚焦延迟 $\hat{\tau}_{mn}$.

如前文所述,最终实际雷达接收到的信号,是一个仅仅由 R_q 和 θ_q (或 x_q 与 y_q) 表示的输出函数,将这个输出函数(4)与先验所得的虚拟延迟输出函数(5)进行求差运算,即可得到含有目标位置信息的误差函数,并且该函数也是由 x_q 与 y_q 来表示的. 从而可以在坐标系中绘出误差函数的图象. 目标位置的扫描点处将出现峰值,而其它位置的点函数值则较小,于是可以实现对目标的定位.

5 滤波与消噪

由于信号在外界空间和墙体内部中传播的时候难免会伴有杂波,天线之间的耦合波,没有穿过墙体就被墙面反射回来的反射波,以及各种各样的噪声,都会给实际需要的准确回波造成干扰. 于是我们必须对回波信号进行滤波以抑制杂波干扰,并消除噪声.

首先,在实际回波到达之前所接到的反射波和耦合波可以通过在信号接收端采用一个距离波门^[7] $G(t - \tau')$,而得到滤除. 距离波门的主要参数,即延迟时间 τ' ,则应该在事先经过对目标位置

进行估计而得到. 尽量在滤除杂波和不丢失真实反射回波之间折中处理.

另一方面, 噪声是影响最终成像分辨率的重要因素. 由于噪声一般是随机的, 但回波是周期性脉冲, 我们可以利用它们之间的这种差异进行处理, 采用对回波进行周期脉冲累加的方法, 尽可能的消去噪声. 在实际仿真中, 我们发射一串周期性脉冲, 伴随着脉冲必然会有一系列的随机噪声. 在接收机处我们把连串信号按周期截获, 并以周期为长度对 N 个周期内的信号进行脉冲累加

$$y(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_i(t)G(t - \tau_i) \tag{25}$$

这样一来, 脉冲串由于有相同的周期, 可以得到平均. 而噪声则会在累加中得到削弱和抵消. 这种处理在累加周期数越多的情况下消噪效果越好, 成像分辨率越高.

6 仿真条件与结果

在仿真中采用的超宽带信号是中心频率为 1 GHz, 带宽为 2 GHz 的钟形脉冲^[7], 如图 4 所示. 单周期内的信号表示如下式

$$S(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t - t_d}{\tau_w} \right)^2 \right] \exp \left[-2\pi \left(\frac{t - t_d}{\tau_w} \right)^2 \right] \tag{26}$$

其中信号周期 T 为 10 ns, t_d 表示脉冲中心时刻, τ_w 表示脉冲宽度, 设为 1 ns. 设定原始信噪比为 5 : 1 (14 dB), 在仿真笛卡尔坐标系中, 以墙体外表面为 x 坐标轴, 墙体最左端为坐标原点. 假设房间是 5 m × 5 m 规格的大小. 发射天线一次性发出 40 个周期的钟形脉冲串. 相邻两串脉冲之间间隔大约 50 ~ 100 ms.

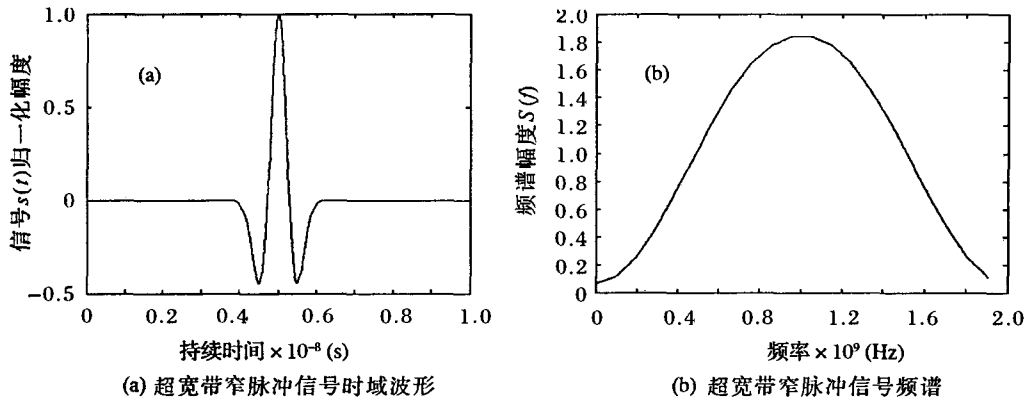


图 4 超宽带信号 $s(t)$ 的时域图与频谱图

Fig. 4 Time domain and frequency spectrum of UWB signal

我们采用了四个雷达天线. 雷达 A 与 B 发射超宽带信号. 雷达 C 与 D 负责接收反射信号. 它们的坐标位置设为固定值: $A(1, 0), B(4, 0), C(2, 0), D(3, 0)$. 天线在墙壁外侧紧贴墙面平行放置, 如图 5 所示. 墙壁厚度为 6 英寸, 约合 0.15 m. 墙壁的介电常数为 9.

假定运动目标在笛卡尔坐标系中匀速运动, 在三个扫描时间内位置分别位于坐标 $(1, 3), (2, 2), (3, 1)$. 本文的信号采用的是周期脉冲串的形式, 通过仿真我们得出了使用周期脉冲的效果优于单个脉冲的结论. 目标成像图如图 6 所示.

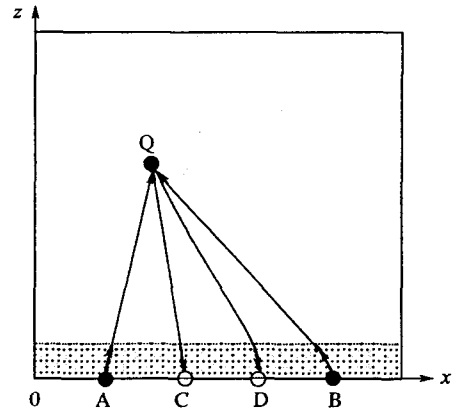


图 5 实际穿墙探测模型

Fig. 5 Model of through-wall detecting

图6显示周期脉冲串的定位效果要大大优于单脉冲信号. 出现这种差异的原因在于外界噪声的影响. 单脉冲信号很容易湮没在噪声中,无法辨

识. 而对于周期脉冲,通过前文提到的周期累加方法,可以有效的消除噪声,使有用信号得到增强. 如图7所示.

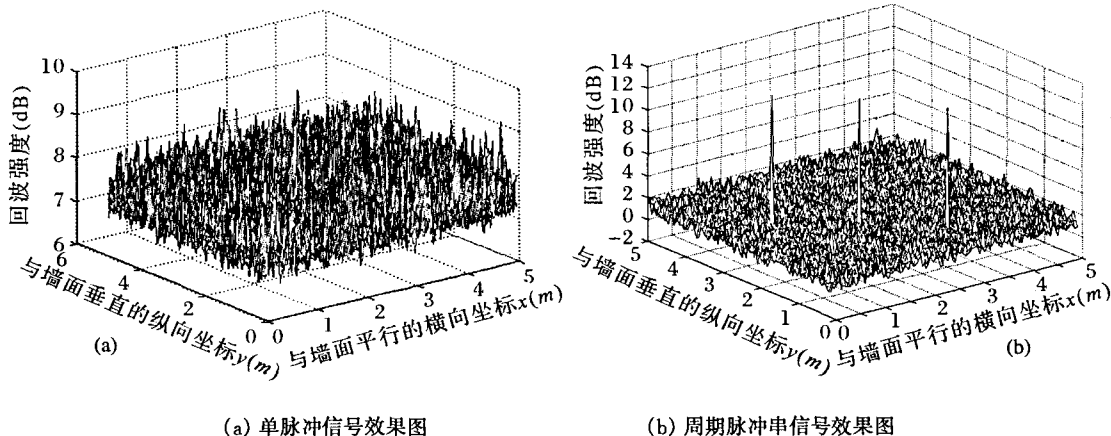


图6 单脉冲与周期脉冲的成像对比图

Fig. 6 Image comparison of single and multi-period pulses

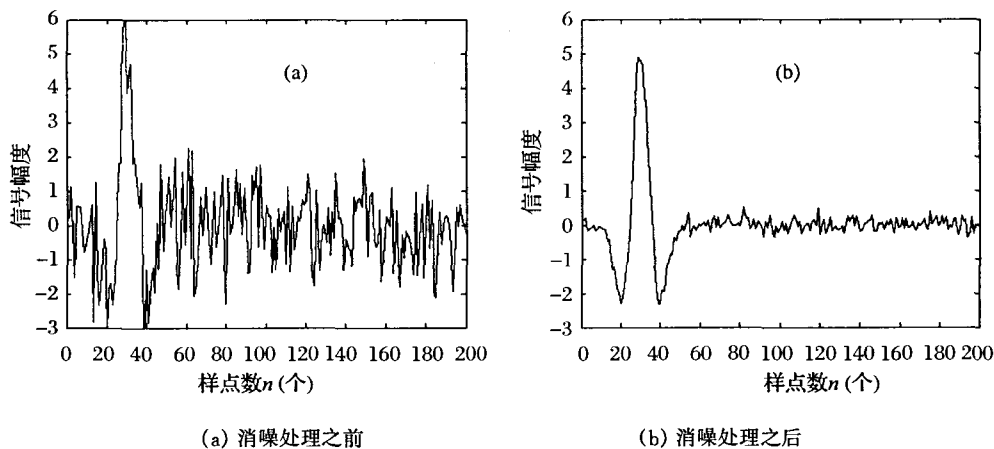


图7 相干累加消噪处理前后信号在一个周期内的对比图

Fig. 7 Comparison of using concerned accumulation processing or not in single period

脉冲周期累加的抑噪作用在信号的周期数越大的情况下效果越好,仿真结果可得不同累加周期数信噪比比较,如表1.

表1 不同累加周期数信噪比比较

Tab. 1 Comparison of SNR in different accumulation periods

相干累加周期数	信噪比范围(dB)
20	15.6~22.5
40	18.4~25.6
80	21.8~29.2

此外,在实验中我们也论证得出了天线阵列中的阵元个数与最终成像效果之间的关系. 阵元个数越多,所接收到的有用信息也就越多,对运动目标的分辨能力越强,而且受外界噪声干扰越小,最终的成像效果也就越好,这也是在合成孔径雷达的

工程应用上面要尽可能使用更多的天线阵元的原因. 在仿真中,我们使用天线单发单收,双发双收,以及多发多收,即天线数目分别取不同的值时,按40个周期脉冲串进行处理,得到不同的结果,比较得出非常明显的差异. 可见天线数目越多,仿真结果的最大信噪比越大,对目标的识别能力就越强,定位也就越准确,如表2.

表2 阵元的数量与最终处理效果的比较

Tab. 2 Comparison of processing effect with different number of antennas

发射天线(个)	接收天线(个)	最大信噪比(dB)
1	1	21.2
2	2	25.6
4	4	29.8

7 结 语

在穿墙雷达探测技术得到广泛应用的基础上进行了一些新的研究和探索. 主要是使用了超宽带信号作为信号源, 利用了超宽带信号的频域相对带宽很宽, 穿透性能好, 时域内显示为极窄的脉冲, 可以提高距离分辨率等优点. 另外, 在信号穿墙的过程中出现的折射现象不容忽视, 我们提出了数值逼近的算法来求解真实折射角度, 从而计算出较为精确的时间延迟, 以求最终得到准确的判别. 在滤波消噪的处理上, 使用了传统的距离波门来滤除非有用回波和耦合波, 同时以周期延拓并累加的处理方法消除外界噪声. 最后以仿真实验证明, 合成孔径雷达使用多阵元采集信号, 可以提高系统分辨率与成像精确度.

参考文献:

- [1] 余洪涛, 张永顺. 超宽带雷达波形选择[J]. 航天电子对抗, 2004, 5: 28.
- [2] 胡伟东, 吕昕, 高本庆. 超宽带雷达技术的新进展[J]. 无线电工程, 2005, 35(1): 35.
- [3] 黎海涛, 徐继麟. 超宽带雷达目标回波建模[J]. 系统工程与电子技术, 2000, 22(10): 41.
- [4] Ahmad F, Amin M G, Kassam S A. Synthetic aperture beamformer for imaging through a dielectric wall[J]. IEEE transactions on aerospace and electronic systems, 2005, 41(1): 271.
- [5] 李禹. UWB-TWDR 的运动目标检测及定位[D]. 长沙: 国防科学技术大学研究生院, 2003.
- [6] Ahmad F, Amin M G, Kassam S A. A beamforming approach to stepped-frequency synthetic aperture through-the wall radar imaging[J]. IEEE, 2005, 78(3): 24.
- [7] 宋华, 李禹. 超宽带穿墙探测雷达的运动目标检测技术[J]. 电讯技术, 2004, 6: 133.
- [8] Hoctor R T, Kassam S A. The unifying role of the coarray in aperture synthesis for coherent and incoherent imaging[J]. Proceedings of the IEEE, 1990, 78(4): 735.
- [9] 梁甸农, 陆仲良, 周智敏, 等. 超宽带雷达技术[J]. 国防科技参考, 1998, 19(1): 71.
- [10] 王治国, 费元春, 李熹. 穿墙雷达中的动目标定位新方法[J]. 电子技术应用, 2006, 6: 9.
- [11] 李国利, 罗代升, 周钊. 星载 SAR 成像的 R-D 算法研究[J]. 四川大学学报: 自然科学版, 2006, 43(1): 94.

[责任编辑: 李富河]