



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102058411 B

(45) 授权公告日 2013. 05. 08

(21) 申请号 201010520832. 8

审查员 杨蔚蔚

(22) 申请日 2010. 10. 27

(73) 专利权人 中国人民解放军第四军医大学  
地址 陕西省西安市长乐西路 17 号

(72) 发明人 王健琪 荆西京 张杨 吕昊  
李岩峰 李钊 焦腾

(51) Int. Cl.

A61B 5/08(2006. 01)

G01S 13/88(2006. 01)

G01S 13/06(2006. 01)

G01S 7/41(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101598782 A, 2009. 12. 09, 全文 .

CN 101770025 A, 2010. 07. 07, 全文 .

US 5986600 A, 1999. 11. 16, 全文 .

张杨等. 生物雷达多静目标检测识别技术初步研究. 《第八届全国信号与信息处理联合学术会议论文集》. 2009, 第 85-89 页 .

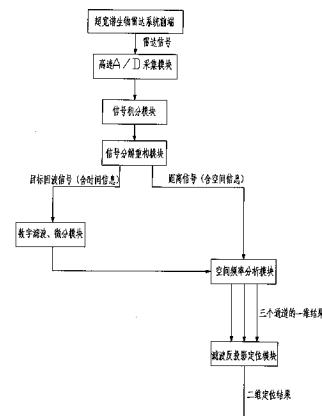
权利要求书2页 说明书15页 附图10页

(54) 发明名称

一种多通道基于 UWB 雷达式生命探测仪

(57) 摘要

本发明公开了一种可用于多目标探测的多通道基于 UWB 的雷达式生命探测仪, 包括 UWB 生物雷达前端和计算单元, 所述 UWB 生物雷达前端包括一个发射天线、三个接收天线、脉冲振荡器、电磁脉冲产生器、取样积分器; 所述发射天线与每一个所述接收天线组成一个通道, 共组成三个通道; 由计算单元对采集到的三路雷达回波信号进行分析处理, 最终提取多个人体目标生命信息和各目标的二维位置信息。



1. 一种多通道基于 UWB 的雷达式生命探测仪, 其特征在于, 包括 UWB 生物雷达前端和计算单元, 所述 UWB 生物雷达前端包括一个发射天线、三个接收天线、脉冲振荡器、电磁脉冲产生器、取样积分器; 所述发射天线与每一个所述接收天线组成一个通道, 共组成三个通道; 所述脉冲振荡器产生脉冲信号, 该信号触发电磁脉冲产生器产生窄脉冲, 并通过所述发射天线辐射出去; 反射信号经过每个所述接收天线送到取样积分器, 由脉冲振荡器产生的脉冲信号同时经过延时电路和距离门产生距离门, 对接收信号进行选择, 信号通过取样积分电路, 经过积累后微弱信号被检测出来, 并经由放大器和滤波器进行放大、滤波得到三路雷达回波信号, 所述三路雷达回波信号经高速 A/D 采集卡采样后送入计算单元, 由计算单元对采集到的三路雷达回波信号进行分析处理, 最终提取多个人体目标生命信息和各目标的二维位置信息; 所述计算单元包括信号积分模块、信号分解重构模块、数字滤波模块和数字微分模块、空间频率分析模块和滤波反投影定位模块, 所述信号积分模块在距离上分别对三路雷达回波信号进行积分, 所述信号分解重构模块将经过积分后的三路雷达回波信号分别进行分解、重构, 合成三路目标回波信号和三路距离信号, 所述数字滤波和数字微分模块对三路目标回波信号分别进行数字滤波和数字微分, 所述空间频率分析模块用于根据数字滤波和数字微分后的三路目标回波信号以及三路距离信号进行空间频率分析, 得到目标的三个投影信号; 所述滤波反投影定位模块用于根据所述三个投影信号确定目标的二维位置信息并形成显示图像。

2. 根据权利要求 1 所述的雷达式生命探测仪, 其特征在于, 所述发射天线和其中一个接收天线紧密排列置于中央, 另外两接收天线设置于两边, 形成形似哑铃的结构。

3. 根据权利要求 1 所述的雷达式生命探测仪, 其特征在于, 还包括投影信号预处理模块, 用于将所述三个投影信号进行去中值和归一化处理, 将预处理后信号发送给所述滤波反投影定位模块。

4. 根据权利要求 3 所述的雷达式生命探测仪, 其特征在于, 所述滤波反投影定位模块包括顺次连接的一维傅里叶变换模块、一维权重因子模块、一维逆傅立叶变换模块、直接反投影模块; 所述一维傅里叶变换模块用于对三个通道的预处理后投影信号作一维傅里叶变换; 所述一维权重因子模块用于对所述经过一维傅里叶变换后的投影信号乘以一维权重因子  $|\rho|$ ; 所述一维逆傅立叶变换模块用于对乘以一维权重因子  $|\rho|$  后的投影信号作逆傅立叶变换; 所述直接反投影模块用于对经过逆傅立叶变换的投影信号作直接反投影。

5. 根据权利要求 4 所述的雷达式生命探测仪, 其特征在于, 一维权重因子  $|\rho|$  的最终确定如下式所示:

$$\begin{cases} |\rho|=1 & 0.08\text{Hz} < F_1\{g_\theta(t)\} < 0.7\text{Hz} \\ |\rho|=0 & F_1\{g_\theta(t)\} < 0.08\text{Hz} \text{ 或 } F_1\{g_\theta(t)\} > 0.7\text{Hz} \end{cases}, g_\theta(t) \text{ 为某通道处理后的投影信号, } F_1\{g_\theta(t)\} \text{ 为一维傅立叶变换后的投影信号。}$$

6. 根据权利要求 1 至 5 任一所述的雷达式生命探测仪, 其特征在于, 还包括拖尾消除模块, 用于对经过所述滤波反投影定位模块定位得到的显示图像进行拖尾消除。

7. 根据权利要求 6 所述的雷达式生命探测仪, 其特征在于, 所述拖尾消除模块采用以下方法进行拖尾消除: 将显示区域的二维平面内的像素值预设置一阈值, 将低于所述阈值的像素涂成背景颜色。

8. 根据权利要求 6 所述的雷达式生命探测仪, 其特征在于, 所述显示图像的显示方式

为二维平面伪装的显示方式，并同时显示距离和角度，来实现多目标的定位和探测结果显示。

## 一种多通道基于 UWB 雷达式生命探测仪

### 技术领域

[0001] 本发明涉及属于非接触生命参数探测技术领域,特别涉及一种可用于多目标探测的多通道基于 UWB 的雷达式生命探测仪。

### 背景技术

[0002] 雷达式生命探测仪是一种融合雷达技术和生物医学工程技术可穿透非金属介质(砖墙、废墟等)非接触、远距离地探测人类生命体(呼吸、心跳、体动等)的一种新兴特殊雷达。而雷达式生命探测仪技术则是以生命体为探测目标的一项新兴技术,是国际科技界公认的一个非常重要的前沿技术领域。由于该技术对被测量对象无任何约束,无需接触性电极、传感器、电缆等的连接,而且可以隔一定的距离、穿透一定的介质(如衣服、纱布、砖墙、废墟等)对人体进行识别探测,所以可广泛用于灾害被埋人员搜救、反恐斗争中隔墙监控及战场侦察等领域,特别是在应急救援、反恐等领域具有不可替代的优势。

[0003] 目标识别能力和距离、角度分辨力是当今雷达式生命探测仪领域研究的两个重点,也是本文需要突破的关键问题。目前,较为成熟的基于连续波雷达体制的雷达式生命探测仪系统只能给出有人无人的结果,而无法给出目标的距离和角度信息等,穿透能力也有待进一步提高。鉴于超宽谱雷达所具有的优势,我们采用了目前国际上先进的超宽谱技术,将其与非接触生命探测技术相结合,研究基于超宽谱的非接触探人雷达技术。

[0004] 现行的雷达式生命探测技术以对单目标的探测识别为主,对多目标的探测和定位也仅限于运动目标。到目前为止,该领域尚未解决多个静止人体目标的识别和二维定位问题。多静目标探测识别定位技术是国际生命探测领域一个新的研究方向和难点,该技术是雷达式生命探测仪的关键技术,它制约着雷达式生命探测仪的广泛应用。多静目标探测识别定位难题的解决可以极大地提高非接触生命探测中的探测效率,满足实际工作中对多目标快速探测定位的需求。

### 发明内容

[0005] 本发明所要解决的技术问题是针对现有技术的不足,提供一种多通道的可实现多目标二维探测定位的基于 UWB 的雷达式生命探测仪,解决多个静止人体目标的二维探测和定位问题。

[0006] 本发明采用如下技术方案:

[0007] 一种多通道基于 UWB 的雷达式生命探测仪,包括 UWB 生物雷达前端和计算单元,所述 UWB 生物雷达前端包括一个发射天线、三个接收天线、脉冲振荡器、电磁脉冲产生器、取样积分器;所述发射天线与每一个所述接收天线组成一个通道,共组成三个通道;所述脉冲振荡器产生脉冲信号,该信号触发电磁脉冲产生器产生窄脉冲,并通过所述发射天线辐射出去;反射信号经过每个所述接收天线送到取样积分器,由脉冲振荡器产生的脉冲信号同时经过延时电路和距离门产生距离门,对接收信号进行选择,信号通过取样积分电路,经过积累后微弱信号被检测出来,并经由放大器和滤波器进行放大、滤波得到三路雷

达回波信号,所述三路雷达回波信号经高速 A/D 采集卡采样后送入计算单元,由计算单元对采集到的三路雷达回波信号进行分析处理,最终提取多个人体目标生命信息和各目标的二维位置信息。

[0008] 所述的多通道 UWB 雷达式生命探测仪,所述发射天线和其中一个接收天线紧密排列置于中央,另外两接收天线设置于两边,形成形似哑铃的结构。

[0009] 所述的多通道 UWB 雷达式生命探测仪,所述计算单元包括信号积分模块、信号分解重构模块、数字滤波模块和数字微分模块、空间频率分析模块和滤波反投影定位模块,所述信号积分模块在距离上分别对三路雷达回波信号进行积分,所述信号分解重构模块将经过积分后的三路雷达回波信号分别进行分解、重构,合成三路目标回波信号和三路距离信号,所述数字滤波和数字微分模块对三路目标回波信号分别进行数字滤波和数字微分,所述空间频率分析模块用于根据数字滤波和数字微分后的三路目标回波信号以及三路距离信号进行空间频率分析,得到目标的三个投影信号;所述滤波反投影定位模块用于根据所述三个投影信号确定目标的二维位置信息并形成显示图像。

[0010] 所述的多通道 UWB 雷达式生命探测仪,还包括投影信号预处理模块,用于将所述三个投影信号进行去中值和归一化处理,将预处理后信号发送给所述滤波反投影定位模块。

[0011] 所述的多通道 UWB 雷达式生命探测仪,所述滤波反投影定位模块包括顺次连接的一维傅里叶变换模块、一维权重因子模块、一维逆傅立叶变换模块、直接反投影模块;所述一维傅里叶变换模块用于对三个通道的预处理后投影信号作一维傅里叶变换;所述一维权重因子模块用于对所述经过一维傅里叶变换后的投影信号乘以一维权重因子  $|\rho|$ ;所述一维逆傅立叶变换模块用于对乘以一维权重因子  $|\rho|$  后的投影信号作逆傅立叶变换;所述直接反投影模块用于对经过逆傅立叶变换的投影信号作直接反投影。

[0012] 所述的多通道 UWB 雷达式生命探测仪,一维权重因子  $|\rho|$  的最终确定如下式所

$$\begin{cases} |\rho| = 1 & 0.08\text{Hz} < F_1\{g_\theta(t)\} < 0.7\text{Hz} \\ |\rho| = 0 & F_1\{g_\theta(t)\} < 0.08\text{Hz} \text{ 或 } F_1\{g_\theta(t)\} > 0.7\text{Hz} \end{cases}, \quad g_\theta(t) \text{ 为某通道处理后的投影信}$$

号,  $F_1\{g_\theta(t)\}$  为一维傅立叶变换后的投影信号。

[0013] 上述任一所述的多通道 UWB 雷达式生命探测仪,还包括拖尾消除模块,用于对经过所述滤波反投影定位模块得到显示图像进行拖尾消除。

[0014] 所述的多通道 UWB 雷达式生命探测仪,所述拖尾消除模块采用以下方法进行拖尾消除:将显示区域的二维平面内的像素值预设置一阈值,将低于所述阈值的像素涂成背景颜色。

[0015] 所述的多通道 UWB 雷达式生命探测系统,所述显示图像的显示方式为二维平面伪彩的显示方式,并同时显示距离和角度,来实现多目标的定位和探测结果显示。

[0016] 本发明的创新之处在于:

[0017] (1) 提出了先实现对静止人体目标微弱生命特征的增强、人体识别和一维距离区分,再进行多目标二维定位的新方法,为雷达式生命探测仪的多个静止人体目标定位开辟新的途径。

[0018] (2) 采用以改形的时频分析方法——空频分析(空间、频率)为主的一维距离区分算法对单通道超宽谱雷达式生命探测仪系统采集的回波信号进行拆分、重组和有关处理,

可望为生命探测中多个静目标的一维距离区分提供新的方法。

[0019] (3) 提出了最佳天线阵结构方式 :长哑铃型结构。以该结构方式进行探测,可使探测系统以最少的天线,最简单的结构,获得最佳的多目标定位效果。

## 附图说明

- [0020] 图 1 为单通道超宽谱雷达式生命探测仪系统原理框图 ;
- [0021] 图 2 为多通道超宽谱雷达式生命探测仪计算单元结构示意图 ;
- [0022] 图 3 为超宽谱雷达参数设置示意图 ;
- [0023] 图 4 为回波信号和距离信号 ;
- [0024] 图 5 为硬件滤波电路组成方框图 ;
- [0025] 图 6 为微分算法前后的信号波形比较 (30 秒数据 ) ;
- [0026] 图 7 为波峰判别方法对双目标数据进行判别的结果
- [0027] 图 8 为角度确定算法示意图 ;
- [0028] 图 9 为收发分置天线形式的电磁波传播路径 ;
- [0029] 图 10 为收发一体和收发分置天线形式的天线回波信号 ;
- [0030] 图 11 为多通道系统的目标二维位置确定示意图 ;
- [0031] 图 12 为滤波反投影法 ;
- [0032] 图 13 为消除拖尾现象后 ( 阈值 150) 的定位结果图 ;
- [0033] 图 14 为消除拖尾现象后 ( 阈值 230) 的定位结果图 ;
- [0034] 图 15 为单目标定位结果图 ;
- [0035] 图 16 为双目标定位结果图 ;
- [0036] 图 17 为三目标定位结果图 ;
- [0037] 图 18 为双目标定位结果图 ( 拖尾消除 ) ;
- [0038] 图 19 为三目标定位结果图 ( 拖尾消除 ) 。

## 具体实施方式

[0039] 以下结合附图和具体实施例,对本发明进行详细说明。

[0040] 实施例 1

[0041] 本实施例以多通道中某一通道为例说明,图 1 为单通道超宽谱雷达式生命探测仪系统原理框图。首先脉冲振荡器产生脉冲信号,该信号触发电磁脉冲产生器产生窄脉冲,并通过发射天线辐射出去。反射信号经过接收天线送到取样积分器,由脉冲振荡器产生的信号经过延时电路产生距离门,对接收信号进行选择,信号通过取样积分电路,经过成千上万个脉冲的积累后微弱信号被检测出来,并进行放大滤波,再经高速采集卡采样后送入计算单元,由计算单元对采集到的信号进行分析处理并识别,最后计算目标距离。

[0042] 如图 1 所示,虚线框内为雷达前端,系统的中心频率和带宽同为 500MHz, 波束覆盖角度为 60°。计算单元控制距离门产生器来获得探测区域内不同距离段的回波信号。

[0043] 计算机可控制的参数为 :起始距离、探测范围、采样频率和天线增益。如图 3 所示,天线穿透砖墙后,探测区域为一扇形,通过设置起始距离和探测范围,可以实现图中阴影部分的扇形区域的扫描探测,如果回波信号经分析后显示有目标信息,就可以判定此扇形区

域内有目标。通过不断的调整起始距离,可以实现一定区域内的断层扫描。而调整探测范围(天线的接收点数不变),则可以调整探测系统的灵敏度,改变系统的目标距离分辨率,实现一定区域内的粗扫和细扫。

[0044] 例如,起始距离设置为6m(40纳秒),探测范围设置为3m(20纳秒),本系统的回波信号为2048个点组成的序列,那么当前雷达有效探测区域为天线正前方6m~9m,角度为60°的扇形区域,回波信号只反映纵向上3m的信息,且将3m的范围平均等分为2048份,即每次采样得到2048个数据,我们称之为2048个点,第n点代表的距离为:

$$[0045] s = 6 + \frac{n}{2048} \times 3(m) \quad \dots \dots (1)$$

[0046] 公式(1)中:n为点序数。

[0047] 根据奈奎斯特采样定理,采样频率必须大于信号最高频率的两倍,我们设定A/D采样频率为64Hz。

[0048] 图2为本发明多通道超宽谱雷达式生命探测仪计算单元结构示意图;所述计算单元包括信号积分模块、信号分解重构模块、数字滤波模块和数字微分模块、空间频率分析模块,所述信号积分模块在距离上对信号进行积分,所述信号分解重构模块将信号打散进行分解、重构,合成目标回波信号和距离信号,所述数字滤波和数字微分模块对目标回波信号进行数字滤波和数字微分,所述空间频率分析模块用于根据数字滤波和数字微分后的目标回波信号以及距离信号进行空间频率分析,得到目标一维距离。

[0049] 实施例2

[0050] 本实施例以多通道中的一个通道为例对静目标微弱信号增强方法进行说明,

[0051] 要实现静止人体目标的识别,首先应该对静止人体的微弱生命信号进行增强。在本实施例中,针对UWB雷达回波信号的特点,采用微弱生物医学信号处理方法对经过高速采样后的信号进行处理和有用信号的增强,来提高信噪比,实现对人体目标的基本识别。

[0052] 采用8点间4点积分法在距离上对信号进行积分;再将信号打散进行分解、重构,合成目标回波信号和距离信号;对目标回波信号进行数字滤波和数字微分,以实现微弱有用信号的增强。

[0053] 2.1信号的积分

[0054] 本实施例中采用的高速采集卡采样率为64Hz,则经AD采样后的数据量大,不利于实时运算;数据量减少太多又会导致回波信号缺少足够的距离信息。所以在确保拥有足够的距离分辨率的情况下本实施例选取8点间4积分法对采样后信号进行分段积分。

[0055] 8点间4积分法就是把数据每8点相加取平均,每两次积分间隔4点(0~7,4~11,8~15,后面类推),使采样后信号数据量经过距离上的积分变成了原信号的四分之一,在不损失信号特征的情况下减少了信号的序列长度,降低了运算量,加快了运算速度。

[0056] 2.2信号的分解重构

[0057] 将积分后信号按时间和空间两个域进行分解、重构,合成含有时间信息的目标回波信号x(t)和含有空间信息的距离信号y(d),其中t为时间变量,d为距离变量。目标回波信号反映的是对应距离点上的信号幅值随时间变化的情况,目标回波信号的横坐标是时间;而距离信号则为同一时刻不同距离上的各点的幅值组成的序列,距离信号的横坐标为距离。图4为随机选择的一路目标回波信号(1600点,25秒)和距离信号(60ns,9m)波形

图。

[0058] 目标回波信号提高了信噪比,更有利于生命特征信号的提取,距离信号在大大降低运算量的同时,又保证了合适的距离分辨率。

[0059] 2.3 滤波器的选择

[0060] 2.3.1 硬件滤波器

[0061] 在本实施例中将硬件滤波电路接入高速AD采集卡之前,滤波器带宽为可调,在前期预实验中,先后试验了带宽为0.08~10Hz、0.08~100Hz、0.08~1000Hz、0.08~2000Hz、0.08~3000Hz、0.08~4000Hz、0.08~5000Hz的几种滤波器,通过效果对比,最终选定了0.08~5000Hz作为硬件滤波电路的通带,增益分为两档:增益为1时,放大倍数为1倍,增益为2时,放大倍数为2倍。

[0062] 分别采用不加硬件滤波电路的单通道UWB系统、加硬件滤波电路(增益为1)的单通道UWB系统和加硬件滤波电路(增益为2)的单通道UWB系统随机采集数据各16组(无目标、单目标数据),合计共48组数据。对这48组数据分别采用计算单元包含的算法进行处理和判别,统计识别正确率,统计结果如下表1所示。

[0063] 表1 增减硬件滤波器时的识别正确率情况(48组数据)

[0064]

有、无硬件滤波器	未加滤波电路	增益=1	增益=2
识别正确率	50%	62%	44%

[0065] 在使用增益为1的硬件滤波电路的识别正确率最高,为62%。

[0066] 通过比较发现,采用增益为1、通带为0.08~5000Hz硬件滤波电路的UWB系统的探测效果最好。

[0067] 2.3.2 数字滤波器

[0068] 由于微弱生命体征信号中相位信息对静目标检测非常重要,且静目标识别和一维区分技术对算法稳定性和后续数字信号处理的要求较高,所以在本实施例中采用有限脉冲响应(FIR)滤波器来去除高频干扰,提取出呼吸等有用信号。FIR滤波器的系统函数为:

$$[0069] H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n}, 0 \leq n \leq N-1 \quad \dots \dots (2)$$

[0070] 差分方程为:

$$[0071] y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} b_k x(n-k) \quad \dots \dots (3)$$

[0072] 滤波器阶数的选择直接关系到了其幅频特性,阶数越高,幅频特性越好,滤波效果越佳。但无限制地增加阶数也带来了一些负面影响,如增加了系统运算量,延长了滤波输出的延迟时间等。综合以上两方面考虑,在系统运算能力允许的情况下,我们选用160阶FIR滤波器进行了实验。

[0073] 在滤波器的设计上采用窗函数法,通过对几种窗函数低通滤波器的幅频特性,最终采用了海明窗。

[0074] 正常状态下人的呼吸率为每分钟15~20次,考虑非正常状态其频率一般也不会

超过 0.4Hz。所以我们采用的数字滤波器，其截止频率也主要参考 0.4Hz 这一指标，即以截止频率不低于 0.4Hz 的低通滤波器对目标回波信号进行滤波，以比较各滤波器的性能。在本文中我们对截止频率分别为 0.4Hz、0.5Hz、0.6Hz、0.7Hz、0.8Hz 的低通数字滤波器进行了实验。

[0075] 随机选取探测范围（即雷达时窗）为 20 纳秒（3m）和 60 纳秒（9m）的数据各 48 组，共计 96 组，这些信号均为单通道 UWB 系统的采样后信号（含无目标、单目标的数据），对这 96 组数据采用计算单元包含的算法进行判别。在对比实验中，只改变滤波器截止频率，其他各软硬件参数不变，统计判别结果的正确率，其判别正确率如表 2 所示。

[0076] 表 2 改变滤波器截止频率对判别正确率的影响

[0077]

正 确 率 (%)	0.4Hz	0.5Hz	0.6Hz	0.7Hz	0.8Hz
20 纳秒	56.25	62.50	62.50	62.50	62.50
60 纳秒	43.75	45.83	31.25	27.08	31.25

[0078] 根据以上实验结果，通过综合比较，最终选取 160 阶、截止频率为 0.5Hz 的海明窗 FIR 数字滤波器来对目标回波信号滤除高频干扰，保留呼吸等生命特征信号。

[0079] 2.4 微分器的选择

[0080] 由于直流分量和基线漂移现象的存在，目标回波信号中往往包含能量很大的极低频成分，使得信号严重偏离基线，对微弱的生命信号识别产生很大的影响。本实施例提出采用数字微分的方法来在时间上滤除直流分量和极低频干扰，使有用信号围绕零基线上下波动，以达到增强呼吸等生命特征信号的目的。微分器的计算过程如公式（4）所示：

$$[0081] y(n) = x(n) - \frac{\sum_{k=n-m}^{n-1} x(k)}{m} \quad \dots \dots \quad (4)$$

[0082] 公式中：y 为输出信号，x 为输入信号，m 为阶数，n 为点的序号。

[0083] 随机选取探测范围（雷达时窗）为 20 纳秒（3m）和 60 纳秒（9m）的数据各 48 组，共计 96 组，这些信号均为单通道 UWB 系统的采样后信号（含无目标、单目标的数据），对这些数据分别采用 20 阶、40 阶、60 阶、80 阶、100 阶、120 阶、140 阶、160 阶、180 阶的数字微分器进行微分处理后进行识别和距离计算，其判别正确率如表 3 所示：

[0084] 表 3 改变微分器阶数对判别正确率的影响

[0085]

正确率 (%)	20 阶	40 阶	60 阶	80 阶	100 阶	120 阶	140 阶	160 阶	180 阶
20 纳秒	62.50	56.25	77.08	70.83	70.83	70.83	70.83	68.75	68.75
60 纳秒	43.75	31.25	43.75	31.25	37.50	41.67	41.67	43.75	43.75

[0086] 可以看出,60 阶数字微分器处理后的信号的判别正确率最高,其 96 组数据的总正确率为 60.78%。通过比较,本实施例选用了 60 阶数字微分器来去除直流分量和极低频干扰,增强信号的生命特征。

[0087] 从图 6 的比较可以看出,经过对目标回波信号在时间上进行 60 阶微分后,信号回到了基线附近并紧紧围绕基线上下波动,直流分量和极低频成分得到了抑制,有用信号得到了增强。

### [0088] 实施例 3

[0089] 本实施例以多通道中的某一通道为例对一维距离区分方法及空间频率分析法进行说明:

[0090] 完成静目标微弱信号增强后,就要对人体目标在距离上进行区分。因为距离信号为反映目标距离信息的超低频信号,所以针对距离信号含有空间信息和非平稳性等特点,本实施例构建了空间、频率的联合分布函数,采用空间频率联合分析方法(改形的时频分析)对距离信号进行分析,描述信号在不同距离、频率上的能量密度和强度,从而给出各个人体目标的距离信息。

[0091] 时频分析表示的是信号频谱在时间轴上的变化情况,当将时间变量变成距离变量以后,时频分析结果表示的就是频谱在空间上的变化情况,所以利用时频分析的这一特点来对不同距离上的目标进行频谱分析,进而获得人体判别结果和目标一维距离信息,这样就形成了空间、频率联合分析这一时频分析新的应用形式,它的实质仍然是时频分析。

[0092] 在本实施例中,将时频分析中的时间变量变成空间(距离)变量,构建空间、频率联合函数,使其能够同时利用空间、频率信息描述输入信号的能量密度,使这种方法具备了空间、频率的“定位”功能,从而为我们提供了一个很好的非平稳信号在某一距离范围内频率估计的方法。

[0093] 时频变换包括单线性变换如短时傅立叶变换,双线性变换如维纳-维尔分布,小波变换等。本实施例中的空间频率变换是将时频分析中的时间变量替换成空间(距离)变量而来的,其距离分辨力为事先确定,并不需要通过变化窗宽来改变;而实验目标为静止人体,其呼吸信号为在长时间内较为稳定,属于局部平稳而长度大的非平稳信号,对于这类信号适合用短时傅立叶变换来进行分析,所以在本实施例中选取了单线性变换的短时傅立叶变换来进行空间频率分析,并对处理结果进行了分析和比较。

[0094] 在本实施例中将时窗为 60ns(对应 9m 探测范围,起始距离为 1ns)的微分后距离信号在距离上均匀分成 100 段,对应的距离分辨力约为 0.09m。为去除天线直达波的影响,将距离信号前 12 点抛弃,不参与分段,后 500 点等分成 100 段,然后将每一段上的 5 点的幅

值作段内相加,得到的和作为本段的值,从而形成只有 100 个数值组成的新的距离信号,这 100 个数值对应的是从  $12 \times 9 / 512 = 0.21\text{m}$  开始至  $9\text{m}$  结束,均匀分布的各距离上的点的目标回波信号。

[0095] 分段后,根据实际探测所需要的定位结果刷新率,每隔 10 秒钟取出该时间段内的所有新距离信号,共计  $64 \times 10 = 640$  个新距离信号(64 为采样率);将每个距离信号拆分成点(100 点),再将各点按时间先后顺序将序列重组,形成含时间信息的新目标回波信号(共计 100 组目标回波信号);将新的各目标回波信号按距离天线由近及远的顺序首尾相连,构成空间频率分析的输入信号。

[0096] 对合成的输入信号作空间频率分析,即作短时傅立叶变换,其中窗宽对应于新目标回波信号的长度,定为  $64 \times 10 = 640$ ,窗每次滑动距离对应于距离信号的距离分辨率,根据变换点数不小于窗宽的原则和判别结果对频率分辨率的需求选择傅立叶变换点数为 1024 点。确定以上参数以后,对输入信号进行短时傅立叶变换,并绘出结果图。短时傅立叶变换公式如式(5)所示:

$$\text{STFT}(t, w) = \int S(\tau) \gamma(t - \tau) e^{-jw\tau} d\tau \quad \dots \dots (5)$$

[0098] 其中  $S(\tau)$  为输入信号,  $\gamma(t)$  为窗函数。

[0099] 在窗函数长短的选择上,为了提高短时傅立叶变换的时间分辨率,常常要求选择的窗函数时间宽度尽可能短。另一方面,短时傅立叶变换要想得到高的频率分辨率,则要求选择的窗函数时间宽度尽可能长,因此时间分辨率的提高与频率分辨率的提高相矛盾。实际中,选择的窗函数  $\gamma(t)$  的宽度应该与信号的局部平稳长度相适应。在本实验中,探测对象人体的正常呼吸频率为每分钟 15~20 次,即 3~4 秒完成一次呼吸运动,为了减小人体呼吸偶然因素、个体差异的影响以及保证频率分辨率,我们选取的窗函数的时间宽度为 10 秒,对应到空间频率分析中的窗宽为 640。

[0100] 实施例 4

[0101] 本实施例以多通道中的某一通道为例对波峰判别方法及阈值的设定进行说明:

[0102] 空间、频率分析的结果是一个 3 维(空间、频率、能量)对应关系,两条坐标轴分别为距离和频率,而能量强度是由颜色的深浅来对应的。通过适当的方式并设置合适的人体生命特征判定阈值,即可以实现单通道对多个静目标的距离区分及距离计算。如果在某一距离上,信号能量大,谱峰集中,明显高于相邻距离上的信号能量,且符合判定阈值,则认为在该接收天线探测范围内的相应距离上有静止人体目标(一维距离确定);如果多个距离上有大能量的信号出现,且符合阈值,则认为在多个距离上有静止人体目标存在,通过算法记录这些目标的一维距离值,即为各个目标到天线的距离。

[0103] 多目标的判别和距离计算具体步骤如下:

[0104] 找出 100 段中能量值最大的 15 段,并找出这 15 段中的所有的能量波峰,按能量大小分别记为  $E_{\text{peak1}}, E_{\text{peak2}}, E_{\text{peak3}} \dots$  波峰是这样规定的:即本段的能量值大于相邻两段能量值的,则本段为波峰。找出能量波峰以后,记录波峰所在段的段序号,用于后面计算目标距离。

[0105] 计算 100 段中能量值最小的 10 段的平均能量值记为:  $E_{\text{mean}}$ , 利用波峰能量和最小 10 段的平均能量值作比较来确定目标的个数。比较阈值如下:

[0106] (1) 如果能量波峰 1 的能量  $E_{\text{peak1}}$  大于 4 倍的最小平均能量值  $E_{\text{mean}}$ , 即  $E_{\text{peak1}} > 4E_{\text{mean}}$ , 则认为波峰 1 位置有目标存在, 目标的距离由波峰 1 的序号计算得出;

[0107] (2) 如果能量波峰 2 的能量  $E_{peak2}$  大于 3 倍的最小平均能量值  $E_{mean}$ , 即  $E_{peak2} > 3E_{mean}$ , 则认为波峰 2 位置有目标存在, 目标的距离由波峰 2 的序号计算得出;

[0108] (3) 如果能量波峰 3 的能量  $E_{peak3}$  大于 2.5 倍的最小平均能量值  $E_{mean}$ , 即  $E_{peak3} > 2.5E_{mean}$ , 则认为波峰 3 位置有目标存在, 目标的距离由波峰 3 的序号计算得出。

[0109] 图 7 是根据波峰判别方法及所定阈值对一个双目标数据进行的判别的结果。

[0110] 可以看出, 100 段信号存在两个波峰, 分别位于第 54 段和第 82 段, 这两个波峰的能量经过与各自的阈值比较, 得出两个波峰所处位置均为目标, 通过计算, 两个目标的距离分别为:  $(54-1) \times 0.09 + 0.21 = 4.98m$  和  $(82-1) \times 0.09 + 0.21 = 7.50m$ 。

[0111] 至此, 我们完成了每个通道对不同距离上的多个静止目标的识别和各目标距离的计算, 即有了多目标的一维距离信息, 在此基础上, 再对三个通道的一维结果进行相关的后续处理, 形成各通道在二维平面上的投影信号。

[0112] 实施例 5

[0113] 5.1 收发一体天线形式的角度确定

[0114] 有了距离信息, 要实现二维定位, 还需要角度信息, 对于收发一体的天线形式, 我们采用余弦定理就能解决角度确定的问题。其算法示意图如图 8 所示。

[0115] 目标到天线 1 的距离 A 和目标到天线 2 的距离 B 已经由距离区分算法得出, 天线 1 和天线 2 之间的间距 C 为已知, 根据公式 (6) 我们可以求解出目标和天线 1 之间的角度关系, 即角度  $\alpha$ , 再利用极坐标中距离和角度的结合即可以得出目标的二维位置信息。

$$[0116] 2AC \cos \alpha = A^2 + C^2 - B^2 \quad \dots \dots (6)$$

[0117] 5.2 收发分置天线形式的角度确定

[0118] 在实际的多通道系统中, 发射天线和接收天线是分开的, 如图 9 所示。假设发射天线 Tx 到接收天线 Rx 之间的距离是 D, Tx 到目标的距离是  $S_0(t)$ , Rx 到目标的距离是  $S_1(t)$ , 则发射天线 Tx 发出的电磁波需要时间  $D/c$  ( $c$  为电磁波在空气中的传播速度) 才能到达接收天线 Rx, 这样在 Rx 接收的回波信号中就会有一段直达波, 这一段的波形为一直线, 它不包含任何目标信息, 在信号处理时应将这一段距离考虑进去。实际收发分置的天线形式目标探测时电磁波传播路径如图 9 所示。

[0119] 图 10 为收发一体天线形式和收发分置天线形式的接收天线回波信号的对比, 其中图 (a) 为收发一体天线形式的回波信号, 图 (b) 为收发分置天线形式的回波信号, 接收天线据发射天线 1.5m。两路信号的信号位置设置均为 1ns, 时窗设置均为 20ns。可以看出: 收发一体天线形式因为接收、发射天线距离很近, 所以其回波信号整个时窗内都包含有介质的反射信息; 而收发分置天线形式因为接收和发射天线离开了一段距离, 所以其回波信号时窗内的前一段为基线平稳的直达波, 直达波长度由发射天线发出的电磁波直接到达接收天线所需的时间决定, 不包含任何探测区内物体的反射信息, 回波信号的后半段才开始出现包含目标反射信息的波形。

[0120] 对于收发分置天线形式的多通道系统的目标二维位置确定如图 11 所示。

[0121] 这是一个简单的单目标的定位示意图, 它是通过一个发射天线 Tx 和一组接收天线阵 (包含两个接收天线 Rx1 和 Rx2) 来实现二维定位的。目标的位置是对通过对如下的电磁波行程计算来确定的, 即: 发射天线发出的电磁波到达目标, 又被目标反射回来后, 再到达各接收天线所经过的行程。Tx 到目标的距离为  $S_0(t)$ , 目标到 Rx1 的距离为  $S_1(t)$ , 目

标到 Rx2 的距离为  $S_2(t)$ 。电磁波从 Tx 发射出来到达目标,再从目标反射回来到达 Rx1 和 Rx2 所用的时间(走时)分别为  $\tau_1 = (S_0(t)+S_1(t))/c$ ,  $\tau_2 = (S_0(t)+S_2(t))/c$ 。由  $\tau_1$  和  $\tau_2$  可以确定两个椭圆,椭圆的焦点即为发射天线 Tx 和相应的接收天线 Rx1 和 Rx2 的位置。这样,目标的位置可以由两个椭圆的交叉来确定,椭圆的计算过程见公式(7)到公式(10)。

$$[0122] \quad \left( \frac{x(t) + \frac{D}{2}}{a_1(t)} \right)^2 + \left( \frac{y(t)}{b_1(t)} \right)^2 = 1 \quad \dots \dots (7)$$

$$[0123] \quad \left( \frac{x(t) - \frac{D}{2}}{a_2(t)} \right)^2 + \left( \frac{y(t)}{b_2(t)} \right)^2 = 1 \quad \dots \dots (8)$$

[0124] 这里  $2a_i$  为椭圆的长轴,也就是电磁波从发射天线到目标再反射回接收天线所走行程,它是由时间  $\tau_i$  计算出来的,其计算过程如公式(9)所示,其中  $i$  取 1,2, 为接收天线的编号。

$$[0125] \quad 2a_i(t) = S_0(t) + S_i(t) = c\tau_i(t) \quad \dots \dots (9)$$

[0126] 椭圆的短轴  $2b_i$  可以通过公式(10)来计算。

$$[0127] \quad \left( \frac{D}{2} \right)^2 + b_i^2(t) = a_i^2(t) \quad \dots \dots (10)$$

[0128] 这种算法的精度依赖于天线阵之间的距离、目标的大小尺寸以及由天线回波信号计算出的时延  $\tau_i$  的精度,这也要求我们使用高精度的 UWB 雷达单元,本实施例中使用的多通道超宽谱系统的理论最高精度为  $4\text{ns}/2048 \approx 2\text{ps}$ (皮秒),换算成距离精度约为  $2\text{ps} \times c = 0.03\text{cm}$ (厘米),满足精度要求。

[0129] 5.3 天线阵结构方式

[0130] 在实验进行之前,已经有如下的先验知识:

[0131] (1) 多通道超宽谱系统不能两个或多个发射天线同时工作,否则会互相干扰,所以在设计时只需采用一个发射天线。

[0132] (2) 单通道只能确定多目标的距离,而不能给出目标的角度信息,所以至少需要两个以上的通道才可能实现目标的二维定位,所以将在实验中选择多于两个接收天线的方式进行定位。

[0133] (3) 在定位效果相同的条件下,应该选择使用天线数目最少的一种方式,这样以来可以减少系统的体积、重量,提高了便携性,方便以后推广应用,同时天线的减少也大大降低了系统采样、运算等的复杂性,提高了运算效率。

[0134] (4) 因为我们要实现目标的二维定位而不是三维成像,所以只需要将所选择的天线至于同一水平面上即可,针对具体的实验室探测平台只需将天线置于同一水平线上。

[0135] 基于以上四点,进行了以下实验:

[0136] 5.3.1 接收天线数目的选取

[0137] 两个通道可以实现多静目标的定位,但是其中可能含有伪影,这时通过第三通道的投影信号来进行验证并消除伪影,即三个通道的投影信号的椭圆弧相交的点才是真正的

目标位置所在。在实际探测实验中也证明了这一点,所以最终在天线数量上选择了一个发射天线、三个接收天线的形式。

[0138] 5.3.2 发射天线位置的确定

[0139] 根据正常成人的站高和坐高的情况统计,为了确保对目标站立姿势和坐姿均能达到最佳的探测效果,将天线的架设高度定为 1.2m,即一个发射天线和三个接收天线全部处于高度 1.2m 的一条水平线上。

[0140] 5.3.3 接收天线位置的确定

[0141] 确定了发射天线的位置以后,紧挨发射天线放置了一个接收天线,这样就形成了一个类似于收发一体形式的单通道系统,该通道主要用来对目标进行距离上的区分。为了保证探测区域角度分辨率的对称性,剩下的两个接收天线以发射天线为中心,对称的布置在高 1.2m 水平线上的两侧,距离发射天线分别为 0.5m、1.0m 和 1.5m。通过实验发现,距离越近,目标的角度分辨率越低,距离越远,角度分辨率越高,即:两边接收天线与中央发射天线的距离与目标角度分辨率存在近似的反比关系。当距离无限小到紧挨发射天线时,三个通道的效果一样,此时三个通道都仅能对多目标进行距离区分,而毫无角度分辨率可言。根据以上实验情况,为了保证最大的角度分辨率,最终选择了一个接收天线紧挨发射天线,而另外两个接收天线距离发射天线 1.5m,且对称地分布在发射天线两边。

[0142] 5.3.4 小结

[0143] 在天线数量上一发三收,为可实现多目标定位的最少天线数,其中一对收发天线紧密排列置于中央,另外两个接收天线架设置于两边的形似哑铃的结构方式。通过实验我们还发现,两边接收天线与中央发射天线的距离 L 与角度分辨率  $\theta$  成近似反比的关系,即  $L \propto 1/\theta$ 。

[0144] 实施例 6

[0145] 6.1 滤波反投影重建算法

[0146] 本实施例滤波反投影方法采用的是先修正、后反投影的做法,可以得到较为精确的原始密度函数,即把每个通道经过计算得出的投影数据先进行修正,然后再反投影到投影面的各个像素上,从而恢复原始的密度函数。

[0147] 首先对投影信号进行去中值、归一化修正:

[0148] 对每个通道的投影信号(100 点)找出其中位数,将小于中位数的值置零,其余不变。为了使三个通道的投影信号对最终二维定位图的能量贡献权一致,按公式(11)对去中值后的信号归一化:

$$[0149] r(t) = 2 \times \frac{e(t) - \min_{0 \leq t \leq T}[e(t)]}{\max_{0 \leq t \leq T}[e(t)] - \min_{0 \leq t \leq T}[e(t)]} - 1 \quad \dots \dots (11)$$

[0150] 这里 t 指的时间变量, T 为投影信号的长度, e 为输入, r 为输出。

[0151] 修正好了投影信号以后,就可以将三个通道的投影信号往探测区域进行滤波反投影。

[0152] 该滤波反投影算法的基本思想是:从某一接收天线的回波信号里提取出投影函数(一维函数)后,对此一维投影函数做滤波处理,得到一个经过修正的投影函数,然后再将此修正后的投影函数作反投影运算,得出所需的密度函数。滤波反投影法重建图像的过程

如图 12 所示。

- [0153] 滤波反投影法重建图像的步骤如下：
- [0154] (1) 对某个接收天线的投影函数作一维傅里叶变换；
- [0155] (2) 对 (1) 的变换结果乘上一维权重因子；
- [0156] (3) 对 (2) 的加权结果作一维逆傅立叶变换；
- [0157] (4) 对 (3) 中得出的修正过的投影函数作直接反投影；
- [0158] (5) 重复 (1) 到 (4) 的过程，直到完成每个通道投影信号的反投影；
- [0159] 根据呼吸频率的范围，结合大量实验效果的对比，权重因子  $|\rho|$  的最终确定如式 (12) 所示。
- [0160]

$$\begin{cases} |\rho| = 1 & 0.08\text{Hz} < F_i\{g_\theta(R)\} < 0.7\text{Hz} \\ |\rho| = 0 & F_i\{g_\theta(R)\} < 0.08\text{Hz} \text{ 或 } F_i\{g_\theta(R)\} > 0.7\text{Hz} \end{cases} \dots \dots (12)$$

[0161] 与先反投影、后修正的重建方法相比，滤波反投影法在图像重建时，只需做一维傅立叶变换，从而缩短了图像重建的时间。

### [0162] 6.2 拖尾现象及解决方法

[0163] 可以看出，目标位置是由三个椭圆弧相交得出的，这样对每个目标而言会存在拖尾现象。这个问题的解决是通过对二维平面的像素值设定阈值，将低于阈值的像素涂成背景颜色来解决的。由于伪彩图的像素值 0 ~ 255 分别对应冷色（蓝）~暖色（红），这里我们定阈值为 150，即浅绿色以上的颜色在平面图上显示，而阈值低于 150 的像素全部显示背景色。这样做的结果就是去掉了目标的拖尾部分，更加突出了目标的位置。通过设定阈值去除拖尾以后的定位图如图 13 所示。

[0164] 在实验中发现，将阈值进一步升高以后，如将阈值提高到 230，单目标的定位图目标更加突出，效果更加明显，阈值为 230 的去除拖尾以后的定位图如图 14 所示。

[0165] 可以看出阈值提高到 230 以后，单目标的位置更加突出，拖尾现象进一步得到消除，定位精度进一步提高。但是，阈值的提高也不是无限制的，阈值提的过高以后，会造成多目标探测时，能量较小的目标的漏判，经过多次实验的摸索，权衡尽力消除拖尾现象和尽量不造成多目标漏判这两个原则，最终选定的阈值为 150。

### [0166] 6.3 滤波反投影重建算法定位结果

[0167] 在多通道基于 UWB 雷达式生命探测仪上，采用滤波反投影法进行了无目标、单目标、双目标、三目标（均为静止站立目标）等几种情况的实际穿墙探测识别定位实验，实验是在实验室进行，根据实验室的方位，探测显示结果的左侧指向南方，右侧指向北方。图 15、图 16、图 17 分别为实测的采用滤波反投影法重建的单、双、三个静目标定位结果图。这三幅图是未进行拖尾消除的成像结果，设置均为：信号位置 20ns，时窗 20ns，通过计算，其探测范围为 3~6m。其中图 15 为单目标的定位结果，目标的实际位置为 4m 正中；图 16 为双目标的定位结果，两个目标实际位置分别为 4m 偏北 30 度和 5m 正中，可以看出定位结果中的暖色区域显示的目标位置与目标真实位置基本吻合；图 17 为三目标的定位结果，三个目标实际位置分别为 3m 偏南 30 度、4m 偏北 30 度和 5.5m 正中，同样暖色区域与目标真实位置也基本吻合。

[0168] 从上面的单、双、三目标的定位结果可以看出,滤波反投影重建算法可以在穿墙状态下对三个以内(含三个)静止站立的人体目标进行较为精确地识别和定位,从而证明了滤波反投影算法可以应用于多通道雷达式生命探测仪多个静止人体目标的探测定位。

[0169] 图18、图19分别为实测的消除拖尾后的双目标、三目标定位结果图。参数设置为:信号位置15ns,时窗20ns,其探测范围为2~5m。其中图18为双目标的定位结果图,两个目标的实际位置分别为4m偏南20度和5m正中;图19为三目标的定位结果图,三个目标的实际位置分别为3m偏南30度、4m正中和5m偏北20度。可以看出通过拖尾消除以后,定位结果中的红色区域更加突出,目标更加明显,目标的分辨率在一定程度上得到了提高。

[0170] 6.4 滤波反投影重建算法效能评价

[0171] 滤波反投影算法效能评价是在多通道基于UWB雷达式生命探测仪测试平台上完成的,天线阵的结构方式选择了长哑铃型。系统的主要参数设置为:信号位置15ns,时窗20ns。所有的实验数据均是穿透30cm砖墙进行采集的,实验对象是根据目标个数的需要从16个志愿者中随机选取的,所有的实验数据采集时目标均为静止站立状态,即静止人体目标探测实验。目标的分布情况规定如下:即任意两个目标的纵向距离至少间隔0.5m,横向角度至少间隔20度。

[0172] 穿墙的无目标数据共采集了17组。按照上述分类方式对所采数据的处理结果进行统计,因为所有的数据均为无目标数据,所以不存在漏判和错判的情况。统计结果如表4所示。

[0173] 表4 穿30cm砖墙无目标数据的定位正确率情况

[0174]

	正 确 数	误判	漏判	错判	合计
信号组	16	1	0	0	17
百分比	94%	6%	0%	0%	100%

[0175] 穿墙的单目标数据共采集48组,其中,目标位于2m偏南30度、2m正中、2m偏北30度;3m偏南30度、3m正中、3m偏北30度;4m偏南20度、4m正中、4m偏北20度;5m偏南20度、5m正中、5m偏北20度等这些数据各4组,共48组数据。同样按照上述分类方式对所采数据的处理结果进行统计,统计结果如表5所示。

[0176] 表5 穿30cm砖墙时单目标数据的定位正确率情况

	正 确	误判	漏判	错判	合计
[0177] 信号组数	39	7	2	0	48
百分比	81%	15%	4%	0%	100%

[0178] 穿墙数据中的双目标数据共采集了 60 组。在满足前文所述条件的基础上两个目标位置随机分布在墙后 2~5m 的探测范围内,以不同距离不同角度组合的分布形式静止站立。同样按照上述分类方式对所采数据的处理结果进行统计,统计结果如表 6 所示。

[0179] 表 6 穿 30cm 砖墙双目标数据的定位正确率情况

	正 确	误判	漏判	错判	合计
[0180] 信号组数	50	9	3	1	60
百分比	78%	15%	5%	2%	100%

[0181] 穿墙数据中的三目标数据共采集了 85 组。在满足前文所述条件的基础上三个目标的位置随机分布在墙后 2~5m 的探测范围内,以不同距离不同角度组合的分布形式静止站立。因为在算法中最多也仅考虑了对三个目标的识别和定位,所以不存在误判的情况。同样按照上述分类方式对所采数据的处理结果进行统计,统计结果如表 7 所示。

[0182] 表 7 穿 30cm 砖墙三目标数据的定位正确率情况

[0183]

	正确	误判	漏判	错判	合计
信号组数	57	0	23	5	85
百分比	67%	0%	27%	6%	100%

[0184] 由以上对不同目标数、目标不同分布情况的各种数据进行识别定位处理后的结果统计来看,滤波反投影算法对 17 组无目标数据判别正确率为 94%,对 48 组单目标数据定位正确率为 81%,对 60 组双目标数据定位正确率为 78%,对 85 组三目标数据定位正确率为 67%。可见,滤波反投影算法对无目标数据的识别正确率最高,对三目标的识别正确率最低。

[0185] 总体来说,滤波反投影重建算法可以应用于对最多三个静止人体目标的识别和定位。

[0186] 应当理解的是,对本领域普通技术人员来说,可以根据上述说明加以改进或变换,而所有这些改进和变换都应属于本发明所附权利要求的保护范围。

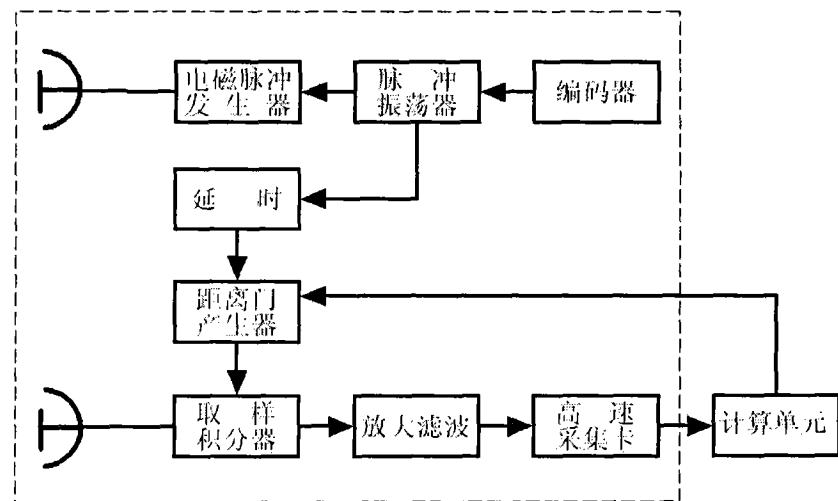


图 1

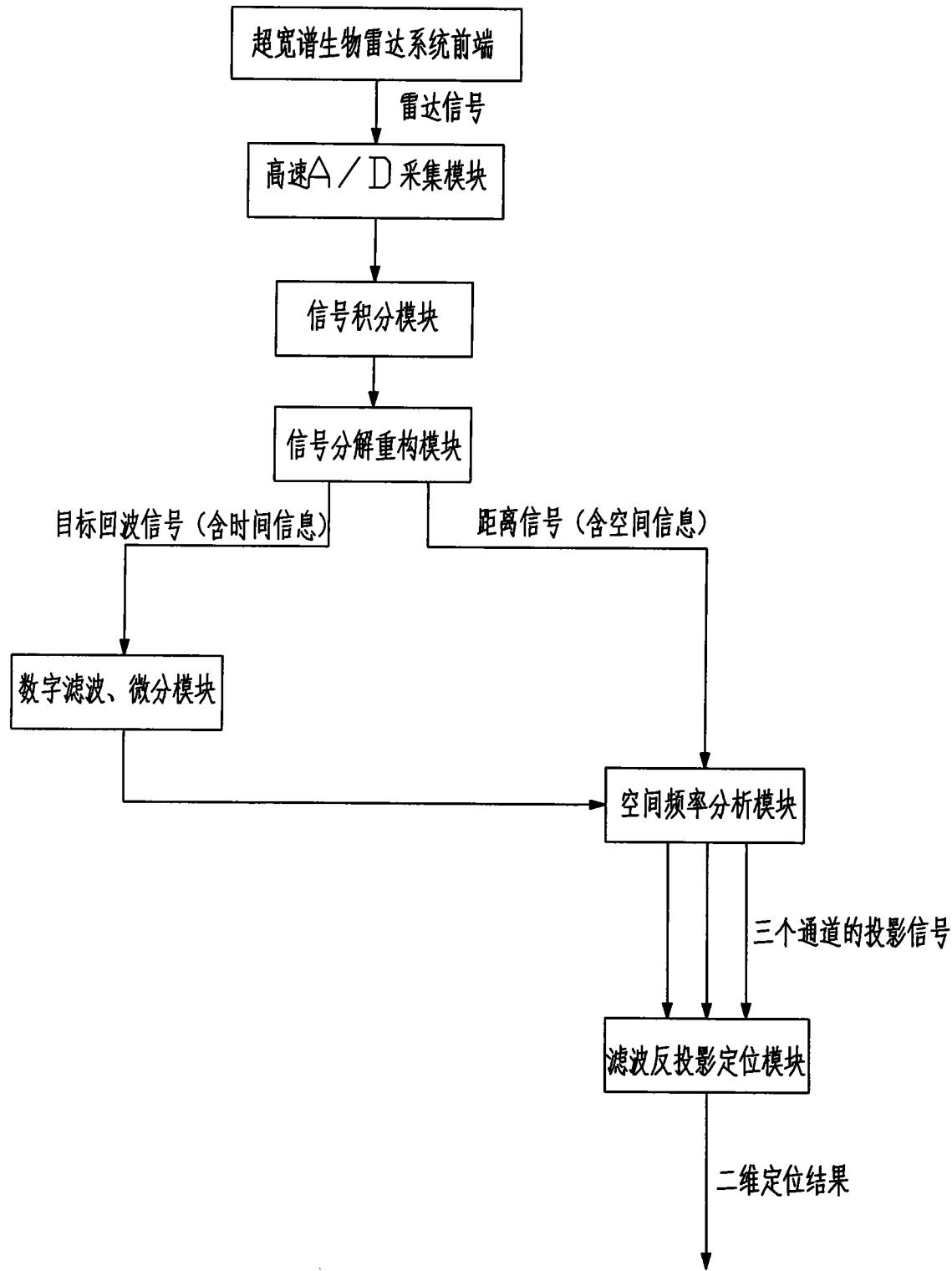


图 2

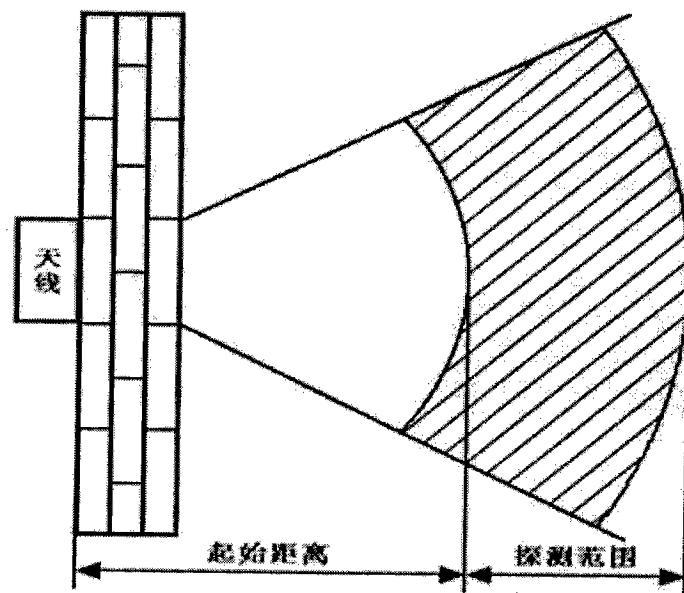


图 3

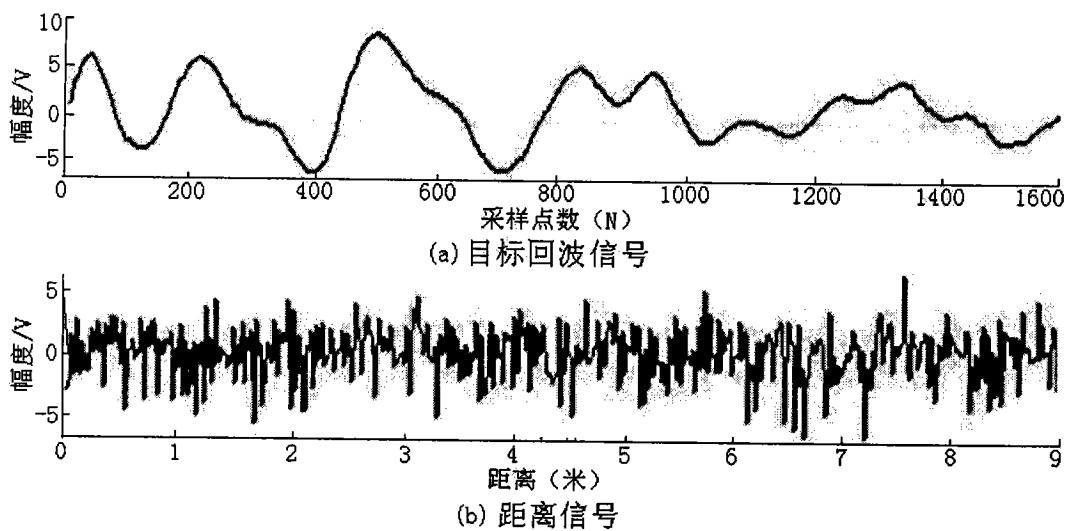


图 4

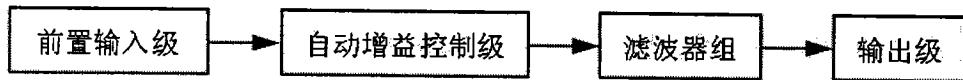


图 5

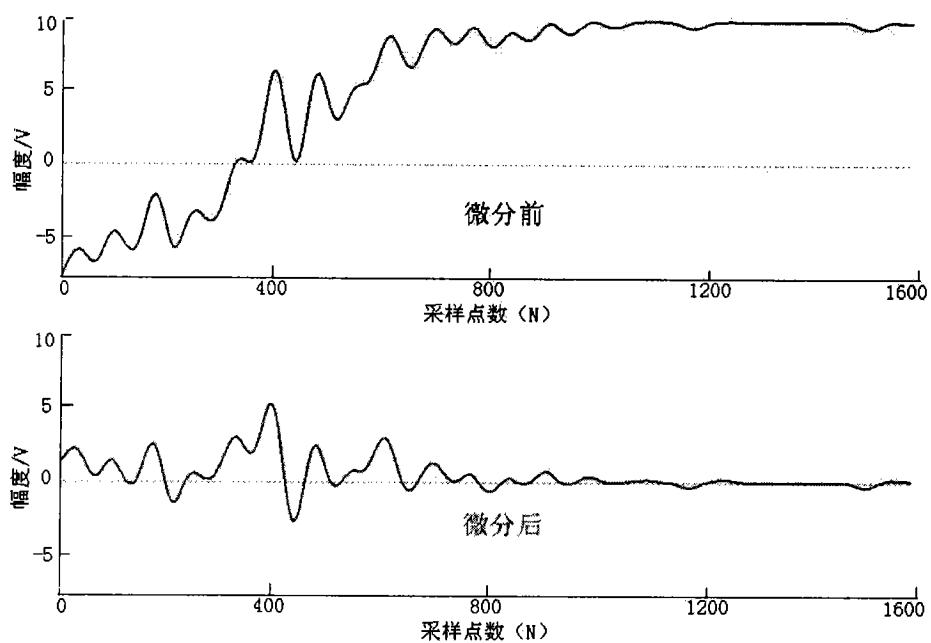


图 6

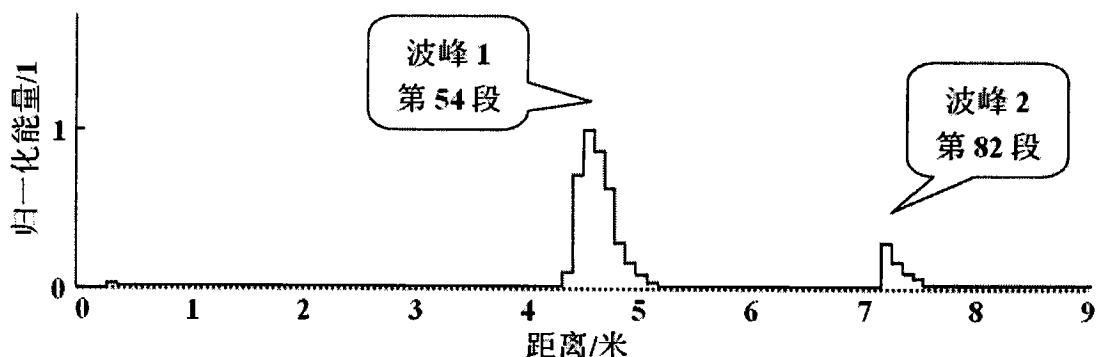


图 7

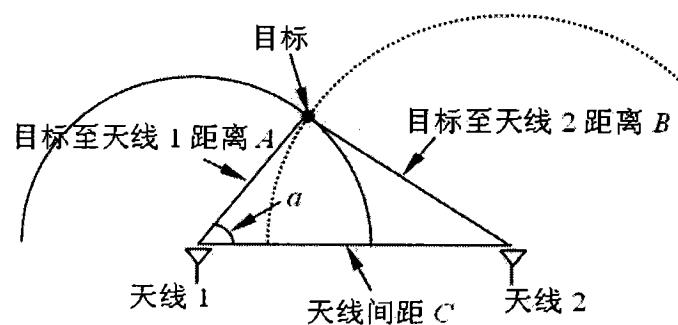


图 8

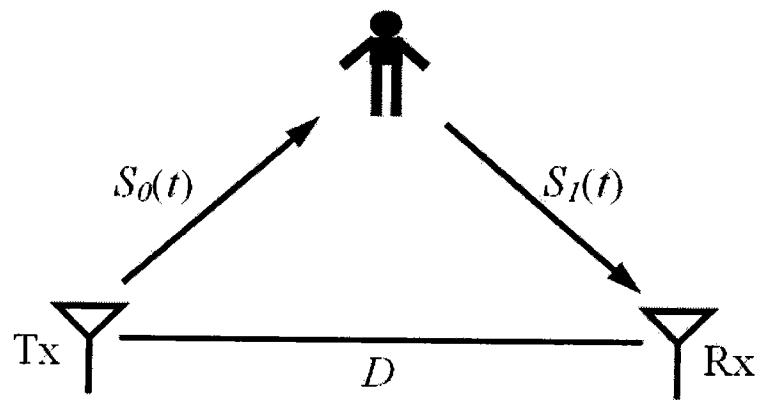


图 9

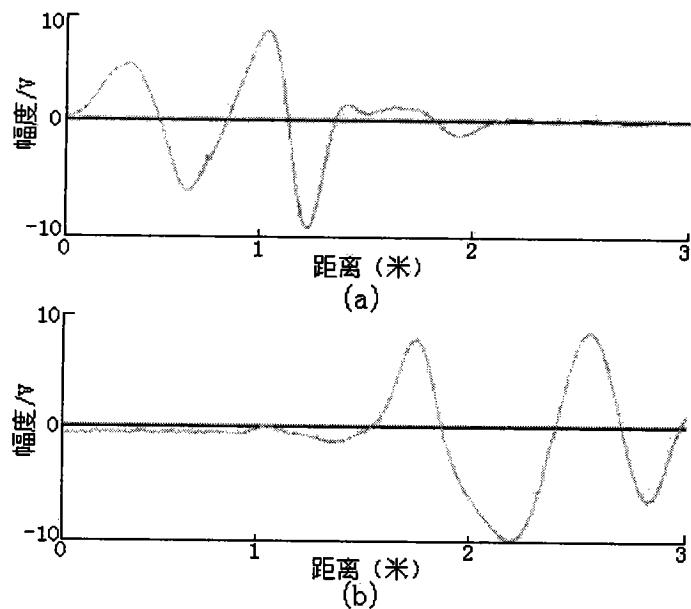


图 10

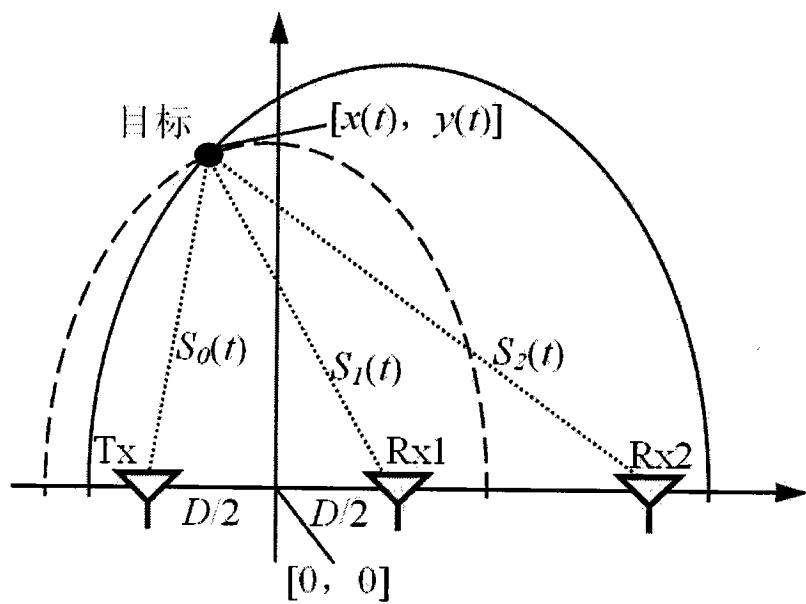


图 11

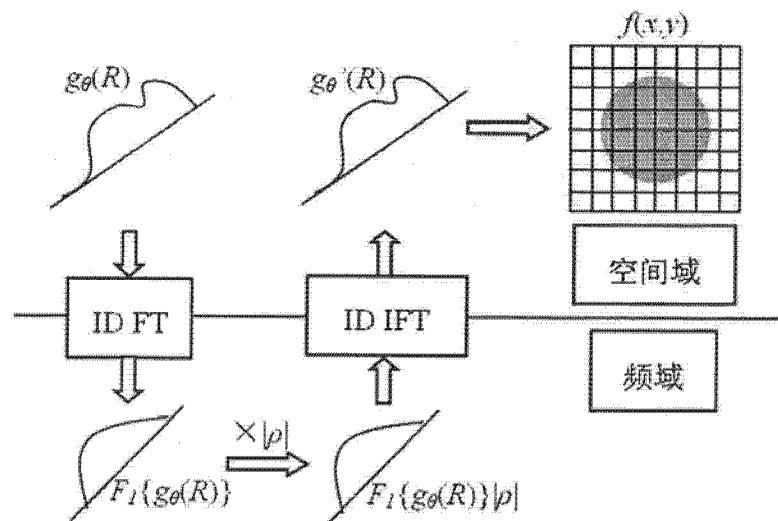


图 12

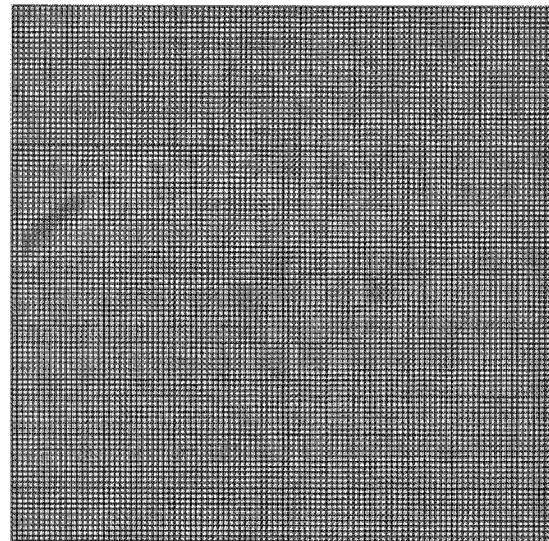


图 13

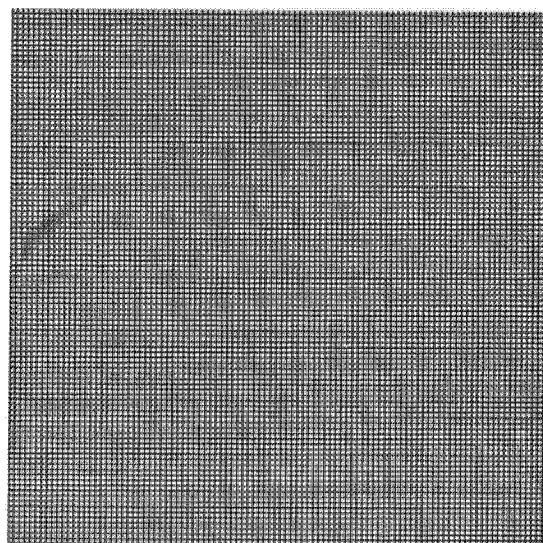


图 14

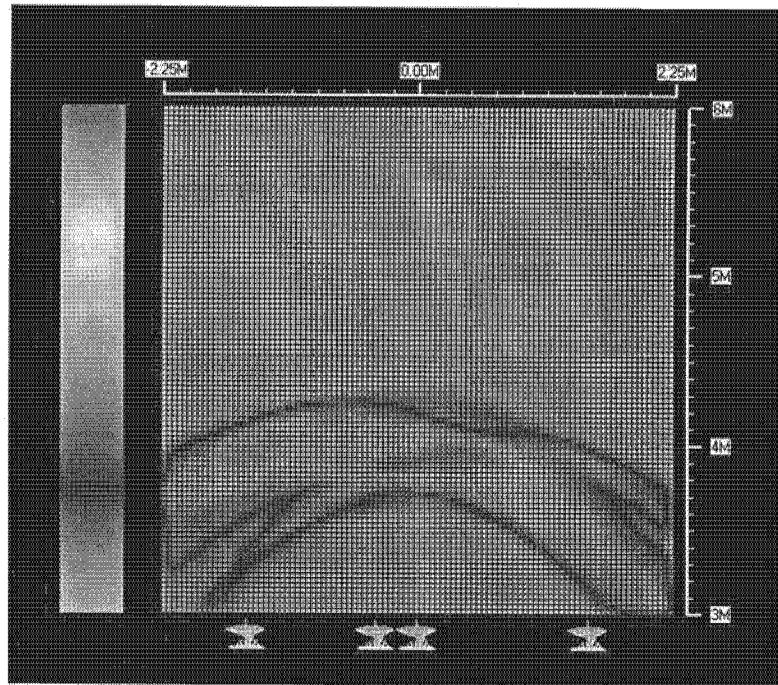


图 15

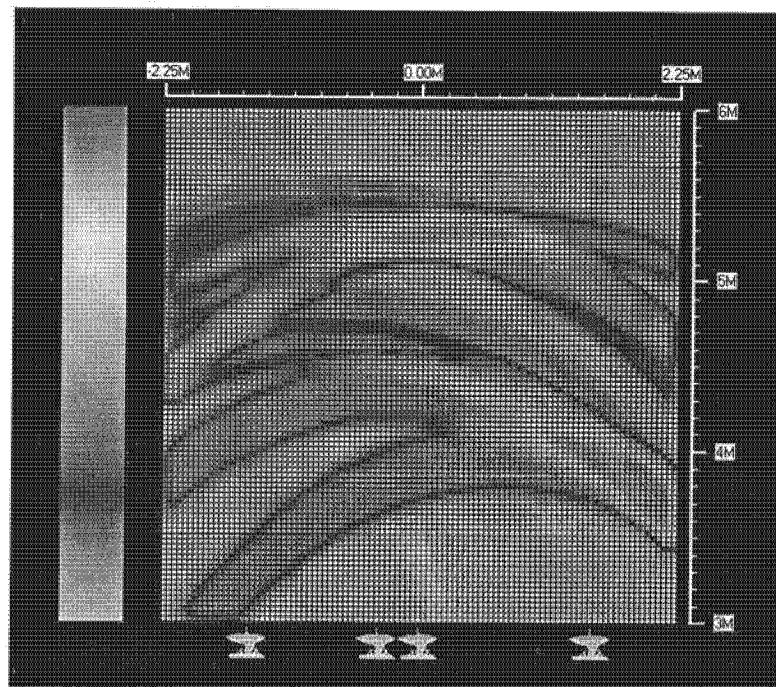


图 16

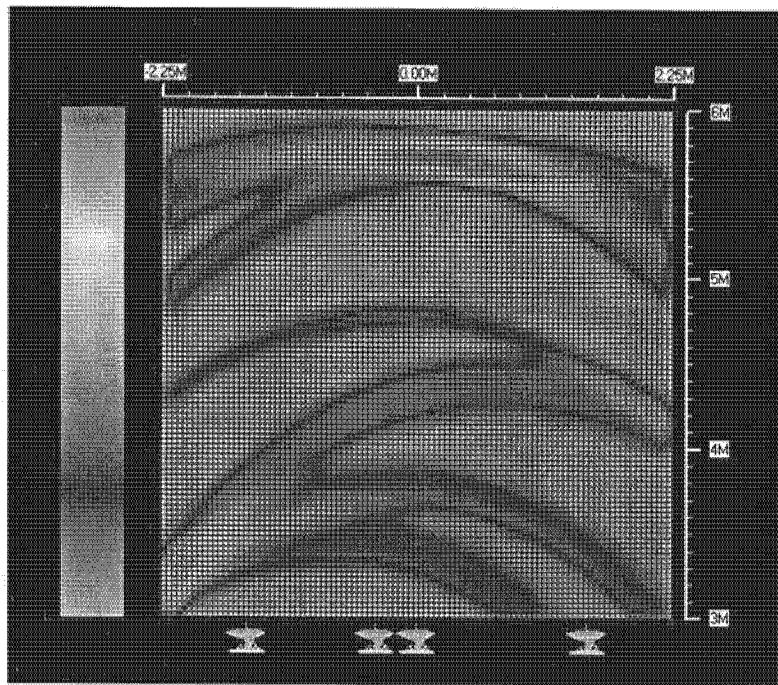


图 17

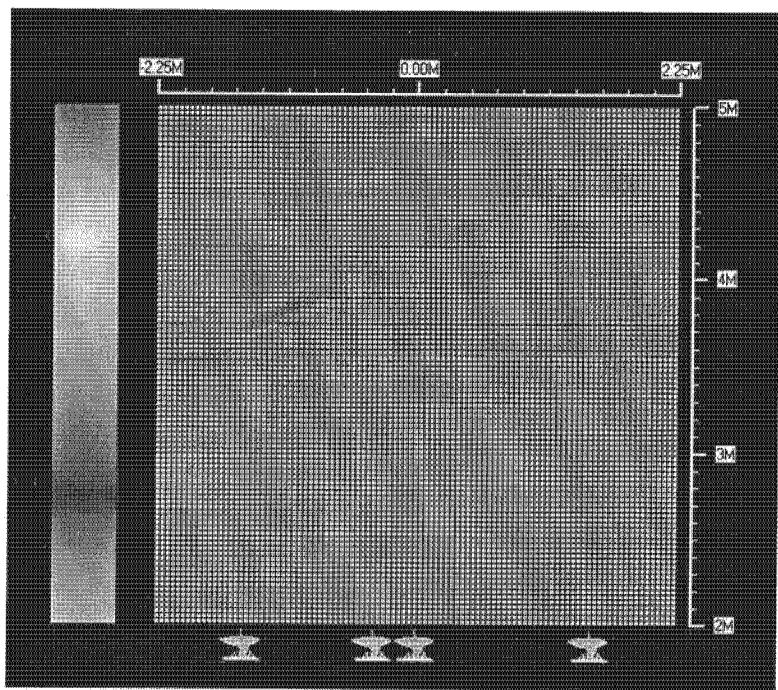


图 18

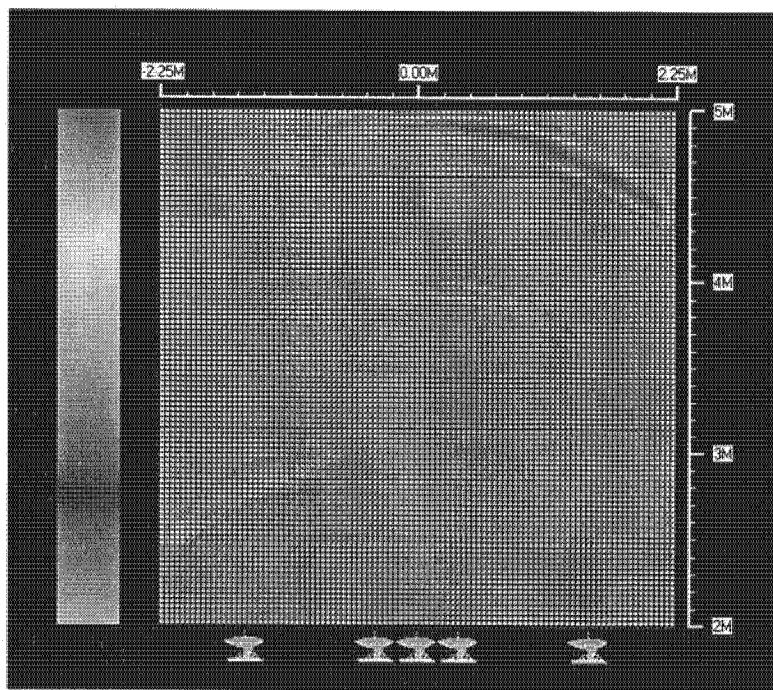


图 19