(19)中华人民共和国国家知识产权局



(12)发明专利

(56)对比文件

CN 103780520 A,2014.05.07,

CN 103701730 A,2014.04.02,

CN 102244624 A,2011.11.16,

审查员 夏晓蕾



(10)授权公告号 CN 106169984 B (45)授权公告日 2019.04.26

- (**21**)申请号 201610605436.2
- (22)申请日 2016.07.28
- (65)同一申请的已公布的文献号 申请公布号 CN 106169984 A
- (43)申请公布日 2016.11.30
- (73)专利权人 武汉大学 地址 430072 湖北省武汉市武昌区珞珈山 武汉大学
- (72)发明人 万显荣 程熠瑶 易建新 张勋
- (74)专利代理机构 武汉科皓知识产权代理事务 所(特殊普通合伙) 42222

代理人 赵丽影

(51) Int.Cl.

HO4L 25/02(2006.01)

权利要求书2页 说明书6页 附图3页

(54)发明名称

一种适用于DTMB外辐射源雷达参考信号重 构的匹配追踪信道估计方法

(57)摘要

本发明公开一种适用于DTMB外辐射源雷达 参考信号重构的匹配追踪信道估计方法,包括以 下步骤:根据接收系统的基带采样速率,确定每 帧DTMB信号接收的采样点数,并将接收的信号分 为PN帧头和帧体数据分别存储:根据接收的PN帧 头信息生成相应采样间隔的本地PN序列;从接收 的帧头PN数据中截取所需序列,并根据信道特 性,构建传输模型;利用正交匹配追踪算法估计 出多个大幅度信道冲激响应CIR,然后用匹配追 踪算法检测出小幅度的CIR,最后将两部分检测 结果合并。本发明具有更好的频率适应性,鲁棒 性高。当外辐射源雷达接收系统基带采样速率是 信号符号速率非整数倍时,应用本发明,可以较 大提升参考信号的重构质量,有利于目标探测。



CN 106169984

1.一种适用于DTMB外辐射源雷达参考信号重构的匹配追踪信道估计方法,其特征在于,包括下列步骤:

步骤1:根据接收系统的基带采样速率,确定每帧DTMB信号接收的采样点数,将接收的 信号分为PN帧头和帧体数据分别存储;

步骤2:根据接收的PN帧头信息生成对应的本地PN序列;

步骤3:由本地PN序列构造发送的训练矩阵,并从接收的帧头PN数据中截取所需序列,构建信号传输模型;

步骤4:根据信号传输模型,采用正交匹配追踪算法估计出多个大幅度信道响应CIR,然 后用匹配追踪算法检测出小幅度的CIR,最后将两部分检测结果合并;

步骤1中接收的第k帧信号表示为:

$$s(pT_{s}^{'}) = \frac{\omega_{c}T_{s}}{\pi} \sum_{n=0}^{N_{c}-1} x[n] \frac{\sin(\omega_{c}(pT_{s}^{'} - nT_{s}))}{[\omega_{c}(pT_{s}^{'} - nT_{s})]}$$

$$p = 0, 1, 2, \cdots, \left[(k+1)N_{c}T_{s} / T_{s}^{'} + \frac{1}{2} \right] - \left[kN_{c}T_{s} / T_{s}^{'} + \frac{1}{2} \right] - 1$$
(式壹)

其中x[n]为发送端组帧后的数字信号, ω_c 为基带脉冲成型滤波器的截止频率,T_s为信号符号周期(1/7.56µs),T_s'为接收系统基带采样间隔,Nc为基带符号率的DTMB信号帧长度,则接收的第k帧信号数据长度为[(k+1) $N_cT_s/T_s'+\frac{1}{2}$]-[$kN_cT_s/T_s'+\frac{1}{2}$]。

2.根据权利要求1所述的一种适用于DTMB外辐射源雷达参考信号重构的匹配追踪信道估计方法,其特征在于,步骤2所述的根据接收的PN帧头信息生成对应的本地PN序列的具体方法是:将符号速率的PN帧头序列做Npn点傅里叶变换,在高频部分填零扩充至NpTs/Ts'位,对填零扩充后的序列进行傅里叶逆变换,根据接收端采样速率和符号速率的关系,补偿移位偏差,并以Np/Npn为间隔进行下抽样,即得到对应Ts'采样间隔的本地PN序列,其中Npn,Np分别为DTMB信号的帧头和帧体部分长度,不考虑基于PN595模式的单载波调制方式的DTMB信号,则Np=3780,且在PN420帧头模式下,Npn=420,PN945帧头模式下,Npn=945。

3.根据权利要求1所述的一种适用于DTMB外辐射源雷达参考信号重构的匹配追踪信道 估计方法,其特征在于,步骤3所述的截取PN数据序列具体方法是:从接收到的PN帧头序列 中截取位于后端不受前帧数据块干扰的多个点,并缓存。

4.根据权利要求2或3中任意一项所述的一种适用于DTMB外辐射源雷达参考信号重构 的匹配追踪信道估计方法,其特征在于,步骤4构建的信号传输的一般模型表示为

r=S*h+w (式贰)

其中,观测向量r是从接收的PN帧头中截取所需序列构成的接收信号矢量,长度为M,观测矩阵S是由本地PN序列构造的训练矩阵,大小为M*N,N为信道响应长度,满足N≪L_{PN}-M+1,L_{PN}为对应的本地PN序列长度,h是长为N的信道时域冲激响应,w表示长为M的独立同分布的高斯噪声。

5.根据权利要求4所述的一种适用于DTMB外辐射源雷达参考信号重构的匹配追踪信道估计方法,其特征在于,步骤4所述的基于匹配追踪思想进行信道估计的具体过程如下:

1) 设置大幅度CIR的数量K,迭代终止门限 ϵ , b_k , Ω_k , Λ_k 分别表示第k次迭代后的残差, 原子集和索引集;

2) 初始化残差b₀=r,迭代次数k=1,原子集 $\Omega_{0} = \emptyset$,索引集 $\Lambda_{0} = \emptyset$; 3) 寻找匹配向量 $\lambda_{k} = \underset{j=1,\dots,N, j \notin \Lambda_{k-1}}{\operatorname{argmax}} | < b_{k-1}, S_{j} > |$ (式叁) 其中S_j为训练矩阵的第j+1列; 4) 更新原子集和索引集 $\Omega_{k} = [\Omega_{k-1} \ S_{\lambda_{k}}], \Lambda_{k} = \Lambda_{k-1} \cup \{\lambda_{k}\};$ 5) 如果k \leq K,则由最小二乘思想更新索引集对应的信道抽头系数 $\hat{h}(\Lambda_{k}) = \arg\min_{h} ||r - \Omega_{k}h|| = (\Omega_{k}^{T}\Omega)^{-1}\Omega_{k}^{T}r (式肆)$ 如果k>K,则更新此次迭代获取的匹配向量对应的信道抽头系数 $\hat{h}(\lambda_{k}) = (S_{\lambda}^{H}b_{k-1}) / ||S_{\lambda_{k}}||^{2}$ (式伍) 其中, $S_{\lambda^{t}}^{H}$ 表示 $S_{\lambda^{t}}$ 的共轭转置; 合并检测结果 $\hat{h}(\Lambda_{k}) = \hat{h}(\Lambda_{k-1}) \cup \{\hat{h}_{\lambda_{k-1}}\}$ (式陆)

6) 更新残差 $b_k = b_0 - \Omega_k \hat{h}(\Lambda_k)$,如果|| b_k ||2< ϵ ,则跳出迭代,否则k=k+1,返回3)。

6.根据权利要求5所述的一种适用于DTMB外辐射源雷达参考信号重构的匹配追踪信道估计方法,其特征在于,步骤4中K的取值设为K=round(0.08N),N表示信道响应长度。

一种适用于DTMB外辐射源雷达参考信号重构的匹配追踪信道 估计方法

技术领域

[0001] 本发明属于无源雷达技术领域和通信技术领域,尤其是涉及一种当雷达接收端对 信号进行非整数倍过采样时,基于多载波地面数字电视外辐射源雷达参考信号重构中的信 道估计方法。

背景技术

[0002] 近年来随着数字电视信号(数字视频广播DVB-T,中国移动多媒体广播CMMB,数字 地面多媒体广播DTMB)的日益普及,基于数字电视信号的外辐射源雷达已成为研究热点。数 字电视地面多媒体广播(DTMB)是具有中国独立自主知识产权的数字电视信号传输标准,国 内多家单位开展了基于DTMB信号的外辐射源雷达研究。

[0003] 外辐射源雷达通过目标回波信号和参考信号的匹配滤波来提取目标的速度和距离信息,参考信号提纯是获取目标信息的关键技术之一。DTMB创新性地采用了时域同步正交频分复用(TDS-OFDM)调制技术,可结合OFDM波形信号优良的抗多径性能,通过重构方式获取纯净的参考信号。参考信号重构的一般流程是:首先对接收信号进行同步、信道估计和均衡、解交织映射、译码纠错等获得纯净的码流,再重复发射端的编码和调制过程得到提纯后的参考信号。同步的主要任务是获取信号的帧起点,估计并补偿收发端载波的频率漂移和接收端的采样误差,但同步过程不是一个完备的过程,残余的定时偏差和载波频率偏差会使接收信号产生相位旋转,增加了信号解调的误码率,降低了重构信号的准确性。其中信道估计和均衡是纠正残余的偏差以保证信号正确接收的重要手段。信号在传输过程中会受到严重的多径干扰和噪声干扰,使接收的信号产生时延扩展和频域选择性衰落,良好的信道估计可以跟踪信道响应的变化,并通过均衡处理实现数据的有效恢复。因此,研究性能良好、鲁棒性高的DTMB信道估计算法是提高参考信号重构质量的关键。

[0004] DTMB信号包括单载波和多载波两种调制模式,本发明主要讨论基于0FDM结构的多载波方案,其频谱利用率高,同时具有出色的抗多径性能,该模式在每个0FDM符号的保护间隔中插入伪随机序列(PN),PN序列可同时用于系统同步、载波频率跟踪、信道估计等。在万显荣、王俊芳的论文(Reconstruction of reference signal for DTMB based passive radar systems[C].2011IEEE CIE International Conference on Radar,Chengdu, China,Oct.24-27,2011:165-168)所描述的DTMB外辐射源参考信号重构方法中,其信道估计是利用多载波模式下帧头PN序列的自身良好的相关性,将接收的数据和本地数据做循环相关,并消除循环头带来的干扰;DTMB系统也可将PN序列作为时域导频序列,采用频域相除的方法得到信道的脉冲响应,算法实现复杂度较低,但估计性能不高,容易受噪声的影响。目前,DTMB信道估计算法的研究主要有两个方向:一是有效消除PN自相关特性不理想带来的旁瓣干扰,二是提高信号在长时延和时变信道下的估计性能,但是这些算法均是基于基带符号率的DTMB数据。在外辐射源雷达系统中,由于采样速率受到一定的限制,雷达接收到的信号采样速率并不一定是符号速率的整数倍,此时PN序列不再具有良好的自相关性,存

在着数据间干扰,这使得已有的基于PN相关特性的信道估计算法已不能很好的适用。

发明内容

[0005] 针对背景技术中存在的问题,本发明的目的在于提供一种可以工作在接收端基带 采样速率是信号符号速率非整数倍时,基于多载波地面数字电视外辐射源雷达参考信号重 构中的信道估计方法。

[0006] 为解决上述技术问题,本发明的技术方案如下:

[0007] 一种适用于DTMB外辐射源雷达参考信号重构的匹配追踪信道估计方法,包含以下步骤:

[0008] 步骤1:根据接收系统的基带采样速率,确定每帧DTMB信号接收的采样点数,将接收的信号分为PN帧头和帧体数据分别存储;

[0009] 步骤2:根据接收的PN帧头信息生成对应的本地PN序列;

[0010] 步骤3:由本地PN序列构造发送的训练矩阵,并从接收的帧头PN数据中截取所需序列,构建信号传输模型;

[0011] 步骤4:根据信号传输模型,采用正交匹配追踪算法估计出多个大幅度信道响应 CIR,然后用匹配追踪算法检测出小幅度的CIR,最后将两部分检测结果合并。

[0012] 进一步的,步骤1中接收的第k帧信号可表示为

[0013]

$$s(pT_{s}') = \frac{\omega_{c}T_{s}}{\pi} \sum_{n=0}^{N_{c}-1} x[n] \frac{\sin(\omega_{c}(pT_{s}' - nT_{s}))}{[\omega_{c}(pT_{s}' - nT_{s})]}$$

$$p = 0, 1, 2, \cdots, \left[(k+1)N_{c}T_{s} / T_{s}' + \frac{1}{2} \right] - \left[kN_{c}T_{s} / T_{s}' + \frac{1}{2} \right] - 1$$
(式壹)

[0014] 其中x[n]为发送端组帧后的数字信号,ω。为基带脉冲成型滤波器的截止频率,T。 为信号符号周期(1/7.56µs),T_s'为接收系统基带采样间隔,Nc为基带符号率的DTMB信号帧

长度,则接收的第k帧信号数据长度为[(k+1)N_cT_s / T_s + $\frac{1}{2}$] - [kN_cT_s / T_s + $\frac{1}{2}$] 。

[0015] 进一步的,步骤2所述的根据接收的PN帧头信息生成对应的本地PN序列的具体方法是:将符号速率的PN帧头序列做N_{PN}点傅里叶变换,在高频部分填零扩充至N_DT_s/T_s'位,对填零扩充后的序列进行傅里叶逆变换,根据接收端采样速率和符号速率的关系,补偿移位偏差,并以N_D/N_{PN}为间隔进行下抽样,即可得到对应T_s'采样间隔的本地PN序列,其中N_{PN},N_D分别为DTMB信号的帧头和帧体部分长度,则N_D=3780,且在PN420帧头模式下,N_{PN}=420, PN945帧头模式下,N_{PN}=945。

[0016] 进一步的,步骤3所述的截取PN数据序列具体方法是:从接收到的PN帧头序列中截 取位于后端不受前帧数据块干扰的多个点,并缓存。

[0017] 进一步的,步骤4构建的信号传输的一般模型可表示为

[0018] r=S*h+w (式贰)

[0019] 其中,观测向量r是从接收的PN帧头中截取所需序列构成的接收信号矢量,长度为M,观测矩阵S是由本地PN序列构造的训练矩阵,大小为M*N,N为信道响应长度,满足N≪L_{PN}-M+1,L_{PN}为对应的本地PN序列长度,h是长为N的信道时域冲激响应,w可表示长为M的独立同分布的高斯噪声。

[0020] 进一步的,步骤4所述的基于匹配追踪思想进行信道估计的具体过程如下:

说明书

[0021] 1) 设置大幅度CIR的数量K,迭代终止门限 ϵ , b_k , Ω_k , Λ_k 分别表示第k次迭代后的残 差,原子集和索引集: 2) 初始化残差b₀=r,迭代次数k=1,原子集 $\Omega_{e} = \emptyset$,索引集 $\Lambda_{e} = \emptyset$; [0022] [0023] 3)寻找匹配向量 $\lambda_k = rgmax_{j=1,\cdots,N, j
ot \in \boldsymbol{\Lambda}_{k-1}} \left| < \boldsymbol{b}_{k-1}, \boldsymbol{S}_j > \right|$ (式叁) [0024] [0025] 其中S_j为训练矩阵的第j+1列; [0026] 4) 更新原子集和索引集 $\Omega_k = [\Omega_{k-1} S_{\lambda_k}], \Lambda_k = \Lambda_{k-1} \cup \{\lambda_k\};$ [0027] 5) 如果k≤K,则由最小二乘思想更新索引集对应的信道抽头系数 $\hat{h}(\Lambda_k) = \arg\min \|r - \Omega_k h\| = (\Omega_k^{\mathrm{T}} \Omega)^{-1} \Omega_k^{\mathrm{T}} r$ (式肆) [0028] [0029] 如果k>K,则更新此次迭代获取的匹配向量对应的信道抽头系数 $\widehat{h}(\lambda_k) = (\boldsymbol{S}_{\lambda_k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{b}_{k-1}) / \left\| \boldsymbol{S}_{\lambda_k} \right\|^2$ [0030] (式伍) 其中, S_{λ}^{H} 表示 S_{λ} 的共轭转置; [0031] [0032] 合并检测结果 $\widehat{\boldsymbol{h}}(\boldsymbol{\Lambda}_{k}) = \widehat{\boldsymbol{h}}(\boldsymbol{\Lambda}_{k-1}) \cup \left\{\widehat{\boldsymbol{h}}_{\lambda_{k-1}}\right\}$ (式陆) [0033]

[0034] 6) 更新残差 $b_k = b_0 - \Omega_k \hat{h}(\Lambda_k)$,如果|| b_k ||₂ < ε ,则跳出迭代,否则k=k+1,返回3)。

[0035] 与现有技术相比,本发明具有以下有益效果:

[0036] a)相比于广泛采用的时域循环相关算法和最小二乘算法,本发明的信道估计方法 不仅适用于基带符号率的DTMB数据,同样适用于采样速率是符号速率非整数倍的DTMB外辐 射源雷达信号,具有更好的频率适应性。

[0037] b)相比于匹配追踪算法,本发明的信道估计方法具有更快的收敛速度,估计精度更高。

[0038] c)相比于正交匹配追踪算法,本发明的信道估计方法降低了矩阵求逆次数,显著 缩短了运算时间,同时避免了在雷达接收系统非整数倍过采样时,因门限设置不合理,基于 最小二乘思想更新信道估计值时可能引入的广义逆运算,鲁棒性更高。

附图说明

[0039] 图1是本发明所提信道估计方法的具体流程。

[0040] 图2是PN420模式的帧结构图。

[0041] 图3是不同信道估计方法的误码性能仿真图。

[0042] 图4是本发明实施例在多种信道下的误码性能仿真图,同时以相同环境下,匹配追踪算法的误码性能作为参照。

[0043] 图5是本发明实施例在巴西B信道,信噪比为20dB时,不同迭代终止门限下的误码性能仿真图,同时以相同情形下,正交匹配追踪算法的误码性能作为参照。

[0044] 图6是本发明实施例在DTMB外辐射源雷达外场实验中,实测信号解调星座图。

[0045] 图7是本发明实施例在DTMB外辐射源雷达外场实验中,实测目标的相关结果。

[0046] 具体实施说明

[0047] 本发明将通过例子并参照附图的方式说明,以4QAM调制下的PN420模式的DTMB信号为实施例对本发明进行详细说明,接收系统基带采样率为10MHz。当然,接收系统的基带采样速率可以为不小于信号符号速率(7.56MHz)的其他数值,同时本发明对于PN945模式同样适用,只是部分参数做相应调整而已。

[0048] 本发明的实现流程如图1,其具体实现步骤如下:

[0049] 步骤1,如图2所示,PN420模式的帧结构中共有Nc=4200个符号,其中帧体部分的 子载波数Nb=3780。令Ts为DTMB信号符号周期(1/7.56µs),系统接收端采样间隔为Ts'=1/ 10µs,x[n]为发送端组帧后的数字信号,则通过截止频率为ω。的理想低通滤波器脉冲成形 后的信号为

$$[0050] \qquad s(t) = \frac{\omega_c T_s}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \frac{\sin(\omega_c(t-nT_s))}{[\omega_c(t-nT_s)]} \tag{1}$$

[0051] 接收端采样后的第k帧信号可表示为

[0052]

52]

$$s(pT_{s}') = \frac{\omega_{c}T_{s}}{\pi} \sum_{n=0}^{N_{c}-1} x[n] \frac{\sin(\omega_{c}(pT_{s}' - nT_{s}))}{[\omega_{c}(pT_{s}' - nT_{s})]}$$

$$p = 0, 1, 2, \cdots, \left[(k+1)N_{c}T_{s} / T_{s}' + \frac{1}{2} \right] - \left[kN_{c}T_{s} / T_{s}' + \frac{1}{2} \right] - 1$$
(2)

[0053] 接收端接收的第k帧信号数据长度为

$$[0054] \qquad N_{c}^{'} = [(k+1)N_{c}T_{s} / T_{s}^{'} + \frac{1}{2}] - [kN_{c}T_{s} / T_{s}^{'} + \frac{1}{2}]$$
(3)

[0055] 代入运算可得接收的第1帧信号数据长度为5556,第2帧信号数据长度为5555,……。此时帧体部分对应的数据长度为N'D=NDTs/Ts'=5000。

[0056] 因此,可以将接收的帧信号按照数据长度关系分为帧头部分和帧体部分分别存储。

[0057] 步骤2,根据接收的PN帧头信息生成对应的本地PN序列,其具体方法如下:

[0058] 1) 将与接收的帧头信号相位相同的PN420序列做420点傅里叶变换,可表示为p1= FFT (Pn) = [p1 (1), …p1 (420)],其中,Pn为对应相位的PN420序列。

[0059] 2) 在高频部分填零扩充至NoTs/Ts'=5000个符号点,可表示为

[0060] $p_2 = [p_2(1), \dots p_2(5000)] = [p_1(1), \dots p_1(210), \text{zeros}(1, 5000-420), p_1(211), \dots p_1(420)]$

[0061] 3) 对填零扩充后的序列进行傅里叶逆变换,可表示为p₃=IFFT(p₂)=[p₃(1),…p₃(5000)]。

[0062] 4)补偿移位偏差,并进行下抽样。当接收端采样速率为10MHz时,PN420序列实际对应的采样点数为N'PN=420Ts/Ts'=555.5555,由步骤1可得,在时间离散化后,接收的帧头信号长度为555或者556,因此它与帧体数据之间存在着约0.4位的移位偏差,补偿该偏差,并以N_D/N_{PN}=3780/420=9为间隔进行下抽样,可表示为s=[p₃(6),p₃(15),…p₃(4992)]*9,则s即为可用于信道估计的本地PN序列。

[0063] 步骤3,在多径时延不超过帧头循环前缀的情况下,图2所示的PN420帧结构中,其 帧头序列的后L_m=255位不受前帧的数据块干扰,可选取接收的帧头信号中对应部分用于 信道估计,此时截取的PN序列长度为M=round(255T_s/T_s')=337位。令L_{PN}为对应的本地PN 序列长度,则由步骤2可得,L_{PN}=555,令L_{pn}为接收的帧信号中帧头长度,由步骤1可得,L_{pn}为

说明书

555或者556。信道响应长度N应满足N≤L_{PN}-M+1,在本实施例中,为了尽可能估计长时延信 道,信道响应长度取为N=L_{PN}-M+1=219。则系统传输模型可写为 [0064] r=S*h+w (4) [0065] 其中 [0066] r=[r(L_{pn}-M) r(L_{pn}-M+1) …r(L_{pn}-2) r(L_{pn}-1)]^T [0067] h=[h(0) h(1) … h(N-2) h(N-1)]^T [0068] w=[w(0) w(1) … w(M-2) w(M-1)]^T [0068] w=[w(0) w(1) … w(M-2) w(M-1)]^T [0069] $S = \begin{bmatrix} s(L_{PN} - M) & s(L_{PN} - M - N + 2) & s(L_{PN} - M - N + 1) \\ s(L_{PN} - M + 1) & s(L_{PN} - M) & \cdots & s(L_{PN} - M - N + 3) & s(L_{PN} - M - N + 2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ s(L_{PN} - 2) & s(L_{PN} - 3) & \cdots & s(L_{PN} - N + 1) & s(L_{PN} - N - 1) \\ s(L_{PN} - 1) & s(L_{PN} - 2) & \cdots & s(L_{PN} - N + 1) & s(L_{PN} - N) \end{bmatrix}$

[0070] 上述式中,s(n)为本地的PN序列,r(n)为接收的帧头信号,h(n)为信道的时域冲激响应,w(n)为独立同分布的高斯噪声。

[0071] 步骤4,针对系统传输模型(4)式,训练矩阵S各列之间具有相关性,S^HS是奇异矩阵,因此基于最小二乘的LS算法不可避免的会引入伪逆计算。为克服这个问题,本发明基于匹配追踪思想对信道响应进行估计,其具体实施过程如下:

[0072] 1) 设置大幅度CIR的数量K=round (0.08N), 迭代终止门限 ε , b_k, Ω_k , Λ_k 分别表示 第k次迭代后的残差, 原子集和索引集;

[0073] 2) 初始化残差 $b_0=r$,迭代次数k=1,原子集 $\Omega_0=\emptyset$,索引集 $\Lambda_0=\emptyset$;

[0074] 3)寻找匹配向量

$$[0075] \qquad \lambda_k = \underset{j=1,\cdots,N, j \notin \boldsymbol{\Lambda}_{k-1}}{\operatorname{arg\,max}} | < \boldsymbol{b}_{k-1}, \boldsymbol{S}_j > | \tag{5}$$

[0076] 其中S_j为训练矩阵的第j+1列;

[0077] 4) 更新原子集和索引集 $\Omega_k = [\Omega_{k-1} S_{\lambda_k}], \Lambda_k = \Lambda_{k-1} \cup \{\lambda_k\};$

[0078] 5) 如果k≤K,则由最小二乘思想更新索引集对应的信道抽头系数

 $\begin{bmatrix} 0079 \end{bmatrix} \quad \widehat{h}(\Lambda_k) = \arg\min_k \left\| \boldsymbol{r} - \boldsymbol{\Omega}_k \boldsymbol{h} \right\| = (\boldsymbol{\Omega}_k^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\Omega})^{-1} \boldsymbol{\Omega}_k^{\mathrm{T}} \boldsymbol{r}$ (6)

[0080] 如果k>K,则更新此次迭代获取的匹配向量对应的信道抽头系数

$$\begin{bmatrix} 0081 \end{bmatrix} \quad \widehat{h}(\lambda_k) = (\boldsymbol{S}_{\lambda_k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{b}_{k-1}) / \| \boldsymbol{S}_{\lambda_k} \|^2$$
(7)

$$[0082] \qquad \widehat{h}(\Lambda_k) = \widehat{h}(\Lambda_{k-1}) \cup \left\{ \widehat{h}_{\lambda_{k-1}} \right\}$$
(8)

[0083] 其中, $S_{\lambda^*}^{H}$ 表示 S_{λ^*} 的共轭转置;

[0084] 6) 更新残差 $b_k = b_0 - \Omega_k \hat{h}(\Lambda_k)$, 如果 | | b_k | | $2 \le \varepsilon$, 则跳出迭代, 否则k = k+1, 返回3)。

[0085] 大量实验证明,少于10%的多径信道占据着85%以上的能量(参考文献:基于压缩 感知的稀疏多径信道估计[J].系统工程与电子技术,2013,35(5):909-913.),因此本发明 中设定K=round(0.08N)表征较大的信道抽头数。

[0086] 本实施例仿真所提信道估计算法在DTMB外辐射源雷达参考信号重构中的作用,同时为了更为直接的比较算法性能,没有考虑纠错译码。图3是接收端采样率为10MHz时,时域

循环相关法、最小二乘算法及本发明所提方法在城市TU6信道下的误码性能仿真图。可以看出,相比于其他两种算法,本发明所提方法在信噪比大于30dB时,即可准确的对雷达参考信号进行重构。图4是接收端采样率为10MHz时,本发明所提方法在巴西A信道、巴西B信道以及城市TU6信道下的误码性能仿真图,同时以相同环境下的匹配追踪算法性能作为参照,可以看出,相比于匹配追踪算法,本发明所提信道估计算法在不同信道环境下都具有良好的信号检测性能。图5是接收端采样率为10MHz时,本发明所提方法在不同的迭代终止门限下的误码性能仿真图,同时以相同情形下的正交匹配追踪算法性能作为参照,可以看出,相比于正交匹配追踪算法,本发明所提方法对于门限取值不敏感,鲁棒性更高。

[0087] 本发明实施例的效果可进一步通过DTMB外辐射源雷达的外场实验进行说明。

[0088] 图6是本发明所提方法、时域相关算法和最小二乘算法对实测信号处理后的解调 星座图,可见,本发明所提方法解调效果最好,图中星座点均匀分布,聚集度良好,可以较好 的提升参考信号的重构质量。

[0089] 图7是上述三种算法重构出的参考信号和杂波抑制后的监测信号相关后的目标距离-幅度剖面图,可见,随着参考信号重构质量的变差,残余的直达波和多径分量功率增大, 会抬高了噪声基底,降低目标回波的信噪比。以上结果充分说明了本发明所提信道估计方 法在DTMB外辐射源雷达数据处理中的有效性。











图3







图5



图6



图7