

基于压缩感知的外辐射源雷达分数阶杂波估计

杨鹏程^{*1②③} 吕晓德^{①②} 柴致海^{①②③} 张丹^{①②③} 岳琦^{①②③} 杨璟茂^{①②③}

^①(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

^②(微波成像技术国家级重点实验室 北京 100190)

^③(中国科学院大学 北京 100049)

摘要: 参考信号信杂比(SCR)是评估外辐射源雷达积累增益损失的重要参数。利用数字电视地面广播(DTTB)辐射源中的PN序列进行信杂比估计时,将出现接收信号相对于本地帧头的分数阶时延问题,导致信杂比估计出现严重偏差。针对该问题,该文利用信号在时延维的稀疏性,提出基于压缩感知的信杂比估计算法。仿真结果表明,该算法对不同强度的信号都能得到精确的时延和强度估计,从而保证了信杂比估计的准确性。实测数据处理结果表明,实测数据的参考信号信杂比较高,积累损失较小,约为0.5 dB;信杂比与基线距离有关,基线越长信杂比越低,积累损失越大。

关键词: 外辐射源雷达; 压缩感知; 参考信号; 信杂比; 分数阶时延; PN序列

中图分类号: TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)11-2716-08

DOI: 10.11999/JEIT170079

Fractional-delay Clutter Estimation for Passive Radar Based on Compressive Sensing

YANG Pengcheng^{①②③} LU Xiaode^{①②} CHAI Zhihai^{①②③} ZHANG Dan^{①②③}

YUE Qi^{①②③} YANG Jingmao^{①②③}

^①(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(National Key Laboratory of Science and Technology on Microwave Imaging, Beijing 100190, China)

^③(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Signal-Clutter-Ratio (SCR) in reference channel is an important parameter for the evaluation of integration loss of passive radar. When PN sequence in the Digital Terrestrial Television Broadcast (DTTB) illuminator is utilized for SCR estimation, there will be the problem of fractional-delay received signal relative to local PN sequence, which leads to a severe deviation of SCR estimation. For this problem, a novel algorithm based on compressive sensing is proposed by exploiting the sparsity of signal in delay dimension. Simulation demonstrates that accurate estimation of delay and strength for signals of different strength can be obtained by the proposed algorithm, which ensures the accuracy of SCR estimation. The processing of experimental data shows that the whole SCR in the received data is relatively high and the integration loss is trivial, about 0.5 dB. In addition, SCR decreases with the length of baseline, which leads to the increase of integration loss.

Key words: Passive radar; Compressive Sensing (CS); Reference signal; Signal-Clutter-Ratio (SCR); Fractional-delay; PN sequence

1 引言

外辐射源雷达^[1]是一种利用电视、调频广播和全球移动通信系统(GSM)等非合作辐射源作为照射源的双/多基地雷达。由于自身不发射电磁波,加上收发分离和辐射源频率较低的特点,该体制雷达具有反隐身、抗低空突防及生存能力强等优点,近年来受到了国内外学者的广泛关注。

外辐射源雷达目标信号微弱,相干积累是提高弱目标检测能力的重要手段,是外辐射源雷达信号处理的重要环节。参考信号作为相干积累的基准信号,其纯净程度将直接影响积累增益^[2-5]。信杂比是反映参考信号纯净程度的重要参数,对评估系统积累增益损失具有重要意义。目前,针对参考信号提纯^[6-9]的研究较多,而缺少对参考信号质量的定量分析。本文将针对参考信号信杂比估计问题进行研究,为系统性能评估提供依据。

由于外辐射源雷达所用信号来自非合作辐射

源,无法获取发射信号,因此不能直接通过信号互相关处理估计信杂比。这些非合作辐射源一般为数据或信息传输设计,具有特殊的帧结构或调制方式,可以用来进行参考信号信杂比估计。本文使用中国地面数字电视广播(Digital Terrestrial Television Broadcasting, DTTB)信号^[10]作为外辐射源。DTTB信号的基本结构单元是信号帧,一个信号帧由帧头和帧体两部分组成,基带符号率均为 7.56 MSymool/s。该信号的一个重要特点是:帧头为已知的 PN 序列,一旦帧头模式确定,可根据国家标准^[9]在本地生成该 PN 序列。这种特殊的帧头设计为参考信号信杂比估计提供了先验信息。基于该先验信息,文献[3]指出利用本地帧头与满足基带符号率的参考信号做互相关处理,根据相关峰值可估计出参考信号信杂比。但该方法有效的前提是,参考信号中的直达波信号、杂波信号相对本地帧头的时延为整数倍采样间隔。而实际接收的参考信号中直达波信号、杂波信号相对本地帧头的时延是随机的,整数倍时延的情况几乎不会出现。若信号相对时延为分数阶采样间隔,进行帧头相关处理,则相关性会分散到周围整数倍采样间隔上(主要在最近的两个整数倍采样间隔上),使信杂比的估计出现严重偏差。例如,参考信号中只有一路信号,相对本地帧头的时延为 0.5 倍的采样间隔,则相关处理会出现两个强度相当的峰值,时延分别为 0 倍,1 倍采样间隔,这时的信杂比估计将接近 0 dB,而实际的信杂比应为无穷大。因此,通过将参考信号与本地帧头进行互相关处理不能得到准确的信杂比估计。

为解决信号相对本地帧头的分数阶时延问题,本文提出了一种基于压缩感知(Compressive Sensing, CS)^[11]的参考信号信杂比估计方法。压缩感知是建立在信号稀疏表示和重建基础上的新的研究领域,已广泛应用于图像处理及雷达信号处理^[12-14]等领域。由于参考信号中仅有少数信号具有较强的幅值,这些信号出现在少量的时延上,即在时延维是稀疏的。通过构造包含分数阶时延的稀疏基矩阵,利用稀疏重构算法,可得到参考信号中各信号分量的幅度及时延估计。对于参考信号中的各信号分量,不论其相对于本地帧头的时延是分数阶还是整数倍,只要处在稀疏基矩阵时延范围内,都能得到准确估计。

稀疏重构时,时延间隔的取值对估计性能有较大影响。时延间隔越小,信号时延及幅度估计越准确,参考信号信杂比估计性能越好。但时延间隔越小,稀疏基矩阵的规模也越大,计算量也越大。为了在保证估计性能的前提下降低算法计算量,本文

对稀疏重构算法进行了改进。由于信杂比估计中,只有较强的信号才会对估计结果有影响,因此可将重构算法分为粗估和细估两部分。首先利用较大的时延间隔进行粗估,若信号功率相对最强信号大于设定门限值,则在该信号时延附近利用较小的时延间隔进行精细估计,从而保证了较强信号的估计性能。由于精细估计只在局部进行,且只有少数的信号需要细估,因此计算量相比原算法较小时延间隔取值时大幅降低。仿真结果表明,本文算法对不同强弱的信号都能得到精确的时延和强度估计,从而保证了信杂比估计的准确性。实测数据处理表明,信杂比与基线距离有关,基线越长信杂比越低,积累损失越大,与实际情况相符,也从侧面证明了估计算法的有效性。

2 信号模型及帧头特性

外辐射源雷达双基几何关系如图 1 所示。由于本文研究对象为参考信号,图中只画了参考天线。参考天线指向辐射源以获取纯净的发射信号作为杂波对消、相干积累的模板信号。但参考天线也将不可避免地接收来自地物反射的杂波信号。忽略参考通道噪声,接收的参考信号可表示为

$$S_{\text{Ref}}[n] = \sum_i a_i S_{\text{Emt}}[n - n_i] \quad (1)$$

其中, $S_{\text{Emt}}[n]$ 为发射信号, a_i , n_i 分别为第 i 路信号的幅度与时延, n_i 可取整数和小数,对应整数倍时延和分数阶时延。

为估计信杂比,需估计每一路信号的幅度 a_i 。由于发射信号 $S_{\text{Emt}}[n]$ 未知,难以直接通过相关处理得到 a_i ,只能通过已知的帧头信息进行估计。同式(1)相同,参考信号的某一帧头可表示为

$$S_{\text{RFr}}[n] = \sum_i a_i S_{\text{Frm}}[n - n_i] \quad (2)$$

其中, $S_{\text{Frm}}[n]$ 为发射信号帧头,可根据国标^[10]在本地生成。

为适应不同的应用,国标定义了 3 种帧头模式,分别为:帧头模式 1(PN420)、帧头模式 2(PN595)、帧头模式 3(PN945)。目前,实测数据获得的信号均为帧头模式 2,因此本文以帧头模式 2 为例进行说明。帧头模式 2 采用 10 阶最大长度伪随机二进制序列截短而成。帧头长度为 595 个符号,是长度为 1023

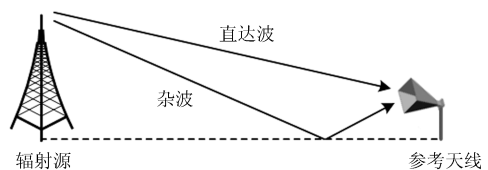


图 1 外辐射源雷达双基几何关系

的 m 序列的前 595 个码片。对产生的伪随机序列，经“0”到“+1”值及“1”到“-1”值的映射变换为非归零的二进制符号，从而得到本地帧头。

将参考信号帧头与本地帧头进行相关处理可得

$$\begin{aligned} R_{\text{RFr}}[l] &= \sum_n \sum_i a_i S_{\text{Frm}}[n - n_i] S_{\text{Frm}}^*[n - l] \\ &= \sum_i a_i R_{\text{Frm}}[l - n_i] \end{aligned} \quad (3)$$

式中， $R_{\text{Frm}}[l] = \sum_n S_{\text{Frm}}[n] S_{\text{Frm}}^*[n - l] \approx R_{\text{Frm}}[0] \delta[l]$ 为本地帧头的自相关。

参考信号帧头与本地帧头的互相关可以看成是本地帧头自相关的线性组合。当 n_i 取整数时， $R_{\text{RFr}}[l]$ 将在 n_i 处出现峰值，峰值大小与信号强弱成正比，通过帧头相关能够得到参考信号信杂比估计；当 n_i 取分数时， $R_{\text{RFr}}[l]$ 将在与 n_i 距离最近的整数时延处出现峰值，峰值大小不仅与信号强弱有关，还与时延位置有关，通过帧头相关不能得到准确的信杂比估计。下面通过仿真来说明。

假设参考信号中只有一路信号，当信号相对于本地帧头时延为 0，互相关函数如图 2(a) 所示；当信号相对于本地帧头时延为 0.5 个采样点，互相关函数如图 (b) 所示。

由图 2 可见，若信号相对时延为整数倍时延，则进行互相关处理，能够得到准确的信号强度信息；若信号相对时延为分数阶时延，则相关峰值将分散到周围的整数倍时延上，不能反映杂波真实分布，此时通过互相关处理进行信杂比估计将产生较大偏差。

3 基于压缩感知的信杂比估计算法

3.1 稀疏模型

参考信号中只有较强的信号才会对信杂比估计有影响，而参考信号中只有少数信号具有较强的幅值，这些信号出现在少量的时延上，即在时延维是稀疏的。因此，可以对参考信号进行稀疏化表示，通过稀疏重构，获得参考信号中各信号分量的时延及幅度。

对式(2)进行稀疏化表示并写成矢量形式

$$\mathbf{S}_{\text{RFr}} = [\boldsymbol{\alpha}_1, \boldsymbol{\alpha}_2, \dots, \boldsymbol{\alpha}_I] \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} \quad (4)$$

式中， $\mathbf{S}_{\text{RFr}} = [S_{\text{RFr}}[1], S_{\text{RFr}}[2], \dots, S_{\text{RFr}}[N]]^T$ 为参考信号帧头矢量， N 为帧头长度； $\boldsymbol{\alpha}_i = [S_{\text{Frm}}[1 - n_i], S_{\text{Frm}}[2 - n_i], \dots, S_{\text{Frm}}[N - n_i]]^T$ 为本地帧头时延 n_i 后的信号矢量， $n_i \in \Phi_n$ 为所有可能的相对时延； $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_I]^T$ ，为各时延信号对应的幅度值； $\mathbf{A} = [\boldsymbol{\alpha}_1, \boldsymbol{\alpha}_2, \dots, \boldsymbol{\alpha}_I]$ 。

在压缩感知理论中， \mathbf{S}_{RFr} 为观测向量，维度为 $N \times 1$ ； \mathbf{A} 为稀疏基矩阵，维度为 $N \times I$ ； \mathbf{x} 为稀疏向量，维度为 $I \times 1$ ，其非零元素的位置对应信号的时延，非零元素的值对应信号幅度。式(4)中，待求解量为 \mathbf{x} ，为此需首先获取 \mathbf{S}_{RFr} 和 \mathbf{A} 。

参考信号帧头 \mathbf{S}_{RFr} 以参考信号中最强信号分量的帧头为准。首先，将接收的参考信号处理到基带符号率为 7.56 MSymbol/s；然后，将参考信号与本地帧头进行互相关处理，相关输出峰值位置为帧头起始位置，以此为起点截取 595 个采样点作为观测向量。

稀疏基矩阵 \mathbf{A} 的每一列为本地帧头的时延副本。首先，需要确定一个时延集合 Φ_n ，以包含所有可能的待估计信号。该时延集合 Φ_n 可在一定时延范围内以间隔 Δn ($\Delta n < 1$) 进行均匀取值， Δn 越小，对分数阶时延信号的估计越准确，但相应的计算量也将增大。然后，将本地帧头以时延集合为基础进行延时，形成 \mathbf{A} 的每一列。由于信号时延可能为分数阶，因此难以将本地帧头直接时移构造 \mathbf{A} 。根据傅里叶变换的性质，信号时延变换到频域为相移，例如时延为 n_i ，变换到频域为 $\exp(j2\pi f n_i T)$ ， f 为频率， T 为采样间隔。因此，不论整数时延还是分数阶时延，都可以将本地帧头的频谱乘上 $\exp(j2\pi f n_i T)$ ，然后逆傅里叶变换而获得。对时延集合的所有时延，通过频域处理，可以方便地生成稀疏基矩阵 \mathbf{A} 。

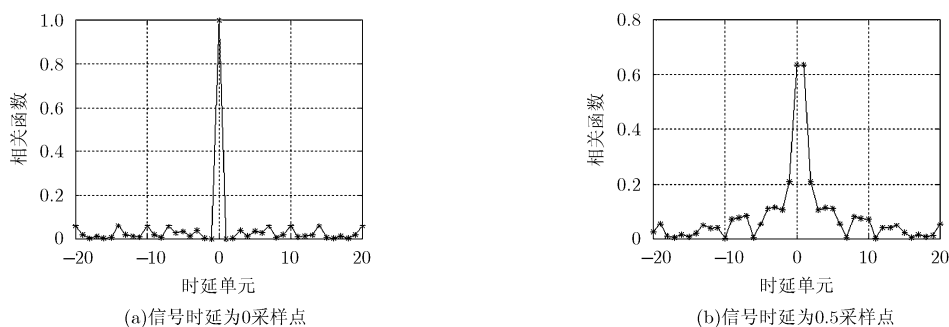


图 2 参考信号帧头与本地帧头的互相关

3.2 稀疏重构

获得 \mathbf{S}_{RFr} 和 \mathbf{A} 之后, 可通过求解如式(5)的优化问题

$$\min \|\mathbf{x}\|_0, \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{S}_{\text{RFr}} \quad (5)$$

得到稀疏向量 \mathbf{x} , 这一过程称为稀疏重构。 $\|\mathbf{x}\|_0$ 为 \mathbf{x} 的 l_0 范数, 表示 \mathbf{x} 中非零元素的个数。但是式(5)的求解是一个 NP-hard 的非凸优化问题, 求解十分困难。

目前, 压缩感知领域的重构算法主要分为两大类: 一类是将 l_0 范数问题转化为 l_1 范数问题, 使用凸优化的方法来求解, 以基追踪算法(Basis Pursuit, BP)^[15]为典型代表; 另一类是基于迭代的贪婪算法, 解决的是 l_0 范数问题, 以迭代的方式找到局部最优解, 从而逼近原始信号, 典型算法有正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)^[16]。这两类算法各有优缺点, 凸优化算法重构精度高、鲁棒性好, 但计算复杂度高; 贪婪算法运算速度快, 但重构精度不如 BP。考虑到数据维数较大, 且本文应用对重构精度的要求不是很高, 所以选择计算复杂度低的 OMP 算法进行稀疏重构。OMP 算法的具体流程如下:

输入: 参考信号帧头 \mathbf{S}_{RFr} , 稀疏基矩阵 \mathbf{A} , 稀疏度 K 。

初始化: 残差 $\mathbf{r}_0 = \mathbf{S}_{\text{RFr}}$, 原子集合 \mathbf{B}_0 为空, 迭代次数 $t = 1$ 。

循环执行以下步骤:

步骤 1 将残差 \mathbf{r}_{t-1} 与稀疏基矩阵 \mathbf{A} 的每个原子作内积, 找出内积最大值对应的原子下标:

$$i_t = \arg \max_{i=1,2,\dots,I} \langle \mathbf{r}_{t-1}, \boldsymbol{\alpha}_i \rangle \quad (6)$$

步骤 2 更新原子集合 $\mathbf{B}_t = [\mathbf{B}_{t-1}, \boldsymbol{\alpha}_{i_t}]$ 。

步骤 3 求解式(7)所示的最小二乘问题以获得新的信号逼近:

$$\hat{\mathbf{x}}_t = \arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{S}_{\text{RFr}} - \mathbf{B}_t \mathbf{x}\|_2^2 \quad (7)$$

步骤 4 更新残差 $\mathbf{r}_t = \mathbf{S}_{\text{RFr}} - \mathbf{B}_t \hat{\mathbf{x}}_t$, 迭代次数 $t = t + 1$ 。

步骤 5 判断 $t > K$ 是否成立, 若成立, 则迭代终止; 否则, 继续执行步骤 1。

稀疏度 K 为信号 \mathbf{x} 中非零元素个数, 也是参考信号中较强信号的个数, 一般取几十量级。假设 \hat{x}_1 为 K 个非零估计值中的最大值, 则参考信号信杂比为

$$\text{SCR} = |x_1|^2 / \sum_{k=2}^K |\hat{x}_k|^2 \quad (8)$$

3.3 算法流程

综上, 基于 CS 的参考信号信杂比估计流程如图 3 所示。假设本地帧头已根据国标生成, 接收的参考信号被处理到基带符号率 7.56 MSymbol/s。

首先, 将参考信号与本地帧头进行互相关处理,

取峰值点位置作为起始位置, 提取参考信号帧头作为观测向量。其次, 根据设定的时延范围和时延间隔, 确定时延集合, 由本地帧头进行通过频域处理, 构造稀疏基矩阵。然后, 由观测向量和稀疏基矩阵, 利用 OMP 算法进行稀疏重构, 得到信号的时延及幅度估计。最后, 根据估计的幅度值, 计算参考信号信杂比。

4 仿真结果

4.1 信杂比估计结果

仿真产生 DTTB 信号, 带宽为 7.56 MHz, 帧头模式 2(PN595)。参考信号由 4 路信号和噪声组成, 信号总功率比噪声高 30 dB。4 路信号的功率和时延如表 1 所示。功率最强的为信号 2, 以其为有用信号, 其它为杂波, 根据表中信息, 参考信号信杂比为 4.08 dB。

表 1 信号参数

信号	时延(采样点)	功率(dB)
1	798.6	-14
2	801.4	0
3	803.7	-6
4	830.0	-10

将参考信号与本地帧头直接进行互相关处理, 结果如图 4(a)所示, 图 4(b)为局部放大图。

由图 4(a)可以看出, 直接相关处理将得到很多较强估计值, 难以区分哪些是信号哪些是虚假点, 所有估计值只能出现在整数采样点上。图 4(b)为功率在 -15 dB 以上的点, 仿真的 4 个信号都有相对应的点, 但相对功率与仿真值不相符, 且有一些功率较大的虚假点。若以 -15 dB 以上的 8 个点进行信杂比估计, 则估计值为 -1.04 dB, 与真实值 4.08 dB 完全不符。

采用本文方法进行信杂比估计, 构建稀疏基矩阵的时延范围为 $[-50, 50]$, 时延间隔为 0.1; 由于仿真的参考信号中只有 4 路信号, 因此稀疏重构时, 将稀疏度 K 设为 20, 以保证所有信号均得到有效估计。估计结果如图 5 所示。

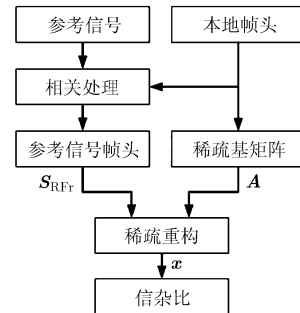


图 3 基于 CS 的参考信号信杂比估计流程

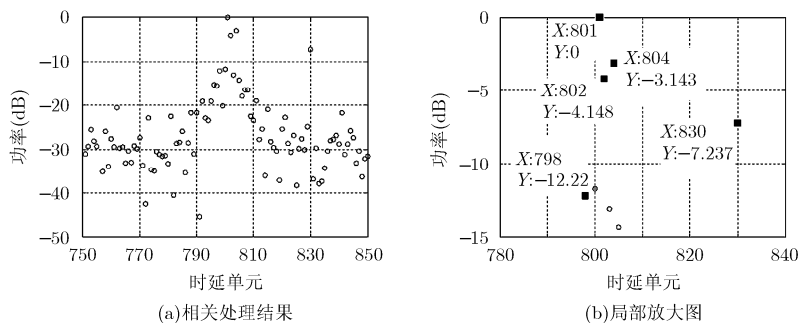


图 4 帧头相关处理结果

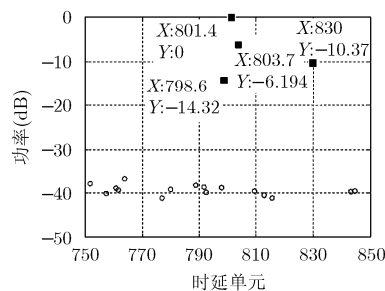


图 5 基于 CS 的估计结果

图 5 可见, 本文方法估计出 4 个较强信号和 16 个弱的虚假点。虚假点的功率在 -40 dB 左右, 对信杂比估计的影响可忽略。将图中估计的信号参数与表 1 对比, 可以发现, 仿真的 4 个不同强弱的信号, 时延都得到了准确估计, 功率略有偏差。仿真中特意设置了相对最强信号(信号 2)为负时延的信号(信号 1), 该信号参数也得到了准确的估计, 说明本文方法对负时延信号也有很好的估计性能。根据信号估计结果, 可计算出参考信号信杂比为 4.31 dB, 与真实值 4.08 dB 相比, 仅有 0.23 dB 的偏差, 实现了对参考信号信杂比的准确估计。

4.2 时延间隔的取值

时延间隔的取值对应着时延估计的精确程度。时延间隔越小, 信号的时延估计越准确, 相应的功率偏差越小, 信杂比估计越准确。但时延间隔越小, 稀疏基矩阵的规模也越大, 计算量也越大。本小节将分析不同时延间隔取值下算法的估计性能。

参考信号由 2 路信号和噪声组成, 信号总功率比噪声高 30 dB。2 路信号功率分别为 0 Db, -6 Db,

时延的整数部分分别为 $801, 803$, 分数部分随机产生, 服从均匀分布。重复实验 1000 次, 每次实验的唯一变化即信号时延的分数部分。采用本文算法进行信杂比估计, 时延范围为 $[-50, 50]$, 稀疏度 K 为 20 , 时延间隔分别取 $0.5, 0.2, 0.1, 0.01$ 时, 信杂比估计值的分布如图 6(a)~图 6(d) 所示。

当时延间隔为 0.5 时, 如图 6(a), 信杂比估计值分布在 $-3 \sim 9$ dB 范围内, 大部分估计值均偏离真值 6 dB。当时延间隔为 0.2 时, 如图 6(b), 信杂比估计值分布在 $3 \sim 8$ dB 范围内, 大部分估计值分布在真值 6 dB 附近, 但仍有相当多的估计值偏离真值超过 1 dB。当时延间隔为 0.1 时, 如图 6(c), 绝大多数估计值在真值 6 dB 附近 ± 1 dB 范围内。当时延间隔为 0.01 时, 如图 6(d), 绝大多数估计值在真值 6 dB 附近 ± 0.5 dB 范围内。对比图 6(a)~图 6(d) 可见, 随着时延间隔的减小, 信杂比的估计值逐渐集中于真实值 6 dB, 估计性能逐渐提高。

当时延间隔为 0.01 时, 绝大多数估计值与真值的偏差在 ± 0.5 dB 范围内, 可满足实际应用需求。

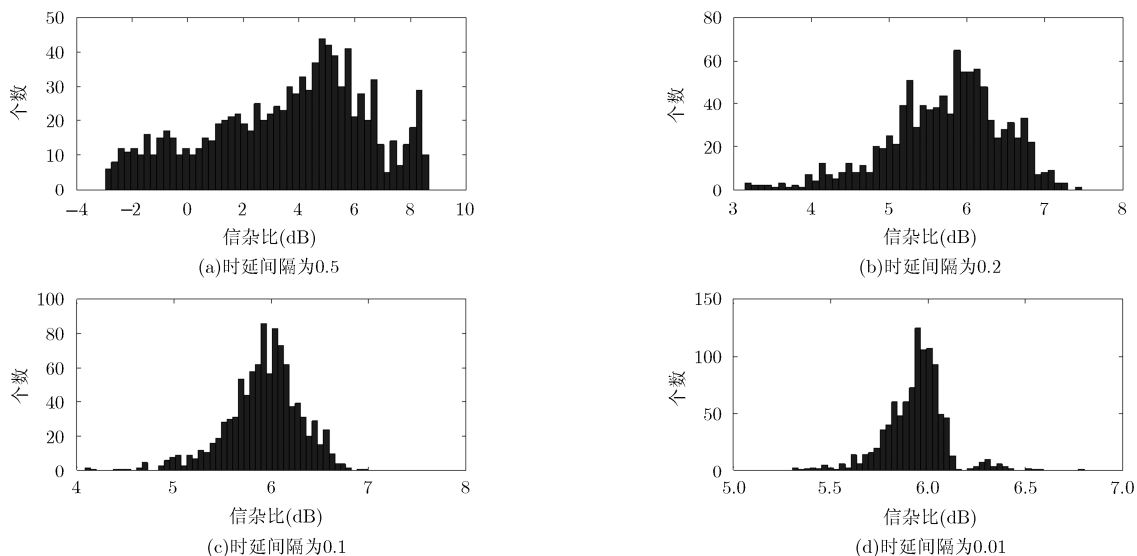


图 6 不同时延间隔时的估计结果

但此时稀疏基矩阵规模较大，计算量极大。下一小节将改进稀疏重构算法，在保证估计性能的前提下，降低算法计算量。

4.3 改进算法及其估计性能

在信杂比估计中，只有较强的信号才会对估计结果有影响。这表明，只需要对较强的信号进行精确估计即可。因此，可设置一个较大的时延间隔，如 0.1，利用 OMP 进行粗估计，但在估计的过程中，对信号强度进行判断，若信号功率相对最强信号大于门限值 η ，则在该信号时延附近利用较小的时延间隔，如 0.01，进行精细估计。具体的改进算法如下：

输入：参考信号帧头 \mathbf{S}_{RFr} ，稀疏基矩阵 \mathbf{A} ，稀疏度 K ，功率门限 η ，精估计的时延间隔 Δn_1 及时延范围 $[-n_{1m}, n_{1m}]$ 。

初始化：残差 $\mathbf{r}_0 = \mathbf{S}_{\text{RFr}}$ ，原子集合 \mathbf{B}_0 为空，最强信号功率为 $P_{\max} = \max_{i=1,2,\dots,J} \|\langle \mathbf{S}_{\text{RFr}}, \boldsymbol{\alpha}_i \rangle\|^2$ ，迭代次数 $t = 1$ 。

循环执行以下步骤：

步骤 1 将残差 \mathbf{r}_{t-1} 与稀疏基矩阵 \mathbf{A} 的每个原子作内积，找出内积最大值对应的原子下标

$$i_t = \arg \max_{i=1,2,\dots,J} \|\langle \mathbf{r}_{t-1}, \boldsymbol{\alpha}_i \rangle\| \quad (9)$$

步骤 2 $P_t = \|\langle \mathbf{r}_{t-1}, \boldsymbol{\alpha}_{i_t} \rangle\|^2$ ，判断 $10 \lg(P_t/P_{\max}) > \eta$ 是否成立，若成立，则执行步骤 3；否则，执行步骤 4；

步骤 3 构造精估计的时延集合 $\Phi_{n1} = n_{i_t} + [-n_{1m}, \Delta n_1 - n_{1m}, \dots, n_{1m} - \Delta n_1, n_{1m}]$ ，根据 Φ_{n1} 生成局部稀疏基矩阵 \mathbf{A}_1 。将残差 \mathbf{r}_{t-1} 与稀疏基矩阵 \mathbf{A}_1 的每个原子作内积，找出内积最大值对应的原子下标

$$j_t = \arg \max_{j=1,2,\dots,J} \|\langle \mathbf{r}_{t-1}, \boldsymbol{\alpha}_j \rangle\| \quad (10)$$

步骤 4 更新原子集合 $\mathbf{B}_t = [\mathbf{B}_{t-1}, \boldsymbol{\alpha}_{j_t}]$ ；

步骤 5 求解如下最小二乘问题以获得新的信号逼近：

$$\mathbf{x}_t = \arg \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{S}_{\text{RFr}} - \mathbf{B}_t \mathbf{x}\|_2^2 \quad (11)$$

步骤 6 更新残差 $\mathbf{r}_t = \mathbf{S}_{\text{RFr}} - \mathbf{B}_t \hat{\mathbf{x}}_t$ ，迭代次数 $t = t + 1$ ；

步骤 7 判断 $t > K$ 是否成立，若成立，则迭代终止；否则，继续执行步骤 1。

对 4.2 小节的仿真条件，采用改进算法进行信杂比估计。稀疏度 K 为 20，粗估计的时延范围为 $[-50, 50]$ ，时延间隔为 0.1，精估计的时延范围为 $[-0.1, 0.1]$ ，时延间隔为 0.01，功率门限 η 为 -15 dB。估计结果如图 7 所示。

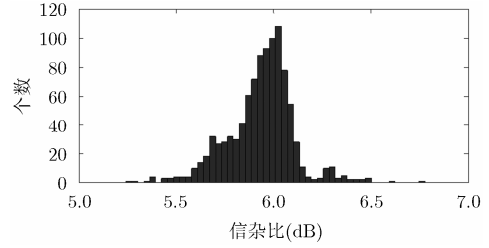


图 7 信杂比估计结果

图 7 可见，信杂比估计值基本上都分布在 5.5~6.5 dB 范围内，与真值的偏差在 ± 0.5 dB；有极少量的估计值偏差较大，但与真值的偏差都在 ± 1 dB 范围内，估计性能较好。对比图 7 和图 7(d) 可见，改进算法与原算法时延间隔取 0.01 时的性能基本相同。

由于本文算法中稀疏基矩阵的维数较高，而稀疏度较小，因此计算量主要来自矩阵相乘，改进前后的算法复乘量分别约为 $KM_1N + K^2N$ ， $KM_2N + K^2N$ ，其中 M_1 ， M_2 分别为改进前后稀疏基矩阵的列数。改进前算法的时延间隔为 0.01，对应 $M_1 = 10001$ ；改进后算法的时延间隔为 0.1，对应 $M_2 = 1001$ ；当 $K = 20$ ， $N = 595$ 时，改进前后算法的复乘量分别为 1.19×10^8 ， 1.21×10^7 ，改进后复乘量降低了约 10 倍。因此，在相同估计性能的条件下，改进算法有效降低了算法计算量。

5 实测数据分析

中国科学院电子学研究所于 2015 年分别在北京 4 个不同地点进行了多次基于 DTTB 的外辐射源雷达试验研究，外辐射源选择位于北京市海淀区的中央电视台，信号为第 33 频道(CCTV 高清)，中心频率 674 MHz，帧头模式 2(PN595)，系统采样率 10 MHz。

将接收数据补偿采样率偏差之后，变换到频域，滤除带外信号，得到带宽为 7.56 MHz 的 DTTB 信号，然后利用本文改进算法进行处理。由于实测数据中对信杂比估计影响较大的强信号一般较少，通常为几个或十几个，因此将 K 设为 20，可保证强信号都得到有效估计。粗估计的时延范围为 $[-50, 50]$ ，时延间隔为 0.1，精估计的时延范围为 $[-0.1, 0.1]$ ，时延间隔为 0.01，功率门限 η 为 -15 dB。图 8 为试验地点 1 数据的处理结果。

图 8 可见，该批次数据参考信号质量较高，最强信号比其他信号高 15 dB 以上，根据信号功率估计值可计算出参考信号信杂比为 11.01 dB。

对其它 3 个试验地点的参考信号进行同样的处

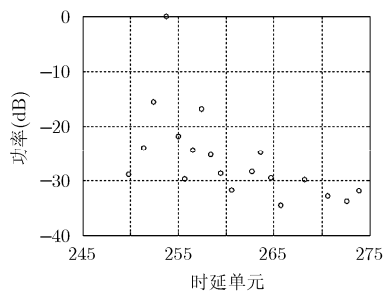


图 8 实测数据估计结果

理, 得到的信杂比如表 2 所示。根据积累损失与参考信号信杂比的关系^[12], 如式(12), 可计算出相应的积累损失, 为系统性能评估提供依据。

$$G_{\text{loss}} = \frac{1}{1 + 1/\text{SCR}_{\text{Ref}}} \quad (12)$$

整体来看, 参考信号信杂比在 10 dB 左右, 积累损失在 0.5 dB 左右, 信号质量较高, 进行参考信

号提纯的意义不大。另外, 信杂比与基线距离有关。实验地点 3, 4 的基线比实验地点 1, 2 的长, SCR 比实验地点 1, 2 低。说明基线越长, 参考信号信杂比越低, 积累损失越大, 与理论分析相符, 也从侧面证明了估计算法的有效性。

6 结论

本文针对外辐射雷达参考信号信杂比估计中的分数阶问题, 提出了基于压缩感知的信杂比估计算法, 通过对各信号分量时延、强度的准确估计得到了精确的信杂比估计值, 通过对重构算法进行改进, 有效降低了算法计算量。本文算法为工程实践中积累损失的评估提供了有效的工具。另外, 本文算法也可用来分析参考信号提纯算法的性能、回波通道信号的杂波分布以及对消输出信号的残余杂波强度。

表 2 实测数据信杂比估计结果

	试验地点 1	试验地点 2	试验地点 3	试验地点 4
基线(km)	28	26	46	50
信杂比(dB)	11.01	10.88	9.12	8.22
积累损失(dB)	0.33	0.36	0.5	0.61

参考文献

- [1] GRIFFITHS H and BAKER C. Passive coherent location radar systems. Part 1: Performance prediction[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 153-159. doi: 10.1049/ip-rsn:20045082.
- [2] 高志文, 陶然. 外辐射源雷达的相干积累增益计算及性能分析[J]. *电子学报*, 2008, 36(6): 1227-1230. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2008.06.038.
GAO Zhiwen and TAO Ran. Computation and analysis of coherent accumulation gain for passive radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2008, 36(6): 1227-1230. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2008.06.038.
- [3] 赵永科. 无源相参雷达参考信号影响及重构方法研究[D]. [硕士学位论文], 中国科学院大学, 2014: 37-39.
ZHAO Yongke. Research on effects and reconstructing algorithm of reference signal for passive coherent radar[D]. [Master dissertation], University of Chinese Academy of Sciences, 2014: 37-39.
- [4] 冯远. 数字电视辐射源雷达参考信号获取及干扰抑制算法研究 [D]. [博士学位论文], 北京理工大学, 2014: 11-13.
FENG Yuan. Research on algorithms of reference signal acquisition and interference suppression in DTTB based passive radar[D]. [Ph.D. dissertation], Beijing Institute of Technology, 2014: 11-13.
- [5] BACZYK M K, KULPA K, SAMCZYNSKI P, *et al.* The impact of reference channel SNR on targets detection by passive radars using DVB-T signals[C]. 2015 IEEE Radar Conference, Arlington, USA, 2015: 708-712. doi: 10.1109/RADAR.2015.7131088.
- [6] 万显荣, 岑博, 易建新, 等. 中国移动多媒体广播外辐射源雷达参考信号获取方法研究[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(2): 338-343. doi: 10.3724/SP.J.1146.2011.00572.
WAN Xianrong, CEN Bo, YI Jianxin, *et al.* Reference signal extraction methods for CMMB-based passive bistatic radar [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(2): 338-343. doi: 10.3724/SP.J.1146.2011.00572.
- [7] WANG F. Direct signal recovery and masking effect removal exploiting sparsity for passive bistatic radar[C]. IET International Radar Conference, Hangzhou, China, 2015: 1-6. doi: 10.1049/cp.2015.0969.
- [8] JIANG L, FENG T, ZHANG W, *et al.* The direct wave purifying based on WIFI signal for passive radar[J]. *Wireless Communications, Networking and Applications*, 2016, 348: 223-234. doi: 10.1007/978-81-322-2580-5_22.
- [9] 朱家兵, 洪一. 基于复倒谱技术的无源雷达直达波提纯方法[J]. *现代雷达*, 2007, 29(8): 75-78. doi: 10.3969/j.issn.1004-7859.2007.08.021.

- ZHU Jiabing and HONG Yi. A direct-path-wave purified approach to passive radar based on cepstrum technique[J]. *Modern Radar*, 2007, 29(8): 75–78. doi: 10.3969/j.issn.1004-7859.2007.08.021.
- [10] 中国国家标准化管理委员会. 国标: 20600-2006. 数字电视地面广播传输系统帧结构, 信道编码和调制[S]. 2006. SAC(Standardization Administration of the People's Republic of China). GB: 20600-2006. Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Television Terrestrial Broadcasting System[S]. 2006.
- [11] DONOHO D L. Compressed sensing[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(4): 1289–1306. doi: 10.1109/TIT.2006.871582.
- [12] 王海涛, 王伟, 符渭波. 基于压缩感知的无源雷达目标检测和方向估计[J]. *空军预警学院学报*, 2015, 29(4): 246–250. doi: 10.3969/j.issn.2095-5839.2015.04.004. WANG Haitao, WANG Wei, and FU Weibo. Target detection and DOA estimation for based compressed sensing-based passive radar[J]. *Journal of Air Force Early Warning Academy*, 2015, 29(4): 246–250. doi: 10.3969/j.issn.2095-5839.2015.04.004.
- [13] LU Xiaode, YANG Pengcheng, LI Daojing, *et al.* Interference cancellation based on compressive sensing for passive coherent radar (PACOR)[C]. 2015 IEEE Radar Conference, Arlington, USA, 2015. doi: 10.1109/RADAR.2015.7131055.
- [14] 杨鹏程, 吕晓德, 李纪传, 等. 基于压缩感知的外辐射源雷达目标检测[J]. *雷达科学与技术*, 2015, 13(4): 384–389. doi: 10.3969/j.issn.1672-2337.2015.04.009. YANG Pengcheng, LU Xiaode, LI Jichuan, *et al.* Target detection for passive radar using compressive sensing[J]. *Radar Science and Technology*, 2015, 13(4): 384–389. doi: 10.3969/j.issn.1672-2337.2015.04.009.
- [15] CHEN S S, DONOHO D L, and SAUNDERS M A. Atomic decomposition by basis pursuit[J]. *SIAM Journal on Scientific Computing*, 1998, 20(1): 33–61.
- [16] TROPP J A and GILBERT A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(12): 4655–4666.
- 杨鹏程: 男, 1989 年生, 博士生, 研究方向为机载外辐射源雷达杂波对消.
- 吕晓德: 男, 1969 年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为基于阵列技术的新体制雷达系统及其应用.