

文章编号: 1001-893X(2010)10-0041-07

基于 OMP 分解的宽带 Chirp 信号多参数估计*

高翔云, 张天骐, 侯瑞玲, 杜晓华

(重庆邮电大学 信号与信息处理重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 将信号稀疏分解——正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)引入到阵列信号处理领域, 在 OMP 分解的基础上, 提出了宽带 Chirp 信号多参数估计方法。首先根据宽带 Chirp 信号形式建立过完备原子库, 对阵列接收信号在该过完备原子库上利用 OMP 做稀疏分解, 从而由最佳匹配原子的参数获得信号的起始频率和调制斜率的估计, 得到宽带 Chirp 信号形式。在此基础上, 再根据阵列结构和已获得的宽带 Chirp 信号形式建立另一个原子库, 通过计算阵列接收数据与原子库中原子之间的互相关矩阵的迹, 搜索迹的最大峰值找出最匹配的原子, 进而由最佳原子的参数获得信号的波达方向角度(Direction of Arrival, DOA)的估计。仿真实验证明了该算法对参数估计的有效性, 并且表明与 WVD(Wigner-Ville Distribution)方法相比, 该方法能更有效地对信号的波达方向角度进行估计。

关键词: 阵列信号处理; 宽带 Chirp 信号; DOA 估计; 稀疏分解; 正交匹配追踪

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2010.10.008

Multi-parameter Estimation of Wideband Chirp Signals Based on OMP Decomposition

GAO Xiang-yun, ZHANG Tian-qi, HOU Rui-ling, DU Xiao-hua

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing,
Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: Sparse decomposition——orthogonal matching pursuit(OMP) is applied to array signal processing field, and a new method for multi-parameter estimation of wideband Chirp signals based on OMP decomposition is presented. At first, according to wideband Chirp signal geometry, the over-complete dictionary is established and OMP decomposition is performed to the array receiving signal on the over-complete dictionary. According to the parameter of the best match atom, the estimation of starting frequency and modulating frequency of the signal is obtained, and then the wideband Chirp signal geometry is get. On this base, according to the array signal structure and the wideband Chirp signal geometry obtained, another over-complete dictionary is established. By calculating the trace of cross-correlation matrix between the array receiving data and the atom in the atom dictionary, and searching the maximum peak value, the best match atom is obtained. Then, according to the parameter of the best atom, the direction of arrival(DOA) estimation of the signal is realized. Simulation results demonstrate that the algorithm is efficient to the parameter estimation and can estimate the signal's DOA more efficiently compared with Wigner-Ville distribution(WVD) algorithm.

Key words: array signal processing; wideband Chirp signal; direction of arrival(DOA) estimation; sparse decomposition; orthogonal matching pursuit(OMP)

收稿日期: 2010-05-26; 修回日期: 2010-06-17

基金项目: 国家自然科学基金-中物院 NSAF 联合基金资助项目(10776040); 国家自然科学基金资助项目(60602057); 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(2009CA2003); 重庆市科委自然科学基金资助项目(CSTC2009BB2287); 重庆市教委自然科学基金资助项目(KJ080517, KJ060509); 重庆邮电大学自然科学基金资助项目(A2009-65, A2006-86, A2006-04)

Foundation Item: The NSAF Foundation (No.10776040); The National Natural Science Foundation of China (No.60602057); The Project of Key Laboratory of Signal and Information Processing of Chongqing (No.CSTC2009CA2003); The Natural Science Foundation of Chongqing Science and Technology Commission (No. CSTC2009BB2287); The Natural Science Foundation of Chongqing Municipal Education Commission (No.KJ080517, KJ060509); The Natural Science Foundation of Chongqing University of Posts and Telecommunications (No.A2009-65, A2006-86, A2006-04)

1 引言

宽带 Chirp 信号作为一种大的时间带宽积信号,广泛应用于各种信息系统,如通信、雷达、声纳和地震勘探等^[1],它也是一种特殊的非平稳信号。在这类系统中,Chirp 信号的检测、参数和波达方向角的估计是一个重要的研究课题。

关于 Chirp 信号的参数估计,比较有代表性的是基于空间时频分布(STFD)的方法^[2-3]。该类方法通过计算阵元间的互 Wigner-Ville 分布(WVD)构造时频域数据向量,然后利用 Chirp 信号的局部窄带特性,截取时频分布谱峰附近的时频点,对截取出的时频点数据进行特征值分解,再利用子空间类方法^[4-5]实现信号参数估计。但是,该类算法只在信噪比较高的情况下才能有较好的性能,而且在多目标的情况下,信号之间的交叉项将严重影响 Chirp 信号的参数估计性能,弱目标很容易被交叉项所掩盖。

对于稀疏分解在阵列信号处理领域中的应用,已经有人把稀疏分解中常用的匹配追踪(MP)算法^[6]引入到阵列信号处理领域中,实现了对信号参数和波达方向角的估计。而本文提出的基于正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit,OMP)^[7]分解的宽带 Chirp 信号多参数估计方法与 MP 算法相比有更好的收敛性,在一定的过完备原子库密度条件下,本文所述算法能很好地实现对 Chirp 信号起始频率和调频斜率的估计,且波达方向角(DOA)估计的性能高于 WVD 算法^[8],尤其在多信源和低信噪比情况下,算法仍然有良好的性能。

2 信号数学模型

假设 M 元线阵沿 x 轴均匀放置,阵元间距为 d 。第一个阵元位于坐标原点,称为参考阵元。假定有 P 个宽带 Chirp 信号从不同方向入射到 M 元阵列上,则第 m 个阵元的输出为

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^P s_i(t - \tau_{m,i}) + n_m(t) \quad (1)$$

式中, $\tau_{m,i} = \frac{1}{c}(m-1)d\sin(\theta_i)$, $m=1,2,3,\dots,M$ 。

$$s_i(t) = A_i \exp\left[j2\pi\left(f_{i,0}t + \frac{k_i}{2}t^2\right)\right] \quad (2)$$

式中, $i=1,2,3,\dots,P$, $\{s_i(t)\}_{i=1}^P$ 为 P 个宽带 Chirp 信号, $\{A_i\}_{i=1}^P$ 、 $\{f_{i,0}\}_{i=1}^P$ 和 $\{k_i\}_{i=1}^P$ 分别为信号的幅度、起始频率和调频斜率, $\{n_m(t)\}_{m=1}^M$ 为相互独立

且与信号无关的高斯白噪声, $\tau_{m,i}$ 是信号 $s_i(t)$ 在第 m 个阵元上相对于参考阵元的电波传播时延, c 为光速, $\{\theta_i\}_{i=1}^P$ 为入射信号的波达方向角度。

将式(2)代入式(1)可得:

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^P e^{-j2\pi(f_{i,0}+k_it)\tau_{m,i}+j\pi k_i\tau_{m,i}^2} s_i(t) + n_m(t) \quad (3)$$

考虑到延时平方项 $\tau_{m,i}^2 \ll \tau_{m,i}$, 可将这项省去,得到:

$$x_m(t) = \sum_{i=1}^P e^{-j2\pi(f_{i,0}+k_it)\tau_{m,i}} s_i(t) + n_m(t) \quad (4)$$

将其写为向量形式可以得到阵列瞬时窄带模型:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T = \\ &= \sum_{i=1}^P \mathbf{a}_i(\theta, t) s_i(t) + \mathbf{N}(t) = \\ &= \mathbf{A}(\theta, t) \mathbf{S}(t) + \mathbf{N}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

式中, $\mathbf{A}(\theta, t) = [\mathbf{a}_1(\theta, t), \mathbf{a}_2(\theta, t), \dots, \mathbf{a}_P(\theta, t)]$ 为 $M \times P$ 的阵列方向矩阵, 包含了信源的方位信息, $\mathbf{a}_i(\theta, t) = [1, e^{-j2\pi(f_{i,0}+k_it)\tau_{2,i}}, e^{-j2\pi(f_{i,0}+k_it)\tau_{3,i}}, \dots, e^{-j2\pi(f_{i,0}+k_it)\tau_{M,i}}]^T$; $P \times 1$ 的入射信号向量为 $\mathbf{S}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_P(t)]^T$; $\mathbf{N}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$ 为 $M \times 1$ 的加性噪声向量。

假设取 N 次快拍, 问题就变为在已知 $\mathbf{x}(n)$, $n=1,2,3,\dots,N$ 的情况下, 估计信号参数 $(f_{i,0}, k_i, \theta_i)$, $i=1,2,3,\dots,P$ 。

3 基于 OMP 分解的宽带 Chirp 信号多参数估计

给定一个集合 $D = \{g_k, k=1,2,3,\dots,K\}$, 其元素是张成整个 Hilbert 空间 $H = R^N$ 的单位矢量, $K \gg N$, 我们称集合 D 为原子库, 其元素为原子。集合 $\Gamma = \{\gamma_k, k=1,2,3,\dots,K\}$ 为原子参数组成的集合, 其元素 γ_k 为每个原子的参数。

假设在 D 中所有原子的范数都为 1, 算法在初始化时, 设 $R^0x = x$, 可以首先对信号 x 进行第一次 OMP 分解, 从过完备库中选出与信号 x 最为匹配的原子 g_{γ_0} , 即:

$$R^0x = \langle R^0x, g_{\gamma_0} \rangle g_{\gamma_0} + R^1x \quad (6)$$

式中, $\langle R^0x, g_{\gamma_0} \rangle g_{\gamma_0}$ 是 R^0x 对 g_{γ_0} 的投影, R^1x 是剩余量。显然, g_{γ_0} 是与 R^1x 正交的, 所以可得到下式:

$$\|R^0x\|^2 = |\langle R^0x, g_{\gamma_0} \rangle|^2 + \|R^1x\|^2 \quad (7)$$

初始化 $u_0 = g_{\gamma_0}$, 对 $m \geq 0$, OMP 挑选 g_{γ_m} , 使得:

$$|R^m x, g_{\gamma_m}| \geq \sup_{\gamma \in \Gamma} |\langle R^m x, g_{\gamma} \rangle| \quad (8)$$

利用 Gram-Schmidt 算法^[8]将 g_{γ_m} 关于 $\{g_{\gamma_p}\}_{0 \leq p \leq m}$ 正交化,定义:

$$u_m = g_{\gamma_m} - \sum_{p=0}^{m-1} \frac{\langle g_{\gamma_m}, u_p \rangle}{\langle u_p, u_p \rangle} u_p \quad (9)$$

对 u_m 归一化:

$$u_m = \frac{u_m}{\|u_m\|} \quad (10)$$

将余项 $R^m f$ 投影到 u_m (而不是 g_{γ_m}) 上,得到:

$$R^m x = \langle R^m x, u_m \rangle u_m + R^{m+1} x \quad (11)$$

将此方程对 $0 \leq m < k$ 求和,得:

$$x = \sum_{m=0}^{k-1} \langle R^m x, u_m \rangle u_m + R^k x = P_{v_k} x + R^k x \quad (12)$$

式中, P_{v_k} 是在 $\{u_m\}_{0 \leq m < k}$ 所生成的空间 V_k 上的正交投影算子。Gram-Schmidt 算法保证 $\{g_{\gamma_m}\}_{0 \leq m < k}$ 也是 V_k 上一组基,对任意 $k \geq 0$,余项 $R^k x$ 是 x 正交于 V_k 的部分。对 $m = k$,由式(9)可得:

$$\langle R^m x, u_m \rangle = \langle R^m x, g_{\gamma_m} \rangle \quad (13)$$

因 V_k 的维数为 k ,故存在 M 使得 $x \in V_M$,从而 $R^M x = 0$ 。将式(13)代入式(12),并令 $k = M$,得:

$$x = \sum_{m=0}^{M-1} \langle R^m x, g_{\gamma_m} \rangle u_m \quad (14)$$

做有限 M 次迭代可以得到收敛性。它是 x 在一个正交向量族上的分解,故:

$$\|x\|^2 = \sum_{m=0}^{M-1} |\langle R^m x, g_{\gamma_m} \rangle|^2 \quad (15)$$

此过程即为 OMP 的基本步骤,因为信号残差和前面每一步中从原子库中选择的原子相正交,在有限维空间中,OMP 能在有限次迭代后收敛。

3.1 宽带 Chirp 信号起始频率和调频斜率的估计

假设有 P 个宽带 Chirp 信号从不同方向入射到 M 元阵列上,则参考阵元接收数据为

$$x_1(t) = \sum_{i=1}^P s_i(t) + n_i(t) \quad (16)$$

对 P 个宽带 Chirp 信号进行离散化,得:

$$s_i(n) = A_i \exp \left[j2\pi \left(f_{i,0} \frac{n}{f_s} + \frac{k_i}{2} \left(\frac{n}{f_s} \right)^2 \right) \right] \quad (17)$$

式中, $i = 1, 2, 3, \dots, P; n = 1, 2, 3, \dots, N; f_s$ 为采样频率。

根据宽带 Chirp 信号形式,建立过完备原子库,其基本原子为

$$g_{\gamma} = \exp \left[j2\pi \left(f_{i,0} \frac{n}{f_s} + \frac{k_i}{2} \left(\frac{n}{f_s} \right)^2 \right) \right] \quad (18)$$

原子 g_{γ} 的长度与信号 $x_1(n)$ 本身长度相同,原子参

数组为 $\gamma = (f, k)$, f, k 分别对应 Chirp 信号的起始频率和调频斜率参数。假设 f 的取值范围为 $f \in [0, 0.6]$, k 的取值范围为 $k \in [0, 0.1]$, f, k 按照需要的精度取值(本文设原子库的搜索精度为 0.001),构造出过完备原子库 $D_f = \{g_{\gamma}\}_{\gamma \in \Gamma}$:

$$D_f = \{g_{\gamma}\}_{\gamma \in \Gamma} = \begin{bmatrix} g_{\gamma} = (f_1, k_1) & g_{\gamma} = (f_1, k_2) & \cdots & g_{\gamma} = (f_1, k_v) \\ g_{\gamma} = (f_2, k_1) & g_{\gamma} = (f_2, k_2) & \cdots & g_{\gamma} = (f_2, k_v) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{\gamma} = (f_u, k_1) & g_{\gamma} = (f_u, k_2) & \cdots & g_{\gamma} = (f_u, k_v) \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中, Γ 为参数组 γ 所属的集合,其值视具体情况而定。

由于 OMP 分解的特性,对 Chirp 信号进行分解时,将在某一分量上达到最大匹配,而噪声不具有 Chirp 信号的特征,因此在这一分量上投影接近零,从而可以达到滤除噪声的目的。将淹没在噪声中的多个 Chirp 信号进行 OMP 分解,将会在不同分量上得到最大匹配,根据这些与信号最大匹配的原子参数,即可估计出每个 Chirp 信号的起始频率和调频斜率。

经过 P 步 OMP 分解后,可以得到 P 个原子 g_{γ_i} 和原子系数 $\alpha_i = \langle R^{i-1} x_i(n), g_{\gamma_i} \rangle$ 。根据原子的参数 $\gamma_i = (f_i, k_i)$ 就可以得到 P 个 Chirp 信号的起始频率和调频斜率参数估计:

$$\hat{f}_{i,0} = f_i \quad (20)$$

$$\hat{k}_i = k_i \quad (21)$$

由此,我们可以重新构造出 P 个宽带 Chirp 信号:

$$s_i(t) = \alpha_i g_{\gamma_i} = \alpha_i \exp \left[j2\pi \left(f_{i,0} \frac{n}{f_s} + \frac{k_i}{2} \left(\frac{n}{f_s} \right)^2 \right) \right] \quad (22)$$

在得到 Chirp 信号具体形式的基础上,我们再进行 DOA 估计。

3.2 宽带 Chirp 信号的 DOA 估计

考察天线阵列的输出信号形式,考虑用 Chirp 信号源和阵列方向向量构造原子库,我们可以得出 Chirp 信号的 DOA 估计。对于阵列方向向量,其包含的变量有各信号的瞬时频率及波达方向,各信号的瞬时频率可以由各信号起始频率 $\hat{f}_{i,0}$ 、调频斜率 $\hat{k}_i$ 得出;对于波达方向,则在 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 的范围内,对于足够密的原子,各信号将在其波达方向处获得最大匹配。

首先,针对各个不同的 Chirp 信号分别建立过完备库的原子:

$$\mathbf{g}_l = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j2\pi f_i(n) d \sin\theta_l/c) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi f_i(n) (M-1) d \sin\theta_l/c) \end{bmatrix} \hat{s}_i(n) \quad (23)$$

式中, $\mathbf{g}_l$ 是 $M \times N$ 的矩阵; N 为采样长度; $f_i(n) = \hat{f}_{i,0} + \hat{k}_i \times n/f_s$ 为 Chirp 信号 n 时刻的瞬时频率, 由估计出的 Chirp 信号的 $\hat{f}_{i,0}$ 、 $\hat{k}_i$ 参数可以获得; θ_l 为第 l 个原子对应的角度参量, $\theta_l \in [-90^\circ, 90^\circ]$, $l = 1, 2, 3, \dots, L$, L 为角度参量搜索个数。 θ_l 按照需要的精度均匀取值, 可以构造出过完备原子库 $G_\theta\{\mathbf{g}_l\}$:

$$G_\theta\{\mathbf{g}_l\} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \mathbf{g}_3, \dots, \mathbf{g}_L] \quad (24)$$

整个原子库的原子数为 L 个。

通过在原子库 $G_\theta\{\mathbf{g}_l\}$ 上对阵列信号用 OMP 算法做稀疏分解, 由所获得的最佳原子便可以得到信源 DOA 估计参数, 我们通过计算阵列接收数据与原子库 $G_\theta\{\mathbf{g}_l\}$ 中原子之间的互相关矩阵的迹, 搜索迹的最大峰值来获得。假定互相关矩阵 R_{xy} 的 m 个特征值为 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_m$ 。由矩阵的迹的概念可知:

$$\text{tr}(R_{xy}) = \sum_{i=1, j=1}^m (r_{x_j y_i}) = \sum_{i=1}^m \lambda_i \quad (25)$$

即互相关矩阵 R_{xy} 的特征值之和 $\text{tr}(R_{xy})$ 反映了两信号 $x(t)$ 和 $y(t)$ 之间的相关程度。由此, 分别计算阵列接收数据矩阵 $\mathbf{x}(n)$ 与原子库 $G_\theta\{\mathbf{g}_l\}$ 中原子 $\mathbf{g}_l$ 的互相关矩阵:

$$\mathbf{R}_{xg} = E\{\mathbf{x} \mathbf{g}_l^H\} \quad (26)$$

并求解互相关矩阵 $\mathbf{R}_{xg}$ 的迹, 通过比较迹的大小获得最佳匹配原子 $\mathbf{g}_i$ 的参数, 进一步得到 DOA 估计:

$$\hat{\theta} = \theta_i \quad (27)$$

综合上述分析, 将基于 OMP 分解的宽带 Chirp 信号参数估计算法步骤总结如下:

(1) 建立过完备库的原子 $\mathbf{g}_\gamma$, 如式(18)所示, 进一步建立过完备原子库 $D_f = \{\mathbf{g}_\gamma\}_{\gamma \in \Gamma}$, 如式(19)所示;

(2) 对阵列参考阵元接收数据 $x_1(n)$ 在原子库 $D_f = \{\mathbf{g}_\gamma\}_{\gamma \in \Gamma}$ 上做 OMP 分解, 计算出原子库中最匹配的原子, 根据原子参数 $\gamma_i = (f_i, k_i)$ 获得多个 Chirp 信号的起始频率和调频斜率参数估计, $\hat{f}_{i,0} = f_i$, $\hat{k}_i = k_i$, 如式(20)和式(21)所示;

(3) 建立过完备库的原子 $\mathbf{g}_l$, 如式(23)所示; 进一步建立原子库 $G_\theta\{\mathbf{g}_l\}$, 如式(24)所示;

(4) 对阵列接收数据矩阵 $\mathbf{x}(n)$ 在原子库 $G_\theta\{\mathbf{g}_l\}$ 上做 OMP 分解, 通过求解阵列接收数据矩阵原子库中原子的互相关矩阵 $\mathbf{R}_{xg}$ 的迹, 比较迹的大小获得

最佳匹配原子, 由原子参数得出阵列信号的 DOA 参数估计, $\hat{\theta} = \theta_i$, 如式(27)所示;

(5) 多信号时重复第 3 步和第 4 步, 得到各个信号的 DOA 估计。

4 仿真实验

为体现 OMP 算法中信号原子之间的正交性, 考虑 5 个宽带 Chirp 信号从远场入射到八阵元均匀线阵, 信号的起始频率和调频斜率分别如下:

信号 1: $f_{10} = 0.150\ 000\ 1$, $K_1 = 0.033\ 000\ 000\ 01$;

信号 2: $f_{20} = 0.250\ 000\ 1$, $K_2 = 0.066\ 000\ 000\ 01$;

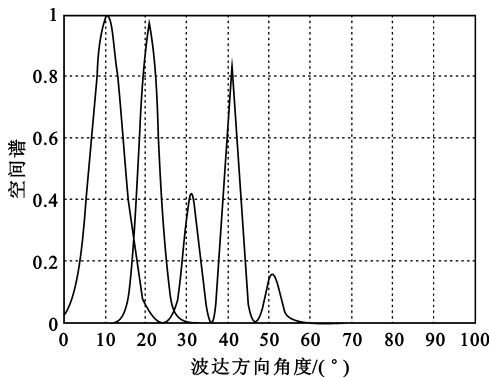
信号 3: $f_{30} = 0.350\ 000\ 1$, $K_3 = 0.099\ 000\ 000\ 01$;

信号 4: $f_{40} = 0.450\ 000\ 1$, $K_4 = 0.055\ 000\ 000\ 01$;

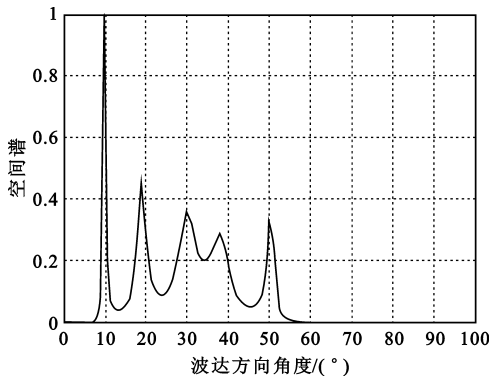
信号 5: $f_{50} = 0.550\ 000\ 1$, $K_5 = 0.077\ 000\ 000\ 01$ 。

5 个信号的波达方向角分别为 10° 、 20° 、 30° 、 40° 、 50° , 阵元间距为信号最高频率对应的半波长。

(1) 实验 1: 用 OMP 算法和 WVD 算法进行 DOA 估计的空间谱



(a) OMP 的空间谱曲线



(b) WVD 的空间谱曲线

图 1 五信源的 DOA 估计的空间谱
Fig.1 Spatial spectrum curve of DOA estimation of five source signals

从图 1 中可见,OMP 算法准确有效地估计出了 5 个信源的波达方向,在波达方向角为 10° 、 20° 、 30° 、 40° 、 50° 处,空间谱出现了谱峰,而 WVD 算法在 40° 处出现偏差。仿真结果表明,OMP 算法的估计性能优于 WVD 算法。

(2)实验 2:用 OMP 算法对宽带 Chirp 信号起始频率和调频斜率的估计

信号采样长度取 $N = 512$ 。用 OMP 算法估计信号 1、信号 2、信号 3 的起始频率和调频斜率。信噪比从 $-20 \sim 20$ dB,每隔 1 dB 进行 100 次 Monte – Carlo 实验,实验结果如图 2 和图 3 所示。

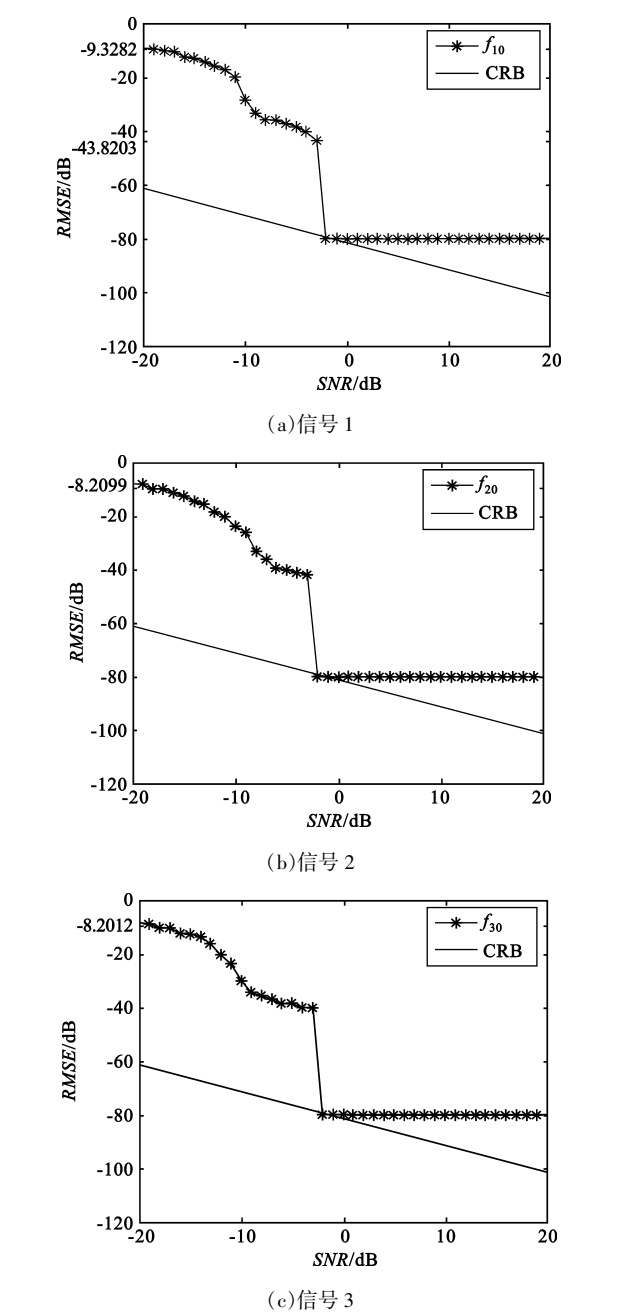


图 2 3 个信号的起始频率估计

Fig.2 The starting frequency estimation of three signals

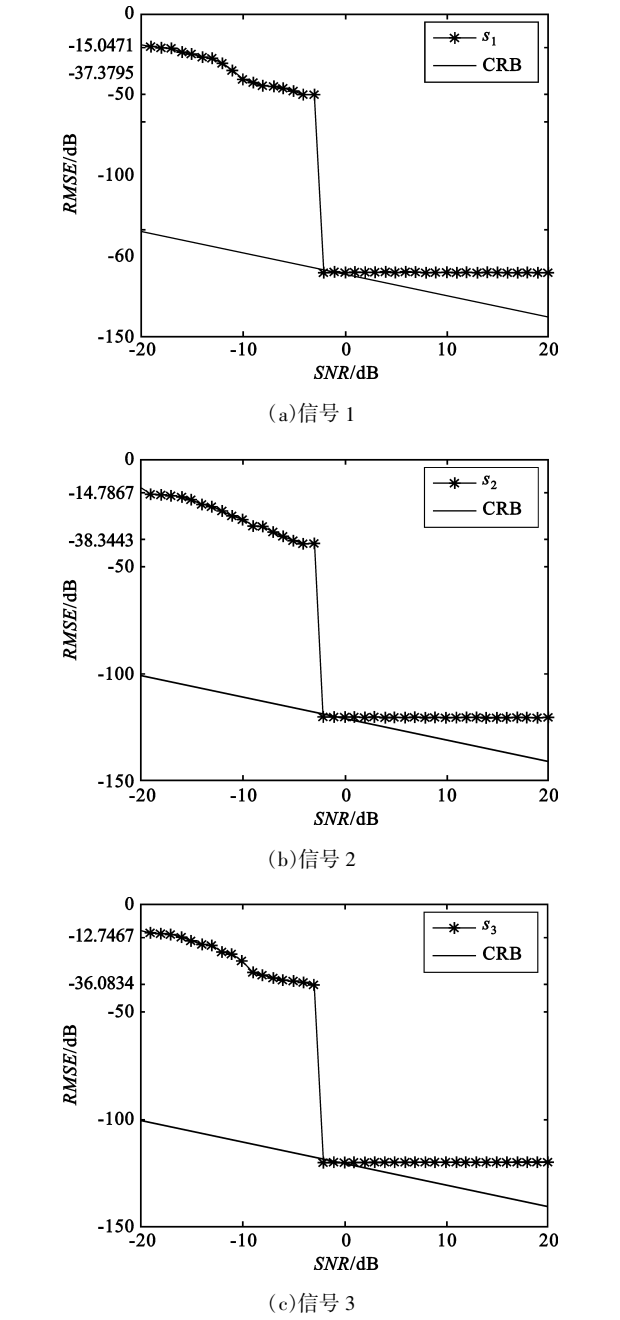


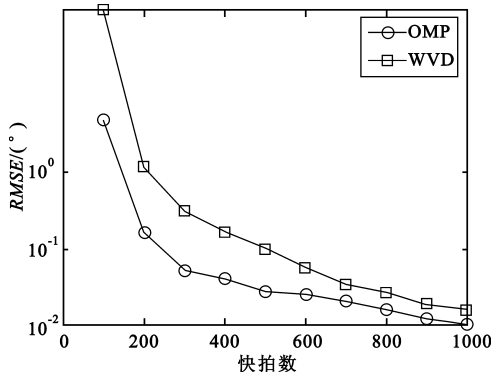
图 3 3 个信号的调频斜率估计

Fig.3 Modulation frequency estimation of three signals

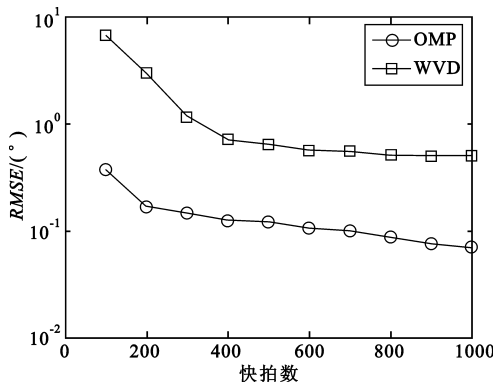
由图 2 和图 3 可见,OMP 算法很好地实现了对 Chirp 信号起始频率和调频斜率的估计。在信噪比为 -20 dB 时,OMP 算法对起始频率和调频斜率的估计性能很好,估计误差较小。3 个信号的起始频率估计误差分别为 0.11、0.15、0.14,调频斜率估计误差分别为 0.03、0.03、0.053;在信噪比门限值 -2 dB 时,起始频率和调频斜率估计误差(RMSE)值达到了克拉美罗限,并且当信噪比进一步增加时,由于本文所设的原子库的搜索精度为 0.001,OMP 算法只能估计到起始频率和调频斜率真实数值的小数点后 3

位,且估计值不再随信噪比的增加而变化,故估计误差(RMSE)不随信噪比的增加而增加,在仿真结果中表现为一条水平的线段;当信噪比在信噪比门限值-2 dB以下时,OMP 算法对起始频率和调频斜率的估计误差随信噪比的增加越来越小。

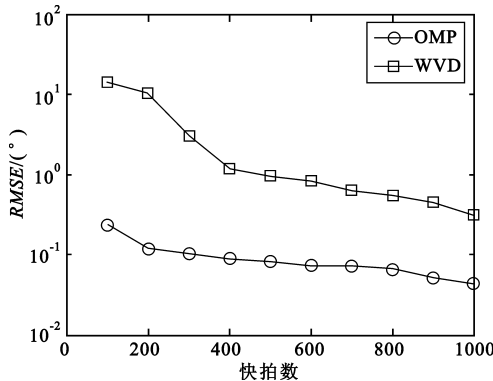
(3)实验 3:用 OMP 算法和 WVD 算法对宽带 Chirp 信号的 DOA 的估计性能与快拍数的关系



(a)信号 1



(b)信号 2



(c)信号 3

图 4 3 个信号 DOA 估计的 RMSE

Fig.4 RMSE of three signals DOA estimation

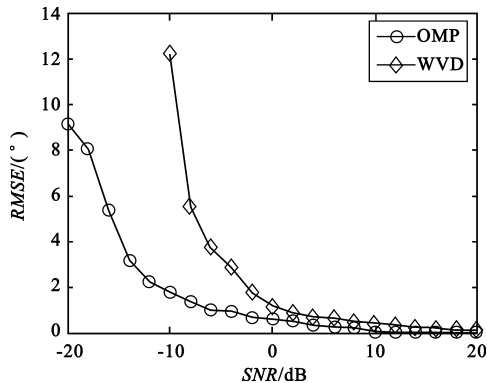
固定信噪比为 10 dB,分别采用 OMP 算法和 WVD 算法,信号采样长度 N (取值从 100 到 1 000)每隔 100 进行 200 次 Monte - Carlo 仿真实验。图 4 给

出了这两种算法在信噪比为 10 dB 时,在不同快拍数下的 3 个信号 DOA 估计的 RMSE 曲线。

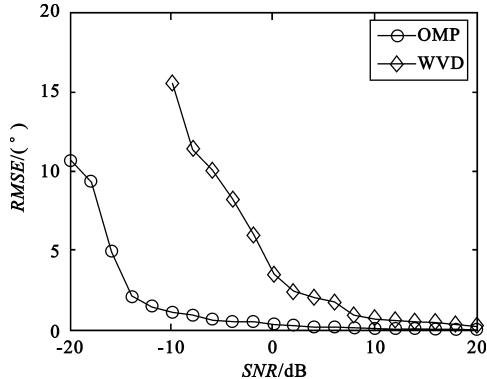
从图 4 可见,在固定信噪比为 10 dB 条件下,随着信号采样长度的增加,OMP 算法的 DOA 估计的均方误差减小,且估计性能明显优于 WVD 方法。

(4)实验 4:用 OMP 算法和 WVD 算法对宽带 Chirp 信号的 DOA 估计性能与信噪比的关系

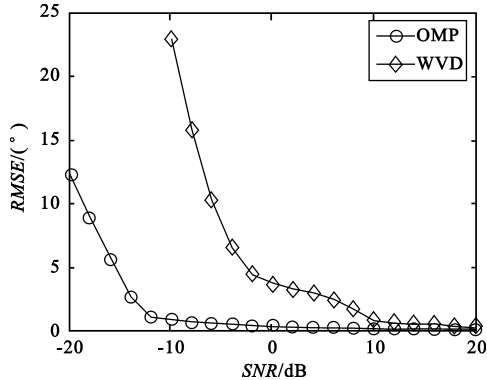
实验中分别采用 OMP 算法(信噪比从 -20 ~ 20 dB)和 WVD 算法(信噪比从 -10 ~ 20 dB),信噪比每隔 2 dB 进行 200 次的 Monte - Carlo 实验。其中,阵元数 $M = 8$,信号采样长度 $N = 512$ 。结果如图 5 所示。



(a)信号 1



(b)信号 2



(c)信号 3

图 5 3 个信号 DOA 估计的 RMSE

Fig.5 RMSE of three signals DOA estimation

由图 5 明显可见,OMP 算法对信号 DOA 估计效果非常好。随着信噪比的提高,DOA 估计的均方误差越来越小,估计精度明显优于 WVD 方法。在信噪比为 -14 dB 时,该算法仍具有很好的性能,而 WVD 方法在 -10 dB 几乎失效。

5 结 论

本文通过大量的仿真实验证明了在多信源低信噪比的情况下,OMP 对宽带阵列信号参数估计的有效性。论文的研究尤其在以下方面得到了很大改进:在信噪比为 -20 dB 时,OMP 算法对起始频率和调频斜率的估计性能仍很好;在信噪比门限值为 -2 dB 时,该方法对起始频率和调频斜率的估计的 RMSE 值达到了克拉美罗限;在信噪比为 -14 dB 时,该方法对波达方向角度的估计仍然有良好的性能,且其估计精度明显优于传统的 WVD 方法。

参考文献:

- [1] 张贤达,保铮.非平稳信号分析与处理[M].北京:国防工业出版社,1998.
ZHANG Xian-da, BAO Zheng. Non-stationary signal analysis and process [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1998. (in Chinese)
- [2] Belouchrani A, Amin M G. Blind source separation based on time-frequency signal representations [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(11): 2888-2897.
- [3] Belouchrani A, Amin M G. Time-frequency MUSIC [J]. IEEE Signal Processing Letters, 1999, 6(5): 109-110.
- [4] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, 34(3): 276-280.
- [5] Roy R, Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance technique [J]. IEEE Transactions on Acoust, Speech and Signal Processing, 1989, 37(7): 984-995.
- [6] Mallat S, Zhang Z. Matching Pursuit with Time-frequency Dictionaries [J]. IEEE Transactions on Signal Processing,

1993, 41(12): 3397-3415.

- [7] 杨愚.图像稀疏分解快速实现与初步应用[D].成都:西南交通大学出版社,2007.
YANG Yu. Fast implement and preliminary application of picture sparse decomposition [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University Press, 2007. (in Chinese)
- [8] 张贤达.现代信号处理[M].北京:清华大学出版社,2002.
ZHANG Xian-da. Modern Signal Processing [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2002. (in Chinese)

作者简介:

高翔云(1986-),女,河北石家庄人,重庆邮电大学硕士研究生,主要研究方向为稀疏分解、阵列信号处理;

GAO Xiang-yun was born in Shijiazhuang, Hebei Province, in 1986. She is now a graduate student in Chongqing University of Posts and Telecommunications (CUPT). Her research interests include sparse decomposition and array signal processing.

Email: gaoxiangyungao@163.com

张天骐(1971-),男,四川人,教授,主要从事宽带微弱无线电信号处理、盲信号与信息处理以及通信对抗理论与技术研究;

ZHANG Tian-qi was born in Sichuan Province, in 1971. He is now a professor. His research interests include weak wide-band radio signal processing, blind signal and information processing, communication confrontation theory and technology.

Email: zhangtq@cqupt.edu.cn

侯瑞玲(1985-),女,河南人,重庆邮电大学硕士研究生,主要研究方向为通信信号盲处理;

HOU Rui-ling was born in Henan Province, in 1985. She is now a graduate student in CUPT. Her research direction is blind processing of communication signal.

Email: hou_rui_ling@163.com

杜晓华(1984-),女,河南人,重庆邮电大学硕士研究生,主要研究方向为多径环境下直扩信号的同步研究。

DU Xiao-hua was born in Henan Province, in 1984. She is now a graduate student in CUPT. Her research concerns synchronization research of DS-SS signal in the multipath environment.

Email: duxiaohua_2010@126.com