

# 基于基追踪算法的宽带 LFM 信号信道化侦察

张剑云 夏杰 周青松 毛云祥

(合肥电子工程学院, 合肥, 230037)

**摘要:** 针对滤波器非理想特性等因素带来的信道化失真对信号侦察的影响, 为实现信号参数高精度估计以及波形的准确恢复, 提出了基于基追踪算法的宽带 LFM 信号信道化侦察方法。该方法以  $l_1$  范数稀疏正则最小二乘模型为目标函数, 推导了问题的二阶锥规划 (Second order cone programming, SOCP) 形式, 将各子带输出信号在过完备 Gabor 原子字典上展开, 完成对原信号准确的参数估计与分解重构。仿真实验证明, 该方法实现了对信号准确的时频分析与参数估计, 通过稀疏原子 (较小数据量) 准确重构了原宽带信号, 并在一定程度上减小信道化失真的影响。

**关键词:** 信道化; 基追踪; 时频分析; 参数估计; 分解重构

**中图分类号:** TN911.72 **文献标志码:** A

## Channelized Detection of WLFM Signal Based on Basis Pursuit

Zhang Jianyun, Xia Jie, Zhou Qingsong, Mao Yunxiang

(Electronic Engineering Institute of PLA, Hefei, 230037, China)

**Abstract:** The non-ideal properties of a filter lead to channelization distortion, which affects signal detection. In order to achieve high precision signal parameters estimation and waveform recovery accurately, a method of channelized detection of WLFM signal based on basis pursuit is presented. The method uses  $l_1$  norm sparse regular least squares model and deduces the SOCP form of the model. It expands the output signals of each subband over complete Gabor atom dictionary and achieves the parameter estimation and decomposition and reconstruction of the original signal. Simulation results show that the proposed method realizes the accurate time-frequency analysis and parameter estimation of the signal, reconstruct original wide band signal through sparse atoms (less data) and reduces the impact of channelization distortion to some extent.

**Key words:** channelization; basis pursuit; time-frequency analysis; parameter estimation; decomposition-reconstruction

## 引言

现代战争中, 为实现对各调制样式、带宽的雷达信号全概率接收, 多采用数字信道化体制<sup>[1-2]</sup>。数字信道化接收机将宽带信号划分成多个子带进行处理, 尤其是多相体制大大降低数据处理速率实现采样

率的转换<sup>[3,4]</sup>。然而由于滤波器非理想特性等因素<sup>[5]</sup>以及跨信道处理的问题,信号经信道化后存在失真,影响了对信号的参数估计与分解重构<sup>[6-7]</sup>。传统的参数估计方法相对较丰富成熟,多以最大似然估计<sup>[8]</sup>为基础。最大似然估计方法精度高,估计效果逼近克拉美罗界,然而搜索量极大,无法应对现代宽带信号。近年来,诸如分数阶傅里叶变换(FrFT)<sup>[9-10]</sup>、压缩感知<sup>[11-15]</sup>等方法被大量应用。由于信号具有稀疏的特性可进行分解,压缩感知理论正是利用这个性质。其中贪婪算法(MP)<sup>[13]</sup>、正交匹配算法(OMP)<sup>[15]</sup>计算复杂度低,速度快,然而在精度上有待提高。分数阶傅里叶变换可视为线调基的分解,在不同变换阶数域上进行信号与噪声的分离,然而在不同阶数上存在偏差需进行补偿,影响了估计精度。基追踪算法(BP)<sup>[11,12]</sup>具有估计精度高,重构准确以及求解原子具有稀疏性(数据量小)的特点。针对上述问题,结合信道化侦察背景与基追踪算法的优点,本文提出了基于基追踪算法的宽带 LFM 信号信道化侦察方法。

## 1 信道化模型与基追踪算法

### 1.1 信道化模型及仿真

#### 1.1.1 信道化模型

数字信道化接收机模型如图 1 所示<sup>[1]</sup>。目标信号  $x[l]$ (频带范围 $[f_L, f_H]$ )经高速 A/D 转换得到离散序列  $x[n]$ ,再经过  $K$  个滤波器组  $h_0[n], \dots, h_{k-1}[n]$ 滤波,下变频得到基带信号分量  $u_k[n]$ ,之后对基带信号进行降速与子带处理。

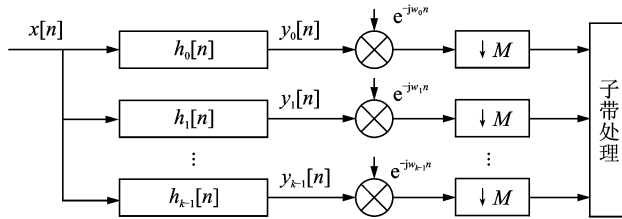


图 1 数字信道化接收机原理图

Fig. 1 The principle diagram of digital channelized receiver

本文采用均匀复调制滤波器组,其由一个原型 FIR 滤波器经调制而成。滤波器之间按 3 dB 间隔交叠。若原型 FIR 滤波器的单位冲击响应为  $h_0[n] = \{h[0], \dots, h[N-1]\}$ ,长度  $N$  ( $0 \leq n \leq N-1$ ),其  $Z$  变换为

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

经复调制,第  $k$  信道带通滤波器为

$$h_k[n] = h_0[n] \exp(j\omega_k n) \quad (2)$$

其中  $\omega_k = 2\pi k/K, k=0, 1, \dots, K-1$ ,相应的频率响应为

$$H_k[\exp(j\omega)] = H_0[\exp(j(\omega - \omega_k))] \quad (3)$$

#### 1.1.2 仿真结果

本文以 8 信道复调制滤波器组为模型验证算法(可推广应用于多相结构)。原型滤波器参数通过设置通带波纹  $r_p$ 、阻带衰减  $r_s$ 、过渡带宽及采样率  $f_s$  得到。设雷达信号为线性调频信号,带宽  $B = 300$  MHz,中心频率  $f_0 = 250$  MHz,调频斜率  $k = 1.17 \times 10^{15}$  Hz/s。可取  $f_s = 2$  GHz(此处为验证方法而

设置),  $r_p=0.2$  dB,  $r_s=88$  dB, 过渡带起始频率 60 MHz, 截止频率 90 MHz。在 MATLAB 软件中 FDA-TOOL 里, 设置一定参数可得所需性能的滤波器, 其阶数为 200 阶。原型滤波器幅频特性如图 2 所示。原型滤波器经复调制后得到的滤波器组幅频特性如图 3 所示。

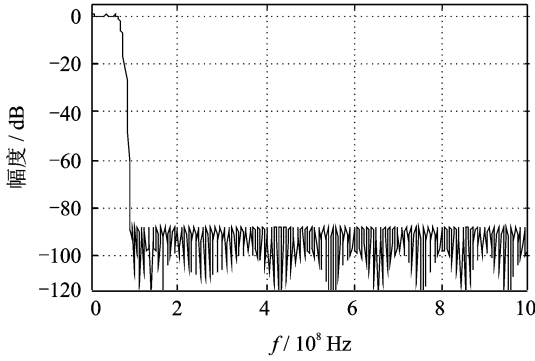


图 2 原型滤波器

Fig. 2 The prototype filter

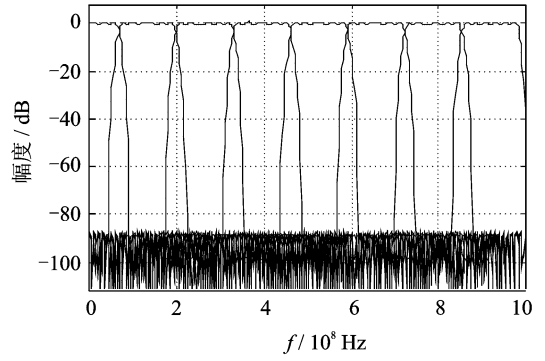


图 3 复调制滤波器组

Fig. 3 The complex modulated filter bank

## 1.2 基追踪算法

### 1.2.1 过完备字典

在压缩感知理论中, 挑选适合的函数作基构建字典十分重要。字典的选择将直接影响求解原子的稀疏性及信号重构的精度。过完备字典指字典中原子个数大于信号维数并包含信号中各向量张成的整个空间。在诸多不同字典中, 过完备字典通过增加原子个数来增加系统冗余度, 与其他字典相比, 增加了对信号逼近的灵活性。本文选择 Mallat 和 Zhang 提出的过完备 Gabor 原子字典<sup>[11]</sup>。测不准原理指出, 有限能量任意信号, 其时宽与带宽存在以下关系

$$TB = \Delta t \Delta f \geq \frac{1}{4\pi} \quad (4)$$

当不等式取等号时, 信号为高斯函数  $e^{-at^2}$ , 具有最小时宽频积。Gabor 原子为一系列受时间频率调制的高斯函数, 其具有最小的时宽频积与最好的时频聚集特性。其数学表达式为

$$e^{-\frac{(t-\tau)^2}{\sigma^2}} \cos(\omega t + \varphi) \quad (5)$$

每个 Gabor 原子通过参数  $\gamma = (\tau, \omega, \varphi)$  来描述, 其中  $\sigma$  为脉冲宽度,  $\tau$  为脉冲时间中心,  $\omega$  为瞬时角频率,  $\varphi$  为相角。

围绕目标信号形式构建复信号基。首先, 对 Gabor 函数高斯包络  $e^{-\frac{(t-\tau)^2}{\sigma^2}}$  进行时域调制。基函数取相同的脉宽  $\sigma$ ; 中心时间  $\tau$  按照观测时间长度均匀取  $m$  个点得到时域基。然后, 在时域基上对高斯包络进行频率调制得复信号基函数  $e^{-\frac{(t-\tau)^2}{\sigma^2}} \exp(j2\pi f_1 tk)$ 。  $k$  为频率划分点 ( $k_{\min} \leq k \leq k_{\max}$ ), 取整数; 保证信号的最高频率  $f_{\max}$  与最低频率  $f_{\min}$  在区间  $[f_1 \cdot k_{\min}, f_1 \cdot k_{\max}]$  内,  $f_1$  为单位频率间隔。此处可根据每一信道输出的频带范围等先验信息设置适合分析各子信道输出的字典。

### 1.2.2 $l_1$ 范数稀疏正则最小二乘模型

本文将信号在过完备字典上进行展开, 通过基追踪算法求解稀疏原子, 最后完成对原信号的重构。鉴于此思想, 将信号模型进一步构建为基于混合  $l_0$  范数的稀疏正则最小二乘模型

$$\text{minimize } Ax - y_2 + \gamma x_0 \quad (6)$$

式中  $\|Ax - y\|_2$  代表数据的拟合误差,  $\gamma\|y\|_0$  代表 Gabor 原子向量稀疏度的衡量,  $\gamma$  是加权因子, 它实现对数据的拟合质量和原子向量稀疏度的平衡与折中, 从而兼顾两者的性能。

式(6)中包含了  $l_0$  范数的优化问题, 这是一个整数优化的 NP 难问题, 现有理论难以给出一个有效的求解方法。因此可对该问题进行转化, 将其松弛为能有效求解的凸优化问题。由于  $l_1$  范数是在所有  $l_p$  范数 ( $\|\cdot\|_p, p \geq 1$ ) 当中最接近  $l_0$  范数的凸范数, 因此将上述模型进一步松弛为混合  $l_1$  范数的稀疏正则最小二乘模型<sup>[4]</sup>

$$\text{minimize } Ax - y_2 + \gamma x_1 \quad (7)$$

因此如何求解该模型是本问题的难点所在。一般优化方法难以求解优化模型中的目标函数。因为其为两个不可微函数的混合。但是该模型很明显是凸优化问题, 因此考虑将其转化为二阶锥规划 (Second-order cone programming, SOCP) 问题, 用原对偶内点算法进行有效求解, 则所获解一定为该优化模型的全局最优解。

### 1.2.3 $l_1$ 范数稀疏正则最小二乘模型的求解

将标准的  $k$  维二阶锥记为

$$\text{cone}^k = \left\{ \begin{bmatrix} p \\ t \end{bmatrix} \mid t \in \mathbf{R}, p \in \mathbf{R}^{k-1}, p \leq t \right\} \quad (8)$$

并且当  $k=1$  时, 定义一维二阶锥为  $\text{cone}^1 = \{t \mid t \in \mathbf{R}, 0 \leq t\}$ 。为了便于转化, 可将式(7)与下式等价

$$\begin{aligned} & \text{minimize } \xi \\ & \text{s. t. } \quad \|Ax - y\|_2 \leq \sigma \\ & \quad \gamma \|x_k\|_2 \leq \bar{\omega}_k, k=1, \dots, K (\text{下同}) \\ & \quad \sigma + \bar{\omega}_1 + \dots + \bar{\omega}_K \leq \xi \end{aligned} \quad (9)$$

设  $A = A_r + jA_i, x = x_r + jx_i, y = y_r + jy_i, v = [1, \mathbf{0}_{1 \times 3K+1}]^T, w = [\xi, \sigma, \bar{\omega}_1, \dots, \bar{\omega}_K, x_{r1}, \dots, x_{rK}, x_{i1}, \dots, x_{iK}]^T, v_s = [0, \dots, 1, 0, \dots, 0]^T, v_1 = [0, 1, \mathbf{0}_{1 \times 3K}]^T, E'$  为  $K$  维的全 1 列向量,  $v_1, w, v$  和  $v_s$  都为  $3K+2$  维的列向量,  $v_s$  表示向量中第  $s$  个元素为 1, 其余元素均为 0,  $s=1, \dots, K$ 。因此式(9)目标函数可表示为  $v^T w$ , 其余各约束条件的转化形式分别为

$$\begin{aligned} & \|Ax - y\|_2 \leq \sigma \\ \Leftrightarrow & \|(A_r x_r - A_i x_i - y_r) + j(A_r x_i + A_i x_r - y_i)\|_2 \leq \sigma \\ \Leftrightarrow & \begin{bmatrix} A_r x_r & -A_i x_i - y_r \\ A_r x_i & A_i x_r - y_i \\ \sigma \end{bmatrix} \in \text{cone}^{2K+1} \\ \Leftrightarrow & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{0}_{1 \times 2K} & A_r & -A_i \\ 0 & 0 & \mathbf{0}_{1 \times 2K} & A_i & A_r \end{bmatrix} w + \begin{bmatrix} -y_r \\ -y_i \\ 0 \end{bmatrix} \in \text{cone}^{2K+1} \quad (10) \\ & \gamma \|x_k\|_2 \leq \bar{\omega}_k \\ \Leftrightarrow & \gamma \|x_{r,k} + jx_{i,k}\|_2 \leq \bar{\omega}_k \\ \Leftrightarrow & \gamma \begin{bmatrix} x_{r,k} \\ x_{i,k} \\ \bar{\omega}_k \end{bmatrix} \in \text{cone}^3 \\ \Leftrightarrow & \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0}_{1 \times K} & \gamma v_k & \mathbf{0}_{1 \times K} \\ 0 & \mathbf{0}_{1 \times K} & \mathbf{0}_{1 \times K} & \gamma v_k \\ 0 & \gamma v_k & \mathbf{0}_{1 \times K} & \mathbf{0}_{1 \times K} \end{bmatrix} w \in \text{cone}^3 \quad (11) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \sigma + \bar{\omega}_1 + \cdots + \bar{\omega}_K \leq \xi \\
 \Leftrightarrow & \xi - \bar{\omega}_1 - \cdots - \bar{\omega}_K - \sigma \geq 0 \\
 \Leftrightarrow & [1, -1, -\mathbf{E}'^T, \mathbf{0}_{1 \times 2K}] \mathbf{w} \geq 0
 \end{aligned} \tag{12}$$

至此可以构造出式(7)的 SOCP 模型为

$$\begin{aligned}
 & \text{minimize} \quad \mathbf{v}^T \mathbf{w} \\
 \text{s. t.} \quad & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{0}_{1 \times 2K} & A_r & -A_i \\ 0 & 0 & \mathbf{0}_{1 \times 2K} & A_i & A_r \\ & & \mathbf{v}_1 & & \end{bmatrix} \mathbf{w} + \begin{bmatrix} -y_r \\ -y_i \\ 0 \end{bmatrix} \in \text{cone}^{2K+1} \\
 & \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{0}_{1 \times K} & \gamma \mathbf{v}_k & \mathbf{0}_{1 \times K} \\ 0 & \mathbf{0}_{1 \times K} & \mathbf{0}_{1 \times K} & \gamma \mathbf{v}_k \\ 0 & \gamma \mathbf{v}_k & \mathbf{0}_{1 \times K} & \mathbf{0}_{1 \times K} \end{bmatrix} \mathbf{w} \in \text{cone}^3 \\
 & [1, -1, -\mathbf{E}'^T, \mathbf{0}_{1 \times 2K}] \mathbf{w} \geq 0
 \end{aligned} \tag{13}$$

对于式(13)可以采用 MatLab 中的 CVX 工具箱进行求解。

## 2 基于基追踪算法的宽带 LFM 信号信道化侦察

### 2.1 参数估计原理

测不准原理指出, Gabor 原子具有良好的时频聚集特性。将信号分解为 Gabor 原子的线性组合, 则可以清楚地分析信号的时频特征。假设信号  $y$  经稀疏分解为  $k$  个 Gabor 原子, 这  $k$  个原子  $f(\tau_i, \omega_i, \varphi_i) |_{i=1,2,\dots,k}$  包含了原信号的特征以及绝大部分的能量。对这  $k$  个原子进行时频分析, 进而可提取出其中的参数信息。图 4 为包含三分量线调信号时频图(右侧为频域图, 下方为时域图), 它由文献[11]中 MP 算法在 Gabor 字典上分解的原子经 Wigner 变换排列所得。可见, 属于同一个线调信号的原子排列在同一条直线上, 直线显示了信号频率随时间的变化, 直线的斜率即为该线调信号的调频斜率。而直线两端的两个原子分别表示起止和终止频率。因此通过提取 Gabor 原子中包含的时频位置信息, 可求得信号的频率信息。

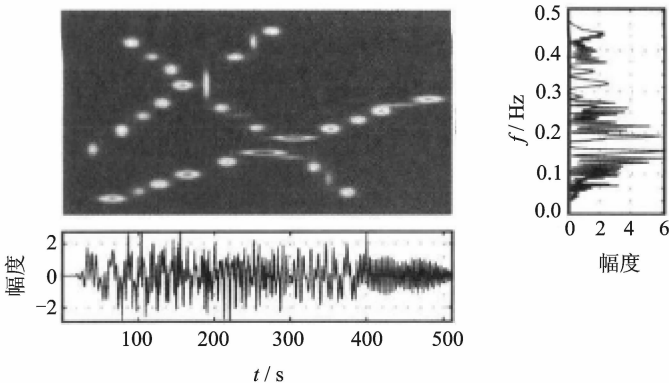


图 4 文献[11]中三分量线调信号时频图

Fig. 4 The time-frequency diagram of three-component line FM signal in Ref. [11]

### 2.2 算法步骤

基于基追踪算法的宽带 LFM 信号信道化侦察, 最重要的环节是对子带输出信号进行处理, 求解出

稀疏向量  $\mathbf{x}$ 。后续对整个信号的调频斜率、起止频率的估计以及稀疏重构都是围绕稀疏向量  $\mathbf{x}$  展开。具体步骤如下。

(1) 求解稀疏向量  $\mathbf{x}_i$ 。对存在信号的  $i$  子带输出进行处理,利用 CVX 工具箱求解问题的 SOCP 形式。在此处理过程中,设置适当门限,挑选稀疏向量  $\mathbf{x}_i$ 。

(2) 拟合逼近。在 Gabor 字典  $A_i$  中取出对应  $x_i$  较大系数的列,得到矩阵  $A'_i, A'_i$  中每一列代表一个 Gabor 原子,它们包含了  $i$  子带输出信号大部分能量与信息。求解最小二乘  $\text{minimize} \|A'_i \cdot x - y_i\|_2$  得到向量  $x'_i$ 。此时,  $A'_i \cdot x'_i$  即为  $i$  子带输出信号的稀疏表示。根据  $i$  子带的中心频率等先验信息对下变频后  $i$  子带输出信号进行调整恢复,各子带信号的稀疏表示重构成原宽带信号。

(3) 调频斜率估计。各子带筛选的稀疏原子按参数  $(\tau_i, \omega_i)$  作时频图并按照各自信道的先后顺序衔接在一起。观察可以看出各原子所在点的排布呈一条直线状。经最小二乘线性估计可知,该直线的斜率即为信号的调频斜率。

(4) 起止频率估计。在时频图中挑选出中心时间最大、最小的点,对起始终止频率进行估计。

### 3 仿真实验

取信号幅度  $a_0=1$ ,初始频率  $f_1=100$  MHz,选取采样点数  $N=512$ ,脉冲宽度  $PW=2.56 \times 10^{-7}$  s,脉内调制带宽  $B=300$  MHz,脉冲调制斜率  $\mu_0=1.17 \times 10^{15}$  Hz/s,采样频率  $f_s=2$  GHz。噪声  $w(t)$  为加性高斯白噪声,选取信噪比  $\text{SNR}=10$  dB。

#### 3.1 信号及各信道输出

##### 3.1.1 信号仿真

图 5 为本文原始信号的时域波形与幅频特征。

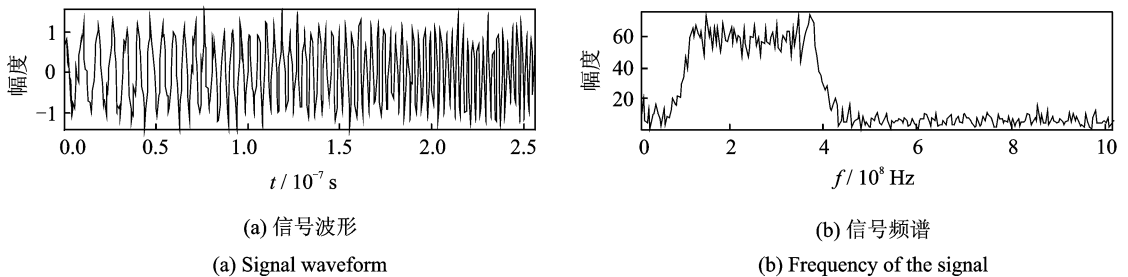


图 5 本文原始信号的时域波形与幅频特征

Fig. 5 The waveform and frequency spectrum of original signal in this paper

##### 3.1.2 各子带输出波形与频谱

图 6 从左到右,上到下依次为  $h_0, h_1, \dots, h_7$  8 个信道输出信号的时域与频谱图。从图中可以看到,第 1,2,3 信道有信号输出,即目标信号带宽跨越 3 个信道。故对信道 1,2,3 输出信号进行子带处理即可。

##### 3.1.3 未经算法处理信号

不经本文算法处理,将图 6 中  $h_1, h_2, h_3$  这 3 个信道的滤波信号按滤波器所滤频带位置简单拼接,不作处理,重构信号波形及幅频特征如图 7 所示。

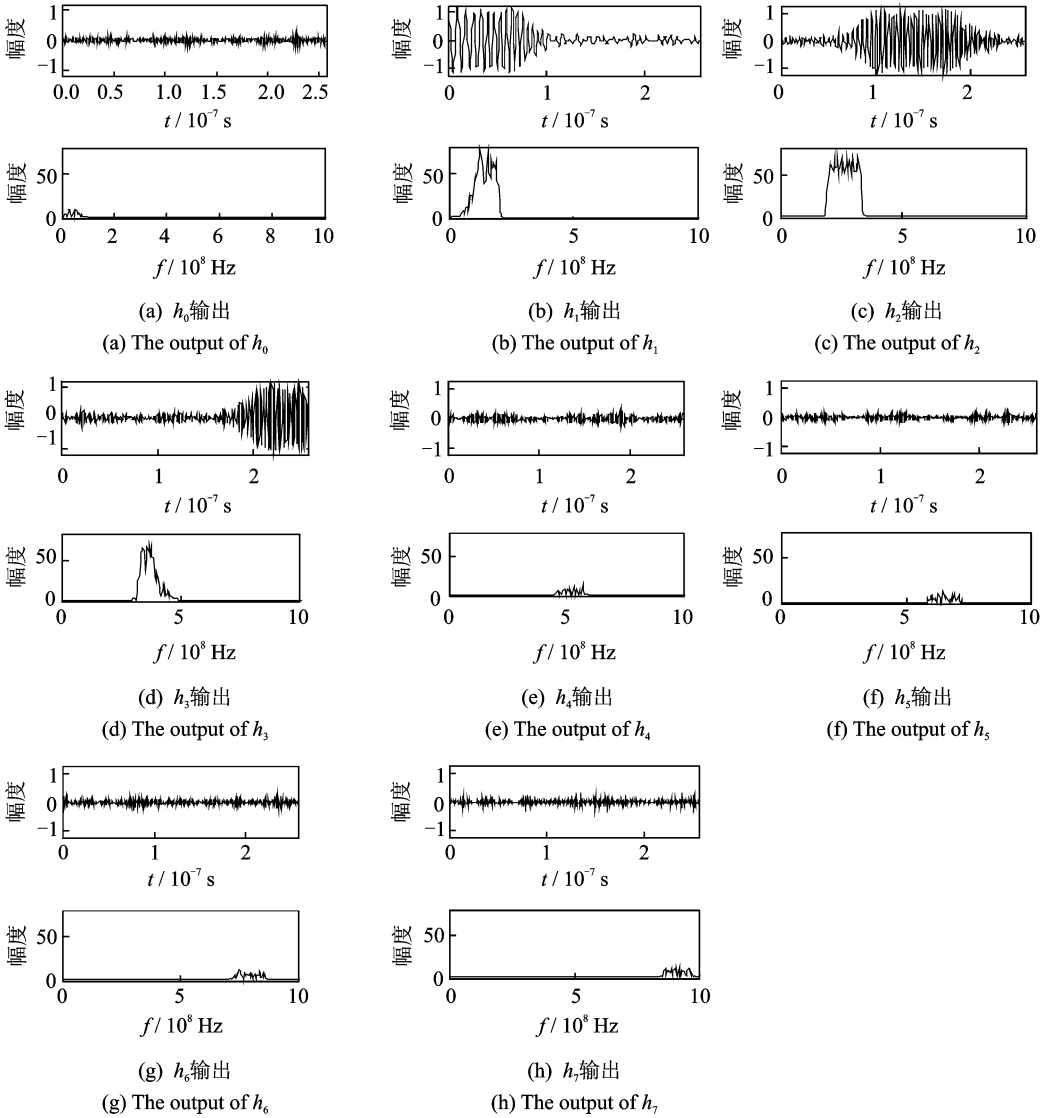


图 6 各滤波器输出

Fig. 6 The output of each filter

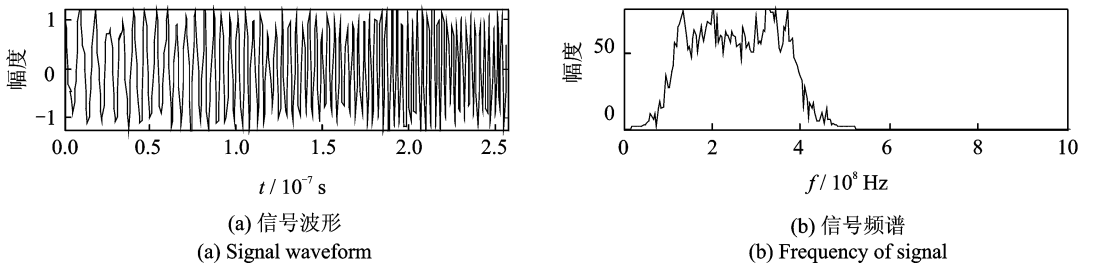


图 7 未经算法处理的信号波形和频谱

Fig. 7 The waveform and frequency spectrum of signal without algorithm processing

与图 5 进行比较,图 7 中经滤波后拼接的信号滤除了带外的噪声,信号的幅频特征因为受滤波器幅频特性的调制,带宽内起伏波动较大,明显存在较高的两处尖峰,正是滤波器之间交叠处。

### 3.2 子带基追踪算法仿真

信道 1 输出经基追踪算法处理得 33 个稀疏原子,斜率估计  $1.172 \times 10^{15}$  Hz/s。波形的稀疏表示与时频分布分别如图 8(a)和(b),其中时频图中直线为真实斜率。信道 2 输出经基追踪算法处理得 30 个稀疏原子,斜率估计  $1.112 \times 10^{15}$  Hz/s,波形的稀疏表示与时频分布分别如图 9(a)和(b)。

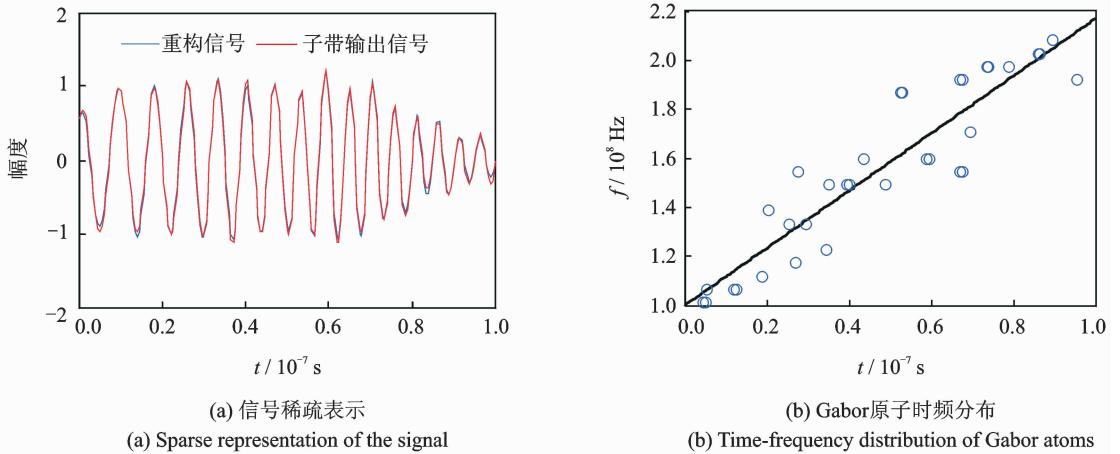


图 8 信号稀疏表示和 Gabor 原子时频分布(信道 1)

Fig. 8 Sparse representation of the signal and time-frequency distribution of Gabor atoms(Channel 1)

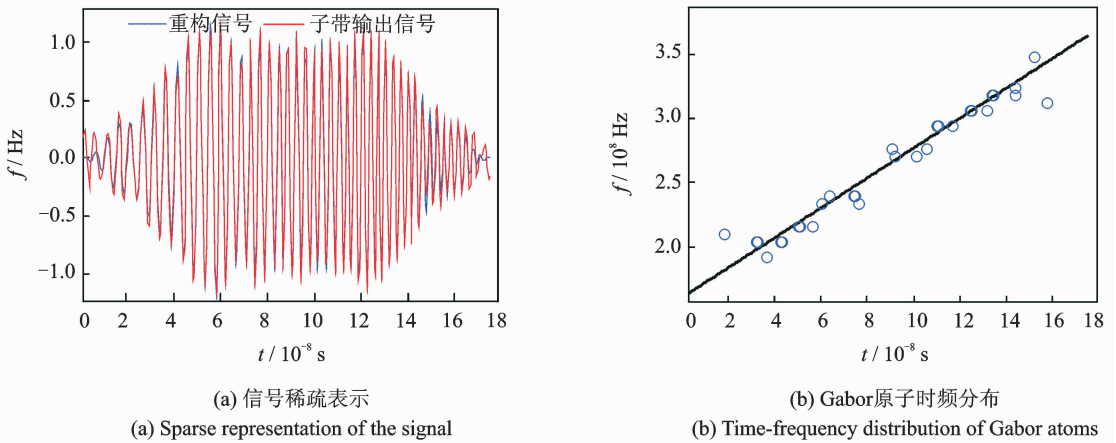


图 9 信号稀疏表示和 Gabor 原子时频分布(信道 2)

Fig. 9 Sparse representation of the signal and time-frequency distribution of Gabor atoms(Channel 2)

信道 3 输出经基追踪算法处理得 24 个稀疏原子,斜率估计  $1.172 \times 10^{15}$  Hz/s。波形的稀疏表示与时频分布分别如图 10(a)和(b)。



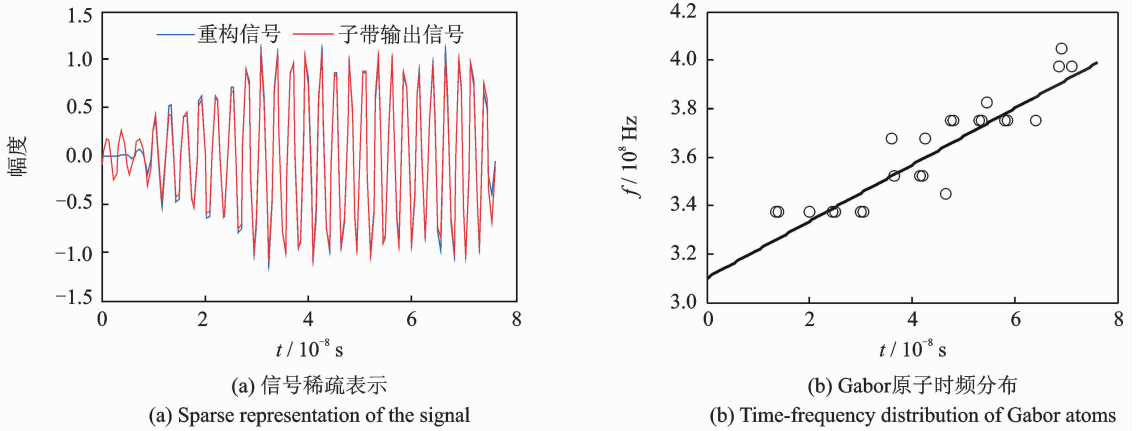


图 10 信号稀疏表示和 Gabor 原子时频分布(信道 3)

Fig. 10 Sparse representation of the signal and time-frequency distribution of Gabor atoms(Channel 3)

### 3.3 子带处理信号合成原信号

根据 3 个信道的中心频率等先验信息,将下变频后信号调整恢复到原信号相应位置,重构原信号的时频信息如下。从图 11 看出,经本文算法处理,原信号通过 87 个稀疏原子(较少的数据量)很好地被稀疏表示重构。信号的调频斜率估计为  $1.158 \times 10^{15}$  Hz/s,与真实值相差  $0.012 \times 10^{15}$  Hz/s。第一个与最后一个 Gabor 原子的频率分别为  $1.013 \times 10^8$  Hz 和  $3.975 \times 10^8$  Hz。即信号起始与终止频率分别为  $1.013 \times 10^8$  Hz 和  $3.975 \times 10^8$  Hz,与真实值相差  $0.013 \times 10^8$  Hz 和  $0.025 \times 10^8$  Hz。

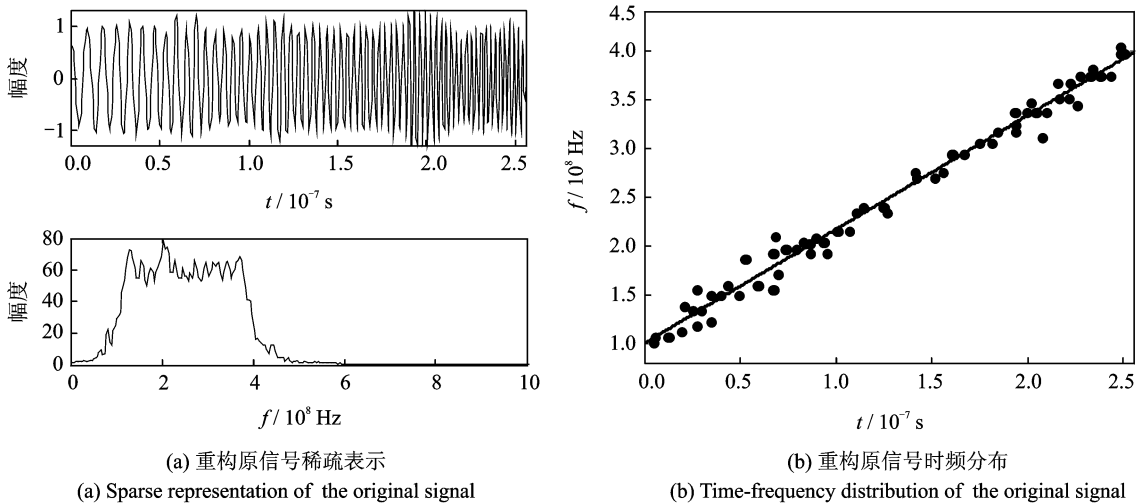


图 11 重构原信号稀疏表示和时频分布

Fig. 11 Sparse representation of the original signal and time-frequency distribution of the original signal

### 3.4 效果对比

本文算法在完成对信号参数估计与时频分析的同时,实现了对各子带信号的分解与原信号的重构。重构情况如图 12 所示。从图 12 看出,经滤波未经处理的信号通带内两处凸起正是受滤波器之间交叠

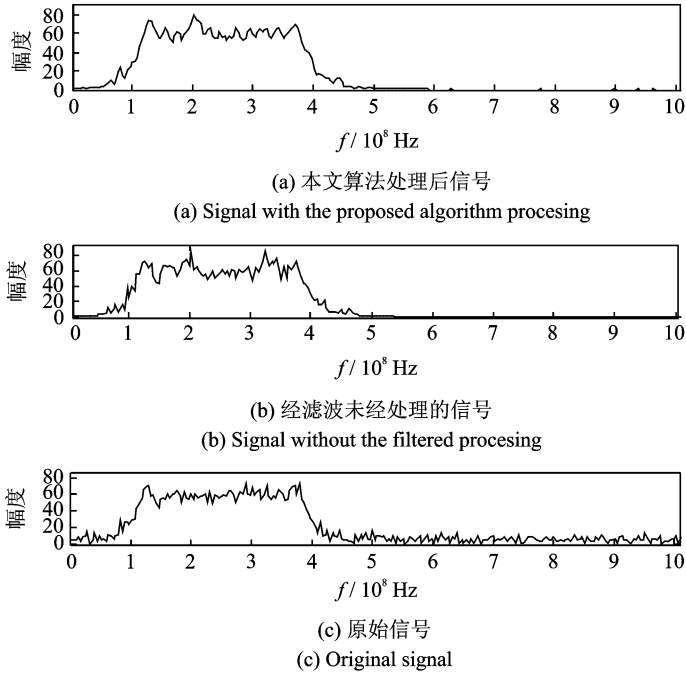


图 12 频谱图比较

Fig. 12 Comparison of spectrogram

处影响。而本文算法在处理过程中缓和了滤波器交叠处的影响,减小了信道化失真,重构信号带宽内较平缓。经计算,经本文算法得到信号与原信号相似度 0.96,而未经处理信号为 0.88,从而验证了本文算法的有效性。

## 4 结束语

本文将基追踪算法引入对宽带信号的参数估计、时频分析和分解重构,以  $l_1$  范数稀疏正则最小二乘模型为目标函数并推导了问题的 SOCP 形式。仿真分析表明,本文算法筛选的 Gabor 原子稀疏性好,有助于降低存储的数据量;实现对原信号参数高精度估计和时频特征准确分析;同时实现了对原始信号准确的重构恢复,并在一定程度上减小了信道化失真的影响。

## 参考文献:

- [1] James Tsui. 宽带数字接收机[M]. 北京:电子工业出版社,2002.  
James Tsui. Wideband digital receiver[M]. Beijing:Electronic Industry Press,2002.
- [2] 杨小牛,楼才义,徐建良. 软件无线电技术与实现[M]. 北京:电子工业出版社,2004.  
Yang Xiaoniu, Lou Caiyi, Xu Jianliang. Software defined radio enabling technologies[M]. Beijing:Electronic Industry Press, 2004.
- [3] 秦文兵,罗来源,叶中付. 一种基于多相带通结构的信道化滤波器算法[J]. 数据采集与处理,2006,21(2):133-136.  
Qin Wenbing, Luo Laiyuan, Ye Zhongfu. Channel filter algorithm based on polyphase structure with bandpass filters[J]. Journal of Data acquisition and Processing, 2006,21(2):133-136.
- [4] 付永庆,李裕. 基于多相滤波器的信道化接收机及其应用研究[J]. 信号处理,2004,20(5):517-520.  
Fu Yongqing, Li Yu. The realization of channelized receivers based on polyphase filters[J]. Signal Proceeding, 2004,20(5): 517-520.
- [5] 罗胜恩,罗来源,苑小华,等. 频域滤波算法的幅相失真及抑制方法[J]. 数据采集与处理,2010,25(S):51-54.

Luo Shengen, Luo Laiyuan, Yuan Xiaohua, et al. Analysis and suppression of amplitude-phase distortion for frequency domain filtering algorithm[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2010, 25(S): 51-54.

- [6] 冀连营, 高梅国, 李云杰. 跨信道检测仲裁的信号集合更新算法[J]. *北京理工大学学报*, 2009, 29(6): 532-535.  
Ji Lianying, Gao Meiguo, Li Yunjie. Signal collection update algorithm for cross channel detection and arbitration[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2009, 29(6): 532-535.
- [7] 王阳, 徐忠伟, 程嗣怡. 容差判决和参数估计结合解决信道化接收机跨信道问题[J]. *空军工程大学学报: 自然科学版*, 2015, 16(2): 61-66.  
Wang Yang, Xu Zhongwei, Cheng Siyi. Elimination of Cross-channel problem in channelized receiver through tolerance judgment and parameter estimation[J]. *Journal of Air Force Engineering University: Natural Science Edition*, 2015, 16(2): 61-66.
- [8] 张容权, 杜雨洛, 杨建宇, 等. 一种 LFM 信号最大似然估计模型与参数估计快速算法[J]. *电波科学学报*, 2005, 20(5): 651-655.  
Zhang Rongquan, Du Yuming, Yang Jianyu, et al. Maximum likelihood estimation model and parameter fast estimation algorithm of LFM signal[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2005, 20(5): 651-655.
- [9] 袁振涛, 胡卫东, 郁文贤. 用 FrFT 插值实现 LFM 信号的参数估计[J]. *信号处理*, 2009, 25(11): 1727-1731.  
Yuan Zhenhao, Hu Weidong, Yu Wenxian. Parameter estimation of LFM signals using FrFT interpolation[J]. *Signal Processing*, 2009, 25(11): 1727-1731.
- [10] 齐林, 陶然. 基于分数阶 Fourier 变换的多分量 LFM 信号的检测和参数估计[J]. *中国科学 E 辑: 技术科学*, 2003, 33(8): 749-759.  
Qi Lin, Tao Ran. Multi-component LFM signal detection and parameter estimation based on fractional Fourier transform [J]. *Science in China (Series E)*, 2003, 33(8): 749-759.
- [11] Stephen Boyd, Lieven Vandenberghe. *Convex optimization*[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
- [12] 芮国胜, 王林, 田文彪. 一种基于基追踪压缩感知信号重构的改进算法[J]. *电子测量技术*, 2010, 33(4): 38-41.  
Rui Guosheng, Wang Lin, Tian Wenbiao. Improved algorithm based basis pursuit for compressive sensing reconstruction [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2010, 33(4): 38-41.
- [13] Mallat S G, Zhang Z F. Matching pursuit with time-frequency dictionaries[J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 1993, 41(12): 3397-3415.
- [14] 闫浩, 董春曦, 赵国庆. 基于压缩感知的线性调频信号参数估计[J]. *电波科学学报*, 2015, 30(3): 449-454.  
Yan Hao, Dong Chunxi, Zhao Guoqing. Parameter estimation of LFM signal based on compressed sensing[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2015, 30(3): 449-454.
- [15] Tropp J A, Gilbert A C. Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53: 4655-4666.

#### 作者简介:



张剑云 (1963-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向: 雷达信号处理, 高速数字信号处理, E-mail: krwang@mail.hf.ah.cn。



夏杰 (1991-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 宽带雷达信号侦察与干扰, E-mail: xj\_eei@163.com。



周青松 (1982-), 男, 讲师, 博士, 研究方向: 雷达信号处理。



毛云祥 (1973-), 男, 讲师, 研究方向: 信号与信息处理。

