DOI：10.13382/j. jemi. 2017. 12. 025

广义 S 变换多分量 LFM 信号检测及参数估计*

李　燕[1]　何怡刚[1,2]　于文新[1]　尹柏强[2]

（1. 湖南大学电气与信息工程学院　长沙　411000；2. 武汉大学电气工程学院　武汉　430072）

摘　要：针对多分量线性调频信号（LFM）信号在低信噪比状况下信号检测出现漏检、参数估计精度不高等问题，提出在广义 S 变换（GST）基础上，进行奇异值分解（SVD）滤波的方法。在 S 变换基础上，导出了广义 S 变换及逆变换公式，对离散后得到的广义 S 变换矩阵进行奇异值求解，通过选取合适的奇异值个数，实现多分量信号时频滤波。仿真结果表明，该方法在低信噪比状况下能有效滤除噪声，避免因噪声或者各分量信号强弱相差较大而出现漏检现象，同时信号参数估计精度也得到了提高。

关键词：多分量 LFM 信号；广义 S 变换；奇异值分解；时频滤波

中图分类号：TN911.23　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：510.5015

Detection and parameter estimation of multi-component LFM signals based on GST

Li Yan[1]　He Yigang[1,2]　Yu Wenxin[1]　Yin Baiqiang[2]

（1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China;
2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China）

Abstract: In order to solve some problems that the signal is undetected in the low signal-to-noise ratio (SNR), and the accuracy is not high of parameter estimation, the singular value decomposition (SVD) filtering is proposed on the basis of generalized S transform (GST) for multi-component chirp signal (MLFM). On the basis of S transform, the generalized S-transform and inverse transformation formula are derived in the paper. The singular value of the generalized S-transform matrix is obtained by discrete singular value, and the multi-component signal Time-frequency filtering is realized by selecting the appropriate singular value. The simulation results show that the method can effectively filter out the noise in the low SNR, and avoids the phenomenon of missed detection when the amplitude of each component signal is quite difference, the accuracy of the signal parameter estimation is optimized.

Keywords: multi-component LFM signals; generalized S transform; singular value decomposition; time-frequency filtering

0　引　　言

线性调频信号（linear frequency modulation, LFM）又称 Chirp 信号，是一种特殊的非平稳信号。LFM 信号作为衡量时频分析方法是否有效的检验者，广泛的出现在通信、雷达、声纳和地震信号中[1]，因此非平稳 LFM 信号，尤其是受噪声干扰的、含多个分量的 LFM 信号检测及参数估计有很强的理论意义和应用前景。

时频分析是用时间和频率的联合函数来同时描述信号在不同时间和频率能量密度的一种方法，该方法对于非平稳信号而言，比传统方法能提供更多的有效信息。常用的时频分析方法包括 Wigner-Ville 分布（WVD）[2]、短时傅里叶变换（STFT）[3]、小波变换[4]及分数阶傅里叶变换[5]等。WVD 分布对于单分量 LFM 信号具有良好的能量聚集性，但是对于多分量信号，存在严重的交叉项[6]，对于弱信号的检测就有困难。文献[7]提出了能够有效抑制交叉项的时频分布方法，但是抑制交叉项的

收稿日期：2017-07　　Received Date：2017-07

*基金项目：国家自然科学基金（51577046）、国家自然科学基金重点项目（51637004）、国家重点研发计划“重大科学仪器设备开发”项目（2016YFF0102200）、国家自然科学基金青年科学基金（61501162）、中国博士后科学基金（2015M571926）、湖南省教育厅科研项目（16C0639）资助

同时也降低了有效信号的时频分辨率。STFT 能够避免交叉项的出现,但当信噪比较低时信号的检测并不理想[8]。分数阶傅里叶变换是一维的线性变换,具有整体变换性能,表现出良好的能量聚集性,也不存在交叉项问题,但是它不具备表征信号局部特征的能力[8]。1996 年地球物理学家 Stockwell 提出了一种加窗可逆时频分析方法,称作 S 变换[9]。S 变换时频谱的分辨率与频率有关系,且基本变换函数形态固定,使 S 变换在应用中受到一定限制。文献[10]提出广义 S 变换,广义 S 变换是在 S 变换基础上加入了窗函数的调节参数,从而获得更好的时频分辨率。

本文提出基于广义 S 变换及奇异值分解[11]方式对多分量线性调频信号进行检测及参数估计,该方法能在低信噪比的情况下准确检测信号,避免漏检现象,并对各分量的参数进行有效估计。

1　多分量 LFM 信号描述

1.1　多分量 LFM 信号

多分量 LFM 信号 $x(t)$ 表示为:

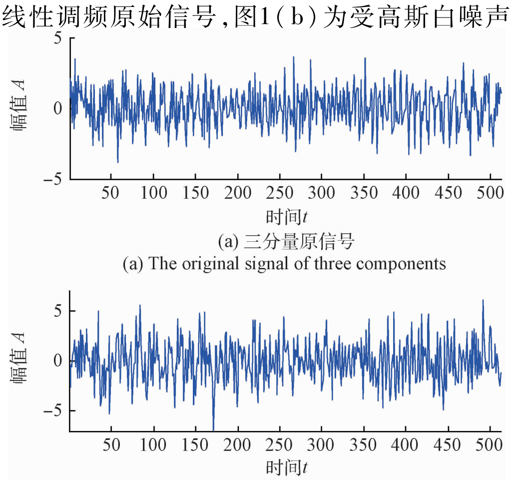
$$x(t) = \sum_{i=1}^{L} A_i \exp(\mathrm{j}2\pi f_i t + \mathrm{j}\pi\mu_i t^2)$$
$$-T_d/2 \leqslant t \leqslant T_d/2 \tag{1}$$

式中:L 为多分量信号的个数,A_i、f_i、μ_i 分别为第 i 个分量信号的幅值、初始频率和调制频率[12]。不失一般性,含有噪声的多分量 LFM 信号表示为:

$$x(t) = \sum_{i=1}^{L} A_i \exp(\mathrm{j}2\pi f_i t + \mathrm{j}\pi\mu_i t^2) + n(t) \tag{2}$$

式中:$n(t)$ 为均值为 0、方差为 σ_w^2 的高斯白噪声。

三分量 LFM 信号时域波形如图 1 所示,图 1(a)为三分量线性调频原始信号,图1(b)为受高斯白噪声干扰的三分量信号($SNR = -8$ dB)。



(a) 三分量原信号
(a) The original signal of three components

(b) 加噪三分量信号
(b) Three-component signalsplus noise

图 1　三分量 LFM 信号时域波形
Fig. 1　Three-component LFM signal in time-domain

1.2　多分量 LFM 信号参数

对于多分量 LFM 信号在分辨信号分量数目的基础上,再对每个分量信号进行参数估计,线性调频信号的主要参数包括信号的幅值、初始频率、调频斜率及瞬时频率等。

瞬时频率是相位函数的导数[3],而线性调频信号的相位上有二次项,所以瞬时频率是随时间而变化的。瞬时频率表达式如下:

$$IF(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\phi(t)}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}(2\pi f_i t + \pi\mu_i t^2)}{\mathrm{d}t} = f_i + \mu_i t$$

由此可见,瞬时频率为一条斜率为调频率,与纵轴交点为初始频率的直线。得到瞬时频率即可得到初始频率及调频率参数。

2　S 变换及广义 S 变换

2.1　S 变换

S 变换是一种可逆无损的时频分析法[9,13],它起源于 STFT,也可由小波变换推导而出,下面由小波变换引出 S 变换[11]。

设一维连续信号 $x(t)$ 的小波变换如式(3)所示。

$$WT_x(\tau,a) = \frac{1}{\sqrt{a}}\int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\psi_{a,\tau}\left(\frac{t-\tau}{a}\right)\mathrm{d}t \tag{3}$$

式中:$\psi_{a,\tau}\left(\frac{(t-\tau)}{a}\right)$ 为小波基函数,当小波变换基函数选高斯窗函数 $\psi_{a,\tau}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-t^2/2}$,对式(3)两边同时乘以相位修正因子 $\mathrm{e}^{-2\pi a t}$,取 $a = \frac{1}{f}$,并对其幅值进行 $\sqrt{f}$ 修正,则 $x(t)$ 信号的 S 变换 $S_T(\tau,f)$ 如式(4)所示。

$$S_T(\tau,f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \times \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} \times \mathrm{e}^{[-f^2(\tau-t)^2/2]} \times \mathrm{e}^{-\mathrm{i}2\pi f t}\mathrm{d}t \tag{4}$$

S 变换中的基本小波函数是固定的,在实际线性调频信号处理过程中,基本小波函数固定的 S 变换难以满足实际信号处理的需求。

2.2　广义 S 变换

广义 S 变换是在基本 S 变换基础上引入窗函数调节参数 α,β,通过改变调节参数来改变时频分辨率,在 S 变换中引入时频调节因子对应广义 S 变换[10] GS_T 定义为:

$$GS_T(\tau,f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \times \frac{\alpha|f|^\beta}{\sqrt{2\pi}} \times \mathrm{e}^{[-\alpha^2 f^{2\beta}(\tau-t)^2/2]} \times \mathrm{e}^{-\mathrm{i}2\pi f}\mathrm{d}t \tag{5}$$

式中:α 为高斯窗幅度拉伸因子,β 为频率尺度拉伸因子。当且仅当 $\alpha = 1$,$\beta = 1$ 时,广义 S 变换为 StockWell

所提出的S变换。

广义S变换的逆变换关系式如下：

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} GS_T(\tau,f)\,\mathrm{d}t \times \mathrm{e}^{\mathrm{i}2\pi ft}\mathrm{d}f \tag{6}$$

3 广义S变换矩阵SVD滤波

为了更好的滤除多分量线性调频信号的背景噪声，在广义S变换后用奇异值分解的方式进一步滤波。在离散S变换后推导出广义S变换矩阵及其逆变换，通过对MLFM信号进行广义S变换（改变时频调节因子，保证最佳信号分辨率），再进行SVD分解[14]，实现进一步时频滤波。

信号 $x(t)$ 经N点采样后得到离散序列 $x(p)$，其中 $p = 0,1,2,\cdots,N-1$，$x(p)$ 的S变换如式(7)所示。

$$S_T[m,n] = \sum_{p=0}^{N-1} x(p)\frac{n}{N\sqrt{2\pi}}\mathrm{e}^{-(n^2(m-p)^2/2N^2)}\mathrm{e}^{-(\mathrm{i}2\pi pn/N)} \tag{7}$$

式中：$m,n = 0,1,2,\cdots,N-1$。式(7)对应的广义S变换如式(8)所示。

$$GS_T[m,n] = \sum_{p=0}^{N-1} x[p]\frac{\alpha|n|^\beta}{\sqrt{2\pi}kN}\mathrm{e}^{-(\alpha^2n^{2\beta}(m-p)^2/2k^2N^2+\mathrm{i}2\pi p\alpha n^\beta/N)} \tag{8}$$

把式(8)逐项展开表示如下：

$$GS_T[m,n] = x[0]\frac{\alpha|n|^\beta}{\sqrt{2\pi}kN}\mathrm{e}^{-\alpha^2n^{2\beta}m^2/2k^2N^2} + x[1]\frac{\alpha|n|^\beta}{\sqrt{2\pi}kN}\mathrm{e}^{-(\alpha^2n^{2\beta}(m-1)^2/2k^2N^2+\mathrm{i}2\pi\alpha n^\beta/N)} + \cdots + x[N-1]\frac{\alpha|n|^\beta}{\sqrt{2\pi}kN}\mathrm{e}^{-(\alpha^2n^{2\beta}(m-N+1)^2/2k^2N^2+\mathrm{i}2\pi(N-1)\alpha n^\beta/N)} \tag{9}$$

用 $T_{(mn)p}$ 表示信号 $x(p)$ 广义离散S变换的变换系数，则式(9)可以表示成如式(10)所示。

$$GS_T[m,n] = T_{(mn)1}x[0] + T_{(mn)2}x[1] + \cdots + T_{(mn)N}x[N-1] \tag{10}$$

$T_{(mn)p}$ 变换系数为一个与 m、n 相关的二维矩阵，式(10)转矩阵形式如式(11)所示。

$$\begin{bmatrix} gs_{11} \\ \vdots \\ gs_{1N} \\ gs_{21} \\ \vdots \\ gs_{mN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & \cdots & T_{1N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ T_{n1} & T_{n2} & \cdots & T_{nN} \\ T_{(n+1)1} & T_{(n+1)2} & \cdots & T_{(n+1)N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ T_{(mn)1} & T_{(mn)2} & \cdots & T_{(mn)N} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x[0] \\ x[1] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ x[N-1] \end{bmatrix} \tag{11}$$

把 $m \times n$ 行P列的变换系数矩阵记为 $\boldsymbol{T}$，矩阵 $\boldsymbol{T}$ 的逆矩阵记 $\boldsymbol{T}^{-1}$。式(11)的逆变换可以求得离散信号序列如式(12)所示。

$$\begin{bmatrix} x[0] \\ x[1] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ x[N-1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & \cdots & T_{1N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ T_{n1} & T_{n2} & \cdots & T_{nN} \\ T_{(n+1)1} & T_{(n+1)2} & \cdots & T_{(n+1)N} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ T_{(mn)1} & T_{(mn)2} & \cdots & T_{(mn)N} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} gs_{11} \\ \vdots \\ gs_{1n} \\ gs_{21} \\ \vdots \\ gs_{mn} \end{bmatrix} \tag{12}$$

对于已知频点的干扰信号（如工频干扰），可将广义S变换矩阵 $\boldsymbol{T}$ 对应频点行置0，即可滤除该干扰信号。对于分散的背景噪声，通过对系数矩阵 $\boldsymbol{T}$ 进行奇异值分解的方式来滤除。系数矩阵 $\boldsymbol{T}$ 奇异值分解如式(13)所示。

$$\boldsymbol{T} = \boldsymbol{U}\sum \boldsymbol{V}^{\mathrm{H}} = \sum_{i=1}^{N} u_i\boldsymbol{\sigma}_i v_i \tag{13}$$

式中：矩阵 $\boldsymbol{U}$ 是由代表时域信息的左特征向量 u_i 组成，矩阵 V 是由代表频域信息的右特征向量 v_i 组成，$\sum$ 为一组由奇异值 $\boldsymbol{\sigma}_i$ 按递减顺序组成的对角阵，如式(14)所示。

$$\sum = \mathrm{diag}(\boldsymbol{\sigma}_1,\boldsymbol{\sigma}_2,\cdots,\boldsymbol{\sigma}_n) \tag{14}$$

$\sum$ 中奇异值数值的大小反应了信号主要成分的大小，大的奇异值对应能量较集中或能量较大的信号，小的奇异值则对应能量较为分散或者能量较小的信号[15]。在广义S变换中，通过调整窗函数的控制参数，可以使得主信号能量分布相对集中，而高斯白噪声的能量分布比较分散，因此可以通过保留较大的奇异值去除较小的奇异值方式来实现滤波。假设从大到小依次保留数值较大的r个奇异值，其余数值较小的奇异值取零：

$$\sum_r = \mathrm{diag}(\boldsymbol{\sigma}_1,\boldsymbol{\sigma}_2,\cdots,\boldsymbol{\sigma}_r,0,\cdots,0)\ (r < n)$$

对奇异值进行取舍后，重构变换系数矩阵记为 $\hat{\boldsymbol{T}}$，$\hat{\boldsymbol{T}}$ 的表达式为：

$$\hat{\boldsymbol{T}} = \boldsymbol{U}\sum_r \boldsymbol{V}^{\mathrm{H}} = \sum_{i=1}^{r} u_i\boldsymbol{\sigma}_i v_i \tag{15}$$

根据逆变换式(12)求出滤波后的离散序列信号 $\hat{x}(p)$，从而实现信号的重构。滤波后重构的信号，已消去绝大部分干扰及噪声。

奇异值个数的选取对滤波效果有一定的影响，如果奇异值个数取得太少，可能会滤除掉一部分有效信号，如果奇异值个数取得太大，重构信号中会加入噪声[11]。只有当已知要消除的干扰噪声的频率点时，则选择与干扰信号相关的奇异值，彻底滤除噪声。不失一般性，则根据所选取奇异值的总和占总的奇异值的比值 D_r，以及所选取奇异值及总信号对应 $\boldsymbol{G}_S$ 矩阵功率谱密度比值 P_r 来进行选择。D_r 表达式如式(16)所示。

$$D_r = \frac{\sigma_1 + \sigma_2 + \cdots + \sigma_r}{\sigma_1 + \sigma_2 + \cdots + \sigma_r + \cdots + \sigma_n} \tag{16}$$

P_r 表达式如式(17)所示。

$$P_r = \frac{\sum_{m=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1} |gs_r[m,n]|^2}{\sum_{m=0}^{N-1}\sum_{n=0}^{N-1} |gs_n[m,n]|^2} \tag{17}$$

式中：$gs_r[m,n]$ 为取 r 个奇异值重构得到的广义 S 变换矩阵。通过 D_r、P_r 这两个参数来选取 r 的值，保证有效信号能很好的保留，又能充分消除噪声。

如图 2 所示，前 4 个奇异值的数值相对较大，所占总奇异值和的比重大，能量谱所占的比重也较大。r 分别取 2 个、4 个和 8 个，对应的 LFM 信号时域分布如图 3 所示。从图 3 可以看出随着奇异值个数的增加，时域信号中的噪声成分越来越多。为了更清晰的得到观测结果，在时频域中对信号进行显示，r 分别取 2 个、4 个和 8 个 3 种不同奇异值数目下对应的时频域波形如图 4 所示。由此可见选取 4 个奇异值时保留了信号并消除了大部分噪声，随着选取奇异值数目的增加，信号中噪声成分明显加强。

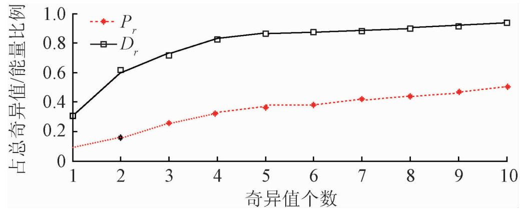
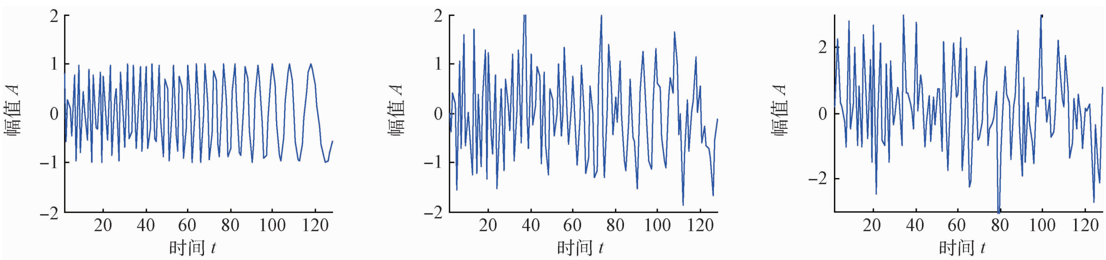


图 2　D_r，P_r 曲线

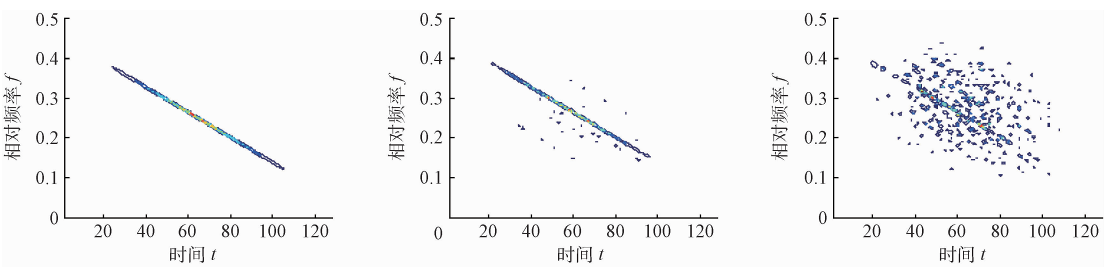
Fig. 2　The graph of D_r，P_r



(a) r=2时时频
(a) Time-domain distribution(r=2)
(b) r=4时时频
(b) Time-domain distribution(r=4)
(c) r=8时时频
(c) Time-domain distribution(r=8)

图 3　单分量 LFM 信号时域分布

Fig. 3　The time-domain distribution of LFM signal



(a) r=2时时频
(a) Time-frequency distribution(r=2)
(b) r=4时时频
(b) Time-frequency distribution(r=4)
(c) r=8时时频
(c) Time-frequency distribution(r=8)

图 4　单分量 LFM 信号时频域分布

Fig. 4　The time-frequency distribution of LFM signal

4　仿真实验与结果分析

仿真实验采用含有高斯白噪声的三分量线性调频信号，设信号的表达式如式(18)所示。

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t) + x_3(t) + n(t) \tag{18}$$

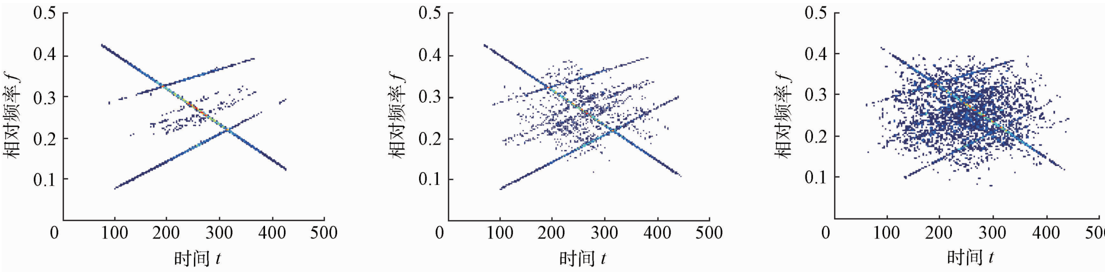
三分量信号参数设为 $f_1 = 1$ MHz，$f_2 = 49$ MHz，$f_3 = 25$ MHz；$\mu_1 = 66$ kHz/s，$\mu_2 = -86$ kHz/s，$\mu_3 = 39$ kHz/s；各线性调频信号的初相位均设为 0；$n(t)$ 为零均值高斯白噪声，方差为 σ_w^2。仿真过程中通过改变噪声方差，来改变信噪比，输入信号的信噪比定义为：

$$SNR = 10\log 10^{(A^2/\sigma_w^2)} \tag{19}$$

在仿真实验中设置不同信噪比，来检测不同信噪比情况下多分量信号的检测及参数估计情况。

4.1　多分量信号检测

设三分量信号 $x(t)$ 信噪比分别为 −6、−3、0 dB 三种情况，通过广义 S 变换观测不同信噪比情况下信号分量数的检测情况。取信号长度为 512 点，三分量信号时频分布如图 5 所示。



(a) 信噪比0 dB
(a) SNR=0 dB
(b) 信噪比-3 dB
(b) SNR=-3 dB
(c) 信噪比-6 dB
(c) SNR=-6 dB

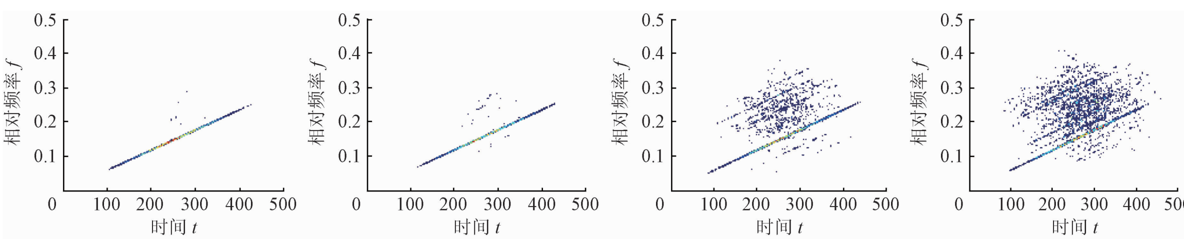
图5 三分量信号时频

Fig. 5 The time-frequency figure of LFM signals

图5(a)、(b)、(c)分别对应信噪比0、-3、-6 dB的时频图，从图中对比可知信噪比越低，信号分量的状态越模糊。在实际工程应用中，各分量信号的强度往往会相差较大，为避免弱信号被强信号淹没，从而检测不到弱信号分量，本文通过广义S变换及奇异值分解对信号进行处理，在信噪比较低的情况下，仍然可以准确有效的检测出信号的个数。三分量信号中分量 $x_3(t)$ 的信号强度相对 $x_1(t)$，$x_2(t)$ 分量要弱，在信噪比低的情况下，也被准确无误的检测出来。

4.2 多分量信号参数估计

以三分量信号中强度最弱的分量 $x_3(t)$ 来说明参数估计，估计的参数包括信号的初始频率及调频率两个。信号通过广义S变换后，得到广义S变换矩阵，对广义S变换矩阵进行奇异值分解，根据选取奇异值占总奇异值的比值 D_r 及选取奇异值的功率谱密度比值 P_r 来选取奇异值个数r。通过计算前两个奇异值比较大，从第3个奇异值开始奇异值比例和能量比例都相对较小，且之后的比例变换趋势不大。$x_3(t)$ 分量的前4个奇异值对应信号时频图如图6所示。



(a) σ_1 信号成分
(a) σ_1 signal components
(b) σ_2 信号成分
(b) σ_2 signal components
(c) σ_3 信号成分
(c) σ_3 signal components
(d) σ_4 信号成分
(d) σ_4 signal components

图6 前4个奇异值对应信号成分时频

Fig. 6 The time-frequency figure of the larger four singular values corresponding signal components

图6中前两个图形主要为线性调频信号的特征，而从第3个奇异值开始的图形主要为噪声信号的特征，因此选取 $r=2$，即通过保留前两个奇异值来实现时频域的奇异值分解滤波，对滤波后的信号进行重构，在广义S变换域对线性调频信号进行参数估计和提取。

用上述方式对多分量信号中其他分量的参数进行估计提取，三分量信号的理想参数值及在不同背景噪声下的参数如表1所示。

表1 各分量信号在不同信噪比下参数估计值

Table 1 MSE performance various methods under different SNRs

		估计参数					
		f_1/MHz	μ_1/(kHz·s^{-1})	f_2/MHz	μ_2/(kHz·s^{-1})	f_3/MHz	μ_3/(kHz·s^{-1})
	原始信号	1.000	66.000	49.000	-86.000	25.000	39.000
信噪比	0 dB	1.002	65.997	49.006	-85.998	25.023	38.890
	-3 dB	1.017	66.858	49.735	-84.796	25.512	38.298
	-6 dB	1.029	64.235	50.319	-83.162	25.924	37.557

广义 S 变换域进行奇异值分解后重构的三分量线性调频信号($SNR = -6$ dB)的时域分布及时频分布分别如图 7、8 所示。对比图 5(c),图 5(c)为三分量信号($SNR = -6$ dB)广义 S 变换后提取的时频图。广义 S 变换通过时频谱能够滤除一部分的噪声,广义 S 变换后再通过奇异值分解,选取合适的奇异值个数实现更好的滤波效果。

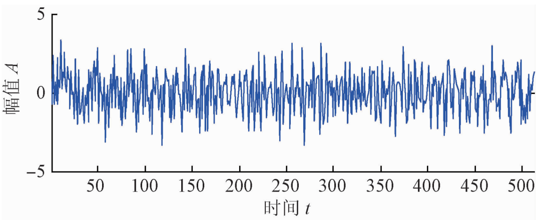


图 7　SVD 分解处理后三分量时域图($SNR = -6$ dB)

Fig. 7　The time-domain figure after SVD ($SNR = -6$ dB)

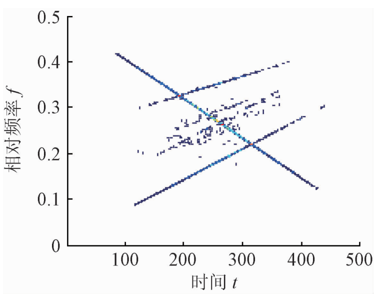


图 8　SVD 分解处理后三分量时频图($SNR = -6$ dB)

Fig. 8　The time-frequency figure after SVD ($SNR = -6$ dB)

4.3　参数估计结果性能

用均方误差(MSE)来对参数估计的性能来进行评估,均方误差的表达式定义如式(20)所示。

$$MSE = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\frac{\hat{\xi}_i - \xi^2}{\xi} \tag{20}$$

式中:N 为参数估计的总次数,ξ 为理想参数值,$\hat{\xi}_i$ 为第 i 次估计参数值。

采用 Monte Carlo 统计方法来验证广义 S 变换奇异值分解法的稳定性,在 120 次运行条件下,采用 3 种不同方法,在不同信噪比情况下对分量 $x_3(t)$ 的调频率进行参数估计性能分析,均方差结果如图 9 所示曲线。

图 9 包括 S 变换、广义 S 变换及广义 S 变换奇异值分解 3 种不同方式下均方误差曲线,由图 9 可知,相对于其他两种方式,采用广义 S 变换奇异值滤波方式提取的参数精度得到较好的提高,特别是在信噪比较低的状况下避免了对信号的漏检及参数的错估现象,从而保证了信号分析的准确性,提高了对信号参数的利用。

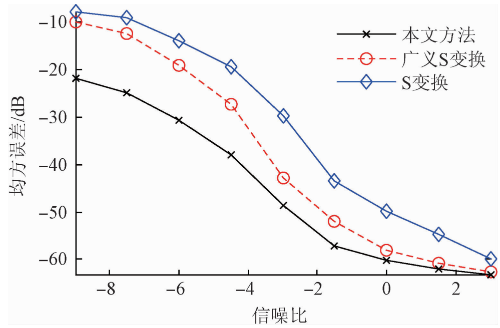


图 9　3 种不同算法的均方误差曲线

Fig. 9　The MSE curves of three different algorithms

5　结　论

本文提出的广义 S 变换-奇异值分解滤波方法,对多分量线性调频信号进行检测及参数估计,利用线性调频信号在广义 S 变换域有较好的能量聚集性,并能有效的避免多分量信号间的交叉问题。由于线性调频信号在实际应用中信噪比通常比较低,在得到广义离散 S 变换系数矩阵后,采用奇异值分解进一步滤波,避免了多分量信号强度相差较大,弱信号被淹没而漏检的现象,提高了在低信噪比情况下对信号检测及参数估计的精度;同时该方法采用了离散广义 S 变换的处理方式,给实际工程应用提供较好的参考价值。

参考文献

[1] 陈旭敏, 王晓江, 潘韵天,等. 恒虚警条件下线性调频连续波雷达信号的检测[J]. 电子测量技术, 2016, 39(12):98-103.
CHEN X M, WANG X J, PAN Y T, et al. LFMCW radar signal detection under the condition of CFAR [J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39 (12): 98-103.

[2] 梁华东, 韩江洪. 基于维格纳分布特征的雷达信号分选[J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(2):218-225.
LIANG H D, HAN J H. Sorting radar signal based on Wigner-Ville distribution features [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2014, 28(2):218-225.

[3] 孙乐, 张衡阳, 魏军,等. STFT 和 Zoom-FRFT 联合的多分量 LFM 信号参数估计方法[J]. 四川大学学报(自然科学版), 2016, 53(5):1034-1040.
SUN L, ZHANG H Y, WEI J, et al. Multi-component LFM signals parameter estimation method using STFT and zoom-FRFT[J]. Journal of Sichuan University (Natural Science Edition), 2016, 53(5):1034-1040.

[4] 祝俊,陈兵,唐斌. 快速多分量 LFM 信号的检测与参

数估计方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2008, 22(1):25-29.
ZHU J, CHEN B, TANG B. Fast detection and parameter estimation method for multi-component LFM signal [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2008, 22(1):25-29.
[5] LIU F, XU H F, TAO R, et al. Research on resolution between multi-component LFM signals in the fractional Fourier domain[J]. Science China Information Sciences, 2012, 55(6):1301-1312.
[6] AVIYENTE S, WILLIAMS W J. A centrosymmetric kernel decomposition for time-frequency distribution computation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(6):1574-1584.
[7] 刘建成,王雪松,刘忠,等. 基于Wigner-Hough变换的LFM信号检测性能分析[J]. 电子学报, 2007, 35(6):1212-1217.
LIU J CH, WANG X S, LIU ZH, et al. Detection perfomance of linear frequency modulated signals based on wigner-hough transform[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6):1212-1217.
[8] 李家强, 金荣洪, 耿军平, 等. 基于高斯短时分数阶傅里叶变换的多分量LFM信号检测与参数估计[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(3):570-573.
LI J Q, JIN R H, GENG J P, et al. Detection and estimation of multi-component LFM signals based on gauss short-time fractional Fourier transform[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(3):570-573.
[9] STOCKWELL R G, MANSINHA L, LOWE R P. Localization of the complex spectrum: The S-transform[J]. IEEE Transaction on Signal Process, 1996, 44(4): 998-1001.
[10] 高静怀, 陈文超, 李幼铭, 等. 广义S变换与薄互层地震响应分析[J]. 地球物理学报, 2003, 46(4):526-532.
GAO J H, CHEN W CH, LI Y M, et al. Generalized S transform and seismic response analysis of thin interbeds [J]. Chinese Journal of Geophysics, 2003, 46(4):526-532.
[11] 尹柏强,何怡刚,吴先明. 心磁信号广义S变换域奇异值分解滤波方法[J]. 物理学报, 2013, 62 (14):148702-148702.
YIN B Q, HE Y G, WU X M. A method for magnetocardiograms filtering based on singular value decomposition and S-transform[J]. Acta Physica Sinica, 2013, 62(14):148702-148702.
[12] 李燕, 何怡刚, 尹柏强. LFM信号DOA估计分数阶量纲归一化方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(3):448-455.
LI Y, HE Y G, YIN B Q. DOA for multi-component LFM signals using dimensional normalization methods [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2016, 30(3):448-455.
[13] 俞一鸣. 时频分析简介及应用[J]. 国外电子测量技术, 2015, 34(6):12-15.
YU Y M. Introduction and application of time - frequency analysis [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2015, 34(6):12-15.
[14] 任子君, 符文星, 张通, 等. 冗余捷联惯组故障诊断的奇异值分解新方法[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(2):412-419.
REN Z J, FU W X, ZHANG T, et al. New SVD method in FDI of redundant IMU[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(2):412-419.
[15] 赵学智, 叶邦彦, 陈统坚. 基于小波-奇异值分解差分谱的弱故障特征提取方法[J]. 机械工程学报, 2012, 48(7):37-48.
ZHAO X ZH, YE B Y, CHEN T J. Extraction method of faint fault feature based on wavelet-SVD difference spectrum [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2012, 48(7):37-48.

作者简介

李燕, 分别在1999、2009年于湖南大学获得学士学位和硕士学位, 现为湖南大学博士研究生, 主要研究方向为信号分析及处理。

Li Yan received B. Sc. and M. Sc. from Hunan University in 1999 and 2009 respectively. She is currently a Ph. D. candidate in Hunan University now. Her main research interest include information ananysis and processing.

何怡刚, 1996年于西安交通大学获得博士学位, 现为合肥工业大学电气与自动化工程学院院长, 教授、博士生导师, 主要研究方向为模拟电路故障诊断、复杂信号分析与处理等。
E-mail: 8655136887@163.com

He yigang received Ph. D. from Xi'an jiaotong University in 1996. Currently works as the head of School of Electrical and Automation Engineering, Hefei University of Technology, a professor and Ph. D supervisor. His main research interest testing and fault diagnosis of analog and mixed-signal circuits, signal processing.