

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.10.009

引用格式:刘勇,张国毅,胡鑫磊,等.低信噪比下 LFM-PRBC 信号参数的快速估计[J].电讯技术,2014,54(10):1360-1365. [LIU Yong,ZHANG Guo-yi,HU Xin-lei,et al.FastParameter Estimation of LFM-PRBC Signal under Low SNR[J].Telecommunication Engineering,2014,54(10):1360-1365.]

低信噪比下 LFM-PRBC 信号参数的快速估计*

刘勇^{1,**},张国毅¹,胡鑫磊¹,王晓峰²

(1. 空军航空大学 信息对抗系,长春 130022;2. 海军航空工程学院 电子信息工程系,山东 烟台 264001)

摘要:为了解决目前算法中线性调频-伪码(LFM-PRBC)信号参数估计计算量较大的问题,提出了一种快速估计算法。该算法采用解线调与分数阶傅里叶变换(FRFT)进行参数的估计。首先对信号进行解线调估计出调频斜率的粗略值,然后由调频斜率确定旋转角,通过 FRFT 估计出码元宽度的粗略值。根据延时再进行解线调估计出调频斜率的精确值,再通过 FRFT 估计出码元宽度的精确值与起始频率。该算法不仅计算量较低,同时具有很高的估计精度与很强的抗噪性,仿真实验验证了该算法的有效性。

关键词:线性调频-伪码信号;参数估计;分数阶傅里叶变换;解线调

中图分类号:TN971.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)10-1360-06

Fast Parameter Estimation of LFM-PRBC Signal under Low SNR

LIU Yong¹,ZHANG Guo-yi¹,HU Xin-lei¹,WANG Xiao-feng²

(1. Department of Information Countermeasures, Aviation University of Air Force, Changchun 130022, China;

2. Department of Electronic Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract:To solve the problem that the parameter estimation of linear frequency modulation-pseudo random binary codes(LFM-PRBC) signal requires a large amount of computation in current algorithms,a fast parameter estimation algorithm which uses dechirp and fractional Fourier transform(FRFT) is proposed. Firstly,the dechirp is used to obtain the rough estimation of chirp rate which can determine the angle of rotation, and the rough estimation of symbol width is achieved by FRFT. And then,the exact value of chirp rate is estimated from the second dechirp based on the delay of the signal. Finally,through the second FRFT the exact value of symbol width and the initial frequency are obtained. The proposed algorithm has not only low computation complexity but also high estimation accuracy and strong ability of immunity to noise. The effectiveness of this algorithm is verified by simulation.

Key words:LFM-PRBC signal;parameter estimation;fractional Fourier transform;dechirp

1 引言

线性调频(LFM)信号与伪码调相(PRBC)信号是现代雷达系统^[1]中两种常用的脉冲压缩信号,它们各具特点:线性调频信号具有较好的距离分辨率与多普勒容忍性,而伪码调相信号具有理想的模糊函数和较强的反侦察能力。线性调频-伪码(LFM-PRBC)复合信号^[2]兼具两者的优点,具有更好的抗干扰能力和更低的截获概率。目前该信号已用于多种雷达和小型探测器中,因此研究该信号的参数估

计在电子支援侦察中具有重要意义。LFM-PRBC信号可以大致分为两种,一种是在伪码的整个时间内进行线性调频^[3-4],另一种是在每个码元内进行线性调频^[5-7]。本文主要研究后者的参数估计问题。文献[5]提出了高阶统计量、多相滤波器组与Radon变换相结合的估计算法,估计性能较好,但Radon变换需要在时频平面进行搜索,计算量较大。文献[6-7]采用分数阶傅里叶变换(FRFT)进行信号的参数估计,抗噪性很强,但也需要进行二维搜

* 收稿日期:2014-04-30;修回日期:2014-07-02 Received date:2014-04-30;Revised date:2014-07-02

** 通讯作者:xhliuyong@sina.com Corresponding author:xhliuyong@sina.com

索,非常耗时。

针对以上问题,本文提出了一种 LFM-PRBC 信号参数估计的快速算法,通过两次解线调与两次 FRFT 实现了参数由粗到细的估计。该算法不仅计算量小,而且抗噪性强,具有一定的应用价值。

2 信号模型

LFM-PRBC 信号可以表示为两种信号的卷积,即

$$s(t)=u_f(t)*u_p(t) \tag{1}$$

式中, $u_f(t)$ 为线性调频信号, $u_p(t)$ 为伪随机二相编码信号。 $u_f(t)$ 、 $u_p(t)$ 可分别表示为

$$u_f(t)=\frac{1}{\sqrt{T}}\mu(t)\cdot e^{j(2\pi f_0t+\pi kt^2)} \tag{2}$$

$$u_p(t)=\frac{1}{\sqrt{P}}\sum_{i=0}^{P-1}e^{j\varphi_i}\delta(t-iT) \tag{3}$$

式中, $\mu(t)$ 为宽度为 T 的单位门信号; $\delta(t)$ 为单位冲激信号; f_0 为起始频率; k 为调频斜率; T 为线性调频信号的宽度,也为伪码的码元宽度; P 为码元个数; φ_i 为码元对应的相位, $\varphi_i\in\{0,\pi\}$ 。由式(1)~(3)可得,LFM-PRBC 信号又可表示为

$$s(t)=\frac{1}{\sqrt{PT}}\sum_{i=0}^{P-1}\mu(t-iT)e^{j[2\pi f_0(t-iT)+\pi k(t-iT)^2+\varphi_i]} \tag{4}$$

设侦察接收机截获的信号为

$$r(t)=s(t)+w(t),0\leq t\leq PT \tag{5}$$

式中, $w(t)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的高斯白噪声。输入信噪比(SNR)定义为信号平均功率与噪声平均功率的比值,其中噪声的平均功率设为 σ^2 。假设接收机在前端已经估计出了复合信号完整的时宽,则需要估计的主要参数有调频斜率、起始频率与码元宽度。

3 算法原理

3.1 基于 FRFT 的参数估计

FRFT^[8] 是对傅里叶变换的推广,信号 $x(t)$ 的 FRFT 定义为

$$X_p(u)=F^p[x(t)]=\int_{-\infty}^{\infty}x(t)K_p(t,u)dt \tag{6}$$
$$K_p(t,u)=\begin{cases} A_\alpha\exp(j\pi(t^2+u^2)\cot\alpha-j2\pi ut\csc\alpha),\alpha\neq n\pi \\ \delta(t-u),\alpha=2n\pi \\ \delta(t+u),\alpha=(2n\pm1)\pi \end{cases} \tag{7}$$

式中, $F^p[\cdot]$ 为 FRFT 的算子符号, $K_p(t,u)$ 为变换核, $A_\alpha=\sqrt{1-j\cot\alpha}$, p 为阶数, α 为旋转角度,且 $\alpha=p\pi/2$ 。当 $p=1$ 时,FRFT 等价于傅里叶变换。复合信号的 FRFT 如图 1 所示,由文献[7]可得,复合信号会在旋转角 α 下的 u_i 处出现冲激,其中:

$$\alpha=\operatorname{arccot}(-k) \tag{8}$$

$$u_i=f_0/\csc\alpha+iT\cot\alpha,i=0,1,\cdots,P-1 \tag{9}$$

因此可以利用 FRFT 的这一特性实现复合信号的参数估计。以一定的步长对旋转角 α 进行搜索,求出每个旋转角所对应的 $X_p(u)$,从而形成 (α,u) 参数平面上的二维分布。在该平面进行搜索最大值,峰值对应的角度为信号的最佳旋转角 $\hat{\alpha}$ 。设定一个合适的门限,在 $\hat{\alpha}$ 的切面下搜索峰值点的位置 $\hat{u}_i$,计算出相邻峰值点之间距离的平均值 $\hat{d}$,其中 $\hat{d}=\frac{1}{\hat{P}-1}\sum_{i=0}^{\hat{P}-2}d_i$, $d_i=|\hat{u}_{i+1}-\hat{u}_i|$, $\hat{P}$ 为峰值的个数,即码元个数的估计值。由式(8)、(9)可得,调频斜率、起始频率与码元宽度参数的估计值分别为

$$\hat{k}=-\cot(\hat{\alpha}),\hat{f}_0=\hat{u}_0\csc\hat{\alpha},\hat{T}=\left|\hat{d}\sec\hat{\alpha}\right| \tag{10}$$

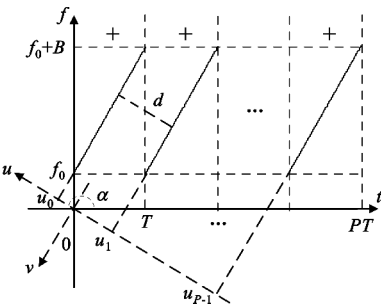


图 1 复合信号的 FRFT 示意图
Fig.1 The principle of FRFT for combined signal

FRFT 可以用快速傅里叶变换(FFT)实现^[9],一次 FRFT 的复杂度仅为 $O(N\ln N)$,其中 N 为数据点数。但是由于信号的参数未知,FRFT 往往直接在 (α,u) 参数空间进行搜索,具有较大的盲目性,需要很大的运算量,同时调频斜率的精度会受搜索步长的影响。因此,为了避免全参数域的搜索以实现参数的快速估计,需要尽可能使用单次的 FRFT。本文通过解线调^[10]估计调频斜率,以引导单次 FRFT,达到减少计算量的目的。

3.2 基于解线调的调频斜率估计

解线调通常用于 LFM 信号参数的快速估计,其易于实现且具有一定的抗噪性。由于复合信号可以看作多个 LFM 信号,因此可以引入解线调用来估计复合信号的调频斜率。设信号的瞬时自相关为

$$B(t,\tau)=r(t+\tau)r^*(t) \tag{11}$$

假设 $0<\tau<T$,且不考虑噪声影响,将式(4)代入,则在第 i 个周期内有

$$B(t,\tau)=\begin{cases} \frac{1}{PT}e^{j(2\pi f_0\tau+\pi k\tau^2)}e^{j2\pi kt\tau},0\leq t-(i-1)T<T-\tau \\ \frac{1}{PT}e^{j(2\pi f_0\tau+\pi k(T-\tau)^2+\varphi_i-\varphi_{i-1})}e^{-j2\pi kt(T-\tau)},T-\tau\leq t-(i-1)T\leq T \end{cases} \tag{12}$$

由上式可得, $B(t, \tau)$ 有两个频率, 分别设为 f_1 与 f_2 , 则有

$$f_1 = k\tau, f_2 = -k(T - \tau) \tag{13}$$

其中 $\varphi_i - \varphi_{i-1} \in \{0, \pm\pi\}$, 若不考虑 f_2 相位的不同, 在每个周期内 f_1 与 f_2 变化的规律相同, 则 $B(t, \tau)$ 可以近似看成周期为 T 的周期信号。由于 τ 是已知的, 因此可以由 f_1 或 f_2 的估计值得到信号的调频斜率。下面讨论 τ 的选取对 $B(t, \tau)$ 频率估计的影响。

由式(12)可得, 当 $0 < \tau \leq 0.5T$ 时, 单周期内 f_1 的持续时间大于 f_2 , 则 f_1 对应的谱线幅度大于 f_2 , 即 f_1 对应检测谱峰的最大值。同时, 在 f_2 中 φ_i 可能不等于 φ_{i-1} , 造成 f_2 具有类似相位编码的特性, 使 f_2 的谱峰展宽, 谱线幅度降低。随着 τ 从 0 逐渐增加至 T , f_1 对应的谱线幅度会减小, f_2 对应的谱线幅度会增加, 则 f_1 的检测能力降低, 抗噪性降低。另一方面, 由式(13)可得, 随着 τ 的增加, f_1 的值增大, 减小了 f_1 估计值的相对误差, 提高了调频斜率的精度。因此, 存在参数估计的精度与检测能力的矛盾。

当 $\tau = 0.5T$ 时, f_1 与 f_2 的能量分布相同。但由于 f_2 有类似编码的特性, 其谱线幅度仍低于 f_1 。在 $\tau > 0.5T$ 的某 τ 处, f_2 的谱线幅度将等于 f_1 , 此时搜索最大谱峰, 无法知道谱峰对应的是 f_1 还是 f_2 。假如 $k > 0$, 搜索的最大值却是 f_2 , 则估计出的 $k < 0$, 出现错解, 不利于估计。

当 $\tau > T$ 时, 以 f_1 为例, 由于 $f_1 = k \bmod(\tau, T)$, $\bmod(\tau, T)$ 表示 τ 对 T 取余, 此时 $f_1/\tau \neq k$, 也会出现错解。综合以上考虑, τ 的理想取值范围可设为 $0.3T \sim 0.5T$ 。

设 $\hat{f}_1$ 为 f_1 的估计值, 则调频斜率的估计值为 $\hat{k} = \hat{f}_1/\tau$ 。为了提高 f_1 的估计精度, 需要进行谱线的修正。由于 f_1 为周期变化的, 其频谱是离散的, 相邻谱线间隔等于码元数。按照文献[11]中利用 3 根谱线确定谱峰位置的方法, 可得 f_1 的估计值为

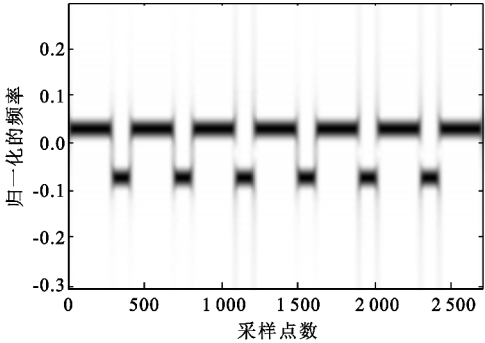
$$\hat{f}_1 = \frac{[m_0 - \hat{P} \cdot \text{real}(\delta)]f_s}{N_F} \tag{14}$$

$$\delta = \frac{X(m_0 + \hat{P}) - X(m_0 - \hat{P})}{2X(m_0) - X(m_0 + \hat{P}) - X(m_0 - \hat{P})} \tag{15}$$

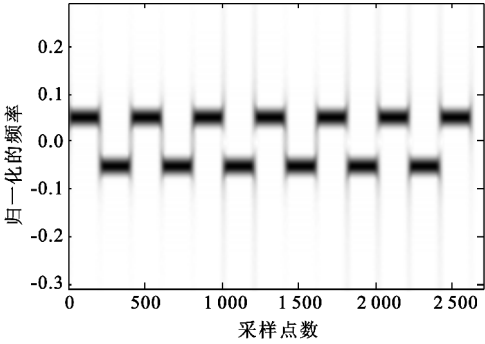
式中, N_F 为 FFT 的点数, f_s 为采样频率, δ 为校正因子, $\text{real}(\cdot)$ 为取实部, m_0 为搜索到的最大谱线位置, $\hat{P}$ 为码元个数的估计值, $X(m)$ 为 FFT 的第 m 根谱线的采样值。该谱线修正方法可以减小 Rife 插值出现的反向补偿, 有利于 f_1 估计精度的提高。

图 2 给出了 $B(t, \tau)$ 取不同 τ 时的特征图, 其中 (a)、(b) 为时频图, 反映了频率随时间的变化规律; (c)、(d) 为频谱图, 反映了 f_1 与 f_2 的频率分布情况。可以看出, f_1 与 f_2 的变化呈现周期性, 在不同

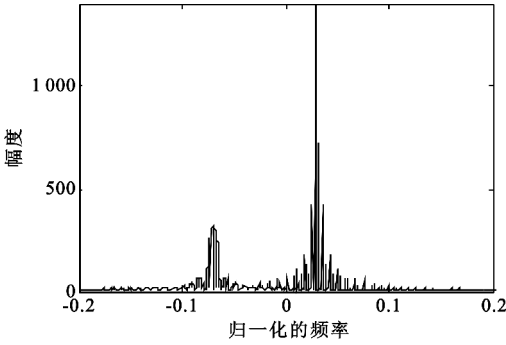
的延时下具有不同的持续时间与频谱幅度, 且谱线是离散的, 与理论分析结果相同。图 2 中信号的具体参数见第 4 节的仿真条件一。



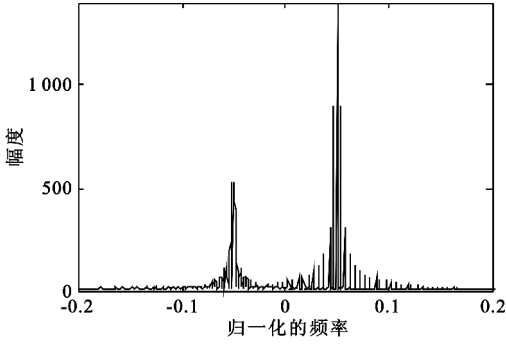
(a) $B(t, 0.3T)$ 的时频图



(b) $B(t, 0.5T)$ 的时频图



(c) $B(t, 0.3T)$ 的频谱图



(d) $B(t, 0.5T)$ 的频谱图

图 2 不同 τ 下的特征图
Fig. 2 Feature image with different delay

3.3 两种算法的综合处理流程

为了最大限度地减小运算量且保持较高的估计精度与抗噪性能,本文采用粗测与精测相结合的方法,进行 FRFT 与解线调的性能互补。算法的具体处理流程如图 3 所示,其中 $\hat{k}_c, \hat{k}_f, \hat{T}_c, \hat{T}_f$ 分别为调频斜率与码元宽度的粗、精估计值。本文先采用一次解线调粗略地估计出信号的调频斜率,根据调频斜率得到旋转角后进行一次 FRFT,估计峰值距离得到信号的码元宽度的粗略值及码元个数。再由码元宽度得到较好的延时,进行第二次解线调得到调频斜率的精确估计。最后进行第二次 FRFT,得到码元宽度的精确值与起始频率的估计值。

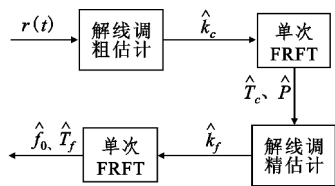


图 3 信号处理流程图
Fig. 3 Flow chart of signal processing

设两次解线调选取的延时分别为 τ_0, τ_1 。在第一次解线调时,由于 T 是未知的,理想的延时范围无法进行选取。由 3.2 节分析可知,为了使解线调不至于出现错解(即保证 $\tau_0 \leq 0.5T$),只能尽量将 τ_0 取小些,从而得到调频斜率的粗估计。由于实际的采样频率较高, T 内的采样点数一般大于 100 点,因此本文取 τ_0 为 50 个采样点,则有 $\hat{k}_c = \hat{f}_1 / \tau_0$ 。同时,由于 P 也是未知的,则第一次解线调不进行谱线修正。

在第二次解线调时,码元宽度可由第一次 FRFT 粗略估计,因此可选取合适的延时,本文取 $\tau_1 = 0.5\hat{T}_c$,则有 $\hat{k}_f = \hat{f}_1 / \tau_1$ 。由于第一次 FRFT 可以估计出 $\hat{P}$,则可进行 $\hat{f}_1$ 的谱线修正。 $\hat{k}_c$ 虽然精度低于 $\hat{k}_f$,但受噪声影响更小。为避免低 SNR 下 $\hat{T}_c$ 的估计误差较大,造成第二次解线调出现错解,则设置当 $\hat{k}_f$ 与 $\hat{k}_c$ 的相对误差超过 2% 时,以 $\hat{k}_c$ 作为 k 最终的估计值。

3.4 计算量分析

在本文算法中,两次解线调求调频斜率约需要 $4N+2M\text{lb}N$ 次复乘(复数乘法),两次 FRFT 采用 FFT 约需要 $2N\text{lb}N$ 次复乘,因此,本文算法的复杂度约为 $O(N\text{lb}N)$,其中 N 为复合信号作 FFT 的点数。与之相比,文献[5]在不计 Radon 变换的情况下,其计算复杂度约为 $O(ML_0\text{lb}L_0)$,文献[6]的计算复杂度约为 $O(N_\alpha L\text{lb}L)$,其中 M 为子带个数, L_0 为子带长度, N_α 为 FRFT 旋转角度的个数。可以看出,本文的计算量远小于这两种常用算法,可用于复合信号

参数的快速估计。

4 算法仿真及分析

(1) 仿真条件一: 设中频采样频率为 200 MHz, 复合信号的幅度为 1, 起始频率为 30 MHz, 调频带宽为 20 MHz, 码元宽度为 2 μs , 二相编码取 7 位巴克码, 即 P 为 7, φ_i 的变化规律为 $[1110010] \times \pi$ 。噪声均值为 0, 方差由 SNR 的大小决定, 噪声带宽设为 100 MHz。SNR 范围为 -10 ~ 5 dB, 对复合信号每隔 1 dB 作 500 次 Monte-Carlo 实验。文献[5]方法与文献[6]方法相比, 抗噪性相当, 但实现更为复杂, 因此选用后者进行对比实验。设置文献[6]中 p 的搜索步长为 0.01。参数估计的归一化均方根误差 (NRMSE) 定义为

$$e_x = \sqrt{\frac{1}{N_s} [\sum_{i=1}^{N_s} (x_i - x)^2]} / x \tag{16}$$

式中, x_i 为参数 x 的第 i 次估计值, N_s 为仿真次数。
图 4 和 5 分别是本文算法在 SNR 为 0 dB 下第二次的解线调与 FRFT 的效果图。可以看出, 解线调在进行调频斜率估计时具有较强的抗噪性, 能够很好地检测到峰值; 而 FRFT 的峰值能量较为集中, 有利于参数的估计, 这与文献[6]进行角度搜索的效果是一致的。

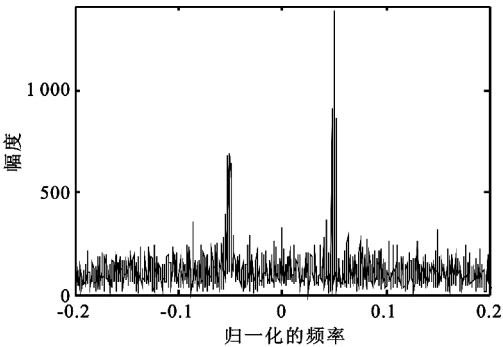


图 4 第二次解线调
Fig. 4 The second dechirp

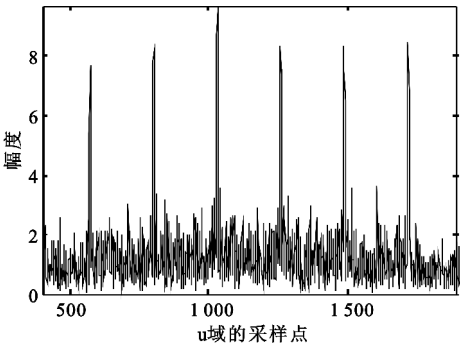


图 5 第二次 FRFT
Fig. 5 The second FRFT

(2) 仿真条件二:其他仿真条件不变,取相位编码为 13 位巴克码。

图 6 给出了 SNR 为 -10 dB 下第一次解线调的效果图,可以看到很明显的峰值。图 7 为各参数的 NRMSE,其中“ k 、 T 、 f_0 条件一”分别为本文算法在仿真条件一下调频斜率、码元宽度、起始频率的 NRMSE,“ k 文献[6]”为文献[6]在仿真条件一下调频斜率的 NRMSE,“ k 条件二”为本文算法在仿真条件二下调频斜率的 NRMSE。可以看出,当 SNR 在 -6 dB 以上时,本文算法具有较低的 NRMSE,即较高的估计精度,与文献[6]的性能接近。随着码元个数的增加,解线调时进行了多个周期信号的累积,增加了处理增益,提高了算法的抗噪性,因此在 SNR 为 -10 dB 时仍能由第一次解线调估计出调频斜率,而此时单纯用 FRFT 进行二维搜索,已很难准确估计出调频斜率。因此,在较大的码元个数下,本文算法估计调频斜率的性能要优于文献[6]。同时,每个码元内信号的 FRFT 是相互独立的,码元的增加并不能提高本文其他参数的抗噪性,即码元宽度与起始频率在仿真条件一、二的估计性能相同。

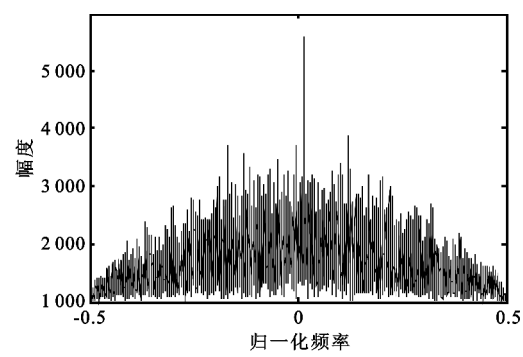


图 6 第一次解线调
Fig. 6 The first dechirp

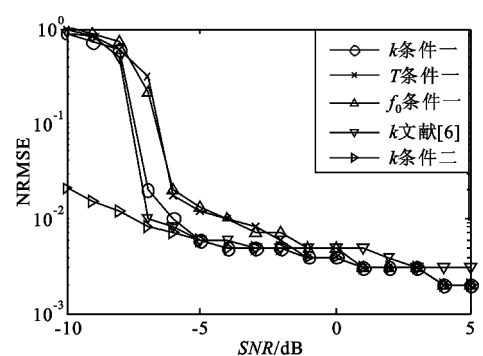


图 7 各参数的 NRMSE
Fig. 7 NRMSE of different parameter

5 结束语

本文提出了 FRFT 结合解线调进行 LFM-PRBC 复合信号参数估计的算法。该方法通过两次解线调与两次固定旋转角下的 FRFT 实现了复合信号参数的快速估计。与文献[5-7]中的方法相比,本文算法的计算量最低。同时,仿真实验表明,本文算法抗噪性很强,估计精度较高,可以达到甚至部分超过文献[6]的性能,具有一定的实际应用意义。但是,由于本文基于信号完整且时宽已知的假设,如果时宽不完整或含有噪声前沿,将会对一些参数的估计性能造成影响,这需要进一步研究。

参考文献:

[1] Pace P E. Detecting and classifying low probability of intercept radar[M]. Norwood, MA: Artech House, 2009.

[2] Song Jun, Liu Yu. The recognition of hybrid modulation signal combined with PRBC and LFM[C]//Proceedings of 2012 IEEE International Conference on Signal Processing. Beijing: IEEE, 2012: 1720-1723.

[3] 张佳芬, 和小冬, 唐斌. 伪码-线性调频信号快速参数估计算法[J]. 电讯技术, 2009, 49(12): 100-104.
ZHANG Jia -fen, HE Xiao-dong, TANG Bin. A Fast Parameter Estimation Approach for Multiplieative Signal Combined PRBC and LFM[J]. Telecommunication Engineering, 2009, 49(12): 100-104. (in Chinese)

[4] 何丹娜, 张天骐, 高春霞, 等. 线性调频-伪码调相复合信号的伪码盲估计新算法[J]. 电讯技术, 2012, 52(6): 906-912.
HE Dan-na, ZHANG Tian-qi, GAO Chun-xia, et al. A New Blind Estimation Algorithm for PN Code of Reconnaissance Signal Combined PRBC and LFM[J]. Telecommunication Engineering, 2012, 52(6): 906-912. (in Chinese)

[5] 沈伟, 赵拥军, 刘成城, 等. 高斯噪声下伪码-线性调频复合信号参数提取方法[J]. 数据采集与处理, 2012, 27(4): 450-455.
SHEN Wei, ZHAO Yong-jun, LIU Cheng-cheng, et al. Parameter Extraction Method of Radar Signal Combined PRBC and LFM with Gaussian Noise[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2012, 27(4): 450-455. (in Chinese)

[6] 向崇文, 黄宇, 王泽众, 等. 基于 FrFT 的线性调频-伪码调相复合调制雷达信号截获与特征提取[J]. 电讯技术, 2012, 52(9): 1486-1491.
XIANG Chong-wen, HUANG Yu, WANG Ze-zhong, et al. Interception and Feature Extraction of LFM - PRBC Combined Modulation Radar Signal Based on FrFT[J]. Telecommunication Engineering, 2012, 52(9): 1486-

1491. (in Chinese)

[7] 唐江,赵拥军,朱健东,等. 基于 FrFT 的伪码-线性调频信号参数估计算法[J]. 信号处理,2012,28(9): 1271-1277.

TANG Jiang, ZHAO Yong-jun, ZHU Jian-dong, et al. FrFT-based Parameter Estimation for PRBC-LFM Signals [J]. Journal of Signal Processing, 2012, 28(9): 1271-1277. (in Chinese)

[8] Almeida L B. The Fractional Fourier Transform and Time-Frequency Representations [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11): 3084-3091.

[9] Ozaktas H M, Arikan O, Kukay A A, et al. Digital Computation of the Fractional Fourier Transform [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(9): 2141-2150.

[10] Peleg S, Porat B. Linear FM signal parameter estimation from discrete-time observations [J]. IEEE Transactions on AES, 1991, 27(4): 607-615.

[11] Lyons R G. Understanding Digital Signal Processing [M]. San Antonio, TX: Pearson Education, 2004.

作者简介:



刘 勇(1990—),男,江苏兴化人,2012 年获工学学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为复杂调制雷达信号的处理;

LIU Yong was born in Xinghua, Jiangsu Province, in 1990. He received the B. S. degree in 2012. He is now a graduate student. His research concerns complex modulation radar signals processing.

Email: xhliuyong@sina.com

张国毅(1965—),男,吉林长春人,教授、博士生导师,主要研究方向为雷达信号处理。

ZHANG Guo-yi was born in Changchun, Jilin Province, in 1965. He is now a professor and also the Ph. D. supervisor. His research concerns radar signals processing.



简讯

《<电讯技术>年度报告(2013 年)》首次发布

在编辑部的努力下,《<电讯技术>年度报告(2013 年)》已正式发布,这是本刊编辑部首次以年度报告的形式展示和总结上年度工作。该报告由副总编赵勇策划、编写和排版。

根据《<电讯技术>编辑委员会章程》,编辑部原则上每年应向编委会汇报工作。由于多方面原因,2013 年编委会会议未能召开。为了系统、全面总结工作,为今后发展提供借鉴和参考,编者在 2013 年年底准备的汇报材料基础上,经过多次补充、修改和完善,历时半年,终于完成了《<电讯技术>年度报告(2013 年)》(后文简称《年度报告》)。

编制《电讯技术》年度报告,是编辑部和编者的一次大胆和创新的尝试。编者通过大量数据分析,参阅国内知名期刊评价体系相关统计结果,客观记录了《电讯技术》2013 年的发展轨迹,以图文并茂的形式全面展示了编辑部过去一年的工作情况,较为系统地总结了取得的成绩和宝贵经验,实事求是地分析了存在的问题和不足,并提出了具体的发展建议和措施。《年度报告》有助于完整而客观地了解《电讯技术》的发展现状,推动同行各期刊之间的相互交流与借鉴,促进《电讯技术》的可持续发展。同时,编制此报告还有一个目的,那就是让各级领导、广大技术人员、作者和读者深入了解编辑部的真实工作,真切体会编辑人员“为人作嫁衣”的艰辛与付出。

该《年度报告》的发布,改变了编辑部无年度报告的历史,为今后编辑部开展工作提供了清晰的思路,同时,也开创了总结工作的新模式。

(本刊编辑部)