

## LFM-BPSK 复合调制信号识别与参数估计

宋 军<sup>1,2</sup> 刘 渝<sup>1</sup> 薛妍妍<sup>1</sup>

(1. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 南京, 210016; 2. 南京林业大学信息学院, 南京, 210037)

**摘要:**首先介绍了相位编码与线性调频(Linear frequency modulation and binary phase shift keying, LFM-BPSK)复合调制信号的模型,并分析了其相位特征及概率密度函数,然后通过分段滤波提高信号的输出信噪比。采用二叉树方法,基于相位展开和瞬时频率对 LFM-BPSK 复合调制信号、BPSK 信号和 LFM 信号进行了识别,并讨论和分析了纽曼-皮尔逊(N-P)准则下识别门限的选取。接着对 LFM-BPSK 复合调制信号进行参数估计;最后用 Matlab 对 LFM-BPSK 复合调制信号的识别进行了仿真实验,并对识别后的信号进行了参数估计的仿真。结果表明,本文方法在较低信噪比下仍能实现较好的识别性能和参数估计精度。

**关键词:** LFM-BPSK 复合调制; 信号识别; 瞬时频率; 参数估计

中图分类号: TN974; TN955

文献标志码: A

文章编号: 1005-2615(2013)02-00217-08

## Parameter Estimation and Recognition of Hybrid Modulated Signal Combining BPSK with LFM

Song Jun<sup>1,2</sup>, Liu Yu<sup>1</sup>, Xue Yanyan<sup>1</sup>

(1. College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China;

2. Department of Information Science & Technology, Nanjing Forestry University, Nanjing, 210037, China)

**Abstract:** The parameter estimation and recognition of hybrid modulated signal combining binary phase shift keying (BPSK) with linear frequency modulation (LFM) are investigated. Firstly, the models of the considered signals and the probability density functions (PDF) of their phase are presented. In order to improve the signal to noise ratio (SNR), a section-by-section filter is used. Then, with the help of binary tree, a recognition methodology is presented for signals including LFM-BPSK hybrid modulated signal, BPSK signal and LFM signal based on phase unwrapping and instantaneous frequency. What's more, the decision thresholds of recognition based on Neyman-Pearson (N-P) criterion are discussed. Then the parameter estimation of LFM-BPSK signal is proposed. Finally, the simulations on parameter estimation and recognition of LFM-BPSK signal are implemented, and results indicate that the methodology possesses fine recognition performance and accurate estimation with proper SNR.

**Key words:** LFM-BPSK combined modulation; signal recognition; instantaneous frequency; parameter estimation

为了适应复杂的电磁环境,现代雷达系统存在使用复合调制信号的趋势,其中,相位编码(Binary phase shift keying, BPSK)与线性调频(Linear

frequency modulation, LFM)复合调制信号兼具 BPSK 信号和 LFM 信号的诸多优点,而且具有良好的抗干扰性能和低截获概率(Low probability of

基金项目:江苏省高校优势学科建设工程资助项目。

收稿日期:2012-05-04;修订日期:2012-12-07

通信作者:刘渝,男,教授,博士生导师,E-mail:liuyu-nuaa@yahoo.com.cn。

interception, LPI)特性,近年来引起人们的广泛关注<sup>[1-7]</sup>。

文献[3~5]分别采用不同的算法实现了 LFM-BPSK 复合调制信号的参数估计,但都没有讨论信号的识别问题。文献[6,7]通过研究复合调制信号的谱相关函数,并对谱相关包络峰值的个数进行检测,在峰值个数满足不同门限的条件下实现了 LFM-BPSK 复合调制信号与 BPSK 信号的识别,同时进行参数估计。由于循环谱相关函数对高斯白噪声良好的免疫性,该调制识别方法性能良好,但其中有关门限的选取并没有讨论,且计算量较大。

本文针对 LFM-BPSK 复合调制信号的识别和参数估计进行了研究。首先采用二叉树的方法,基于相位展开对 LFM-BPSK 复合调制信号、BPSK 信号和 LFM 信号进行了识别,并讨论和分析了纽曼-皮尔逊(N-P)准则下识别门限的选取;接着通过平方消除 BPSK 的相位编码,运用牛顿迭代法估计出 LFM 信号的起始频率和调频率,并构造原 LFM 信号,变换得到基带 BPSK 信号,再利用 Haar 小波法实现 BPSK 解码。仿真结果表明,本文方法在较低信噪比下仍能实现较好的识别性能和参数估计精度。

## 1 信号模型

### 叠加噪声的信号模型

$$x(n) = A \exp[j(2\pi f_c t n + \pi k_0 t^2 n^2 + \theta(n))] + w(n) \quad (1)$$

式中: $f_c$ 为信号载频; $k_0$ 为调频斜率; $t$ 为采样间隔; $\theta(n)$ 为相位编码; $A$ 为信号幅度; $w(n)$ 为零均值加性复高斯白噪声序列,其实部与虚部相互独立,且与信号互不相关。方差为 $\sigma^2$ ,不失一般性,将噪声方差归一化为 $\sigma^2 = 2$ ;信号总的样本数为 $N$ ;信号调制方式主要体现在相位函数变化上。

(1) 对线性调频信号(LFM): $\theta(n) = \theta_0$ , $\theta_0$ 为常数;

(2) 对二相编码信号(BPSK): $k_0 = 0$ , $\theta(n) = \pi \cdot d_2(n)$ 为二元相位编码,且 $d_2(n) \in \{0, 1\}$ ,码速率为 $R_b$ ;

(3) 对二相编码与线性调频(LFM-BPSK)复合调制信号: $k_0 \neq 0$ , $\theta(n) = \pi \cdot d_2(n)$ ,其中 $d_2(n)$ 如前所述。

将式(1)改写成下列形式

$$x(n) = [1 + v(n)] \cdot A \exp[j(2\pi f_c t n + \pi k_0 t^2 n^2 + \theta(n))] \quad (2)$$

式中

$$v(n) = \frac{1}{A} w(n) \exp[j(-2\pi f_c t \cdot n - \pi k_0 t^2 n^2 - \theta(n))] \quad (3)$$

其均值与方差分别为

$$E[v(n)] = 0$$

$$\text{var}[v(n)] = E |v(n) - E[v(n)]|^2 = \frac{2}{A^2} = \frac{1}{\text{SNR}}$$

令

$$v(n) = \frac{1}{A} [v_{re}(n) + j \cdot v_{im}(n)] \quad (4)$$

则: $\text{var}[v_{re}(n)] = \text{var}[v_{im}(n)] = 1$ , $v_{re}(n) \sim N(0, 1)$ , $v_{im}(n) \sim N(0, 1)$ , $N(0, 1)$ 表示0均值方差为1的高斯分布。

$$1 + v(n) = 1 + \frac{1}{A} v_{re}(n) + j \frac{1}{A} v_{im}(n) = \frac{1}{A} \sqrt{[A + v_{re}(n)]^2 + v_{im}(n)^2} e^{j \arctan \left[ \frac{v_{im}(n)}{A + v_{re}(n)} \right]} \quad (5)$$

因此,信号表达式(1)可重写为

$$x(n) = \sqrt{[A + v_{re}(n)]^2 + v_{im}(n)^2} \cdot e^{j(2\pi f_c t n + \pi k_0 n^2 t^2 + \theta(n))} \cdot e^{j \arctan \left[ \frac{v_{im}(n)}{A + v_{re}(n)} \right]} \quad (6)$$

由此可见,噪声对信号的影响表现为对幅度和相位的干扰,且受污染后的信号相位为

$$\phi(n) = m(n) + \arctan \left[ \frac{v_{im}(n)}{A + v_{re}(n)} \right] \quad (7)$$

式中: $m(n) = 2\pi f_c n t + \pi k_0 n^2 t^2 + \theta(n)$ 是信号相位; $\arctan \left[ \frac{v_{im}(n)}{A + v_{re}(n)} \right]$ 为噪声对信号相位的干扰,称为等效相位噪声,并表示为 $\phi_w = \phi_w(n) = \arctan \left[ \frac{v_{im}(n)}{A + v_{re}(n)} \right]$ 。

$\phi_w(n)$ 在给定 $\theta(n)$ 时的条件概率密度<sup>[8]</sup>为

$$f(\phi_w | \theta) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{A^2}{2}} + \frac{A \cos(\phi_w - \theta)}{2\sqrt{2}\pi} e^{-\frac{A^2 \sin^2(\phi_w - \theta)}{2}} \cdot \left[ 1 + \text{erf} \left( \frac{A \cos(\phi_w - \theta)}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad (8)$$

式中, $\text{erf}(\cdot)$ 为误差函数。令 $\gamma = A^2/2$ 为信噪比,则式(8)可以写为

$$f(\phi_w | \theta) = \frac{1}{2\pi} e^{-\gamma} + \frac{\sqrt{\gamma} \cos(\phi_w - \theta)}{2\sqrt{\pi}} e^{-\gamma \sin^2(\phi_w - \theta)} \cdot [1 + \text{erf}(\sqrt{\gamma} \cos(\phi_w - \theta))] \quad (9)$$

## 2 LFM-BPSK 复合调制信号的识别

通过上述分析发现,信号的相位受到噪声的干扰,这也是 LFM-BPSK 复合调制信号与 BPSK 信号和 LFM 信号在低信噪比下难以区分的主要原因。

本文采用二叉树的方法对 LFM-BPSK 复合调制信号进行识别,首先通过瞬时频率变化率特征,实现{LFM-BPSK,BPSK}类信号与 LFM 信号的识别;然后针对{LFM-BPSK,BPSK}类信号通过相位曲线的线性回归识别 LFM-BPSK 复合调制信号和 BPSK 信号。

### 2.1 {LFM-BPSK,BPSK}和 LFM 信号的识别

比较{LFM-BPSK,BPSK}和 LFM 信号可以发现,{LFM-BPSK,BPSK}信号的相位中存在相位编码信息,这给信号识别提供了依据。

对式(7)相位求差分得到信号的瞬时频率

$$f_{\text{inf}}(n) = \frac{1}{2\pi t}(\phi(n+1) - \phi(n)) = f_n + \frac{f_s}{2\pi}[\theta(n+1) - \theta(n)] + \text{ins}_w(n) \quad (10)$$

式中: $f_s = \frac{1}{t}$ 为采样频率; $\text{ins}_w(n) = \frac{f_s}{2\pi}[\phi_w(n+1) - \phi_w(n)]$ 为等效相位噪声对瞬时频率的干扰,简称等效瞬频噪声; $f_n = f_c + \frac{k_0}{2f_s}(1+2n)$ 为瞬时频率中的确定量,为简化表示,将瞬时频率中的确定量省略,记为

$$\hat{f}_{\text{inf}}(n) = \frac{f_s}{2\pi}[\theta(n+1) - \theta(n)] + \text{ins}_w(n) \quad (11)$$

式中: $\frac{f_s}{2\pi}[\theta(n+1) - \theta(n)]$ 为相位编码在瞬时频率中的反映,若不存在相位跳变,则  $\theta(n+1) - \theta(n) = 0$ ,此时式(11)为

$$\hat{f}_{\text{inf}}(n) = \text{ins}_w(n) \quad (12)$$

若在  $n+1$  时刻存在相位跳变,即  $\theta(n+1) - \theta(n) = \pi$ ,此时式(11)为

$$\hat{f}_{\text{inf}}(n) = \frac{f_s}{2} + \text{ins}_w(n) \quad (13)$$

式(12,13)表明,在存在相位跳变时,瞬时频率变化率有较大的突变。作者得到启发,可以通过对瞬时频率变化率突变的检测实现相位编码信息的识别,但问题是:检测的门限如何设置?

当  $\gamma=0$ ,即不存在信号的情况下,式(9)可简写为

$$f(\phi_w | \theta) = f(\phi_w) = \frac{1}{2\pi} \quad (14)$$

此时,等效相位噪声为均匀分布。

当  $\gamma \gg 1$ ,即高信噪比的条件下

$$f(\phi_w | \theta) = \frac{\sqrt{\gamma} \cos(\phi_w - \theta)}{\sqrt{\pi}} e^{-\gamma \sin^2(\phi_w - \theta)} \doteq \sqrt{\frac{\gamma}{\pi}} \exp(-\gamma(\phi_w - \theta)^2) \quad (15)$$

显然,式(15)是高斯密度函数,均值为  $\theta$ ,方差为  $1/2\gamma$ 。这说明信噪比较低时,等效相位噪声  $\phi_w$  趋于均匀分布;当信噪比较高时, $\phi_w$  趋于高斯分布,且方差反比于信噪比。

为验证上述推导,作者进行了 50 000 次数值仿真  $\phi_w(n)$  在不同信噪比下的概率分布图(图 1)。

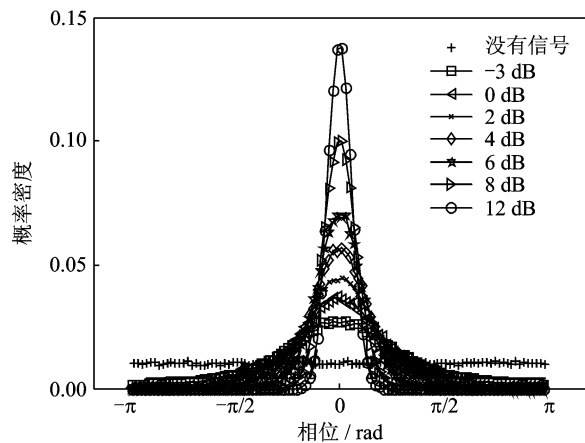


图 1  $\phi_w(n)$  在不同信噪比时的概率分布

由式(15)及仿真可以发现,当信噪比不高时,等效相位噪声的方差较大,这就意味着展开后的信号相位易受噪声的污染,即使存在相位编码信息,也容易淹没在噪声中。为此,作者采用文献[9]提出的分段滤波方法,以提高信号的输出信噪比。分段滤波的核心思想是,将信号分成若干段,每段样本数为  $N_1$ ,再对每一段信号进行频域窄带滤波(取  $p$  根频谱谱线)后,在时域重新将信号样本拼接。这种分段滤波可有效地提高信噪比约  $10\log(N_1/p)$  dB,从而抑制了等效相位噪声对展开后信号相位的干扰。

经过分段滤波处理后的信号其输出信噪比有明显的改善,可将  $\phi_w(n)$  近似为高斯分布

$$\phi_w(n) \sim N(0, 1/2\gamma) \quad (16)$$

但经过分段滤波处理后, $\phi_w(n)$  的样本间不可避免地引入相关性。此时,等效瞬频噪声  $\text{ins}_w(n) = \frac{f_s}{2\pi}[\phi_w(n+1) - \phi_w(n)]$  的方差为

$$\sigma_{ins}^2 = \frac{f_s^2}{4\pi^2} D[\phi_w(n+1) - \phi_w(n)] = \frac{f_s^2}{4\pi^2} \left( \frac{1}{\gamma} + r_\phi \right) \quad (17)$$

式中:  $r_\phi$  为  $\phi_w(n)$  样本间的相关系数, 该值与分段滤波的门函数宽度有关, 可通过门函数的 Fourier 变换求得。

由于等效瞬频噪声的标准差  $\sigma_{ins}$  是信噪比  $\gamma$  的函数, 在工程应用中, 必须首先进行信噪比估计<sup>[10]</sup>

$$\hat{\gamma} = \frac{\sqrt{2M_2^2 - M_4}}{M_2 - \sqrt{2M_2^2 - M_4}} \quad (18)$$

式中:  $M_2$  和  $M_4$  分别表示信号样本的二阶矩量和四阶矩量。

这样, 等效瞬频噪声  $ins_w(n)$  的分布即可表示为

$$ins_w(n) \sim N(0, \hat{\sigma}_{ins}^2) \quad (19)$$

式中

$$\hat{\sigma}_{ins}^2 = \frac{f_s^2}{4\pi^2} \left( \frac{1}{\hat{\gamma}} + r_\phi \right) \quad (20)$$

做如下二元假设:

$H_0$ : 样本中无相位跳变;

$H_1$ : 样本中有相位跳变。

考虑瞬时频率变量  $\hat{f}_{inf}(n)$  的概率密度函数

$$p_0(f) = \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi} \hat{\sigma}_{ins}} \right] \cdot \exp \left[ -\frac{f^2}{2 \hat{\sigma}_{ins}^2} \right] \quad (21)$$

$$p_1(f) = \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi} \hat{\sigma}_{ins}} \right] \cdot \exp \left[ -\frac{\left( f - \frac{f_s}{2} \right)^2}{2 \hat{\sigma}_{ins}^2} \right] \quad (22)$$

根据 N-P 准则, 给定虚警概率为  $P_{f1}$ , 则

$$P_{f1} = P(D_1 | H_0) =$$

$$\int_{\lambda}^{\infty} p_0(f) df = \int_{\lambda}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \hat{\sigma}_{ins}} \cdot \exp \left[ -\frac{f^2}{2 \hat{\sigma}_{ins}^2} \right] df \quad (23)$$

式中,  $\lambda$  为检测门限, 可数值解出。对应的检测概率  $P_{d1}$  为

$$P_{d1} = P(D_1 | H_1) = \int_{\lambda}^{\infty} p_1(f) df = \int_{\lambda}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \hat{\sigma}_{ins}} \cdot \exp \left[ -\frac{\left( f - \frac{f_s}{2} \right)^2}{2 \hat{\sigma}_{ins}^2} \right] df \quad (24)$$

工程中, 由于 BPSK 信号相位跳变点一般大于 1<sup>[7]</sup>, 若相位跳变点共  $L_0$  个, 则在信号样本序列中检测到多于  $L_1$  个的相位跳变信息, 即可判定为信号含有 BPSK 编码。

这样, 信号相位编码信息二元假设检验流程如下:

(1) 对信号进行分段滤波后相位展开, 并进一步得到如式(10,11)瞬时频率  $\hat{f}_{inf}(n)$ 。

(2) 用式(19)进行输出信噪比估计, 并采用式(20)得到等效瞬频噪声  $ins_w(n)$  的方差  $\hat{\sigma}_{ins}^2$ 。

(3) 在给定虚警概率  $P_{f1}$  的前提下, 由式(23)计算检测门限  $\lambda$ 。

(4) 通过对  $\hat{f}_{inf}(n)$  与检测门限  $\lambda$  比较, 若  $\hat{f}_{inf}(n) > \lambda$ , 则判为  $H_1$ , 即存在相位跳变信息; 否则判为  $H_0$ , 即不存在相位跳变信息。若在  $L_1$  个不连续的样本处检测出相位跳变信息, 则识别信号为 {LFM-BPSK, BPSK} 类信号, 否则信号为 LFM 信号。

## 2.2 LFM-BPSK 复合调制信号与 BPSK 信号的识别

根据信号模型表达式(1), LFM-BPSK 复合调制信号与 BPSK 信号的区别在于 LFM-BPSK 复合调制信号中调频斜率  $k_0 \neq 0$ , 而 BPSK 信号中  $k_0 = 0$ 。在 2.1 节信号相位编码信息已经检测的基础上, 可以从信号展开后的相位表达式(7)中剔除相位编码  $\theta(n)$ , 从而式(7)可重写为

$$\tilde{\phi}(n) = c_c \cdot n + c_v \cdot n^2 + \phi_w(n) \quad (25)$$

式中,  $c_c = 2\pi f_c t$ ,  $c_v = \pi k_0 t^2$ 。

对于 BPSK 信号, 由于  $k_0 = 0$ , 此时式(25)为含噪声的线性模型

$$\tilde{\phi}(n) = 2\pi f_c n t + \arctan \left[ \frac{v_{im}(n)}{A + v_{re}(n)} \right] = c_c \cdot n + \phi_w(n) \quad (26)$$

而相对的 LFM-BPSK 复合调制信号, 式(25)为含噪声的二次曲线模型, 这样, 可以通过检测用线性模型进行回归时是否存在失拟来实现信号的识别。

根据文献[11~13], 对于观测数据  $(\tilde{\phi}(n), n)$ ,  $n=1, \dots, N$ , 选择式(26)的简单线性模型

$$\tilde{\phi}(n) = c_1 \cdot n + c_0 + e_n \quad n=1, \dots, N \quad (27)$$

式中:  $e_n$  为随机噪声;  $c_0, c_1$  为回归系数。用最小二乘法对回归系数进行估计, 得到回归方程

$$\hat{\phi}(n) = \hat{c}_1 \cdot n + \hat{c}_0 \quad n=1, \dots, N \quad (28)$$

则  $\hat{e}_n = \tilde{\phi}(n) - \hat{\phi}(n)$  为在  $n$  点的拟合误差, 定义残差为  $\xi = \sum_{n=1}^N \hat{e}_n^2$ 。残差体现了回归方程采用线性模型拟合的匹配程度, 从而确定是否失拟, 并进一步

识别 LFM-BPSK 复合调制信号和 BPSK 信号。

比较式(26~28),可得到 BPSK 信号时的回归方程系数及拟合误差<sup>[13]</sup>

$$\begin{cases} \hat{c}_1 \approx c_c \\ \hat{c}_0 \approx 0 \\ \hat{e}_n = \tilde{\phi}(n) - \hat{\phi}(n) \approx \phi_w(n) \end{cases} \quad (29)$$

此时残差为

$$\xi = \sum_{n=1}^N \hat{e}_n^2 \doteq \sum_{n=1}^N \phi_w(n)^2 \quad (30)$$

根据前文分析,等效相位噪声  $\phi_w(n)$  可近似为均值为零、方差为  $1/2\gamma$  的高斯噪声,此时式(30)所示残差的概率密度即为  $\Gamma$  密度<sup>[14]</sup>

$$p_0(\xi) = [(1/\gamma)^{N/2} \Gamma(N/2)]^{-1} \cdot \xi^{N/2-1} \cdot e^{-\xi/\gamma} \quad (31)$$

式中,  $\Gamma[\cdot]$  表示 gamma 密度函数。

其均值和方差<sup>[14]</sup>为

$$\begin{aligned} E[\xi] &= N/2\gamma \\ \text{var}[\xi] &= N/2\gamma^2 \end{aligned} \quad (32)$$

而对于 LFM-BPSK 复合调制信号,其相位曲线为式(25)的含噪声二次曲线模型,在采用式(28)的线性模型回归时,因失拟而导致的残差必然增大

$$\begin{aligned} \xi &= \sum_{n=1}^N \hat{e}_n^2 = \\ & \sum_{n=1}^N [c_v \cdot n^2 + (c_c - \hat{c}_1)n + \phi_w(n) - \hat{c}_0]^2 \end{aligned} \quad (33)$$

根据式(29),忽略  $(c_c - \hat{c}_1)$  和  $\hat{c}_0$  的影响,则式(33)为

$$\begin{aligned} \xi &= \sum_{n=1}^N \hat{e}_n^2 = \sum_{n=1}^N [c_v \cdot n^2 + \phi_w(n)]^2 = \\ & \sum_{n=1}^N [a(n) + \phi_w(n)]^2 \end{aligned} \quad (34)$$

式中,  $a(n) = c_v \cdot n^2 = \pi k_0 n^2 t^2$ 。

式(34)所示残差的概率密度为非中心的  $\chi^2$  密度<sup>[14]</sup>

$$p_1(\xi) = \gamma(\xi/S)^{(N-2)/4} e^{-(\xi+S)\gamma} I_{N/2-1}[2\gamma(\xi \cdot S)^{1/2}] \quad (35)$$

式中:  $S = \sum_{n=1}^N a(n)^2 = \pi^2 k_0^2 t^4 N(N+1)(2N+1) \cdot (3N^2+3N-1)/30$ ;  $I_m[\cdot]$  表示  $m$  阶第一类修正贝塞尔函数。

其均值和方差<sup>[14]</sup>为

$$\begin{aligned} E[\xi] &= S + N/2\gamma \\ \text{var}[\xi] &= 2S/\gamma + N/2\gamma^2 \end{aligned} \quad (36)$$

式(30~36)说明,采用线性模型回归时,针对 LFM-BPSK 复合调制信号和 BPSK 信号,其相位曲线拟合的残差有明显差别。因此,可以作为信号识别的依据。

具体流程如下:

(1) 在 2.1 节基础上,剔除相位表达式(7)中相位编码  $\theta(n)$ ,从而得到式(27)的相位曲线,并根据式(19)估计信噪比  $\hat{\gamma}$ 。

(2) 采用如式(27)的线性模型对步骤(1)的相位曲线进行回归,并计算拟合残差  $\xi = \sum_{n=1}^N \hat{e}_n^2$ 。

(3) 给出二元假设。

$H_0$ : 线性模型回归时不失拟;

$H_1$ : 线性模型回归时失拟。

根据 N-P 准则,给定虚警概率为  $P_{f2}$ ,则有

$$P_{f2} = P(\xi > V_{se}) = \int_{V_{se}}^{\infty} p_0(\xi) d\xi =$$

$$\int_{V_{se}}^{\infty} [(1/\hat{\gamma})^{N/2} \Gamma(N/2)]^{-1} \xi^{N/2-1} \cdot e^{-\xi/\hat{\gamma}} d\xi \quad (37)$$

式中  $V_{se}$  为检测门限,该检测门限对应的检测概率  $P_{d2}$  为

$$P_{d2} = P(\xi > V_{se}) = \int_{V_{se}}^{\infty} p_1(\xi) d\xi =$$

$$1 - \int_0^{V_{se}} p_1(\xi) d\xi = 1 -$$

$$\int_0^{V_{se}} \hat{\gamma}(\xi/S)^{(N-2)/4} e^{-(\xi+S)\hat{\gamma}} I_{N/2-1}[2\hat{\gamma}(\xi \cdot S)^{1/2}] d\xi \quad (38)$$

(4) 在给定虚警概率  $P_{f2}$  的情况下,若  $\xi > V_{se}$ ,则选择  $H_1$ ,即线性模型回归时失拟,此时意味着信号为 LFM-BPSK 复合调制信号;否则选择  $H_0$ ,即信号为 BPSK 信号。

### 3 LFM-BPSK 复合调制信号的参数估计

#### 3.1 LFM 中调频斜率 $k_0$ 和起始频率 $f_c$ 的估计

根据 LFM-BPSK 复合调制信号的相位表达式(7),首先通过平方去除相位编码信息,平方后的相位表达式为

$$\phi_2(n) = 2\phi(n) =$$

$$4\pi f_c n t + 2\pi k_0 n^2 t^2 + 2\arctan\left[\frac{v_m(n)}{A + v_w(n)}\right]$$

(39)

这样,LFM-BPSK 复合调制信号即转换为含噪声的线性调频信号,且调频斜率和起始频率为原 LFM 信号的 2 倍。作者采用文献[15]提出了准最佳的牛顿迭代法实现线性调频信号的参数估计,即首先用计算量较小的 DPT 算法粗估计得到 LFM

信号的调频斜率和起始频率,然后以粗估计值作为牛顿迭代初始值

$$\begin{bmatrix} \hat{f}_1 \\ \hat{k}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{f}_1 \\ \hat{k}_1 \end{bmatrix} - (\nabla^2 \mathbf{H}(\hat{f}_1, \hat{k}_1))^{-1} \cdot \nabla \mathbf{H}(\hat{f}_1, \hat{k}_1) \quad (40)$$

式中:  $\mathbf{H}(\hat{f}_1, \hat{k}_1) = \left| \sum_{n=0}^N x(n) \cdot \exp(-j2\pi \hat{f}_1 n t - j\pi \hat{k}_1 n^2 t^2) \right|$ ;  $\nabla \mathbf{H}$  表示  $\mathbf{H}$  的梯度;  $\nabla^2 \mathbf{H}$  是  $\mathbf{H}$  的 Hessian 矩阵;  $\hat{f}_1$  和  $\hat{k}_1$  是迭代初值;  $\hat{f}_1$  和  $\hat{k}_1$  是迭代值。

该牛顿迭代法不仅计算量较小,而且在较低信噪比下,参数估计的均方根误差仍接近克拉美罗限(Cramer-Rao lower bound, CRLB)。这样,通过将 LFM-BPSK 复合调制信号转换为 LFM 信号,可以估计得到信号的调频斜率  $\hat{k}_0$  和起始频率  $\hat{f}_c$ 。

### 3.2 BPSK 的码速率估计

在估计得到调频斜率  $\hat{k}_0$  和起始频率  $\hat{f}_c$  后,可以重构线性调频信号

$$\hat{s}_{\text{LFM}}(n) = \exp(j2\pi f_c n t + j\pi k_0 n^2 t^2) \quad (41)$$

将重构信号与 LFM-BPSK 复合调制信号共轭相乘,得信号  $s_B(n)$

$$s_B(n) = x(n) \hat{s}_{\text{LFM}}^*(n) = A_1 \exp \left[ j \left( 2\pi \Delta f n t + \pi \Delta k n^2 t^2 + \theta(n) + \arctan \left[ \frac{v_{im}(n)}{A + v_{re}(n)} \right] \right) \right] \quad (42)$$

式中:  $A_1 = \sqrt{[A + v_{re}(n)]^2 + v_{im}(n)^2}$ ;  $\Delta f = f_c - \hat{f}_c$ ;  $\Delta k = k_0 - \hat{k}_0$ 。

若估计精度足够,则  $\Delta f \rightarrow 0$ ,  $\Delta k \rightarrow 0$ , 此时  $s_B(n)$  信号

$$s_B(n) = A_1 \exp \left[ j \left( \theta(n) + \arctan \left[ \frac{v_{im}(n)}{A + v_{re}(n)} \right] \right) \right] \quad (43)$$

可见,信号  $s_B(n)$  为含有噪声的基带 BPSK 信号,可利用 Haar 小波法<sup>[16]</sup>,估计码速率  $R_b$ 。

Haar 小波算法估计码速率具体流程如下:

(1) 估计出信号的 3 dB 带宽  $\hat{B}_w$ , 选取 3 个伸缩因子  $a_1 = 0.2/\hat{B}_w$ ,  $a_2 = 0.4/\hat{B}_w$ ,  $a_3 = 0.6/\hat{B}_w$ 。

(2) 计算基带 BPSK 信号 3 个伸缩因子的离散 Haar 小波幅度  $|CWT(a_i, n)|^2$  ( $i=1, 2, 3$ ), 并将结果叠加:  $|CWT(a, n)|^2 = \sum_{i=1}^3 |CWT(a_i, n)|^2$ 。

(3) 对  $|CWT(a, n)|^2$  滤除直流分量,做 FFT, 估计峰值谱线对应的频率,即为码速率估计  $\hat{R}_b$ 。

## 4 仿真分析

为验证上述信号调制识别和参数估计方法的性能,构造了 LFM-BPSK 复合调制信号、BPSK 信号和 LFM 信号 3 种信号。其参数如下:

LFM-BPSK 复合调制信号: 载频  $f_c = 100$  Hz, 调频斜率  $k_0 = 300$  Hz/s, 二相编码采用 13 位巴克码, 码元宽度 0.04 s。

LFM 信号: 载频  $f_c = 100$  Hz, 调频斜率  $k_0 = 300$  Hz/s。

BPSK 信号: 二相编码采用 13 位巴克码, 码元宽度 0.04 s。

采样频率为  $f_s = 2\,000$  Hz, 3 种信号的样本点数  $N$  均为 1 040, 仿真噪声为零均值加性复高斯白噪声, 方差为 2, 分段滤波中取  $N_1 = 128$ 。Monte Carlo 仿真 1 000 次。

### 4.1 调制方式识别仿真

(1) {LFM-BPSK, BPSK} 和 LFM 信号的识别仿真

根据 2.1 节的流程,对 LFM-BPSK 复合调制信号、BPSK 信号和 LFM 信号进行 {LFM-BPSK, BPSK} 类信号的识别。仿真中设置输入信噪比范围  $[-9 \ 15]$ , 采用 N-P 准则,对信号的识别进行了 Monte Carlo 仿真。仿真中取  $L_1 = 3$ , 即在信号样本中检测到至少 3 个相位跳变点才识别为 {LFM-BPSK, BPSK} 类信号。由于式 (23) 中  $P_{f1}$  是单个样本虚警概率, 这样含有  $N$  个样本点的信号其识别的虚警概率为

$$\begin{aligned} \tilde{P}_{f1} = & 1 - [C_N^0 \cdot (1 - P_{f1})^N + \\ & C_N^1 \cdot P_{f1} (1 - P_{f1})^{N-1} + C_N^2 \cdot P_{f1}^2 (1 - P_{f1})^{N-2}] \end{aligned} \quad (44)$$

式中,  $C_N^n$  表示从  $N$  个样本中取  $n$  个的排列组合。

取不同虚警概率  $\tilde{P}_{f1}$ , 对本文算法的识别性能进行了仿真。作为对比,作者还对文献 [8, 9] 提出的识别算法进行了仿真,由于涉及的信号模型不完全一致,仅就与本文相关的信号类型识别进行了仿真,同时对相同类型的信号设置相同的参数。

需要说明的是,文献 [6, 7] 为取得循环谱包络曲线,须进行低通滤波,且低通滤波器截止频率的选择对算法性能影响显著。为保证可比性,作者在相同的虚警概率下,对本文算法的识别性能和文献 [6, 7] 的识别性能进行仿真对比,结果如表 1 所示。不同虚警概率下本文算法的识别性能如图 2 所示。

(2) LFM-BPSK 复合调制信号与 BPSK 信号

表 1 1 000 次仿真{LFM-BPSK, BPSK}信号识别次数

信噪比/dB	-2	-1	0	1	2	3	4	6
本文算法 虚警概率 $5 \times 10^{-4}$	349	599	703	823	932	984	996	1 000
本文算法 虚警概率 $1 \times 10^{-3}$	462	641	865	930	983	995	1 000	1 000
文献[6,7] 虚警概率 $5 \times 10^{-4}$	394	601	682	817	919	973	998	1 000
文献[6,7] 虚警概率 $1 \times 10^{-3}$	414	621	745	858	939	982	1 000	1 000

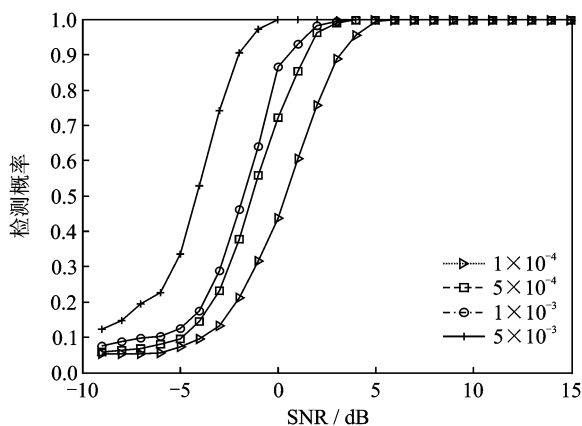


图 2 不同虚警下{LFM-BPSK, BPSK}信号检测仿真曲线

的识别仿真

根据 2.2 节的流程,要从 LFM-BPSK 复合调制信号和 BPSK 信号中进行 LFM-BPSK 复合调制信号的识别。仿真中信噪比范围与前述相同。类似地,式(37)给出  $P_{f2}$  亦为单个样本的虚警概率,故  $N$  个样本点构成的信号其识别的虚警概率为

$$\tilde{P}_{f2} = 1 - [C_N^0 \cdot (1 - P_{f2})^N + C_N^1 \cdot P_{f2} (1 - P_{f2})^{N-1} + C_N^2 \cdot P_{f2}^2 (1 - P_{f2})^{N-2}] \quad (45)$$

取不同虚警概率  $\tilde{P}_{f2}$ , LFM-BPSK 复合调制信号识别的仿真结果如图 3 所示。

由图 2,3 可以发现,在输入信噪比高于 0 dB 时,本文算法检测概率较高。从表 1 可以发现,在相同虚警情况下,本文算法检测性能略优于文献[6,7]算法。但在信噪比低于 0 dB 时,本文检测性能下降迅速,这是因为在低信噪比条件下,等效相位噪声和等效瞬频噪声的高斯分布近似都与实际有较大偏差。

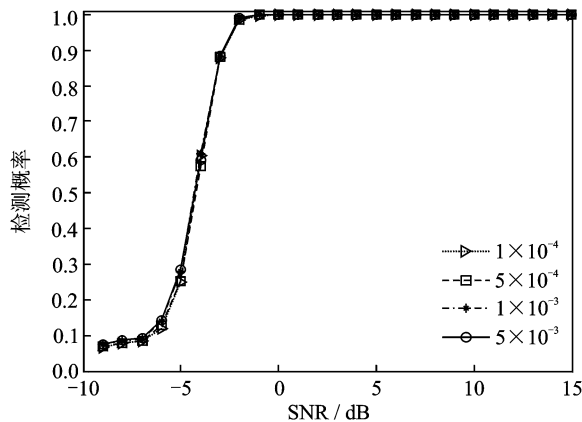


图 3 不同虚警下 LFM-BPSK 信号检测仿真曲线

由于文献[6,7]的谱相关方法是建立在双谱平面上的,其计算量正比于  $N^2$ 。而本文方法主要基于相位展开和分段滤波,其计算量正比于  $N/2 \cdot \lg_2 N$ ,故文献[6,7]的计算量和复杂度都大于本文方法。综合算法性能和计算量,本文算法略优于文献[6,7]算法,且易于工程实现。

#### 4.2 LFM-BPSK 复合调制信号参数估计仿真

根据第 3 节的流程,分别采用文献[15]提出的 DPT 方法与牛顿迭代法和文献[16]提出的 Haar 小波方法对 LFM-BPSK 复合调制信号的载频  $f_c$ , 调频斜率  $k_0$  和码速率  $R_b$  进行估计仿真, Monte Carlo 仿真次数为 1 000 次,信噪比范围是[-9 15]。仿真得到归一化均方根误差(Normal root mean square error, NRMSE)随信噪比变化的曲线如图 4 所示,同时采用文献[6,7]方法进行参数估计仿真作为对比。

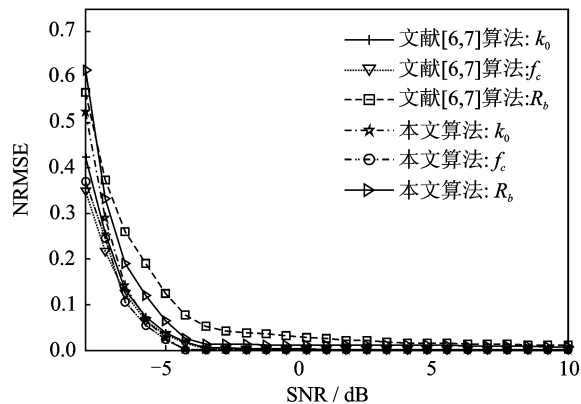


图 4 参数估计的 NRMSE 随 SNR 曲线分析

从图 4 可以看出,本文算法对 LFM-BPSK 复合调制信号的参数估计有较高的精度,不同参数的估计精度不完全一致,但总体性能优于文献[6,7]算法。

## 5 结束语

本文研究了 LFM-BPSK 复合调制信号的识别和参数估计方法,对其中典型的 3 种含噪侦察信号的相位函数及其概率密度进行了分析,并讨论了 N-P 准则下信号识别门限对虚警概率和检测概率的影响。然后完成了 LFM-BPSK 复合调制信号的参数估计。仿真结果表明,本文方法实现简单、计算量小,在适当信噪比下信号识别和参数估计都具有较好的效果,同时也表明 LFM-BPSK 复合调制信号的识别性能受信噪比和检测门限影响较大。算法分析和仿真结果对该类信号的分析 and 处理具有较重要的理论参考和工程应用价值。

### 参考文献:

- [1] Kowatsch M, Seifert F J, Lafferl J. Comments on transmission system using pseudonoise modulation of linear chirps [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1981, 17(2):300-303.
- [2] Max Kowatsch, Lafferl J T. A spread-spectrum concept combing chirp modulation and pseudonoise coding [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1983, 31(10):1133-1142.
- [3] 李明孜,赵惠昌.基于改进 B 分布自适应窗长时频分析的伪码调相-载波调频复合引信信号的参数提取研究[J]. *兵工学报*, 2011, 32(5):542-547.  
Li Mingzi, Zhao Huichang. Research on parameters extraction of pseudo code phase modulation carry frequency modulation combined fuse signal based on the adaptive window length of improved B distribution [J]. *Acta Armamentarii*, 2011, 32(5):542-547.
- [4] 曾德国,熊辉,龙柯宇,等.伪码一线性调频信号快速参数估计方法[J]. *系统工程与电子技术*, 2010, 32(5):891-895.  
Zeng Deguo, Xiong Hui, Long Keyu, et al. Fast parameter estimation approach of reconnaissance signal combined PRBC and LFM [J]. *System Engineering and Electronics*, 2010, 32(5):891-895.
- [5] El-Mahdy A E. Automatic modulation classification of composite FM/PM speech signals in sensor arrays over flat fading channel [J]. *IET Communications*, 2007, 1(2):157-164.
- [6] 熊刚,赵惠昌,林俊.伪码-载波调频侦察信号识别的谱相关方法(I)——伪码-载波调频信号的谱相关函数[J]. *电子与信息学报*, 2005, 27(7):1081-1086.  
Xiong Gang, Zhao Huichang, Lin Jun. Reconnaissance signal recognition of PN code-carrier FM based on spectral correlation method (I)—Spectral correlation function of PN code-carrier FM [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(7):1081-1086.
- [7] 熊刚,赵惠昌,林俊.伪码-载波调频侦察信号识别的谱相关方法(II)——伪码-载波调频信号的调制识别和参数估计[J]. *电子与信息学报*, 2005, 27(7):1087-1092.  
Xiong Gang, Zhao Huichang, Lin Jun. Reconnaissance signal recognition of PN code-carrier FM based on spectral correlation method (II)—The modulation recognition and parameter estimation [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(7):1087-1092.
- [8] 朱华,黄辉宁.随机信号分析[M].北京:北京理工大学出版社,2002.  
Zhu Hua, Huang Huining. *Radom signal analysis* [M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2002.
- [9] 赵锋,刘渝,杨健.低信噪比下的脉内调制方式识别[J]. *数据采集与处理*, 2011, 26(5):615-619.  
Zhao Feng, Liu Yu, Yang Jian. Intra-pulse modulated signal recognition in low signal-to-noise ratio [J]. *Journal of Data Acquisition & Processing*, 2011, 26(5):615-619.
- [10] Ren Guangliang, Chang Yilin, Zhang Hui. A new SNR's estimator for QPSK modulation in an AWGN channel [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems — II: Express Briefs*, 2005, 52(6):336-338.
- [11] Kutner M H. *Applied linear statistical models* [M]. Irwin: McGraw-Hill, 2005.
- [12] Christensen R. *Plane answers to complex questions: The theory of linear models* [M]. New York: Springer-Verlag, 2002.
- [13] 胡国兵,刘渝. BPSK 信号盲处理结果的可靠性检验算法[J]. *数据采集与处理*, 2011, 26(11):637-643.  
Hu Guobing, Liu Yu. Reliability test for blind processing results of BPSK signals [J]. *Journal of Data Acquisition & Processing*, 2011, 26(11):637-643.
- [14] McDonough R N, Whalen A D. *Detection of signals in noise second edition* [M]. New York: Academic Press, 1995.
- [15] 胥嘉佳,刘渝,邓振森. LFM 信号参数估计的牛顿迭代方法初始值研究[J]. *电子学报*, 2009, 37(3):598-603.  
Xu Jiajia, Liu Yu, Deng Zhenmiao. The start point problem of parameters estimation for LFM signal based on Newton's method [J]. *ACTA Electronic Sinica*, 2009, 37(3):598-603.
- [16] 邓振森,刘渝.基于多尺度 Haar 小波变换的 MPSK 信号码速率盲估计[J]. *系统工程与电子技术*, 2008, 30(1):522-528.  
Deng Zhenmiao, Liu Yu. Blind symbol rate estimation of MPSK signals based on multi-scale Haar wavelet transform [J]. *System Engineering and Electronics*, 2008, 30(1):522-528.





