

基于循环平稳分析的 LFM 信号 盲处理结果可靠性评估

胡国兵^{1,2}, 徐立中², 吴珊珊¹, 高 燕¹, 王书旺¹

(1. 南京信息职业技术学院电子信息学院, 江苏南京 210023; 2. 河海大学计算机与信息学院, 江苏南京 210098)

摘 要: 针对线性调频(LFM, Linear Frequency Modulation)信号盲处理结果的可靠性评估问题, 提出了一种基于循环频率特征分析的处理算法. 首先对观测信号进行调制方式识别及参数估计, 并据此建立参考信号, 后将观测信号与参考信号作相关运算. 通过检测相关序列在零频率附近是否存在循环频率, 实现对 LFM 信号盲处理结果的可靠性检验. 文中对所提出检验算法的错误概率进行了理论推导, 并以常用的离散多项式变换(DPT, Discrete Polynomial Transform)法为例进行了实证分析. 仿真结果表明, 相对于已有时域方法而言, 本文算法无需估计信噪比, 且在低信噪比条件下具有更好的统计性能.

关键词: 盲信号处理; 可靠性检验; 循环频率; 线性调频信号

中图分类号: TN911.6 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2016)04-0788-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.04.006

Reliability Evaluation for Blind Processing Results of LFM Signal Based on Cyclostationarity

HU Guo-bing^{1,2}, XU Li-zhong², WU Shan-shan¹, GAO Yan¹, WANG Shu-wang¹

(1. School of Electronic Information, Nanjing College of Information Technology, Nanjing, Jiangsu 210023, China;

2. College of Computer and Information Science, Ho Hai University, Nanjing, Jiangsu 210098, China)

Abstract: A reliability test method based on cyclic frequency features was proposed to evaluate the blind processing results of linear frequency modulation (LFM) signal. The reference signal was constructed depending on the identified modulation type and the correspondent parameters estimations at first and the correlations between the observed signal and the reference signal were calculated consequently. The reliability for LFM signal processing result was tested by detecting the presence of cyclic frequencies near zero frequency of the correlations. The theoretical error probability of the detection was derived and the case study for the discrete polynomial transform (DPT) method was described in the paper. Simulation results show that the proposed algorithm avoids estimating of signal-to-noise ratio and is superior to the time domain based method under lower signal-to-noise ratios.

Key words: blind signal processing; reliability test; cyclic frequency; LFM signal

1 引言

在电子侦察中, 由于接收端无发射信号的先验信息, 接收机只能对信号进行盲处理, 其任务包括对信号的检测、调制方式识别及参数估计等. 一般而言, 完成信号检测后, 信号处理的流程是先识别信号的调制方式, 而后根据调制方式选择相应的算法完成参数估计, 并

继续实施后续的跟踪、定位及干扰处理等战术环节. 对调制方式识别及参数估计等信号盲处理结果的正确、可靠与否进行评估, 对提高整个信号处理系统的总体性能具有重要意义, 已成为电子侦察信号处理领域的重要课题^[1]. 从目前公开的文献来看, 相关研究成果主要可分为:

(1) 对信号调制方式识别结果的可靠性(度)评估.

收稿日期: 2014-10-30; 修回日期: 2015-04-05; 责任编辑: 李勇锋

基金项目: 江苏省基础研究计划(自然科学基金)(No. BK2011837); 江苏省“333 高层次人才培养工程”(No. BRA2013171); 江苏省政府留学基金(No. JS-2007-105); 江苏省“青蓝工程”; 江苏省“六大人才高峰”第十二批高层次人才资助项目(No. DZXX-022)

文献[2]将多层神经网络分类器的最大输出值与次大输出值之间差值的一半作为信号调制识别分类器的可信度量. 文献[3]提出了一种基于似然比向量信息熵的调制识别结果可靠性分析方法. 先利用各种信号模型假设下对应的似然函数值构造特征向量, 而后计算该向量的信息熵来度量调制识别结果的可靠性. 但上述两种方法, 存在对先验信息的依赖性强的共性问题: 前者需要依赖大量的训练样本及主用户信号参数的先验信息, 后者计算各种假设下的似然值也需要信号、噪声及信道的先验信息, 这在非协作条件下是较难实现的.

(2) 对调制方式识别及参数估计结果的可靠性评估. 文献[4]针对 BPSK 信号, 提出了一种基于线性回归失拟检验的可靠性评估方法. 以调制识别及参数估计结果为依据构造参考信号, 通过检测参考信号与观测信号相关累加模值曲线是否为直线来判定 BPSK 信号盲处理结果的可信与否. 文献[5]针对 LFM 信号盲处理结果的可靠性检验, 利用参考信号与接收信号的相关累加模值在不同假设下的概率分布差异, 基于纽曼皮尔逊(NP, Neyman-Pearson)准则对盲处理结果的可靠性进行检验, 但该方法需估计信噪比且信噪比低时性能变差.

在雷达信号设计中, LFM 信号是最早的脉冲压缩信号, 也是电子侦察信号分析中常见的信号形式^[6]. 本文针对 LFM 信号盲处理结果的可靠性评估, 从频域角度提出了一种基于循环平稳特征分析的检验算法. 仿真结果表明, 与已有时域方法相比, 该算法无需对观测信号的信噪比进行估计, 且在低信噪比条件下性能更优.

2 基本模型与假设

设 LFM 信号模型为:

$$\begin{aligned} x(n) &= s(n) + w(n) \\ &= A \exp[j(2\pi f_0 n \Delta t + \pi k n^2 \Delta t^2 + \theta)] + w(n), \\ &0 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $s(n)$ 为信号部分, A, f_0, θ, k 分别为信号幅度、起始频率、初相位及调频系数; Δt 是采样间隔, N 是样本个数; $w(n)$ 是实部与虚部相互独立的零均值平稳复高斯白噪声, 方差为 σ^2 . 对 LFM 信号某一次特定处理结果的可靠性评估, 可归结为如下假设检验:

$$H_0: \text{调制识别结果正确且参数估计误差小}; \quad (2)$$

$$H_1: \text{调制识别结果错误或参数估计误差大}.$$

上述模型中, LFM 信号各参数估计误差大小较难确定一个统一的评价准则, 需根据实际应用需求来调整. 一般, 若满足

$$\begin{cases} |\Delta f| \leq 0.5 \Delta F \\ |\Delta k| \leq 3/\Delta F^2 \end{cases} \quad (3)$$

则认为参数估计精度较高, 误差较小. 上式中 Δf 为起始频率估计误差, Δk 为调频系数估计误差, $\Delta F = 1/(N\Delta t)$ 为量化频率间隔.

3 算法描述

3.1 检验统计量的确定

在 H_0 假设下, 当调制方式识别正确时, 分别对信号的起始频率、调频系数进行估计, 得到 \hat{f}_0, \hat{k} , 并构造参考信号

$$y_0(n) = \exp\{-j[2\pi\hat{f}_0 n \Delta t + \pi\hat{k}(n\Delta t)^2]\}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (4)$$

将观测信号 $x(n)$ 与参考信号 $y_0(n)$ 作相关运算, 得到

$$\begin{aligned} z(n) &= r(n)y_0(n) = [s(n) + w(n)]y_0(n) \\ &= s_0(n) + w_0(n) \end{aligned} \quad (5)$$

其中信号分量

$$s_0(n) = A \exp\{j[2\pi n \Delta f \Delta t + \pi \Delta k (n \Delta t)^2 + \theta]\} \quad (6)$$

而噪声分量 $w_0(n) = w(n)y_0(n)$. 显然, $s_0(n)$ 是一个起始频率为 Δf , 调频系数为 Δk 的线性调频信号. 为了便于分析, 将信号写成连续形式

$$s_0(t) = s_{\Delta f}(t) s_{\Delta k}(t) = \underbrace{A \exp[j(2\pi \Delta f t + \theta)]}_{s_{\Delta f}(t)} \underbrace{\exp[j\pi \Delta k t^2]}_{s_{\Delta k}(t)} \quad (7)$$

其中 $s_{\Delta f}(t), s_{\Delta k}(t)$ 分别体现了 Δf 及 Δk 的影响. 若令 $S_0(f) = FT[s_0(t)], S_{\Delta f}(f) = FT[s_{\Delta f}(t)], S_{\Delta k}(f) = FT[s_{\Delta k}(t)]$, 则 $S_0(f) = S_{\Delta f}(f) * S_{\Delta k}(f)$, 且有

$$S_{\Delta f}(f) = A \exp(j\theta) \delta(f - \Delta f) \quad (8)$$

式中: $\delta(x)$ 为单位冲激函数. 而

$$\begin{aligned} S_{\Delta k}(f) &= \sqrt{1/2\Delta k} \exp[-j\pi(f^2/\Delta k + T)] \\ &\cdot \{ [C(z_2) + C(z_1)] + j[S(z_2) + S(z_1)] \} \end{aligned} \quad (9)$$

其中: $C(x) = \int_0^x \cos(\pi x^2/2) dx, S(x) = \int_0^x \sin(\pi x^2/2) dx$, 称 Fresnel 积分^[6]; $z_1 = -\sqrt{2\Delta k}(T/2 + f/\Delta k), z_2 = \sqrt{2\Delta k}(T/2 - f/\Delta k)$, 其中 $T = N \cdot \Delta t$. 故有

$$S_0(f) = A \sqrt{1/2\Delta k} \exp[j(\theta - \pi T)] S_{\Delta k}(f - \Delta f) \quad (10)$$

其幅度谱为:

$$|S_0(f)| = A |S_{\Delta k}(f - \Delta f)| / \sqrt{2\Delta k} \quad (11)$$

其中: $|S_{\Delta k}(f)| = \sqrt{[C(z_2) + C(z_1)]^2 + [S(z_2) + S(z_1)]^2}$.

由上述各式可知:

(1) $s_0(n)$ 是一个起始频率为 Δf , 调频系数为 Δk 的线性调频信号, 其带宽 $B = \Delta k T$. 当参数估计无误差时, 即 $\Delta f = 0, \Delta k = 0, s_0(n)$ 近似为直流信号, 其幅度谱

$|S_0(f)|$ 在零频率处存在线谱, 即零频率点是 $s_0(n)$ 的循环频率^[7].

(2) 当参数估计误差较小, 即 $\Delta f \rightarrow 0, \Delta k \rightarrow 0$ 时, $s_0(n)$ 近似为频率 Δf 的正弦波, 其幅度谱 $|S_0(f)|$ 在零频率附近存在线谱, 即零频率附近存在循环频率. 根据 Fresnel 积分的特性, 当 Δk 增大时, $s_0(n)$ 的带宽增加, 能量主要分散在带宽内的各个频率点上, 其幅度也相对较小, 频谱中无线谱存在, 从而在零频率附近不存在循环频率. 当 Δk 较小时, $s_0(n)$ 的带宽变窄, 由帕赛伐尔定理知, 若信号能量不变时, $|S_0(f)|$ 能量将更加聚焦, 在一定条件下将呈现近似循环平稳特性. 显然, $|S_0(f)|$ 中是否存在循环频率由调频系数 Δk 决定, 而循环频率点的位置是否在零点则由起始频率估计误差 Δf 决定. 因此, 若 Δf 及 Δk 同时较小时, 循环频率将在零频率点

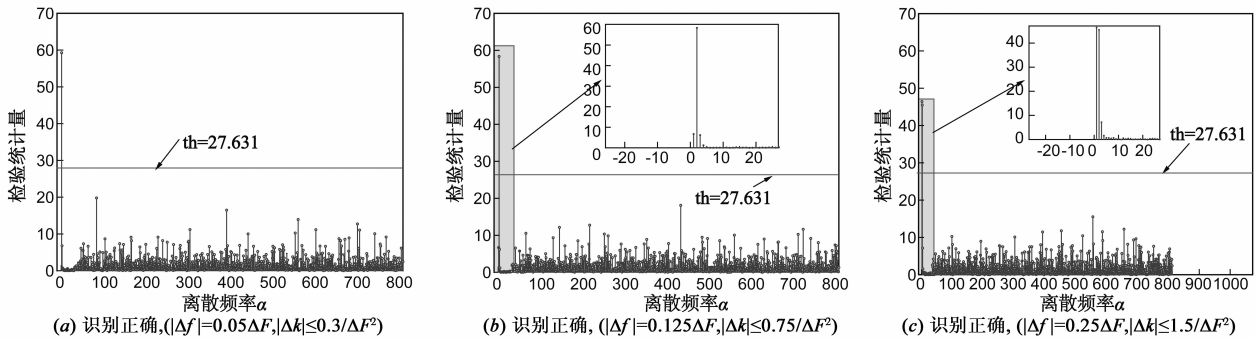


图1 H_0 假设下 $z(n)$ 的循环频率分布

在 H_1 假设下, 可能出现两种情况:

(1) 调制方式识别错误: 根据调制识别结果对应的模型进行参数估计, 并构造相应的参考信号

$$y_1(n) = \exp\{-j[2\pi\hat{f}_0 n\Delta t + \hat{\phi}(n)]\}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (12)$$

式中: \hat{f}_0 与 $\hat{\phi}(n)$ 分别为 H_1 假设下载频及相位函数估计值. 以误识为常规信号为例, 若用处理常规信号的方法估计 LFM 信号的参数, 由于模型失配, 参数估计的误差将较大. 将观测信号 $x(n)$ 与失配的参考信号 $y_1(n)$ 作相关, 得到:

$$z(n) = [s(n) + w(n)]y_1(n) = s_1(n) + w_1(n) \quad (13)$$

其中信号分量 $s_1(n) = A \exp\{j[2\pi n\Delta f\Delta t + \pi k(n\Delta t)^2 + \theta]\}$, 而噪声分量 $w_1(n) = w(n)y_1(n)$. 此时, 信号分量 $s_1(n)$ 是一个起始频率为 Δf , 调频系数为 k 的线性调频信号, 其幅度频谱仍是一个 Fresnel 积分. 由于 $k \gg \Delta k$, 故 $s_1(n)$ 的能量分散在 Fresnel 积分函数的上下限决定的带宽内, 其幅度谱中将不存在线谱. 图 2 所示为 LFM 信号误识成常规信号时, $z(n)$ 的循环频率分布 (仿真条件同图 1). 由图可见, 此时 $z(n)$ 的频谱中不存在循环频率.

出现, 否则循环频率点将发生偏移或者不存在.

需要指出的是: 在 H_0 假设下, Δf 在零频率附近, 但不可能正好落在量化频率点上, 从而导致谱线分裂. 大量仿真结果表明, 当 LFM 信号调制方式识别结果正确, 且参数估计误差满足式(3)的要求时, 相关序列 $z(n)$ 的频谱中在第 0 及第 1 个离散频率处至少存在一个循环频率. 图 1 所示为 LFM 信号调制识别结果正确时, 在三种不同参数估计误差条件下 $z(n)$ 的循环频率分布 (信号起始频率为 19.8MHz, 调频系数 0.05MHz/ μ s, 信号样本点数 1024, 信噪比 0dB, th 为门限). 由图可见: 当 LFM 信号处理结果可靠时 (即在 H_0 假设下), 相关序列 $z(n)$ 的频谱中仅在第 0 及第 1 个离散频率处至少存在一个循环频率.

(2) 调制方式识别正确, 但参数估计误差较大: 可能出现以下三种情形:

1) 起始频率估计误差小, 但调频系数估计误差大. 此时由于调频系数估计误差的存在, 将增大 $z(n)$ 的带宽, 其频谱中不存在线谱, 在零频率附近不存在循环频率, 如图 3 所示 (仿真条件同图 1).

2) 起始频率估计误差大, 但调频系数估计误差小. 此时虽然可能存在循环频率, 但由于起始频率估计误差大, 循环频率处存在谱线分裂, 将偏离零频率点, 在第 0 及第 1 个离散频率点之外的第 2 或第 3 个离散频率点处存在循环频率, 如图 4 所示 (仿真条件同图 1).

3) 起始频率及调频系数估计误差同时较大. 此时, 由于调频系数估计误差较大, $z(n)$ 中将不存在循环平稳频率, 如图 5 所示 (仿真条件同图 1).

综上所述:

(1) 在 H_0 假设下, 即信号调制识别正确且参数估计误差较小时, 相关序列 $z(n)$ 在零频率附近的两个离散频率点上至少存在一个循环频率;

(2) 在 H_1 假设下, 当调制方式识别错误时, $z(n)$ 的频谱中无循环频率存在; 当调制方式识别正确但参数估计误差较大时, $z(n)$ 的频谱中不存在循环频率或者

其位置不在零频率附近的二个离散频率点上. 于是, 可将 LFM 信号盲处理结果的可靠性评估转化为对相关序

列谱在第 0 及第 1 个离散频率处是否存在循环频率的检验问题.

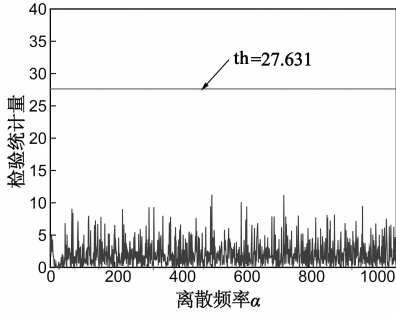


图2 调制识别错误时 $z(n)$ 的循环平稳频率分布

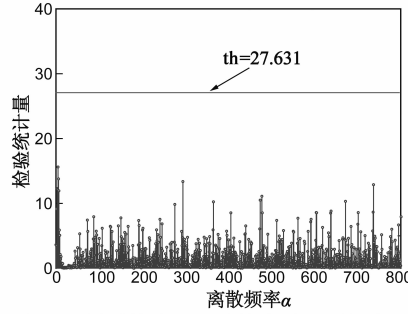


图3 调频系数估计误差较大时 $z(n)$ 的循环频率分布 ($|\Delta f|=0.02\Delta F, |\Delta k|=3.2/\Delta F^2$)

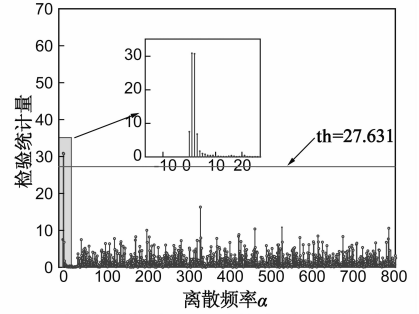


图4 起始频率估计误差较大时 $z(n)$ 的循环频率分布 ($|\Delta f|=0.6\Delta F, |\Delta k|=0.1/\Delta F^2$)

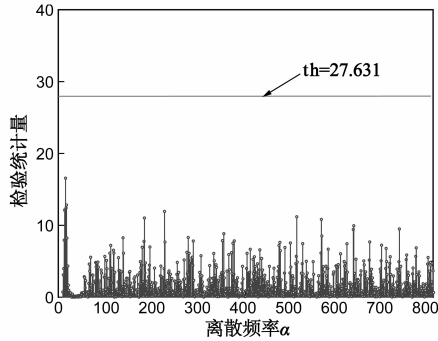


图5 起始频率及调频系数估计误差同时较大时 $z(n)$ 的循环频率分布 ($|\Delta f|=0.6\Delta F, |\Delta k|=3.2/\Delta F^2$)

3.2 判决式及门限

由上述分析可知, 本文提出的 LFM 信号盲处理结果可靠性评估的关键环节为检测相关序列 $z(n)$ 在零频率附近是否存在循环频率. 文献[7]给出了噪声条件下循环频率的检验方法. 具体如下:

(1) 设 $z(n)$ 在频率 α 处的一阶循环矩为 M_{1z}^α , 用 $z(n)$ 的 N 个样本对其进行估计, 可得

$$\hat{M}_{1z, N}^\alpha = M_{1z}^\alpha + \varepsilon_{1z, N}^\alpha \quad (14)$$

式中: $\varepsilon_{1z, N}^\alpha$ 为估计误差.

(2) 定义检验统计量

$$\Gamma_z^\alpha = N \hat{M}_z \hat{\Sigma}_z^{-1} \hat{M}_z', \alpha = i\Delta F, i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (15)$$

式中, $\hat{M}_z = [\text{Re}\{\hat{M}_{1z, N}^\alpha\}, \text{Im}\{\hat{M}_{1z, N}^\alpha\}]$, \hat{M}_z' 为 \hat{M}_z 的转秩阵, $\hat{\Sigma}_z$ 为 \hat{M}_z 估计的协方差矩阵. 对统计量 Γ_z^α 而言, 对于特定某一个离散频率点 $\alpha = i_0\Delta F$, 可分两种情况: 1) $\alpha = i_0\Delta F$ 不是循环频率. 由文献[7]知, 统计量 Γ_z^α 近似服从自由度为 2 的中心 χ^2 分布; 2) $\alpha = i_0\Delta F$ 是循环频率. 由文献[7]知, 统计量 Γ_z^α 近似服从高斯分布, 其均值及方差分别为 $\mu_{\Gamma_z^\alpha} = N M_z \Sigma_z^{-1} M_z'$, $\sigma_{\Gamma_z^\alpha}^2 = 4 N M_z \Sigma_z^{-1} M_z'$.

(3) 设定虚警概率 P_{fa} , 解方程

$$P_{fa} = \int_{\gamma}^{\infty} p_{\chi^2_2}(y) dy = \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \quad (16)$$

即可得到相应的判决门限 γ . 当 $\Gamma_z^\alpha \geq \gamma$, 则离散频率 α 为循环频率, 反之不然.

3.3 算法小结

综上, 本文算法可小结如下:

(1) 建立参考信号: 根据识别结果对应的信号模型估计参数并构建参考信号.

(2) 选择统计量: 构造检验统计量

$$\Gamma_z^\alpha = N \hat{M}_z \hat{\Sigma}_z^{-1} \hat{M}_z', \alpha = i\Delta F, i = 0, 1, \dots, N-1.$$

(3) 统计判决: 设定虚警概率 P_{fa} , 由式(16)确定判决门限 γ . 考虑离散频率 $\alpha = 0, \Delta F$, 若仅在这两个离散频率处至少有一个 $\Gamma_z^\alpha \geq \gamma$, 则 H_0 成立, 否则 H_1 成立.

4 错误概率的理论推导

记对 H_0, H_1 的判决分别为 D_0, D_1 . 显见, D_0 表示统计量 $G = [\Gamma_z^0, \Gamma_z^{\Delta F}]$ 中至少存在一个循环频率, D_1 则相反. 根据前述分析, 对 H_0, H_1 的判决是通过检测第 0 及第 1 个离散频率处是否存在循环频率得到, 可分为三种情形: (1) 仅在第 0 个离散频率点存在唯一循环频率; (2) 仅在第 1 个离散频率点存在唯一的循环频率; (3) 在第 0 及第 1 个离散频率点处均存在循环频率. 显然, 对于某一次具体的盲处理结果可靠性判决而言, 相关序列 $z(n)$ 循环频率的分布必然属于上述三种情形之一. 若将上述三种情形定义成事件类 $\{K_0, K_1, K_2\}$, 将 $K = H_0 \cup H_1$ 看成一个集合, 则 $\{K_0, K_1, K_2\}$ 可视为集合 K 的一个划分, 而 K_0, K_1, K_2 不可能同时发生, 即两两不相容, 且 H_0, H_1 均属 K 的子集, 都在 $\{K_0, K_1, K_2\}$ 上存在投影. 此外, 后续分析与推导中, 均假设检验统计量 Γ_z^α 中各分量 (即各离散频率点) 之间相互独立^[8]. 下面分别推导本文算法的两类错误概率及总的错误概率表达式.

4.1 第一类错误概率

第一类错误概率可写为:

$$P(D_1|H_0) = 1 - P(D_0|H_0) \quad (17)$$

其中: $P(D_0 | H_0) = \sum_{i=0}^2 P(D_0 | K_i, H_0) P(K_i)$, 且有

$$\sum_{i=0}^2 P(K_i) = 1. \text{ 其中:}$$

$$P(D_0 | K_0, H_0) = P(\Gamma_z^0 \geq \gamma | K_0, H_0) = \left[1 - \Phi\left(\frac{\gamma - \mu_{\Gamma_z^0}}{\sigma_{\Gamma_z^0}}\right) \right] \quad (18)$$

$$P(D_0 | K_1, H_0) = P(\Gamma_z^{\Delta F}(0) \geq \gamma | K_1, H_0) = \left[1 - \Phi\left(\frac{\gamma - \mu_{\Gamma_z^{\Delta F}}}{\sigma_{\Gamma_z^{\Delta F}}}\right) \right] \quad (19)$$

$$\begin{aligned} P(D_0 | K_2, H_0) &= P(\Gamma_z^{\Delta F}(0) \geq \gamma | K_2, H_0) P(\Gamma_z^0(0) \geq \gamma | K_2, H_0) \\ &+ P(\Gamma_z^0(0) \geq \gamma | K_2, H_0) P(\Gamma_z^{\Delta F}(0) < \gamma | K_2, H_0) \\ &+ P(\Gamma_z^{\Delta F}(0) \geq \gamma | K_2, H_0) P(\Gamma_z^0(0) < \gamma | K_2, H_0) \\ &= 1 - \Phi\left(\frac{\gamma - \mu_{\Gamma_z^{\Delta F}}}{\sigma_{\Gamma_z^{\Delta F}}}\right) \Phi\left(\frac{\gamma - \mu_{\Gamma_z^0}}{\sigma_{\Gamma_z^0}}\right) \end{aligned} \quad (20)$$

上述各式中 $\Phi(x) = \int_{-\infty}^x p(y) dy$, $p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right)$, 分别为标准正态分布的分布函数及概率密度函数.

将式(18)~(20)代入式(17), 即可得算法的第一类错误概率

$$\begin{aligned} P(D_1 | H_0) &= 1 - \left\{ \left[1 - \Phi\left(\frac{\gamma - \mu_{\Gamma_z^0}}{\sigma_{\Gamma_z^0}}\right) \right] P(K_0) \right. \\ &+ \left[1 - \Phi\left(\frac{\gamma - \mu_{\Gamma_z^{\Delta F}}}{\sigma_{\Gamma_z^{\Delta F}}}\right) \right] P(K_1) \\ &+ \left. \left[1 - \Phi\left(\frac{\gamma - \mu_{\Gamma_z^{\Delta F}}}{\sigma_{\Gamma_z^{\Delta F}}}\right) \Phi\left(\frac{\gamma - \mu_{\Gamma_z^0}}{\sigma_{\Gamma_z^0}}\right) \right] P(K_2) \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

4.2 第二类错误概率

算法的第二类错误概率为:

$$P(D_0 | H_1) = 1 - P(D_1 | H_1) \quad (22)$$

其中: $P(D_1 | H_1) = \sum_{i=0}^2 P(D_1 | K_i, H_1) P(K_i)$, 而

$$P(D_1 | K_0, H_1) = P(\Gamma_z^0(0) < \gamma | K_0, H_0) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \quad (23)$$

$$P(D_1 | K_1, H_1) = P(\Gamma_z^{\Delta F}(0) < \gamma | K_1, H_0) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \quad (24)$$

$$\begin{aligned} P(D_1 | K_2, H_1) &= P(\Gamma_z^0(0) < \gamma | K_2, H_1) P(\Gamma_z^{\Delta F}(0) < \gamma | K_2, H_1) \\ &= \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \right]^2 \end{aligned} \quad (25)$$

将式(23)~(25)代入式(22), 可得算法的第二类错误概率

$$\begin{aligned} P(D_0 | H_1) &= 1 - \left\{ \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \right] [P(K_0) + P(K_1)] \right. \\ &+ \left. \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{2}\right) \right]^2 P(K_2) \right\} \end{aligned} \quad (26)$$

将式(21)及(26)代入下式

$$P_e = P(D_1 | H_0) P(H_0) + P(D_0 | H_1) P(H_1) \quad (27)$$

即可得本文算法总的错误概率.

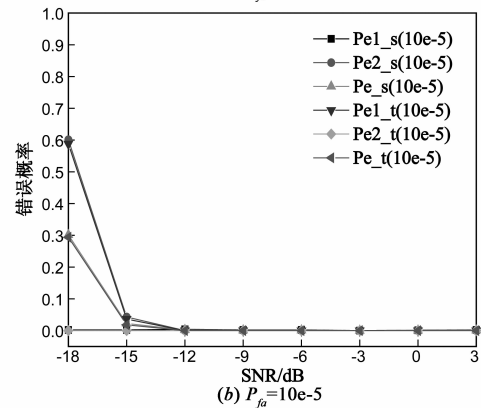
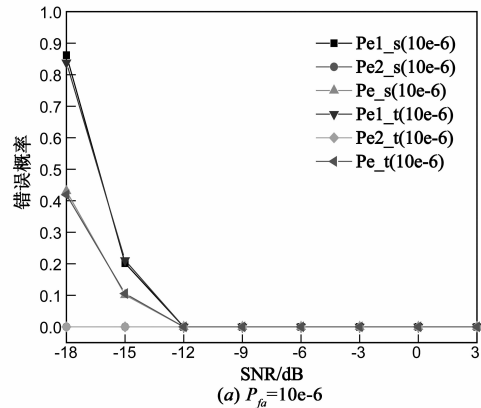


图6 错误概率与信噪比关系示意图

图6所示为本文算法的第一、第二类错误概率及总错误概率与信噪比之间的关系示意图. 图中 $Pe1_s$ 、 $Pe2_s$ 、 Pe_s 分别表示由仿真得到的第一、第二类错误概率及总的错误概率值, 而 $Pe1_t$ 、 $Pe2_t$ 、 Pe_t 分别表示由式(21)、(26)及(27)计算得到的第一、第二类错误概率及总错误概率的理论值, 括号中的数值为设定的虚警概率. 仿真中设定 H_0 为识别正确且 $|\Delta f| = 0.05\Delta F$, $|\Delta k| \leq 0.3/\Delta F^2$, 而 H_1 为错误为 BPSK, 每种情形下各运行 1000 次. 由图可见: 1) 第一、第二类错误概率及总的错误概率的仿真计算值与理论值能较好的吻合; 2) 当虚警概率一定时, 总的错误概率随着信噪比的减少而增加; 3) 在本节设定的仿真条件下, 总错误概率中第一类错误概率占主导, 第二类错误概率接近零. 相

同信噪比条件下,虚警概率越小,其第一类错误概率变大,第二类错误概率变小,总错误概率增加.这一结论为虚警概率的选择提供了依据.因为,一般任何一种处理方法,在信噪比较低时,可靠处理的概率较小,不可靠处理的可能性较大,更值得关注的是在兼顾总体错误概率的条件下如何减少第二类错误概率,将不可靠处理的情形检测出来.因此,一般虚警概率选 0.00001 或者 0.000001.

5 性能仿真与分析

本节将在不同条件下,对文中提出的检验算法进行性能仿真与分析.仿真中 LFM 参数估计利用 DPT 算法,所用脉内调制识别算法取自文献[9],仿真次数 $N_s = 1000$ 次,采样频率 100MHz,循环频率检验中选择 61 点凯撒窗作为平滑函数,虚警概率 $P_{fa} = 0.00001$.以下各表中: n_{ij} 表示实际假设为 H_i ,利用检验算法判为 H_j 的次数;两类错误概率 $P_e = (n_{10} + n_{01})/N_s$.

表 1 所示为设定 LFM 信号起始频率为 19.8MHz,调频系数 0.05MHz/ μ s 及信号样本点数 1024 点时,利用本文算法的统计性能.由表可见:1)本算法在适度信噪比范围内,能有效完成对 LFM 信号盲处理结果的可靠性检验;2)在低信噪比条件下(小于等于 -9dB),由于所选择的 DPT 方法性能变差,1000 次仿真中不可靠处理情形居多,即 H_1 出现的概率大,总的错误概率主要由第二类错误概率决定,总体错误概率趋于 0.

表 1 不同信噪比时本算法的统计性能

SNR(dB)	n_{00}	n_{01}	n_{11}	n_{10}	P_e
-3	999	0	1	0	0
-6	941	1	52	6	0.007
-9	70	0	923	7	0.007
-12	0	0	1000	0	0
-15	0	0	999	1	0.001

表 2 所示为 LFM 信号调频系数取 0.05MHz/ μ s,信号样本点数为 1024 点,起始频率分别为 19.8MHz、20.8MHz 时,本文算法的统计性能.可见,信噪比适度时,算法的统计性能受起始频率变化的影响较小.

表 3 所示为 LFM 信号起始频率 19.8MHz,信号样本点数 1024 点,调频系数分别取 0.1MHz/ μ s 及 0.15MHz/ μ s 时,本文算法的统计性能.由表可见,信噪比适度时,算法的检测性能基本不受调频系数变化的影响.

在表 1 设定的条件下,分别采用文献[5]提出的 NP 法及本文提出的循环平稳分析法(CYC),进行性能仿真,其性能对比如表 4 所示.由表可见,本文算法在信噪比较高时(大于等于 -6dB),其性能与 NP 法基本

接近,但信噪比较低时,其性能明显优于 NP 法.此外,本文算法所用统计量及门限的确定均无需对信号的幅度、噪声方差及信噪比进行估计,而 NP 法必须事先对这些信息进行估计,从而增加了算法的复杂度,降低了算法的韧性.

表 2 不同起始频率时本算法的统计性能

SNR(dB)	f_0 (MHz)	n_{00}	n_{01}	n_{11}	n_{10}	P_e
-3	19.8	1000	0	0	0	0
	20.8	996	0	4	0	0
-6	19.8	960	1	32	7	0.008
	20.8	945	2	45	8	0.010
-9	19.8	78	1	911	10	0.011
	20.8	61	2	928	9	0.011
-12	19.8	0	0	998	2	0.002
	20.8	0	0	999	1	0.001
-15	0	0	995	5	0	0.005
	0	0	997	3	0	0.003

表 3 不同调频系数时本算法的统计性能

SNR(dB)	k	n_{00}	n_{01}	n_{11}	n_{10}	P_e
-3	0.1	998	0	2	0	0
	0.15	1000	0	0	0	0
-6	0.1	913	0	71	16	0.016
	0.15	945	2	38	15	0.017
-9	0.1	57	0	942	1	0.001
	0.15	81	1	912	6	0.007
-12	0.1	0	0	1000	0	0
	0.15	0	0	1000	0	0
-15	0.1	0	0	997	3	0.003
	0.15	0	0	997	3	0.003

表 4 与文献[5]方法的性能对比

SNR(dB)	算法	n_{00}	n_{01}	n_{11}	n_{10}	P_e
-3	NP	993	0	7	0	0
	CYC	993	0	7	0	0
-6	NP	895	0	80	25	0.025
	CYC	895	0	94	11	0.011
-9	NP	46	0	945	9	0.009
	CYC	46	0	948	6	0.006
-12	NP	0	0	1000	0	0
	CYC	0	0	998	2	0.002
-15	NP	0	0	387	613	0.613
	CYC	0	0	999	1	0.001

6 结束语

针对 LFM 信号的盲处理结果可靠性问题,本文提出了一种基于循环平稳检验的处理方法. 根据单次 LFM 信号盲处理结果构造参考信号,计算其与原始观测信号的相关序列,以相关序列在零频率附近是否存在循环频率为依据对 LFM 信号盲处理结果的可靠性进行检验. 理论推导及仿真实验表明,本文算法基本不受信号频率、相位等参数变化的影响,相对于现有基于 NP 准则的时域方法而言,无需估计信噪比、噪声方差及信号幅度,且在低信噪比条件下具有更好的统计性能.

致谢:感谢南京航空航天大学刘渝教授的指导.

参考文献

- [1] W Su J A K, Y Ming. Dual-use of modulation recognition techniques for digital communication signals[A]. Systems, Applications and Technology Conference[C]. IEEE,2006. 1-6.
- [2] Fehske A, Gaedert J, Reed J H. A new approach to signal classification using spectral correlation and neural networks [A]. First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks [C]. IEEE, 2005. 144-150.
- [3] Lin W S, Liu K J R. Modulation Forensics for Wireless Digital Communications [A]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing [C]. IEEE,2008. 1789-1792.
- [4] 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(6):637-642.
Hu Guobing, Liu Yu. Reliability test for blind processing results of BPSK signals[J]. Journal of Data Acquisition & Processing,2011,26(6):637-642. (in Chinese)
- [5] 胡国兵,徐立中,金明. 基于 NP 准则的 LFM 信号盲处理结果可靠性检验[J]. 电子学报,2013,41(4):739-743.
Hu Guobing, Xu Lizhong, Jing Min. Reliability testing for blind processing results of LFM signals based on NP criterion[J]. Acta Electronica Sinica,2013,41(4):739-743. (in Chinese)
- [6] Nadav Levanon E M. Radar Signals [M]. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc,2004.
- [7] G B Giannakis A V D A. Statistical tests for presence of cyclostationarity[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,1994,42(9):2355-2369.
- [8] Dobre O A, Oner M, Rajan S, et al. Cyclostationarity-based robust algorithms for QAM signal identification[J]. IEEE Communications Letters,2012,16(1):12-15.
- [9] 胡国兵,徐立中,徐淑芳,等. 基于能量聚焦效率检验的信号脉内调制识别[J]. 通信学报,2013,34(6):136-145.
Hu Guobing, Xu Lizhong, Xu Shufang, et al. Intrapulse modulation recognition of signals based on statistical test of energy focusing efficiency [J]. Journal on Communications,34(6):136-145. (in Chinese)

作者简介



胡国兵 男,1978年4月生,江苏高淳人. 2011年于南京航空航天大学获工学博士学位. 现河海大学计算机与信息学院博士后、南京信息职业技术学院副教授,主要从事智能信号处理等方面的研究.
E-mail: hugh@njcit. cn



徐立中 男,1958年生,山东东营人,博士、教授、博导,现任河海大学信息与通信工程一级博士点学科主任. 主要从事多传感器系统与信息融合、遥感和遥测信号处理等方面的研究.
E-mail: lzhxu@hhu. edu. cn