

MFSK 信号在循环频率处基于一阶循环矩检测器的性能分析

李小强¹ 沈越泓¹ 李颖² 丁豪杰³ 汪李峰²

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)¹ (中国电子设备系统工程公司研究所 北京 100141)²
(上海金融学院信息管理中心 上海 201209)³

摘要 频谱感知是认知无线电的关键技术之一。在信噪比较低并且对主用户信号先验知识知道较少的情况下,主用户检测对于认知无线电设备来说是非常重要的。对有噪 MFSK 信号在循环频率处基于一阶循环矩检测器的性能进行了较为深入的理论分析,并推导了采样长度有限时噪声一阶循环矩幅度及有噪 MFSK 信号在循环频率处一阶循环矩幅度的概率密度函数公式;据此给出了该检测器的 ROC 特性曲线计算方法。理论分析表明,随着采样长度的增加,该检测器的性能显著提高;同等条件下,随着 MFSK 信号进制数 M 的增加,检测器性能有所下降。

关键词 认知无线电,一阶循环矩, M 元频移键控信号

中图分类号 TN919.6+2 **文献标识码** A

Performance Analysis of Detector for MFSK-signals Based on First-order Cyclic Moment in the Cycle Frequency

LI Xiao-qiang¹ SHEN Yue-hong¹ LI Ying² DING Hao-jie³ WANG Li-feng²

(Institute of Communications Engineering, PLA University of Science & Technology, Nanjing 210007, China)¹

(Institute of China Electronic System Engineering Corporation, Beijing 100141, China)²

(Shanghai Finance University, Shanghai 201209, China)³

Abstract Cognitive Radios represent a powerful technology for improving the utilization of radio spectrum resources. Detection of low signal-to-noise ratio(SNR) signals with relaxed a priori information on the signal parameters is very important for cognitive radios. In this paper, an in-depth theoretical analysis is performed for the detector which can detect MFSK signals with noise based on first-order cyclic moment. For this detector, when the sampling length is limited, we derive a first-order cyclic moment amplitude probability density function formula for MFSK signals with noise and noise in the cycle frequency. Then this paper proposes a calculation method of this detector Receiver Operating Characteristic(ROC) curve. Theoretical analysis shows that with the increase of sampling length, the performance of detector based on first-order cyclic moment is improved obviously; under the same conditions, with MFSK signals dimension M increasing, the detector performance decline somewhat.

Keywords Cognitive radios, First-order cyclic moment, M -ary frequency shift keying(MFSK) signal

1 引言

无线电通信所必需的无线电频谱(Radio Spectrum)是一种有限资源。为保证各种无线通信系统互不干扰地通信,通常采用静态频谱接入(Fixed Spectrum Access)政策。这种接入政策导致频谱资源的供需矛盾愈来愈严重;同时大部分授权频谱的使用率也非常低^[1-3]。为了缓解频谱供需矛盾,人们提出了动态频谱接入(Dynamic Spectrum Access, DSA)政策^[4,5]。认知无线电(Cognitive Radios, CR)技术是实现动态频谱接入的一种重要手段。其核心思想是:具有认知功能的CR用户通过智能感知频谱环境,自动搜寻并利用已分配给授权用户但未被使用的频谱空穴(Spectrum Hole)实现授权频谱的共享。为高效搜索和利用未占用频谱,认知无线电设

备应该具备测量及感知信道特征的能力、检测频谱可得性和接收信号特征的能力^[6],特别是在具有较少主用户先验知识及低信噪比情况下的主用户信号检测的能力。

文献[7]提出了采用循环平稳特性对主用户信号进行检测和分类的方法,指出在低信噪比及较少的主用户信号先验信息情况下用一阶循环矩可以高效区分出 MFSK 信号、AM 信号及不具有一阶循环频率的信号。但是其对 MFSK 信号的一阶循环矩检测器的性能缺乏全面的理论分析。本文对有噪 MFSK 信号基于一阶循环矩检测器的性能进行了较为深入的理论分析,并推导了采样长度有限时噪声一阶循环矩幅度及有噪 MFSK 信号在循环频率处一阶循环矩幅度的概率密度函数公式;据此给出了 MFSK 基于一阶循环矩检测器的接收机操作特性曲线(receiver operating characteristic curve,

本文受国家重点基础研究发展计划 973 项目基金(2009CB320403)资助。

李小强(1974-),男,博士,工程师,主要研究方向为认知无线电频谱感知、资源管理, E-mail: lxq123lxq@yahoo.com.cn; 沈越泓(1959-),男,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为数字通信、软件无线电、多载波通信系统等。

简称 ROC 曲线)计算方法。理论分析表明,随着采样长度的增加,基于一阶循环矩检测器的性能显著提高;同等条件下,随着 MFSK 信号进制数 M 的增加,检测器性能有所下降。

本文第 2 节给出了 AWGN 信道中 MFSK 信号模型;第 3 节介绍了一阶循环平稳特性;第 4 节研究了高斯噪声的一阶循环矩统计特性;第 5 节研究了在循环频率处 MFSK 信号的一阶循环矩统计特性;第 6 节研究了有噪声时循环频率处 MFSK 信号的一阶循环矩统计特性;第 7 节从理论上分析了 MFSK 信号基于一阶循环矩检测器的性能;第 8 节给出了仿真验证;最后给出结论及下一步的工作。

2 信号模型

假设大体知道载波频率和信号带宽,据此先验知识可以把接收信号变换为等效低通信号。

$$r(t) = x(t) + w(t) \quad (1)$$

式中, $x(t)$ 为 MFSK 信号等效低通形式,具体表达式为:

$$x(t) = A e^{j\theta} e^{j2\pi\Delta f t} \sum_i e^{j2\pi f_d s_i (t - T_b - t_0)} g(t - iT_b - t_0) \quad (2)$$

式中, $A, \theta, \Delta f$ 分别为信号幅度、载波相位偏移、载波频差; f_d 为频率离差; T_b 为码元宽度; t_0 为信号时延; $g(t)$ 是信号脉冲函数,对于 MFSK 信号而言,一般为一宽度为 T_b 的单位矩形脉冲; $\{s_i\}$ 表示数据符号:

$$s_i \in \mathcal{A}_{\text{MFSK}} = \{s_m; s_m = 2m - 1 - M, m = 1, \dots, M\}$$

而且这里假定它是独立同分布的; M 是调制进制数,一般情况下取 2 的整数次幂。

$w(t)$ 表示零均值加性高斯白噪声。

3 一阶循环平稳特性

若信号 $r(t)$ 的一阶时变矩 $\tilde{m}_r(t) = E[r(t)]$ 是周期函数,则称 $r(t)$ 是一阶循环平稳随机过程,可以展开成傅里叶级数:

$$\tilde{m}_r(t) = \sum_{\alpha \in \mathcal{X}} \tilde{m}_r(\alpha) e^{j2\pi\alpha t} \quad (3)$$

其中, $\mathcal{X} = \{\alpha; \tilde{m}_r(\alpha) \neq 0\}$ 为循环频率集。

该傅里叶级数展开式的系数为:

$$\tilde{m}_r(\alpha) = \lim_{T \rightarrow \infty} T^{-1} \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{m}_r(t) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (4)$$

称其为一阶循环矩。

以采样率 f_s 对 $r(t)$ 进行采样,可得离散时间信号 $r[n] = r(t)|_{t=nT_s^{-1}}$, 则 $m_r(\alpha) = \tilde{m}_r(\alpha f_s)$, 其中

$$\mathcal{X} = \{\alpha; \alpha \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}], \alpha = \tilde{\alpha} f_s^{-1}, m_r(\alpha) \neq 0\}$$

为归一化的循环频率集。

基于 N 个采样值,且在循环频率 α 上的一阶循环矩的估计式如下^[7]:

$$\hat{m}_r^{(N)}(\alpha) = N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} r[n] e^{-j2\pi\alpha n} \quad (5)$$

以下各部分的性能分析均是针对式(5)所描述的估计器而言的。

4 高斯噪声的一阶循环矩统计特性

设 $\{w[n]\}$ 是复加性高斯白噪声序列,且 $w[n]$ 服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 分布。 $\{g[n]\}$ 是接收机输入端低通滤波器的单位样值响应序列。该白噪声序列经过此低通滤波器得到有色噪声序列 $\{v[n]\}$:

$$v[n] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w[n-i] g[i] \quad (6)$$

式中, $v[n]$ 是 $w[n]$ 的线性组合,所以也是零均值复高斯随机变量序列。 $\{v[n]\}$ 的协方差为:

$$\begin{aligned} cov\{v[n], v[m]\} &= E\{v[n]v^*[m]\} \\ &= E\left\{\sum_{i=-\infty}^{\infty} w[n-i] g[i] \sum_{k=-\infty}^{\infty} w^*[m-k] g[k]\right\} \\ &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} E\{w[n-i]w^*[m-k]\} g[i]g[k] \\ &= \sigma^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} g[k]g[n-m+k] \end{aligned} \quad (7)$$

根据式(5),噪声 $v[n]$ 的一阶循环矩估计值为:

$$\hat{m}_v^{(N)}(\alpha) = N^{-1} \sum_{k=0}^{N-1} v[k] e^{-j2\pi\alpha k} \quad (8)$$

所以 $\hat{m}_v^{(N)}(\alpha)$ 也是复高斯随机变量。

$$E\{\hat{m}_v^{(N)}(\alpha)\} = N^{-1} \sum_{k=0}^{N-1} E\{v[k]\} e^{-j2\pi\alpha k} = 0 \quad (9)$$

$$\begin{aligned} var\{\hat{m}_v^{(N)}(\alpha)\} &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} E\{v[n]v^*[m]\} e^{-j2\pi\alpha(n-m)} \\ &= \frac{\sigma^2}{N^2} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} g[k]g[n-m+k] e^{-j2\pi\alpha(n-m)} \\ &= \frac{\sigma^2}{N} \sum_{\tau=-(N-1)}^{N-1} \left(1 - \frac{|\tau|}{N}\right) \sum_{k=-\infty}^{\infty} g[k]g[k+\tau] e^{-j2\pi\alpha\tau} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\lim_{N \rightarrow \infty} N var\{\hat{m}_v^{(N)}(\alpha)\} = \sigma^2 |G(e^{j2\pi\alpha})|^2 \quad (11)$$

式(11)是从 Cesàro 和文献[8]推出的。而

$$G(e^{j2\pi\alpha}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g[n] e^{-j2\pi\alpha n} \quad (12)$$

是 $\{g[n]\}$ 的离散傅里叶变换。

而本文力主于采样数 N 为有限时的性能分析,此时可用式(10)进行求解。但是当 N 较大时,依然可以用 N 为无穷时的结论。因此:

$$\hat{m}_v^{(N)}(\alpha) \sim \mathcal{CM}(0, \sigma^2 |G(e^{j2\pi\alpha})|^2 / N) \quad (13)$$

依式(13)可得:

$$N \hat{m}_v^{(N)}(\alpha) \sim \mathcal{CM}(0, \sigma^2 N |G(e^{j2\pi\alpha})|^2) \quad (14)$$

由式(13)可知,当采用理想低通滤波器时, $|\hat{m}_v^{(N)}(\alpha)|$ 服从瑞利分布^[9]:

$$|\hat{m}_v^{(N)}(\alpha)| \sim f_v(x) = \begin{cases} \frac{2Nx}{\sigma^2} e^{-\frac{Nx^2}{\sigma^2}}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (15)$$

5 在循环频率处 MFSK 信号的一阶循环矩统计特性

在这部分里,我们针对式(5)所描述的估计器,通过理论分析的方式推导仅存在信号时,在循环频率处 MFSK 信号的一阶循环矩的统计特性。

如文献[10]所述,设 $x(t)$ 是一带限时间连续信号,对 $x(t)$ 以大于或等于 Nyquist 速率的采样率 f_s (采样周期为 T_s) 进行采样,得到 $x[n] = x(t)|_{t=nT_s}$; 并设 $x(t)$ 的傅里叶变换为 $X(f)$, $x[n]$ 的 N 点采样离散傅里叶变换为 $X_N(k)$, 则有:

$$X(f)|_{f=kf_s/N} \approx T_s X_N(k) \quad (16)$$

其中, $k=0, 1, 2, \dots, N-1$ 。

因此,在 $\alpha = kf_s/N$ 时有:

$$\hat{m}_v^{(N)}(\alpha) = N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi\alpha n}$$

$$= N^{-1} DFT(x[n]) \approx N^{-1} f_s X(\alpha) \quad (17)$$

根据傅里叶变换:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (18)$$

$x(t)$ 如式(2)所述。假设检测时间为 L 个码元宽度 LT_b , 而且发送的信息符号 s_m 有 a_m 个, 这里 $m=1, 2, \dots, M$ 。于是有:

$$x(t) = A e^{j\theta} e^{j2\pi\Delta f t} \sum_{i=0}^{L-1} e^{j2\pi f_d s_i (t-iT_b-t_0)} g(t-iT_b-t_0) \quad (19)$$

把式(17)代入式(18)得:

$$\begin{aligned} X(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} A e^{j\theta} e^{j2\pi\Delta f t} \sum_{i=0}^{L-1} e^{j2\pi f_d s_i (t-iT_b-t_0)} g(t-iT_b-t_0) \\ &\quad e^{-j2\pi ft} dt \\ &= A e^{j\theta} \sum_{i=0}^{L-1} T_b e^{-j2\pi f_d s_i (iT_b+t_0)} e^{j2\pi(\Delta f + f_d s_i - f)(iT_b+t_0+T_b/2)} \\ &\quad sa[\pi(\Delta f + f_d s_i - f)T_b] \end{aligned} \quad (20)$$

这里 $sa(x) = \sin(x)/x$, 即抽样函数。由式(20)可知, 当 $L \rightarrow \infty$ 时, $X(f)$ 仅在 $\Delta f + f_d s_i - f = 0$ 处不等于零。因此按照循环式(3)描述的循环频率的定义可知 $\tilde{\mathcal{X}} = \{f; f = \Delta f + f_d s_m, (m=1, 2, \dots, M)\}$ 就是 $x(t)$ 的一阶循环频率集。归一化的一阶循环频率集为: $\mathcal{X} = \{\alpha; \alpha = f/f_s = \Delta f/f_s + f_d s_m/f_s\}$, 这里 m 的取值范围为 $(m=1, 2, \dots, M)$ 。

另外在采用 MFSK 方式的通信中一般都令 $f_d T_b$ 为整数, 更多的情况下 $f_d T_b = 1$, 因此在循环频率 $f_m \in \tilde{\mathcal{X}}$ 处, 式(20)可以简化为:

$$X(f_m) |_{f_m \in \tilde{\mathcal{X}}} = A e^{j(\theta - 2\pi f_d s_i t_0)} a_m T_b \quad (21)$$

$$\tilde{m}_x^{(N)}(\alpha_m) |_{\alpha_m \in \mathcal{X}} \approx A e^{j(\theta - 2\pi f_d s_i t_0)} \frac{a_m T_b}{NT_s} = A \frac{a_m}{L} e^{j(\theta - 2\pi f_d s_i t_0)} \quad (22)$$

$$N |\tilde{m}_x^{(N)}(\alpha_m) |_{\alpha_m \in \mathcal{X}} \approx AN \frac{a_m}{L} \quad (23)$$

在实际的通信中, 接收机前端对信号进行采样之后还要进行进一步的滤波, 尽可能小地使信号受到较少的影响, 同时尽可能大地滤除无关噪声, 以提高信噪比。假设 MFSK 信号 $\{x[n]\}$ 通过一双边带宽为 $2B$ 的低通滤波器 $\{g[n]\}$ 得到 $\{y[n]\}$, 则:

$$y[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x[n-m]g[m] = x[n] \otimes g[n] \quad (24)$$

\otimes 表示卷积运算。于是:

$$Y(z) = X(z)G(z) \quad (25)$$

$X(z), Y(z), G(z)$ 分别为 $\{x[n]\}, \{y[n]\}, \{g[n]\}$ 的 Z 变换。令 $z = e^{j2\pi f}$, 得:

$$Y(e^{j2\pi f}) = X(e^{j2\pi f})G(e^{j2\pi f}), \text{ 即:}$$

$$Y(f) = X(f)G(f) \quad (26)$$

$$|Y(f)| = |X(f)| |G(f)| \quad (27)$$

一般情况下, 低通滤波器的双边带宽 $2B$ 的选择应包含 MFSK 信号 $x(t)$ 的所有主瓣, 此时如果取理想低通滤波器, 则:

$$|Y(f)| = \begin{cases} |X(f)|, & |f| \leq B \\ 0, & |f| > B \end{cases} \quad (28)$$

因此在 $|f| \leq B$ 时(这也正是我们研究的带宽范围), 由式(5)和式(16)可得, 在 $\alpha = kf_s/N$ 处有:

$$\hat{m}_y^{(K)}(\alpha) \approx \hat{m}_x^{(K)}(\alpha) \quad (29)$$

6 有噪声时循环频率处 MFSK 信号的一阶循环矩统计特性

当 MFSK 信号和噪声混合到一起且采样数 N 有限时, 在

非循环频率处的一阶循环矩幅度比较复杂。所幸的是噪声中 MFSK 信号的检测性能主要由循环频率处的统计特性决定。因此这一部分我们主要分析噪声存在时循环频率处 MFSK 信号的一阶循环矩统计特性。设:

$$p[n] = r[n] \otimes g[n] = \{x[n] + w[n]\} \otimes g[n] = y[n] + v[n]$$

由式(5)和式(1)可得:

$$\begin{aligned} \hat{m}_p^{(N)}(\alpha) &= N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} p[n] e^{-j2\pi\alpha n} \\ &= N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} \{y[n] + v[n]\} e^{-j2\pi\alpha n} \\ &= N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-j2\pi\alpha n} + N^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} v[n] e^{-j2\pi\alpha n} \\ &= \hat{m}_y^{(N)}(\alpha) + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha) \approx \hat{m}_x^{(N)}(\alpha) + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha) \end{aligned} \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \hat{m}_x^{(N)}(\alpha_m) + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m) |_{\alpha_m \in \mathcal{X}} \\ \approx A \frac{a_m}{L} e^{j(\theta - 2\pi f_d s_i m t_0)} + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m) |_{\alpha_m \in \mathcal{X}} \\ = \{A \frac{a_m}{L} \cos(\theta - 2\pi f_d s_i m t_0) + \text{Re}[\hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m)]\} + j \{A \frac{a_m}{L} \\ \sin(\theta - 2\pi f_d s_i m t_0) + \text{Im}[\hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m)]\} |_{\alpha_m \in \mathcal{X}} \end{aligned} \quad (31)$$

$|\hat{m}_x^{(N)}(\alpha_m) + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m) |_{\alpha_m \in \mathcal{X}}|$ 服从 Rician 分布^[9], 即 $|\hat{m}_x^{(N)}(\alpha_m) + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m) |_{\alpha_m \in \mathcal{X}}| \sim f_m(x)$, 其中:

$$f_m(x) = \begin{cases} \frac{2Nx}{\sigma^2} I_0\left(\frac{2NAa_m x}{L\sigma^2}\right) e^{-\frac{L^2 Nx^2 + NA^2 a_m^2}{L^2 \sigma^2}}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (32)$$

进一步, 根据全概率公式, 有噪声时循环频率 α_m 处 MFSK 信号的一阶循环矩幅度的概率密度函数为:

$$p_m(x) = \sum_{a_m=0}^L \binom{L}{a_m} \frac{1}{M^L} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{L-a_m} \cdot f_m(x) \quad (33)$$

其中, $\binom{L}{a_m} \frac{1}{M^L} \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{L-a_m}$ 是指在 L 个信息码元中恰好有 a_m 个 s_m 码元的概率, 即二项分布 $B(L, 1/M)$ ^[11]。

在实际中, 很多情况下 L 取得比较大, 此时计算在 L 个信息码元中恰好有 a_m 个 s_m 码元的概率比较困难。因此, 这里给出一种 L 较大时的近似计算方法。

德莫弗-拉普拉斯(De Moivre-Laplace)中心极限定理^[11]: 设 $\eta_n \sim B(n, p)$, 则对于任意 x 有:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} P\left\{\frac{\eta_n - np}{\sqrt{np(1-p)}} \leq x\right\} = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} dt = \Phi(x) \quad (34)$$

即 $\frac{\eta_n - np}{\sqrt{np(1-p)}}$ 的概率密度函数(pdf)为 $\frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2}$ 。

因此 L 取得比较大时, 式(33)可以写为:

$$p_m(x) \approx \sum_{a_m=0}^L \frac{M}{\sqrt{2\pi L(M-1)}} e^{-\frac{(M a_m - L)^2}{2L(M-1)}} \cdot f_m(x) \quad (35)$$

7 MFSK 信号基于一阶循环矩检测的性能分析

在第 3—第 5 节的基础上, 这部分主要通过理论分析的方法研究有噪声时循环频率处 MFSK 信号的一阶循环矩检测器的性能。为此首先简要叙述一下 MFSK 信号的一阶循环矩检测过程。

MFSK 的检测问题本质上是一个假设检验问题。如果恰好检测到 M 个一阶循环频率, 则认为接收信号是 MFSK 信

号;否则认为该信号不存在。一般这个检测过程分为两步:

第 1 步 连续采样 N 个点,选择一组归一化的候选循环频率 α' ,根据式(5)计算一阶循环矩幅度的估计值 $|\hat{m}_r^{(N)}(\alpha)|$;

第 2 步 把得到的候选循环频率 α' 处的一阶循环矩幅度估计值 $|\hat{m}_r^{(N)}(\alpha)|$ 和事先选好的门限 T_d 进行比较。如果 $|\hat{m}_r^{(N)}(\alpha)| > T_d$,则认为检测到一个循环频率,否则认为没有循环频率存在。由前面的分析可知,对于 MFSK 信号而言,有且仅有 M 个循环频率,如果恰好检测到 M 个一阶循环频率,则认为接收信号是 MFSK 信号;否则认为该信号不存在。

首先研究一个循环频率处的虚报概率和检测概率。由前面的研究结果可知,在循环频率处:

$$\mathcal{H}_0: |\hat{m}_v^{(N)}(\alpha)| \sim f_v(x) = \begin{cases} \frac{2Nx}{\sigma^2} e^{-\frac{Nx^2}{\sigma^2}}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}$$

$$\mathcal{H}_1: |\hat{m}_x^{(N)}(\alpha_m) + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m)|_{\alpha_m \in \mathcal{X}} \sim p_m(x)$$

其中, $p_m(x)$ 由式(33)或式(35)确定。 \mathcal{H}_0 表示仅有噪声, \mathcal{H}_1 表示既有噪声又有信号。

于是,一个循环频率处的虚报概率为:

$$P_F = \int_{T_d}^{\infty} f_v(x) dx \quad (36)$$

据式(36)可以求出检测门限为:

$$T_d = F_v^{-1}(P_F) \quad (37)$$

式中, $F_v^{-1}(P_F)$ 为 $|\hat{m}_v^{(N)}(\alpha)|$ 累积概率密度函数的反函数。

所以一个循环频率处的检测概率为:

$$P_D = \int_{T_d}^{\infty} p_m(x) dx \quad (38)$$

那么对于 MFSK 信号而言,如果已知循环频率所在的位置,而且候选循环频率正好是这些循环频率,则 MFSK 信号的虚报概率为:

$$P_F^M = (P_F)^M \quad (39)$$

据此可以得到检测:

$$T_d^M = F_v^{-1}(\sqrt[M]{P_F^M}) \quad (40)$$

MFSK 信号的检测概率为:

$$P_D^M = (P_D)^M = \left\{ \int_{T_d^M}^{\infty} p_m(x) dx \right\}^M \quad (41)$$

8 数值仿真

本节拟利用数值仿真验证上述理论分析结果。仿真条件如下: MFSK 信号的进制数 $M=2, 4, 8$; 单边带宽为 3kHz; 信号幅度 $A=1$; 检测时间 $D_t = LT_b$, 其中 T_b 为 MFSK 的信息符号持续时间; 载波相位 $\theta = \pi/6$; 为了方便仿真,令载波频率偏移为 0Hz(不影响理论分析结果和仿真结果); 时延 $t_0 = 0.6T_b$; 采样频率 f_s 为 6kHz 的倍数; 加性高斯白噪声(AWGN)的双倍功率谱密度 p_f 在具体仿真中指定,其单位为 W/Hz。

8.1 循环频率处一阶循环矩幅度的概率密度函数

图 1(a)是在 $M=2, f_s=6000$, 低通滤波器双边带宽为 6kHz, $p_f=0.001$ (W/Hz), 检测时间为 T_b 的 L 倍时(仿真中 L 分别为 5、10、20、40)的 $|\hat{m}_x^{(N)}(\alpha_m) + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m)|_{\alpha_m \in \mathcal{X}}$ 概率密度函数理论及仿真结果; 图 1(b)是在图 1(a)仿真条件下仅仅取 $L=10, M$ 分别是 2、4、8 时得到的循环频率处幅度 $|\hat{m}_x^{(N)}$

$(\alpha_m) + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m)|_{\alpha_m \in \mathcal{X}}$ 的概率密度函数理论及仿真结果; 图 1(c)是在图 1(a)仿真条件下仅仅取 $L=10, p_f$ 分别是 0.01、0.005、0.002、0.001 时得到的 $|\hat{m}_x^{(N)}(\alpha_m) + \hat{m}_v^{(N)}(\alpha_m)|_{\alpha_m \in \mathcal{X}}$ 概率密度函数理论及仿真结果。图 1(a)~(c)验证了式(33)和式(35)的正确性。

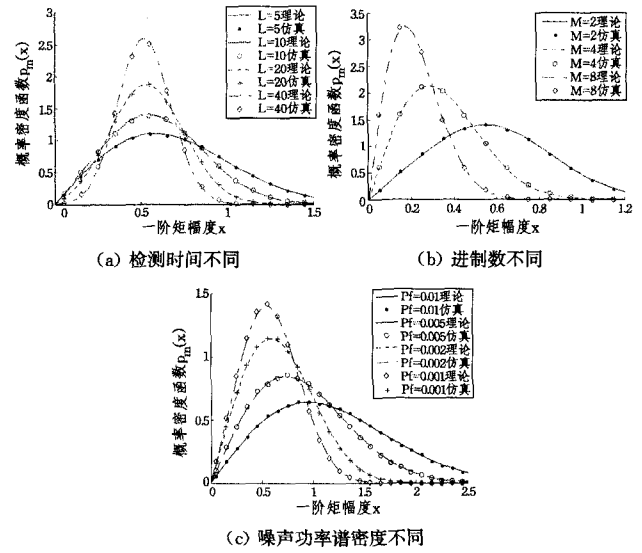


图 1

8.2 基于一阶循环矩检测器的 ROC 曲线

图 2 是在 $f_s=48000$ Hz, $M=2, p_f=0.01$, 采样长度分别为 $N=96$ 和 384, 采用单循环频率(1CF)和 4 个循环频率(4CF), 虚报概率 P_F 分别为 0.01 和 0.05 时, 所得的 8 条 ROC 曲线。由图 2 可以看出: 1) 随着采样长度的增加, 检测概率显著提高; 2) 同等条件下, MFSK 信号的进制数 M 的增加会造成性能下降。

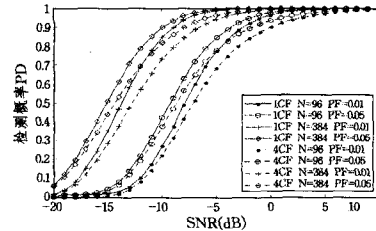


图 2 检测器的 ROC 曲线

结束语 以上对有噪 MFSK 信号基于一阶循环矩检测器的性能进行了较为深入的理论分析; 在采样长度有限时, 推导了有噪 MFSK 信号在循环频率处一阶循环矩幅度的概率密度函数公式; 在此基础上给出了该检测器的 ROC 特性曲线计算方法。但是在实际中更多的情况是 CR 用户并不知道主用户信号循环频率的位置, 为有效检测主用户的出现, 需要研究有噪 MFSK 信号在非循环频率处的统计特性, 这是本课题下一步要解决的问题。

参考文献

- [1] FCC. Spectrum Policy Task Force Report [R]. Washington: FCC, 2003
- [2] Islam M H, Koh C L, Oh S W, et al. Spectrum survey in Singapore: Occupancy measurements and analysis [C] // Proc. 3rd Int. Conf. CROWNCOM. Singapore, May 2008; 1-7

(下转第 295 页)

针对数据同步的冲突问题,尤其是知识库中知识条目正文的冲突问题,便携终端系统实现了正文冲突自动合并算法。算法在进行合并时分别考虑时间因素和文本差异因素,将时间较旧的版本作为基础,逐行扫描,和较新的版本进行比较,如果较新版本中当前和基础版本中的当前行不一致,则遍历基础版本,查找是否存在相同的行,如果不存在,则在基础版本中插入,如果存在则跳过,以此类推。

核心代码:

```
Public List<Attachment> GetLocalAttachments(List<string> array)
{
    List<Attachment> files=new List<Attachment>();
    StringBuilder ids=new StringBuilder("-1");
    array.ForEach(m => ids.Append(", " + m));
    DataTable dt=DataAccess. MySQLInstance. Query(string. Format
    ("select * from wiki_attachment where did in({0})",ids. ToString
    ())). Tables[0];
    Hyperats. Framework. Web. Net. HttpClient client; Attachment att
    =null;
    for(int i=0;i < dt. Rows. Count;i++)
        client = new Hyperats. Framework. Web. Net. HttpClient
    (string. Format("{0}{1}", domain,att. attachment));
    try
    {att. content=client. GetBytes();}
    catch(System. Net. WebException ex)
    {continue;}
    att. attachment2= string. Format("{0}_s{1}", att. attach-
    ment. Substring(0, att. attachment. LastIndexOf(".")), System.
    IO. Path. GetExtension(att. attachment));
    client = new Hyperats. Framework. Web. Net. HttpClient
    (string. Format("{0}{1}", domain,att. attachment2));
    try
    {att. s_content=client. GetBytes(); }
    catch(System. Net. WebException ex)
    {continue;}
    files. Add(att);
    att. attachment3= string. Format("{0}_140{1}", att. attach-
    ment. Substring(0, att. attachment. LastIndexOf(".")), System.
    IO. Path. GetExtension(att. attachment));
    client = new Hyperats. Framework. Web. Net. HttpClient
```

```
(string. Format("{0}{1}", domain,att. attachment2));
    try
    {att. content140=client. GetBytes();}
    catch(System. Net. WebException ex)
    {continue;}
    files. Add(att);}
    return files;
}
```

4 结果分析

便携终端系统实现了如下功能:

1)浏览离线知识库。在离线状态下,舰员可以通过客户端浏览在本地存储的知识库数据,本地知识库中的每一个具体词条信息都与服务器中的词条信息保持一致。

2)创建离线支援请求。在创建支援请求时可以实时采集视频、音频、图像,在互联网状态下,可以把离线支援请求上传到远程维修支援服务器,生成一条在线的支援请求,进入到支援请求的处理过程,同时还可以下载已上传离线支援请求的处理过程信息和对应虚拟工作组的人员信息。

3)同步数据。在互联网状态下,舰员可以通过客户端将存储在终端中的支援请求信息同步到服务器上,也可以把已经同步过的支援请求的处理信息下载到本地以供浏览;同时,还可以从服务器上下载最新的词条信息并保存到本地以供浏览。

总的说来,国外使用的软件有些类似 IETM,可以对维修诊断进行过程式处理。整个终端还是有些类似一个 PMA,并没有知识积累和知识学习的作用,同时应用的笔记本还是属于平板出现前的技术。而此次研制的便携终端系统则具有了知识管理的功能,以最大程度地方便了用户。

参考文献

- [1] 基于语义 Web 技术的 Wiki 系统研究与设计[J]. 首都师范大学学报:自然科学版,2008(01)
- [2] 闫晓妍. 基于语义 Wiki 的知识检索研究[J]. 图书馆学研究, 2010(07):75-80
- [3] Borja, Rhea R. Educators Experiment With Student-Written 'Wikis'[J]. Education Week,2006,25(30)

(上接第 279 页)

- [3] Datla D, Wyglinski A M, Minden G J. A spectrum surveying framework for dynamic spectrum access networks [J]. IEEE Trans. Veh. Technol,2009,58(8):4158-4168
- [4] Mitola J, Maguire G Q. Cognitive radio: Making software radios more personal [J]. IEEE Pers. Commun,1999,6(4):13-18
- [5] Mitola J. Cognitive radio—An integrated agent architecture for software-defined radio [D]. Sweden: Royal Institute of Technology,2000
- [6] Haykin S, Thomson D, Reed J. Spectrum sensing for cognitive radio [J]. Proceedings of the IEEE,2009,97(8):849-877
- [7] Dobre, Rajan S, Inkol R. Joint Signal Detection and Classification

Based on First Order Cyclostationarity for Cognitive Radios [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing-special issue on dynamic,2009,2009

- [8] Porat B. Digital Processing of Random Signals; Theory and Methods [M]. New Jersey: Dover Publications,2008
- [9] Proakis J G. Digital Communications(4th edition)[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry,2001
- [10] 徐以涛. 数字信号处理 [M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2009
- [11] 盛骤,谢式千. 概率论与数理统计(第三版) [M]. 杭州:高等教育出版社,1989