

一种衰落信道下 MFSK 信号符号速率估计算法

董鑫¹ 欧阳喜¹ 李斌²

(1. 解放军信息工程大学信息系统工程学院, 郑州, 450002; 2. 河南工业大学图书馆, 郑州, 450002)

摘要: 在短波通信中, MFSK 是一种常见的调制方式, 其符号速率估计对非合作接收方有重要意义, 而短波信道干扰常对符号率估计造成影响。本文通过分析信道干扰对信号传输的影响, 提出一种衰落信道下 MFSK 信号符号速率估计算法, 该算法通过小波脊线提取、小波脊线滤波、过零点间隔聚类等方法, 能有效地克服短波信道中多径效应和多普勒频移对符号速率估计的影响。仿真实验结果表明, 本文算法在低信噪比、加入多普勒频移和多径效应等信道条件下仍具有较高的估计精度, 可用于实际工程。

关键词: 多进制频移键控; 短波; 符号速率; 多径效应; 多普勒频移

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A

Symbol Rate Estimation Algorithm for MFSK Signal on Condition of Fading Channel

Dong Xin¹, Ou Yangxi¹, Li Bin²

(1. Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou, 450002, China; 2. Library of Henan University of Technology, Zhengzhou, 450002, China)

Abstract: In high frequency (HF) communication, M-ary frequency-shift keying (MFSK) is a common modulation mode. The symbol rate estimation of MFSK signal is meaningful for the non-cooperation receiving. According to the analysis of channel disturbance effect on signals, an algorithm is proposed to estimate the symbol rate of MFSK signal. By means of extracting and filtering wavelet bridge, clustering the distance of zero-crossing, the effect of multi-path and Doppler phenomenon in the symbol rate estimation can be overcome. Simulation experiments show that the algorithm can reach a good accuracy degree when the channel is in low SNR and contains the multi-path and Doppler effect. And it can be used for practical engineering.

Key words: M-ary frequency-shift keying; high frequency; symbol rate; multi-path; Doppler-frequency-shift

引 言

多进制频移键控(M-ary frequency-shift keying, MFSK)是现阶段广泛应用于短波通信中的重要调制方式之一, 而符号速率是进行信号解调的必要调制参数, 因此准确的盲符号速率估计对于非合作接收有重要意义。目前, 常见的 MFSK 信号符号速率估计算法有以下几类: 文献[1]提出了基于时域瞬时特征的估计算法, 但在当信号载频不为零时迅速恶化。文献[2-3]提出运用循环自相关算法, 文献[4]提出

运用最大似然函数方法估计数字信号符号速率,虽然获得了较高的精度,但运用于 MFSK 信号时精度下降或不再适用。文献[5-7]提出了基于 Haar 小波和谱线检测的符号速率估计算法,并在文献[8]应用到调制分类中,适用于非零载波频率的数字带通信号,但在信噪比较低,或存在时间选择性衰落和频率选择性衰落时,谱线检测受到较多的小波峰和毛刺干扰进而失效。文献[9-10]分别提出运用多频带能量算子和循环谱进行符号速率估计,能达到较高精度,但是共同特点是其预处理的滤波器设计中均需要载频和信号带宽等先验知识,不能做到全盲估计。文献[11]提出运用 morlet 小波脊线的过零点间隔进行符号率估计,但并未做去噪及聚类处理,在信号质量较差时出现误判,且各类代表点的选取需要人工干预。文献[12]在文献[11]的基础上对小波脊线做方差及自相关运算,通过谱线检测完成自动估计,对多普勒频移不敏感,但并未考虑多径效应的干扰。考虑到实际短波信道中存在多径和多普勒效应等多种干扰,符号速率呈现小范围“浮动”,传统算法应用到实际短波信号中往往会效果变差,本文充分利用小波变换对频率变化的敏感性,通过脊线滤波和聚类等方法抵消其“浮动”现象,可以有效地抑制多径效应和多普勒频移对符号速率估计的影响,实现短波信道下 MFSK 信号较为准确的符号速率估计。

1 信号模型及其小波变换

在接收端, MFSK 信号可以表示如下

$$S_{\text{MFSK}}(t) = N_p \sum_k e^{j[2\pi(f_c + \Delta f_k)t + \varphi_k]} g(t - kT_s) \quad (1)$$

$$\Delta f_k = [i - (M - 1)/2] \Delta f_0 \quad i = 0, 1, \dots, M - 1; k = 0, 1, \dots$$

式中: N_p 为接收信号的平均功率; f_c 为载波频率; T_s 为符号周期; Δf_0 为 MFSK 信号频率间隔; φ_k 为相位修正因子,当 FSK 信号为相位非连续情况时, $\varphi_k = 0$,当 FSK 信号为相位连续情况时, φ_k 的取值要保证 FSK 信号前后码元相位的连续性; $g(t)$ 为脉冲成型函数。

根据 Watterson 信道建模,信号经过信道后产生多径效应和多普勒效应,接收端的信号表达式为^[13]

$$y(t) = \text{Re} \left(\sum_n \beta_n(t - \tau_n) \cdot e^{j\varphi_n(t - \tau_n)} \cdot s(t - \tau_n) \cdot e^{j2\pi f_d(t - \tau_n)} + w(t) \right) \quad (2)$$

式中: $\beta_n(t)$, $\varphi_n(t)$ 为第 n 条传播路径上接收信号的幅度衰减因子和相位影响因子; f_d 为多普勒频移, $w(t)$ 为加性高斯白噪声。

MFSK 信号是频率调制信号,其瞬时频率变化的规律包含着符号率的信息,小波变换具有高频区时域分辨率高和低频区频域分辨率高的特点,适合于信号时频特征的提取,尤其是小波脊线能有效地提取信号的瞬时频率,本文采用基于 Morlet 小波变换的小波脊线方法提取信号瞬时频率,其连续小波变换的数学表达式为

$$c(a, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int y(t) \varphi_{a,\tau}^*(t) dt \quad (3)$$

式中: $y(t)$ 为待分析信号; $\varphi(t)$ 为母小波函数; $\varphi_{a,\tau}^*(t) = \varphi((t - \tau)/a)$ 为子小波; τ 为小波变换位移; a 为小波变换尺度因子。Morlet 小波函数为 $\varphi(t) = (1/\sqrt{2\pi}) \cdot e^{-t^2/2} e^{j\omega_0 t}$, 将其代入式(3)得到 Morlet 小波的表达式为

$$c_{\text{mor}}(a, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int y(t) e^{-\left(\frac{t-\tau}{2a}\right)^2} e^{-j\omega_\varphi \left(\frac{t-\tau}{a}\right)} dt = \frac{1}{\sqrt{a}} \int A_i e^{-\left(\frac{t-\tau}{2a}\right)^2} e^{j\varphi_i} e^{j[\varphi_y(t) - \varphi_\varphi(t)]} dt \quad (4)$$

式中: A_i 为瞬时幅度; φ_i 为码元初相; $\varphi_y(t)$ 为未去卷叠相位; $\varphi_\varphi(t) = \omega_\varphi \left(\frac{t-\tau}{a}\right)$ 。

由式(4)可知,在一个符号内信号为渐进信号,引入概念积分相位驻点 t_y ^[14],其定义为

$$\begin{cases} \left. \frac{d(\varphi_y(t) - \varphi_\varphi(t))}{dt} \right|_{t=t_y} = 0 \\ \left. \frac{d^2(\varphi_y(t) - \varphi_\varphi(t))}{dt^2} \right|_{t=t_y} \neq 0 \end{cases} \quad (5)$$

即为

$$\begin{cases} \Phi'_{a,\tau}(t_y) = \phi'_y(t_y) - \frac{1}{a} \cdot \omega'_\varphi\left(\frac{t_y - \tau}{a}\right) = 0 \\ \Phi''_{a,\tau}(t_y) = \phi''_y(t_y) - \frac{1}{a^2} \cdot \omega''_\varphi\left(\frac{t_y - \tau}{a}\right) \neq 0 \end{cases} \quad (6)$$

积分相位驻点有两个作用:(1)由积分相位驻点处的积分值可以近似计算 $c_{\text{mor}}(a, \tau)$;(2)可以利用积分相位驻点估计小波脊线,这里重点讨论第 2 个作用。

由文献[14],小波脊线可由积分相位驻点处的点序列 (a, τ) 组成,且满足 $t_y(a, \tau) = \tau$,由式(6)可得

$$a(\tau) = \omega'_\varphi(0) / \phi'_y(\tau) = \omega(0) / \omega_{\text{inst}}(\tau) \quad (7)$$

式中: $\omega(0)$ 为母小波的中心角频率; ω_{inst} 为信号瞬时频率。由此可见,MFSK 信号的小波脊线分类收敛于 M 类, M 为 MFSK 信号的调制阶数,即满足

$$a^l = a^l(\tau) = \frac{\omega(0)}{\omega_{\text{inst}}(\tau)} \quad l=1, 2, \dots, M \quad (8)$$

在多个符号时,小波脊线将信号的频率调制信息转换为幅度调制信息,在过采样条件下 MFSK 信号的小波脊线呈现阶梯状分布。在单个符号内,其小波脊线的位置与瞬时频率一一对应,当小波支撑域跨越符号时,小波脊线由相邻符号内的频率共同决定,呈现出过渡状态,而小波脊线各个过渡状态之间的间隔便包含了符号间隔(符号率倒数)信息,通过对小波脊线过渡状态的检测以及进一步的处理即可进行符号率的估计。

2 符号速率估计算法

2.1 信号预处理

接收机接收到的信号都是实信号,由于算法需要,首先进行希尔伯特变换,将实信号序列化为复信号序列,如下式所示

$$y(t) = y(t) + jh(y(t)) \quad (9)$$

在工程实现中,是通过数字下变频(Digital down converting, DDC)芯片或写入 DDC 功能的 FPGA 完成,除了完成实信号化复信号的功能外,DDC 还完成了降频(将载频降为零频或低频),降采样率(降低 A/D 输出数据的采样率,便于后续处理)等功能。

预处理过程除了复信号化外,还需对信号进行恒包络处理,减小频率选择性衰落对信号幅度的影响,处理式如下

$$y(t) = \frac{y(t) + jh(y(t))}{|y(t) + jh(y(t))|} \quad (10)$$

对实际短波信号进行分析,可以看到,恒包络处理前信号幅度呈现明显的频率选择性衰落,不同频率的信号幅度差异较大,在时域表现为失去 MFSK 信号的恒包络特性,在频域表现为能量集中于某几个调制频率处,其他调制频率处能量受到抑制;恒包络处理后,频率选择性衰落对幅度的影响大大减小了,能量相对平均到各个调制频率。

2.2 小波脊线的提取及滤波

小波脊线提取常常利用信号的能量特征或相位特征,利用能量特征具有更好的抗噪性能,本文采用利用能量特征的方式,即利用脊线上信号能量最集中和幅值最大的特点,通过求最大的小波系数幅值来实现小波脊线的提取。

由式(7)可知,尺度因子范围取决于瞬时频率的范围,设置采样率为 25 kHz,小波变换中心角频率为 5,频率步进为 100 Hz,可得到瞬时频率和尺度因子的对应图如图 1 所示,可见,在低频段(小于 1 000

Hz)时,瞬时频率的变化会较大的影响尺度因子的取值,在高频段(大于1 000 Hz)时,尺度因子受瞬时频率的影响较小,呈收敛态,这就为尺度因子的选取提供了依据。可以根据信号的频率分布选取尺度因子。

目标信号的频率分布已知时,可以根据图1选取合适的尺度因子以减少运算量,如果是全盲估计,可以遍历尺度因子,根据尺度因子的分布特点设置可变速步进 Δa ,可以有效地减小遍历范围,如下式所示

$$\Delta a = \begin{cases} 1 & 1 \leq a \leq 30 \\ 10 & 30 \leq a \leq 100 \end{cases} \quad (11)$$

对于常见的短波信号样本,尺度因子取1~30即可覆盖信号的频率范围。确定尺度因子序列 (a_1, a_2, \dots, a_n) 后,对信号进行连续小波变换,获得一个二维小波系数矩阵

$$C(a, \tau) = \begin{bmatrix} |c(a_1, \tau_1)| & \dots & |c(a_1, \tau_s)| & \dots \\ |c(a_2, \tau_1)| & \dots & |c(a_2, \tau_s)| & \dots \\ \vdots & \dots & \vdots & \dots \\ |c(a_n, \tau_1)| & \dots & |c(a_n, \tau_s)| & \dots \end{bmatrix} \quad (12)$$

搜索列最大值对应的尺度因子,对其零均值化获得小波脊线示意图如图2所示,图2中信道环境设置为: $E_s/N_0 = 10$ dB,多普勒频移 10 Hz,多径设置为3路,每路时延为6个采样间隔。

由图2可知,小波脊线分布呈现阶梯特征,较好地印证了式(8),零均值化小波脊线过零点间隔为符号周期的整数倍,通过对过零点间隔进行统计和处理,就可得到符号速率。但由图2(b,d)可知,信道干扰会使小波脊线产生较多宽度不一的毛刺,这是信道干扰产生了大量瞬时频率分量所致,为降低信道干扰,本文通过一些信号处理方法,对小波脊线进行滤波。

设 $\Delta\omega$ 为 MFSK 信号的调制频率间隔; ω_i, ω_{i+1} 为某两个相邻的调制频率 $(1 \leq i < M)$,且有 $\omega_{i+1} = \omega_i + \Delta\omega, \Delta\omega < \omega_i$,定义 Δa_r 为这两个调制频率对应的小波脊线差,在无干扰条件下,有

$$\begin{aligned} \Delta a_r &= a_{r1} - a_{r2} = \omega(0)/\omega_i - \omega(0)/\omega_{i+1} = \omega(0)/\omega_i - \omega(0)/(\omega_{i+1} + \Delta\omega) = \\ &= \frac{\omega(0) \cdot \Delta\omega}{\omega_i \cdot (\omega_i + \Delta\omega)} = \frac{\omega(0) \cdot \Delta\omega}{\omega_i^2 + \Delta\omega \cdot \omega_i} > 0 \end{aligned} \quad (13)$$

在短波信道中,多径效应造成频谱扩展,多普勒效应则产生频移、频扩两种影响,生成随机加性频率成分 ω_{HF} (可正可负),先不考虑加性噪声造成的奇异点频率,由文献[15]可知,在常规条件下, $|\omega_{HF}| \leq \Delta\omega$,设 $\omega_{HF0}, \omega_{HF1}$ 为两个调制频率分别对应的随机频率成分,则有

$$\begin{aligned} \Delta a'_r &= \frac{\omega(0)}{\omega_i + \omega_{HF0}} - \frac{\omega(0)}{\omega_i + \Delta\omega + \omega_{HF1}} = \frac{\omega(0) \cdot \Delta\omega + \omega(0) \cdot \omega_{HF1} - \omega(0) \cdot \omega_{HF0}}{\omega_i^2 + \omega_i \cdot \Delta\omega + \omega_i \cdot (\omega_{HF1} + \omega_{HF0}) + \omega_{HF0} \cdot \Delta\omega + \omega_{HF0} \cdot \omega_{HF1}} \approx \\ &= \frac{\omega(0) \cdot (\Delta\omega + \omega_{HF1} - \omega_{HF0})}{\omega_i \cdot (\omega_i + \omega_{HF1} + \omega_{HF0}) + \Delta\omega \cdot (\omega_i + \omega_{HF0})} \end{aligned} \quad (14)$$

由条件 $|\omega_{HF}| \leq \Delta\omega$,得到

$$\omega(0) \cdot (\Delta\omega + \omega_{HF1} - \omega_{HF0}) > 0 \quad (15)$$

$$\omega_i \cdot (\omega_i + \omega_{HF1} + \omega_{HF0}) > 0 \quad (16)$$

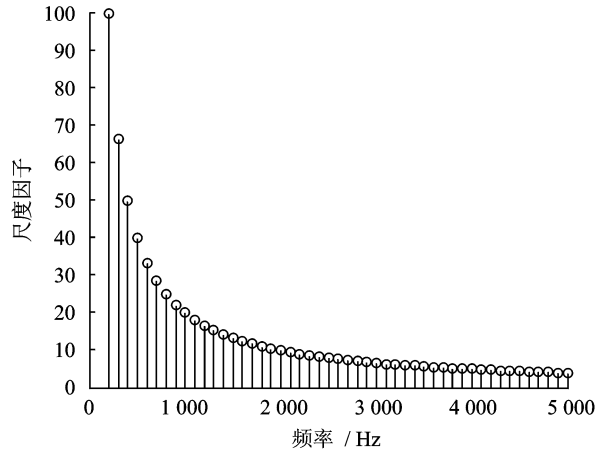


图1 瞬时频率-尺度因子对应图

Fig. 1 Instant frequency and scale factor

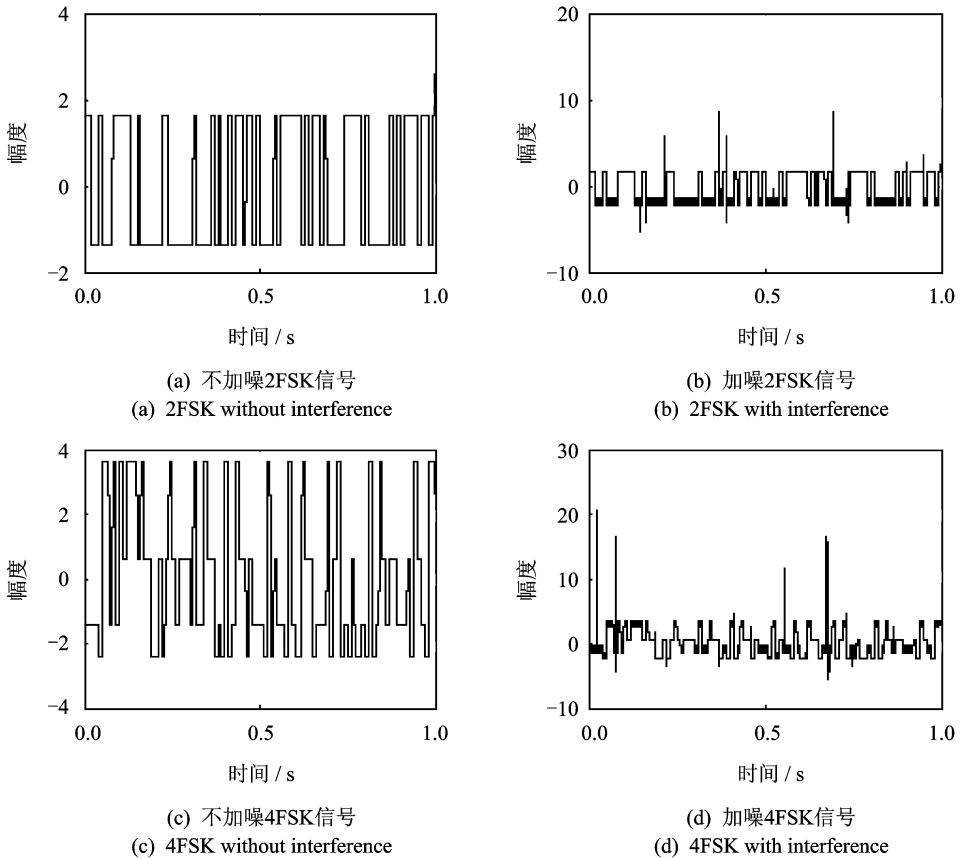


图2 小波脊线示意图

Fig. 2 Wavelet bridge

$$\Delta\omega \cdot (\omega_i + \omega_{HF0}) > 0 \quad (17)$$

将式(15-17)代入式(14),得到

$$\Delta a'_r > 0 \quad (18)$$

因此,在加入常规条件下的多径和多普勒效应时,不同调制频率对应的小波脊线的大小关系并不会发生变化,只会在脊线上产生幅度不高、宽度不一的毛刺,对过零点判别影响较小。

存在加性噪声时,会产生奇异点频率,即噪声对信号幅度的突然改变引入的突发频率成分,持续时间短,大小不可知,因此,在产生奇异点频率时,前述推导应用的条件 $|\omega_{HF}| \leq \Delta\omega$ 和式(14)的近似不再成立,造成 $\Delta a'_r$ 的符号不可判,进而失去了小波脊线原有的大小关系,体现为在脊线上产生幅度较大宽度较小的毛刺,因毛刺幅度较高,对过零点判别造成较大干扰。根据上述分析,本文提出脊线滤波的方法为:针对多径和多普勒效应造成的低幅毛刺干扰,可通过下式对脊线进行二值处理,将脊线序列化为-1和+1组成的二值序列

$$\text{Br}(n) = \text{sgn}(a(n)) \quad (19)$$

式中: $a(n)$ 为处理前的脊线序列; $\text{Br}(n)$ 为处理后的脊线二值序列。

简单的二值处理消除了脊线平稳阶段的低幅毛刺,针对小波支撑域跨越符号的低幅毛刺和加性噪声造成的高幅毛刺,滤波算法如下。

在非合作接收中,日常处理的短波信号是一次混频后的低频信号,过采样率较高,在 $10^1 \sim 10^2$ 数量级,这就为脊线滤波提供了先验知识。设置阈值 N_1 ,当脊线过零点间隔 Len_pass0 小于 N_1 时,判为毛刺。在掌握目标信号先验知识较少或全盲接收时,阈值设置取保守值,即 $N_1 < 10$,在掌握目标信号一定先验知识时,阈值设置可以适当取较大值。脊线过零点将脊线分为一个个小段,设某小段的持续坐标为 $[n_1, n_2]$,定义这个小段内各点的突兀度序列 $\gamma(n)$ 为

$$\gamma(n) = 2 \cdot Br(n_1) - Br(n_1 - 1) - Br(n_2 + 1) \quad n = [n_1, n_2] \quad (20)$$

当同时满足 $|\gamma(n)| = 4$ 和 $n_2 - n_1 \leq N_1 - 1$ 两个条件时,将其对应的 $Br(n)$ 反向,重新按式(20)计算 $n_2 + 1$ 点所属小段的突兀度序列 $\gamma(n)$,再次进行条件判断,一直到数据结束,其流程图如图 3 所示。

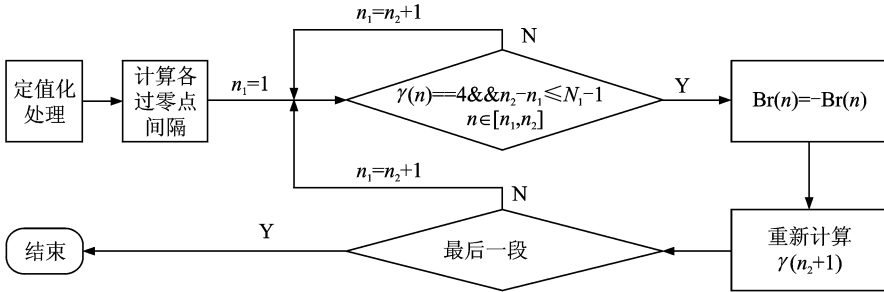


图 3 小波脊线滤波流程图

Fig. 3 Flowchart of filtering wavelet bridge

2.3 利用简单聚类算法进行符号率估计

MFSK 信号的小波脊线滤波后统一划归到图 4 所示,与 2FSK 信号的处理前脊线图相似,但已大大减小了信道干扰,其过零点间隔清晰地体现了符号周期的整数倍。设各过零点横坐标为 $[n_1, n_2, \dots, n_N]$,定义和脊线等长的距离向量 D ,如下式所示

$$D = \begin{cases} 0 & n_2 \leq n < n_1 \\ n_j - n_i & n_i \leq n \leq n_j \end{cases} \quad (21)$$

距离向量 D 即为过零点间隔,呈现出较为明显的聚类特性,如图 5 所示,而第 1 类聚类对应的 D 取均值后即估计符号周期。传统的聚类算法有 K-Means, DB-Scan 算法等,因为本文聚类数目不确定,不适于 K-Means 算法及其改进算法,可以采用密度聚类 DB-Scan 算法及其改进算法,因为 D 的点数较多,导致采用 DB-Scan 算法的计算量较大,考虑到 D 的分布呈现较为明显的周期性,为减少计算量,采用差分算法进行聚类。将 D 去除零点后从小到大排序,生成阶梯状序列 S ,如图 5 所示,定义差分向量

$$d = \begin{cases} S(i) - S(i-1) & i > 1 \\ 0 & i = 1 \end{cases} \quad (22)$$

如图 5 所示, d 序列必在各类聚类的分界点处生成 1 个冲激,找到第 1 个冲激后,之前的点属于第一

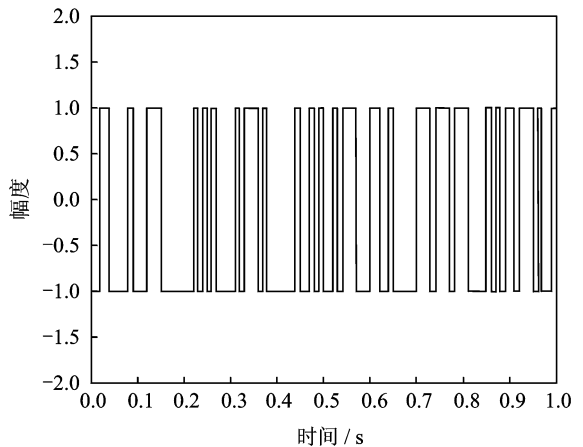


图 4 滤波后小波脊线图

Fig. 4 Filtered wavelet bridge

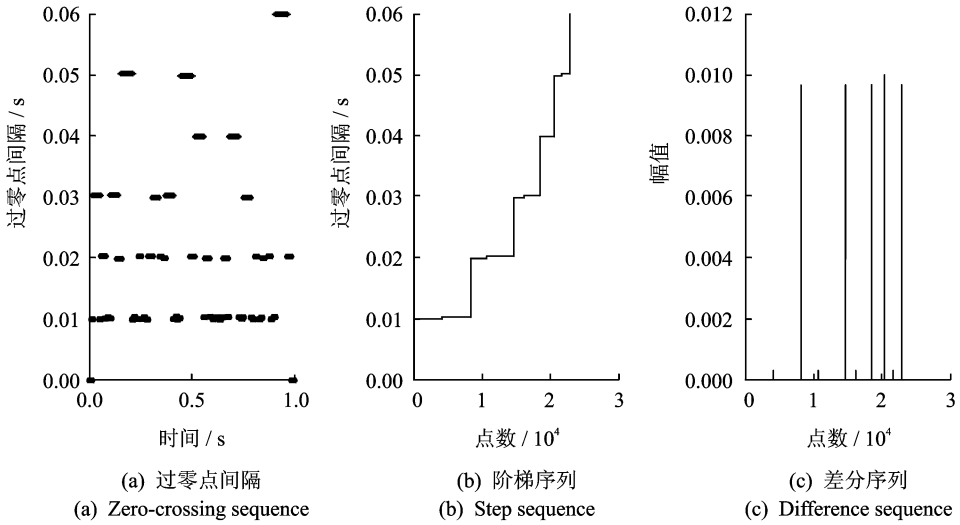


图5 不同阶段处理序列图

Fig. 5 Processing sequence in different stage

类聚类,对其取均值即可获得符号周期的估计值,取倒数得到符号速率估计值。

2.4 算法步骤

算法步骤为:(1)对接收信号进行预处理,将含频率选择性衰落的实信号序列化为恒包络低频或零频复信号序列;(2)选取合适的尺度因子,提取小波脊线,进行小波脊线滤波。(3)对小波脊线的过零点间隔进行聚类,选取第一类聚类,对其求均值取倒数,即可获得符号速率估计值。

3 算法测试以及性能分析

3.1 信噪比与符号速率估计的关系

仿真信号条件如下:2\4\8FSK 信号载波中心频率 $f_c=2\ 500$ Hz,码元速率 $f_b=100$ B,调制频率间隔分别为 1 000,500,125 Hz;采样率 $f_s=25\ 000$ Hz;采样长度均为 10 000,符号信噪比 $E_s/N_0=-3\sim 15$ dB,步进为 1 dB,每个信噪比下设置 100 次独立估计实验,估计方差定义为

$$\eta = E\left(\frac{(R_{b,e} - R_b)^2}{R_b^2}\right) \quad (23)$$

式中: $R_{b,e}$ 为符号速率估计值; R_b 为符号速率真值。其估计方差曲线如图 6 所示。

可以看出,在白噪声环境下,对于 2\4FSK 信号,在信噪比大于 -2 dB 时,能实现稳定准确的符号速率估计,估计方差稳定在 10^{-4} ;在信噪比小于 -2 dB 时,估计性能下降。对于 8FSK 信号,在信噪比为 3 dB 以上时,能实现准确估计,在信噪比为 2 dB,1 dB 时,符号速率估计出现小范围浮动,在信噪比低于 1 dB 时,估计性能迅速下降,这与 8FSK 信号小波脊线的聚类状态过多有关。

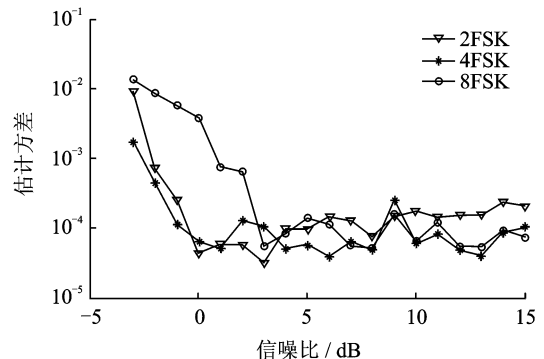


图6 不同信噪比下估计方差

Fig. 6 Estimation variance of different SNR

3.2 多普勒频偏与符号速率估计的关系

仿真条件为:信号的调制信息、采样率和数据长度同上,符号信噪比为 5 dB,多普勒频移 $\Delta f=0\sim 100$ Hz,步进为 10 Hz,每个频偏下设置 100 次独立估计实验,其估计方差曲线如图 7。

可以看出,虽然估计方差随着加入频偏的增大而下降,但仍然保持在一个较小的范围内。在频偏小于 60 Hz 时,算法的估计方差数量级都在 10^{-4} ,因此,本文算法对多普勒频偏具有较好的鲁棒性。根据 CCIR 中关于非理想信道的标准参数,除了个别极端气候地区,多普勒频移可取 10 Hz 以下^[15],在此范围内,可以认为本文算法不受多普勒频移的影响。

3.3 多径时延与符号速率估计的关系

设置仿真条件:信号的调制信息、采样率和数据长度同上,符号信噪比 5 dB,存在 3 路多径信号,多径时延 $\Delta t=0\sim 5$ ms,步进为 1 ms,每个时延下设置 100 次独立估计实验,其估计方差曲线如图 8。

由图 8 可知,对 2FSK 信号,在多径时延大于 2 ms 时算法的估计性能变差;对 4FSK 信号,在多径时延大于 3 ms 时算法估计性能变差;对 8FSK 信号,算法的估计性能受到较大的影响,这是多径效应对算法中的谱线检测造成干扰造成的。可以认为在最常见的 3 路多径中,该算法在多径时延小于 2 ms 时适用于 2/4FSK 信号。

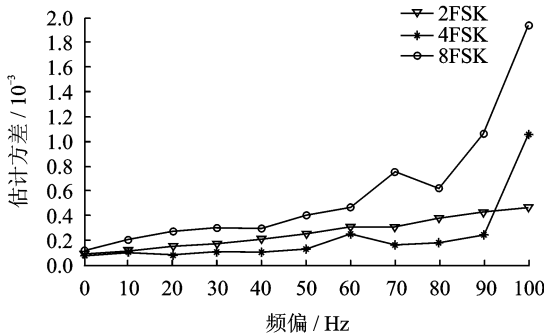


图 7 不同频偏下符号速率估计方差

Fig. 7 Estimation variance of different frequency-shift

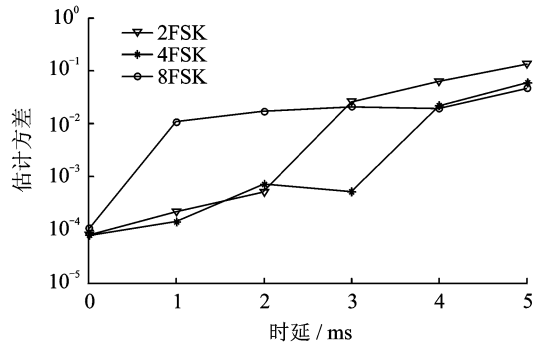


图 8 不同多径时延下估计方差

Fig. 8 Estimation variance of different multi-path delay

3.4 本文算法与其他算法的比较

利用二次 Haar 小波变换来识别符号速率的算法是较为经典的算法^[6-7],该算法有几个特点:

(1) 无需带宽、频率间隔等先验信息,可用于盲估计,适合与本文算法进行比较。(2) 两次小波变换的尺度因子选取并没有一个准则可以参考,且估计结果受尺度因子影响较大。当选取的尺度因子合适时,该算法表现出较强的抗噪声性能,可以用于工程应用,当尺度因子选择不当时,该算法抗噪声性能较弱,只有在高信噪比时才能完成准确估计,在这里将合适的尺度因子称为“优选尺度因子”。通过对实际短波信号的测试,发现不同信号对应的“优选尺度因子”呈现出较大变化,影响了算法的普适性。(3) 算法复杂度较低,但抗多径抗多普勒效应能力较差,如图 9 所示。

二次小波变换估计符号速率算法最终要通过提取距离零频最近的离散谱线来完成估计,图 9 为高斯白噪声环境,算法完成了符号速率的准确估计(100 Baud),图 10 是在图 9 的信号环境上加入了 2 路多径信号(时延 1 ms)和 5 Hz 多普勒频偏,可以看到估计谱线迅速恶化,低频处出现多根干扰谱线,符号速率处的谱线被淹没,出现错误估计,即便通过提高信噪比凸显出符号速率处的谱线,也会受到低频离散谱线的干扰,提高了谱线检测算法的复杂度,降低了算法性能。

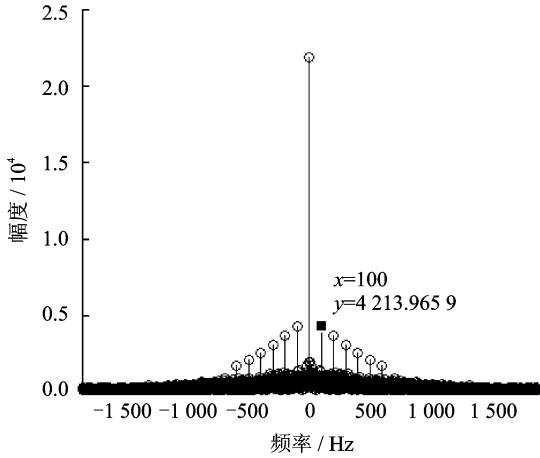


图9 高斯白噪声下估计谱线图

Fig. 9 Estimation of spectral lines with white noise environment

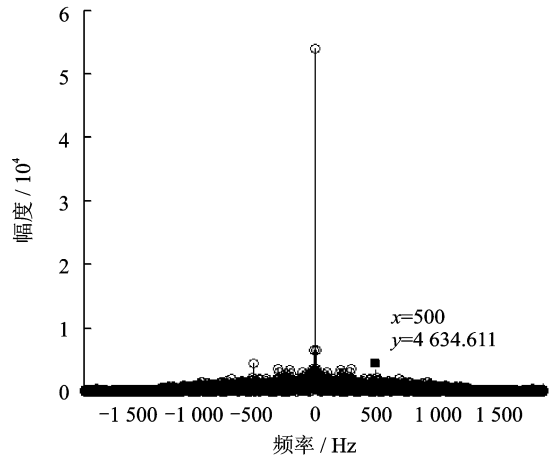


图10 加入多径频偏后估计谱线图

Fig. 10 Estimation of spectral lines with multi-path frequency-shift

为比较本文算法和二次小波法,设置实验如下:仿真生成 4FSK 信号,信号的调制信息、采样率和数据长度和 3.1 节实验相同,多普勒频移 5 Hz,3 路多径信号(多径时延 2 ms),加性高斯白噪声,符号信噪比为 0~15 dB,步进为 1 dB,每个信噪比下设置 100 次独立估计实验,分别使用二次小波算法和本文算法进行符号速率估计。为了完全发掘出二次小波算法的估计能力,已事先筛选好“优选尺度因子”,两次小波变换的尺度因子选为 14 和 45,在此信号环境和尺度因子下,二次小波算法有较好的估计能力。两种算法的估计方差曲线如图 11。

由图 11 可以看出,本文算法在整个实验过程中表现出良好的稳定性和准确性,估计方差稳定在 10^{-4} ,对非合作接收方已达到足够的精度。而二次小波算法在低信噪比(<3 dB)时,受干扰谱线的影响呈错误估计状态,估计符号速率远远偏离了真值,在高信噪比(>3 dB)时,二次小波算法才能正确估计出符号速率,且表现出很高的稳定性,但这是建立在事先确定好“优选尺度因子”的前提下,当非合作接收方在面对一个未知信号时,显然不具备条件去事先筛选尺度因子。因此,可以认为本文算法所需先验知识更少,能较好地抗多径效应和多普勒效应,相比二次小波算法,本文算法更适用于短波信道下 MFSK 信号的符号速率估计。

本文算法建立在提取小波脊线基础上,这一点与文献[12]相同,但是文献[12]的后续处理包含求方差和自相关运算,涉及大量乘法运算,本文的后续处理不包含乘法运算,计算复杂度低一个数量级。相比较二次 Haar 小波变换算法,本文算法复杂度较高,主要体现在提取小波脊线上。

4 结束语

本文提出了一种新的 MFSK 信号符号速率估计算法,该算法通过信号预处理、小波脊线提取及滤

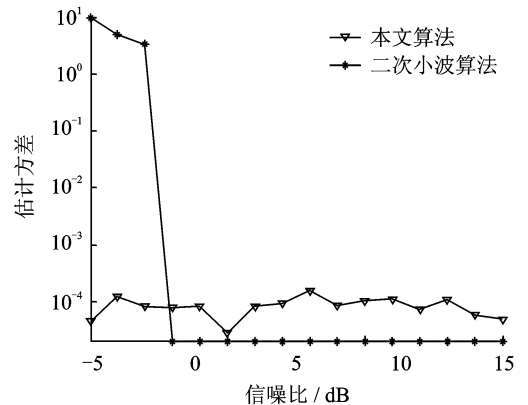


图11 干扰信道下两种算法估计方差

Fig. 11 Estimation variance of two algorithms under the condition of interference channel

波、过零点间隔聚类,能够实现 MFSK 信号符号速率估计,与二次小波变换算法相比,本文算法有更好的抗多普勒频移和抗多径性能。仿真实验结果表明,本文算法能很好地克服信道干扰对 MFSK 信号符号速率估计的影响,可用于实际信号处理。相对二次小波变换算法,本文算法在小波脊线提取时计算复杂度较高,在信号分析过程中发现,可以利用短波信道的频率选择性衰落提取调制信息,达到和提取小波脊线类似的效果,这样可以大大降低计算复杂度,相关研究将进一步进行。

参考文献:

- [1] Wegener A W. Practical techniques for baud-rate estimation[C]// Proc of IEEE ICASSP'92. San Francisco, CA: IEEE, 1992:681-684.
- [2] Ciblat P, Loubaton P, Serpedin E, et al. Asymptotic analysis of blind cyclic correlation-based symbol-rate estimators[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002,48(7):1922-1934.
- [3] Tang Suhua, Dai Xuchu, Xu Peixia, et al. Symbol estimation based on cyclic-autocorrelation[J]. *Acta Armamentar*, 2005, 26(2):251-255.
- [4] Carlos M, Sandro S, Roberto Pez-valcarc. Non-data-aided symbol rate estimation of linearly modulated signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008,56(2):664-674.
- [5] Ho K C, Prokopiw W, Chan Y T. Modulation identification of digital signals by the wavelet transform[J]. *Radar, Sonar and Navigation, IEEE Proceedings*, 2000,147(4):169-176.
- [6] 纪勇,徐佩霞.基于小波变换的数字信号符号率估计[J]. *电路与系统学报*,2003,8(1):12-15.
Ji Yong, Xu Peixia. Symbol rate estimation of digital signal based on wavelet transform[J]. *Journal of Circuits and Systems*, 2003,8(1):12-15.
- [7] 刁文静,张建立.一种小波变换与 FFT 相结合的波特率估计新算法[J]. *通信对抗*,2006,12(2):18-21.
Diao Wenjing, Zhang Jianli. A new algorithm of baud rate estimation based on wavelet transform and FFT[J]. *Communication Countermeasures*, 2006,12(2):18-21.
- [8] 周欣,吴瑛.一种多进制频移键控信号调制分类的改进算法[J]. *数据采集与处理*,2008,23(1):55-59.
Zhou Xin, Wu Ying. Improved modulation classification method for MFSK signals[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2008,23(1):55-59.
- [9] 周欣,吴瑛,罗军.基于多频带能量算子的 MFSK 信号分类及参数估计[J]. *数据采集与处理*,2010,25(4):479-483.
Zhou Xin, Wu Ying, Luo Jun. MFSK signal classification and symbol rate estimation based on multiband energy operators [J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2010,25(4):479-483.
- [10] 何为,季仲梅.一种 2FSK 信号参数估计的方法[J]. *通信技术*,2009,42(7):7-9.
He Wei, Ji Zhongmei. A novel parameter estimation method for 2FSK modulated signal[J]. *Communications Technology*, 2009,42(7):7-9.
- [11] 高勇,黄振,陆建华.基于小波变换的 MFSK 信号符号率估计算法[J]. *装备指挥技术学院学报*,2009,20(3):57-60.
Gao Yong, Huang Zhen, Lu Jianhua. A symbol rate estimation algorithm for MFSK signal based on wavelet transform[J]. *Journal of the Academy of Equipment Command & Technology*, 2009,20(3):57-60.
- [12] Gao Yong, Wan Yuanwei, Li Li, et al. Baud rate estimation of FSK signals based on wavelet transform[C]//ISDEA, 2012 Second International Conference on Digital Object Identifier. Sanya, China: IEEE, 2012:181-184.
- [13] Proakis J G. *Digital Communications*[M]. 4th ed. New York: McGraw-Hill Companies, 2003:577-578.
- [14] Zkurt N, Savaci F. Determination of wavelet ridges of nonstationary signals by singular value decomposition[J]. *IEEE Trans on Circuits and SystemsII: Express Briefs*, 2005,52(8):480-485.
- [15] ITU. Recommendation 520-1 use of high frequency ionospheric channel simulators[S]. *Recommendations and Reports of the CCIR, Geneva, Vol. III*, 1978:57-58.

作者简介:



董鑫(1985-),男,助理工程师,研究方向:软件无线电与通信信号处理,E-mail: dancymax@qq.com。

欧阳喜(1973-),男,博士,副教授,研究方向:软件无线电与通信信号处理。

李斌(1973-),男,馆员,研究方向:信息处理。