

文章编号: 2095-4980(2018)03-0400-06

一种 CPFSK 信号调制指数估计方法

杜继萍, 吴组应, 黄桂林, 杨为群, 王敏, 郑检, 杨玘

(国网江西省电力有限公司 经济技术研究院, 江西 南昌 330043)

摘要: 随着通信技术与通信方式的快速发展, 通信信号调制方式与通信系统越来越复杂。复杂通信信号连续相位频移键控(CPFSK)由于其频谱利用率高, 大量用于卫星通信等领域。针对复杂信号 CPFSK 的参数估计问题, 提出一种基于李雅普诺夫指数的 CPFSK 信号调制指数估计方法。通过 CPFSK 信号李雅普诺夫指数与调制指数的数学关系模型, 提取李雅普诺夫指数估计信号调制指数。仿真验证了算法性能, 得到 CPFSK 调制指数估计均方根误差随信噪比的变化曲线。此方法计算复杂度低且实现简单, 适用于 CPFSK 信号与常规频移键控(FSK)信号的调制指数估计。

关键词: 连续相位频移键控; 李雅普诺夫指数; 调制指数估计; 信号分析

中图分类号: TN911.72

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201803.0400

An algorithm of CPFSK modulation index estimation

DU Jiping, WU Zuying, HUANG Guilin, YANG Weiqun, WANG Min, ZHENG Jian, YANG Ding
(Electric Power Economic Research Institute, State Grid Jiangxi Electric Power Corporation, Nanchang Jiangxi 330043, China)

Abstract: With rapid development of communication technology and the way of communication, the modulation type of communication signal and communication system become more and more complex. Due to the high spectrum utilization rate, Continuous-Phase Frequency Shift Keying(CPFSK) is widely used in satellite communication. Considering parameters estimation of CPFSK, an algorithm of CPFSK modulation index estimation is studied based on Lyapunov exponent. With the mathematical relationship between Lyapunov exponent and modulation index, modulation index is estimated by extracting Lyapunov exponent, and the performance is simulated by modulation index Root Mean Square Error(RMSE) vs. Signal-to-Noise Ratio(SNR) curves. With low complexity, this algorithm can be applied to CPFSK and common Frequency Shift Keying(FSK) signal.

Keywords: Continuous-Phase Frequency Shift Keying; Lyapunov exponent; modulation index estimation; signal analysis

认知无线电及智能通信中为了适应多种调制信号通信, 需要对未知信号进行感知, 获取其调制类型及相应参数。复杂通信信号连续相位频移键控(CPFSK)调制类型识别与调制指数 h 的估计一直是一个难点^[1-4]。由于 CPFSK 信号的相位连续性, CPFSK 信号具有较低的旁瓣与较高的频谱利用率, 且由于其调制指数的不同会对 CPFSK 信号的频谱造成很大影响, 因此基于谱特征的信号识别与分析不再适用于 CPFSK 信号。CPFSK 信号的分析一直是一个难点, 在大多数 CPFSK 信号分析中, 将 CPFSK 信号归为连续相位调制(Continuous-Phase Modulation, CPM)信号, 许多研究人员直接研究 CPM 信号分析, 如 Fonollosa J A 等提出提取 CPM 信号高阶统计量作为特征量估计其调制指数^[5], 复杂度高, 计算量大; Saurabh U. Pawar 与 John F. Doherty 提出利用近似熵的方法对 CPFSK 信号进行调制识别与分析^[6], 仿真结果对噪声非常敏感; 杨琳提出利用盲均衡技术估计 CPM 信号调制指数^[7], 对信噪比要求较高。上述方法计算量大, 复杂度, 不利于工程实践。

本文提出一种基于李雅普诺夫指数的 CPFSK 参数估计方法。李雅普诺夫指数大量用于混沌信号处理研究中, 可作为表征信号本质特征—相空间的一个重要指标。参数 h 与调制阶数不相等的 CPFSK 信号, 其李雅普诺夫指数不一样。理论推导与仿真验证表明, CPFSK 信号的李雅普诺夫指数与调制指数 h 和调制阶数成数学关系^[8-10]。

1 原理分析

CPFSK 信号与常规频移键控(FSK)信号不同处在于其相位在码元转换点处是连续的, 具有较低的旁瓣与较高的频谱利用率。因此 CPFSK 信号相比 FSK 信号在通信领域具有更广泛的应用。

CPFSK 调制的发送信号可表示为^[11-12]:

$$s(t) = \sqrt{2\varepsilon/T} \cos[2\pi f_c t + \phi(t; I) + \phi_0] \quad (1)$$

式中: $\sqrt{2\varepsilon/T}$ 为振幅; f_c 为载频; ϕ_0 为载波的初始相位; $\phi(t; I)$ 为载波的时变相位, 定义为:

$$\phi(t; I) = 4\pi f_d T \int_{-\infty}^t \sum_n I_n g(\tau - nT) d\tau \quad (2)$$

式中: $\{I_n\}$ 为幅度序列, 它由信号序列 $\{a_n\}$ 的 k 比特二进制数组映射到幅度电平 $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$ 得到, M 为 CPFSK 信号调制进制; f_d 为频偏; T 为码元周期; $g(t)$ 是一个幅度为 $1/2T$ 且持续时间为 T 的矩形脉冲。因此可得

$$\phi(t; I) = 2\pi f_d T \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k + 2\pi h q(t - nT) I_n = \theta_n + 2\pi h q(t - nT) I_n \quad (3)$$

式中: h 与常规 FSK 信号一样称为调制指数, $h = 2f_d T$; n 指 t 时刻的采样值信号处于第 n 个符号; $\theta_n = \pi h \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k$;

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ t/2T, & 0 \leq t \leq T \\ 1/2, & t > T \end{cases}$$

由式(3)可以看出, CPFSK 的瞬时相位是连续的。当表示为复数形式时, CPFSK 信号可表示为:

$$s(t) = \sqrt{2\varepsilon/T} \exp[2\pi f_c t + \phi(t; I) + \phi_0] \quad (4)$$

李雅普诺夫指数大量用于混沌研究中, 表示为:

$$L_e = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \log |r'(t_i)| \quad (5)$$

式中 $r'(t_i)$ 为接收时域信号 $r(t)$ 的微分, 在离散数字信号中可表示为:

$$r'(t_i) = (r(t_i) - r(t_{i-1})) / (t_i - t_{i-1}) \quad (6)$$

式中 $r(t_i) = s(t_i) + n(t_i)$, $n(t_i)$ 是 i 时刻的加性高斯白噪声, $s(t_i)$ 是 i 时刻的发送信号, 表示为:

$$s(t_i) = \sqrt{2\varepsilon/T} \exp[2\pi f_c t + \phi(t_i; I) + \phi_0] \quad (7)$$

则

$$r'(t_i) = [s(t_i) + n(t_i) - s(t_{i-1}) - n(t_{i-1})] / (t_i - t_{i-1}) \quad (8)$$

在较高信噪比下, 有

$$r(t_i) - r(t_{i-1}) \approx \sqrt{2\varepsilon/T} \left\{ \exp[2\pi f_c t_i + \phi(t_i; I) + \phi_0] - \exp[2\pi f_c t_{i-1} + \phi(t_{i-1}; I) + \phi_0] \right\} \quad (9)$$

考虑到载频已知情况, 不失一般性, 可设 $f_c = 0$, 式(9)可化为:

$$r(t_i) - r(t_{i-1}) \approx \sqrt{2\varepsilon/T} \left\{ \exp[\phi(t_i; I) + \phi_0] - \exp[\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0] \right\} \quad (10)$$

式中 $\phi(t_i; I) = \phi(t_{i-1}; I) + \pi h I_n / (T f_s)$, f_s 为采样率, 因此

$$r(t_i) - r(t_{i-1}) \approx \sqrt{2\varepsilon/T} \left\{ \exp[\phi(t_{i-1}; I) + \pi h I_n / (T f_s) + \phi_0] - \exp[\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0] \right\} \quad (11)$$

利用和差化积公式可得

$$r(t_i) - r(t_{i-1}) \approx \sqrt{2\varepsilon/T} \left[\begin{aligned} & \cos(\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0) \cos(\pi h I_n / (T f_s)) - \sin(\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0) \sin(\pi h I_n / (T f_s)) - \cos(\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0) + \\ & j \sin(\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0) \cos(\pi h I_n / (T f_s)) + j \cos(\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0) \sin(\pi h I_n / (T f_s)) - j \sin(\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0) \end{aligned} \right] \quad (12)$$

令过采样率为 $N_s = T f_s$, 当过采样率较高时, $\pi h I_n / (T f_s)$ 非常小, 因此 $\cos(\pi h I_n / (T f_s)) \approx 1$, $\sin(\pi h I_n / (T f_s)) \approx \pi h I_n / (T f_s)$ 。式(12)可化简为:

$$r(t_i) - r(t_{i-1}) \approx \sqrt{2\varepsilon/T} \pi h I_n / N_s [-\sin(\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0) + j \cos \sin(\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0)] \approx \sqrt{2\varepsilon/T} \pi h I_n / N_s \exp[(\phi(t_{i-1}; I) + \phi_0) + \pi/2] \tag{13}$$

由于 $r'(t_i) = [r(t_i) - r(t_{i-1})] / (t_i - t_{i-1})$, $t_i - t_{i-1} = 1/f_s$, 因此可得

$$|r'(t_i)| \approx \left| \sqrt{2\varepsilon/T} \pi h I_n f_s / N_s \right| \approx \left| \sqrt{2\varepsilon/T} \pi h I_n / T \right| \tag{14}$$

工程上往往会在信号通过信道后进行功率归一化, 可设 $\sqrt{2\varepsilon/T} = 1$, 则 CPFSK 信号的李雅普诺夫指数可表示为:

$$L_e = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \log |r'(t_i)| \approx \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \log |\pi h I_n / T| \tag{15}$$

式中 $T = 1/R_B$, R_B 为符号速率。根据已知的 R_B , 可得到新的李雅普诺夫指数参量

$$L_e' = L_e \log R_B \tag{16}$$

L_e' 在理论上应满足

$$L_e' \approx \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \log |\pi h I_n| \approx \log h + \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \log |\pi I_n| \tag{17}$$

由以上推导可知, 当已知 CPFSK 的码元周期时, CPFSK 信号的李雅普诺夫指数与调制指数 h 以及调制阶数的数学关系可通过式(17)来确定。因此可充分利用 CPFSK 信号的李雅普诺夫指数来估计其调制指数 h 与其调制类型。

2 算法步骤

李雅普诺夫指数可用于 CPFSK 信号的分析与识别, 在此提出一种基于李雅普诺夫指数的 CPFSK 信号调制指数估计方法。此方法利用 CPFSK 信号的李雅普诺夫指数与其调制指数的数学关系, 通过求取 CPFSK 信号的李雅普诺夫指数, 根据先验已知的信号码速率, 对李雅普诺夫指数进行修正得到新的参量, 再根据不同调制阶数的 CPFSK 信号(针对 2CPFSK, 4CPFSK 与 8CPFSK)设置不同的经验门限, 有效估计信号的调制指数。

一种基于李雅普诺夫指数的 CPFSK 信号调制指数估计方法算法步骤如图 1 所示。

步骤如下:

1) 对接收信号进行采样, 得到

$$r(n) = s(n) + n(n), n = 1, 2, \dots, N \tag{18}$$

式中: $s(n)$ 为发送信号, 调制类型为 2CPFSK, 4CPFSK 或 8CPFSK 中的任意一种, 调制指数 $h=0.5 \sim 1.5$; $n(n)$ 为加性高斯白噪声; N 是采样点总个数。在此用 E_s/N_0 表示信噪比, 单位为 dB。

2) 对 $r(n)$ 进行低通滤波, 使用 Kaiser 窗设计低通滤波器 $h(n)$ 滤除接收信号带外噪声得到新的信号

$$r_1(n) = h(n) * r(n), n = 1, 2, \dots, N \tag{19}$$

3) 对滤波后的信号 $r_1(n)$ 进行功率归一化得到 $r_2(n)$

$$r_2(n) = r_1(n) / \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |r_1(n)|^2} \tag{20}$$

4) 求 CPFSK 信号的李雅普诺夫指数

$$L_e = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log |r_2'(n)| \tag{21}$$

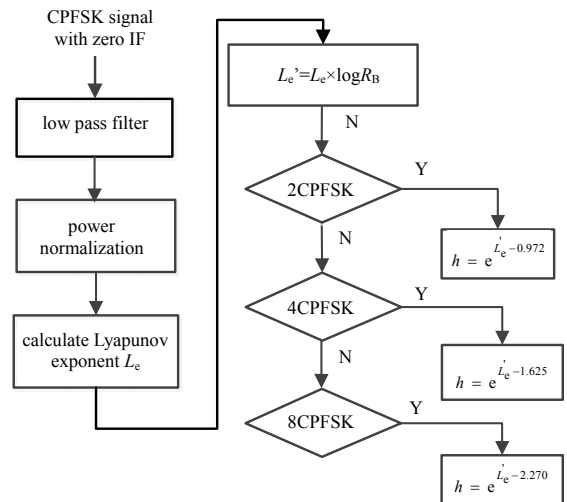


Fig.1 Flow of CPFSK modulation index estimation based on Lyapunov exponent

图 1 一种基于李雅普诺夫指数的 CPFSK 信号调制指数估计方法流程

式中 $r_2'(n) = f_s [r_2(n+1) - r_2(n)]$ 。

5) 求取新的参量 $L_e' = L_e \log R_B$ 。

6) 求取 CPFSK 信号调制指数估计值 $h = e^{L_e' - thr}$ ，其中 thr 为经验门限值，对于不同调制方式的信号 thr 取值不一样。经过大量仿真实验，经验门限值 thr 设置如下：若为 2CPFSK 信号， $thr=0.972$ ；若为 4CPFSK 信号， $thr=1.625$ ；若为 8CPFSK 信号， $thr=2.270$ 。

3 仿真结果及分析

由原理分析可知，在没有噪声的情况下，李雅普诺夫指数与调制指数 h 和调制阶数成明确的数学关系。图 2 为理论上多进制连续相位频移键控 (Multiple Continuous-Phase Frequency Shift Keying, MCPFSK) 信号李雅普诺夫指数随着调制指数 h 的变化曲线。此处的李雅普诺夫指数是弥补了符号速率 R_B 后得到修正的李雅普诺夫指数 $L_e' = L_e \log R_B$ 。

理论上 2CPFSK 信号满足

$$I_n = \{\pm 1\}, \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \log |\pi I_n| = 1.1447 \quad (22)$$

4CPFSK 信号满足

$$I_n = \{\pm 1, \pm 3\}, \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \log |\pi I_n| = 1.694 \quad (23)$$

8CPFSK 信号满足

$$I_n = \{\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7\}, \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} \log |\pi I_n| = 2.3082 \quad (24)$$

当 $h=1$ 时，理论上 2CPFSK 信号的李雅普诺夫指数为 $L_e' = 1.1447$ ，4CPFSK 信号的李雅普诺夫指数为 $L_e' = 1.694$ ，8CPFSK 信号的李雅普诺夫指数为 $L_e' = 2.3082$ 。图 2 仿真结果显示，当 $h=1$ 时，仿真 2CPFSK 信号的李雅普诺夫指数为 $L_e' = 1.144$ ，4CPFSK 信号的李雅普诺夫指数为 $L_e' = 1.688$ ，8CPFSK 信号的李雅普诺夫指数为 $L_e' = 2.285$ 。在误差允许范围内，仿真结果与理论推导一致。然而工程实际中，信道环境充满了噪声，信号会受到污染，李雅普诺夫指数对噪声比较敏感，图 3 为 MCPFSK 信号李雅普诺夫指数随着信噪比 E_s/N_0 变化曲线。参数设置为信噪比 E_s/N_0 从 5 dB 至 35 dB，调制指数 $h=[0.5, 0.7, 1.0, 1.2, 1.35, 1.5]$ 。其中图 3(a) 为 2CPFSK 信号李雅普诺夫指数随着信噪比 E_s/N_0 变化曲线；图 3(b) 为 4CPFSK 信号李雅普诺夫指数随着信噪比 E_s/N_0 变化曲线；图 3(c) 为 8CPFSK 信号李雅普诺夫指数随着信噪比 E_s/N_0 变化曲线。

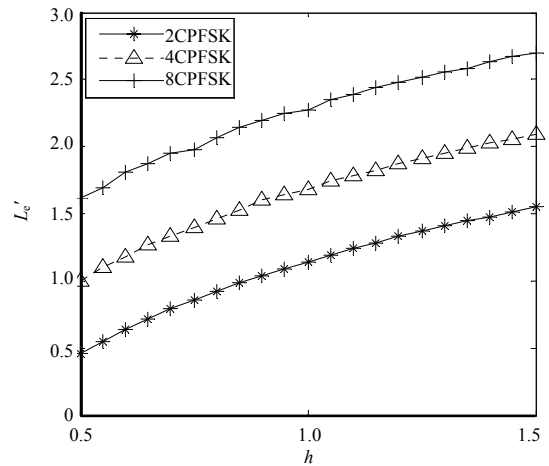


Fig.2 Curves of MCPFSK Lyapunov exponent with modulation index
图 2 MCPFSK 信号李雅普诺夫指数随着调制指数 h 的变化曲线

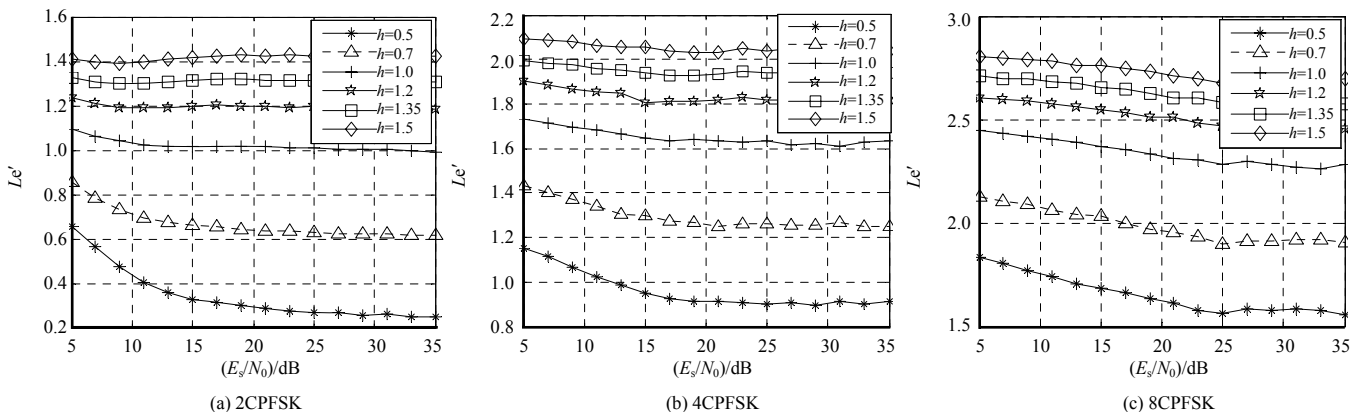


Fig.3 Curves of MCPFSK Lyapunov exponent with E_s/N_0
图 3 MCPFSK 信号李雅普诺夫指数随信噪比变化曲线

图3表明2CPFSK,4CPFSK与8CPFSK信号高斯白噪声信道环境下,李雅普诺夫指数的仿真值对噪声较为敏感。如当 $h=1$ 时,仿真2CPFSK信号的李雅普诺夫指数稳定在 $L'_e=1.0$ 附近,4CPFSK信号的李雅普诺夫指数稳定在 $L'_e=1.62$ 附近,8CPFSK信号的李雅普诺夫指数稳定在 $L'_e=2.3$ 附近。虽然在有噪声的情况下CPFSK信号的李雅普诺夫指数仿真值与理论值有一定误差,但仿真值稳定。因此可通过大量仿真,设置经验门限值用于CPFSK信号分析与识别中。

由以上理论分析与理论仿真可知,李雅普诺夫指数可以用于CPFSK信号的分析中。为检验基于李雅普诺夫指数的CPFSK信号调制指数估计方法的性能,定义调制指数估计归一化均方根误差为:

$$\sigma_h = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{h_i}{h} - 1 \right|^2} \quad (25)$$

式中: h 为真实调制指数值; h_i 为第 i 次测量的调制指数估计值; n 为测量次数; σ_h 为调制指数估计的归一化均方根误差。

图4为MCPFSK信号调制指数估计均方根误差随着信噪比变化曲线。其中图4(a)设置如下:采样率 $f_s=6$ MHz,码速率 $R_B=200$ kpsps,调制系数 $h=0.5$,对于包含噪声的信号采样6000个符号,在每个信噪比下进行500次蒙特卡洛实验;图4(b)参数设置如下:采样率 $f_s=3$ MHz,码速率 $R_B=100$ kpsps,调制系数 $h=0.5$,对于包含噪声的信号采样6000个符号,在每个信噪比下进行500次蒙特卡洛实验。

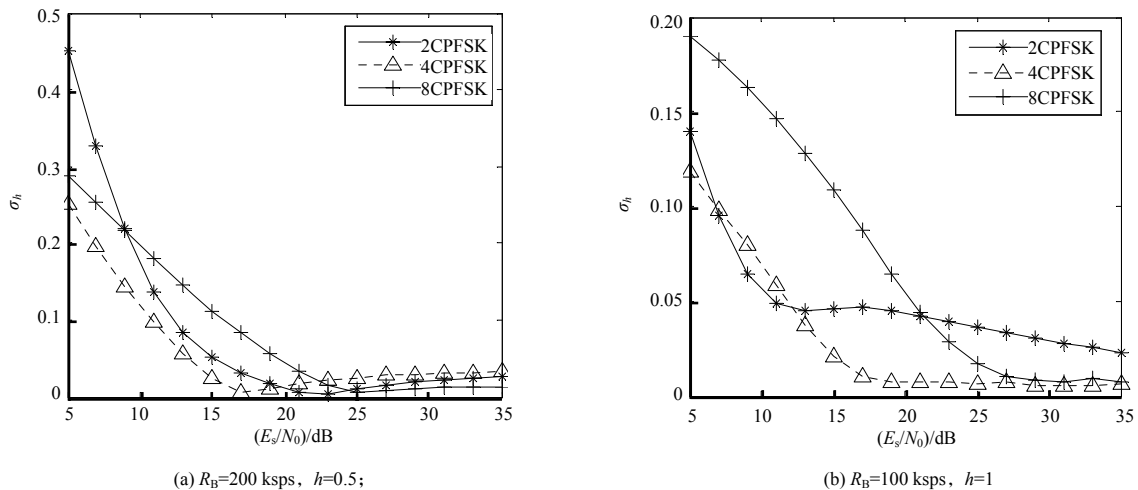


Fig.4 Curves of MCPFSK modulation index RMSE with E_s/N_0
图4 MCPFSK 信号调制指数估计均方根误差随信噪比变化曲线

图4表明本文提出的基于李雅普诺夫指数的CPFSK信号调制指数估计方法,在信噪比 $E_s/N_0 > 17$ dB时,均方根误差小于10%,且随着信噪比的提高,均方根误差趋于0。由此表明,基于李雅普诺夫指数的CPFSK信号调制指数估计方法过程简单,计算量小,复杂度低且算法性能良好。

4 结论

针对CPFSK的调制指数估计问题,提出了一种基于李雅普诺夫指数的CPFSK信号调制指数估计方法,算法从理论上证明了CPFSK信号李雅普诺夫指数与调制指数的关系,并且仿真验证了调制指数估计值均方误差随信噪比变化曲线。结合实际环境,仿真验证了算法的有效性。

参考文献:

- [1] FONOLLOSA J R, FONOLLOSA J A R. Estimation of the modulation index of CPM signals using higher-order statistics[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Minneapolis, USA: IEEE, 1993: 268-271.
- [2] PAWAR S U, DOHERTY J F. Modulation recognition in continuous phase modulation using approximate entropy[J]. IEEE Transactions on Information Forensics & Security, 2011, 6(3): 843-852.

- [3] REN C H,WEI P,XIAO X C. Symbol-rate estimation based on template matching rules[J]. Journal of Electronics, 2006, 23(5):769-772.
- [4] LIU Y. A fast and accurate single frequency estimator synthetic approach[J]. Acta Electronica Sinica, 1999(27):126-128.
- [5] PAWAR S U,DOHERTY J F. Modulation recognition in continuous phase modulation using approximate entropy[J]. IEEE Transactions on Information Forensics & Security, 2011,6(3):843-852.
- [6] PAWAR S U,DOHERTY J F. Modulation recognition in continuous phase modulation using approximate entropy[J]. IEEE Transactions on Information Forensics & Security, 2011,6(3):843-852.
- [7] 杨琳. 数字通信信号调制方式自动识别技术研究[D]. 合肥:中国科学技术大学, 2008. (YANG Lin. Research on automatic modulation recognition technology of digital communication signal[D]. Hefei,Anhui,China:University of Science and Technology of China, 2008.)
- [8] BOUTTE D,SANTHANAM B. ISI effects in a hybrid ICA-SVM modulation recognition algorithm[C]// 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers. Pacific Grove, CA, USA:IEEE, 2008:457-460.
- [9] TSU C P,CHANG D C. Modulation classification for M-ary CPM signals:based on PAM decomposition and phase detection methods[C]// 2011 Proceedings of 20th International Conference on Computer Communications and Networks. Maui, HI, USA:IEEE, 2011:1-5.
- [10] MAMMONE R J,ROTHAKER R J,PODILCHUK C I. Estimation of carrier frequency modulation type and bit rate of an unknown modulated signal[C]// IEEE International Conference on Communications'87:Communications-Sound to Light Proceedings. New York:IEEE, 1987:1006-1012.
- [11] 张辉,曹丽娜. 现代通信原理与技术[M]. 3版. 西安:西安电子科技大学出版社, 2013. (ZHANG Hui,CAO lina. Modern communication principle and technology[M]. 3rd ed. Xi'an,China:Xidian University, 2013.)
- [12] PROAKIS J G. 数字通信[M]. 北京:电子工业出版社, 2011. (PROAKIS J G. Digital communication[M]. Beijing:Electronic Industry Press, 2011.)

作者简介:



杜继萍(1990-), 女, 江西省萍乡市人, 硕士, 主要研究方向为信号与信息处理.email: dul123581@163.com.

杨为群(1962-), 男, 江西省赣县人, 高级工程师, 主要研究方向为电气工程及其自动化.

郑 检(1990-), 男, 江西省萍乡市人, 工程师, 主要研究方向为电气工程及其自动化.

吴组应(1970-), 女, 江西省九江市人, 工程师, 主要研究方向为电气工程及其自动化.

黄桂林(1973-), 男, 江西省丰城市人, 高级工程师, 主要研究方向为电气工程及其自动化.

王 敏(1985-), 女, 江西省莲花县人, 工程师, 主要研究方向为电气工程及其自动化.

杨 玎(1984-), 男, 江西省九江市人, 工程师, 主要研究方向为能源与管理.