

文章编号: 1001-893X(2012)09-1448-04

一种新颖的 Multi-h CPM 信号符号速率盲估计算法*

张 韬

(西南电子电信技术研究所, 成都 610041)

摘 要:针对非合作条件下 Multi-h 连续相位调制(CPM)信号符号速率的盲估计问题,提出了一种新颖的预滤波二次谱算法,通过对接收信号滤波然后搜索其二次谱的峰值实现 Multi-h CPM 信号符号速率的估计,并利用 CPM 信号的 PAM 展开表达式解释了算法的原理。仿真实验结果表明,该算法是无偏的,与基于循环谱分析的算法相比具有运算量小的优点,并且适用于各种类型的 Multi-h CPM 信号,同时不需要载波频率和调制指数的先验信息,具有很强的鲁棒性。

关键词:Multi-h CPM 信号;符号速率;参数估计;盲估计

中图分类号:TN911.6 **文献标志码:**A doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2012.09.007

A Novel Symbol Rate Blind Estimation Algorithm for Multi-h CPM Signal

ZHANG Tao

(Southwest Research Institute of Electronic and Telecommunication Technology, Chengdu 610041, China)

Abstract: A low complex algorithm for symbol rate estimation of Multi-h CPM (Continuous-Phase Modulated) signal is presented. The main contribution in this paper is that a prefilter and square estimator is derived and its principle is explained using PAM decomposition of Multi-h CPM signal. Computer simulation results show the unbiased estimator is robust and it does not need prior informations of carry frequency and modulate index.

Key words: multi-h CPM; symbol rate; parameter estimation; blind estimation

1 引 言

连续相位调制(CPM)是一类恒包络的非线性调制技术,具有较高的频谱和功率效率,广泛应用于频谱资源紧张和对设备功耗要求较高的无线移动通信中。按照调制指数是否变化可将 CPM 信号分为单调制指数 CPM 信号(Single-h CPM)^[1]和多调制指数 CPM 信号(Multi-h CPM)^[2]两类,后者具有更好的频谱和功率效率以及更大的最小欧氏距离,能够在更小功耗、更小频段占用条件下达到更好的解调误码性能,但同时也增加了接收机的复杂度。要实现多调制指数 CPM 信号的接收解调,首先必须知道信号的符号速率、超符号速率和载波频率等调制参数,这

些参数在非合作条件下是未知的,因此调制参数的估计是实现非合作条件下 CPM 信号接收解调的前提和关键技术问题。目前已有的研究成果主要集中在单调制指数 CPM 信号调制参数的估计方面,文献[3]提出了一种二进制 CPM 信号的调制参数估计算法,文献[4]提出了一种基于信号周期性的调制指数、符号速率和载波频率估计算法,文献[5]提出了一种基于数据辅助的调制指数和成形脉冲估计算法,文献[6]提出了一种利用 CPM 信号循环平稳特性的符号速率估计算法,可以应用于多调制指数 CPM 信号,但存在计算量大的缺点。

本文提出了一种预滤波二次谱估计算法,实现了多调制指数 CPM 信号符号速率和超符号速率的

* 收稿日期:2011-11-04;修回日期:2012-07-30

精确估计,并基于多调制指数 CPM 信号的 PAM 展开表达式解释了算法原理。该算法首先对接收信号带通滤波,然后计算滤波后信号的二次谱,提取其中的离散谱线,从而实现符号速率和超符号速率的估计。文中给出了信号模型及算法的详细推导及性能分析,并通过仿真实验验证了算法的正确性和鲁棒性。

2 信号模型

多调制指数连续相位调制首先将信息符号与调制指数相乘并通过频率脉冲函数成形得到基带信号,然后用基带信号对正弦波进行频率调制得到在信道上传输的信号,其中调制指数在每个符号周期内是不变的,在不同的符号周期内是循环变化的。不考虑信号幅度、载波初相和传输时延,多调制指数 CPM 信号可以表示为

$$s(t,A)=\Re\{e^{j(2\pi f_c t+\varphi(t,A))}\} \tag{1}$$

式中, $A=(\cdots,\alpha_{-1},\alpha_0,\alpha_1,\cdots)$ 表示信息符号序列, f_c 表示载波频率, T 表示符号周期。由信息符号序列确定的时变相位表达式为

$$\varphi(t,A)=2\pi\int_{-\infty}^t\sum_i h_i \alpha_i g(t-iT)dt \tag{2}$$

其中,调制指数 $h_i\in\{h_0,h_1,\cdots,h_{N_h-1}\}$, $i=i\text{ mod }N_h$, N_h 表示调制指数集合的大小。定义相位响应函数 $q(t)=\int_{-\infty}^t g(x)dx$,为使信号相位连续,必须选择适当的频率响应函数 $g(t)$ 使其满足下述条件:

$$q(t)=\begin{cases} 0, & t<0 \\ \int_{-\infty}^t g(x)dx, & 0\leq t<LT \\ \frac{1}{2}, & t\geq LT \end{cases}$$

实际中经常使用的频率响应函数有矩形函数、升余弦函数和高斯函数等。从上述表达式可以看出,当 $nT\leq t<(n+1)T$ 时,多调制指数 CPM 信号的时变相位可以表示为

$$\varphi(t,A)=\pi\sum_{i=-\infty}^{n-L} h_i \alpha_i + 2\pi\sum_{i=n-L+1}^n h_i \alpha_i q(t-iT) \tag{3}$$

根据 Perrins^[7]的结论,多调制指数 CPM 信号可以分解为多个 PAM 信号之和,其表达式为

$$e^{j\varphi(t,A)}=\sum_{k=0}^{N-1}\sum_n a_{k,n}g_{k,n}(t-nT) \tag{4}$$

其中,PAM 信号的脉冲成形函数 $g_{k,n}(t)$ 与 CPM 信号的调制阶数、调制指数、频率脉冲成形函数等有关

并且持续时间有限,同时伪符号序列 $\{a_{k,n}\}$ 是相互独立的。

3 符号速率估计算法

从上述多调制指数 CPM 信号的表达式可以看出,跟符号速率有关的周期性表现在两方面:一个是符号周期 T ,它的倒数为符号速率;另外一个为调制指数的重复周期 N_hT ,其倒数为超符号速率。根据文献[8]的分析,信号的周期性会体现在信号二次谱的离散谱线上,多调制指数 CPM 信号的二次谱是时延为零的时变自相关函数的傅里叶变换,时延为零的时变自相关函数即信号二次方的数学期望函数。不失一般性,后文的推导以四进制多调制指数 CPM 信号为例。

CPM 信号时延为零的时变自相关函数为

$$R_s(t,0)=E[s(t,A)^2]=E[e^{j2\varphi(t,A)}]e^{j4\pi f_c t}+E[e^{-j2\varphi(t,A)}]e^{-j4\pi f_c t}+2E[|e^{j2\varphi(t,A)}|^2] \tag{5}$$

其中:

$$E[|e^{j2\varphi(t,A)}|^2]=1 \tag{6}$$

$$E[e^{j2\varphi(t,A)}]=\prod_i \cos[8\pi h_i q(t-iT)]\cdot \cos[4\pi h_i q(t-iT)] \tag{7}$$

式(6)是 CPM 信号恒包络特性的体现,对应着信号二次谱在低频段上没有离散谱线,在 $2f_c$ 附近是否存在离散谱线取决于 $E[e^{j2\varphi(t,A)}]$ 和 $E[e^{-j2\varphi(t,A)}]$ 的频谱特性,根据 CPM 信号的循环谱特性可知,只有在调制指数为 1/2 的整数倍时,这两个表达式才存在周期分量^[9],因此,直接计算多调制指数 CPM 信号的二次谱通常不能得到反映其符号速率的离散谱线,但是实际通信系统通常会在发送端对传输信号滤波以减少带外分量使其符合传输信道要求,同时在接收端也会对信号进行带通滤波以去除带外噪声,经过这些滤波处理后,信号时延为零的时变自相关函数变为

$$R_{s_{LP}}(t,0)=E\{[s(t,A)]_{LP}^2\}E\{[e^{j2\varphi(t,A)}]_{LP}\}e^{j4\pi f_c t}+E\{[e^{-j2\varphi(t,A)}]_{LP}\}e^{-j4\pi f_c t}+2E[|[e^{j\varphi(t,A)}]_{LP}|^2]=E\{[e^{j2\varphi(t,A)}]_{LP}\}e^{j4\pi f_c t}+E\{[e^{-j2\varphi(t,A)}]_{LP}\}e^{-j4\pi f_c t}+2E[|[e^{j\varphi(t,A)}]_{LP}|^2] \tag{8}$$

式(8)的前两项仍然不含有周期分量,利用式

(4)可以将第三项写为

$$E[|e^{j\varphi(t,A)}]_{LP}|^2] = E[\sum_{k=0}^{N-1} \sum_m a_{k,m} g'_{k,m}(t-\tau-mT) * \sum_{l=0}^{N-1} \sum_n a_{l,n}^* g'_{l,n}(t-\tau-nT)] = \sum_{k=0}^{N-1} E_k \sum_n g'_{k,n}(t-\tau-nT)^2 \tag{9}$$

其中 $E_k = E[|a_{k,m}|^2]$, 式(9)的傅里叶变换为

$$U(f) = \sum_{k=0}^{N-1} E_k \sum_n A_k(f) \delta(f - \frac{n}{N_h T}) \tag{10}$$

$$A_k(f) = F(\sum_{i=0}^{N_h-1} g'_{k,i}(t-\tau-iT)^2) = \sum_{i=0}^{N_h-1} G_{k,i}(f) \otimes G_{k,i}(f) \tag{11}$$

式中, $G_{k,i}(f)$ 的能量主要集中在 $[-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T}]$ 中, 因此 $A_k(f)$ 的支撑域为 $[-\frac{1}{T}, \frac{1}{T}]$, 所以 $U(f)$ 中包含的离散谱线有 $[0, \pm \frac{1}{N_h T}, \dots, \pm \frac{1}{T}]$ 这 $2N_h + 1$ 个, 通过对这些离散谱线的辨识可以实现符号速率和超符号速率的估计。

因此, 多调制指数 CPM 信号符号速率的估计可以通过预滤波二次谱计算来实现, 具体算法步骤如下。

步骤 1: 信号中心频率和带宽估计。选取适当的采样率对接收信号进行采样, 计算多段采样数据的 FFT 并取平均, 在得到的信号频谱上测量中心频率和带宽。

步骤 2: 带通滤波处理。利用步骤 1 得到的中心频率和带宽设计带通滤波器对信号进行滤波处理。

步骤 3: 二次谱计算。对步骤 2 得到的数据进行内插, 将采样率提高到原来的 2 倍, 然后对数据做非线性变化即二次方处理。

步骤 4: 符号速率估计。利用 MAC 滤波提取二次谱的离散谱线得到相应的符号速率和超符号速率。

4 仿真实验

下面通过仿真说明算法在不同信号类型和不同信噪比条件下的性能, 仿真所用的采样率为 2 000 Hz, 信号载波频率为 100 Hz, 调制速率为 19.2 Hz, 调制阶数为 4, 调制指数集合为 {4/16, 5/16}, 频谱计算 FFT 的点数为 65 536, Monte Carlo 次数为 1 000, 利用频谱中离散谱线的信噪比衡量估计效果。

(1)实验 1 滤波器带宽对估计结果的影响

仿真信号信噪比 $E_b/N_0 = 12$ dB, 频率脉冲成形函数为 1RECT, 图 1 显示了符号速率和超符号速率谱线信噪比与归一化滤波器带宽之间的关系。

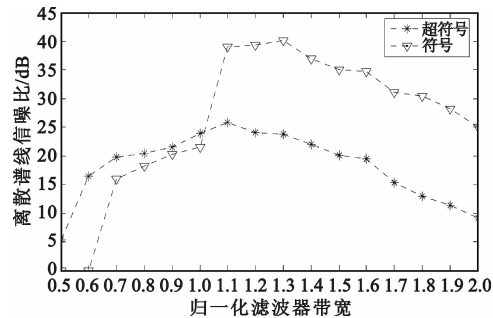


图 1 离散谱线信噪比与滤波器带宽之间的关系
Fig.1 The relationship between spectrum line's SNR and filter bandwidth

由实验结果可以看出, 滤波器带宽的选择需要折衷考虑, 带宽越窄, 恒包络特性破坏越大, 离散谱线的能量越大, 但是 $A_k(f)$ 的支撑域减小, 此时只有超符号速率谱线较为明显, 而符号速率谱线不能辨识; 带宽越宽, $A_k(f)$ 的支撑域增加, 离散谱线能量增加, 可辨识程度提高, 但是恒包络特性逐渐恢复, 这样又会导致离散谱线的能量降低, 极端情况就是不进行滤波处理时, 二次谱中不存在离散谱线。综合考虑符号速率和超符号速率的估计, 预处理滤波器归一化带宽 $BT = 1.2$ 时估计效果最好。

(2)实验 2 频率脉冲成形函数对估计结果的影响

仿真信号信噪比 $E_b/N_0 = 12$ dB, 归一化滤波器带宽选择为 $BT = 1.2$, 频率脉冲成形函数分别选择 1RECT、2RECT、3RECT 和 1RC、2RC、3RC。表 1 是相应的符号速率和超符号速率谱线信噪比的结果。

表 1 速率谱线信噪比与频率脉冲成形函数之间的关系
Table 1 The relationship between spectrum line's SNR and frequency pulse function

脉冲成形函数	超符号速率谱线信噪比	符号速率谱线信噪比
1RECT	23.4	35.2
2RECT	0.0	21.3
3RECT	5.7	14.5
1RC	27.9	48.1
2RC	20.1	32.7
3RC	9.6	3.2

由实验结果可以看出, 在相同条件下, 随着频率脉冲成形函数持续时间的增加, 符号速率和超符号速率谱线的信噪比均降低, RC 对应的下降速率要快得多, 当持续时间超过 $4T$ 时, 两根谱线都不能正确

的辨识;同时实验结果表明,频率脉冲成形函数选择 2RECT 时不能有效辨识出超符号速率谱线。

(3)实验 3 信噪比对估计效果的影响

仿真信号频率脉冲成形函数为 1RECT,归一化滤波器带宽选择为 $BT = 1.2$,图 2 显示了符号速率和超符号速率谱线信噪比与信号信噪比 E_b/N_0 之间的关系。

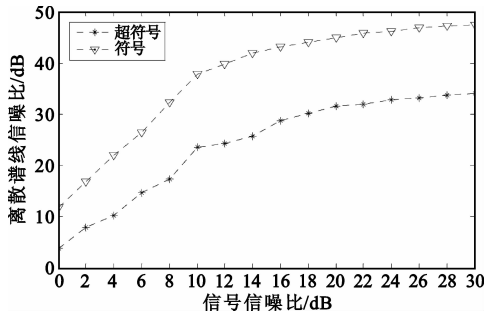


图 2 离散谱线信噪比与信号信噪比的关系
Fig.2 The relationship between spectrum line's SNR and signal's SNR

由仿真结果可知,信号信噪比越大,离散谱线的信噪比越高,符号速率和超符号速率越容易辨识。

(4)实验 4 算法的无偏性

仿真信号频率脉冲成形函数为 1RECT,归一化滤波器带宽选择为 $BT = 1.2$,信噪比 $E_b/N_0 = 12$ dB,图 3 显示了符号速率测量值和真实值之间的关系,从实验结果可以看出算法的无偏性。

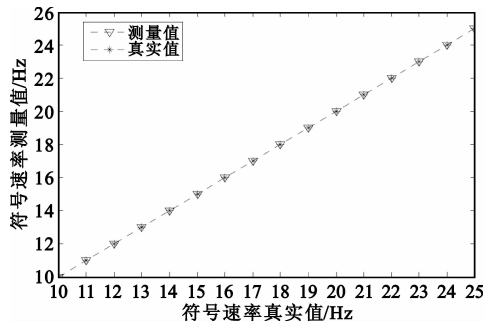


图 3 符号速率测量值和真实值之间的关系
Fig.3 The relationship between measured value and true value

5 结束语

预滤波二次谱算法通过非线性变换提取 Multi-h CPM 信号的周期性,与基于循环谱的算法相比,具有运算量小、不需要接收信号载波频率、调制指数和频率脉冲成形函数等先验信息的优点,仿真实验结果表明了算法的正确性以及对各种类型 CPM 信号

的适应性。该算法在 Multi-h CPM 信号非合作接收时具有较高的实用价值。

参考文献:

[1] Sundberg C E. Continuous Phase Modulation[J]. IEEE Communication Magazine, 1986, 24(4): 25 – 38.

[2] Sasase L, Mori S. Multi-h Phase-Coded Modulation [J]. IEEE Communication Magazine, 1991(12): 46 – 56.

[3] Riba J, Vasquez G. Parameter Estimation of Binary CPM Signals[C]//Proceedings of 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Salt Lake City, UT: IEEE, 2001: 2651 – 2654.

[4] Bianchi P, Loubaton P, Sirven F. On the Blind Estimation of the Parameters of Continuous Phase Modulated Signals[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(5): 944 – 962.

[5] 石明军, 邓名桂, 周世东, 等. 基于数据辅助的 CPM 信号调制参数估计[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(5): 1146 – 1151.

SHI Ming-jun, DENG Ming-gui, ZHOU Shi-dong, et al. On the Data-Aided Estimation of Modulation Parameter of CPM [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(5): 1146 – 1151. (in Chinese)

[6] 王宁, 彭华, 崔伟亮. 一种非数据辅助的连续相位调制信号符号速率估计算法[J]. 信号处理, 2010, 26(12): 1864 – 1869.

WANG Ning, PENG Hua, CUI Wei-liang. A Non-data aided Algorithm for the Symbol Rate Estimation of CPM Signals[J]. Signal Processing, 2010, 26(12): 1864 – 1869. (in Chinese)

[7] Perrins E, Rice M. PAM Decomposition of M-ary Multi-h CPM [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(12): 2065 – 2075.

[8] 杨琳, 许小东, 路友荣, 等. 常见数字通信信号的谱线特征分析[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(5): 1067 – 1071.

YANG Lin, XU Xiao-dong, LU You-rong, et al. Spectrum Line Feature Analysis for Digital Communication Signals[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(5): 1067 – 1071. (in Chinese)

[9] Napolitano A, Spooner M. Cyclic Spectral Analysis of Continuous-Phase Modulated Signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(1): 30 – 44.

作者简介:

张 韬(1981—),男,四川人,2002 年于信息工程大学获信号处理专业学士学位,2005 年于西南电子电信技术研究所获通信与信息系统硕士学位,现为博士研究生,主要研究方向为统计信号处理和参数估计。

ZHANG Tao was born in Sichuan Province, in 1981. He received the B. S. degree from Information Engineering College and the M. S. degree from Southwest Research Institute of Electronic and Telecommunication Technology in 2002 and 2005, respectively. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns statistical signal processing and parameter estimation.

Email: zt19810101@sina.cn