

基于高阶累积量的信道估计及数字调制识别方法^①

A Method for Channel Estimation and Digital Modulation Identification Based on Higher-Order Cumulants

陈建鑫 刘宏立 刘述钢 (湖南大学 电气与信息工程学院 湖南 长沙 410082)

摘要: 无线信道的多径干扰使得接收信号发生畸变, 其高阶累积量特征不再趋近于其理论值, 给调制识别带来了很大困难。针对多径信道中的调制识别问题, 提出了一种基于高阶累积量的信道估计及调制识别算法。首先提取接收信号的高阶累积量进行信道参数估计, 根据估计结果对识别参数进行修正, 使其重新趋近于理论值, 从而完成调制识别。该算法仅根据接收信号序列进行运算, 所需先验信息少, 能对大部分调制方式进行识别。仿真结果证明了算法的有效性。

关键词: 调制识别 多径干扰 信道估计 高阶累积量

1 引言

随着现代通信技术的不断发展, 通信系统的复杂性和多样性不断提高, 面对不同的调制方式, 在通信双方未事先约定的情况下, 接收端只有在正确识别调制方式的前提下才有可能对接收已调信号进行解调。

随着软件无线电 (software-defined radio, SDR) 技术的成熟和发展, 通信系统告别了纷繁复杂的硬件电路, 在一个统一的硬件平台上通过调用不同的软件程序而完成不同的功能。这给调制识别技术也提供了极大的运用空间, 接收到的数字调制信号可以直接在软件无线电平台上进行数字信号处理的相关运算从而完成调制识别, 根据识别结果直接调用不同的解调子程序完成相关功能。综上所述, 调制识别的准确度是正确解调的前提, 也是整个通信过程正确完成的关键。

目前针对调制识别的研究较多, Nandi 和 Azzoze 提出一种基于信号瞬时域特征的识别方法, Liang Hong 等人通过判断信号小波变换后的幅值是否为常数来识别不同的调制信号, 还有如利用信号的时频分布和周期谱进行判别的算法, 以及利用星座图识别的算法。由于高斯白噪声大于二阶的累积量均为零, 即高阶累积量的方法有很好的抑制噪声作用, Swami

等人对四阶累积量在调制分类上的应用做了研究^[1], 但这些研究都是理想情况下实现的信号分类。在实际中由于多径衰落以及发送和接收滤波器不匹配所造成的码间干扰使得信号的幅度和相位在不同程度上发生畸变, 上述算法也随之失效。针对多径信道的条件, 本文利用接收信号的高阶累积量提取信道参数, 然后利用该参数对信号的高阶累积量进行校正, 以完成调制识别。整个算法只用到了接收信号的高阶累积量特征, 所需先验知识少。理论分析和计算机仿真证明了算法的有效性。

2 高阶累积量调制识别原理

在暂不考虑信道的影响时, 接收信号可以表示为:

$$r(n) = s(n) + n(n) \quad (1)$$

其中, $s(n)$ 为发送序列, $n(n)$ 为零均值的加性高斯白噪声 (AWGN)。设 $s(n)$ 为独立同分布 (i.i.d) 的序列, 且 $s(n)$ 与 $n(n)$ 相互独立。由文献 [2], 累积量具有半不变性, 即:

$$\text{cum}(r(n)) = \text{cum}(s(n)) + \text{cum}(n(n)) \quad (2)$$

由于零均值高斯白噪声大于二阶的累积量均为零, 故 (2) 式可以写为:

$$\text{cum}(r(n)) = \text{cum}(s(n)) \quad (3)$$

① 基金项目: 国家高技术研究发展计划 (863) (2007AA 1A 121)

收稿时间: 2009-01-20

即高阶累积量不受噪声的影响，接收序列的累积量等于发送序列的累积量。故从接收信号中提取高阶累积量可以进行有效的调制识别。

现有的识别算法大多都是在理想情况下进行讨论，但是在对接收信号进行预处理的过程中，相位的抖动不可避免。假定对接收到的信号已经过下变频，中频滤波，解调以及码元同步，则考虑相位抖动的匹配滤波器输出端得到的同步码元的采样复信号序列可表示为：

$$S_k = \sqrt{E}e^{j\theta}a_k + n_k \quad (k=1,2,\dots,N) \quad (4)$$

其中， a_k 为接收的平均功率归一化的信号的码元序列， θ 为相位抖动，随码元变化而随机变化， n_k 为零均值的复高斯白噪声序列， E 为未知调制类型信号的平均功率， N 为观测数据的长度。

由式(4)可以看出，相位抖动项只对接收采样复信号的辐角有影响，而其模值为常数 1，基于此，本文提出基于累积量的模值的改进的识别参数。根据文献[3]的算法，可对数字调制信号各高阶累积量模值的理论值进行计算，结果如下：

表 1 数字调制信号各高阶累积量的理论值

信号类型	$ C_2 $	$ C_3 $	$ C_4 $	$ C_6 $
2ASK	E	E	E	$13E^3$
4ASK	E	E	$1.36E^2$	$9.16E^3$
8ASK	E	E	$1.24E^2$	$8.76E^3$
BPSK	E	E	$2E^2$	$13E^3$
QPSK	0	E	E^2	$4E^3$
16QAM	0	E	$0.68E^2$	$2.08E^3$

为了去除信号平均功率的影响，已有的算法大多用对各累积量进行功率归一化，但由于高斯白噪声的二阶累积量不为零，故归一化的操作又引入了噪声的影响，这与最初选择累积量进行调制识别的初衷相悖。为了去除信号平均功率的影响，同时尽可能的减小噪声的影响，本文用和联合构建识别参数进行识别。

设识别参数为 $f_s = \frac{|C_{63,s}|^2}{|C_{42,s}|^3}$ ，则各调制信号识别参数的理论值见表 2：

表 2 各调制信号识别参数的理论值

参数	2ASK	4ASK	8ASK	BPSK	QPSK	16QAM
f_s	21.25	33.36	40.44	21.25	16	13.76

从表 2 可见，应用识别参数可对常见的各种调制

信号完成识别。值得指出的是，利用文献[4]的方法，同样可以证明本文所用的识别参数对于信号星座图的平移、尺度和相位旋转变换具有不变性。

3 多径信道条件下的调制识别分析

在实际的通信系统中，由于通信信号在传播过程中存在多径效应，会在接收端造成信号衰落。同时，由接收机同步定时误差和不匹配滤波所造成的影响也可等效为多径模型。因此，对多径信道条件下的调制识别的分析具有很大的意义。多径信道的离散等效模型可表示为：

$$h(n) = h(0) + h(k) = h_0e^{j\theta_0}\delta(n) + \sum_{k=1}^{L-1} h_k e^{j\theta_k} \quad (5)$$

上式中， h_0 表示主径增益， θ_0 表示主径相移因子。 h_k 和 θ_k 分别表示第 n 个多径的增益和相移因子。信道的多径个数为 L 个。

信号经信道传输的过程可以看作是信号与信道函数卷积的过程，设经多径信道传输后接收到的信号为 $y(n)$ ，则有：

$$y(n) = h(n) \otimes s(n) \quad (6)$$

根据卷积的定义及累积量的性质，可得：

$$C_{42,y} = C_{42,s} \sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^4 \quad (7)$$

$$C_{63,y} = C_{63,s} \sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^6 \quad (8)$$

将(7)式，(8)式带入上节所定义的调制识别参数，则可得：

$$f_s = \frac{|C_{63,s}|^2}{|C_{42,s}|^3} = \frac{|C_{63,y}|^2}{|C_{42,y}|^3} \cdot \frac{\left| \sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^4 \right|^3}{\left| \sum_{k=0}^{L-1} |h(k)|^6 \right|^2} \quad (9)$$

由(9)式可以看出，只要能够对多径信道的参数进行正确的估计，则完全可以由接收到的经多径干扰后的信号计算出原序列所对应的识别参数，进而完成调制识别。

文献[5]提出了一种基于高阶累积量的系统估计算法，但该算法是在 $h(0)=1$ 的前提下完成的。根据本文的具体应用，本文提出一种新的改进的算法，从而完成对多径信道参数的估计。

由于 $s(n)$ 是独立同分布的，故其累积量是 δ 函数，即其三阶累积量可写为：

$$c_s(\tau_1, \tau_2) = \begin{cases} \gamma_3, & \tau_1 = \tau_2 = 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

根据累积量的性质可得:

$$c_{3,y}(\tau_1, \tau_2) = \gamma_3 \sum_{k=0}^{L-1} h(k)h(k+\tau_1)h(k+\tau_2) \quad (11)$$

令 $\tau_2 = L-1$, 由于多径信道个数为 $L-1$ 个, 即当 $k > L-1$ 时, 恒有 $h(k) = 0$ 。则上式可写为:

$$c_{3,y}(\tau_1, L-1) = \gamma_3 h(0)h(\tau_1)h(L-1)$$

类似地, 对于接收序列的四阶累积量, 有下式成立:

$$c_{4,y}(\tau_1, \tau_2, L-1) = \gamma_4 h(0)h(\tau_1)h(\tau_2)h(L-1)$$

将上两式相除, 则可得:

$$h(\tau_2) = \frac{c_{4,y}(\tau_1, \tau_2, L-1)}{c_{3,y}(\tau_1, L-1)} \cdot \frac{\gamma_3}{\gamma_4} \quad (12)$$

考虑式(11), 在式中令 $\tau_1 = L-1, \tau_2 = n$ 则有:

$$c_{3,y}(L-1, n) = \gamma_3 h(0)h(L-1)h(n)$$

特别地, 当 $n = 0$ 时, 可得:

$$c_{3,y}(L-1, 0) = \gamma_3 h^2(0)h(L-1)$$

将上两式相除, 则可得:

$$h(n) = \frac{c_{3,y}(L-1, n)}{c_{3,y}(L-1, 0)} \cdot h(0) \quad (13)$$

再次考虑式(11), 令 $\tau_2 = 0$, 则可得:

$$c_{3,y}(\tau_1, 0) = \gamma_3 \sum_{k=0}^{L-1} h^2(k)h(k+\tau_1)$$

将式(13)带入上式, 并整理可得:

$$\gamma_3 \sum_{k=0}^{L-1} h^2(k)h(0)c_{3,y}(L-1, k+\tau_1) = c_{3,y}(\tau_1, 0)c_{3,y}(L-1, 0)$$

在上式中令 $\tau_1 = L-1$, 并整理可得:

$$\gamma_3 = \frac{c_{3,y}^2(L-1, 0)}{h^3(0)c_{3,y}(L-1, L-1)} \quad (14)$$

类似地, 对于四阶累积量, 应用同样的推导过程, 可得:

$$\gamma_4 = \frac{c_{4,y}^2(L-1, 0, 0)}{h^4(0)c_{4,y}(L-1, L-1, 0)} \quad (15)$$

将式(14)以及式(15)代入式(12), 并令 $h'(\tau_2) = \frac{h(\tau_2)}{h(0)}$, 可得:

$$h(\tau) = \frac{h(\tau)}{h(0)} = \frac{c(\tau, \tau, L-1)}{c(\tau, L-1)} \cdot \frac{c(L-1, 0)c(L-1, L-1, 0)}{c(L-1, L-1)c(L-1, 0, 0)}$$

上式中 τ_1 和 τ_2 的取值范围为 $0 \leq \tau_1, \tau_2 \leq L-1$, 对于每一个固定的 τ_2 , τ_1 的取值从 0 至 $L-1$ 间变化时, 得到 L 个相应的 $h'(\tau_2)$ 的值, 利用最小二乘估计(least squares, LS), 便可得出相应的信道参数估计值。

将 $h(\tau_2) = h'(\tau_2)h(0)$ 代入式(9), 则有:

$$f_s = \frac{|C_{63,s}|^2}{|C_{42,s}|^3} = \frac{|C_{63,y}|^2}{|C_{42,y}|^3} \cdot \frac{\left| \sum_{k=0}^{L-1} |h'(k)|^4 \right|^3}{\left| \sum_{k=0}^{L-1} |h'(k)|^6 \right|^2} \quad (16)$$

由上式可见, 将通过高阶累积量估计的信道参数代入式(16), 则可得到所需的识别参数。即仅利用受多径干扰的接收序列就完成了识别参数的计算, 而无需其他先验知识。

4 仿真结果与性能分析

根据上述分析, 我们采用计算机仿真对算法进行验证。在本文的仿真中, 设信号的载波频率为 10kHz, 采样频率为 40kHz, 码元速率为 1200bps。码元个数取 200 个。对每个参数均进行 100 次计算后取平均值。

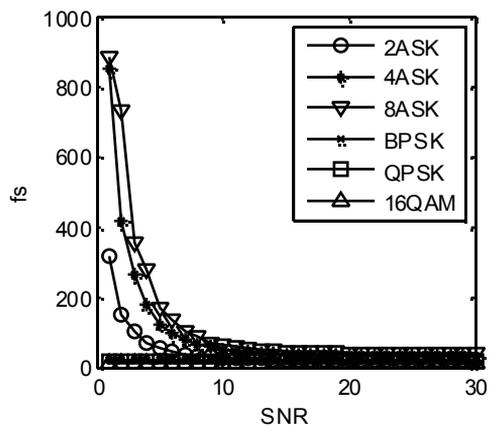


图 1 识别参数随信噪比的变化情况

图 1 表示在没有多径干扰时各种不同调制方式的识别参数随信噪比变化的情况, 从图中可以看出, MASK 的识别参数受信噪比的影响较大, 在大于 10dB

时才趋于稳定。而其余各种调制方式的识别参数对信噪比均不是很敏感, 始终保持在理论值附近。

由于 MASK 的影响, 使图 1 的结果不是很清晰。图 2 是在信噪比大于 15dB, 并对坐标轴重新标定后的图 1 的细节视图。从图 2 可以看出, 各种调制方式的识别参数都很好地趋近于其理论值, 应用此参数对调制方式进行识别是可行的。同时可以看出, 2ASK 和 BPSK 的识别参数相等, 无法用累积量方法识别, 这与前面的理论分析是吻合的。

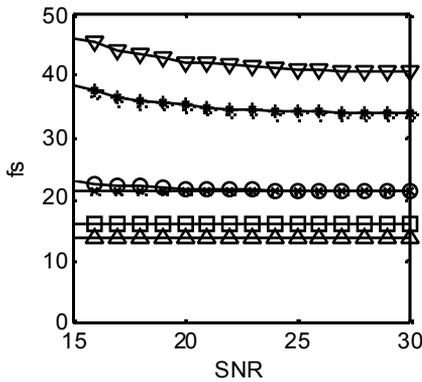


图 2 对图 1 进行坐标轴重标定后的细节视图

图 3 以 QPSK 为例, 说明了相位抖动对识别参数的影响。从图中可以看出, 当相位抖动在 0 到 180 度间变化时, 识别参数仅有微小变化, 说明本文所提识别参数对于相位抖动有很好的鲁棒性。

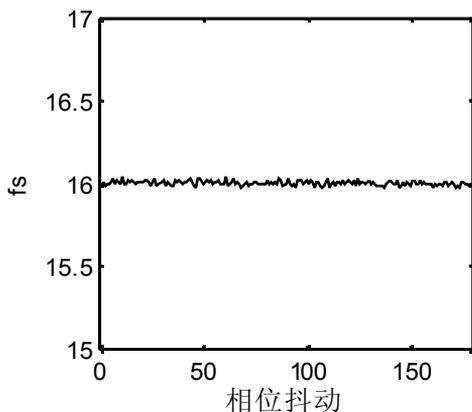


图 3 相位抖动对识别参数的影响

下面 QPSK 为例, 对经多径干扰后的调制识别参数畸变情况及应用本文所述算法对其进行校正的效果进行仿真。从图 4 可以看出, 经校正后, 在比较低的

信噪比条件下, 识别参数就已经可以较好地回到其理论值附近, 从而证明了本文所述算法的有效性。

5 结语

本文阐述和分析了利用高阶累积量进行调制识别的原理, 提出了所需的识别参数, 该参数对于接收信号的相位抖动具有良好的鲁棒性, 并且对于信号星座图的平移、尺度和相位旋转变换具有不变性, 并用接收信号的高阶累积量对多径信道的参数进行了估计, 以完成对调制识别参数的校正。本文仅利用接收信号的高阶累积量特征就可完成多径信道环境下的调制识别, 所需先验知识少。算法识别范围广, 识别性能高。仿真结果证明了有效性。

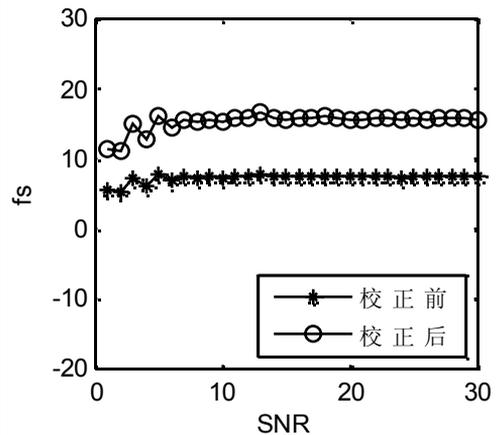


图 4 多径干扰后识别参数的畸变及校正情况

参考文献

- 1 Swami A, Sadler BM. Hierarchical digital modulation classification using cumulants. IEEE Trans on comm. unication. 2000,48(3):416-429.
- 2 张贤达. 现代信号处理(第 2 版). 北京:清华大学出版社, 2000.
- 3 包锡锐, 吴瑛, 周欣. 基于高阶累积量的数字调制信号识别算法. 信息工程大学学报, 2007,8(4):463-467.
- 4 陈卫东, 杨绍全. 利用累量不变量对 MPSK 信号分类. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2002,29(2):229-232.
- 5 Li W, Siu WC. New approaches without postprocessing to FIR system identification using selected order cumulants. IEEE Trans on Signal Processing, 2000,48(4):1144-1153.