

MPSK 信号载波频率盲估计

苑小华 罗武忠 罗来源
(信号盲处理国家重点实验室 成都 610041)

摘要: 该文针对调制自动识别中, MPSK信号调制相制和训练序列未知的情况, 提出了一种利用定时同步信号的差分相位有效识别MPSK信号相制 M , 并精确估计其载波频偏的方法。该算法不仅克服了调制制式不明对频偏估计的不利影响, 还通过引入线性相位展开和高阶时延相关, 大大提高了大频偏、低信噪比下估计的性能, 对调制自动识别中MPSK信号的澄清和参数估计起到关键作用。

关键词: 调制自动识别; 非数据辅助频偏估计; 线性相位展开; 高阶时延相关

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)05-1148-03

Blind Carrier Frequency Estimation for MPSK Signal

Yuan Xiao-hua Luo Wu-zhong Luo Lai-yuan
(National Key Laboratory of Blind Signals Processing, Chengdu 610041, China)

Abstract: This paper considers recognition and estimation of carrier frequency from a time sampled MPSK signal in Automatic Modulation Recognition (AMR), when M and training symbol sequence are unknown. In this case, a new Non-Data-Aided (NDA) carrier frequency estimation algorithm is presented, after recognition of M . The introduction of linear phase unwrapping and high order correlation makes the new algorithm perform better than same traditional NDA carrier frequency estimation algorithms, when frequency offset is large or when the SNR is low. Simulation result shows this fact and it performs well in AMR system.

Key words: Automatic Modulation Recognition(AMR); Non-Data-Aided (NDA) carrier frequency estimation; Linear phase unwrapping; High order correlation

1 引言

实际通信中, 信道的多普勒频移、收发端时钟晶振的不稳定、发送信号中心频率无法精确已知等原因, 都会造成收发端载波频率的偏差。相干解调中精确的载波同步是必要的, 相对传统的利用锁相环(PLL)反馈跟踪载波频率的方法, 直接从信号中估计频偏的前向估计的方法结构简单, 估计迅速, 是目前频率估计的研究热点。用前向估计的方法估计MPSK信号频偏, 必须首先去掉调制信息相位, 把它变成单频信号。去调制根据训练序列的有无可分为数据辅助方式和非数据辅助方式, 非数据辅助方式通常用倍频法去掉调制信息, 然后从单频信号的一阶^[1, 2]或高阶^[3, 4]时延相关函数的相位中提取频偏值。但现有算法存在一个共同问题: 为了避免相位混叠, 所有点的相位值都不能超出相位线性区间, 否则估计将出现偏差, 这就大大限制了频偏估计的范围。文献[5]虽针对这一问题进行了改进, 但并未完全克服相位卷叠, 在大频偏、低信噪比的条件下, 其非数据辅助方式估计的精度将严重恶化。可见, 克服相位卷叠是提高频偏估计算法性能的关键。

调制自动识别中MPSK信号的载波频率估计是一种盲

估计, 它不但具有载波频偏大、无数据辅助的特点, 并且相制未知, 去调制时只能假设为最大相制而采用最大倍频, 当实际的相制小于最大相制时, 这种方法必然造成噪声和频偏的扩大, 影响估计范围和精度。

本文第2节建立信号模型, 导出高阶时延相位差分的函数公式, 并给出利用其中的一阶量识别相制 M 的方法。在此基础上, 第3节先用对相位差分值模 $2\pi/M$ 的方法去掉调制相位信息, 为克服相位卷叠, 再利用变线性相位区间中心的原理进行线性相位展开, 然后对相位的高阶时延差分作非线性累加得到频偏的估计值。第4节通过Monte Carlo仿真实验, 对本文算法与一些经典的非数据辅助方式频偏估计算法的性能作了比较。

2 信号模型的建立和调制相制的识别

信号模型的建立基于以下3条假设: (1)已确定信号为 M 未知的MPSK信号。(2)信道是平坦衰落信道, 信道噪声是平稳高斯白噪声。(3)符号率与定时估计后, 信号在定时时刻采样, 成形滤波的影响可消除。信号的表达式为

$$z(k) = e^{j(2\pi f_0 k T + \theta_0 + \theta(k) + v(k))} \quad (1)$$

其中 f_0 为载波频偏, θ_0 为接收端信号的基准相位, T 为采样时间间隔, $k \in Z, k = 1, 2, \dots, N, N$ 为用于估计的点数, $\theta(k)$

$= \frac{2\pi i_k}{M}$, ($i_k=1,2,\dots,M$), M 为调制相制未知, $v(k)$ 是独立同分布(i.i.d)的零均值高斯随机变量^[5]。

取 $z(k)$ 的 m 阶时延相位差得分:

$$\varphi_m(k) = \angle z(k) * z(k+m) = \left[2\pi m f_0 T + \Delta v + \frac{2\pi i'_k}{M} \right]_{-2\pi}^{2\pi} \quad (2)$$

其中 * 表示共轭相乘, 经模 2π 后 $i'_k=1, 2, \dots, M$, Δv 是高斯色噪声^[5]。

将 $[0, 2\pi]$ 相位区间分成 M 个相位子区间 $\left[2\pi m f_0 T + \frac{2\pi i}{M} - \frac{\pi}{M}, 2\pi m f_0 T + \frac{2\pi i}{M} + \frac{\pi}{M} \right]$, $i=0, 1, \dots, M-1$, 由于 Δv 是以 0 为中心的正态分布^[5], 在每个子区间上 $\varphi_m(k)$ 呈以 $2\pi m f_0 T + \frac{2\pi i}{M}$ 为中心的正态分布。取 $m=1$, 只要数出在 $[0, 2\pi]$ 区间上, $\varphi_1(k)$ 分布中心个数, 就能确定相制 M 。

首先将 $[0, 2\pi]$ 分成 N 个小的统计子区间, $N \geq 64$, 统计落入各子区间的 $\varphi_1(k)$ 个数计为 $D(n)$, $n=1, 2, \dots, N$ 。由于 M 个相位子区间的长度相同, 即概率分布中心的间距相同, 因此对 $D(n)$ 作 FFT, 求出概率分布中心出现的周期 T , 即可得相制 M : $M = 2\pi/T$ 。

3 载波频偏的估计

3.1 去调制相位信息

要正确估计 MPSK 信号载波频偏, 必须首先去掉信号中的信息相位, 将信号变成单频信号。由于已估计出相制 M , 这里对式(2)作 $-\pi$ 修正和模 $2\pi/M$ 处理得:

$$F[\varphi_m(k)] = [2\pi m f_0 T + \Delta v]_{-\pi/M}^{\pi/M} \quad (3)$$

F 变换是锯齿波变换, 以 8PSK 信号为例, 理想 F 变换如图 1 所示。8PSK 信号相位从 $[0, 2\pi]$ 变到区间 $[-\pi/8, \pi/8]$ 使式(3)中只包含频偏量和噪声, 去除了调制相位。但由于 Δv 的干扰, 一些点的相位在 $\pi/8 + i\pi/4$ 处会发生相位卷叠, 造成了估计的偏差。

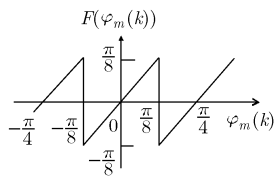


图1 8PSK 信号去调制理想相位变换图

由 3.1 节的讨论知, 8PSK 信号的 $\varphi_m(k)$ 呈正态分布的区间是哦, $2\pi m f_0 T$ 越接近 $\pi/8 + i\pi/4$, 发生相位卷叠的点越多, f_0 的估计值与实际值的偏差越大, 因此这种方法的频偏估计范围是有限的。解决方法是将相位 $\varphi_m(k)$ 在 $\pi/8 + i\pi/4$ 处展开, 使去调制后的相位区间尽量以 $[2\pi m f_0 T]_{-\pi/8}^{\pi/8}$ 为中心。

3.2 以 $[2\pi m f_0 T]_{-\pi/M}^{\pi/M}$ 为中心的相位展开

$2\pi m f_0 T$ 是待估计量, 无法求出其准确位置, 但是可以

借助统计的方法找出它的大概位置: 将区间 $[-\pi/M, \pi/M]$ 分成 L (L 为奇数) 个小区间, 统计 $F[\varphi_m(k)]$ 落入的各小区间的点数, 落入最多的小区间定为区间中心, 此后通过对各区间内相位的修正实现相位的展开。下面以 8PSK 信号, $L=3$ 为例具体介绍这种相位展开方法。

如图 2 所示, 将区间 $[-\pi/8, \pi/8]$ 等长划分成 I, II, III 3 个小区间, 小区间长度为 $\pi/12$, 根据 $[2\pi m f_0 T]_{-\pi/8}^{\pi/8}$ 位置不同, 对落入各小区的 $F[\varphi_m(k)]$ 作如下修正得到新相位 $\varphi'_m(k)$, 修正后相位区间为 Q :

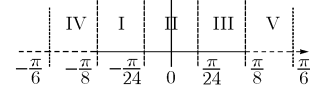


图2 相位展开小区间的划分

当 $[2\pi m f_0 T]_{-\pi/8}^{\pi/8} \in I$ 时, $\varphi'_m(k)_{IV} = \varphi_m(k)_{III} - \pi/4$, $Q = [-\pi/6, \pi/24]$, 相位在 $-\pi/8$ 处展开。当 $[2\pi m f_0 T]_{-\pi/8}^{\pi/8} \in II$ 时, 无需修正, $Q = [-\pi/8, \pi/8]$ 。当 $[2\pi m f_0 T]_{-\pi/8}^{\pi/8} \in III$ 时, $\varphi'_m(k)_{V} = \varphi_m(k)_{I} + \pi/4$, $Q = [-\pi/24, \pi/6]$, 相位在 $\pi/8$ 处展开。

经过上述相位修正, $\varphi'_m(k)$ 在线性区间 Q 上大体呈正态分布, N 越大 $[2\pi m f_0 T]_{-\pi/8}^{\pi/8}$ 越接近区间 Q 的中心。 $\varphi'_m(k)$ 是待估计值 $m f_0$ 在高斯色噪声干扰下的一次函数, 根据最大似然估计准则推导出 $2\pi m f_0 T$ 的估计值 $\psi(m)$ 公式^[1]:

$$\psi(m) = \frac{1}{2\pi T} \sum_{k=0}^{N-1} w(k) \varphi'_m(k) \quad (4)$$

$$w(k) = \frac{3N/2}{N^2 - 1} \left\{ 1 - \left[\frac{k - (N/2 - 1)}{N/2} \right]^2 \right\} \quad (5)$$

3.3 频偏估计公式

$2\pi m f_0 T$ 的估计值 $\psi(m) = [2\pi m f_0 T]_{-\pi/M}^{\pi/M}$, 由于做了模 $2\pi/M$ 处理, $\psi(m)$ 不是 f_0 的线性函数, 为保证线性, 须满足 $|2\pi m f_0 T| \leq \pi/M$, 即

$$|f_0| \leq \frac{1}{2MT \max(m)} \quad (6)$$

文献[3]指出高阶时延的自相关函数抗干扰能力高于低时延自相关函数的抗干扰能力, 文献[3, 4]正是利用了这一点使得算法在低信噪比下有很好的性能。但从式(6)可以看出, 时延越高, 即 $\max(m)$ 越大, 频偏估计范围越小, 这也是文献[3, 4]频偏估计范围小的原因。本文借鉴文献[5]的思想用 $\psi(m)$ 的一阶差分来估计 f_0 :

$$\begin{aligned} \phi(m) &= [\psi(m) - \psi(m-1)]_{-\pi/M}^{\pi/M} \\ &= [2\pi f_0 T + \delta(m) - \delta(m-1)]_{-\pi/M}^{\pi/M} \end{aligned} \quad (7)$$

从式(7)表面看来, $\phi(m)$ 似乎已不受 $\max(m)$ 的限制, 估计范围变成了 $-\frac{1}{2MT} \leq f_0 \leq \frac{1}{2MT}$ 但是当 $2\pi m f_0 T$ 与 $2\pi(m-1)f_0 T$ 不在同一个 $2\pi/M$ 区间时, 求 $\psi(m)$ 或 $\psi(m-1)$ 时作

了非线性处理,估计出现偏差。对于该现象,文献[5]未给出解决办法。本算法对该偏差作了修正,设修正为 D ,修正结果为 $\phi'(m) = D[\phi(m)]$ 。经研究发现 $\phi'(m)$ 满足两个条件:(1)对不同的 m , $\phi'(m)$ 的符号应该相同,且与 $\psi(1)$ 的符号相同。(2) $|\phi'(m)| \leq \frac{\pi}{M}$,即估计值不超过估计范围。因此, D 变换就是对 $\phi(m)$ 作 $\pm \frac{2\pi}{M}$ 的修正,使其满足上述条件。此时,

$$\phi'(m) = 2\pi f_0 T + \Delta\delta(m), \quad \Delta\delta(m) \text{ 是修正后 } m \text{ 阶的估计误差。}$$

根据Mengali的算法[5]公式得到估计值

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{2\pi T} \sum_{m=1}^L a(m) \times \phi'(m) \quad (8)$$

其中加权系数

$$a(m) = \frac{3[(N-m)(N-m+1) - L(N-L)]}{L(4L^2 - 6LN + 3N^2 - 1)} \quad (9)$$

上述修正使该估计的范围从理论上达到了 $-\frac{1}{2MT}$
 $\leq f_0 \leq \frac{1}{2MT}$,下面通过仿真检验算法的实际性能。

4 仿真结果与性能比较

通过 Matlab 仿真,比较了无数据辅助的 Kay 算法[1]、Fitz 算法[3]、Mengali 算法[5]和本文算法的频偏估计范围和大频偏、低信噪比下的估计性能。其中 Kay 算法和 Mengali 算法用 M 次方法去调制,并用 3.3 节的方法对 Mengali 算法作了修正。仿真采用 8PSK 信号,滚降系数 50%、符号率 2400dB、中心频率 1800Hz,信道噪声为加性高斯白噪声。

图 3 首先给出不同频偏下估计的均值,意在比较各算法无偏估计的范围。为方便比较用非数据辅助方式估计的理论最大值 $f_d = 1/2MT$ 作为归一化频偏。可见,由于使用了线性相位展开,本文算法与 Mengali 算法估计范围近似,接近理论最大值,而 Kay 算法和 Fitz 算法估计范围则很小。

图 4 为大频偏 $f_0 T = 0.9 f_d$ 下 (f_d 为频偏理论最大值),各算法的估计方差随信噪比变化的曲线并与 Cramer-Rao 限[6]做了比较。在此频偏下,Fitz 算法完全失效,Kay 算法性能门限高达 30dB 也基本失效。本文算法和 Mengali 算法在大频偏下仍能保持良好性能:信噪比门限约为 7dB(非数据辅助方式低信噪比下很难达到 Cramer-Rao 限)。本文算法在信噪比大于 10dB 后收敛于 Cramer-Rao,而 Mengali 算法在信噪比大于 20dB 后才能收敛。信噪比在 10dB-15dB 之间时,本文算法的估计方差比 Mengali 算法低 1dB 左右。

上述仿真结果表明,线性相位展开设计大大提高了本文算法频偏估计范围,使其接近理论最大值,又由于引入了高阶时延相关,提高了算法的抗干扰能力,使它在低信噪比下亦有良好的性能。非数据辅助方式下,本文算法在大频偏和低信噪比下的性能优于同类算法。

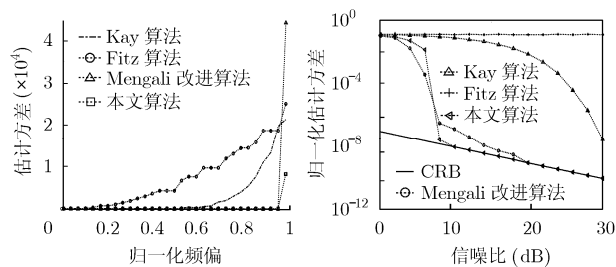


图 3 各算法频偏估计范围比较(SNR=20dB, N=512)

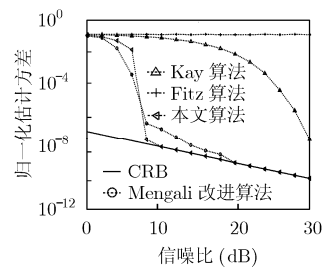


图 4 大频偏下各算法估计误差随信噪比变化曲线 ($f_0 T = 0.9 f_d$, N=512)

5 结束语

本文根据调制自动识别系统的需要,针对 MPSK 信号,提出了一种在全盲状态下,识别其调制相制并估计其载波频偏的方法。利用一阶相位差分的相制识别,克服了相制不明对频偏估计的不利影响,独特的线性相位展开和高阶时延的引入使算法在大频偏和低信噪比下都有良好的性能,能够满足自动调制识别系统对全盲状态下 MPSK 信号频偏估计的需要。

参考文献

- [1] Kay. A fast and accurate single frequency estimator. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1989, 37(12): 1987-1990.
- [2] Tretter S A. Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1985, IT-31(6): 832-835.
- [3] Fitz M P. Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization. in Proc. IEEE GLOBECOM'91, Phoenix, AZ, Dec. 1991: 365-369.
- [4] Luise M and Reggiani R. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions. *IEEE Trans. on Communication*, 1995, 43(3): 1169-1178.
- [5] Mengali U and Morelli M. Data-aided frequency Estimation for Burst Digital Transmission. *IEEE Trans. on Communication*, 1997, 45(1): 23-26.
- [6] D' Andrea A N. The modified Cramer-Rao Bound and its application to synchronization problems. *IEEE Trans. on communication*, 1994, 42(2): 1391-1399.

- 苑小华: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为盲均衡、调制自动识别。
 罗武忠: 男, 1965 年生, 高级工程师, 硕士生导师, 主要研究方向为调制自动识别、信号盲处理。
 罗来源: 男, 1956 年生, 高级工程师, 博士生导师, 主要研究方向为信号盲处理。