

# 同步头辅助的 MPSK 信号高精度频偏估计

唐筠

(中国移动通信集团四川有限公司, 四川 成都 611731)

**摘要:** 针对传统 MPSK 信号载波频偏估计方法精度差的问题, 提出了一种 MPSK 信号的高精度载波频偏估计算法, 该算法采用同步头辅助, 在数字传输系统中非常易于实现。将该算法与早期的几种频偏估计算法在性能上进行了对比, 对比结果显示, 算法估计精度很高, 在信噪比低至 0 dB 的情况下可接近于 Cramer-Rao 界。

**关键词:** MPSK; 同步头; 频偏估计; Cramer-Rao 界

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2011)20-0065-03

## Synchronous head-aided frequency offset estimate for MPSK signal

Tang Jun

(China Mobile Communications Group Co(Sichuan Branch), Chengdu 611731, China)

**Abstract:** We propose a new algorithm for carrier frequency estimation in M-ary phase shift keying(MPSK) transmissions. The algorithm is data-aided and clock-aided and has a feedforward structure that is easy to implement in digital form. Comparisons with earlier methods are discussed, the results indicate that its estimation accuracy is high and it can close to the Cramer-Rao bound(CRB) for a signal-to-noise ratio(SNR) as low as 0 dB.

**Key words:** MPSK; synchronous head; frequency offset estimate; Cramer-Rao bound

MPSK 为 M 进制相移键控, 具有频谱利用率高、抗干扰性强、电路实现简单等优点, 是现代通信中一种十分重要的数字调制方式。

载波同步是实现 MPSK 信号相干接收的关键技术。在数字通信系统中, 受多普勒频移和本振不稳定等因素的影响, 接收信号会产生频率漂移, 从而使收发载波存在较大的偏差。采用相干解调时, 载波频偏的存在将直接影响接收机的整体性能和误码率, 使通信系统性能下降, 因此必须消除频偏误差。采用数字方式实现载波恢复有两种方法: 一种是开环恢复, 即直接对收发载波的频偏和相位误差进行估计, 然后在解调时进行校正; 另一种是闭环恢复, 即利用数字锁相环来实现对载波的跟踪。在这两种方式中, 核心都是载波频偏和相位偏移的估计算法<sup>[1-2]</sup>。许多文献都对载波频偏的估计进行了研究, 如 Lovell 和 Williamson 在参考文献[3]中提出的 L&W 估计算法, Fitz 在参考文献[4]中提出的 Fitz 算法。但是这些算法只有在高信噪比的情况下才有比较好的性能, 才会接近 Cramer-Rao 界, 对于低信噪比, 这些方法的估计偏差比较大, 精度不高。

本文充分利用一帧数据中的同步头信息, 提出了一种高精度的频偏估计算法, 它能很好地适应低信噪比情况。

### 1 同步头辅助提取频偏信号

将要传送的数字信号进行分帧, 并在每一帧的数据前面都加上一段同步数据, 即所谓的同步头。例如可以用 PN 码作为同步头数据, 利用同步头进行信号到达检测、频偏估计和初相估计。在此, 只讨论利用同步头进行频偏估计。

接收到的 MPSK 信号经过数字下变频和匹配滤波器后为<sup>[5]</sup>:

$$x(k) = c_k e^{i(2\pi\Delta f k T + \theta)} + n(k) \quad (1)$$

式中,  $c_k$  为单位幅值的复基带信号,  $\Delta f$  为频偏,  $T$  为采样间隔,  $\theta$  为载波的初相,  $n(k)$  为零均值高斯白噪声。

假设  $c_k^*$  是本地同步数据的复共轭, 在信号到达检测中, 如果相干峰大于门限则认为信号到达, 此时信号的同步头部分恰好与本地同步数据对齐, 因为两者数据完全相同, 又因为  $c_k$  为单位幅值的复信号, 所以  $c_k c_k^* =$

# 网络与通信 Network and Communication

1。此时将本地同步数据的复共轭  $c_k^*$  与接收到的信号相乘,即  $z(k)=c_k^* \cdot x(k)$ ,则有:

$$z(k)=e^{j(2\pi\Delta f T+\theta)}+c_k^* \cdot n(k) \quad (2)$$

式中,  $c_k^* \cdot n(k)$  的统计特性和  $n(k)$  相同。这样,在同步头的帮助下,包含噪声的频偏正弦信号  $z(k)$  就被提取了出来,  $\Delta f$  精确值的计算将在下文中讨论。

## 2 高精度频偏估计算法

利用提取出的频偏信号  $z(k)$ , 做如下式的相关计算:

$$R(m)=\frac{1}{L-m} \sum_{k=m}^{L-1} z(k) \cdot z^*(k-m) \quad (3)$$

其中,  $1 \leq m < \frac{L}{2}$ ,  $L$  为同步头数据的长度。

为了更清楚地阐述这个算法,将式(2)重写为  $z(k)=e^{j(2\pi\Delta f T+\theta)}[1+\tilde{n}(k)]$ , 其中  $\tilde{n}(k) \triangleq n(k)c_k^* e^{-j(2\pi\Delta f T+\theta)}$ 。需要注意的是  $\tilde{n}(k)$  依然与  $n(k)$  具有同样的统计特性,然后将  $z(k)$  带入式(3)得:

$$R(m)=e^{j(2\pi\Delta f T+\theta)}[1+\gamma(m)] \quad (4)$$

其中:

$$\gamma(m) \triangleq \frac{1}{L-m} \sum_{k=m}^{L-1} \tilde{n}(k)+\tilde{n}^*(k-m)+\tilde{n}(k)\tilde{n}^*(k-m) \quad (5)$$

对于  $E_s/N_o \gg 1$ ,  $\tilde{n}(k)$  的幅值将会以极大的概率小于单位 1, 所以式(5)中的最后一项就可以被忽略。再者,可以将  $\arg\{R(m)\}$  用  $\gamma(k) \triangleq \gamma_R(k)+j\gamma_I(k)$  的形式来表示为:

$$\arg\{R(m)\} \approx [2\pi m \Delta f T + \gamma_I(m)]_{2\pi} \quad (6)$$

其中,  $1 \leq m < \frac{L}{2}$ ,  $[x]_{2\pi}$  代表  $x$  的值被归一化到区间  $[-\pi, \pi)$ 。

式(6)将  $\arg\{R(m)\}$  和  $\Delta f$  建立起了联系,不过,它是高度非线性的,所以必须找到一种方法将其转换为线性方程。

这种方法就是将  $\Delta f$  与相位增量  $\phi(m) \triangleq [\arg\{R(m)\} - \arg\{R(m-1)\}]_{2\pi}$  建立起联系,而不是  $\arg\{R(m)\}$ 。事实上,利用通用法则  $[[x]_{2\pi} - [y]_{2\pi}]_{2\pi} = [x - y]_{2\pi}$ ,  $x \triangleq 2\pi m \Delta f T + \gamma_I(m)$  和  $y \triangleq 2\pi(m-1)\Delta f T + \gamma_I(m-1)$ , 在  $|2\pi\Delta f T| < \pi$  的情况下,可得到:

$$\phi(m) = 2\pi\Delta f T + \gamma_I(m) - \gamma_I(m-1) \quad (7)$$

其中  $1 \leq m < \frac{L}{2}$ , 很明显式(7)是一个线性方程,这样就可以从式(7)中得到频偏  $\Delta f$ 。特别地,可从式(6)中得出  $\Delta f$  的最大似然估计值:

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi T} \sum_{m=1}^N \omega(m) \times [\arg\{R(m)\} - \arg\{R(m-1)\}]_{2\pi} \quad (8)$$

其中  $\omega(m)$  为平滑系数:

$$\omega(m) \triangleq \frac{3[(L-m)(L-m+1) - N(L-N)]}{N(4N^2 - 6NL + 3L^2 - 1)} \quad (9)$$

观察式(3)可以发现,计算  $\arg\{R(m)\}$  需要  $N(2L-N-1)/2$  次复数乘法运算,它的复杂度和一个完整的最大似然估计器相当<sup>[6]</sup>, 因为计算量太大,很难在实际中得以运用,

但可以将其进行简化,在高信噪比的情况下,  $z(k)$  的模值接近于单位 1, 所以  $R(m)$  可写为:

$$\bar{R}(m) = \frac{1}{L-m} \sum_{k=m}^{L-1} \exp\{j[\arg\{z(k)\} - \arg\{z(k-m)\}]\} \quad (10)$$

这样,式(10)中就没有了乘法,运算量大为减少。在以后的仿真中,用  $\bar{R}(m)$  来代替式(8)中的  $R(m)$ 。

前文提到的两种估计算法——L&W 估计法和 Fitz 估计法直接引用参考文献[3]和参考文献[4]中的公式。

L&W 估计法:

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi T} \arg \left\{ \sum_{k=1}^N \omega(k) \times \exp\{j[\arg\{z(k)\} - \arg\{z(k-1)\}]\} \right\} \quad (11)$$

其中平滑系数:  $\omega(k) \triangleq 6k(L-k)/[L(L^2-1)]$ 。

Fitz 估计法:

$$\hat{\Delta f} = \frac{2}{\pi TN(N+1)} \sum_{k=1}^N \arg\{R(m)\} \quad (12)$$

## 3 Matlab 仿真

仿真条件:(1)采用 QPSK 调制方式;(2)根升余弦滤波器系数  $\alpha=0.5$ ;(3)事先设定的频偏在  $\frac{1}{T}$  的  $\pm 20\%$  范围之内;(4)同步头长度为  $L=128$  bit。

图 1 是三种不同的估计算法在不同信噪比下的估计性能。可以看出,这些算法都是无偏估计,无论是高信噪比还是低信噪比,本文的算法都非常接近于 Cramer-Rao 界;L&W 估计法的性能最差,只有在很高的信噪比情况下才接近 Cramer-Rao 界;Fitz 估计法的性能介于两者之间。所以本文的方法具有更广泛的信噪比适应范围,在高低信噪比下估计精度都很高。

图 2 是本文方法在  $N$  取不同值的情况下的性能曲

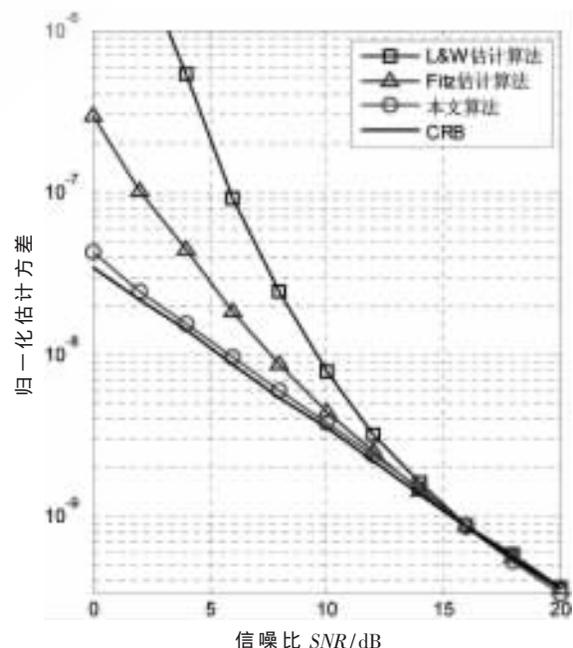
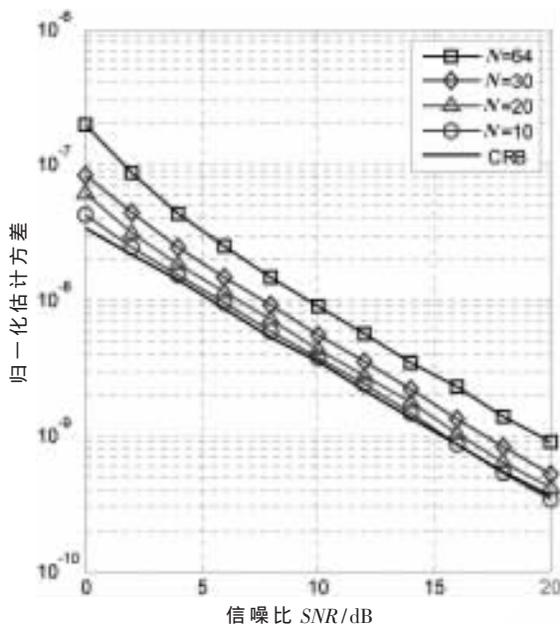


图 1 各估计算法在不同信噪比下的归一化方差

图2 不同  $N$  值下本文算法的归一化方差

线。可以看出  $N$  越大其估计方差越小,即估计值越接近于理论值,在  $N=64$  时,其估计值的方差就已经十分接近 Cramer-Rao 界;反之则情况相反。但  $N$  越大其计算量也会随之增大,在实际中要根据实际的精度要求选择  $N$  的大小。

本文提出的 MPSK 信号高精度频偏估计算法实现简单,非常适合于使用现有的 DSP 芯片实现,在全数字接

收机中具有很好的应用优势。算法采用同步头辅助,估计范围大约在  $\frac{1}{T}$  的  $\pm 20\%$  的范围之内,精度也非常高。仿真结果表明,在信噪比为 0 dB 时可以达到 Cramer-Rao 界,为全数字接收机中的载波同步问题提供了一种实现方案,可在实际系统之中获得应用。

#### 参考文献

- [1] 常力,杨育红,曲保章.卫星信号频偏检测方法研究[J].无线电工程,2003,33(2):62-64.
- [2] 郑大春,项海格.一种全数字化载波频偏估计器算法[J].电子学报,1999,27(1):78-801.
- [3] LOVELL B C, WILLIAMSON R C. The statistical performance of some instantaneous frequency estimators[J]. IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, 1992(40):1708-1723.
- [4] FITZ M P. Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization[C]. in Proc. IEEE GLOBECOM '91, Phoenix, AZ, Dec. 1991.
- [5] 蒋娜. 数字式  $\pi/4$ -DQPSK 调制解调研究与 FPGA 实现[D]. 成都:电子科技大学,2005.
- [6] 张立毅. 信号检测与估计[M]. 北京:清华大学出版社,2010.

(收稿日期:2011-06-19)

#### 作者简介:

唐筠,女,1976年生,工程师,主要研究方向:通信信号监测。