

## 基于折叠相位的猝发信号载波相差盲估计

邱钊洋\* 黄 焱 欧阳喜

(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450001)

**摘 要:** 针对大量出现的未知猝发类幅相调制信号, 包括 PSK, APSK, QAM 等, 该文提出一种通用的前向载波相位恢复方法。该方法基于星座对称性, 从星座点的相位信息出发, 构造折叠相位(WP)统计量, 实现了此类信号无区分调制类型, 无需训练序列的载波相位盲估计。仿真表明, 此方法相比现有算法, 相同数据量, 相同信噪比下优势明显, 灵活性, 鲁棒性均优于现有算法, 适合非合作接收条件下猝发信号处理工程实践。

**关键词:** 载波相位恢复; 折叠相位; 猝发信号

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)07-1651-07

DOI: 10.11999/JEIT160993

## Blind Carrier Phase Estimation Method for Burst Signals Based on Wrapped Phase

QIU Zhaoyang HUANG Yan OUYANG Xi

(Institute of Information System Engineering, Information Engineering University of PLA, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** For the emergence of massive burst amplitude and phase-modulated signals with uncertain modulation type including PSK, APSK, QAM and so on, a universal algorithm is proposed to accomplish the forward carrier phase recovery. Based on the symmetry of constellation, a statistic of wrapped phase is established from the phase information of the constellation points. As a result, the carrier phase blind estimation for unknown burst signals is accomplished regardless of the modulation type and training sequence. Simulations indicate that compared with the current algorithms, the proposed method has better anti-noise ability, flexibility, robustness, making it a good choice for engineering practice of burst signals under non-cooperative condition.

**Key words:** Carrier phase recovery; Wrapped phase; Burst signal

### 1 引言

随着电磁频谱的日趋拥挤以及某些特殊通信的需求, 猝发通信方式正在越来越多地被采用。如潜艇的无线通信, 卫星 TDMA 模式通信, 以及各种有抗截获、抗干扰需求的军用电台等均大量采用突发通信方式<sup>[1-3]</sup>。同时, 认知无线电中也要求通信双方不固定频段, 不固定时长地进行通信<sup>[4]</sup>, 另有自适应调制技术的逐步应用, 其每一帧都可能采用不同的调制方式进行传输<sup>[5]</sup>, 所以每一帧对非合作方而言都相当于一帧突发信号。

现有的非数据辅助(NDA)类载波相差估计算法要求必须已知调制类型, 如应用于 MPSK 类信号经典的 v-v 算法<sup>[6]</sup>, 这种方法可以实现载波相位的盲估计, 复杂度低, 灵活易用, 被广泛应用于工程实践, 但其要求必须精确已知信号的调制阶数, 且由于非

线性处理造成的噪声放大, 故应对高阶调制信号时性能下降。针对 QAM 类信号的相差估计主要分为最大似然方法和高阶统计量法。最大似然类方法如基于判决的 D-D 算法<sup>[7]</sup>, 其性能接近克拉美罗界, 但要求初始相偏必须足够小, 故适合于跟踪模式, 无法进行大相偏的捕获; Power-Law 算法<sup>[8]</sup>存在冗余项, 导致精度不能随信噪比提高持续提升, 导致性能较差。直方图算法<sup>[9]</sup>(Histogram Algorithm, HA)在高信噪比下性能优良但低信噪比下性能不如 Power-Law 算法, 且参数设置与信噪比、数据量等有关, 不适合非合作接收下的突发通信方式。此外还有基于高阶统计量(HOS)的算法<sup>[10,11]</sup>, 文献[12]指出其与 Power-Law 算法实质相同, 性能相同。总体而言, 现有的载波相差捕获算法还存在着容噪性能差, 灵活性差, 难以通用等缺陷, 而对于非合作接收方而言, 这些缺陷甚至直接导致系统的瘫痪, 现实中迫切需要一种通用的幅相调制信号载波相位恢复方法以应对复杂多变的信号类型, 提高系统的性能。

针对大量出现的突发信号, 很多情况下非合作方对其调制方式没有先验知识, 而现有的调制识别

收稿日期: 2016-09-29; 改回日期: 2017-02-22; 网络出版: 2017-04-14

\*通信作者: 邱钊洋 qiuzhaoyang2010100@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61072046)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61072046)

系统对突发信号的识别准确率也十分有限<sup>[13-15]</sup>, 所以研究此类未知的突发通信信号参数盲估计方法十分必要。因突发信号常具有信噪比低, 数据量小等特点, 现有算法往往不能有效应对, 导致此类信号处理成功率大大降低。文献[16]通过构造理论偏移量, 对接收各象限星座点进行统计平均实现了较高精度的 QPSK/QAM 相偏估计。本文针对突发信号载波相位特性进行了深入研究, 从接收数据的相位出发, 构造折叠相位统计量, 提出一种基于折叠相位的盲载波相位估计方法, 算法不需已知调制方式, 复杂度低、所需数据量小, 适合各种星座形式的突发信号实时处理实践。

## 2 问题及现有算法描述

图 1 是传统的载波相位恢复流程, 非合作接收条件下, 调制识别是完成相位恢复的必要步骤环节。接收端要实现正确判决要求产生与信号发送方同频同相的载波, 而实际中很难做到, 所以需要后续的载波相差估计, 以调整星座点的分布, 实现最佳接收。假设接收系统已经均衡, 并建立了定时同步与自动增益控制, 且消除了载波偏差或剩余频差极小, 用  $\theta$  表示载波相差, 用  $M$  表示信号调制阶数, 此时经过匹配滤波器的抽样信号可以表示为:

对于 PSK 信号:

$$r_{k\text{-PSK}} = e^{j(2i+\theta)\pi/M}, i=0, 1, \dots, M-1 \quad (1)$$

对于 APSK 信号:

$$r_{k\text{-APSK}} = l_e \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{n_e} i_e + \theta\right)\right] \quad (2)$$

其中,  $l_e$  为第  $e$  个圆周半径,  $n_e$  为第  $e$  个圆周的星座点数量,  $i_e$  为第  $e$  个圆周上的第  $i$  个星座点。对于 QAM 信号:

$$\left. \begin{aligned} r_{k\text{-QAM}} &= I_k + jQ_k \\ I_k, Q_k &= 2i - \frac{M}{4} + 1, i=0, 1, \dots, \frac{M}{4} - 1 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

其中, MPSK 星座属于  $2\pi/M$  旋转对称星座, APSK

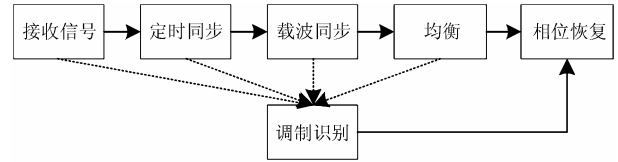


图 1 传统的载波相位恢复流程

和 QAM 均为  $\pi/2$  旋转对称星座。在非数据辅助条件下仅在调制解调层无法消除旋转对称产生的相位模糊, 故对于盲估计算法, 只需令  $\varphi$  的估计区间为  $[-\pi/4, \pi/4]$ , 额外的相差可通过差分编码或者信道译码得以消除。

存在载波相位偏差时, 星座图整体发生旋转, 呈图 2 所示形式, 问题转化为非数据辅助条件下估计含噪信号星座的偏转角度, 本文即是在未知调制类型, 短数据量的条件下研究该偏转角度的盲估计问题。

经典的判决引导(Decision-Directed, DD)算法是相偏估计中十分常用的方法。其估计原理可以表示为

$$\hat{\theta} = \arg\left(\sum_{k=1}^L \hat{d}_k^* r_k\right) \quad (4)$$

其中,  $\hat{d}_k$  是根据接收符号  $r_k$  所做的判决符号估计值, “\*” 表示共轭。可以看出, 算法的性能很大程度上取决于判决的准确程度, 在相偏较大时, 判决的误码率大大提高, 使算法失效。

低信噪比下性能更好的 Power-Law 算法有式(5)所示估计公式:

$$\hat{\theta} = \frac{1}{M} \arg\left(E\left[\hat{d}_k^{*M}\right] \sum_{k=1}^L r_k^M\right) \quad (5)$$

对于 BPSK 信号,  $M=2$ ; 对 QPSK 信号及方形星座 QAM 信号,  $M=4$ 。  $L$  为观察符号数量,  $\hat{d}_k$  为判决符号估计值。这种方法是 v-v 算法的改进, 可以应用于各种已知星座形式的信号, 较为常用。

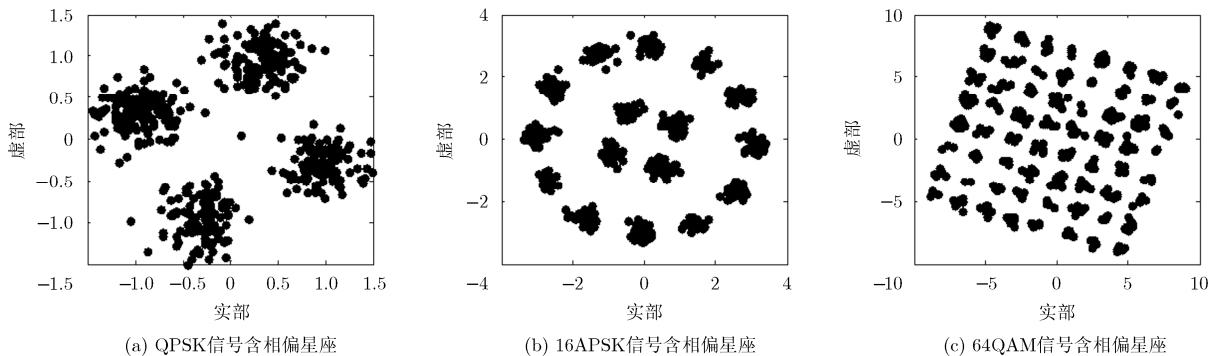


图 2 含相偏星座图

直方图算法通过对似然函数的推导，设计了复杂的处理流程，最终实现了针对幅相调制信号的相差估计，高信噪比下性能较好，但存在参数不易选取等问题。

以上方法为现有工程实践中通行算法，是载波相差估计中经典的解决方案。3 种算法的处理过程均需要进行预判决或者去调制，要求已知调制星座，限制了其在盲接收系统中的通用性。而对于本文所研究的非合作接收猝发信号而言，往往不能准确判定其调制信息，所以设计通用的载波相差估计方法十分必要。

### 3 算法设计

幅相调制类信号最初的星座设计基于最低判决误码概率准则，这要求平面上星座的设计尽可能地对称，从而实现在一定的发射功率上尽量提高信号阶数，进而提高频带利用率。因此，我们常见信号的标准星座几乎全部呈现旋转对称特征。根据图 2 中模型，含相偏信号模型完成同步后表现为星座图整体发生偏转，这种偏转对每一个星座点而言并不影响其幅度，影响的只是其相位，所以理论上仅应用星座点的相位信息即可完成载波相偏的估计。同时，某些突发通信方式下，信道往往呈现出衰落特性，传统方法大多需要采用星座点的幅度信息完成相差估计，很容易受到衰落信道的干扰，导致性能下降，本文拟从接收星座点的相位出发，设计载波相差盲估计算法。

#### 3.1 折叠相位

分析可得，除 BPSK 星座为  $\pi$  旋转对称外，所有的星座图均可视为  $\pi/2$  旋转对称，同时关于坐标轴及原点对称。基于此，令  $r_k = |r_k| e^{j\varphi_k}$ ，本文构造式(6)代价函数：

$$P(\theta) = \sum_{k=1}^L \left| \left\lfloor \varphi_k / \frac{\pi}{2} + 0.5 \right\rfloor \frac{\pi}{2} - \varphi_k \right| \quad (6)$$

其中， $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整， $\left| \left\lfloor \varphi_k / \frac{\pi}{2} + 0.5 \right\rfloor \frac{\pi}{2} - \varphi_k \right|$  表示每个星座点与距离最近坐标轴的夹角，相当于将坐标平面沿坐标轴及等分线进行折叠，消除重复相位后剩余的绝对相位，即本文所定义的折叠相位 (Wrapped Phase, WP)，如图 3 所示，星座点  $r_{k1}$  的折叠相位为  $\alpha$ ， $r_{k2}$  的折叠相位为  $\beta$ ，折叠相位描述了星座点在坐标系中的位置(去除了对称性的影响)，对其进行统计可以得到星座图在直角坐标系中的偏转情况。

#### 3.2 幅相调制信号星座图折叠相位统计分析

用  $\varphi_k$  表示星座点相位，对于 PSK 类信号，由式(1)得

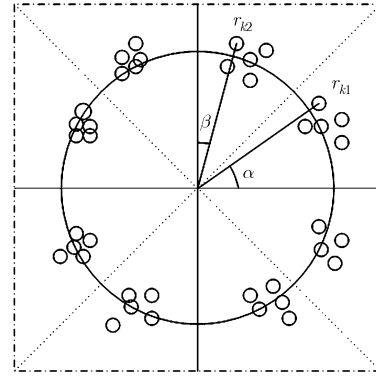


图 3 星座点折叠相位(WP)图示(含噪 8PSK 信号)

$$\varphi_{k\text{-PSK}} = (2i+\theta)\pi / M, \quad -1 < \theta < 1, \quad -1 < \psi_k < 1 \quad (7)$$

此时对应相偏  $\phi = \theta\pi/M$ 。对单个接收符号计算其折叠相位(WP)：

$$WP_{k\text{-PSK}} = \left| \left\lfloor \varphi_{k\text{-PSK}} / \frac{\pi}{2} + 0.5 \right\rfloor \frac{\pi}{2} - \varphi_{k\text{-PSK}} \right| \quad (8)$$

考虑 BPSK，假设符号等概，即  $M = 2$  时，对星座图折叠相位进行统计求和，联立式(6)-式(8)得

$$P_{\text{BPSK}}(\theta) = \sum_{k=1}^L WP_{k\text{-BPSK}} = \begin{cases} \frac{\pi}{2} \sum_{k=1}^L 1 + \theta, & -1 \leq \theta < -0.5 \\ \frac{\pi}{2} \sum_{k=1}^L |\theta|, & -0.5 \leq \theta < 0.5 \\ \frac{\pi}{2} \sum_{k=1}^L 1 - \theta, & 0.5 \leq \theta < 1 \end{cases} \quad (9)$$

可见，代价函数与偏转角度具有线性关系，且当  $|\theta|=0.5$  时，即偏转角度  $\phi$  为  $\pi/4$  时， $P(\theta)$  取得最大值。

同样，对 QPSK 信号有  $M = 4$ ：

$$P_{\text{QPSK}}(\theta) = \sum_{k=1}^L WP_{k\text{-QPSK}} = \frac{\pi}{4} \sum_{k=1}^L |\theta| \quad (10)$$

可见  $|\theta|=1$  时，取得最大值，此时相偏  $\phi$  为  $\pi/4$ ，统计量  $P(\theta)$  取得最大值(许多情况下也采用这种星座作为 QPSK 传输星座样式，此时对应相偏为 0)。

对 8PSK 信号：

$$P_{\text{8PSK}}(\theta) = \sum_{k=1}^L WP_{k\text{-8PSK}} = \sum_{k=1}^{p_1 L} \frac{\pi}{8} |\theta| + \sum_{k=1}^{p_2 L} \frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{8} |\theta| \quad (11)$$

其中， $p_1$  是满足式(1)中  $i = 0, 2, 4, 6$  的星座点占总符号数的比例； $p_2$  是满足式(1)中  $i = 1, 3, 5, 7$  的星座点占总符号数的比例。可以看出，对于 8PSK 信号，完全等概，即  $p_1 = p_2$  情况下  $P_{\text{8PSK}}(\theta)$  为常数。但事实上不可能完全等概，此时式(11)简化为 QPSK 星

座表达式 (10)，最大值将在  $\phi=0$  ( $p_1 > p_2$ ) 或  $\phi = \pm\pi/4$  ( $p_1 < p_2$ ) 处达到，由于 8PSK 星座为  $\pi/4$  旋转对称星座，故等效为  $\theta = 0$  处  $P_{8PSK}(\theta)$  最大，即无相偏时  $P(\theta)$  最大。

APSK 信号主要有 16 进制和 32 进制两种，对每一种而言，都可以看作是 3 种 MPSK 信号的叠加，类似上述所示，假设符号等概率条件下，每种 PSK 信号的最大值均可在  $\theta = 0$  处取得，故叠加后最大值将在  $\theta = 0$  即无相偏时取得。

MQAM 信号形式多样，表达式较为复杂，可分类考虑。对于十字型 QAM 信号，相当于多个 QPSK 信号的叠加，这些 QPSK 信号偏转角度相同，均在同一  $\theta$  处取得最大值，对于十字型信号本身来说，相当于无相偏 ( $\theta = 0$ ) 时  $P(\theta)$  最大。对于 8QAM 信号，经过简单分析即可知  $P(\theta)$  在  $\pi/2$  相偏时取得极值。另外两种 QAM 信号(方型和缺角方型)，对接收信号作以下操作将星座点映射至第 1 象限：

$$r'_k = |\text{Re}(r_k)| + j|\text{Im}(r_k)| \quad (12)$$

此时对映射后接收星座点的折叠相位进行统计，其概率密度函数依星座图分为两种形式，如图 4 所示，其中方型星座折叠相位概率密度函数为 I 型，如 16QAM, 64QAM, 256QAM 等；缺角方型星座折叠相位概率密度函数为 II 型，如 32QAM, 128QAM 等，考虑  $P(\theta)$ ，其意义是各星座点折叠相位的统计相加，当已知各折叠相位的概率分布时，可以改写为

$$P(\theta) = \int \text{WP} \cdot f(\text{WP})d(\text{WP}) \quad (13)$$

根据本文定义的 WP 含义，可对坐标轴进行如图 4 改动，随着  $\theta$  的变化，相当于概率密度函数波形在横轴上的滑动。此时从式(13)  $P(\theta)$  的形式看，相当于  $\text{WP}_k$  与  $f(\text{WP}_k)$  两者波形的相关。

从图 4 波形相关的角度容易得出，对于 QAM 星座而言， $P(\theta)$  最大值在波形相关性最大处取到，即  $\theta = 0$  处，此时对应无偏星座。这样通过对星座相偏进行迭代，对  $P(\theta)$  进行统计，找到最大值对应的

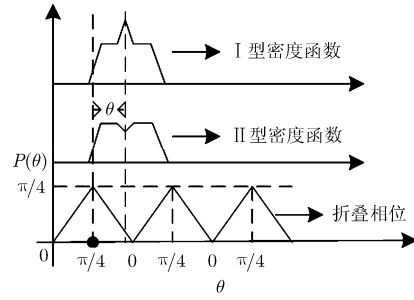


图 4 两种 QAM 信号  $P(\theta)$  计算示意图

相偏值，即是实际的相偏。其中缺角方形星座从形式上一般在方形顶点处仅缺少一个或几个星座点，导致含噪时折叠相位概率密度函数在  $\pi/4$  处微微凹陷，这种凹陷是次要因素，不影响  $P(\theta)$  最大值的位置，这种现象实际上是由星座本身的特征决定，对于 QAM 星座，对角线附近的星座点数量更多，从相位的角度，对角线相位角附近星座点分布更为密集，故  $P(\theta)$  最大值与对角线位置一一对应，当对角线折叠相位处于  $\pi/4$  位置时，即对应  $\text{WP}_{\text{max}}$ ，此时  $P(\theta)$  最大，对应星座相偏为 0，这正是算法原理的物理解释。

图 5，图 6 是 3 种典型信号  $P(\theta)$  随偏转角度  $\theta \cdot \pi/M$  的变化曲线及  $P(\theta)$  最大时对应的星座图(不含噪声情况下)，可见无相偏对应  $P(\theta)$  取得最大值，与上文分析一致。

经过上述讨论，对不同的信号， $P(\theta)$  统计量在固定的星座偏转角度取得最值，且对大多数星座而言，在相偏为 0 时取得最值，少数星座如标准星座点位于轴上的 QPSK 星座、BPSK 星座，8QAM 星座等则分别在  $\pi/4$  或  $\pi/2$  处取得最值，此时需结合后续的星座匹配判别调制样式后进行剩余相偏纠正。故初步可得载波相差：

$$\phi = \arg \max(P(\theta)) + \psi \quad (14)$$

其中， $\psi$  是算法应用于特殊星座时对相偏估计值的校正，对  $\psi$  有表 1。

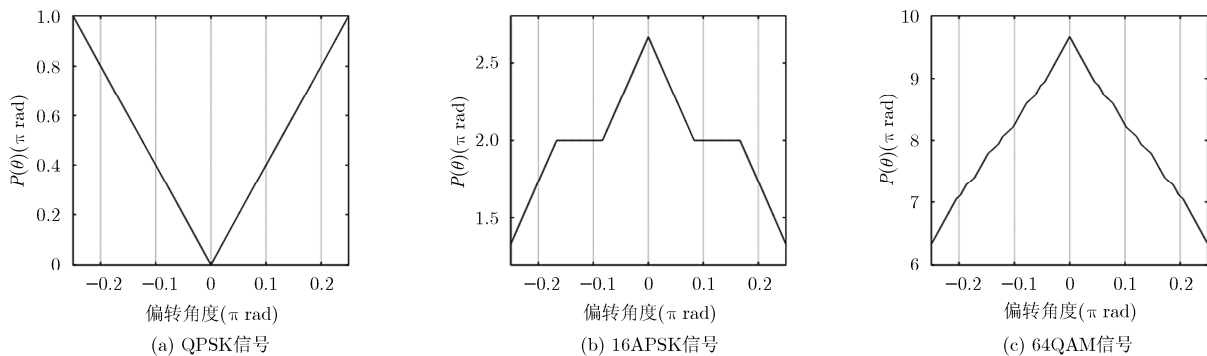


图 5 统计量随偏转角度的变化

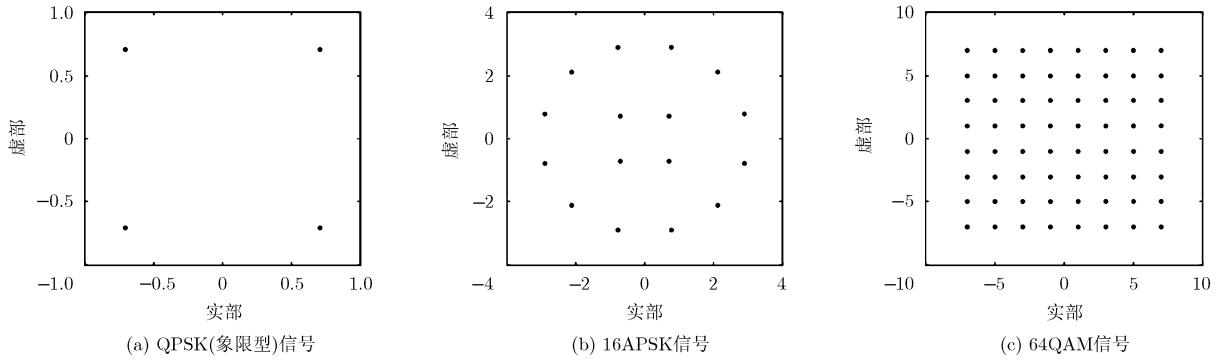


图 6 统计量最大时星座样式

表 1 相偏估计值校正因子  $\psi$

调制星座	$\psi$ (rad)	调制星座	$\psi$ (rad)
BPSK	$\pi/4$	16/32APSK	0
QPSK(轴型)	$\pi/4$	16QAM(方形、十字型)	0
QPSK(象限型)	0	32QAM	0
8PSK	0	64QAM	0
8QAM(方形)	$\pi/2$	128QAM	0
8QAM(十字型)	0	256QAM	0

### 3.3 算法流程

根据上文分析，选用二分法对相位偏移量进行搜索，可进一步提高搜索速度与精度。设计算法流程如下：

步骤 1 对接收信号进行预处理(包括均衡、载波同步、定时同步等)，得星座图；

步骤 2 令  $i = 1$ ，设定相偏搜索区间  $\phi \in (-\pi/4, \pi/4]$ ，采用二分法进行搜索，先设定较大步长  $\mu_i$ ，对星座图进行预校正，计算  $P(\theta)$ ，并找到  $P(\theta)$  最大值对应的  $\phi_i$ ；

步骤 3 以  $[\phi_i - \mu_i, \phi_i + \mu_i] \cap (-\pi/4, \pi/4]$  为相偏搜索区间，令  $i = i + 1$ ，设定步长  $\mu_i = 10^{-1} \mu_{i-1}$ ，找到  $P(\theta)$  最大值对应的  $\phi_i$ ，重复  $n$  次，得  $\phi_n$ ；

步骤 4 以  $\phi_n$  为最终相偏估计值，令  $r' = re^{j\phi_{n+1}}$ ，对星座图去相偏；

步骤 5 对标准星座库加入特殊星座样式——BPSK 旋转  $\pm\pi/4$  的星座以及 8QAM 旋转  $\pi/2$  的星座。采用修正后的标准星座库匹配去相偏后的星座  $r'$ ，对去相偏后的星座进行调制样式识别，据表 1 对所得相偏进行修正。

新的载波相位恢复算法结构如图 7 所示，算法的核心是将调制识别模块后移至相位恢复模块之后，提高调制识别精度的同时，防止了调制识别模块判决的错误传播导致相位恢复的失效，以提高非合作接收机盲处理的鲁棒性。

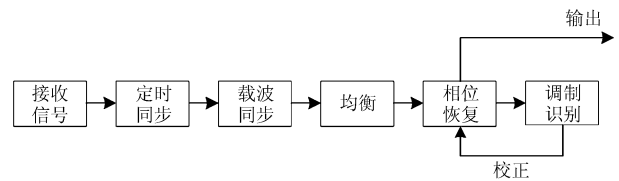


图 7 基于折叠相位的载波相位恢复流程

## 4 仿真实验

通过蒙特卡洛实验，分别选取高斯白噪声信道和莱斯信道 ( $K = 8$ )，对比本文算法与 DD 算法，PL(Power-Law)算法、HA 算法的相偏估计范围及性能，并与修正的克拉美罗下限进行对比，以说明本文算法的优越性。

### 4.1 相同符号个数相同信噪比下估计范围对比

实验 1 采用 16QAM 信号，符号个数为 100，信噪比  $E_s/N_0 = 25$  dB，相偏区间为  $[-\pi/4, \pi/4]$ ，用均方误差衡量算法的估计值与实际值之间的偏差，进行 1000 次蒙特卡洛仿真。

图 8(a)表明，对 16QAM 信号而言，DD 算法虽然在小相偏的范围内性能接近克拉美罗下限，但相偏一旦增大，导致判决出错，估计性能将迅速下降。PL 算法性能与相偏的大小无关，但其估计均方误差较大，本文算法在全相偏范围内性能稳定，且估计误差优于 PL 算法与 HA 算法，适合进行未知载波相差的捕获问题。当信道呈现莱斯衰落特性时，如图 8(b)所示，DD 算法，PL 算法以及 HA 算法性能均出现退化，而本文算法由于实质上只采用了接收符号的相位信息，幅度衰落并不影响其性能，故其估计范围与均方误差均保持稳定。

### 4.2 相同符号个数下抗噪性能对比

实验 2 采用 16QAM 信号，符号个数为 100，信噪比区间为  $[-10$  dB, 50 dB]，相偏设为  $\pi/5$ ，用均

方误差衡量算法的估计值与实际值之间的偏差，进行 1000 次蒙特卡洛仿真。

图 9(a)表明，在较低信噪比下，本文算法性能略低于 PL 算法性能，高于 HA 算法的性能，但随着信噪比的提高，PL 算法性能不能得到有效提升，但本文基于折叠相位的相差估计算法精度可以随之不断提升，高于 PL 和 HA 算法的性能，且不需要调制信息，同时具有较低的复杂度。在莱斯衰落信道下，PL 算法性能略有退化，而 HA 算法在信噪比较低时退化明显，本文算法能不受莱斯衰落影响，性能与高斯白噪声信道基本相同。

### 4.3 相同信噪比下不同符号个数性能对比

**实验 3** 采用 16QAM 信号，符号个数为 50~500，信噪比  $E_s/N_0 = 25$  dB，相偏设为  $\pi/5$ ，用均方误差衡量算法的估计值与实际值之间的偏差，进行 1000 次蒙特卡洛仿真。

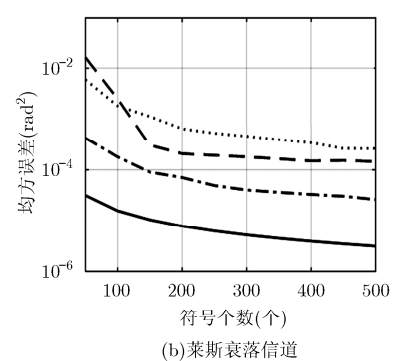
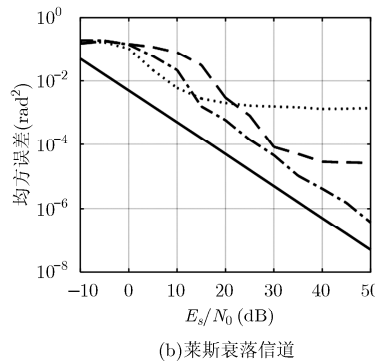
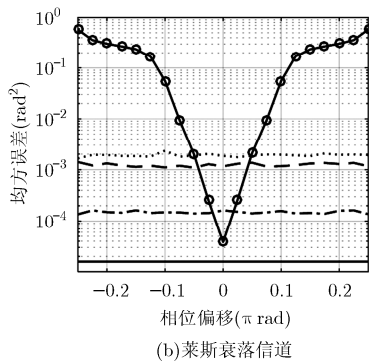
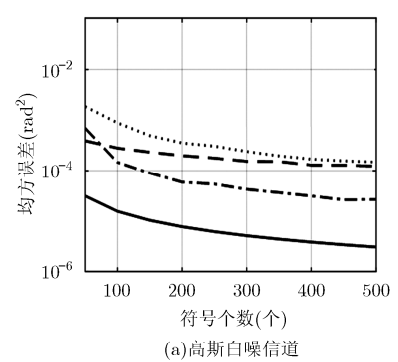
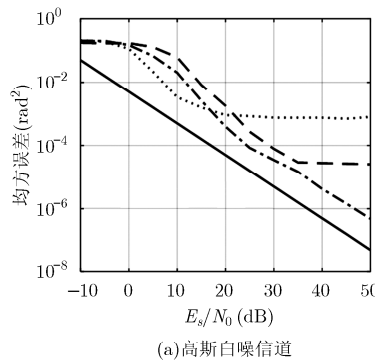
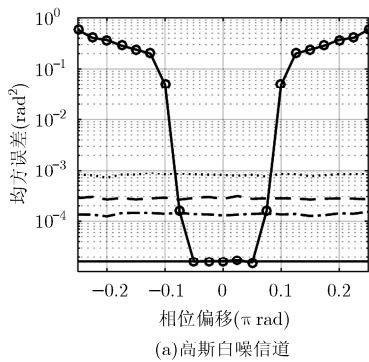
从图 10(a)可以看出，当信道为高斯白噪声信道时，在相同的数据量下，本文算法性能优于 PL 算法及 HA 算法，且算法性能随数据量增大而提高，比 PL 算法估计性能提升约 9 dB。由图 10(b)可以看出，莱斯衰落信道下，符号数量较少时，PL 算法

与 HA 算法性能均退化明显，本文算法对信道衰落不敏感，性能仍然优于二者。

综合图 8，图 9，图 10，DD 算法虽然性能优良，但由于其估计范围有限这一重大缺陷，故不适合非合作接收条件下相位捕获，且需要已知调制信息。PL 算法不仅需要已知调制信息，且高信噪比下性能不能逐步提高，且同样数据量下，估计性能不如本文算法，HA 算法性能优于 PL 算法，但复杂度高且同样需要调制信息。本文算法综合了 PL 算法与 HA 算法的优势，低信噪比下性能优良，需要的数据量小，捕获范围广，且无需调制信息，十分适合非合作接收条件。

## 5 结束语

本文提出了一种幅相调制类信号的载波相差估计方法，算法仅运用接收星座点的相位信息，构造折叠相位统计量，实现了短数据量、低信噪比下的猝发信号载波相差盲估计，与传统方法相比，这种方法无需调制信息，复杂度低，实用性、灵活性更优，适用于各种星座形式，对方形 QAM 星座的相偏估计具有明显的优势。



—○— DD算法  
 ..... PL算法  
 --- HA算法  
 -·-·- 本文算法  
 — MCRB

..... PL算法  
 --- HA算法  
 -·-·- 本文算法  
 — MCRB

..... PL算法  
 --- HA算法  
 -·-·- 本文算法  
 — MCRB

图 8 均方误差随实际相偏的变化曲线

图 9 均方误差随信噪比的变化曲线

图 10 均方误差随符号个数的变化曲线

## 参考文献

- [1] 许华. 短时突发信号的盲处理技术研究[D]. [博士学位论文], 解放军信息工程大学, 2005.  
XU Hua. Blind equalization techniques on short burst signals[D]. [Ph.D. dissertation], Information Engineering University, 2005.
- [2] 崔诵祺, 安建平, 王爱华, 等. 低信噪比、高动态环境突发信号检测与估计[J]. 北京理工大学学报, 2015(3): 304-309. doi: 10.15918/j.tbit1001-0645.2015.03.017.  
CUI Songqi, AN Jianping, WANG Aihua, et al. Burst signal detection and estimation in low SNR and high dynamic environments[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2015(3): 304-309. doi: 10.15918/j.tbit 1001-0645. 2015.03.017.
- [3] 董启甲, 张军, 张涛. 星上 MF-TDMA 系统信道管理方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(10): 2378-2384. doi: 10.3724/SP.J.1146.2008.00634.  
DONG Qijia, ZHANG Jun, and ZHANG Tao. Channel management realization in MF-TDMA satellite systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(10): 2378-2384. doi: 10.3724/SP.J.1146.2008.
- [4] 刘勤, 李红霞, 李钊, 等. 基于认知的 LTE 系统动态频谱分配[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(1): 175-181. doi: 10.11999/JEIT140001.  
LIU Qin, LI Hongxia, LI Zhao, et al. Dynamic spectrum allocation for LTE system by exploiting cognitive capability[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(1): 175-181. doi: 10.11999/JEIT140001.
- [5] 李智信. 卫星自适应传输中的关键技术研究[D]. [博士学位论文], 北京邮电大学, 2014.  
LI Zhixin. Research on key techniques in adaptive satellite transmission[D]. [Ph.D. dissertation], Beijing University of Posts and Telecommunication, 2014.
- [6] VITERBI A. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1983, 29(4): 543-551. doi: 10.1109/TIT.1983.1056713.
- [7] KAM P Y. Maximum likelihood carrier phase recovery for linear suppressed-carrier digital data modulations[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1986, 34(6): 522-527. doi: 10.1109/TCOM.1986.1096576.
- [8] MOENECLAEY M and DE JONGHE G. ML-oriented NDA carrier synchronization for general rotationally symmetric signal constellations[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1994, 42(8): 2531-2533. doi: 10.1109/26.310611.
- [9] GEORGHIADES C N. Blind carrier phase acquisition for QAM constellations[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1997, 45(11): 1477-1486. doi: 10.1109/26.649778.
- [10] CHEN L, KUSAKA H, and KOMINAMI M. Blind phase recovery in QAM communication systems using higher order statistics[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 1996, 3(5): 147-149. doi: 10.1109/97.491657.
- [11] CARTWRIGHT K V. Blind phase recovery in general QAM communication systems using alternative higher order statistics[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 1999, 6(12): 327-329. doi: 10.1109/97.803437.
- [12] SERPEDIN E, CIBLAT P, GIANNAKIS G B, et al. Performance analysis of blind carrier phase estimators for general QAM constellations[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2001, 49(8): 1816-1823. doi: 10.1109/78.934152.
- [13] 杨发权. 无线通信信号调制识别关键技术与理论研究[D]. [博士学位论文], 西安电子科技大学, 2015.  
YANG Faquan. The key techniques and theories research on Modulation recognition for wireless communication signals [D]. [Ph.D. dissertation], Xidian University, 2015.
- [14] 赵雄文, 郭春霞, 李景春. 基于高阶累积量和循环谱的信号调制方式混合识别算法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(3): 674-680. doi: 10.11999/JEIT150747.  
ZHAO Xiongwen, GUO Chunxia, and LI Jingchun. Mixed recognition algorithm for signal modulation schemes by high-order cumulants and cyclic spectrum[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(3): 674-680. doi: 10.11999/JEIT150747.
- [15] 刘少林. MPSK 信号调制方式识别与参数估计[D]. [博士学位论文], 北京邮电大学, 2015.  
LIU Shaolin. Modulation recognition and parameter estimation of MPSK signals [D]. [Ph.D. dissertation], Beijing University of Posts and Telecommunication, 2015.
- [16] 赵海龙, 张健, 周劼. 基于星座点特征的 OFDM 残留频偏跟踪算法[J]. 信号处理, 2012, 28(2): 207-212.  
ZHAO Hailong, ZHANG Jian, and ZHOU Jie. A residual carrier frequency offset tracking algorithm based on constellation characteristics for OFDM systems[J]. *Journal of Signal Processing*, 2012, 28(2): 207-212.
- 邱钊洋: 男, 1991年生, 博士生, 研究方向为通信信号分析与软件无线电。  
黄焱: 男, 1964年生, 教授, 研究方向为通信信号分析与处理。  
欧阳喜: 男, 1973年生, 副教授, 研究方向为通信信号分析与软件无线电。