

一种 QAM 信号多普勒参数盲估计方法

黄艳艳 彭 华 李剑强

(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

摘 要: 在卫星移动通信中, 卫星相对地面接收站的高速运动导致接收信号存在时变多普勒频率, 给正交幅度调制 (QAM) 信号的载波同步带来了极大困难。现有的多普勒参数估计方法多利用导频等先验信息, 适用于移相键控 (PSK) 信号。但在估计多普勒频率变化率时假设多普勒频率较小, 不符合实际情况, 且现有方法无法估计较大的多普勒频率, 另外在非协作通信下先验信息难以获得。对此, 本文提出了一种针对高阶 QAM 信号的多普勒参数盲估计方法。将信号盲去调制后, 利用瞬时频率估计函数, 可在较大的多普勒频率下估计出多普勒频率变化率; 通过检测信号四倍频率处的循环频率, 实现了多普勒频率盲估计; 最后利用 *arg* 运算求出初相。详尽的 Monte Carlo 仿真分析了方法的估计性能, 仿真结果表明, 所提方法能有效实现 QAM 信号的多普勒参数盲估计。

关键词: 多普勒频率; 多普勒频率变化率; 正交幅度调制 (QAM) 信号; 多项式相位; 盲估计

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2011)12-1865-07

A Blind Doppler Parameters Estimation Algorithm for QAM Signals

HUANG Yan-yan PENG Hua LI Jian-qiang

(Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zheng Zhou 450002, China)

Abstract: In satellite mobile communication, the received signal may experience time-varying doppler distortion due to the relative motion between the satellite and the ground receiver, which will bring large difficult in carrier synchronization of orthogonal amplitude modulation (QAM) signals. The existing methods usually use the prior information, and they are suitable for the phase-shift keying (PSK) signals. But these methods suppose the doppler frequency is small when estimating the Doppler rate, which is not in accord with the actual situation, and the existing methods can't estimate large doppler frequency, it is hard to get the prior information in the non-cooperative communication as well. To solve the problems, an algorithm of blind doppler parameters estimation for high-order QAM signals is proposed. After wiping off the modulation information of signals in a blind way, the proposed method can get the doppler rate under large doppler frequency by using the instantaneous frequency estimation function; by detecting one of the cyclic frequencies of signals, which locate at the quartic frequency offset, doppler frequency is effectively estimated. Finally, the initial phase is obtained through the *arg* handling. All-sided Monte Carlo simulations are employed to analyze the estimation performance. Experimental results indicate that the proposed algorithm can accomplish blind doppler parameters estimation for QAM signals effectively.

Key words: Doppler frequency; Doppler rate; Orthogonal amplitude modulation (QAM) signals; Polynomial phase; Blind estimation

1 引言

同传统的基于固定接收站的通信体制相比,“动中通”卫星通信系统由于能在载体运动过程中实时、大容量、不间断地传递语音、数据等信息而得到日益广泛的应用。动中通卫星通信系统的工作原理与传统的卫星相似,但除了要解决运动载体上天线对卫星的定位,还需要解决载体运动所带来的信号处理问题^{[1][2]}。

由于运动载体和卫星相对高速运动,导致接收信号的载波具有较大的时变多普勒频移,给相干解调时的同步工作带来了极大困难。因此,对残留在载波中的多普勒频率和多普勒频率变化率进行估计具有重要的实际意义。

目前,多普勒频率估计方法大多基于最大似然理论^[3],这些方法通过数据辅助方式去除信号的调制信息,将接收信号变成单频信号后,利用高阶时延自相关

或最小二乘方法进行多普勒频率估计。文献[4]通过搜索信号的谱峰位置来、得到多普勒频率的粗估,利用插值方法进行细估。以上方法可以估计的多普勒频率值在符号速率的30%左右,不适合于大频偏下的信号盲估计,且无法估计多普勒频率变化率。现有的多普勒频率变化率估计方法多从相位差分的角度进行处理^[5],文献[6]的估计性能接近克拉美罗限,需要对信号进行数据辅助去调制,且对QAM信号的盲估计效果很差。文献[7][8]给出了基于导频的多普勒频率和多普勒频率变化率联合估计方法,同样,该方法所依赖的先验知识较多,无法对QAM信号的多普勒参数进行盲估计。

基于以上分析,本文从盲估计的角度出发,提出了一种针对高阶QAM信号的多普勒参数估计方法。对信号盲去调制后,利用去调制后的信号类似于二次方调频信号这一特点^[9],采用估计瞬时频率的CP函数来估计信号的多普勒频率变化率,接着通过搜索QAM信号四倍循环频率的离散谱线实现对多普勒频率的估计,最后对相位进行了估计。

2 信号模型

设移动目标接收的时间连续幅相调制(MQAM)基带信号为 $r(t)$,其数学模型可以表示为:

$$r(t) = ae^{j\theta} \cdot e^{j(2\pi\Delta f_c t + \pi\mu t^2 + \varphi)} \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_l g(t-lT-\varepsilon T) + w(t) \quad (1)$$

其中, a 为信号幅度因子, θ 为信号的相位,在本文中需要对二者进行盲去调制。 Δf_c 为多普勒频率, μ 为多普勒频率变化率, φ 为初相,这三者在本文中是待估参数。 T 为符号间隔, $0 \leq \varepsilon \leq 1$ 为定时偏差, s_l 代表第 l 个调制符号, $g(t) = p(t) \otimes h(t)$ 为信号脉冲成型函数与信道响应的卷积, $w(t)$ 是零均值的复高斯噪声。假定数据符号 $\{s_l\}$ 为零均值独立同分布(iid)的随机变量,即满足: $E(s_l) = E(s_l^*) = 0$, $E[s_l \cdot s_l^*] = \sigma^2 \delta(l-l')$, σ^2 为符号方差。将 $r(t)$ 写成离散时间的极坐标形式

$$r(n) = w(n) e^{j\eta(n)} + v(n) = \rho(n) e^{j\phi(n)} \quad (2)$$

其中, $w(n)$ 是信号的归一化幅度, $\eta(n)$ 是信号相位,包括 Δf_c 、 μ 、 ϕ 和调制相位 θ 。 $v(n)$ 是零均值高斯白噪声,方差为 $\sigma_v^2 = E\{|v(n)|^2\}$, $\rho(n)$ 是整体幅度, $\phi(n)$ 是整体相位。

本文所提的参数估计方法主要对(2)式进行处理,所要研究的多普勒参数被认为是由多径、收发双方

相对运动等因素引起的,一定程度上反映了卫星通信信道对信号的影响。而仿真实验中的信号也被认为是通过视距传输获得的,因此这里认为信号仅受高斯白噪声影响。下面分别从多普勒频率变化率估计、多普勒频率估计和相位估计三个方面对所提方法进行阐述。

3 多普勒参数盲估计算法

3.1 多普勒频率变化率估计

首先提出两个命题。

命题1 经盲去调制处理后的高阶QAM信号可以近似成仅受高斯白噪声影响的单频信号。

高阶QAM是多幅度、多相位调制信号,目前广泛应用的平方法、四次方法等去调制方法无法较好地去除其幅度信息,残留的调制信息对参数估计的影响很大,且在非协作通信中训练序列等先验信息的难以获得,使得盲去调制成为QAM载波参数估计中的一个重要步骤。

Yan Wang在文献[11]中给出了一种针对QAM信号的盲去调制方法,对(2)式中的 $\rho(n)$ 和 $\phi(n)$ 进行处理。将 $\phi(n)$ 四倍频,由于QAM信号关于象限对称,经过四倍频后,相位调制信息被去除;利用一个任意的实值非负的非线性函数 $F(\cdot)$ 处理 $\rho(n)$,该函数可将多值幅度变成单值幅度,从而达到去除幅度调制信息的目的。下面简单介绍一下函数 $F(\cdot)$ 。

$F(\cdot)$ 是以令参数估计的均方误差最小为设计目标的,表达式为

$$F_{\min}(\rho(n)) = \lambda \frac{\xi_2(\rho(n))}{\xi_1(\rho(n)) - \xi_3(\rho(n))} \quad (3)$$

其中 $\xi_i(\rho(n)) := (-1)^{i-1} \frac{8\rho(n)}{M\sigma_n^2} e^{-\frac{\rho^2(n)}{\sigma_n^2}} \sum_{(l,k) \in A_M} \cos(4(i-1))$

$$\varphi_{l,k} e^{-\frac{\xi_{l,k}^2}{\sigma_n^2}} I_{4(i-1)} \left(\frac{2\rho(n) \xi_{l,k}}{\sigma_n^2} \right), \quad i=1,2,3, \quad \sigma_n^2 = E\{|n(n)|^2\}$$

是噪声方差, $\varphi_{l,p} = \psi_{\max\{|l,p|, \min\{|l,p|\}}}, \psi_{l,p} = \arctan \frac{1+2k}{1+2l}$, $\xi_{l,p}$

$= \sqrt{(1+2l)^2 + (1+2k)^2} / r_w$, $I(\cdot)$ 是第一类零阶贝塞尔函数。从上述表达式可以看出, $F(\cdot)$ 受噪声方差 σ_n^2 影响,意味着在低信噪比下去调制效果不好。而实际工程中,高阶QAM信号也需要在较高信噪比下才能进行同步,否则严重的信号自噪声会导致同步效果较差。一般在较高信噪比下对QAM信号去调制,本文信噪比为20dB左右。

经过以上分析,去调制后的信号为

$$y(n) = F(\rho(n))e^{j4\phi(n)} \quad (4)$$

由于

$$E\{y(n)\} = E\{F(\rho(n))e^{j4\phi(n)}\} = Ce^{j(\pi+4\eta(n))} \quad (5)$$

且 $f(\rho(n_1), \phi(n_1), \rho(n_2), \phi(n_2)) = f(\rho(n_1), \phi(n_1)) * f(\rho(n_2), \phi(n_2))$, $n_1 \neq n_2$, 因此 $w(n)$ 和 $v(n)$ 是独立同分布的, 可以得到 $u(n) := y(n) - E\{y(n)\}$ 也是广义平稳且独立同分布的。因此

$$y(n) = Ce^{j(\pi+4\eta(n))} + u(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

则 $y(n)$ 可以被看成是仅受高斯白噪声影响的单频信号。

命题 2 多普勒频率变化率的估计问题可以转化为调频信号 CP 函数二次方项系数的估计问题。

一般意义上的调频信号可以写成

$$z_r(n) = z_s(n) + z_w(n) = b_0 e^{j(a_0 + a_1 n + a_2 n^2 + a_3 n^3)} + z_w(n), \quad -\frac{N-1}{2} \leq n \leq \frac{N-1}{2} \quad (7)$$

其中, b_0 是调频信号幅度, a_0 是初始相位, a_1 是频率, a_2 是频率变化率, a_3 是频率的二次变化率。由上式可以看出, 调频信号的表达式类似于命题 1 中仅受高斯白噪声影响的单频信号表达式, 表现为二者的幅度均为固定值, 相位均具有初相、频率、频率变化率等参数。因此, 不同于现有的相位差分方法, 本文利用调频信号相位参数的估计方法来实现对单频信号的多普勒频率变化率估计。

文献[9]给出了调频信号相位参数的估计方法。文中指出, 在估计以上参数时需要对高阶非线性函数进行最优化, 采用多维搜索的方法, 对搜索区域内的多个峰值进行搜索。当存在较大的噪声影响时, 搜索区域中会出现很多冗余的峰值, 影响估计效果。为了准确估计参数, 文献[9]给出了一种基于 CP 函数的方法。CP 函数是用来估计接收信号瞬时频率变化率 (IFR) 的^[10], 该函数只包括所求变量的二阶非线性特征, 可以在低信噪比下进行参数估计。信号的 IFR 是相位 $\phi(n)$ (见 (2) 式) 的二阶导数,

$$IFR(n) = \frac{d^2 \phi(n)}{dn^2} \quad (8)$$

对于一个不受噪声影响的三次方调频 (FM) 信号, 它的 IFR 可以写成

$$IFR(n) = 2[a_2 + 3a_3 n] \quad (9)$$

而接收信号 $z_r(n)$ 的 CP 函数定义为

$$CP_{z_r}(n, \Omega) = \sum_{m=0}^{(N-1)/2} z_r(n+m)z_r(n-m)e^{-j\Omega m^2} \quad (10)$$

从 (10) 式可以看出, 尽管求和项只有 $(N+1)/2$ 项, 但是 $z_r(n+m)z_r(n-m)$ 却可以保证所有的离散点数都能

利用上, 对其进行展开, 得

$$\begin{aligned} z_r(n+m)z_r(n-m) &= b_0^2 e^{j2[(a_0+a_1(n+m)+a_2(n+m)^2+a_3(n+m)^3) + (a_0+a_1(n-m)+a_2(n-m)^2+a_3(n-m)^3)]} \\ &\quad + z_w(n-m)b_0 e^{j[(a_0+a_1(n+m)+a_2(n+m)^2+a_3(n+m)^3)]} \\ &\quad + z_w(n+m)b_0 e^{j[(a_0+a_1(n-m)+a_2(n-m)^2+a_3(n-m)^3)]} \\ &\quad + z_w(n+m)z_w(n-m) \end{aligned} \quad (11)$$

(11) 式包含了 4 项, 第一项是确定项, 剩余三项是任意项。对于一个给定的 n , 确定项是一个固定幅值的信号, 它的相位有两项, 一个是 m 的二次方项, 另一个是固定值。经过这样处理后的信号就是一个具有固定幅值、初始相位和二次方相位的信号, 且二次方相位的系数是 $2(a_2 + 3a_3 n)$, 也就是信号的 IFR。

可以看出, 如果确定两个不同的 n 值, 就可以求得 a_2 、 a_3 , 也就是频率变化率和频率变化率的变化率。因此, 估计信号频率变化率的问题就转化为估计上述二次方项的系数问题。对于受噪声影响的调频信号来说, 可以从 CP 函数的峰值 (即 Ω) 估计这两个参数, 同时由于 n 的取值影响到待估参数的方差, 为了让 a_3 在高 SNR 下的估计性能渐近最佳, 这里令 $n_1 = 0$ 、 $n_2 = 0.11N$, N 是数据点数 (文献[9]提供的经验值)。上述方法的具体步骤如下

(1) 估计 $n_1 = 0$ 、 $n_2 = 0.11N$ 时刻的 Ω

$$\hat{\Omega}_1 = \arg \max_{\Omega} |CP_{z_r}(n_1, \Omega)| \quad (12)$$

$$\hat{\Omega}_2 = \arg \max_{\Omega} |CP_{z_r}(n_2, \Omega)| \quad (13)$$

(2) 令 $\hat{a} = [\hat{a}_2 \quad \hat{a}_3]^T$, $\hat{R} = [\hat{\Omega}_1 \quad \hat{\Omega}_2]^T$ 以及 $X =$

$$\begin{bmatrix} 2 & 6n_1 \\ & 6n_2 \end{bmatrix}, \text{ 计算 } \hat{a}$$

$$\hat{a} = X^{-1} \hat{R} \quad (14)$$

如前所述, 多普勒频率变化率和 \hat{a}_2 是对应的, 即 $\hat{a}_2 = \frac{\pi}{T^2} \hat{\mu}$, 因此求出 \hat{a}_2 后还需要除以 $\frac{\pi}{T^2}$, 得到最终的多普勒频率变化率 $\hat{\mu}$ 。

3.2 多普勒频率估计

由于数字调制是将发送信息以固定的符号间隔调制到载波频率上, 所以信号的统计特性将呈现以符号速率或载波频率为单位的周期性特点。因此, 数字调制信号是一种循环平稳信号, 可用循环平稳信号处理方法来分析, 其中最关键的是提取信号的循环统计特征。常用的循环统计特征包括循环矩、循环累积量和循环谱特征。在理论上, 高阶循环累积量可完全抑制任何平稳或非平稳的高斯噪声, 因此, 在高阶循环累积量域内可以得到较高的信噪比, 有利于信号的参数估

计。针对高阶 QAM 信号的循环平稳性特点,为有效估计信号多普勒频率,首先给出如下命题:

命题 3 可以通过检测高阶 QAM 信号四阶循环累积量 $c_{r_{QAM}}(\alpha, \tau)_{4,0}$ 在时延向量 $\tau = \mathbf{0}$ 处的循环频率来估计多普勒频率,估计式为: $\Delta \hat{f}_c = \frac{1}{4} \arg \max_{\alpha \in [\xi_1, \xi_2]} \left\{ |c_{r_{QAM}}(\alpha, \mathbf{0})_{4,0}| \right\}$ 。

对于多普勒频率变化率为 0 的单载波线性调制信号 (SCLD),其 n 阶 q 次循环累积量^[12]为

$$c_{r_{SCLD}}(\alpha, \tau)_{n,q} = T^{-1} a^n c_{s,n,q} e^{j(n-2q)\theta} e^{j2\pi\Delta f_c \sum_{p=1}^n (-)^p \tau_p} e^{-j2\pi\beta\epsilon T} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \prod_{p=1}^n g^{(*)p}(t+\tau_p) e^{-j2\pi\beta t} dt + c_w(\alpha, \tau)_{n,q} \quad (15)$$

其中, $c_{s,n,q}$ 为信号 n 阶 q 次共轭累积量值,循环频率 α 与频偏 (Δf_c) 和符号周期 (T) 大小有关

$$K_{n,q}^c = \{ \alpha | \alpha = \beta + (n-2q)\Delta f_c, \beta = lT^{-1}, l \in Z \} \quad (16)$$

从 (16) 式可以看出,信号的循环频率与频偏有关,通过检测信号循环累积量某些位置的离散谱线,即可有效估计信号多普勒频率。而对于 SCLD 信号,通过构造循环统计量进行频偏估计所需要满足的条件是

$$(|c_{r_{SCLD}}(\alpha, \tau)_{n,q}| \neq 0) \cap (n-2q \neq 0) \quad (17)$$

由于 MQAM ($M > 4$) 信号累积量 $c_{MQAM,2,0} = c_{MQAM,4,1} = 0$,为满足 (17) 式中的条件,选择四阶零次共轭循环累积量 $c_{r_{QAM}}(\alpha, \tau)_{4,0}$ 对 MQAM 信号进行多普勒频率估计。此时 (16) 式可以写成

$$K_{4,0}^{QAM} = \{ \alpha | \alpha = \beta + 4\Delta f_c, \beta = lT^{-1}, l \in Z \} \quad (18)$$

由 (18) 式可以看出, $\alpha = 4\Delta f_c$ 是 QAM 信号的循环频率之一,通过检测此处的循环频率即可估计 QAM 信号多普勒频率大小,估计式可以写成

$$\Delta \hat{f}_c = \frac{1}{4} \arg \max_{\alpha \in [\xi_1, \xi_2]} \left\{ |c_{r_{QAM}}(\alpha, \mathbf{0})_{4,0}| \right\} \quad (19)$$

由以上分析可得,通过检测 QAM 四阶循环累积量的峰值可以得到多普勒频率的值。由于循环频率要在整个循环域内搜索取值,为了提高搜索速度,先对信号做快速傅立叶变换确定频谱范围,继而在信号频谱范围内搜索信号循环频率。

3.3 相位估计

估计出了多普勒频率和多普勒频率变化率之后,相位可以直接求出

$$\hat{a}_0 = \text{angle} \left[\sum_{n=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} z_r(n) e^{-j(\hat{a}_1 n + \hat{a}_2 n^2)} \right] \quad (20)$$

至此,估计出了全部的参数。整体流程图如下:



图 1 QAM 多普勒参数估计算法流程

Fig. 1 The flow chart of QAM Doppler parameters estimation algorithm

4 仿真及分析

为了验证上述理论分析的正确性和算法估计的精确度,本文将进行三个仿真实验。

实验一 验证对 QAM 信号去调制的正确性,并给出多普勒频率估计的示意图。

仿真条件:这里以 16QAM 信号为例,初相为 0.2 弧度,符号速率为 1000Hz,多普勒频率为 1000Hz,多普勒频率变化率为 0.01Hz/s(接近实际值),符号数为 2001,信噪比为 20dB,蒙特卡罗实验次数为 1000。

(1) 图 2 是 16QAM 信号幅度去调制的示意图。横坐标为接收信号的归一化模值 $\rho(n)$,纵坐标为经过 $F(\cdot)$ 处理后的模值。可以看出, $F(\cdot)$ 将信号星座图最外层和最内层的幅度与固定的常数相乘,将其他幅度近似为零。为了形象地说明幅度和相位去调制的效果,图 3 给出了标准 16QAM 星座的去调制效果图。从图 3 (b) 可以看出,星座只留有指定的幅度,而相位由于四倍频处理,被限制在了第一象限内。同时,式 (6) 中的 $e^{j(\pi+4\eta(n))}$ 令四倍频后的相位经过了 π 的偏移,可以看出,幅度和相位去调制的效果是显著的。图 4 则是以加了多普勒频率、多普勒频率变化率以及相位和噪声的信号为例,给出去调制的效果。结果显示,幅度去调制的效果较明显,而相位去调制的效果则由于频偏等因素加入,不能直观地看出,后面的实验将进行讨论。

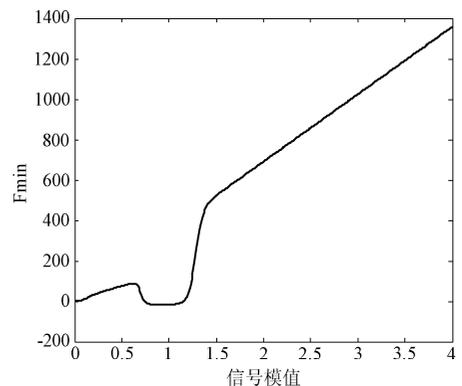
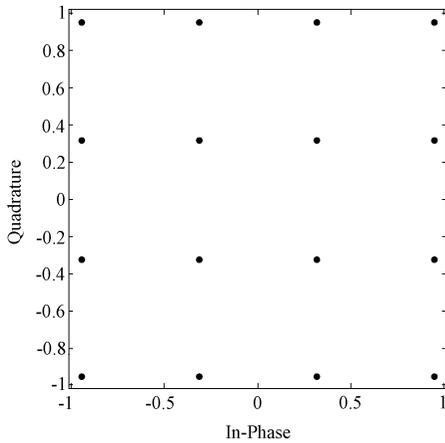


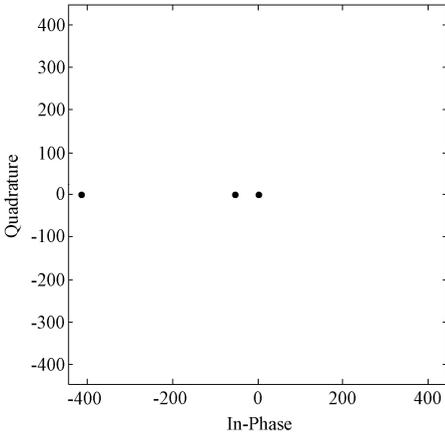
图 2 幅度去调制效果图

Fig. 2 The impression drawing of amplitude demodulation



(a) 去调制前的信号

(a) The signal before demodulation



(b) 去调制后的信号

(b) The signal after demodulation

图 3 16QAM 信号的去调制效果图

Fig. 3 The demodulation impression drawing of the 16-QAM signal

(2)图 5 为 QAM 信号 $\alpha - |c_{r_{QAM}}(\alpha, \mathbf{0})_{4,0}|$ 曲线。横坐标为循环频率,纵坐标为归一化四阶零次共轭循环累积量的模值 $|c_{r_{QAM}}(\alpha, \mathbf{0})_{4,0}|$ 。可以看出,QAM 信号在 $\alpha = 4\Delta f_c$ 处存在明显谱峰,通过设定门限,检测峰值所在位置即可得到多普勒频率为 1000Hz,从而实现 QAM 信号频偏盲估计。

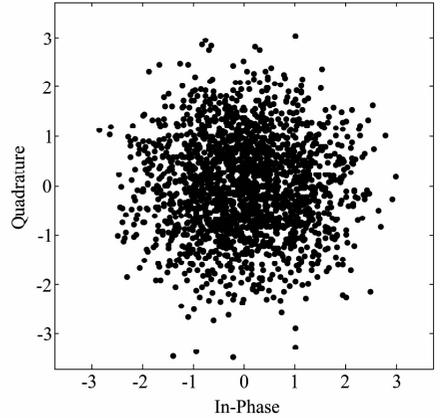
实验二 在加性高斯白噪声信道下算法的多普勒频率变化率估计性能。

(1)以 16/64QAM 信号为例,对多普勒频率变化率的估计性能进行评估。信噪比范围为 $[0, 30]$ dB,其他仿真条件如实验一。

图 6 是多普勒频率变化率的估计性能示意图。可以看出,随着 QAM 信号调制阶数的增大,频率变化率的估计性能下降。这是由于信号存在自噪声,表现为星座点之间的相互作用。

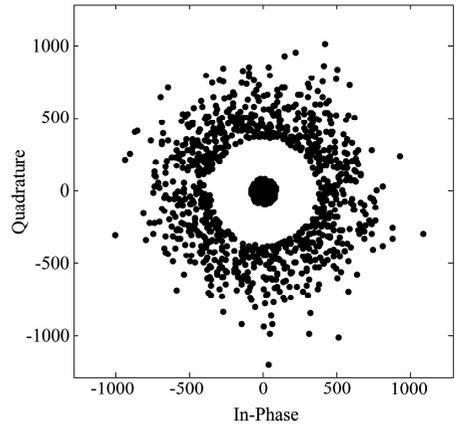
图 7 是将本文方法和文献[6]方法进行比较的性能图。由图 7 可以看出,本文方法在整个信噪比范围

内都优于文献方法。文献[6]虽然采用了数据辅助去调制方式,但对信号的相位差分处理为估计结果引入了较大误差,同时相位卷叠影响也较严重。



(a) 去调制前的接收信号

(a) The signal before demodulation



(b) 去调制后的接收信号

(b) The signal after demodulation

图 4 接收信号的去调制效果图

Fig. 4 The demodulation impression drawing of the received signal

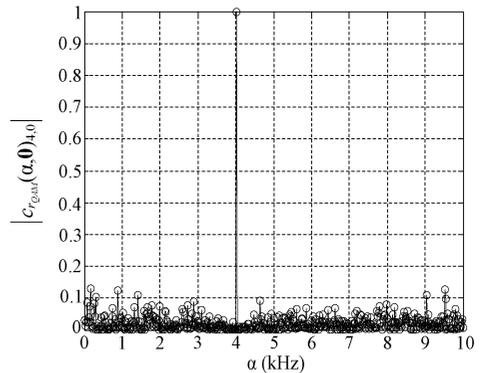


图 5 16QAM 信号 $\alpha - |c_{r_{QAM}}(\alpha, \mathbf{0})_{4,0}|$ 归一化曲线

Fig. 5 The normalized curves $\alpha - |c_{r_{QAM}}(\alpha, \mathbf{0})_{4,0}|$ of the 16QAM signal

(2)以 16QAM 信号为例,分析数据长度 N 和多普勒频率取值对多普勒频率变化率估计性能的影响。N 分别为 701、2001 和 4003,归一化多普勒频率分别为 0.05 和 2。

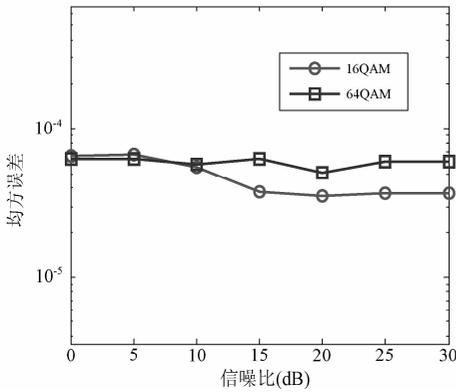


图6 QAM 信号多普勒频率变化率的估计性能曲线

Fig.6 The MSE of frequency rate estimation for QAM signals

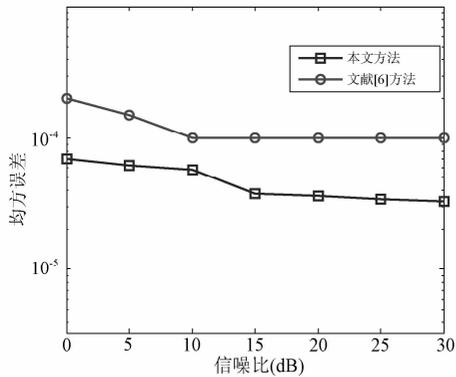


图7 本文与文献[6]方法的估计性能比较

Fig.7 The estimation MSE between the proposed method and the method in[6]

图8给出的是本文方法随数据N变化的性能曲线。由于CP函数与N有关,本文方法本质上是基于搜索的,因此,需要评价数据N与估计性能的关系。可以看出,当数据长度较小时,性能较差,而当数据长度较大时,性能较好,且随着长度的成倍增加,性能并没有明显的改进,这说明随着N的增加,影响估计性能的因素不再是数据长度,而是信号自噪声等因素。

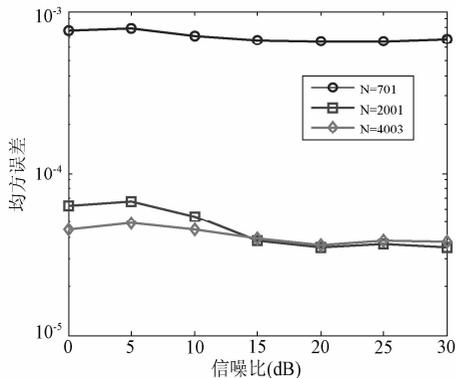


图8 不同N对16QAM多普勒频率变化率估计性能的影响

Fig.8 The MSE of frequency rate estimation versus SNR in different N for 16QAM

图9给出不同多普勒频率下的多普勒频率变化率的估计性能。可以看出,多普勒频率对多普勒频率变化率的估计性能几乎没有影响。这是由于CP函数将多普勒频率项的相位通过 $z_r(n+m)z_r(n-m)$ 去除了,只剩下了多普勒频率变化率这一项。因此,该方法适用于大频偏下的多普勒频率变化率估计。

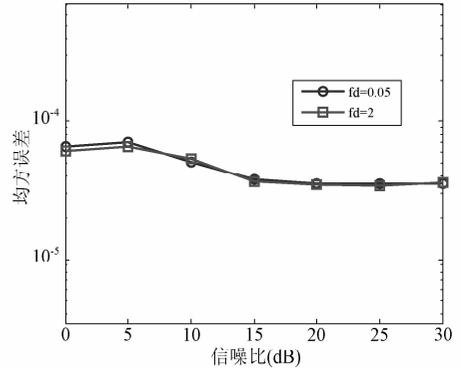


图9 不同多普勒频率对多普勒频率变化率估计性能的影响

Fig.9 The MSE of frequency rate estimation versus SNR in different frequency for 16QAM

实验三以16/64QAM信号为例,对多普勒频率和相位的估计性能进行评估。实验条件同实验一。结果见图10、图11。

图10是多普勒频率的估计性能图。由图可见,16/64QAM的性能在整个信噪比范围相差无几,这和循环累积分自身的性质有关,如前文命题三中对多普勒频率估计方法的描述所示,对16/64QAM的估计均是采用 $c_{r_{QAM}}(\alpha, \tau)_{4,0}$,此外,本文算法是先进行盲去调制再进行估计的,这在某种程度上消除了16QAM和64QAM之间的一些差别,因此,它们的估计性能是差不多的。均方误差曲线证明了盲估计的可行性。

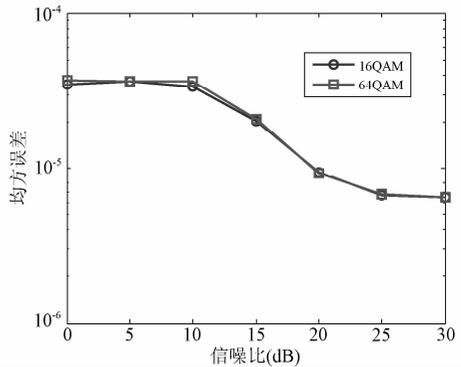


图10 QAM 信号多普勒频率的估计性能曲线

Fig.10 The MSE of frequency estimation versus SNR for 16/64QAM

图11是相位的估计性能图。这里的相位估计是在多普勒频率变化率和多普勒频率估计完之后进行的,前面的估计结果对相位估计存在影响,但是均方误

差依然能在中高信噪比下达到 10^{-4} 左右。由于自噪声等因素的影响,64QAM 的相位估计性能要比 16QAM 的差一些。

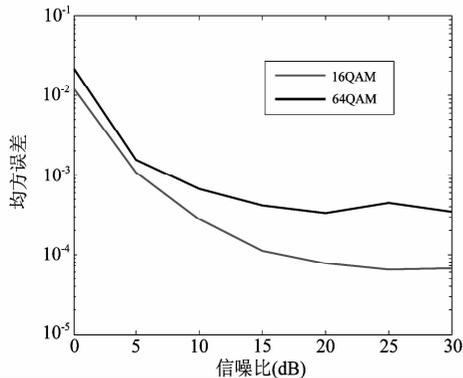


图 11 QAM 信号相位的估计性能曲线

Fig. 11 The MSE of phase estimation versus SNR for 16/64QAM

从多普勒频率变化率、多普勒频率和相位估计的均方误差性能可以看出,本文提出的方法可以较好地估计这三个参数,适用于高阶 QAM 信号。

5 结束语

结合线性调频信号的参数估计方法,本文给出了一种新的盲估计高阶 QAM 多普勒参数的方法。该方法最大的优点是对信号先验知识要求少,无需定时同步、匹配滤波和信噪比估计等预处理步骤,并且可以一次性估计出多普勒频率、多普勒频率变化率以及相位三个参数,仿真结果验证了理论分析。如何进一步提高在低信噪比下的盲估计性能,是需要进一步研究的内容。

参考文献

- [1] Ali Irfan, Al-Dhahir Naofal, Hershey John E. Doppler characterization for LEO satellites[J]. IEEE Trans on Commun, 1998, 46(3): 309-313
- [2] Cota P, Yang T. C. A Cyclostationary blind Doppler estimation method for underwater acoustic communications using direct-sequence spread spectrum signals. 2010 8th International Conference on Communications (COMM), June 2010, 323-326.
- [3] Morelli Michele, Umberto Mengali. Feedforward frequency estimation for PSK: a tutorial review[J]. Eur. Trans on Commun. Related Technol, 1998, 9(2): 103-116.
- [4] 李辉, 王岩飞. 正弦信号的直接 FFT 参数估计与相位差分法对比研究[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(3): 544-547.
Li Hui, Wang Yan-fei. The Contrastive Study between Direct FFT and Phase Difference in Parameter Estimation of

Sinusoidal Signal[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(3): 544-547. (in Chinese)

- [5] 彭耿, 黄知涛, 姜文利, 周一宇. 卫星通信信号的多普勒频率参数盲估[J]. 系统工程与电子技术. 32(4): 674-677.
PENG Geng, HUANG Zhi-tao, JIANG Wen-li, ZHOU Yi-yu. Blind Doppler parameters estimation of satellite communication signals[J]. Systems Engineering and Electronics. 32(4):674-677. (in Chinese)
- [6] Morelli Michele. Doppler-rate estimation for burst digital transmission[J]. IEEE Trans on Commun, 1998, 50(5): 707-710.
- [7] Giugno L, Zanier F, Luise M. Optimal pilot symbol distribution for efficient and low-complexity Doppler-shift and Doppler-rate estimation in bursty transmission[C]. IEEE International Conference on Communication, 2007: 5993-5998.
- [8] Giugno Luca, Luise Marco. Carrier frequency and frequency rate-of-change estimators with preamble-postamble pilot symbol distribution[C]. IEEE International Conference on Communication, 2005: 2478-2482.
- [9] Peter O'Shea. A fast algorithm for estimating the parameters of a quadratic FM signal[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2004, 52(2): 385-393.
- [10] Peter O'Shea. A new technique for estimating instantaneous frequency rate[C]. IEEE signal processing, 2002, 9(8):251-252.
- [11] Yan Wang, Erchin Serpedin. Optimal blind nonlinear least-squares carrier phase and frequency offset estimation for general QAM modulations[J]. IEEE Trans on Wireless Com, 2003, 2(5): 1040-1054.
- [12] Punchihewa A, Zhang Q, Dobre O A, etc. On the cyclostationarity of OFDM and single carrier linearly digitally modulated signals in time dispersive channels: theoretical developments and application[J]. IEEE Trans on Wireless Com, 2010, 9(8): 2588-2599.

作者简介



黄艳艳(1986-),女,安徽蚌埠人,解放军信息工程大学博士研究生,研究方向:信号与信息处理、载波同步技术研究。E-mail:hyhyhy2@yahoo.cn

彭华(1973-),男,江西萍乡人,解放军信息工程大学教授、博士生导师,研究方向:通信信号处理。

李剑强(1984-),男,福建龙岩人,解放军信息工程大学硕士研究生,研究方向:通信信号处理、OFDM 识别技术研究。