

高阶 QAM 信号多状态自适应卡尔曼 滤波载波同步算法

吴天琳 彭 华 黄艳艳 杨 勇

(解放军信息工程大学信息工程学院, 河南郑州 450002)

摘 要: 通信信号盲载波恢复是非协作模式下接收方解调的关键环节之一。为提高频偏捕获范围与速度, 同时有效增强算法跟踪时变频偏能力, 本文针对正交幅度调制(QAM)信号, 通过理论推导得出滤波器环路带宽的变化特性, 提出一种基于自适应判决引导扩展卡尔曼滤波的载波同步算法。该算法在现有卡尔曼滤波载波同步算法的基础上, 引入多状态自适应切换机制自适应地改变滤波器参数, 并依据实验测试数据分析得出调整原则并完成滤波器参数的选取。理论分析和仿真表明, 与已有的卡尔曼载波同步算法及二阶数字锁相环算法相比, 该算法不仅捕获速度更快范围更大, 且能在存在时变多普勒频移的情况下较好地跟踪时变频偏和相位, 在大频偏条件下的算法跟踪性能与鲁棒性等方面均有优势。

关键词: 判决引导载波同步; 扩展卡尔曼滤波; 多状态; 高阶 QAM; 多普勒频率变化率

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2014)06-0718-10

High-order QAM Carrier Synchronization Algorithm by a Multi-stages Adaptive Kalman Filter

WU Tian-lin PENG Hua HUANG Yan-yan YANG Yong

(Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: To a non-cooperative receiver, the blind carrier recovery is a key step of the demodulation process for communication signals. In order to increase the convergence speed, expand the scope of frequency acquisition and effectively improve the property of tracking time varying frequency, the variation characteristic of the filter loop bandwidth is gained from theoretical derivation and a carrier synchronization algorithm based on adaptive decision directed extended Kalman filter is proposed for Orthogonal Amplitude Modulation (QAM) signals. The algorithm which based on existing Kalman filter algorithms, adopts adaptive multi-states switching mechanism and regulates the parameter of the Kalman filter adaptively, which are chosen from the coordination principle obtained through the analysis of the experimental test data. It is indicated from the analysis and simulation results that compared with the existing Kalman filter based algorithm and phase lock loops, adaptive decision directed extended Kalman filter algorithm not only enlarges the catching scope, improves the convergence speed and works well in the situation with time-varying doppler distortion, but also has advantages on the tracking performance under larger frequency offset and robustness.

Key words: decision-directed carrier synchronization; extended Kalman filtering (EKF); multi-states; high-order orthogonal amplitude modulation(QAM); doppler rate

收稿日期: 2013-09-06; 修回日期: 2013-12-31

基金项目: 河南省自然科学基金资助项目(0611051400); 河南省基础与前沿基金资助项目(082300413205)

1 引言

正交幅度调制(QAM)以其较高的频带利用率,被广泛应用于通信系统^[1]。在非协作通信模式下,如何快速准确实现载波同步就成为接收解调及后续处理所要解决的关键问题及难点所在。为有效跟踪接收信号的频率,目前接收机大多使用锁相环(PLL)技术^[2-4]。判决引导 PLL 结构简单,但频率捕获范围较小,因而在处理高阶 QAM 时所能容忍的相位误差范围十分有限(对于 256QAM 角点符号仅 $\pm 3.7^\circ$)^[2],实际应用效果不佳。为此,文献[5]提出了极性判决的鉴相算法,对于不同阶数的 QAM 信号设置不同的功率判决门限,在一定程度上增大了频率捕获范围,但随着阶数的增加,可用符号出现的概率减小,该算法不易达到收敛状态,无法完成载波的有效跟踪,稳定性差。而在存在较大频偏或时变多普勒频移的情况下,以上方法由于受制于较低的收敛速度和较小的捕获范围而失效,无法正常工作。

Kalman 滤波器是最小方差准则下的最优线性递归滤波器,可根据对环境的观测实时调整,相较于 PLL 类算法能更好地应对环境的变化。对于载波同步过程,利用接收信号和其相位、频率之间的非线性关系,可充分发挥扩展 Kalman 滤波器解决非线性问题的能力。目前,基于载波相位动态模型的线性 Kalman 滤波器及扩展的 Kalman 滤波器(EKF)已被应用于 QAM 信号的载波同步中^[6-7]。文献[9]提出了一种基于高斯随机游动模型的判决引导扩展卡尔曼(DD-EKF)载波同步算法,文献[6]在此基础上提出了 2 步 DD-EKF 算法。文献[10]对卡尔曼滤波的增益带宽进行了研究,得到了从初始化到达稳态的过程中,系统增益带宽由大到小逐步达到稳态,且暂态过程的最大带宽远远大于稳态带宽的结论。为降低复杂度,并增强算法适应能力,本文在上述工作基础上对文献[6]的算法进行改进,细化了锁定检测器门限值的划分,依据锁定检测器的输出,自适应地改变检测窗长度和滤波器系数。通过改进,不仅扩大了频率捕获范围,更提升了系统的跟踪能力,使其在存在时变多普勒频移的情况下仍能较好地实现载波同步,跟踪变化的频偏。实验

结果表明,改进的多状态自适应判决引导扩展卡尔曼滤波(Multi-stages Adaptive DD-EKF)载波同步算法可对高阶 QAM 信号实现归一化频偏 0.11 以下的频率捕获,在多普勒频率变化率为 20Hz/s 的情况下仍可较好地跟踪频率和相位。

2 信号模型

假设时钟同步理想,并经过增益控制,接收机得到的离散时间基带信号可表示为:

$$r(n) = m(n)e^{j(\Omega n + \varphi)} + \nu(n) = m(n)e^{j\theta(n)} + w(n) \quad (1)$$

其中 $m(n) = a(n) + jb(n)$ 为发送的第 n 个符号, φ 和 Ω 是经下变频后残留的载波相位和频率偏移, $w(n)$ 是零均值复高斯噪声,服从正态分布 $N(0, \sigma_w^2)$ 。

对存在时变多普勒频移的情况,接收机得到的离散时间基带信号可表示为:

$$r(n) = m(n)e^{j(\Omega n + \frac{1}{2}\mu n^2 + \varphi)} + \nu(n) = m(n)e^{j\theta(n)} + w(n) \quad (2)$$

相较于常数频偏的情况,接收信号的相位为:

$$\theta(n) = \Omega n + \frac{1}{2}\mu n^2 + \varphi \quad (3)$$

则接收信号的频率为:

$$\Omega' = \frac{\partial \theta(n)}{\partial n} = \Omega + \mu n \quad (4)$$

DD-EKF 滤波器估计出接收符号的相位 $\hat{\theta}(n) = \hat{\Omega}(n)n + \hat{\varphi}(n)$, 并与输入信号结合形成 QAM 硬判决器的输入信号:

$$z(n) = m(n)e^{j(\theta(n) - \hat{\theta}(n))} + \nu_z(n) = m(n)e^{j\Delta\theta(n)} + w_z(n) \quad (5)$$

其中 $\Delta\theta(n)$ 是每个符号相位估计的误差, $w_z(n)$ 是复高斯噪声,功率大小与 $w(n)$ 相等。载波同步系统的目标就是消除 $\Delta\theta(n)$, 判决单元对 $z(n)$ 进行硬判决以产生属于 QAM 星座符号集的复数符号流 $\hat{m}(n)$ 。

3 自适应 DD-EKF 载波同步算法

3.1 状态空间模型

为了利用 Kalman 滤波器估计 M-QAM 调制信号的载波相位和频率,首先要建立其状态空间模型。模型参数是相位 $\theta(n)$ 和频率 $\Omega(n)$ ^[10], 它们满足如下关系:

$$\Omega(n) = \theta(n) - \theta(n-1) \quad (6)$$

利用随机游动模型来驱动 $\Omega(n)$ 的状态变化:

$$\Omega(n) = \Omega(n-1) + \nu(n) \quad (7)$$

其中 $\nu(n)$ 是一系列服从分布 $N(0, \gamma^2)$ 的随机标量, 作为 $\Omega(n)$ 扰动值。于是频率估计的更新速度受参数 γ 控制。联立(6)和(7)可得 Kalman 滤波器的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \theta(n) \\ \Omega(n) \end{bmatrix} = \mathbf{F} \begin{bmatrix} \theta(n-1) \\ \Omega(n-1) \end{bmatrix} + \mathbf{G}\nu(n) \quad (8)$$

$$\text{其中 } \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}。$$

传统卡尔曼滤波需要提取接收信号的瞬时频率或相位信息作为观测向量。由于提取值的不准确会大大增高算法发散的概率。本文采用接收信号的实部和虚部作为观测向量 $\mathbf{r}(n)$, 直接构造接收信号与状态向量的非线性函数从而对状态值进行修正, 避免了由于观测向量误差而导致的发散概率的升高。

$$\mathbf{r}[n] = [\text{Re}(r(n)) \quad \text{Im}(r(n))]^T \quad (9)$$

建立观测向量与状态向量 $\mathbf{x}(n) = [\theta(n) \quad \Omega(n)]^T$ 的非线性函数:

$$\mathbf{r}(n) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(n)) + \mathbf{w}(n) \quad (10)$$

由(1)式得:

$$\text{Re}[r(n)] = a \cos \theta - b \sin \theta + \text{Re}(w) \quad (11)$$

$$\text{Im}[r(n)] = a \sin \theta + b \cos \theta + \text{Im}(w) \quad (12)$$

将式(11)、(12)代入式(10)得状态向量的非线性变换表达式为:

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}(n)) = \begin{bmatrix} a(n) \cos \theta(n) - b(n) \sin \theta(n) \\ a(n) \sin \theta(n) + b(n) \cos \theta(n) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{w}(n) = \begin{bmatrix} \text{Re}(w(n)) \\ \text{Im}(w(n)) \end{bmatrix} \quad (14)$$

噪声向量 $\mathbf{w}(n)$ 的相关系数矩阵为:

$$\mathbf{Q} = \frac{\sigma_w^2}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

为了实现盲载波同步, 利用状态向量的一步预测值 $\hat{\mathbf{x}}(n|n-1)$ 近似表示式(13)中的 $\mathbf{h}(\mathbf{x}(n))$:

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}(n)) = \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}(n|n-1)) + \left. \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(n|n-1)} (\mathbf{x}(n) - \hat{\mathbf{x}}(n|n-1)) \quad (16)$$

其中 $\left. \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(n|n-1)}$ 为矩阵求导运算, 则

$$\mathbf{H}(n) = \left. \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(n|n-1)} = \begin{bmatrix} -a(n) \sin \hat{\theta}(n|n-1) - b(n) \cos \hat{\theta}(n|n-1) & 0 \\ -b(n) \sin \hat{\theta}(n|n-1) + a(n) \cos \hat{\theta}(n|n-1) & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$\mathbf{H}(n)$ 的计算需要已知发送符号 $a(n) + jb(n)$ 的值。经典的 DD-EKF 算法采用硬判决器的输出 $\hat{m}(n) = \hat{a}(n) + j\hat{b}(n)$ 代替已知传输符号, 其 $\mathbf{H}(n)$ 可表示为:

$$\hat{\mathbf{H}}(n) = \begin{bmatrix} -\hat{a}(n) \sin \hat{\theta}(n|n-1) - \hat{b}(n) \cos \hat{\theta}(n|n-1) & 0 \\ -\hat{b}(n) \sin \hat{\theta}(n|n-1) + \hat{a}(n) \cos \hat{\theta}(n|n-1) & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

同理, 可用硬判决值计算 h 函数的一步预测表达式:

$$\hat{\mathbf{h}}(\hat{\mathbf{x}}(n|n-1)) = \begin{bmatrix} \hat{a}(n) \cos \hat{\theta}(n|n-1) - \hat{b}(n) \sin \hat{\theta}(n|n-1) \\ \hat{a}(n) \sin \hat{\theta}(n|n-1) + \hat{b}(n) \cos \hat{\theta}(n|n-1) \end{bmatrix} \quad (19)$$

显然, 用 $\mathbf{h}(\mathbf{x}[n])$ 的一阶近似值替代会对 EKF 算法的收敛性和稳定性带来显著影响, 导致算法不收敛的情况, 尤其在较低信噪比的环境下。一种能有效抑制发散情况发生的办法将在 3.3 节中提出。

3.2 DD-EKF 算法

文献[10]提出了 DD-EKF 载波同步算法, 采用了上一节中的状态空间模型并用硬判决值近似替代发送符号。其迭代更新公式如下:

i 校正更新方程

$$\mathbf{K}(n) = \mathbf{R}(n|n-1) \hat{\mathbf{H}}^T(n) (\hat{\mathbf{H}}(n) \mathbf{R}(n|n-1) \hat{\mathbf{H}}^T(n) + \mathbf{Q}(n))^{-1} \quad (20)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(n|n) = \hat{\mathbf{x}}(n|n-1) + \mathbf{K}(n) (\mathbf{r}(n) - \hat{\mathbf{h}}(\hat{\mathbf{x}}(n|n-1))) \quad (21)$$

$$\mathbf{R}(n|n) = \mathbf{R}(n|n-1) - \mathbf{K}(n) \mathbf{H}(n) \mathbf{R}(n|n-1) \quad (22)$$

ii 一步预测方程

$$\hat{\mathbf{x}}(n+1|n) = \mathbf{F} \hat{\mathbf{x}}(n|n) \quad (23)$$

$$\mathbf{R}(n+1|n) = \mathbf{F} \mathbf{R}(n|n) \mathbf{F}^T + \gamma^2 \mathbf{G} \mathbf{G}^T \quad (24)$$

其中, $\mathbf{K}(n)$ 是 n 时刻的 Kalman 增益矩阵。

3.3 滤波器环路带宽分析

由于本文设计多状态自适应 DD-EKF 的初衷是为了使环路带宽具有一定的自适应性, 现从理论上对环路带宽进行分析。由式(24)得, 每次迭代时误

差协方差阵为:

$$\mathbf{R}(n+1|n) = \mathbf{F}[\mathbf{R}(n|n-1) - \mathbf{K}(n)\mathbf{H}(n)\mathbf{R}(n|n-1)]\mathbf{F}^T + \gamma^2 \mathbf{G}\mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} \sigma_{1n}^2 & \beta_n \\ \beta_n & \sigma_{2n}^2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

其中,等式右边矩阵中的元素下标 n 表示迭代次数。将式(15)(18)(25)带入式(20)得第 n 次迭代时的增益矩阵为:

$$\mathbf{K}(n) = \frac{\sigma_w^2}{2} \begin{bmatrix} \sigma_{1n}^2 A & \sigma_{1n}^2 B \\ \beta_n A & \beta_n B \end{bmatrix} \quad (26)$$

其中 $A = -\hat{a}(n)\sin\Phi - \hat{b}(n)\cos\Phi$, $B = -\hat{b}(n)\sin\Phi - \hat{a}(n)\cos\Phi$, $\Phi = \hat{\theta}(n|n-1)$ 。为书写方便,下面将 $n+1|n$ 和 $n|n-1$ 分别用 $n+1$ 和 n 来表示。把式(9)(19)(21)(26)代入式(23)可得相位及频率的迭代关系为:

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\Omega}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\Omega}(n) \end{bmatrix} + g_n \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_{1n}^2 \\ \beta_n \end{bmatrix} \sin[\theta(n) - \hat{\theta}(n)] \quad (27)$$

其中, $g_n = \frac{2\hat{a}(n)\hat{b}(n)a(n)\sigma_{1n}^2}{2\hat{a}(n)\hat{b}(n)a(n)\sigma_{1n}^2 + \sigma_w^2 b(n)}$ 。对式(27)

进行 Z 变换可得相位的闭环传输函数:

$$H(z) = \frac{\hat{\Theta}(z)}{\Theta(z)} = \frac{g_n(\sigma_{1n}^2 + \beta_n)z - g_n\sigma_{1n}^2}{(z-1)^2 + g_n(\sigma_{1n}^2 + \beta_n)z - g_n\sigma_{1n}^2} \quad (28)$$

式(28)表明,扩展卡尔曼滤波器对相位的估计本质上是具有可变增益的数字锁相环,因为参数 g_n 、 σ_{1n}^2 以及 β_n 在迭代过程中是不断变化的。环路单边等效噪声带宽 B_L 定义为:

$$2B_L T_u = \frac{1}{H^2(1)} \frac{1}{2\pi j} \oint_{\text{unit cycle}} H(z)H(z^{-1})z^{-1}dz \quad (29)$$

式中 T_u 为环路更新时间。由文献[10]的附表 III 可得 B_L 在不同状态下的闭式解。文献[12]对扩展卡尔曼滤波器在暂态和稳态下的增益带宽进行了仿真,指出了环路从初始化到达到稳态的过程中,系统带宽由大到小逐渐变化,暂态过程带宽远大于稳态带宽,可提供比稳态带宽设置时大得多的捕获范围。因此,若能使滤波器的环路带宽随工作状态自适应地由大变,细化滤波器的工作状态,则可在提高捕获速度的同时扩大捕获范围,同时保证在高

动态环境下具有良好的跟踪性能。

3.4 多状态自适应 DD-EKF 算法

为了使 DD-EKF 具有自适应的环路带宽,本文依据多状态自适应切换的思路提出了一种“预捕获-捕获-跟踪”的多状态自适应 DD-EKF 载波同步算法。这里通过借鉴文献[2]提出的锁定检测机制,实时检测系统的工作状态,提出了一种随着滤波器输出相位误差的减小,自适应地减小滤波器参数值 γ 的方法,从而增大可捕获频率的动态范围,并在跟踪状态达到较小的相位误差。算法原理如图 1。此过程的关键在于锁定检测器的设计。本文的锁定检测器通过检测已经过相位纠正的输入符号 $z(n)$ 与硬判决器的输出符号 $\hat{m}(n)$ 之间的距离来判断系统的相位锁定程度。锁定检测器输出二进制信号:

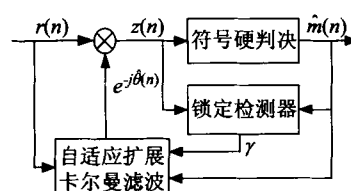


图 1 多状态 DD-EKF 算法原理框图

Fig. 1 The block diagram of multi-stage adaptive DD-EKF algorithm

$$y(n) = \begin{cases} 1, & \text{if } |z(n) - \hat{m}(n)| < \lambda \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (30)$$

当 $\Omega(n)$ 和 $\hat{\Omega}(n)$ 之间存在偏差时,经过 $\hat{\Omega}(n)$ 修正后的符号 $z(n)$ 会偏离其硬判决 $\hat{m}(n)$ 而使锁定检测器输出为 0。而当系统渐渐达到相位锁定状态时, $y(n)$ 为 1 的概率将增大,直至完全达到锁定状态,输出为 1。利用这个特点,设定以下锁定状态检测判决机制:将系统的工作状态分为预捕获、捕获、跟踪三个步骤。对这三个状态的判决是通过一定窗长的锁定检测器输出做滑动平均后与相应的判决门限比较而实现。在同步的初始阶段(预捕获和捕获状态),为了提高捕获速度以及便于状态的及时切换,选取较小的窗长 N_1 ;在跟踪阶段为了减小失步的概率,保证较低的稳态相位误差,选取较大的窗长 N_2 。为了充分利用锁定检测器输出由 0 到 1 渐变的趋势,设定输出均值判决门限 β_1, β_2 ,从而在预捕获、捕获、跟踪阶段分别取由大到小的滤波器参数 $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$,即设置状态变量 $\Omega(n)$ 的更新

步长由大到小,实现更大的捕获范围和更小的稳态相位误差。锁定检测器示意图如图2。由于预先细化了同步的过程并采用自适应变化的滤波器参数,相较于 DD-EKF 和 2 步 DD-EKF^[6] 算法,本文捕获速度和捕获范围均有较大程度的提高,且跟踪能力增强,在具有时变多普勒频移的情况下仍能很好地跟踪频率和相位的变化。仿真结果表明,参数 γ 选取合适的值时,算法对变化的信噪比和频偏具有较好的鲁棒性。锁定检测器流程如图3。

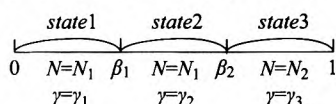


图2 锁定检测器功能示意图

Fig. 2 The function sketch map of the lock detector

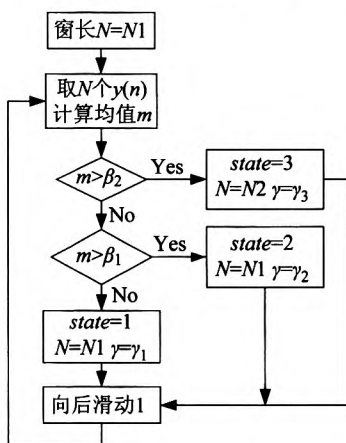


图3 锁定检测器流程图

Fig. 3 The flow chart of lock detector

4 仿真结果

仿真将从算法收敛速度与频偏捕获范围、在时变频偏下的跟踪性能、滤波器参数的设置、对不同阶数和形状的高阶 QAM 信号的载波同步性能这四个方面进行考察。实验1至实验3采用 64QAM 信号,实验4采用 16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM 调制方式用于对比实验。符号速率 Ω_s 为 1MHz,取 50000 个符号,采用根升余弦成型滤波,滚降系数取 0.25。

实验1 本文算法频偏捕获范围与收敛速度实验

(1) 大频偏时经典 DD-EKF 算法、文献[6]算法与本文算法收敛情况比较

为了考察较大频偏下本文算法的性能,将相对于符号速率的归一化频偏 $f_0 = fT_s$ (f 为实际频偏值, T_s 为符号周期) 设置为 0.1。图4(a)为 64QAM 信号分别经经典 DD-EKF 算法、文献[6]算法与本文算法的频偏估计曲线。图4(b)为其细节图,其中 change1 point 代表本文算法从预捕获状态到捕获状态的切换点,change2 points 代表本文算法多次在捕获和跟踪状态之间的切换点。DD-EKF 滤波器参数 γ 仅取一个经验值 0.002,2 步自适应 DD-EKF 参数 γ 取值分别为 0.02 和 0.00005^[6],本文算法在不同状态分别取经验值 0.1,0.0015,0.00005(滤波器参数的选取将在实验3中探讨)。由图4(b)细节图可见,本文算法在第 763 点处由预捕获状态切换至捕获状态,在第 12230 点进入稳定的跟踪状态,且正确地估计了频偏。其他两种算法都已发散。由此可知,增加同步过程的状态数可在保证小稳态相位误差的前提下扩大频偏捕获范围。

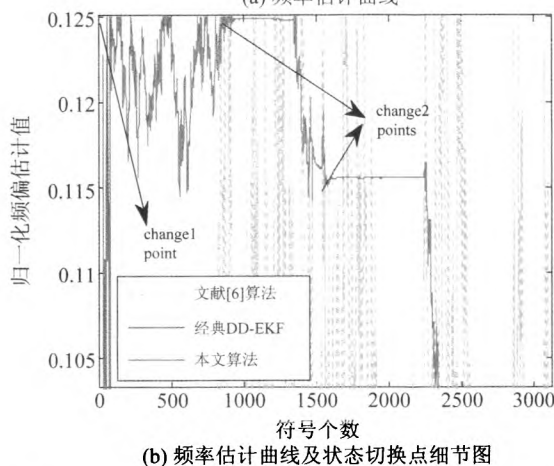
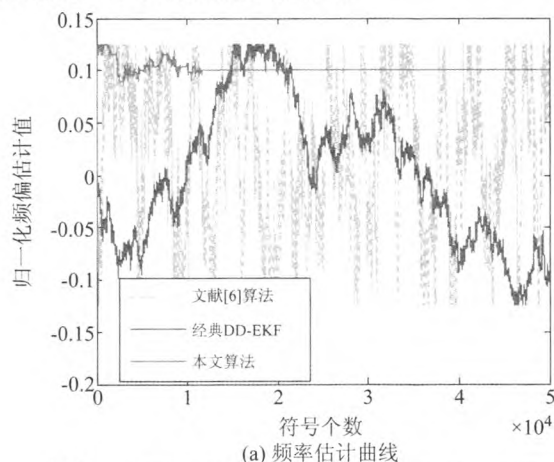


图4 不同算法频率估计曲线($f=0.1$, $\text{SNR}=20\text{dB}$)

Fig. 4 The frequency estimation curve ($f=0.1$, $\text{SNR}=20\text{dB}$)

(2) 几种算法频偏捕获范围和速度的比较实验
针对64QAM信号,下面给出并比较了本文算法以及文献[6]算法和经典DD-EKF算法、极性判决2阶DPLL算法在不同归一化频偏时达到稳定收敛状态前所需符号数的曲线,进行100次蒙特卡罗仿真实验,具体如图5所示(滤波器参数设置同上)。图中结果表明,本文算法的频率捕获速度最快,且捕获范围最大,达到归一化频偏0.11。极性判决2阶DPLL算法的捕获范围最小,在归一化频偏大于0.06时即趋向发散,且收敛速度明显低于两种卡尔曼滤波类算法。这是由于极性判决算法并未充分利用接收符号,而仅利用对角线上的点进行相位估计,可用点出现的概率远小于1。而对于高阶QAM信号,这个概率更小,严重影响了算法的收敛速度。文献[6]算法由于初始步长的设置和状态切换问题在频偏设置高于0.07时即会发散。经典DD-EKF算法由于仅采用单一的滤波器参数,其捕获范围和速率均受到限制,但在频偏大于0.04时收敛速度仍快于极性判决2阶DPLL算法。由此可知,增加同步的状态数可提高卡尔曼滤波同步算法的捕获速度和范围,且其性能优于2阶数字锁相环同步算法。

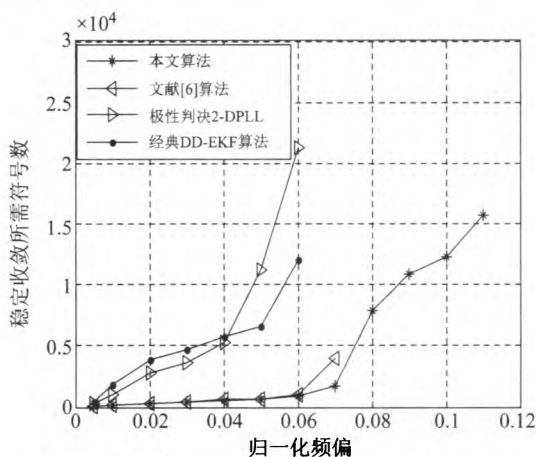


图5 不同算法在不同频偏下达到收敛所需符号数(SNR=20dB)

Fig. 5 Number of symbols that different algorithms need at different frequency offset (SNR=20dB)

实验2 时变多普勒频移环境下算法跟踪性能比较

下面验证本文算法应对连续时变环境的跟踪性能。典型的频率时变环境是存在时变多普勒频移的情况。锁相环类算法和传统DD-EKF算法在这种情

况下无法达到收敛状态,故未给出仿真结果。分别采用文献[6]算法和本文算法,设置多普勒频率变化率 μ 为20 Hz/s(接近低轨卫星通信实际值^[11])。不失一般性,设置初始归一化频偏为0.05,图6为算法对64QAM的锁定检测器输出曲线、归一化频率估计曲线、相位估计曲线及其理论值曲线。由前文式3、4得,此时的归一化频率理论值为 $\Omega = 0.05 + \mu \cdot n$,相位理论值为 $\theta(n) = 0.05n + \frac{1}{2}\mu n^2$ 。

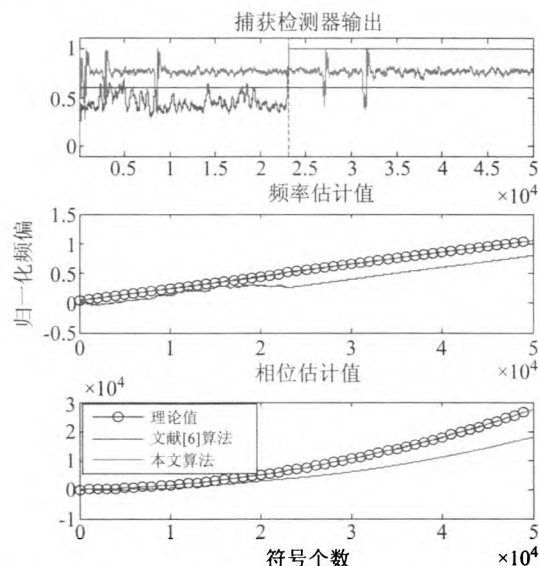


图6 时变多普勒条件下算法的频率、相位估计曲线(SNR=25dB)

Fig. 6 The frequency and phase estimation curve at time-variable Doppler shift (SNR=25dB)

由锁定检测输出曲线可看出,两种方法都切换到了跟踪状态。通过频率和相位估计曲线对比可知,本文算法正确地估计了频率和相位的值,并实现了很好的跟踪,而文献[6]算法则发生了错锁。这是由于2步DD-EKF捕获速度较慢,未能在变化的频偏下锁定正确的频偏值。这将导致误码率的极大增高,无法恢复发送序列。由频率估计曲线可知,本文算法在第206点处即正确地捕获到初始频偏,继而很好地实现变化频率的跟踪,和理论曲线较好地拟合。由此可知,增加同步过程的状态数可提高算法的动态跟踪性能,提高算法应对时变环境的能力。

实验3 滤波器参数 γ 取值对本文算法收敛速度的影响

由公式(23)可知,本文算法收敛速度取决于更

新步长 γ 的取值。因此,接下来将研究不同信噪比和频偏下参数 γ 的取值对本文算法性能的影响,以便于选取最优的 γ 值使得算法达到最佳性能。实验发现,为了保证较小的稳态误差,捕获阶段和跟踪阶段的滤波器参数 γ 需取相差不大的较小值,故设置经验值分别为 0.0015、0.00005。而影响本文算法收敛速度的关键参数在于预捕获阶段所选取的 γ 值。因此,仿真将分别从变化的信噪比和频偏的角度考察预捕获阶段 γ 取不同值时算法达到稳定收敛前所需符号数。所选取的参数取值范围由大量实验经验得来,在此范围外,滤波器性能较差甚至趋向发散。当 γ 取区间范围内的某些值时,载波参数估计能达到良好的性能,满足实际需要。

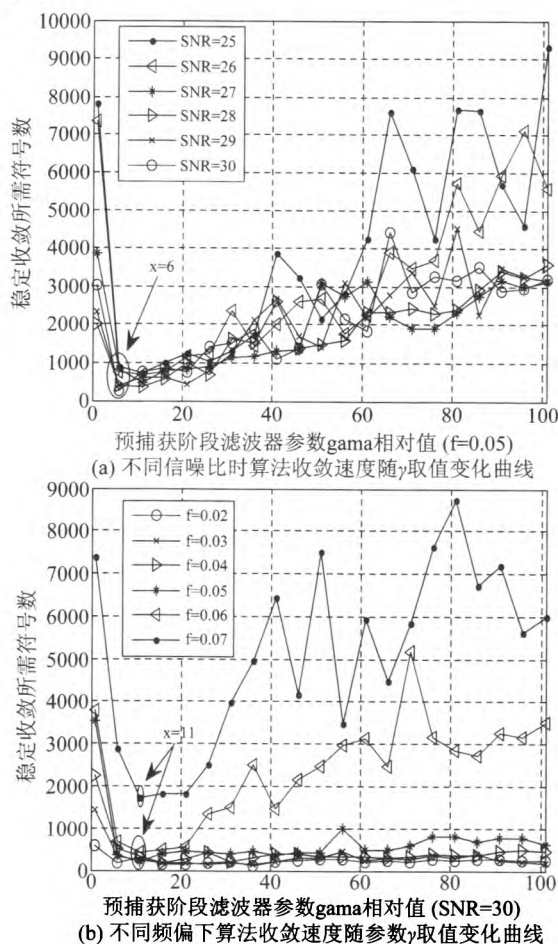


图7 算法收敛速度随滤波器预捕获阶段参数 γ 设置的变化曲线

Fig.7 The variation of the rate of convergence along with the change of filter parameter in pre-capture stage

如图7(a),仿真条件为初始归一化频偏 0.05 的 64QAM 信号,横坐标为预捕获阶段滤波器参数的相对值 $\gamma_0 = \gamma / f_{\text{noise}}$,即实际滤波器参数 γ 对频率噪声的相对值。此处取 $f_{\text{noise}} = 0.005$ 。由图可看出,对于不同信噪比,参数 γ 的变化对算法的收敛速度的影响是有规律的。 γ_0 的取值在 6 至 30 的区间范围内时,算法对变化的信噪比具有很好的鲁棒性,稳定收敛所需符号数均在 2000 点以下,且在此范围内有近似单调增加的趋势,在 $\gamma_0 = 6$ 时达到最小值。图7(b)从变化频偏的角度考察参数 γ 取值对收敛速度的影响。仿真条件为归一化频偏为 0.02 至 0.07 的 64QAM 信号。与图9类似,对于变化的频偏,参数 γ 的变化对算法的收敛速度的影响具有一定规律。频偏小于 0.05 时, γ_0 在 5 至 100 的范围内的变化对算法收敛速度影响较小,收敛所需符号数均在 1000 个以下。而当频偏大于 0.05 时, γ_0 的取值对算法收敛速度的影响较为显著。由大量实验得知, γ_0 的取值在 6 至 26 的区间范围内时,算法对较大频偏具有较好的鲁棒性,能达到较高的收敛速度。综合以上两种情况的分析, γ_0 的取值区间在 6 至 26 之间时能使算法达到最佳性能,且对变化的信噪比和频偏均具有很好的鲁棒性。

实验4 不同阶数或形状的高阶 QAM 信号载波同步性能实验

(1) 频偏估计方差性能实验

仿真采用 16、64、256、1024QAM 信号,归一化频偏均设置为 0.04、0.06、0.08,信噪比区间取 12dB 到 40dB。归一化估计方差定义为: $(f_e T)^2 = (\hat{f} - f)^2 T^2$,其中 T 为符号周期, f_e 为频偏估计方差, \hat{f} 为频偏估计值, f 为频偏真实值。蒙特卡罗实验 100 次,实验结果如图 8。

由图可见,随着调制阶数的增大,算法归一化估计方差达到 10^{-12} 以下时所需的信噪比有 7 ~ 8dB 的增加。而对于同一调制阶数的信号,算法对不同频偏的估计性能具有较好的鲁棒性。分析其原因,由于信号调制阶数的增加,信号自

噪声随之增加,导致算法频偏估计方差达到同等数量级所需的信噪比随之增加。而对于同等调制阶数的信号,信号的自噪声相同,算法的频偏估计性能主要影响因素为信噪比,而频偏的变化并未影响状态变量之间的非线性关系,故对其影响较小。对于 1024QAM 信号,信噪比需达到 32dB 以上才可获得较好的性能,这符合目前实际应用中高阶 QAM 信号对信道条件和信噪比要求较高的特点。

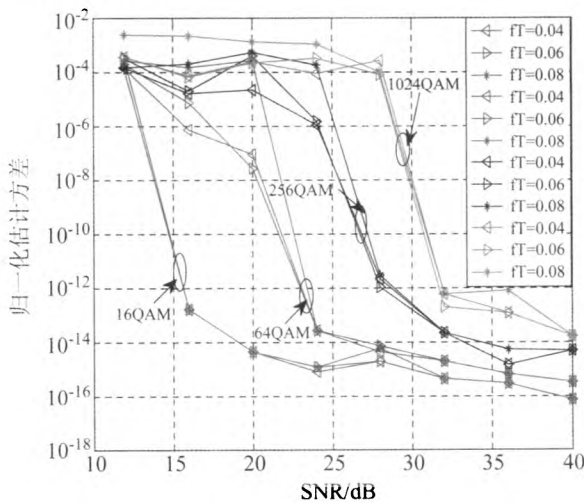


图 8 归一化频偏估计方差

Fig. 8 The normalized square of estimated frequency

(2) 误比特率性能实验

为了综合考察算法对高阶 QAM 信号在中等信噪比下的载波同步性能,分别对 16QAM 和 64QAM 信号在归一化频偏取 0.02 到 0.08 时同步后的误比特率进行仿真。由图 9 可知,在中高信噪比下,误比特率曲线与理论值相差较小,对 64QAM 信号,本文算法在归一化频偏 0.4,信噪比为 16dB 时与理论值仅相差约 6dB。随着阶数的增加,算法对信噪比的要求提高。这与实际应用中,高阶 QAM 信号一般对信道条件和信噪比要求较高的情况相符合。另外,对比图 9(a)、(b)可知,随着信噪比增大,较高阶数 QAM 信号的误比特率下降不如较低阶数的明显。这是由于随着调制阶数的增加,信号自噪声的影响越来越严重,单纯增加信噪比已经不能明显提高算法的性能了。

(3) 不同形状及阶数 QAM 信号载波同步性能实验
为了考察算法对不同形状和阶数的高阶 QAM 信号的载波恢复性能,最后分别采用圆形 64QAM、方形 64QAM、256QAM、1024QAM 信号,设置归一化频偏为 0.05,信噪比分别取 30dB、30dB、32dB、40dB。图 10 为输入信号和算法稳定收敛后输出信号的星座。由于本文算法原理并未提取和利用输入信号星座的形状信息,而是充分利用接收符号和待估计参数之间的非线性关系进行迭代更新,故对不同形状和阶数的高阶 QAM 信号具有较强的鲁棒性,且无需根据接收信号的种类不同而改变参数的设置,实用性较强。

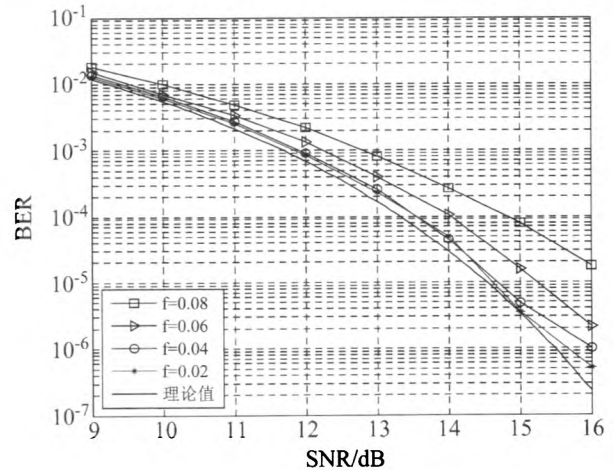


图 9(a) 16QAM 误比特率曲线

Fig. 9(a) The bit error curve of 16QAM signals

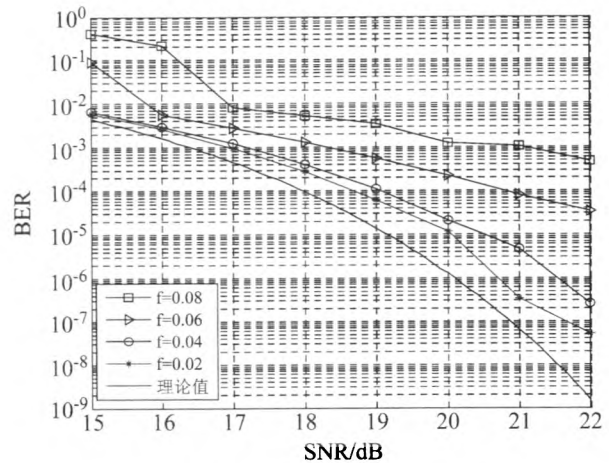


图 9(b) 64QAM 误比特率曲线

Fig. 9(b) The bit error curve of 64QAM signals

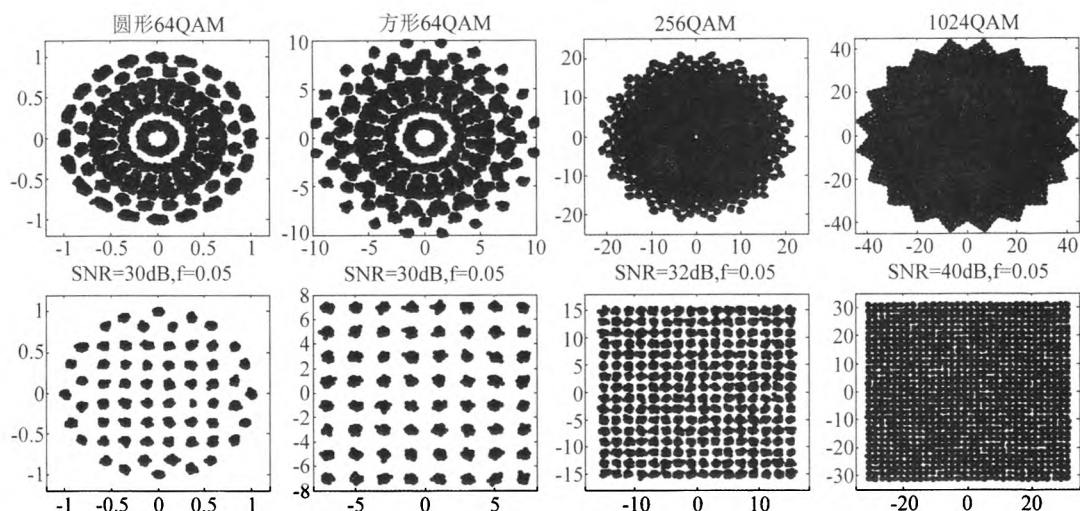


图10 圆形64QAM(30dB)、方形64QAM(30dB)、256QAM(32dB)、1024QAM(35dB)信号输入输出符号星座

Fig. 10 The constellation diagram of circle 64QAM, square 64QAM, 256QAM, 1024QAM signals

5 结论

在高阶 QAM 信号的解调中,载波同步是一项关键技术。与现有算法相比,例如:锁相环类算法存在收敛速度不够快、频偏捕获范围小、不能充分利用接收符号信息等缺点;传统的卡尔曼滤波算法虽充分利用了接收符号信息,但仍存在易发散、收敛速度不够快、频偏捕获范围较小的问题。在存在时变多普勒频移的情况下,以上算法皆不能发挥作用。本文对传统卡尔曼滤波器工作过程中环路带宽的动态特性进行理论分析的基础上,引入多状态自适应切换机制对同步过程进行细化并自适应地改变滤波器参数,充分利用接收符号和待估计参数之间的非线性关系,提出了一种基于自适应判决引导扩展卡尔曼滤波的高阶 QAM 信号载波同步算法。从仿真实验可看出,对于高阶 QAM 信号且在存在时变多普勒频移的情况下,本文所提算法仍能较好地跟踪时变频率和相位,在参数选取合适的情况下对信噪比、频偏以及输入信号调制阶数、星座形状等均具有较好的鲁棒性,并有效扩大了频偏捕获范围,提高了捕获速度。未来针对低信噪比下以及恶劣信道环境下如何提高算法同步性能是需要继续研究的内容。

参考文献

- [1] U. S. MIL-STD-188-110C, Interoperability and performances Standards for Data Modems, Appendix C HF Data Modem Waveforms for Data Rates Above 2400 BPS in 3 KHz Bandwidth[S]. 2011.
- [2] Gagnon. G, Choquette. F, Belzile. J, F. Gagnon. A simple and fast carrier recovery algorithm for high-order QAM [J]. IEEE Trans. Commun. Lett, 2005, Vol.49: 918-920.
- [3] Best. R. E. Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications[M]. 5, New York, McGraw-Hill, 2003.
- [4] Ouyang. Y, Wang. C. L, A new carrier recovery loop for high-order quadrature amplitude modulation [C] // IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBE-COM'02), 2002, vol I: 478-482.
- [5] Kim K-Y, Choi. H. J. Design of carrier recovery algorithm for high-order QAM with large frequency acquisition range[C] // IEEE International Conference on Conference on Communications (ICC'01), 2001, vol.4: 1016-1020.
- [6] Gal. Janos, Campeanu Andrei. A simplified adaptive kalman filter algorithm for carrier recovery of M-QAM signals [J]. IEEE. 2012. vol. 1: 303-307.
- [7] Gal. J, Campeanu. A, Nafornta. I, Kalman Noncoherent Detection of CPFSK Signal[C] // The 8th International

- Conference on Communications, 2010, vol. I: 65-68.
- [8] Campeanu. A, Gal. J. High-order QAM fast carrier synchronization by an adaptive decision-directed EKF algorithm[J]. IEEE. 2011. 978(1): 438-442.
- [9] Haykin. S. Adaptive Filter Theory, 3, New Jersey, USA: Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1996.
- [10] Grewal. M S, Andrews A P. Kalman filtering: theory and practice using matlab. Second Edition[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc Publication, 2011.
- [11] Cotae 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 Communication (COMM), June 2010, 323-326.
- [12] 郭文彬, 李航. 基于压缩感知的自适应卡尔曼滤波[J]. 信号处理, 2012, 28(6): 799-805.

Guo W B, Li H. Adaptive kalman filter based on compressed sensing[J]. Signal Processing, 2012, 28(6): 799-805. (in Chinese)

作者简介



吴天琳 女, 1989 年生, 湖北武汉人, 本科毕业院校为武汉理工大学, 获学士学位, 现为解放军信息工程大学在读硕士研究生。主要研究方向为盲信号处理、短波信号解调技术。
E-mail: wtl890215@126.com

彭 华 男, 1973 年生, 江西萍乡人, 解放军信息工程大学教授、博士生导师, 研究方向为通信信号处理。

黄艳艳 女, 1986 年生, 安徽蚌埠人, 解放军信息工程大学博士研究生, 研究方向为信号与信息处理、载波同步技术研究。

杨 勇 博士研究生, 研究方向为 PCMA 信号处理。