

· 通信与信息工程 ·

高阶调制码辅助同步算法研究

张忠培, 高中杰, 徐俊辉

(电子科技大学通信抗干扰国家重点实验室 成都 611731)

【摘要】研究了高阶调制系统中的码辅助定时同步和载波恢复的码辅助同步算法, 提出一种改进的定时同步算法。该算法首先估计出每组数据的加权值, 然后根据估计的结果将软信息进行合并, 合并的数据根据设定的门限, 将符合要求的数据块乘以权值后再进行合并。同时提出了改进的极性判决相位检测算法, 该算法将译码器的输出信息重新调制, 然后进行极性判决, 将判决结果反馈到PD模块进行相位误差的提取。仿真结果表明, 改进后的码辅助定时同步和载波同步算法在低信噪比下比未改进算法的性能提升2 dB。

关键词 载波恢复; 编码辅助; 高阶调制; 极性判决; 正交幅度调制; 定时同步

中图分类号 TN911.23

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.06.003

Code-Aided Synchronization Algorithm for High-Order QAM

ZHANG Zhong-pei, GAO Zhong-jie, and XU Jun-hui

(National key Laboratory of Science and Technology on Communication, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract In this paper, an improved timing method is proposed for high-order QAM system. The timing processing block computes the value of weights for each data block and then combines the soft information based on the estimated results. In addition, an improved polarity decision phase detector algorithm is proposed for the carrier recovery, the soft information fed back from the decoder is modulated and then sent to the polarity module for polarity decision. The polarity decision result is fed to the phase detector (PD) module for the phase estimation. Simulation results show that the improved code-aided timing and carrier synchronization system can perform better than the unimproved algorithm at very low SNR.

Key words carrier recovery; code-aided; high-order; polarity decision; QAM; timing synchronization

传统的QAM解调器以4倍波特率进行采样, 再将样本点送到定时处理模块进行处理, 然后对每个符号输出一个样本点进行后续的均衡和载波同步处理。但该方式只能工作在信道条件较好的环境, 在信噪比很低的情况下, 接收机接收到的信号序列将出现严重的错误, 如果直接从接收的信号中提取载波信息, 则信号抖动较大甚至引起信号错误。因此, 基于软信息的联合迭代接收机成为解决问题的重要手段。

对于过采样信号的定时, 现有处理方法有早迟门和Gardner算法^[1], 其中Gardner算法的优点是对载波频偏和相偏不敏感, 但在信噪比较低的情况下, 该算法不能很好地工作。文献[2-3]提出定时同步算法, 其基本思想是在一个符号周期 T_s 内, 通过4倍过采样方法获得不同符号同步误差下的4组等间隔信号, 然后根据译码输出选择两组靠近最佳采样时刻的采样

点进行合并。文献[4]提出了码辅助定时同步方案, 用3个内插器解决定时偏差, 但该方案的缺点是运算量比较大。本文在文献[3]的基础上进行改进, 通过估计每组数据的加权值并进行合并。本文方法与文献[3]的不同之处在于, 合并的数据不再只有2组, 而是根据设定的门限, 将符合要求的数据块乘以权值后再进行合并, 不仅可以充分利用信号的能量, 而且可以有效地降低系统的复杂度, 这是因为该方法只有一组数据进入译码器。

对载波同步过程中是否有信道译码器参与, 又将载波同步算法分为非编码辅助(non-code-aided)和编码辅助(code-aided)。文献[3,5]对非编码辅助进行了研究。文献[4]基于代价函数 $MSSO(\Delta f, \phi)$ 最大值情况下提出了新的能在极低信噪比环境下正常工作的载波同步算法, 仿真表明, 在极低信噪比下该算法的性能非常接近理想同步下的性能, 但其缺点是

收稿时期: 2010-03-26; 修回日期: 2011-05-03

基金项目: 国家自然科学基金(6101092, 61032003)

作者简介: 张忠培(1967-), 男, 教授, 主要从事移动通信等方面的研究。

算法实现的复杂度非常高,使用的范围受到很大限制。文献[2]提出使用导频和EM算法相结合进行载波同步的方法,该算法能捕获的频偏一般在 $10^{-5} f_{\text{symb}}$ 数量级。为提高捕获范围,文献[1]提出将极性判决相位检测算法用于高阶QAM的载波恢复,该算法PD模块直接对信号进行极性判决,但在低信噪比下,直接判决会导致错误增加。本文在该算法的基础上进行了改进,将译码器的输出信息重新调制,以进行极性判决,然后将判决结果反馈到PD模块进行相位误差提取,由此不仅可以提高频偏的捕获范围,而且可以实现在较低信噪比环境下的载波同步。

1 系统模型

本文给出的算法和仿真均基于图1所示的系统模型。系统中信道为加性高斯白噪声信道,译码器是码率为1/2的卷积码,接收机的采样周期设为 $T_S/4$,可以得到4组等间隔信号,并被保存到缓冲器中。系统的工作流程如下:1)进行定时同步,完成后每个符号产生一个新的采样样本;2)进行码辅助载波恢复;3)将数据送到解调器进行解调和译码;4)将译码后的数据反馈回定时和载波恢复模块进行下一轮迭代。

需要说明的是,仿真中假设接收机已经获得帧同步,且在每个符号周期内都有4个采样点。

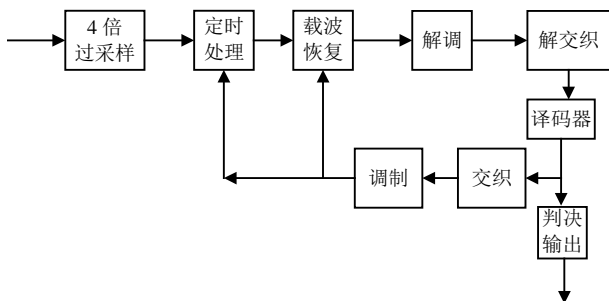


图1 系统模型图

2 定时同步

定时同步算法基于图2所示的定时处理算法结构。本文提出的定时同步算法首先估计每组数据的加权值,然后根据估计的加权值的结果进行软信息的合并。

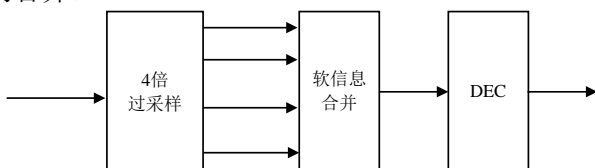


图2 定时处理算法结构

2.1 每组数据加权值的估计

接收到的信号记为 $r_{k,i}$,其中 k 为每组数据样本点的标号, i 为采样的数据分组($i=1,2,3,4$),每个数据块的长度为 N ,具体的计算步骤如下:

1) 第一次迭代时对接收到的数据进行硬判决,得到 $\hat{r}_{k,i}$;第二次迭代以后,可以由译码器的输出得到 $\hat{r}_{k,i}$ 。

2) 计算叠加在每个符号的噪声为 $N_{k,i} = \|r_{k,i} - \hat{r}_{k,i}\|^2$ 。

3) 计算每个符号的权重为 $M_{k,i} = \frac{|\hat{r}_{k,i}|^2}{N_{k,i}}$ 。

4) 计算每组数据的平均权重为 $m(i) = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L M_{k,i}$ 。

经过上面4个步骤,可以得到每组数据的平均权重值。

2.2 合并准则

根据2.1节估计出的平均权重值,进行合并,合并步骤如下。

1) 找出平均权重的最大值,记为 $\max\{m(i)\}$,其对应的数据块标记为 r'_{\max} ,令 $w_l = m_l / \max\{m(i)\}$,可以得到 $w_l, l=0,1,2$, w_l 对应的数据块标记为 r'_l 。

2) 根据步骤1)得出的 w_l 进行合并。合并的准则为:若 $m_l > \text{constant}$,则将数据 r'_l 乘于权重 w_l 后与 $\max\{m(i)\}$ 对应的数据组 r'_{\max} 合并;若 $m_l < \text{constant}$,则不合并。

标记空间 $M = \{l, l \text{ 满足 } m > \text{constant}\}$,则合并后的信号可以表示为:

$$r_{\text{comb}} = r'_{\max} + \sum_{l \in M} w_l r'_l \quad (1)$$

constant取值范围为 $0.1 < \text{constant} < 0.95$ 时可以取得较好的同步效果。以下仿真结果中的constant取值为0.85。

3 高阶QAM码辅助载波同步算法研究

通常,码辅助同步算法有EM和DDCS算法,如果直接应用于高阶调制的载波同步,能捕获的频偏和相偏都比较小。文献[6]提出了载波同步算法,为了更好地提高载波捕捉范围,文献[7]提出了极性判决相位检测算法用于高阶QAM的载波恢复,但该算法只能工作在较高信噪比环境下,因此,本文将该

算法与译码器的输出相结合, 给出了可以在较低信噪比环境下实现的载波同步改进结构。图3为改进码辅助相位检测算法结构框图, 改进算法能容忍的相偏可达30°, 频偏可达 $10^{-4}f_{\text{symb}}$ 。

图3中, 假定信号 $y(n)$ 已经经过定时恢复和均衡。译码器的输出重新调制可以得到信号 $x(n)$, 将 $x(n)$ 送入极性判决模块, 得到如下表达式:

$$q(n) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\text{sign}(\text{Re}(x(n))) + j\text{sign}(\text{Im}(x(n)))) \quad (2)$$

式中, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取实部; $\text{Im}\{\cdot\}$ 表示取虚部。

功率检测器用于判断信号 $p(n)$ 的功率是否满足条件 $|p(n)|^2 > \tau^2$, 其中 τ 为门限值, 该值可根据不同模式及所选择的有用信号而改变。当该条件满足时进行误差提取; 否则不进行判决, 鉴相器输出保持上一个误差值。 τ 的取值范围为 $0.4 < \tau^2 < 0.6$ 时可以取得较好的同步效果, 如果取值太小, 被选信号的功率较小, 受噪声的影响较大; 如果 τ 值太大, 被选择的信号概率较小, 会增加捕获时间甚至无法同步。

误差提取的表达式为:

$$e_k = \text{Im}(p(n) q^*(n)) \quad (3)$$

环路滤波器的传递函数为:

$$y(n) = y(n-1) + k_p(e(n) - e(n-1)) + k_i e(n) \quad (4)$$

式中, k_p 、 k_i 为环路滤波器的增益系数。

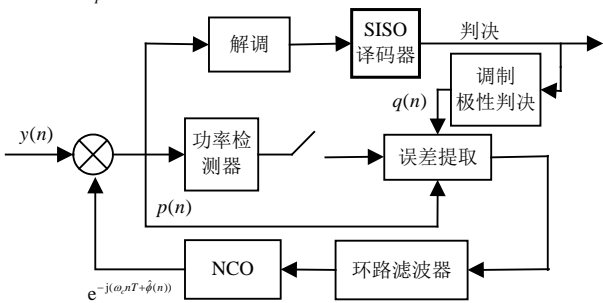


图3 改进码辅助极性相位检测算法框图

4 仿真结果

图4和图5给出了定时同步的仿真结果。仿真采用64QAM调制, 卷积码码率为1/2, 编码前数据帧长为1 200 bit。可以看出, 在ISI不是很严重时, 译码前软信息合并与译码后软信息合并的性能差别小于0.2 dB; 当ISI比较严重时, 译码前的软信息合并性能比译码后的软信息合并性能好1 dB以上。

图6给出了改进码辅助载波同步算法的性能。仿真采用64QAM调制, 归一化频偏为0.000 1, 相偏为15°。卷积码码率为1/2, 编码前数据帧长为1 200 bit。可见经过2次迭代后, 系统趋于稳定, 且

迭代后性能有近0.9 dB的提升。

图7给出了本文提出的改进后的码辅助极性检测算法相位估计方差MSE曲线(即 $E[(\hat{f} - f)^2]$)与CRB的对比图。图中仿真采用64QAM调制, 卷积码码率为1/2, 编码前数据帧长为1 200 bit, 残留频偏为0, 相偏为30°。从图7中可以看到, E_b/N_0 大于6 dB后, 相位估计方差的MSE接近CRB, 定义:

$$\text{CRB} = \frac{1}{\frac{E_b/N_0}{10^{10} L}}$$

式中, L 为每一帧数据中的符号数。图8给出了高阶码辅助同步性能曲线。仿真仍采用64QAM调制, 卷积码码率为1/2, 编码前数据帧长为1 200 bit, 匹配滤波器的滚降系数为0.25, 归一化频偏为0.000 1, 相偏为15°。由图可见, 对于定时模块, 采用合并的方法比不合并的方法性能要好2 dB。对于码辅助的同步, 当迭代次数大于3时, 系统趋于稳定, 且迭代系统比没有迭代的系统, 性能要好近0.9 dB。

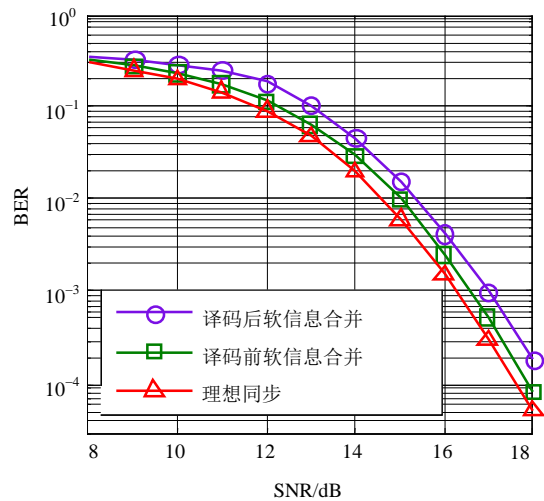


图4 在滤波器滚降系数为0.65时的性能比较

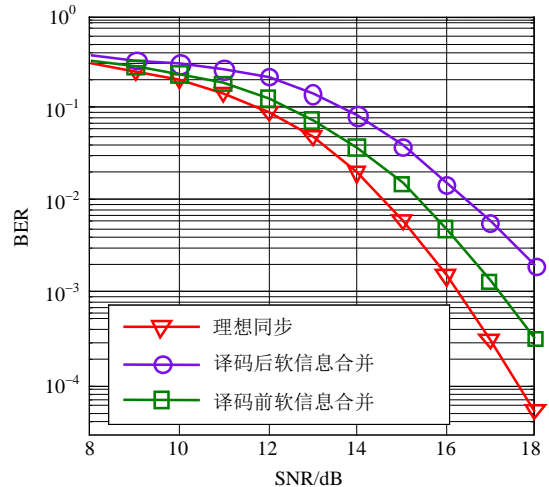


图5 在滤波器滚降系数为0.25时的性能比较

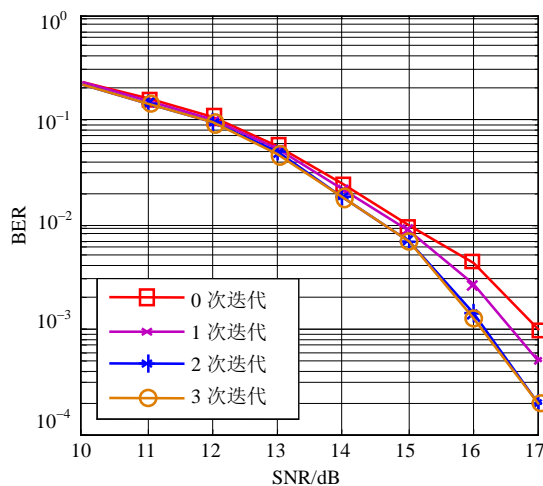


图6 改进码辅助载波同步算法性能

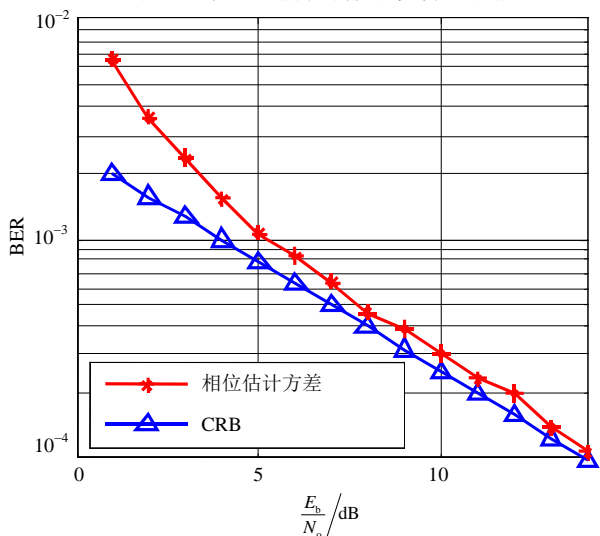


图7 相位估计方差与CRB的关系曲线

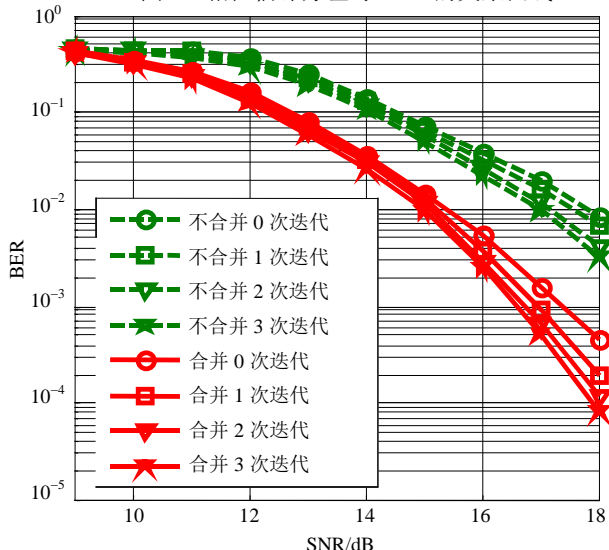


图8 高阶码辅助同步性能图

5 结论

定时同步通过估计每组数据的加权值,并根据估计的结果将软信息进行合并。仿真结果可以看出,当ISI比较严重时,译码前的软信息合并性能明显优于译码后的合并。极性判决相位检测算法适用于高阶QAM的载波恢复,但该算法的PD模块直接对信号进行极性判决,但在低信噪比下,直接判决会导致错误增加。本文算法将译码器的输出信息重新调制并进行极性判决,然后反馈到PD模块进行相位误差提取。该方法不仅可以提高频偏的捕获范围,而且可以在较低信噪比环境下的载波同步。仿真显示,经过迭代后性能提高近0.9 dB。高阶调制码辅助同步系统中,定时模块采用合并的方法比不合并的方法性能要好2 dB。

参考文献

- [1] ANDREWS K, DIVSALAR D, DOLINAR S et al. The development of Turbo and LDPC codes for deep-space applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(11): 2142-2156.
- [2] RAHAMIM Y, FREEDMAN A, REICHMAN A. ML iterative soft-decision-directed (ML-ISDD): a carrier synchronization system for short packet turbo coded communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(7): 1169-1177.
- [3] BARTOSZ M, ARNE S. Timing error recovery in Turbo-coded systems on AWGN channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(10): 1584-1592.
- [4] VALLES E L, WESEL R D, VILLASENOR J D, et al. Carrier and timing synchronization of BPSK via LDPC code feedback[C]//ACSSC'06: Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA: IEEE, 2006: 2177-2181.
- [5] GARDNER F M. Interpolation in digital modems- part: fundamentals[J]. IEEE Trans Commune, 1993, 41(3): 502-508.
- [6] FREEDMAN A, RAHAMIM Y, REICHMAN A. Maximum-mean-square soft-output (M2S2O): A method for carrier synchronisation of short burst turbo coded signals[J]. IEEE Proc-Commun, 2006, 153(2): 245-255.
- [7] KIM K Y, CHOI H J. Design of carrier recovery algorithm for high-order QAM with large frequency acquisition range[C]//ICC 2001: IEEE International Conference on Communications. [S.l]: IEEE, 2001: 1016-1020.