ISSN 1004-9037,CODEN SCYCE4
Journal of Data Acquisition and Processing Vol. 34,No. 6,Nov. 2019,pp. 1094－1100
DOI:10. 16337/j. 1004-9037. 2019. 06. 016
© 2019 by Journal of Data Acquisition and Processing
http://sjcj. nuaa. edu. cn
E-mail:sjcj@nuaa. edu. cn
Tel/Fax:＋86-025-84892742

一种并行处理的联合频相估计

杨　茜[1]　于中阳[2]

(1. 郑州大学体育学院,郑州,450044;2. 西安邮电大学通信与信息工程学院,西安,710121)

摘　要: 在高速移动通信系统中,收发端双方往往会面临较大的多普勒扩展和有限的导频开销,从而严重影响传统联合频相估计的性能。鉴于此,本文提出了一种基于并行处理的联合频相估计。首先利用可变有效延迟长度的自相关算子设计出一种频相解耦合算法,再将其应用到传统联合频相估计中。理论分析和仿真结果表明,提出的频相解耦合算法可以实现传统联合频相估计的并行处理,同时还可以降低相偏估计的复杂度。

关键词: 载波同步;串行处理;并行处理;频相解耦合;移动通信

中图分类号: TN911.23　　**文献标志码:** A

Parallel Processing-Based Joint Frequency-Phase Offset Estimation

Yang Xi[1], Yu Zhongyang[2]

(1. Physical Education College of Zhengzhou University, Zhengzhou, 450044, China; 2. School of Communications and Information Engineering of Xi'an University of Posts & Telecommunications, Xi'an, 710121, China)

Abstract: In high-speed mobile communication systems, there exist two prominent issues-large Doppler spread and limited pilot resource between the transmitter and receiver, which has great influence on the performance of a traditional joint frequency-phase offset estimation. In this case, this paper proposes a parallel processing-based joint frequency-phase offset estimation. First, we utilize a variable delay-length auto-correlation operator to design a frequency-phase decoupling algorithm and apply it to the traditional joint frequency-phase offset estimation. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed frequency-phase decoupling algorithm can decouple the phase offset estimation and frequency offset estimation, and can also reduce complexity of the phase offset estimation.

Key words: carrier synchronization; serial processing; parallel processing; frequency-phase decoupling; mobile communications

引　　言

在高速移动通信系统(比如卫星通信等)中,收发两端往往会面临这样两个不利因素:较大的多普勒扩展和较少的导频资源,从而导致接收端无法实现相干解调。为此,需要引入载波同步(以下称作传统联合频相估计)环节。传统联合频相估计的过程是一种串行处理的过程,即先进行频偏估计再进行

基金项目: 河南省教育厅科学技术研究重点(13B520253)资助项目。
收稿日期: 2018-04-15;**修订日期:** 2018-09-05

相偏估计。显然,频偏估计的性能优劣会直接影响到相偏估计的性能,因为经频偏补偿后所残留频偏会变成一种随采样时刻变化的相位。一方面,估计模式对载波同步接收机的性能有很大的影响。为了获得较为理想的估计性能,首要工作就是选择合适的估计模式。通常,估计模式分为数据辅助和非数据辅助两类[1]。其中,数据辅助估计模式的主要思想是利用接收到的一段已知的数据信息(称作导频)通过线性去调制方式获得包含频偏和相偏的单音信号用于估计[2-3]。而非数据辅助估计模式的本质是利用接收到的未知数据信息通过非线性去调制方式,或是利用解调软信息或译码软信息辅助的方法(统称为非线性变换)进行估计[4-5]。但由于非线性变换的影响,非数据辅助估计模式一般具有较高的信噪比门限和复杂度。另一方面,估计算法也对载波同步接收机的性能有很大的影响。文献[6]提出了一种针对相干光通信系统的基于期望最大算法的联合频相估计;文献[7]提出了一种针对低信噪比下的基于改进快速傅里叶变换的联合频相估计。这两种算法均需要利用充足的导频资源才能获得较好的估计性能,且都没有考虑频偏估计对相偏估计性能的影响。然而在高速移动通信中,导频资源受限容易导致频偏估计失准,从而严重影响后续的相偏估计性能。文献[8]考虑了将接收端采样零时刻设置在突发结构正中间(突发结构的长度设为奇数)的情况。在该情况下给出了联合频相估计的性能限——克拉美罗界,并发现了联合频相估计克拉美罗界解耦合的特性,但没有进一步讨论该情况下的联合频相估计性能。而且在实际运用中,不可能人为地设置采样零时刻的真实位置。

针对上述问题,本文提出了一种频相解耦合算法,并将其应用到传统联合频相估计中。其基本原理如下:在接收端,任取一段导频信号进行去调制操作,得到去调制信号;然后对这些去调制信号进行有效延迟长度为α的相关运算,一方面可以利用该相关运算的结果作频偏估计,另一方面还可以利用取α为导频长度一半的相关运算结果的共轭形式与去调制信号联合作最大似然相偏估计,即可实现传统联合频相估计的解耦合。

1　信号模型与突发结构

考虑准静态平坦衰落信道下的具有理想定时[9]的单载波突发传输系统。接收端经过匹配滤波和波特采样后,经过能量归一化的等效基带离散信号可以表示为

$$r(k)=s(k)\exp\left[\mathrm{j}\left(2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}k+\theta\right)\right]+n(k)\quad k\in\kappa \tag{1}$$

式中:k为采样时刻,f_{d}为由收发端双方相对运动而产生的多普勒扩展,即$f_{\mathrm{d}}=f_{\mathrm{c}}\cdot v/c$($f_{\mathrm{c}}$为载波频率,$v$为视线方向上的相对速度,$c$为光速);$\theta$为随机相偏且在$(-\pi,\pi]$内均匀分布;$T_{\mathrm{s}}$为符号周期;$s(k)$表示能量归一化的调制信号,即$E_s\triangleq E\{|s(k)|^2\}=1$($E\{\cdot\}$表示求期望运算);$n(k)\sim CN(0,N_0)$表示均值为0、实部和虚部方差均为$N_0/2$的圆对称复高斯随机变量;另外,$\kappa\triangleq\{N,N+1,\cdots,N+L-1\}$表示起始位置为$N\geqslant 0$且长度为$L\in\mathrm{odd}$的导频序列所对应的采样时刻集,如图1所示。其中,$N'$表示传输数据序列的长度。

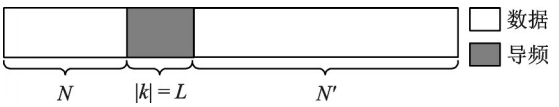

图1　突发帧格式

Fig.1　Burst frame format

为了实现数据辅助的估计模式,需要获得无调制信息的信号(称作去调制信号),即对式(1)的两边同时乘以$s(k)^*$($*$表示取共轭运算),可得

$$z(k)\triangleq r(k)\cdot s(k)^*=\exp\left[\mathrm{j}\left(2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}k+\theta\right)\right]+v(k) \tag{2}$$

式中:$v(k)\triangleq n(k)s(k)^*$为噪声项。

在接收端,传统联合频相估计器首先利用去调制信号进行频偏估计,再将估计出的频偏补偿到去调制信号中,然后再进行相偏估计。显然,这是一种串行处理的过程,如图2(a)所示。若将频相解耦合算法应用到传统联合频相估计器中,便可以实现其并行处理,如图2(b)所示。

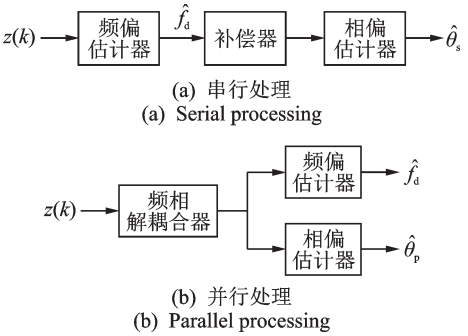

图2 联合频相估计器的两种处理方式

Fig.2 Two processing ways of the joint frequency-phase estimation

2 频相解耦合算法在传统联合频相估计中的应用

在一定的频偏范围内,频相解耦合算法能够分离出传统联合频相估计器中的频偏估计器和相偏估计器,从而消除两者之间的耦合作用。图3给出了频相解耦合算法的原理框图。其实现步骤如下:首先将去调制信号$z(k)$送至相关器中,得到相关值$R(\alpha)$,α为相关延迟长度,即

$$\begin{aligned} R(\alpha) = & \frac{1}{L-\alpha}\sum_{k=N}^{N+L-\alpha-1} z(k)^{*} z(k+\alpha) = \\ & \frac{1}{L-\alpha}\sum_{k=0}^{L-\alpha-1} z(k+N)^{*} z(k+\alpha+N) = \\ & \exp\left(\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}} T_{\mathrm{s}}\alpha\right) + \frac{1}{L-\alpha}\psi(\alpha) \quad 1 \leqslant \alpha < L \end{aligned} \tag{3}$$

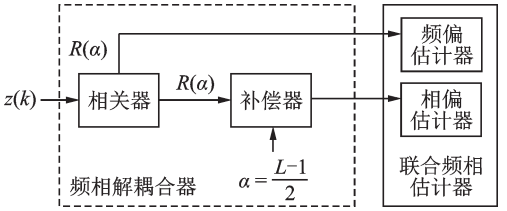

图3 频相解耦合算法的原理

Fig.3 Functional block diagram of the frequency-phase decoupling algorithm

式中:$\frac{1}{L-\alpha}$为归一化因子,$\psi(\alpha)$为噪声累加项,具有如下的表达形式

$$\begin{aligned} \psi(\alpha) \triangleq & \sum_{k=0}^{L-\alpha-1} v(k+\alpha+N)\exp\left[-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}} T_{\mathrm{s}}(k+N)\right] + v(k+N)^{*} v(k+\alpha+N) + \\ & v(k+N)^{*}\exp\left[\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}} T_{\mathrm{s}}(k+\alpha+N)\right] \end{aligned}$$

一方面将相关值$R(\alpha)$连同去调制信号$z(k)$一起送至补偿器(实际上是一个共轭乘法器)中,并取$\alpha=(L-1)/2$(即为导频采样时刻集的中点),可以得到

$$\begin{aligned} Z_k\left(\frac{L-1}{2}\right) \triangleq & z(k)\cdot\left(R(\alpha)\middle|\alpha=\frac{L-1}{2}\right)^{*} = z(k)\cdot R\left(\frac{L-1}{2}\right)^{*} = \\ & z(k)\cdot\left[\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}} T_{\mathrm{s}}\times\frac{L-1}{2}\right) + \psi^{*}\left(\frac{L-1}{2}\right)\right] \end{aligned} \tag{4}$$

式中$Z_k\left(\frac{L-1}{2}\right)$称作频相解耦合因子。将该频相解耦合因子送至相偏估计器中,即可实现传统频相估计的解耦合。

另一方面,将相关值$R(\alpha)$送至频偏估计器实现频偏估计。显然,实现频相解耦合的过程也是完成频相估计的过程,而无需其他频偏估计算法辅助。为了说明频相解耦合算法的作用,将其应用到最大似然相偏估计算法中,可得

$$\hat{\theta}_{\mathrm{p}}=\arg\left\{\sum_{k=N}^{N+L-1}Z_k\left(\frac{L-1}{2}\right)\right\}=\arg\left\{\sum_{k=N}^{N+L-1}z(k)\cdot\left[\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}\times\frac{L-1}{2}\right)+\psi\left(\frac{L-1}{2}\right)^{*}\right]\right\}=$$
$$\arg\left\{\underbrace{\left[\sum_{k=N}^{N+L-1}z(k)\right]\cdot\left[\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}\times\frac{L-1}{2}\right)+\psi\left(\frac{L-1}{2}\right)^{*}\right]}_{\text{等效看作1次复乘运算}}\right\}\tag{5}$$

$$\arg\left\{\exp(\mathrm{j}\theta)\sum_{k=N}^{N+L-1}\exp\left[\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}\left(k-\frac{L-1}{2}\right)\right]+\bar{\psi}_{\mathrm{p}}\right\}=$$
$$\arg\left\{\exp(\mathrm{j}\theta)\exp(\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}N)\frac{\sin(\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}L)}{\sin(\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}})}+\bar{\psi}_{\mathrm{p}}\right\}\approx\tag{6}$$
$$\begin{cases}\theta & N=0\text{ and }|f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}|\leqslant 1/L\\ G_{\mathrm{p}}(\theta,f_{\mathrm{d}},N,L) & N\neq 0\text{ or }|f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}|>1/L\end{cases}$$

式中:$G_{\mathrm{p}}(\theta,f_{\mathrm{d}},N,L)$表示1个关于相偏、频偏和导频初始位置及其长度的相位模糊函数;$\bar{\psi}_{\mathrm{p}}$为噪声累加项,且具有如下的形式,即有

$$\bar{\psi}_{\mathrm{p}}\triangleq\sum_{k=N}^{N+L-1}v(k)\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}\times\frac{L-1}{2}\right)+v(k)\psi\left(\frac{L-1}{2}\right)^{*}+\psi\left(\frac{L-1}{2}\right)^{*}\exp\left[\mathrm{j}\left(2\pi f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}k+\theta\right)\right]$$

当工作信噪比很高时,噪声项$|\bar{\psi}_{\mathrm{p}}|\approx 0$,那么式(6)即可成立。从式(6)可以发现,当导频起始位置$N=0$(类似于导频前置Preamble帧格式[10])且归一化频偏$|f_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}|\leqslant 1/L$时,即使存在频偏,相偏的估计值仍近似等于其真实值。

为了与经过频相解耦合算法处理的联合频偏估计比较,假设传统联合频相估计采用基于式(3)的相关频偏估计算法和最大似然相偏估计算法。首先利用相关频偏估计算法得到一个频偏的估计值$\hat{f}_d$,然后将其连同去调制信号$z(k)$一起送至补偿器,最后再将补偿器的输出信号送到最大似然相偏估计器中,可得

$$\hat{\theta}_{\mathrm{s}}=\arg\left\{\sum_{k=N}^{N+L-1}z(k)\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\hat{f}_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}k\right)\right\}=$$
$$\arg\left\{\underbrace{\sum_{k=N}^{N+L-1}\left[z(k)\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\hat{f}_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}k\right)\right]}_{\text{等效看作}L\text{次复乘运算}}\right\}\tag{7}$$

$$\arg\left\{\exp(\mathrm{j}\theta)\sum_{k=N}^{N+L-1}\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}-\hat{f}_{\mathrm{d}}\right)T_{\mathrm{s}}k\right]+\bar{\psi}_{\mathrm{s}}\right\}=$$
$$\arg\left\{\exp(\mathrm{j}\theta)\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(f_{\mathrm{d}}-\hat{f}_{\mathrm{d}}\right)T_{\mathrm{s}}(N+L-1)\right]\frac{\sin\left[\pi\left(f_{\mathrm{d}}-\hat{f}_{\mathrm{d}}\right)T_{\mathrm{s}}L\right]}{\sin\left[\pi\left(f_{\mathrm{d}}-\hat{f}_{\mathrm{d}}\right)T_{\mathrm{s}}\right]}+\bar{\psi}_{\mathrm{s}}\right\}\approx\tag{8}$$
$$\begin{cases}\theta & \left|\left(f_{\mathrm{d}}-\hat{f}_{\mathrm{d}}\right)T_{\mathrm{s}}\right|\approx 0\\ G_{\mathrm{s}}\left(\theta,f_{\mathrm{d}},\hat{f}_{\mathrm{d}},N,L\right) & \left|\left(f_{\mathrm{d}}-\hat{f}_{\mathrm{d}}\right)T_{\mathrm{s}}\right|\gg 0\end{cases}$$

式中:$G_{\mathrm{s}}(\theta,f_{\mathrm{d}},\hat{f}_{\mathrm{d}},N,L)$表示一个关于相偏、频偏及其估计值、导频起始位置和导频长度的相位模糊函数;$\bar{\psi}_{\mathrm{s}}$为噪声累加项,具有相异于$\bar{\psi}_{\mathrm{p}}$的表达形式,即

$$\bar{\psi}_s \triangleq \sum_{k=N}^{N+L-1} v(k)\exp\left(-\mathrm{j}2\pi\hat{f}_d T_s k\right) \tag{9}$$

同理，当工作信噪比很高时，噪声累加项$|\bar{\psi}_s| \approx 0$，那么式(8)也成立。从式(8)可以看出，当且仅当剩余频偏$|(f_d - \hat{f}_d)T_s| \approx 0$，即频偏的估计值接近于其真实值时（此时与导频起始位置无关），相偏的估计值才近似等于其真实值。但是在导频资源有限即L较小的情况下，频偏的估计值往往会远离其真实值，从而导致相位估计产生相位模糊现象，而应用频相解耦合算法的联合频相估计器就可以一定程度上避免相位模糊。

另外，比较式(5)和式(7)易知，由于采用了相同的频偏估计和相关运算，基于频相解耦合算法的传统联合频相估计中的相偏估计从需要L次复乘运算降至仅需1次复乘运算。另外从工程实现的角度看，传统联合频相估计从需要L个存储地址来放置频偏补偿值（即$\exp(-\mathrm{j}2\pi\hat{f}_d T_s k)_N^{N+L-1}$）降至仅需1个存储地址放置等效频偏补偿值（即$R((L-1)/2)$）。显然，基于频相解耦合算法的联合频相估计更易于实现。

3 仿真结果与分析

经过频相解耦合算法处理后，解决了传统联合频相估计中存在的“频偏估计直接影响相偏估计”问题，实现了传统联合频相估计的并行处理，同时还降低了传统联合频相估计中相偏估计的计算/实现复杂度。

值得注意的是：在有无使用频相解耦合算法的传统联合频相估计中，频偏估计算法可以是一样的。因此，评估有无使用频相解耦合算法的传统联合频相估计的性能可等效为评估两者各自的相偏估计的性能。本节将从导频起始位置选取、一定频偏下的相偏估计期望、不同信噪比下和不同归一化频偏下的相偏估计均方误差4方面来进行仿真验证。

不失一般性，仿真中调制方式为正交相移调制（Quadrature phase shift keying, QPSK），导频长度$L=9$，导频起始位置$N \geqslant 0$。由式(6)可知，联合频相估计中的相偏估计可抗归一化频偏的范围为$\left| f_d T_s \right| \leqslant 1/9 \approx 0.1$。

3.1 导频起始位置选取

为了验证前文所述的“导频初始位置$N=0$，即导频前置Preamble帧格式”结论的正确性，假设实际所加归一化频偏$f_d T_s = 0.08 < 0.1$、相偏$\theta = \pi/4$和信噪比$E_b/N_0 =$ 5 dB，8 dB或者10 dB。图4给出了不同取值N下的相偏估计均方误差曲线（可等效为相偏估计的抗频偏能力）。

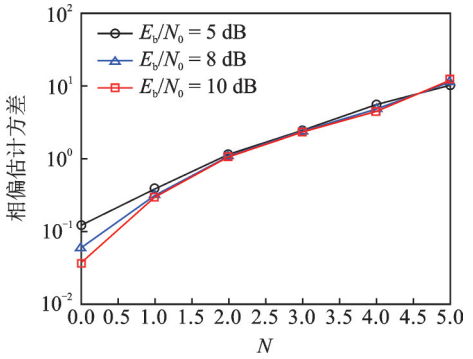

图4 不同导频初始位置下的相偏估计性能

Fig.4 Performance of the phase offset estimation for different pilot initial locations

可见，不同信噪比下都有相同的结果，即当导频初始长度$N=0$时，相偏估计的抗频偏能力最好，但随着导频初始位置的增加，其抗频偏能力会急剧恶化。此时，图1中的突发帧格式就变成了如图5所示的常用Preamble帧格式。

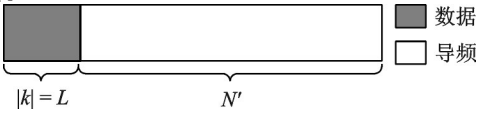

图5 Preamble帧格式

Fig.5 Preamble frame format

3.2 相偏估计期望

假设实际所加相偏$\theta \in [-\pi, \pi]$，归一化频偏$f_d T_s = 0.08$和信噪比$E_b/N_0 = 10$ dB。图6给出了不同相偏下的

相偏估计期望。

可以看出,在理论分析的相偏范围内,当存在较大归一化频偏时,基于频相解耦合算法的联合频相估计中的相偏估计期望与相偏真实值几乎完全重合,而传统联合频相估计中的相偏估计期望则相反。但随着归一化频偏的减小,比如当归一化频偏为0.000 8时,传统联合频相估计中的相偏估计期望也与相偏真实值几乎完全重合。可预见,当实际存在的频偏较大时,频相解耦合算法势必会大大改善传统联合频相估计中的相偏估计性能。

3.3　不同信噪比下的相偏估计均方误差

假设信噪比$E_b/N_0 \in [0\ \mathrm{dB}, 10\ \mathrm{dB}]$,归一化频偏$f_dT_s = 0.08$和相偏$\theta = \pi/4$。图7给出了不同信噪比下的相偏估计性能。

显然,即使在较高的信噪比下,当存在较大的频偏时,传统联合频相估计中的相偏估计性能仍会变得非常差,而与之相比基于频相解耦合算法的联合频相估计中相偏估计性能会有较大的改善。

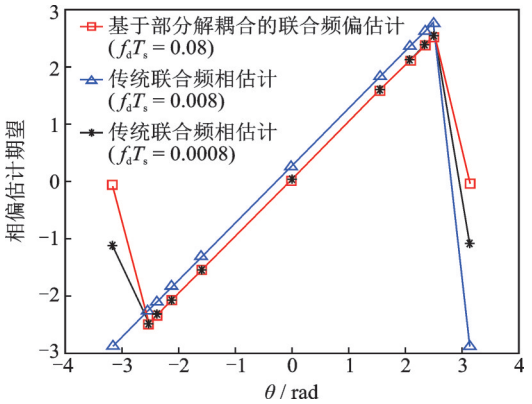

图6　不同相偏下的相偏估计期望

Fig.6　Expectation of the phase offset estimation for different phase offsets

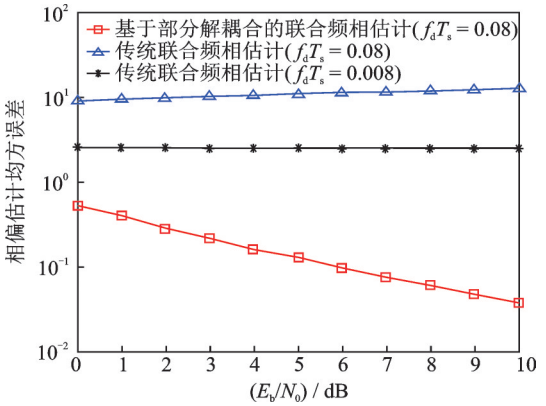

图7　不同信噪比下的相偏估计性能

Fig.7　Performance of the phase offset estimation for different SNRs

3.4　不同频偏下的相偏估计均方误差

假设归一化频偏$f_dT_s \in [-0.1, 0.1]$,相偏$\theta = \pi/4$,信噪比$E_b/N_0 = 10\ \mathrm{dB}$。图8给出了不同频偏下的相偏估计性能。可以看出,传统联合频相估计中的相偏估计对实际频偏的大小非常敏感;而基于频相解耦合算法的联合频相估计中的相偏估计可以在一定频偏存在的情况下完成对相偏的准确估计,与由式(6)所得的结论相一致。因为频相解耦合算法能够补偿由频偏引起的整体相位累积,从而使得频偏不会对相偏估计产生影响。

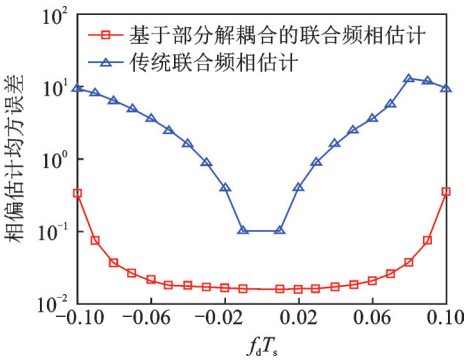

图8　不同频偏下的相偏估计性能

Fig.8　Performance of the phase offset estimation for different frequency offsets

4　结束语

针对高速移动通信的特点及其存在的载波同步问题,提出了一种频相解耦合的联合频相估计,从而实现传统联合频相估计的并行处理。理论分析和仿真结果表明,为了降低频偏估计对相偏估计的初始影响,导频初始位置应放

置在帧头;在此基础上,经过频相解耦合算法处理的联合频相估计可以实现相偏估计与频偏估计的解耦合;与传统联合频相估计中的相偏估计相比,基于频相解耦合算法的相偏估计具有更低的复杂度、更强的抗频偏能力和更好的估计性能。

参考文献:

[1] Mengali U, D'Andrea A N. Synchronization techniques for digital receivers[M]. New York: Plenum Press, 1997.

[2] Zhang Wenshu, Yand Liuqing, Cheng Xiang, et al. On the optimality of data-aided coarse timing with dirty templates[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(4): 1759-1769.

[3] Gomaa A, Al-Dhahir N. Phase noise in asynchronous SC-FDMA systems: Performance analysis and data-aided compensation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(6): 2642-2652.

[4] Karagiannis T, Papagiannaki K, Faloutsos M. Blinc: Multilevel traffic classification in the dark[J]. ACM Sigcomm Computer Communication Review, 2005, 35(4): 229-240.

[5] Wang Qifeng, Huang Benxiong, Xu Zhengguang. Non-data-aided timing recovery algorithm for MIL-STD SOQPSK[J]. Electronics Letters, 2015, 51(5): 423-425.

[6] Zibar D, Carvalho L H H D, Estaran J, et al. Joint iterative carrier synchronization and signal detection employing expectation maximization[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(8): 1608-1615.

[7] 胡景明, 叶展, 张邦宁. 基于三角多项式插值的频率和相位联合估计算法[J]. 数据采集与处理, 2014, 29(3): 431-438.
Hu Jingming, Ye Zhan, Zhang Bangning. Frequency and phase estimation algorithm based on trigonometric interpolation[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2014, 29(3): 431-438.

[8] Rice F. Carrier-phase and frequency-estimation bounds for transmissions with embedded reference symbols[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(2): 221-225.

[9] 游行远, 杨平, 彭军伟. 基于自相关系数插值的迭代符号定时同步[J]. 工程科学与技术, 2017, 49(3): 117-122.
You Xingyuan, Yang Ping, Peng Junwei. Iterative symbol timing synchronization by interpolation on autocorrelation coefficients [J]. Advanced Engineering Sciences, 2017, 49(3): 117-122.

[10] Singh P, Kim B W, Jung S Y. Preamble-based synchronisation scheme for electromagnetic wireless nanocommunications[J]. IET Communications, 2017, 11(7): 1097-1105.

作者简介:

杨茜(1984-),女,实验师,研究方向:计算机应用技术、电子通信技术,E-mail: paper_2018_go@163.com。

于中阳(1989-),男,博士,讲师,研究方向:信号处理、通信信号技术。

(编辑:刘彦东)