

# 一种强鲁棒性的载波参数估计解耦合技术

徐恒舟<sup>1</sup>, 朱海<sup>1</sup>, 刘辉<sup>2</sup>, 余忠洋<sup>3</sup>, 任春晓<sup>1</sup>

(1. 周口师范学院网络工程学院, 河南周口 466001; 2. 铁道警察学院公安技术系, 河南郑州 450053;  
3. 西安电子科技大学通信工程学院, 陕西西安 710071)

**摘要:** 在高速移动通信系统中,收发双方往往面临较大多普勒频移和有限导频开销两个问题,从而会严重影响传统载波同步模式(Traditional Carrier Synchronization Pattern, TCSP)的整体性能. 为此,本文提出了一种强鲁棒性的载波参数估计解耦合技术(Carrier Parameter Estimation Decoupling Technique, CPEDT),并应用到传统载波同步模式(CPEDT-TCSP)中. 首先在接收端任取一段导频信号进行解调操作,然后对解调信号进行有效延迟长度为 $\alpha$ 的相关运算,一方面利用该相关运算的结果作频偏估计,另一方面利用取 $\alpha$ 为导频长度一半的相关运算结果的共轭形式与解调信号一同作最大似然相偏估计. 理论分析和仿真结果均表明,考虑修正的数据帧结构,提出的CPEDT-TCSP可以实现传统载波同步模式中频偏估计和相偏估计的解耦合,同时还能够显著降低最大似然相偏估计的复乘运算量.

**关键词:** 多普勒效应; 数据辅助; 最大似然准则; 载波同步; 高速移动通信

**中图分类号:** TP911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2020)06-1156-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.06.016

## A Strong Robust Carrier Parameter Estimation Decoupling Technique

XU Heng-zhou<sup>1</sup>, ZHU Hai<sup>1</sup>, LIU Hui<sup>2</sup>, YU Zhong-yang<sup>3</sup>, REN Chun-xiao<sup>1</sup>

(1. School of Network Engineering, Zhoukou Normal University, Zhoukou, Henan 466001, China;  
2. Department of Public Security Technology, Railway Police College, Zhengzhou, Henan 450053, China;  
3. School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** Considering high-speed mobile communications, transceivers always work subject to the large Doppler shift and limited pilot overhead, which severely influences the overall performance of traditional carrier synchronization pattern (TCSP). Thus, a strong robust carrier parameter estimation decoupling technique (CPEDT) is proposed, followed by its application to the TCSP (yielding the CPEDT-TCSP). First, the pilot signals with certain length are selected at receiver to perform the demodulation operation, and then the correlation operation with an effective delay length  $\alpha$  is performed by the demodulation signals. On the one hand, the frequency offset is estimated by the result of the correlation operation, and on the other hand the conjugate form of the correlation operation result which takes  $\alpha$  as half of the pilot length  $\alpha$  is used to implement maximum likelihood (ML) phase offset estimation. Theoretical analysis and simulation results show that considering a modified data frame, the CPEDT-TCSP can implement the decoupling between both the frequency offset estimation and phase offset estimation in the TCSP, and can also reduce the complex multiplication operations for the ML phase offset estimation.

**Key words:** Doppler effect; data-aided; ML criterion; carrier synchronization; high-speed mobile communications

## 1 引言

在诸如卫星通信、航天测控通信和无人机通信等

高速移动通信中,收发端往往会面临这样两个不利因素:较大的多普勒频移和有限的导频资源,从而会严重影响接收端相干解调性能<sup>[1-4]</sup>. 这也正是为何要引入载

收稿日期:2019-03-11;修回日期:2019-12-10;责任编辑:梅志强

基金项目:国家自然科学基金(No. 61801527, No. 61702071);辽宁省网络安全协同创新中心;河南省高等学校重点科研项目(No. 19A520007, No. 20A510017, No. 20A520046);河南省科技厅科技发展计划项目(No. 192102210279, No. 182102310034);河南省高等学校青年骨干教师培养计划(No. 2018GGJS137)

波同步技术的原因所在. 对于传统载波同步模式 (Traditional carrier synchronization pattern, TCSP), 其处理流程可以等效成一个频偏估计器级联一个相偏估计器. 换句话说, 频偏估计器的性能很大程度上决定了后续相偏估计器的性能. 这是因为经补偿器后的残留频偏就是一个时变的累积相偏.

针对上述通信场景存在的大多普勒频移, 很多文献提出了不同的载波同步算法<sup>[5-8]</sup>. 针对卫星通信数据链下的低信噪比环境, 文献[5]提出了一种编码辅助时频域联合的载波同步算法; 针对光通信, 文献[6]提出了一种基于期望最大 (Expectation Maximization, EM) 准则的载波同步算法. 在导频开销足够大的情况下, 这两种载波同步算法都可以获得优异的估计性能. 但在诸如卫星通信、无人机通信等高速移动通信中, 导频资源是非常有限的. 这样就很可能导致频偏估计算法失准, 从而影响到后续相偏估计算法的性能. 为此, 从载波同步算法的估计性能限——克拉美罗界 (Cramer-Rao bound, CRB) 出发, 文献[7,8]将接收端采样零时刻设置在数据帧结构的正中间, 发现了载波同步算法中频偏估计和相偏估计的克拉美罗界的解耦合现象. 然而文献中并没有进一步讨论此时载波同步算法的性能. 另外从实际应用考虑, 人为地设置采样零时刻的位置是不可取的.

另一方面, 载波同步算法的性能与是否使用数据辅助技术密切相关<sup>[9]</sup>. 由此, 载波同步算法可分为数据辅助型和非数据辅助型两类. 其中, 前者利用了称为导频序列的数据信号通过一种线性解调方式来获得仅包含频偏和相偏的单音信号<sup>[10,11]</sup>; 后者则利用了接收到的未知数据信息通过诸如幂次运算等非线性解调方式、或者利用解调/译码软信息的方法来获得上述的单音信号<sup>[12,13]</sup>. 显然, 由于采用了非线性变换, 后者会具有较高的信噪比门限和复杂度. 鉴于此, 数据辅助型的载波同步算法被普遍应用到高速移动通信中.

考虑高速移动通信存在的上述两个不利因素, 基于文献[7,8]的启发, 本文提出了一种基于自相关算子的载波参数解耦合技术 (Carrier Parameter Estimation Decoupling Technique, CPEDT), 并将其应用到了数据辅助型的传统载波同步模式 (CPEDT-TCSP) 中. 所提技术的工作原理如下: 在接收端, 首先利用接收到的导频信号进行线性解调操作, 得到一种重要的解调信号; 然后利用自相关技术的思想对得到的解调信号实现有效延迟长度为  $\alpha$  的自相关操作; 最后利用得到的自相关算子进行频偏估计, 同时利用设定  $\alpha$  为解调序列长度一半的自相关算子的共轭形式连同解调信号一起进行最大似然相偏估计, 这样就实现了传统载波同步模式中频偏估计与相偏估计的解耦合.

## 2 系统模型

考虑加性高斯白噪声信道下的具有理想定时<sup>[14]</sup>的单载波传输系统. 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:

$$r(k) = s(k) e^{j(2\pi f_d T_s k + \theta)} + n(k), \quad k \in \kappa \quad (1)$$

其中,  $f_d$  为由收发双方相对运动而产生的最大多普勒频移, 即  $f_d = f_c \cdot v/c$  ( $f_c$  为载波频率,  $v$  为视线方向上的相对速度,  $c$  为光速);  $\theta$  为由传输信道引入的随机相偏, 且在  $[-\pi, \pi]$  区间内均匀分布;  $T_s$  为符号周期;  $s(k)$  表示能量归一化的调制信号;  $n(k)$  表示均值为 0、实部和虚部方差均为  $N_0/2$  的复高斯随机变量; 另外,  $\kappa \triangleq \{N, N+1, \dots, N+L-1\}$  表示图 1 所示的数据帧格式中导频符号对应的采样时刻集, 且令  $|\kappa| = L$ . 这里  $N$  和  $\hat{N}$  分别表示前导数据长度 (后文称之为导频起始位置) 和包含诸如“数据-导频”结构的总长度.

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, 即对式 (1) 的两边同时乘以  $s^*(k)$  ( $*$  表示取复数共轭), 可得一个线性解调信号  $z(k)$ :

$$z(k) \triangleq r(k) s^*(k) = e^{j(2\pi f_d T_s k + \theta)} + d(k) \quad (2)$$

其中,  $d(k) \triangleq n(k) s^*(k)$  仍为白噪声.

如图 2 所示, 传统载波同步模式 (TCSP) 经历了一种类似于串行处理的过程, 即首先利用解调信号进行频偏估计, 再将估计出的频偏补偿到解调信号中, 然后再进行相偏估计. 显然, 若频偏估计不够准确, 那么补偿后的剩余频偏就会直接影响到后续的相偏估计. 这时就需要更多的导频开销来保证频偏估计器的准确度, 但增加导频开销的处理方式并不适用于频谱资源严格受限的高速移动通信. 因此, 在此基础上, 研究适用于 TCSP 的载波参数解耦合技术是至关重要的.

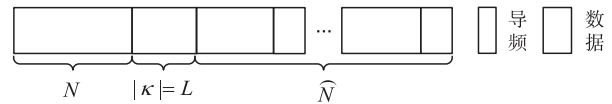


图1 数据帧格式

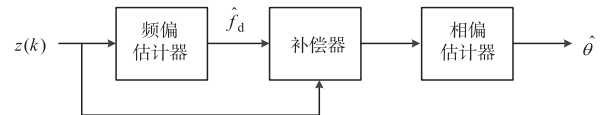


图2 传统载波同步模式  
(这里的补偿器实际上就是一个共轭相乘器)

## 3 载波参数估计解耦合技术的提出

为了引入载波参数估计解耦合技术 (CPEDT), 首先给出基于解调信号的自相关公式<sup>[15]</sup>, 即

$$R(\alpha) = \frac{1}{L-\alpha} \sum_{k=N}^{N+L-\alpha-1} z^*(k) z(k+\alpha)$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{L-\alpha} \sum_{k=0}^{L-\alpha-1} z^*(k+N)z(k+\alpha+N) \\
&= e^{j2\pi f_d T_s \alpha} + \frac{1}{L-\alpha} \psi(\alpha), 1 \leq \alpha < L \quad (3)
\end{aligned}$$

其中,  $\alpha$  为有效延迟长度,  $\psi(\alpha)$  为噪声累加项, 其具体表达形式如下:

$$\begin{aligned}
\psi(\alpha) \triangleq & \sum_{k=0}^{L-\alpha-1} d(k+\alpha+N) e^{-j2\pi f_d T_s (k+N)} \\
& + d^*(k+N) e^{j2\pi f_d T_s (k+\alpha+N)} \\
& + d^*(k+N) d(k+\alpha+N)
\end{aligned}$$

接下来, 基于自相关算子  $R(\alpha)$ , 图 3 给出了 CPEDT 的原理框图. 其中,  $\tilde{\alpha}$  表示有效延迟长度  $\alpha$  取  $(L-1)/2$  的值, 即  $\tilde{\alpha} \equiv (L-1)/2$ , 用于产生载波参数估计解耦合因子  $D(\tilde{\alpha})$ .

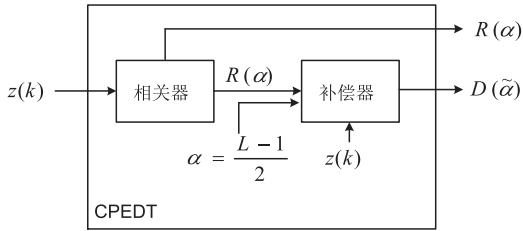


图3 CPEDT的原理框图

下面给出 CPEDT 的详细实现过程:

将得到的自相关算子  $R(\alpha)$  与解调信号  $z(k)$  一起送到补偿器中, 并且令  $\alpha = \tilde{\alpha} \equiv (L-1)/2$ , 从而可以得到载波参数估计解耦合因子  $D(\tilde{\alpha})$ :

$$\begin{aligned}
D(\tilde{\alpha}) \triangleq & z(k) \cdot (R(\alpha) |_{\alpha=\frac{L-1}{2}})^* \\
& = z(k) \cdot R^*(\tilde{\alpha}) \\
& = z(k) \cdot [e^{-j2\pi f_d T_s \tilde{\alpha}} + \psi^*(\tilde{\alpha})] \quad (4)
\end{aligned}$$

最后将得到的自相关算子  $R(\alpha)$  和载波参数估计解耦合因子  $D(\tilde{\alpha})$  一同送至 TCSP 的频偏估计器和相偏估计器中. 显然, 如图 3 所示, 这种设计可以实现整个载波同步的过程, 且不需要使用其他频偏估计算法.

#### 4 载波参数估计解耦合技术的应用

下面我们将提出的 CPEDT 应用到 TCSP 中, 便可得到载波参数估计解耦合基的传统载波同步模式 (记作 CPEDT-TCSP), 如图 4 所示.

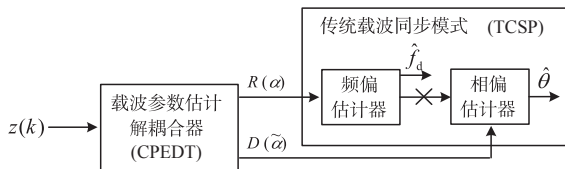


图4 CPEDT-TCSP的原理框图

这里以最大似然准则为例来阐述 CPEDT 的有效性. 假设 TCSP 采用了基于自相关算子的频偏估计算法

和基于最大似然准则的相偏估计算法.

下面给出 TCSP 的实现过程: 首先利用基于自相关算子的频偏估计算法获得一个频偏的估计值, 记为  $\hat{f}_d$ ; 然后将该估计值  $\hat{f}_d$  与解调信号  $z(k)$  一起送到补偿器中, 并将补偿器的输出信号送到基于最大似然准则的相偏估计器中, 可得:

$$\begin{aligned}
\hat{\theta}_s &= \arg \left\{ \sum_{k=N}^{N+L-1} z(k) \cdot e^{-j2\pi \hat{f}_d T_s k} \right\} \\
&= \arg \left\{ \underbrace{\sum_{k=N}^{N+L-1} [z(k) \cdot e^{-j2\pi \hat{f}_d T_s k}]}_{L \text{次复乘}} \right\} \quad (5) \\
&= \arg \left\{ e^{j\theta} e^{j2\pi (f_d - \hat{f}_d) T_s N} \sum_{k=0}^{L-1} e^{j2\pi (f_d - \hat{f}_d) T_s k} + \bar{\psi} \right\} \\
&= \arg \left\{ e^{j\theta} e^{j2\pi (f_d - \hat{f}_d) T_s (N+L-1)} \frac{\sin[\pi (f_d - \hat{f}_d) T_s L]}{\sin[\pi (f_d - \hat{f}_d) T_s]} + \bar{\psi} \right\} \\
&\approx \begin{cases} \theta, & |(f_d - \hat{f}_d) T_s| \approx 0 \\ H(\theta, f_d, \hat{f}_d, N, L), & |(f_d - \hat{f}_d) T_s| \gg 0 \end{cases} \quad (6)
\end{aligned}$$

其中,  $H(\theta, f_d, \hat{f}_d, N, L)$  为一个表征相位模糊的函数, 其取值与实际相偏、频偏、频偏估计值和导频起始位置以及导频长度有关;  $\bar{\psi}$  亦为噪声累加项, 具有异于  $\bar{\psi}$  的表达形式:

$$\bar{\psi} \triangleq \sum_{k=N}^{N+L-1} d(k) e^{-j2\pi f_d T_s k}.$$

同理, 当信噪比很高时, 有  $|\bar{\psi}| \approx 0$ , 那么式 (6) 也成立. 从式 (6) 的结果可以看出, 当且仅当剩余频偏  $|(f_d - \hat{f}_d) T_s| \approx 0$ , 相偏估计值才近似等于其真实值. 但在诸如卫星通信等通信系统中导频资源是非常有限的, 那么频偏估计值就很可能远离其真实值, 从而导致后续的相位估计产生相位模糊问题.

下面给出 CPEDT-TCSP 的实现过程: 将载波参数估计解耦合因子  $D(\tilde{\alpha})$  送到基于最大似然准则的相偏估计器中, 可得:

$$\begin{aligned}
\hat{\theta}_p &= \arg \left\{ \sum_{k=N}^{N+L-1} D(\tilde{\alpha}) \right\} \\
&= \arg \left\{ \underbrace{\left[ \sum_{k=N}^{N+L-1} z(k) \right]}_{1 \text{次复乘}} \cdot \left[ e^{-j2\pi f_d T_s \times \frac{L-1}{2}} + \psi^* \left( \frac{L-1}{2} \right) \right] \right\} \quad (7) \\
&= \arg \left\{ e^{j\theta} e^{j2\pi f_d T_s N} \sum_{k=0}^{L-1} e^{j2\pi f_d T_s (k - \frac{L-1}{2})} + \bar{\psi}' \right\} \\
&= \arg \left\{ e^{j\theta} e^{j2\pi f_d T_s N} \frac{\sin(\pi f_d T_s L)}{\sin(\pi f_d T_s)} + \bar{\psi}' \right\} \\
&\approx \begin{cases} \theta, & N=0 \text{ 且 } |f_d T_s| \leq 1/L \\ H(\theta, f_d, N, L), & N \neq 0 \text{ 或 } |f_d T_s| > 1/L \end{cases} \quad (8)
\end{aligned}$$

其中,  $H(\theta, f_d, N, L)$  也是一个表征相位模糊的函数, 其取值与实际相偏、频偏和导频初始位置以及导频长度有关;  $\bar{\psi}'$  亦为噪声累加项, 且具有如下的形式:

$$\bar{\psi}' \triangleq \sum_{k=N}^{N+L-1} d(k) e^{-j2\pi f_d T_s \times \frac{L-1}{2}} + \psi^* \left( \frac{L-1}{2} \right) e^{j(2\pi f_d T_s k + \theta)}$$

$$+ d(k)\psi^* \left( \frac{L-1}{2} \right).$$

当信噪比较高的时,有 $|\psi'| \approx 0$ ,此时式(8)成立.由式(8)可以发现,当 $N=0$ 且 $|f_d T_s| \leq 1/L$ 时,即使存在较大的频偏,相偏估计值仍近似等于其真实值.换句话说,传统载波同步模式中存在的相位模糊问题就可以一定程度上避免了.另外,比较式(5)和式(7)可知,经过 CPEDT 处理后,TCSP 中最大似然相偏估计的复乘运算量由需要  $L$  次降至 1 次,显然得到了较大的复杂度改善.

## 5 数值仿真

经过 CPEDT 处理后,解决了 TCSP 中存在的“频偏估计直接影响相偏估计”问题,可实现了 TCSP 的并行处理,同时还降低了 TCSP 中最大似然相偏估计的计算复杂度.值得一提的是:在有无使用 CPEDT-TCSP 中,频偏估计算法可以是一样的.因此,评估有无使用 CPEDT-TCSP 的性能可等效为评估两者最大似然相偏估计的性能即式(6)和式(8).考虑一个工作在 C 波段的高速无人机通信系统,采用的调制方式为最小频移键控(MSK)调制,传输速率为 36Kbps(即符号周期 $T_s = 1/36000$ ),工作载波频率为 4800MHz(即 $4.8 \times 10^9$ Hz),速度可达 800km/h(约为 222m/s),这里光速为 300000km/s(即 $3 \times 10^8$ m/s),因此最大频偏为 $f_d = 222 \times 4.8 \times 10^9 / (3 \times 10^8) = 3552$ Hz,对应的归一化频偏为 $f_d T_s = 3552 \times 1/36000 \approx 0.1$ .为了研究在这种多普勒频偏下的 TCSP 和 CPEDT-TCSP 性能,假设使用导频长度 $L=10$ ,导频起始位置 $N \geq 0$ .由式(8)可知,最大似然相偏估计器可以抵抗的归一化频偏范围为 $|f_d T_s| \leq 1/10 = 0.1$ .

(1) 导频起始位置选取:假设工作信噪比 $E_b/N_0$ 分别为 4dB、6dB 和 8dB,归一化频偏 $f_d T_s = 0.08 < [f_d T_s]_{\max} = 0.1$ ,相偏 $\theta = \pi/2 = 90^\circ$ .图 5 给出了不同  $N$  下的相偏估计均方误差曲线.

由图 5 的仿真结果可以看出,不同信噪比下,即使设置不同的导频初始位置  $N$ ,我们都可以得到类似的结果,即当导频初始长度 $N=0$ 时,相偏估计性能最好;但随着导频初始位置  $N$  的增大,其性能会急剧恶化.为了在大频偏下获得尽可能好的估计性能,导频初始位置  $N$  应设置为 0.此时图 2 所示的数据帧格式可以看成卫星通信等所用的 DVB-S2 数据帧格式<sup>[16]</sup>.在后文的仿真参数中,设置 $N=0$ .

(2) 相偏估计期望性能:假设工作信噪比 $E_b/N_0 = 8$ dB,归一化频偏 $f_d T_s = 0.08, 0.008, 0.0008$ ,相偏 $\theta \in [-\pi, \pi] \approx [-3.14, 3.14]$ rad.图 6 给出了不同相偏下,有无使用 CPEDT-TCSP 对应的相偏估计期望性能.

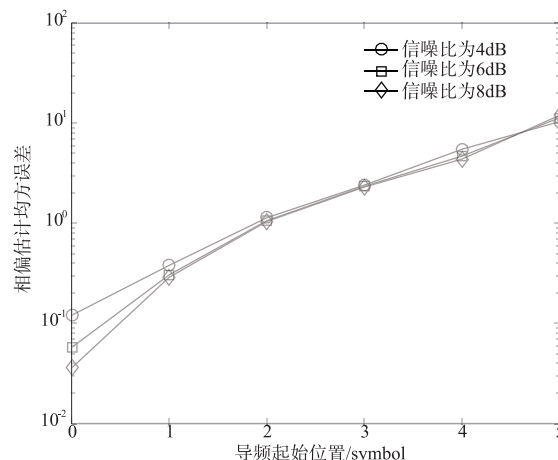


图5 不同导频起始位置下的相偏估计性能曲线

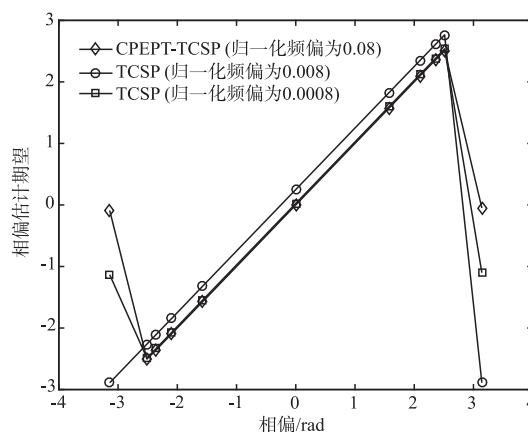


图6 不同相偏下的相偏估计期望性能

从图 6 的仿真结果可以发现,在不同的相偏范围内,即使所加归一化频偏较大时,使用了 CPEDT-TCSP 中相偏估计期望值与其真实值几乎完全重合,而 TCSP 中相偏估计期望值要相差很大.但随着所加频偏的减小,比如当归一化频偏为 0.0008 时,TCSP 中的相偏估计期望值与其真实值也相差无几.因此我们可以得到如下猜想:对于较大的频偏,CPEDT 就会显著改善 TCSP 中的相偏估计性能(具体仿真结果见图 7).

(3) 频偏估计性能:假设采用基于式(3)的自相关频偏估计算法,归一化频偏 $f_d T_s = 0.1$ ,相偏 $\theta = \pi/2 = 90^\circ$ ,研究不同工作信噪比 $E_b/N_0$ 下自相关频偏估计性能.图 7 给出了相应的仿真曲线,并给出对应的性能下界 CRB 曲线.

从图 7 的仿真结果可知,随着信噪比的增加,基于式(3)的自相关频偏估计算法性能在不断提高.且在信噪比为 10dB 左右,其性能接近于频偏估计性能下界 CRB.这一点说明了基于式(3)的自相关频偏估计算法是无偏的.

(4) 相偏估计的抗频偏性能:假设工作信噪比

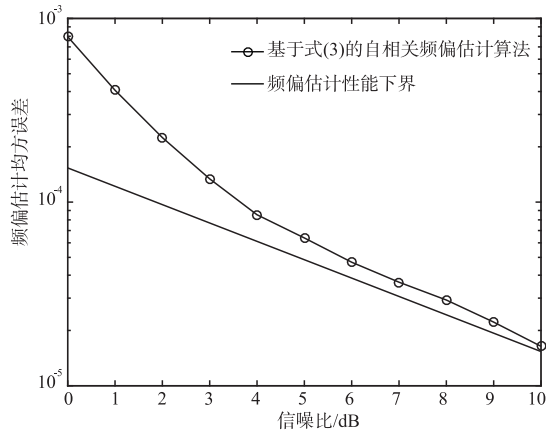


图7 频偏估计性能曲线

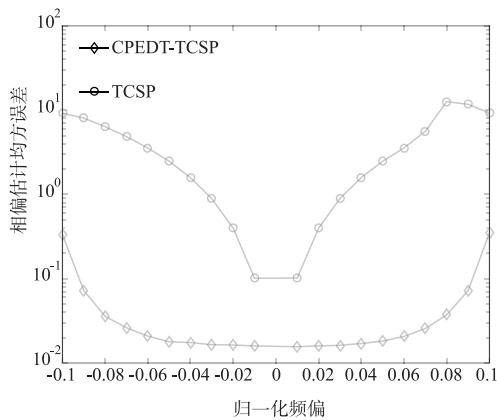


图8 相偏估计的抗频偏性能曲线

$E_b/N_0 = 8\text{dB}$ , 相偏  $\theta = \pi/2 = 90^\circ$ , 归一化频偏  $f_d T_s \in [-0.1, 0.1]$ . 图8给出了有无使用CPEDT-TCSP中相偏估计的抗频偏能力曲线。

从图8的仿真结果可知,对于一定的频偏范围,TCSP中相偏估计性能会受到所加频偏的严重影响;但使用了CPEDT-TCSP中相偏估计可以在较大的频偏下仍能正常工作即完成对相偏的准确估计.这是因为CPEDT能够一定程度上补偿由残留频偏引起的时变累积相偏,从而显著降低频偏估计对相偏估计性能的影响。

## 6 结论

针对高速移动通信的特点及其存在的载波同步问题,提出了一种强鲁棒性的载波参数解耦技术(CPEDT),并将其应用到传统载波同步模式(TCSP)中,得到了一种载波参数解耦技术基的传统载波同步模式(CPEDT-TCSP).理论分析和仿真结果都表明:我们将导频初始位置设置为零,可以降低频偏估计对相偏估计的初始影响.在此基础上,CPEDT-TCSP可以实现相偏估计与频偏估计的解耦;且与TCSP中的相偏估

计相比,CPEDT-TCSP中的相偏估计要具有更好的估计性能、更低的计算复杂度和更高的抗频偏能力.此外,所提的CPEDT还适用于其他的载波同步方算法,具有一定的普适性。

## 参考文献

- [1] 查雄,彭华,等.基于循环神经网络的卫星幅相信号调制识别与解调算法[J].电子学报,2019,47(11):2443-2448.  
ZHA Xiong, PENG Hua, et al. Satellite amplitude-phase signals modulation identification and demodulation algorithm based on the cyclic neural network[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(11): 2443-2448. (in Chinese)
- [2] ANTON A, GARCIA-ROJO I, GIRON A, et al. Analysis of a distributed array system for satellite acquisition[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(3): 1158-1168.
- [3] 朱炬波,贺明科,等.自由节点样条函数平滑滤波技术[J].电子学报,2004,32(1):135-138.  
ZHU Ju-bo, HE ming-ke, et al. Data smoothing and filtering technique by free node spline function[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(1): 135-138. (in Chinese)
- [4] 韩博文,姚佩阳,等.基于QABC-IFMADM算法的有人/无人机编队作战威胁评估[J].电子学报,2018,47(7):1584-1592.  
Han Bo-wen, Yao Pei-yang, et al. Threat assessment of manned/unmanned aerial vehicle formation based on QABC-IFMADM algorithm[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 47(7): 1584-1592. (in Chinese)
- [5] SUN J, YU Z. Joint time-frequency domain and code-aided carrier synchronization algorithm at low SNR[A]. IEEE Information Technology and Artificial Intelligence Conference (ITAIC)[C]. Chongqing: IEEE, 2014. 545-549.
- [6] ZIBAR D. Joint iterative carrier synchronization and signal detection employing expectation maximization[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(8): 1608-1615.
- [7] RICE F. Carrier-phase and frequency-estimation bounds for transmissions with embedded reference symbols[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(2): 221-225.
- [8] YU Z, SUN J, BAI B, et al. A phase increment-based frequency estimator for general PSAM in burst communications[A]. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)[C]. Nanjing: IEEE, 2016. 1-5.
- [9] MENGALI U, D'ANDREA A N. Synchronization Techniques for Digital Receivers[M]. New York: Plenum Press, 1997.
- [10] XIANG J, CUI W, SHEN Q. Flexible and accurate frequency estimation for complex sinusoid signal by interpolation using DFT samples[J]. Chinese Journal of Elec-

- tronics, 2018, 27(1): 109 – 114.
- [11] 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.
- [12] WANG H, ZHANG W, ZUO J, et al. Frequency and offset online estimation of sinusoidal signals based on high-order nonlinear continuous differentiator[J]. Chinese Journal of Electronics, 2017, 26(3): 579 – 584.
- [13] WANG Q, HUANG B, XU Z. Non-data-aided timing recovery algorithm for MIL-STD SOQPSK[J]. Electronics Letters, 2015, 51(5): 423 – 425.
- [14] 付永明, 朱江, 琚瑛珺. Gardner 定时同步环路参数设计及性能分析[J]. 通信学报, 2012, 33(6): 191 – 198.
- FU Yong-ming, ZHU Jiang, JU Ying-jue. Parameters design and performance analysis of the timing recovery loop based on Gardner timing detector[J]. Journal on Communications, 2012, 33(6): 191 – 198. (in Chinese)
- [15] XU H, YU Z, ZHU H, et al. Frequency-phase decoupling method for carrier synchronization in space communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(4): 1293 – 1296.
- [16] ESTIEN 302.307, V1.2.1 Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Service, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2) [S].

### 作者简介



**徐恒舟** 男, 1987 年生于河南开封. 现为周口师范学院网络工程学院讲师. 主要研究方向为组合设计与信道编码理论和数字接收机同步理论.

E-mail: hzxu@zknz.edu.cn



**朱海(通信作者)** 男, 1978 年生于河南西峡. 现为周口师范学院网络工程学院教授. 主要研究方向为无线通信技术和物联网技术.

E-mail: zhu\_sea@163.com



**刘辉** 男, 1979 年生于河南周口. 现为铁道警察学院公安技术系副教授. 主要研究方向为计算机网络.

E-mail: xdliuhui@163.com



**余忠洋** 男, 1989 年生于安徽六安. 现为西安电子科技大学通信工程学院在读博士生. 主要研究方向为无线数据传输、突发通信信号处理.

E-mail: 844767740@qq.com



**任春晓** 女, 1999 年生于河南南阳. 现为周口师范学院网络工程学院在读本科生. 主要研究方向为物联网技术.

E-mail: 2738883618@qq.com