

iNET 系统多径衰落信道下的 两步频偏估计算法

孙锦华, 石静静

(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 针对多径衰落信道下的载波同步问题, 通过分析修正的经典估计器不能同时兼顾估计范围和估计精度的缺陷, 提出了一种两步频偏估计算法. 对于 iNET 系统采用的 SOQPSK-TG 信号, 利用前导码的周期性, 对多径衰落信道下的频偏估计进行了研究. 首先在保持 iNET 帧结构导频开销不变的前提下, 对前导码结构进行改进; 然后基于改进 Kay 算法进行粗估计, 再用 L&R 算法进行细估计; 推导了改进前导码结构下的 Kay 估计子和 L&R 估计子. 理论分析和仿真结果表明, 所提同步方案的估计范围扩大了一倍, 估计精度也可以达到克拉美罗界.

关键词: 多径衰落; iNET 系统; SOQPSK; 频偏估计

中图分类号: TN919.3+4

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2019)07-1506-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.07.014

A Two Step Frequency Offset Estimation Algorithm Using the iNET Preamble in Multipath Fading Channels

SUN Jin-hua, SHI Jing-jing

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: Aiming at the carrier synchronization problem in multipath channels, a two-step estimation algorithm is proposed by analyzing the defects of the modified classical estimators that can't take account of the range and the accuracy of the estimation simultaneously. For SOQPSK-TG signal used in iNET system, the frequency offset estimation in multipath fading channels is studied by using the periodicity of the preamble. First, the structure of the preamble is improved, keeping the pilot overhead of iNET frame structure unchanged. The improved Kay algorithm is used to ensure the estimation range. And then, the L&R algorithm is used for fine estimation. Also, the modified Kay and L&R estimators are derived under the improved preamble structure. Theoretical analysis and simulation results show that the range of the proposed estimation synchronization scheme is two times the range of the classical estimators, and the estimation accuracy can reach CRB.

Key words: multipath fading; integrated Network Enhanced Telemetry (iNET); Shaped-Offset Quadrature Phase-Shift Keying (SOQPSK); frequency offset estimation

1 引言

近年来, 遥测系统的网络化、集成化、空天地一体化已经成为新的发展趋势. 为了解决频谱资源日益紧缺的问题^[1,2], 增强遥测综合网 (integrated Network Enhanced Telemetry, iNET)^[3] 标准采用了频谱高效的成形偏移四相相移键控 (Shaped-Offset Quadrature Phase-Shift Keying, SOQPSK-TG) 信号. 另外, 频率选择性衰落信道给最佳相干接收机的载波同步带来了很高的复杂度^[4].

对于载波参数估计, 最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 准则, 是利用载波参数未知的观测信号的条件概率密度函数, 得到载波参数估计值. 在一定信噪比下其估计的均方误差 (Mean Square Error, MSE) 可达到克拉美罗界 (Cramer-Rao, CRB). 但当信噪比较低, 导频开销有限时, 估计 MSE 就会大大增加. 基于 ML 准则的最佳估计器十分复杂, 在单载波系统中, 经典的数据辅助 (Data Aided, DA) 估计器^[5] 通过计算包含相位差的相关函数降低了计算复杂度, 在一定的信噪比下可接近

CRB 界,但是难以同时兼顾估计范围与估计精度的要求,且在复杂的多径衰落信道下,这些算法并不能被直接使用. 另外,针对多载波 OFDM 系统的频偏估计和导频设计^[8]也不适用于 iNET 遥测系统. 2014 年 Michael Rice 和 Erik Perrins^[9] 等人利用 iNET 结构中周期性的 SOQPSK-TG 导频信号,在多径信道下,推导了经典估计算法的修正估计子,并进行仿真,但仍不能同时兼顾估计范围和估计精度.

本文针对增强遥测综合网在航空飞行的试验场景,研究了衰落信道下提高频偏估计性能的载波同步方案. 利用 iNET 结构前导码周期性,在保持 iNET 帧结构导频开销不变的前提下,对前导码结构进行改进,设计了一种两步频偏估计算法,通过仿真验证,该算法与文献^[9]相比,不仅增大了估计范围,而且提高了估计

精度.

2 系统模型及符号说明

iNET 帧结构由前导码 (preamble) 序列、附加同步标记 (Attached Sync Marker, ASM) 和数据域 (data) 三部分组成^[10]. 前导码序列由 8 段重复的 16 比特序列 (CD98_{hex}) 组成,用于突发帧的频率估计、相位估计和符号定时;ASM 用于帧同步;数据域是一个长度为 6144 比特的 LDPC 编码块.

标准 iNET 帧前导码的详细结构如图 1(a) 所示,由于前导码包含 8 段重复的 16 比特序列,具有周期性,则 L_p 个前导码序列的采样信号 $p(0), p(1), \dots, p(L_p - 1)$ 可以用 8 段重复的 $q(0), q(1), \dots, q(L_q - 1)$ 来表示, L_q 为 16 比特序列采样信号的长度.

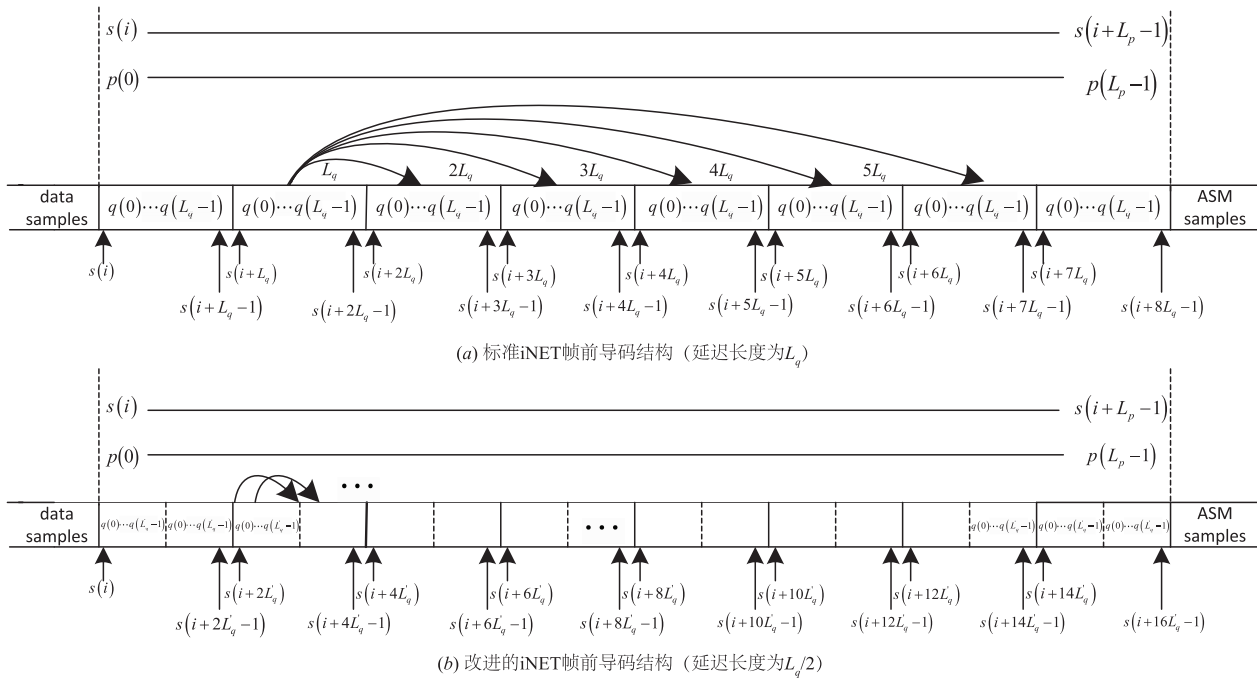


图 1 iNET 帧的详细结构

假设 $s(i)$ 为发送端经过 SOQPSK-TG 调制的信号,经过频率选择性衰落信道,并叠加频偏和噪声后可以表示为:

$$\begin{aligned}
 r(n) &= r(i + lL_q + m) \\
 &= \left[\sum_{k=-N_1}^{N_2} h(k) p(lL_q + m - k) \right] e^{jw_0(i+lL_q+m)} \\
 &\quad + w(i + lL_q + m) \\
 &= \left[\sum_{k=-N_1}^{N_2} h(k) q(m - k) \right] e^{jw_0(i+lL_q+m)} \\
 &\quad + w(i + lL_q + m) \\
 &= \alpha(m) e^{jw_0(i+lL_q+m)} + w(i + lL_q + m) \quad (1)
 \end{aligned}$$

其中, $\alpha(m) = \sum_{k=-N_1}^{N_2} h(k) q(m - k)$. $n = i + lL_q + m, l = 0,$

$1, \dots, 7, m = 0, 1, \dots, L_q - 1$. $h(k)$ 为发射机与接收机之间的等效离散信道冲激响应, $k \in [-N_1, N_2]$, 信道长度为 $(N_1 + N_2 + 1)$. w_0 是由于振荡器的不稳定性和多普勒频移而产生的频率偏移,即待估计的频偏值. 噪声采样序列 $w(n)$ 是一个均值为零的复高斯随机过程.

从式(1)可以看出,信道对 $r(i + lL_q + m)$ 的影响只与 $q(m - k)$ 中 m 的取值有关,我们选择前导码的中间 6 块进行相关函数的计算. 假定, $N_1 < L_q$ 且 $N_2 < L_q$, 则间距为 dL_q 的两个样本点之间的相关函数为,

$$R(dL_q) = \frac{\alpha^2}{L_q} e^{jdL_q w_0} + v \quad (2)$$

其中, $1 \leq d \leq 5, \alpha^2 = \sum_{m=0}^{L_q-1} |\alpha(m)|^2$. v 是一个近似零均值

的复高斯随机变量. 当 $d = 1, 2, \dots, 5$ 时, 表示利用前导码中间隔为 $L_q, 2L_q, \dots, 5L_q$ 的样本进行相关, 如图1(a)所示.

3 基于 iNET 结构的频偏估计

3.1 基于 iNET 结构的经典频偏估计器

文献[9]对 AWGN 信道下几种经典的估计器进行修正, 使其适用于 ISI 信道. 修正后的 D&M、Fitz、L&R、M&M 和 Kay 算法的估计子如下所示:

$$\hat{w}_0 = \frac{1}{L_q} \arg \{ R(L_q) \} \quad \text{D \& M} \quad (3)$$

$$\hat{w}_0 = \frac{1}{55L_q} \sum_{m=1}^5 m \arg \{ R(mL_q) \} \quad \text{Fitz} \quad (4)$$

$$\hat{w}_0 = \frac{1}{3L_q} \arg \left\{ \sum_{m=1}^5 R(mL_q) \right\} \quad \text{L \& R} \quad (5)$$

$$\hat{w}_0 = \frac{1}{35L_q} [5\varphi(L_q) + 8\varphi(2L_q) + 9\varphi(3L_q) + 8\varphi(4L_q) + 5\varphi(5L_q)] \quad \text{M \& M} \quad (6)$$

$$\hat{w}_0 = \frac{1}{35L_q} \sum_{m=0}^{L_q-1} \frac{|\alpha(m)|^2}{\alpha^2} (5\Delta_{m,2} + 8\Delta_{m,3} + 9\Delta_{m,4} + 8\Delta_{m,5} + 5\Delta_{m,6}) \quad \text{Kay} \quad (7)$$

其中,

$$\hat{R}(mL_q) = ((6-m)L_q) R(mL_q), \quad m = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (8)$$

$$\phi(mL_q) = \arg \{ R(mL_q) \} - \arg \{ R((m-1)L_q) \}, \quad m = 1, 2, 3, 4, 5 \quad (9)$$

$$\Delta_{m,l} = \arg \{ r(i + lL_q + m) r^* (i + (l-1)L_q + m) \} \quad (10)$$

对于修正的 Kay 估计子, $\alpha(m)$ 用来加权每一块的相位差, 加权因子与相对信道输出功率成比例. 在估计时可以用 $|\alpha(m)|^2 / \alpha^2 \approx 1/L_q$ 近似代替, 得到次优的简化 Kay 估计方法. 近似后的结果为:

$$\hat{w}_0 = \frac{1}{35L_q^2} \sum_{m=0}^{L_q-1} (5\Delta_{m,2} + 8\Delta_{m,3} + 9\Delta_{m,4} + 8\Delta_{m,5} + 5\Delta_{m,6}) \quad (11)$$

3.2 基于 iNET 系统的两步频偏估计器

3.2.1 对 Kay 估计子进行改进

在多径衰落信道下对 3.1 节的修正估计算法进行仿真, 选用三种航空遥测测试信道, 信道 1 有 9 径, 信道 2 有 19 径, 信道 3 有 5 径, 分别代表的是滑行起飞阶段, 空中飞行阶段和着陆阶段. 三个信道的冲激响应分别为, $\{0.24 + 0.50j, 0.15 + 0.37j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0.07 + 0.61j\}$, $N_1 = 1, N_2 = 7$; $\{0.1, -0.3 - 0.31j, -0.15 - 0.12j, 0.6 - 0.06j, -0.1 + 0.1j, 0.3 - 0.45j, 0.2 - 0.3j, 0, 0.05 - 0.05j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0.12\}$, $N_1 = 6, N_2 = 12$; $\{-0.2 + 0.6j, 0.15j, 0.4 - 0.4j, 0.12j, 0.05 - 0.08j\}$, $N_1 = 0, N_2 = 4$. 比特速率为 10.3152Mbits/s,

信道和 SOQPSK-TG 导频信号的采样率为 2samples/bit.

图 2 和图 3 分别给出了几种修正估计算法的估计范围和 MSE. 由图可知, D&M 算法估计范围最大, Kay 估计次之, Fitz 和 M&M 的估计范围最小; L&R 的估计范围约为 $\pm 200\text{kHz}$. Fitz、L&R 和 M&M 的 MSE 基本相同; D&M 与上述三种估计器相比, 性能稍差了几个 dB; Kay 估计器的性能最差. CRB1 表示使用前导码全部 128 比特序列对应的 CRB, CRB2 表示使用 3/4 的前导码序列所对应的 CRB. 可以看出, 在一定的信噪比下, 几种修正估计算法的 MSE 都能达到 CRB2. 由此可见, 上述修正的经典估计器很难兼顾大估计范围与高估计精度, 本文拟通过两步频偏估计来解决该问题.

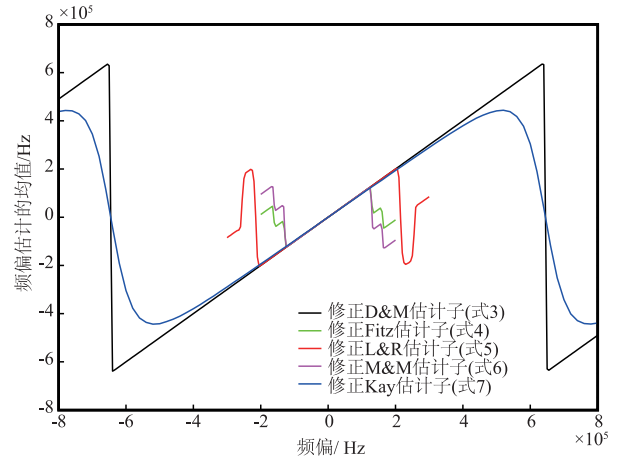


图2 几种修正估计算法的估计范围

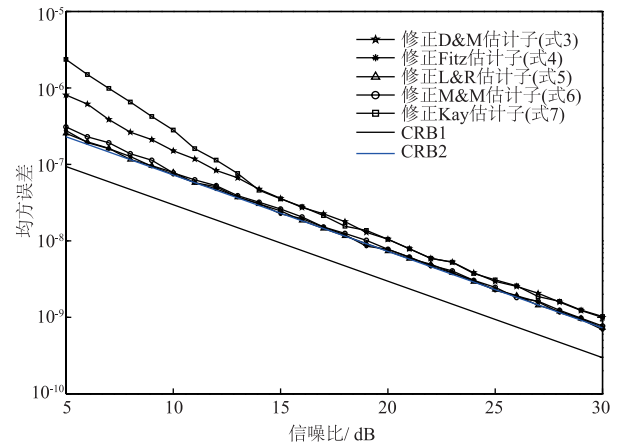


图3 几种修正估计算法的均方误差

式(7)中的修正 Kay 估计子用加权因子近似后, 虽然可以减小运算的复杂度, 但会使估计的均方误差增大. 所以, 在两步估计时, 我们在式(7)的基础上进行改进, 改进后的估计子为:

$$\hat{w}_1 = \arg \left\{ \sum_{m=0}^{L_q-1} \sum_{l=2}^6 \frac{|\alpha(m)|^2}{\alpha^2} r(i + lL_q + m) \right\}$$

$$\cdot r^*(i + (l-1)L_q + m) \} \quad (12)$$

对改进的 Kay 估计子(式(12))进行仿真,并与修正 Kay 估计子(式(7))和简化的修正 Kay 估计子(式(11))进行对比,结果如图 4 和图 5 所示。

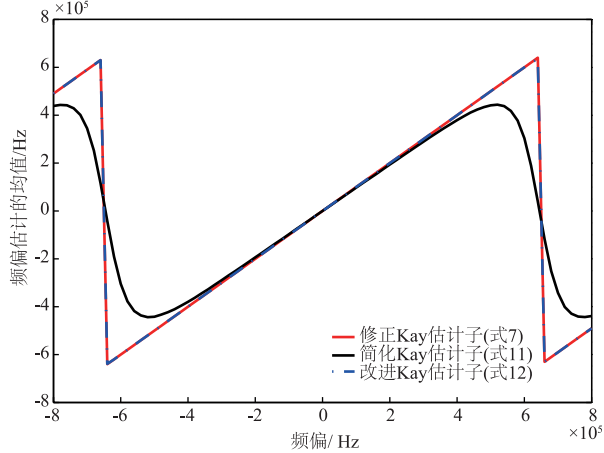


图4 Kay算法的估计范围

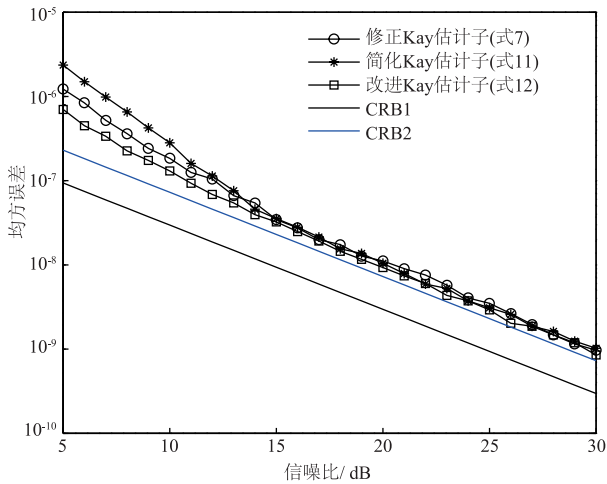


图5 Kay算法的均方误差

从图中可以看出,式(7)和式(12)的估计范围基本一致,式(11)的估计范围相对较小;式(11)的 MSE 性能最差,对于式(7)和式(12),信噪比较高时,两者的 MSE 基本一致,信噪比较低时,式(12)的 MSE 更小.除此之外,在导频开销一定的前提下,自相关函数的延迟长度 dL_q 越大,自相关函数中累加项越少,样本噪声的影响增大,导致估计方差变大.因此我们考虑将自相关函数的延迟长度减小为 L'_q , $L'_q = L_q/2$,以增加自相关函数中的累加项.频偏估计按如下步骤分两步进行.

3.2.2 第一步频偏估计

在第一步频偏估计中,选取改进的修正 Kay 估计子,为了保证相关函数只与相关项的样点位置有关,将原先一块 16 比特序列等效成为 2 个子块,共有 12 个子

块的数据参与相关运算,如图 1(b)所示.

由式(1)可知:

$$r(i + lL'_q + m') = \alpha(m') e^{j\omega_0(i + lL'_q + m')} \cdot [1 + \tilde{w}(i + lL'_q + m')] \quad (13)$$

其中, m' 为长度为 L'_q 的序列采样点数索引值,当信噪比较高时,

$$\begin{aligned} \Delta_{m',l} &= \arg \{ r(i + lL'_q + m') r^*(i + (l-1)L'_q + m') \} \\ &\approx L'_q w_0 + \tilde{w}_l(i + lL'_q + m') \\ &\quad - \tilde{w}_l(i + (l-1)L'_q + m') \end{aligned} \quad (14)$$

当 $l=3,4,5,\dots,13, m'=0,1,2,\dots,L'_q-1$ 时,代入上式并写成矩阵的形式,得到:

$$\begin{bmatrix} \Delta_{0,3} \\ \vdots \\ \Delta_{0,13} \\ \Delta_{1,3} \\ \vdots \\ \Delta_{1,13} \\ \vdots \\ \Delta_{L'_q-1,3} \\ \vdots \\ \Delta_{L'_q-1,13} \end{bmatrix} = L'_q w_0 \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_l(i + 3L'_q) - \tilde{w}_l(i + 2L'_q) \\ \vdots \\ \tilde{w}_l(i + 13L'_q) - \tilde{w}_l(i + 12L'_q) \\ \tilde{w}_l(i + 3L'_q + 1) - \tilde{w}_l(i + 2L'_q + 1) \\ \vdots \\ \tilde{w}_l(i + 13L'_q + 1) - \tilde{w}_l(i + 12L'_q + 1) \\ \vdots \\ \tilde{w}_l(i + 4L'_q - 1) - \tilde{w}_l(i + 3L'_q - 1) \\ \vdots \\ \tilde{w}_l(i + 14L'_q - 1) - \tilde{w}_l(i + 13L'_q - 1) \end{bmatrix} \quad (15)$$

将上式简化写成向量的形式,

$$\begin{bmatrix} \Delta_0 \\ \Delta_1 \\ \vdots \\ \Delta_{L'_q-1} \end{bmatrix} = L'_q w_0 \begin{bmatrix} \mathbf{1}_{11} \\ \mathbf{1}_{11} \\ \vdots \\ \mathbf{1}_{11} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{w}_0 \\ \mathbf{w}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{L'_q-1} \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中, Δ_m 是与 m' 相对应的 11×1 的相位差向量, $\mathbf{1}_{11}$ 是 11×1 的全 1 向量, \mathbf{w}_m 是与 m' 相对应的 11×1 的零均值实值高斯随机噪声向量,它的协方差矩阵为:

$$E\{\mathbf{w}_m \mathbf{w}_m^T\} = \frac{\sigma_w^2}{|\alpha(m')|^2} \mathbf{C}_{11} \quad (17)$$

其中, σ_w 为噪声序列的方差, \mathbf{C}_{11} 为 11×11 的有相位差的噪声样本协方差向量,且

$$\mathbf{C}_{11} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & & & & & & & & & & \\ -1 & 2 & -1 & & & & & & & & & \\ & & \ddots & \ddots & \ddots & & & & & & & \\ & & & -1 & 2 & -1 & & & & & & \\ & & & & & & -1 & 2 & -1 & & & \\ & & & & & & & & & -1 & 2 & \\ & & & & & & & & & & & 2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

由于

$$\mathbf{1}_{11}^T \mathbf{C}_{11}^{-1} = \left[\frac{11}{2}, \frac{20}{2}, \frac{27}{2}, \frac{32}{2}, \frac{35}{2}, \frac{36}{2}, \frac{35}{2}, \frac{32}{2}, \frac{27}{2}, \frac{20}{2}, \frac{11}{2} \right] \quad (19)$$

可得

$$\mathbf{1}_{11}^T \mathbf{C}_{11}^{-1} \mathbf{1}_{11} = \frac{286}{2} \quad (20)$$

因此,频偏估计值为:

$$\hat{w}_0 = \frac{1}{286L_q'} \sum_{m=0}^{L_q'-1} \frac{|\alpha(m')|^2}{\alpha^2} (11\Delta_{m',3} + 20\Delta_{m',4} + 27\Delta_{m',5} + 32\Delta_{m',6} + 35\Delta_{m',7} + 36\Delta_{m',8} + 35\Delta_{m',9} + 32\Delta_{m',10} + 27\Delta_{m',11} + 20\Delta_{m',12} + 11\Delta_{m',13}) \quad (21)$$

为了减少计算量,可以将所有复乘项加权累加后再取幅角. 即:

$$\hat{w}_1 = \arg \left\{ \sum_{m=0}^{L_q'-1} \sum_{l=3}^{13} \frac{|\alpha(m')|^2}{\alpha^2} r(i + lL_q' + m') \cdot r^*(i + (l-1)L_q' + m') \right\} \quad (22)$$

这里得到的 \hat{w}_1 即为第一步频偏估计的估计值.

3.2.3 第二步频偏估计

对于第二步频偏估计,我们使用的是具有高估计精度的 L&R 算法. 经过第一步频偏估计后,将 \hat{w}_1 补偿到接收信号中,再对补偿后的信号进行第二步频偏估计. 由式(2)可知,

$$R(dL_q') = \frac{\alpha^2}{L_q'} e^{jdL_q'w_0} + v', d=1,2,\dots,11 \quad (23)$$

采用 L&R 算法进行估计,

$$\begin{aligned} \sum_{d=1}^{11} R(dL_q') &= \sum_{m=1}^{11} (R(L_q') + R(2L_q') + \dots + R(11L_q')) \\ &= \frac{\alpha^2}{L_q'} e^{j6L_q'w_0} \left(\sin\left(\frac{11}{2}L_q'w_0\right) / \sin\left(\frac{1}{2}L_q'w_0\right) \right) \end{aligned} \quad (24)$$

对上式取幅角,得到:

$$\hat{w}_2 = \frac{1}{6L_q'} \arg \left\{ \sum_{d=1}^{11} R(dL_q') \right\}, d=1,2,\dots,11 \quad (25)$$

经过两步估计后,最终得到的估计值为:

$$\hat{w}_{\text{sum}} = \hat{w}_1 + \hat{w}_2 \quad (26)$$

4 仿真结果与分析

对本文提出的两步频偏估计方案进行仿真,仿真曲线用两步估计算法(case I)表示. 图6和图7分别给出了两步频偏估计算法的估计范围和 MSE.

由图可知,两步频偏估计的估计范围约为原来改进的修正 Kay 估计子的 2 倍. 两步频偏估计的 MSE 与修正的经典估计算法 L&R 相比,当信噪比较高时,二者均能达到 CRB2,但当信噪比较低时,两步估计比单独 L&R 可以获得 0.5dB 左右的增益. 因此,本文提出的两步估计算法增大了估计范围,同时也提高了估计精度.

对于本文所使用的三种典型航空遥测信道,当多径延迟长度为 $L_q/2$ 时,仍满足 $N_1 < L_q/2, N_2 < L_q/2$,此时可用 $(7/8)L_p$ 的前导码序列进行相关函数计算,仿真结

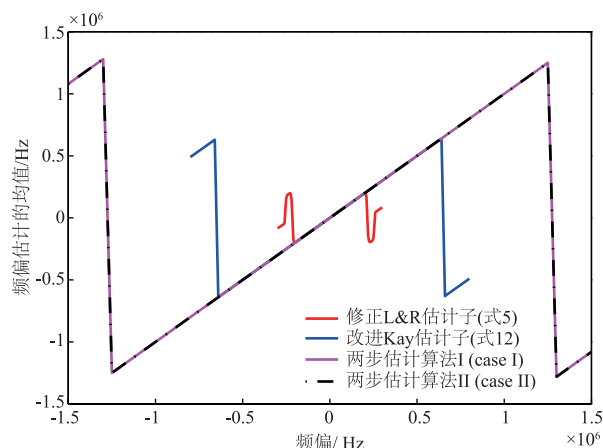


图6 两步频偏估计算法的估计范围

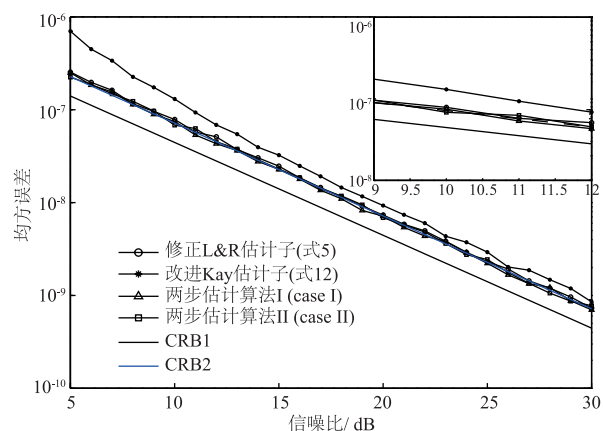


图7 两步频偏估计算法的均方误差

果用两步估计算法(case II)表示. 从图6和图7可以看出,case II的估计范围和 MSE 曲线与 case I的性能曲线基本一致,且在该情况下,由于使用的导频序列长度减小为 $(7/8)L_p$,导频开销由原来的 2.0% 变为现在的 1.7%.

就算法计算复杂度来说,如表1所示,和经典估计算法相比,两步估计算法中的第二步估计约为经典 L&R 算法的两倍,第一步估计的复杂度略有减少. 而两步估计算法的估计范围约为单独 Kay 估计算法的两倍;其估计精度和 L&R 算法相比基本保持不变. 因此本文所提算法通过复杂度适当增加,保证了较好的性能,在实际运用中是很有意义的.

表1 算法复杂度

		复乘 (次)	复加 (次)	取幅角 (次)
经典 估计 算法	Kay	$5L_q$	$5(L_q - 1) + 4$	$5L_q$
		$160(L_q = 32)$	$159(L_q = 32)$	
L&R		$\sum_{m=1}^5 (6-m)L_q$	$\sum_{m=1}^5 [(6-m)L_q - 1] + 4$	1
		$480(L_q = 32)$	$475(L_q = 32)$	

续表 1

		复乘 (次)	复加 (次)	取幅角 (次)
两步 估计 算法	第一步 估计	$11L'_q$	$11(L'_q - 1) + 10$	1
		$160(L'_q = 16)$	$175(L'_q = 16)$	
	第二步 估计	$\sum_{m=1}^{11} (12 - m)L'_q$	$\sum_{m=1}^{11} [(12 - m)L'_q - 1] + 10$	1
		$1056(L'_q = 16)$	$1055(L'_q = 16)$	
总计		1216	1230	2

5 结论

针对多径衰落信道下的频偏估计,利用 iNET 结构前导码来进行频偏估计时,修正的经典频偏估计器不能同时兼顾估计范围与估计精度的问题,本文在对 iNET 前导码结构进行改进的基础上,提出了两步频偏估计算法.通过仿真分析,所提算法兼顾了大估计范围与高估计精度,且能一定程度上减小导频开销,在实际运用中是很有意义的.

参考文献

- [1] 罗清华,彭宇,周鹏太,等. 航空飞行试验新一代网络化遥测技术浅析[J]. 仪器仪表学报,2017,38(2):261-270.
LUO Qing-hua, PENG Yu, ZHOU Peng-tai, et al. Analysis of next generation networking telemetry technology in aeronautical flight test[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument,2017,38(2):261-270. (in Chinese)
- [2] 徐益平. 天地一体化网络发展趋势与挑战[J]. 现代雷达,2017,39(7):12-16.
XU Yi-ping. The development trend and challenge of the space-ground integrated network[J]. Modern Radar,2017,39(7):12-16. (in Chinese)
- [3] Integrated Network Enhanced Telemetry (iNET) Radio Access Network Standards Working Group, Radio Access

Network (RAN) Standard, version 0.7.9 [OL/R]. <https://www.tenasda.org/display/INET/iNET+Platform+Interface+Standards>,2018.

- [4] 吴天琳,彭华,黄艳艳. 频率选择性衰落信道下的同步参数联合盲估计算法[J]. 数据采集与处理,2017,32(1):182-190.
WU Tian-lin, PENG Hua, HUANG Yan-yan. Blind estimation algorithm of synchronization parameters in frequency-selective fading channels[J]. Journal of Data Acquisition and Processing,2017,32(1):182-190. (in Chinese)
- [5] MENGALI U, ALDO N D' Andrea. Synchronization Techniques for Digital Receivers[M]. Pisa, Italy: University of Pisa, Plenum Pr,1997. 80-97.
- [6] SHU Feng, BERBER Stevan, WANG Dong-ming, et al. ML integer frequency offset estimation for OFDM systems with null subcarriers: Estimation range and pilot design[J]. Science in China Series F (Information Science), 2010,53(12):2567-2575.
- [7] FENG Xin-xin, SHU Feng. A low-complexity carrier frequency offset estimator for OFDM system with virtual subcarriers[A]. Proceedings of the 4th IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications [C]. USA: IEEE,2008. 16-19.
- [8] HUA Min, WANG Mao, YANG Wen-jie, et al. Analysis of the frequency offset effect on random access signals[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(11):4728-4740.
- [9] RICE M, PERRINS E. On frequency offset estimation using the iNET preamble in frequency selective fading channels[A]. Proceedings of the 2014 IEEE Military Communications Conference [C]. USA: IEEE Computer Society, 2014. 706-711.
- [10] RICE M, MCMURDIE A. On frame synchronization in aeronautical telemetry[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2017,52(5):2263-2280.

作者简介



孙锦华 女,1979 年生于陕西西安. 西安电子科技大学副教授,硕士生导师,研究方向为突发通信信号处理、无线通信数据传输等.
E-mail:jhsun@xidian.edu.cn



石静静 女,1993 年生于河南许昌. 硕士研究生,研究方向为无线数据传输与通信信号处理、频谱认知网络等.
E-mail:sj930523@163.com