

一种宽范围低复杂度的载波频偏估计算法

徐恒舟, 朱海, 朱思峰, 余忠洋

(周口师范学院网络工程学院, 河南周口 466001)

摘要: 针对短突发通信系统存在的频偏估计相位模糊问题, 本文提出了一种宽范围低复杂度的时域相关频偏估计算法——基于相位解模糊的部分互相关算法. 该算法利用自相关算法思想和相关代数知识消除了其复乘运算, 再利用基于蒙特卡罗仿真的解相位模糊算法解决了其相位模糊问题, 从而适应大频偏下的短突发通信环境. 最后仿真结果表明, 与经典的 M&M、AC 和 Giugno 时域算法相比, 在保证较大估计范围的同时, 该算法具有更高的估计精度和更低的复杂度, 适用于低时延高可靠的短数据包传输.

关键词: 时域相关; 相位模糊; 频偏估计; 蒙特卡洛仿真; 无人机通信; 短突发通信

中图分类号: TP911.23

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2019)12-2550-06

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.12.013

A Wide-Range Low-Complexity Carrier Frequency Offset Estimation Algorithm

XU Heng-zhou, ZHU Hai, ZHU Si-feng, YU Zhong-yang

(School of Network Engineering, Zhoukou Normal University, Zhoukou, Henan 466001, China)

Abstract: Considering the phase ambiguity problem of frequency offset estimation existed in the short-burst communication, this paper proposes a wide-range low-complexity time-domain correlation frequency offset estimation algorithm—phase-unwrapping based partial cross-correlation algorithm. This algorithm uses the idea of the autocorrelation algorithm and knowledge of the algebra to eliminate its complex multiplication operation, and then utilizes a Monte-Carlo simulation based phase-unwrapping algorithm to solve the problem of phase ambiguity, thus suitable for the short burst communication environment with large frequency offsets. Simulation results show that when maintaining large estimation range, the proposed algorithm also exhibits both higher accuracy and lower complexity than the classical M&M, AC, and Giugno algorithms, thus suitable for low-latency high-reliability short packet transmission.

Key words: time-domain correlation; phase ambiguity; frequency offset estimation; Monte-Carlo simulation; UAV communication; short-burst communication

1 引言

短突发通信模式已经广泛应用到可见光通信^[1,2]、有人/无人机通信^[3]等重要通信领域. 由于通信双方相对运动而导致的多普勒效应会使接收信号产生一定的载波频率偏移(即频偏). 而较大的频偏会导致同步接收机的相干解调性能急剧的恶化, 最终造成收发双方无法正常通信. 传统的频偏估计技术主要分为数据辅助(Data-Aided, DA)、非数据辅助(Non-Data-Aided, NDA)和判决引导(Decision-Directed, DD)三类^[4,5]. 相对

于DA估计算法, NDA和DD频偏估计算法的信噪比门限都较高, 且只有在较高的信噪比下才能正常工作^[5]. 因此, 这两类算法不适用于低信噪比下, 而DA频偏估计算法较为常用. 对于同步接收机而言, DA频偏估计算法依靠已知的数据信息对频偏进行估计. 这些数据信息通常被称为导频序列或训练序列. 同时, 它们也可以插入到数据帧的不同位置, 从而形成了多种数据帧结构. 其中, 基于多个不相交导频块的数据帧结构应用最为广泛. 这种结构的典型实例有第二代数字视频广播标准(Digital Video Broadcasting-Satellite-Second Generation, DVB-

收稿日期: 2018-10-11; 修回日期: 2019-03-27; 责任编辑: 覃怀银

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61801527, No. 61702071); 河南省高等学校重点科研项目(No. 19A510028); 河南省科技厅科技发展计划项目(No. 182102210152, No. 182102310867, No. 192102210279)

S2)^[6]和导频符号辅助调制(Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM)^[7].

很多相关文献的时域频偏估计算法采用了低复杂度的时域相关算法^[8-13]. 其中,文献[8,9]提出了利用单个导频块的自相关算法,其信噪比门限和复杂度都较低,但缺点是估计精度不高. 文献[10~13]提出了利用(两)多个不相交导频块的互相关算法,在相同的导频长度和信噪比下其估计精度远远高于文献[8,9]所提出的算法且复杂度也不高. 然而,上述基于多个不相交导频块的时域相关算法都存在相位模糊问题. 文献[12]提出了一种利用“DVB-S2”帧结构的简化 M&M^[13]估计器,且利用了低密度奇偶校验(Low Density Parity Check, LDPC)码译码的校验位解决了相位模糊问题. 文献[14,15]分析并利用了非编码的方法来解决相位模糊问题,再结合自相关估计(Auto-Correlation, AC)方法获得了较大的频偏估计范围,但复杂度较高且未给出具体的解相位模糊算法步骤.

因此,在已有相关文献的基础上,借鉴并利用自相关算法和复数指数化的思想设计出一种低复杂度的 PCC 算法,并从估计性能和复杂度上分别与文献[9]和文献[10,11]作了比较和分析;接着基于蒙特卡洛仿真分析的方法提出了一种解相位模糊算法,给出了其原理和步骤. 最后将该算法运用到 PCC 算法中,得到了改进的 PCC 算法即 IPCC 算法,并将 IPCC 算法与文献[13~15]的算法作了性能和复杂度上的比较和分析.

2 系统模型

对于诸如无人机通信和卫星通信的上行链路(即地面站或者用户向无人机、卫星终端发送信息),通常可视为高斯白噪声信道,且考虑单载波突发传输系统(即以帧为单位传输单个用户信息),那么经过匹配滤波和采样后接收到突发帧的第 k 个符号可以表示为:

$$r(k) = s(k) \exp[j(2\pi/T_s k + \theta)] + n(k), \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (1)$$

其中, T_s 为符号周期(不失一般性,令 $T_s=1$), f 和 θ 分别为载波频偏和相偏, $s(k)$ 为能量归一化的发送信号, $n(k)$ 是均值为 0、方差为 $\sigma^2 = N_0/2$ 的复高斯随机变量, N 为如图 1 所示的导频符号辅助调制(PSAM)数据帧结构的总长度.

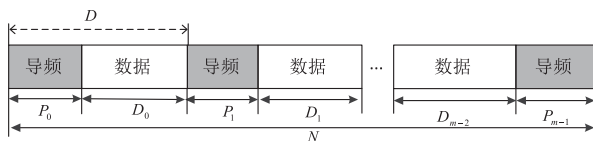


图1 一种PSAM数据帧结构

为了充分利用有限的导频资源,本文借鉴了经典

的PSAM数据帧结构来设计一种以“导频块-数据块”为循环周期的数据帧结构,如图1所示(这里仍记为PSAM数据帧结构). 其构造过程如下:首先将一个长度为 mL 的导频块平均分成 m 个小块,每块长度 $P_i \triangleq L, i \in \{0,1,\dots,m-1\}$. 然后再将这些导频块按导频间隔为 D 的距离分别插到一个长度为 $(m-1)M$ 的数据流中. 这样整个数据流被分成了 $m-1$ 块,每块长度 $D_i \triangleq M, i \in \{0,1,\dots,m-2\}$. 因此,导频间隔 $D = L + M$.

为了阐述后文中提出的数据辅助载波频偏估计算法,我们首先引入一种去调制序列,即导频符号对应的共轭调制信号乘以对应的接收信号:

$$z(k) \triangleq r(k)s(k)^* = \exp[j(2\pi/T_s k + \theta)] + n(k)s(k)^*, k \in \kappa \quad (2)$$

其中, κ 表示遍历所有导频符号的时刻集,即 $\kappa = \{0, \dots, L-1, L+M, \dots, 2L+M-1, \dots, mL+(m-1)M-1\}$.

3 改进部分互相关算法

3.1 时域相关算法的估计性能界——克拉美罗界(CRB)

由于DA估计算法需要用到已知的先验信息对未知参数进行估计,而这些已知的先验信息可以由上述的导频块提供,即通过已知的导频块得到只含未知参数的去调制序列 z ,如式(2)所示. 为了获得载波频偏 f 的估计性能界,我们首先引入费歇尔信息矩阵(Fisher Information Matrix, FIM)^[16],即

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} r(z''(f)) & r(z'(f)z'(\theta)) \\ r(z'(\theta)z'(f)) & r(z''(\theta)) \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} \text{Re}\{\sum_{k \in \kappa} z''_k(f)\} & \text{Re}\{\sum_{k \in \kappa} z'_k(f)z'_k(\theta)\} \\ \text{Re}\{\sum_{k \in \kappa} z'_k(\theta)z'_k(f)\} & \text{Re}\{\sum_{k \in \kappa} z''_k(\theta)\} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $z = \{z(k)\}$ 为去调制序列, $z'(f)$ 、 $z'(\theta)$ 和 $z''(f)$ 、 $z''(\theta)$ 分别表示 z 对 f 或 θ 求一阶偏导和二阶偏导, $\sigma^2 = N_0/2$ 为噪声方差. 再对式(3)的第二个等式矩阵中的第一行第一列元素做取逆运算,可得载波频偏估计CRB(Cramer-Rao Bound)^[13,14],即

$$\text{CRB}(f) = \frac{3N_0}{2\pi^2 T_s^2 m L [(m^2 - 1)M^2 + 2(m^2 - 1)LM + m^2 L^2 - 1]} \quad (4)$$

因信号幅度为单位1,可知信噪比 $E_s/N_0 = E\{|s(k)|^2\}/N_0 = 1/N_0 \triangleq \text{SNR}$. 同时,考虑到导频间隔 $D = L + M$,将它们代入到式(4)中,经整理后可得:

$$\text{CRB}(f) = \frac{3}{2\pi^2 T_s^2 m [(m^2 - 1)LD^2 + L^3 - L]} \text{SNR} \triangleq \text{CRB}(f)_1 \quad (5)$$

显然,可以发现:当信噪比很大时,基于不相交导频块的频偏估计算法的 CRB $(f)_1$ 与导频块数 m 和导频长度 L 的三次方以及导频间隔 D 的二次方成反比. 而自相关算法仅利用了单个(或等效单个)导频块,故可认为 $D=0$. 再将 $D=0$ 代入到上式中,得到自相关算法的载波频偏估计 CRB:

$$\text{CRB}(f) = \frac{3}{2\pi^2 T_s^2 m L (L^2 - 1)} \cdot \frac{1}{\text{SNR}} \triangleq \text{CRB}(f)_2 \quad (6)$$

比较式(5)和式(6)易知,由于导频间隔 D 的存在,显然存在 $\text{CRB}(f)_1 \ll \text{CRB}(f)_2$.

3.2 部分互相关算法的提出——PCC (Partial Cross Correlation)

为了验证 3.1 小节的有关分析,这里分别给出自相关公式和全部互相关公式^[8-13],即

$$R(\alpha) = \frac{1}{L_0 - \alpha} \sum_{i=1}^{L_0 - \alpha} z(i) * z(i + \alpha), 1 \leq \alpha \leq N \ll L_0 \quad (7)$$

$$R_D = \sum_{i=1}^{L_0/m} \sum_{n=1}^{L_0/m} z(i) * z(n + D), m > 1 \quad (8)$$

其中, α 为自相关延迟量, $N \approx L_0/2$ 为有效延迟长度, $L_0 = mL$ 为总延迟长度. 令 $\beta(n) = n + D$ 表示互相关延迟量,则式(8)还可以表示为:

$$R_D = \sum_{n=1}^{L_0/m} z(i) * z(\beta(n)) \triangleq \bar{R}_i(\beta), i \in [1, L_0/m] \quad (9)$$

式(7)和式(9)的区别在于,前者是遍历单个或(等效单个)导频块中所有导频间隔为 $\alpha \in [1, N]$ 的两两导频符号的相关值再加权求和;而后者是遍历不相交导频块中所有导频间隔为 $\beta(n), n \in [1, L_0/m]$ 的两两导频符号的相关值再求和. 基于式(7)和式(9)的 L&R 算法^[9] 和全部互相关算法^[10,11] 的频偏估计子及估计范围分别为:

$$\hat{f}_1 = \frac{1}{\pi(N+1)T_s} \sum_{\alpha \in [1, N]} \arg\{R(\alpha)\} \quad (10)$$

$$\hat{f}_2 = \frac{1}{2\pi DT_s} \sum_{i \in [1, L_0/m]} \arg\{R_i(\beta)\} \quad (11)$$

$$|\hat{f}_1 T_s| \leq 1/N = 1/(L_0/2) = 1/(mL/2) \quad (12)$$

$$|\hat{f}_2 T_s| \leq 1/(2D) = 1/[2(L+M)] \approx 1/(2M) \quad (13)$$

实际中,由于导频资源是有限的,故有 $M \gg mL/2$. 因此从式(12)和式(13)中可知, L&R 算法的估计范围要比全部互相关算法的更大. 同时,若已知 M , 由式(13)也可以大致计算出全部互相关算法的估计范围.

另外,比较式(10)和式(11)易知: L&R 的复杂度远远低于全部互相关算法,或者说,与全部互相关相比,自相关算法的复杂度是更低的. 因此,借鉴自相关算法的思想,我们在式(8)的第一项中同样引入索引 n , 那么式(8)就可以变换为:

$$R_D = \sum_{i=1}^N \sum_{n=1}^{L_0/m-N} z(i+n-1) * z(n+D) \triangleq \bar{R}_D \quad (14)$$

其中, $N = \lambda mL/2$ 为互相关延迟长度,且 $\lambda \in (0, 1)$ 为延迟系数. 显然,式(14)只是取了部分式(8)的相关值之和,因此将其称作部分互相关算法(PCC-N). 同理,式(9)也可以表示成:

$$R_i(\beta) = \sum_{n=1}^{L_0/m-N} z(i+n-1) * z(\beta(n)) \triangleq \bar{R}_i(\beta), i \in [1, N] \quad (15)$$

将式(15)代入到式(11)中,可以得到 PCC-N 算法的频偏估计子,即

$$\hat{f}_3 = \frac{1}{2\pi DT_s} \sum_{i \in [1, N]} \arg\{\bar{R}_i(\beta)\} \quad (16)$$

上式中的频偏估计范围仍需满足式(13). 接下来再考虑全部互相关和 PCC-N 算法的复杂度. 为了便于分析,不妨令 $m=2$. 则由式(11)和式(16)可得两者的复乘和复加运算量,经化简得到它们各自的总运算量分别为:

$$\begin{cases} C_1 = 2L^2 - 1 \\ C_2 = 2N(L - N) - 1 \end{cases} \quad (17)$$

再将 $N = \lambda mL/2 = \lambda L$ 代入到上式中,得 $C_2 = 2(\lambda - \lambda^2)L^2 - \lambda L + 1$. 令比值 $\eta = C_2/C_1$, 则

$$\begin{aligned} \eta &= C_2/C_1 = [2(\lambda - \lambda^2)L^2 - 1]/(2L^2 - 1) \\ &= [(\lambda - \lambda^2 - 1)/(2L^2)]/[1 - 1/(2L^2)] \\ &\approx \lambda - \lambda^2 \end{aligned} \quad (18)$$

其中,“ \approx ”成立的条件是导频符号数 $L \gg 1$ (一般 $L \geq 10$ 即可). 由于 $\lambda \in (0, 1)$, 则 $\eta < 1$. 因此,理论分析表明 PCC-N 算法确实可以降低全部互相关算法的复杂度. 而经仿真发现,对于较大的 L (一般 $L \geq 10$), 考虑最坏的情况即延迟系数 $\lambda = 1/L (N=1)$, 其估计性能与延迟系数数集 $\{\lambda \in (0, 1) \cap \lambda \neq 1/L\}$ 中任意一个的估计性能是差不多的. 由式(18)可知,此时的复杂度约降为全部互相关的 $1/L$. 故选取互相关延迟长度 $N=1$ 即 $i=1$, 再将其代入到式(16)中,得

$$\begin{aligned} \hat{f}_4 &= \frac{1}{2\pi DT_s} \arg\{\bar{R}_1(\beta)\} \\ &= \frac{1}{2\pi DT_s} \arg\left\{ \sum_{n=1}^{L_0/m-1} z^*(n) z(n+D) \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

式(19)对应的算法称作 PCC-1 算法,简记为 PCC 算法. 考虑当 $\text{SNR} \gg 1$ 时,由式(2)易知去调制信号 $z(k)$ 的幅度近似为单位 1 即 $|z(k)| \approx 1$, 则由复数的指数化形式可得 $z(k) = |z(k)| \exp[\text{jarg}\{z(k)\}] \approx \exp[\text{jarg}\{z(k)\}]$. 再将其代入到式(19)中得到简化的 PCC 算法,即

$$\begin{aligned} \hat{f}_5 &\approx \frac{1}{2\pi DT_s} \arg\left\{ \sum_{n=1}^{L_0/m-1} \exp[\text{jarg}\{z(n+D)\} - \text{jarg}\{z(n)\}] \right\} \\ &\triangleq \frac{1}{2\pi DT_s} \arg\{\tilde{R}_1(\beta)\} \end{aligned} \quad (20)$$

下面对上述理论分析进行仿真实证. 仿真中每个信

噪比下频偏估计均方根误差 (RMSE) 结果由 10000 次独立试验统计平均而得. 假设采用 QPSK 调制, 导频块数 $m = 2$, 数据块数 $m - 1 = 1$, 导频符号长度 $L = 25$, 数据符号长度 $M = 10L = 250$. 由式 (13) 可知全部互相关算法的归一化频偏估计范围为 $(-0.0018, 0.0018)$, 假定实际所加的归一化频偏为 0.0015. 图 2 给出了自相关算法 L&R 和全部互相关算法的 RMSE 曲线, 同时也给出了对应的 CRB. 图 3 给出了这三种算法的 RMSE 曲线.

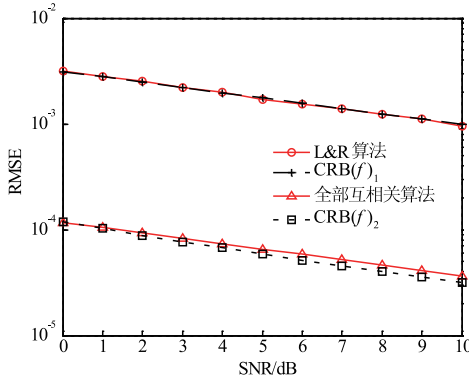


图2 L&R和全部互相关算法的RMSE曲线

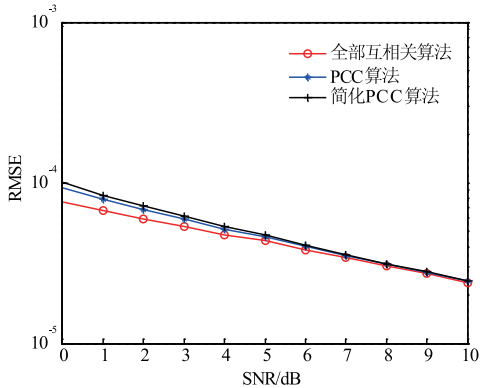


图3 简化PCC、PCC和全部互相关算法的RMSE曲线

可见, 自相关算法的 CRB 要远远高于互相关算法的 CRB, 与两者相对应的自相关算法 L&R 和全部互相关算法的 RMSE 曲线也有类似的特点. 这两点与前文的理论分析是一致的. 此外, 自相关算法 L&R 的信噪比门限较低, 即 1dB; 而全部互相关算法的较高些, 约为 4dB. 另外, 简化的 PCC 算法的估计性能接近于全部互相关算法, 且信噪比损失小于 1dB. 所以, 后文中将采用简化的 PCC 算法.

3.3 改进部分互相关算法的提出——IPCC (Improved PCC)

第 3.2 小节中提出了一种低复杂度的部分互相关算法. 然而该算法的频偏估计范围仍要满足式 (13), 即导频间隔 D 越大, 其估计范围越小. 究其根源在于, 当式 (15) 中互相关延迟量 $\beta = D$ 时, 对应的相位增量

$\varphi_D(k)$ 可以表示为当前时刻与相对延迟时刻的互相关再取其幅角, 即

$$\begin{aligned}\varphi_D(k) &= \arg\{R_i(\beta) | i=1, \beta=D\} \\ &= \arg\{z(k)^* z(k+D)\} \\ &\approx 2\pi f_s D + \arg\{[v(k)^* - v(k+D)]\}, k \in \kappa\end{aligned}\quad (21)$$

其中, $v(k) \triangleq n(k)s(k)^*$ 为噪声项. 显然, 当 $\varphi_D(k) \in (-\pi, \pi)$, 相应的幅角值与幅角是一一对应的映射关系. 再将其代入到式 (21) 中, 即可得到 PCC 算法的频偏估计范围. 若不考虑这一范围限制, 即当 f_s 或 D 较大时, 相位增量 $\varphi_D(k)$ 便不在 $(-\pi, \pi)$ 这一范围, 从而会产生错误的幅角值, 进而导致错误的频偏估计值. 这种现象就是所谓的相位模糊. 为了使幅角值和幅角具有一一映射关系, 必须要求 $\varphi_D(k) \in (-\pi, \pi)$, 等价地

$$\begin{aligned}\varphi_D(k) \in (-\pi, \pi) &\Leftrightarrow |\varphi_D(k)| < \pi \\ &\Leftrightarrow |2\pi f_s D + \arg\{[v(k)^* - v(k+D)]\}| < \pi\end{aligned}\quad (22)$$

为了便于进一步分析, 这里假设信噪比 $\text{SNR} \gg 1$, 从而可以忽略噪声项 $v(k)$ 和 $v(k+D)$ 的影响. 故式 (22) 可简化为:

$$|2\pi f_s D + \arg\{[v(k)^* - v(k+D)]\}| < \pi \stackrel{\text{SNR} \gg 1}{\Rightarrow} |2\pi f_s D| < \pi\quad (23)$$

显然, 满足式 (23) 的归一化频偏范围是很窄的. 若增大它的范围, 等价于存在一个正数 q 使得当 $|f_s|$ 很大时, 也可以满足式 (23), 即

$$|2\pi f_s D| < \pi \Rightarrow |2\pi f_s D \pm 2\pi q| < \pi\quad (24)$$

其中, 当 $f_s > 0$ 时, 绝对值中取“-”; 反之, 取“+”. 而当 $f_s = 0$ 时, 令 $q = 0$. 通过求解式 (24) 可得, $q \approx f_s D$. 而大量的仿真发现, 这个正数 q 应当满足如下的经验公式:

$$\begin{cases} q < f_s D \\ q \approx 0.5 f_s D, \bar{q} \triangleq 0.5 f_s D \end{cases}\quad (25)$$

其中, \bar{q} 为 q 的粗略值. 为了得到 q 的精确值, 需要重新定义式 (21) 且不考虑噪声的影响, 即

$$\varphi_D(k) = \arg\{z(k)^* z(k+D)\} \approx 2\pi f_s D - 2\pi q \triangleq \bar{\varphi}_D(k)\quad (26)$$

因此, 由式 (26) 解出频偏的估计值, 即

$$\hat{f}(q) = \frac{\bar{\varphi}_D(k) + 2\pi q}{2\pi D T_s}\quad (27)$$

再同时利用式 (21)、(25) 和 (27) 以及借鉴“成功-失败”和“二分”法思想, 我们提出一种基于蒙特卡罗仿真的解相位模糊算法, 其具体实现步骤如算法 1 所示.

算法 1 基于蒙特卡罗仿真的解相位模糊算法

输入: 归一化待估频偏 f 、初始搜索频偏 f_0 、估计精度 ε 、导频符号间隔

D 和初始搜索步长 $\delta_0 = 0.001D$.

输出: 频偏估计值 \hat{f} .

步骤 1: 初始化计数器, $l=1$;

步骤 2: 将 $f_l = f_0 + (l-1)\delta_0$ 代入到 $q_l = f_l T_s D$ 中, 得到 q_l ;

步骤 3: 将 q_l 和 f_l 代入到式(26)中, 得到 $\hat{\varphi}_{l,D}$;

步骤 4: 将 q_l 和 $\hat{\varphi}_{l,D}$ 代入到式(27)中, 得到 $\hat{f}_l(q)$;

步骤 5: 将 $\hat{f}_l(q)$ 取统计平均, 得到 $\bar{f}_l(q)$; (注: 考虑到单次仿真的随机误差)

步骤 6: 若 $\bar{f}_l(q) > \varepsilon$, $l=l+1$, 重复步骤 2~6, 否则, $\hat{f} = \bar{f}_l(q)$, 进入步骤 7;

步骤 7: 重置计数器, $l=1$;

步骤 8: 将 $\delta_l = \delta_0 \cdot 1/2^l$ 代入到 $q_l = f_l T_s D \delta_l$ 中, 得到 q_l ;

步骤 9: 同步步骤 3~5, 得到相应的 $\bar{f}_l(q)$;

步骤 10: 若 $\bar{f}_l(q) > \varepsilon$, $l=l+1$, 重复步骤 8~10, 否则, $\hat{f} = q_l / (DT_s \delta_l)$.

为了获取 q 的精确值, 步骤 2~6 的重复次数一般要 $p \geq 5$, 具体次数视系统的估计精度而定. 因此, 我们将提出的解相位模糊算法应用到简化的 PCC 算法中, 那么式(20)可以变换成如下形式:

$$\hat{f}'_5 \approx \frac{1}{2\pi DT_s} \{ \arg \{ \hat{R}_1(\beta) \} - 2\pi q \}, |f'_5 T_s| \leq 0.5 \quad (28)$$

并称之为改进的部分互相关算法(IPCC).

4 数值仿真

假设导频块数 $m=2$, 数据块数 $m-1=1$, 导频符号长度 $L=100$, 数据符号长度 $M=500$, 则导频符号间隔 $D=L+M=600$, 归一化频偏 $|f'_5| \leq 0.5$ Hz. 由式(13)可知, PCC 算法的频偏估计范围 $|f'_5| \leq 0.0008$ Hz, 而仿真中无法体现出该范围, 故可认为是 0. 图 4 给出了信噪比 $\text{SNR}=8$ dB 时, PCC 与 IPCC 算法频偏估计范围的均方估计误差(Root Mean Square Error, RMSE)曲线. 如图 4 所示, 与 PCC 算法相比, IPCC 算法能估计的归一化频偏接近于 0.5, 且不同频偏下的 RMSE 都达到了 PCC 算法在频偏限制内的估计精度. 与 PCC 算法相比, IPCC 算法确实获得了很大的估计范围.

接下来, 考虑较大频偏范围的同时, 从估计精度和复杂度两方面将其与已有的相关算法(分别为文献[13]的 Giugno 算法、文献[14]的 M&M 算法和文献[15]的 AC 算法)进行比较. 不失一般性, 假设导频块数 $m=2$, 数据块数 $m-1=1$, 导频符号长度 $L=64$, 数据符号长度 $M=960$, 则导频符号间隔 $D=L+M=1024$. 由文献[13]可知, Giugno 算法的频偏估计范围 $|f| \leq 1/2D \approx 0.0004$ Hz, 故不考虑该算法. 图 5 给出了 $\text{SNR}=8$ dB 和 $|f| < 0.5$ Hz 时, M&M、AC 与 IPCC 算法的频偏均方估计误差(Mean Square Error, MSE)曲线. 可以看出, 这三种算法都有较大的估计范围, 但 IPCC 算法具有更高的估计精度.

另外, 为了比较这四种算法的复杂度, 这里假设它们都采用相同的数据帧结构(如图 1 所示), 且导频块数为 m 且 $m > 1$, 导频符号长度为 L . IPCC 算法搜索最

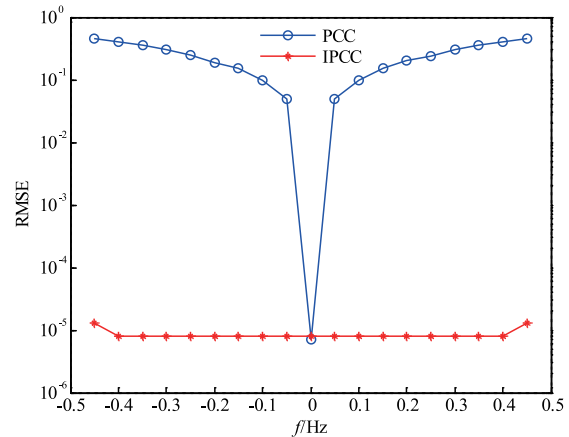


图4 PCC和IPCC算法频偏估计范围的RMSE曲线

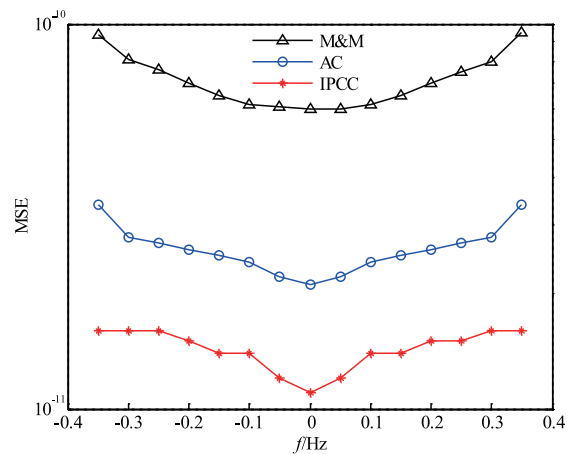


图5 M&M、AC与IPCC算法不同频偏范围下的MSE曲线

佳频偏的次数为 $p (\geq 5)$, 而 AC 算法未考虑搜索次数, 即默认为 1. 表 1 给出了这三种算法的复杂度比较情况. 如表 1 所示, 当 $L \gg 1$ 时, 经计算 IPCC 算法的总体复杂度约为 Giugno 算法的 p 倍, 而分别低于 M&M 和 AC 算法的 $4p/(mL)$ 和 $p/(2mL)$. 故总体来说, 与这三个经典算法相比, 本文所提的 IPCC 算法具有较低的复杂度.

表 1 四种算法的复杂度比较

估计算法	实乘次数	实加次数	总体复杂度
Giugno	1	$2mL + m - 1 + 48m$	$2mL + 49m$
M&M	$2mL$	$0.5m^2L^2 - 1$	$0.5m^2L^2 + 2mL - 1$
AC	$2m^2L^2 + mL - 6m$	$2m^2L^2 + 4mL - 12m + 48m(L-1)$	$4m^2L^2 + 53mL - 66m$
IPCC	0	$2p(m-1)(L-2)$	$2p(m-1)(L-2)$

5 结论

针对短突发传输系统中导频符号调制技术的相关问题, 提出了一种改进的部分互相关(IPCC)算法. 本文首先借鉴自相关算法的思想得到了部分互相关(PCC)算法, 再利用复数指数化形式进一步消除其复乘运算.

然后再结合解相位模糊的方法设计出一种可适应大频偏下的改进 PCC 算法,即 IPCC 算法.理论分析和仿真结果表明,提出的 IPCC 算法能够估计出归一化符号周期一半的大频偏.与其他具有较大估计范围的算法相比,该算法还具有更高的估计精度和更低的复杂度,从而更加适用于大频偏下的短突发传输系统.

参考文献

- [1] Farr W. Technology development for high efficiency optical communication [A]. IEEE Aerospace Conference [C]. Big Sky, MT, USA: IEEE, 2012. 1 - 8.
- [2] 冯鑫, 张建华, 胡开群, 翟志芬. 基于变分多尺度的红外与可见光图像融合 [J]. 电子学报, 2018, 46(3): 680 - 687. Feng Xin, Zhang Jian-hua, Hu Kai-qun, Zhai Zhi-fen. The infrared and visible image fusion method based on variational multiscale [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(3): 680 - 687. (in Chinese)
- [3] 韩博文, 姚佩阳, 钟赞, 丁云松, 刘子震. 基于 QABC-IF-MADM 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, Zhong Yun, Ding Yun-song, Liu Zi-zhen. Threat assessment of manned/unmanned aerial vehicle formation based on QABC-IFMADM algorithm [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 47(7): 1584 - 1592. (in Chinese)
- [4] Mengali U, D'Andrea A N. Synchronization Techniques for Digital Receivers [M]. New York: Plenum Press, 1997.
- [5] 王旭东, 樊涛, 黄强辉, 郑步生. 大多普勒频偏 SOQPSK 信号 FFT 引导 COSTAS 环载波跟踪技术 [J]. 电子学报, 2016, 46(2): 381 - 386. Wang Xu-dong, Fan Tao, Huang Qiang-hui, Zheng Bu-sheng. SOQPSK carrier tracking technology with large Doppler frequency offset based on FFT guided Costas loop [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 46(2): 381 - 386. (in Chinese)
- [6] Morello A, Mignone V. DVB-S2: The second generation standard for satellite broadband services [J]. Proceedings of the IEEE, 2006, 94(1): 210 - 227.
- [7] Lo H, Lee D, Gansman J A. A study of non-uniform pilot spacing for PSAM [A]. IEEE International Conference on Communications (ICC 2000) [C]. New Orleans, LA, USA: IEEE, 2000. 322 - 325.
- [8] Fitz M P. Further results in the fast estimation of a single frequency [J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(3): 862 - 864.
- [9] Luise M, Reggiannini R. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(234): 1169 - 1178.
- [10] 晏辉, 唐发建, 张忠培. 一种基于低码率 LDPC 码的编码与导频联合辅助载波同步算法 [J]. 电子与信息学报, 2011, 33(2): 470 - 474. Yan Hui, Tang Fa-jian, Zhang Zhong-pei. A joint assisted carrier synchronization algorithm with code and pilot based on low rate LDPC code [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(2): 470 - 474. (in Chinese)
- [11] Giugno L, Luise M. Carrier frequency and frequency rate-of-change estimators with preamble-postamble pilot symbol distributions [A]. IEEE International Conference on Communications (ICC 2005) [C]. Seoul, South Korea: IEEE, 2005. 2478 - 2482.
- [12] Barbieri A, Colavolpe G. On pilot-symbol-assisted carrier synchronization for DVB-S2 systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2007, 53(3): 685 - 692.
- [13] Mengali U, Moerlli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission [J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(1): 23 - 25.
- [14] Palmer J, Rice M. Low-complexity frequency estimation using multiple disjoint pilot blocks in burst-mode communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(11): 3135 - 3145.
- [15] Zhong Y Y. A phase increment-based frequency estimator for general PSAM in burst communications [A]. IEEE 83rd Vehicle Technology Conference (VTC Spring-2016) [C]. Nanjing, China: IEEE, 2016. 1 - 5.
- [16] Kay S. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.

作者简介



徐恒舟 (通信作者) 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@zkn. 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副教授. 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