

基于对称帧结构的联合频相估计

余忠洋^{1,2}, 白宝明¹

(1. 西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西西安 710071;
2. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 河北石家庄 050081)

摘要: 针对短突发通信系统中联合频相估计的剩余频偏对相偏估计的影响, 首次引入对称帧结构的概念. 首先, 基于一种通用(非对称)帧结构, 给出了对称帧结构的概念, 并推导出基于此结构的数据辅助和非数据辅助两种同步模式下的载波参数估计克拉美罗界. 然后, 根据该对称帧结构下载波参数估计克拉美罗界的特征, 提出了一种基于对称帧结构的联合频相估计. 仿真结果表明, 以基于最大似然准则的联合频相估计为例, 相较于采用非对称帧结构的相偏估计, 采用对称帧结构的相偏估计可以获得更低的均方误差和更大的抗频偏能力.

关键词: 联合频相估计; 对称帧结构; 频相估计解耦合; 载波同步

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)11-2754-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.11.024

Joint Frequency-Phase Offset Estimation Based on a Symmetrical Frame Structure

YU Zhong-yang^{1,2}, Bai Bao-ming¹

(1. State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an, Shaanxi 710071, China;
2. Science and Technology on Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang, Hebei 050081)

Abstract: Considering the impact of the joint frequency-phase offset estimation frequency error on the phase offset estimation in short burst communication systems, a symmetrical frame structure is introduced. First, based on a generalized (asymmetrical) frame structure we give a concept of the symmetrical frame structure and then develop the corresponding data-aided (DA) and non-data-aided (NDA) Cramer-Rao Bounds (CRBs) for the carrier parameter estimation. Then, according to the above CRB characteristic a joint frequency-phase offset estimation is proposed using the symmetrical frame structure. Taking the maximum likelihood (ML) based joint frequency-phase offset estimation for an example, simulation results show that the phase offset estimation based on the symmetrical frame structure can achieve lower mean square error (MSE) and have better ability against the large frequency offset compared with the phase offset estimation based on the asymmetrical frame structure.

Key words: joint frequency-phase offset estimation; symmetrical frame structure; frequency-phase offset estimation decoupling; carrier synchronization

1 引言

在短突发通信系统中, 载波同步性能的好坏直接影响后续解调和译码的性能. 因此, 载波同步是整个短突发通信系统中非常重要的一环. 载波同步包括载波频率同步和相位同步. 其中, 载波频率偏移(频偏)主要是由通信双方相对移动产生的多普勒效应或者晶体振

荡器的偏差引起的; 相位偏移(相偏)主要是由实际的传输信道产生的^[1]. 显然, 较大的频偏会导致同步接收机解调或译码的误码性能急剧的恶化, 同时对相偏估计性能也有较大的影响. 为了实现较为理想的载波同步, 首要工作就是选择同步模式. 传统的同步模式分为数据辅助(Data-Aided, DA)和非数据辅助(Non-Data-Aided, NDA)两类^[2]. 具体来说, DA同步模式的原理是利

收稿日期: 2016-06-23; 修回日期: 2017-02-22; 责任编辑: 马兰英

基金项目: 国家 973 计划项目(No. 2012CB316103); 国家自然科学基金(No. 91438101); 通信网信息传输与分发技术重点实验室开放课题(No. KX162600032); 中央高校基本科研业务费专项资金资助(No. JBG160103, XJS15019); 中国博士后科学基金(No. 2015M580819)

用一段已知的数据序列(这里称作导频序列)通过某种(如线性去调制)方式来获得载波参数的先验信息. 而对于采用多进制相移键控(M-ary Phase Shift Keying, MPSK, M 为调制阶数)调制的 NDA 同步模式, 可以采用非线性变换(如非线性去调制)的方式来获得载波参数的先验信息. 由于非线性变换的影响, NDA 同步模式具有较高的信噪比(Signal-Noise-Ratio, SNR)门限和复杂度. 因而, 实际中 DA 同步模式较为常用. 在联合频相估计中, 常用的相偏估计主要有最大似然(Maximum Likelihood, ML)估计^[3]、V&V(Viterbi A J & Viterbi A M)估计^[4]和科斯塔斯(Costas)环估计^[5]等. 在 DA 同步模式下, 文献[3]提出了一种 ML 相偏估计算法, 在没有剩余频偏或剩余频偏较小时, 该算法能够获得较高的估计精度, 但在较大的剩余频偏下其估计性能会急剧恶化; 在 NDA 同步模式下, 文献[4]提出了一种经典的 V&V 相偏估计算法, 该算法只有在剩余频偏为零或剩余频偏较小时才能够获得很高的估计精度, 反之, 其估计性能会变得很差. 文献[6]提出了一种基于判决反馈的定时相偏联合估计算法, 该算法性能逼近克拉美罗界(Cramer-Rao Bound, CRB), 但是并未考虑剩余频偏对相位估计的影响. 同样地, 文献[7]提出了一种基于相位的时域估计算法, 这两种算法同样无法在剩余频偏较大时获得高的估计精度. 在短突发通信系统中, 导频资源是非常有限的, 从而会导致载波频偏估计所残留的剩余频偏很可能不为零甚至不可忽略, 进而会严重影响相偏估计的性能. 而且传统联合频相估计的估计顺序必须是先进行频偏估计再进行相偏估计, 否则将无法估计出相偏. 与传统非对称帧结构不同, 文献[8, 9]考虑了采样零时刻在数据帧中间的情况(后文中将对应的帧结构称作对称帧结构), 并给出了基于这两种帧结构下的联合频相估计 CRB, 但并没有进一步讨论对称帧结构对联频相估计性能的影响. 针对这些问题, 首先给出了一种通用(非对称)帧结构, 并在此帧结构的基础上引入了对称帧结构的概念并推导出 DA 和 NDA 两种同步模式下基于对称帧结构的载波参数估计 CRB. 然后根据对称帧结构下 CRB 的(解耦合)特征, 提出了基于对称帧结构的联合频相估计. 它能够有效减弱甚至消除较大剩余频偏对相偏估计的影响.

2 系统模型

2.1 载波同步原理

图 1 给出了复加性高斯白噪声(Additional White Gaussian Noise, AWGN)信道下数字信号的带通传输模型.

这里假设采用 MPSK 调制, 振幅 $A = 1$ 即信号能量归一化 $E_s = E\{|a_k|^2\} = 1$, $E\{\cdot\}$ 表示求期望运算, 时延

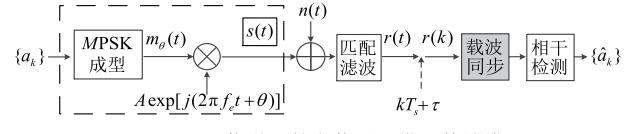


图1 AWGN信道下数字信号的带通传输模型

$\tau = 0$ 即理想定时同步, 不考虑码间串扰, 通过匹配滤波后再进行波特采样. 则第 k 个接收信号的离散形式可以表示为:

$$\begin{aligned}
 r(k) &= r(t) \big|_{t=kT_s+\tau, \tau=0} = [s(t) + n(t)] \big|_{t=kT_s+\tau, \tau=0} \\
 &= [m_\theta(t) \exp[j(2\pi f_c t + \theta)] + n(t)] \big|_{t=kT_s+\tau, \tau=0} \\
 &= \overbrace{m_\theta(k) \exp[j(2\pi f_c T_s k + \theta)]}^{s(k)} + n(k) \\
 &= \overbrace{\exp(j2\pi m/M)}^{m_\theta(k)} \exp[j(2\pi f_c T_s k + \theta)] \\
 &\quad \cdot [1 + v(k)] \tag{1}
 \end{aligned}$$

其中 f_c 为由多普勒效应或(和)收发信机晶体振荡器偏差产生的等效载波频偏, θ 为信道引入的相位噪声(即相偏), T_s 为符号周期, $n(k)$ 为零均值、 $N_0/2$ 方差的复 AWGN 信号, $m_\theta(k) \triangleq \exp(j2\pi m/M)$, $m = 0, 1, \dots, M-1$ 为第 k 个 MPSK 调制符号的复相位, 由第 k 个数据比特组 $\{a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-\log_2 M + 1}\}$ 决定, $s(k) \triangleq m_\theta(k) \exp[j(2\pi f_c T_s k + \theta)]$ 为第 k 个附加载波频偏和相偏的 MPSK 调制符号的复相位, $v(k) \triangleq n(k) \exp(-j2\pi m/M) \exp[-j(2\pi f_c T_s k + \theta)]$ 为噪声项, 其统计特性与 $n(k)$ 相同.

DA 同步模式下, $\{a_k\}$ 为导频序列, 对应的调制复相位 $m_\theta(k)$ 即为确知的. 将式(1)的两边同时乘上 $m_\theta(k)^*$ ($*$ 表示取共轭运算), 可以得到该同步模式下的去调制信号:

$$\begin{aligned}
 z_{\text{DA}}(k) &\triangleq r(k) m_\theta(k)^* \\
 &= m_\theta(k) m_\theta(k)^* \exp[j(2\pi f_c T_s k + \theta)] \cdot [1 + v(k)] \\
 &= \sqrt{(1 + \text{Re}\{v(k)\})^2 + (\text{Im}\{v(k)\})^2} \\
 &\quad \cdot \exp\left\{j\left(2\pi f_c T_s k + \theta + \arg\left\{\frac{\text{Im}\{v(k)\}}{(1 + \text{Re}\{v(k)\})}\right\}\right)\right\} \tag{2}
 \end{aligned}$$

其中, $\arg\{\cdot\}$ 表示取幅角运算, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取实部运算, $\text{Im}\{\cdot\}$ 表示取虚部运算.

NDA 同步模式下, $\{a_k\}$ 为随机的数据序列, 对应的调制复相位 $m_\theta(k)$ 便是未知的. 此时, 可以采用非线性变换的方法获取去调制信号, 对式(1)的两边同时取 M 次幂运算, 可得

$$\begin{aligned}
 z_{\text{NDA}}(k) &\triangleq [r(k)]^M = |r(k)|^M \exp(jM \arg\{r(k)\}) \\
 &= \left| \sqrt{(1 + \text{Re}\{v(k)\})^2 + (\text{Im}\{v(k)\})^2} \right|^M \\
 &\quad \cdot \exp\left\{jM\left(2\pi m/M + 2\pi f_c T_s k + \theta\right)\right\}
 \end{aligned}$$

$$+ \arg \left\{ \frac{\operatorname{Im}\{v(k)\}}{(1 + \operatorname{Re}\{v(k)\})} \right\} \quad (3)$$

特别地,当信噪比较高时, $|\operatorname{Re}\{v(k)\}| \approx 0$ 且 $|\operatorname{Im}\{v(k)\}| \approx 0$. 将这两个近似考虑到式(2)和式(3)中,进一步可得

$$z_{\text{DA}}(k) \approx \exp[j(2\pi f_e T_s k + \theta)] \quad (4)$$

$$z_{\text{NDA}}(k) \approx \exp[jM(2\pi f_e T_s k + \theta)] \quad (5)$$

2.2 载波同步模式

所谓载波同步模式,就是用于统计载波参数矩阵 α ($\triangleq [f_e \ \theta]^T$) 的先验信息(如去调制信息等)的方式. 传统载波同步模式可以分为 DA 和 NDA 同步模式两类. 前者是统计由导频序列提供的先验信息[如由式(2)或式(4)给出];后者在于统计由随机的数据序列提供的先验信息[如由式(3)或式(5)给出]. 基于此,给出这两种同步模式下基于 ML 准则的载波参数矩阵 α 的估计表达式,即

$$\hat{f}_{e,\text{DA}} = \arg \max_{f_e \in \mathcal{J}_e} \left\{ \sum_{k=0}^{N_1-1} z_{\text{DA}}(k) \exp(-j2\pi \hat{f}_e T_s k) \right\} \quad (6)$$

$$\hat{\theta}_{\text{DA}} = \arg \left\{ \sum_k z_{\text{DA}}(k) \exp(-j2\pi \hat{f}_{e,\text{DA}} T_s k) \right\} \quad (7)$$

$$\hat{f}_{e,\text{NDA}} = \arg \max_{f_e \in \mathcal{J}_e} \left\{ \sum_{k=0}^{N_2-1} z_{\text{NDA}}(k) \exp(-jM2\pi \hat{f}_e T_s k) \right\} \quad (8)$$

$$\hat{\theta}_{\text{NDA}} = \arg \left\{ \sum_k z_{\text{NDA}}(k) \exp(-j2\pi \hat{f}_{e,\text{NDA}} T_s k) \right\} \quad (9)$$

其中 \mathcal{J}_e 为包含可能载波频偏的向量, N_1 为已知数据序列长度, N_2 为随机数据序列长度. 基于 ML 准则的载波参数估计方法是一种较为常用的估计方法. 此外,还有基于快速傅里叶变换的和基于相位增量的估计方法^[10-12].

3 对称帧结构

首先,将图 2(a)中一段长度为 N_1 的导频序列分成 P 块(随机分配或平均分配),每块的长度设为 L_i (若平均分配, $L_i \equiv N_1/P, \forall i$), $i \in \{1, \dots, P\}$;再将第一个导频块放置于图 2(a)中一个长度为 N_2 的数据帧的帧头,其余的导频块按一定的导频间隔依次插到该数据帧的帧中和帧尾,因此该数据帧被分成了 $P-1$ 块,每块长度设为 M_i (若导频块均匀放置, $M_i \equiv N_2/(P-1), \forall i$), $i \in \{1, \dots, P-1\}$,总长度 $N = N_1 + N_2 = \sum_{i=1}^P L_i + \sum_{i=1}^{P-1} M_i$,如图 2(b)所示,称之为通用帧结构. 接着,将该通用帧结构作对称化处理,即采样时刻 $k=0$ 设置在该帧的中间,如图 2(c)所示. 此时,整个数据帧的采样时刻集 $\{k\}$ 关于时刻 $k=0$ 对称,即 $k \in \kappa_1 \cup \kappa_2 = \{- (N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2\}$ (κ_1 表示包含具有时刻对称分布特点的所有导频符号的时刻集,用于 DA 同步模式; κ_2 表示包含具有时刻对称分布特点的所有数据符号的时刻集,

用于 NDA 同步模式). 将具有时刻对称分布特点的帧结构称作对称帧结构,而将采样时刻 $k \in \kappa'_1 \cup \kappa'_2 = \{0, 1, \dots, N-1\}$ (κ'_1 和 κ'_2 分别表示包含具有时刻非对称分布特点的所有导频符号和所有数据符号的时刻集)的帧结构称作非对称帧结构.

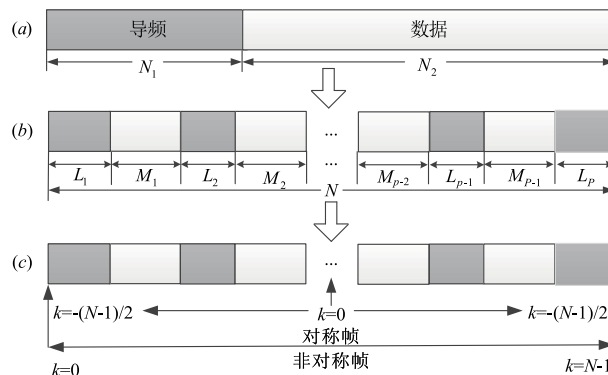


图2 通用帧结构的对称与非对称形式

对于上述的通用(对称或非对称)帧结构,通过调整其导频块数和导频分配方式得到不同种类的帧结构,如导频前置帧结构、导频后置帧结构等. 这种通用帧结构已经应用于解相位模糊的载波频偏估计^[11,12].

4 基于对称帧结构的载波参数估计 CRBs

为了推导基于对称帧结构的载波参数估计 CRBs,首先给出当 $\alpha = \hat{\alpha} (\triangleq [\hat{f}_e \ \hat{\theta}]^T$ 为载波参数的估计矩阵)时接收信号 $\mathbf{r} = \{r(k) \triangleq r_k\}$ 的概率密度函数(probability density function, pdf)

$$\rho(\mathbf{r} | \hat{\alpha}) = \prod_{k \in \kappa_1} \rho_1(r_k | \hat{\alpha}) \cdot \prod_{k \in \kappa_2} \rho_2(r_k | \hat{\alpha}) \quad (10)$$

其中, $\Pi(\cdot)$ 表示取连乘运算, $\rho_1(\cdot)$ 为接收导频符号的 pdf, $\rho_2(\cdot)$ 为接收数据符号的 pdf. 若能够知道这两个 pdf 或近似 pdf,即可求出上式的结果. 在 AWGN 信道下,假设发送的信号是等概且相互独立的,则第 k 个接收导频和接收数据的 pdf 可以分别表示为(已忽略无关项)

$$\rho_1(r_k | \hat{\alpha}) = (\sqrt{2\pi\sigma^2})^{-1} \exp[-(r_k - s_{k,\hat{\alpha}})^2 / 2\sigma^2] \approx \exp[\operatorname{Re}\{r_k s_{k,\hat{\alpha}}^* / \sigma^2\}], k \in \kappa_1 \quad (11)$$

$$\rho_2(r_k | \hat{\alpha}) = (\sqrt{2\pi\sigma^2})^{-1} \sum_{r_i \in M} p(r_i) \exp\left[-(r_k - s_{k,\hat{\alpha}})^2 / 2\sigma^2\right] \approx \sum_{r_i \in M} \exp[-r_k^2 / 2\sigma^2] \exp[\{r_k s_{k,\hat{\alpha}}^* / \sigma^2\}], k \in \kappa_2 \quad (12)$$

其中, $\sigma^2 \triangleq N_0/2$ 为噪声方差, $s_{k,\hat{\alpha}}^* \triangleq s_k^* \exp[-j(2\pi \hat{f}_e T_s k + \hat{\theta})]$ 为经估计频偏和估计相偏校正后的共轭调制信号, M 为 MPSK 的调制符号星座集, $p(r_k) \equiv p(r)$ 为接收数据信号的先验概率. 接着将式(11)和式(12)代入到式(10)中,并取自然对数运算,可得

$$\begin{aligned} \ln p(\mathbf{r}|\hat{\boldsymbol{\alpha}}) &\approx \frac{1}{\sigma^2} \sum_{k \in \kappa_1} \operatorname{Re}\{r_k s_{k,\hat{\boldsymbol{\alpha}}}^*\} \\ &+ \sum_{k \in \kappa_2} \ln \left\{ \sum_{r_i \in \mathbf{M}} \exp\left(-\frac{|s_{k,\hat{\boldsymbol{\alpha}}}|^2}{2\sigma^2}\right) \exp\left(\frac{\operatorname{Re}\{r_i s_{k,\hat{\boldsymbol{\alpha}}}^*\}}{\sigma^2}\right) \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

上式可用于计算载波参数的费歇尔信息矩阵(Fisher Information Matrix, FIM)^[13],以求出载波参数估计 CRBs. 令估计矩阵 $\hat{\boldsymbol{\alpha}} = \boldsymbol{\alpha}$, 结合式(13), 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(\boldsymbol{\alpha}) = \mathbf{F}(\hat{\boldsymbol{\alpha}})|_{\hat{\boldsymbol{\alpha}}=\boldsymbol{\alpha}} &= \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} 4\pi^2 T^2 \sum_{k \in \kappa_1} k^2 & 2\pi T \sum_{k \in \kappa_1} k \\ 2\pi T \sum_{k \in \kappa_1} k & \sum_{k \in \kappa_1} 1 \end{bmatrix} \\ &+ \frac{F(\sigma^2)}{\sigma^2} \begin{bmatrix} 4\pi^2 T^2 \sum_{k \in \kappa_2} k^2 & 2\pi T \sum_{k \in \kappa_2} k \\ 2\pi T \sum_{k \in \kappa_2} k & \sum_{k \in \kappa_2} 1 \end{bmatrix} \\ &\approx \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} 4\pi^2 T^2 \sum_{k \in \kappa'_1 \cup \kappa'_2} k^2 & 2\pi T \sum_{k \in \kappa'_1 \cup \kappa'_2} k \\ 2\pi T \sum_{k \in \kappa'_1 \cup \kappa'_2} k & \sum_{k \in \kappa'_1 \cup \kappa'_2} 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $F(\sigma^2)$ 定义为载波 CRB 与调制信号 CRB 的比值, 且信噪比较高时趋于 1^[14]. 上式即为非对称帧结构下的 FIM. 而对于导频序列平均分配的对称帧结构, 式(14) 进一步表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{F}(\boldsymbol{\alpha}) &= \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} 4\pi^2 T^2 \sum_{k \in \kappa_1} k^2 & 0 \\ 0 & \sum_{k \in \kappa_1} 1 \end{bmatrix} \\ &+ \frac{F(\sigma^2)}{\sigma^2} \begin{bmatrix} 4\pi^2 T^2 \sum_{k \in \kappa_2} k^2 & 0 \\ 0 & \sum_{k \in \kappa_2} 1 \end{bmatrix} \\ &\approx \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} 4\pi^2 T^2 \sum_{k \in \kappa_1 \cup \kappa_2} k^2 & 0 \\ 0 & \sum_{k \in \kappa_1 \cup \kappa_2} 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

最后, 再根据 FIM 与载波参数估计 CRB 之间的互逆关系, 可以分别求出载波频偏估计 CRB 和相偏估计 CRB (即分别对应于 FIM 逆矩阵中的第 1 行第 1 列和第 2 行第 2 列的元素). 为了计算载波参数估计 CRBs, 这里给出两个比较重要的公式: $\sum_{i=1}^n k = \frac{n(n+1)}{2}$ 和 $\sum_{i=1}^n k^2 = n(n+1)(2n+1)/6$. 经过一系列的演算 (具体过程省略), 可得 DA 和 NDA 这两个同步模式下的载波频偏和相偏估计 CRBs, 即

$$\begin{aligned} \operatorname{CRB}_{\text{DA}}(f_e) &= \frac{1}{4\pi^2 T_s^2 E_s / N_0} \sum_{m=1}^P L_m \left\{ \frac{(L_m - 1)(2L_m - 1)}{6} \right. \\ &+ \sum_{i=1}^{m-1} (L_i + M_i) \\ &\left. \left(\sum_{i=1}^{m-1} (L_i + M_i) + L_m - 1 \right) \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{CRB}_{\text{NDA}}(f_e) &= \frac{1}{4\pi^2 T_s^2 E_s / N_0} \\ &\cdot \sum_{i=1}^{P-1} M_i \left\{ \frac{1}{6} \left(\sum_{i=1}^{P-1} M_i - 1 \right) \left(2 \sum_{i=1}^{P-1} M_i - 1 \right) \right. \\ &\left. + \sum_{m=1}^i L_m \left[\left(2 \sum_{m=1}^{i-1} M_m + M_i - 1 \right) + \sum_{m=1}^i L_m \right] \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\operatorname{CRB}_{\text{DA}}(\theta) = \frac{1}{2|\kappa_1|} \frac{1}{\frac{E_s}{N_0}} \quad (18)$$

$$\operatorname{CRB}_{\text{NDA}}(\theta) = \frac{1}{2|\kappa_2|} \frac{1}{\frac{E_s}{N_0}} \quad (19)$$

其中, $|\kappa_1|$ 和 $|\kappa_2|$ 分别表示取时刻集 κ_1 和 κ_2 的长度, 即总的导频序列长度和数据序列长度. 对于对称帧结构, 对应的载波频偏和相偏估计具有类似于式(16) ~ (19) 的表达形式.

5 基于对称帧结构的联合频相估计

上一节中讨论了基于对称帧结构的载波参数估计 CRBs, 其特征可以描述成: 当一个数据帧结构关于采样零时刻对称时, 载波频偏估计 CRB 与相位估计 CRB 能够解耦合. 基于此特征, 首次将对称帧结构的概念引入到联合频相估计中. 接下来就 DA 和 NDA 这两种同步模式下的联合频偏估计进行讨论和分析.

5.1 DA 同步模式

对于 DA 同步模式, 为了简便而不失一般性, 假设基于 ML 准则的联合频相估计 [即式(6)和式(7)] 使用如图 2 所示的第一个导频块 (长度为 L_1), 其估计过程如下:

首先, 当采样时刻 $k \in \kappa_1$ 或 $k \in \kappa'_1$ 时, 利用导频序列通过式(4) 得到去调制信号 $z_{\text{DA}}(k)$; 然后, 将去调制信号 $z_{\text{DA}}(k)$ 代入式(6) 中, 得到载波频偏估计值 $\hat{f}_{e,\text{DA}}$. 将该频偏估计值补偿到去调制信号中, 可得

$$\begin{aligned} \tilde{z}_{\text{DA}}(k) &= z_{\text{DA}}(k) \exp(-j2\pi \hat{f}_{e,\text{DA}} T_s k) \\ &\approx \exp[j(2\pi \Delta f_1 T_s k + \theta)] \end{aligned} \quad (20)$$

其中, $\Delta f_1 \triangleq f_e - \hat{f}_{e,\text{DA}}$ 为补偿后的剩余频偏.

最后, 再将补偿后的去调制信号 $\tilde{z}_{\text{DA}}(k)$ 代入到式(7) 中, 便可得到相偏估计值

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{\text{DA}} &= \arg \left\{ \sum_k \tilde{z}_{\text{DA}}(k) \right\} \\ &\approx \arg \left\{ \exp(j\theta) \sum_k \exp(j2\pi \Delta f_1 T_s k) \right\}, \\ &k \in \kappa_1 \text{ or } \kappa'_1 \end{aligned} \quad (21)$$

为了研究联合频相估计中剩余频偏对相偏估计的影响, 首先讨论采样时刻遍历对称帧结构的情况, 即 $k \in \kappa_1$, 上式可以变成

$$\hat{\theta}_{s,\text{DA}} = \arg \left\{ \exp(j\theta) \sum_{k=-(L_1-1)/2}^{(L_1-1)/2} \exp(j2\pi \Delta f_1 T_s k) \right\}$$

$$\begin{aligned}
&= \arg \{ \exp(j\theta) \sin(\pi \Delta f_1 T_s L_1) / \sin(\pi \Delta f_1 T_s) \} \\
&= \begin{cases} \theta, & |\Delta f_1 T_s| \leq 1/L_1 \\ U_s(\theta, \Delta f_1), & |\Delta f_1 T_s| > 1/L_1 \end{cases} \quad (22)
\end{aligned}$$

其中, $U_s(\theta, \Delta f_1)$ 为对称帧下关于相偏 θ 和剩余频偏 Δf_1 的模糊函数.

接着讨论采样时刻遍历非对称帧结构的情况, 即 $k \in \kappa'_1$, 式(21)可以变换成

$$\begin{aligned}
\hat{\theta}_{as,DA} &= \arg \left\{ \exp(j\theta) \sum_{k=0}^{L_1} \exp(j2\pi \Delta f_1 T_s k) \right\} \\
&= \arg \{ \exp(j\theta) \exp(j\pi \Delta f_1 T_s (L_1 - 1)) \\
&\quad \cdot \sin(\pi \Delta f_1 T_s L_1) / \sin(\pi \Delta f_1 T_s) \} \\
&= \begin{cases} \theta, & \Delta f_1 T_s = 0 \\ U_{as}(\theta, \Delta f_1), & \Delta f_1 T_s \neq 0 \end{cases} \quad (23)
\end{aligned}$$

其中, $U_{as}(\theta, \Delta f_1)$ 为非对称帧下关于相偏 θ 和剩余频偏 Δf_1 的模糊函数.

基于对称帧结构的联合频相估计中剩余频偏对相偏估计的影响可以分两种情况说明: (1) 当剩余频偏 $|\Delta f_1 T_s| \leq 1/L_1$, 相偏估计值等于相偏真实值; (2) 当剩余频偏 $|\Delta f_1 T_s| > 1/L_1$ 时, 相偏估计存在相位模糊, 需要进一步讨论才能确定; 基于非对称帧结构的联合频相估计中, 只要剩余频偏不为零, 其相偏估计值就会相异于相偏真实值.

5.2 NDA 同步模式

对于 NDA 同步模式, 为了简便而不失一般性, 假设基于 ML 准则的联合频相估计[即式(8)和式(9)]使用如图 2 所示的第一个数据块(长度为 M_1). NDA 同步模式下的估计过程类似于 DA 同步模式下的估计过程, 因此这里不再赘述, 仅给出最终的推导结果, 即

$$\begin{aligned}
\hat{\theta}_{s,NDA} &= \arg \left\{ \sum_{k \in \kappa'_1} \tilde{z}_{NDA}(k) \right\} \\
&= \arg \left\{ \exp(jM\theta) \sum_{k=-(M_1-1)/2}^{(M_1-1)/2} \exp(jM2\pi \Delta f_2 T_s k) \right\} \\
&= \arg \{ \exp(jM\theta) \sin(M\pi \Delta f_2 T_s M_1) / \sin(M\pi \Delta f_2 T_s) \} \\
&= \begin{cases} M\theta, & |\Delta f_2 T_s| \leq 1/(MM_1) \\ U'_s(\theta, \Delta f_2), & |\Delta f_2 T_s| > 1/(MM_1) \end{cases} \quad (24)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\hat{\theta}_{as,NDA} &= \arg \left\{ \sum_{k \in \kappa'_1} \tilde{z}_{NDA}(k) \right\} \\
&= \arg \left\{ \exp(jM\theta) \sum_{k=0}^{M_1-1} \exp(jM2\pi \Delta f_2 T_s k) \right\} \\
&= \arg \{ \exp(jM\theta) \exp(jM\pi \Delta f_2 T_s (M_1 - 1)) \\
&\quad \cdot \sin(M\pi \Delta f_2 T_s M_1) / \sin(M\pi \Delta f_2 T_s) \} \\
&= \begin{cases} M\theta, & \Delta f_2 T_s = 0 \\ U'_{as}(\theta, \Delta f_2), & \Delta f_2 T_s \neq 0 \end{cases} \quad (25)
\end{aligned}$$

其中, $\tilde{z}_{NDA}(k) = z_{NDA}(k) \exp(-j2\pi \hat{f}_{e,NDA} T_s k) \approx \exp[j(M2\pi \Delta f_2 T_s k + M\theta)]$, $\Delta f_2 \triangleq f_e - \hat{f}_{e,NDA}$ 为补偿后的剩余频

偏, $\hat{f}_{e,NDA}$ 为利用式(8)得到的频偏估计值, $U'_s(\theta, \Delta f_2)$ 和 $U'_{as}(\theta, \Delta f_2)$ 分别为对称帧和非对称结构下关于相偏 θ 和剩余频偏 Δf_2 的模糊函数.

显然, 对称帧结构下, 只要剩余频偏满足 $|\Delta f_2 T_s| \leq \frac{1}{(MM_1)}$, 其相偏估计值就等于相偏真实值的 M 倍, 反之, 就存在相位模糊, 需要进一步讨论来确定; 非对称帧结构下, 当且仅当剩余频偏为零时, 其相偏估计值才等于相偏真实值的 M 倍, 否则, 相偏估计值也需要进一步讨论来确定. 至此, 可以得出这样的结论: 无论是 DA 还是 NDA 同步模式下, 基于对称帧结构的联合频相估计中频偏估计和相偏估计都可以实现解耦合.

在 5.1 和 5.2 两小节中, 推导结果式(22)~式(25)使用了以下几个重要的公式, 即 $\sin x = [\exp(jx) - \exp(-jx)] / (2j)$, $\cos x = [\exp(jx) + \exp(-jx)] / 2$ 和 $\sum_{k=1}^n \cos kx = \sin(nx + x/2) / [2\sin(x/2)] - 1/2$.

6 仿真结果与分析

为了验证前文的分析, 下面从相偏估计期望和相偏估计均方误差 (Mean Square Error, MSE) 两方面进行仿真. 在 AWGN 信道下, 采用 QPSK 调制. 在 DA 同步模式下: 导频长度 $L_1 = 20$; 在 NDA 同步模式下: 数据长度 $M_1 = 20$; 具体的频偏值(或范围)和相偏值(或范围)见下文.

6.1 相偏估计期望

DA 同步模式下, 假设相偏 $\theta \in [-\pi, \pi]$, 归一化剩余频偏 $\Delta f_1 T_s = \{0, 0.01\}$, 信噪比 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$. NDA 同步模式下, 由于非线性变换引入的调制阶数 M 的关系, 其相偏估计范围为 DA 同步模式的 $1/M$ ($M=4$). 因此, 可设相偏 $\theta \in [-\pi/4, \pi/4]$, 归一化剩余频偏 $\Delta f_2 T_s = \{0, 0.0025\}$. 图 3 给出了上述条件下的相偏估计期望. 可以看出, 无论采用何种同步模式, 在理论可以接受的相偏范围内, 当剩余频偏为零时, 相偏估计期望与所采用的数据帧结构的对称性无关; 当剩余频偏不为零时, 基于对称帧结构的联合频相估计中相偏估计期望与相偏真实值几乎完全重合, 而基于非对称帧结构的相偏估计期望与相偏真实值相异.

6.2 相偏估计 MSE

不同剩余频偏下相位估计 MSE: 在 DA 同步模式下, 假设归一化剩余频偏 $\Delta f_1 T_s \in [-0.05, 0.05]$, 相偏 $\theta = 3\pi/4$; 在 NDA 同步模式下, 假设归一化剩余频偏 $\Delta f_2 T_s \in [-0.01, 0.01]$, 相偏 $\theta = \pi/6$; 信噪比 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 及其相应的 CRB[见式(18)和式(19)]. 图 4 给出了上述条件下的相偏估计 MSE.

显然, 不论采用何种同步模式, 与基于非对称帧结构的联合频相估计中相偏估计相比, 基于对称帧结构

的相偏估计可以对抗更大的剩余频偏. 而基于非对称帧结构的相偏估计对剩余频偏非常敏感.

不同信噪比下相位估计 MSE: 在 DA 同步模式下, 假设信噪比 $E_b/N_0 \in [0\text{dB}, 10\text{dB}]$, 相偏 $\theta = 3\pi/4$, 归一化剩余频偏 $\Delta f_1 T_s = \{0, 0.01\}$; 在 NDA 同步模式下, 相偏 $\theta = \pi/6$, 归一化剩余频偏 $\Delta f_2 T_s = \{0, 0.0025\}$. 图 5 给出了上述条件下的相偏估计 MSE.

可见, 当剩余频偏为零时, 这两种同步模式下基于

对称帧结构与非对称帧结构的联合频相估计中相偏估计性能基本一致, 且 DA 同步模式下达到了对应的 CRB [即式(18)], 而 NDA 同步模式下由于非线性变换等原因的存在, 其性能随信噪比的增大逐渐接近于对应的 CRB [即式(19)]. 当存在剩余频偏时, 这两种同步模式下基于非对称帧结构的相偏估计性能会变得非常差, 而基于对称帧结构的相偏估计性能与非对称帧结构相比有了较大的改善.

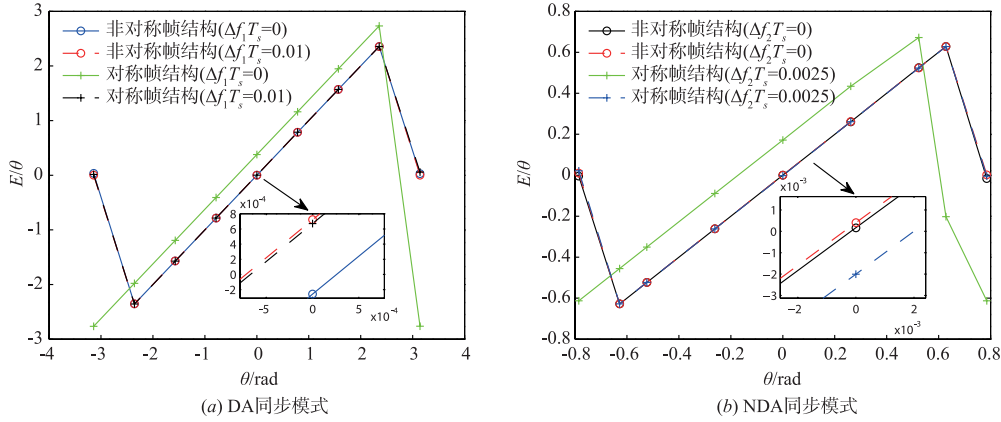


图3 不同相偏下的相偏估计期望

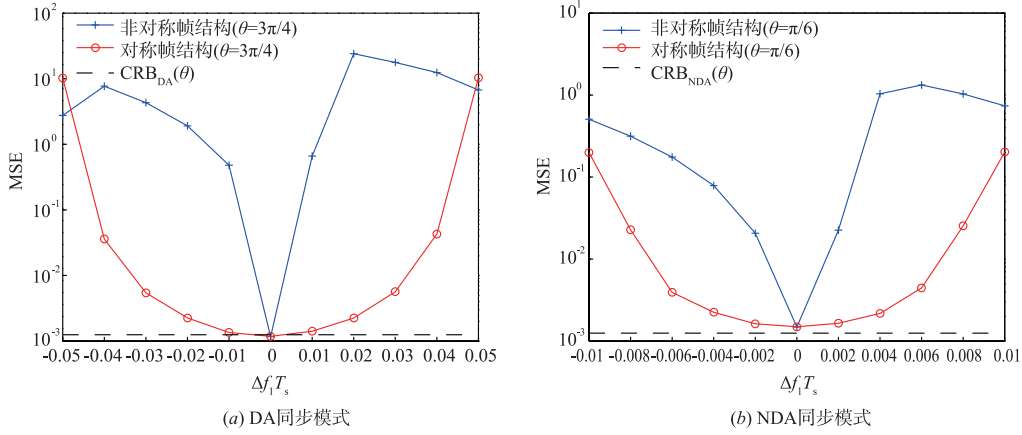


图4 不同归一化剩余频偏下的相偏估计MSE

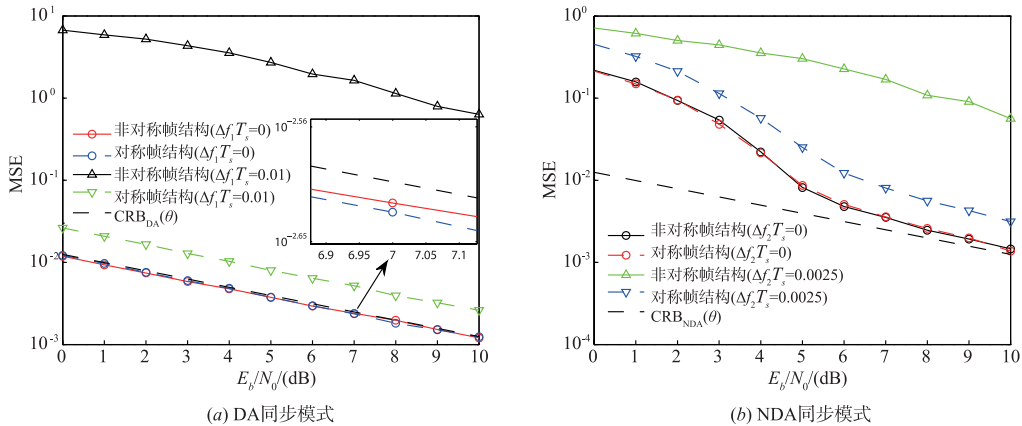


图5 不同信噪比下的相偏估计MSE

7 结论

针对短突发通信中的载波同步问题,首次将对称帧结构引入到联合频相估计中,并取得了良好的估计效果.理论分析和仿真结果都表明:以基于 ML 准则的联合频相估计为例,无论采用 DA 同步模式还是 NDA 同步模式,基于对称帧结构的联合频相估计可以实现频偏估计和相偏估计的解耦合;与基于非对称帧的相偏估计相比,基于对称帧结构的相偏估计能够获得更高的估计精度和更强的抗频偏能力.

参考文献

- [1] W Farr. Technology development for high efficiency optical communication [A]. Proceeding of 2012 IEEE Aerospace Conference [C]. MT Big Sky, 2012: 1 - 8.
- [2] G Kalivas. Digital Radio System Design [M]. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
- [3] P Y Kam. Maximum likelihood carrier phase recovery for linear suppressed-carrier digital data modulations [J]. IEEE Trans. Commun, 1986, 34(6): 522 - 527.
- [4] A J Viterbi, A M Viterbi. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission [J]. IEEE Trans Inf Theory, 1983, 29(4): 543 - 551.
- [5] 孙锦华, 何恒. 现代调制解调技术 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2014.
- [6] 周荣, 等. 基于判决反馈的 CPM 信号定时相位联合估计算法 [J]. 通信技术, 2015, 48(2): 146 - 150.
ZHOU Rong, et al. Joint timing and phase estimation algorithm for CPM signals based on decision feedback [J]. Commun. Tech., 2015, 48(2): 146 - 150. (in Chinese)
- [7] H Fu, P Y Kam. Phase-based, time-domain estimation of the frequency and phase of a single sinusoid in AWGN—The role and applications of the additive observation phase noise model [J]. IEEE Trans Inf Theory, 2013, 59(5): 3175 - 3188.
- [8] F Rice. Carrier-phase and frequency-estimation bounds for transmissions with embedded reference symbols [J]. IEEE Trans Commun, 2006, 54(2): 221 - 225.
- [9] N Noel, H Steendam, et al. Carrier-phase and frequency-estimation pilot-symbol assisted transmission; bounds and algorithms [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2005, 53(13): 4579 - 4587.
- [10] 王旭东, 樊涛, 等. 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, 44(2): 491 - 496.
WANG Xu-dong, FAN Tao, et al. SOQPSK carrier tracking technology with large Doppler frequency offset based on FFT guided Costas loop [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(2): 491 - 496. (in Chinese)
- [11] YU Zhong-yang, SUN Jin-hua, Bai Bao-ming, et al. A phase increment-based frequency estimator for general PSAM in burst communications [A]. Proceeding of 2016 IEEE 83rd Veh. Tech. Conf. (VTC Spring) [C]. Nanjing, China, 2016: 1 - 5.
- [12] 孙锦华, 余忠祥, 等. 基于相位解模糊的简化对角互相关频偏估计算法 [J]. 电子学报, 2016, 44(8): 1974 - 1980.
SUN Jin-hua, YU Zhong-yang, et al. Simplified diagonal cross correlation frequency estimation algorithm based on phase un-wrapping method [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(8): 1974 - 1980. (in Chinese)
- [13] T Menni, et al. New results on deterministic Cramer-Rao bounds for real and complex parameters [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2012, 60(3): 1032 - 1049.
- [14] F Rice, B Cowley, et al. Cramer-Rao lower bounds for QAM phase and frequency estimation [J]. IEEE Trans Commun, 2001, 49(10): 1582 - 1591.

作者简介



余忠洋 男, 1989 年 8 月出生, 安徽六安人. 西安电子科技大学在读博士研究生, 通信与信息系统专业. 主要研究方向为编码调制技术、无线通信等.
E-mail: 844767740@qq.com



白宝明 (通信作者) 男, 1966 年 3 月出生, 山西大同人. 西安电子科技大学教授, 博士生导师, 研究方向为信息论与信道编码、编码调制技术、无线通信等.
E-mail: bmbai@mail.xidian.edu.cn