

单通道邻频数字调制混合信号的载波初相估计

杨勇¹, 郭一鸣¹, 王海昕², 彭华¹, 张冬玲¹

(1. 解放军信息工程大学信息工程学院, 河南 郑州 450002; 2. 西南电子通信技术研究所, 四川 成都 610041)

摘 要: 在非合作卫星通信中, 针对具有固定帧长和固定帧同步序列的单通道混合信号, 根据源信号间的参数差异给出一种同时适用于低阶和高阶混合信号的载波初相估计算法。算法先对去频偏后的帧同步数据以帧长为间隔进行累加, 进而根据功率最大化准则对累加结果做定时同步, 从而实现对初相信息的提取。为便于比较, 同时推导了单通道混合信号载波初相估计的修正克拉美罗界 (MCRB, modified Cramer-Rao bound)。仿真结果表明, 随着累加帧数的增加, 初相估计性能逐渐接近 MCRB。

关键词: 单通道混合; 邻频干扰; 载波初相估计; 修正克拉美罗界

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

Carrier initial phases estimation for single-channel adjacent-frequency mixture of digitally modulated signals

YANG Yong¹, GUO Yi-ming¹, WANG Hai-xin², PENG Hua¹, ZHANG Dong-ling¹

(1. School of Information Systems Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China;

2. Southwest Electronics and Telecommunication Technology Research Institute, Chengdu 610041, China)

Abstract: For single-channel mixture of adjacent-frequency digitally modulated signals which have the fixed frame length and sync codes in non-cooperative satellite communications, a carrier initial phases estimation algorithm which can be applied to both low-order and high-order digitally modulated mixtures was provided according to the differences of parameters in the source signals. The sync data eliminated the frequency offset was added in the interval of frame length firstly, then timing synchronization was accomplished for the added result in terms of power maximization rule, thus the initial phases information was derived. Moreover, the modified Cramer-Rao bound (MCRB) of carrier initial phases for single-channel mixture of adjacent-frequency digitally modulated signals was derived for comparison. Simulation results show that, difference between estimation performance of the proposed algorithm and MCRB becomes smaller with the increase in the number of added frames.

Key words: single-channel mixture, adjacent-frequency interference, carrier initial phases estimation, modified Cramer-Rao bound

1 引言

随着数字通信业务量的增加和诸如成对载波多址 (PCMA, paired carrier multiple access)^[1]等先进通信体制的广泛使用, 通信终端受到邻频干扰的概率不断增大。当接收信号存在邻频干扰时, 通信质量会严重下降。邻频混合信号的接收包括多通道接收和单通道接收 2 种模式。当接收通道数不小于

混合信号中源信号的个数且各个通道间不存在相关性时, 采用多通道处理的方法可实现对各个源信号的有效分离。然而, 由于通信终端尺寸大小的限制或者接收通道间存在较强的相关性, 只能依靠一路混合信号分离出多个源信号或某个感兴趣源信号, 前者称为单通道数字混合信号的盲分离问题^[2-4], 后者称为单天线干扰抵消问题^[5-7]。由于多通道 (天线) 接收价格昂贵, 系统复杂, 所以单通道接收逐

收稿日期: 2016-05-05; 修回日期: 2016-08-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61401511)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61401511)

渐成为信号处理领域的研究热点。

针对单通道混合信号的盲分离问题, 目前出现了很多研究成果。其中, 联合参数估计和序列检测类的研究方法是当前分离算法中的主流^[8-10], 部分成果已经迈向实用化。然而, 该类分离方法需要事先完成对混合信号的参数初估计, 若参数估计误差较大, 将可能导致分离结果发散或误收敛。一般情况下, 参数估计包括各分量信号的载波频率、符号速率、幅度、载波初相和时延等估计。单通道邻频低阶数字调制混合信号(如 BPSK、QPSK 等)的载频估计可通过 M (M 为调制阶数) 次方谱的方法完成, 而高阶调制混合信号的载频估计则可利用文献[11]中分级搜索的方法来实现; 模方谱的方法可实现对混合信号符号速率的高精度估计; 针对幅度估计问题, 文献[12]根据各源信号间的幅度和频偏大小关系, 基于 QPSK 调制的混合信号, 分别提出了四次方法、MAX-MIN 法和模平方法。时延估计也出现了很多研究成果^[13-15]。

针对 PCMA 系统中干扰信号的载波相位估计问题, 文献[16]通过理论分析得到干扰信号载波相位估计的最佳长度与归一化载波剩余频率偏差的关系表达式。但其仅适用于合作通信背景下, 即其中一路信号的发送序列精确已知; 针对单通道邻频 MPSK 调制的混合信号, 当各源信号的频偏存在差异时, 文献[9]在完成频偏估计的条件下, 通过构造辅助信号实现对载波初相信息的提取。然而, 该方法适用的初相估计范围随着调制阶数的增加而变小, 当超出该估计范围后, 将存在相位模糊。此外, 克拉美罗界 (CRB, Cramer-Rao bound) 是参数实现无偏估计条件下估计方差的下界, 也是评价参数估计算法性能最常用的界^[17]。然而, 当前已有关于参数估计的 CRB 或修正 CRB (MCRB, modified CRB) 都是针对单一信号, 该性能界显然无法用于度量混合信号参数估计的性能。

鉴于此, 在非合作卫星通信背景下, 针对具有固定帧长和固定帧同步序列的单通道邻频数字调制混合信号, 本文从帧同步符号累加的结果中提取载波初相信息, 并推导单通道同频混合信号载波初相估计的 MCRB。

2 信号模型和基本假设

在卫星通信中, 考虑 2 路 MPSK 或 MQAM 调制信号, 符号周期都为 T , 将成型滤波器和匹配滤

波器的响应总和视为等效信道滤波器的响应结果, 且响应持续时间为 $[-L_1T, L_1T]$ (等效滤波器非因果和因果的周期均为 L_1), 那么以 $\frac{T}{p}$ (p 为过采样倍数) 为周期对混合信号进行采样, 可得到离散形式

$$y_{k+\frac{l}{p}} = \sum_{i=1}^2 h_{i,k+\frac{l}{p}} e^{j[2\pi f_{i,k}(k+\frac{l}{p})T + \varphi_{i,k}]} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{k+m}^{(i)} g_i \left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_{i,k+\frac{l}{p}} \right) + v_{k+\frac{l}{p}} \quad (1)$$

其中, $l=0, \dots, p-1$, v_k 是均值为 0、功率谱密度为 N_0 的加性复高斯白噪声信号在 $k+\frac{l}{p}$ 时刻的采样值;

$s_{k+m}^{(i)}$ 是第 i ($i=1, 2$) 路信号在 $k+m$ 时刻的输入符号; $h_{i,k+\frac{l}{p}}$ 、 $f_{i,k+\frac{l}{p}}$ 、 $\varphi_{i,k+\frac{l}{p}}$ 和 $\tau_{i,k+\frac{l}{p}}$ 分别是第 i 路调制信

号在 $k+\frac{l}{p}$ ($k=0,1,2,\dots$) 时刻的幅度、残余频偏、相

偏和时延 $\left(-\frac{T}{2} \leq \tau_{i,k+\frac{l}{p}} < \frac{T}{2} \right)$ 。在实际应用中, 这 4

个参数是缓慢时变的, 为简化模型, 在有限的数据范围内, 假设它们都是非时变的, 即 $h_{i,k+\frac{l}{p}} = h_i$,

$f_{i,k+\frac{l}{p}} = f_i$, $\varphi_{i,k+\frac{l}{p}} = \varphi_i$, $\tau_{i,k+\frac{l}{p}} = \tau_i$ 。此外, 假设 2 路信

号的等效信道滤波器满足 $g_1(t) = g_2(t) = g(t)$ 。

此外, 假设发送的符号序列在同一路源信号之内和不同路源信号之间都是相互独立的, 则

$$E[s_m^{(i_1)} (s_n^{(i_2)})^*] = \begin{cases} C, & m=n \text{ 且 } i_1 = i_2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

进一步, 假设 2 路信号具有相同的符号帧长 N , 每一帧数据包包含 K 个同步符号和 P 个数据符号, 即 $N=K+P$ 。以数据起点为基准, 第一路信号和第二路信号同步符号的起始位置分别为 n_1 和 n_2 , 如图 1 所示。此外, 当 2 路源信号的帧头起始位置不重叠时, 称 2 路源信号编码异步, 反之称为编码同步。

在本文的研究中, 单通道邻频数字调制混合信号的载波初相估计就是仅根据接收序列 y_k , 在已知频偏 f_i 和帧同步符号的条件下分别得到 φ_1 和 φ_2 的精确估计值。

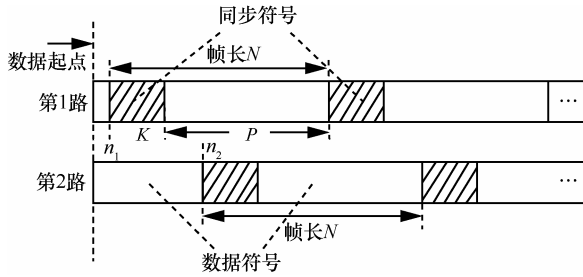


图 1 2 路信号混合情况

3 载波初相估计

3.1 帧长及帧头起始位置估计

对式(1)进行 p 倍抽取后, 可得到以 T 为周期的混合信号采样数据

$$y_k = \sum_{i=1}^2 h_i e^{j(2\pi f_i k T + \varphi_i)} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{k+m}^{(i)} g(-mT - \tau_i) + v_k \quad (3)$$

设待估帧长为 \hat{N} , 将序列 $\{y_k\}$ 以 $\hat{N}+K-1$ 为长度单位进行分段, 各个数据段之间的重叠长度为 $K-1$. 在此基础上, 各个数据段之间以窗长为 K 个数据做滑动互相关, 对结果求模后得到

$$R_{i,u} = \left| \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} y_{(i-1)\hat{N}+u+l} y_{i\hat{N}+u+l}^* \right| \quad (4)$$

其中, $R_{n,u}$ 表示第 n 个数据段和第 $n+1$ 个数据段中第 u ($u=1, \dots, \hat{N}$) 到 $u+K-1$ 个数据间互相关的模值, “*” 和 “|·|” 分别表示复数求共轭和求模值运算。

将式(3)代入式(4), 根据不同时刻数据及不同路源信号数据之间的不相关性, 式(4)可化简为

$$R_{n,u} = \left| \frac{1}{K} \sum_{l=0}^{K-1} \sum_{i=1}^2 \left[h_i^2 e^{-j2\pi f_i \hat{N} T} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{(n-1)\hat{N}+u+l+m}^{(i)} (s_{n\hat{N}+u+l+m}^{(i)})^* g^2(-mT - \tau_i) \right] \right| \quad (5)$$

显然, 当 $\hat{N} \neq N$ 时, 对所有的 u 而言, $s_{(n-1)\hat{N}+u+l+m}^{(i)}$ ($l=0, \dots, K-1$) 和 $s_{n\hat{N}+u+l+m}^{(i)}$ 都是随机分布的, 所以 $R_{n,u} \approx 0$. 而当 $\hat{N} = N$ 时, 由于帧长和帧同步符号都是固定的, 所以当 $u+m=n_i$ 时, 对 $\forall l \in [0, K-1]$ 满足 $s_{(n-1)\hat{N}+u+l+m}^{(i)} = s_{n\hat{N}+u+l+m}^{(i)}$. 此时, $R_{n,u}$ 达到最大值。

进一步, 增加做互相关运算的数据段个数可以提高帧长估计的稳定性, 若参加运算的数据段个数为 I , 则对于每一个待估帧长值 \hat{N} , 可得到

$$R_u = \frac{1}{I} \sum_{n=1}^I R_{n,u}, u = 0, \dots, \hat{N} - 1 \quad (6)$$

在此基础上, 对 \hat{N} 个 R_u 值做峰值检测, 当存在峰值时, 对应的 \hat{N} 即为信号帧长的估计结果; 否则, 继续遍历下一个可能的帧长值。

当完成对帧长的估计后, 若 2 路源信号编码异步, 则 \hat{N} 个 R_u 值中会出现 2 个峰值. 2 个峰值的位置分别对应 2 路源信号的帧头起始位置, 由此便可完成对源信号帧头起始位置的估计. 特别地, 若 2 路源信号编码同步, 则 \hat{N} 个 R_u 值中仅有一个峰值, 峰值所在的位置即为 2 路源信号的帧头起始位置。

3.2 频偏不相等时的初相估计

当完成对帧长和帧头起始位置的估计后, 对第 i 路源信号的帧同步数据构造辅助信号

$$z_{i, k+\frac{l}{p}} = y_{k+\frac{l}{p}} e^{-j2\pi f_i \left(k+\frac{l}{p}\right) T} = h_i e^{j \left[2\pi(f_1 - f_i) \left(k+\frac{l}{p}\right) T + \varphi_1 \right]} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{k+m}^{(1)} g \left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_1 \right) + h_2 e^{j \left[2\pi(f_2 - f_i) \left(k+\frac{l}{p}\right) T + \varphi_2 \right]} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{k+m}^{(2)} g \left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_2 \right) + w_{k+\frac{l}{p}} \quad (7)$$

其中, $k=t+nN$ ($t=n_i, \dots, n_i+K-1; n=0, \dots, N_f-1$), N_f 表示数据帧数, $w_{k+\frac{l}{p}} = v_{k+\frac{l}{p}} e^{-j2\pi f_i \left(k+\frac{l}{p}\right) T}$.

在式(7)的基础上, 忽略噪声项 $w_{k+\frac{l}{p}}$ 的影响, 以 pN 为间隔对帧同步符号数据求和, 即

$$r_{i, t+\frac{l}{p}} = \sum_{n=0}^{N_f-1} z_{i, t+nN+\frac{l}{p}} = x_{1, t+\frac{l}{p}} + x_{2, t+\frac{l}{p}} \quad (8)$$

其中

$$\begin{cases} x_{1, t+\frac{l}{p}} = h_1 e^{j\varphi_1} \sum_{n=0}^{N_f-1} e^{j2\pi(f_1 - f_i) \left(t+nN+\frac{l}{p}\right) T} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{t+nN+m}^{(1)} g \left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_1 \right) \\ x_{2, t+\frac{l}{p}} = h_2 e^{j\varphi_2} \sum_{n=0}^{N_f-1} e^{j2\pi(f_2 - f_i) \left(t+nN+\frac{l}{p}\right) T} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{t+nN+m}^{(2)} g \left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_2 \right) \end{cases} \quad (9)$$

特别地, 当 $i=1$ 时, 由于发送数据具有固定的帧长和固定的帧同步符号, 加之升余弦脉冲拖尾的

衰减系数较大, 因此

$$\begin{aligned} x_{1,t+\frac{l}{p}} &= h_1 e^{j\varphi_1} \sum_{n=0}^{N_f-1} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{t+nN+m}^{(1)} g\left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_1\right) \\ &= h_1 N_f e^{j\varphi_1} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{t+m}^{(1)} g\left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_1\right) \end{aligned} \quad (10)$$

当 $f_1 \neq f_2$ 时, $f_2 - f_1$ 的存在会导致第 2 路信号中符号的相位等概分布于 $0 \sim 2\pi$ 区间, 且由于同一路信号内的符号之间相互独立, 所以当 N_f 足够大时满足 $x_{2,t+\frac{l}{p}} \approx 0$, 于是式(8)可化简为

$$r_{1,t+\frac{l}{p}} \approx h_1 N_f e^{j\varphi_1} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{t+m}^{(1)} g\left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_1\right) \quad (11)$$

显然, $r_{1,t+\frac{l}{p}}$ 可认为是第 1 路源信号的帧同步符

号经过 p 倍过采样后的结果。一般情况下, 帧同步符号的长度较短, 所以传统的定时同步算法很难取得好的性能。在此, 采用最大功率法对序列 $r_{1,t+\frac{l}{p}}$ 做

定时同步, 且将经过定时同步后的帧同步符号序列记为 $\left\{r_{1,t+\frac{l_{\max}}{p}}, t = n_1, \dots, n_1 + K - 1\right\}$, 其中

$$l_{\max} = \max_{l \in \{0, 1, \dots, p-1\}} \left\{ \sum_{t=n_1}^{n_1+K-1} \left| r_{1,t+\frac{l}{p}} \right|^2 \right\} \quad (12)$$

当定时同步不存在误差时, 容易得到

$$r_{1,t+\frac{l_{\max}}{p}} = h_1 N_f e^{j\varphi_1} s_t^{(1)} \quad (13)$$

设帧同步符号序列为 $\alpha_0, \dots, \alpha_{K-1}$, 则当帧同步符号已知时, 第 1 路源信号的载波初相估计值为

$$\hat{\varphi}_1 = \frac{1}{K} \sum_{t=n_1}^{n_1+K-1} \arg\left(r_{1,t+\frac{l_{\max}}{p}} \alpha_{t-n_1}^*\right) \quad (14)$$

其中, $\arg(\cdot)$ 表示复数求相位运算。同理, 当 $i=2$ 时, 可得到第 2 路源信号的载波初相估计值为

$$\hat{\varphi}_2 = \frac{1}{K} \sum_{t=n_2}^{n_2+K-1} \arg\left(r_{2,t+\frac{l_{\max}}{p}} \alpha_{t-n_2}^*\right) \quad (15)$$

当 $f_1 \neq f_2$ 时, 无论 2 路源信号编码异步还是编码同步, 在对第 i 路进行数据求和后, 由于 $x_{j,t+\frac{l}{p}} (j \neq i)$ 中存在残余频偏, 所以当 N_f 达到某一阈值时必然满足 $x_{j,t+\frac{l}{p}} \approx 0$ 。因此, 当 2 路源信号的频偏不相等时,

无论 2 路源信号编码异步还是编码同步, 该方法均

有效。

此外, 从式(13)中可以看出, 当符号序列 $\{s_i^{(i)}\}$ 采用实数调制时, 在未知帧同步符号的条件下, 直接对 $r_{1,t+\frac{l_{\max}}{p}}$ 求复数相位即可完成对载波初相的估计。对复数调制信号而言, 对 $r_{1,t+\frac{l_{\max}}{p}}$ 做去调制信息

处理后求复数相位, 也可实现对初相的估计。然而, 对 MPSK 调制信号而言, 去调制信息一般采用 M (M 为调制阶数) 次方法, 所以该方法和文献[12]一样, 适用的载波初相估计范围仅为 $\left[-\frac{\pi}{M}, \frac{\pi}{M}\right]$, 超过该范围后, 估计结果将存在相位模糊。因此, 要使该方法不受调制方式和估计范围的限制, 必须已知帧同步符号。

3.3 频偏相等时的初相估计

当 2 路源信号的频偏相等 (设 $f_1=f_2=f$) 时, 对 p 倍过采样的数据 $y_{k+\frac{l}{p}}$ 进行去频偏操作后, 可得

$$\begin{aligned} z_{k+\frac{l}{p}} &= y_{k+\frac{l}{p}} e^{-j2\pi f\left(k+\frac{l}{p}\right)T} \\ &= h_1 e^{j\varphi_1} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{k+m}^{(1)} g\left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_1\right) + \\ &\quad h_2 e^{j\varphi_2} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{k+m}^{(2)} g\left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_2\right) + w_{k+\frac{l}{p}} \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $k=t+nN$, $t=n_i, \dots, n_i+K-1$; $i=1, 2$; $n=0, \dots, N_f-1$ 。在此基础上, 当 2 路源信号编码异步时, 通过与式(8)~式(15)相同的过程即可求得 2 路源信号的载波初相估计结果。

然而, 当 2 路源信号编码同步 ($n_1=n_2$) 时, 对帧同步符号进行数据累加后, 结果为

$$\begin{aligned} r_{t+\frac{l}{p}} &= h_1 N_f e^{j\varphi_1} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{t+m}^{(1)} g\left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_1\right) + \\ &\quad h_2 N_f e^{j\varphi_2} \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{t+m}^{(2)} g\left(-mT + \frac{lT}{p} - \tau_2\right) \end{aligned} \quad (17)$$

一般情况下, 2 路信号的最佳定时位置是不同的, 所以无法同时实现对 2 路源信号的最佳采样。然而, 当 2 路信号的最佳定时位置差异较小时, 采用最大功率法作定时同步存在的误差也很小, 此时在忽略定时偏差影响的条件下, 可以实现对 2 路源信号载波初相的粗估计。

对式(17)做定时同步后, 若 2 路源信号均不存

在定时偏差，则可得到

$$r_{t+\frac{l_{\max}}{p}} = h_1 N_f e^{j\varphi_1} s_t^{(1)} + h_2 N_f e^{j\varphi_2} s_t^{(2)} \quad (18)$$

在此基础上，将式(18)与帧同步符号做相关运算，并将结果表示为

$$r_t = r_{t+\frac{l_{\max}}{p}} \alpha_{t-n_1}^* = A_{1,t} e^{j\varphi_1} + A_{2,t} e^{j\varphi_2} \quad (19)$$

其中， $A_{i,t} = h_i N_f |\alpha_{t-n_i}|^2$ 。于是，当 2 路源信号频偏相等且编码同步时，载波初相估计问题等效于在已知 r_t 和 $A_{i,t}$ 的条件下获得 φ_1 和 φ_2 的估计值。进一步将该问题进行数学转化，则载波初相估计问题变为： $\mathbf{x}_{1,t}$ 和 $\mathbf{x}_{2,t}$ 是半径分别为 $A_{1,t}$ 和 $A_{2,t}$ 的圆上的 2 个复矢量，且已知两者的合成矢量为 $\mathbf{r}_t = \mathbf{x}_{1,t} + \mathbf{x}_{2,t}$ ，则 $\mathbf{x}_{1,t}$ 和 $\mathbf{x}_{2,t}$ 是否唯一，2 个复矢量的相位如图 2 所示。

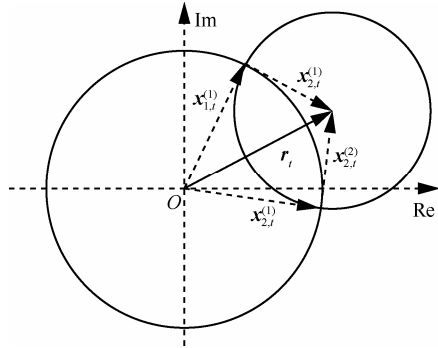


图 2 频偏相等且编码异步时初相估计的数学模型

当 $\mathbf{r}_t \neq \mathbf{0}$ 时，2 个圆存在 2 个交点，此时 \mathbf{r}_t 的分解存在 2 组解。因此，载波初相估计结果存在模糊解，需要借助其他手段去除模糊解。当 $\mathbf{r}_t = \mathbf{0}$ 时，若 $A_{1,t} \neq A_{2,t}$ ，则 2 个圆没有交点，载波初相估计无解。若 $A_{1,t} = A_{2,t}$ ，则 2 个圆有无穷多个交点，此时载波初相估计具有无穷多解。

4 载波初相估计的 MCRB

第 3 节利用 p 倍过采样的信号数据完成对载波初相的估计，但并非所有可行的估计方法都针对整数倍采样的信号数据。因此，为了使推导的 MCRB 更具通用性，推导过程将采用时间连续的接收信号模型

$$y(t) = x(t) + v(t) \\ = \sum_{i=1}^2 h_i e^{j(2\pi f_i t + \varphi_i)} \sum_{m=-L_1}^{L_2} s_{k+m}^{(i)} g(t - mT - \tau_i) + v(t) \quad (20)$$

本文对混合信号的载波初相是逐个独立估计而非联合估计，所以 MCRB 的推导也针对单一参数

估计来进行。若观测区间内的接收信号向量为 \mathbf{y} ，则对于待估参数 φ_i 的任一无偏估计 $\hat{\varphi}_i$ 而言，其估计方差可由比真实 CRB 略松弛的 MCRB 来给出。

$$E_y \left[(\varphi_i - \hat{\varphi}_i)^2 \right] \geq \text{CRB}(\varphi_i) \geq \text{MCRB}(\varphi_i) \\ = \frac{1}{E_{\mathbf{u}_{\varphi_i}} \left\{ E_{\mathbf{y}|\mathbf{u}_{\varphi_i}} \left[-\frac{\partial \ln^2 p(\mathbf{y}|\mathbf{u}_{\varphi_i}, \varphi_i)}{\partial \varphi_i^2} \right] \right\}} \quad (21)$$

其中，干扰参数集 $\mathbf{u}_{\varphi_i} = \{\varphi_{\underline{i}}, s, f_1, f_2, h_1, h_2, \tau_1, \tau_2\}$ ， $\mathbf{s} = (s^{(1)}, s^{(2)})$ ， $s^{(i)} = \{s_{k+m}^{(i)}, k = 0, 1, \dots\}$ 。若 $i=1$ ，则 $\underline{i}=2$ ；若 $i=2$ ，则 $\underline{i}=1$ 。当 \mathbf{u}_{φ_i} 和 φ_i 给定时， $p(\mathbf{y}|\mathbf{u}_{\varphi_i}, \varphi_i)$ 服从高斯分布

$$p(\mathbf{y}|\mathbf{u}_{\varphi_i}, \varphi_i) = (\pi N_0)^{-1/2} \exp \left(-\frac{1}{N_0} \int |y(t) - x(t)|^2 dt \right) \quad (22)$$

将式(22)代入式(21)，对 \mathbf{y} 求统计平均可通过对噪声项 $v(t)$ 求统计平均来代替，则通过对结果进行化简，可得

$$\text{MCRB}(\varphi_i) = \frac{N_0}{2E_{\mathbf{u}_{\varphi_i}} \left(\int \left| \frac{\partial x(t)}{\partial \varphi_i} \right|^2 dt \right)} = \frac{N_0}{2h_i^2 E_{s^{(i)}, \tau_i} \left(\int |q_i(t)|^2 dt \right)} \quad (23)$$

其中， $q_i(t) = \sum_{m=-L_1}^{L_1} s_{k+m}^{(i)} g(t - mT - \tau_i)$ 。在式(23)中，先对数据 $s^{(i)}$ 求统计平均，则根据式(2)的假设可得到

$$E_{s^{(i)}} \left(|q_i(t)|^2 \right) = C \sum_{m=-L_1}^{L_1} g^2(t - mT - \tau_i) \quad (24)$$

在此基础上，令 $L=2L_1+1$ ，则式(24)对时间 t 求积分可得

$$\int E_{s^{(i)}} \left(|q_i(t)|^2 \right) dt = C \sum_{m=-L_1}^{L_1} \int g^2(t - mT - \tau_i) dt \\ = C \sum_{m=-L_1}^{L_1} \left[e^{-j\omega(mT+\tau_i)} G_2(\omega) \right]_{\omega=0} = LCG_2(0) \quad (25)$$

其中， $G_2(\omega)$ 为 $g^2(t)$ 的傅里叶变换。将式(25)代入式(23)得

$$E_y \left[(\varphi_i - \hat{\varphi}_i)^2 \right] \geq \text{MCRB}(\varphi_i) = \frac{N_0}{2h_i^2 LCG_2(0)} \quad (26)$$

进一步，定义每个混合符号的能量为

$$E_s = (h_i^2 + h_{\underline{i}}^2) CG_2(0) \quad (27)$$

将式(27)代入式(26), 通过化简可得

$$E_y \left[(\varphi_i - \hat{\varphi}_i)^2 \right] \geq \frac{\left(1 + \frac{h_i^2}{h_i^2} \right)}{2L \frac{E_s}{N_0}} \quad (28)$$

特别地, 本文在估计载波初相时仅利用各帧数据中的帧同步符号, 不同帧数据的帧同步符号在时间上是不连续的, 因此无法直接使用式(28)中的结论。然而, 本文的方法可视为用 K 个连续符号(帧同步符号)做载波初相估计, 并对估计的结果做了 N_f 次平均。因此, 估计方差的下界应当为 K 个连续符号估计方差下界的 $\frac{1}{N_f}$, 即

$$E_y \left[(\varphi_i - \hat{\varphi}_i)^2 \right] \geq \frac{\left(1 + \frac{h_i^2}{h_i^2} \right)}{2KN_f \frac{E_s}{N_0}} \quad (29)$$

5 仿真分析

考虑 2 路卫星通信中同调制方式的单通道邻频数字混合信号, 符号帧长为 $N=1\ 600$, 帧同步符号个数 $K=10$ 。成型滤波器和匹配滤波器均采用滚降系数为 0.3 的根升余弦脉冲, 过采样倍数 $p=8$ 。由于实际中 2 路源信号出现频偏相等且编码同步情况的概率极小, 加之频偏相等且编码异步时载波初相的估计方法是一致的, 所以仿真中仅考虑 2 路源信号频偏不同的情况。设置 2 路信号的幅度分别为 $h_1=1.0$ 、 $h_2=0.8$, 归一化频偏分别为 $f_1=-f_2=\frac{10^{-3}}{T}$ (T 为符号周期), 相偏

φ_1 和 φ_2 在 $[-\pi, \pi]$ 内随机产生, 时延 τ_1 和 τ_2 在 $\left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2} \right]$ 内随机产生。独立重复实验 1 000 次, 载波初相的平均估计方差 σ_φ^2 定义为 2 路源信号估计方差的均值,

即 $\sigma_\varphi^2 = \frac{\sigma_{\varphi_1}^2 + \sigma_{\varphi_2}^2}{2}$ 。平均 MCRB 表示 2 路源信号载波初相估计 MCRB 的均值。

针对 2 路 QPSK 调制的邻频混合信号, 在不同 $\frac{E_s}{N_0}$ 下, 图 3 给出了载波初相的平均估计方差随帧数 N_f 变化的性能曲线。从图中可以看出, 在给定的仿真条件下, 随着 N_f 的增加, 载波初相的平均估计方差越来越小。分析原因不难发现, 对第 $i(i=1, 2)$

路源信号的帧同步数据进行 N_f 帧的累加后, 第 i 路源信号等效于对 QPSK 信号可能的随机符号进行了 N_f 次累加。对于较小的 N_f 值, 很难确保 QPSK 调制的各个符号能近似等概率的出现, 从而导致 $x_{\frac{i,l+l}{p}} \approx 0$ 的近似关系将存在较大的误差。而当 N_f

逐渐增大时, 该近似关系的误差逐渐减小, 式(11)中的近似关系逐渐成立。此外, 从图中可以看出, 随着 N_f 的不断增加, 估计性能与平均 MCRB 间的差异逐渐减小。由此可知, 只要 N_f 足够大, 本文的初相估计算法将逐渐接近于 MCRB 的性能。然而, 由于实际信号的参数都是缓慢时变的, 所以实际中 N_f 不可能过大。因此, N_f 的最佳值可根据实际信号参数时变的快慢程度来进行选择。

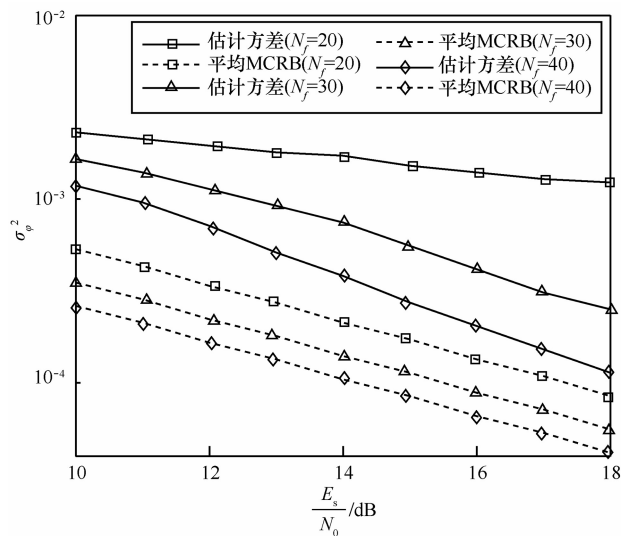


图 3 初相估计性能与数据帧数间的关系

图 4 给出了 2 路邻频 QPSK/8PSK/16QAM 调制混合信号的初相估计性能曲线。从图中可以看出, 本文的方法对 3 种调制混合信号均适用, 但在同样的仿真条件下, 随着调制阶数的增加, 初相估计性能逐渐变差。原因在于, 本文初相估计方法是通过帧累加使第 i 路源信号帧同步符号位置的能量增强, 而第 i 路源信号则在该位置的能量衰弱。然而, 要使第 i 路源信号在第 i 路源信号帧同步符号位置的能量衰弱到最小, 那么在该调制方式下, 所有可能的符号必须近似等概率地出现。因此, 在同样的累加帧数 N_f 下, 相比调制阶数较低的源信号, 调制阶数较高源信号可能的离散符号集合较大, 各个可能离散符号等概率出现的可能性降低, 所以性能必然下降。此外, 从图中可以看出, 对于上述 3 种中

估计性能最差的 16QAM 调制混合信号而言，在给定仿真条件下，估计性能与平均 MCRB 间约有近 1 个数量级的性能差距。

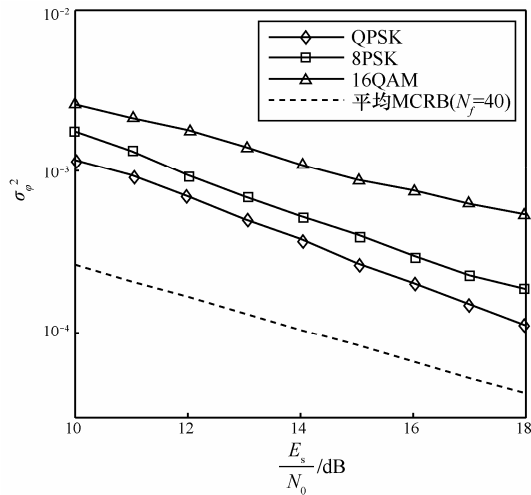


图 4 不同调制方式下的估计性能

固定 $h_1=1.0$, h_2 在 0.1~1.0 以 0.1 为间隔进行变化。在不同幅度比条件下，图 5 分别给出了 2 路信号分量的载波初相估计性能和对应的 MCRB。从图中可以看出，随着幅度比 $\frac{h_2}{h_1}$ 的增加， φ_2 的估计方差越来越小，而 φ_1 的估计方差则缓慢增加。原因在于，若 $\frac{h_2}{h_1}$ 较小，那么在估计 φ_2 时，经过 N_f 帧的累加后，尽管第 2 路源信号帧同步数据的能量增强，但由于 h_2 较小，所以 $x_{1, l+\frac{1}{p}}$ 和 $x_{2, l+\frac{1}{p}}$ 大小相当，此时将 $x_{1, l+\frac{1}{p}}$ 近似为 0 将带来较大的误差。

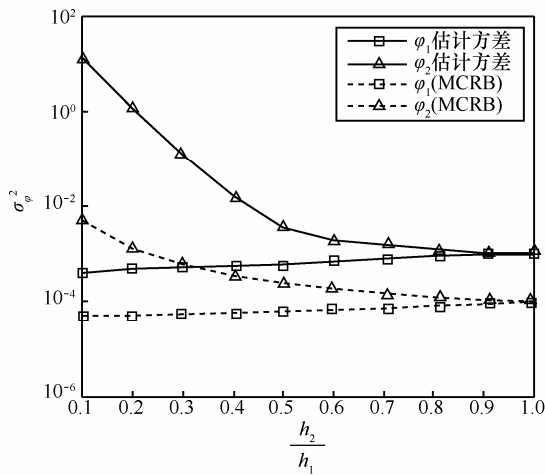


图 5 不同幅度比下的估计性能 ($\frac{E_s}{N_0}=14 \text{ dB}$, 帧数 $N_f=40$)

此外，从图 5 中不难发现，在给定仿真条件下，要使弱信号的初相估计方差低于 10^{-2} ，则幅度比至少达到 0.5。

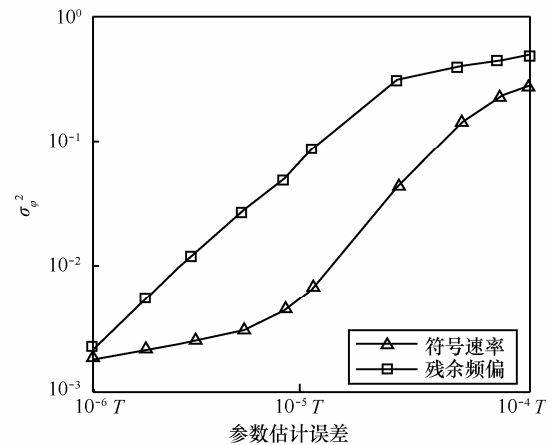


图 6 存在参数估计误差时的估计性能 ($\frac{E_s}{N_0}=14 \text{ dB}$, 帧数 $N_f=40$)

基于帧累加方法的初相估计是在残余频偏 f_i 和符号周期 T 均估计准确的前提下进行的，然而实际中二者的估计会存在误差，这必将对初相估计结果产生影响。鉴于此，以第 1 路信号的初相估计性能作为度量，图 6 分别给出了不同残余频偏估计误差和不同符号速率估计误差条件下的初相估计性能。从图中可以看出，在同样的归一化估计误差下，残余频偏对初相估计的影响大于符号速率。特别地，在上述仿真条件下，要使初相的归一化估计方差低于 10^{-2} ，残余频偏估计误差应低于 3×10^{-6} ，而符号速率估计误差则低于 1.5×10^{-5} 。原因可用帧累加过程来解释，不论残余频偏还是符号速率，均以归一化估计误差为 1.0×10^{-5} 为例。经过 $N_f=40$ 帧的累积，频偏估计误差累积的最大相位为 1.28π 。由于相位差为 π 的同一数据累加结果为零，而上述条件下相邻帧之间累积的相位差为 0.032π ，所以帧累加时有近 18 帧数据同步符号的累加幅度已经抵消。不仅如此，在帧累加过程中，由于每一帧数据因频偏累加的相位不同，所以剩余 20 多帧帧同步数据累加后将产生额外的相位，从而导致估计结果存在较大的误差。而符号速率估计误差累积的最大时间差为 $0.64T$ ，不足 1 个符号周期，所以对初相估计的误差相对较小。实际中，当参数估计误差较大时，通过适当减少累加的帧数也可减小参数估计误差对初相估计性能的影响。

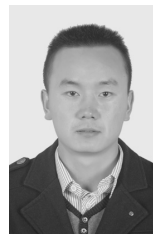
6 结束语

在非合作卫星通信中,针对单通道邻频数字调制混合信号的载波初相估计问题,本文提出一种基于帧累加方法的初相估计算法,并推导出对应的 MCRB。仿真结果表明,当帧同步符号累加的帧数达到一定阈值时,该方法可达到接近 MCRB 的估计性能。此外,在仿真实验中,本文充分考虑了残余频偏和符号速率存在估计误差时对载波初相估计性能的影响,这对实际信号处理具有一定的指导作用。尽管本文的仿真实验仅针对 2 路同调制方式的 QPSK、8PSK 和 16QAM 调制混合信号,但该方案可推广到其他 MQAM 和 APSK 等调制混合信号的初相估计,具有较好的工程应用前景。

参考文献:

- [1] MARK D. Paired carrier multiple access (PCMA) for satellite communication[C]//Pacific Telecommunications Conference. Honolulu, Hawaii, 1998: 787-791.
- [2] GAO B, WOO W L, DLAY S S. Single-channel source separation using EMD-Subband variable regularized sparse features[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2011(4): 961-976.
- [3] LU X Y, GAO B, KHOR L C, et al. Single channel source separation using filter bank and 2D sparse matrix factorization[J]. Journal of Signal and Information Processing, 2013(4): 186-196.
- [4] 朱航, 张淑宁, 赵惠昌. 单通道多分量伪码调制脉冲串信号分离及参数提取[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(7): 1702-1709.
ZHU H, ZHANG S N, ZHAO H C. Single channel source separation and parameters estimation of multi-component pseudo-random code modulated pulse train[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(7): 1702-1709.
- [5] MEYER R, GERSTACKER W H, SOHOBER R, et al. A single antenna interference cancellation algorithm for increased GSM capacity[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(4): 1-6.
- [6] MENG X L, LIU Z, JIANG W L. A single antenna interference cancellation algorithm based on fictitious channels filtering[C]//Proceedings of IEEE 11th International Conference on Signal Processing. Paris, 2012: 179-182.
- [7] 张立民, 闫文君, 凌青, 等. 一种单接收天线下的空时分组码识别方法[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(11): 2621-2627.
ZHANG L M, YAN W J, LING Q, et al. A method for blind recognition of space-time block coding using single receive antenna[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(11): 2621-2627.
- [8] LIU K, LI H, et al. Single channel blind signal separation of co-frequency MPSK signals[C]//Proceedings of International Conference on Communication, Internet and Information Technology. 2006: 42-46.
- [9] TU S L, ZHENG H, et al. Single-channel blind separation of two QPSK signals using per-survivor processing[C]//Proceedings of IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems. Macao, China, 2008: 473-476.
- [10] 杨勇, 张冬玲, 彭华, 等. 利用 Gibbs 采样的同频混合信号单通道盲分离[J]. 通信学报, 2015, 36(4): 156-162.
YANG Y, ZHANG D L, PENG H, et al. Single-channel blind separation of co-frequency modulated signals based on Gibbs sampler[J]. Journal on Communications, 36(4): 156-162.
- [11] 杨勇, 张冬玲, 彭华, 等. 单通道高阶调制线性混合信号的频偏估计[J]. 电子学报, 2015, 43(1): 160-165.
YANG Y, ZHANG D L, PENG H, et al. Frequency offset estimation in single-channel linear mixture of high-order modulated signals[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(1): 160-165.
- [12] 万坚, 涂世龙, 廖灿辉, 等. 通信混合信号盲分离理论与技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2012: 221-224.
WAN J, TU S L, LIAO C H, et al. Theory technology on blind source separation of communication signals[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2012: 221-224.
- [13] 廖灿辉, 周世东, 朱中梁. 基于最大似然的同频混合信号联合定时估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(6): 1121-1124.
LIAO C H, ZHOU S D, ZHU Z L. ML-based joint timing estimation algorithm for co-frequency signals[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2010, 32(6): 1121-1124.
- [14] 涂世龙, 郑辉. 单通道同频线性调制混合信号的时延估计[J]. 数据采集与处理, 2010, 25(4): 449-453.
TU S L, ZHENG H. Time delay estimation of co-frequency linear modulated signals using single-channel mixture[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2010, 25(4): 449-453.
- [15] 郭一鸣, 杨勇, 张冬玲, 等. 单通道同频混合信号时延高效估计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2014, 36(7): 1416-1421.
GUO Y M, YANG Y, ZHANG D L, et al. Efficient time delay estimation algorithm for single-channel co-frequency signals[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2014, 36(7): 1416-1421.
- [16] 潘申富, 李峰, 李文锋, 等. PCMA 系统中干扰信号的载波相位估计[J]. 电子对抗, 2004, (6): 8-11.
PAN S F, LI F, LI W D, et al. Interference carrier phase estimation in PCMA system[J]. Electronic Warfare, 2004, (6): 8-11.

作者简介:



杨勇 (1988-), 男, 云南大理人, 解放军信息工程大学博士生, 主要研究方向为盲信号处理、信道编译码技术等。

郭一鸣 (1990-), 男, 河北邢台人, 解放军信息工程大学博士生, 主要研究方向为单通道盲信号分离技术等。

王海昕 (1977-), 男, 江西南昌人, 西南电子技术研究所高级工程师, 主要研究方向为信号信息处理系统总体设计等。

彭华 (1973-), 男, 江西萍乡人, 解放军信息工程大学教授、博士生导师, 主要研究方向为软件无线电、通信信号处理等。

张冬玲 (1976-), 女, 江苏盐城人, 解放军信息工程大学副教授, 主要研究方向为盲信号处理、信道编译码技术等。