

基于插值的多普勒频偏和频率斜升联合估计算法

蒋伟* 乐天

(北京大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室 北京 100871)

摘要:为解决卫星移动通信系统中突发传输在低信噪比条件下的载波快速同步问题,该文提出一种基于插值的频偏和频率斜升联合估计算法。先通过对多普勒斜升搜索结合低复杂度频偏估计获得频偏和频率斜升的粗估计结果,再以频率斜升粗估计结果为中心、计算3个频率斜升值所对应的对数似然函数并据此对频率斜升进行二次插值以获得频率斜升估计值,最后在该估计值下计算出对应的频偏估计值,完成频偏和频率斜升的联合估计。仿真结果表明,该文算法的信噪比门限较低,估计性能接近克拉美罗下界(CRLB),而且计算复杂度远低于最大似然估计算法,非常适于实际应用。

关键词: 卫星移动通信; 载波同步; 联合估计; 多普勒频偏和频率斜升; 克拉美罗下界

中图分类号: TN927

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)01-0166-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00716

Joint Estimation of Doppler Frequency Shift and Doppler Frequency Rate Based on Interpolation

Jiang Wei Le Tian

(The State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems and Networks,
School of EECS, Peking University, Beijing 100871, China)

Abstract: A joint estimation method of Doppler frequency shift and Doppler frequency rate based on interpolation is proposed for achieving fast carrier synchronization of burst in mobile satellite communication system under the circumstance of low Signal-to-Noise Ratio (SNR). In the proposed method, a coarse estimation of Doppler frequency shift and Doppler frequency rate is achieved first by a Doppler frequency rate searching combined with a traditional low-complexity frequency-estimating algorithm. The log-likelihood function of three Doppler frequency rate testing values, with the coarse estimation result as the center, is calculated and then an interpolation is taken to decide the final estimation of Doppler frequency rate. Finally, the frequency-estimating algorithm is used again to get the final estimation of Doppler frequency shift. Simulation results show that the proposed method has a low SNR threshold and an estimation performance close to Cramer-Rao Low Bound (CRLB). And it has a complexity by far the less than the max-likelihood algorithm and so is very applicable.

Key words: Mobile satellite communication; Carrier synchronization; Joint estimation; Doppler frequency shift and Doppler frequency rate; Cramer-Rao Low Bound (CRLB)

1 引言

在卫星移动通信系统中,由于卫星与地面接收机的相对运动,接收信号存在较严重的多普勒频偏和频率斜升。对于突发传输来说,接收机快速而准确地估计和补偿频偏及频率斜升是正确接收数据的前提。当代通信系统中为了提高效率,普遍采用了近香农极限信道纠错编码,要求接收机能够工作在极低的信噪比条件下,这也对接收机的同步算法提出了更高的要求。在此情况下,一般需采用导频符

号辅助调制技术,即在突发中插入一定数量的已知导频符号来帮助接收机快速完成同步。

突发传输中的频偏估计问题已经研究得比较透彻,但关于频偏和频率斜升的联合估计问题的研究则还不够完善。文献[1]提出了基于交叉模糊函数-高阶模糊函数(Cross Ambiguity Function-High order Ambiguity Function, CAF-HAF)的算法,该算法通过差分将频率斜升估计问题转换为频率估计问题,然后采用两次 zoom-FFT 先后实现对频率斜升和频率的估计,其信噪比门限大约为-1dB,但缺点是 FFT 的复杂度比较高。文献[2]针对包含前后两个导频符号块的突发结构,提出分别对两个导频符

2012-06-08 收到, 2012-09-27 改回

国家自然科学基金(61171080)资助课题

*通信作者: 蒋伟 jiangwei@pku.edu.cn

号块求频偏，然后再利用频偏差分求频率斜升的估计算法。该算法比较简单，但实际仿真表明频偏差分算法的信噪比门限很高，不适用于低信噪比的情形。文献[3]针对频率斜升估计问题优化了导频结构，并采用频偏差分和相位二次差分算法进行频率斜升估计，文献[4]给出了利用连续导频符号估计频率斜升的算法，文献[5]采用相位补偿去除 BPSK 调制结合二阶频率差分来估计多普勒频率斜升，它们的缺点都是信噪比门限较高。文献[6]针对 QAM 调制信号，提出了基于高阶循环累积量和相位差分的估计方法，但当频偏或者频率斜升稍大时，估计算法会遭遇误差平层，即信噪比继续增加时估计性能并不改善。

文献[7]提出频率斜升试探法，将频率斜升试探和现有低复杂度频偏估计算法相结合实现对频偏和频率斜升的联合估计，能够在低信噪比条件下获得良好的性能，且算法复杂度也较低。但为保证估计精度，其频率斜升试探的间距不能太小，当频率斜升不确定范围较大时需试探的值仍然较多，导致算法复杂度增加。本文在该算法基础上，通过引入对频率斜升的二次插值，显著降低频率试探的次数从而降低算法复杂度，同时基本保持了原有算法的良好估计精度。

本文的结构如下：先介绍信道模型和频率斜升试探法，然后在此基础上提出基于插值的联合估计算法，最后通过仿真验证本文所提出算法的性能。

2 信道模型及频率斜升试探法

在突发传输中，一般需要在突发帧中添加导频符号以利于接收机进行快速同步。接收机进行载波同步时，可以综合利用调制数据符号和导频符号获得最好的性能。但在极低的信噪比条件下，调制数据符号对估计载波频偏等的贡献会远低于导频符号^[8]，而且调制数据符号和导频符号的混合使用也会让估计算法变得复杂。因此本文主要研究如何利用突发中的导频符号进行载波同步。

在卫星移动通信系统中，由于卫星和地面用户之间的相互运动，存在明显的多普勒频偏和频率斜升的影响。假设信道为加性高斯白噪声(AWGN)信道，一个突发帧中包含 N 个调制符号，则接收到突发帧的第 k 个符号可以表示为

$$r_k = s_k e^{j(\pi a_D k^2 + 2\pi f_0 k + \theta_0)} + n_k \quad (1)$$

其中 s_k 为发送符号， r_k 为接收符号， f_0 为按符号速率归一化的多普勒频偏， a_D 为按符号速率平方归一化的多普勒频率斜升， θ_0 为在 $(-\pi, \pi]$ 之间均匀分布的载波初相位， n_k 为独立同分布的零均值复高斯随

机变量，其实部和虚部的方差均为 $N_0/2$ 。在突发帧中，不同位置的频偏和相位是不同的，而式(1)中的频偏 f_0 和 θ_0 是对应于 $k=0$ 处的频偏和相位，如果 k 取值为 $0 \sim N-1$ ，则 f_0 和 θ_0 对应于突发帧首符号处的频偏和相位。在本文中，我们把 k 取值为 $-(N-1)/2 \sim (N-1)/2$ (当帧长 N 为偶数时， k 取值为 0.5 的奇数倍)，则 f_0 和 θ_0 对应的是突发帧正中央的频偏和相位。

假设突发帧中含 N_p 个导频符号，第 m ($1 \leq m \leq N_p$) 个导频符号在突发帧中的序号为 k_m 。接收机在估计前，首先消除导频符号调制的影响，得到

$$\begin{aligned} z_{k_m} &= \left[s_{k_m} e^{j(\pi a_D k_m^2 + 2\pi f_0 k_m + \theta_0)} + n_{k_m} \right] \cdot \frac{s_{k_m}^*}{\sqrt{E_s}} \\ &= \sqrt{E_s} e^{j(\pi a_D k_m^2 + 2\pi f_0 k_m + \theta_0)} + n'_{k_m} \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $E_s = |s_{k_m}|^2$ 是导频符号的能量(为提高功放效率，一般让所有符号都具有相同的能量)，除以 $\sqrt{E_s}$ 是为了归一化， n'_k 是等效的信道加性噪声，其统计特性与 n_k 相同。

接收机进行载波同步时，可以先估计出频偏和频率斜升，消除后再估计出载波相位。频偏和频率斜升联合估计的对数似然函数为^[9]

$$\ln p(z/a, f) = \frac{2\sqrt{E_s}}{N_0} \left| \sum_{m=1}^{N_p} z_{k_m} e^{-j(\pi a k_m^2 + 2\pi f k_m)} \right| + C \quad (3)$$

其中 C 为与估计量无关的常数。在求频偏和频率斜升的最大似然(Maximum Likelihood, ML)估计时，常数 C 和常系数 $2\sqrt{E_s}/N_0$ 对估计结果没有影响可以略去，因此其最大似然估计为

$$\begin{aligned} (\hat{a}_{ML}, \hat{f}_{ML}) &= \arg \max_{a, f} G(a, f) \\ &= \arg \max_{a, f} \left| \sum_{m=1}^{N_p} z_{k_m} e^{-j(\pi a k_m^2 + 2\pi f k_m)} \right| \end{aligned} \quad (4)$$

最大似然估计算法能够获得很好的估计性能，但是它需要在整个待估计量的取值范围内进行精细地搜索才能得到。即使是利用 FFT 进行频偏的 1 维搜索复杂度也比较高，更何况在频偏和频率斜升的联合估计问题中，需要进行的是频偏和频率斜升的 2 维搜索，此时采用 ML 估计算法的复杂度更高，不适用于实际应用。

文献[7]提出频率斜升试探法，其基本思想是：在频率斜升可能取值范围内等间距地选取若干个测试值，针对每个频率斜升的测试值，在对接收信号消除该频率斜升的影响后采用现有的频偏估计算法估计出对应的频偏；每个试探的频率斜升值和对应的频偏估计值构成一个备选对，计算该备选对的对数似然函数值；选择对数似然函数值最大的备选对

作为多普勒频偏和频率斜升的联合估计结果。频率斜升试探法可以借用现有的频率估计算法,因此具有较低的复杂度和良好的估计性能。为了保证估计的精度,试探的频率斜升值间隔较小,当频率斜升值的可能取值范围较大时,会由于选取的试探值增多而增加算法复杂度。

3 基于插值的联合估计算法

本文考虑在频率斜升试探法的基础上引入对频率斜升的二次插值来进一步减小算法的复杂度。图1是假定频率偏差为零,利用128个连续的导频符号进行频率斜升估计时,式(4)中的 G 函数与频率斜升偏差的关系示例。从图中可以看出,在 G 函数的主瓣内,可以近似地把它看成一个二次曲线。如果获得主瓣范围内等距分布3个点的 G 函数值,就可以求出二次拟合曲线的系数从而找到对应于峰值的频率斜升值,该值即作为估计结果。

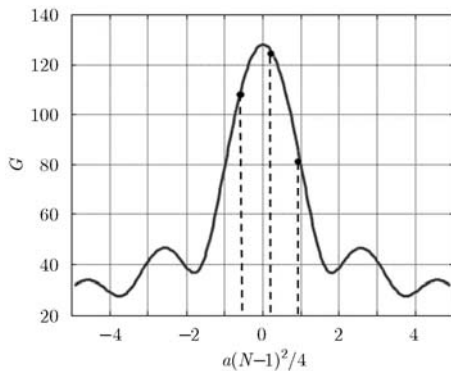


图1 G 函数值随频率斜升偏差的变化(频偏为零时)

对频率斜升进行二次插值时,需要插值点在真实频率斜升附近。因此当频率斜升取值范围较大乃至超过主瓣宽度时,需要先对频率斜升值进行搜索,这可以采用频率斜升试探法实现。由于只需要确定峰值的大致位置,因此搜索的间距可以比较大,从而搜索的点数可以较少。从图1可以看出, G 函数主瓣的宽度近似为 $14/(N-1)^2$,实际上根据计算,对于导频符号均匀或者大致均匀分布于整个突发帧的情况,通常都有主瓣宽度大于 $10/(N-1)^2$ 。因此保守起见可以考虑选取搜索间隔最大为 $\Delta a_{D,\max} = 3/(N-1)^2$ 。根据系统的最大多普勒斜升值 $a_{D,\max}$,可以计算出搜索所选取的频率斜升试探值个数及试探值间隔分别为

$$N_t = \left\lceil \frac{2a_{D,\max}}{\Delta a_{D,\max}} \right\rceil, \quad \Delta a_D = \frac{2a_{D,\max}}{N_t} \quad (5)$$

其中 $\lceil \cdot \rceil$ 表示上取整运算。实际选取的频率斜升试探

值为 $\tilde{a}_{D,n} = \left(\frac{-N_t - 1}{2} + n \right) \Delta a_D$, $1 \leq n \leq N_t$ 。例如,当最大的多普勒斜升值 $a_{D,\max}$ 小于 $\Delta a_{D,\max}/2$ 时,则根据式(5)算出 $N_t = 1$,此时可直接选取 $\tilde{a}_{D,1} = 0$ 作为插值的中间点。

在得到插值的中间点后,还需要计算其左右距离 $\Delta a_{D,\text{inter}}$ 两点的 G 函数值才能够进行插值。 $\Delta a_{D,\text{inter}}$ 的选取需要保证插值的3点都在主瓣内,其具体取值对估计性能有细微的影响,简单起见可以直接选取为频率斜升搜索的间隔,即 $\Delta a_{D,\text{inter}} = \Delta a_D$ 。在计算另两点的 G 函数值时,其频偏采用 \tilde{f}_{n_0} ,即采用 $G_- \equiv G(\tilde{a}_{D,n_0} - \Delta a_{D,\text{inter}}, \tilde{f}_{n_0})$, $G_0 \equiv G(\tilde{a}_{D,n_0}, \tilde{f}_{n_0})$ 和 $G_+ \equiv G(\tilde{a}_{D,n_0} + \Delta a_{D,\text{inter}}, \tilde{f}_{n_0})$ 来进行二次插值,得到插值结果为

$$\tilde{a}_{\text{inter}} = \tilde{a}_{D,n_0} - \frac{G_+ - G_-}{G_+ - 2G_0 + G_-} \frac{\Delta a_{D,\text{inter}}}{2} \quad (6)$$

实际仿真中发现,当 \tilde{a}_{D,n_0} 位于试探值的边缘,即靠近正负最大多普勒斜升值时,在噪声的影响下,有时候会发生按式(6)进行插值后得到的结果超出了多普勒斜升的取值范围,此时可以简单地将对应的多普勒斜升最大值作为最后的估计结果即可。即多普勒斜升的最后估计值为

$$\hat{a}_{D,\text{final}} = \begin{cases} a_{D,\max}, & \tilde{a}_{\text{inter}} > a_{D,\max} \\ -a_{D,\max}, & \tilde{a}_{\text{inter}} < -a_{D,\max} \\ \tilde{a}_{\text{inter}}, & \text{其它} \end{cases} \quad (7)$$

得到 $\hat{a}_{D,\text{final}}$ 后,对接收信号消除其影响后再应用一次频率估计算法得到频偏的最后估计值 \hat{f}_{final} 。

基于插值的多普勒频偏和频率斜升联合估计算法的主要步骤如下:

(1)根据式(5)计算出频率斜升值试探个数 N_t 和试探间隔 Δa_D ,进一步得到试探值序列 $\{\tilde{a}_{D,n}\}$, $1 \leq n \leq N_t$ 。

(2)针对试探值序列中的每一个 $\tilde{a}_{D,n}$:在接收导频符号中消除频率斜升的影响(即乘以 $e^{-j\pi\tilde{a}_{D,n}k_m^2}$),再对修正后的接收导频符号采用现有的频率估计算法估计出残余频偏 \tilde{f}_n 。将 $(\tilde{a}_{D,n}, \tilde{f}_n)$ 代入式(4)中的 G 函数表达式计算出该频偏和频率斜升组合对应的对数似然函数值 $\tilde{G}(n) = G(\tilde{a}_{D,n}, \tilde{f}_n)$ 。

(3)找出 $\tilde{G}(n)$ 中最大值对应的序号 n_0 ,其对应的 \tilde{f}_{n_0} 和 \tilde{a}_{D,n_0} 为频偏和频率斜升的粗估计值,同时保留 $G_0 \equiv G(\tilde{a}_{D,n_0}, \tilde{f}_{n_0})$ 。

(4)计算 G_- 和 G_+ ,利用式(6)和式(7)得到频率斜升的最终估计值 $\hat{a}_{D,\text{final}}$ 。

(5)在接收的导频符号中消除 $\hat{a}_{D,\text{final}}$ 的影响后对修正后的接收导频符号采用现有的频率估计算法得

到频偏的最终估计值 \hat{f}_{final} 。

算法的步骤(1)–步骤(3)实际上是频率斜升试探法。为了保证性能，在频率斜升试探法中的频率斜升试探间隔 Δa_D 一般很小，典型值为 $\Delta a_D \approx 0.127 / (N-1)^2$ [7]，当频率斜升范围较大时，其试探的值数量要比本文的插值方法多 20 倍以上，因此复杂度也比本文算法高很多。

与频率斜升试探法相同，步骤(2)和步骤(5)中需要用到频偏估计算法。由于频率估计算法比较成熟，本文在此不做讨论。算法中可以借用任何现有的频偏估计算法，这也导致本文的算法框架在使用时不受导频方案的限制，也方便根据实际需要在性能和复杂度之间折中选择。

4 仿真验证

(1) 仿真条件 卫星移动通信中的典型频率斜升值小于 500 Hz/s [10]。通信时的载波符号速率越大，则归一化频率斜升值越大，同步就越困难。如果选取载波符号速率为 20 kHz，则归一化的频率斜升最大值满足

$$a_{D,\text{max}} \leq \frac{500}{(20 \times 10^3)^2} = 1.25 \times 10^{-6} \quad (8)$$

保守起见，仿真选取 $a_{D,\text{max}} = 2 \times 10^{-6}$ 。此外，还假定归一化多普勒频偏 f_D 均匀分布于 $(-0.2, 0.2)$ ，载波相位 θ_0 均匀分布于 $(-\pi, \pi)$ 。

本文所提出的算法并不依赖于特定的导频结构。为方便比较，仿真中采用文献[11]中提出的具有较低频率估计误差下限的混合对称式导频结构，如图 2 所示。图中空白部分为调制数据符号，阴影部分为导频符号。在突发帧中，前、后连续导频符号块各含 $N_c = 23$ 个符号，中间离散导频符号共 $N_d = 46$ 个离散导频符号，每两个离散导频符号之间含 22 个调制数据符号，两端的离散导频符号与连续导频符号块之间只有 5 个调制数据符号。则突发帧共包含 $N_p = 92$ 个导频符号，突发帧长 $N = 92 + 45 \times 22 + 2 \times 5 = 1092$ 。

由式(5)可以计算出频率斜升的试探值个数和试探间隔分别为

$$N_{\text{test}} = 2, \quad \Delta a_D = 2 \times 10^{-6} \quad (9)$$

因此算法选定 $-0.5\Delta a_D$ ， $0.5\Delta a_D$ 为频率斜升试探值。

在本文所提出的算法中，在消除假定的频率斜升的影响后，需要采用合适的低复杂度算法估计出



图2 混合对称式导频图案

频偏。针对图 2 的导频结构，仿真中采用文献[7]提到的频率估计算法，其本质上是利用文献[12]的 3 步迭代算法结合文献[13]的简化迭代算法。该频率估计算法的步骤在文献[7]中有详细介绍，在此不再赘述。

(2) 算法复杂度分析 精确分析各算法的复杂度较为困难，因此本文对算法复杂度中的主要成分进行大致分析，包括复数乘法次数以及一些特殊函数的使用次数。为了对比，考虑最大似然算法、文献[7]中提到的频率斜升试探法和本文提出的基于插值的联合估计算法的复杂度。

根据文献[14]，利用导频符号进行频偏、频率斜升和相位联合估计的费舍尔矩阵为

$$\mathbf{J}_{3,p} = \frac{2E_s}{N_0} \begin{bmatrix} \pi^2 \sum_{m=1}^{N_p} k_m^4 & 2\pi^2 \sum_{m=1}^{N_p} k_m^3 & \pi \sum_{m=1}^{N_p} k_m^2 \\ 2\pi^2 \sum_{m=1}^{N_p} k_m^3 & 4\pi^2 \sum_{m=1}^{N_p} k_m^2 & 2\pi \sum_{m=1}^{N_p} k_m \\ \pi \sum_{m=1}^{N_p} k_m^2 & 2\pi \sum_{m=1}^{N_p} k_m & N_p \end{bmatrix} \quad (10)$$

则其归一化频率斜升、频偏和相位估计的克拉美罗界为

$$\begin{aligned} \text{CRLB}_{a_D} &= \mathbf{J}_{3,p}^{-1}(1,1), \quad \text{CRLB}_{f_0} = \mathbf{J}_{3,p}^{-1}(2,2), \\ \text{CRLB}_{\theta_0} &= \mathbf{J}_{3,p}^{-1}(3,3) \end{aligned} \quad (11)$$

频偏、频率斜升的最大似然估计需要对二者进行 2 维搜索，其中对频偏的搜索可以借助 FFT 算法进行。为了保证性能，搜索的间距取 $\sqrt{\text{CRLB}}/2$ 。由此定出频域 FFT 点数 N_{FFT} 和频率斜升搜索点数 N_{a_D} 分别为

$$N_{\text{FFT}} = \lceil 2/\sqrt{\text{CRLB}_{f_0}} \rceil, \quad N_{a_D} = \lceil 2/\sqrt{\text{CRLB}_{a_D}} \rceil \quad (12)$$

其中 $\lceil x \rceil$ 表示对 x 上取整。则最大似然算法需要进行大约 $N_{a_D} N_{\text{FFT}} \log_2 N_{\text{FFT}}$ 次复数乘法运算。

对于仿真中所采用的频偏估计算法 [7]，其主要复杂度在于分别针对连续导频块和离散导频符号采用了简化迭代算法估计频率，大约需 $2N_c(\lceil \log_2 N_c \rceil - 2/3) + N_d(\log_2 \lceil N_d \rceil - 2/3)$ 次复数乘法运算以及 $2\lceil \log_2 N_c \rceil + \log_2 \lceil N_d \rceil + 4$ 次求复数相角运算。对于频率斜升试探法，在仿真条件及典型的频率斜升试探间隔下，需进行 $N_t = 38$ 次试探，考虑到消除频率斜升影响及最后求 G 函数，则一共进行了约 $N_t(2N_c \log_2 \lceil N_c \rceil + N_d \log_2 \lceil N_d \rceil + 4N_p/3)$ 次复数乘法和 $N_t(2\lceil \log_2 N_c \rceil + \log_2 \lceil N_d \rceil + 4)$ 次求复数相角运算。

对于本文提出的基于插值的估计算法，在进行 $N_t = 2$ 次试探后还需要估算左右两点的 G 函数、插值后再进行一次频偏估计，因此需大约 $(2N_c$

$\cdot[\log_2 N_c] + N_d[\log_2 N_d] + 4N_p/3)(N_t + 1) + 2N_p$ 次复数乘法运算和 $(N_t + 1)(2[\log_2 N_c] + [\log_2 N_d] + 4)$ 次求复数相角运算。

在前面所选的仿真条件下, 以 $E_s/N_0 = 2$ dB 为例, 表 1 列出了 3 种算法的大致主要运算次数和用 Matlab 软件实际运行 1000 次所需要的时间对比(该时间因计算机配置不同而有差异, 因此主要关注其相对比值)。

表 1 几种算法的复杂度对比

算法	复数乘法次数	求复数相角次数	估计 1000 次耗时(s)
最大似然算法	$\approx 7.8 \times 10^7$	0	1200.00
频率斜升试探法	$\approx 2.4 \times 10^4$	760	12.20
基于插值的联合估计算法	$\approx 2.1 \times 10^3$	60	1.10

从表中可以看出, 最大似然算法为保证精度, 复杂度远高于另两种算法, 而本文提出的基于插值的联合估计算法的复杂度不到频率斜升试探法的 1/10。实际 Matlab 仿真时间也证明了最大似然算法的耗时远大于后两种算法, 但是其比例小于复数乘法次数之比, 这主要是因为后两种算法还用到了求复数相角运算, 以及 Matlab 软件本身对 FFT 运算有优化的原因。

(3) 仿真结果与分析 仿真中信噪比 SNR (即 E_s/N_0) 的范围设定为 $-6 \sim 4$ dB, 仿真了前面提到的

3 种算法: 频率斜升试探法、本文提出的基于插值算法和最大似然算法。在每个信噪比条件下, 前两个算法仿真 5×10^5 次, 而对于最大似然算法, 由于搜索的点数多导致仿真速度极慢, 每个信噪比条件下仿真次数降为 2×10^4 次。

图 3 和图 4 分别是不同信噪比条件下几种算法的频偏和频率斜升的估计方差。从图中可以看出, 对于选定的导频结构, 本文所提出的算法和频率斜升试探法的频率斜升估计信噪比门限约为 -2 dB, 频偏估计的信噪比门限约为 1 dB, 能够满足低信噪比的工作条件。在信噪比高于门限时, 算法的估计性能都接近克拉美罗下限, 表现出良好的性能。在门限值以下, 本文所提出的算法的性能与频率斜升试探法相比大致相当或者略差。值得注意的是, 最大似然算法的信噪比门限比另两个算法要低 $3 \sim 4$ dB, 性能最好, 但其复杂度过高阻碍了其应用。

5 结束语

本文提出了一种适用于低信噪比条件下突发传输的频偏和频率斜升联合估计算法。该算法在已有的频率斜升试探法和成熟的低复杂度频率估计算法基础上, 通过对多普勒斜升的插值显著降低了算法的复杂度, 同时还具有工作信噪比门限低和在信噪比门限上估计精度接近克拉美罗下限的优点。在实际应用中, 针对不同的导频结构可以相应地选择频率估计算法, 再辅以频率斜升试探和插值, 即可以实现对频偏和频率斜升的联合估计。

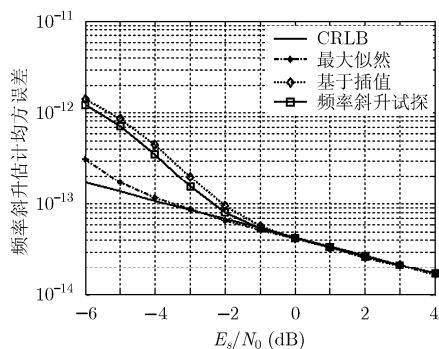


图 3 不同信噪比下的频率斜升估计均方误差

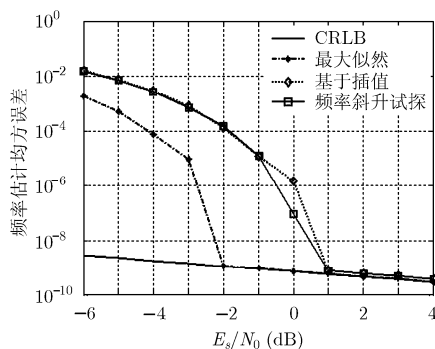


图 4 不同信噪比下的频偏估计均方误差

参考文献

- [1] Shan Tao, Tao Ran, and Sun Rong-rong. A fast method for time delay, Doppler shift and Doppler rate estimation[C]. International Conference on Radar, Shanghai, China, Oct. 16-19, 2006: 1-4.
- [2] Giugno L and Luise M. Carrier frequency and frequency rate-of-change estimators with preamble-postamble pilot symbol distribution[C]. Proceedings of International

- Conference on Communication, Seoul, Korea, May 16-20, 2005: 2478-2482.
- [3] Giugno L and Luise M. Optimal pilot symbol distribution for efficient and low-complexity Doppler-shift and Doppler-rate estimation in bursty transmission[C]. Proceedings of International Conference on Communication, Glasgow, Scotland, June 24-28, 2007: 5993-5998.
- [4] Morelli M. Doppler-rate estimation for burst digital

- transmission[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, 50(5): 707-710.
- [5] 李宏, 秦玉亮, 李彦鹏, 等. 基于相位补偿的 BPSK 相参脉冲串信号多普勒频率变化率估计算法[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(9): 2156-2160.
- Li Hong, Qin Yu-liang, Li Yan-peng, *et al.* A phase compensation based algorithm for Doppler frequency rate estimation from BPSK coherent pulse train[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2010, 32(9): 2156-2160.
- [6] 黄艳艳, 彭华. 高阶 QAM 信号多普勒参数联合估计算法[J]. *信息工程大学学报*, 2011, 12(1): 82-87.
- Huang Yan-yan and Peng Hua. New joint algorithm of Doppler parameter estimation for high-order QAM signals[J]. *Journal of Information Engineering University*, 2011, 12(1): 82-87.
- [7] Le Tian, Cui Yi-fei, and Jiang Wei. An algorithm for Doppler shift and Doppler rate estimation based on pilot symbols[C]. *IEEE International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks*, Yichang China, April 21-23, 2012: 1626-1629.
- [8] Rice F. Carrier-phase and frequency-estimation bounds for transmissions with embedded reference symbols[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(2): 221-225.
- [9] Peleg S and Porat B. Linear FM signal parameter estimation from discrete-time observations[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, 1991, 27(4): 607-616.
- [10] Ali I and Al-Dhahir N, and Hershey J E. Doppler characterization for LEO satellites[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1998, 46(3): 309-313.
- [11] 姚恩鑫, 乐天, 段巍, 等. 一种适应高多普勒频偏的突发传输高效导频图案[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(11): 2559-2563.
- Yao En-xin, Le Tian, Duan Wei, *et al.* A novel pilot structure for burst transmission under high Doppler shift[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2011, 33(11): 2559-2563.
- [12] Luo Wu, Liu An, and Liang Qinglin. Three-step carrier frequency offset estimation algorithm for burst-mode communications[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2010, 19(1): 166-169.
- [13] 罗武, 刘安, 梁庆林. 一种迭代频偏估计算法[J]. *北京大学学报(自然科学版)*, 2008, 44(4): 554-558.
- Luo Wu, Liu An, and Liang Qing-lin. An iterative carrier frequency estimation algorithm[J]. *Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Pekinensis*, 2008, 44(4): 554-558.
- [14] Steven M K 著, 罗鹏飞, 等, 译. *统计信号处理基础——估计与检测理论*[M]. 第1版, 北京: 电子工业出版社, 2003年8月, 第3章.
- 蒋伟: 男, 1974年生, 副教授, 研究方向为卫星与无线通信.
乐天: 男, 1987年生, 硕士生, 研究方向为卫星与无线通信.