

高动态飞行器平台终端通信中的 频率精确估计技术研究

陈昊¹, 赵斐¹, 童业平²

(1. 北京跟踪与通信技术研究所, 北京 100094; 2. 中国电子科技集团第七研究所, 广东广州 510000)

摘 要: 本文根据高动态飞行器平台终端的特点, 研究了高动态飞行器平台终端通信中的频率精确估计技术, 提出了一种频率精确估计分解算法. 首先, 基于分段搜索, 确定导频帧的大致位置, 并估计出频偏的粗略值; 其次, 通过移频搜索法, 确定各数据帧的准确位置, 以及更高的频偏估计精度, 对数据帧解扩; 最后, 利用数据帧中的 PN 字段进一步提高频偏估计精度, 并利用频偏方程将各历史数据联立起来构成方程组, 得到并跟踪频偏的变化规律. 通过仿真试验, 验证了利用本文提出的算法, 能够准确地估计高动态飞行器平台终端通信中的频偏, 满足时频同步的要求.

关键词: 高动态飞行器; 终端; 精确估计; 频偏

中图分类号: TN912

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2021)01-0023-06

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

DOI: 10.12263/DZXB.20200064

Research on Frequency Accurate Estimation Technology in Terminal Communication of High Dynamic Aircraft Platform

CHEN Hao¹, ZHAO Fei¹, TONG Ye-ping²

(1. Beijing Institute of Tracking and Communication Technology, Beijing 100094, China;

2. The Seventh Research Institute of China Electronic Technology, Guangzhou, Guangdong 510000, China)

Abstract: According to the characteristics of high dynamic aircraft platform terminal, this paper studies the problem of frequency accurate estimation in high dynamic aircraft platform terminal communication, and proposes a decomposition algorithm for frequency estimation accurately. Firstly, the approximate position of pilot frame is determined and approximate value of frequency offset is estimated based on the segmented search. Secondly, the accurate position of each data frame is determined by the frequency offset search method, and the higher frequency offset estimation accuracy is obtained by which data frame is de-expanded. Finally, the PN field in data frame is used to further improve frequency offset estimation accurately, and frequency offset equation and historical data are combined to form a set of equations, by which the change rule of frequency offset is obtained and tracked. It is verified that the algorithm proposed in this paper can accurately estimate the frequency offset in terminal communication of high dynamic aircraft platform, which can meet requirement of time-frequency synchronization.

Key words: high dynamic aircraft; terminal; accurate estimation; frequency offset

1 引言

高动态飞行器平台通常指具有较大速度和加速度的跨域空天飞行器, 可在太空长时间驻留并具有大的机动能力, 具有快速的反应能力、快速的航天运载能力和可重复使用的特点.

测控和通信接入是高动态飞行器平台实现其飞行

任务和相关应用的关键技术^[1]. 终端作为实现测控和通信接入的核心设备, 一是满足测控需求, 为高动态飞行器的发射、飞行、回收各个阶段的正常工作提供重要的支持和保障; 二是满足通信需求, 将任务系统采集到的信息安全传回到各级指挥中心, 实施信息共享.

高动态飞行器以最大速度 25 马赫, 最大加速度 20G 作大空域范围机动, 导致终端接入波形的多普勒频

率、多普勒变化率,以及多普勒二阶变化率都比其他通信系统严酷得多,给通信信号的捕获、跟踪和测量带来巨大挑战. 由于高动态机动和信道中多种因素的作用,信号经过发射机、信道到达接收机以后,载波频率会出现较大的差异,对信号的解调性能产生明显的影响. 接收信号中的频偏 f_d 由以下两部分构成:

(1) 由本振偏差引起的频偏. 假定发射电台与接收电台的本振频率精度分别为 e_1, e_2 , 则接收机基带信号中的频偏为 $f_{d1} = f_c \cdot (e_1 + e_2)$, 例如 $e_1, e_2 = 0.5 \text{ PPM}$ 时, 接收信号的最大偏差为 $\pm 2.2 \text{ kHz}$.

(2) 移动引起的多普勒频偏, 表示为 $f_{d2} = \frac{v}{c} \cdot f_c$. 其中, v 是径向速度, c 是光速, f_c 是标称频率. 电台以 $v = 20 \text{ Ma}$, 约 6800 m/s 的速率移动时, $v = 2.0 \text{ GHz} \sim 2.2 \text{ GHz}$ 的调制信号对应的最大频偏为 $\pm 45 \text{ kHz} \sim 50 \text{ kHz}$. 再考虑 20 GHz 的加速度, 即速度有可能随机改变 200 m/s , 对应的频偏变化率为 $\pm 1.5 \text{ kHz/s}$. 将三者相加, 则收发电台之间的频率偏差最大为 $\pm 54 \text{ kHz}$ 左右, 本文将频偏的捕捉范围取为不低于 $\pm 80 \text{ kHz}$. 此外, 当多径信号以较大的角度差到达时, 还会引起更复杂的多普勒频谱扩展问题.

根据信息速率及通信距离、EIRP 等指标要求, 高动态飞行器平台的信号带宽一般为 $5 \text{ kHz} \sim 10 \text{ kHz}$ 级别, 信号载频的偏差范围达到了信号带宽的 5 倍以上, 即射频信号的频谱显著偏离了其应有的位置; 且频偏的随机漂移量达到 $\pm 1.5 \text{ kHz/s}$ 级别, 这些问题都为波形的捕获、快速接入带来了很大的困难.

国内外对通信信号捕获跟踪和频率估计的方法研究很多, 大致分为锁相环法^[2-4]、参数估计法^[5-7]和自适应滤波跟踪法^[8-10]. 锁相环法, 可调参数太少, 难以兼顾高动态信号的复杂要求. 当信号捕捉范围大时, 要求锁相环路带宽大; 而频偏估计精度高则要求锁相环路带宽小, 两者矛盾, 很难达到理想中的平衡. 同时, 高动态飞行器跟踪速度大, 要求锁相环路增益大, 但增益大可能会导致环路不稳定, 稳态误差大. 因此, 锁相环法不适合高动态飞行器频率捕获跟踪. 利用参数估计法, 要求频率捕获精度时, 则训练信号必须足够长, 而高动态快速变化的频偏参数以及窄带波形仅能较短的训练信号, 且信噪比较低, 很难达到设计指标. 自适应滤波跟踪法, 主要问题是计算复杂, 对突发干扰, 比如等离子鞘套引起的突然衰落, 可能出现误差扩散问题.

本文采取逐步逼近的思路, 将多种需求分解到不同的步骤中实现, 提出了一种针对高动态飞行器频率精确估计分解算法, 先确定导频帧的大致位置, 估计出频偏的粗略值; 再确定各数据帧的准确位置, 得到更高的频偏估计精度; 最后, 利用数据帧中的 PN 字段进一步提高频偏估计精度.

2 算法原理

一般而言, 窄带通信对频偏的校正精度有 1 Hz 级的极高要求. 对频偏大小的估计是利用接收信号中的导频分量来完成的, 可见, 在进行频偏估计之前需完成时间同步, 确定导频信号的起始位置. 记发射的信号为 T_x , 经过信道传输以后的接收为 R_x , 求出 R_x 与本地导频信号 Plt 的互相关曲线 $R_{xy} = \text{abs}(xcorr(R_x, Plt))$, 在通常情况下, R_{xy} 峰的位置指示了 R_x 的导频分量的起始位置, 由此完成时间同步估计.

$$R_{xy}(k) = \sum_{n=1}^N R_x^*(n) \cdot Plt(n+m) \quad (1)$$

但在大频偏条件下, 两个信号的相关性显著变差, R_{xy} 很可能会指出一个错误的位置, 导致帧同步及接收失败. 通常, 利用该方法进行时间同步时, 允许的最大频偏大约为 $\pm R/100$, 即 $\pm 54 \text{ Hz}$, 远低于系统的实际值, 不能直接使用.

由此可见, 频率同步与时间同步是相互依存的关系, 应该联合起来处理. 根据高动态飞行器平台终端的特点, 本文提出了时频同步分解算法, 分为四个步骤:

(1) 粗时频同步. 通过分段搜索法, 确定导频帧的大致位置, 并估计出频偏的粗略值, 精度为 $\pm 200 \text{ Hz}$ 左右.

(2) 细时频同步. 通过移频搜索法, 确定各数据帧的准确位置(时间同步完成), 以及更高的频偏估计精度, 误差为 $\pm 50 \text{ Hz}$ 左右; 对数据帧解扩.

(3) 频偏精细估计. 利用数据帧中的 PN 字段进一步提高频偏估计精度, 误差为 $\pm 10 \text{ Hz}$ 左右.

(4) 求解频偏方程, 提高低信噪比条件下的精度. 在低信噪比条件下, 频偏估计精度将明显恶化, 这里利用频偏方程将各历史数据联立起来构成方程组, 得到频偏的变化规律, 减少估计误差.

2.1 粗时频同步

粗同步一般是终端刚开机或者通信中断、失锁后, 在没有先验信息的条件下执行的, 其功能包括: 搜索导频帧的大致位置, 校正信号中的大频偏, 确定随后的第一个数据帧 $x(1)$ 的大致范围.

假定符号速率 $R = 5.4 \text{ kbps}$. 为了保证足够大的频偏捕捉范围, 必须将采样率取大一些, 这里选为 $32R = 172.8 \text{ k}$. 粗时频同步在较低的速率上处理, 对接收信号进行 $1/16$ 抽取, 速率为 $F_s = 172.8 \text{ kHz}$; 每帧信号的采样点数为 $N = 1728$. 取 FFT 变换的长度为 $L_{\text{FFT}} = 4096$.

处理步骤为:

(1) 从接收到的第一个采样数据开始($RtAdr(1) = 1$), 连续取 L_{FFT} 个数据 Rt , 取 FFT 变换, 并求出其幅度 Rf (为了避免平方根运算, 用幅度的平方代替, 下同). 记

录 Rf 的峰值 $RfPeak(1)$ 、峰值的位置 $RfAdr(1)$ 、 Rt 的起始位置 $RtAdr(1)$;

(2) 从上一次的数据位置 $RtAdr(k)$ 开始, 往后延迟 N , 即从 $RtAdr(k) + N$ 开始取出 L_{FFT} 个数据 Rt , 见图 1, 重复上述 FFT 及搜索峰值等操作, 并记录相应的数据.

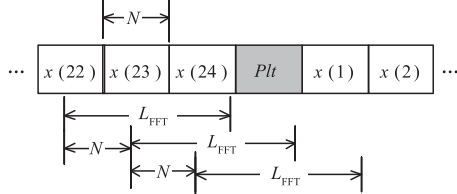


图1 搜索导频帧

(3) 重复步骤 2, 共 24 次, 完成对一个长帧的搜索.

图 2 是几种 Rf 的曲线, 可见当存在导频帧时, 的值明显大 $RfPeak$ 得多.

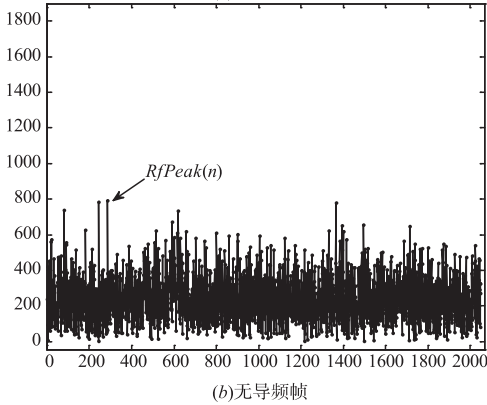
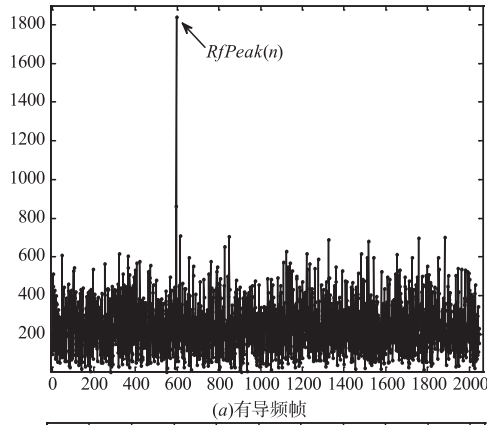


图2 $RfPeak(n)$ 曲线(SNR=-18dB)

(4) 找出与数组 $RfPeak$ 的最大值对应的位置 $RfAdr(m)$ 及 $RtAdr(m)$. 则粗频偏值 $f_{d1} = RfAdr_2 * df = RfAdr_2 * F_s / L_{FFT}$, 其中 $df = F_s / L_{FFT} = 42.1875\text{Hz}$ 是频谱分辨率.

这里

$$RfAdr_2 = \begin{cases} RfAdr(m), & m < L_{FFT}/2 \\ RfAdr(m) - L_{FFT}, & m \geq L_{FFT}/2 \end{cases} \quad (2)$$

(5) 用 f_{d1} 对接收信号 R_x 进行频偏校正, 记为 R_{x2} .

仿真结果表明, 上述方法的频率估计范围大约为 $\pm 0.95 \times 0.5 \times F_s = \pm 82.08\text{kHz}$. 误差范围在 $\pm 200\text{Hz}$ 以内.

捕捉导频帧时的信噪比门限在 -25dB 左右, 远低于数据帧的解调门限. 如此设计的目的为: 当出现等离子鞘套时, 各帧信号能量起伏不定, 可能出现导频帧被严重衰减而数据帧比较正常的情况. 此时, 由于导频帧具有极低的接收处理门限, 由此可以避免正常的的数据帧因为频偏校正问题而无法解调的现象.

下面分析 $x(1)$ 起始地址的确定方法.

在以 $RtAdr(m)$ 开始的 L_{FFT} 个数据内一定包含着一个完整的导频帧, 那么, 从 $RtAdr(m) + N$ 开始的 L_{FFT} 个数据内有且只有一个完整的数据帧, 即 $x(1)$, 见图 3 的三类可能情况.

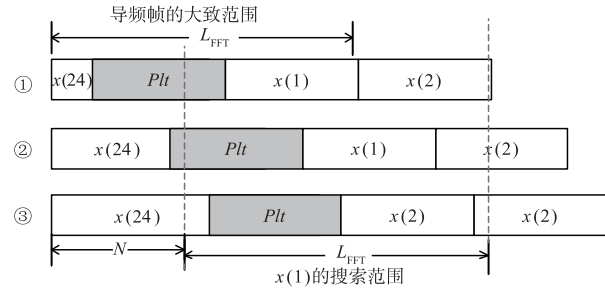


图3 第一个数据帧 $x(1)$ 的范围

2.2 细时频同步

经过粗频偏校正的信号由于频偏仍然太大, 不足以直接通过互相关方法来完成帧同步^[11]. 不过, 互相关方法对于频偏校正精度的要求一般只需达到带宽的 1% 左右, 本文提出了一种采取移频-互相关的试探方法来搜索帧头位置.

细时频同步用于确定各数据帧的起始地址(帧同步), 并进一步校正信号中的频偏. 图 3 的数据中, 包含了 1~2 个完整的双 PN 训练字段, 为了便于区分, 这里要求 $x(1)$ 、 $x(2)$ 的 PN 不同, 相关性尽量低.

首先, 对 $x(1)$ 进行细时频同步.

对 $x(1)$ 的本地 PN 字段求 FFT 变换, $T_{xf0} = \text{FFT}(\text{PN}, L_{FFT})$; 截取频谱 T_{xf0} 中的主能量部分, 即低频成分. 其中, 正负频率部分各约占 $w1 = \text{fix}(0.6 \times L_{FFT} \times R/F_s) = 150$ 个数据, 即取 $T_{xf} = T_{xf0}$, 再令第 $w1 + 1 \sim L_{FFT} - w1$ 个数据等于 0.

将按图 3 所取出的接收数据记为 R_{x3} , 其 FFT 为 $R_{xf} = \text{FFT}(R_{x3}, L_{FFT})$.

依次取移频参数 $n = -6, -3, 0, 3, 6$, 按以下步骤搜索 $x(1)$ 的位置.

(1) 将 T_{xf} 循环移动 n 点, 记为 T_{xfn} ;

(2) 将收、发信号做共轭相乘: $TRfn = Rxf \times \text{conj}(Txfn)$;

其中, $Txfn$ 只有 $2 \times w1$ 个非零数据, 总运算量比较低, 为 $2 \times w1$ 个复乘; 同时也滤除了 Rxf 的带外干扰能量. 上述过程的示意图如图 4 所示.

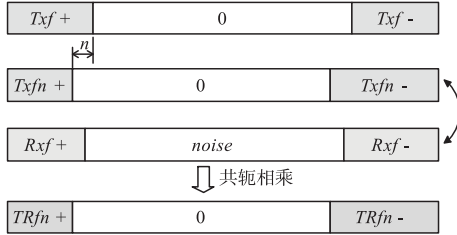


图4 频域数据共轭相乘

(3) 将 $TRfn$ 变换到时域, $TRtn = \text{IFFT}(TRfn, L_{\text{FFT}})$;

(4) 计算 $TRtn$ 的幅度, 并找出其峰, 记录峰值 $Peak(k)$ 及其位置 $Addr(k)$;

(5) 重复步骤(1) ~ (4), 遍历各 n ;

(6) 搜索出 $Peak(k)$ 的峰的位置 p 及对应的移频参数 m . 则 $Addr(k)$ 即为 $x(1)$ 的起始地址. 残余频偏的估计值为 $f_{d2} = m * df$, 以此校正 $x(1)$ 的频偏. 如图 5 所示.

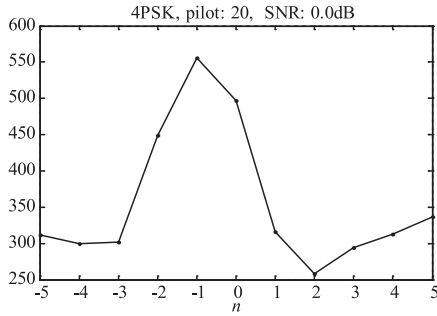


图5 峰值 $Peak(k)$ 及其位置 $Addr(k)$

随后对其它数据帧 $x(2) \sim x(24)$ 进行细时频同步处理, 原理与上述方法相同. 不过, 现在已知 $x(1)$ 的准确位置, 因此其它数据帧的起始位置也是大致确定的, 据此可将搜索范围缩减到 $L_{\text{FFT2}} = 2048$, 以减少运算量.

2.3 频偏精估计

本文利用双 PN 结构对各数据帧的残余频偏做进一步估计.

双 PN 数据结构是由两段完全相同的 PN 序列构成的, 经过射频放大、信道衰落、接收处理以后, 这两段数据 $R_{p1}(k)$ 、 $R_{p2}(k)$ 的内容仍然相同, 区别仅在于由于频偏而引起的相位差.

设 PN 信号为 $y(k)$, 经过多径衰落信道以后, 第一段 PN 信号为

$$R_{p1}(k) = e^{j(\omega k + \phi_0)} \cdot \sum_{n=1}^L Ch(n) \cdot y(k-n) + n_1(k) \\ = e^{j(\omega k + \phi_0)} \cdot s(k) + n_1(k), k=1, 2, \dots, M$$

$$s(k) = \sum_{n=1}^L Ch(n) \cdot y(k-n) \quad (3)$$

第二段 PN 信号为

$$R_{p2}(k) = e^{j(\omega k + \omega N + \phi_0)} \cdot \sum_{n=1}^L Ch(n) \cdot y(k-n) + n_2(k) \\ = e^{j(\omega k + \omega N + \phi_0)} \cdot s(k) + n_2(k), k=1, 2, \dots, M \quad (4)$$

$$\text{令 } z(k) = R_{p2}(k) \cdot R_{p1}^*(k) = e^{j\omega N} \cdot |s(k)|^2 + n(k)$$

该变量的相位中消除了 y 的调制相位成分及信道对相位的扰动, 只留下关于频偏的相位及噪声扰动, 因此频偏估计方法为

$$f_{d3} = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{\arg(\sum_{k=1}^M z(k)) \cdot F_s}{2\pi M} \quad (5)$$

其中, M 是每段 PN 数据的长度.

这种方法只在两段接收 PN 信号之间进行运算, 当存在帧同步偏差时, 仅影响到 $y(k)$ 中首尾的部分数据, 而其它大部分数据仍然维持原状, 总的来说, 对帧同步偏差不太敏感.

该算法的特性与锁相环的类似, 同样存在捕捉范围与捕捉精度之间的矛盾. 上式的捕捉范围是:

$$|f_{d3}| \leq \frac{F_s}{2M} = \frac{R}{2N_{\text{symbol}}} \quad (6)$$

N_{symbol} 是对应的符号数. 当 $R = 5.4 \text{ kSPS}$, $N_{\text{symbol}} = 10$ 时, 适用的估计范围是 $\pm 270 \text{ Hz}$, 符合要求.

2.4 基于频偏方程的精细频偏估计

至此我们已经完成了频偏估计, 其值为

$$f_d = f_{d1} + f_{d2} + f_{d3} \quad (7)$$

该估计值在信噪比较高的条件下可满足一般的通信需求, 但是在信噪比下降到一定程度时精度会明显变差, 呈现出较大的随机波动, 导致解调性能不高, 与预期相差较大.

考察一小段时间 $[a, t]$ 内的频偏变化规律, 可表示为

$$f_r(t) = f_c \cdot (e_1 + e_2) + \frac{v(t)}{c} \cdot f_c \cdot (1 + e_1) \\ = f_c \cdot \left[e_{12} + \frac{1 + e_1}{c} \cdot \left(v_a(t) + \int_a^t g(t) \cdot dt \right) \right] \\ \approx f_c \cdot \left[e_{12} + \frac{v(a)}{c} + \frac{1}{c} \int_a^t g(t) \cdot dt \right] \quad (8)$$

其中, e_1 、 e_2 分别为发射、接收机的本振精度, 在较短的时间内可视为恒定值: $e_{12} = e_1 + e_2$.

$g(t)$ 为加速度. 考虑到飞行器动力的有限性, 在秒级的短时间内 $g(t)$ 的变化一般比较平缓, 可用多项式近似表示为

$$g(t) = g_0 + g_1 \cdot t + g_2 \cdot t^2 + \varepsilon \quad (9)$$

其中, ε 是余项.

代入式(8), 并简化、简记为

$$f_r(t) \approx f_c \cdot \left[e_{12} + \frac{v(a)}{c} + \frac{1}{c} \left(g_0 \cdot t + \frac{1}{2} g_1 \cdot t^2 + \frac{1}{3} g_2 \cdot t^3 \right) \right] \\ = \alpha + \beta \cdot t + \gamma \cdot t^2 + \xi \cdot t^3 \quad (10)$$

其中, $\alpha, \beta, \gamma, \xi$ 分别是零阶、一阶、二阶和三阶多普勒变化率, 表示静态与动态的频偏参数。

该表达式描述了频偏 f_r 随着时间 t 的变化规律, 将最近的 N 个观测值 Fd 联立起来, 构造关于 $\alpha, \beta, \gamma, \xi$ 的线性方程组

$$Fd = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 4 & 8 \\ \dots & & & \\ 1 & N & N^2 & N^3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \\ \xi \end{pmatrix} + n = A \cdot \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \\ \xi \end{pmatrix} + n \quad (11)$$

其中, n 是观测误差。

根据最小二乘准则求得方程组的解

$$(\alpha, \beta, \gamma, \xi)^T = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot (A^T \cdot Fd) \quad (12)$$

得到频偏估计的修正公式

$$f_c(t) = \alpha + \beta \cdot t + \gamma \cdot t^2 + \xi \cdot t^3 \quad (13)$$

3 性能仿真

高动态飞行器的特征是高速移动及频繁、剧烈的变轨, 在信号上表现为速度大且快速变化。取初速度 $v(a) = 6.8 \text{ km/s}$, 加速度在 $20G$ 附近无规律的变化, 其曲线如图 6 所示。

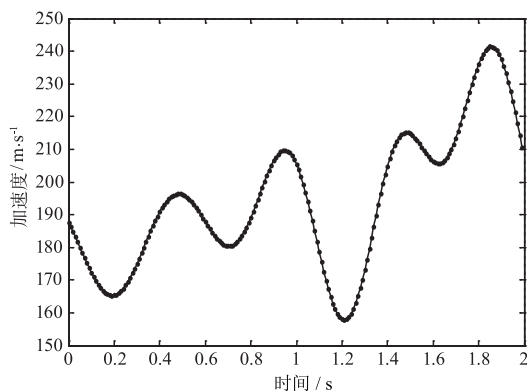


图6 加速度曲线

数据帧的周期为 10 ms , 取历史数据长度 $N = 200$, 即 3 次方程 (10) 需拟合 2 s 内的速度曲线。

在信噪比 $\text{SNR} = -1 \text{ dB}$ 时, 频偏估计值 $f_d(t)$ 的误差见图 7 剧烈变化的曲线, 最大偏差达到 $\pm 30 \text{ Hz}$ 以上, 未达到终端设计要求。利用频偏方程修正以后, $f_c(t)$ 的误差见红色曲线, 最大偏差达在 $\pm 3 \text{ Hz}$ 左右, 性能得到有效提高, 基本达到了终端设计要求。

f_c 的方差大致为 f_d 的 $1/9$ 左右。两种估计方法在不同信噪比条件下的精度见图 8。

在处理高动态飞行信号时, N 是平衡抗噪声能力与跟踪精度的重要参数, 应适当选取其长度, 保证观察窗口内的加速度可以用 2 次曲线逼近, 在此前提下增加 N

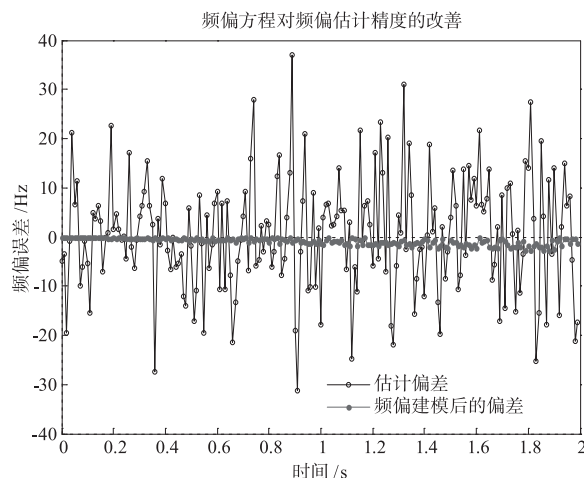


图7 $f_d(t)$ 、 $f_c(t)$ 的偏差

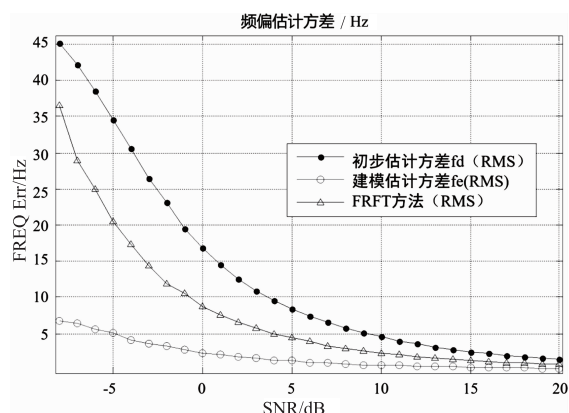


图8 两种估计方法的方差

有利于提高低信噪比条件下的估计精度。

高速飞行器受到发射功率较低、距离远以及黑障衰减等因素的影响, 导致接收信号的信噪比低且波动大, 余量小^[12]。在这种应用场景下, 常规的锁相环、Costas 环之类估计方法的适用性不高^[13], 而上述基于双导频的估计方法对多径传播特征及调制类型、帧同步偏差、定时偏差都没有严格的要求, 通用性、稳定性非常好^[14-16]。在此基础上, 通过基于频偏方程的曲线拟合技术, 将历史检测数据中的频偏变化规律进一步挖掘出来, 能够在很大程度上消除偶然性估计误差的影响, 获得更可靠的频偏预测/估计公式, 精度优于仅利用当前接收数据的估计方法, 例如 FRFT^[7], 见图 8。

4 结论

高动态飞行器的一个基本特征及核心问题是飞行速度、加速度、加加速度大, 导致飞行器终端通信接入的多普勒频率、多普勒变化率, 以及多普勒二阶变化率都比其他系统严酷。本文提出了一种基于数字信号处理的频率精确跟踪分解算法, 在具备足够大的频偏捕捉

范围的基础上,保证了低信噪比条件下 3Hz 级的频偏估计精度,满足高动态飞行器中终端通信的指标要求。

参考文献

- [1] 税敏,苏泳涛,曹欢. 高动态场景下的频率估计器的设计与实现[J]. 通信技术,2019,52(1):239-245.
- [2] Yahui W, Daoxing G, Jianhui X. A simplified code aided carrier frequency offset estimation algorithm [A]. 2016 IEEE Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC) [C]. USA: IEEE,2016. DOI:10.1109/ITNEC.2016.7560543.
- [3] 齐航天,张晓林,朱丽锦. 一种新型的用于深空高动态信号载波跟踪环[J]. 中国空间科学技术,2020,40(1):19. QI Hangtian, ZHANG Xiaolin, ZHU Lijin. Carrier loop for high dynamic and weak signal in deep space [J]. Chinese Space Science and Technology, 2020, 40(1): 19. (in Chinese)
- [4] 穆巍伟,王冲,唐然,等. 一种自适应高动态 GMSK 信号相干解调算法[J]. 南开大学学报,2019,52(5):27.
- [5] XIA X, ZHAO J, LONG H, et al. Fractional Fourier transform-based unassisted tracking method for global navigation satellite system signal carrier with high dynamics [J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2016, 10(3):506-515.
- [6] LUO Y, ZHANG L, EL-SHEIMY N. An improved DE-KFL for BOC signal tracking assisted by FRFT in a highly dynamic environment [A]. IEEE Position, Location and Navigation Symposium [C]. USA: IEEE, 2018. 1525-1534.
- [7] 潘毅,张天骐,等. 高动态 BOC 信号捕获算法[J]. 通信学报,2019,40(6):82-89. PAN Yi, ZHANG Tianqi, et al. Acquisition algorithm for BOC signals in high dynamic environment [J]. Journal on Communications, 2019, 40(6): 82-89. (in Chinese)
- [8] Kamel M, Borio D, Nielsen J, et al. Interference mitigation for highly dynamic GPS receivers using intelligent tracking loops [A]. The Institute of Navigation GNSS [C]. San Diego: 2011. 374-383.
- [9] 范志良,刘光斌,等. 自适应 SCKF 在高动态 COMPASS 信号参数估计中的应用[J]. 宇航学报,2013,34(2):15-17+27.
- [10] 郇浩,陶选如,等. 多普勒频率变化率快速最大似然估计辅助的高动态载波跟踪环路[J]. 电子与信息学报,2014,36(3):DOI:10.3724/SP.J.1146.2013.00638. Huan Hao, Tao Xuan-ru, et al. Carrier tracking loop in high dynamic environment aided by fast maximum likelihood estimation of Doppler frequency rate-of-change [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(3): DOI:10.3724/SP.J.1146.2013.00638. (in Chinese)
- [11] 程俊仁,刘光斌,等. MLE 辅助 PLL 的高动态 GPS 载波跟踪[J]. 宇航学报,2015,36(1):103-108.
- [12] 张天骐,袁帅,等. 高动态环境下高阶双二进制偏移载波信号的精确捕获[J]. 电子与信息学报,2018,40(11):2728-2735. Tianqi ZHANG, Shuai YUAN, et al. Accurate acquisition of high order double binary offset carrier signals for high dynamic environment [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2018, 40(11): 2728-2735. (in Chinese)
- [13] 徐恒舟,朱海,朱思峰,余忠洋. 一种宽范围低复杂度的载波频偏估计算法[J]. 电子学报,2019,47(12):2550-2555. XU Heng-zhou, ZHU Hai, ZHU Si-feng, YU Zhong-yang. A wide-range low-complexity carrier frequency offset estimation algorithm [J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(12): 2550-2555. (in Chinese)
- [14] 余忠洋,白宝明. 基于对称帧结构的联合频相估计[J]. 电子学报,2017,45(11):2754-2760. YU Zhong-yang, Bai Bao-ming. Joint frequency-phase offset estimation based on a symmetrical frame structure [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(11): 2754-2760. (in Chinese)
- [15] XIANG Jinzhi, CUI Wei, SHEN Qing. Flexible and accurate frequency estimation for complex sinusoid signal by interpolation using DFT samples [J]. Chinese Journal of Electronics, 2018, 27(1):109-114.
- [16] 王旭东,樊涛,黄强辉,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, HUANG Qiang-hui, 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)

作者简介



陈昊男,1982年出生于安徽.北京跟踪与通信技术研究所副研究员,专业为通信与信息系,发表学术论文20余篇.研究方向为天基信息支援.



赵斐男,1974年出生于宁夏.北京跟踪与通信技术研究所副研究员,主任,专业为信号与信息处理,发表学术论文30余篇.研究方向为天基信息支援.