

窄带跳频信号的无模糊时差估计算法

姚山峰, 欧阳鑫信, 贺青
(盲信号处理重点实验室, 四川成都 610041)

摘要: 针对跳频信号的高精度时差估计问题, 分析了跳频信号相关函数的模糊特性, 提出了基于多跳相干积累的跳频信号时差估计方法. 多跳相关函数中存在周期副峰, 将导致时差估计出现周期模糊, 提出了两种消除模糊的方法——单跳时差平均法与相关函数包络拟合法. 两种方法获得的时差粗值可以确定在相关主峰附近小范围精确搜索的搜索区间, 在此区间内进行时差估计可以消除周期模糊. 单跳时差平均法通过对单跳时差估计进行非相干平均获得时差粗值. 相关函数包络拟合法通过搜索到的多个周期峰值, 进行包络拟合获得时差粗值. 仿真表明, 两种算法性能明显优于常规的互模糊函数法, 均能降低无模糊时差估计对相关输出信噪比的要求, 提高无模糊时差估计所要求的频率间隔. 相关函数包络拟合法性能更优, 但运算量更大.

关键词: 跳频信号; 时差模糊; 单跳时差平均; 相关函数包络拟合; 模糊消除

中图分类号: TN97 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019) 04-0798-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.04.005

Unambiguous TDOA Estimation Algorithm of Narrowband Frequency Hopping Signal

YAO Shan-feng, OUYANG Xin-xin, HE Qing

(National Key Laboratory of Science and Technology on Blind Signal Processing, Chengdu, Sichuan 610041, China)

Abstract: In order to estimate the time difference of arrival (TDOA) of frequency hopping signal accurately, the ambiguous characteristic of the correlation function is analyzed, and the TDOA estimation method of frequency hopping signal based on multi-hop coherent integration is investigated. The periodic peaks in the multi-hop correlation function will lead to ambiguous estimation of the TDOA; so two approaches to eliminate ambiguity are proposed; the approach of ambiguity elimination by TDOA averaging of single-hop (TASH) and by envelope fitting of correlation function (EFCF). Ambiguity elimination is achieved through fine peak searching between a small interval nearby the main peak, and the small interval is determined by the coarse TDOA obtained by means of TASH or EFCF. The difference between TASH and EFCF is that the first approach obtains the coarse TDOA by incoherent averaging of TDOA estimation of single-hop, while the second approach obtains the coarse TDOA by the envelope of correlation function which is fitted by using multiple periodic peaks found by whole searching. Numerical simulations demonstrate that the performance of the two proposed methods is obviously superior to the conventional CAF, and the requirement for the correlation output SNR of unambiguous estimation can be reduced, the frequency interval for unambiguous estimation can be increased. The EFCF has better performance but greater computational complexity.

Key words: frequency hopping signal; TDOA ambiguity; TDOA averaging of single-hop (TASH); envelope fitting of correlation function (EFCF); ambiguity elimination

1 引言

凭借其良好的组网能力、抗干扰能力、抗衰落能力和低截获概率等优点, 跳频信号在军事和民用通信领域得到了广泛应用^[1], 研究跳频信号的定位技术具有

重要的意义. 时差定位是一种高精度的定位体制, 一直以来都是无源定位领域中的研究热点. 时差定位技术中, 定位精度主要取决于时差估计精度, 准确地测量接收信号的到达时间差是高精度定位的关键^[2,3].

然而, 由于跳频信号具有频率跳变、非平稳等特点,

针对跳频信号的时差估计技术存在诸多难题. 文献[4]深入分析了跳频信号的固有特征参数与定位参数(时差、时差/频差)的内在联系,揭示了跳频信号的双线性相位差分特性,据此提出了基于跳频信号特征参数的时差估计算法以及时差/频差联合估计算法. 文献[5]利用不同跳之间的载波相位差分提取时差,这种方法计算量少,但需要对载波相位有较高的估计精度,且同样存在相位模糊的问题. 文献[6]将宽带接收信号进行信道化处理,通过检测出幅度谱大于给定门限、且为局部极大值的谱线位置,提取每个信道参考频率点处的相位差,利用相位差与时延的关系估计跳频信号的时延;这种方法与利用相关谱拟合相位的方法没有本质区别,需要先对相位解模糊,并且要求每一跳信号幅度谱超过检测门限,使得对处理信号 SNR 要求高,抗干扰能力弱. 文献[7]提出一种基于稀疏分解重构的跳频信号时差估计方法,通过重构得到每跳信号的载频和时间中心,利用两路信号时间中心相减估计时差,从其仿真结果来看,其估计精度有限. 互相关法是时差估计中应用最广的一种方法,是高斯白噪声背景下时差参数的最大似然估计,在跳频信号时差估计中同样得到了广泛的研究^[8-11]. 文献[10]利用跳频信号跳带范围宽的特性,通过对多跳数据进行相干处理,增大相关带宽以提高时差估计精度,并指出多跳相干处理以后互相关函数存在周期峰,给出了周期峰出现的位置,但未分析相关峰出现的原因及解决方法. 文献[11]推导给出了跳频信号相关函数周期峰出现的原因与规律,提出利用先验信息或单跳信号的时差估计值作为引导值,将多跳时差估计的搜索范围限定在一个周期以内,避免模糊估计的产生;该方法要求单跳时差估计精度在一个周期峰时间间隔以内,适用于慢速跳频信号. 文献[12]从直接定位的角度出发,提出了跳频信号的最大似然时差直接定位方法和最大相关累积直接定位方法,仍然存在模糊定位的问题.

本文首先分析了跳频信号的模糊特性,提出了两种通过无模糊的时差估计粗值缩小时差搜索区间的方法:基于单跳时差平均的无模糊时差估计方法与基于相关函数包络拟合的无模糊时差估计方法. 这两种方法的主要目的都是获得无模糊的时差估计粗值. 不同之处在于,单跳时差平均法通过对单跳时差估计进行非相干平均获得时差粗值;相关函数包络拟合法通过搜索多跳信号相关函数的多个周期峰值,利用多个周期峰值对相关函数包络进行拟合,由拟合的包络函数估计时差粗值. 利用这两种方法得到无模糊的时差粗估值之后,再在时差粗估值附近缩小时差搜索区间,利用互相关法进行时差的精细搜索,即可得到高精度无模糊的时差估计. 最后,通过 Monte-Carlo 仿真对单跳时

差平均法、相关函数包络拟合法及常规互模糊函数法三种算法性能进行了比较分析,结果表明,相关函数包络拟合法无模糊时差估计所能适应的信噪比最低,无模糊估计跳频间隔最高.

2 模糊特性分析

2.1 相关法理论精度

两个接收站接收到的跳频信号模型如下

$$\begin{cases} x_1(t) = \sum_{h=0}^{H-1} u_h[t - hT_h] + n_1(t) \\ x_2(t) = \sum_{h=0}^{H-1} u_h[t - hT_h - \tau_0] \cdot e^{j2\pi f_{dh}t} + n_2(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中, $u_h(t)$ 和 T_h 分别为第 h 跳信号的信息数据波形和驻留时间, H 是接收到的跳频信号总跳数, f_{dh} 为两站接收第 h 跳信号之间的频率差, $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 为两路接收信号的加性观测噪声.

业已证明,当接收信号中仅存在加性高斯白噪声时,互相关函数是时差参数的最大似然估计,互模糊函数是时差/频差参数的最大似然估计^[13,14].

对于不存在时延与多普勒频率差参数耦合的信号,即信号中没有调频分量时,利用模糊函数进行时差估计的理论精度为^[15,16]

$$\sigma_{DFTO}^2 = \frac{1}{BT\gamma \cdot \beta^2} \quad (2)$$

其中, B 为处理带宽, T 为相关积累时间, γ 为相关输出等效信噪比, β 通常称为信号的均方根角频率,由下式确定:

$$\beta^2 = 4\pi^2 (\overline{\omega^2} - (\overline{\omega})^2) \quad (3)$$

式中, $\overline{\omega} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} fS(f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} S(f) df}$, $\overline{\omega^2} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f^2 S(f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} S(f) df}$, $S(f)$ 为信号功率谱密度.

式(1)对应的跳频信号功率谱密度为

$$S(f) = \sum_{h=0}^{H-1} U_h(f) = \sum_{h=0}^{H-1} U(f - f_h) \quad (4)$$

其中, $U_h(f)$ 为第 h 跳信号的功率谱, $U(f)$ 为信息数据信号的功率谱, f_h 为第 h 跳信号的频率. 当信息数据的功率谱为矩形谱时,跳频信号的功率谱在频域由一串矩形谱组成. 此时,

$$\begin{aligned} \overline{\omega^2} &= \frac{1}{HB_s} \sum_{h=0}^{H-1} \int_{f_h-B/2}^{f_h+B/2} f^2 U(f - f_h) df \\ &= \frac{1}{H} \sum_{h=0}^{H-1} \overline{\omega_h^2} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\overline{\omega_h^2} = f_h^2 + B_s^2/12 \quad (6)$$

$$\overline{\omega} = \frac{1}{HB_s} \sum_{h=0}^{H-1} \int_{f_h-B/2}^{f_h+B/2} f U(f - f_h) df$$

$$= \frac{1}{H} \sum_{h=0}^{H-1} f_h \triangleq \overline{f_{hop}} \quad (7)$$

其中, B_s 为信号带宽. 令 $\overline{f_{hop}^2} \triangleq \frac{1}{H} \sum_{h=0}^{H-1} f_h^2$, 并将式(5)、(6)、(7)带入式(3), 可得

$$\beta^2 = 4\pi^2 (\overline{f_{hop}^2} + B_s^2/12 - (\overline{f_{hop}})^2) \quad (8)$$

带入式(2), 可得跳频信号时差估计精度为

$$\sigma_{FHDTO}^2 = \frac{1}{4\pi^2 BT\gamma (\overline{f_{hop}^2} + B_s^2/12 - (\overline{f_{hop}})^2)} \quad (9)$$

其中

$$\overline{f_{hop}^2} - (\overline{f_{hop}})^2 = \frac{1}{H^2} \sum_{i=0}^{H-1} \sum_{j=0}^{H-1} (f_i - f_j)^2 \quad (10)$$

当 $H=1$ 时, 上式变为定频信号的时差估计理论精度

$$\sigma_{SDTO}^2 = \frac{3}{\pi^2 B_s^2 BT\gamma} \approx \frac{0.55^2}{B_s^2 BT\gamma} \quad (11)$$

当 $H > 1$ 时, 由式(10)可知 $\overline{f_{hop}^2} - (\overline{f_{hop}})^2 > 0$. 因此, $\sigma_{FHDTO}^2 < \sigma_{SDTO}^2$. 也就是说, 对于相同的信息数据信号, 在相同的相关处理条件下(接收带宽、信噪比与积累时长相同), 由于跳频信号的载波在多个频点上跳变, 跳频信号多跳积累的时差估计精度总是优于定频信号的时差估计精度.

2.2 周期模糊

根据文献[11]的推导, 由多个带限高斯信号时域相连拼接而成的跳频信号的相关函数为

$$\begin{aligned} R_{FH}(\tau) &\approx E_s \text{sinc}(B_s \tau) \sum_{i=0}^{H-1} e^{j2\pi f_i \tau} \\ &= E_s \text{sinc}(B_s \tau) e^{j2\pi f_m \tau} \sum_{i=0}^{H-1} e^{j2\pi n_i \Delta f \tau} \end{aligned} \quad (12)$$

式中, E_s 为输入信号能量, $\text{sinc}(x) \triangleq \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$, $f_h = f_m + n_h \Delta f$ 为第 h 跳信号的载频, $f_m = \min(f_0, f_1, \dots, f_{H-1})$ 为最小跳频频点, $n_h \in \mathbb{N}$, Δf 为信道间隔.

$$|R_{FH}(\tau)| = |R_{Fixed}(\tau)| \cdot |W(\tau)| \quad (13)$$

其中, $W(\tau)$ 为加权函数, $R_{Fixed}(\tau)$ 为信息数据信号的相关函数.

$$R_{Fixed}(\tau) = E_s \text{sinc}(B_s \tau) \quad (14)$$

$$W(\tau) = \sum_{h=0}^{H-1} w_h(\tau) = \sum_{h=0}^{H-1} e^{j2\pi n_h \Delta f \tau} \quad (15)$$

可见, 跳频信号的相关函数由信息数据信号相关函数与加权函数组成. 信息数据信号相关函数为标准 sinc 函数, 第一零点位于 $1/B_s$ 处. 加权函数与跳频图案有关.

$\forall h \in \{x | x \in \mathbb{N} \text{ 且 } x \leq H-1\}$, 当 $\exists k_h \in \mathbb{Z}$, 使得 $2\pi n_h \Delta f \tau = 2\pi k_h + \varphi_0$, $\varphi_0 \in [0, 2\pi]$ 时, $w_h(\tau) \equiv e^{j\varphi_0}$. 此时, 组成 $W(\tau)$ 的 H 个求和分量同相相加, $W(\tau)$ 的模 $|W(\tau)|$ 可以取到最大值.

特别地, 当 $\varphi_0 = 0$ 时, 对于任意 h , 等式 $2\pi n_h \Delta f \tau =$

$2\pi k_h$ 总是成立时, $|W(\tau)|$ 可以取到最大值. 不难看出, 当

$$\tau = \frac{k}{n_{gcd} \Delta f}, k \in \mathbb{Z} \quad (16)$$

时, 上述条件成立, 其中 n_{gcd} 为 $n_0 \sim n_{H-1}$ 的公约数. 记 $n_{gcd} = \text{gcd}\{n_0, n_1, \dots, n_{H-1}\}$ 为最大公约数, 跳频信号相关函数的周期峰间隔为

$$\Delta\tau = \frac{1}{n_{gcd} \Delta f} \quad (17)$$

在实际应用中, 由于跳频信号的跳频序列大多采用伪随机序列^[17]. 因此, 在大多数情况下, 接收信号频率间隔的最大公约数 $n_{gcd} = 1$.

图1给出了无噪声条件下跳频信号与信息数据信号的归一化互相关函数图. 其中, 信息数据信号为 BPSK 信号, 码速率为 5kbps, 信道间隔为 25kHz. 从图1中可以看出, 由于频率集不同, 两个信号的相关函数有所差

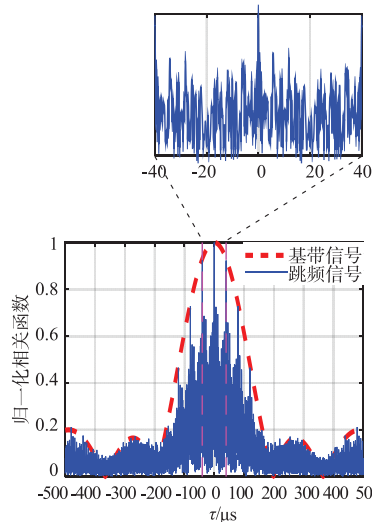
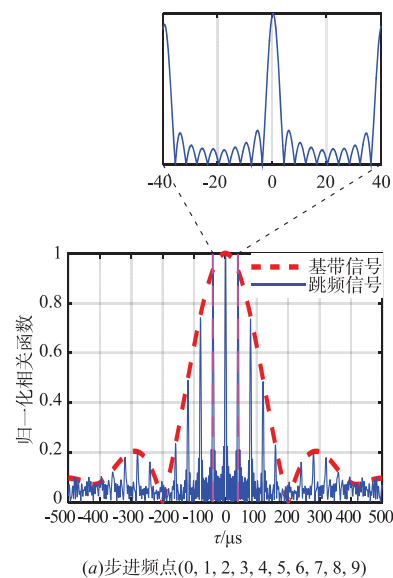


图1 跳频信号相关函数

异,这是由于不同的频率集时加权函数 $W(\tau)$ 不同,但是在 $40\mu\text{s}$ 的整数倍处,均出现了周期峰。

式(13)给出了无噪跳频信号的互相关函数表达式。而在实际接收系统中,接收信号中总会存在噪声。在相关输出中,除了信号与信号之间的相关项以外,还包含有信号与噪声,以及噪声与噪声之间相关产生的噪声项。当输入信噪比较高时,噪声项对信号项的影响不大,对相关函数进行峰值搜索时能够准确地搜索到主峰上;但随着信噪比的降低,噪声项的影响变大,有可能导致周期副峰的幅度高于主峰,此时进行峰值搜索就会搜索到超过主峰幅度的周期副峰上,导致时差估计出现周期模糊。

对于无噪跳频信号,相关输出中周期峰间隔为 $\Delta\tau$,幅度受 sinc 函数调制,主相关峰幅度为

$$A_{p_0} = \int_{-\infty}^{+\infty} |s_1(t)|^2 dt = E_s \quad (18)$$

第 i 号周期副峰幅度为

$$A_{p_i} = A_{p_0} \cdot \left| \text{sinc}\left(B_s \frac{i}{n_{gcd}\Delta f}\right) \right| \quad (19)$$

图 2 给出了不同信道间隔下,在相关函数包络主瓣范围内,主峰与周期副峰的幅度差变化曲线。

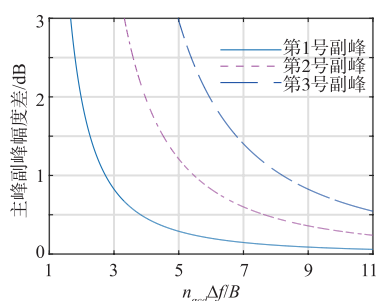


图2 主峰与周期副峰幅度差

图 2 表明, $n_{gcd}\Delta f$ 越大,主峰与周期峰幅度差越小。当 $n_{gcd}\Delta f$ 分别大于 $2.26B_s/4.52B_s/6.78B_s$ 时,主峰与第 1 号/第 2 号/第 3 号副峰之间的幅度差小于 1.5dB,受噪声污染,极易出现副峰幅度超过主峰幅度的现象。

综上所述,跳频信号的频率跳变特性在多跳相干处理时可以提高时差估计精度,同时也会带来周期模糊的问题。

3 跳频信号时差无模糊估计方法

避免时差估计模糊的途径有增加周期峰间隔与缩小时差搜索区间两种。对于第三方接收而言,由于接收信号为非合作信号,无法通过减小信号跳频间隔的方式增加周期峰间隔。于是,只能通过将时差搜索范围缩小在一个周期峰间隔以内,才能在低信噪比条件下获得无模糊的时差估计。本文将给出两种缩小时差搜索区间的方法。

3.1 单跳时差平均法

如前所述,定频信号的互相关函数不存在周期峰。因此,可以利用单跳信号的时差估计结果作为跳频信号时差估计粗值,将多跳信号相关函数的峰值搜索区间限定在单跳信号时差估值附近的一个周期峰间隔以内,只要单跳信号估计结果在主峰附近,搜索多跳信号相关函数时就不会出现模糊。

利用单跳信号通过相关法进行时差估计的精度为

$$\sigma_{\hat{\tau}_i} = \frac{0.55}{B_s \sqrt{BT\gamma}} = \frac{0.55}{B_s \sqrt{B\gamma/r_{hop}}} \quad (20)$$

式中, B_s 为信号带宽, T 为持续时间, γ 为相关输出信噪比, r_{hop} 为跳频速率。

假设 H 跳信号的单跳时差估计结果分别为 $\hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_H$, 将 H 个单跳时差估计进行算术平均

$$\bar{\hat{\tau}} = \frac{1}{H} \sum_{i=0}^{H-1} \hat{\tau}_i \quad (21)$$

对多个单跳信号时差估值进行算术平均,相当于在时域进行非相干积累,相应的时差估计精度为

$$\sigma_{\bar{\hat{\tau}}} = \frac{1}{\sqrt{H}} \sigma_{\hat{\tau}_i} = \frac{0.55}{B_s \sqrt{HB\gamma/r_{hop}}} \quad (22)$$

上式表明,对单跳信号进行非相干平均,可以实现时间上的积累。其前提条件是,每一个参与非相干平均的单跳信号相关峰超过检测门限,相关峰搜索时不会受噪声杂散影响,实际工程中通常要求相关输出信噪比高于 15dB。

但是,由于只是对单跳时差估计结果在时域积累,没有利用到跳频信号的频率跳变特性,这种非相干积累的方法无法实现跳频信号带宽的积累。因此,多个单跳信号时差估值非相干平均得到的时差精度是低于多跳信号相干积累时的时差估计精度的。为了进一步提高时差估计精度,可以在单跳时差平均得到的时差估计值附近缩小时差搜索范围,对多跳信号进行相干处理。

由 $\bar{\hat{\tau}}$ 可以将峰值搜索范围限定在区间 T 内

$$T = (\bar{\hat{\tau}} - \Delta\tau/2, \bar{\hat{\tau}} + \Delta\tau/2) \quad (23)$$

在此区间内进行多跳信号相关函数的峰值搜索,得到多跳信号的时差估计

$$\hat{\tau} = \arg \max_{\tau \in T} \{ \text{CCF}(\tau) \} \quad (24)$$

根据 3σ 法则,只要

$$\sigma_{\bar{\hat{\tau}}} < \frac{\Delta\tau}{6} \quad (25)$$

就可以确保多跳信号相关估计时能够限定在主峰所在周期内搜索,得到无模糊的时差估计。

算法 1 单跳时差平均法 (TDOA Averaging of Single-Hop, TASH)

- 1 begin
- 2 跳频信号检测,获取每一跳信号载频、带宽、起止时间等参数

```

3   for 接收信号中的每一跳 do
4       估计每一跳信号的时差  $\hat{\tau}_h$ 
5   end
6   计算所有单跳时差的均值  $\bar{\tau}$ 
7   确定多跳相关搜索区间  $T = (\bar{\tau} - \Delta\tau/2, \bar{\tau} + \Delta\tau/2)$ 
8   对接收信号进行多跳相干处理, 在区间  $T$  内搜索相关峰
9   return 相关峰位置对应的时差精估值
10 end

```

在实际应用中,还可以对多个单跳信号的时差估值进行中值滤波,剔除估计野值以后再进行平均,以提高算法的稳健性。

3.2 相关函数包络拟合法

根据式(13)与图1可以看出,跳频信号互相关函数 $|R_{FH}(\tau)|$ 的包络函数 $|R_{Fixed}(\tau)|$ 与定频信息数据信号互相关函数一样, $R_{Fixed}(\tau)$ 为标准的 sinc 函数。不同的是,受频率跳变的影响, $R_{FH}(\tau)$ 中还存在加权函数 $|W(\tau)|$ 。当 $\tau = \tau_0 + k/n_{cd}\Delta f$ 时,加权函数取得最大值 $|W(\tau)| = H$, $R_{FH}(\tau)$ 以 $\Delta\tau$ 为间隔周期性地取得包络函数值。包络函数主瓣内所有周期峰值组成的序列为

$$P = \{\alpha_{-N}, \dots, \alpha_0, \dots, \alpha_N\} \quad (26)$$

其中, $\alpha_i = \text{sinc}(B_s(\tau_0 + i\Delta\tau))$ 为第 i 号周期峰值,第 0 号周期峰为主相关峰。

$$N = \lfloor 1/B_s\Delta\tau \rfloor \quad (27)$$

式中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。

在对跳频信号互相关函数进行峰值搜索时,搜索到的最大值记为 α_j ,最大值位置对应时差值记为 $\hat{\tau}_j$ 。受噪声的影响,当信噪比条件低于门限时,搜索到相关峰不一定为主峰,即 j 不一定等于 0。此时直接用第 j 号周期峰位置作为时差估计值存在未知的周期模糊。

由于 $|R_{FH}(\tau)|$ 以 $\Delta\tau$ 为间隔出现周期峰。因此,在 $\hat{\tau}_j + n\Delta\tau$ 附近一定有周期峰存在,据此可以在 $(\hat{\tau}_j + n\Delta\tau - \Delta\tau/2, \hat{\tau}_j + n\Delta\tau + \Delta\tau/2)$ 区间内搜索第 $j+n$ 号周期峰。搜索到的第 $j-N$ 号到第 $j+N$ 号周期峰值组成的序列为

$$\hat{P} = \{\hat{\alpha}_{j-N}, \dots, \hat{\alpha}_{j+N}\} \quad (28)$$

周期峰位置组成的序列为

$$U = \{\hat{\tau}_{j-N}, \dots, \hat{\tau}_{j+N}\} \quad (29)$$

当信噪比尚未低至包络函数 $|R_{Fixed}(\tau)|$ 主瓣被噪声完全淹没,第 j 号周期峰还是包络主瓣内的周期峰时,峰值序列 \hat{P} 中必定包含了第 0 号主峰,如图 3 所示。

峰值序列 \hat{P} 相当于是对包络函数的离散采样,可以对 \hat{P} 进行插值得到包络函数的连续表示式 $\hat{\alpha}(\tau)$,对其进行峰值搜索即可获得时差估计粗值。

$$\hat{\tau}_{PF} = \arg \max_{\tau} \{\hat{\alpha}(\tau)\} \quad (30)$$

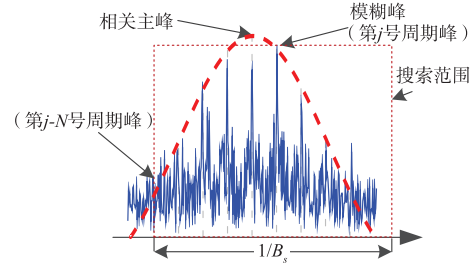


图3 主峰与模糊峰示意图

如果已知信息数据信号的自相关函数,可以根据式(14)计算 $\hat{\tau}_{j+n} - \tau$, $(n = -N, \dots, N)$ 处的相关函数值,记为 $\alpha(\hat{\tau}_{j+n} - \tau)$ 。所有 $2N+1$ 个计算值组成的序列记为 $\alpha(\tau)$

$$\alpha(\tau) = \{\alpha(\hat{\tau}_{j-N} - \tau), \dots, \alpha(\hat{\tau}_{j+N} - \tau)\} \quad (31)$$

此时,可以利用最小平方准则通过下式估计时差粗值:

$$\hat{\tau}_{PF} = \arg \min_{\tau} \{|\hat{P} - \alpha(\tau)|^2\} \quad (32)$$

获得时差粗值后,根据式(23)在时差粗值限定的搜索区间内搜索多跳信号相关函数峰值,获得精确的时差估计。算法描述如下:

算法2 相关函数包络拟合法 (Envelope Fitting of Correlation Function, EFCF)

```

1 begin
2   获取跳频信号检测信道间隔
3   计算相关函数包络主瓣中周期峰数量  $2N+1$ 
4   对接收信号进行多跳相干处理,搜索峰值位置  $\hat{\tau}_j$ 
5   for  $\{n \in \mathbb{N} \text{ 且 } -N \leq n \leq N\}$  do
6       搜索区间限定为  $T = (\hat{\tau}_j + n\Delta\tau - \Delta\tau/2, \hat{\tau}_j + n\Delta\tau + \Delta\tau/2)$ 
7       在  $T$  内峰值搜索得到每个周期峰位置  $\hat{\tau}_{j+n}$  与幅度  $\hat{\alpha}_{j+n}$ 
8   end
9   将  $2N+1$  个周期峰值组成序列  $\hat{P}$ 
10  if 已知信息数据自相关函数
11     for 每一个  $\tau \in [\tau_{\min}, \tau_{\max}]$  do
12         计算理论包络  $\alpha(\tau) = \{\alpha(\hat{\tau}_{j-N} - \tau), \dots, \alpha(\hat{\tau}_{j+N} - \tau)\}$ 
13         计算周期峰值序列平方误差  $|\hat{P} - \alpha(\tau)|^2$ 
14     end
15     搜索所有平方误差的最小值
16     最小值位置即为时差粗值
17 else
18     利用周期峰值序列  $\hat{P}$  拟合相关函数包络
19     搜索拟合曲线峰值
20     峰值位置即为时差粗值  $\hat{\tau}_{PF}$ 
21 end
22 确定多跳相关搜索区间  $T' = (\hat{\tau}_{PF} - \Delta\tau/2, \hat{\tau}_{PF} + \Delta\tau/2)$ 
23 在区间  $T'$  内搜索多跳信号相关函数的峰值
24 return 相关峰位置对应的时差精估值
25 end

```

3.3 复杂度分析

单跳时差平均法首先需要估计每一跳信号的时差,采用 CAF 法进行时差估计所需的复乘运算次数为 $O(T_i N \log_2 N)^{[18]}$,其中, T_i 为搜索范围, N 为数据样点数. 然后,对相关函数进行细化插值所需的复乘运算次数为 $O(2.5N \log_2 N)$. 假设处理信号跳数为 H ,则 H 跳信号总的复乘运算次数为 $O(H(T_i + 2.5)N \log_2 N)$. 获得时差粗值后,在缩小的搜索区间内对多跳信号进行时差精估计,所需的复乘运算次数为 $O((T_s + 2.5)HN \log_2 HN)$,其中 T_s 为精确估计搜索范围. 综上,单跳时差平均法总的复乘运算次数 C_T 为

$$C_T = O\{HN[(T_i + 2.5)\log_2 N + (T_s + 2.5)\log_2 HN]\} \quad (33)$$

相关函数包络拟合合法首先计算多跳信号的 CAF,对应的复乘运算量为 $O(T_i HN \log_2 HN)$. 对多跳相关函数的每一个周期副峰进行细化插值所需的复乘运算次数为 $O(2.5HN \log_2 HN)$, M 个周期峰搜索所需的总的复乘运算次数为 $O(2.5MHN \log_2 HN)$. 利用周期峰序列对相关函数包络进行拟合,所需实乘运算量为 MT_i ,基本上可以忽略. 综上,相关函数包络拟合合法的复乘运算次数 C_E 为

$$C_E = O\{(T_i + 2.5M)HN \log_2 HN\} \quad (34)$$

由于精确估计搜索范围 T_s 的取值较小,在实际应用中, $2.5M$ 一般是大于 $T_s + 5$ 的. 此时,下列不等式成立:

$$\begin{aligned} C_E &> O\{(T_i + T_s + 5)HN \log_2 HN\} \\ &> O\{HN[(T_i + 2.5)\log_2 N + (T_s + 2.5)\log_2 HN]\} \\ &= C_T \end{aligned} \quad (35)$$

也就是说,在绝大多数实际应用中,相关函数包络拟合合法的运算量将大于单跳时差平均法的运算量.

4 仿真分析

4.1 算法性能分析

首先对算法性能进行仿真分析. 实验中,仿真参数设置如下:信息数据为 BPSK 信号,码速率为 9.6kbps,跳带范围为 2MHz,信道间隔为 50kHz,跳频速率为 200hop/s,处理时长为 50ms,信道模型为窄带跳频信号普遍采用的平坦衰落模型. 经过 10000 次 Monte-Carlo 仿真,得到不同算法时差估计精度随着 SNR 的变化曲线,如图 4 所示.

从图 4 可以看出,相关输出信噪比越低,跳频信号时差估计出现模糊的概率越高. CAF 法要求信噪比高于 38dB 时,模糊概率才能降为 0. 单跳时差平均法的无模糊估计最小相关输出信噪比为 34dB. 相关函数包络拟合合法在相关输出信噪比高于 24dB 时,可以实现时差的无模糊估计. 也就是说,相关函数包络拟合合法无模糊时差估计所能适应的信噪比最低,单跳时差平均法次

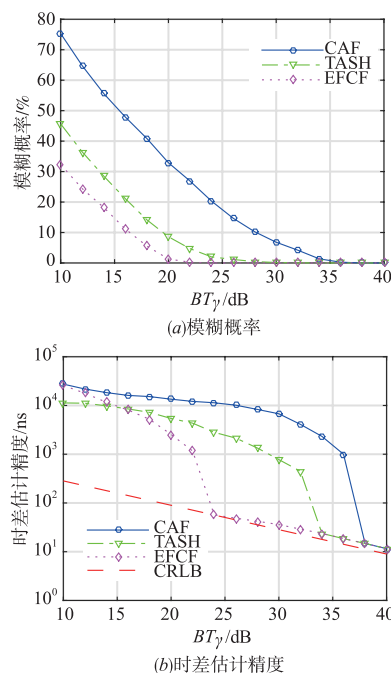


图4 时差估计性能随着SNR的变化曲线

之,CAF 法无模糊时差估计要求的信噪比最高. 在无模糊的信噪比范围内,三种算法的时差估计精度基本一致,均能逼近理论下界.

4.2 跳频间隔分析

业已证明,跳频频率间隔越大,信号积累带宽越宽,理论上的时差估计精度越高. 但是随着跳频频率间隔的增大,周期峰之间的间隔将随之减小. 当跳频频率间隔超过一定门限时,时差估计将会出现模糊. 下面对三种算法在不同跳频频率间隔下的时差估计性能进行了 10000 次 Monte-Carlo 仿真. 仿真中,跳频序号为 $\{1, 2, 3, 3, 0, 4, 1, 4, 2, 1\}$,信息数据、跳频速率、处理时长、信道模型保持不变,单跳信号相关输出信噪比设置为 20dB. 不同跳频频率间隔下,时差估计模糊概率与精度如图 5 所示.

可以看出,在三种算法中,相关函数包络拟合合法的无模糊估计跳频间隔最高,基于 CAF 的常规算法最低,单跳时差平均法介于两者之间. 单跳时差平均法可以将无模糊估计的跳频间隔提高至 50kHz,相关函数包络拟合合法可以将无模糊估计的跳频间隔提高到 100kHz. 在各自的无模糊跳频间隔范围内,三种算法的时差估计精度均能逼近理论界. 目前,大部分窄带跳频信号的跳频间隔在 100kHz 以内,利用相关函数包络拟合合法可以实现这类窄带跳频信号的无模糊时差估计.

5 结论

本文针对跳频信号多跳积累相关函数中周期峰导致时差估计存在模糊的问题,提出了两种缩小时差搜

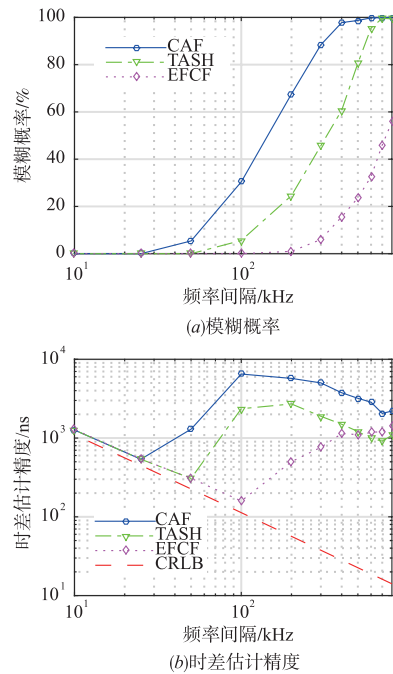


图5 不同跳频频率间隔下的时差估计性能

索区间的方法:单跳时差平均法与相关函数包络拟合法.利用这两种方法得到无模糊的时差粗估值,再在时差粗估值附近缩小时差搜索区间,并用互相关法进行时差的精细搜索,得到高精度无模糊的时差估计.仿真结果表明,这两种算法均能降低无模糊时差估计所需最低相关输出信噪比,提高无模糊时差估计所要求的频率间隔.其中,相关函数包络拟合法性能优于单跳时差平均法.不过,由于相关函数包络拟合法需要搜索多个周期峰值,并对相关函数包络进行拟合,所需运算量更大.通过这两种方法实现跳号时差的无模糊估计,有利于对窄带跳频信号进行高精度的时差定位,并可直接应用于雷达脉冲串信号与FSK信号等具有周期相关峰信号的时差估计中,对提高时差定位系统的定位精度具有重要的工程应用价值.

参考文献

- [1] Mills R, Prescott G. Detectability models for multiple access low probability-of-intercept networks [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(3): 848 - 858.
- [2] Paul C C. Emitter location accuracy using TDOA and differential Doppler [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1982, 18(2): 214 - 218.
- [3] Jesper R J, Jesper K N, Christensen M G. On frequency domain models for TDOA estimation [A]. Proceedings of 2015 International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing [C]. South Brisbane: IEEE, 2015. 11

- 15.

- [4] 魏合文. 被动定位系统参数估计与多维标度定位技术研究[D]. 成都:西南电子电信技术研究所, 2009.
Wei he-wen. On Parameter Estimation and Multidimensional Scaling Positioning in Passive Localization System [D]. Chengdu: Southwest Institute of Electronics and Telecommunications, 2009. (in Chinese)
- [5] Wang Jun, Xu Yang, Xu Peng. A linear method for TDOA estimation of frequency-hopping signal [A]. Proceedings of 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing [C]. Limassol: IEEE, 2012. 1 - 4.
- [6] 刘伟, 罗景青. 一种新的宽带跳频信号时延估计方法及精度分析[J]. 信号处理, 2010, 26(9): 1323 - 1328.
Liu Wei, Luo Jing-qing. A new time delay estimate method of wide-band FH signal and precision analysis [J]. Signal Processing, 2010, 26(9): 1323 - 1328. (in Chinese)
- [7] 闫云斌, 全厚德, 崔佩璋. 一种新的跳频信号时延估计方法[J]. 电讯技术, 2013, 53(3): 288 - 292.
Yan Yun-bin, Quan Hou-de, Cui Pei-zhang. A novel time delay estimation method of frequency-hopping signals [J]. Telecommunication Engineering, 2013, 53(3): 288 - 292. (in Chinese)
- [8] Alexander S, Warren K H, William C C. Geolocation of frequency-hopping transmitters via satellite [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29(4): 1228 - 1236.
- [9] Guey J C. Reduced-complexity delay-Doppler correlator for time-frequency hopping signals [A]. Proceedings of 2009 International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing [C]. Taipei: IEEE, 2009. 2521 - 2524.
- [10] Alexander G, Richard R, Stefan Z, et al. A wideband crosscorrelation technique for high precision time delay estimation of frequency hopping GSM signals [A]. Proceedings of the 41st European Microwave Conference [C]. Manchester: IEEE, 2011. 33 - 36.
- [11] 欧阳鑫信, 万群, 熊瑾煜, 等. 慢跳跳频信号的时差估计方法[J]. 现代雷达, 2016, 38(2): 19 - 22.
Ouyang xin-xin, Wan Qun, Xiong Jin-yu, et al. TDOA estimation of slow-hopping FH signal [J]. Modern Radar, 2016, 38(2): 19 - 22. (in Chinese)
- [12] 欧阳鑫信, 万群, 曹景敏, 等. 跳频信号的时差直接定位[J]. 电子学报, 2017, 45(4): 820 - 825.
Ouyang xin-xin, Wan Qun, Cao Jing-min, et al. TDOA-based direct geolocation of frequency-hopping signals [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(4): 820 - 825. (in Chinese)
- [13] Knapp C H, Carter G C. The generalized correlation method for estimation of time delay [J]. IEEE Transactions on

ASSP,1976,24(4):320-327.

- [14] Stein S. Algorithms for ambiguity function processing[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing,1981,29(3):588-599.
- [15] Richard J K, Brian M S. Bounds and algorithms for time delay estimation on parallel, flat fading channels[A]. Proceedings of 2008 International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing [C]. Las Vegas; IEEE, 2008. 2413-2416.
- [16] Liu Ning, Xu Zheng-yuan, Brian M S. Ziv-Zakai time-delay estimation bounds for frequency-hopping waveforms under frequency-selective fading[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2010,58(12):6400-6406.
- [17] Ding Cun-sheng, Ryoh F, Yuichiro F, et al. Sets of frequency hopping sequences; bounds and optimal constructions[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009,55(7):3297-3304.
- [18] Kim D G, Park G H, Kim H N, et al. Computationally efficient TDOA/FDOA estimation for unknown communication signals in electronic warfare systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2018, 54(1):77-89.

作者简介



姚山峰 男,1986 年生于四川安岳,硕士. 现为盲信号处理重点实验室助理研究员,主要研究方向为无源定位与统计信号处理.

E-mail:sephyao@163.com



欧阳鑫信 男,1987 年生于江西吉安,博士. 现为盲信号处理重点实验室助理研究员,主要研究方向为参数估计与无源定位.

E-mail:ouyxxwork@163.com

贺青 男,1984 年生于四川成都,博士. 现为盲信号处理重点实验室助理研究员,主要研究方向为无源定位与阵列信号处理.

E-mail:kinghe919@163.com