

基于FFT的快速跳频同步信号存在性检测

程郁凡* 韩 玮 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】提出了在宽带快速跳频通信系统中的一种基于FFT的同步信号存在性检测算法,给出了干扰环境中在频域上计算信号归一化信噪比的限幅法、相邻跳做差法、二次限幅法、限幅做差再限幅法四种方法,分别进行了理论分析、计算机仿真和性能的比较。在白噪声环境和多音干扰环境下,四种方法计算出来的归一化信噪比与理论值差别不大,误差在 ± 3 dB内;在部分频带噪声干扰环境下,二次限幅法与限幅做差再限幅法性能基本一致,明显优于限幅法和相邻两跳做差法,改善5 dB以上,其中二次限幅法实现简单并更为实用。

关键词 快速跳频; 存在性检测; 归一化信噪比; 多音干扰; 部分频带噪声干扰; 二次限幅

中图分类号 TN92

文献标识码 A

FFT-based Detection of Existence of Synchronization Signal for FFH System

Cheng Yufan Han Wei Li Shaoqian

(National Key Laboratory of Communication, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract A new FFT-based detection algorithm for the existence of synchronization signal in fast frequency-hopping (FFH) system is presented in this paper. Four methods (clipping, envelop-subtraction of two connective hops, iterative double-clipping, clipping-then-subtraction-then-clipping) of evaluating normalized signal to noise ratio(E_b/N_0) in frequency domain with jamming are developed and compared. Analysis formulas of these methods are established as well. Our simulations show that numerical results of normalized signal to noise ratio are close to its theoretical analysis for both AWGN and multitone jamming environment, where discrepancy are within the range of ± 3 dB. The overall performance of the latter two methods are 5 dB better than the first two methods for partial-band noise jamming. Iterative double-clipping is our recommended approach because of its low complexity of implementation.

Key words fast frequency-hopping; existence detection; normalized signal to noise ratio; multitone jamming; partial-band noise jamming; iterative double clipping

在慢跳频系统中,一跳携带多个符号,很容易用同步相关码的方式进行同步信号的捕获;在宽带快速跳频系统中,一跳或多跳只携带一个符号,不能用同步相关码的方式进行同步捕获。此时但可采用中频数字化处理的方式,对当前跳的同步信号采样后同时做多次快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)(每次FFT之间有固定的偏移),根据多次FFT结果的差异进行同步窗口的滑动,再经过多跳后窗口滑到所需的精度即可完成同步捕获。同时也带来了两个问题,一个是接收机何时开始进行同步捕获,另一个是如何知道当前跳采样数据所需的同步信号。因此在进行同步捕获前,首先应进行同步信号的存在性检测。

1 同步信号存在性检测

在宽带快速跳频通信系统中,根据某跳信号在频谱上的归一化信噪比 E_b/N_0 的大小来判断该跳同步信

号是否存在, 判断 E_b/N_0 是否大于某一个门限值 T_E 作为该同步频点在当前跳是否存在的依据, 如何正确估算同步频点的 E_b/N_0 变得尤为重要。

在无干扰的环境下, 可以简单地将FFT结果中除了同步频点信号的瞬时带宽外的其他频点的功率之和作为噪声功率, 从而计算出同步频点的归一化信噪比。但在干扰环境中, 当干扰远大于噪声时, 用这种简单方法计算出来的 E_b/N_0 很低, 而且实际上接近于信干比, 远远小于门限 T_E , 而导致漏判, 认为同步信号不存在; 若门限 T_E 设得较低, 当同步信号不存在时, 在无干扰环境下, 又可能把当前频点上的噪声分量误判为同步信号。为了尽量不要有错判与漏判的现象, 可以用多种方法将干扰先识别出, 减小干扰造成的影响, 然后计算同步频点的 E_b/N_0 是否达到门限, 从而判断该跳同步信号是否存在。

1.1 同步信号存在性检测算法

假设用频率集 $\{f_1, f_2, \dots, f_L\}$ 中的 L 个同步频率传输同步捕获头, 同步捕获头中的 L 个频率重复发多次, 则在进行同步捕获之前, 首先要进行同步信号存在性检测: 1) 对当前一跳时间内的信号做FFT; 2) 根据FFT结果, 分别计算出 L 个同步频点的归一化信噪比 E_b/N_0 , 并判断 L 个 E_b/N_0 是否超过门限 T_E , 若超过, 则记录该同步频点在当前跳的出现次数为1, 否则记为0; 3) 联合当前跳与前 $W-1$ 跳的 L 个同步频点的出现次数, 依据一定的准则(例如连续 W 跳中某同步频点总出现次数超过 V 次)判断出被干扰的同步频点并记录; 根据一定的同步信号存在准则(例如连续 W 跳中各同步频点的出现次数是否满足同步信号存在的要求), 判断出本次同步信号是否存在; 4) 若同步信号不存在, 则返回1), 继续进行同步信号存在性检测处理; 若第一次判断出同步信号存在, 则再验证随后 W 跳是否满足同步信号存在性要求; 若连续两次判断出同步信号存在, 则同步信号存在性检测结束, 系统转入同步捕获状态。否则, 重新进行同步信号存在性检测; 在同步信号存在性检测算法中, 最关键的是每跳信号中各同步频点的归一化信噪比的计算。

1.2 当前跳信号中同步频点的归一化信噪比的计算

要计算当前跳信号中同步频点的归一化信噪比, 关键要在频谱上将干扰信号对同步信号的影响尽可能地减小, 使估算出来的归一化信噪比与未加干扰的归一化信噪比接近, 这样, 计算出来的 E_b/N_0 才可靠。文献[1, 2]主要在时域上分析了正弦信号与噪声和的概率分布情况, 这里主要从频谱上进行分析。

1.2.1 当前跳信号中同步信号与噪声的频谱分析

设当前跳输入信号 $R(t)$ 为同步信号与带限噪声信号的和为

$$R(t) = S(t) + W(t) \quad (1)$$

式中 $W(t)$ 为零均值的带限白高斯噪声, $S(t)$ 为同步信号, 为一实正弦信号

$$S(t) = A \sin(\omega t + \phi) \quad (2)$$

式中 A 为幅度, ω 为角频率, ϕ 为初相, 在 $0 \sim 2\pi$ 上均匀分布。

对当前跳输入信号采样后, 其中同步信号的 N 点FFT的归一化值为

$$S(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{A}{2j} \left\{ e^{j\phi} e^{jn(\omega - \omega_k)} - e^{j\phi} e^{-jn(\omega + \omega_k)} \right\} \quad (3)$$

$S(k)$ 为 N 点FFT中的第 k ($k=0, \dots, N-1$) 个值。令

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{N}, \quad \omega_k = \frac{2\pi k}{N} \quad (4)$$

当 $k \neq \frac{N\omega}{2\pi}$ 或 $k \neq N - \frac{N\omega}{2\pi}$ 时, 计算可得 $S(k)$ 的实部与虚部分别为^[3]

$$\text{Re}[S(k)] = \frac{2 \sin \frac{N\omega}{2} \sin \left(\frac{N\omega}{2} + \phi \right) \sin \omega}{\cos \omega_k - \cos \omega} - 2 \sin \frac{N\omega}{2} \cos \left(\frac{N\omega}{2} + \phi \right) \quad (5)$$

$$\text{Im}[S(k)] = - \frac{2 \sin \frac{N\omega}{2} \cos \left(\frac{N\omega}{2} + \phi \right) \sin \omega_k}{\cos \omega_k - \cos \omega} \quad (6)$$

当 $k = N\omega/2\pi$ 时

$$\operatorname{Re}[S(k)] = \frac{A}{2} \sin \phi, \quad \operatorname{Im}[S(k)] = -\frac{A}{2} \cos \phi \quad (7)$$

当 $k = N - Nw/2\pi$ 时

$$\operatorname{Re}[S(k)] = \frac{A}{2} \sin \phi, \quad \operatorname{Im}[S(k)] = \frac{A}{2} \cos \phi \quad (8)$$

对于宽带快速跳频通信系统, 所选择的跳频频点应都在FFT分析的整数频点上, 即 $w = mw_0 = m2\pi/N$, 根据式(7)和式(8)得知当 $k = m = Nw/2\pi$ 或 $k = N - m$ 时, 同步频点的功率为

$$PS(m) = \frac{A^2}{4} \quad (9)$$

根据式(5)和式(6)可知该同步信号在其他频点上即 $k \neq m$ 或 $k \neq N - m$ 时有 $\operatorname{Re}[S(k)] = 0, \operatorname{Im}[S(k)] = 0$ 。

对当前跳接收信号采样后, 其中带限白噪声序列为 $W(n)$, 若其方差为 σ_w^2 , 则 $W(n)$ 的FFT归一化值

$$W(k) = A(k) + jB(k) = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} w(n) \cos(nw_k) + j \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} w(n) \sin(nw_k) \quad (10)$$

式中 $A(k)$ 和 $B(k)$ 为零均值的高斯随机变量。其方差为^[3]

$$E[A^2(k)] \cong \begin{cases} \frac{\sigma_w^2}{2N}, & \omega_k \neq 0, 2\pi \\ \frac{\sigma_w^2}{N}, & \omega_k = 0, 2\pi \end{cases} \quad E[B^2(k)] \cong \begin{cases} \frac{\sigma_w^2}{2N}, & \omega_k \neq 0, 2\pi \\ 0, & \omega_k = 0, 2\pi \end{cases} \quad (11)$$

则可求得当前跳信号中噪声在频域上各频点的平均功率为

$$PW(k) = E[A^2(k)] + E[B^2(k)] \cong \frac{\sigma_w^2}{N} \quad (12)$$

当前跳信号中的同步频点在频域上的信噪比为

$$SNR_w = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} PS(k)}{\sum_{k=0}^{N-1} PW(k)} = \frac{PS(m) + PS(N-m)}{N \frac{\sigma_w^2}{N}} = \frac{\frac{A^2}{2}}{\sigma_w^2} = \frac{A^2}{2\sigma_w^2} \quad (13)$$

设数据传输速率为 R_b , 跳频带宽为 B , 其奈奎斯特采样频率为 $2B$, 若有 N 个采样点, 则 $N = 2B/R_b$,

$$SNR_w = \frac{E_b R_b}{N_0 B} = \frac{E_b}{N_0} \frac{2}{N} \quad (14)$$

设当前跳信号中同步频点 f_m 在 m 点的功率为 $PS(m) = S^2 = A^2/4$, 噪声频域分量 $A(k)$ 和 $B(k)$ ($\omega_k \neq 0, 2\pi$) 的方差 $\sigma^2 = \sigma_w^2/2N$, 根据式(13)和式(14)可得

$$\frac{E_b}{N_0} \frac{2}{N} SNR_w = \frac{N}{2} \frac{A^2}{2\sigma_w^2} = \frac{A^2/4}{\sigma_w^2/N} = \frac{S^2}{2\sigma^2} \quad (15)$$

对于当前跳实数输入信号 $R(t)$, 其FFT值的幅频具有对称性, 即

$$R(k) = R^*(N-k), \quad |R(k)| = |R(N-k)| \quad (16)$$

所以对于当前跳信号 $R(t)$ 做FFT, 只考虑其一半的频谱。假设只考虑 k 在 $[0, N/2)$ 内的FFT值, 当 $k = m = Nw/2\pi$ 时

$$\begin{cases} \operatorname{Re}[R(k)] = \operatorname{Re}[S(k)] + \operatorname{Re}[W(k)] = \frac{A}{2} \sin \phi + A(k) \\ \operatorname{Im}[R(k)] = \operatorname{Im}[S(k)] + \operatorname{Im}[W(k)] = -\frac{A}{2} \cos \phi + B(k) \end{cases} \quad (17)$$

当 $k \neq m$ 时

$$\begin{cases} \operatorname{Re}[R(k)] = \operatorname{Re}[S(k)] + \operatorname{Re}[W(k)] = A(k) \\ \operatorname{Im}[R(k)] = \operatorname{Im}[S(k)] + \operatorname{Im}[W(k)] = B(k) \end{cases} \quad (18)$$

1.2.2 当前跳信号中同步频点的归一化信噪比的计算方法

由式(15)可知,在频域上求当前跳信号中同步频点的归一化信噪比 E_b/N_0 的步骤是:先求出各个同步频点瞬时带宽内的功率 S_i^2 ;再求出噪声频点的方差 $2\sigma^2$ (实部与虚部的方差和);最后求出各个同步频点的归一化信噪比。在干扰环境下,同步频点的归一化信噪比的计算变得较为复杂,以下分别介绍与分析同步频点的归一化信噪比的四种计算方法:

1) 限幅法 限幅法原理对每跳FFT的结果进行处理,分别将 L 个同步频点瞬时带宽的功率 S_i^2 ($i=1,2,\dots,L$) 先求出,然后将除了 L 个同步频点瞬时带宽之外的其余每个频点包络的平方进行限幅,将大于门限的干扰频点去除,剩余的频点判为噪声。对噪声频点包络的平方求均值,得到噪声频点的二阶矩 $2\sigma^2$ (由于噪声频点为零均值,其方差就等于二阶矩),最后对 L 个同步频点分别求出各自的 E_b/N_0 。

限幅法的关键在于干扰信号门限的选择。假设在 $N/2$ 个频点中,有 L 个同步频点, M_1 个干扰频点, M_2 个噪声频点信号,若考虑同步频点的瞬时带宽 ≥ 1 个频点宽度,则有

$$N/2 \geq L + M_1 + M_2 \quad (19)$$

根据式(17)和随机信号原理可知,由于 $A(k)$ 和 $B(k)$ 为零均值,方差为 σ^2 的高斯随机变量, M_2 个噪声频点包络的平方 $|W(k)|^2 = (A(k))^2 + (B(k))^2$ 服从自由度为2的中心 χ^2 分布,均值为 $2\sigma^2$,即 $|W(k)|^2/\sigma^2 \sim \chi^2(2)$ 。类似地,对于当前跳的同步频点若其在该频点上的瞬时功率为 S_i^2 ,则其包络的平方 $|R(m)|^2 = (\text{Re}[R(m)])^2 + (\text{Im}[R(m)])^2$ 服从自由度为2,非中心参量为 S_i^2 的非中心 χ^2 分布^[4,5],均值为 $2\sigma^2 + S_i^2$ 。同理, M_1 个功率为 S_j^2 的干扰频点包络的平方服从自由度为2,非中心参量为 S_j^2 的非中心 χ^2 分布,其均值为 $2\sigma^2 + S_j^2$ 。这时 $M_1 + M_2$ 个频点的均值为

$$E_f = \frac{M_1(2\sigma^2 + S_j^2) + M_2 2\sigma^2}{M_1 + M_2} = 2\sigma^2 + \frac{M_1}{M_1 + M_2} S_j^2 \quad (20)$$

当无干扰时:此时 $M_1 = 0$, $E_f = 2\sigma^2$,除了 L 个同步频点之外的频点包络的平方为中心 χ^2 分布。若以 $T_j \times E_f$ 作为干扰门限 (T_j 为干扰门限系数),则对于上 α 分位数,查表可得: $\chi_{0.10}^2(2) = 4.605$; $\chi_{0.05}^2(2) = 5.991$; $\chi_{0.005}^2(2) = 10.597$ ^[5];意味着有99.5%的频点包络的平方 $< 10.597\sigma^2$ 。若门限系数 T_j 设为5.30,则干扰门限为 $10.6\sigma^2$,约0.5%的噪声频点被判为干扰。

当有干扰时:不失一般性,设干扰功率较大,即干扰的功率 $\frac{M_1}{M_1 + M_2} S_j^2 \gg 2\sigma^2$,则 $E_f \approx \frac{M_1}{M_1 + M_2} S_j^2$,门限为

$$T_j \times E_f \approx T_j \times \frac{M_1}{M_1 + M_2} S_j^2 = \frac{T_j}{\gamma} S_j^2 \quad (21)$$

式中 $\frac{1}{\gamma} = \frac{M_1}{M_1 + M_2 + L} \approx \frac{M_1}{M_1 + M_2}$ 为干扰概率,表示 $M_1 + M_2$ 个频点中有 M_1 个频点被干扰。一般情况下,干扰了10%~20%以上的频点后,信道已变得很差,很难正常通信。设 $\frac{1}{\gamma} \leq \frac{1}{5}$,则 $\gamma \geq 5$,若以所有干扰平均功率的一半作为门限,即 $T_j \times E_f \approx \frac{T_j}{\gamma} S_j^2 = \frac{S_j^2}{2}$,则门限系数 $T_j \approx \frac{\gamma}{2}$ 。所以门限系数 T_j 与干扰概率 $\frac{1}{\gamma}$ 有关,若 T_j 较大,当干扰较多时,很难判断出干扰;若 $T_j < 2.30$,根据前面的无干扰时分析,此时又容易将噪声频点误判为干扰。

根据以上无干扰与有干扰时的情况分析,可设门限系数 $T_j \in [2.30, 5.00]$,则该门限系数适用于无干扰和有干扰情况。干扰排除后,对剩下的频点包络的平方求出均值,可近似认为 $E_f \approx 2\sigma^2$,将 L 个同步频点的瞬时功率 S_i^2 分别求出,再分别求得各同步频点的归一化信噪比。

2) 相邻两跳做差法 先根据FFT结果求出当前跳 L 个同步频点瞬时带宽的功率 S_i^2 ($i=1,2,\dots,L$),再对前一跳和当前跳两跳信号各频点(除了 L 个同步频点瞬时带宽之外的其余频点)的包络做差,对包络差求方

差, 然后求出 $2\sigma^2$, 最后求出当前跳 L 个同步频点的归一化信噪比。由随机信号理论可知, M_1 个干扰频点的包络服从莱斯分布^[4], 当干扰信号较强时, 可近似认为 M_1 个干扰频点的包络服从正态分布 $\sim N(S_j, \sigma^2)$ 。由于快速跳频系统的每跳驻留时间很短, 可认为相邻两跳的干扰频点基本相同, 所以对相邻两跳的对应频点的包络做差, 则 M_1 个干扰频点的包络差值仍服从正态分布 $\sim N(0, 2\sigma^2)$

M_2 个噪声频点的包络服从均值为 $\sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma$, 方差为 $\left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma^2$ 的瑞利分布。则 M_2 个噪声频点包络差值的均值为0, 方差为 $(4 - \pi)\sigma^2$ 。由此可得 $M_1 + M_2$ 个频点的包络差的均值为0时, 方差为

$$\frac{M_1 2\sigma^2 + M_2 (4 - \pi)\sigma^2}{M_1 + M_2} = (4 - \pi)\sigma^2 + \frac{M_1}{M_1 + M_2} (\pi - 2)\sigma^2 = 0.858\sigma^2 + 1.14\sigma^2 \frac{1}{\gamma} \quad (22)$$

当干扰概率 $1/\gamma \leq 1/5$ 时, 方差的范围为 $0.858\sigma^2 \sim 1.086\sigma^2$, 可近似认为等于 σ^2 , 然后求出噪声频点平均功率 $2\sigma^2$, 最后求出当前跳信号中每个同步频点的归一化信噪比。

3) 二次限幅法 对限幅法的延伸, 前面的分析基于每个干扰频点的功率基本相同, 但实际情况并不是这样, 例如部分频带噪声干扰, 不同频点上的干扰幅度不同, 所以进行两次迭代限幅比较合适。第一次限幅先将大干扰频点删去, 第二次限幅将小干扰频点删去, 对经过二次限幅处理后的剩余频点的包络平方求均值, 即可认为是 $2\sigma^2$, 然后求出当前跳各同步频点的归一化信噪比。

4) 限幅做差再限幅法 方法1)与方法2)的结合, 由于前面的理论分析基于前后两跳的干扰频点的功率基本相同, 当前后两跳的对应频点功率差异较大时, 用做差法会有较大的误差, 此时使用限幅做差再限幅法比较合适。其中用限幅法分别将相邻两跳的大干扰频点去除。门限系数1为 $T_j \in [2.3, 5]$; 对相邻两跳限幅后的公共频点的包络做差, 近似求得包络差的方差 σ^2 ; M_1 个干扰频点的包络差服从正态分布 $\sim N(0, 2\sigma^2)$, 这 M_1 个频点的包络差值 $| \leq 1.65\sqrt{2}\sigma$ 的概率为 $2\phi(1.65) - 1 = 2 \times 0.9505 - 1 = 90.10\%$, 包络差值 $| \leq 3\sqrt{2}\sigma$ 的概率为: $2\phi(3) - 1 = 99.74\%$, 即此时若 $| \text{包络差值} | > 1.65\sqrt{2}\sigma \sim 3\sqrt{2}\sigma \approx 2.33\sigma \sim 4.24\sigma$, 则判为干扰(门限系数2为 $T_{jm} \in [2.33, 4.24]$)。扣除后, 再对剩下的包络差值求方差, 近似得到 σ^2 , 最后求得每个同步频点的归一化信噪比。

2 仿真结果分析

根据1.2.2中提出的四种方法, 分别在白噪声、多音干扰和部分频带噪声干扰环境下进行仿真, 并设置了以下初始条件: 1) 对一跳信号的1 024个采样数据做1 024点FFT, 不失一般性, 设当前跳的采样窗口与输入的窗口不同步, 考虑最坏情况, 即采样窗口与输入窗口差一半, 则一般一跳采样窗口内最多可以判到2个同步频点存在, 且2个同步频点的功率只有原先一半; 2) 由于窗口没有对准, 每个同步频点的频谱会与式(5)和式(6)有所差异, 同步频点的功率主要集中在以当前同步频点为中心的三个频点上, 这时计算的每个同步频点的瞬时功率 S_i^2 可近似等于以当前同步频点为中心的3个频点功率之和; 3) 设置门限 $T_j = 2.30$, $T_{jm} = 2.35$ 。

用不同方法计算出的某个同步频点的 E_b/N_0 与理论 E_b/N_0 的差异及在不同信道下, 估算出的 E_b/N_0 与理论值差的关系如图1~3所示。从图1可以看出, 在无干扰的AWGN信道下, 用几种不同的计算方法与直接计算处理差不多, 计算出的 E_b/N_0 与理论 E_b/N_0 较吻合, 在 ± 3 dB 内变化。图2显示了多音干扰加白噪声环境下的情况, 设置1/9频段的多音干扰, 每个单频干扰的功率比同步信号功率高40 dB(假设没有干扰到同步频点)。从图2中还可以看出, 在多音干扰环境中, 用四种不同的计算方法计算出的 E_b/N_0 与理论值差别不大, 误差也在 ± 3 dB 内。二次限幅法与限幅做差再限幅法要略优于限幅法与相邻两跳做差法, 验证了前面的理论分析。

图3显示了在部分频带噪声干扰加白噪声环境下, 用几种不同的方法估算出 E_b/N_0 与理论上的 E_b/N_0 的关系。设置如下条件: 用带限白噪声模拟的部分频带噪声干扰的平均功率比同步信号的功率高35 dB, 干扰带宽为1/8频带。从图3还可看出在部分频带噪声干扰环境中, 二次限幅法与限幅做差再限幅法明显好于限幅法与相邻两跳做差法, 限幅法又优于做差法。当部分频带噪声干扰平均功率不变时, 随着SNR的增大, 估算出来的 E_b/N_0 逐渐趋向饱和, 说明有些噪声干扰无法删去, 而部分频带噪声干扰却提高了底噪声。

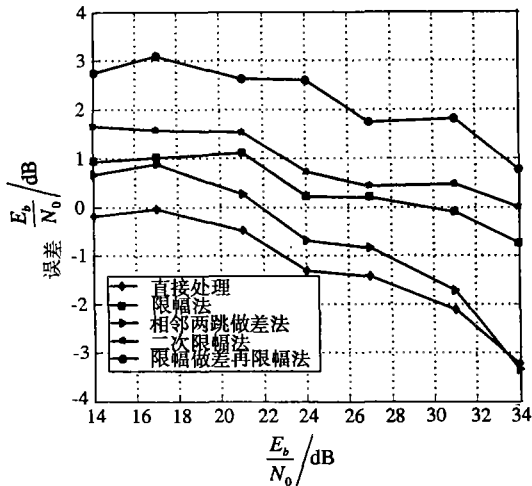


图1 AWGN信道下估算出的 E_b/N_0 与理论值差的关系

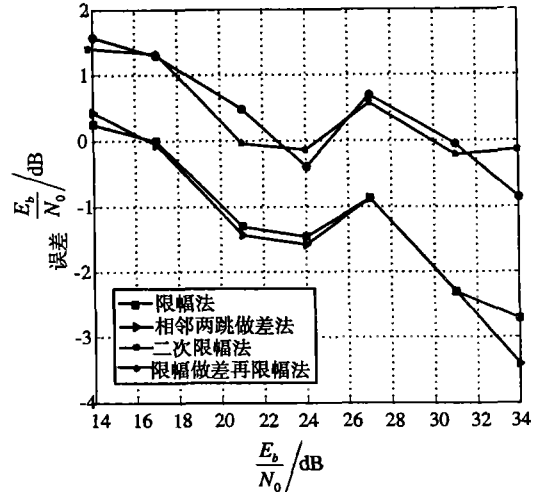


图2 多音干扰下估算出的 E_b/N_0 与理论值差的关系

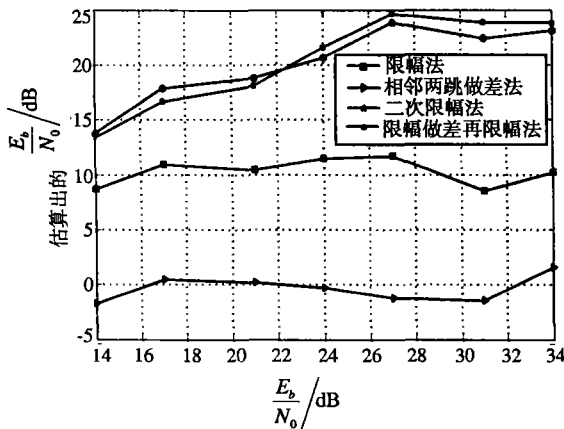


图3 部分频带噪声干扰下估算出的 E_b/N_0 与理论值的关系

3 结束语

本文针对宽带快速跳频系统的同步信号存在性检测方法,给出了在频域上计算归一化信噪比的改善。限幅法、相邻两跳做差法、二次限幅法和限幅做差再限幅法,并进行了理论分析,分别在白噪声、多音干扰和部分频带噪声干扰环境下做了性能仿真,结果表明,四种方法差异不到3 dB,在部分频带噪声干扰环境下,相邻两跳做差法性能较差,限幅法其次,二次限幅法和限幅做差法明显优于限幅法和相邻两跳做差法,甚至可改善15 dB以上,但随着信噪比的增大(输入信号的 $E_b/N_0 > 27$ dB),估算出来的 E_b/N_0 逐渐趋向饱和,其中,二次限幅法比限幅做差再限幅法实现更为简单,故实用更好。

参 考 文 献

- [1] Carl W H. Distribution of the sum of tow sine waves and gaussian Noise[J]. IEEE-Trans. Information Theory, 1992, 38(1): 186-191
- [2] Carl W H. Distribution of the envelope of a sum of random sine waves and gaussian noise[J]. IEEE Transactions Aerospace Electron. Syst., 1999, 35(2): 594-601
- [3] Chan Y T, Coutreue F. Comparison of two FFT-based demodulation schemes for M-ary FSK[C]. Military Communications Conference, 1992. 2: 603-606
- [4] 赵淑清, 郑 薇. 随机信号分析[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1999
- [5] 马振华, 刘坤林, 陆 璇, 等. 概率统计与随机过程卷[M]. 北京: 清华大学出版社, 1999

编 辑 刘文珍