

同步短波差分跳频多址系统单用户及多用户检测的性能

朱毅超 甘良才 熊俊俏 郭见兵
(武汉大学电子信息学院 武汉 430079)

摘要: 该文讨论同步短波差分跳频在多址通信中的单用户与多用户检测的性能。给出了单用户检测在无背景噪声及有背景噪声的情况下, 系统的比特误码率(BER)上界, 并对其进行了数值仿真。其结果表明: 在无背景噪声的情况下, 当总用户数为 2 时, 系统的 BER 可达 10^{-6} ; 若系统可以得到精确的干扰状态信息(JSI), 则多址性能可以得到极大的提升。在此基础上, 提出了一种迭代多用户检测算法, 在迭代过程中估计各可用频率上的 JSI, 并利用它对多个用户进行极大似然检测, 其仿真结果表明了多用户检测相对于单用户检测, 其性能获得了明显的改善。

关键词: 短波差分跳频; 多址通信; 多用户检测; 干扰状态信息

中图分类号: TN914.41

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)01-0151-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00050

Single-User and Multi-User Detection Performance of Synchronous Shortwave Differential Frequency Hopping Multiple-Access Systems

Zhu Yi-chao Gan Liang-cai Xiong Jun-qiao Guo Jian-bing
(School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430079, China)

Abstract: In this paper, theoretical analysis and simulations are performed on the performance of synchronous shortwave Differential Frequency Hopping (DFH) systems in the Multiple-Access (MA) communications. Single-user detection and multi-user detection are both considered. For single-user detection, Bit Error Rate (BER) upperbounds are derived and verified via simulation, both in the noiseless case and noise case. Results show that when the number of users is 2, the BER is 10^{-6} for the noiseless case. Furthermore, MA performance can be significantly improved if exact Jammer State Information (JSI) is available. Therefore, an iterative multi-user detection algorithm is proposed. In the iteration process, JSI of each available frequency is estimated and used to perform maximum likelihood detection for each user. Simulation results show that significant performance improvement is obtained relative to single-user detection.

Key words: Shortwave differential frequency hopping; Multiple-access communications; Multi-user detection; Jammer State Information (JSI)

1 引言

众所周知, 短波差分跳频技术在军事组网通信中具有重要的应用价值。文献[1-4]分别对差分跳频的编译码算法及多址性能进行了初步研究。文献[4]将多用户干扰等效为高斯噪声, 给出了单用户检测的 BER 上界, 并指出了采用多用户检测可以提高差分跳频 G 函数网格图的有效深度, 从而可明显地改善其系统的性能, 但却并未给出具体的多用户检测算法。文献[5,6]初步探讨了差分跳频系统异步组网的性能。文献[7]则分析了采用非相干能量度量的同步系统单用户检测的 BER 上界。

从差分跳频多址通信领域的国内外研究现状可见: 对于单用户检测, 文献[4-6]的理论分析还不够深入, 文献[7]虽对采用非相干能量度量的同步系统

BER 进行了分析, 但该方案所得到的 BER 大于 10^{-2} , 显然其性能不够理想, 具有较大的改善空间; 而对于多用户检测, 尚未有文献给出具体的多用户检测算法。为此, 本文提出一种短波差分跳频单用户检测接收系统实现方案, 并通过理论分析与数值仿真研究了其 BER 性能, 同时, 还提出了一种多用户检测算法, 以弥补在单用户检测中难以得到精确的 JSI, 从而无法通过其改善系统性能的缺陷。

2 单用户检测

在短波差分跳频多址系统中, 各用户以不同的 G 函数作为地址码, 并采用相同的频率集进行通信。若接收端采用点对点的单用户检测, 则每个用户均对应于一个接收机, 接收系统已知各自目标用户的 G 函数, 并根据其网格图对目标用户数据进行维特比译码。由于在单用户检测中, 接收系统仅知道目标用户的 G 函数, 而不知道非目标用户的 G 函数,

2009-01-15 收到, 2009-09-28 改回

国家自然科学基金(60372056, 60672043)资助课题

通信作者: 朱毅超 webboyy2004@gmail.com

因此,在译码过程中,只能将非目标用户的信号视为多址干扰。

文献[8]指出,对采用 M 进制频移键控(MFSK)调制的跳频多址系统而言,当目标用户的某一跳被干扰用户击中后,该跳的符号误码率可以认为是 $(M-1)/M$ 或 1,显然目标用户跳被击中所带来的性能下降是相当严重的。由于短波差分跳频系统不采用伪随机码进行频率跳变,因此,可以认为每一跳中所有干扰用户的信号均会击中目标用户的信号,此时若如文献[7]所示直接采用各可用频率上的输出能量作为译码度量,则 BER 性能很差。为此,接收端必须对该跳上的各频率输出信号进行限幅操作,以降低强干扰信号对目标用户的影响。最简单的限幅操作是对各频率上的输出能量进行二电平量化^[9],根据这一思路,本文提出一种短波差分跳频多址系统的单用户检测方案,其示意图如图 1 所示。

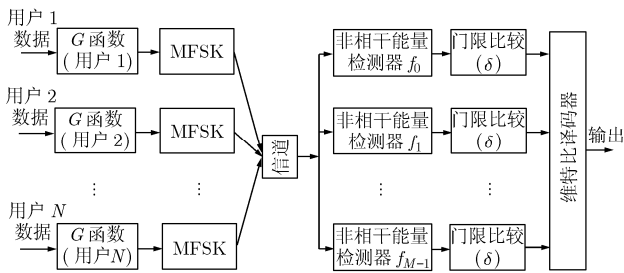


图 1 短波差分跳频多址系统单用户检测示意图

在图 1 中,多址系统的用户数为 N ,每个用户采用不同的 G 函数作为地址码。各个用户的信息数据经 G 函数编码后,送入 MFSK 调制器以确定当前跳的发送频率。假设所有用户的可用频率数均为 M ,可用频率集为 $\{f_0, f_1, \dots, f_{M-1}\}$ 。各用户的发送信号经信道传输后由目标用户的接收系统接收,为了不失一般性,假设目标用户为用户 1。接收系统先对各可用频率上的能量进行非相干检测,再将各频率上的能量输出与事先确定的门限值 δ 进行比较,若能量值大于门限 δ ,则比较器的输出为 1,否则为 0。若令 $\underline{x} \triangleq \{x_0, x_1, \dots, x_{M-1}\}$ 为对应于各可用频率的门限比较器输出序列,且 $(x_i \in \{0, 1\}, 0 \leq i \leq M-1)$,则维特比译码器的译码度量可表示为

$$m(\underline{x}, f_i) = x_i \quad (1)$$

式中 $f_i (0 \leq i \leq M-1)$ 为网格图状态转移所对应的频率。维特比译码器根据目标用户的 G 函数网格图,利用该译码度量对目标用户的数据进行译码。

在同步系统中,各用户均由相同的时钟控制进行信息的发送与接收。首先考虑信道中无噪声的情况,显然,此时只要某个可用频率上存在用户信号,

它所对应的非相干能量检测器的输出就不为零,反之,则输出恒为零。于是接收系统可将比较器的门限值 δ 设为零,若某频率上存在用户信号,则比较器输出为 1,否则为 0。

为了不失一般性,假设所有用户的 G 函数中,每跳传输比特数均为 1,则维特比译码的 BER 上界可由联合界表示为^[10]

$$P_b \leq \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} a_d P_2(d) \quad (2)$$

式中 a_d 为 G 函数网格图中,所有自由距离为 d 的路径中信息比特的错误数, $P_2(d)$ 为成对错误概率。

由于 G 函数网格图的正确路径中包含目标用户的所有发送信号,因此,各分支所对应的译码度量值恒为 1。此时只有当错误路径的所有频率上均存在干扰信号,使得错误路径的累积译码度量等于正确路径的累积译码度量时,才可能产生误码。若系统可用频率数为 M ,假设所有用户的发送频率互相独立,则任一用户在某一特定频率上发送信息的概率为 $1/M$ 。若总用户数为 N ,则错误路径上的任一频率被击中的概率为 $1 - (1 - 1/M)^{N-1}$ 。在长度为 d 的错误路径上所有频率均被击中的概率为 $[1 - (1 - 1/M)^{N-1}]^d$ 。由于此时正确路径与错误路径具有相同的累积译码度量,因此,译码器选择正确路径与错误路径的概率各为 $1/2$,则

$$P_2(d) = \frac{1}{2} \left[1 - \left(1 - \frac{1}{M} \right)^{N-1} \right]^d \quad (3)$$

将式(3)代入式(2)中,即可得到无噪声时,同步系统单用户检测的 BER 上界。

当考虑噪声的影响时,成对错误概率的推导将较为复杂。可以采用切尔诺夫界来进行推导,并且假设信道中存在瑞利衰落。不失一般性,假设 f_0 为正确路径上的某个频率, f_1 为错误路径上所对应的频率,在正确路径频率 f_0 上有 a 个干扰用户,而在错误路径频率 f_1 上有 b 个干扰用户。 f_0 与 f_1 的非相干能量解调器输出经比较器后,有 4 种可能的输出组合: $(0, 0)$, $(0, 1)$, $(1, 0)$, $(1, 1)$ 。由于频率 f_1 上有 b 个干扰用户,且每个干扰用户的幅度均服从瑞利分布,因此,若假设所有用户的每跳输出能量均相同,则其非相干能量解调器的输出 r_1 的概率密度函数为^[10]

$$p_{R_1}(r_1 | b) = \frac{1}{2(\sigma_0^2 + b\sigma^2)} \exp \left[-\frac{r_1}{2(\sigma_0^2 + b\sigma^2)} \right] \quad (4)$$

式中 $2\sigma^2 = \bar{E}_b$ 为各用户的每跳能量, $\sigma_0^2 = N_0/2$ 为噪声方差。

当 $r_1 \geq \delta$ 时,频率 f_1 所对应的比较器输出为 1,将式(4)从 δ 到 ∞ 积分,可得该事件发生的概率为

$$P_1(1|b) = \exp\left[-\frac{\delta}{2(\sigma_0^2 + b\sigma^2)}\right] \quad (5)$$

而频率 f_1 所对应的比较器输出为 0 的概率与其输出为 1 的概率之和为 1, 因此

$$P_1(0|b) = 1 - \exp\left[-\frac{\delta}{2(\sigma_0^2 + b\sigma^2)}\right] \quad (6)$$

对频率 f_0 , 其上有 a 个干扰用户, 由于该频率也为目标用户的发射频率, 因此, 该频率上共有 $a+1$ 个用户, 根据式(4), 其非相干能量解调器的输出 r_0 的概率密度函数为

$$p_{R_0}(r_0|a) = \frac{1}{2(\sigma_0^2 + (a+1)\sigma^2)} \exp\left[-\frac{r_0}{2(\sigma_0^2 + (a+1)\sigma^2)}\right] \quad (7)$$

同理, 与式(5)与式(6)对应的概率 $P_0(1|a)$ 、 $P_0(0|a)$ 分别为

$$P_0(1|a) = \exp\left[-\frac{\delta}{2(\sigma_0^2 + (a+1)\sigma^2)}\right] \quad (8)$$

$$P_0(0|a) = 1 - \exp\left[-\frac{\delta}{2(\sigma_0^2 + (a+1)\sigma^2)}\right] \quad (9)$$

在频率 f_0 上有 a 个干扰用户, 且频率 f_1 上有 b 个干扰用户的概率可以计算为^[11]

$$P(a, b) = P(a)P(b|a) \quad (10)$$

而由二项式分布

$$P(a) = \binom{N-1}{a} \left(\frac{1}{M}\right)^a \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{N-1-a} \quad (11)$$

$$P(b|a) = \binom{N-1-a}{b} \left(\frac{1}{M-1}\right)^b \left(1 - \frac{1}{M-1}\right)^{N-1-a-b} \quad (12)$$

将式(11)及式(12)代入式(10)中, 便可得

$$P(a, b) = \frac{(N-1)!}{a!b!(N-1-a-b)!} \cdot \frac{(M-2)^{N-1-a-b}}{M^{N-1}} \quad (13)$$

由切尔诺夫界, 对错误概率的上界可表示为^[12]

$$P_2(d) \leq \frac{1}{2} D^d \quad (14)$$

而切尔诺夫参数 D 可表示为

$$D = \min_{\lambda \geq 0} D(\lambda) \quad (15)$$

且

$$\begin{aligned} D(\lambda) &= E\left\{\exp\left[\lambda(m(\underline{x}, f_1) - m(\underline{x}, f_0))\right]\right\} \\ &= \exp\left[\lambda(m(\underline{x}, f_1) - m(\underline{x}, f_0))\right] \\ &\quad \cdot \sum_{a=0}^{N-1} \sum_{b=0}^{N-1-a} P(a, b) P_0(m(\underline{x}, f_0)|a) P_1(m(\underline{x}, f_1)|b) \end{aligned} \quad (16)$$

式中 E 为数学期望。

利用式(1), 式(5), 式(6), 式(8), 式(9)及式(13), 则式(16)可表示为

$$\begin{aligned} D(\lambda) &= e^{-\lambda} \sum_{a=0}^{N-1} \sum_{b=0}^{N-1-a} P(a, b) P_1(0|b) P_0(1|a) \\ &\quad + e^{\lambda} \sum_{a=0}^{N-1} \sum_{b=0}^{N-1-a} P(a, b) P_1(1|b) P_0(0|a) \\ &\quad + \sum_{a=0}^{N-1} \sum_{b=0}^{N-1-a} P(a, b) P_1(0|b) P_0(0|a) \\ &\quad + \sum_{a=0}^{N-1} \sum_{b=0}^{N-1-a} P(a, b) P_1(1|b) P_0(1|a) \end{aligned} \quad (17)$$

将式(17)代入式(15)中, 便可得

$$\begin{aligned} D &= 2 \left\{ \sum_{a=0}^{N-1} \sum_{b=0}^{N-1-a} P(a, b) P_1(0|b) P_0(1|a) \right\} \\ &\quad \cdot \left[\sum_{a=0}^{N-1} \sum_{b=0}^{N-1-a} P(a, b) P_1(1|b) P_0(0|a) \right]^{1/2} \\ &\quad + \sum_{a=0}^{N-1} \sum_{b=0}^{N-1-a} P(a, b) [P_1(0|b) P_0(0|a) \\ &\quad + P_1(1|b) P_0(1|a)] \end{aligned} \quad (18)$$

将式(18)代入式(14)及式(2)中, 即可得到存在噪声时单用户检测的 BER 上界。

式(1)所给出的译码度量为假设接收系统无精确的 JSI(即每跳各可用频率上的干扰用户数), 实际上, 对于单用户检测, 由于接收系统仅知道目标用户的 G 函数, 因此, 要得到精确的 JSI 是困难的。但为了与接收系统无精确 JSI 的情况进行比较, 这里给出有精确 JSI 时的 BER 上界(具体的 JSI 估计方法将在第 3 节中给出)。此时, 译码度量式(1)便化为极大似然译码度量

$$m(\underline{x}, f_i | \underline{n}) = \lg P(\underline{x}, f_i | \underline{n}) \quad (19)$$

式中 $\underline{n} \triangleq \{n_0, n_1, \dots, n_{M-1}\}$ ($\sum_{i=0}^{M-1} n_i = N-1$) 为各可用频率上的干扰用户数序列, 且

$$P(\underline{x}, f_i | \underline{n}) = P_0(x_i | n_i) \prod_{j=0, j \neq i}^{M-1} P_1(x_j | n_j) \quad (20)$$

将式(20)代入式(19)中, 并舍弃与 f_i 无关的项, 便可得

$$m(\underline{x}, f_i | \underline{n}) = \lg P_0(x_i | n_i) - \lg P_1(x_i | n_i) \quad (21)$$

文献[11]指出, 当采用极大似然译码度量时, 切尔诺夫上界转化为 Bhattacharyya 上界, 此时, 式(15)便改写为

$$D = \int_y \sqrt{p(y|\hat{x})p(y|x)} dy \quad (22)$$

式中 y 为信道输出; x 与 \hat{x} 为假设的信道输入, 且 $x \neq \hat{x}$; $p(y|\hat{x})$ 与 $p(y|x)$ 为似然函数。

当维特比译码器采用极大似然度量式(21)时,

切尔诺夫参数 D 可由 Bhattacharyya 上界表示为

$$D = \sum_{a=0}^{N-1} \sum_{b=0}^{N-1-a} P(a,b) \left[\sqrt{P_1(0|b)P_0(1|a)P_0(0|b)P_1(1|a)} \right. \\ \left. + \sqrt{P_1(1|b)P_0(0|a)P_0(1|b)P_1(0|a)} \right. \\ \left. + \sqrt{P_1(0|b)P_0(0|a)P_0(0|b)P_1(0|a)} \right. \\ \left. + \sqrt{P_1(1|b)P_0(1|a)P_0(1|b)P_1(1|a)} \right] \quad (23)$$

将式(23)代入式(14)及式(2)中, 即可得到有精确 JSI 时单用户检测的 BER 上界。

为了计算具体的 BER 上界值, 还需给定具体的比较器门限 δ 。采用如下的方法确定 δ 的值。考虑在某频率上无任何用户, 但比较器的输出却为 1 这一事件, 令它发生的概率为 P_{FA} , 则在式(5)中令 $b=0$, 并从中解出 δ , 便可得

$$\delta = -2\sigma_0^2 \ln P_{FA} \quad (24)$$

设定 P_{FA} 的值后, 即可根据式(24)确定比较器的门限值 δ 。

3 多用户检测

对多址系统来说, 对所有用户的信号进行联合检测的方法称为多用户检测, 其性能一般优于将非目标用户信号视为多址干扰的单用户检测。文献[4]提出了一种应用于差分跳频多址系统的连续干扰消除算法, 但并未对其进行详细的说明。文献[13]中提出了针对 C-FSK 信道的并行迭代多用户检测算法, 也可用于短波差分跳频多址系统。该算法将每次迭代后除目标用户外的各用户信号作为下次迭代目标用户译码器的先验信息, 它是 Turbo 迭代多用户检测算法。然而, 该算法需考虑干扰用户的各种译码输出组合, 当用户数较大时计算复杂度相当高。

本节提出了一种应用于同步系统的迭代多用户检测算法, 在每次迭代过程中, 利用所有非目标用户在前次迭代的译码输出作为目标用户本次迭代的 JSI 估计, 再利用此 JSI 估计在本次迭代中对目标用户进行极大似然译码, 经多次迭代后得到各用户的发送数据估计。与 Turbo 迭代多用户检测算法不同的是, 在本算法中, 所有用户均采用维特比译码, 而非 MAP 译码, 从而降低了计算复杂度。

信道中假设存在瑞利衰落与高斯噪声。在每次迭代过程中, 各用户的维特比译码器根据各自的网格图对该用户的每跳发送频率进行译码。在下次迭代过程中, 所有干扰用户在每跳中的发送频率被送入目标用户译码器中, 作为 JSI 先验信息, 目标用户译码器利用此 JSI 信息计算极大似然译码度量。不失一般性, 假设用户 1 为目标用户, 令 $f_i (0 \leq i \leq M-1)$ 为用户 1 网格图上某状态转移所对应的输

出频率, $\hat{n} \triangleq \{\hat{n}_0, \hat{n}_1, \dots, \hat{n}_{M-1}\} \left(\sum_{j=0}^{M-1} \hat{n}_j = N-1 \right)$

为在该跳持续时间内各可用频率上的干扰用户数, 即前次迭代所得到的 JSI 估计值, $\underline{x} \triangleq \{x_0, x_1, \dots, x_{M-1}\}$ 仍为各可用频率上的门限比较器输出, 则由式(21), 译码度量

$$m(\underline{x}, f_i | \hat{n}) = \lg P_0(x_i | \hat{n}_i) - \lg P_1(x_i | \hat{n}_i) \quad (25)$$

分别将式(5), 式(6)与式(8), 式(9)代入式(25)中, 便可得

$$m(\underline{x}, f_i | \hat{n}) = \begin{cases} \frac{\sigma^2 \delta}{2(\sigma_0^2 + \hat{n}_i \sigma^2)(\sigma_0^2 + (\hat{n}_i + 1)\sigma^2)}, & x_i = 1 \\ \lg \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{\delta}{2(\sigma_0^2 + (\hat{n}_i + 1)\sigma^2)} \right] \right\} \\ - \lg \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{\delta}{2(\sigma_0^2 + \hat{n}_i \sigma^2)} \right] \right\}, & x_i = 0 \end{cases} \quad (26)$$

在多用户检测开始时, 系统采用第 2 节中所给出的方法进行单用户检测, 便得到各用户的每跳发送频率, 即 JSI 的初始值。在随后的迭代过程中, 各用户根据式(26)给出的译码度量, 利用维特比译码进行 JSI 的更新, 而在最后一次迭代过程中, 各用户译码器对各自的发送信息进行译码。

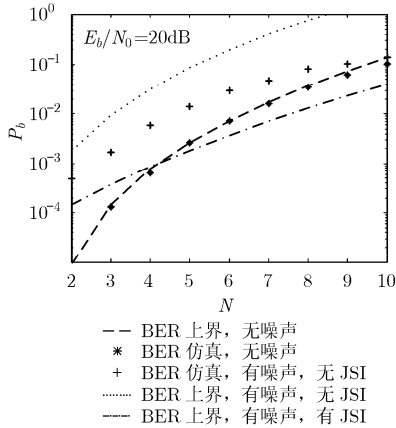
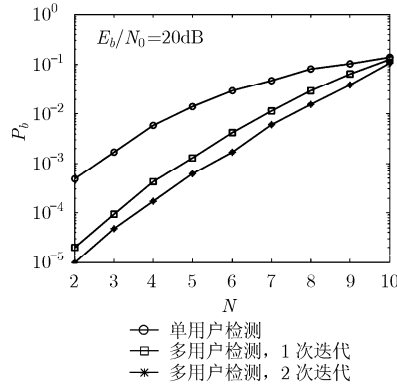
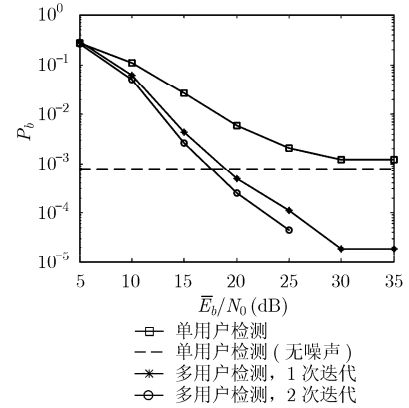
4 数值仿真结果

本节给出短波差分跳频多址性能的数值结果, 其中系统的可用频率数均设为 16, 每跳传输 1 bit, 信道为瑞利衰落。同步系统单用户检测的 BER 曲线如图 2 所示。

图 2 中包括了无噪声与有噪声的情况。当信道中无噪声时, 比较器的门限值 δ 设为 0, 而当信道中有噪声时, 令平均信噪比为 20 dB, 并将式(24)中 P_{FA} 的值设定为 10^{-2} 。从图中可见: 在无噪声的情况下, 理论上界值与仿真值几乎完全吻合。在有噪声的情况下, 当 $N \leq 4$ 时, BER 均小于 10^{-2} , 而若采用文献[7]中的方案, 则当 $N=2$ 时 BER 即大于 10^{-2} 。同时, 还给出了假设系统具有精确 JSI 时的联合-Bhattacharyya 上界曲线, 将其与无 JSI 时单用户检测的仿真曲线比较后可见: JSI 对系统抗多址干扰性能的改善是相当关键的。

同步短波差分跳频多址系统多用户检测的 BER 仿真曲线分别如图 3, 图 4 所示。图中平均信噪比均设为 20 dB, 比较器的门限值满足 P_{FA} 为 10^{-2} 。

在图 3 中, 分别给出了迭代次数为 1 次与 2 次的多用户检测的性能仿真曲线, 为了比较方便, 还

图 2 同步系统单用户检测 P_b 与 N 关系曲线图 3 多用户检测 P_b 与 N 关系曲线图 4 多用户检测 P_b 与 \bar{E}_b/N_0 关系曲线

给出了采用单用户检测时的性能仿真曲线。从图中可见: 采用多用户检测可以显著地提高系统的容量。当多用户检测的迭代次数为 1 时, 在相同 BER 下, 系统可以多容纳两个用户, 而将迭代次数增大为 2 时, 系统性能仍可得到改善。但当迭代次数继续增加时, 系统性能的改善不显著。

当网络用户数为 4 时, 在不同信噪比下的多用户检测性能曲线如图 4 所示, 其中迭代次数设为 1 和 2。为了比较方便, 还给出了单用户检测的性能仿真曲线, 以及无噪声时的单用户检测 BER 曲线。从图中可见: 随着信噪比的增大, 多用户检测所带来的性能改善越来越明显, 当平均信噪比为 30 dB 时, 单用户检测的 BER 约为 10^{-3} , 而多用户检测的 BER 可达 10^{-5} 。

5 结论

本文研究了同步短波差分跳频多址系统单用户检测与多用户检测的性能, 通过理论分析与数值仿真表明: (1) 在单用户检测中, JSI 对于改善多址系统的性能是非常重要的。但在单用户检测中, 由于仅知道目标用户的 G 函数, 因此, 得到精确的 JSI 是非常困难的。(2) 采用多用户检测可以通过对 JSI 进行估计来改善多址系统的性能, 采用文中给出的迭代多用户检测算法, 其复杂度低于 Turbo 迭代干扰消除算法, 且只需 1~2 次迭代即可得到明显的性能改善。

参考文献

- [1] 李天昀, 许漫坤, 葛林东. 相关跳频转移函数的双随机矩阵模型及其应用[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(9): 2182-2186.
Li Tian-yun, Xu Man-kun, and Ge Lin-dong. Doubly stochastic matrices model of DFH G-function and its application [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(9): 2182-2186.
- [2] 潘克刚, 张邦宁. 一种串行 Turbo-DFH 迭代解调译码方案[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(7): 1530-1534.
Pan Ke-gang and Zhang Bang-ning. A serial Turbo-DFH iterative decoding scheme [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(7): 1530-1534.
- [3] Zhang R, Zhang X, and Liu K. Joint iterative demodulation and decoding of differential frequency hopping signals [C]. ICASSP 2007. Honolulu: IEEE, 2007: 649-652.
- [4] Mills D G, Egnor D E, and Edelson G S. A performance comparison of differential frequency hopping and fast frequency hopping [C]. MILCOM 2004. Monterey: IEEE, 2004: 445-450.
- [5] 周运伟, 赵荣黎, 李承恕. 异步差分跳频扩谱多址系统的性能分析[J]. 铁道学报, 2001, 23(5): 54-59.
Zhou Yun-wei, Zhao Rong-li, and Li Cheng-shu. Performance analysis of asynchronous differential frequency hopping/spread spectrum multiple access system [J]. *Journal of the China Railway Society*, 2001, 23(5): 54-59.
- [6] 赵丽屏, 姚富强, 李永贵. 差分跳频组网及其特性分析[J]. 电子学报, 2006, 34(10): 1888-1891.
Zhao Li-ping, Yao Fu-qiang, and Li Yong-gui. The making-up of differential frequency hopping (DFH) network with its characteristics [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2006, 34(10): 1888-1891.
- [7] 陈智, 李少谦, 董彬虹, 程郁凡. 瑞利衰落信道下差分跳频同步多用户性能[J]. 电子科技大学学报, 2008, 37(2): 206-209.
Chen Zhi, Li Shao-qian, Dong Bin-hong, and Cheng Yu-fan. Synchronous multi-user performance of differential frequency hopping over rayleigh fading channels [J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2008, 37(2): 206-209.
- [8] Cheun K and Choi K. Performance of FHSS multiple-access networks using MFSK modulation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1996, 44(11): 1514-1526.
- [9] Choi K and Cheun K. Optimum parameters for maximum

- throughput of FHMA system with multilevel FSK [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2006, 55(5): 1485-1492.
- [10] Proakis J G. Digital Communications (4th ed) [M]. 北京: 电子工业出版社, 2001: 487.
- [11] Su Y T, Shen Y S, and Hsiao C Y. On the detection of a class of fast frequency-hopped multiple access signals [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(11): 2151-2164.
- [12] Simon M K, Omura J K, Scholtz R A, and Levitt B K. Spread Spectrum Communications Handbook [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2002: 194-195.
- [13] Xia C and Perez L C. A CFSK system with iterative detection [C]. GLOBECOM'04. Dallas: IEEE, 2004: 336-340.
- 朱毅超: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为跳频通信、扩频通信及数字通信.
- 甘良才: 男, 1942 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为自适应数字通信、扩频、跳频通信、个人通信、移动通信与软件无线电.
- 熊俊俏: 男, 1966 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理及软件无线电.