

FH/MFSK 多址系统中一种多用户检测算法

王霞 朱世华 孙德龙

(西安交通大学电子与信息学院 西安 710049)

摘要: 该文在对快跳频多址系统中同频干扰图案分析的基础上,提出了一种利用理想功控的条件进行同频干扰消除的多用户检测算法。这一算法是在时频矩阵上通过工作频点能量级的检测、分类,逐级判断重构干扰图案的基础上完成同频干扰的抵消。从理论分析与数值仿真两方面对这一算法进行了研究。结果表明,与已有的多址干扰消除算法相比,所提出的多用户检测算法不仅计算复杂度较低,算法的收敛性较好,而且适用于高斯信道与多经衰落信道。

关键词: 同频干扰, FH/MFSK 系统, 多用户检测, 跳频通信

中图分类号: TN929.5 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2005)06-0845-06

A Multiuser Detection Scheme for FH/MFSK Multiple Access Systems

Wang Xia Zhu Shi-hua Sun De-long

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract This paper presents a multiuser detection algorithm for the frequency hopping MFSK (M-ary Frequency Shift Keying) multiple access systems under the assumption of ideal power control. By detecting and classifying the energy levels in the frequency hopping slots of the time-frequency matrix, the interference pattern is identified and the cochannel interference is cancelled step-by-step. Theoretical analysis and computer simulation results show that the new detector has lower complexity, better convergence stability, and is suitable for the AWGN and Rayleigh fading channels.

Key words Cochannel interference, FH/MFSK system, Multiuser detection, Frequency hopping communication

1 引言

自 1978 年 Viterbi 提出将跳频/M 进制频移键控(FH/MFSK) CDMA 技术应用到卫星通信系统中以来,这一技术因其强抗干扰性、灵活的频率分配及高带宽效率等特性已得到了广泛的关注,认为是应用于个人通信的一种有效技术^[1-3]。但多址通信系统中由于多个用户同时共享着同一个频道,以及地址码分配中所存在的非正交性,在同一个跳频时隙内一个或多个频隙可能被多个用户同时占用,这样系统中就不可避免地存在着用户间的同频干扰(CCI)或称为撞击(hit),限制了信道容量与频谱效率。为此,必须在接收端采取有效的检测技术,才能获得良好的系统性能。

1986 年 Verdu^[4]提出了 DS/CDMA 系统中的最优多用户检测。由于它不再将系统中的多址干扰看作噪声而是看作可利用的信息,从而使系统容量和性能得到了极大的提高。

1994 年 Mabuchi^[5]首先提出了 FH-SSMA 系统中的多用户检测算法。采用这一方法与传统检测器相比可使系统容量增加 1-2 倍。但这一方法也存在几个问题:一是需要已知所有用户的地址信息;二是未考虑虚警和漏检的情况;三是计算复杂度随着用户数的增加指数上升。1996 年 Fiebig^[6]提出了一种低复杂度的多级干扰消除算法。但它仅考虑了多址干扰信道,对虚警和漏检的情况也未加考虑,不适用于多经衰落信道和加性高斯信道。Su^[7]和 Karen 等人^[8]分别对这一算法做了改进,考虑了虚警与漏检情况,消除了原算法中有可能出现误判的情况,但计算复杂度仍未得到解决。本文提出了一种利用理想功率控制条件的多级同频干扰消除算法,这一算法的计算复杂度小,收敛性好,且适用于高斯信道与多经衰落信道。

2 系统模型

在跳频多址系统中,每一个用户的发送信息在扩频码的

作用下, 选定一个工作频率, 经调制后进入信道传输。本文考虑的 FH-CDMA 的系统模型如图 1 所示, 用户发送的信息速率为 R_b , 经 MFSK 调制后, 其符号率为 $R_s = R_b / i = 1 / T_s$, 其中 $i = \log_2 M$ 是每符号所含的比特数, M 是信号的频点数; 每一符号 L 跳, 则跳频间隔 $T_c = 1 / R_c = T_s / L$, 而跳频速率 $R_c = 1 / T_c = LR_s = [L / (\log_2 M)] R_b$ 。在符号周期 $(0, T_s)$ 内, 第 k 个用户的传输信号为

$$\hat{s}_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} x_{kl}(t) e^{j\phi_{kl}} \quad (1)$$

其中

$$x_{kl}(t) = \sqrt{2E_c / T_c} P_{T_c}(t - lT_c) e^{j[2\pi f_{kl} t]}, \quad (l-1)T_c < t < lT_c \quad (2)$$

E_c 是每一频隙的平均能量, 假设对系统中所有用户都是相等的。 $P_{T_c}(t)$ 是幅度为 1, 宽度为 T_c 的方波。 ϕ_{kl} 为载波相位, 它在 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布。在一个符号间隔 $T_s = LT_c$ 内所传输的频率 $f_{kl} \in \{f_{k,0}, f_{k,1}, \dots, f_{k,L-1}\}$ 取决于第 k 个用户的信息和所分配的地址码。设分配给第 k 个用户的地址码为 $a_k = (a_{k,0}, a_{k,1}, \dots, a_{k,L-1})$, 地址分配采用随机分配的原则, 则分配给第 k 个用户第 l 频隙的发送频率为 $f_{kl} = f_0 + (b_{kl} \oplus a_{kl}) \Delta f$, 其中 $b_k = (b_{k,0}, b_{k,1}, \dots, b_{k,L-1})$ 为第 k 个用户的 M 进制的信息符号, 以二进制来表示。在 $(0, T_s)$ 的间隔内, 发送信号为

$$\hat{s}_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sqrt{2E_c / T_c} P_{T_c}(t - lT_c) e^{j[2\pi(f_0 + c_{kl} \Delta f)t + \phi_{kl}]} \quad (3)$$

这里 $c_k = b_k \oplus a_k = (c_{k,0}, c_{k,1}, \dots, c_{k,L-1})$, $\Delta f = R_c$ 。

在 $(0, T_s)$ 的间隔内, 经信道传输后接收到的信号为

$$\hat{r}(t) = \sum_{j=1}^K \hat{y}_j(t) + n(t) \quad (4)$$

其中

$$\hat{y}_j(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{jl} \sqrt{2E_c / T_c} P_{T_c}(t - lT_c - \tau_j) \cdot e^{j[2\pi(f_0 + c_{jl} \Delta f)t + \theta_{jl}]} \quad (5)$$

α_{jl} 是多经信道所引入的衰落系数, θ_{jl} 是信道附加的相位, $n(t)$ 为信道的加性噪声。

假设系统是同步的, $\tau_j = 0$ 。将接收信号经解扩处理, 第 k 个用户的解扩信号为

$$r(t) = \hat{r}(t) \cdot e^{-j[2\pi(f_0 + a_{kl} \Delta f)t]} = d_k(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K I_j(t) + w(t) \quad (6)$$

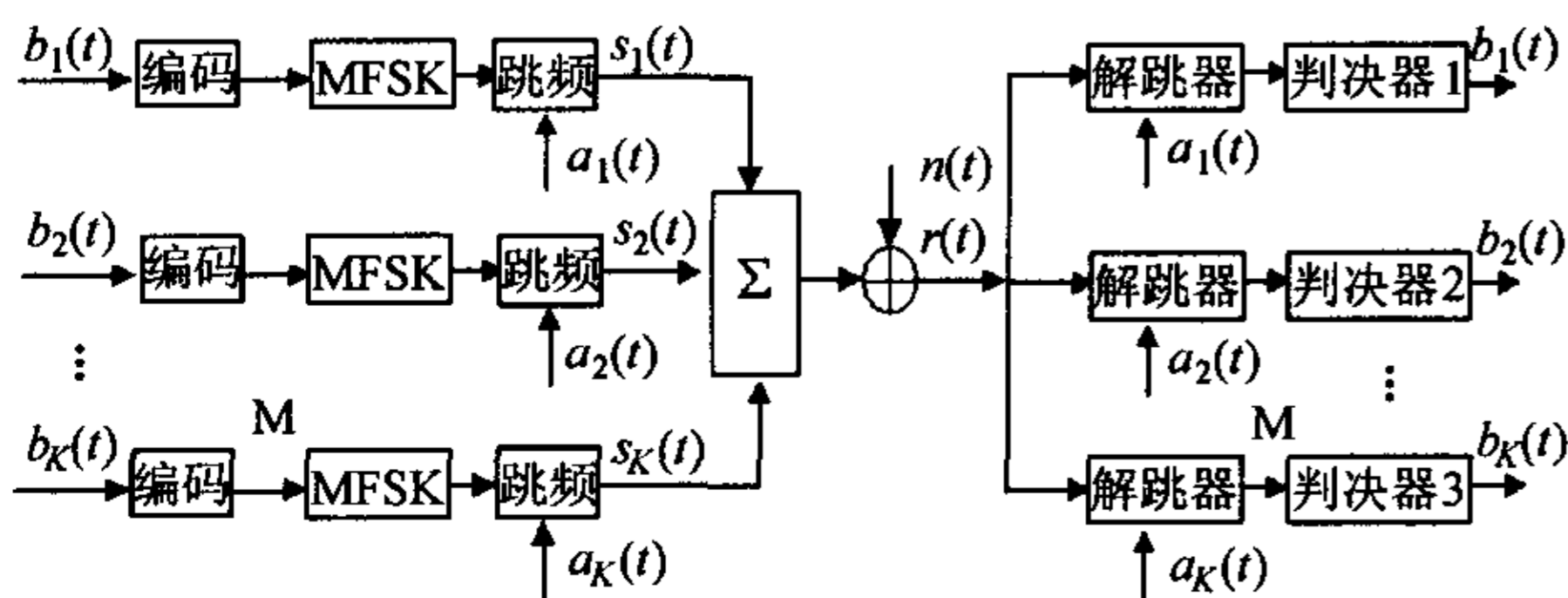


图1 FH-CDMA系统模型

这里, $d_k(t)$ 为待检测信号; $I_j(t)$ 为由第 j 个干扰用户所引起的干扰分量;

$$d_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{kl} \sqrt{2E_c / T_c} P_{T_c}(t - lT_c) e^{j[2\pi(f_0 + b_{kl} \Delta f)t + \phi_{kl}]} \quad (7)$$

$$I_j(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_{jl} \sqrt{2E_c / T_c} P_{T_c}(t - lT_c) e^{j[2\pi(f_0 + g_{jl} \Delta f)t + \phi_{jl}]} \quad (8)$$

其中

$$g_{jl} = (c_{jl} - a_{kl}) \quad (9)$$

$w(t)$ 是噪声 $n(t)$ 经过解扩器后的输出, 即

$$w(t) = n(t) \cdot e^{j2\pi(f_0 + a_{kl} \Delta f)t} \quad (10)$$

$r(t)$ 再经过 M 个匹配滤波器, 对滤波器的输出在 lT 时刻的采样值做最大值的判决, 即得到输出的判决信息。

本文假设系统在理想功率控制的条件下, 对某一工作频点输出的判决采用如下的判决准则:

$$R_{j,l} = \begin{cases} n, & nP_s < T_{j,l} < (n+1)P_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (11)$$

其中 $T_{j,l}$ 为接收矩阵中第 l 个时隙第 j 个频点的能量值, P_s 为判决门限。通常取 $P_s = E_l / N_0$, 其中

$$E_l = 2(1 + \frac{1}{\gamma_c}) \ln(1 + \bar{\gamma}_c) \quad (12)$$

$$\bar{\gamma}_c = \bar{E}_c / N_0 = (\bar{E}_b / N_0)(k / L) \quad (13)$$

E_b / N_0 为每比特的信噪比。

3 检测算法

在对判决信号进行译码时, 判决量中不仅有当前用户的信息和高斯噪声, 而且还有系统中其他用户所引起的多址干扰。自 90 年代初 Aazhang 和 Varanish^[9] 提出多级检测思想以来, 多级型多址干扰抵消技术在直扩多址系统中得到了极大的发展。1996 年 Fiebig^[6] 提出了快跳频多址系统中的多级迭代干扰抵消技术。这一方法将第一级中已检测到的用户信息从接收矩阵中完全减去, 然后对未检测出的用户进入下一级的检测; 如此循环反复, 直至所有用户的信息都得到正确的译码输出为止。这一方法需要知道系统中的用户数和所有用户所分配的地址码。此外它仅考虑了系统中的多址干扰, 对高斯噪声和多经衰落的影响未加考虑。这种方法的计算复杂度仍然很大, 不便实用。1999 年 Lin^[10] 等人提出了一种同频干扰消除算法, 但计算复杂度高仍未得以解决。本文提出一种新的并行干扰抵消算法。它是在系统严格功控的条件下, 对接收信号在一个符号间隔内的工作频点进行频谱能量级的检测。下一级对上一级做删除运算时, 并不将存在撞击的频点位置完全删去, 而是遵守频谱能量的减法准则, 具体算法如下:

(1) 将接收信号在 $[0, T_s]$ 内做时频分析, 按照上述的原则对各个工作频点进行检测和判断, 可得接收信号的时频矩阵 $L \times M$, 将此矩阵记为接收矩阵 R 。

(2) 从接收矩阵 R 中产生所有用户的解扩矩阵 $D_k, k=1, 2, \dots, K, K$ 为系统的用户数。 $D_k = R - a_k$ 。 a_k 为第 k 个用户的地址码。

(3) 检测 D_k 上的满元行或最大元数行 (满元行的检测是针对纯粹多址干扰信道的, 而最大元数行的检测是针对高斯信道或瑞利衰落信道的)。若一个用户的满元行数为 1, 则可将此行所对应的频点译码输出为当前用户的信息码元, 即得到当前用户正确的判决输出; 若用户的满元行数大于 1, 设为 $t+1, t > 0$, 则其中仅有一行为正确的译码输出, t 行为由其他用户所引起的错误行, 这时判决中就存在着模糊判决。传统的检测方法是从 $t+1$ 行中随机地选择一行做为译码输出, 这样错判的误码概率为 $t/t+1$ 。本文中将对有模糊行的用户再做进一步的处理。

(4) 对第一级解扩中已能正确解码的用户, 首先构造其发送矩阵, 得到对其他用户的干扰图案, 将其从接收矩阵中减去, 得到一个待判矩阵 $C^{(1)}$ 。重新对未得到正确判决的用户对 $C^{(1)}$ 再次解扩, 得到未判决用户的备选矩阵 D'_k , 返回到第(3)步。

若此时所有用户都能得到正确的判决, 即完成判决过程; 若此时仍有未得到判决的用户, 重复第(4)步, 直至所有用户都能得到正确唯一的译码输出。

下面通过图 2 所示的 1 个例子来进一步说明上述算法。假设系统中的用户数为 $K=6$, 系统的跳频点数 $M=N=8$, 每个符号间隔内的跳频数 $L=3$ 。每一用户采用随机地址的分配方式分配 1 个唯一的地址码。在发送端地址码与用户信息“异或”运算后经数字频率合成器输出。根据跳频原则, 各用户的跳频图案如图 2 中 T_k 。在接收端接收到的信号是所有用户经信道传递后的信息与加性高斯噪声的迭加, 其跳频图案为 R 。经第 1 级解跳后得到各个用户解扩后的待检测矢量即解扩矩阵 D_k 。将已正确译码的用户的发送矢量从接收矢量中减去, 得到一个迭代矩阵 $C^{(1)}$, 然后进入第 2 级检测, 直至所有用户的信息都能得到唯一正确的输出。

4 性能分析

设系统中的用户数为 K, k 为每一符号的比特数, $M=2^k$ 为信号的频点数。取 $N=M$, 在解扩矩阵中由 $K-1$ 个干扰用户发生在矩阵 (j, l) 位置上的概率为 $1-(1-2^{-k})^{K-1}$ 。设发送矩阵中存在的频点未被检测到的概率为漏检概率

p_D , 则在解扩矩阵中 (j, l) 位置上被检测到由干扰用户所引起的频点检测的概率为

$$p = [1 - (1 - 2^{-k})^{K-1}] (1 - p_D) \quad (14)$$

定义系统中未发送位置上的频点被检测到的概率为虚警概率 p_F , 则解扩矩阵上在 (j, l) 位置上由干扰用户所引起的检测概率为

$$p_l = p + p_F - pp_F \quad (15)$$

第 j 行上有共 m 个位置由干扰用户所引起的频点被检测到的概率为

$$P_S(m, p_l) = \binom{L}{m} p_l^m (1 - p_l)^{L-m} \quad (16)$$

解扩矩阵中仅有一行为正确行, 有 $M-1$ 个非正确行。若非正确行中每一行上被检测到频点的最大元数为 n 的可疑行数为 q , 则出现这一事件的概率为

$$P(n, q, p_l) = \binom{M-1}{q} [P_S(n, p_l)]^q \left(\sum_{m=0}^{n-1} P_S(m, p_l) \right)^{M-1-q}, \quad n > 0 \quad (17)$$

用户矩阵中正确行上有 i 个位置被检测到的概率为

$$P_C(i, p_D) = \binom{L}{i} (1 - p_D)^i p_D^{L-i} \quad (18)$$

在本文所提出的算法中, 译码是逐级进行的。在第 1 级中, 只有译码矩阵中满元行的数目为 1 的用户才能被正确译码, 因此该用户可被正确译码的概率为

$$P_{CCI,1} = \sum_{h=0}^{L-1} P_C(h, p_D) \cdot P(h, 0, p_l) \quad (19)$$

式中 $P(h, 0, p_l)$ 为解扩矩阵中由干扰用户所造成的干扰满元行为零的概率, 由下式计算:

$$P(h, 0, p_l) = \left(\sum_{m=0}^{n-1} P_S(m) \right)^{M-1} \quad (20)$$

若用户的满元行数 > 1 , 设有 $\mu+1$ 个满条目行, 其中 $1 \leq \mu \leq M-1$, 则这一用户就不能被正确译码, 若从中随机选择一行作为输出, 则误判的概率为 $\mu/\mu+1$; 若用户的解扩矩阵中没有满元行, 也不能被正确译码。于是在第 1 级中不能被正确译码的概率为

$$PW_{CCI,1} = \sum_{h=0}^{L-1} P_C(h, p_D) \sum_{\mu=1}^{M-1} \frac{\mu}{\mu+1} P(h, \mu, p_l) \quad (21)$$

假设经第 1 级解扩检测后, K 个用户中有 K_{cor} 个用户可被正确译码, 则第 2 级检测中只有 $K-1 \sim K_{cor}$ 个干扰用户。

$K-1$ 个干扰用户中有 K_{cor} 个用户被正确译码的概率为

$$P_{CAR}(K-1, K_{cor}) = \binom{K-1}{K_{cor}} P_{CCI,1}^{K_{cor}} \cdot PW_{CCI,1}^{K-1-K_{cor}} \quad (22)$$

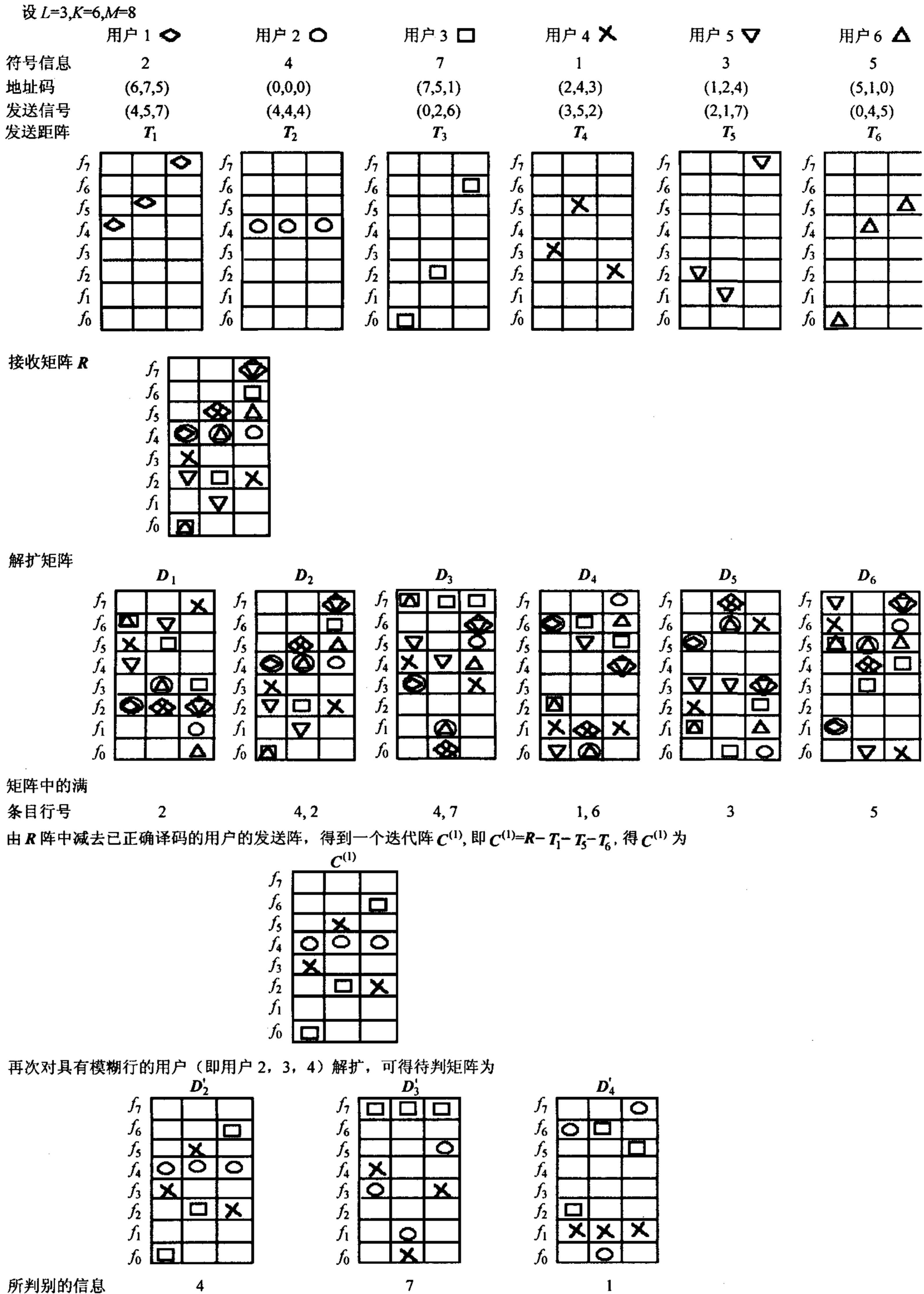


图2 干扰删除算法示意图

将第1级中已正确译码的用户从接收矩阵中减去, 再对没能正确译码的用户进行再次解扩处理。在第2级检测中由于干扰用户所引起的频点被检测到的概率为

$$p_2 = [1 - (1 - 2^{-k})^{K-1-K_{cor}}] (1 - p_D) \quad (23)$$

$$P_{1,2} = p_2 + P_F - p_2 P_F \quad (24)$$

第2级的一行上有 m_2 个位置由于干扰用户所引起的频点被检测到的概率为

$$P_{S,2}(m_2, p_{1,2}) = \binom{L}{m_2} p_{1,2}^{m_2} (1 - p_{1,2})^{L-m_2} \quad (25)$$

若矩阵中被检测到频点的最大元数为 n_2 的可疑行数为 q_2 , 则出现这一事件的概率为

$$P_{C12}(n_2, q_2, p_{1,2}) = \binom{M-1}{q_2} [P_{S,2}(n_2, p_{1,2})]^{q_2} \left(\sum_{m_2=0}^{n_2-1} P_{S,2}(m_2, p_{1,2}) \right)^{M-1-q_2} \quad (26)$$

在矩阵中正确译码行上有 i_2 个位置被检测到的概率为

$$P_{C,2}(i_2, p_D) = \binom{L}{i_2} (1-p_D)^{i_2} p_D^{L-i_2} \quad (27)$$

若经第 2 级检测后, 又有 j 个用户被正确译码, 用当前的用户数减去已正确译码的用户数, 再进入第 3 级进行处理, 直至所有用户都能得到正确的译码输出为止。假设至第 2 级检测后该算法就停止运算, 则经这一检测算法可被正确译码的概率为

$$P_{CC1,2} = \sum_{h_2=0}^{L-1} P_{C,2}(h_2, p_D) \sum_{q=0}^{M-1} \frac{1}{q+1} P_{C12}(h_2, q, p_{1,2}) \cdot \sum_{l=1}^{K-1} \sum_{j=0}^{K-1-l} P_{CAN}(K-l, j) \quad (28)$$

不能被正确译码的概率为

$$PW_{CC1,2} = \sum_{h=0}^{L-1} P_{C,2}(h, p_D) \sum_{\mu=1}^{M-1} \frac{\mu}{\mu+1} P_{C12}(h, \mu, p_{1,2}) \quad (29)$$

其中 $P_{CAN}(K-l, j)$ 表示在 $K-1$ 个干扰用户中, 第 1 级中有 l 个用户、第 2 级中有 j 个用户共 $j+l$ 个非当前用户被正确译码, 其表达式为

$$P_{CAN}(K-l, j) = \binom{K-1}{l} \binom{K-1-l}{j} P_{CC1,2}^l \cdot PW_{CC1,2}^{M-1-l-j} \cdot (1-P_{CC1,2} - PW_{CC1,2})^{j-1} \quad (30)$$

同理类推, 这一检测算法的码字误检测概率为

$$P_W = 1 - \sum_{l=1}^{K-1} \sum_{j=0}^{K-1-l} \sum_h P_{C,2}(h, p_D) \cdot P_{CAN}(M-l, j) \cdot \sum_{q=0}^{M-1} \frac{1}{q+1} P_{C12}(h, q, p_1) \quad (31)$$

最后, 这一检测算法的比特误码率为

$$P_B = \frac{M}{2(M-1)} P_W \quad (32)$$

5 仿真

将本文提出的 CIC[Cochannel Interference Cancellation] 算法与传统检测器 CD(Conventional Detector), Mabuchi 检测器进行性能仿真和比较。首先不考虑高斯噪声与多径衰落的影响, 仅考虑系统中的多址干扰。取 $L=11, M=128, p_D = p_F = 0$, 数值计算结果如图 3 所示; 取 $L=18, M=128, p_D = p_F = 0$, 数值计算结果如图 4 所示。由图可知, 所建议的检测算法性能要优于传统检测器和 Mabuchi 检测器, 并且随着系统中用户数的增加, CIC 算法的性能改善越发明。例如在图 3 中, 当系统用户数 $K=110$ 时, CIC 算法的误码率

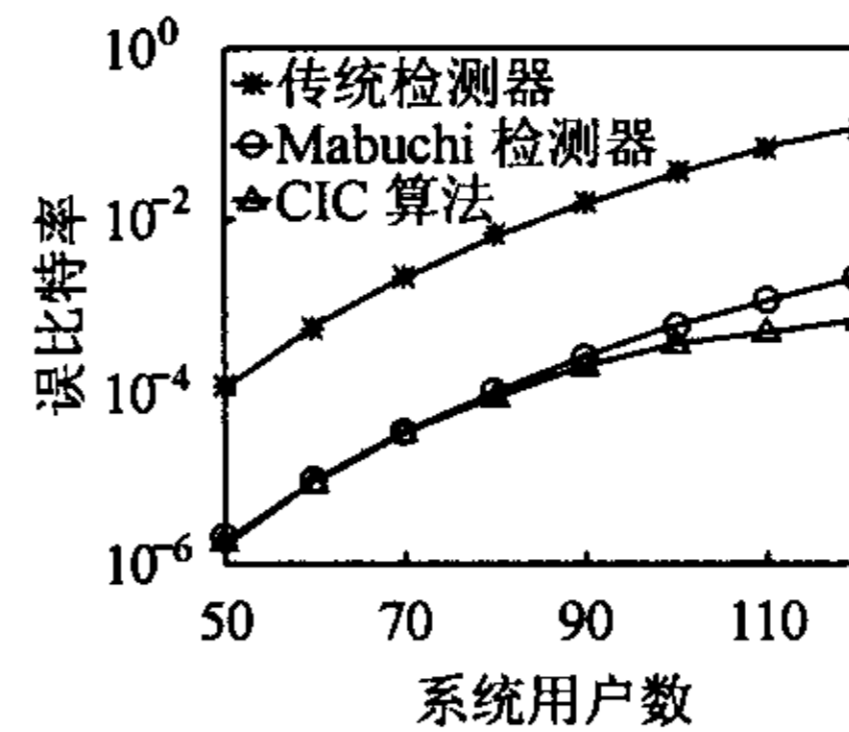


图 3 3 种检测器在仅有多址干扰条件下的误码性能

($L=11, M=128, p_D = p_F = 0$)

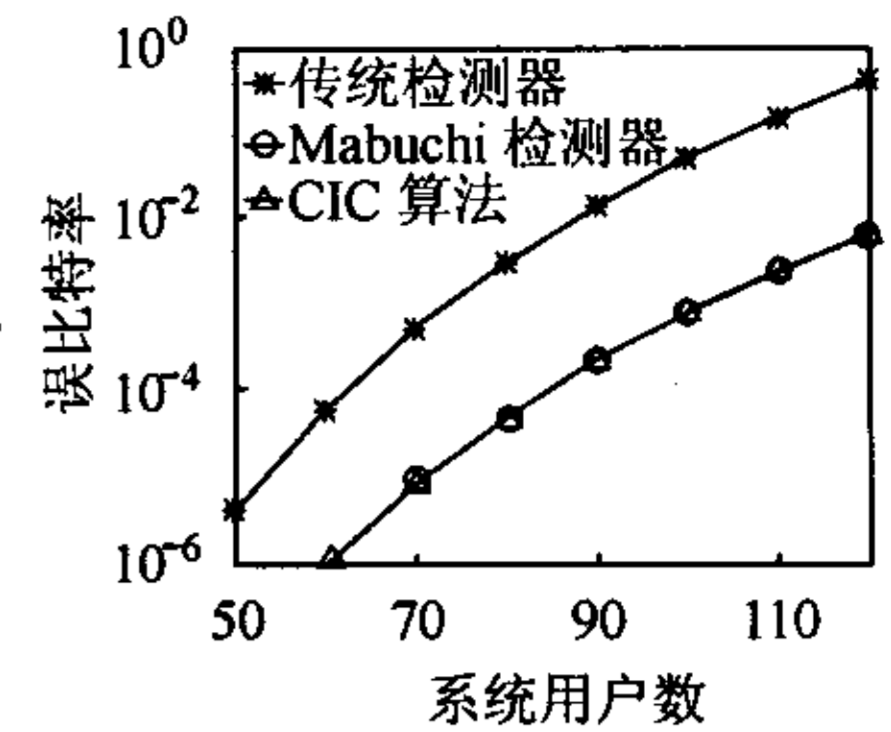


图 4 3 种检测器在仅有多址干扰条件下的误码性能

($L=18, M=128, p_D = p_F = 0$)

$P_B = 5.24 \times 10^{-4}$, 而传统检测器的误码率为 8.45×10^{-2} , Mabuchi 检测器的误码率为 10^{-3} 。从图中还可看出, 随着每符号跳频点数 L 的加大, 无论采用何种检测算法, 系统的性能都可得到极大的改善。这是由于快跳频系统具有频率分集的作用, L 越大, 频率分集的效果越好, 从而可分散多址干扰在频点上的分布, 使误判的概率得以减小, 系统的性能得到提高。

再考虑瑞利衰落信道的影响, p_D, p_F 的计算见文献[11]。取 $\beta = 2.5, E_b/N_0 = 15\text{dB}, p_D = 0.0667, p_F = 0.0439$, 数值计算结果如图 5 所示; 取 $\beta = 2.5, E_b/N_0 = 20\text{dB}, p_D = 0.0219, p_F = 0.0439$, 数值计算结果如图 6 所示。由图可知, 在多径衰落条件下, CIC 算法要优于传统检测器, 略优于 Mabuchi 检测器。表明这一算法也同样适用于多径衰落信道。最后考虑加性高斯白噪声信道。取 $\beta = 0.54, E_b/N_0 = 15\text{dB}$, 得到 $p_D = 0.131, p_F = 0.864$, 数值计算结果如图 7 所示; 取 $\beta = 1.1, E_b/N_0 = 20\text{dB}$, 得到 $p_D = 0.395, p_F = 0.546$, 数值计算结果如图 8 所示。由图可知, 当信噪比为 15dB 时, 只要系统的用户数低于 90, CIC 算法就优于传统检测器和 Mabuchi 检测器; 当信噪比为 20dB 时, 只要系统的用户数低于 110, CIC 算法就优于传统检测器和 Mabuchi 检测器。这说明了 CIC 算法适用于 AWGN 信道; 但随着系统用户数的增加, 检测时出现误判的概率加大, CIC 算法的抗干扰性降低, 误码率有上升的趋势。这时应采用信道纠错编码与 CIC 算法相结合的技术。

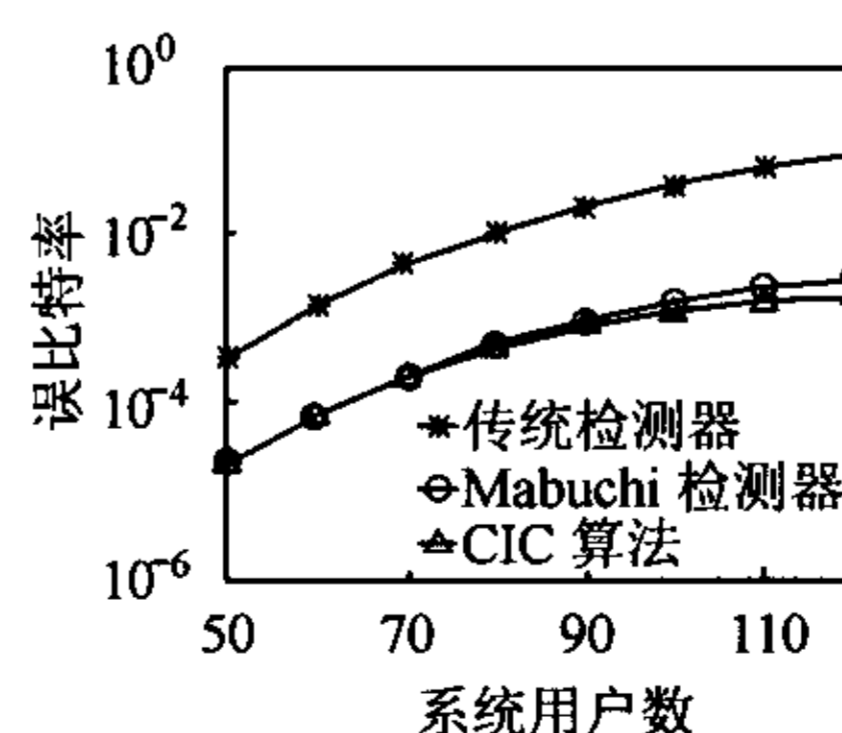


图 5 3 种检测器在瑞利衰落信道条件下的误码性能

($L=18, M=128, \beta = 2.5, E_b/N_0 = 15\text{dB}, p_D = 0.0667, p_F = 0.0439$)

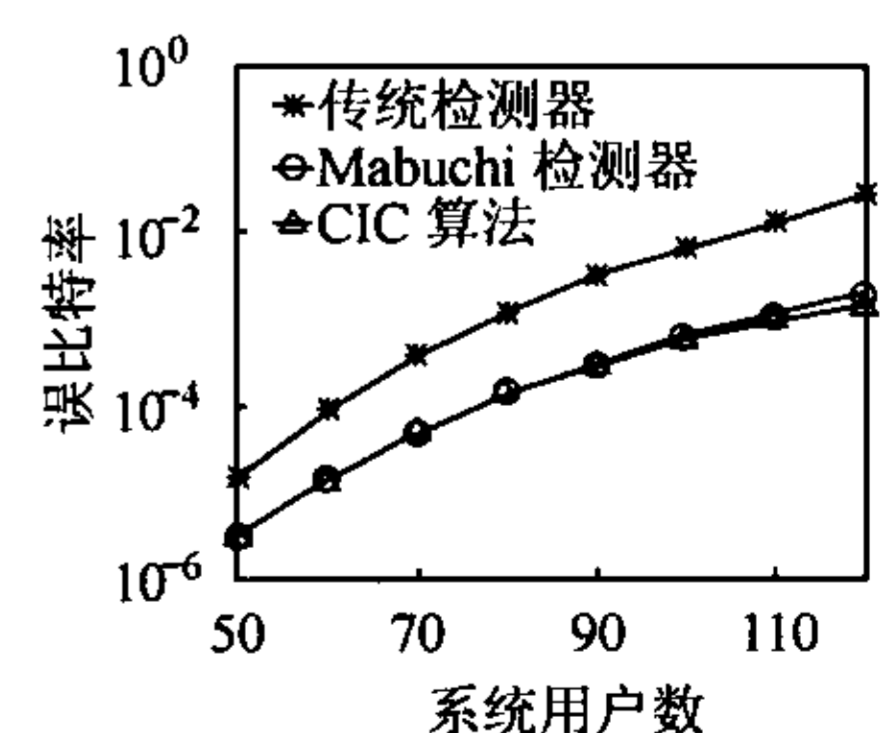


图 6 3 种检测器在瑞利衰落信道条件下的误码性能

($L=18, M=128, \beta = 2.5, E_b/N_0 = 20\text{dB}, p_D = 0.0219, p_F = 0.0439$)

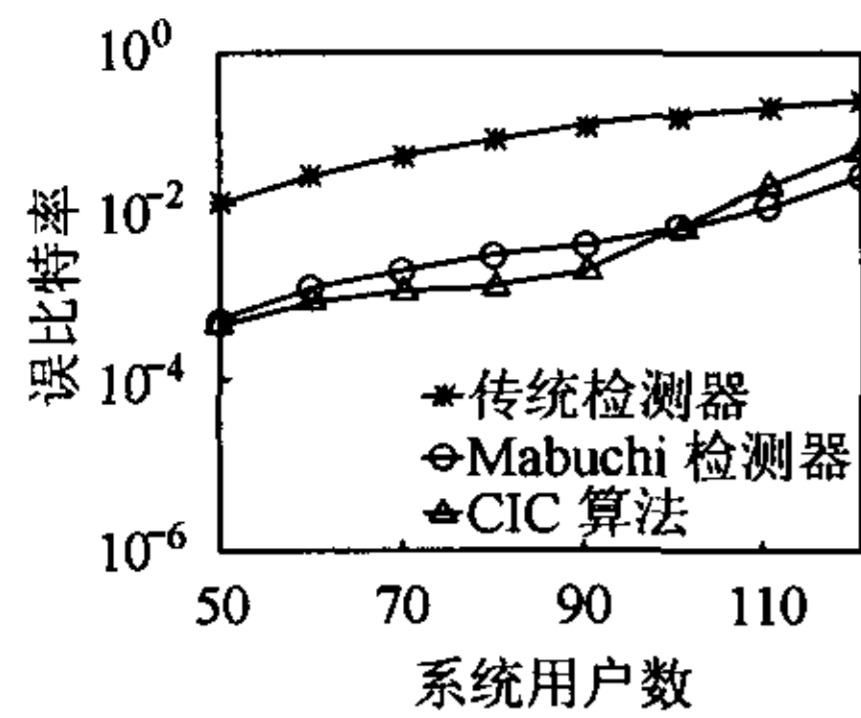


图7 3种检测器在AWGN条件下的误码性能
($L=18, M=128, \beta=0.54, E_b/N_0=15\text{dB}$)

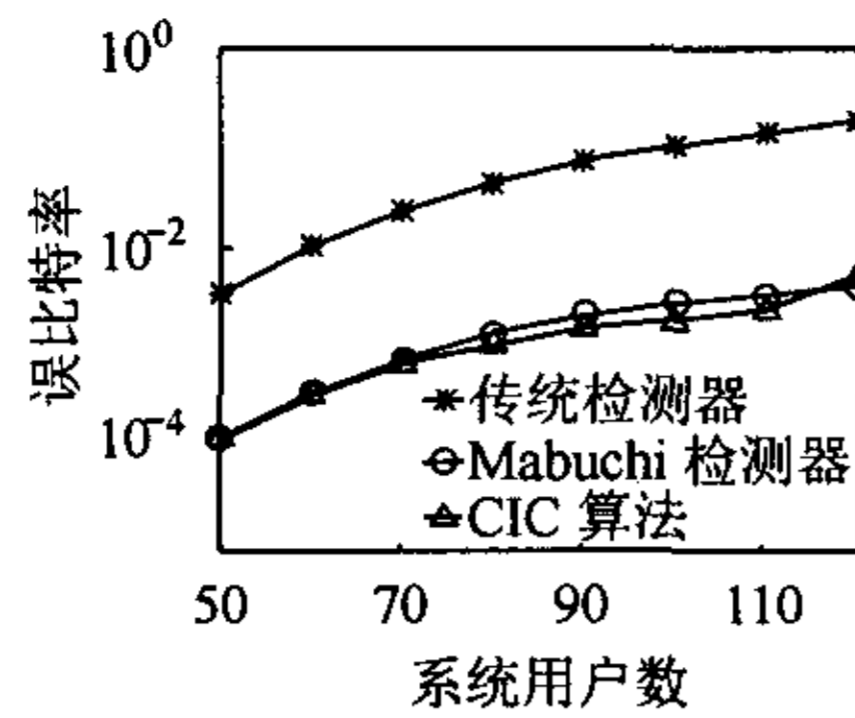


图8 3种检测器在AWGN条件下的误码性能
($L=18, M=128, \beta=1.1, E_b/N_0=20\text{dB}$)

6 结束语

跳频多址系统中多址干扰的存在是限制系统容量的主要因素。本文提出了一种基于接收信号工作频点能量级别检测和分级,从而将多址干扰删除的新算法。这一方法与已有的多级干扰消除算法相比不仅系统的性能得以改善,计算复杂度减小,算法的收敛性更好,而且也适用于高斯信道与多径衰落信道。

参考文献

- [1] Viterbi A J. A processing satellite transponder for multiple access by low-rate mobile users[A]. Proc. Digital Satellite Communications Conference[C]. Montreal, Canada, 1978: 166 – 173.
- [2] Goodman D J, Henry P S. Frequency-hopped multilevel FSK for mobile radio[J]. *Bell Syst. Tech. J.*, 1980, 59(6): 1257 – 1275.
- [3] Fiebig U C. On the potential of FFH/MFSK CDMA for mobile radio systems[C]. Spread Spectrum Techniques and Applications, Proceedings 1998 IEEE 5th International Symposium on, Brussels, Belgium, 1998: 332 – 337.

- [4] Verdu S. Optimum multiuser asymptotic efficiency[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1986, 34(9): 890 – 897.
- [5] Mabuchi T, Kohno R. Multiuser detection scheme based on canceling cochannel interference for MFSK/FH-SSMA system[J]. *IEEE J. on Selected Areas in Comm.*, 1994, 12(4): 593 – 604.
- [6] Fiebig U C. Iterative interference cancellation for FFH/MFSK MA system[J]. *IEE Proc.-Commun.*, 1996, 143(6): 380 – 388.
- [7] Su Y T, Ye-Shun Shen, Chu-Ya Hsiao. On the detection of a class of fast frequency-hopped multiple access signals[J]. *IEEE J. on Selected Areas in Comm.*, 2001, 19(11): 2151 – 2164.
- [8] Karen W H. Multistage multiuser detection for FHMA[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2000, 48(9): 1550 – 1562.
- [9] Varanasi M K, Aazhang B. Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1990, 38(4): 509 – 519.
- [10] Lin S Y, Yang G C. Improved cochannel interference cancellation for MFSK/FH-SSMA systems[J]. *IEEE J. on Selected Areas in Comm.*, 1999, 17(11): 1940 – 1952.
- [11] Wang Xia, Zhu Shihua, Zhang Penghui. Performance of fast frequency hopped multiple access system with M-FSK modulation[C]. Proceedings of the 7th International Conference on Telecommunications, Zagreb, Croatia, 2003: 657 – 660.

王霞: 女, 1965年生, 副教授, 博士生, 主要从事移动通信中信号检测及多载波传输等方面的研究。

朱世华: 男, 1950年生, 教授, 博士生导师, 主要从事移动通信、数字传输和程控交换等方面的研究。

孙德龙: 男, 1961年生, 博士生, 主要从事信道估计、分形理论等方面的研究。