

FFH/BFSK 选择分集合并接收机在部分频带 干扰 Nakagami- m 信道下的性能分析

周志强 程郁凡 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室 成都 610054)

摘要: 快速跳频通信系统选择分集合并接收机可以有效减轻干扰及衰落对系统带来的性能损伤。该文给出了快速跳频 BFSK 系统在部分频带干扰下的选择分集合并接收机模型, 并对该接收机在同时存在部分频带干扰以及加性高斯白噪声的非频率选择性 Nakagami- m 衰落信道下的性能进行了推导, 给出了误码率的闭合表达式。最后进行了仿真验证, 仿真结果与理论分析结果完全一致。分析表明: 具有高分集度的选择分集合并接收机受干扰影响较小; 在干扰功率较大时, 其性能要好于其它几种分集合并接收机; 在一定的信道条件下, 存在一个最佳分集度。最后针对选择分集合并接收机在弱干扰信号下的性能不足, 提出相应的改进措施。

关键词: 跳频通信; Nakagami- m 衰落; 选择分集合并; 部分频带干扰

中图分类号: TN914.41

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)06-1441-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00672

Performance Analysis of FFH/BFSK Receivers with Selection Combining over Nakagami- m Fading Channels with Partial-Band Jamming

Zhou Zhi-qiang Cheng Yu-fan Li Shao-qian

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China,
Chengdu 610054, China)

Abstract: Selection Combining (SC) receiver for Fast Frequency-Hopped Binary Frequency-Shift-Keying (FFH/BFSK) communication systems can reduce the performance degradation caused by interference. The SC receiver model is proposed in the present of Partial Band Noise Jamming (PBNJ). The bit-error probability is evaluated for the receiver over a frequency-nonselective slowly Nakagami- m fading channel with PBNJ and additive white Gaussian noise. A closed-form error probability expression is given. It is shown that the SC receiver with high diversity order is immune to PBNJ and it achieves better performance comparing to several other combining receivers when the jamming power is strong. Under certain channel conditions, there is an optimal diversity order. An adaptive scheme is proposed for improving the performance of SC receiver when the jamming power decreases.

Key words: Frequency hopping communication; Nakagami- m fading; Selection Combining (SC); Partial Band Noise Jamming (PBNJ)

1 引言

跳频通信主要用于具有衰落及干扰的通信环境中, 跳频通信系统中的快速跳频通信则常用于存在人为干扰的通信环境中。部分频带干扰及多音干扰是两种典型的干扰模型。近些年来, 在快速跳频通信系统中, 提出了很多抑制干扰的分集合并接收机, 如最大似然 (ML) 分集合并接收机^[1,2], 自归一化 (SNOR) 接收机^[3], AGC (Adaptive Gain Control) 接收机^[4], RS (Ratio-Statistic) 接收机^[5] 及乘积合并

(PC) 接收机^[6]。在部分频带干扰条件下, 最大似然合并接收机是一种性能最优接收机, 然而, 实现最大似然接收机需要许多边信息 (side information), 在许多情况下不能得到这些边信息或所获得的边信息不全, 特别是在衰落信道或在强干扰环境中很难实现最大似然接收机, AGC 接收机在对每个平方律检波器的结果进行线性合并之前, 用噪声能量对其进行归一化, 研究^[7]表明 AGC 接收机是一种次优接收机, 并且所需边信息较少, 易于实现。本文针对 FFH/BFSK 系统提出一种选择分集合并接收机, 它不同于多信道系统中的选择分集合并^[8], 旨在减小接收机的复杂度而只处理多个分支中的部分分支信息。快速跳频系统中的选择分集合并 (SC) 接收机指合并未被干扰的跳作为一个符号的输出。如果用于

2009-05-06 收到, 2010-02-11 改回

国家基础科研项目 (A1420080150), 国家自然科学基金 (60502010) 和国防科技重点实验室基金 (9140C0204010703) 资助课题

通信作者: 周志强 zhouzq@uestc.edu.cn

传输一个符号的所有跳都被干扰, 则合并所有被干扰的跳作为一个符号的输出。研究表明, 除了要比比较每跳噪声功率大小外, 它不需要额外的边信息且易于实现。在干扰功率较大时, 其抗干扰效果要好于其它几种类型的接收机。

2 系统模型

假设快速跳频 BFSK 系统的分集度为 L , 也就是说, 在一个符号周期内, 载频跳变 L 次; 设发送的 L 跳信号经过非频率选择性慢衰落 Nakagami- m 信道, 每跳信号所经历的衰落相互独立, 并受到部分频带噪声的干扰。部分频带噪声可建模为零均值的高斯随机过程, 其总功率在跳频带宽的一部分 r , $0 < r < 1$ 上均匀分布, 其它部分为零。在功率谱密度不为零的范围内, 其值为 N_J/r , N_J 为部分频带噪声干扰的等效单边功率谱密度。分析过程中, 假设相邻的两个频点总是同时受到干扰或未受干扰。背景噪声为零均值, 单边功率谱密度为 N_0 的高斯白噪声。因此, 当信号受到干扰时, 总的噪声功率谱密度为 $N_0 + N_J/r$; 当信号未受到干扰时, 噪声功率谱密度为 N_0 。

选择分集合并接收机模型如图 1 所示。接收到的信号经过下变频后, 送入宽带滤波器, 假设收发双方经过严格的同步, 解跳后的信号可以表示为

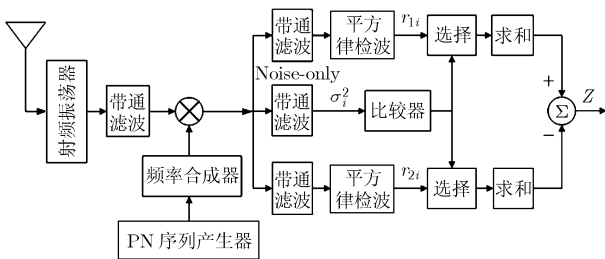


图 1 FH/BFSK 系统选择分集合并接收机模型

$$r(t) = \sqrt{2E_s} \alpha_k \cos(2\pi f_i t + \phi_s) + J(t) + N(t), \quad i = 1, 2; \quad 0 < t < T_h \quad (1)$$

式中 $\sqrt{2E_s} \alpha_k$ 为信号幅度, ϕ_s 为一随机相位, 均匀分布在 $[-\pi, \pi]$ 上, $J(t)$ 为部分频带噪声干扰, $N(t)$ 为零均值, 方差为 $\sigma_n^2 = N_0 B$ 的高斯白噪声, 其中 $B = 1/T_h$ 。接收机在没有信号发送的频带处, 拥有一个噪声功率估计滤波器, 假设该滤波器能对每跳噪声能量进行正确的估计, 则它的输出值有两种可能: 一种为 $(N_0 + N_J/r)B$, 表明该跳信号受到干扰; 另一种为 $N_0 B$, 表明该跳信号未受到干扰。选择分集合并接收机工作原理如下: 如果 L 跳的噪声功率估计值中有 $l(0 < l < L)$ 跳估计值比剩余 $L-l$ 跳的

值小, 此时可判断 L 跳信号中, l 跳未受干扰, 而其余信号受到干扰, 在这种情况下, 接收机将未受干扰的 l 跳进行线性合并, 作为一个符号的输出; 如果 L 跳的噪声功率估计值都相等, 则表明这 L 跳信号都被干扰或都未受到干扰, 在这种情况下, 接收机将全部 L 跳信号的输出值线性合并, 作为一个符号的输出。

如果 L 跳信号中, l 跳信号未受干扰, 则接收机的判决变量可以表示为

$$z_j = \sum_{i=1}^l r_{ji}, \quad j = 1, 2; \quad 0 < l \leq L \quad (2)$$

如果 L 跳信号都受到干扰, 则 $l = 0$, 接收机的判决变量则可以表示为

$$z_j = \sum_{i=1}^L r_{ji}, \quad j = 1, 2 \quad (3)$$

接收机根据 z_j 的大小来判定哪个符号被发送。

3 性能分析

针对 FFH/BFSK 选择分集合并接收机在部分频带噪声干扰非频率选择性 Nakagami- m 衰落信道下的性能进行分析。假设传输的 L 跳信号中有 l 跳信号未被干扰, 首先考虑 $0 < l \leq L$ 的情况, 也就是指 L 跳信号中至少有一跳信号未受到干扰。判决变量可由式(3)给出, 不失一般性, 在以下的分析中, 假设传送的信号通过频率 f_1 进行传输, 因此判决变量 Z_1 为具有 $2l$ 个自由度的非中心 χ^2 分布随机变量, 其条件概率密度函数可表示为^[9]

$$p_{Z_1}(z_1 | l, \alpha_k) = \frac{1}{N_0} \left(\frac{z_1}{s^2} \right)^{(l-1)/2} \cdot \exp\left(-\frac{s^2 + z_1^2}{N_0}\right) I_{l-1}\left(\frac{2\sqrt{z_1}s}{N_0}\right), \quad z_1 > 0 \quad (4)$$

其中

$$s^2 = \sum_{k=1}^l 2\alpha_k^2 E_s \quad (5)$$

$I_\alpha(\cdot)$ 为第 1 类 α 阶修正贝塞尔函数。判决变量 Z_2 为具有 $2l$ 个自由度的中心 χ^2 分布随机变量, 其条件概率密度函数可表示为

$$p_{Z_2}(z_2 | l) = \frac{1}{N_0^l (l-1)!} z_2^{l-1} \exp\left(-\frac{z_2}{N_0}\right), \quad z_2 > 0 \quad (6)$$

则条件误码率可以表示为

$$P(e | l, \alpha_k) = 1 - P(Z_2 < Z_1) = 1 - \int_0^\infty P(Z_2 < z_1 | Z_1 = z_1) p_{Z_1}(z_1) dz_1 \quad (7)$$

根据式(4), 式(6), 式(7)可得

$$P(e | l, \alpha_k) = P(e | l, \gamma) = \frac{1}{2^{2l-1}} e^{-\frac{1}{2}\gamma} \sum_{n=0}^{l-1} C_n \left(\frac{1}{2}\gamma\right)^n \quad (8)$$

其中

$$\gamma = \frac{E_s}{N_0} \sum_{k=1}^l \alpha_k \quad (9)$$

$$C_n = \frac{1}{n!} \sum_{i=0}^{l-1-n} C_{2K-1}^i \quad (10)$$

其中 α_k 为一个 Nakagami- m 分布的随机变量, 其概率密度函数可表示为

$$p(\alpha_k) = \frac{2m^m \alpha_k^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha_k^2}{\Omega}\right) \quad (11)$$

其中 $\Omega = E(\alpha_k^2)$, 如果定义 $\gamma_k = (E_b/N_0)\alpha_k$, 则 γ_k 的概率密度函数可以表示为

$$p(\gamma_k) = \frac{m^m \gamma_k^{m-1}}{\bar{\gamma}_0^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma_k}{\bar{\gamma}_0}\right) \quad (12)$$

其中 $\bar{\gamma}_0 = \Omega E_s / N_0$, 根据特征函数与概率密度函数的关系, 可得 γ_k 的特征函数为

$$\varphi_{\gamma_k}(jv) = E(e^{jv\gamma_k}) = \frac{1}{(1 - jv\bar{\gamma}_0)^m} \quad (13)$$

由于 $\{\gamma_k\}, k=1, 2, \dots, l$ 是相互独立的随机变量, 因此 γ 的特征函数为 $\{\gamma_k\}, k=1, 2, \dots, l$ 特征函数的乘积, 则 γ 的特征函数可以表示为

$$\varphi_{\gamma}(jv) = E(e^{jv\gamma}) = \frac{1}{(1 - jv\bar{\gamma}_0)^{ml}} \quad (14)$$

则 γ 的概率密度函数可以表示为

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(ml)(\bar{\gamma}_0/m)^{ml}} \gamma^{ml-1} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_0}\right) \quad (15)$$

因此, 可得到当 L 跳信号中有 $l(0 < l \leq L)$ 跳被干扰时的条件误码率为

$$\begin{aligned} P(e|l) &= \int_0^{+\infty} P(e|l, \gamma) p(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^{+\infty} \frac{1}{2^{2l-1}} e^{-\frac{1}{2}\gamma} \sum_{n=0}^{l-1} C_n \left(\frac{1}{2}\gamma\right)^n \\ &\quad \cdot \frac{1}{\Gamma(ml)\left(\frac{\bar{\gamma}_0}{m}\right)^{ml}} \gamma^{ml-1} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_0}\right) d\gamma \\ &= \sum_{n=0}^{l-1} C_n \frac{1}{2^{2l-1}} \left(\frac{1}{2}\right)^n \frac{1}{\Gamma(ml)\left(\frac{\bar{\gamma}_0}{m}\right)^{ml}} \\ &\quad \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{2} + \frac{m}{\bar{\gamma}_0}\right)^{n+ml}} \Gamma(n+ml) \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\Gamma(\bullet)$ 为 gamma 函数。

同理可以分析当 $l=0$, 也就是指 L 跳信号被全部干扰时的情况。可以根据以上相同的步骤得到当 $l=0$ 时的条件误码率为

$$\begin{aligned} P(e|l=0) &= \sum_{n=0}^L C_n \frac{1}{2^{2L-1}} \left(\frac{1}{2}\right)^n \frac{1}{\Gamma(mL)\left(\frac{\bar{\gamma}_J}{m}\right)^{mL}} \\ &\quad \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{2} + \frac{m}{\bar{\gamma}_J}\right)^{n+mL}} \Gamma(n+mL) \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $\bar{\gamma}_J = \Omega E_s / (N_0 + N_J / r)$, 因此, 整个系统的误码率为

$$P(e) = \sum_{l=0}^L \binom{L}{l} r^{L-l} (1-r)^l P(e|l) \quad (18)$$

4 仿真结果及分析

4.1 仿真结果

针对 FFH/BFSK 选择分集合并接收机在部分频带噪声干扰 Nakagami- m 信道下的性能进行仿真分析。相对于瑞利信道与赖斯信道, Nakagami- m 信道是一种更为一般的衰落信道模型。当衰落参数 $m=1/2$ 时, Nakagami- m 分布对应为单边高斯分布; 当 $m=1$ 时, Nakagami- m 分布则对应为瑞利分布; 当 $m>1$ 时, Nakagami- m 分布则与赖斯分布相对应; 当 $m \rightarrow +\infty$ 时, Nakagami- m 衰落信道则转变成为不存在衰落的高斯白噪声信道。图 2 中给出了 FFH/BFSK 选择分集合并接收机的理论分析结果与仿真结果。由图可以看出, 仿真结果与理论分析结果完全一致, 由此证明了理论分析的正确性。由图中还可以看出, 系统性能随着衰落参数 m 的减小而不断变差, 这是因为, 当衰落参数 m 减小时, 信道的衰落更为严重, 系统性能就会随着变差。当信干比 $E_b/N_J > 20$ dB 时, 系统的误码率曲线变得更为平坦, 这是因为, 当信干比很大时, 干扰功率较小, 此时系统性能主要由信噪比所决定, 受干扰的影响较小, 因此误码率曲线变得更为平坦。

选择分集合并接收机, 在干扰功率较大时, 有其性能优势。图 3 给出了选择分集合并接收机与线性合并接收机(Linear), RS 接收机, 自归一化接收机(SNOR), 乘积合并接收机(PC)以及最大似然接收机(ML)在不同干信比条件下的性能对比。由图中可以看出, 最大似然接收机性能最优; 当干信比 $JSR > -23$ dB 时, 选择分集合并接收机的性能要好于剩下几种类型的接收机; 当干扰功率继续增大时, 选择分集合并接收机的性能接近于最大似然接收机。

图 4 给出了在不同分集度下的系统性能。系统的信噪比(SNR)固定在 20 dB, 衰落参数 $m=2$, 干扰比例 $r=0.5$ 。在低干比条件下, 系统的误码率随着分集度的增加而不断变好; 在高信干比条件下, 当系统的分集度 $L < 9$ 时, 系统存在分集($L > 1$)时的性能比系统不存在分集($L=1$)时的性能要差; 具有高分集度的系统误码率曲线趋于水平, 由此可以看出具有较高分集度的选择分集合并接收机受到干扰的影响较小; 从另一方面, 可以从系统的误码率表达式中看出这一点, 系统的误码率表达式只有一个

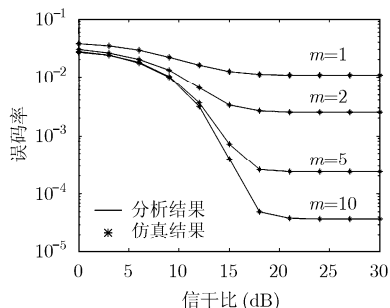


图2 理论分析结果与仿真结果(仿真条件: SNR=20 dB, $r=0.5, L=4$)

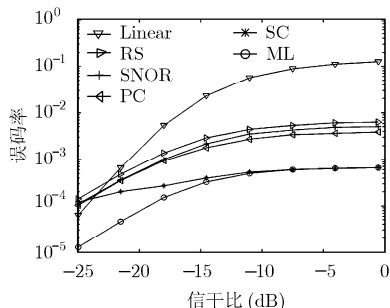


图3 选择分集合并与几种分集合并接收机的性能对比(仿真条件: $L=3, SNR=20\text{ dB}, r=0.1, m=2$)

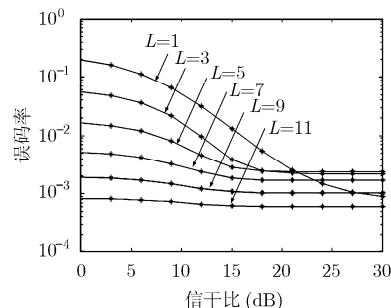


图4 不同分集度下的系统性能(仿真条件: SNR=20 dB, $r=0.5, m=2$)

部分与干扰有关, 即: $r^L P(e|l=0)$, 假设 $0 < r < 1$, 当 $L \rightarrow +\infty, r^L P(e|l=0) \rightarrow 0$, 此时系统的误码率受干扰的影响很小。

分集虽然能减轻干扰及衰落对系统带来的性能损伤, 但系统性能并非随着分集度的不继增大而持续变好, 在一定信道条件下, 存在一个最佳分集度。如图 5 所示, 给出了快速跳频 BFSK 系统在干扰比例 $r = 0.1$, 信干比 $SJR = 15\text{ dB}$, 不同分集度以及不同信噪比条件下的误码率曲线, 由图中可以看出, 在 $SNR = 15\text{ dB}$ 的情况下, 当分集度 $L < 12$ 时, 系统性能随着分集度 L 的增大而变好; 当分集度 $L > 12$ 时, 系统性能随着分集度 L 的增大而变差, 可见, 当 $SNR = 15\text{ dB}$ 时, 系统的最佳分集度 $L = 12$, 此时, 系统的误码率达到最小; 同样可以看出, 当 $SNR = 16\text{ dB}$ 时, 最佳分集度 $L = 15$, 当 $SNR = 17\text{ dB}$ 时, 最佳分集度 $L = 18$ 。从物理意义的角度来分析这种现象, 这是因为分集能给系统带来分集增益, 减少干扰及衰落对系统带来的性能损伤; 但另一方面, 由于快速跳频系统采用非相干检测, 非相干检测合并会给系统带来性能损失, 而且这种损失随着分集度的增大而增大。当系统分集度小于最佳分集度时, 分集增益大于非相干检测合并损失, 此时系统性能随着分集度的增大而变好; 而当系统分集度大于最佳分集度时, 非相干检测合并损失要大于分集增益, 因此, 此时系统性能会随着分集度的增大而变差。

4.2 改进后的选择分集合并接收机

虽然选择分集合并接收机在干扰功率较大时, 其性能要好于其它几种类型的接收机, 但当干扰噪声功率减小时, 其性能会恶化, 之所以选择分集合并接收机在弱干扰条件下的性能较差, 是因为选择分集合并接收机丢掉了部分信号能量。为此, 设定一个门限 T_σ , 如图 1 所示, 假设 P_0 为信号不存在干扰时, 噪声功率估计滤波器估计的噪声功率值, P_j

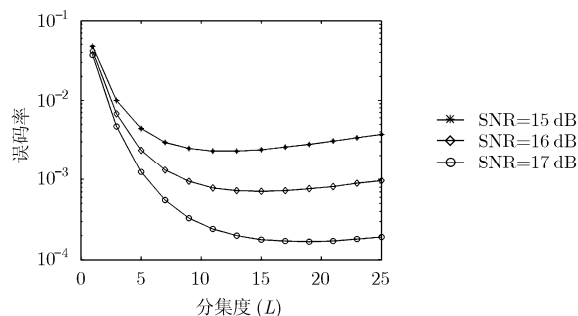


图5 最佳分集度(仿真条件: $r=0.1, SJR=15\text{ dB}, m=1$)

为存在干扰时的估计值, 若 $P_j / P_0 > T_\sigma$, 表明此时系统所受的干扰功率较大, 在进行合并时, 按原始选择分集合并的方式进行合并; 若 $P_j / P_0 < T_\sigma$, 表明此时系统所受的干扰功率较小, 在进行合并时, 不再丢掉受干扰的跳, 将经噪声功率归一化后所有的跳信号的非相干检测值进行合并作为输出。然而, 很难给出在一定信道条件下的门限值 T_σ 的闭合表达式, 但可通过搜索的方法得出在不同条件下的门限值。表 1 给出了在 $SNR = 18\text{ dB}, m = 2$, 不同分集度 L 以及不同干扰比例 r 条件下的门限值。

改进后的选择分集合并接收机既有抗大功率干扰的优势, 又能在干扰功率减小时, 取得较好的系统性能。

5 结论

选择分集合并接收机能减轻干扰及衰落对系统

表1 不同分集度及不同干扰比例下的门限值(dB)

r	L			
	2	3	5	7
0.7	13.44	12.36	11.06	10.20
0.5	11.99	10.88	9.47	8.40
0.3	9.78	8.61	6.97	5.58
0.1	5.01	3.66	1.45	0.05

性能带来的影响,并且具有高分集度的选择分集合并接收机受干扰影响较小。给出了选择分集合并接收机的工作原理,并推导了它在非频率选择性 Nakagami- m 信道下的性能,给出了误码率的闭合表达。在干扰信号功率较大时,其性能优于其它几种类型的接收机;分集虽然能改善衰落及干扰对系统性能带来的影响,但在一定信道条件下,并非分集度越高越好,存在一个最佳分集度,系统在最佳分集度处误码率达到最小值。针对选择分集合并接收机在低干信比区域的性能不足,提出了改进措施,改进后的选择分集合并接收机能在较宽的干信比区域取得较好的性能。

参考文献

- [1] Wu T M. A suboptimal maximum-likelihood receiver for FFH/BFSK systems with multitone jamming over frequency-selective Rayleigh-fading channels [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(2): 1316-1322.
- [2] Wu T M and Hung P C. Maximum-likelihood receivers for FFH/BFSK systems with multitone jamming over frequency-selective Rayleigh fading channels[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Glasgow, 2007: 815-820.
- [3] Teh K C, Kot A C, and Li K H. Error probabilities of an FFH/BFSK self-normalizing receiver in a Rician fading channel with multitone jamming [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(2): 308-315.
- [4] Lee J S, Miller L E, and Kim Y K. Probability of error analyses of a BFSK frequency-hopping system with diversity under partial-band jamming interference-part II: performance of square-law nonlinear combining soft decision receivers [J]. *IEEE Transactions on Communication*, 1984, 32(12): 1243-1250.
- [5] Shen Y S and Su S L. Performance analysis of an FFH/BFSK receiver with ratio-statistic combining in a fading channel with multitone interference [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(10): 1643-1648.
- [6] Zhang J, Teh K C, and Li K H. Rejection of multitone jamming for FFH/MFSK spread-spectrum systems over frequency-selective Rayleigh-fading channels [C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Marina Bay, 2008: 688-692.
- [7] Maljevic I Z and Dukic M I. Comparison of FFH FSK nonlinear combining receivers in a fading channel with partial-band interference [C]. *IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings*, Mainz, 1996: 1273-1277.
- [8] Kim S W, Kim Y G, and Simon M K. Generalized selection combining based on the log-likelihood ratio [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2004, 52(4): 521-524.
- [9] Proakis J G. *Digital Communications* [M]. New York, McGraw-Hill, 2001: 41-44.

周志强: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为跳频通信、通信抗干扰.

程郁凡: 女, 1971年生, 副研究员, 研究方向为扩频通信、移动通信.

李少谦: 男, 1957年生, 教授, 研究方向为扩频通信、无线通信与移动通信.