一种新的部分频带噪声干扰模型下的 FH/MFSK 系统性能分析

杜洋*董彬虹 唐 鹏 周兰林

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘 要:部分频带噪声干扰(PBNJ)是一种主要的窄带干扰,它对通信系统性能的影响十分突出。该文针对 FH/MFSK 系统中,传统的部分频带干扰模型的干扰带宽最小分辨率是一个跳频子带带宽(即 MFSK 信号的带宽),研究了更具有实际价值的新的部分频带干扰模型,即将干扰带宽最小分辨率精确到 MFSK 信号带宽的 1/M。该文推导了莱斯衰落信道下的误比特率(BER)公式,给出了其闭合表达式,并通过计算机仿真验证了理论推导的正确性。理论分析与仿真结果表明, M, N_h,ρ 越小,传统与新 PBNJ 模型下 FH/MFSK 信号的 BER 性能差异就越大。
 关键词:跳频通信;部分频带噪声干扰;最小干扰带宽分辨率;莱斯衰落信道
 中图分类号: TN914.4 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2015)03-0721-06
 DOI: 10.11999/JEIT140708

Performance Analysis of FH/MFSK System in the Presence of New Partial-band Noise Jamming Model

Du Yang Dong Bin-hong Tang Peng Zhou Lan-lin

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Partial-Band Noise Jamming (PBNJ) is one main type of narrow-band jamming, it has a huge impact on the performance of communication systems. The minimum resolution of jamming bandwidth of the conventional PBNJ model is the Frequency-Hopping (FH) sub-band bandwidth (Multiple Frequency Shift Keying (MFSK) signal bandwidth) in the FH/MFSK system. However, it is not always reasonable, thus a new PBNJ model, whose minimum resolution of jamming bandwidth can accurate to 1/M of the MFSK signal bandwidth is studied. In this paper, the closed-form expressions of Bit Error Rate (BER) performance under the new PBNJ model over Rician fading channel are derived and validated by computer simulations. The theoretical and simulation results show that the BER performance difference between the new and conventional PBNJ models is larger for smaller M, N_{h}, ρ .

Key words: Frequency Hopping (FH) communication; Partial-Band Noise Jamming (PBNJ); Minimum resolution of jamming bandwidth; Rician fading channel

1 引言

跳频(FH)通信以其优良的抗干扰性、低截获概率和组网能力在军事和民用通信领域被广泛应用^[1,2]。目前,国内外对跳频通信系统的干扰与抗干扰技术研究主要集中在部分频带噪声干扰(Partial-Band Noise Jamming, PBNJ)和多音干扰(Multi-Tone Jamming, MTJ)^[3]。

PBNJ 是一种主要的窄带干扰类型,它对通信 系统性能的影响十分突出^[4]。目前,国内外学者就通

*通信作者: 杜洋 yangdu1988@gmail.com

信系统在 PBNJ 下的各种性能进行了广泛的研究。 文献[5]研究了 FH/MFSK 系统在 PBNJ 下的误比特 率(Bit Error Rate, BER)性能,并推导了其理论公 式。文献[6]根据 FH 信号与 PBNJ 信号之间的近似 统计独立特性,在双通道接收基础上,提出了一种 基于盲源分离的 FH 通信抗 PBNJ 方法。文献[7]对 基于自适应增益控制的非相干 FFH/BFSK 扩频接 收机在同时存在 PBNJ 和 AWGN 的频率非选择性 慢衰落 Nakagami 信道下的 BER 性能进行了分析, 推导出一重积分形式的 BER 准确表达式。文献[8,9] 研究了 FFH 系统利用最大似然接收机对瑞利衰落 信道下混合 PBNJ与 MTJ 信号的 BER 性能的影响, 并进行了理论推导与仿真分析。同时,也研究了时 间与频率偏移对系统的影响。文献[10]提出利用低码

²⁰¹⁴⁻⁰⁵⁻²⁷ 收到, 2014-09-15 改回

国家自然科学基金(61201126),新世纪优秀人才支持计划(NCET-11-0058),国家部委基金和四川省青年科技基金(2012JQ0020)资助 课题

率的高阶调制在 PBNJ 下取得高带宽效率的同时, 又能保持鲁棒性。文献[10]也提出了一种估算 PBNJ 损失的理论分析工具,并通过仿真进行了验证。文 献[11]针对常规差分跳频(Differential Frequency Hopping, DFH)系统,从多进制卷积编码结合高阶 MFSK 调制出发,提出了一种宽带 MFSK/DFH 系 统模型,对其基于 FFT 的接收机在 AWGN 信道中 存在 PBNJ 条件下的 BER 性能进行了理论分析与 仿真验证。文献[12]对 DFH 系统在莱斯衰落信道下 的抗 PBNJ 性能进行了分析, 推导了 BER 理论上 界,并通过仿真验证了数值结果的合理性。文献[13] 为了提高多频段多进制频移键控(MultiBand M-ary Frequency Shift Keying, MB-MFSK) 系统在 PBNJ 下的性能,提出了宽间隔 MB-MFSK 系统使同一子 频段的子信道相距一定的间隔。当信号受到部分频 带噪声干扰时,这种宽间隔载波映射方法可以将某 一子频段受到干扰的影响分散到其它子频段上,进 一步对每个子频段采用纠错编码技术,可以减小 PBNJ 对 MB-MFSK 系统性能的影响。

然而,现有涉及到跳频系统的 PBNJ 的研究都 是基于干扰带宽最小分辨率为跳频子带带宽的传统 PBNJ 模型展开的。在实际干扰环境中,这种传统 PBNJ 模型并不总是合理。因此,文献[14]针对 FH/ MFSK 系统,提出了干扰带宽最小分辨率精确到 MFSK 信号带宽的1/*M*的新 PBNJ 模型。

本文将无线信道建模为莱斯衰落信道,推导出 了 FH/MFSK 信号在新 PBNJ 模型下的 BER 闭合 表达式,并通过计算机仿真验证了理论分析的正确 性。

本文内容安排如下:第2节是传统与新 PBNJ 模型的对比;第3节是新 PBNJ 模型下 FH/MFSK 信号的 BER 分析;第4节给出数值及仿真结果对比; 最后总结全文。

2 PBNJ 模型

图 1 为 FH/MFSK 系统发射机和接收机的框 图。在发射机, PN 序列发生器产生跳频序列, 控制 频率合成器生成跳频频率, 输入信息经 MFSK 调制 后与跳频频率混频后产生 FH/MFSK 信号。最后

FH/MFSK 信号被调制到射频并从天线发射出去, 在无线信道环境中将受到部分频带噪声干扰。

在接收机中,首先对接收到叠加干扰的宽射频 信号进行射频处理,然后与发射机同步跳变的 PN 序列控制频率合成器对中频信号进行跳频解调。最 后,经 MFSK 解调,恢复成原始信息输出。

设传统 PBNJ 模型的干扰带宽最小分辨率为 $W_{J\min 1}$,新 PBNJ 模型的干扰带宽最小分辨率为 $W_{J\min 2}$ 。故分别定义 $W_{J\min 1} = M\Delta f \subseteq W_{J\min 2} = \Delta f$, $\Delta f \in MFSK$ 信号相邻频率间隔, *M* $\in MFSK$ 调 制阶数。

由传统与新 PBNJ 模型各自干扰带宽最小分辨 率的定义可以得出,新 PBNJ 模型的干扰带宽最小 分辨率是传统 PBNJ 模型的干扰带宽最小分辨率的 1/M,即

$$W_{J\min 2} = W_{J\min 1}/M \tag{1}$$

因此,新 PBNJ 模型具有更高的精度,更符合 实际的干扰环境。传统与新 PBNJ 模型的对比如图 2 所示。

从图 2(a)可以看到传统 PBNJ 模型下, $W_{J1} = NW_{MFSK}$ ($W_{MFSK} = M\Delta f$ 为 MFSK 信号带宽, 即跳 频子带带宽; $N = 1, 2, \dots, N_h$, N_h 是跳频频率集点 数, 即载波频率数), 故跳频信号存在 2 种状态:

(1)状态 1: 跳频信号未跳进 PBNJ, 信号未受 到干扰;

(2)状态 2: 跳频信号跳进 PBNJ, 信号受到干扰。

从图 2(b)可以看到,新 PBNJ 模型中,干扰带 宽有 2 种类型 $W_{J1} = NW_{MFSK}$ 和 $W_{J2} < W_{MFSK}$ (或 $W_{J3} < W_{MFSK}$)。当 $W_{J2} < W_{MFSK}$ (或 $W_{J3} < W_{MFSK}$) 时,跳频信号受干扰的状态又增加了 2 种,即:

(3)状态 3: 跳频信号跳进 PBNJ, 信号受到干扰;

(4)状态 4: 跳频信号未跳进 PBNJ, 信号未受 到干扰。

定义一个随机变量 Z,代表跳频信号每个码元 时间间隔内的干扰状态参数。 Z = 1,2,3,4 分别对应 状态 1,状态 2,状态 3,状态 4。



图 1 FH/MFSK 系统框图





$$W_J = \underbrace{l_1 M \Delta f}_{W_{J1}} + \underbrace{l_2 \Delta f}_{W_{J2}} + \underbrace{l_3 \Delta f}_{W_{J3}} = K W_{J \min 2}$$
(2)

式中, $l_1 = \lfloor (K - l_2)/M \rfloor$, $l_2 = 0, 1, \cdots, \min(K, M - 1)$, $l_3 = K - l_1 - l_2M$, $K = 1, 2, \cdots, MN_h$ 。

定义概率因子 ρ_{ij},*i* 代表干扰带宽类型 W_{Ji},如 图 2(b)所示,其中 *i*=1,2,3。*j* 代表跳频信号是否跳 进 PBNJ,其中 *j* = 1,2 (1 代表跳进,2 代表未跳进)。 因此,

$$\rho_{11} = \frac{l_1}{N_h}, \ \rho_{12} = \begin{cases} (N_h - l_1) / N_h, & l_2 = l_3 = 0\\ (N_h - l_1 - 1) / N_h, \ l_2 = 0 \ \exists \ l_3 = 0, \\ (N_h - l_1 - 2) / N_h, \ l_2 \neq 0 \ \exists \ l_3 \neq 0 \end{cases}$$

$$\rho_{21} = \frac{l_2}{N_h M}, \ \rho_{22} = \frac{M - l_2}{N_h M},$$

$$\rho_{31} = \frac{l_3}{N_h M}, \ \rho_{32} = \frac{M - l_3}{N_h M} \tag{3}$$

因此, 概率分布式为 $P\{Z = 1\} = \rho_{11}, P\{Z = 2\} = \rho_{12},$ $P\{Z = 3\} = \rho_{21} + \rho_{31}, P\{Z = 4\} = \rho_{22} + \rho_{32}$ (4) 由式(2)和式(4),可以得到新 PBNJ 模型下的 干扰因子为

$$\rho = W_J / W_{ss} = K / (MN_h) = \rho_{11} + \rho_{21} + \rho_{31} \qquad (5)$$

3 BER 性能分析

信号 $s_m(t)$ 经过莱斯(Rice)衰落信道,并受到 PBNJ干扰,等效低通接收信号为

$$r_l(t) = c e^{-j\phi} s_{lm}(t) + n(t) + J(t)$$
(6)

式中, $s_{lm}(t)$ 是发送信号 $s_m(t)$ 的等效低通信号, $m = 1, 2, \dots, M$ 。 $c = a + \alpha e^{-j\theta}$ 表示莱斯衰落过程, 其中 a 是信号传输直接路径的镜像分量, α 是瑞利 衰落分量,二阶矩 $E(\alpha^2) = 2\sigma^2$,定义信号直射功率 与散射功率之比为莱斯因子,即 $k = a^2/2\sigma^2$ 。当k=0时,信号传输只存在瑞利衰落分量,莱斯衰落信道 蜕化为瑞利衰落信道;当 $k=\infty$ 时,信号传输只存在 直接路径分量,此时莱斯衰落信道蜕化为高斯信道。 定义平均信噪比为 $\overline{\gamma} = \varepsilon_s/N_0 \cdot (1+k) \cdot 2\sigma^2$ (假设 $(1+k) \cdot 2\sigma^2 = 1$,得到 $\overline{\gamma} = \varepsilon_s/N_0$),则散射路径等 效平均信噪比 $\gamma_r = \overline{\gamma}/(1+k), \varepsilon_s$ 是信号能量。 $\phi_l 和 \theta$ 表示等效低通衰落信号的相位,在[0,2 π]上均匀分 布。n(t)表示高斯白噪声。J(t)表示部分频带干扰 噪声。

假设 FH/MFSK 系统发送信号为 $s_1(t)$,则相应 平方律检波器输出为 U_1 ,且服从自由度为2的非中 心 χ^2 分布^[15],其概率密度函数为

 $2\varepsilon_s N_0(1+\gamma_r), N_0$ 为高斯白噪声功率谱密度, $\sigma_J^2 = 2\varepsilon_s N_J, A = \sqrt{2\varepsilon_s / T_h}$ 是信号幅度, $I_0(\cdot)$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数。

其余 M-1 个平方律检波器的输出 $U_i(i=2, 3,...,M)$ 为噪声,也服从自由度为 2 的非中心 χ^2 分 布^[15],其概率密度函数为

$$f_{U_i}(u) = \frac{1}{2\sigma_{T_2}^2} e^{-u/2\sigma_{T_2}^2}, \quad u \ge 0, \ 2 < i \le M$$
(8)

式中,
$$\sigma_{T_2}^2 = \begin{cases} \sigma_J^2 / \rho + \sigma_0^2, \ \text{信号受到干扰} \\ \sigma_0^2, & \text{信号未受到干扰} \end{cases}$$
, $\sigma_0^2 =$

$$2\varepsilon_s N_0 \circ$$

正确判决概率是 $U_1 > U_2, U_1 > U_3, \dots, U_1 > U_M$ 的概率,故错误判决概率计算公式为 $P = 1 - P(U_3 < U_1, U_2 < U_1, \dots, U_M < U_1)$

$$= 1 - \int_{0}^{\infty} P\left(U_{2} < U_{1} \cdots, U_{M} < U_{1} \mid U_{1} = r\right) f_{U_{1}}(r) dr$$

$$= 1 - \int_{0}^{\infty} F(r) f_{U_{1}}(r) dr$$
(9)

因为随机变量*U_i*(*i* = 2,3,…,*M*)是相互统计独立的,所以*F*(*r*)的联合概率为因式分解*M* – 1项的乘积。令

$$F(r) = F_1(r) \cdot F_2(r) \tag{10}$$

式中, $F_1(r)$ 表示随机变量 $U_i(i = 2, 3, \dots, M)$ 受到干扰的条件概率, 而 $F_2(r)$ 表示随机变量 $U_i(i = b, b + 1, \dots, M)$ 未受到干扰的条件概率, 且 $0 \le b \le M$ 。故 $F_1(r)$ 和 $F_2(r)$ 分别表示为

$$F_{1}(r) = \left[P\left(U_{2} < U_{1} \mid U_{1} = r\right) \right]^{b-1}$$

$$= \left\{ 1 - \exp\left\{ -r/\left[2\left(\sigma_{0}^{2} + \sigma_{J}^{2} / \rho\right) \right] \right\} \right\}^{b-1}$$

$$F_{2}(r) = \left[P\left(U_{b+1} < U_{1} \mid U_{1} = r\right) \right]^{M-b}$$

$$= \left[1 - \exp\left[-r/(2\sigma_{0}^{2}) \right] \right]^{M-b}$$
(11)

本文将从新 PBNJ 模型下跳频信号存在的 4 种 状态来分析误符号率。

(1)当Z = 1时,将b = M代入式(11),联合式(9) 和式(10)求解并化简后,得到误符号率 P_{s11} 为

$$P_{s11} = 1 - \sum_{n=0}^{M-1} (-1)^n \binom{M-1}{n}$$
$$\cdot \left\{ \frac{1}{\left\{ 1 + \gamma_r / \left[1 + \overline{\gamma} / (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J) \right] \right\} n + 1} \right\}$$
$$\cdot \exp \left\{ - \frac{nk}{\left[1 / \overline{\gamma} + 1 / (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J) \right] (n+1)(k+1) + n} \right\}$$
(12)

(2)当 Z = 2 时,误符 号率
$$P_{s12}$$
 为
 $P_{s12} = 1 - \sum_{n=1}^{M-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1+n\gamma_r} \cdot {M-1 \choose n}$
 $\cdot \exp\left(-\frac{kn\gamma_r}{n+1+n\gamma_r}\right)$ (13)

(3)当*Z* = 3 且跳频信号跳进*W*_{J2}所在跳频子带时,将*b* = *l*₂代入式(11),联合式(9)和式(10)求解并化简后,得到误符号率*P*_{s21}为

$$P_{s21} = 1 - \sum_{n=0}^{l_2-1} \sum_{q=0}^{M-l_2} (-1)^{n+q} {l_2 - 1 \choose n} {M - l_2 \choose q} \\ \cdot \left\{ \frac{1}{\left\{ \left\{ 1 + \frac{\gamma_r}{\left[1 + \frac{\gamma}{\rho} (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J) \right] \right\}} n + \frac{1 + \frac{\gamma_r}{\rho} (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J) \right] q + 1 \right\} \right\}} \\ \cdot \exp\left\{ - \frac{k}{(k+1)} {\left[(1 + \gamma_r) / \overline{\gamma} + \frac{1}{\rho} (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J) \right]} + \frac{1}{\left\{ \frac{n}{\left[1 / \overline{\gamma} + \frac{1}{\rho} (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J) \right] + q\overline{\gamma} \right\} \right]} \right\}}$$
(14)

同理,跳频信号跳进 W_{J3} 所在跳频子带时,误符号率 P_{s31} 为

$$P_{s31} = 1 - \sum_{n=0}^{l_3-1} \sum_{q=0}^{M-l_3} (-1)^{n+q} {l_3-1 \choose n} {M-l_3 \choose q}$$

$$\cdot \left\{ \frac{1}{\left\{ 1 + \gamma_r / [1 + \overline{\gamma} / (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J)] \right\}}{n} + [1 + \gamma_r + \overline{\gamma} / (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J)] q + 1 \right\} \right\}$$

$$\cdot \exp \left\{ - (k / (k+1)) / [(1 + \gamma_r) / \overline{\gamma} + 1 / (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J)] + \frac{1}{\left\{ \left\{ n / [1 / \overline{\gamma} + 1 / (\rho \cdot \varepsilon_s / N_J)] \right\} + q \overline{\gamma} \right\} \right\}}$$
(15)

(4)当*Z* = 4,跳频信号跳进*W*_{J2}所在跳频子带时,将*b* = *b*代入式(11),联合式(9)和式(10)求解并化简后,得到误符号率*P*_{s22}为

$$P_{s22} = 1 - \sum_{n=0}^{l_2} \sum_{q=0}^{M-l_2-1} (-1)^{n+q} {l_2 \choose n} {M-l_2-1 \choose q} \\ \cdot \frac{1}{(1+\gamma_r)/[1+\overline{\gamma}/(\rho \cdot \varepsilon_s / N_J)]n + (1+\gamma_r)q + 1} \\ \cdot \exp\left\{-(k/(k+1)) / [(1+\gamma_r)/\overline{\gamma} + 1/\{\{n/[1/\overline{\gamma}+1/(\rho \cdot \varepsilon_s / N_J)]\} + q\overline{\gamma}\}]\right\} (16)$$

同理,跳频信号跳进W_{J3}所在跳频子带时,误符号率 P_{s32}为

$$P_{s32} = 1 - \sum_{n=0}^{l_3} \sum_{q=0}^{M-l_3-1} (-1)^{n+q} {l_3 \choose n} {M-l_3-1 \choose q} \\ \cdot \frac{1}{(1+\gamma_r)/[1+\overline{\gamma}/(\rho \cdot \varepsilon_s / N_J)]n + (1+\gamma_r)q + 1} \\ \cdot \exp\left\{-(k/(k+1)) /[(1+\gamma_r)/\overline{\gamma} + 1/(\{n/[1/\overline{\gamma}+1/(\rho \cdot \varepsilon_s / N_J)]\} + q\overline{\gamma}\}]\right\}$$
(17)

假定 M 个信号是先验等概,联合式(3),式(12) ~式(17),可以得到 FH/MFSK 信号误符号率为

$$P_{s} = \frac{1}{M} \sum_{l_{2}=0}^{\min(K,M-1)} (\rho_{11}P_{s11} + \rho_{12}P_{s12} + \rho_{21}P_{s21} + \rho_{22}P_{s22} + \rho_{31}P_{s31} + \rho_{32}P_{s32}) + \frac{M-K-1}{M} (\rho_{12}P_{s12} + \rho_{21}P_{s21} + \rho_{22}P_{s22} + \rho_{31}P_{s31} + \rho_{32}P_{s32})|_{l_{3}=0,K < M-1}$$
(18)

最后,由 FH/MFSK 信号的误符号率 P_s 可得到 FH/MFSK 信号的误比特率 P_b 。

4 理论与仿真结果

本节将从理论与仿真两个方面对比分析传统和 新 PBNJ 模型对 FH/MFSK 信号的 BER 性能影响。 设 FH/MFSK 信号的跳频速率为 $R_h = 5000$ (跳/s), ε_b / N_0 选取无干扰信道下使 BER 性能为1×10⁻⁵ 的 值,具体的 FH/MFSK 系统参数如表 1 所示。首先 利用 Matlab 的 Simulink 搭建仿真链路,对第 3 节 得到的 BER 理论结果进行仿真验证,对比分析传统 和新的 PBNJ 模型对 FH/MFSK 信号的 BER 性能 影响。如图 3 所示,在莱斯因子k = 0, $k = 4 \pi k =$ ∞ 下 FH/MFSK 信号的 BER 估真性能分别与其理 论值完全吻合,证明了 BER 理论分析的正确性。同 时也可以从图 3 看出,传统与新 PBNJ 模型下的 BER 存在误差,例如,当 BER 为1×10⁻³, k = 0 (瑞 利衰落信道), k = 4 (莱斯衰落信道) $\pi k = \infty$ (高 斯信道)时,新 PBNJ 模型比传统 PBNJ 模型下的 BER 性能增加约 0.7 dB, 0.2 dB 和 0.5 dB。这说明 了在 3 种典型信道的条件下,传统 PBNJ 模型由于 干扰带宽最小分辨率不够精确,均会造成 BER 性能 分析存在一定误差,瑞利衰落信道下误差最大。

然后,从理论上分析了 MFSK 调制阶数 M 对 BER 性能的影响。如图 4 所示,传统与新 PBNJ 模 型下的 BER 存在误差,这说明了传统 PBNJ 的不 足。从图 4 也可以看出,M 越小,误差越明显,并 且 N_h 越小,此误差效果会更加明显。其次,从理论 上分析了新 PBNJ 模型中干扰因子 ρ 对 BER 性能的 影响。从图 5 可以看出,干扰带宽越窄,干扰带宽 最小分辨率对系统的 BER 的影响越大。

最后,从理论上对比了传统与新 PBNJ 模型下 最坏 BER 的性能的影响。如图 6 所示,当 N_h =8 时, 传统与新 PBNJ 模型的最坏 BER 分别出现在 $\rho = 3/8 与 \rho = 9/32$;当 $N_h = 64$ 时,传统与新 PBNJ 模型的最坏 BER 分别出现在 $\rho = 25/64 与 \rho = 97/$ 256。因此,传统与新 PBNJ 模型下 BER 存在误差, 这说明了传统 PBNJ 的不足。从图 6 也可以看出, N_h 越小,误差越明显。

10

	莱斯因子 k	MFSK 调制阶数 M	跳频点数 N _h	干扰因子 ρ	比特信噪比 $\varepsilon_b / N_0 (dB)$
图 3	0	4	8	1/8	47.86
	4				37.62
	~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~~				10.61
图 4	∞	2	8, 64	1/8	15
		8			
图 5	∞	4	8	$[1/32 \ 2/32 \ 3/32 \ 4/32]$ $[28/32 \ 29/32 \ 30/32 \ 31/32]$	10.61
图 6	4	4	8	[0:0.1:1]	37.62
			64		







图 4 调制阶数 M 对 BER 性能影响对比



图 3 不同赖斯因子 k下的传统与 新 PBNJ 下的 BER 性能对比



图 6 最坏情况下的 BER 性能对比

#### 5 结束语

本文针对 FH/MFSK 系统,研究了一种将干扰 带宽最小分辨率精确到 MFSK 信号的带宽的 1/M的新 PBNJ 模型。将无线信道建模为莱斯衰落信道, 推导出了 BER 的闭合式,并通过计算机仿真验证了 理论分析的正确性。理论分析与仿真结果表明传统 与新 PBNJ 模型下 FH/MFSK 信号的 BER 性能存 在差异,并且M, $N_h$ , $\rho$ 越小,差异越明显。因此, 新的 PBNJ 模型更贴近真实的干扰环境。下一步工 作将对新 PBNJ 模型的最坏 PBNJ 条件进行理论推 导。

### 参考文献

- Simon M K, Omura J K, Scholtz R A, et al. Spread Spectrum Communication Handbook[M]. New York: McGraw-Hill, 2002: 3–37.
- [2] 那丹彤,赵维康.跳频通信干扰与抗干扰技术[M].北京:国防工业出版社,2013:203-215.
  Na Dan-tong and Zhao Wei-kang. Technology of Frequency Hopping Communication Jamming and Anti-jamming[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2013: 203-215.
- [3] Poisel R A. Modern Communications Jamming Principles and Techniques[M]. London: Artech House, 2005: 153–178.
- [4] Esli C and Deliç H. Antijamming performance of spacefrequency coding in partial-band noise[J]. *IEEE Transactions* on Vehicular Technology, 2006, 55(2): 466–476.
- [5] Bird J and Felstead E. Antijam performance of fast frequency -hopped M-ary NCFSK — an overview[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1986, 4(2): 216–233.
- [6] 于森,王曰海,汪国富.基于BSS的跳频通信抗部分频带噪声
   阻塞干扰方法[J].系统工程与电子技术,2013,35(5):
   1079-1084.

Yu Miao, Wang Yue-hai, and Wang Guo-fu. Bss based antijamming method for frequency hopping communication against partial-band noise jamming[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(5): 1079–1084.

[7] 夏志忠,朱丽平,卢晓威. FFH/BFSK AGC 接收机在部分带 干扰 Nakagami 衰落信道下的性能分析[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(4): 963-966.

Xia Zhi-zhong, Zhu Li-ping, and Lu Xiao-wei. Performance of FFH/BFSK AGC receiver over a Nakagami-fading channel with partial-band jamming[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(4): 963–966.

[8] Zhang J, The K C, and Li K H. Maximum-likelihood FFH/ MFSK receiver over Rayleigh-fading channels with composite effects of MTJ and PBNJ[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(3): 675–679.

- [9] Le L M D and Teh K C. Maximum-likelihood FFH/MFSK receiver with MTJ and PBNJ over frequency-selective Rayleigh fading channels plus timing and frequency offsets [C]. 9th International Conference on Communications and Signal Processing (ICICS), Tainan, 2013: 1–5.
- [10] Yao H, Huang J C, and Wornell G W. Achieving high bandwidth efficiency under partial-band noise jamming [C]. Military Communications Conference (MILCOM), San Diego, 2013: 1133–1138.
- [11] 董彬虹,程乙钊,王达.宽带 MFSK/DFH 系统抗部分频带噪 声干扰性能分析 [J]. 信号处理, 2012, 28(3): 361-366. Dong Bin-hong, Cheng Yi-zhao, and Wang Da. Performance analysis of wideband MFSK/DFH system with partial-band noise jamming[J]. Signal Processing, 2012, 28(3): 361-366.
- [12] Song Yan-guang, Dong Bin-hong, and Tang Peng. Performance of DFH system in PBNJ over Rician fading channels[C]. 8th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM), Guilin, 2013: 124–128.
- [13] 刘大龙. 宽间隔 MB-MFSK 系统性能分析[D]. [硕士论文], 电 子科技大学, 2013: 10-60.
  Liu Da-long. Wide interval mapping MB-MFSK communication system[D]. [Master dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2013: 10-60.
- [14] Liang J J, Jeng L D, and Wang C H. A new partial-band noise jamming model for frequency-hopped MFSK systems[C]. 2nd International Symposium on Wireless Communication Systems, Siena, 2005: 200–204.
- [15] Proakis J G and Salehi M. Digital Communications (Fifth Edition)[M]. New York: McGraw-Hill Higher Education, 2011: 216–219.
- 杜 洋: 男,1988年生,博士生,研究方向为抗干扰无线通信关 键技术研究.
- 董彬虹: 女,1972年生,研究员,博士生导师,研究方向为无线 通信关键技术研究.
- 唐 鹏: 男, 1989年生, 硕士生, 研究方向为扩频通信技术研究.
- 周兰林: 男,1986年生,硕士生,研究方向为扩频通信技术研究.