

宽带扫频干扰下FH/MFSK系统性能分析

董彬虹, 杜洋, 周兰林, 陈敬意

(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】针对FH/MFSK系统,将宽带扫频干扰带宽最小分辨率精确到MFSK信号带宽的 $1/M$,分别在忽略背景噪声和AWGN信道两种条件下,对系统的抗干扰性能进行了理论推导,给出了误比特率的闭合表达式,并对理论结果进行了仿真验证。结果表明,当干扰带宽越窄,干扰带宽最小分辨率对系统的误比特率结果影响越大;AWGN信道中,在干扰功率、带宽一定的条件下,系统误比特率性能随着扫频干扰的速率增加而下降。理论与仿真结果一致,证明了理论推导的正确性。

关键词 AWGN信道; 误比特率; 宽带扫频干扰; 跳频; 最小干扰带宽分辨率

中图分类号 TN97

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2014.05.004

Performance Analysis of Broadband Frequency Sweeping Jamming for FH/MFSK Systems

DONG Bin-hong, DU Yang, ZHOU Lan-lin, and CHEN Jing-yi

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

Abstract The minimum resolution of the broadband frequency sweeping jamming (BFSJ) bandwidth is set to $1/M$ of the MFSK signal bandwidth, theoretical derivation of the anti-jamming performance for FH/MFSK systems in noise-free environment and additive white Gaussian noise (AWGN) channels are derived, respectively. The closed-form expressions of bit error rate (BER) are given and validated by computer simulations. The theoretical and simulation results show that the minimum resolution of jamming bandwidth has more influence on the BER performance when the jamming bandwidth becomes smaller. With the increases in the sweeping rate, the BER performance decreases under the given power of sweeping jamming and the bandwidth over AWGN channels.

Key words AWGN channel; bit error rate; broadband frequency sweeping jamming; frequency hopping; minimum resolution of jamming bandwidth

跳频通信以其优良的抗干扰、抗衰落和组网能力,在军事和民用通信领域被广泛应用^[1]。目前,国内外对跳扩频系统的干扰和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)方面。

文献[2]对音频及PBNJ下,多音调制直接序列扩频系统的抗干扰性能进行了分析。文献[3-4]研究了快速跳频(fast frequency hopping, FFH)系统利用最大似然接收机对瑞利信道下混合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;还研究了时间与频率偏移对系统的影响。文献[5]对DFH系统在莱斯信道下的抗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。但是,随着干扰技术的发展,敌方一旦获知了跳频点,就可以采用扫频干扰^[6]。宽带扫频干扰(BFSJ)是拦阻式干扰的一种,可以在更宽的频带内对通信系统实现更加均匀的干扰。因此,国内外也开始关注扫频干扰对扩频通信系统的影响。文献[7]提出了Matlab仿真与FPGA(field-programmable gate array)实现相结合的半实物仿真方法,研究了BFSJ模型。文献[8]从信道容量的角度出发,在扫频干扰条件下,进行了跳频通信和MFSK系统容量对比分析。文献[9]提出了基于似然梯度的隐马尔可夫模型(hidden Markov models, HMM)识别算法,并对模型参数进行实时估计,解决了扩频通信中扫频干扰抑制问题。文献[10]提出了一种针对直扩通信系统的多音扫频干扰技术,明显改善了扫频干扰直扩通

收稿日期: 2013-02-25; 修回日期: 2014-06-27

基金项目: 国家自然科学基金(61201126); 新世纪优秀人才支持计划(NCET-11-0058); 四川省青年科技基金(2012JQ0020)

作者简介: 董彬虹(1972-),女,博士,研究员,主要从事无线通信关键技术方面的研究。

信系统时扫频时间过长以及多音干扰依赖音调位置的缺点, 具有良好的干扰效果。文献[11]利用 Matlab/Simulink 平台搭建了 DS/FH 混合扩频系统仿真模型及扫频干扰模型, 讨论了在扫频干扰下直扩、跳频以及跳扩结合的 3 种扩频系统最佳参数的选取, 并进一步比较了 3 种扩频系统的抗扫频干扰性能。

本文主要针对 FH/MFSK 系统, 分析了 BFSJ 带宽最小分辨率精确到 MFSK 信号带宽 $1/M$ 时的系统抗干扰性能。推导了理论误比特率闭合公式, 并给出了计算机仿真结果, 验证了理论公式的正确性。

1 系统模型

FH/MFSK 系统模型如图 1 所示。在发射端, 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的信号经 AWGN 信道, 并受到 BFSJ 干扰。

在接收端, 同步跳变的 PN 序列控制频率合成器对接收信号进行跳频解调和 MFSK 解调, 然后输出数据。

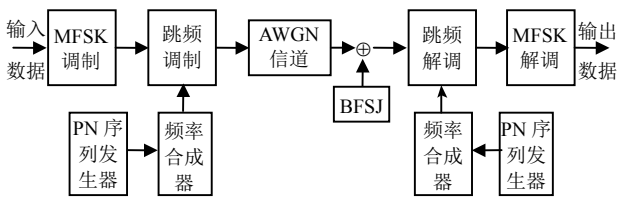


图1 FH/MFSK 系统框图

MFSK 信号的等效低通信号表示为:

$$s_l(t) = \sqrt{2\varepsilon_s / T_h} e^{j2\pi m \Delta f t} \quad m=1,2,\dots,M; \quad 0 \leq t \leq T_h \quad (1)$$

式中, ε_s 为信号能量; T_h 为频率驻留时间; Δf 为 MFSK 信号相邻频率间隔。

FH/MFSK 跳频信号表示为:

$$x(t) = \sqrt{2\varepsilon_s / T_h} e^{j2\pi(m\Delta f + f_k)t} \quad (2)$$

式中, f_k 为第 k 跳的频率序号, k 为整数。假设跳频集点数为 N_h , 则跳频带宽 $W_{ss} = N_h M \Delta f$ 。

假设接收端没有同步误差, 忽略信号时延和幅度衰减的影响, 接收信号为:

$$r(t) = x(t) + n(t) + J(t) \quad (3)$$

$$P_s = \frac{1}{M} \sum_{l_1=0}^{\min(K,M-1)} (\rho_{l_1} P_{s_{l_1}} + \rho_{l_2} P_{s_{l_2}} + \rho_{l_3} P_{s_{l_3}} + \dots + \rho_{2l_1} P_{s_{2l_1}} + \rho_{2l_3} P_{s_{2l_3}}) + \frac{M-K-1}{M} (\rho_{l_1} P_{s_{l_1}} + \rho_{l_3} P_{s_{l_3}} + \rho_{2l_1} P_{s_{2l_1}} + \rho_{2l_3} P_{s_{2l_3}}) \Big|_{l_3=0, K < M-1} \quad (4)$$

当信号跳进 W_{j1} 、 W_{j2} 和 W_{j3} 时, 其对应的 $P_{s_{l_1}}$ 、 $P_{s_{l_2}}$ 和 $P_{s_{l_3}}$ 分别为^[12]:

式中, $n(t)$ 为高斯白噪声信号; $J(t)$ 为 BFSJ 信号; $x(t)$ 、 $n(t)$ 与 $J(t)$ 相互统计独立。

假设 BFSJ 的功率与带宽分别为 J 和 W_j , 则干扰信号双边带功率谱密度 $N_j = J/W_{ss}$, 干扰因子 $\rho = W_j/W_{ss}$ 。定义扫频干扰速率为 R_j , 跳频速率为 R_h , 当 $R_j \leq R_h$, 此时系统 BER 与扫频干扰速率无关, 当 $R_j = iR_h$ ($i > 1$ 的整数) 系统抗 BFSJ 干扰可以等效为带宽为 $W_j = i\rho W_{ss}$ 的 PBNJ 进行分析, 本文主要讨论后者。

2 BER 性能分析

2.1 忽略背景噪声 BER 性能分析

假设 BFSJ 的带宽为 $W_j = K\Delta f$, ($K = 1, 2, \dots, MN_h$), FH/MFSK 信号受到 BFSJ 干扰如图 2 所示。为了描述清晰, 将干扰带宽分成 W_{j1} 、 W_{j2} 和 W_{j3} 共 3 部分, 即

$$W_j = \underbrace{l_1 \Delta f}_{W_{j1}} + \underbrace{l_2 M \Delta f}_{W_{j2}} + \underbrace{l_3 \Delta f}_{W_{j3}}, \quad \text{其中 } l_1 = 0, 1, \dots, \min(K, M-1), \quad l_2 = \left\lfloor \frac{K-l_1}{M} \right\rfloor, \quad l_3 = K - l_1 - l_2 M.$$

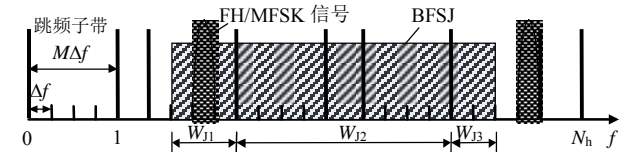


图2 BFSJ 干扰 FH/MFSK 信号示意图

从图 2 可以看到, BFSJ 干扰带宽最小分辨率为 Δf , 而 MFSK 的信号带宽为 $M\Delta f$ 。因此, 在一跳的时间内, 信号存在以下两种情况。

1) 信号跳进 W_{j1} 、 W_{j2} 和 W_{j3} 的误符号率(symbol error rate, SER)分别为 $P_{s_{l_1}}$ 、 $P_{s_{l_2}}$ 和 $P_{s_{l_3}}$, 且发生的概率分别为 $\rho_{l_1} = l_1/(N_h M)$ 、 $\rho_{l_2} = l_2/N_h$ 和 $\rho_{l_3} = l_3/(N_h M)$ 。

2) 信号不跳进 W_{j1} 和 W_{j3} 的 SER 分别为 $P_{s_{2l_1}}$ 和 $P_{s_{2l_3}}$, 且发生的概率分别为 $\rho_{2l_1} = (M-l_1)/(N_h M)$ 和 $\rho_{2l_3} = (M-l_3)/(N_h M)$ 。

为不失一般性, 假设 BFSJ 的起点在 M 个频率上等概出现。因此, 平均 SER 为:

$$P_{s_{l_1}} = \sum_{n=1}^{l_1-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{l_1-1}{n} \exp\left(-\frac{n(i\rho)\varepsilon_s}{(n+1)N_j}\right) \quad (5)$$

$$P_{s12} = \sum_{n=1}^{M-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{M-1}{n} \exp\left(-\frac{n(i\rho)\varepsilon_s}{(n+1)N_j}\right) \quad (6)$$

$$P_{s13} = \sum_{n=1}^{l_3-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{l_3-1}{n} \exp\left(-\frac{n(i\rho)\varepsilon_s}{(n+1)N_j}\right) \quad (7)$$

当信号不跳进 W_{j1} 和 W_{j3} 时, 信号的幅值为 $A = \sqrt{2\varepsilon_s/T_h}$, 干扰噪声的包络服从瑞利分布, 并且超过门限 A 的概率为^[12]:

$$P(A) = \int_A^\infty \frac{N}{\sigma_j^2/(i\rho)} e^{-N^2/(2\sigma_j^2/(i\rho))} dN = e^{-i\rho A^2/2\sigma_j^2} \quad (8)$$

式中, N 为滤波器输出干扰噪声的包络, 干扰噪声方差 $\sigma_j^2 = N_j/2$ 。当 l_1 路干扰噪声都不超过门限 A , 不

$$P_s = \frac{1}{M} \sum_{l_1=0}^{\min(K, M-1)} (\rho_{11}P_{s11} + \rho_{12}P_{s12} + \rho_{13}P_{s13} + \rho_{21}P_{s21} + \rho_{23}P_{s23} + \rho_{24}P_{s24}) + \frac{M-K-1}{M} (\rho_{11}P_{s11} + \rho_{13}P_{s13} + \rho_{21}P_{s21} + \rho_{23}P_{s23} + \rho_{24}P_{s24}) \Big|_{l_1=0, K < M-1} \quad (11)$$

式中, P_{s24} 为信号不跳进任何干扰的 SER^[12], 其值为:

$$P_{s24} = \sum_{n=1}^{M-1} \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} \binom{M-1}{n} \exp\left(-\frac{n(i\rho)\varepsilon_s}{(n+1)N_j}\right) \quad (12)$$

且:

$$\rho_{24} = \begin{cases} (N_h - l_2)/N_h & l_1 = l_3 = 0 \\ (N_h - l_2 - 1)/N_h & l_1 = 0 \text{ 或 } l_3 = 0 \\ (N_h - l_2 - 2)/N_h & l_1 \neq 0 \text{ 且 } l_3 \neq 0 \end{cases} \quad (13)$$

当信号跳进干扰噪声频带时, 噪声功率谱密度为 $N_n = N_0 + N_j/(i\rho)$; 当信号不跳进干扰噪声频带时, 噪声功率谱密度为 $N_n = N_0$ 。

假定发送信号为 s_1 , 相应包络检波器输出为 U_1 , 且符合莱斯分布, 则概率密度函数为:

$$P_{U_1}(r) = \frac{r}{\sigma_n^2} e^{-(r^2+A^2)/2\sigma_n^2} I_0\left(\frac{rA}{\sigma_n^2}\right) \quad r \geq 0 \quad (14)$$

式中, $\sigma_n^2 = N_n/2$ 为噪声方差; $I_0(\cdot)$ 为修正的第一类零阶贝塞尔函数。其余包络检波器输出信号 U_m ($m=2, 3, \dots, M$) 为噪声, 服从瑞利分布, 概率密度函数为:

$$P_{U_m}(u) = \frac{u}{\sigma_n^2} e^{-u^2/2\sigma_n^2} \quad u \geq 0; m=2, 3, \dots, M \quad (15)$$

正确判决的概率是 $U_1 > U_2, U_1 > U_3 \dots$ 且 $U_1 > U_M$ 的概率, 故正确概率计算公式为:

$$P_{11} = \sum_{n=0}^{l_1-1} \sum_{q=0}^{M-l_1} (-1)^{n+q} \binom{l_1-1}{n} \binom{M-l_1}{q} \frac{1}{n+q+1 + \frac{q\varepsilon_s/N_0}{(i\rho)\varepsilon_s/N_j}} \exp\left[-\frac{1}{\frac{1}{\varepsilon_s/N_0} + \frac{1}{(i\rho)\varepsilon_s/N_j}} \left(1 - \frac{1}{n+q+1 + \frac{q\varepsilon_s/N_0}{(i\rho)\varepsilon_s/N_j}}\right)\right] \quad (20)$$

会发生错误判决, 该符号率为:

$$P_s = 1 - [1 - P(A)^{l_1}] = \sum_{n=1}^{l_1} (-1)^{n-1} \binom{l_1}{n} \exp\left(-\frac{n(i\rho)\varepsilon_s}{N_j}\right) \quad (9)$$

同理,

$$P_{s23} = \sum_{n=0}^{l_3} (-1)^{n-1} \binom{l_3}{n} \exp\left(-\frac{n(i\rho)\varepsilon_s}{N_j}\right) \quad (10)$$

2.2 AWGN信道下BER性能分析

在 AWGN 信道下, 由于高斯白噪声的影响, 式(4)变为:

$$P = P(U_2 < U_1, U_3 < U_1, \dots, U_M < U_1) = \int_0^\infty P(U_2 < U_1, U_3 < U_1, \dots, U_M < U_1 | U_1 = r) P_{U_1}(r) dr = \int_0^\infty F(r) P_{U_1}(r) dr \quad (16)$$

因为随机变量 U_m 是统计独立的, 所以 $F(r)$ 的联合概率可因式分解 $M-1$ 项的乘积。令:

$$F(r) = F_{11}(r) F_{12}(r) \quad (17)$$

式中,

$$F_{11}(r) = P(U_2 < U_1, \dots, U_\alpha < U_1 | U_1 = r) = [P(U_2 < U_1 | U_1 = r)]^{\alpha-1} = \left\{1 - \exp\left[-\frac{r^2}{2(\delta_0^2 + \delta_j^2/(i\rho))}\right]\right\}^{\alpha-1} \quad (18)$$

$$F_{12}(r) = P(U_{\alpha+1} < U_1, \dots, U_M < U_1 | U_1 = r) = [P(U_\beta < U_1 | U_1 = r)]^{M-\alpha} = \left[1 - \exp\left(-\frac{r^2}{2\delta_0^2}\right)\right]^{M-\alpha} \quad (19)$$

且 $0 \leq \alpha \leq M$ 。

将 $\alpha = l_1, M, l_3$ 代入式(18)和式(19)中, 由式(16)和式(17)化简后, 可得信号跳进 W_{j1} 、 W_{j2} 和 W_{j3} 的正确符号概率为:

$$P_{12} = \sum_{n=0}^{M-1} (-1)^n \binom{M-1}{n} \frac{1}{n+1} \times \exp\left(-\frac{\varepsilon_s}{(N_0 + N_J/(i\rho)) (n+1)}\right) \quad (21)$$

$$P_{13} = \sum_{n=0}^{l_3-1} \sum_{q=0}^{M-l_3} (-1)^{n+q} \binom{l_3-1}{n} \binom{M-l_3}{q} \times \frac{1}{n+q+1 + \frac{q\varepsilon_s/N_0}{(i\rho)\varepsilon_s/N_J}} \times \exp\left(-\frac{1}{\frac{1}{\varepsilon_s/N_0} + \frac{1}{(i\rho)\varepsilon_s/N_J}} \left(1 - \frac{1}{n+q+1 + \frac{q\varepsilon_s/N_0}{(i\rho)\varepsilon_s/N_J}}\right)\right) \quad (22)$$

将 $\alpha = l_1 + 1, l_3 + 1$ 代入式(18)和式(19)中, 由式(16)和式(17)化简后, 可得信号不跳进 W_{J1} 和 W_{J3} 的正确符号概率为:

$$P_{21} = \sum_{n=0}^{l_1} \sum_{q=0}^{M-l_1-1} (-1)^{n+q} \binom{l_1}{n} \binom{M-l_1-1}{q} \exp\left(-\frac{\varepsilon_s}{N_0}\right) \times \frac{N_0 + N_J/(i\rho)}{\varepsilon_s} \frac{\varepsilon_s}{(n+q+1)N_0 + (q+1)N_J/(i\rho)} \times \exp\left(\frac{\varepsilon_s}{N_0} \frac{N_0 + N_J/(i\rho)}{\varepsilon_s} \frac{\varepsilon_s}{(n+q+1)N_0 + (q+1)N_J/(i\rho)}\right) \quad (23)$$

$$P_{23} = \sum_{n=0}^{l_3} \sum_{q=0}^{M-l_3-1} (-1)^{n+q} \binom{l_3}{n} \binom{M-l_3-1}{q} \exp\left(-\frac{\varepsilon_s}{N_0}\right) \times \frac{N_0 + N_J/(i\rho)}{\varepsilon_s} \frac{\varepsilon_s}{(n+q+1)N_0 + (q+1)N_J/(i\rho)} \times \exp\left(\frac{\varepsilon_s}{N_0} \frac{N_0 + N_J/(i\rho)}{\varepsilon_s} \frac{\varepsilon_s}{(n+q+1)N_0 + (q+1)N_J/(i\rho)}\right) \quad (24)$$

由以上正确符号概率可以得到各自所对应的SER, 再代入式(11)得到平均SER为:

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} P_s \quad (25)$$

3 仿真及结果

本文分析中, 设FH/MFSK信号的跳频速率为 $R_h = 5\ 000$ hop/s, $M = 4, N_h = 8$, 扫频干扰起点为0~31的随机数, $R_j = 2R_h$ 。

忽略背景噪声的两组BER曲线如图3所示, 第一组是 $\rho = 1/32, 2/32, 3/32$, 第二组是 $\rho = 14/32, 15/32, 16/32$ 。

可以看到, 第一组的理论曲线与仿真结果一致, 证明了理论推导的正确性。为了图示的清晰, 第二组BER只给出了理论线。

从图中还可得到, 在BER为 1×10^{-4} 条件下, 第一组BER的对比结果为: $\rho = 1/32$ 比 $\rho = 2/32$ 的系统BER性能减少2 dB左右; $\rho = 2/32$ 比 $\rho = 3/32$ 的系统BER性能减少1.3 dB左右。第二组BER的对比结果为: $\rho = 14/32$ 比 $\rho = 15/32$ 的BER性能减少0.3 dB左右; $\rho = 15/32$ 比 $\rho = 16/32$ 的系统BER性能减少0.2 dB左右。可以得出结论: 干扰带宽越窄, 干扰带宽最小分辨率对系统BER的影响越大。

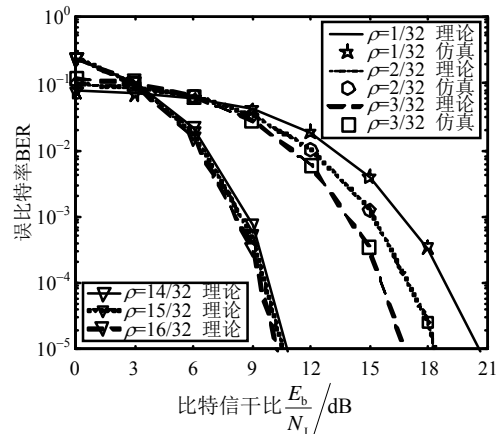


图3 忽略背景噪声, 存在BFSJ的BER

从图中还可以得到, 当信干比较小时, 随着 ρ 的增加, BER增加; 而随着信干比增加, BER迅速减小, 并且随着 ρ 的增加, BER反而减小。这是因为在 R_j 一定时, BER由 ρ 和干扰功率决定, 而随着信干比的减小, ρ 的增加对BER的影响远小于干扰功率的减小对BER的影响。

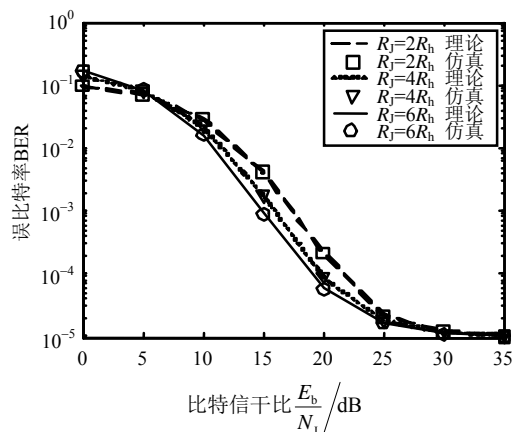


图4 AWGN中存在BFSJ下的BER

在AWGN信道下, $E_b/N_0 = 10.6$ dB (无BFSJ条件下, 系统BER为 1×10^{-5}), $\rho = 2/32, R_j$ 分别为 $2R_h, 4R_h, 6R_h$ 时, 系统BER如图4所示。由图可见, 理

论曲线与仿真结果一致,证明了理论推导的正确性。当信干比较小时,随着 R_j 的增加,BER增加,随着干扰功率的减小,系统BER迅速减小,并且随着 R_j 的增加,BER反而减小,当BER为 1×10^{-3} 时, $R_j = 2R_n$ 比 $R_j = 4R_n$ 的系统BER性能减少1.5 dB左右, $R_j = 4R_n$ 比 $R_j = 6R_n$ 的系统BER性能减少1.1 dB左右。这是因为当信干比增加时,扫频速率增加对BER的影响远远小于干扰功率减小对BER的影响。信干比为35 dB以后,主要由高斯白噪声决定系统BER性能,因此BER趋近平滑为 1×10^{-5} 。

4 结 论

本文针对FH/MFSK系统,在BFSJ干扰带宽最小分辨率为MFSK信号带宽的 $1/M$ 时,对系统的抗干扰性能进行了理论分析和仿真验证。结果表明了理论分析的正确性。当干扰带宽越窄时,本文BFSJ模型下的系统BER性能越贴近真实的干扰环境;在AWGN信道中,在扫频干扰功率、带宽一定时,系统BER会随着扫频干扰的速率增加而减小。

参 考 文 献

- [1] MARVIN K S, JIM K O, ROBERT A S, et al. Spread spectrum communication handbook[M]. New York: McGraw-Hill Higher Education, 2002.
- [2] 和欣, 张晓林. 音频及部分频带干扰下多音调制直接序列扩频的抗干扰性能[J]. 通信学报, 2010, 31(8): 75-83.
HE Xin, ZHANG Xiao-lin. Anti-jamming performance of multi-tone DSSS in the presence of tone and partial band interference[J]. Journal on Communications, 2010, 31(8): 75-83.
- [3] ZHANG J, TEH K C, 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.
- [4] LE L M D, TEH K C. Maximum-likelihood FFH/MFSK receiver with MTJ and PBNJ over frequency-selective Rayleigh fading channels plus timing and frequency offsets[C]//The 9th International Conference on Communications and Signal Processing. Beijing: IEEE, 2013: 1-5.
- [5] SONG Yan-guang, DONG Bin-hong, TANG Peng. Performance of DFH system in PBNJ over Rician fading channels[C]//The 8th International ICST Conference on Communications and Networking in China. Guilin: IEEE, 2013: 124-128.
- [6] POISEL R A. Modern communications jamming principles and techniques[M]. Boston: Artech House, 2003.
- [7] 鲍晓利, 冯永新. 宽带扫频式干扰的仿真与FPGA实现[J]. 沈阳理工大学学报, 2008, 27(3): 61-64.
BAO Xiao-li, FENG Yong-xin. The simulation and FPGA realization of broad band frequency sweep jamming[J]. Transactions of ShenYang LiGong University, 2008, 27(3): 61-64.
- [8] 张家琦, 裴玉奎, 耿春华, 等. 扫频干扰下多元频移键控与跳频通信的容量分析[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2011, 51(11): 1627-1630.
ZHANG Jia-qi, PEI Yu-kui, GENG Chun-hua, et al. Capacity analysis of M-FSK and FH in the presence of chirp jamming[J]. Tsinghua University (Natural Science Edition), 2011, 51(11): 1627-1630.
- [9] 杨吉斌, 郑智, 张雄伟. 基于HMM的扩频通信扫频干扰抑制[J]. 解放军理工大学学报(自然科学版), 2004, 5(4): 25-28.
YANG Ji-bin, ZHENG Zhi, ZHANG Xiong-wei. Sweeping interference suppression based on HMM in SS communication systems[J]. Journal of PLA University of Science and Technology(Natural Science Edition), 2004, 5(4): 25-28.
- [10] 席有猷, 程乃平. 直接序列扩频系统多音扫频干扰性能分析[J]. 电讯技术, 2011, 51(12): 9-12.
XI You-you, CHENG Nai-pin. Performance analysis of multi-tone frequency sweeping jamming for direct sequence spread spectrum systems[J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(12): 9-12.
- [11] 章小梅, 孙倩, 危水根. 超短波跳扩频电台抗扫频干扰的性能仿真研究[J]. 通信技术, 2013(46): 9-13.
ZHANG Xiao-mei, SUN Qian, WEI Shui-gen. Simulation research on anti-frequency sweeping jamming performance in ultrashort wave DS/FH radio[J]. Communications Technology, 2013(46): 9-13.
- [12] PROAKIS J G, SALEHI M. Digital communications[M]. 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2011.

编辑 张俊