

Nakagami 衰落信道下 NNC-DFH 接收机抗部分频带干扰性能分析

屈晓旭^{*①②} 王殊^① 娄景艺^②

^①(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

^②(海军工程大学电子工程学院 武汉 430033)

摘要: 该文提出了一种噪声归一化合并(NNC)差分跳频(DFH)接收机模型以提高差分跳频系统抗部分频带干扰能力。给出了 Nakagami 衰落信道下 NNC-DFH 接收机在部分频带干扰及背景热噪声下误符号率边界的闭式表达式, 并采用矩生成函数法进一步求得了衰落指数 m 为整数时的简化性能边界。仿真结果表明: 在非最坏部分频带干扰下, 仅在衰落较弱且干扰能量较为分散的特殊情况下, 线性合并(LC)DFH 接收机性能略优于 NNC-DFH 接收机, 其它情况下 NNC-DFH 接收机总是优于 LC-DFH 接收机, 且干扰越集中性能优势越显著; 在最坏部分频带干扰下, NNC-DFH 接收机的抗部分频带干扰性能优于 LC-DFH 接收机, 与信道衰落程度及干扰带宽因子取值无关。

关键词: 差分跳频; 噪声归一化合并; 部分频带干扰; Nakagami 衰落; 矩生成函数

中图分类号: TN914.41

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)07-1544-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01324

Performance Analysis of NNC-DFH Receiver over Nakagami Fading Channel with Partial-band Jamming

Qu Xiao-xu^{*①②} Wang Shu^① Lou Jing-yi^②

^①(Department of Electronic and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

^②(College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: Noise-Normalization Combining (NNC) is applied in Differential Frequency Hopping (DFH) receiver to improve the performance of DFH system in rejecting Partial-Band Jamming (PBJ). Symbol Error Rate (SER) performance of this receiver over Nakagami fading channel with PBJ and background thermal noise is analyzed and closed-form expression of SER is derived. A simplified expression for fading parameter m integer is derived based on moment generating function method. Simulation results show that for non-worst case PBJ, NNC-DFH receiver is superior to Linear Combining (LC) DFH receiver except when channel fading is weak and the jamming power is dispersed. Concentrating of the jamming power leads to more performance improvements. For worst case PBJ, this superiority always exists and is not affected by channel fading parameter and jamming bandwidth factor.

Key words: Differential Frequency Hopping (DFH); Noise-Normalization Combining (NNC); Partial-Band Jamming (PBJ); Nakagami fading; Moment generating function

1 引言

差分跳频是一种新型宽带高速跳频体制, 它是增强型相关跳频(Correlated Hopping Enhanced Spread Spectrum, CHESS)系统的核心技术^[1]。相比传统跳频技术, 差分跳频具有诸多优势, 因此近年来得到广泛关注^[2-5]。部分频带干扰是一种重要的跳频信号干扰形式^[6,7], 而差分跳频需要在整个跳频带宽内进行信号检测, 更易受到部分频带干扰的影响。目前关于差分跳频系统抗部分频带干扰性能的

研究表明^[8], 在干扰功率一定的条件下, 线性合并差分跳频接收机的误符号率随干扰频点数的减少呈增大趋势, 当干扰集中在单个频点上时, 系统性能下降最为显著, 这对于实际应用非常不利。噪声归一化合并技术是常规跳频系统中一种有效的抗部分频带干扰方法^[9,10], 差分跳频系统的结构和性能特点与常规跳频系统存在显著差异, 目前尚未发现文献将噪声归一化技术应用用于差分跳频信号接收中。

本文在给出噪声归一化合并差分跳频接收机模型的基础上, 分析了该接收机在 Nakagami 衰落信道下的抗部分频带干扰性能。

2 系统及干扰模型

噪声归一化差分跳频系统首先根据相关检测器

2010-12-02 收到, 2011-04-26 改回

国家自然科学基金(60901069)资助课题

*通信作者: 屈晓旭 xiaoxu.qu@163.com

输出序列估计各频点的噪声方差, 进而求得归一化观测值, 然后根据归一化观测值进行序列检测, 图 1 为接收机模型。

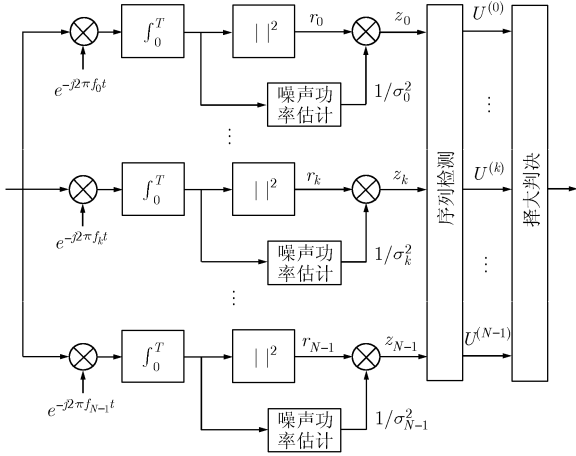


图 1 噪声归一化合并差分跳频接收机模型

设发送符号的等效基带表示为

$$s_k(t) = \sqrt{2E_s/T} e^{j2\pi f_k t}, k=0,1,\dots,N-1, 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

其中 E_s 为符号能量, T 为跳频周期, N 为跳频子频带数, f_k 为第 k 个子频带的中心频率。背景热噪声和部分频带干扰建模为相互独立的加性高斯噪声。设热噪声单边功率谱密度为 N_0 , 部分频带干扰等效单边功率谱密度为 N_J , 均匀分布在 $Q(Q \leq N)$ 个跳频子频带内, 因此任一特定子频带上存在干扰的概率 $\rho = Q/N$ (称为干扰带宽因子), 干扰和噪声的合成谱密度为 $N_0 + N_J/\rho$ 。

设第 n 跳发送符号为 $s_i(t)$, 则经过 Nakagami 慢衰落信道后的接收信号可表示为

$$r_n(t) = \alpha_n e^{j\theta} s_i(t - nT) + n(t) + q_{i,n} j(t) \quad (2)$$

其中 $q_{i,n}$ 等于 1 或 0 表示第 n 跳信号周期内第 i 个频点受或未受干扰; θ 为均匀分布在 0 到 2π 之间的随机相位; α_n 服从 Nakagami 分布, 在符号周期内保持不变, 其概率密度函数为

$$P(a_n) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \alpha_n^{2m-1} \exp(-m\alpha_n^2/\Omega) U(\alpha_n) \quad (3)$$

$m \geq 0.5$ 为衰落指数, $\Omega = E(\alpha_n^2)$ 为衰落幅度的均方值, $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数, $U(\cdot)$ 为单位阶跃函数。当 $m = 1$ 和 $m = \infty$ 时, Nakagami 衰落信道分别退化为瑞利衰落和无衰落信道。

各检测支路的归一化检测值为

$$z_k = \frac{\left| \int_0^T r(t) s_k^*(t) dt \right|^2}{\sigma_k} = |z_{kc} + jz_{ks}|^2 \quad (4)$$

其中

$$z_{kc} = \begin{cases} \frac{2\alpha_n E_s \cos \theta}{\sigma_k} + v_{kc}, & k = i \\ v_{kc}, & k \neq i \end{cases} \quad (5)$$

$$z_{ks} = \begin{cases} \frac{2\alpha_n E_s \sin \theta}{\sigma_k} + v_{ks}, & k = i \\ v_{ks}, & k \neq i \end{cases}$$

σ_k 为背景噪声和干扰合成信号的方差, $\sigma_k^2 = 2E_s(N_0 + q_{k,n}N_J/\rho)$, $\{v_{kc}, v_{ks}\}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ 为均值为 0, 方差为 1 且相互独立的高斯型随机变量。

3 噪声归一化差分跳频接收机性能分析

差分跳频频点间存在受 G 函数控制的相关性, 因此可采用类似卷积编码差错概率联合边界的方法分析差分跳频的性能, 符号错误概率的上边界为^[1]

$$P_s \leq \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} a_d P_2(d) \quad (6)$$

式中 a_d 为 G 函数网格图中所有与正确转移路径距离为 d 的路径上的总误符号数, d_{free} 为频率转移路径间的最小自由距离, 其可能达到的最大值为 $\lfloor \lg N / \lg f \rfloor$ ($\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整), $P_2(d)$ 为两条相差 d 跳的路径成对比较时的错误概率。

3.1 成对比较错误概率

在进行序列检测线性合并时, 路径 k 的度量为

$$U^{(k)} = \sum_{l=0}^{L-1} z_l^{(k)}, k = 0, 1, \dots, p \quad (7)$$

式中 $z_l^{(k)}$ 为序列检测时幸存路径 k 在第 l 跳的归一化输出, L 为序列长度, p 为错误路径数。不失一般性, 假设 $U^{(0)}$ 为正确路径判决度量, 其它路径为与正确路径相差 d 跳的错误路径的判决度量。显然错误路径度量具有相同的概率分布, 因此成对比较时的差错概率为

$$P_2(d) = P(U^{(1)} > U^{(0)}) \quad (8)$$

在求解式(8)时, 由于两条路径的距离为 d , 因此度量计算中只需考虑此 d 跳。

由式(5)可知, 经噪声归一化处理后, 对给定的一组 $\alpha_l (l = 0, 1, \dots, d-1)$, 正确转移路径上各跳的检测值 $z_l^{(0)} (l = 0, 1, \dots, d-1)$ 相互独立且服从非中心 χ^2 分布, 因此 U_0 服从自由度为 $2d$ 的非中心 χ^2 分布。记路径上受到干扰的跳数为 j_0 , 则随机变量 $U^{(0)}$ 的非中心参量为

$$s_{j_0}^2 = 2\gamma_T = \sum_{l=0}^{d-1} 2\gamma_l = \sum_{l=0}^{d-1-j_0} 2\hat{\gamma}_l + \sum_{l=d-j_0}^{d-1} 2\tilde{\gamma}_l \quad (9)$$

其中 $\hat{\gamma}_l = \alpha_l^2 E_s / (N_0 + N_J/\rho)$, $\tilde{\gamma}_l = \alpha_l^2 E_s / N_0$, 它们服从伽马分布, 其概率密度函数为

$$p_{\gamma_i}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}_i^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_i}\right) \quad (10)$$

式中 $\bar{\gamma}_i = E(\gamma_i)$ 为平均符号信干噪比。于是有对给定的 j_0 和 γ_T , $U^{(0)}$ 的概率密度函数为

$$p_{U^{(0)}}(u|j_0, \gamma_T) = 2^{-\frac{d+1}{2}} \left(\frac{u}{\gamma_T}\right)^{\frac{d-1}{2}} \cdot \exp\left(-\gamma_T - \frac{u}{2}\right) I_{d-1}(\sqrt{2\gamma_T u}) U(u) \quad (11)$$

其中 $I_{d-1}(\cdot)$ 为 $d-1$ 阶修正贝塞尔函数。

类似方法可得错误路径度量 $U^{(1)}$ 服从自由度为 $2d$ 的中心 χ^2 分布为

$$p_{U^{(1)}}(u) = \frac{1}{2^d \Gamma(d)} u^{d-1} \exp\left(-\frac{u}{2}\right) U(u) \quad (12)$$

由式(11), 式(12)可得对给定的 j_0 和 γ_T 成对比较错误概率为

$$\begin{aligned} P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0, \gamma_T) &= 1 - \int_0^\infty \int_0^u p_{U^{(1)}}(v) p_{U^{(0)}}(u | j_0, \gamma_T) dv du \\ &= \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{2^{d+l}} e^{-\gamma_T} \binom{l+d-1}{l} {}_1F_1\left(d+l, d; \frac{\gamma_T}{2}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

其中 ${}_1F_1(a, b; x)$ 为库默尔合流超几何函数^[12]。对条件 γ_T 求边缘概率可得

$$\begin{aligned} P_1 &\triangleq P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0) \\ &= \int_0^\infty P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0, \gamma_T) p_{\gamma_T}(\gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (14)$$

于是

$$P_2(d) = \sum_{j_0=0}^d C_d^{j_0} \rho^{j_0} (1-\rho)^{d-j_0} P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0) \quad (15)$$

3.2 m 任意取值时的条件成对比较错误概率

成对比较时的条件差错概率可参考文献[12]中的方法求解。由于式(9)中 γ_T 为 d 个独立的伽马分布随机变量之和, 其概率密度函数可表示为^[13]

$$p_{\gamma_T}(\gamma) = \left(\frac{\beta_T}{\beta_N}\right)^{m(d-j_0)} \sum_{n=0}^\infty \frac{\delta_n \gamma^{M-1} e^{-\gamma/\beta_T}}{\beta_T^M \Gamma(M)} \quad (16)$$

其中 $\beta_T = \bar{\gamma}/m$, $\beta_N = \bar{\gamma}/m$, $M = md + n$, δ_n 按式(17)迭代求解,

$$\delta_n = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ \frac{m}{n} (d - j_0) \sum_{i=1}^n \left(1 - \frac{\beta_T}{\beta_N}\right)^i \delta_{n-i}, & n > 0 \end{cases} \quad (17)$$

将式(13), 式(16)代入式(14)并整理得

$$\begin{aligned} P_1 &= \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{2^{d+l}} \binom{l+d-1}{l} \left(\frac{\beta_T}{\beta_N}\right)^{m(d-j_0)} \\ &\cdot \sum_{n=0}^\infty \frac{\delta_n}{(1+\beta_T)^M} {}_2F_1\left(d+l, M; d; \frac{\beta_T}{2(1+\beta_T)}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

其中 ${}_2F_1(a, b; c; x)$ 为高斯超几何函数^[12]。

3.3 m 为整数时的简化条件成对比较错误概率

求解式(18)时需要计算无穷个高斯超几何函数之和, 为求得较为精确的近似解需要进行大量运算。以下采用矩生成函数法求得 m 为整数时 γ_T 的有限求和形式的概率密度函数, 进而给出 m 为整数时的简化条件成对比较错误概率表达式。

符号信干噪比 γ_i 服从伽马分布, 其矩生成函数为

$$M_{\gamma_i}(s) = E_{\gamma_i}[e^{s\gamma_i}] = (1 - s\bar{\gamma}_i/m)^{-m} \quad (19)$$

由式(9)得 γ_T 的矩生成函数为

$$M_{\gamma_T}(s) = (1 - s\beta_T)^{-mj_0} (1 - s\beta_N)^{-m(d-j_0)} \quad (20)$$

对式(20)作部分分式展开得

$$M_{\gamma_T}(s) = \sum_{n=1}^{mj_0} A_{1n} (1 - s\beta_T)^{-n} + \sum_{n=1}^{m(d-j_0)} A_{2n} (1 - s\beta_N)^{-n} \quad (21)$$

当 $j_0 = 0$ 时, $A_{1n} = 0$, $A_{2m(d-j_0)} = 1$, $A_{2n} = 0 (n < m(d-j_0))$; 当 $j_0 = d$ 时, $A_{2n} = 0$, $A_{1(mj_0)} = 1$, $A_{1n} = 0 (n < mj_0)$; 其它情况下,

$$\begin{aligned} A_{1n} &= \binom{md-n-1}{mj_0-n} \left(-\frac{\beta_N}{\beta_T}\right)^{mj_0-n} \left(\frac{\beta_T - \beta_N}{\beta_T}\right)^{n-md} \\ A_{2n} &= \binom{md-n-1}{m(d-j_0)-n} \left(-\frac{\beta_T}{\beta_N}\right)^{m(d-j_0)-n} \left(\frac{\beta_N - \beta_T}{\beta_N}\right)^{n-md} \end{aligned}$$

求式(21)的逆拉普拉斯变换并将其与式(13)一起代入式(14)并化简可得

$$\begin{aligned} P_1 &= \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{2^{d+l}} \binom{l+d-1}{l} \\ &\cdot \left(\sum_{n=1}^{mj_0} A_{1n} P(\beta_T, n, l) + \sum_{n=1}^{m(d-j_0)} A_{2n} P(\beta_N, n, l) \right) \end{aligned} \quad (22)$$

其中

$$\begin{aligned} P(\beta, n, l) &= \int_0^\infty \frac{1}{\beta^n \Gamma(n)} {}_1F_1\left(d+l, d; \frac{\gamma}{2}\right) \gamma^{n-1} e^{-(1+1/\beta)\gamma} d\gamma \\ &= \frac{1}{(1+\beta)^n} {}_2F_1\left(d+l, n; d; \frac{\beta}{2(1+\beta)}\right) \end{aligned} \quad (23)$$

通过验证 3.2 节的一般边界与这里的简化边界的一致性可以验证理论分析的正确性, 但因为一般边界需迭代求解, 验证二者的一致性是比较困难的, 但在无部分频带干扰的无衰落和瑞利衰落两种特殊条件下仍可验证二者的一致性。对于无衰落信道有 $m \rightarrow \infty$, α_n 为常数, 因此 γ_T 也为常数, 式(13)可化简得

$$P_1 = \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{2^{d+l}} \sum_{i=0}^\infty \binom{d+l+i-1}{l} \frac{1}{i!} e^{-d\bar{\gamma}} \left(\frac{d\bar{\gamma}}{2}\right)^i \quad (24)$$

此时一般边界式(18)中的 $\delta_n = 0 (n > 0)$, 将其中的高斯超几何函数展开并化简得

$$P_1 = \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{2^{d+l} l!} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}}{m} \right)^{-md} \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\Gamma(d+l+i)\Gamma(md+i)}{\Gamma(d+i)i!\Gamma(md)(m+\bar{\gamma})^i} \left(\frac{\bar{\gamma}}{2} \right)^i \quad (25)$$

其中 $\lim_{m \rightarrow \infty} (1 + \bar{\gamma}/m)^{-md} = e^{-d\bar{\gamma}}$, $\lim_{m \rightarrow \infty} \Gamma(md+i)\Gamma(md)^{-1} \cdot (m + \bar{\gamma})^{-i} = d^i$, 代入式(25)化简后结果与式(24)相同。另一方面, 简化边界式(22)中 $j_0 = 0$, 该式化简为 $P_2 = P(\beta_N, md, l)$, 化简后结果也与式(24)相同。瑞利衰落信道下的验证方法与之类似。

4 仿真结果分析

以下给出了噪声归一化合并差分跳频接收机在部分频带干扰及背景热噪声下的性能仿真结果, 比较了噪声归一化合并(NNC)和线性合并(LC)差分跳频接收机的抗部分频带干扰性能。若无特别说明, 以下仿真中设置跳频频点数 $N = 64$, 调制系数 $f = 4$, 平均符号信噪比 $E_s/N_0 = 14.6$ dB, 采用这些工作参数的 LC-DFH 接收机在无部分频带干扰的瑞利衰落信道下误符号率为 10^{-3} 。

图 2 比较了两种接收机在不同衰落指数下的抗部分频带干扰性能, 图中实线为 NNC-DFH 接收机性能曲线, 虚线为 LC-DFH 接收机性能曲线, 箭头指示方向为干扰带宽系数 ρ 增大的方向, ρ 的取值

依次为 1/64, 4/64, 16/64, 1。图 3 进一步研究了在给定信干比下两种接收机的误码性能与干扰带宽系数之间的关系。由图可见, 当干扰较强时, NNC-DFH 接收机性能显著优于 LC-DFH 接收机; 当干扰较弱时, 除信道衰落较弱且干扰能量较为分散的特殊情况外, NNC-DFH 接收机误符号率仍低于 LC-DFH 接收机, 且二者性能差别也较小。这体现了 NNC-DFH 接收机对信道衰落的适应能力及对窄带强干扰的有效抑制作用。

图 4 给出了 $m=10, m=30$ 及 $m=\infty$ (AWGN 信道)3 种取值时 NNC-DFH 接收机的误码性能曲线。可见, 随着 m 的增大, 信道特性逐渐逼近 AWGN 信道, 对应的性能曲线也逐渐逼近 AWGN 下的性能曲线, 在误符号率大于 10^{-8} 的区间内, $m=10$ 时的性能就已经与 AWGN 下的性能较为接近。

图 5 比较了两种接收机在最坏部分频带干扰下的性能。最坏部分频带干扰指在干扰功率一定的条件下通过调整干扰带宽使接收方误码率最高的干扰样式。最坏部分频带干扰下 NNC-DFH 接收机的性能始终优于 LC-DFH 接收机, 与信道衰落程度及干扰强弱无关。随着信干比逐渐增大, NNC-DFH 和 LC-DFH 接收机的性能趋于一致, 这是因为此时干扰较弱, 归一化处理不会显著改变序列检测中受扰频点在计算判决度量时的权值。另一方面, 随着信干比降低, NNC-DFH 接收机和 LC-DFH 接收机的

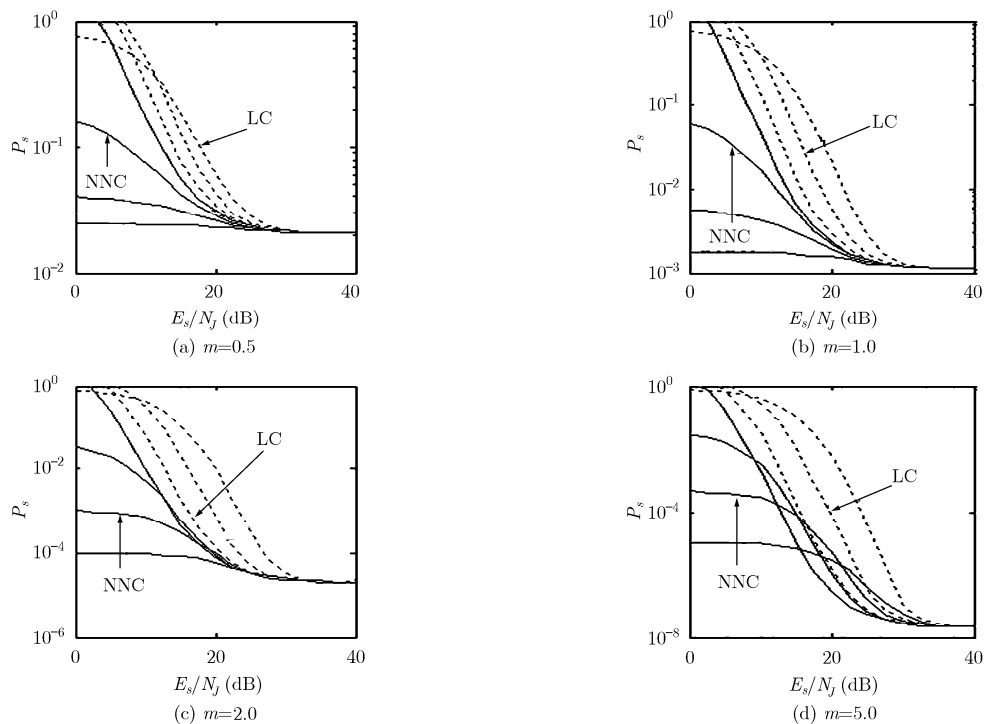


图 2 NNC-DFH 接收机与 LC-DFH 接收机抗部分频带干扰性能比较

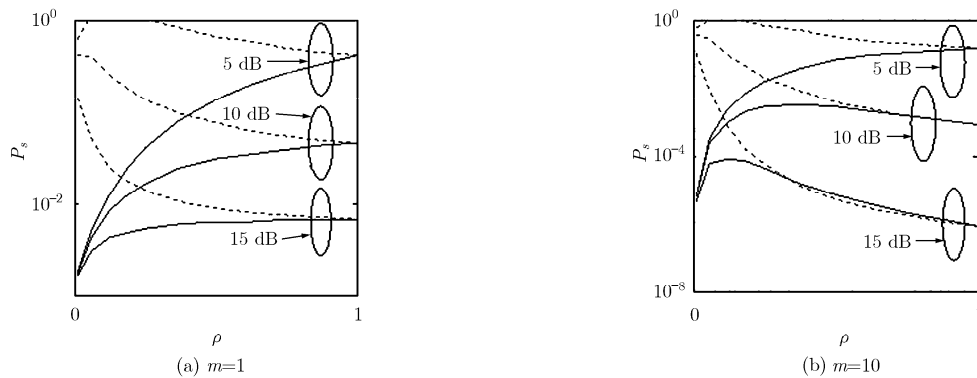


图3 NNC-DFH接收机与LC-DFH接收机抗部分频带干扰性能与干扰带宽系数间的关系

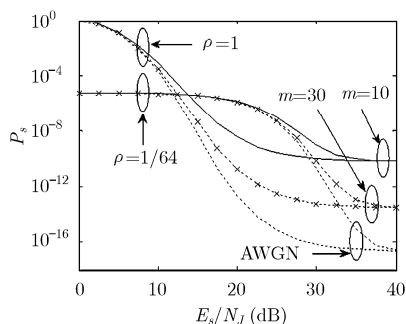
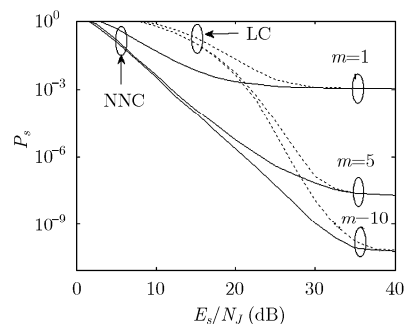
图4 $m=10$, $m=30$ 及 $m=\infty$ 时 NNC-DFH接收机的误码性能曲线

图5 最坏部分频带干扰下 NNC-DFH 与 LC-DFH接收机性能比较

性能曲线各自趋同，这是因为此时干扰对性能起到决定性影响，衰落的影响相对较小。

5 结束语

本文给出了一种利用噪声归一化技术提高差分跳频接收机抗部分频带干扰性能的方法。推导了 Nakagami 衰落信道下噪声归一化差分跳频接收机的抗部分频带干扰性能，并给出了 m 为整数时的简化性能边界。理论分析和仿真结果都表明，与线性合并差分跳频接收机相比，这种接收机的抗部分频带干扰性能得到了显著改善。需要指出的是，通信系统不仅可能受到来自敌方的故意干扰，也可能时常受到窄带的非故意干扰，这使噪声归一化差分跳频接收机的应用价值更为显著。

参考文献

- [1] Herrick D L and Lee P K. CHES: a new reliable high speed HF radio[C]. IEEE Military Communications Conference 1996(MILCOM'96), Mclean, Virginia, USA, 1996: 684-690.
- [2] 董彬虹, 李少谦, 史锋旗. 一种差分跳频码发生器的构造方法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(4): 316-320.
- Dong Bin-hong, Li Shao-qian, and Shi Feng-qi. A differential frequency hopping code generator construction method[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(4):

316-320.

- [3] 朱毅超, 甘良才, 熊俊俏, 等. 同步短波差分跳频多址系统单用户及多用户检测的性能[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(1): 151-156.
- Zhu Yi-chao, Gan Liang-cai, and Xiong Jun-qiao, et al. Single-user and multi-user detection performance of synchronous shortwave differential frequency hopping multiple-access systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(1): 151-156.
- [4] 陈智, 李少谦, 董彬虹. 瑞利衰落信道下差分跳频通信系统的性能分析[J]. 电波科学学报, 2007, 22(1): 126-129.
- Chen Zhi, Li Shao-qian, and Dong Bin-hong. Performance analysis of differential frequency hopping system over Rayleigh fading channels[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2007, 22(1): 126-129.
- [5] Egnor D, Cazzanti L, and Hsieh J, et al. Underwater acoustic single-and multi-user differential frequency hopping communications[C]. IEEE Oceans conference, Quebec City, Canada, 2008: 1-6.
- [6] Dai J, Guo D, and Zhang B. Comments on robust diversity-combining receivers for LDPC coded FFH-SS with partial-band interference[J]. *IEEE Communications Letters*, 2010, 14(10): 881.
- [7] Zhang J, Teh K C, and Li K H. Error probability analysis of FFH/MFSK receivers over frequency-selective Rician-fading

- channels with partial-band-noise jamming[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(10): 2880–2885.
- [8] Zhu Y C, Gan L C, and Lin J, *et al.* Performance of differential frequency hopping systems in a fading channel with partial-band noise jamming[C]. *IEEE Wireless Communications, Networking and Mobile Computing Conference 2006, Wuhan, China, 2006*: 1–4.
- [9] 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 Communications*, 1984, 32(12): 1243–1250.
- [10] Robertson R C and Ha T T. Error probability of fast frequency hopped MFSK with noise-normalization combining in a fading channel with partial-band interference[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1992, 40(2): 404–412.
- [11] 朱毅超, 甘良才, 郭见兵, 等. 卷积码差分跳频系统抗部分频带干扰的性能[J]. *通信学报*, 2009, 30(12): 85–92.
- Zhu Yi-chao, Gan Liang-cai, and Guo Jian-bing, *et al.* Performance of convolutionally coded differential frequency hopping systems in partial-band jamming[J]. *Journal on Communications*, 2009, 30(12): 85–92.
- [12] Zhu L P, Yao Y, and Zhu Y S. Antijam performance of FFH/BFSK with noise-normalization combining in a Nakagami-m fading channel with partial-band interference[J]. *IEEE Communications Letters*, 2006, 10(6): 429–431.
- [13] Alouini M S, Abdi A, and Kaveh M. Sum of gamma variates and performance of wireless communication systems over Nakagami-fading channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2001, 50(6): 1471–1480.
- 屈晓旭: 男, 1976年生, 讲师, 研究方向为抗干扰通信、传感器网络、软件无线电.
- 王殊: 男, 1956年生, 教授, 研究方向为智能信号处理、数字通信、传感器网络.
- 娄景艺: 女, 1979年生, 副教授, 研究方向为数字通信、短波通信系统、软件无线电.