

# 瑞利衰落信道下NNC-DFH接收机抗PBNJ性能分析

屈晓旭<sup>1,2</sup>, 王 殊<sup>1</sup>, 娄景艺<sup>2</sup>

(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】**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。分析了瑞利衰落信道下NNC-DFH接收机在部分频带干扰下的误符号性能,比较了线性合并、乘积合并和噪声归一化合并DFH接收机的抗部分频带干扰性能,分析了背景热噪声的影响。研究结果表明:在瑞利衰落信道下,针对NNC-DFH接收机的最坏部分频带干扰为全频带干扰,该接收机的抗部分频带干扰性能优于传统的线性合并和乘积合并接收机,当信噪比为21.4 dB,符号错误概率为 $10^{-4}$ 时,其干扰容限改善量达8 dB。

**关键词** 跳频; 干扰; 差分跳频; 噪声归一化合并; 部分频带干扰; 瑞利衰落

中图分类号 TN914.41

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2012.06.004

## Performance Analysis of NNC-DFH Receiver over Rayleigh Fading Channel with Partial-Band Noise Jamming

QU Xiao-xu<sup>1,2</sup>, WANG Shu<sup>1</sup>, and LOU Jing-yi<sup>2</sup>

(1. Department of Electronic and Information, Huazhong University of Science and Technology Wuhan 430074;

2. Collage of Electronic Engineering, Naval Univ. of Engineering Wuhan 430033)

**Abstract** Noise-normalization combining (NNC) differential frequency hopping (DFH) receiver is proposed to improve the performance of DFH system in rejecting partial-band noise jamming (PBNJ). (SER) performance of this receiver using sequence detection over Rayleigh fading channel is analyzed with consideration of background thermal noise. The anti-PBNJ performances of linear, product and noise-normalization combining DFH receiver are compared. Numerical and simulation results show that the worst-case PBNJ against NNC receiver is full-band jamming. The jamming margin of NNC receiver is improved by more than 8 dB compared with conventional linear combining receiver and nonlinear product combining receiver at 21.4 dB signal-to-noise ratio and the desired  $10^{-4}$  SER under worst-case PBNJ.

**Key words** frequency hopping; jamming; differential frequency hopping; noise-normalization combining; partial-band noise jamming; Rayleigh fading

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<sup>[1]</sup>。与传统跳频技术不同,差分跳频的跳频图案由频率转移函数和发送数据流控制,利用相邻频点间的相关性加载数据信息,因此又称为相关跳频。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。

部分频带干扰是一种重要的通信信号干扰形式,而差分跳频需要在整个跳频频带内进行信号检测,更易受到部分频带干扰的影响。现有研究<sup>[2]</sup>表明在干扰功率一定的条件下,线性合并差分跳频接收机的符号错误概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,这对于差分跳频系统的实际应用非常不利。乘积合并接收机具有将窄带干扰分散到整个跳频频带的宽的能力,因此能够改善跳频系统的抗部分频带干扰性能<sup>[3-4]</sup>,但是在信干比较高时,其性能劣于线性合并接收机。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<sup>[5-7]</sup>,噪声归一化处理能够显著改善FFH跳频系统抗部分频带干扰性能。差分跳频接收机的结构和性能特点与常规跳频接收机存在显著差异。

## 1 系统及干扰模型

典型的差分跳频接收机首先利用平方率能量检测器检测跳频频率集中各频点上的能量,再根据检

测结果按一定的规则计算判决度量, 最后进行判决<sup>[3]</sup>。噪声归一化合并差分跳频接收机在计算判决度量前先对各平方率检测器的输出进行噪声归一化处理, 进而求得归一化观测值, 然后根据归一化观测值计

算判决度量, 其模型如图1所示。这里噪声功率估计的具体方法可参照文献[2]中给出的采用导频信号的干扰估计方法实现。

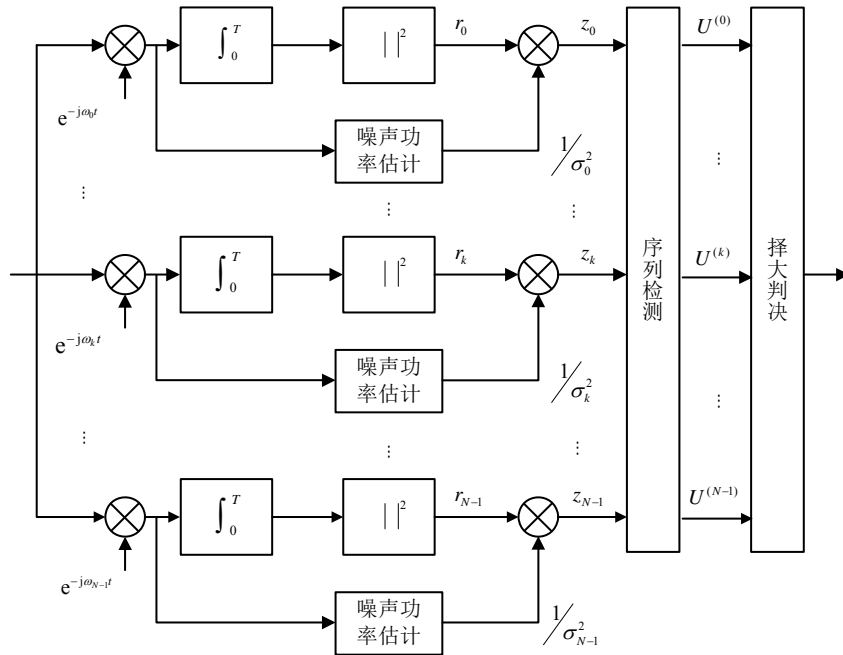


图1 噪声归一化合并差分跳频接收机模型

差分跳频序列可建模为马尔科夫过程, 在接收端应采用如图1所示的序列检测接收方法。作为后续序列检测路径度量的计算基础, 以下给出单个发送符号时的噪声归一化处理模型。设发送符号的等效基带表示为:

$$s_k(t) = \sqrt{2E_s/T} e^{j\omega_k t} \quad (1)$$

式中,  $E_s$  为符号能量;  $T$  为跳频时隙长度;  $\omega$  为第  $k$  个频点的角频率,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ ,  $0 \leq t \leq T$ ,  $N$  为跳频频点数。

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  $\rho = Q/N$ , 而不存在干扰的概率为  $1 - \rho$ 。在受到干扰的子频带内, 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  $s_i(t)$ , 信号经频率非选择性瑞利慢衰落信道到达接收方, 则接收信号的等效基带表示为:

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

式中,  $\theta$  为均匀分布在  $0 \sim 2\pi$  之间的随机相位;  $\alpha_n$  为等效低通信道的包络, 服从瑞利分布, 其概率密度

函数为:

$$p(\alpha_n) = \frac{\alpha_n}{\sigma_\alpha^2} \exp(-\alpha_n^2 / 2\sigma_\alpha^2) U(\alpha_n) \quad (3)$$

利用背景噪声和干扰合成信号的方差  $\sigma_k$  对接收信号进行噪声归一化处理, 得各检测支路的归一化非相干平方率检测值为:

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

式中,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , 且:

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

其中:

$$\sigma_k^2 = \begin{cases} 2E_s N_0 & (q_k = 0) \\ 2E_s (N_0 + N_j/\rho) & (q_k = 1) \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $\{v_{kc}, v_{ks}\}$  为均值为0, 方差为1且相互独立的高斯型随机变量;  $q_k$  等于1或0, 表示频点受到或未受到干扰。

## 2 性能分析

### 2.1 符号错误概率

差分跳频频点间存在受G函数控制的相关性,因此可以采用最大似然序列检测方法接收。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误符号性能,符号错误概率的上边界为<sup>[2,8]</sup>:

$$P_s \leq \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} a_d P_2(d) \quad (7)$$

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,它可以通过G函数的网格图得到<sup>[9]</sup>;  $d_{\text{free}}$  为频率转移路径间的最小自由距离,可能达到的最大值为  $\lfloor \lg N / \lg f \rfloor$  ( $\lfloor \cdot \rfloor$  表示不大于“ $\cdot$ ”的最大整数);  $P_2(d)$  为两条相差  $d$  跳的路径成对比较时的差错概率。

路径  $k$  的判决度量为:

$$U^{(k)} = \sum_{l=0}^{L-1} z_l^{(k)} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (8)$$

式中,  $z_l^{(k)}$  为路径  $k$  在第  $l$  跳的归一化输出;  $L$  为路径长度。不失一般性,假设  $U^{(0)}$  为正确转移路径的判决度量,  $U^{(k)}$  为与正确路径相差  $d$  跳的错误转移路径的判决度量,则:

$$P_2(d) = P(U^{(1)} > U^{(0)}) \quad (9)$$

在求解式(9)时,由于两条路径的距离为  $d$ ,因此度量计算中仅需考虑该  $d$  跳。

由式(5)和式(6)可知,对一组给定的衰落系数  $\alpha_l$ ,正确转移路径上的  $z_{lc}^{(0)}$  和  $z_{ls}^{(0)}$  ( $l=0,1,\dots,d-1$ ) 相互独立且服从非零均值同方差高斯分布,因此  $U^{(0)}$  服从自由度为  $2d$  的非中心  $\chi^2$  分布。记路径上受到干扰的跳数为  $j_0$ ,则根据[9]中的式(2-1-119),  $U^{(0)}$  的非中心参量为:

$$s_{j_0}^2 = 2\gamma_T = \sum_{l=0}^{d-1} 2\gamma_l = \sum_{l=0}^{j_0-1} 2\hat{\gamma}_l + \sum_{l=0}^{d-j_0-1} 2\tilde{\gamma}_l \quad (10)$$

式中,  $\hat{\gamma}_l = \alpha_l^2 E_s / (N_0 + N_J / \rho)$ ;  $\tilde{\gamma}_l = \alpha_l^2 E_s / N_0$ 。则  $U^{(0)}$  的条件概率密度函数为:

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

式中,  $I_{d-1}(\cdot)$  为  $d-1$  阶修正贝塞尔函数。

类似的,错误转移路径上的  $z_{lc}^{(1)}$  和  $z_{ls}^{(1)}$  相互独立且服从零均值同方差高斯分布,因此  $U^{(1)}$  服从自由度为  $2d$  的中心  $\chi^2$  分布,其概率密度函数为:

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

成对比较时的条件差错概率为:

$$P_1 = P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0, \gamma_T) = 1 - \int_0^{\infty} p_{U^{(1)}}(u|j_0, \gamma_T) \int_0^u p_{U^{(0)}}(v) dv du \quad (13)$$

将式(12)代入式(13)得:

$$P_1 = 1 - \int_0^{\infty} \left( 1 - e^{-\frac{u}{2}} \sum_{k=0}^{d-1} \frac{1}{k!} \left( \frac{u}{2} \right)^k \right) p_{U^{(0)}}(u|j_0, \gamma_T) du \quad (14)$$

将式(11)代入式(14),然后将贝塞尔函数展开并整理得:

$$P_1 = \int_0^{\infty} e^{-\frac{u}{2}} \sum_{k=0}^{d-1} \frac{1}{k!} \left( \frac{u}{2} \right)^k p_{U^{(0)}}(u|j_0, \gamma_T) du = \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{l! 2^{l+d}} e^{-\gamma_T} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\int_0^{\infty} e^{-u} u^{l+k+d-1} du}{k! \Gamma(d+k)} \left( \frac{\gamma_T}{2} \right)^j = \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{2^{l+d}} e^{-\gamma_T} \binom{l+d-1}{l} {}_1F_1\left(d+l, d; \frac{\gamma_T}{2}\right) \quad (15)$$

式中,  $\Gamma(\cdot)$  为伽马函数;  ${}_1F_1(a, b; x)$  为库默尔合流超几何函数,定义为:

$${}_1F_1(a, b; x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(a)_k x^k}{(b)_k k!} \quad b \neq 0, -1, -2, \dots \quad (16)$$

式中,  $(a)_k = \Gamma(a+k)/\Gamma(a)$  为Pochhammer符号。

对条件  $\gamma_T$  求边缘概率可得:

$$P_2 = P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0) =$$

$$\int_0^{\infty} P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0, \gamma_T) p_{\gamma_T}(\gamma) d\gamma \quad (17)$$

式中,  $\gamma_T$  的概率密度函数可采用矩生成函数法求解。由于  $\alpha_l$  ( $l=0,1,\dots,d-1$ ) 服从瑞利分布,式(10)中  $\hat{\gamma}_l$  和  $\tilde{\gamma}_l$  均服从指数分布,其PDF为:

$$p_{\gamma_l}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_l} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_l}\right) \quad (18)$$

式中,  $\bar{\gamma}_l = E(\gamma_l)$  为平均符号信干噪比。求式(18)的Laplace变换得  $\gamma_l$  的矩生成函数为:

$$M_{\gamma_l}(s) = \frac{1}{1 - s\bar{\gamma}_l} \quad (19)$$

由式(10)得  $\gamma_T$  的矩生成函数为:

$$M_{\gamma_T}(s) = \left( \frac{1}{1 - s\bar{\gamma}_1} \right)^{j_0} \left( \frac{1}{1 - s\bar{\gamma}_2} \right)^{d-j_0} \quad (20)$$

式中,  $\bar{\gamma}_1 = E(\hat{\gamma}_l) = 2\sigma_\alpha^2 E_s / (N_0 + N_J / \rho)$  为受扰频点上的平均信干噪比;  $\bar{\gamma}_2 = E(\tilde{\gamma}_l) = 2\sigma_\alpha^2 E_s / N_0$  为未受干扰频点上的平均信噪比。将式(20)部分分式展开得:

$$M_{\gamma_r}(s) = \sum_{n=1}^{j_0} \frac{A_{1n}}{(1-s\bar{\gamma}_1)^n} + \sum_{n=1}^{d-j_0} \frac{A_{2n}}{(1-s\bar{\gamma}_2)^n} \quad (21)$$

当  $j_0 = 0$  时,  $A_{1n} = 0$ ,  $A_{2d} = 1$ ,  $A_{2n} = 0(n < d)$ ;  
 当  $j_0 = d$  时,  $A_{2n} = 0$ ,  $A_{1d} = 1$ ,  $A_{1n} = 0(n < d)$ 。  
 其他情况下:

$$A_{1n} = \binom{d-n-1}{j_0-n} \frac{\left(\frac{-\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1}\right)^{j_0-n}}{\left(\frac{\bar{\gamma}_1-\bar{\gamma}_2}{\bar{\gamma}_1}\right)^{d-n}} \quad (22)$$

$$A_{2n} = \binom{d-n-1}{d-j_0-n} \frac{\left(\frac{-\bar{\gamma}_1}{\bar{\gamma}_2}\right)^{d-j_0-n}}{\left(\frac{\bar{\gamma}_2-\bar{\gamma}_1}{\bar{\gamma}_2}\right)^{d-n}} \quad (23)$$

求式(21)的逆Laplace变换, 得:

$$p_{\gamma_r}(\gamma) = \sum_{n=1}^{j_0} \frac{A_{1n}}{(\bar{\gamma}_1)^n \Gamma(n)} \gamma^{n-1} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_1}} + \sum_{n=1}^{d-j_0} \frac{A_{2n}}{(\bar{\gamma}_2)^n \Gamma(n)} \gamma^{n-1} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_2}} \quad (24)$$

将式(15)、式(24)代入式(17)并交换积分和求和顺序可得:

$$P_2 = \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{2^{d+l}} \binom{l+d-1}{l} \times \left( \sum_{n=1}^{j_0} \int_0^\infty \frac{A_{1n}}{\bar{\gamma}_1^n \Gamma(n)} {}_1F_1\left(d+l, d; \frac{\gamma}{2}\right) \gamma^{n-1} e^{-\left(1+\frac{1}{\bar{\gamma}_1}\right)\gamma} d\gamma + \sum_{n=1}^{d-j_0} \int_0^\infty \frac{A_{2n}}{\bar{\gamma}_2^n \Gamma(n)} {}_1F_1\left(d+l, d; \frac{\gamma}{2}\right) \gamma^{n-1} e^{-\left(1+\frac{1}{\bar{\gamma}_2}\right)\gamma} d\gamma \right) \quad (25)$$

定义  $P(\bar{\gamma}, n, l)$  为:

$$P(\bar{\gamma}, n, l) = \int_0^\infty \frac{1}{\bar{\gamma}^n \Gamma(n)} {}_1F_1\left(d+l, d; \frac{\gamma}{2}\right) \gamma^{n-1} e^{-\left(1+\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)\gamma} d\gamma \quad (26)$$

则有:

$$P(\bar{\gamma}, n, l) = \sum_{k=0}^\infty \frac{(d+l)_k}{\bar{\gamma}^n \Gamma(n) (d)_k k! 2^k} \int_0^\infty e^{-\left(1+\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)\gamma} \gamma^{n+k-1} d\gamma = \sum_{k=0}^\infty \frac{(d+l)_k \Gamma(n+k)}{\bar{\gamma}^n \Gamma(n) (d)_k k! 2^k \left(1+\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)^{k+n}} = \frac{1}{(1+\bar{\gamma})^n} {}_2F_1\left(d+l, n; d; \frac{\bar{\gamma}}{2(1+\bar{\gamma})}\right) \quad (27)$$

式中,  ${}_2F_1(a, b; c; x)$  为高斯超几何函数, 定义为:

$${}_2F_1(a, b; c; x) = \sum_{i=0}^\infty \frac{(a)_i (b)_i x^i}{(c)_i i!} \quad (28)$$

于是,

$$P_2 = \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{2^{d+l}} \binom{l+d-1}{l} \times \left( \sum_{n=1}^{j_0} A_{1n} P(\bar{\gamma}_1, n, l) + \sum_{n=1}^{d-j_0} A_{2n} P(\bar{\gamma}_2, n, l) \right) \quad (29)$$

成对比较时的差错概率可通过枚举  $j_0$  的所有可能取值并求统计平均, 得:

$$P_2(d) = \sum_{j_0=0}^d \binom{d}{j_0} \rho^{j_0} (1-\rho)^{d-j_0} P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0) \quad (30)$$

## 2.2 两种特殊情况的讨论

### 2.2.1 无部分频带干扰

若  $j_0 = 0$ , 式(29)简化为:

$$P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0) = \sum_{l=0}^{d-1} \frac{1}{2^{d+l}} \binom{l+d-1}{l} \frac{{}_2F_1\left(d+l, d; d; \frac{\bar{\gamma}_2}{2(1+\bar{\gamma}_2)}\right)}{(1+\bar{\gamma}_2)^d} \quad (31)$$

式中的高斯超几何函数可化简为:

$$\sum_{n=0}^\infty \frac{(d+l)_n \left(\frac{\bar{\gamma}_2}{2(1+\bar{\gamma}_2)}\right)^n}{n!} = \left(1 - \frac{\bar{\gamma}_2}{2(1+\bar{\gamma}_2)}\right)^{-(d+l)}$$

于是式(31)可进一步化简为:

$$P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0) = \frac{1}{(2+\bar{\gamma}_2)^d} \sum_{l=0}^{d-1} \binom{l+d-1}{l} \left(\frac{1+\bar{\gamma}_2}{2+\bar{\gamma}_2}\right)^l \quad (32)$$

式(32)与文献[10]中瑞利衰落信道下线性合并差分跳频接收机的成对比较差错条件概率表达式一致, 这是因为不存在部分频带干扰时, 噪声归一化过程对所有接收频点的加权值相等, 所以此时噪声归一化合并接收机与线性合并接收机性能一致。

### 2.2.2 全频带干扰

采用与无部分频带干扰时相同的分析方法可得到:

$$P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0) = \frac{1}{(2+\bar{\gamma}_1)^d} \sum_{l=0}^{d-1} \binom{l+d-1}{l} \left(\frac{1+\bar{\gamma}_1}{2+\bar{\gamma}_1}\right)^l \quad (33)$$

定义  $\eta = N_j / (\rho N_0)$  为干扰与背景噪声的功率谱密度之比,  $\bar{\gamma} = E_s / N_0$  为信噪比, 则  $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma} / (1+\eta)$ , 于是式(33)可写成如下形式:

$$P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0) = \sum_{l=0}^{d-1} \binom{l+d-1}{l} \frac{(1+\eta+\bar{\gamma})^l (1+\eta)^d}{(2+2\eta+\bar{\gamma})^{d+l}} \quad (34)$$

对于全频带干扰,文献[11]中得到的成对比较差错条件概率表达式中  $j_0 = j_1 = d$ , 通过化简可见该式与本文式(34)一致,这同样是由全频带干扰下噪声归一化对所有接收频点的加权值相等造成的。当  $\eta \rightarrow 0$  时,式(34)简化为:

$$P(U^{(1)} > U^{(0)} | j_0) = \sum_{l=0}^{d-1} \binom{l+d-1}{l} \frac{(1+\bar{\gamma})^l}{(2+\bar{\gamma})^{d+l}} \quad (35)$$

可见此时系统误符号性能取决于接收信噪比。

### 3 数值及仿真结果分析

以下给出了噪声归一化合并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)、线性合并(LC)和乘积合并(PC)差分跳频接收机的抗部分频带干扰性能。若无特别说明,仿真中设置跳频频点数  $N = 64$ , 调制系数  $f = 4$ , 为了突出干扰的影响,这里选择较低的背景热噪声,  $E_s/N_0 = 21.2$  dB, 采用这些工作参数的线性合并接收机在无部分频带干扰时的符号错误概率为  $10^{-5}$ 。

图2给出了瑞利衰落信道下噪声归一化合并接收机的抗部分频带干扰性能曲线。由图可见,随着归一化干扰带宽  $\rho$  的降低,符号错误概率曲线整体呈降低趋势,当  $\rho = 1/64$  时,系统符号错误概率达到最低。这是因为当干扰集中在很少的子频带上时,干扰功率相对较大,按式(4)进行归一化处理后,被干扰频点在序列检测中所占的权值很小,所以干扰对检测结果的影响也较小。而当干扰带宽加大时,噪声归一化在降低干扰影响的同时也会使更多有用信号被衰减,因此性能改善量也逐渐降低。图中理论值略高于仿真结果,且随着信干比降低差距略为增大,这与卷积码性能上界的情况类似,是联合界的典型行为。

不同干扰带宽下噪声归一化合并接收机和线性合并及乘积合并接收机的抗部分频带干扰性能如图3和图4所示。图3表明噪声归一化使系统抗窄带干扰性能得到明显改善。瑞利衰落信道下,窄带干扰会严重削弱线性合并差分跳频接收机的抗干扰性能,最坏部分频带干扰发生在  $\rho = 1/64$  处;窄带干扰对噪声归一化合并接收机的影响相对较小,最坏部分频带干扰为全频带干扰,随着干扰带宽的降低,性能改善量迅速增大。当干扰均匀分布在整个跳频频

率集上时,噪声归一化合并接收机和线性合并接收机性能曲线重合在一起,这与上述理论分析的结果是一致的。图4表明不论是窄带干扰还是宽带干扰,噪声归一化合并差分跳频接收机的性能都优于乘积合并差分跳频接收机。

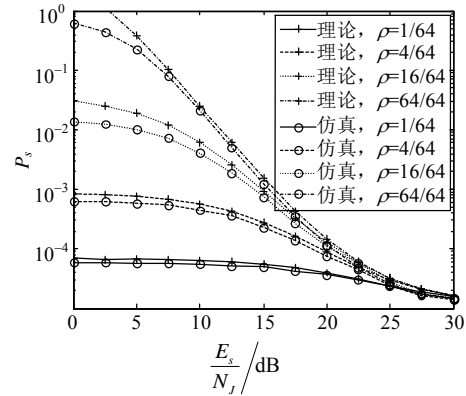


图2 噪声归一化差分跳频接收机抗部分频带干扰性能

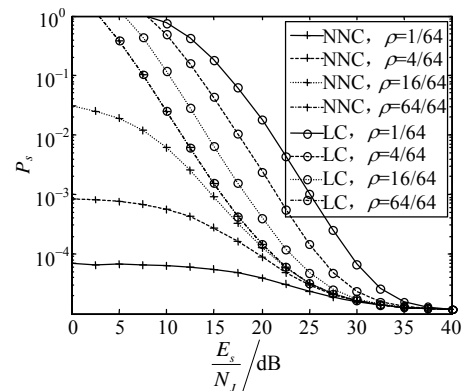


图3 噪声归一化合并与线性合并差分跳频接收机性能比较

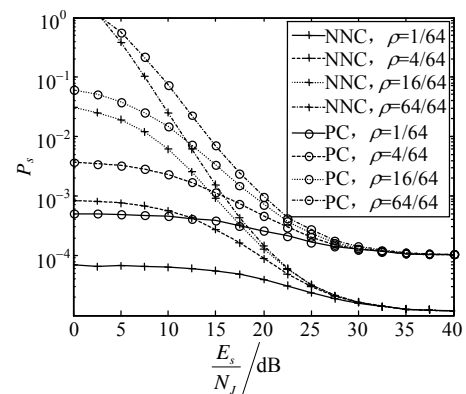


图4 噪声归一化合并与乘积合并差分跳频接收机性能比较

随着信干比  $E_s/N_j$  逐渐增大,图2~图4中出现误符号性能平板,这是因为如式(35)所示,此时的系统误符号性能主要取决于接收信噪比。

噪声归一化合并、线性合并及乘积合并3种差分跳频接收机在最坏部分频带干扰下的性能比较,如图5所示。由图可见,在信干比较低时,乘积合并接收能够改善系统抗部分频带干扰性能,但当信干比

较高时, 其性能劣于线性合并接收机。噪声归一化合并接收机的抗部分频带干扰性能优于乘积合并和无自归一化接收机。在符号错误概率为 $10^{-4}$ 时, 噪声归一化接收机较其他两种接收机的干扰容限改善量达8 dB。随着信干比逐渐增大, 归一化合并和线性合并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。

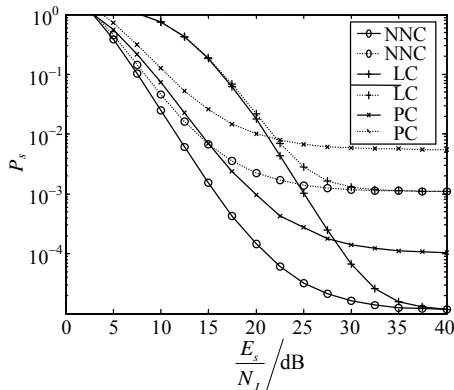


图5 最坏部分频带干扰下3种接收机的误符号性能

## 4 结 论

本文给出了一种利用噪声归一化方法提高差分跳频接收机抗部分频带干扰性能的方法。推导了瑞利衰落信道下噪声归一化合并差分跳频接收机的抗部分频带干扰性能, 分析中考虑了背景噪声的影响。理论分析和仿真结果表明, 与传统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明显改善。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, LEE P K. Chess: a new reliable high speed HF radio[C]//Proc of IEEE MILCOM'96. Washington DC, USA: IEEE, 1996: 684-690.

[2] 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-cao, GAN Liang-cai, GUO Xian-bing, et al. Performance of convolutionally coded differential frequency hopping systems in partial-band jamming[J]. Journal of Communications, 2009, 30(12): 85-92.

[3] 陈智, 李少谦, 董彬虹. 乘积合并接收的差分跳频通信系统在瑞利衰落信道上抗部分频带干扰的性能分析[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(5): 1163-1167.

CHEN Zhi, LI Shao-qian, DONG Bin-hong. Performance analysis of product-combining receiver for differential frequency hopping system with partial band jamming over Rayleigh fading channel[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(5): 1163-1167.

[4] AHMED S, YANG L L, HANZO L. Mellin-transform-based performance analysis of FFH M-ary FSK using product combining for combating partial-band noise jamming[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2008, 57(5): 2757-2765.

[5] LEE J S, MILLER L E, 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.

[6] ROBERTSON R C, 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.

[7] ZHU L P, YAO Y, 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.

[8] 朱毅超, 甘良才, 熊俊俏, 等. BICM在差分跳频系统中的应用[J]. 电波科学学报, 2009, 24(1): 15-21.

ZHU Yi-cao, GAN Liang-cai, XIONG Jun-qiao, et al. Performance of BICM in the differential frequency hopping system[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2009, 24(1): 15-21.

[9] PROAKIS J G. Digital communications[M]. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.

[10] 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, 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.

[11] CHEN Zhi, LI Shao-qian, DONG Bin-hong. Performance analysis of differential frequency hopping system with partial band noise jamming over Rayleigh-fading channels [C]//The IEEE 64th Vehicular Technology Conference. Quebec, Canada: IEEE, 2006: 1-5.

编辑 张俊