

# 相干快跳频系统中基于最大似然合并的多音干扰抑制算法研究

何奕汕<sup>1</sup> 程郁凡<sup>1</sup> 王 莉<sup>2</sup> 武 刚<sup>1</sup> 董彬虹<sup>1</sup> 李少谦<sup>1</sup>

(1. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 成都 611731; 2. 中国人民解放军 95028 部队, 武汉 430079)

**摘 要:** 频率子集相干快跳频系统(S-CFFH)是一种新颖的快跳频方案,可在 FFH 系统中实现有效信道估计。本文推导了 S-CFFH/BPSK 系统在多音干扰(MTJ)和瑞利衰落信道中最大似然(ML)合并的理论误码率,给出了理想估计信道时的误码率闭合表达式,也给出了非理想估计信道时在特殊情况下的误码率闭合表达式,并通过仿真验证了理论推导的正确性。仿真结果表明 S-CFFH/BPSK 系统中的 ML 合并与最大比合并(MRC)相比有显著的干扰抑制增益,并且有效降低了干扰方的干扰效率;与非相干 FFH/BFSK 系统的 ML 合并相比,随着信干比的增大,S-CFFH/BPSK 系统的 ML 合并展示出显著的性能增益。

**关键词:** 快跳频; 衰落信道; 干扰抑制; 多音干扰

**中图分类号:** TN973 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2015)07-0763-07

## Multitone Jamming Rejection of Coherent Fast Frequency Hopping System with Maximum-likelihood Receiver

HE Yi-shan<sup>1</sup> CHENG Yu-fan<sup>1</sup> WANG Li<sup>2</sup> WU Gang<sup>1</sup> DONG Bin-hong<sup>1</sup> LI Shao-qian<sup>1</sup>

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Communications of UESTC, Chengdu 611731 China;

2. Unit 95028, PLA, Wuhan 430079, China)

**Abstract:** Subset based coherent fast frequency hopping (S-CFFH) is a novel FFH scheme, which enables efficient channel estimation for FFH signals. In this paper, we study the analytical bit error ratio (BER) of the S-CFFH/BPSK with maximum likelihood (ML) combining in the presence of multitone jamming (MTJ) and Rayleigh fading channels. Closed-form BER expressions are presented with perfect channel state information (CSI), and for special cases with imperfect CSI. The analytical results are validated by simulation. As compared with the maximum ratio combining (MRC), ML combining not only shows significant performance gain, but also greatly reduces the jammers' efficiency. As compared with the noncoherent FFH/BFSK with ML combining, the S-CFFH/BPSK with ML combining shows significant gain with the increase of signal to jamming ratio.

**Key words:** fast frequency hopping; fading channel; jamming rejection; multitone jamming

## 1 引言

快跳频(Fast Frequency Hopping, FFH)系统是一种强抗干扰手段,在军事通信中发挥着极其重要

的作用<sup>[1]</sup>。传统的 FFH 系统通常采用 MFSK 非相干解调和检测方式<sup>[2]</sup>,这是由于一方面非相干解调和检测实现简单,另一方面长期以来 FFH 系统缺乏有效的信道估计手段,从而难以在衰落信道中实现

相干体制的 FFH (Coherent FFH, CFFH)。对于军事通信中常见的典型干扰方式——部分频带噪声干扰 (Partial Band Noise Jamming, PBNJ) 和多音干扰 (Multitone Jamming, MTJ), 传统非相干 FFH/MFSK 系统主要采用的抗干扰合并算法包括最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 合并<sup>[3-6]</sup>、噪声归一化合并<sup>[7]</sup> 和乘积合并<sup>[8]</sup> 等非相干合并方式, 其中 ML 合并是 BER 性能最佳的合并算法。

虽然非相干 FFH 具有实现简单的优点, 但是与 CFFH 相比, 非相干 FFH 频谱效率很低, 而且存在非相干合并损失<sup>[9-11]</sup>。为此, 对 CFFH 的研究引起了人们重视。Kang<sup>[9]</sup> 研究了 AWGN 信道下存在 PBNJ 时, CFFH/BPSK 系统使用 ML 合并、线性合并和多数硬判决合并算法的误码率 (Bit Error Ratio, BER)。该研究表明, 与非相干 FFH 系统相比, CFFH/BPSK 有明显的抗干扰性能增益。He 等人研究了在瑞利衰落信道下, CFFH 系统受到 PBNJ<sup>[10-11]</sup> 或 MTJ<sup>[12]</sup> 时, 最大比合并 (Maximum Ratio Combining, MRC) 和等增益合并 (Equal Gain Combining, EGC) 的 BER, 并提出了一种基于频率子集的相干快跳频方案 (Subset Based Coherent FFH, S-CFFH)<sup>[11]</sup>。S-CFFH 方案解决了 CFFH 系统的信道估计难题, 使衰落信道下实现 CFFH 系统变得可行。

MRC 作为一种最大化输出信噪比的合并方式, 在干扰环境下并非最佳的干扰抑制合并算法。因此本文研究了适用于 S-CFFH/BPSK 系统的干扰抑制合并算法——ML 合并, 并针对获得信道的理想估计和非理想估计两种情况, 理论分析了系统在 MTJ 和瑞利衰落信道中的 BER, 并在理想估计信道时获得 BER 的闭合表达式。通过仿真验证了理论分析的正确性。仿真结果表明, 非理想信道估计导致了系统 BER 性能的下降。与非相干 FFH/BFSK 的 ML 合并相比, S-CFFH/BPSK 在极低信干比时的 BER 性能并无优势; 然而随着信干比的增大, S-CFFH/BPSK 展示出了非常显著的性能增益。

## 2 接收信号模型

本文使用[11]给出的典型 S-CFFH 系统结构, 系统框图如图 1 所示。与传统非相干 FFH 的收发

结构相比, S-CFFH 主要不同在于增加了频率子集选择模块和信道估计模块。在 S-CFFH 中, 将原始跳频频率集合划分为多个频率子集, 然后在一帧内随机选择一个频率子集作为当前帧的跳频频率集合。设计一帧时长小于信道相干时间, 并且通过合理设计每个频率子集的大小, 从而可以控制每个跳频频率在信道相干时间内重复使用, 即可以实现导频信号的传输。于是, 在 S-CFFH 系统中使用信道估计模块变得可行。

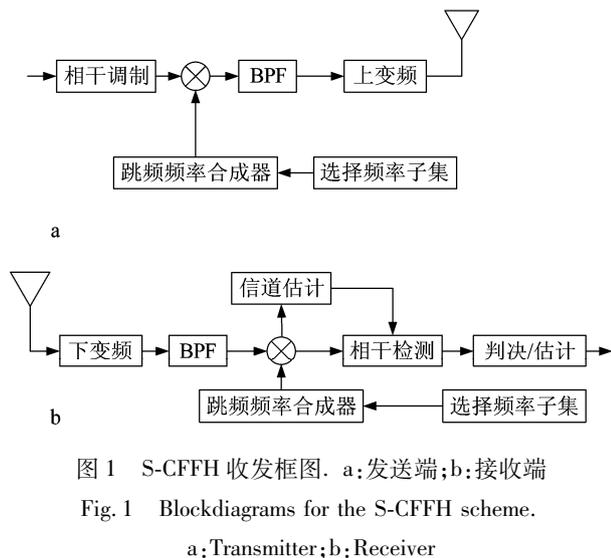


图 1 S-CFFH 收发框图. a: 发送端; b: 接收端

Fig. 1 Blockdiagrams for the S-CFFH scheme.

a: Transmitter; b: Receiver

假设信道为多径瑞利衰落。当跳频速率足够快, 经解跳后, 只有当前跳的第一条径分量能够通过滤波器接收。设分集阶数为  $L$ , 即一个符号被  $L$  跳不同频率发送, 干扰类型为 MTJ, 则一个符号的第  $l$  跳接收信号的等效基带表达式为

$$\begin{cases} y_l = g_l s + n_l & \text{无 MTJ} \\ y'_l = g_l s + h_l \sqrt{P_{\text{MTJ}}} e^{j\theta_l} + n_l & \text{有 MTJ} \end{cases} \quad (1)$$

其中  $g_l$  是有用信号 (Signal of Interest, SOI) 所经历的信道衰落系数, 为独立同分布的循环对称零均值复高斯随机变量, 方差  $2\sigma_g^2$ 。  $s$  是 BPSK 调制符号, 按等概取值为  $\sqrt{P_d}$  或  $-\sqrt{P_d}$ 。  $h_l$  是 MTJ 信号经历的信道衰落系数, 假设  $h_l$  与  $g_l$  独立同分布。  $P_{\text{MTJ}}$  是单个干扰频点的功率。  $\theta_l$  是 MTJ 的相位, 在  $(0, 2\pi]$  上均匀分布的独立随机变量。定义干扰因子  $\rho_{\text{MTJ}}$  为 MTJ 干扰频点数与总跳频频点数之比。  $n_l$  是零均值复高斯随机白噪声, 方差为  $2\sigma_n^2$ 。  $g_l$ 、 $h_l$ 、 $\theta_l$  和  $n_l$  均互相独立。

### 3 ML 合并的性能分析

#### 3.1 理想估计信道

当一个调制符号所包含的  $L$  跳中有  $M$  跳落入干扰时,其 ML 判决量记为

$$D = \sum_{l=1}^M \Lambda(y'_l) + \sum_{l=M+1}^L \Lambda(y_l) \quad (2)$$

其中  $\Lambda(y'_l)$  是受到干扰时接收信号的对数似然比 (Log-likelihood Ratio, LLR),  $\Lambda(y_l)$  是未受干扰时接收信号的 LLR。若  $D \geq 0$ , 发送符号估计为  $\hat{s} = \sqrt{P_d}$ ; 若  $D < 0$ , 则估计为  $\hat{s} = -\sqrt{P_d}$ 。

如果第  $l$  跳接收信号没有落入干扰,接收信号的条件概率密度函数为

$$f(y_l | g_l, s) = \frac{1}{2\pi\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{|y_l - g_l s|^2}{2\sigma_n^2}\right) \quad (3)$$

其 LLR 为

$$\Lambda(y_l) = \ln \frac{f(y_l | g_l, s = \sqrt{P_d})}{f(y_l | g_l, s = -\sqrt{P_d})} = \frac{2\sqrt{P_d}}{\sigma_n^2} \operatorname{Re}(g_l^* y_l) \quad (4)$$

其中  $(\cdot)^*$  表示取共轭。

对于落入干扰的接收信号,接收信号的条件概率密度函数为

$$f(y'_l | g_l, \theta_l, s) = \frac{1}{2\pi(\sigma_n^2 + \sigma_g^2 P_{\text{MTJ}})} \exp\left(-\frac{|y'_l - g_l s|^2}{2(\sigma_n^2 + \sigma_g^2 P_{\text{MTJ}})}\right) \quad (5)$$

受干扰信号的 LLR 为

$$\Lambda(y'_l) = \ln \frac{f(y'_l | g_l, s = \sqrt{P_d})}{f(y'_l | g_l, s = -\sqrt{P_d})} = \frac{2\sqrt{P_d}}{\sigma_n^2 + \sigma_g^2 P_{\text{MTJ}}} \operatorname{Re}(g_l^* y'_l) \quad (6)$$

其中,噪声方差  $2\sigma_n^2$  和干扰功率  $P_{\text{MTJ}}$  可通过估计得到<sup>[3]</sup>。

将合并输出的判决量展开为

$$D = \frac{2\sqrt{P_d}}{\sigma_n^2 + \sigma_g^2 P_{\text{MTJ}}} \left( \sum_{l=1}^M |g_l|^2 s + \sum_{l=1}^M \operatorname{Re}(g_l^* h_l \sqrt{P_{\text{MTJ}}} e^{j\theta_l}) + \sum_{l=1}^M \operatorname{Re}(g_l^* n_l) \right) + \frac{2\sqrt{P_d}}{\sigma_n^2} \left( \sum_{l=M+1}^L |g_l|^2 s + \sum_{l=M+1}^L \operatorname{Re}(g_l^* n_l) \right) \quad (7)$$

在给定  $\mathbf{G}_1 = \{g_1, \dots, g_L\}$  时,从(7)式可知  $D$  服从条件高斯分布。根据 BPSK 星座点的对称性,得到条

件误码率为

$$P_{\text{ldl}}(M, \mathbf{G}_1) = Q\left(\frac{E(D | s = \sqrt{P_d}, M, \mathbf{G})}{\sqrt{\operatorname{var}(D | s = \sqrt{P_d}, M, \mathbf{G})}}\right) \quad (8)$$

其中,  $Q(x)$  为高斯  $Q$  函数,  $E(x)$  是  $x$  的数学期望,  $\operatorname{var}(x)$  是  $x$  的方差。将(7)式代入(8)式,化简得到

$$P_{\text{ldl}}(M, \mathbf{G}) = Q\left(\sqrt{2(\bar{\gamma} V_1 + \bar{\gamma}' V_2)}\right) \quad (9)$$

其中

$$\bar{\gamma} = \frac{\sigma_g^2 P_d}{\sigma_n^2} \quad \bar{\gamma}' = \frac{\sigma_g^2 P_d}{\sigma_n^2 + \sigma_g^2 P_{\text{MTJ}}} \quad (10)$$

$$V_1 = \frac{1}{2\sigma_g^2} \sum_{l=M+1}^L |g_l|^2 \quad V_2 = \frac{1}{2\sigma_g^2} \sum_{l=1}^M |g_l|^2$$

将  $P_{\text{ldl}}(M, \mathbf{G})$  对  $V_1$  和  $V_2$  的概率密度函数 (PDF) 积分<sup>[12]</sup>, 得到

$$P_{\text{ldl}}(M) = \int_0^\infty \int_0^\infty Q\left(\sqrt{2(\bar{\gamma} x + \bar{\gamma}' y)}\right) f_{V_1}(x) f_{V_2}(y) dx dy =$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_0^\infty \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\bar{\gamma} x + \bar{\gamma}' y}{\sin^2 \psi}\right) \frac{x^{L-M-1} e^{-x}}{\Gamma(L-M)} \frac{y^{M-1} e^{-y}}{\Gamma(M)} dx dy d\psi =$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left(\frac{\sin^2 \psi}{\bar{\gamma}' + \sin^2 \psi}\right)^M \left(\frac{\sin^2 \psi}{\bar{\gamma} + \sin^2 \psi}\right)^{L-M} d\psi =$$

$$\frac{1}{2} - \left(\frac{\bar{\gamma}'}{\bar{\gamma}}\right)^{L-M} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}'}{\bar{\gamma}}} \frac{\Gamma(1/2 + L)}{\Gamma(L) (1 + \bar{\gamma}')^{1/2+L}}$$

$$F_2\left(L + \frac{1}{2}, 1, L - M; \frac{3}{2}, L; -\frac{\bar{\gamma}'}{1 + \bar{\gamma}'}, \frac{1 - \bar{\gamma}'/\bar{\gamma}}{1 + \bar{\gamma}'}\right) \quad (11)$$

其中  $F_2(a, b_1, b_2; c_1, c_2; x, y)$  是含两个变量的阿贝尔超几何函数 (Appell hypergeometric function)<sup>[14]</sup>。

最后,系统的平均 BER 为

$$P_{\text{ldl}} = \sum_{M=0}^L \binom{L}{M} \rho_{\text{MTJ}}^M (1 - \rho_{\text{MTJ}})^{L-M} P_{\text{ldl}}(M) \quad (12)$$

从  $P_{\text{ldl}}(M)$  的表达式可以看出,在理想估计信道时,MTJ 的相位并不会影响 S-CFFH/BPSK 系统的误码率,这点与非相干 FFH/BFSK 系统有所不同。从(11)式中第三个积分式可知,在极强干扰功率影响下,  $\bar{\gamma}' \rightarrow 0$ , 即  $\sin^2 \psi / (\bar{\gamma}' + \sin^2 \psi) \rightarrow 1$ , 而式中只剩下  $L-M$  次幂项。这说明在强干扰环境下,ML 合并可通过牺牲  $M$  个被干扰支路的信息来降低 MTJ 对系统 BER 的影响。

### 3.2 非理想估计信道

实际情况中,往往信道估计是非理想的,因此需要分析非理想估计时系统的误码率。根据受干扰与否的情况,将  $g_l$  的估计值分别记为  $\hat{g}_l$  和  $\hat{g}'_l$ 。根据(2)式,非理想估计信道时的 ML 判决量记为

$$D = \frac{2\sqrt{P_d}}{\sigma_n^2 + \sigma_g^2 P_{\text{MTJ}}} \sum_{l=1}^M \text{Re}(\hat{g}'_l^* y'_l) + \frac{2\sqrt{P_d}}{\sigma_n^2} \sum_{l=M+1}^L \text{Re}(\hat{g}_l^* y_l) \quad (13)$$

类似于[15],本文同样假设信道估计值的误差为零均值复高斯随机变量。 $g_l$  与  $\hat{g}_l$  有分解关系<sup>[16]</sup>

$$g_l = (u_l + jv_l) \frac{\hat{g}_l}{|\hat{g}_l|} + \rho^2 \hat{g}_l \quad (14)$$

其中  $u_l$  和  $v_l$  是独立于  $\hat{g}_l$  的相互独立的高斯随机变量,均值为零,方差为  $\sigma_e^2 = \sigma_g^2(1 - \rho^2)$ 。其中  $\rho^2$  是  $\hat{g}_l$  与  $g_l$  复相关系数的模方,  $\rho^2 = \sigma_g^2 / \sigma_{\hat{g}_l}^2$ 。 $\hat{g}'_l$  与  $g_l$  有类似的分解关系,不再赘述。通过上述分解,可将信道真实值  $g_l$  分解为与信道估计值  $\hat{g}_l$  完全独立和完全相关的两部分,有利于简化分析误码率的过程。类似于(9)式的计算过程,将(1)式和(14)式代入(13)式并进行展开和整理,得到给定  $\mathbf{G}_2 = \{g_1, \dots, g_L, \hat{g}'_1, \dots, \hat{g}'_M, \hat{g}_{M+1}, \dots, \hat{g}_L\}$  时系统的条件误码率为

$$P_{\text{NonIldl}}(M, \mathbf{G}_2) = Q \left( \sqrt{2} \frac{\bar{\gamma} U_1 + \bar{\gamma}' U_2}{\sqrt{\frac{\bar{\gamma}^2}{\bar{\gamma}_\rho} U_1 + \frac{\bar{\gamma}'^2}{\bar{\gamma}'_\rho} U_2}} \right) \quad (15)$$

其中

$$\bar{\gamma}_\rho = \frac{\rho^2 \bar{\gamma}}{\bar{\gamma}(1 - \rho^2) + 1} \quad \bar{\gamma}'_\rho = \frac{\rho'^2 \bar{\gamma}'}{\bar{\gamma}'(1 - \rho'^2) + 1}$$

$$U_1 = \frac{1}{2\sigma_{\hat{g}_l}^2} \sum_{l=M+1}^L |\hat{g}_l|^2 \quad U_2 = \frac{1}{2\sigma_{\hat{g}'_l}^2} \sum_{l=1}^M |\hat{g}'_l|^2 \quad (16)$$

将  $P_{\text{NonIldl}}(M, \mathbf{G}_2)$  对  $U_1$  和  $U_2$  的 PDF 平均得到

$$P_{\text{NonIldl}}(M) = \int_0^\infty \int_0^\infty Q \left( \sqrt{2} \frac{\bar{\gamma}x + \bar{\gamma}'y}{\sqrt{\frac{\bar{\gamma}^2}{\bar{\gamma}_\rho}x + \frac{\bar{\gamma}'^2}{\bar{\gamma}'_\rho}y}} \right) \frac{x^{L-M-1} e^{-x}}{\Gamma(L-M)} \frac{y^{M-1} e^{-y}}{\Gamma(M)} dx dy \quad (17)$$

对于任意的  $M$  值,  $P_{\text{NonIldl}}(M, \mathbf{G}_2)$  没有闭式结果。然而对于  $M=0$  和  $M=L$  这两种特殊情况,从(17)式可计算得到  $P_{\text{NonIldl}}(M)$  的闭式结果,为

$$P_{\text{NonIldl}}(M=0, L) = \frac{\eta^{-L}}{2\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + L\right)}{\Gamma(1 + L)} {}_2F_1\left(L, \frac{1}{2} + L, 1 + L, -\frac{1}{\eta}\right) \quad (18)$$

其中,对于  $M=0$  有  $\eta = \bar{\gamma}_\rho$ , 对于  $M=L$  有  $\eta = \bar{\gamma}'_\rho$ ; 另外,  ${}_2F_1(a_1, a_2; b_1; z)$  是高斯超几何函数(Gaussian hypergeometric function)<sup>[14]</sup>。

同样地,非理想估计信道时的平均 BER 为

$$P_{\text{NonIldl}} = \sum_{M=0}^L \binom{L}{M} \rho_{\text{MTJ}}^M (1 - \rho_{\text{MTJ}})^{L-M} P_{\text{NonIldl}}(M) \quad (19)$$

从 BER 的表达式可看出,基于高斯信道估计误差模型时,非理想估计信道的 S-CFFH/BPSK 系统同样对 MTJ 的相位不敏感。

## 4 数值与仿真结果

本节首先对 S-CFFH/BPSK 系统采用 ML 合并的 BER 理论与仿真结果进行验证和比较,然后对 S-CFFH/BPSK 系统的 ML 合并、MRC、以及非相干 FFH/BFSK 的 ML 合并进行比较和分析。具体仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数类型	参数值
频率子集大小	6
帧时长	0.9 毫秒
跳频速率	10 万跳/秒
每帧导频组数 $N_p$	3
分集阶数 $L$	3
信道类型	频率选择性瑞利衰落
衰落系数的方差 $2\sigma_g^2$	1
干扰类型	MTJ
信道估计	基于导频的 LS 估计

图 2 给出了理想和理想估计信道时, S-CFFH/BPSK 系统 ML 合并的 BER 理论值与仿真结果。经图 2 可知, (12) 式和 (19) 式给出的理论误码率与仿真结果完全吻合。随着信噪比  $E_b/N_0$  的增大, BER 曲线下移, 并且在高  $E_b/N_0$  区域展示出逐渐降低的误码平台。从图中可看出, 非理想估计信道导致了 S-CFFH/BPSK 系统 BER 性能降低: 在  $E_b/N_0 = 25$ ,  $BER = 1 \times 10^{-4}$  时, 该性能衰减约为 2 dB。

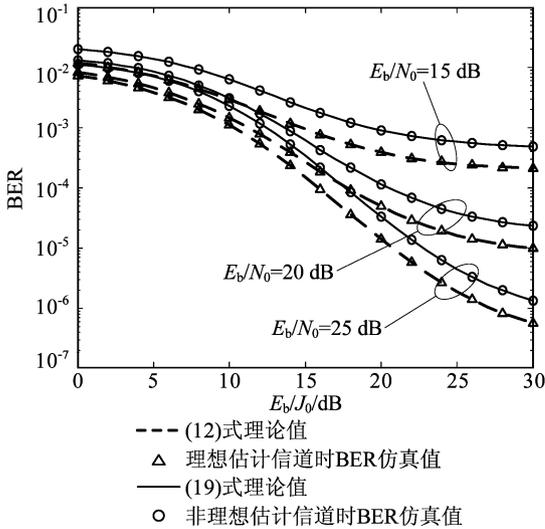


图 2 理想和理想估计信道时, S-CFFH/BPSK 系统 ML 合并的 BER 理论值与仿真结果,  $\rho_{MTJ} = 0.3$

Fig. 2 The analytical and simulation results for S-CFFH/BPSK with ML combining in the presence of perfect and imperfect CSI, with  $\rho_{MTJ} = 0.3$

图 3 对理想和理想估计信道时, S-CFFH/BPSK 的 ML 合并、MRC、以及非相干 FFH/BFSK 的 ML 合并<sup>[3]</sup> 的 BER 进行了比较。对于 S-CFFH/BPSK 系统, ML 合并相对于 MRC 有显著的抗干扰增益: 非理想估计信道情况下, 在  $BER = 1 \times 10^{-3}$  时, 该性能增益约为 4 dB, 但随着信干比的增大, 干扰的影响逐渐减小, MRC 与 ML 合并性能逐渐趋于一致。与非相干 FFH/BFSK 的 ML 合并相比, 在较低  $E_b/N_0$  时, S-CFFH 的 BER 性能略差于 FFH/BFSK, 这是因为: 一方面 S-CFFH 系统中存在导频开销, 导致了性能损失; 另一方面较低的  $E_b/N_0$  导致了较大的信道估计误差, 进一步导致性能恶化。而随着  $E_b/N_0$  增大, 从图中可看出 S-CFFH 相对于非相干 FFH 的性能优势逐渐增大。例如  $BER = 1 \times 10^{-3}$  时, 同

为 ML 合并方式, 非理想估计 S-CFFH 相对于非相干 FFH 的性能增益约为 4.5 dB, 而理想估计 S-CFFH 的性能增益约为 7 dB。

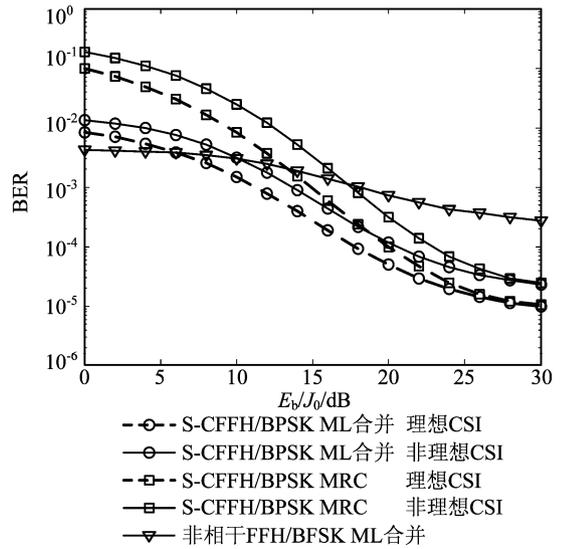


图 3 不同合并方式的 BER 性能比较,  $\rho_{MTJ} = 0.3$ ,  $E_b/N_0 = 20$  dB

Fig. 3 BER comparison among different combining schemes, with  $\rho_{MTJ} = 0.3$  and  $E_b/N_0 = 20$  dB

图 4 显示了 MTJ 干扰因子对 S-CFFH 和非相干 FFH 系统不同合并方式的性能影响。从图中可以看出, 对于 S-CFFH/BPSK 的 MRC 合并, 存在值小于 1 的最坏干扰因子。干扰方使用最坏干扰因子即可最高效率地恶化误码率性能。而对于 S-CFFH/BPSK 和 FFH/BFSK 的 ML 合并, 此最坏干扰因子为 1, 即干扰方只有对所有跳频频点施加干扰, 才能最恶化误码率性能。因此 ML 合并有效降低了敌意干扰方的效率。图中可看出,  $\rho_{MTJ}$  越小, ML 合并的干扰抑制效果越明显; 随着  $\rho_{MTJ} \rightarrow 1$ , ML 的 BER 逐渐增大。这是因为, 在干扰总功率不变的情况下,  $\rho_{MTJ}$  越小, 一个符号的平均被干扰跳数会变小, 但每个干扰频点的干扰功率会增强。对于 ML 合并, 此时更强的干扰功率对应更小的合并权值, 即干扰导致的性能损失就更少。因此, 唯有尽可能增大  $\rho_{MTJ}$  才可降低 ML 的 BER, 即 ML 的最坏干扰因子为 1。而对于 MRC 这种不考虑干扰功率的合并算法, 在平均被干扰跳数的降低和每个频点干扰功率的增大(反之亦然)中存在一个中间点, 对应于值小于 1 的最坏干扰因子。

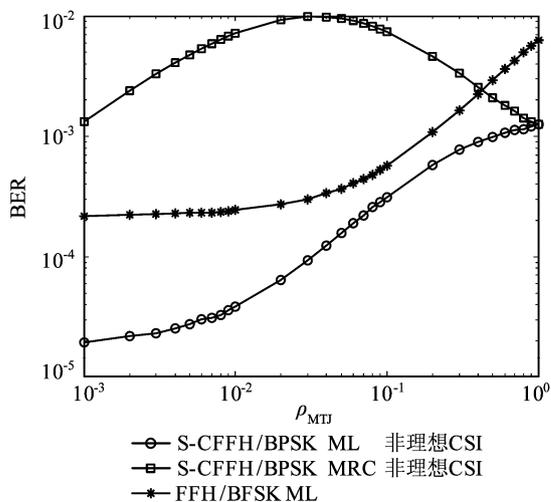


图4 干扰因子对 S-CFFH/BPSK 和 FFH/BFSK 不同合并方式的影响,  $E_b/N_0 = 20$  dB,  $E_b/J_0 = 15$  dB

Fig.4 The influence of jamming factor on the different combining schemes for S-CFFH/BPSK and FFH/BFSK, with  $E_b/N_0 = 20$  dB and  $E_b/J_0 = 15$  dB

## 5 结论

本文推导了理想估计信道和非理想估计信道两种情况下, S-CFFH/BPSK 系统受到 MTJ 和瑞利衰落影响时 ML 合并的理论误码率, 并通过仿真进行了验证。仿真结果表明, 与 MRC 相比, ML 合并有显著抗干扰增益, 并且显著地降低了干扰方的效率。与非相干 FFH/BFSK 系统的 ML 合并相比, 随着信干比的增大, S-CFFH/BPSK 系统展示出显著的性能增益。

## 参考文献

[1] 杨光, 王文政, 周经伦, 等. JTIDS 数据链报文传输可靠性分析及仿真[J]. 信号处理, 2009, 25(9): 1448-1453.  
Yang Guang, Wang Wenzheng, Zhou Jinglun, et al. Performance analysis and simulation of message transmission reliability in JTIDS [J]. Signal Processing, 2009, 25(9): 1448-1453. (in Chinese)

[2] Yang F C, Yang L L. A single-user noncoherent combining scheme achieving multiuser interference mitigation for FFH/MFSK systems[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2013, 12(9): 4306-4314.

[3] Zhang J, Teh K C, Li K H. Maximum-Likelihood FFH/MFSK Receiver over Rayleigh-Fading Channels with Com-

posite Effects of MTJ and PBNJ[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2011, 59(3): 675-679.

- [4] Le L M D, Teh K C, Li K H. Performance analysis of a suboptimum fast frequency-hopped/M-ary frequency-shift-keying maximum-likelihood receiver over Rician-fading channels with composite effects of partial-band noise jamming and multitone jamming[J]. IET Communications, 2012, 6(13): 1903-1911.
- [5] Le L M D, Teh K C, Li K H. Jamming rejection using FFH/MFSK ML receiver over fading channels with the presence of timing and frequency offsets[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2013, 8(7): 1195-1200.
- [6] 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]//Proceedings of International Conference on Information, Communications and Signal Processing, Tainan, 2013: 1-5.
- [7] Zhou Z Q, Li S Q, Cheng Y F. Performance analysis of a noise-normalized FFH/MFSK receiver over Rayleigh fading channels with partial-band noise jamming [J]. Science China: Information Sciences, 2011, 54(1): 129-135.
- [8] Zhang J, Teh K C, Li K H. Performance study of fast frequency-hopped/M-ary frequency-shift keying systems with timing and frequency offsets over Rician-fading channels with both multitone jamming and partial-band noise jamming [J]. IET Communications, 2010, 4(10): 1153-1163.
- [9] Kang J J, Teh K C. The Performance of coherent fast frequency-hopped spread-spectrum receivers with partial-band noise jamming and AWGN [J]. IEE Proceedings-Communications, 2005, 152(5): 679-685.
- [10] He Y S, Cheng Y F, Wu G, et al. Performance analysis of FFH/BPSK system with partial band noise jamming and channel estimation error in high-mobility wireless communication scenarios[J]. Chinese Science Bulletin, 2014, 59(35): 4944-4951.
- [11] He Y S, Cheng Y F, Wu G, et al. A Subset Based Coherent FFH System [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 19(2): 199-202.
- [12] He Y S, Cheng Y F, Wu G, et al. Performance analysis of coherently detected FFH/BPSK with maximal ratio combining receiver over rayleigh fading channel with mul-

titone jamming and imperfect channel estimation [C] // Proceedings of International Conference on Computing, Networking and Communications, Honolulu, 2014: 669-673.

- [13] Haimovich A M, Shah A. The performance of space-time processing for suppressing narrowband interference in CD-MA communications [J]. *Wireless Personal Communications*, 1998, 7(2-3): 233-255.
- [14] Opps S B, Saad N, Srivastava H M. Some reduction and transformation formulas for the Appell hypergeometric function  $F_2$  [J]. *Journal of mathematical analysis and applications*, 2005, 302(1): 180-195.
- [15] El-Mahdy A E S. Multiple tone interference of multicarrier frequency-hopping BPSK system for a Rayleigh fading channel with channel estimation errors [J]. *Digital Signal Processing*, 2010, 20(3): 869-880.
- [16] Annavajjala R, Milstein L B. Performance analysis of linear diversity-combining schemes on Rayleigh fading channels with binary signaling and Gaussian weighting errors [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(5): 2267-2278.

#### 作者简介



**何奕汕** 男, 1986 年生, 四川广安人。电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生, 主要研究方向为无线通信抗干扰技术。  
E-mail: heyishan@live.com



**程郁凡** 女, 1971 年生, 新疆石河子人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室研究员, 主要研究方向为无线通信抗干扰技术。  
E-mail: chengyf@uestc.edu.cn



**王莉** 女, 1969 年生, 湖北武汉人, 空军武汉指挥所司令部通信站通修所工程师, 主要研究方向为无线通信技术。  
E-mail: sdlswn@163.com



**武刚** 男, 1975 年生, 新疆奎屯人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室副教授, 主要研究方向为无线与移动通信技术。  
E-mail: wugang99@uestc.edu.cn



**董彬虹** 女, 1972 年生, 四川成都人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室研究员, 主要研究方向为无线通信抗干扰技术。  
E-mail: bhdong@uestc.edu.cn



**李少谦** 男, 1957 年生, 四川成都人, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室主任、教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线通信技术。  
E-mail: lsq@uestc.edu.cn