

# M维软解调的FH/MFSK系统抗PBNJ性能分析

杜洋<sup>1</sup>, 董彬虹<sup>1</sup>, 唐鹏<sup>1</sup>, 王莉<sup>2</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. 空军武汉指挥所司令部通信站通修所 武汉 430079)

**【摘要】**针对FH/MFSK系统, 提出一种MFSK信号的M维软解调能量信息, 作为译码器软输入的方法, 避免了近似比特对数似然信息(LLR)的计算, 并结合卷积码, 给出了相应的软译码算法。理论推导了采用该算法的FH/MFSK系统在AWGN和Rayleigh衰落信道下抗PBNJ性能, 给出了BER的上界闭合表达式。计算机仿真验证了理论推导的正确性, 并与近似比特LLR和硬判决2种译码器输入信息的FH/MFSK系统进行对比, 证明该算法获得了明显的抗PBNJ处理增益。

**关键词** 跳频; 多元频移键控; 部分频带噪声干扰; 软解调

中图分类号 TN914.4 文献标志码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2016.05.004

## Performance Analysis of *M*-Dimensions Soft-Demodulation for FH/MFSK Systems in the Presence of Partial-Band Noise Jamming

DU Yang<sup>1</sup>, DONG Bin-hong<sup>1</sup>, TANG Peng<sup>1</sup>, and WANG Li<sup>2</sup>

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

2. Wu Han Communication Station, The Air Force Command Headquarters Wuhan 430079)

**Abstract** For frequency hopping/*M*-ary frequency shift keying (FH/MFSK) Systems, combining convolutional coding, a soft decoding algorithm is proposed by adopting *M*-dimensions energy information for the soft-demodulation of MFSK signals as soft input of decoder, avoiding the approximate bit logarithm likelihood ratio (LLR) calculation. The theoretical performance of the proposed algorithm is analyzed for FH/MFSK systems in the presence of partial-band noise jamming (PBNJ) over additive white Gaussian noise (AWGN) and Rayleigh fading channels. The upper bound for closed-form expressions of BER performance are derived and validated by computer simulations. The results show that the proposed algorithm obtains obvious anti PBNJ processing gain compared to the approximate bit LLR and hard decision.

**Key words** frequency hopping (FH); *M*-ary frequency shift keying (MFSK); partial-band noise jamming (PBNJ); soft-demodulation

跳频(FH)技术由于抗干扰、抗多径衰落与多址通信能力等优势, 在军事与民用通信领域中占有极其重要的地位<sup>[1]</sup>。FH技术普遍结合MFSK调制解调方法运用在无线通信系统中<sup>[2]</sup>。为了提高FH/MFSK系统性能通常采用纠错编码技术, 如卷积编码<sup>[3]</sup>、RS编码<sup>[4]</sup>、Turbo编码<sup>[5]</sup>、LDPC编码<sup>[6]</sup>。

为了获得足够的纠错编码增益, 译码器通常采用解调器的软解调输出的近似比特对数似然信息(LLR)作为输入<sup>[7]</sup>。当前, 软解调是无线通信界研究的一大热点。文献[8]针对Gray映射的高阶PSK调制, 利用Gray码的对称性, 通过递推求取比特软信息, 提出了一种比特软信息的简化计算方法。该算法降低了运算复杂度且性能损失小。文献[9]针对QAM调

制方式, 将比特置信度引入到软判决度量的计算中来减少计算的复杂度, 提出了一种快速生成QAM比特置信度软判决度量算法。文献[10]采用比特级多流编码分层空时传输技术, 将高效的准最大似然相移键控(QML-PSK)检测算法应用于Turbo-MIMO无线通信系统的软信息迭代接收端中, 提出了能广泛应用于各类QAM星座图的QAM-PSK软解调算法, 计算复杂度明显降低。文献[11]针对基于对称 $\alpha$ 稳定统计的脉冲干扰物理模型的编码正交信号检测问题, 对广义似然比高斯判决进行了拓展, 将处理单个符号的判决扩展为一次检测多个符号的判决, 提出编码FSK信号多符号软判决算法。该算法以牺牲算法复杂度为代价, 获得更好的检测性能。文献[12]给出

收稿日期: 2015-03-13; 修回日期: 2015-11-20

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: 杜洋(1988-), 男, 博士生, 主要从事无线通信关键技术方面的研究。

了一种基于4FSK信号的近似比特LLR计算方法, 对比硬判决, 该方法获得了明显的译码增益。

从现有的文献看, 软解调技术大多基于MPSK或MQAM调制展开, 并不适用于MFSK调制方式。而且基于卷积码的跳频MFSK系统抗PBNJ性能的研究也较少, 并只是针对快跳频系统的研究, 如文献[13]研究了基于卷积码的快跳频MFSK系统在AWGN信道下的抗PBNJ性能。

因此, 针对FH/MFSK系统, 本文提出一种 $M$ 维软解调能量信息, 作为译码器的软输入的方法, 避免了LLR计算, 并结合卷积码, 给出了相应的软译码算法, 分析了FH/MFSK系统在AWGN和Rayleigh衰落信道下的抗PBNJ性能。通过仿真分析, 验证了理论推导的正确性与算法的有效性。

## 1 系统模型

对于基于卷积码的FH/MFSK信号抗PBNJ系统, 在发射端, 输入信息经卷积编码后进行MFSK调制, 得到基带信号, 再与跳频码发生器控制的频率合成器产生的载波频率进行跳频调制, 得到FH/MFSK信号, 进入无线信道进行传输, 同时受到PBNJ干扰。在接收端, 跳频码发生器应该与发射端保持严格同步, 接收信号经跳频解跳后通过匹配滤波得到 $M$ 个频率的软能量信息, 并输入MFSK信号的 $M$ 维软解调译码器, 最终得到发送的信息数据。

假设跳频频率集的点数为 $N_h$ , 跳频频率驻留时间为 $T_h$ , 传输符号能量为 $\varepsilon$ , 则发送信号FH/MFSK的基带等效表示为:

$$s_m(t) = \sqrt{2\varepsilon/T_h} e^{j2\pi(m\Delta f + f_k)t} \quad 0 \leq t \leq T_h \quad (1)$$

式中,  $f_k$  为第 $k$ 跳载波频率;  $\Delta f$  表示MFSK信号相邻频率间隔;  $m=1,2,\dots,M$ ,  $M$ 表示调制阶数。

发送信号通过无线信道, 接收端在跳频频率驻留时间内的等效低通信号为:

$$r_i(t) = \alpha e^{j\phi} s_m(t) + n(t) + J(t) \quad 0 \leq t \leq T_h \quad (2)$$

式中,  $\alpha=1$ 时, 无线信道为AWGN信道;  $\alpha$ 为瑞利衰落随机变量时, 无线信道为Rayleigh衰落信道;  $\phi$ 为随机相位;  $n(t)$ 为复高斯白噪声过程;  $J(t)$ 为PBNJ信号;  $s_m(t)$ 、 $n(t)$ 与 $J(t)$ 三者相互统计独立。

### 1.1 MFSK信号的 $M$ 维软解调译码算法

MFSK信号的 $M$ 维软解调译码算法步骤如下。

1) 将MFSK信号软解调后的 $M$ 维频率点能量软信息直接输入软解调译码器并确定译码深度 $L$ 。

2) 在某一时间单元 $t=m$ 开始, 对进入每一个状态的所有长为 $t$ 段分支的部分路径, 计算其累积能量

值。对每一状态, 挑选并存储一条有最大累积能量值的部分路径及其部分路径累积能量值, 称该路径为幸存路径。再将幸存路径所对应的信息比特输出到回溯单元。

3) 时间单元 $t$ 增加1, 把该时刻进入每一状态的所有分支能量值, 和同这些分支相连的前一时刻的幸存路径的累积能量值相加, 挑选该时刻进入每一状态的最大分支能量累积值的路径作为幸存路径, 存储、并删除其他路径。

4) 若 $t < L+m$ , 重复步骤2)和步骤3); 否则停止, 此时最终幸存的路径就是最佳译码路径, 然后输出回溯单元里该路径所对应的信息比特。

本文算法由于直接利用MFSK信号软解调后的各频点能量值输入软解调译码器, 搜寻累积的频点能量值最大的一条路径作为译码结果。与文献[12]的译码器输入的近似比特LLR信息相比, 避免了分支度量值的计算和信息的损失, 降低了算法复杂度, 提高了译码性能。

### 1.2 干扰模型

本文采用的干扰模型为PBNJ。将PBNJ模拟为加性高斯白噪声均匀分布在 $n(0 \leq n \leq N_h)$ 个跳频子带内, 故任一跳频子带存在干扰的概率为 $\rho = n/N_h$ , 称作干扰因子。

PBNJ下, 对于任意一个子频段, 总的噪声单边带功率谱密度可表示为:

$$N_T = \begin{cases} N_{T1} = N_J / \rho + N_0 & |f \pm f_J| \leq W_J / 2 \\ N_{T2} = N_0 & |f \pm f_J| \geq W_J / 2 \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $N_0$ 为高斯白噪声功率谱密度;  $N_J$ 为干扰功率谱密度;  $f_J$ 为PBNJ的中心频率;  $W_J = nM\Delta f$ 为PBNJ带宽。

因此, 噪声方差为:

$$\sigma_T^2 = \begin{cases} \sigma_{T1}^2 = \sigma_J^2 / \rho + \sigma_0^2 & |f \pm f_J| \leq W_J / 2 \\ \sigma_{T2}^2 = \sigma_0^2 & |f \pm f_J| \geq W_J / 2 \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $\sigma_0^2 = 2\varepsilon N_0$ ,  $\sigma_J^2 = 2\varepsilon N_J$ 。在接收端, 通过卷积码网格图进行译码, 正确和错误路径的每个分支频率判决度量值是否受到干扰和发生的概率为:

$$p(B) = \rho, p(\bar{B}) = 1 - \rho, p(C) = \rho, p(\bar{C}) = 1 - \rho \quad (5)$$

式中,  $B$ 与 $\bar{B}$ 分别表示正确路径上某个分支频率度量被干扰与未被干扰;  $C$ 与 $\bar{C}$ 分别表示错误路径上某个分支频率度量被干扰与未被干扰。

## 2 BER性能分析

参照文献[14]中卷积码的符号差错概率的联合

边界的推导方法,  $M$ 维软解调译码的FH/MFSK系统在具有部分频带噪声干扰的AWGN信道下的符号误码率上界  $P_s$  可表示为:

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

式中,  $d$ 表示成对比较路径输出不同跳频频率的数目;  $d_{\text{free}}$ 表示状态网格图的最小自由距离;  $\beta_d$ 表示不同 $d$ 对应的路径中输入非零的符号数目,由多进制卷积编码器的传递函数决定;  $P_2(d)$ 表示与不同 $d$ 对应的路径的成对符号错误概率。

由式(5)和式(6),可以得到正确路径受到干扰的分支路径为 $m$ 时,成对比较的错误符号概率为:

$$P_2(d) = \sum_{m=0}^d \binom{d}{m} \rho^m (1-\rho)^{d-m} P_2(R_{0,m} - R_{1,m} < 0) \quad (7)$$

式中,  $R_{0,m}$ 表示正确路径 $d$ 跳中有 $m$ 跳受到干扰的判决度量值;  $R_{1,m}$ 表示错误路径 $d$ 跳中有 $m$ 跳受到干扰的判决度量值,即:

$$R_{0,m} = \sum_{n=1}^m |2\varepsilon + N_{1,n} / \rho + N_n|^2 + \sum_{n=1}^{d-m} |2\varepsilon + N_n|^2 \quad (8)$$

$$R_{1,m} = \sum_{n=1}^m |N_{1,n} / \rho + N_n|^2 + \sum_{n=1}^{d-m} |N_n|^2 \quad (9)$$

式中,  $\{N_{1,n}\}$ 与 $\{N_n\}$ 都是零均值的高斯随机变量,它们的方差分别为  $\delta_1^2 = 2\varepsilon N_1$ ,  $\delta_n^2 = 2\varepsilon N_0$ 。

定义随机变量为:

$$Z = R_{0,m} - R_{1,m} \quad 0 \leq m \leq d \quad (10)$$

根据大数判决思想,条件成对比较路径的错误概率为:

$$P_2(d|m) = P_2(Z < 0) \quad (11)$$

由于跳与跳之间的干扰情况相互独立,因此特征函数为:

$$\Phi_Z(j\nu|m) = \Phi_{R_{0,m}}(j\nu|m) \Phi_{R_{1,m}}(j\nu|m) \quad (12)$$

定义  $R_{0,m}'$  为正确路径上 $m$ 个路径受到干扰时,所有分支判决变量累加值;  $R_{0,d-m}''$  为正确路径上 $d-m$ 个路径未受到干扰时,所有分支判决变量累加值。所以,  $R_{0,m}'$  服从非中心  $\chi^2$  分布,其自由度为  $2m$ ;  $R_{0,d-m}''$  服从非中心  $\chi^2$  分布,其自由度为  $2(d-m)$ 。因此,  $R_{0,m}'$  与  $R_{0,d-m}''$  的特征函数分别为:

$$\Phi_{R_{0,m}'}(j\nu|m) = \frac{1}{(1-j\nu 2\delta_1^2)^m} \exp\left(\frac{j\nu s_1^2}{1-j\nu 2\delta_1^2}\right) \quad (13)$$

$$\Phi_{R_{0,d-m}''}(j\nu|m) = \frac{1}{(1-j\nu 2\delta_2^2)^{d-m}} \exp\left(\frac{j\nu s_2^2}{1-j\nu 2\delta_2^2}\right) \quad (14)$$

式中, 方差  $\delta_1^2 = 2\varepsilon(N_1/\rho + N_0)$ ,  $\delta_2^2 = 2\varepsilon N_0$ ; 非中

心参数  $s_1^2 = 4m\varepsilon^2$ ,  $s_2^2 = 4(d-m)\varepsilon^2$ 。

利用相互独立的随机变量之和的特征函数等于特征函数的乘积的性质,则正确路径判决度量累加值  $R_{0,m}$  与错误路径判决度量累加值  $R_{1,m}$  的特征函数分别为:

$$\Phi_{R_{0,m}}(j\nu|m) = \frac{1}{(1-j\nu 2\delta_1^2)^m (1-j\nu 2\delta_2^2)^{d-m}} \times \exp\left(\frac{j\nu s_1^2}{1-j\nu 2\delta_1^2} + \frac{j\nu s_2^2}{1-j\nu 2\delta_2^2}\right) \quad (15)$$

$$\Phi_{R_{1,m}}(j\nu|m) = \frac{1}{(1-j\nu 2\delta_1^2)^m (1-j\nu 2\delta_2^2)^{d-m}} \quad (16)$$

把式(15)与式(16)代入式(12),可以得到:

$$\Phi_Z(j\nu|m) = \frac{1}{(1-j\nu 2\sigma_{T1}^2)^m (1+j\nu 2\sigma_{T1}^2)^m} \times \frac{1}{(1-j\nu 2\sigma_{T2}^2)^{d-m} (1+j\nu 2\sigma_{T2}^2)^{d-m}} \times \exp\left(\frac{j\nu m 2\sigma_{T1}^2 \beta_1}{1-j\nu 2\sigma_{T1}^2} + \frac{j\nu (d-m) 2\sigma_{T2}^2 \beta_2}{1-j\nu 2\sigma_{T2}^2}\right) \quad (17)$$

式中,  $\beta_1 = 4\varepsilon^2 / 2\sigma_{T1}^2$ ,  $\beta_2 = 4\varepsilon^2 / 2\sigma_{T2}^2$ 。

把式(17)中两个指数项用无穷级数展开可得:

$$\Phi_Z(j\nu|m) = \exp(-m\beta_1) \exp[-(d-m)\beta_2] \times \sum_{s=0}^{\infty} \sum_{t=0}^{\infty} \frac{(m\beta_1)^s [(d-m)\beta_2]^t}{s! t!} \phi_{s,t}(j\nu) \quad (18)$$

式中,

$$\phi_{s,t}(j\nu) = \frac{1}{(1-j\nu 2\sigma_{T1}^2)^{m+s} (1+j\nu 2\sigma_{T1}^2)^m} \times \frac{1}{(1-j\nu 2\sigma_{T2}^2)^{d-m+t} (1+j\nu 2\sigma_{T2}^2)^{d-m}}$$

对(18)中的  $\phi_{s,t}(j\nu)$  进行部分分式展开,可以得到:

$$\phi_{s,t}(j\nu) = \sum_{r=1}^{m+s} \frac{A_{1r}}{(1-2j\nu\sigma_{T1}^2)^r} + \sum_{r=1}^m \frac{A_{2r}}{(1+2j\nu\sigma_{T1}^2)^r} + \sum_{r=1}^{d-m+t} \frac{A_{3r}}{(1-2j\nu\sigma_{T2}^2)^r} + \sum_{r=1}^{d-m} \frac{A_{4r}}{(1+2j\nu\sigma_{T2}^2)^r} \quad (19)$$

式中,  $A_{ir} (1 \leq i \leq 4)$  是部分分式展开系数。

对特征函数  $\Phi_Z(j\nu|m)$  作傅里叶逆变换,可以得到  $Z$  的概率密度函数  $P_2(z|m)$ ,最后在区间  $[-\infty, 0]$  内对  $P_2(z|m)$  积分即可得到:

$$P_2(d|m) = e^{-m\beta_1} e^{-(d-m)\beta_2} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{(m\beta_1)^s}{s!} \sum_{t=0}^{\infty} \frac{[(d-m)\beta_2]^t}{t!} \times \left( \sum_{r=1}^m A_{2r} + \sum_{r=1}^{d-m} A_{4r} \right) \quad (20)$$

式中,  $A_{2r}$  和  $A_{4r}$  化简可以得到:

$$A_{2r} = \left(\frac{1}{2}\right)^{m+p} \left(\frac{\delta}{\delta+1}\right)^{d-m+q} \left(\frac{\delta}{\delta-1}\right)^{d-m} \times \left[ \sum_{u=0}^{m-r} \sum_{v=0}^u \frac{\binom{m+p}{m-r-u} \left(\frac{1}{2}\right)^{m-r-u} \times \binom{d-m+q}{u-v} \binom{d-m}{v} \left(\frac{1}{\delta+1}\right)^{u-v} \left(\frac{1}{1-\delta}\right)^v}{(u-v)!v!} \right] \quad (21)$$

式中,  $1 \leq r \leq m$ ;  $(m)_n = \Gamma(m+n)/\Gamma(m)$ ;  $\delta = \delta_{T1}^2 / \delta_{T2}^2 = 1 + \gamma_0 / \rho\gamma_1$ .

$$A_{4r} = \left(\frac{1}{2}\right)^{d-m+q} \left(\frac{1}{1+\delta}\right)^{m+p} \left(\frac{1}{1-\delta}\right)^m \times \left[ \sum_{u=0}^{d-m-r} \sum_{v=0}^u \frac{\left(\frac{1}{2}\right)^{d-m-r-u} \binom{d-m+q}{d-m-r-u} \binom{m+p}{u-v} \binom{m}{v}}{\binom{d-m-r-u}{d-m-r-u}! (u-v)!v!} \times \left(\frac{\delta}{1+\delta}\right)^{u-v} \left(\frac{\delta}{\delta-1}\right)^v \right] \quad (22)$$

式中,  $1 \leq r \leq d-m$ .

现把式(20)代入式(7), 得到成对比较的错误符号概率  $P_2(d)$ 。然后, 将  $P_2(d)$  代入式(6)即可得 AWGN信道下SER的上边界。同理, 用类似的推导过程, 可以得到Rayleigh衰落信道下SER的上边界。

若每个数据符号由  $l(l = \log_2 M)$  个信息比特组成, 则比特能量为  $\varepsilon_b = \varepsilon/l$ 。因此, 根据关系式

$$P_b = \frac{2^{l-1}}{2^l - 1} P_s \quad (23)$$

可得到  $M$ 维软解调译码的FH/MFSK系统在具有PBNJ的AWGN或Rayleigh信道下的BER上边界。

### 3 数值与仿真分析

本节将从理论与仿真分析AWGN与Rayleigh衰落信道下基于卷积码的FH/MFSK系统抗PBNJ的BER性能。基于卷积码的FH/MFSK系统数值与仿真的参数设置如表1所示, 如无特殊说明,  $\varepsilon_b / N_0$  选取无干扰信道下使FH/MFSK系统( $M=4$ )BER性能为  $1 \times 10^{-5}$  的值, 故AWGN与Rayleigh衰落信道下  $\varepsilon_b / N_0$  分别选取为4.6 dB与10.55 dB。

表1 数值与仿真分析的参数设置

参数	取值
跳频速率 $R_h/\text{hop}\cdot\text{s}^{-1}$	5 000
跳频点数 $N_h$	64
频率间隔 $\Delta f/\text{Hz}$	5 000
调制阶数 $M$	4 或 8
码率 $R_c$	1/2 或 1/3
约束长度 $K$	7
生成多项式(八进制)	[133,171]或[133,145,175]

### 3.1 不同 $\rho$ 下BER理论与仿真对比

图1与图2分别是AWGN与Rayleigh衰落信道中, 采用本文算法的基于卷积码的FH/MFSK系统在不同干扰因子  $\rho$  下BER理论与仿真结果对比。

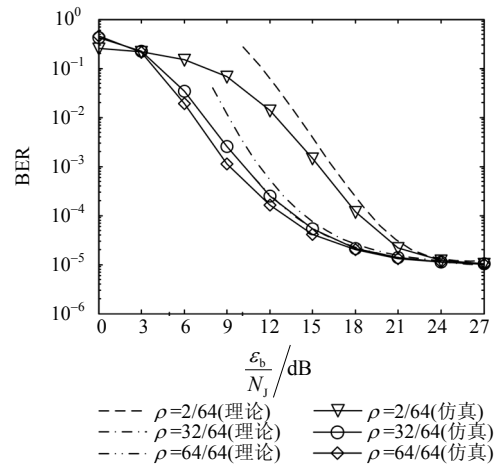


图1 AWGN信道下不同干扰因子  $\rho$  的BER性能分析( $M=4$ )

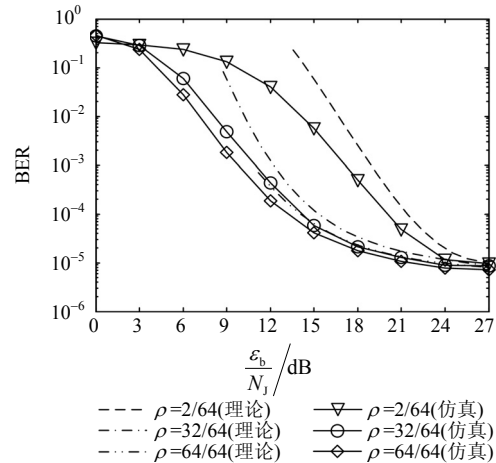


图2 Rayleigh信道下不同干扰因子  $\rho$  的BER性能分析( $M=4$ )

图1与图2可以看出, 理论线是仿真线的上界, 随着信噪比增大, BER减小, 两者的差别迅速减小。这是因为在式(6)中不同路径的首次差错事件概率  $\{P_2(d)\}$  重复累加, 导致理论界大于仿真结果, 但是随着BER减小, 首次差错事件概率迅速减小, 首次差错事件概率重复累加造成的误差迅速收敛, 理论上界迅速逼近仿真结果。因此, 证明了BER理论推导的正确性。

从图1与图2也可以看出, 当信干比较小时, 随着干扰因子  $\rho$  的增加, 系统BER增加; 而随着干扰功率的减小, 系统BER迅速减小, 并且随着  $\rho$  的增加, BER反而减小。这是因为在低信干比时, 系统的BER主要由  $\rho$  决定,  $\rho$  越小, 干扰越集中, BER越高。随着信干比的增加, 干扰因子  $\rho$  对BER的影响远远小于干扰功率减小对BER的影响。在信干比为27 dB以

后, 主要由背景噪声决定系统BER性能, 因此BER趋近平滑为 $1 \times 10^{-5}$ 。

### 3.2 3种译码输入信息的抗PBNJ性能对比

卷积码译码分别采用3种输入: 本文算法、文献[12]算法、硬判决。图3与图4分别是AWGN与Rayleigh衰落信道中, 采用本文算法和文献[12]算法的基于卷积码的FH/MFSK系统抗PBNJ( $\rho=32/64$ )性能对比。

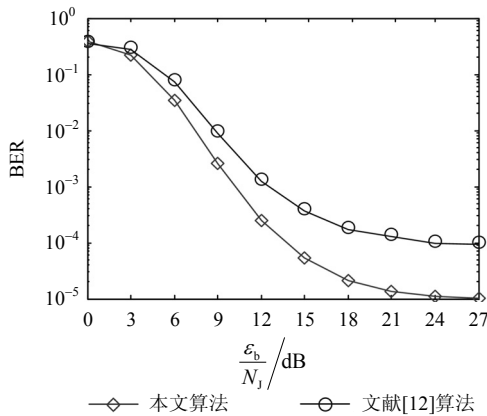


图3 AWGN信道下采用本文算法和文献[12]算法的抗PBNJ性能对比( $M=4$ )

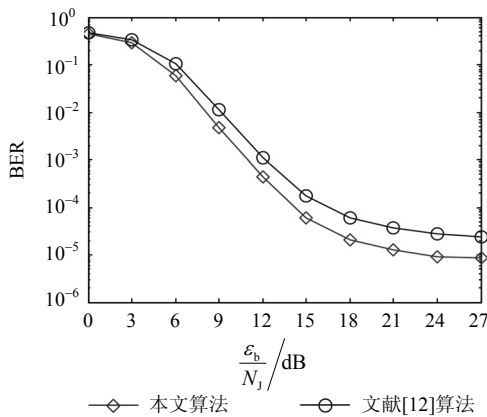


图4 Rayleigh信道下本文算法和文献[12]算法的抗PBNJ性能对比( $M=4$ )

从图3与图4可以看出, 在AWGN与Rayleigh衰落信道下, 本文算法的抗PBNJ性能都明显优于文献[12]算法, 在 $BER = 1 \times 10^{-3}$ 时, 将分别获得2.6 dB与1.1 dB抗PBNJ处理增益。这是因为文献[12]的译码是将4维的频点数据转换成2维的近似比特LLR信息, 会造成信息的损失。而本文算法充分利用了MFSK软解调输出的频点能量信息, 避免了近似比特LLR的计算, 故没有信息的损失。因此, 本文算法更适用于基于卷积码的FH/MFSK系统。

图5与图6分别是AWGN与Rayleigh衰落信道中,

采用本文算法和硬判决的基于卷积码的FH/MFSK系统抗PBNJ性能对比。

从图5与图6可以看出, FH/4FSK( $M=4$ )系统在AWGN与Rayleigh衰落信道下, 本文算法的抗PBNJ性能都明显优于硬判决, 在 $BER = 1 \times 10^{-2}$ 时, 将分别获得10.5 dB与9.4 dB抗PBNJ处理增益。并且随着 $M$ 的增加, 本文算法会获得更加明显的译码增益。这是因为随着 $M$ 的增加, 硬判决会损失更多的有用信息, 而本文算法仍然能最大程度利用MFSK软解调输出的频点能量信息进行卷积码译码。

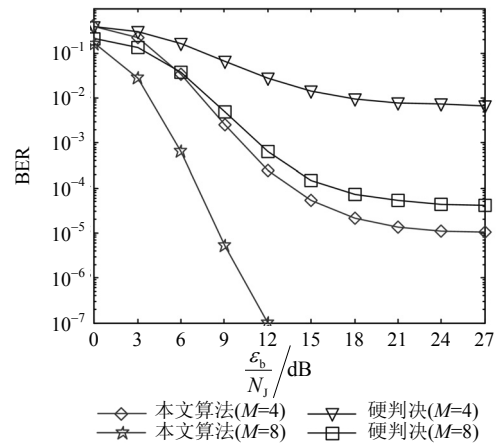


图5 AWGN信道下采用本文算法和硬判决的抗PBNJ性能对比

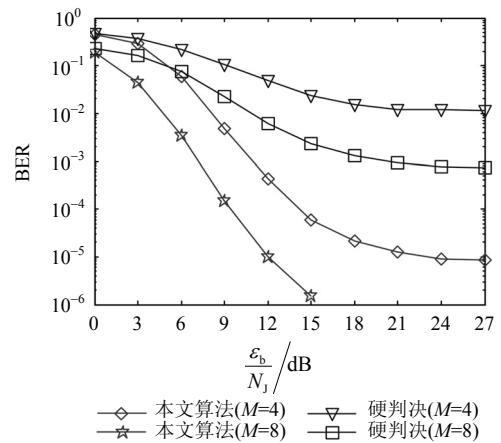


图6 Rayleigh信道下本文算法和硬判决的抗PBNJ性能对比

## 4 结束语

本文针对FH/MFSK系统, 提出了一种充分利用MFSK软解调得到的 $M$ 维能量信息进行软译码的算法, 降低了算法复杂度, 通过分析AWGN与Rayleigh衰落信道下基于卷积码的FH/MFSK系统的抗PBNJ性能, 得到了BER上界闭合表达式, 对比近似比特LLR和硬判决3种译码器输入信息的FH/MFSK系统,

该算法作为软判决译码器的软度量信息产生方法,更适用于FH/MFSK系统的工程实现。

### 参 考 文 献

- [1] DON T. Principles of spread-spectrum communication systems[M]. 2nd ed. New York, USA: Springer-Verlag, 2011.
- [2] KO C C, HUNG N L, HUANG L. ML-based follower jamming rejection in slow FH/MFSK systems with an antenna array[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(9): 1536-1544.
- [3] OUAHADA K. Nonbinary convolutional codes and modified M-FSK detectors for power-line communications channel[J]. Journal of Communications and Networks, 2014, 16(3): 270-279.
- [4] AHMED S, YANG L L, HANZO L. Erasure insertion in RS-Coded SFH MFSK subjected to tone jamming and Rayleigh fading[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(6): 3563-3571.
- [5] YUE L, YANG X L, WANG M Z, et al. Performance of turbo coded FH/MFSK in shallow water acoustic channel [C]//IEEE 11th International Conference on Signal Processing (ICSP). Beijing, China: IEEE, 2012: 1401-1405.
- [6] DAI J K, GUO D G, ZHANG B N, et al. A BICM-MD-ID scheme in FFH system for combatting partial-band interference[C]//IEEE International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Suzhou, China: IEEE, 2010: 1-4.
- [7] LIN S, COSTELLO D J. Error control coding: Fundamentals and applications[M]. 2nd ed. New Jersey, USA: Pearson Education, 2004.
- [8] WANG L, XU D Z, ZHANG X F. Recursive bit metric generation for PSK signals with Gray labeling[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(2): 180-182.
- [9] 赵晋, 张建秋. 快速生成QAM比特置信度软判决度量的算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(4): 985-988.
- ZHAO Jin, ZHANG Jian-qiu. Bit confidence-based soft decision metric generation for QAM[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(4): 985-988.
- [10] 蔡曙, 黑永强. 有效逼近MIMO信道容量的软解调算法 [J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2013, 41(6): 28-34.
- CAI Shu, HEI Yong-qiang. Soft demodulation algorithm efficiently approaching MIMO channel capacity[J]. Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition), 2013, 41(6): 28-34.
- [11] MA Z, LARSSON E G, PERSSON D, et al. Multiple symbols soft-decision metrics for coded frequency-shift keying signals[J]. Science China Information Sciences, 2013, 56(2): 1-8.
- [12] 程郁凡, 裴亚丽, 李少谦. 一种4FSK软解调方法[P]. 中国, CN200610020632.X, 2006-10-25.
- CHENG Yu-fan, PEI Ya-li, LI Shao-qian. A soft-demodulation method for 4FSK[P]. China, CN200610020632.X, 2006-10-25.
- [13] TANAKA B H, YUAN R L. Anti-jam performance of fast frequency hopped MFSK with coding against worst-case multitone jamming[C]//IEEE Military Communications Conference (MILCOM). Washington, DC, USA: IEEE, 1987: 128-133.
- [14] PROAKIS J G, SALEHI M. Digital communications[M]. 5th ed. New York: McGraw-Hill Higher Education, 2008.

编辑 漆蓉