

# 软判决译码在多进制扩频通信系统中的应用

刘若芃<sup>1</sup>, 刘胜利<sup>2</sup>, 王鹏毅<sup>1</sup>, 王西奎<sup>1</sup>

(1. 中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081;  
2. 北京跟踪与通信技术研究所, 北京 100094)

**摘要:** 扩频通信技术能有效提高系统抗干扰能力, 因此得到广泛应用; 随着频带资源越来越拥挤, 多进制扩频因其能够很好的对带宽和传输速率折中, 越来越受到关注; 同步一直是多进制扩频技术中的关键技术, 对采用同步头同步法以及参考信号同步法的误码性能进行对比; 系统采用软判决方式做数字调制解调输出提供给译码器, 从对数似然比出发, 提出一种适用于多进制扩频系统的次最优的软信息提取方式, 分析了分别采用硬判决和软判决对系统带来的影响; 仿真结果表明, 单纯提取软信息后判决的方式对系统误码性能的提升不明显, 在误码率  $BER=1 \times 10^{-3}$  时, 相比硬判决有 0.2 dB 左右的增益; 加入卷积编码后, 仿真参数不变对整个系统的性能改善时, 相比于 DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum, 直接扩频系统) 系统的误码性能有 5.2 dB 左右的提升, 软判决译码比硬判决译码有大约 1 dB 的增益; 而考虑到编码效率, 单独的分析软判决和硬判决对系统的误码性能的影响时, 结果表明, 在信噪比较高的信道环境下系统的误码性能得到较大改善, 在误码率  $BER=1 \times 10^{-3}$  时软判决译码比硬判决译码有 0.7 dB 左右的增益, 软判决译码对整个系统的误码性能有 2.5 dB 左右的增益的。

**关键词:** 多进制扩频; 卷积编码; 软判决译码; 编码效率; 误码率; 无线通信技术

## Application of Soft-Decision Decoding in M-ary Spread Spectrum Communication System

LIU Ruopeng<sup>1</sup>, LIU Shengli<sup>2</sup>, WANG Pengyi<sup>1</sup>, WANG Xiduo<sup>1</sup>

(1. The 54<sup>th</sup> Research Institute, China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081, China;  
2. Beijing Institute of Tracking and Telecommunications Technology, Beijing 100094, China)

**Abstract:** It is widely applied that spread spectrum communication technology effectively improves the anti-interference ability of the system. As the frequency band resource becomes more and more crowded, it has paid more and more attention to M-ary spread spectrum because of its ability to balance bandwidth and transmission rate. Synchronization has always been the key technology in the M-ary spread Spectrum technology. The error performance of the synchronous head synchronization method and reference signal synchronization method is compared. The soft digital method is used as the output of digital modulation and demodulation to the decoder. Based on the log-likelihood ratio, a suboptimal soft information extraction method suitable for the M-ary spread spectrum system is proposed, and the influenced of hard decision and soft decision on the system is analyzed, respectively. The simulation results show that the error performance of the system is not significantly improved by the decision, compared with the hard decision decoding, the soft decision decoding reaches a gain of about 0.2 dB, with a bit error rate (BER) of  $10^{-3}$ . After the convolutional coding is added, the error performance of the whole system is analyzed, with the simulation parameter unchanged, compared with that of the direct sequence spread spectrum (DSSS) system, the error performance of the system reaches a gain of about 5.2 dB, the soft decision decoding has a gain of about 1 dB over the hard decision decoding. By considering the coding efficiency, the influence of the soft decision and hard decision on the error performance of the system is analyzed separately. The results show that under the high signal-to-noise ratio, the error performance of the system is greatly improved, the soft decision decoding has a gain of about 0.7 dB over the hard decision decoding, with a BER of  $10^{-3}$ , the error performance of the soft decision decoding on the whole system reaches a gain of 2.5 dB.

**Keywords:** M-ary spread spectrum; convolutional coding; soft decision decoding; code efficiency; BER; wireless communication technology

## 0 引言

随着信息技术的发展, 通信作为传输信息的手段, 被

研究者寄予厚望。而通信研究者都有着美好的理想, 希望能实现高速的信息传输、交换和存储等一系列数据处理方式, 还能同时在任何通信状况下都能对信息进行准确的传

收稿日期: 2023-05-05; 修回日期: 2023-06-12。

作者简介: 刘若芃(1999-), 女, 硕士。

王鹏毅(1968-), 男, 博士, 研究员, 博士生导师。

引用格式: 刘若芃, 刘胜利, 王鹏毅, 等. 软判决译码在多进制扩频通信系统中的应用[J]. 计算机测量与控制, 2024, 32(4): 188-194.

输, 能兼顾通信效率和抗干扰能力。但是随着波特率提升, 每秒传输的数据量增加, 信号状态的变化频率也随之增高, 而频率高的信号更容易受到噪声和外界干扰等因素的影响, 抗干扰能力降低。二者在某种程度上来说是一对相互制约的指标。

为对抗外部干扰, 当前的抗干扰技术主要有<sup>[1]</sup>: 纠错编码技术、扩展频谱技术、波束成形技术和分集技术等等。文章就信道编码技术和扩频技术展开研究, 以抵抗恶劣信道环境下的干扰, 在保证一定传输速率条件下, 实现信息的可靠传输。

扩频通信技术由于其抗干扰、抗截获能力强, 可以在强噪声环境下进行通信, 因此在军用领域和民用领域得到广泛应用。但是扩频通信技术优秀的抗干扰和抗截获能力的代价是信号频带的拓宽。在频带受限的场合中传统的扩频技术的应用就受到了限制, 而多进制扩频技术能很好的平衡抗干扰能力和传输速率之间的矛盾<sup>[2]</sup>。

多进制扩频系统是以分组编码的形式完成对信息序列的扩展, 因此在获得扩频增益的同时也获得了编码增益。为进一步提升系统的误码性能, 采用软判决方式完成数字调制的解调输出进而传输给信道译码器<sup>[3-5]</sup>。

多进制扩频技术已经得到了广泛的应用, 如 IS-95 系统中采用的是 64 进制正交扩频技术。绝大多数是应用的多进制扩频技术进制数较小, 与扩频进制数较小的多进制扩频系统相比, 长度长、扩频进制数较大的多进制扩频具有更高的传输效率, 更好的组网性能<sup>[1]</sup>。因此, 扩频进制数较大的多进制扩频系统对于用户数升高、频谱资源紧缺的情况具有重要意义。

纠错编码模块能提高系统传输信息的可靠性, 扩频通信系统是一个本身就具有抗干扰作用的系统, 如果在扩频通信系统中应用纠错编码模块, 便可以进一步提升系统的抗干扰能力<sup>[6-8]</sup>。

在接收端的解调和译码过程中, 根据对接收码元处理方式的不同, 可以分为硬判决和软判决两种<sup>[5]</sup>。二者对接收码元的处理不同, 输出结果所包含的信息也不同。硬判决译码直接对接收波形中的信息做出最佳判决, 将这个结果送入译码器; 而软判决译码则是对接受波形送给译码器一个“不同输入符号的可能性”, 将这个信息与编码信息综合到一起再送入译码器。软判决译码将会比硬判决译码方式得到额外的编码增益<sup>[9-10]</sup>。

多进制扩频通信系统中同步模块是其中的关键模块, 当扩频进制数较大时, 系统的规模将相当庞大, 而且同步模块也将非常复杂, 所以, 研究的重点之一便是降低系统的规模<sup>[1]</sup>。

仿真实验如下:

1) 多进制扩频系统与传统直扩系统 (DSSS) 的误码性能对比试验;

2) 对接收端信号提取软信息后直接判决系统与直接硬判决的误码性能对比试验;

3) 系统参数不变, 加入卷积编码软判决译码对的多进制扩频系统的误码性能进行对比;

4) 考虑到编码效率, 单独的分析软判决和硬判决对系统的误码性能对比试验;

研究将基于如何降低系统规模, 简化同步过程, 提升系统误码性能三方面全方位对比分析, 以提升系统性能为最终目的, 得到了如下结论:

由于多进制扩频系统得到了编码增益, 系统的误码性能在误码率为  $BER=1 \times 10^{-3}$  时, 有 0.7 dB 的增益; 系统在未加入信道编码直接对接收端信号提取软信息后判决比直接判决的误码性能有 0.2 dB 左右的增益; 系统参数不变, 分析加入卷积编码后系统软判决译码比硬判决译码有 XXdB 左右的提升, 软判决译码比 DSSS 系统有 5.2 dB 左右的提升; 考虑编码效率时, 对系统参数进行改变后的系统在信噪比较低时误码性能劣于 DSSS, 而在信道状况较好的环境中, 当误码率为  $BER=1 \times 10^{-3}$  时, 软判决译码系统的误码性能有大约 2.5 dB 的提升, 软判决译码比硬判决译码系统的误码性能有大约 0.7 dB 的提升<sup>[11-15]</sup>。

### 1 多进制扩频和解扩原理

多进制扩频系统流程如图 1 所示。多进制扩频实际上可以看做一种  $(N, k)$  编码。 $k$  位信息码有  $M=2^k$  个状态, 该系统称为  $M$  进制扩频系统。 $k$  位信息码用长度为  $N$  的扩频码来表示,  $M$  进制扩频系统需要  $M$  条长度为  $N$  的扩频码  $C^i (i=0, 1, \dots, M-1)$  分别代表信息码的  $M$  个状态, 且一一对应<sup>[1]</sup>。



图 1 多进制扩频系统发射端框图

$C^i (i=0, 1, \dots, M-1)$  可以表示为:

$$C^i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} C_n^i g_c(t - nT_c) \quad (1)$$

其中:  $g_c(t)$  为门函数, 在  $0 \leq t < T_c$  时为 1, 将  $a_n$  按  $k$  位分段, 可得:

$$a(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_n g_b(t - nT_b) \quad (2)$$

$$a_k(t) = \sum_{m=0}^{k-1} a_m g_b(t - mT_b) \quad (3)$$

其中:  $T = kT_a = NT_c$  为伪码周期,  $T_c$  为伪码码片宽度,  $N$  为伪码长度。采取的信息码与扩频码对应方式为:  $k$  位信息码的加权值  $j$ :

$$j = \sum_{i=0}^{k-1} a_i 2^{k-1-i} \quad (4)$$

与对应下标的伪码  $C_j(t) (j=01, \dots, M-1)$  对应, 即完成多进制信息扩展。

多进制扩频系统的发射端部分模型如图 1 所示。图 1 仅为一个用户的多进制扩频部分的模型, 若考虑多个用户时, 其他用户的模型与此相同, 每个用户被分配一个正交地址码, 且载波相同。

多进制扩频实际上是一种线性分组码, 因此会比传统

直接扩频获得额外的编码增益，误码性能得到提高<sup>[6]</sup>。

### 2 生成扩频码组的方式

系统采用 (1 024, 10) 多进制扩频，由于扩频码的数量很庞大，找到 1 024 条相关特性优秀的伪随机序列是一件相当困难的事情。为了简化寻找扩频码的难度，更重要的是为了降低系统的规模，将采用一条优选伪随机序列的 1 024 个不同的相位来表示 1 024 条伪随机序列的方式<sup>[16-18]</sup>。

如何形象地说明这个过程呢？或许可以将优选伪随机序列循环移位的过程类比到多进制相移键控 (MPSK) 调制过程：

$$e_k(t) = A\cos(\omega_c t + \theta_k) \quad k = 1, 2, \dots, M \quad (5)$$

A 为一常数， $\theta_k$  为一组间隔均匀的受调制相位，载波相位通过  $\theta_k$  的变化改变而改变。

类比到 (N, k) 多进制扩频系统的扩频码组生成过程中，便可将其均匀地分为  $\theta_k$  ( $k=1, 2, \dots, N$ )，这里的  $\theta_k$  指的便不是相位，而是一个伪码码片，每改变一次，得到一个新的扩频码序列，过程如图 2 所示。

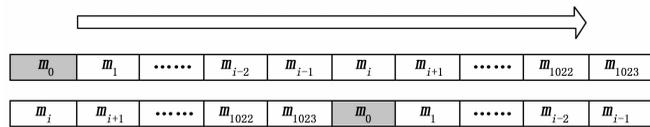


图 2 伪码序列示意图

选定一条优选 m 序列  $C_0$ ，序列中各个码片的编号依次为  $m_0, m_1, \dots, m_{1023}$ ，如图 2 所示。箭头即代表相位移动方向<sup>[19-20]</sup>。

### 3 同步

同步是整个扩频通信系统中的关键部分也是研究的难点，同步性能的好坏直接关系到系统能否准确地传输信息<sup>[10,21]</sup>。提出了两种同步的方法：一是同步头同步法，二是参考信号同步法，二者都有自己的优势和劣势，因此将对二者进行性能对比。

#### 3.1 同步头同步法

同步头同步法是一种内置同步信息的同步法。同步头法是把具有同步信息的码字头置于扩频信号的前部或者在传输信息过程中把同步码字离散放入信息中。在系统接收端，利用同步头的相关性，识别出同步头码字，完成信息的捕获，收发两端取得同步<sup>[8]</sup>。

对于同步头同步法中同步码字的选择，可以选择与信息码相同的编码也可以选择一段较为独特的码字<sup>[1]</sup>。若选择与信息码相同的编码，在后面的同步电路和解扩电路的相关器可以使用同一组，系统规模得到降低，但是如果使用一段新的码字，选择的同步码自相关性较好，电路模型简单明了，虽然同步性能可以得到很大提高，但是需要两套相关器，系统模型较为复杂。在多进制扩频系统中，为降低系统误码率，选择与信息码相同的编码。

同步头同步法就是在发送数据流之前先发送一段周期的引导码，将会降低建立码字同步的难度。即与引导码相关峰值连续出现便可判定建立同步。在这个过程中，关心的是“是否出现相关峰”，而不是“相关峰值比大选择”，因此，重要的是捕捉到超过门限值的信号<sup>[12]</sup>。如图 3 中右侧所示，在接收端接收到的信号，含有同步信息，接收端本地有同步头码字集合进行相位搜索。经过“积分清洗”模块后得到一个相关值，此值若超过门限值，计数器加一，若低于门限值，继续搜索；且如果没有连续 10 次超过门限值，计数器归零，重复上述过程，直到计数器为 10 时完成捕获<sup>[2,12]</sup>。系统模型如图 3 所示。

#### 3.2 参考信号同步法

参考信号同步法是一种外置同步信息的同步法，是在信号发射端发射待发送信号时，另一路同时发送一路参考信号，这两路信号在信道中一直是相对同步的，因此就将找到信号路的同步问题转化成了找到参考信号路同步的问题<sup>[5]</sup>。首先找到长度较短的参考信号路的码元起始位置，再根据这个参考信号路进一步找到信号路的码元同步。简化了对信号直接进行码元同步的难度。在选取参考信号时，选择长度仅为一个伪码码片，大大降低了系统同步问题的难度。因为在进制数较高的系统中，如何降低系统复杂度是一个关键问题，关系到是否能硬件实现，因此，选择外置同步序列——参考信号同步法进行实验仿真。系统模型如图 4 所示。

图 4 中，由信源产生两路随机信号，一路作为信号路，另一路作为参考信号路，二者分别进行信道编码，然后数据流经串并变换，变为 k 比特并行的数据流，按照式 4 中的规则从扩频码集中选择对应的扩频码完成扩频，后经过载波调制发射信号可表示为：

$$S(t) = C_I(t) \cos(2\pi f_c t) - C_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (6)$$

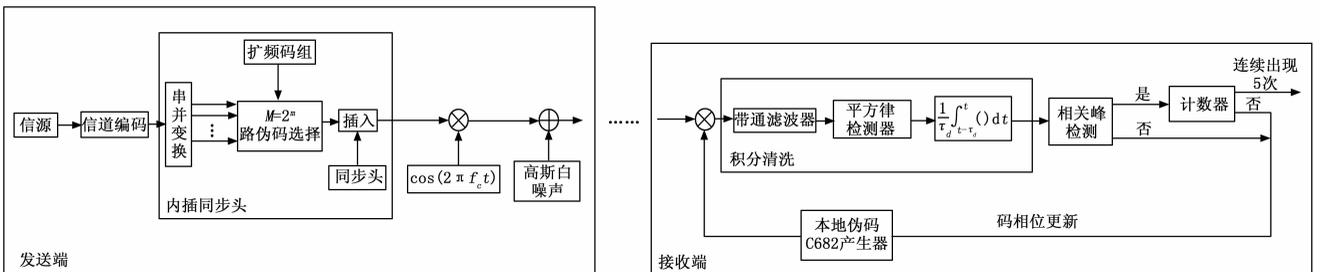


图 3 同步头同步法多进制扩频硬判决系统发射端和接收端

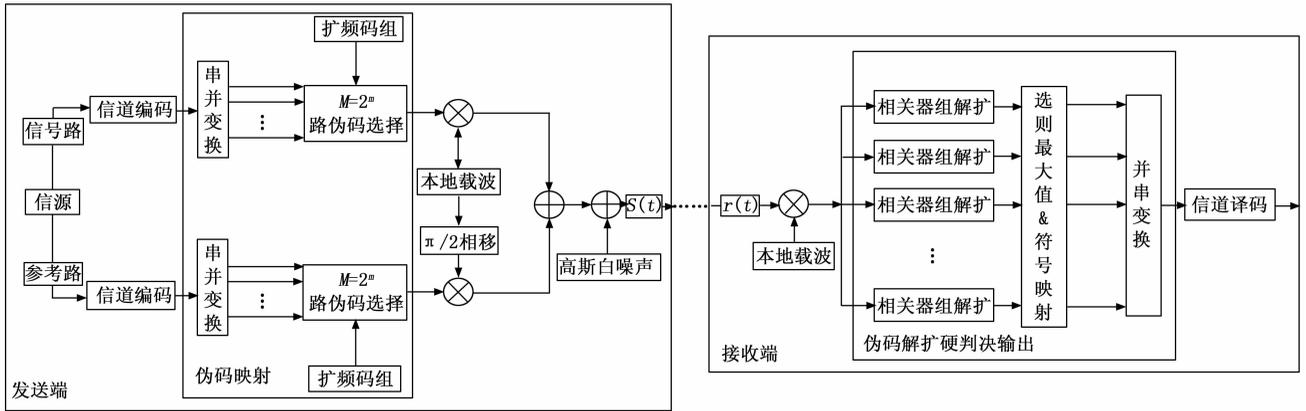


图 4 参考信号多进制扩频硬判决系统发射端和接收端

式中,  $C_{I_j}(t)$  和  $C_{Q_j}(t)$  分别是信号路和参考路码流扩频后伪随机码  $C_j(t)$  经脉冲成型后的波形信号。

发射信号  $m(t)$  经加性高斯白噪声信道 (AWGN, additive white gaussian noise) 到达接收端后可以表示为:

$$r(t) = S(t - \tau) + n(t) \quad (7)$$

$n(t)$  为均值为零功率谱密度为  $N_0/2$  的高斯白噪声,  $\tau$  则为传输时延。

#### 4 误码性能分析

当假设系统中的  $K$  个用户之间的信号有随机的时间延迟, 且各个用户的信号功率相等, 考虑高斯白噪声 (AWGN) 和多址干扰 (MAI) 时,  $M$  进制扩频系统的误码率公式为<sup>[6]</sup>:

$$P_r = (M-1)Q\left[\left(\frac{N_0}{E_s} + \frac{2(K-1)M_c}{NT_c^3}\right)^{-1/2}\right] \quad (8)$$

式中,  $K$  为用户数,  $M$  为进制数,  $E_b$  为信息比特的能量,  $E_s$  为多进制符号的能量,  $E_s = E_b \log_2 M$ ,  $N$  为扩频码长度,  $M_c$  是波形函数的自相关函数的平方在一个码片内的积分,

$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$ . 而已知波形函数为门函数, 因此式 (8) 可以写作:

$$P_r = (M-1)Q\left[\left(\frac{N_0}{E_b \log_2 M} + \frac{2(K-1)}{3N}\right)^{-1/2}\right] \quad (9)$$

多进制扩频每  $M$  个进制符号对应  $\log_2 M$  比特, 解译译码器误判一次对应着  $\log_2 M$  比特的错误, 求得多进制扩频系统误比特率为:

$$P_b = \frac{(M \log_2 M)}{2(M-1)} P_r \quad (10)$$

在考虑 AWGN 和 MAI 时, 直接扩频系统的误码率公式为:

$$P_b = Q\left[\left(\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b}\right)^{-1/2}\right] \quad (11)$$

多进制扩频系统误码率的降低是通过编码增益获得的。通过公式 (10) 和公式 (11) 可知, 当进制数  $M$  较小时, 传统直接扩频系统和多进制扩频系统的误码性能相差不大, 而在一定信噪比范围内,  $M$  增大也就对应着多进制扩频系

统的误码性能优于传统直接扩频系统<sup>[7]</sup>。

#### 5 译码判决

##### 5.1 卷积编码

卷积编码是一种非分组码。在分组码中, 编码器产生的一个码组的  $n$  个码元完全由此时间内  $k$  比特的输入, 但卷积编码在编码时不仅与当前  $k$  比特信息有关还与之前  $(N-1)$  个  $k$  比特信息有关, 因此卷积编码更适合于前向纠错, 译码算法基于网格图或者树状图来设计, 在编译码器复杂度相同情况下, 卷积码性能优于分组码并且相对于分组码, 卷积编码的软判决译码更容易实现。

##### 5.2 改良的软信息提取算法

接收端根据多路匹配滤波器输出的信号进行比大, 对调制输入信号做出最佳判决, 匹配滤波器的输出最大值就作为判决结果送入译码器, 译码器再对其进行判决以纠正解调器可能发生的错误判决。按照这种方式进行判决的方式就称为硬判决, 如图 4 中解调端部分所示。

硬判决方式的优点是易于工程实现, 但缺点是浪费了一部分有用信息, 使得译码性能不高, 性能方面要损失 2~3 dB 的编码增益, 尤其是在信道原始误码率不高的情况下。

软判决译码几乎可以提供最佳的译码, 性能远优越于硬判决译码。

假设发送码字是等概率的, 无线信道是 AWGN 信道,  $n(t)$  为双边带功率谱密度为  $N_0/2$  的高斯白噪声。  $M$  进制扩频通信系统, 每个码字有  $k$  比特,  $k = \log_2 M$ , 每比特记为  $d_j$  ( $j=0, 1, \dots, k-1$ ), 由  $d_j$  构成的码字记为  $\{D\}$  用  $G_{j^0}$  表示  $d_j=0$  的扩频码  $\{C_i\}$  ( $i=0, 1, \dots, M-1$ ), 记为  $C_i^0$  用  $G_{j^1}$  表示  $d_j=1$  的扩频码  $\{C_i\}$  记为  $C_i^1$  对数似然 (LLR) 提取软信息可写为<sup>[15]</sup>:

$$\Lambda_j = \Lambda(d_j) = \ln \frac{\sum_{C_i \in G_{j^1}} P(R|C_i)}{\sum_{C_i \in G_{j^0}} P(R|C_i)} \quad (12)$$

式中,

$$P(R|C_i) = \left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}}\right)^N \exp\left(-\frac{|R-C_i|^2}{N_0}\right) \quad (13)$$

如果采用对数似然比较信息提取, 算法的计算复杂, 电路实现困难, 将利用式 (13) 的近似关系, 采用一种次最佳提取软信息的算法, 其复杂度大大降低, 效果也很好。

$$\ln \left[ \sum_{k=1}^N \epsilon_k \right] \approx \ln \left[ \max_{k=1,2,\dots,N} \{ \epsilon_k \} \right] \quad (14)$$

按式 (14) 的近似关系式 (12) 变为<sup>[16]</sup>:

$$\Lambda_j \approx \ln \left[ \max_{C_i \in \mathcal{C}_j^0} P(R | C_i) \right] - \ln \left[ \max_{C_i \in \mathcal{C}_j^1} P(R | C_i) \right] \quad (15)$$

将式 (13) 代入式 (15):

$$\Lambda_j = \frac{1}{N_0} \left( \max_{C_i \in \mathcal{C}_j^0} |R - C_0^i| - \max_{C_i \in \mathcal{C}_j^1} |R - C_0^i| \right) - \frac{N}{2} \ln(\pi N_0) = \Lambda'_j + A_{\text{const}} \quad (16)$$

其中:  $A_{\text{const}} = -\frac{N}{2} \ln(\pi N_0)$  是一常数;  $\Lambda'_j = \frac{1}{N_0}$

$\left( \max_{C_i \in \mathcal{C}_j^0} |R - C_0^i| - \max_{C_i \in \mathcal{C}_j^1} |R - C_0^i| \right)$ 。在 AWGN 信道中每路信号具有相同的能量, 即  $|C_0^i|^2 = |C_1^i|^2$ , 则有:

$$\Lambda'_j = \frac{2}{N_0} \left( \max_{C_i \in \mathcal{C}_j^0} R \cdot C_1^i - \max_{C_i \in \mathcal{C}_j^1} R \cdot C_0^i \right) \quad (17)$$

式中,  $R \cdot C_1^i$  与  $R \cdot C_0^i$  为码字  $D$  第  $j$  位是 1 或 0 的匹配滤波器的输出。

对  $D$  进行如下分组:

$$\begin{aligned} g_j^1 &= \{ \forall D, d_j = 1 \} \\ g_j^0 &= \{ \forall D, d_j = 0 \} \end{aligned} \quad (18)$$

获得第  $j$  比特软信息为:

$$S_j \approx \max_{D \in g_j^1} |R \cdot C_1^i| - \max_{D \in g_j^0} |R \cdot C_0^i| \quad (19)$$

归一化为:

$$S_j \approx \left( \max_{D \in g_j^1} |RC_1^i| - \max_{D \in g_j^0} |R \cdot C_0^i| \right) / \text{MAX}_j \quad (20)$$

其中:

$$\text{MAX}_j = \max \left( \max_{D \in g_j^1} |R \cdot C_1^i|, \max_{D \in g_j^0} |R \cdot C_0^i| \right) \quad (21)$$

### 5.3 卷积编码 Viterbi 算法

卷积编码的描述, 习惯用图解或树状图的方式, 因为不像分组码那样, 没有拥有严格的代数结构。以 (2, 1, 3) 卷积码为例, 典型的卷积码网格图可如图 5 所示。

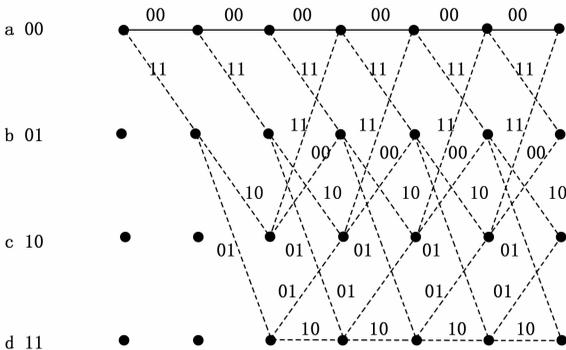


图 5 (2, 1, 3) 卷积编码网格图

卷积编码的过程可以理解为输入的信息控制在网格图

中的一条路径。而在网格图中求它的对数似然函数累加最大, 也就是汉明距最小的路径则是卷积码的最大似然译码。

卷积编码的译码有 Viterbi 译码、门限译码、序列译码 3 种方式, 而在这其中 Viterbi 译码的译码性能最优, 因此, 将采用 Viterbi 译码算法进行判决<sup>[15,20]</sup>。

1) Viterbi 译码算法: 卷积码网格图中有  $2^{k(N-1)}$  种状态, 每节点同时引入引出  $2^k$  个支路, 假设译码器全零状态为起始状态, 前  $(N-1)$  条连续之路构成的路径两两不交叉, 到第  $N$  个支路时, 每支路均有 2 条延伸到第  $N$  级, 此级上每两条支路也均汇聚在一节点。在每次汇聚到一个节点的两条路径都进行对数似然函数累加的运算, 然后取值大的留下。按上述方式逐级挑选后第  $N$  级只有  $2^{N-1}$  条幸存路径, 路径连同其对数似然函数累加值一起被存储。上述操作可概括为“加一比一选”方式<sup>[18]</sup>。

2) Viterbi 算法软判决: 相对于分组编码, 卷积编码的软判决与硬判决间的差别要小得多。卷积编码的软判决使用欧氏距离作为路径的度量而不是汉明距离, 这是与卷积编码硬判决的最主要差别<sup>[21]</sup>。

因为在 5.2 节可知, 在输入到译码器前信号已被处理成包含软信息的信号传输给 Viterbi 译码器。

## 6 仿真结果及分析

在本节中, 只考虑一个用户的情况, 为了清晰地对比同步方式的不同、是否加入信道编码以及软硬判决方式对系统误码性能的影响, 使用 MATLAB 对在 AWGN 信道中系统的性能分别进行对比仿真。仿真参数如表 1 所示, 将使用 Matlab 进行仿真, 采用的信道编码为 (2, 1, 7) 卷积编码, 采用 (1 024, 10) 多进制扩频系统。

表 1 M-ary 扩频通信系统仿真参数

$M$	$R_b / (\text{b/s})$	$f_c / \text{Hz}$
1 024	100 K	50 M
$R_c$	codelength	$(Eb/N_0) / \text{dB}$
10.24 M	1 M	0~8

### 6.1 多进制扩频系统和传统扩频通信系统

从第 5 节的公式可知, 多进制扩频系统在一定信噪比条件下的误码率要优于传统直接扩频。

而由误码率图像, 图 6 可知, 当误码率  $BER = 1 \times 10^{-3}$  时, (1 024, 1) 系统的误码性能要优于传统直接扩频系统约 0.7 dB 的增益。

当系统采用 (1 024, 10) 多进制扩频时, 由第 4 节的公式 (10) 与公式 (11) 可知, 系统的误码性能优于 DSSS 的部分为多进制扩频的编码增益。由图 7 与图 6 的对比可知, 当误码率  $BER = 1 \times 10^{-3}$  时, (1 024, 10) 多进制扩频系统比 DSSS 系统的误码性能有约 4.2 dB 的增益, (1 024, 10) 对比 (1 024, 1) 系统有约 3.5 dB 的增益, 这 3.5 dB 的增益便来自于编码获得的增益。

### 6.2 卷积编码软判决译码对系统的误码性能

对接收到的信号直接进行硬判决解扩和对接收到的信

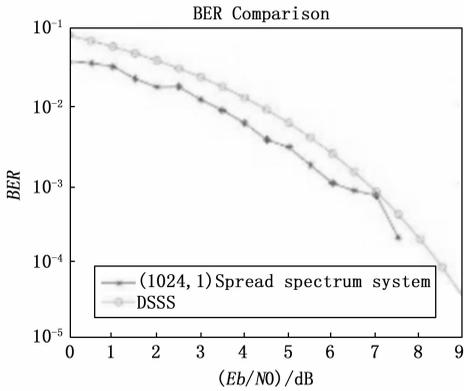


图 6 (1 024, 1) 与 DSSS 误码率对比

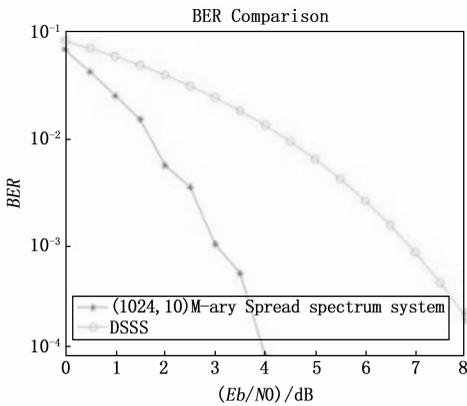


图 7 (1 024, 10) 与 DSSS 误码率对比

号提取其软信息后再进行硬判决解扩两种方式的误码性能差别不大, 提取到软信息后再硬判决的方式, 没有充分利用到软信息所包含的“可能性信息”这一特点, 所以性能并没有很好的得到提升, 如图 8 所示。因此, 继续将卷积编码和软判决译码结合到一起。

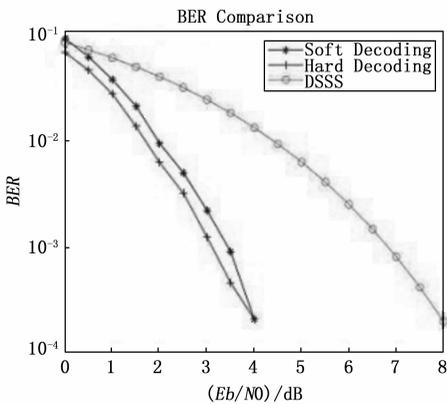


图 8 (1 024, 10) 系统硬判决与提取软信息硬判决误码率对比

当系统加入 (2, 1, 7) 卷积编码后, 性能得到了很大的提升, 信道译码方式选择硬判决或软判决的误码性能对比如图 9 所示。由图 9 可知, 加上卷积编码后整个系统的误码性能要比多进制扩频系统好, 有大约 5.2 dB 的增益, 而

采用软判决译码比采用硬判决译码的性能提升大概 1 dB。

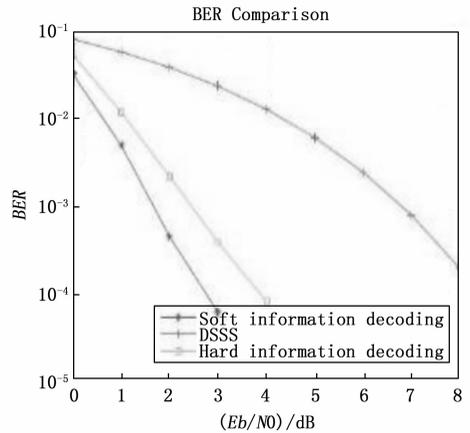


图 9 加卷积编码系统的误码性能

从图 10 可以直观地看到采用软判决译码和多进制扩频后的系统比 DSSS 系统的误码性能有很大的提升, 当误码率为  $BER=1 \times 10^{-3}$  时, 系统的误码性能有 5.2 dB 左右的提升。

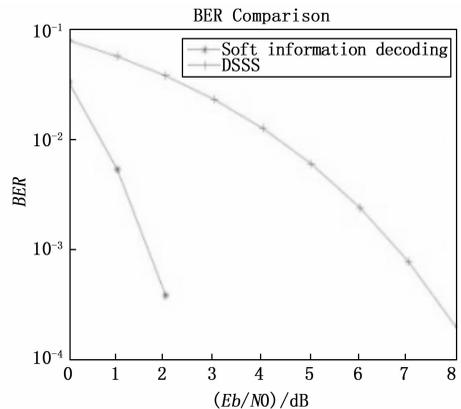


图 10 (1 024, 10) 系统 (2, 1, 7) 软判决译码误码性能

### 6.3 软判决译码的误码性能

从 6.2 中可以看到当系统的参数不变时对整个系统的误码性能的改善。但是, 反观卷积编码的原理, 可以看到, 例如将采用的 (2, 1, 7) 卷积编码, 将一比特数据编码为 2 比特, 也就是说, 编码效率为 1/2 事实上, 是将数据速率提升了两倍, 因此, 若想更加直观地观察到卷积编码, 或者说软判决译码和硬判决译码对相同“有效数据率”系统的误码性能对比, 需要将加入卷积编码的系统的数据速率减半后再进行观察。

考虑到有效数据利用率这个概念后, 系统参数将按表 2 所示进行修改后进行仿真实验。

表 2 M-ary 扩频卷积编码通信系统仿真参数

M	$R_b/(b/s)$	$f_c/Hz$	卷积码
1 024	50 K	50 M	(2,1,7)
$R_c$	codelength	$(Eb/N0)/dB$	
10.24 M	1 M	0~8	

按照表 2 将参数进行修改后, 系统仿真得到的结果如图 11 所示。由图 11 可以看到单纯的卷积编码对有效数据码的误码性能不是在任何信噪比下性能都会得到提升, 在信噪比较低的情况下, 系统的误码性能不升反降, 当信噪比提高到某一值之后, 系统的性能才得到提升。因此可以得出结论: 卷积编码下的多进制扩频系统适合于信噪比较高的信道中, 在低信噪比的信道中反而会使系统的误码性能恶化。在误码率  $BER=1 \times 10^{-3}$  时, 大约有 2.5 dB 的增益, 这 2.5 dB 完全来自卷积编码和软判决译码; 软判决译码比硬判决译码的误码性能提升了大约 0.7 dB。

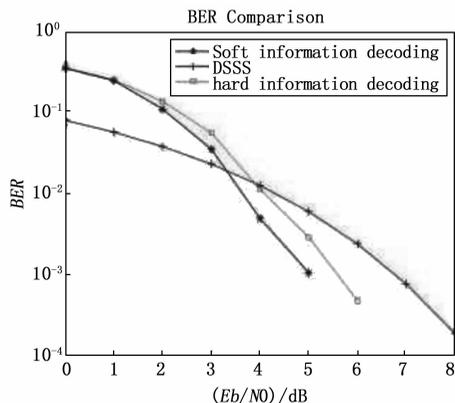


图 11 考虑编码效率软、硬判决误码性能对比

## 7 结束语

随着对无线通信设备的需求增多, 无线频带越来越拥挤, 空间中各种干扰日益增强。希望能在保证信息传输速率的同时提升系统的抗干扰能力。考虑到在系统中加入多进制扩频技术、信道编码技术以及软信息译码技术。为降低计算量, 便于硬件实现, 首先提出了一种通过相位移动得到数量巨大的一组正交的扩频码序列, 进而由于最大似然算法的超大计算量提出了一种次最优的最大似然软信息提取算法。并将二者应用到多进制扩频系统卷积编码软信息进行译码的扩频通信系统中, 系统的误码性能得到很大的提升, 且计算量和实现难度也适中, 基本符合前期理论分析与设想。为进一步分析软信息译码对系统误码性能的影响, 人为去除了卷积编码的编码效率这一变量, 得出结论: 多进制扩频技术可以有效的实现处理增益和传输带宽之间的折中; 卷积编码在通信系统中进行差错控制, 不仅可以达到提高传输可靠性的目的, 还节省了频谱资源; 软信息译码使得接收端充分利用接收信号有用信息, 即可能性信息, 使系统的误码性能进一步得到提升。通过上述实验, 采用多进制扩频卷积编码软信息译码系统对提升系统的误码性能是非常有用的。在理论上, 系统复杂度还是计算量都适中, 因此在硬件上也更容易实现。

## 参考文献:

- [1] SKLAR B. 数字通信——基础与应用 (第二版) [M]. 徐平平, 宋铁成, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [2] 李 栋. 多进制扩频系统的关键技术的研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2001.
- [3] 惠晓威, 辛晓敏. 直接序列扩频矿井通信系统的性能分析 [J]. 计算机测量与控制, 2012, 20 (9): 2539-2541.
- [4] 王丽韞, 王 军, 王育红. 多进制正交扩频加卷积码体制性能分析 [J]. 无线电工程, 2008 (10): 20-22.
- [5] 雷 艺, 陈 斌, 周红平, 等. 软信息辅助硬判决在自由空间光通信中的应用 [J]. 电子学报, 2021, 49 (10): 1945-1951.
- [6] 曾效平, 王宇峰, 刘 劲. 软扩频技术及其编码与性能分析 [J]. 重庆邮电学院学报 (自然科学版), 2001 (s1): 22-25.
- [7] 夏高峰, 罗 宇, 金哲仕. 多进制直接扩频序列性能分析及仿真 [J]. 航空电子技术, 2015, 46 (2): 12-15.
- [8] 江治林. 基于直接序列扩频的码索引调制方案研究 [D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2018.
- [9] 刘佳鑫. 并行组合扩频系统伪码同步相关技术研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [10] SIMON M K, OMURA J K, SCHOLITZ R A, et al. SPREAD SPECTRUM communications handbook [M]. 第一版 (影印). 北京: 人民邮电出版社, 2002.
- [11] 罗卫兵, 孙 桦, 王永生. 带有参考信号的直接序列扩频系统 [J]. 遥控遥测, 2000 (3): 52-56.
- [12] 殷松峰, 王一程, 曹良才. 基于 FFT 和积分图的快速相关匹配 [C] // 中国光学学会, 中国光学学会 2010 年光学大会论文集, 2010: 1550-1559.
- [13] 虞湘宾, 毕国光. 长序列信号快速相关及卷积的算法研究 [J]. 电路与系统学报, 2001 (4): 78-83.
- [14] SPINSANTE S, ANDRENACCI S, GAMBI E. Modified de Bruijn sequences for spread spectrum communications [C] // IEEE. Aerospace Conference, IEEE Computer Society, 2011: 1-9.
- [15] 陶慧琪. 软判决译码在信道编码中的应用 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007.
- [16] FOSSORIER M, BURKERT F, SHU L. On the equivalence between SOVA and Max-Log-MAP decodings [J]. IEEE Communications Letters, 1998, 2 (5): 137-139.
- [17] 王新梅, 肖国镇. 纠错码——原理与方法 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1991.
- [18] 赵 冰. 数字通信中的卷积编码及 Viterbi 译码器设计 [J]. 天津通信技术, 2002 (3): 1-6.
- [19] 张普珩. Viterbi 译码算法的研究与实现 [D]. 长沙: 国防科技大学, 2008.
- [20] 胡 凤. M 元扩频信号的 RS 码软判决译码算法 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012.
- [21] 谢 刚. GPS 原理与接收机设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2011.