

一种基于调制m序列的直接序列扩频信号调制方法

曾凌川^{①②③} 白燕^{*②} 卢晓春^② 袁洪^③ 宿晨庚^④ 吴小婧^③

^①(中国科学院大学电子电气与通信工程学院 北京 101408)

^②(中国科学院国家授时中心 西安 710600)

^③(中国科学院空天信息创新研究院 北京 100094)

^④(北京跟踪与通信技术研究所 北京 100094)

摘要: 为提高直接序列扩频通信系统的频谱利用率, 该文提出在m序列周期等于信息比特位宽整数倍情况下的直接序列扩频信号——调制m序列的信号调制与解调方法(m-DSSS)。首先结合调制m序列相关性数值仿真结果验证m-DSSS信号捕获可行性, 然后根据信息比特的排列组合情况, 设计一种基于多通道的m-DSSS信号调制和解调方法, 并对m-DSSS信号通过加性高斯白噪声信道后的抗干扰能力建立数学模型。最后在相同频谱利用率条件下, 与码移键控(CSK)调制方式进行了仿真对比试验。仿真结果表明, m-DSSS信号不仅比CSK信号具有更低的副峰, 且当载波采用BPSK调制时, m-DSSS还可通过判断极性来辅助信号捕获, 在误码率优于 $1e-3$ 条件下, m-DSSS信号比CSK信号有2 dB以上优势, 验证了m-DSSS调制用于直扩系统的可行性。

关键词: 直接序列扩频; 伪随机序列; 调制m序列; 信号调制

中图分类号: TN925.91

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)08-2156-09

DOI: [10.11999/JEIT200600](https://doi.org/10.11999/JEIT200600)

A Signal Modulation Method of Direct Sequence Spread Spectrum Based on Modulated m-sequence

ZENG Lingchuan^{①②③} BAI Yan^② LU Xiaochun^② YUAN Hong^③
SU Chengeng^④ WU Xiaojing^③

^①(School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 101408, China)

^②(Nation Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China)

^③(Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China)

^④(Beijing Institute of Tracking and Telecommunications Technology, Beijing 100094, China)

Abstract: To raise the spectrum utilization, a modulation and demodulation method called modulated Direct Sequence Spread Spectrum (m-DSSS) is proposed, which assign the period of m-sequence to be equal to the integer multiple of data bit. Firstly, the feasibility of m-DSSS signal acquisition is verified by numerical simulation results of correlation. Then, according to the permutation of information bits, a multi-channel signal modulation and demodulation method for m-DSSS is designed, and the mathematical model reacting the anti-interference ability of passing through the additive Gaussian white noise channel is established. Finally, the simulation and contrast test are carried out with Codes Shift Keying (CSK) modulation under the same spectrum utilization. The simulation results show that m-DSSS signal not only has lower side peak than CSK signal but also can assist signal acquisition by judging polarity when BPSK modulation is adopted. When bit error rate is better than $1e-3$, m-DSSS signal has more than 2 dB advantage than CSK signal, which verifies the feasibility of m-DSSS used in DSSS system.

Key words: Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS); Pseudo-random sequence; Modulated m-sequence; Signal modulation

收稿日期: 2020-07-21; 改回日期: 2021-02-04; 网络出版: 2021-03-01

*通信作者: 白燕 by@ntsc.ac.cn

基金项目: 国家自然科学基金(11873009)

Foundation Item: General Fund of National Natural Science of China (11873009)

1 引言

在各类扩频通信技术中，直接序列扩频具备其他扩频技术难以实现的测量通信一体化能力，其已经广泛应用于卫星导航、星地及星间测控通信等领域中^[1-4]。为获得足够高的扩频增益以增强抗干扰能力，在传统直接序列扩频通信系统中，由伪随机序列组成的扩频码速率通常远大于信息速率，通常一个信息比特宽度等于若干个周期的伪随机序列，导致通信速率受限于伪随机序列周期，不能满足高速数传的需求。针对直扩通信系统频谱利用率较低这一不足，近年来国内外已有较多研究，归纳起来主要可分为多进制扩频^[5-10]、并行组合扩频^[11-14]以及码索引调制^[15-17]3个方面。

多进制扩频又称为编码扩频(或软扩频)，主要思想是将待发送数据流按每 m 位为一组进行分组，每一组数据映射到一个序列长度为 N 的伪随机序列中，一共需要 $M = 2^m$ 条伪随机序列，这一过程等价于 (N, m) 编码，该 M 个数据分组对应 M 条相互正交的伪随机序列，这 M 个伪随机序列经过载波调制后相加形成一个发送符号，接收端则通过将接收到的信号采用与发送端相同的 M 个相互正交的伪随机序列进行并行相关运算，即可解调出 M 组信息比特^[5]。因此，多进制扩频每发送1条伪随机序列等价于传输 $\log_2 [M]$ bit信息。为节约伪随机序列资源，文献^[6-10]基于自相关性能优良的循环移位序列研究了码移键控(Code Shift Keying, CSK)调制技术，在此基础上，文献^[11-14]进一步利用伪随机序列码组的极性携带额外的调制信息提出了并行组合扩频技术。此外，文献^[15-17]通过对系统中使用的伪随机序列集合建立索引，在多进制扩频基础上又发展了另一种称为码索引的调制技术。

上述关于多进制扩频、并行组合扩频以及码索引调制相关研究都是基于CSK调制，因为CSK调制所用的扩频码组是由同一条伪随机序列通过逐段码片循环移位来实现的，接收机在本地采用相同的循环移位扩频码并行解调时，移位部分的码片在相关运算时会产生副峰，当信噪比较低或单次循环移位码片段较短时，这些副峰值接近相关主峰最大值，容易造成相关峰捕获错误并导致误码发生。本文基于 m 序列，提出了一种在伪随机序列长度等于信息比特位宽整数倍情况下的直接扩频信号调制与解调方法(modulated Direct Sequence Spread Spectrum, m-DSSS)，首先对调制 m 序列相关性进行分析，验证了其用于直扩通信系统的可行性。随后对信号通过加性高斯白噪声信道后解调的误码率进行了理论推导，并在信号捕获和误码率两方面与

CSK调制方式进行了仿真对比试验。仿真试验结果表明， m -DSSS调制与CSK调制相比具有更低的误码率。

2 信号调制方法

2.1 调制伪随机序列定义

如图1所示，伪随机序列与信息流都是取值为1或-1的二进制序列，当伪随机序列长度等于信息比特位宽整数倍时，若将伪随机序列码片边沿与信息流比特边沿对齐后相乘，则与值为-1信息比特相对应的伪随机码序列片段的极性将会翻转180°。此过程可视为待发送二进制信息流对伪随机序列进行调制。本文将这种经过信息比特调制后的伪随机序列定义为调制伪随机序列。

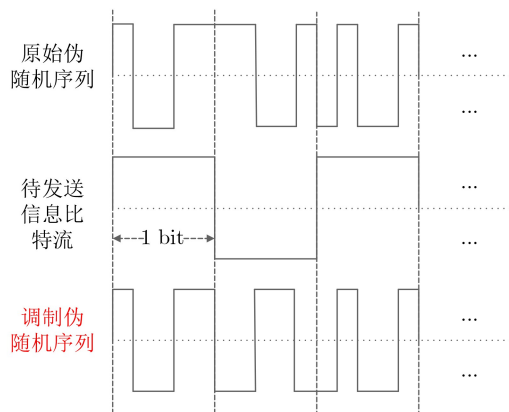


图1 调制伪随机序列示意图

现有直接序列扩频通信系统中多采用自相关性能优良的伪随机序列作为扩频码，包括Walsh序列^[18]、 m 序列^[1,19]等。因 m 序列具备优良的互相关性能，本文着重研究基于调制 m 序列的直接序列扩频信号调制和解调方法，在下文中称为 m -DSSS信号调制方法。

2.2 信号调制原理

根据2.1节调制伪随机序列的定义，以10级 m 序列为例，设计基于8通道的 m -DSSS调制原理如图2所示。10级 m 序列周期为 $2^{10}-1=1023$ ，可分为3组，每组341个码片，总共可生成 $2^3=8$ 条调制 m 序列。各调制 m 序列生成方法如表1所示，首先将 m 序列单个周期码片平均分成3组，分别对应3位信息比特，一共有000, 001, 010, 011, 100, 101, 110和111这8种组合情况，若每组码片对应信息比特为0，则取反相；若对应信息比特为1，则保持同相。

图2所示的8通道 m -DSSS调制原理如下：首先将连续的0/1信息比特流进行串并转换，一共3个比特一组，总共包括表1所示的8种组合情况；随后，根据当前的信息比特分组，按照表1所示规则进行

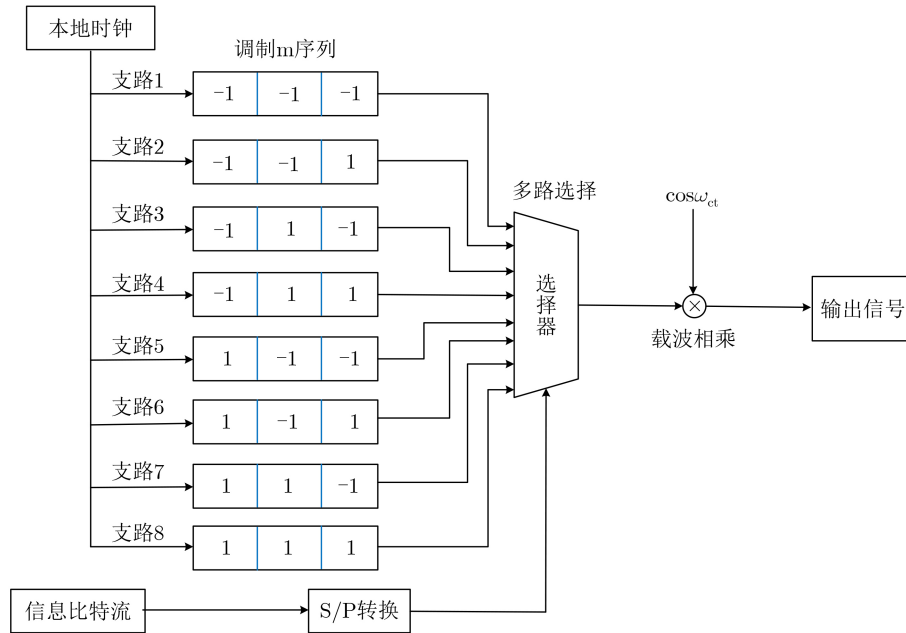


图2 基于10级调制m序列的信号调制原理示意图

表1 10级调制m序列与信息比特对应关系

信息比特组合	第1组码片与原m序列对应码片的相位关系	第2组码片与原m序列对应码片的相位关系	第3组码片与原m序列对应码片的相位关系
000	反相	反相	反相
001	反相	反相	同相
010	反相	同相	反相
011	反相	同相	同相
100	同相	反相	反相
101	同相	反相	同相
110	同相	同相	反相
111	同相	同相	同相

多路选择，将发送的信息比特映射为相应的调制m序列；最后，将选择出的调制m序列与载波相乘，进行BPSK调制后生成输出信号。

将图2所示的基于3 bit一组的信号调制推广到一般情况：假设信号调制的串并转换部分将d bit分为一组，第i组数据构成的数据块设为 $[c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{id}]$ 。这样，所有 2^d 个互不相同的数据块一共映射到 2^d 条调制m序列，则发射信号表达式如式(1)所示。式(1)中，PN表示任意一条周期长度为n个码片的m序列， T_c 表示m序列一个码片时间， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整运算。

$$s(t) = \sum_{i=1}^D \sum_{j=1}^d \sum_{k=1}^d \sum_{l=1}^{\lfloor \frac{n}{d} \rfloor} C_{i,j,k} \text{PN} \cdot \left(t - \left(\lfloor \frac{n}{d} \rfloor l + k \right) T_c \right) \cos(2\pi f_0 t) \quad (1)$$

其中， $C_i = \begin{pmatrix} c_{i1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & c_{i2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_{id} \end{pmatrix}$ 为 $d \times d$ 的方阵。

2.3 调制信号相关性能分析

一个n级m序列自相关函数取值为 $\{1, -1/(2^n - 1)\}$ ，具有明显的自相关函数峰值^[1,19]，其互相关性是根据m序列本原多项式根的性质来估计其上界的^[19]。对调制m序列，由于可能存在部分序列片段经调制发生反转的情况，导致其-1/1分布、游程、平衡性等与原m序列相比都可能发生变化。因此，调制m序列的相关性难以采用传统代数方法来估计出相关函数范围，但可通过数值仿真的方法得到其相关性的定量关系。

首先对由同一m序列所产生的调制m序列族进行相关性仿真分析。以本原多项式为 $x^{10} + x^3 + 1$ 的m序列为例，设由它产生的m序列为A，则A和由它自身按表1规则产生的8条调制m序列 $\{A^{(1)}, A^{(2)}, \dots, A^{(8)}\}$ (其中 $A^{(1)} = -A, A^{(8)} = A$)的圆周移位相关仿真结果如图3所示。可见，A和所有8条调制m序列 $\{A^{(1)}, A^{(2)}, \dots, A^{(8)}\}$ 具有良好的相关性：A与 $A^{(i)}(i \in \{1, 8\})$ 码片对应完全同相或者完全反相，相关函数主峰值为 ± 1023 ，远高于旁瓣峰值；A与 $A^{(i)}(i \in \{2, 3, \dots, 7\})$ 的码片对应应有1/3或2/3的反相，相关函数峰值为341或-341，也显著高于旁瓣峰值。若将A换成任一调制m序列 $A^{(j)}(j \in \{1, 2, \dots, 8\})$ ，上述相关性仿真具有类似的结果，限于篇幅不再列出。

下面再对由周期相同、生成本原多项式不同的m序列所产生的调制m序列进行相关性仿真分析。

设将本原多项式 $x^{10} + x^4 + x^3 + 1$ 所生成的m序列记为 B , A 与由 B 产生的所有8条调制m序列的 $\{B^{(1)}, B^{(2)}, \dots, B^{(8)}\}$ 相关仿真结果如图4所示。可见, A 与 $\{B^{(1)}, B^{(2)}, \dots, B^{(8)}\}$ 相关峰值均在 $[-100, 100]$ 区间内变化, 明显低于图3中的相关函数主峰值, 表现出良好的互相关性。若将 A 换成其对应的任一调制m序列 $A^{(j)}(j \in \{1, 2, \dots, 8\})$, 相关性仿真也有类似

$$\left. \begin{aligned} R_{A_i A_i}(0) &= n \\ R_{A_i A_j}(0) &= n - m \left\lfloor \frac{n}{d} \right\rfloor, \\ R_{A_i A_j}(k) &\ll n \\ R_{A_i B_j}(l) &\ll n \end{aligned} \right\} \begin{aligned} m &\in \{2, 4, \dots, 2 \lfloor n/2 \rfloor\} \\ k &\in \{1, 2, 3, \dots, n\} \\ l &\in \{0, 1, 2, \dots, n\} \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)中, A_i 和 A_j 是由m序列 A 产生的两条不同调制序列, B_j 是由m序列 B 产生的调制序列。可见, 调制m序列相关主峰最大值为 n , 同极性副峰的值按 $n - m \lfloor n/d \rfloor (m \in \{2, 4, \dots, 2 \lfloor n/2 \rfloor\})$ 依次递减。当 $m = 2$ 时, 副峰与主峰的相差最小值为 $2 \lfloor n/d \rfloor$ 。因此, 当信号抗干扰能力超过 $2 \lfloor n/d \rfloor$ 时, 就可以通过捕获相关峰最大值来识别出发送信息, 完成信息的解调。

在CSK调制方式中, 当接收信号解调出的m序列与本地复制的m序列进行相关运算时, 若在运算区间时域上有重合的码片, 则会产生相关副峰。下面以图5为例对进行说明: 设 n 为m序列一个周期总码片数, k 为重合的码片块个数, s 为单个m序列映射的信息比特数, 则循环移位码片块共有 2^s 个, 每个码片块有 $n/2^s$ 个码片。在接收信号第 i 个码序列中, 原第 2^s 个码片块向左循环移位到了第1个, 而

的结果, 限于篇幅不再列出。

当 A 和 B 分别由其他任意的10级本原多项式生成时, 仿真分析结论类似, 限于篇幅不再列出。综上, 虽然调制m序列的相关性能不如m序列, 但其自相关主峰依然存在明显大于互相关峰值。设在m序列的一个周期长度共 n 个码片, 共调制 d 位信息比特, 有式(2)关系存在

本地复制码序列的码片块排列顺序不变, 共有 $k = 2^s - 1$ 个码片块重合。本地复制码序列第 2^s 个码片块与接收信号码序列第 $i-1$ 个码序列中的第 j 个码片块重合。在传统直扩系统中, 码片块 j 与码片块 2^s 一致, 此时相关计算得到最大主峰值; 而在CSK调制中, 码片块 j 可能为码片块1至码片块 2^s 中的任意一个。当码片块 j 不等于码片块 2^s 时, 可得到此时相关副峰下限值为 $(2^s - 2)n/2^s$ 。由于在有 $2^s - 1$ 个码片块重合情况下副峰达到最大值, 因此最大副峰与主峰差值小于 $n/2^{s-1}$ 。

在m-DSSS与CSK频谱利用率相同情况下, 有 $d = s$ 。综上, m-DSSS解调信号的副峰与主峰的相差最小值为 $2 \lfloor n/d \rfloor$, 而CSK解调信号中副峰与主峰差最小值小于 $n/2^{d-1}$, 显著低于m-DSSS解调信号副峰与主峰差。因此, 相比于m-DSSS, CSK信号在解调时有更高的相关峰错误捕获概率。

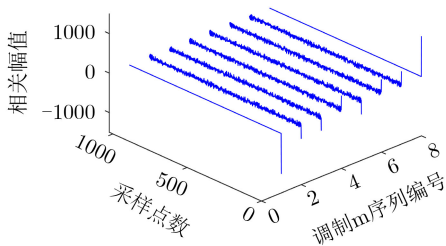


图3 m序列A与其生成调制m序列相关性仿真

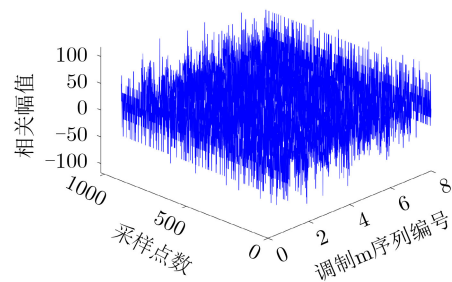


图4 m序列A与m序列B生成调制m序列相关性仿真

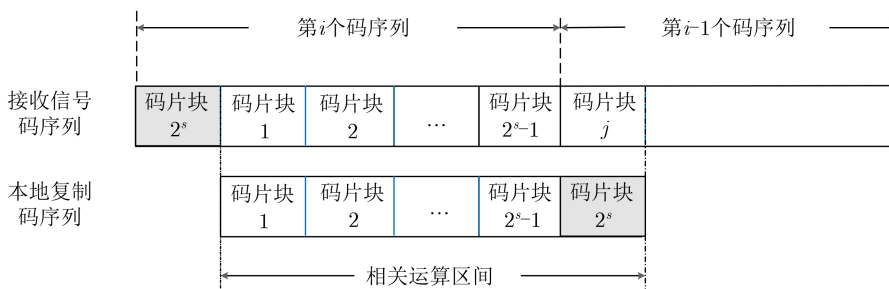


图5 CSK调制接收端相关运算示意图

3 信号解调方法

3.1 信号解调原理

图6所示为与图2对应的8通道m-DSSS信号解调原理：首先，接收信号经过带通滤波器滤除带外噪声功率谱，然后与本地同频载波相乘进行载波同步，再经过低通滤波器得到剥离载波后的数字信

号；数字信号分别输入8个并行相关器，分别与本地预先存储的8条调制m序列进行相关运算，对最大相关峰值进行捕获；每经过一个周期相关运算后，由多路判决器对各支路的相关峰大小进行判决，筛选出峰值最大的支路，从而映射得到对应的信息比特序列，随后通过并-串转换得到最终的输出二进制信息。

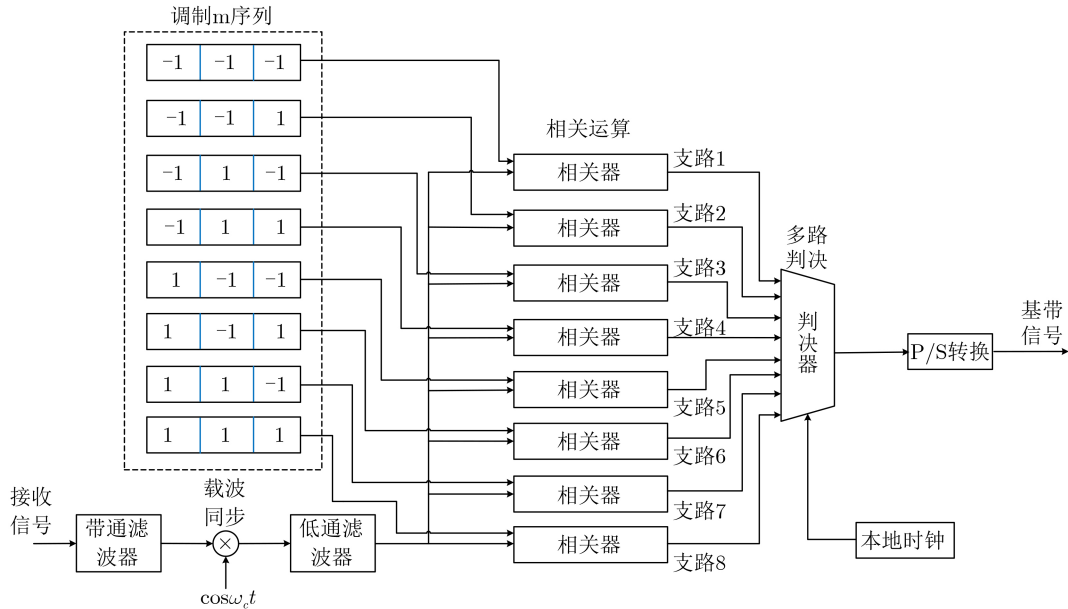


图6 基于10级调制m序列的信号解调原理示意图

3.2 信号解调性能分析

本节针对m-DSSS调制信号通过加性高斯白噪声(AWGN)信道后的抗干扰能力进行分析。设 $r(t)$ 为接收信号， $s(t)$ 为式(1)所示的发射信号，

$n(t)$ 高斯白噪声，则有

$$r(t) = s(t) + n(t) \tag{3}$$

当 $n(t) \sim N(0, \sigma_n^2)$ 时，设每比特信息的能量为 E_b ，根据式(3)有

$$\left. \begin{aligned} E[R_{A_i A_i}(0)] &= dE_b \\ E[R_{A_i A_j}(0)] &= (d - m)E_b \\ E[R_{A_i A_j}(k)] &= P \ll dE_b \\ E[R_{A_i B_j}(l)] &= Q \ll dE_b \end{aligned} \right\} \begin{aligned} m &\in \{2, 4, \dots, 2 \lfloor n/2 \rfloor\} \\ k &\in \{1, 2, \dots, n\} \\ l &\in \{0, 1, \dots, n\} \end{aligned} \tag{4}$$

式(4)中， A 和 B 是周期相同但由不同本原多项式生成的m序列； A_i 和 A_j ，以及 B_i 和 B_j 是分别由 A 和 B 生成的第*i*条和第*j*条调制m序列； $R_{A_i A_i}(0)$,

$R_{A_i A_j}(0)$ ， $R_{A_i A_j}(k)$ 和 $R_{A_i B_j}(l)$ 分别对应上述调制m序列的相关函数，在信号通过AWGN信道条件下服从正态分布，分别有概率密度函数

$$\left. \begin{aligned} f(R_{A_i A_i}(0)) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp \left\{ -\frac{(R_{A_i A_i}(0) - dE_b)^2}{2\sigma_n^2} \right\} \\ f(R_{A_i A_j}(0)) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp \left\{ -\frac{(R_{A_i A_j}(0) - (d - 2m)E_b)^2}{2\sigma_n^2} \right\} \\ f(R_{A_i A_j}(k)) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp \left\{ -\frac{(R_{A_i A_j}(k) - P)^2}{2\sigma_n^2} \right\} \\ f(R_{A_i B_j}(l)) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp \left\{ -\frac{(R_{A_i B_j}(l) - Q)^2}{2\sigma_n^2} \right\} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} m &\in \{2, 4, \dots, 2 \lfloor n/2 \rfloor\} \\ k &\in \{1, 2, \dots, n\} \\ l &\in \{0, 1, \dots, n\} \end{aligned} \tag{5}$$

设图6中第*i*条支路解调未发生误码的概率为 p_{c_i} ，则易知 $\forall i, j$ ， p_{c_i} 应满足式(6)

$$p_{c_i} = p(R_{A_i A_i}(0) > R_{A_i A_j}(k) \cap R_{A_i A_i}(0) > R_{A_i B_j}(l)), \quad \begin{cases} k \in \{0, 1, \dots, n\} \\ l \in \{0, 1, \dots, n\} \end{cases} \quad (6)$$

设图6中第*i*条支路通信误码率为 p_{e_i} ，则根据误码率定义，当式(6)中 $R_{A_i A_i}(0) > R_{A_i A_j}(k)$ 或者 $R_{A_i A_i}(0) > R_{A_i B_j}(l)$ 这两个事件中的任意一个不满足时，即发生误码。这样 p_{e_i} 可由 p_{c_i} 表示得到

$$p_{e_i} = 1 - p_{c_i} \quad (7)$$

由式(2)可知相关主峰与最大副峰的相差为 $2d$ ，并且明显大于其他相关值。令 $R_i = R_{A_i A_i}(0) - R_{A_i A_j}(0)$ ，则 $R_i \sim N(mdE_b, 2\sigma_n^2)$ ，其中 $m \in \{2, 4, \dots, 2 \lfloor n/2 \rfloor\}$ 。此外，设调制m序列一个周期的能量为 E_s ，则有 $E_s = dE_b$ 。这样 p_{e_i} 可近似表示如式(8)所示，可见为第*i*条支路的解调误码率约等于相关主峰低于最大副峰的概率。式(8)推导的结果给出了每一个序列周期上调制比特数 d 与误码率的近似关系：当m序列能量不变时，若在其一个周期长度码片上调制的信息比特越多，信息速率增加，则系统扩频增益相应越低，抗干扰性能也就随之下降。

下面分析整个m-DSSS解调系统的误码率。如上所述，每条序列映射 d bit信息，则一共有 2^d 条支路。假设接收信号对应的是第*i*条支路，则会有其他 d 条支路会产生最大副峰。不失一般性，设每条支路解调过程互相独立且误码率相等，则根据式(8)，整个解调系统的误码率可近似表示为式(9)。可见，整个m-DSSS解调系统发生误码的概率与单条支路发生误码概率基本相同。从直观上来看，图6所示解调系统各支路并行工作，每次解调有且仅有一条支路输出的是正确的结果，因此若有一条支路解调错误，就等价于整个解调系统发生了误码。

$$\begin{aligned} p_{e_i} &= 1 - p_{c_i} \\ &= 1 - p(R_{A_i A_i}(0) > R_{A_i A_j}(k) \cap R_{A_i A_i}(0) > \\ &\quad R_{A_i A_j}(k) \cap R_{A_i A_i}(0) > R_{A_i B_j}(l)) \\ &\approx 1 - p(R_{A_i A_i}(0) > R_{A_i A_j}(0)) \\ &= p(R_{A_i A_i}(0) \leq R_{A_i A_j}(0)) \\ &= p(R_i > 0) \\ &\approx 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{2E_b}{2\sigma_n^2} \right) \\ &= 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{E_b}{\sigma_n^2} \right) \\ &= 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{E_s}{d\sigma_n^2} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

$$p_e \approx \frac{1}{d} \sum_{j=1}^d p_{e_j} = p_{e_j} \quad (9)$$

4 仿真试验

本节对上述基于m-DSSS的调制和解调原理进行仿真试验，重点在信号捕获和误码率两方面性能与CSK调制方式进行比较。仿真场景设计为两个用户共享AWGN信道的码分多址通信。

4.1 信号捕获性能仿真

本节对8个接收通道情况进行仿真。m-DSSS和CSK信号捕获性能的仿真试验参数如表2所示，用户1和用户2发送的数据信息比特序列均为000001010011100101110111，按每3 bit为一组调制在10级m序列的一个周期上。用户数据一共分为8组，需要调制8个周期m序列，信号调制和解调分别按图4和图5进行。

表2 8通道条件下信号捕获仿真试验参数

参数类型	用户1	用户2
m序列生成多项式	$x^{10} + x^3 + 1$	$x^{10} + x^4 + x^3 + x^1 + 1$
m-DSSS每个周期调制比特数	3	3
CSK循环移位次数	8	8
CSK每次循环移位码片数	128(7次)、127(1次)	128(7次)、127(1次)
载波调制方式	BPSK	BPSK
载波频率(Hz)	2500	2500
信号采样频率(Hz)	100000	100000
信号延迟(扩频码片数)	200	300
信噪比(dB)	-15	-15
信号数据长度(扩频码片数)	8184	8184
相关运算步进长度(扩频码片数)	1	1

图7所示8通道情形下用户1和用户2在第3个接收通道的信号捕获结果,可见用户1和用户2的8条支路都能够正确捕获对应的信号,其他通道捕获情况类似,限于篇幅不再列出。由图7还可见:各通道在信号捕获时,存在3个极性为正的副峰和3个极性为负的副峰,它们绝对值均为主峰绝对值的1/3左右,这与在式(2)中将去参数 n 取1023、 d 取341、 m 取2之后的计算结果一致;同时,各支路都有一条峰值绝对值与主峰相同,但极性相反的相关峰存在,在信号捕获时可通过极性判断将该条支路

剔除以避免捕获错误。

图8所示为在CSK调制方式下用户1和用户2信号在第3个接收通道的信号捕获结果。与图7相比,CSK调制虽然可以正确捕获最大相关峰,但各支路存在多条幅值不等的副峰,大部分副峰幅值均大于图7中的副峰,并且极性相同,不能通过判断极性的方法将副峰剔除。可见,基于CSK调制的直扩信号与图7中的调制 m 序列信号相比,在信号捕获时更容易受到副峰干扰影响,增大了通信误码的概率。

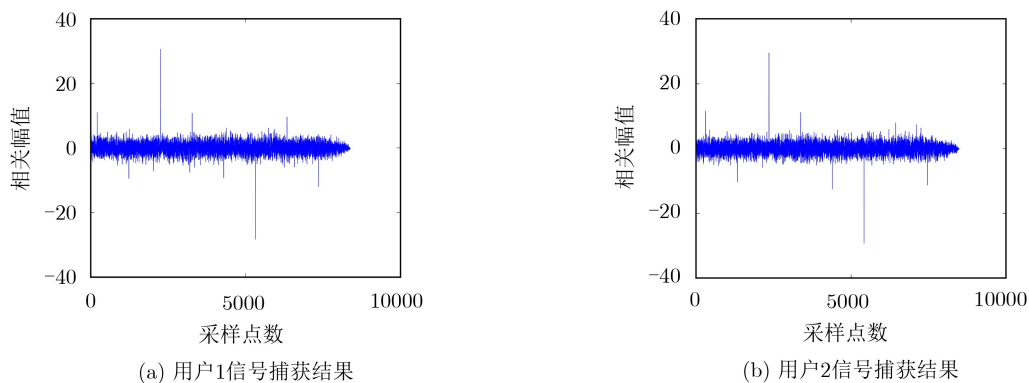


图7 8通道条件下m-DSSSS各支路接收相关性仿真结果

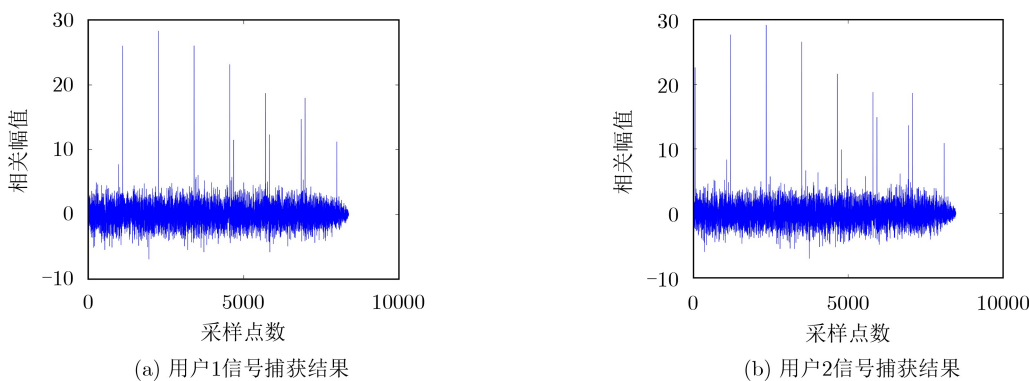


图8 8通道条件下CSK调制各支路接收相关性仿真结果

上述信号捕获性能仿真试验表明,在相同信道模型、信噪比和信息速率等条件下,CSK调制与m-DSSSS调制方式相比,更易发生信号捕获错误。

4.2 误码率性能仿真

本节对上述8通道和16通道下的两种调制方式误码率性能进行仿真分析。误码率仿真采用蒙特卡罗方法,发送信息数据随机产生;用户1和用户2共用AWGN信道,信噪比范围设为从-35 dB至-25 dB;试验中,用户1和用户2采用10级 m 序列生成多项式如表2所示;仿真信号总长为10000个 m 序列周期,对于8通道情况,调制信息比特总数为

30000,对于16通道情况,调制信息比特总数为40000。其他仿真参数,如载波频率、信号采样频率、信号延迟等与表2相同。用户1和用户2的误码率仿真结果如图9所示。

由图9可见,对于用户1,当信噪比在-35 dB至-25 dB时,8通道m-DSSSS调制信号误码率性能略优于16通道m-DSSSS调制信号,且两者误码率性能总体上均优于CSK调制信号:当误码率均为 $1e-1$ 时,8通道和16通道m-DSSSS调制信号,对8通道CSK调制信号都有约1dB优势,对16通道CSK调制信号都有约2 dB优势;当误码率为 $1e-2$ 时,上述优

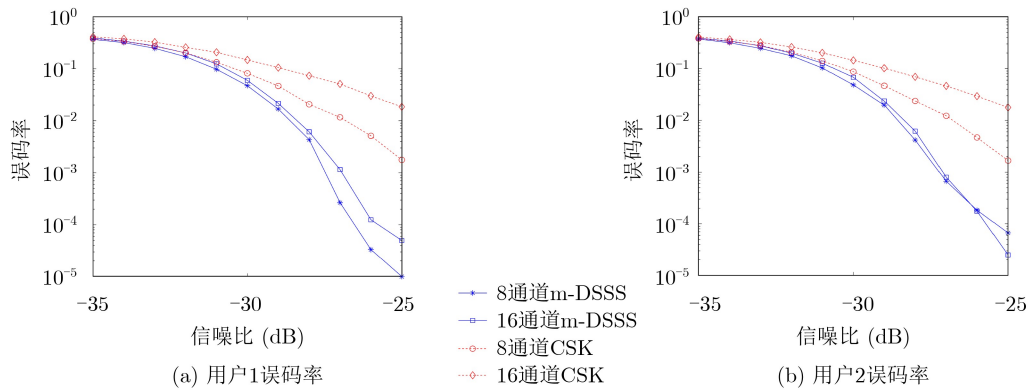


图9 误码率仿真结果

势分别扩大到至少1.5 dB和3.5 dB以上。当信噪比为-35 dB时，8通道/16通道m-DSSS调制信号误码率性能与8通道/16通道CSK调制信号相当，约0.37左右；信噪比逐渐增加，误码率性能优劣逐渐明显，当信噪比达到-25 dB时，8通道m-DSSS调制信号误码率约为 $1e-5$ ，而8通道和16通道CSK调制信号误码率分别约为 $1.8e-3$ 和 $1.8e-2$ ，误码率优势分别接近2个和3个数量级；而16通道m-DSSS调制信号误码率约为 $5e-5$ ，比8通道m-DSSS调制信号误码率性能下降5倍，但也显著优于8通道和16通道CSK调制信号。

用户2的误码率仿真情况总体上与用户1相当：当信噪比在-35 dB至-25 dB时，8通道m-DSSS调制信号误码率性能与16通道m-DSSS调制信号基本相同，且两者误码率性能总体上均优于CSK调制信号。与用户1不同的是，当信噪比为-26 dB时，8通道m-DSSS调制信号误码率约为 $1.83e-4$ ，而16通道m-DSSS调制信号误码率为 $1.75e-4$ ，两者基本相同；而当信噪比为-25 dB时，8通道m-DSSS调制信号误码率约为 $6.67e-5$ ，而16通道m-DSSS调制信号误码率为 $2.5e-5$ ，16通道m-DSSS调制信号误码率性能略好，但都在一个数量级内。本节在不同信噪比下的误码率试验为均互相独立，因此存在个别信噪比条件下16通道m-DSSS调制信号误码率性能优于8通道m-DSSS调制信号的情况，但总体上8通道m-DSSS调制信号误码率性能优于16通道m-DSSS调制信号。

5 结束语

本文基于m序列，提出了一种在伪随机序列长度等于信息比特位宽整数倍情况下的直接扩频信号调制与解调方法(m-DSSS)，并与CSK调制方法进行了仿真试验对比。仿真结果表明，m-DSSS调制信号具有比CSK调制信号更优良的误码率性能。在信号相关性方面，当频谱利用率相同时，

m-DSSS调制信号具有更低的副峰幅值，且可以通过判断极性来剔除部分副峰对信号捕获的影响，而CSK调制信号不仅副峰幅值更高，且无法通过极性判断来辅助信号捕获。下一步工作主要集中在两方面：一是根据实际通信场景往往存在多径衰落等情况，进一步在瑞利信道等信道模型中对m-DSSS信号性能做进一步研究和验证；二是由于目前对包括m序列在内的伪随机序列互相关性理论研究暂缺乏通用的数学描述，未来有必要对本文所提出的m-DSSS信号的相关性进行进一步的理论研究和分析。

参考文献

- [1] 谢刚. GPS原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2011: 304-344.
XIE Gang. Principles of GPS and Receiver Design[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011: 304-344.
- [2] 贺成艳, 郭际, 卢晓春, 等. 北斗卫星导航系统B1信号伪距偏差问题研究[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(11): 2698-2704. doi: 10.11999/JEIT180074.
HE Chengyan, GUO Ji, LU Xiaochun, et al. Researches on pseudo-range biases of BeiDou navigation satellite system B1 signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(11): 2698-2704. doi: 10.11999/JEIT180074.
- [3] RUAN Rengui, JIA Xiaolin, FENG Laiping, et al. Orbit determination and time synchronization for BDS-3 satellites with raw inter-satellite link ranging observations[J]. *Satellite Navigation*, 2020, 1(1): 8. doi: 10.1186/s43020-020-0008-y.
- [4] 何典. 测控数传一体化信道关键技术研究[D]. [硕士学位论文], 电子科技大学, 2019.
HE Dian. Research on key technologies of TT&C data transmission integrated channel[D]. [Master dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2019.
- [5] 夏高峰, 罗宇, 金哲仕. 多进制直接序列扩频系统性能分析及

- 仿真[J]. 航空电子技术, 2015, 46(2): 12–15, 20. doi: [10.3969/j.issn.1006-141X.2015.02.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1006-141X.2015.02.06).
- XIA Gaofeng, LUO Yu, and JIN Zheshi. Performance analysis and simulation of M-ary direct sequence spread spectrum system[J]. *Avionics Technology*, 2015, 46(2): 12–15, 20. doi: [10.3969/j.issn.1006-141X.2015.02.06](https://doi.org/10.3969/j.issn.1006-141X.2015.02.06).
- [6] 靳舒馨, 姚铮, 贾深惠, 等. 高速GNSS电文多进制编码调制技术[J]. 北京邮电大学学报, 2018, 41(4): 97–103. doi: [10.13190/j.jbupt.2018-009](https://doi.org/10.13190/j.jbupt.2018-009).
- JIN Shuxin, YAO Zheng, JIA Shenhui, *et al.* High-speed non-binary coding and modulation techniques of GNSS message[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2018, 41(4): 97–103. doi: [10.13190/j.jbupt.2018-009](https://doi.org/10.13190/j.jbupt.2018-009).
- [7] Cabinet Office. Quasi-zenith satellite system interface specification centimeter level augmentation service[R]. IS-QZSS-L6-001, 2018.
- [8] PEÑA A J G, SALÓS D, JULIEN O, *et al.* Analysis of the use of CSK for future GNSS signals[C]. The 26th International Technical Meeting of The Satellite Division of the Institute of Navigation, Nashville, USA, 2013: 1461–1479.
- [9] ANDREOTTI R, EMMANUELE A, FONTANELLA D, *et al.* Code-Shift-Keying (CSK) with advanced FEC coding for GNSS applications in satellite multipath channel[C]. The 7th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, Noordwijk, Netherlands, 2014: 1–8.
- [10] CHAUVAT R, PENA A G, ANGHILERI M, *et al.* Ultra-sparse binary LDPC codes with CSK signals for increased data rates in future GNSS[C]. The 9th ESA Workshop on Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, Noordwijk, Netherlands, 2018: 1–11.
- [11] UNDERBERG L, WULF A, CROONENBROECK R, *et al.* Parallel sequence spread spectrum: Analytical and simulative approach for determination of bit error probability[C]. The 21st IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, Berlin, Germany, 2016: 1–8.
- [12] JIANG Xiaofei, GUO Lili, WANG Bailing, *et al.* Performance analysis for UWB system based on parallel combinatory spread spectrum using different pseudo-noise sequences[C]. The 2nd International Conference on Education Technology and Computer, Shanghai, China, 2010: 213–216.
- [13] 刘佳鑫. 并行组合扩频系统伪码同步相关技术研究[D]. [硕士学位论文], 哈尔滨工程大学, 2014.
- LIU Jiaxin. Research on pseudo-random codes synchronization for PCSS systems[D]. [Master dissertation], Harbin Engineering University, 2014.
- [14] KADDOUM G, AHMED M F A, and NIJSURE Y. Code index modulation: A high data rate and energy efficient communication system[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(2): 175–178. doi: [10.1109/LCOMM.2014.2385054](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2014.2385054).
- [15] KADDOUM G and SOUJERI E. On the comparison between code-index modulation and spatial modulation techniques[C]. 2015 International Conference on Information and Communication Technology Research, Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2015: 24–27.
- [16] 葛利嘉, 江治林, 冯胜, 等. 非正交码索引调制方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(10): 2331–2336. doi: [10.11999/JEIT180023](https://doi.org/10.11999/JEIT180023).
- GE Lijia, JIANG Zhilin, FENG Sheng, *et al.* Non-orthogonal-code index modulation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(10): 2331–2336. doi: [10.11999/JEIT180023](https://doi.org/10.11999/JEIT180023).
- [17] 江治林. 基于直接序列扩频的码索引调制方案研究[D]. [硕士学位论文]. 重庆邮电大学, 2018.
- JIANG Zhilin. Research on code index modulation scheme based on direct sequence spread spectrum[D]. [Master dissertation], Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2018.
- [18] 贺利芳, 陈俊, 张天骥. 短参考多用户差分混沌移位键控通信系统性能分析[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(8): 1902–1909. doi: [10.11999/JEIT190117](https://doi.org/10.11999/JEIT190117).
- HE Lifang, CHEN Jun, and ZHANG Tianqi. Performance analysis of short reference multi-user differential chaos shift keying communication system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(8): 1902–1909. doi: [10.11999/JEIT190117](https://doi.org/10.11999/JEIT190117).
- [19] 万哲先. 代数和编码[M]. 北京: 高等教育出版社, 2007: 239–250.
- WAN Zhexian. Algebra and Coding[M]. Beijing: Higher Education Press, 2007: 239–250.
- 曾凌川: 男, 1988年生, 博士生, 研究方向为导航卫星星间链路技术.
- 白 燕: 女, 1975年生, 研究员, 研究方向为导航卫星星间链路技术.
- 卢晓春: 女, 1970年生, 研究员, 研究方向为卫星导航与时间同步技术.
- 袁 洪: 男, 1968年生, 研究员, 研究方向为电离层物理及电离层探测技术.
- 宿晨庚: 男, 1988年生, 助理研究员, 研究方向为卫星导航信号设计与试验验证.
- 吴小婧: 女, 1987年生, 工程师, 研究方向为导航卫星星间链路技术.