

## 新的扩频通信调制方法

康家方<sup>1</sup>, 王红星<sup>1,2</sup>, 赵志勇<sup>1</sup>, 毛忠阳<sup>1</sup>, 刘锡国<sup>1</sup>, 刘传辉<sup>1</sup>

(1. 海军航空工程学院 电子信息工程系, 山东 烟台 264001; 2. 山东省信号与信息处理重点实验室, 山东 烟台 264001)

**摘要:** 针对传统扩频调制方法频谱效率低的问题, 提出了一种新的扩频通信方法——时移位置调制方法, 该方法利用伪随机序列良好的自互相关特性, 通过扩频调制码元之间的相对位置加载信息, 建立了信息传输速率与扩频码或扩频调制带宽之间的联系。理论分析和仿真结果表明, 这种调制方法可以大大提高扩频系统的频带利用率, 并可有效对抗宽带、窄带以及扩频干扰, 为扩频通信技术的研究提供了一种新方法。

**关键词:** 扩频通信; 时移位置调制; 频带利用率; 伪随机码

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)05-0079-09

## Novel method of spread spectrum communication

KANG Jia-fang<sup>1</sup>, WANG Hong-xing<sup>1,2</sup>, ZHAO Zhi-yong<sup>1</sup>, MAO Zhong-yang<sup>1</sup>, LIU Xi-guo<sup>1</sup>, LIU Chuan-hui<sup>1</sup>

(1. Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;

2. Key Laboratory on Signal & Information Processing of Shandong Province, Yantai 264001, China)

**Abstract:** As the bandwidth efficiency of traditional spread spectrum modulation is quite low, a novel spread spectrum communication method, which uses the relative position of the spread spectrum modulation symbol to carry information was presented, and the method establishes the relationship between the information transfer rate and the spreading code or the transmission bandwidth. Theoretical analysis and simulation results show that the modulation method can not only greatly improve the bandwidth efficiency of the spread spectrum system, but also effectively combat broadband, narrow-band or other spread spectrum interference. This method provides some novel ideas for the future research of spread spectrum communications.

**Key words:** spread spectrum communication; time shift position modulate; bandwidth efficiency; pseudo-random code

### 1 引言

扩频通信技术与光纤通信、卫星通信一同被誉为进入信息时代的 3 大高技术通信传输方式, 它具有抗干扰能力强、抗截获、抗多径、多址能力强等特点, 在无线局域网、2G、3G、全球卫星定位、军事通信、航天通信和深空探测等诸多领域都得到了较为广泛的应用。

扩频系统的一个典型特征是被传输信号能量所占的带宽必须大于信息比特速率所对应的带宽(一般为远大于), 而且通常认为传输带宽与信息比特速率无关, 美国公开的专利《Method and Ap-

paratus for Selecting a Spreading Code in a Spectrum Spread Communication System》<sup>[1]</sup>和 Roger L 的经典著作《Introduction to Spread Spectrum Communications》<sup>[2]</sup>等文献资料都明确提到了这一观点。典型的扩频通信系统有直接序列扩频系统(DSSS)、跳频(FH)、线性调频扩频等。

直接序列扩频系统(DSSS)又称为直接序列调制系统或伪噪声系统(PN 系统), 简称为直扩系统, 它是一种典型的扩频通信系统, 也是人们最早研究的扩频系统。目前, 该技术在军事保密通信、移动通信等领域有很广泛的应用。这种扩频系统将要发送的信息用扩频码扩展到一个很宽的频带上去, 在

收稿日期: 2012-06-18; 修回日期: 2013-02-02

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60772056); 山东省“泰山学者”建设工程专项经费基金资助项目

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (60772056); Special Foundation Program for Mountain Tai Scholars

接收端，用与发射端相同的扩频码对接收到的扩频信号进行相关处理，进而恢复出原始数据信息<sup>[3-5]</sup>。这种系统中，扩频码的特性与系统的抗干扰、抗截获等性能有直接关系，此外，扩频码的码片周期和扩频码的自相关特性也决定着已调扩频信号的带宽，且已调扩频信号带宽与调制信息比特速率无关，因此，从频带利用率角度来讲，直接序列扩频系统的频带利用率极低<sup>[6,7]</sup>。

多进制正交码扩频调制技术通常将信息映射到一组扩频调制序列上，相对传统直接序列扩频调制技术，该调制技术提高了传输速率和频带利用率，在一定程度上解决了信息传输带宽与传输速率和扩频增益之间的矛盾。但这种调制技术以扩频码的正交性为基础，对扩频码的选取有严格的要求，受正交扩频码序列集的约束较为严重<sup>[8]</sup>。扩频码循环移位键控<sup>[9,10]</sup> (CCSK, cyclic code shift keying) 是将直接序列扩频技术与编码技术相结合而产生的一种新的扩频调制技术，又称为软扩频技术。该技术将多个信息比特对应到一条伪随机码上，频谱的扩展倍数不大且不一定是整数，其实质是一种 $(N,k)$ 编码，用长为 $N$ 的伪随机码去代表 $k$  bit 信息，扩频率为 $N/k$ 。例如，美国的 JTIDS 就采用 $(32,5)$ 编码，扩频率为 6.4。这种扩频技术可有效提高系统的频带利用率，已经得到了广泛的应用。

近年来，扩频通信技术的研究主要集中在扩频序列集<sup>[11-13]</sup>的研究和解调检测方法的优化<sup>[14-18]</sup>2 个方面，鲜有提出新的扩频调制方法。本文从扩频序列的基本特性出发，提出了新的扩频通信调制方法，并给出了一种解调方法。这种调制方法在一定程度上建立了信息传输速率与扩频码或扩频调制带宽之间的联系，可有效提高系统的传输速率，为扩频通信技术的研究提供了一种新思路。

## 2 调制原理

理想情况下，扩频码的自相关函数应该是一个冲激函数，除零时刻外，其值处处为 0，扩频码之间的互相关函数也应该处处为 0。但是这种理想相关特性的系列集是不存在的。通常所采用的扩频码具有良好的自互相关特性，在时延为 0 时，其自相关值最大，其他时刻相关值几乎为 0，这种特性使得扩频通信系统具有很好的对抗多径干扰的能力，由于多径干扰在信号传输层面最终表现为码间干扰的形式，因此扩频通信可以很好地对抗码间干

扰。对于点对点的直接序列扩频通信系统来说，如果在调制端刻意引入码间干扰，那么这种干扰对扩频系统的性能影响将会很小，利用这种特性，在调制端刻意引入码间干扰并对其加以控制，就可以利用引入的“码间干扰”的位置和调制波形的参数同时加载调制信息。基于这一思路，提出了一种新的扩频调制方法。

调制方法以小组为单位加载信息，每个小组的持续时间为 2 个扩频码周期 ( $2T_b$ )，小组内包含 2 个扩频调制码元，扩频调制码元为持续时间为一个扩频码周期的扩频调制信号，2 个扩频调制码元在 2 个扩频码周期内可交叠但不可重叠，利用 2 个扩频调制码元的位置和调制波形的参数 (频率、相位、幅度等) 加载信息，调制原理流程如图 1 所示。

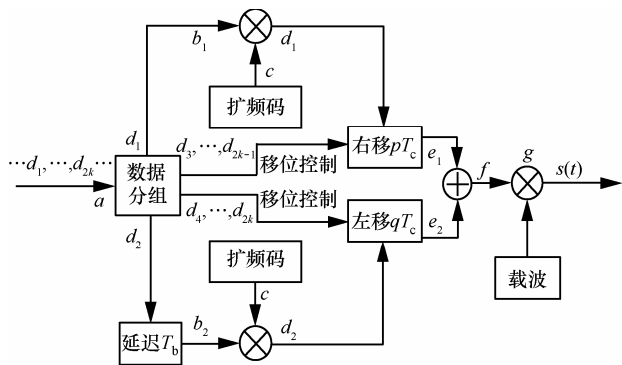


图 1 调制流程

图 1 中，原始数据流周期为  $T_d$ ，调制过程首先对预调数据进行分组，即将预调二进制数据分为位置预调数据和调制波形预调参数数据两部分，分别对应于 2 个扩频调制码元的位置和调制波形的参数，其中，奇数序号的原始数据对应于第一个调制码元，偶数序号的原始数据对应于第二个调制码元；然后将调制波形参数预调数据映射到调制波形的具体参数上，再将加载信息后的调制信号与扩频码相乘，进行直接序列扩频，直接序列扩频调制使用的扩频码是由伪随机序列形成的双极性不归零序列，码片周期为  $T_c$ ，长度为  $n$ ，且满足  $T_c = T_b/n$ ；再根据数据分组得到的位置预调数据，分别对小组内的 2 个扩频调制码元的位置进行移位，2 个扩频调制码元中第一个扩频调制码元的移位区间为  $[0, 3T_b/2)$ ，第二个扩频调制码元的移位区间为  $[T_b/2, 2T_b)$ ，区间交叠部分为  $[T_b/2, 3T_b/2)$ ；最后，将移位后 2 个扩频调制码元叠加，并将叠加后的信号

与载波相乘进行载波调制。一个小组内调制信号  
 表示形式为

$$s(t) = \begin{cases} 0 & , 0 \leq t < pT_c \\ \begin{pmatrix} d_1 c(t - pT_c) \cos 2\pi f_c t + \\ d_2 c(t - T_b + qT_c) \cos 2\pi f_c t \end{pmatrix} & , pT_c \leq t < 2T_b - pT_c \\ 0 & , 2T_b - pT_c \leq t < 2T_b \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $d_1$ 、 $d_2$  分别为扩频调制码元 1、2 的调制波形  
 预调数据,  $p$ 、 $q$  分别为第一、二个扩频调制码元位置  
 预调数据的十进制形式,  $f_c$  为载波调制的中心频率。

以调制数据 101110 为例(扩频调制所采用的伪  
 随机序列位数为 7), 调制过程对应的时域波形如图  
 2 所示。

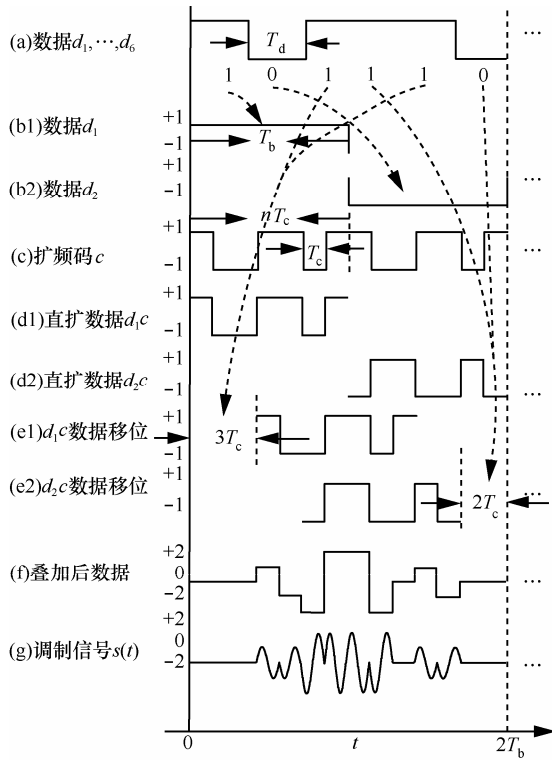


图 2 调制过程时域波形

从图 2 中可以看出, 在进行位置调制时, 前后  
 2 个调制码元(扩频调制之后的基带调制信号)同时  
 移位, 前一调制码元向后移, 后一调制码元向前  
 移, 移位距离均需小于扩频码码长的一半, 以避  
 免 2 个扩频调制码元重叠。叠加后两端的空余部  
 分补“0”。从图 2 中还可以看出, 时移叠加后,  
 码元的幅度由“-1”、“+1”2 个幅度变为“-2”、“-1”、“0”、  
 “+1”、“+2”5 个幅度, 该过程相当于多进制  
 PAM 调制, 但是加载的调制数据增加了 4bit。

以  $n=127$  bit 的伪随机序列为例, 当采用上述  
 调制方法进行调制时, 一个小组内的 2 个扩频调  
 制码元均有 64 个可移动的位置, 均可加载  $\lg 64=6$  bit  
 信息。相比于传统的二进制直接序列扩频调制, 每  
 一个扩频调制码元多加载了 6bit 的信息。实际上,  
 这种双扩频调制码元移位调制相当于 M-PPM 中的  
 2-PPM, 只是不同位置的扩频调制信号在时域上  
 是相互交叠的。

### 3 调制信号特性分析

#### 3.1 调制信号相关特性分析

设有序列  $x_i\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  和序列  $y_i\{y_1, y_2, \dots, y_m\}$ ,  
 满足序列长度  $n \leq m$ , 定义序列  $x$  和  $y$  的局部相关  
 函数为

$$R_{xy}(j) = \sum_{i=1}^{m-j} x_i y_{i+j} \quad (2)$$

其中, 当  $1 \leq i \leq n$  时,  $x_i$ 、 $y_i = +1$  或  $-1$ ; 当  $i > n$  时,  
 $x_i = 0$ 。显然, 当  $j = 0$  时, 可得

$$R_{xx}(0) = \sum_{i=1}^n x_i x_i = \sum_{i=1}^n x_i^2 = n \quad (3)$$

令扩频码  $c$  为  $\{c_1, c_2, \dots, c_n\}$ , 则根据第 1 节的调  
 制原理, 扩频调制之后, 一个小组(2 个扩频调制  
 码元)内的调制信号序列可表示为

$$\{d_1 c_1, d_1 c_2, \dots, d_1 c_n, d_2 c_1, d_2 c_2, \dots, d_2 c_n\} \quad (4)$$

根据位置预调信息的十进制形式  $p$ 、 $q$ , 对两个  
 扩频调制码元进行移位相加, 可得叠加后的调制信  
 号  $s_j(j=1, 2, \dots, 2n)$  为

$$\{0, \dots, 0, d_1 c_1, \dots, d_1 c_{n-(p+q)}, d_1 c_{n-(p+q)+1} + d_2 c_1, \dots, d_1 c_n + d_2 c_{p+q}, d_2 c_{p+q+1}, \dots, d_2 c_n, 0, \dots, 0\} \quad (5)$$

其中, 信号开始和结束处“0”的个数分别为  $p$ 、 $q$ ,  
 也表示前后扩频调制码元后移或前移码片的个数。

由局部相关函数的定义可得, 扩频码与调制信  
 号的局部相关函数可表示为

$$R_{cs}(j) = \sum_{i=p}^{n+p-j} c_{i-p} s_{i+j} + \sum_{i=n-q}^{2n-q-j} c_{i-(n-q)} s_{i+j} \quad (6)$$

由于扩频码具有良好的自相关特性, 相关值在  
 $p$  和  $n-q$  处为 2 个尖锐的相关峰, 当  $j=p$  或  $n-q$  时,  
 分别有

$$\begin{aligned} R_{cs}(p) &= d_1 \sum_{i=1}^n c_i c_i + d_2 \sum_{i=1}^q c_i c_{n-q+i} \\ &= d_1 R_{cc}(0) + d_2 R_{cc}(n-q) \\ &= d_1 n + d_2 R_{cc}(n-q) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned}
 R_{cs}(n-q) &= d_1 \sum_{i=1}^q c_i c_{n+p-q+i} + d_2 \sum_{i=1}^n c_i c_i \\
 &= d_1 R_{cc}(n+p-q) + d_2 R_{cc}(0) \\
 &= d_2 n + d_1 R_{cc}(n+p-q)
 \end{aligned} \tag{8}$$

由式(7)和式(8)可以看出, 相关峰的大小与扩频码的相关特性和同小组中另一扩频调制码元的调制数据有直接联系。由于  $p$  和  $q$  为调制数据的十进制形式, 具有随机性, 服从均匀分布, 且均值为 0, 进一步可得部分相关函数相关峰的均值

$$\begin{aligned}
 E[R_{cs}(p)] &= E[d_1 n + d_2 R_{cc}(n-q)] \\
 &= d_1 n + E[d_2 R_{cc}(n-q)] \\
 &= d_1 n
 \end{aligned} \tag{9}$$

同理,

$$E[R_{cs}(n-q)] = d_2 n \tag{10}$$

$$E[R_{cs}(j)] = 0, \quad j \neq p, n-q \tag{11}$$

采用 127bit 伪随机序列 ( $m$  序列) 作为扩频码, 对调制信号的部分相关函数进行仿真, 得到扩频码与调制信号的局部相关值  $R_{cs}$  的数值仿真结果如图 3 所示。

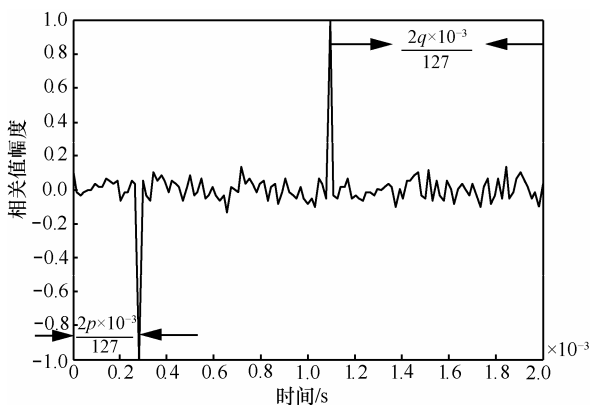


图 3 扩频码与调制序列的滑动相关值

图 3 中, 扩频调制码元的持续时间为 2ms, 一个分组的持续时间为 4ms, 两调制码元移位的范围分别为  $[0, 3 \times 10^{-3})$ 、 $[10^{-3}, 4 \times 10^{-3})$ 。从图 3 中可以看出, 滑动相关值在信息调制位置有 2 个尖锐的相关峰, 其所在的位置  $p$  和  $n-q$  分别代表调制数据  $d_3, \dots, d_{2k-1}$  (010010) 和  $d_4, \dots, d_{2k}$  (111011), 相关峰的正负则分别代表调制波形参数预调数据  $d_1(0)$  和  $d_2(1)$ 。

### 3.2 调制信号频谱

考虑调制信号的功率谱, 调制信号码元持续时

间为  $T$ 、载波频率为功率为  $P$  的二进制相移键控调制信号的双边带功率谱密度为

$$S_d(f) = \frac{1}{2} PT \{ \sin^2[(f - f_0)T] - \sin^2[(f + f_0)T] \} \tag{12}$$

直接序列扩频调制系统的实质仍是二进制相移键控, 只是调制脉冲周期由码元周期  $T$  变为扩频码的码片周期  $T_c$ , 本文所提的扩频调制系统相当于一种多进制幅度键控 (MPAM), 调制信号的最大值幅度为直接序列扩频调制系统的 2 倍, 因此, 其调制信号的双边功率谱密度可表示为

$$S(f) = PT_c \{ \sin^2[(f - f_0)T_c] - \sin^2[(f + f_0)T_c] \} \tag{13}$$

图 4 给出了功率  $P=1$ ,  $T=4T_c$  情况下, 直接扩频调制信号和扩频码时移位置调制信号的功率谱密度 (后者传输速率是前者的 2 倍)。可以看出, 扩频码时移位置调制信号的带宽与直接序列扩频调制信号的带宽相同, 但功率谱密度是直接序列扩频调制信号的 2 倍。实际应用中, 典型的扩频因子远大于 4, 因此, 扩频码时移位置调制方法所能携带的信息远大于直接序列扩频调制。

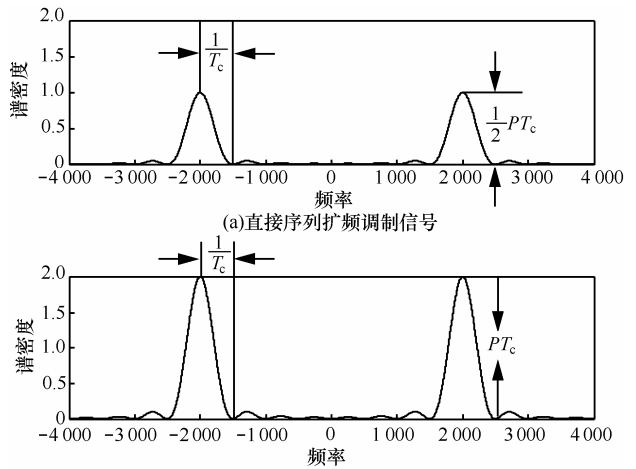


图 4 调制信号功率谱密度

上述分析仅限于数据调制和扩频调制都是二进制相移键控的情况, 在采用其他调制方式时, 功率谱密度有不同的表达形式, 这里不做进一步分析。

## 4 解调原理与抗干扰分析

根据调制原理和对调制序列特性的分析, 本文提出了一种基于滑动相关的解调方法, 其解调流程如图 5 所示。

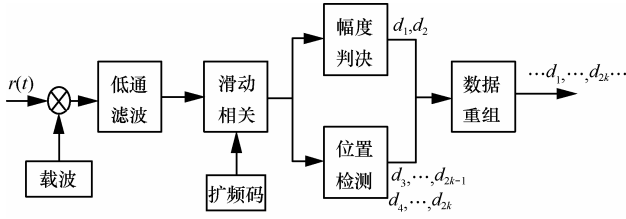


图 5 解调流程

接收信号首先与载波相乘，再经低通滤波转变为基带信号；然后，将扩频码与接收基带信号做滑动相关，得到一系列的滑动相关值，再对相关值的幅度和位置进行判决，从而实现数据的解调，最后，解调数据重组为原始的数据流形式输出。下文对系统的抗噪声、抗干扰能力进行分析。

#### 4.1 干扰为白噪声

假设系统处于理想同步状态，当存在加性高斯白噪声干扰时，图 4 接收机的输入信号为

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (14)$$

其中， $n(t)$  为功率谱密度为  $N_0/2$  的高斯白噪声。与载波相乘后得到的基带信号的离散形式为

$$r(k) = s(k) + n(k) \quad (15)$$

将该接收信号与扩频码进行滑动相关，可得

$$\begin{aligned} R_{cr}(j) &= \sum_{i=1}^{2n-j} c_i r_{i+j} \\ &= d_1 \sum_{i=p}^{n+p-j} c_{i-p} s_{i+j} + d_2 \sum_{i=n-q}^{2n-q-j} c_{i-(n-q)} s_{i+j} + \sum_{i=1}^n c_i n_{i+j} \end{aligned} \quad (16)$$

当  $j = p$  或  $n - q$  时，分别有

$$R_{cr}(p) = d_1 n + d_2 R_{cc}(n - q) + N_p \quad (17)$$

$$R_{cr}(n - q) = d_2 n + d_1 R_{cc}(n + p - q) + N_q \quad (18)$$

其中， $N_p = \sum_{i=1}^n c_i n_{i+p}$ ， $N_q = \sum_{i=1}^n c_i n_{i+q}$  为高斯白噪声引起的干扰。

进一步可以得到

$$E[R_{cr}(p)] = d_1 n \quad (19)$$

$$E[R_{cr}(n - q)] = d_2 n \quad (20)$$

$$E[R_{cr}(j)] = 0, \quad j \neq p, n - q \quad (21)$$

基于以上分析，不妨假设  $R_{cr}(j) = 0, j \neq p, n - q$ ，则系统的解调变为经典 PPM 解调的方式，前  $(n+1)/2$  个位置中有一个位置为前一码元的相关峰，后  $(n+1)/2$  个位置中。

2 种情况分析过程相同，这里只对前  $(n+1)/2$  个位置的检测过程进行分析。

$R_{cr}(p)$  的概率密度函数为

$$f(R_{cr}(p)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left\{-\frac{[R_{cr}(p) - E]^2}{2\sigma_n^2}\right\} \quad (22)$$

其中， $E$  表示一个扩频码调制符号的能量。

$R_{cr}(j), j = 1, \dots, (n+1)/2$  且  $j \neq p$  的概率密度函数为

$$f(R_{cr}(j)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n}} \exp\left\{-\frac{[R_{cr}(j)]^2}{2\sigma_n^2}\right\} \quad (23)$$

根据最大似然判决准则，若  $R_{cr}(p) \geq R_{cr}(j), j = 1, \dots, (n+1)/2, j \neq p$ ，则判断正确，设判断正确的概率为  $p_c$ ，则

$$\begin{aligned} p_c &= p(R_{cr}(p) \geq R_{cr}(1), \dots, R_{cr}(p) \geq R_{cr}(p-1), \\ &R_{cr}(p) \geq R_{cr}(p+1), \dots, R_{cr}(p) \geq R_{cr}((n+1)/2)) \end{aligned} \quad (24)$$

根据假设条件， $R_{cr}(j), j = 1, \dots, (n+1)/2, j \neq p$  的统计特性相同，可得

$$p_c = [p(R_{cr}(p) \geq R_{cr}(1))]^{\frac{n-1}{2}} \quad (25)$$

令  $R = R_{cr}(p) - R_{cr}(1)$ ，由高斯随机变量的性质可知  $R$  服从均值为  $E$ ，方差为  $2\sigma_n^2$  的高斯分布，其概率密度函数为

$$f(R) = \frac{1}{2\sqrt{\pi\sigma_n}} \exp\left\{-\frac{(R - E)^2}{4\sigma_n^2}\right\} \quad (26)$$

进一步地，

$$\begin{aligned} p_c &= [P(R > 0)]^{\frac{n-1}{2}} \\ &= \left[\int_0^\infty f(x) dx\right]^{\frac{n-1}{2}} \\ &= \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{r}{2}\right)\right]^{\frac{n-1}{2}} \end{aligned} \quad (27)$$

其中， $r = \frac{E}{2\sigma_n}$  表示的是解调器输入端的信噪比。

所以，系统误码率可以表示为

$$\begin{aligned} P_e &= 1 - P_c \\ &= 1 - \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{r}{2}\right)\right]^{\frac{n-1}{2}} \end{aligned} \quad (28)$$

以上分析是在假设扩频码为理想伪随机序列

的情况下得到的, 在实际应用中, 伪随机序列的自互相关特性直接影响着系统的性能, 这将导致实际系统的误码率比理论值要高。从误码率公式中可以看出, 在高信噪比情况下 ( $1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{r}{2}\right)$  很小), 系统的误码率随伪随机码长度的增加 (携带信息增加) 而降低, 但降低速度非常缓慢, 这是一个非常优良的特性。详见第 5 节数值仿真部分。

### 4.2 干扰为非扩频 BPSK 信号

若干扰为非扩频的 BPSK 信号  $s_2(t) = d'(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi_2)$ , 其中,  $d'(t) \in \{\pm 1\}$  是与预调数据相独立的另一个信息信号。为了便于分析, 假设其信息速率为调制信号的 2 倍, 并且在时间上与调制信号完全同步, 在时间  $[0, 2T_b]$  内,  $d'(t)$  的数据为  $d'$ 。

在一个小组 (2 个码元周期) 时间内, 接收机的输入为

$$r'(t) = s(t) + s_2(t)$$

$$= \begin{cases} d' \cos(2\pi f_c t + \varphi_2) & , \quad 0 \leq t < pT_c \\ \left( \begin{array}{l} d_1 c(t - pT_c) \cos 2\pi f_c t + \\ d_2 c(t - T_b + qT_c) \cos 2\pi f_c t + \\ d' \cos(2\pi f_c t + \varphi_2) \end{array} \right) & , \quad pT_c \leq t < 2T_b - pT_c \\ d' \cos(2\pi f_c t + \varphi_2) & , \quad 2T_b - pT_c \leq t < 2T_b \end{cases} \quad (29)$$

假设  $\varphi_2$  在  $[0, 2\pi]$  内均匀分布, 则与载波相乘后得到基带信号的离散形式为

$$r'(k) = s(k) + d' \cos \varphi_2 \quad (30)$$

与扩频码进行滑动相关可以得到

$$R'_{cr}(j) = \sum_{i=1}^{2n-j} c_i r'_{i+j}$$

$$= d_1 \sum_{i=p}^{n+p-j} c_{i-p} s_{i+j} + d_2 \sum_{i=n-q}^{2n-q-j} c_{i-(n-q)} s_{i+j} + d' T_b \bar{c} \cos \varphi_2 \quad (31)$$

其中,

$$\bar{c} = \frac{1}{T_b} \sum_{i=1}^{2n} c_i \quad (32)$$

为扩频码的均值。输出的信扰比为

$$\gamma_0 = \frac{(b_1 T_b)^2}{E\left[\left[b' T_b \bar{c} \cos \varphi_2\right]^2\right]} = \frac{2}{(\bar{c})^2} \quad (33)$$

若  $n=1$ , 则发送信号  $s(t)$  是非扩频的 BPSK, 则

$c(t)=1$ ,  $\bar{c}=1$ , 进而  $\gamma_0=2$ 。若扩频码为长度为  $n$  的  $m$  序列, 则  $\bar{c}=-1/n$ ,  $\gamma_0=2n^2$ , 与无扩频的 BPSK 调制相比较, 其性能提高了  $n^2$  倍。

以上结果是在假设条件干扰信号与扩频信号同步、干扰信号码元周期为 2 倍的扩频调制码元周期的基础上得到的。在实际情况中, 结果会有所不同。

$s_2(t)$  的带宽为扩频调制信号  $s(t)$  带宽的  $1/2n$ , 因此可将其视为对扩频信号的窄带干扰。以上分析结果表明这种时移调制方式具有对抗窄带干扰的能力, 且  $n$  越大, 抗干扰能力越强。

同理, 可以分析这种扩频调制方式对窄带通信干扰的问题, 对于窄带通信相关接收机, 取输入信号为

$$r'(t) = d'(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_2) + s(t) \quad (34)$$

取本地载波的幅度为 2, 则相关积分的结果为

$$\varepsilon = \int_0^{2T_b} [d'(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_2) + s(t)] \cdot 2 \cos(2\pi f_c t + \varphi_2) dt$$

$$= 2d' T_b + (d_1 + d_2) T_b \bar{c} \cos \varphi_2 \quad (35)$$

进而可以得到窄带系统的信扰比为

$$\gamma_0 = \frac{(\bar{c})^2}{2} \quad (36)$$

当采用长度为  $n$  的  $m$  序列作为扩频码时, 信扰比  $\gamma_0=1/2n^2$ 。可见, 这种扩频通信系统对窄带通信的干扰随着  $n$  的增大而迅速减小。

以上分析表明, 这种调制方式与传统的扩频调制方式一样, 可以与非扩频系统工作于同一频段。

### 4.3 干扰为直扩信号

若干扰为另一扩频信号  $s_3(t) = d_3(t) c''(t) \cdot \cos(2\pi f_c t + \varphi_3)$ , 假设  $s_3(t)$  和  $s(t)$  的码片周期相同, 一个小组内  $d_3(t)$  对应的调制数据为  $d''$ 。

与 4.2 节的分析相同, 接收信号与载波相乘后得到的基带信号的离散形式为

$$r''(k) = s(k) + d'' \cos \varphi_3 \quad (37)$$

进一步可得滑动相关器的输出为

$$R''_{cr}(j) = \sum_{i=1}^{2n-j} c_i r''_{i+j}$$

$$= d_1 \sum_{i=p}^{n+p-j} c_{i-p} s_{i+j} + d_2 \sum_{i=n-q}^{2n-q-j} c_{i-(n-q)} s_{i+j} + \sum_{i=1}^{2n-j} c_i c''_{i+j} \cos \varphi_3 \quad (38)$$

设  $\varphi_3$  在  $[0, 2\pi]$  内均匀分布，并记  $\xi_i = \sum_{i=1}^{2n-j} c_i c_{i+j}^*$ 。

$\cos \varphi_3$ ，则

$$E[\xi^2] = E \left[ \left[ \frac{\sum_{i=1}^{2n} R_{cc^*}(i)}{2n} \right]^2 \cos^2 \varphi_3 \right] \quad (39)$$

其中， $\left[ \frac{\sum_{i=1}^{2n} R_{cc^*}(i)}{2n} \right]^2$  由 2 个扩频码序列的互相关特性

决定，对于多数伪随机信号，互相关函数的均方值约为  $nT_c^2$ ，因此，这种干扰下的信扰比为

$$\gamma_0 = \frac{T_b^2}{nT_c^2/2} = 2n \quad (40)$$

可见，随着扩频码位数的增加，信扰比增大，系统对抗多址干扰的能力增强。

#### 4.4 多径干扰定性分析

扩频码良好的自互相关特性使得直接序列扩频调制系统具有很好的对抗多径干扰的能力，但当多径时延  $\tau = T_s$ ，即多径时延与符号周期相等时，系统的抗多径能力将大大下降。

时移位置扩频调制方法将 2 个扩频码调制信号分为一组，利用其相对位置加载信息，小组内 2 个扩频码的时移形成了以若干“0”开始并以若干“0”结束的调制信号，这些零的存在相当于调制信号之间的保护间隔，拉大了与其他小组信号之间的距离，因此，从小组之间的角度讲，这种调制方法可以对抗时延为  $T_s$  甚至更大的多径干扰。

但是，在小组内部，多径干扰的存在会导致相关区域内出现多个相关峰或相关峰对消的情况，这将引起误判而导致无码性能的下降，从小组内的角度讲，多径干扰的存在将导致系统性能的变差。

然而，由于扩频码本身良好的自互相关特性，多径信号的具体时延是很容易估计得到的，利用这一特点可以补偿对消的相关峰并对不同路径的多径信号进行合并，从而达到利用多径信号提高时移位置扩频调制系统性能的目的。

### 5 数值仿真

在假设伪随机序列的自互相关特性为理想的情况下，根据理论误码率推导结果式(28)，对不同长度伪随机序列时移位置调制的理论误码率性能进行了数值计算。理论误码率性能如图 6 所示。

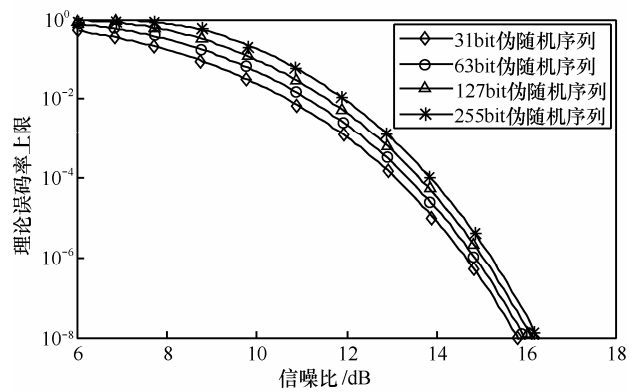


图 6 不同长度伪随机序列的理论误码率上限

从图 6 中可以看出，误码率随信噪比的升高而降低，4 种情况所携带的信息分别为 5bit、6bit、7bit、8bit，随着信噪比的提高，不同长度伪随机序列的误码率差异逐渐减小，在误码率为  $10^{-6}$  时，31bit 和 255bit 伪随机序列 2 种调制情况信噪比之差约为 0.6dB，相邻曲线之间信噪比之差约为 0.2dB。而在传统的多进制调制中，信息增加 1bit，通常要牺牲 3dB 的信噪比。

在实际应用中，具有理想特性的伪随机序列是不存在的，通常采用  $m$  序列、Gold 序列等自互相关特性较好的伪随机序列，这里笔者将采用  $m$  序列作为扩频码对调制系统性能进行仿真。长度为 63bit、127bit 和 255bit 的  $m$  序列所对应的误码率性能曲线如图 7 所示。

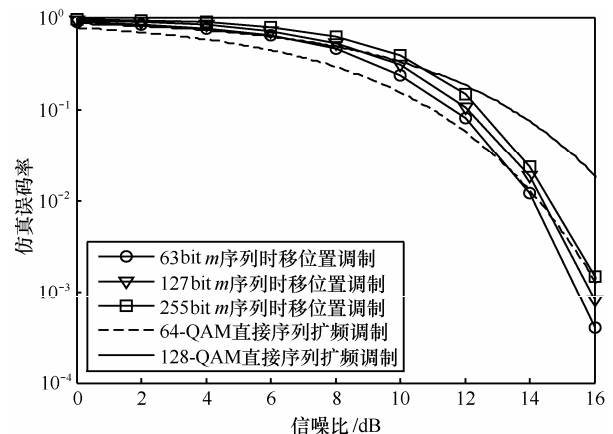


图 7 基于  $m$  序列的时移位置调制误码性能

与图 6 的理论误码率理论曲线上限相比较，由于  $m$  序列是非理想伪随机序列，采用它进行时移位置调制时的误码性能与理论值相比有较大差别，但总体趋势与理论误码率曲线是一致的。在这种调制方式下，127bit 扩频调制序列携带的信息与 128-QAM 直

接序列扩频调制（误码性能与未扩频的 128-QAM 相同）所携带的信息相同，在信噪比大约为 10dB 时，二者误码性能相当，随着信噪比的提高，这种调制方法的误码率降低速度更快，在 16dB 时，二者误码性能相差约两个数量级，在信噪比大于 14dB 时，其误码率与 64-QAM 直接序列扩频调制方式（误码性能与未扩频的 128-QAM 相同）相当，但携带的信息比 64-QAM 多 1bit。随着扩频码位数的增大和信噪比的进一步提高，这种调制方法所体现出的优势更加明显。

以 127bit  $m$  序列作为扩频码调制信息，仿真计算了干扰分别为窄带信号、宽带信号、其他扩频信号和多径时延信号时的误码率性能。其中，前 3 类信号的功率与调制信号相同，多径信号为 2 条路径，第二路径信号比主径信号衰减 5dB（通常，多径信号的强度比主径信号弱 5~10dB），多径时延为小于  $T_s/4$  的随机时延。仿真得到的误码率曲线如图 8 所示。

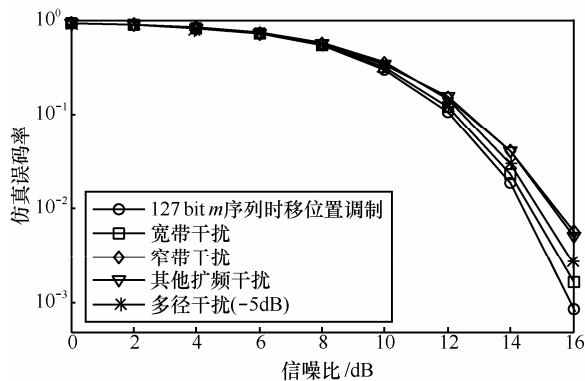


图 8 系统抗干扰能力仿真

从图 8 中可以看出，4 种干扰的存在都会导致系统误码性能的下降，其中，宽带干扰对系统性能影响最小，其次是 -5 dB 的多径干扰，窄带干扰和其他扩频干扰对系统性能的影响略大。在误码率为  $10^{-3}$  时，最差情况的性能下降也仅略大于 1dB（宽带干扰和多径干扰导致的性能下降小于 1dB）。以上现象与理论分析一致，表明该系统具有较好的抗干扰能力。

## 6 结束语

本文提出了一种新的扩频调制方法，利用伪随机码良好的自相关特性，通过引入码间干扰进行位置调制，该方法建立了信息传输速率与扩频码或传输带宽之间的联系。同时给出了相应的解调方法。结果表明，与传统的直接序列扩频调制技术相比，

该调制方法可以在不增加系统传输带宽的前提下较大幅度地提高传输速率，解调方法可准确恢复信息并有效对抗宽带、窄带、多径和其他扩频干扰，为扩频通信系统研究提供了一种新思路。调制方法可以与多进制调制、网格编码调制等技术相结合，进一步提高系统的传输速率和系统性能，同时也可与多用户通信结合，提高现有系统的传输速率；解调方法可以进一步优化以提高系统的性能和抗干扰能力。该扩频通信方法在无线局域网、短波扩频通信、保密通信以及军事战术通信中有较好的应用前景。

## 参考文献:

- [1] DALEKOTZIN M. Method and Apparatus for Selecting a Spreading Code in a Spectrum Spread Communication System[P]. US Patent (5515396), 1996.
- [2] PETERSON R L, ZIEMER R E, BORTH D E. Introduction to Spread Spectrum Communications[M]. 2006.
- [3] PROAKIS J, SALEHI M. Digital Communications[M]. McGraw-Hill Companies Incorporated, 2007.
- [4] COOK C E, ELLERSICK F W, MILSTEIN L B, *et al.* Special issue on spread spectrum communications[J]. IEEE Trans Commun, 1982, 32(5):822-1009.
- [5] SCHOLTZ R A. The spread spectrum concept[J]. IEEE Trans Commun, 1977, 25(8):748-755.
- [6] VITERBI A J. Spread spectrum communications-myths and realities[J]. IEEE Commun Mag, 1979, 17:11-18.
- [7] PICKHOLTZ R L, SCHILLING D L, MILSTEIN L B. Theory of spread spectrum communications-a tutorial[J]. IEEE Trans Commun, 1982, 30(5):855-884.
- [8] XU P, ZENG Z B. Algorithm on improved M-ary spread-spectrum communication[A]. International Conference on EMEIT[C]. Xi'an, China, 2011. 4819-4822.
- [9] DILLARD G M, REUTER M, ZEIDLER J. Cyclic code shift keying: a low probability of intercept communication technique[J]. Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(3):786-797.
- [10] HAMMER A, SHAEFER D J. Performance analysis of M-ary code shift keying in code division multiple access systems[A]. Proc IEEE ICC[C]. Philadelphia, PA, USA, 1982.13-17.
- [11] TANG X H, MOW W H. A new systematic construction of zero-correlation zone sequences based on interleaved perfect sequences[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(12):5729-5734.
- [12] HAYASHI T. A class of zero-correlation zone sequence set using a perfect sequence[J]. IEEE Signal Process Lett, 2009, 16(4):331-334.
- [13] HU H, GONG G. New sequence families with zero or low correlation zone via interleaving techniques[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(4):1702-1712.
- [14] LIN J C. Non-coherent sequential PN code acquisition using sliding correlation for chip-asynchronous direct-sequence spread-spectrum communications[J]. IEEE Trans on Communications, 2002, 50(4):664-676.
- [15] WANG Y Q, WU S L. New acquisition decision algorithm for multiple access interference suppression in DSSS system[J]. Journal of

Systems Engineering and Electronics, 2011, 22(1):157-163.

- [16] 马万治, 王俊, 唐友喜. 多径衰落信道中扩频信号处理增益的上限[J]. 通信学报, 2012, 33(3):137-145.

MA W Z, WANG J, TANG Y X. Upper processing gain bound of the spreading signal in multipath fading channels[J]. Journal on Communications, 2012,33(3):137-145.

- [17] ANDERSON C R, HIBBARD D J, BUEHRER R M. The impact of bandwidth on the performance of DSSS signals in indoor office environments[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2011, 10(9): 2792-2799.

- [18] POPPER C, STRASSER M, CAPKUN S. Anti-jamming broadcast communication using uncoordinated spread spectrum techniques[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2010, 28(5): 703-715

#### 作者简介:



**康家方** (1987-), 男, 河南泌阳人, 海军航空工程学院博士生, 主要研究方向为多载波调制技术、扩频通信、非正弦通信技术。



**王红星** (1962-), 男, 河南商丘人, 海军航空工程学院教授、博士生导师, 主要研究方向为现代通信新技术、扩频通信、无线光通信等。



**赵志勇** (1976-), 男, 山东济南人, 海军航空工程学院讲师, 主要研究方向为现代通信新技术、扩频通信、非正弦波通信。



**毛忠阳** (1979-), 男, 河南新乡人, 博士, 海军航空工程学院副教授, 主要研究方向为时相调制技术、扩频通信技术。



**刘锡国** (1981-), 男, 山东烟台人, 博士, 海军航空工程学院讲师, 主要研究方向为现代通信新技术、非正弦波通信。



**刘传辉** (1984-), 男, 山东济宁人, 海军航空工程学院博士生, 主要研究方向为现代通信新技术、非正弦波通信。