

正交循环码 M 进制扩频接收机的研究

褚振勇^{**} 应小凡^{*} 易克初^{*} 田红心^{*}

^{*}(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室 西安 710071)

^{**}(空军工程大学电讯工程学院 西安 710077)

摘要: 该文提出了一种基于正交循环码的 M 进制扩频接收机方案, 发端将一条原型扩频码循环移位构成 M 个扩频码, 实现 M 进制扩频, 接收端利用时频变换域正交匹配滤波器实现了非相干解扩解调。该方案不仅减少了需要的扩频码数目, 而且有效地降低了接收机的计算复杂度。该文对所提出的系统在单用户和多用户条件下的误码性能进行了理论分析和仿真, 并比较了 3 种 M 进制解扩方法的运算量。结果表明: 正交循环码 M 进制扩频系统的计算复杂度和误码特性均优于传统的 M 进制系统。

关键词: M 进制扩频, 正交循环码, 短时傅里叶变换, 变换域处理

中图分类号: TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)11-1704-06

An M-ary Spread Spectrum Receiver Based on Orthogonal Cyclic Codes

Chu Zhen-yong^{**} Ying Xiao-fan^{*} Yi Ke-chu^{*} Tian Hong-xin^{*}

^{*}(National Key Lab. of ISN, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^{**}(Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract This paper proposes a novel M-ary spread spectrum receiver scheme based on time-frequency transform domain. At the transmitter of the system, the M spreading codes of each user are generated by circularly shifting the prototype spreading code. At the receiver, a time-frequency transform domain orthogonal matched-filter is employed to noncoherently despread and demodulate the received signals. The proposed scheme reduces computation and spreading codes selection difficulty of M-ary spread spectrum system remarkably. The BER performances of the receiver for single user and multiuser are analyzed, and the computations for three kinds of M-ary despreading methods are compared. The results show that the proposed scheme has better BER performance and lower computation complexity than of traditional M-ary systems.

Key words M-ary spread spectrum, Orthogonal cyclic codes, Short time Fourier transform, Transform domain processing

1 引言

M进制扩频技术已经广泛应用于移动通信、卫星通信等各类系统中, 许多文献^[1-9]从不同方面对M进制扩频(也称为软扩频、正交码扩频)技术进行了研究和探讨。M进制扩频方式虽然具有较高的频带利用率, 但是由于它同时使用了多条相互正交的伪随机码, 其接收机相应地需要相同数量的相关器^[10], 这就使得M进制扩频接收机的结构十分复杂。另外, 在多用户情况下, 整个M进制扩频系统所需的扩频码的数目是十分庞大的, 并且还要保证所有用户的扩频码之间必须具有良好的正交性, 选码的难度非常大。实现能够同时接收多个用户信号的接收机或可变数据速率的M进制扩频接收机也

就更加复杂。所以, 如何有效地降低M进制扩频选码的难度、简化接收机的复杂度已成为M进制扩频技术研究的热点问题。

文献[2,3]讨论了IS-95标准中反向链路业务信道采用Hadamard序列作为M进制扩频码的方案, 由于接收端可以通过FHT变换(快速哈达玛变换)在列率谱上对接收序列进行识别, 从而在一定程度上降低了接收机的复杂度。但是由于Hadamard序列的长度只能是2的整数次幂, 而且还需要用一条长周期的伪随机序列对各个用户信号分别进行加扰以区分并白化不同用户信号, 这就限制了系统的灵活性, 同时也增大了多址干扰^[4]。

文献[5]提出将一条初始扩频码的 M 条循环移位序列用作 M 进制扩频, 为了降低接收机复杂度, 其接收机使用了两个完全相同的匹配滤波器, 而且每个匹配滤波器都与两个周期的初始扩频码相匹配, 分别对奇数序号和偶数序号的扩频码进行检测。该方法虽然减少了匹配滤波器的数目, 但采用了常规的时域匹配滤波算法, 解扩运算量并没有降低。

本文提出了一种新的基于正交循环码和时频变换域处理的 M 进制扩频接收机。文中首先介绍了系统的基本框图, 然后详细介绍了扩频码的设计方法以及扩频信号时频变换域处理的过程, 最后对该系统在单用户和多用户情况下的误码性能进行了分析, 同时还比较了 3 种不同 M 进制解扩算法的运算量。

2 一种新的 M 进制扩频接收机

图 1(a)和图 1(b)分别给出了新的 M 进制扩频系统的发射机和接收机原理框图。其中图 1(b)虚方框内为时频变换域正交匹配滤波器, 它由两个基于时频变换域处理的匹配滤波器组成, 分别处理同相(I)和正交(Q)支路信号。图 2 给出了该匹配滤波器结构框图。发端采用正交循环码进行 M 进制扩频编码, 在接收机完成码时钟同步的前提下, 利用一个时频变换域正交匹配滤波器完成非相干解扩。扰码所采用的方法是产生一个符号周期与扩频码周期相同的双极性长随机序列。该序列每个符号的起止时刻与 M 进制扩频码同步, 用该随机序列对 M 进制扩频码进行调制, 随机改变 M 进制扩频码的极性。在后面的分析中会发现, 扰码不会对扩频信号的非相干解扩和判决带来影响, 所以接收机并不需要解扰码。

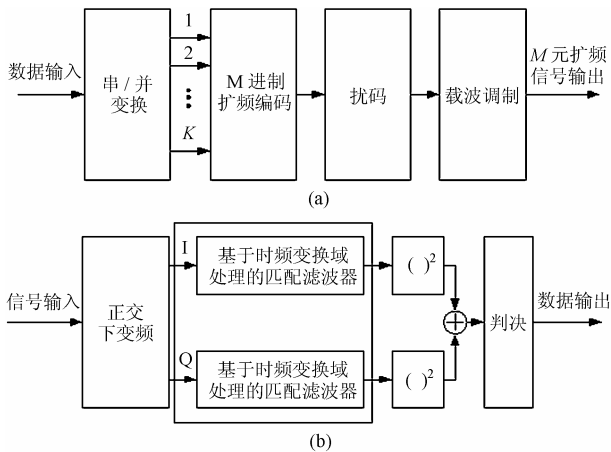


图 1 基于时频变换域的 M 进制扩频系统框图

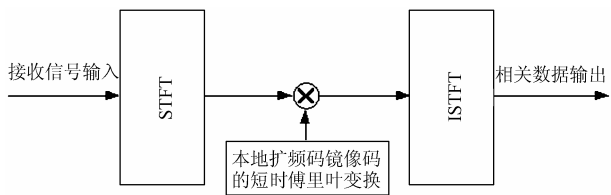


图 2 基于时频变换域处理的匹配滤波器

2.1 正交循环码的设计

一般地, 将互相关特性好的互为优选的伪随机序列集称作扩频码族。假设一个异步 CDMA 多用户系统中的用户数目为 U , 首先从一个码长为 N ($N \geq M, M = 2^k$) 的扩频码族中选择 U 条序列作为原型扩频码, 并分配给各个用户。设用户 u ($u = 1, 2, \dots, U$) 的原型扩频码为 C_u^0 , 其中 $C_u^0(i)$ 是 C_u^0 的第 $i+1$ 个码片 ($0 \leq i \leq N-1$)。将该原型扩频码分别左移 l 位 ($l = 0, 1, \dots, M-1$), 就构成了用户 u 的 M 个扩频码, 其中 C_u^l 表示的扩频码为 $[C_u^l(l) C_u^l(l+1) \dots C_u^l(N-1) C_u^l(0) C_u^l(1) \dots C_u^l(l-1)]$ 。这 M 个扩频码分别与 K 位二进制数据的 M 个状态一一对应。为了便于分析, 这里选择一种比较简单的对应关系, 即将 K 位数据按其数值递增的顺序从 000...000 到 111...111 依次排序, 序号为 $0 \sim M-1$, 序号为 l 的 K 位数据与扩频码 C_u^l 相对应。

对于同步 CDMA 多用户系统来说, 当 $N \geq MU$ 时, 所有用户可以共享一条原型扩频码, 用户 u 的 M 个扩频码通过将原型扩频码分别左移 $(u-1)M, (u-1)M+1, \dots, uM$ 位得到。如果将用户数 U 等效为多路合并数, 则同步 CDMA 多用户系统就可等效为 M 进制扩频多码 CDMA 接收机, 在不增加接收机复杂度的前提下实现可变数据速率传输^[9]。

在正交循环码的设计中, 原型扩频码的相关性能直接决定了正交循环码的相关特性。一般而言, 伪随机序列不是严格正交的, 但是如果它具有良好的相关性能, 例如 m 序列、Gold 序列、GMW 序列等等, 可以近似认为它们具有正交性或准正交性。当然, 通过将一般的伪随机序列进行改造, 也可使其呈现互相正交的性质^[3]。

2.2 M 进制扩频信号模型

假设用户的基带数据经串并变换后, 信息符号速率为 R_s , 周期为 T_s , M 进制扩频码片宽度为 T_c , 且 $T_s = NT_c$ 。 M 进制扩频信号中的扩频码携带了信源信息, 扩频接收机必须逐一鉴别 M 进制扩频信号中的扩频码, 才可获取这些信息。由此在 M 进制扩频信号的处理中, 一般是以扩频码周期 (即信息符号周期) 为时间单位。这里选用了一种长度为 T_s , 并与信息符号同步地滑动的矩形窗 $g[t - (k-1)T_s]$ ($k \geq 1$) 对 M 进制扩频信号进行截取, 这里定义

$$g(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_s \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

将该矩形窗截取的一段扩频信号称为短时扩频信号, 用 $s(k, t)$ 表示, 它包含了在第 k 个符号周期 ($(k-1)T_s \leq t < kT_s, k \geq 1$) 内所传输的 M 进制扩频码。

由于与短时扩频信号 $s(k, t)$ 相匹配的匹配滤波器的冲激响应的傅里叶变换正是扩频信号短时傅里叶变换的共轭,

即

$$h(k, t) = s(k, kT_S - t) \quad (2)$$

显然匹配滤波器的冲激响应波形与短时扩频信号波形互为镜像。不失一般性, 如果希望接收用户 u 的信号, 首先确定 m 值 ($0 \leq m \leq N-1$)。令 $h(k, t)$ 波形与扩频码 $C_u^{(m)}$ 互为镜像, $C_u^{(m)}$ 的时域表达式为 $\sum_{i=0}^{N-1} C_u[\text{mod}(i+m)] \cdot p[t-iT_C - (k-1)T_S]$,

其中 $p(t)$ 表示单位幅度的码片波形, 它在 $t < 0$ 及 $t > T_C$ 区间内恒为 0, $\text{mod}(x)$ 表示对 x 取模 N 运算, 则有

$$h(k, t) = \sum_{i=0}^{N-1} C_u[\text{mod}(i+m)] \cdot p(kT_S - iT_C - t) \quad (3)$$

同时假设第 k 个符号周期内接收到的短时扩频信号为扩频码 $C_u^{(n_k)}$ ($0 \leq n_k \leq M-1$), n_k 是未知的, 它代表了当前所传输的数据信息。扩频码 $C_u^{(n_k)}$ 的时域波形为

$$s(k, t) = d_k \sqrt{\frac{2E_s}{T_S}} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} C_u[\text{mod}(i+n_k)] \cdot p[t-iT_C - (k-1)T_S] \quad (4)$$

其中 d_k 为第 k 个符号周期内的扰码值, $d_k \in \{+1, -1\}$, E_s 为符号能量。

2.3 扩频信号的时频变换域处理

考虑单用户的情况, 设接收信号为

$$r(k, t) = s(k, t) \cos(\omega t + \theta) + n(t) \quad (5)$$

其中 $n(t)$ 表示双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性白高斯噪声。假设系统已经完成扩频码的同步和频率同步, 本地 I, Q 支路的载波为 $\sqrt{2} \cos(\omega t)$ 和 $\sqrt{2} \sin(\omega t)$, 经正交下变频和低通滤波后, 得到 I, Q 支路信号为

$$r_I(k, t) = \frac{\sqrt{2}}{2} s(k, t) \cos \theta + n_I(t) \quad (6a)$$

$$r_Q(k, t) = \frac{\sqrt{2}}{2} s(k, t) \sin \theta + n_Q(t) \quad (6b)$$

其中相偏 θ 在 $[0, 2\pi)$ 内均匀分布。

下面首先讨论 I 支路信号的处理过程。将 I 支路信号 $r_I(k, t)$ 在第 k 个符号周期内进行短时傅里叶变换后再与本地扩频码的镜像码的短时傅里叶变换做相乘运算, 有

$$Y_I(k, \omega) = \text{STFT}[r_I(k, t)] \cdot \text{STFT}[h(t)] = Y_{I,s}(k, \omega) + Y_{I,n}(k, \omega) \quad (7)$$

$Y_I(k, \omega)$ 由信号分量 $Y_{I,s}(k, \omega)$ 和噪声分量 $Y_{I,n}(k, \omega)$ 组成, 其中

$$Y_{I,s}(k, \omega) = \text{STFT}[s(k, t) \cos \theta] \cdot \text{STFT}[h(t)] \\ = P(\omega) P(-\omega) d_k \sqrt{\frac{E_s}{T_S}} \cos \theta \left\{ \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=0}^{N-1} C_u[\text{mod}(i_1+m)] \cdot C_u[\text{mod}(i_2+n_k)] e^{-j\omega(2k-1)T_S - i_1T_C + i_2T_C} \right\} \quad (8)$$

$$Y_{I,n}(k, \omega) = \text{STFT}[n_I(t) * h(t)] \quad (9)$$

对 $Y_I(k, \omega)$ 进行短时傅里叶反变换 (ISTFT), 得到频域相关数

据输出的信号分量为

$$y_{I,s}(k, t) = d_k \sqrt{\frac{E_s}{T_S}} \cos \theta \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=0}^{N-1} C_u[\text{mod}(i_1+m)] \cdot C_u[\text{mod}(i_2+n_k)] p'[t - (k-1)T_S - \text{mod}(i_2-i_1) \cdot T_C] \quad (10)$$

$p'(t)$ 为扩频码经匹配滤波后输出的相关信号波形, 而输出的噪声分量为

$$y_{I,n}(k, t) = n_I(t) * h(t) \quad (11)$$

同样, Q 支路信号 $r_Q(k, t)$ 经相同的处理, 可得 $y_Q(k, t)$, 其信号分量和噪声分量分别为

$$y_{Q,s}(k, t) = d_k \sqrt{\frac{E_s}{T_S}} \sin \theta \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=0}^{N-1} C_u[\text{mod}(i_1+m)] \cdot C_u[\text{mod}(i_2+n_k)] p'[t - (k-1)T_S - \text{mod}(i_2-i_1) \cdot T_C] \quad (12)$$

$$y_{Q,n}(k, t) = n_Q(t) * h(t) \quad (13)$$

因为 $0 \leq m, n \leq M-1$ 而且 $0 \leq n \leq M-1$, 自相关峰可能出现的时刻 $t = (k-1)T_S + \zeta T_C$, 其中

$$\zeta = \begin{cases} [N-M+1, N], & m=0 \\ [1, m] \cup [N-M+1+m, N], & M-1 \geq m \geq 1 \end{cases} \quad (14)$$

所以在抽样时刻 $t = (k-1)T_S + \zeta T_C$ 时得到的判决变量为

$$\hat{y}(k, \zeta T_C) = [y_I(k, \zeta T_C)]^2 + [y_Q(k, \zeta T_C)]^2 \quad (15)$$

依据最大相关判决准则

$$\hat{Q}_k = \max \{ \hat{y}(k, \zeta T_C) \} \quad (16)$$

\hat{Q}_k 表示最大相关信号。判决变量中的信号分量为 $\hat{y}_s(k, \zeta T_C)$

$$= \left\{ \sqrt{\frac{E_s}{T_S}} \cdot \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=0}^{N-1} C_u[\text{mod}(i_1+m)] C_u[\text{mod}(i_2+n_k)] \cdot p'[t - (k-1)T_S - \text{mod}(i_2-i_1)T_C] \right\}^2 \Bigg|_{t=(k-1)T_S + \zeta T_C} \quad (17)$$

$\hat{y}_s(k, \zeta T_C)$ 中自相关峰出现的条件为

$$\text{mod}(i_1+m) \equiv \text{mod}(i_2+n_k) \quad (18)$$

而 $\hat{y}_s(k, \zeta T_C)$ 中自相关峰出现的绝对时刻为

$$t = \begin{cases} (k-1)T_S + T_C \cdot \text{mod}(i_2-i_1), & i_1 \neq i_2 \\ (k-1)T_S + NT_C, & i_1 = i_2 \end{cases} \quad (19)$$

为了计算的简便, 这里采用“相对时刻”的概念, 即将 $(k-1)T_S$ 时刻作为第 k 个扩频码相对时刻的起始, 则最大相关信号出现的相对时刻为

$$\Theta_k = \begin{cases} T_C \cdot \text{mod}(i_2-i_1), & i_1 \neq i_2 \\ NT_C, & i_1 = i_2 \end{cases} \quad (20)$$

由式(18)和式(20)可知

$$n_k = \text{mod} \left(m - \frac{\Theta_k}{T_C} \right) \quad (21)$$

上式确定了此刻所传送的扩频码的编号, 从而可将该扩频码携带的数据信息恢复出来。

在异步 CDMA 多用户条件下, 判决器同样可利用式(21)

对期望信号进行判决。在同步 CDMA 多用户情况下, 如果各用户共用同一条扩频码, 那么变换域匹配滤波器会同时输出多个自相关峰, 因此判决器一方面要利用自相关峰恢复数据信息, 另一方面还要分辨出这些数据是由哪些用户发来的。根据式(21)的推导方法很容易得到下式:

$$n_{u,k} = \text{mod}(m - \Theta_{u,k} / T_C), \quad 1 \leq u \leq U \quad (22)$$

其中 $\Theta_{u,k}$ 表示用户 u 扩频信号自相关峰在第 k 个符号周期内出现的相对时刻, 不同用户的自相关峰出现在不同的时间区间内, 由此可以确定该自相关峰信号是由哪一个用户的扩频码产生的; 而 $n_{u,k}$ 则确定了此时刻用户 u 所传送的扩频码, 从而可以恢复数据信息。不失一般性, 令 $m = 0$, 则式(22)可简化为

$$n_{u,k} = N - \Theta_{u,k} / T_C, \quad 1 \leq u \leq U \quad (23)$$

用户 u 自相关峰出现的相对时间区间为 $\Theta_{u,k} \in \{(N - Mu + 1)T_C, [N - (u - 1)M]T_C\}$ 。

3 误码性能分析

3.1 AWGN 信道下的单用户误码性能

在正交循环码 M 进制扩频系统中, 所有扩频码都是等概出现的, 设 $m, n = 0$, 则最大相关信号 $\hat{Q}_k = \hat{y}(k, NT_C)$, 此时接收机符号正确检测概率为

$$P_c = P\{\hat{y}(k, NT_C) > \hat{y}[k, (N - 1)T_C], \hat{y}(k, NT_C) > \hat{y}[k, (N - 2)T_C], \dots, \hat{y}(k, NT_C) > \hat{y}[k, (N - M + 1)T_C]\} \quad (24)$$

由于 $\hat{y}[k, (N - M + 1)T_C], \hat{y}[k, (N - M + 2)T_C], \dots, \hat{y}[k, (N - 1)T_C]$ 是独立同分布的随机变量, 则上式给出的符号正确检测概率为

$$P_c = \int_0^\infty [P\{\hat{y}(k, \mathcal{G}T_C) < \hat{y}(k, NT_C) | \hat{y}(k, NT_C) = x\}]^{M-1} p_1(x) dx, \quad \mathcal{G} = N - M + 1, N - M + 2, \dots, N - 1 \quad (25)$$

其中 $P\{\hat{y}(k, \mathcal{G}T_C) < \hat{y}(k, NT_C) | \hat{y}(k, NT_C) = x\} = \int_0^x p_2[\hat{y}(k, \mathcal{G}T_C)] d[\hat{y}(k, \mathcal{G}T_C)]$

$[\hat{y}(k, \mathcal{G}T_C)]$, $\hat{y}(k, \mathcal{G}T_C)$ 的概率密度函数为

$$p_2[\hat{y}(k, \mathcal{G}T_C)] = \begin{cases} \frac{1}{2\delta^2} \exp\left\{-\frac{\hat{y}(k, \mathcal{G}T_C)}{2\delta^2}\right\}, & \hat{y}(k, \mathcal{G}T_C) \geq 0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (26)$$

其中 $\delta^2 = T_s N_0 / 2$ 。 \hat{Q}_k 的概率密度函数为

$$p_1[\hat{y}(k, NT_C)] = \begin{cases} \frac{1}{2\delta^2} \exp\left\{-\frac{\hat{y}(k, NT_C) + T_s E_s}{2\delta^2}\right\} \cdot J_0\left[\frac{\sqrt{\hat{y}(k, NT_C) T_s E_s}}{\delta^2}\right], & \hat{y}(k, NT_C) \geq 0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (27)$$

$J_0(\bullet)$ 为零阶修正 Bessel 函数。推导出的单用户系统的误符号率为

$$P_s = 1 - P_c = \frac{1}{M} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \exp\left(\frac{1-i}{i} \cdot \frac{E_s}{N_0}\right) \quad (28)$$

由于每个扩频码携带了 K 比特的数据信息, 系统的误符号率与误比特率存在以下关系^[3]:

$$P_b = \frac{M/2}{(M-1)} P_s \quad (29)$$

所以单用户条件下的误比特率为

$$P_b = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \exp\left(\frac{1-i}{i} \cdot \frac{KE_b}{N_0}\right) \quad (30)$$

图 3 给出了采用 Monte-Carlo 方法得到的单用户误比特率曲线, 其中扩频码分别选用长度为 31、63 和 127 位的 m 序列。从图中可看出, AWGN 信道条件下 M 进制扩频系统的误码性能与扩频码长无关, 而与 K 值密切相关, 其误码性能随 K 值的增大逐渐向香农限逼近。

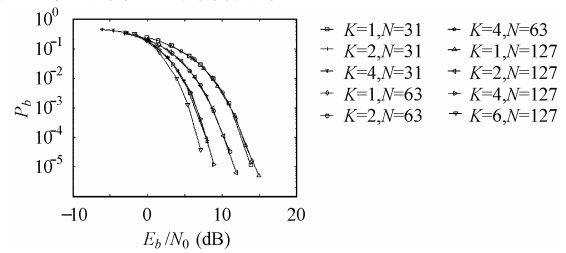


图 3 单用户误比特率, 扩频码分别选用长度为 31 位、63 位和 127 位 m 序列

3.2 AWGN 信道下的多用户误码性能

下面讨论多用户条件下的误码性能, 这里假设各用户采用了功率控制技术, 到达接收机的各路 M 进制扩频信号的功率相同, 且不考虑多径影响。

在同步 CDMA 系统多用户条件下, 假设各用户选用同一条原型扩频码, 考虑用户 1 的 I、Q 支路匹配滤波器输出的多址干扰在抽样时刻 $t = (k - 1)T_s + \zeta T_C$ 时的样点值为

$$y_{I,s,1}(k, \zeta T_C) = \frac{\sqrt{E_s T_s}}{N} \sum_{u=2}^U d_{u,k} R_u(\zeta T_C) \cos \theta_u \quad (31a)$$

$$y_{Q,s,1}(k, \zeta T_C) = \frac{\sqrt{E_s T_s}}{N} \sum_{u=2}^U d_{u,k} R_u(\zeta T_C) \sin \theta_u \quad (31b)$$

其中 $R_u(\zeta T_C)$ 为用户 u ($U \geq u \geq 2$) 与用户 1 的扩频码在 $t = (k - 1)T_s + \zeta T_C$ 时刻的相关值, θ_u 为用户 u 载波与本地载波的相偏, 它在 $[0, 2\pi)$ 内均匀分布。当扩频码足够长并且用户数目 $U \gg 1$ 时, 根据中心极限定理^[3], 同步 CDMA 多址干扰可看作是零均值、方差为 $E_s T_s (U - 1) \zeta_1^2 / N^2$ 的高斯过程, 其中 ζ_1^2 表示用户 1 原型扩频码自相关旁瓣值的方差。所以, 同步 CDMA 系统误码率可表示为

$$P_b = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \cdot \exp\left\{\frac{1-i}{i} \left[\frac{2(U-1)\zeta_1^2}{N^2} + \left(\frac{KE_b}{N_0}\right)^{-1} \right]^{-1}\right\} \quad (32)$$

如果原型扩频码的自相关特性很好, 并且扩频码足够长时, 同步 CDMA 多址干扰的方差值较小, 多址干扰的影响会减

弱。当各用户选用同一条 m 序列作为原型扩频码时，多址干扰的方差近似为 0，其误码性能接近于单用户。图 4 给出了用户数分别为 1, 2, 3, 5, 7 的同步 CDMA 系统误码性能的仿真曲线，由图可见不同用户数目下的误码性能差异很小。

每一个用户的 M 条扩频码是在一条原型扩频码的基础上通过循环移位得到的，所以在异步 CDMA 系统中，各用户扩频码之间的互相关性能就是各用户原型扩频码之间的互相关特性。设 σ^2 为各用户原型扩频码之间的互相关和组合互相关旁瓣值的方差，则相关信号的有效符号能量与噪声密度之比 $(E_s/N_0)_{\text{eff}}$ 为^[5]

$$\left(\frac{E_s}{N_0}\right)_{\text{eff}} = \frac{E_s/N_0}{1 + \left\{ \frac{2(U-1)\sigma^2}{N^2} \right\} \cdot E_s/N_0} \quad (33)$$

所以在 AWGN 信道下异步 CDMA 多用户系统的误比特率为

$$\begin{aligned} P_{\text{bu,AWGN}} &= \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \exp \left[\frac{1-i}{i} \cdot \left(\frac{E_s}{N_0}\right)_{\text{eff}} \right] \\ &= \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \exp \left\{ \left[\frac{1-i}{i} \cdot \left(\frac{KE_b}{N_0}\right)^{-1} + \frac{2(U-1)\sigma^2}{N^2} \right]^{-1} \right\} \end{aligned} \quad (34)$$

在异步 CDMA 系统中，所有用户均使用同一码族中的平衡 Gold 序列作为扩频码，码长为 127，该码族中的扩频序列有 65 条(包括所有平衡 Gold 序列和两条 m 序列优选对)。当用户数分别为 3, 5, 7, 9, 11 和 17 时，图 5 给出了 AWGN 信道下正交循环码 M 进制扩频系统的多用户误码性能曲线，如实线所示。作为比较，图 5 还给出了传统 M 进制扩频系统在多用户条件下的误码性能曲线，如虚线所示。仿真结果说明传统 M 进制扩频系统多用户误码性能要差于正交循环码 M 进制扩频系统，并且随着用户数目的增加，二者之间的差别逐渐增大。

由以上分析可以看出，本文提出的正交循环码 M 进制扩频系统与传统的 M 进制扩频系统均采用最佳非相干接收方法时，其误码率表达式是相似的，唯一影响二者误码性能差

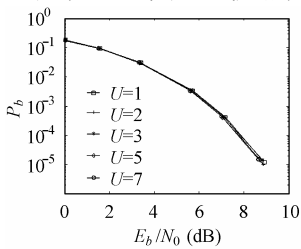


图4 同步 CDMA 多用户条件下的误比特率，扩频码为 127 位的 m 序列， $M = 16$

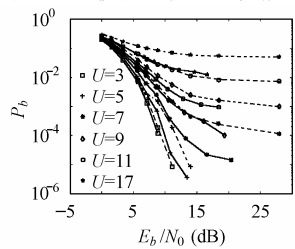


图5 异步 CDMA 多用户条件下的误比特率，扩频码选用长度为 127 位的 Gold 序列， $M = 16$

异的因素就是方差 σ^2 的大小。扩频码之间的相关特性越好， σ^2 就越小，误码特性也就越好。当系统中用户数目为 U 时，正交循环码 M 进制扩频系统需要 U 条扩频码作为原型扩频码，而传统的 M 进制扩频系统则需要 UM 条扩频码，其组合互相关性能要劣于新系统。在扩频码长度 N 一定的情况下，一个码族中的扩频码数量是有限的，当它小于 UM 时，传统的 M 进制扩频系统必须降低对扩频码相关特性的要求以扩大选码的范围，这就导致其扩频码之间的互相关和组合互相关旁瓣方差增大。所以，考虑到各用户扩频码之间互相关和组合互相关旁瓣的影响，正交循环码 M 进制扩频系统的误码特性要优于传统的 M 进制系统。

3.3 Rice 信道下的误码性能

如果信道为 Rice 衰落信道，可采用类似的方法推导出异步多用户系统的误比特率为

$$\begin{aligned} P_{\text{bu,Rice}} &= \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \frac{1}{B} \exp \left\{ \frac{1-i}{i} \cdot \frac{\xi}{B(\xi+1)} \right. \\ &\quad \left. \cdot \left[\left(\frac{K\bar{E}_b}{I_0}\right)^{-1} + \frac{2(U-1)\sigma^2}{N^2} \right]^{-1} \right\} \end{aligned} \quad (35)$$

其中

$$\xi = A^2 / (2\epsilon^2) \quad (36)$$

$$\bar{E}_s = E_s(2\epsilon^2 + A^2) = K\bar{E}_b \quad (37)$$

$$I_0 = (2\epsilon^2 E_s) / (3N) + N_0 \quad (38)$$

$$B = 1 - \frac{(1-i)}{i} \cdot \frac{1}{\xi+1} \cdot \left[\left(\frac{K\bar{E}_b}{I_0}\right)^{-1} + \frac{2(U-1)\sigma^2}{N^2} \right]^{-1} \quad (39)$$

在这里， ξ 是 Rice 因子， A 为镜像信号的幅度增益， $2\epsilon^2$ 是 Rice 衰落方差， \bar{E}_s 是 Rice 衰落下的平均符号能量， I_0 表示干扰信号(多径干扰和信道高斯白噪声之和)的功率谱密度。

当 $\epsilon^2 = 0$ 时，即 $\xi \rightarrow \infty$ ，Rice 衰落信道退化为无衰落的 AWGN 信道，而当直射路径不存在时， $A = 0$ ，亦即 $\xi = 0$ ，此时 Rice 衰落信道退化为 Rayleigh 衰落信道。

图 6 给出了在 $\bar{E}_b/I_0 = 30\text{dB}$ ， $M = 16$ ， $N = 128$ (M 序列)以及 Rice 因子 $\xi = 0, 3, 9, 15$ 和 $\xi \rightarrow \infty$ 时系统的误比特率与用户数目之间的关系曲线。在 \bar{E}_b/I_0 和用户数目固定的情况下，随着 Rice 因子 ξ 的增大，亦即随着接收信号中通过直射路径到达接收机的信号能量所占比例的逐渐增大，系统的误比特率逐渐下降并且向无衰落的 AWGN 信道下的误比特性能逼近。

4 运算量的比较

这里比较 3 种非相干 M 进制解扩算法的运算量，即传统的 M 进制时域匹配滤波算法^[10]、文献[2,3]中采用的 FHT 算法和本文提出的变换域匹配滤波算法。这里假设扩频码长为

N , 每个扩频码片周期内取一个样点, 并且只考虑正交或同相支路的运算量。

对于时域匹配滤波算法, 解扩所需的运算量与扩频码长 N 以及 M 有关, 总共需要 $M(2N-1)$ 次乘加运算, 接收多个用户信号所需的总运算量为 $UM(2N-1)$, 其中 U 为用户数。如果采用 FHT 算法, 例如对 IS-95 中的反向链路业务信道信号的解扩处理, 其运算量为 $N\log_2 N$, 考虑到进行 FHT 前先去去除 PN 码的加扰, 所以解扩单用户信号的总运算量为 $N\log_2 N + N$, 而解扩多用户信号所需的总运算量为 $U(N\log_2 N + N)$ 。对于本文提出的基于时频变换域的 M 进制接收机, 在解扩过程需要进行一次 STFT、一次乘法运算和一次 ISTFT(本地扩频码的镜像码的 STFT 结果可以事先计算好), 这里采用快速傅里叶变换和反变换算法, 总的运算量为 $2N\log_2 N + N$ 次乘加运算。需要指出的是, 在同步 CDMA 系统中, 变换域匹配滤波算法的运算量与用户数目无关。

M 取最大值时, 系统可以得到最大的信道利用率, 此时 $M_{\max} = 2^{\text{INT}(\log_2 N)}$, $\text{INT}(x)$ 表示舍去 x 的小数部分而只取其整数部分。在这种条件下, 传统的 M 进制时域匹配滤波算法的运算量为 $2^{\text{INT}(\log_2 N)} \cdot U(2N-1)$, 而 FHT 算法和变换域匹配滤波算法的运算量与 M 取值无关。从图 7 可看出, 随着 N 的增加, 时域匹配滤波算法所需的运算量远远高于另外两种方法; 时频变换域解扩方法的运算量略高于单用户 FHT 方法, 但要低于多用户 ($U \geq 2$) FHT 的运算量。

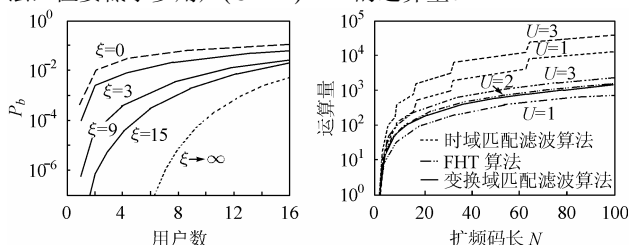


图 6 用户数与接收机差错性能的关系曲线

$\bar{E}_b/I_0 = 30\text{dB}$, $M = 16$, $N = 128$

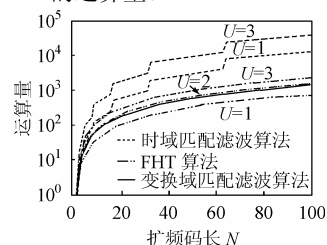


图 7 3 种 M 进制解扩算法的运算量比较

5 结束语

本文研究了一种基于正交循环码和时频变换域处理的 M 进制扩频接收机方案, 其中包括扩频码的设计方法、M 进制扩频信号的时频变换域处理以及信号判决方法, 并给出了系统在单用户和多用户条件下的误码特性。采用正交循环码 M 进制扩频接收机, 一方面可以降低 M 进制扩频信号解扩的运算量和扩频码的选码难度, 另一方面还可实现低复杂度可变传输速率的 M 进制扩频接收机。

参 考 文 献

[1] Enge Per K, Sarwate Dilip V. Spread-spectrum multiple access

performance of orthogonal codes: linear receivers [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1987, COM-35(12): 1309 – 1319.

- [2] Volz P U, Magaña M E, Speidel J. A new block interleaver and noniterative decision feedback decoding enhance performance of IS-95 CDMA uplink or similar M-ary system [J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2002, 51(4): 690 – 699.
- [3] Lee Jhong Sam, Miller L E. *CDMA Systems Engineering Handbook* [M]. Boston, MA, USA: Artech House Publishers, Oct. 1998, Chapter 7.
- [4] 阮永红, 祁玉生. DS-SS-CDMA 系统正交码调制的抗多址干扰性能及其改进 [J]. *通信学报*, 1999, 20(8): 86 – 90.
- [5] Miller S L. An efficient channel coding scheme for direct sequence CDMA systems [A]. *IEEE Military Communications Conference* [C], McLean, Virginia: Nov. 1991, Vol. 3: 1249 – 1253.
- [6] Yang Lie-Liang, Hanzo L. Performance analysis of coded M-ary orthogonal signaling using errors-and-erasures decoding over frequency-selective fading channels [J]. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(2): 211 – 221.
- [7] Vincent K N Lau, Svetislav V Maric. Variable rate adaptive modulation for DS-SS-CDMA [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(4): 577 – 589.
- [8] Louay M A Jalloul, Jack M Holtzman. Performance analysis of DS/SS-CDMA with noncoherent M-ary orthogonal modulation in multipath fading channels [J]. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 1994, 12(5): 862 – 870.
- [9] 孙文江, 张轶凡等. 卷积编码正交序列扩频多码 CDMA 系统在 Nakagami 衰落信道的性能 [J]. *电子学报*, 1999, 27(6): 100 – 103.
- [10] Bernard Sklar. *Digital Communications Fundamentals and Applications (Second Edition)* [M]. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall Inc., Jan. 2001, Chapter 4.

褚振勇: 男, 1972 年生, 博士生, 研究方向为卫星通信、扩频通信和通信抗干扰。

应小凡: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理、小波理论和通信抗干扰。

易克初: 男, 1943 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为卫星通信、扩频通信、通信抗干扰、通信信号处理和语音信号处理。

田红心: 男, 1968 年生, 副教授, 主要研究方向为卫星通信和信号处理。