

一种基于时频变换域处理的M元扩频接收机

褚振勇^{1,2}, 易克初¹, 田红心¹

(1. 西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室, 陕西西安 710071;

2. 空军工程大学电讯工程学院, 陕西西安 710077)

摘要: M元扩频技术已经应用于包括卫星通信系统在内的许多通信系统中, 它的扩频解扩过程比较复杂, 需要较多的正交扩频码和较高的计算复杂度。文中提出了一种M元扩频通信系统方案, 用一条扩频码循环移位构成M个PN码, 采用时频变换域匹配滤波器实现了解扩, 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。文中对所提出的系统性能进行了分析。

关键词: M元扩频; 变换域处理; 短时傅立叶变换

中图分类号: TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2005)04-0037-07

M元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, 许多文献都对M元扩频(也称为软扩频、正交码扩频)进行了研究^[1-6]。M元扩频同时使用了M个伪随机码, 其接收机相应的就需要M个相关器, 这就使得接收机十分复杂。在多用户情况下, 各个用户的所有扩频码必须正交, 因此整个网络所需的扩频码的数目是十分庞大的, 选码的难度非常大, 而且能够同时接收多个用户信号的接收机也更加复杂。

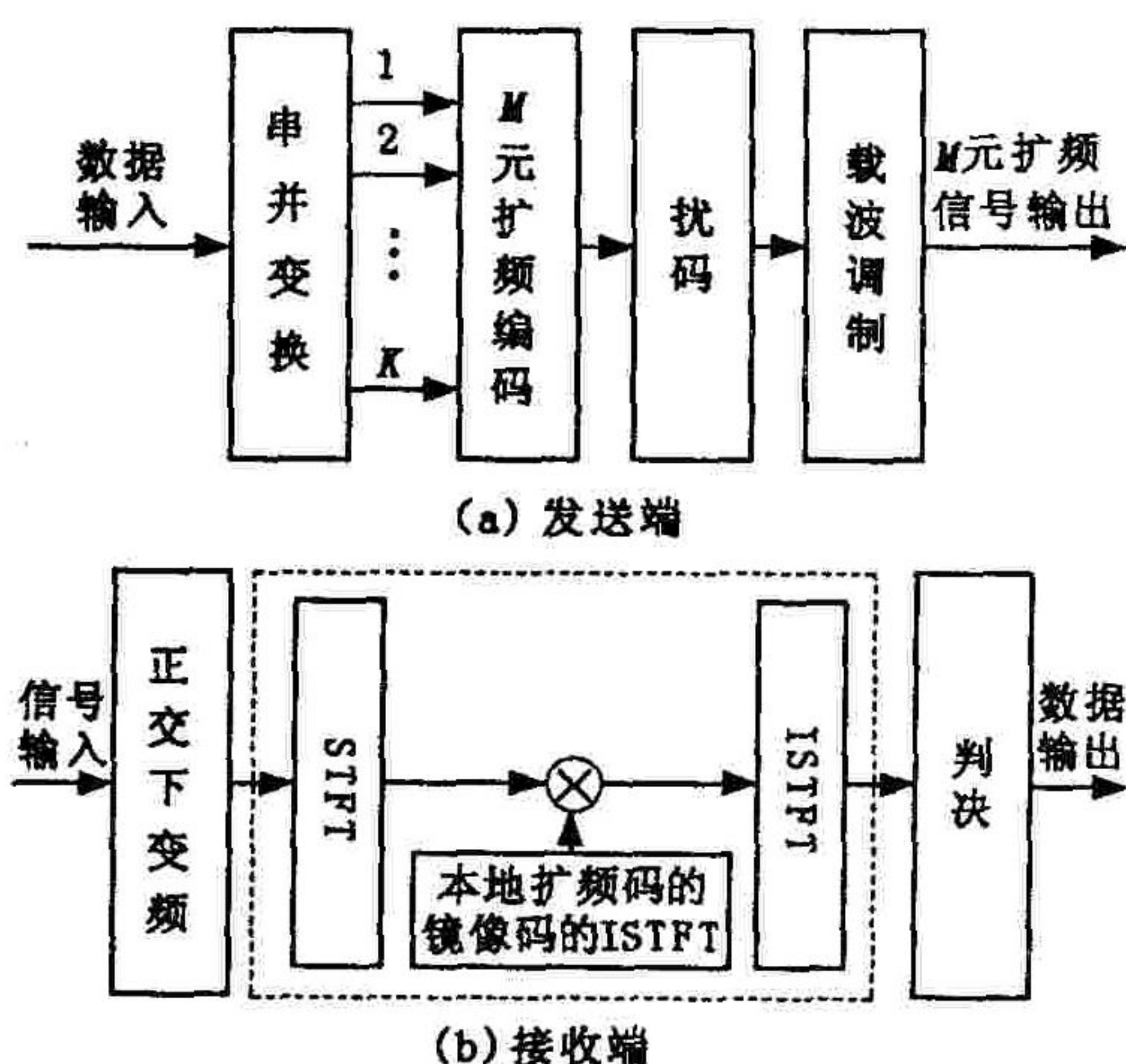
同步卫星信道是一种典型的AWGN恒参信道, 其多径衰落不明显。为了降低选码的难度, 简化M元扩频接收机的复杂度, 本文针对卫星通信系统提出了一种新的基于时频变换域处理的M元扩频接收机。文中首先介绍了新系统的基本框图, 然后详细介绍了扩频码的特殊设计方法以及M元扩频信号时频变换域处理的过程, 最后对该系统的误码性能、M元解扩算法的运算量以及时延的影响进行了分析和仿真。

1 一种新的M元扩频接收机

图1给出了新的M元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匹配滤波器。在M元扩频编码中, 我们用一条伪随机码的 2^K 个位移序列来与K位信息的 2^K 个状态相对应, 在接收机码时钟同步的前提下, 可以利用一个时频变换域匹配滤波器实现对所有扩频码的相关检测。在多用户情况下, 由于每个用户仅使用一条扩频码, 这就大大减少了扩频码的需求量, 降低了选码的难度。特别是在同步CDMA系统中, 由于各用户采用统一的时间基准发送扩频信号, 当用户数U与 2^K 的乘积小于等于扩频码长N时, 系统仅需要一条扩频码, 所有用户都可采用相同的接收机接收其它用户的信号。

1.1 扩频码的设计

首先寻找一条自相关性非常好的伪随机序列, 令码长为N, 图1 基于时频变换域的M元扩频系统框图



收稿日期: 2005-01-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60172029); 国防科技重点实验室基金项目(51473020105JB3203)

作者简介: 褚振勇(1972-), 男, 河北藁城人, 讲师, 博士生, 主要从事卫星通信、通信对抗研究;

易克初(1943-), 男, 湖南涟源人, 教授, 博士生导师, 主要从事卫星系统、通信对抗、通信信号处理研究。

且 $N \geq M, M = 2^K$ 。用 $C(i+1)$ 表示该扩频码的第 i 个码片,则可以将这条扩频码表示为 $C(0) C(1) \cdots C(i) \cdots C(N-1)$ 。我们用这条扩频码的 2^K 个位移序列分别与 K 位数据信息的 2^K 个状态相对应,以完成 M 元扩频编码,其对应关系如表 1 所示。在多用户情况下,每个用户只需要一条扩频码,但是要保证各用户扩频码之间的正交性。

表 1 单用户情况下扩频码与数据比特的对应关系

状态编号	数据信息(K 位)	扩频码序列	符号表示
1	000...000	$C(0) C(1) C(2) \cdots C(N-1)$	$C^{(0)}$
2	000...001	$C(1) C(2) \cdots C(N-1) C(0)$	$C^{(1)}$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
2^K	111...111	$C(M-1) \cdots C(N-1) C(0) C(1) \cdots C(M-2)$	$C^{(M-1)}$

对于同步 CDMA 多用户系统,设用户数为 U ,当扩频码长 $N \geq MU$ 时,整个系统可以只使用一条扩频码,这时各用户扩频码与数据比特的对应关系如表 2 所示。

表 2 多用户情况下扩频码与数据比特的对应关系

用户编号	状态编号	数据信息(K 位)	扩频码序列	符号表示
1	1	000...000	$C(0) C(1) C(2) \cdots C(N-1)$	$C^{(0)}$
	2	000...001	$C(1) C(2) \cdots C(N-1) C(0)$	$C^{(1)}$
	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
	2^K	111...111	$C(M-1) \cdots C(N-1) C(0) C(1) \cdots C(M-2)$	$C^{(M-1)}$
2	1	000...000	$C(M) \cdots C(N-1) C(0) C(1) \cdots C(M-1)$	$C^{(M-1)}$
	2	000...001	$C(M+1) \cdots C(N-1) C(0) C(1) \cdots C(M)$	$C^{(M+1)}$
	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
	2^K	111...111	$C(2M-1) \cdots C(N-1) C(0) C(1) \cdots C(2M-2)$	$C^{(2M-1)}$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
U	1	000...000	$C((U-1)M) \cdots C(N-1) C(0) C(1) \cdots C((U-1)M-1)$	$C^{((U-1)M)}$
	2	000...001	$C((U-1)M+1) \cdots C(N-1) C(0) C(1) \cdots C((U-1)M)$	$C^{((U-1)M+1)}$
	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
	2^K	111...111	$C(UM-1) \cdots C(N-1) C(0) \cdots C(UM-2)$	$C^{((UM-1))}$

由于各条扩频码之间具有很强的相似性, M 元扩频信号频谱上存在较强的线谱分量,因此需要在发射端对 M 元扩频信号进行扰码。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 元扩频码同步,让该随机序列对 M 元扩频码进行调制,随机改变 M 元扩频码的极性,达到改善扩频信号的频谱特性的目的。在后面的分析中会发现,扰码虽然改变了相关峰的极性,但它不会对扩频信号的解扩和判决带来影响,所以接收机并不需要解扰码。

1.2 M 元扩频信号的时频变换域处理

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 元扩频码片宽度为 T_c ,且 $T_s = NT_c$ 。根据表 1 或表 2 可知, M 元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 元扩频信号中的扩频码,才可获取这些信息。由此在 M 元扩频信号的处理中,一般是以扩频码周期(即信息符号周期)为时间单位。我们在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对 M 元扩频信号截取,然后进行短时傅立叶变换(STFT)分析。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($(k-1)T_s \leq t < kT_s, k \geq 1$)内所传输的第 k 个 M 元扩频码。

设匹配滤波器的冲激响应为 $h(t)$,则匹配滤波器的输出为

$$y(t) = s(t) * h(t) = \int_0^t s(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (k-1)T_s \leq t \leq kT_s \quad (1)$$

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立叶变换正是扩频信号短时傅立叶变换的共轭,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,首先确定一个 m 值($0 \leq m \leq N-1$),令匹配滤波器的冲激响应波形与扩频码 $C^{(m)}$ 互为镜像,在第 k 个符号周期内 $C^{(m)}$ 的时域表达式为

$\sum_{i=0}^{N-1} C[\text{mod}(i+m)]p[t-iT_c-(k-1)T_s]$ 。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:

$$h(k,t) = \sum_{i=0}^{N-1} C[\text{mod}(i+m)]p[kT_s-iT_c-t] \quad (3)$$

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

$$s(k,t) = d_k \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{i=0}^{N-1} C_k[\text{mod}(i+n)]p[t-iT_c-(k-1)T_s] \quad (4)$$

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。

设接收信号为

$$r(k,t) = s(k,t)e^{j(\omega t + \theta)} + n(t) \quad (5)$$

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,则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。

下面我们首先讨论 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立叶变换后再与本地扩频码的镜像码的短时傅立叶变换做相乘运算,有

$$Y_I(k,w) = \text{STFT}[r_I(k,t)]\text{STFT}[h(t)] = \text{STFT}[s(k,t)\cos\theta]\text{STFT}[h(t)] + \text{STFT}[n_I(t)*h(t)] = Y_{I,s}(k,w) + Y_{I,n}(k,w) \quad (7)$$

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

$$Y_{I,s}(k,w) = \text{STFT}[s(k,t)\cos\theta]\text{STFT}[h(t)] =$$

$$d_k \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \sum_{i=0}^{N-1} C_k[\text{mod}(i+n)]p(w)\cos\theta e^{-jw[iT_c+(k-1)T_s]} \sum_{i=0}^{N-1} C[\text{mod}(i+m)]P(-w)e^{jw(kT_s-iT_c)} = P(w)P(-w)d_k \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \cos\theta \left\{ \sum_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}}^{N-1} C[\text{mod}(i_1+m)]C_k[\text{mod}(i_2+n)]e^{-jw[(2k-1)T_s-i_1T_c+i_2T_c]} \right\} \quad (8)$$

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

对 $Y_I(k,w)$ 进行短时傅立叶反变换 (ISTFT), 得到频域相关数据输出的信号分量为

$$y_{I,s}(k,t) = d_k \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \cos\theta \sum_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}}^{N-1} C[\text{mod}(i_1+m)]C_k[\text{mod}(i_2+n)]p'[t-(k-1)T_s-\text{mod}(i_2-i_1)T_c] \quad (10)$$

$p'(t)$ 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

$$y_{I,n}(k,t) = n_I(t)*h(t), \text{其中 } (k-1)T_s \leq t < kT_s \quad (11)$$

同样, Q 支路信号 $r_Q(k,t)$ 经相同的处理过程,可得

$$y_{Q,s}(k,t) = d_k \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \sin\theta \sum_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}}^{N-1} C[\text{mod}(i_1+m)]C_k[\text{mod}(i_2+n)]p'[t-(k-1)T_s-\text{mod}(i_2-i_1)T_c] \quad (12)$$

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

取 I 、 Q 支路信号的平方和后,得到有用信号分量为

$$y_s(k,t) = \left\{ \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \sum_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}}^{N-1} C[\text{mod}(i_1+m)]C_k[\text{mod}(i_2+n)]p'[t-(k-1)T_s-\text{mod}(i_2-i_1)T_c] \right\}^2 \quad (14)$$

我们把 $y_s(k,t)$ 中幅度值最大的相关峰认为是自相关峰,显然自相关峰出现的条件为

$$\text{mod}(i_1+m) \equiv \text{mod}(i_2+n) \quad (15)$$

而 $y_s(k, t)$ 中自相关峰出现的绝对时刻为

$$t = (k-1)T_s + \text{mod}(i_2 - i_1)T_c \quad (16)$$

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,则该扩频码在 $(k-1)T_s \leq t < kT_s$ 内产生自相关峰的相对时刻为

$$\Theta = \begin{cases} T_c \text{mod}(i_2 - i_1) & i_1 \neq i_2 \\ NT_c & i_1 = i_2 \end{cases} \quad (17)$$

其中 $0 \leq \frac{\Theta}{T_c} \leq N-1$ 。由式(15)和(17)可知

$$n = \text{mod}(m - \frac{\Theta}{T_c}) \quad (18)$$

式(18)确定了此刻所传送的扩频码的编号。显然,判决器可以利用已知的匹配滤波器冲激响应波形信息(即扩频码 $C^{(m)}$ 的镜像码)和检测自相关峰在第 k 个符号周期内出现的相对时刻 Θ 进行判决,并根据表 1 将该扩频码所携带的数据信息恢复出来。

如果将一条 127 位 m 序列作为原型扩频码,且 $m = 0$,图 2 给出了在两个符号周期内变换域匹配滤波器输出的相关信号示意图(未考虑信道噪声、多址干扰等因素的影响)。通过择大判决确定自相关峰的位置,其中在第一个符号周期内,自相关峰出现在 $t_1 = \Theta_1$ 时刻,在第二个符号周期内,自相关峰出现在 $t_2 = \Theta_1 + T_s$ 时刻。利用式(18)可分别求出 n_1 和 n_2 ,从而恢复出数据信息。

以上主要分析了单用户情况,在异步 CDMA 多用户条件下,判决器同样可利用式(18)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(18)的推导方法很容易得到下式

$$n_u = \text{mod}(m - \frac{\Theta_u}{T_c}) \quad 1 \leq u \leq U \quad (19)$$

其中 Θ_u 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 则确定了此刻用户 u 所传送的扩频码,从而可以根据表 2 恢复数据信息。不失一般性,令 $m = 0$,则式(19)可简化为

$$n_u = N - \frac{\Theta_u}{T_c} \quad 1 \leq u \leq U \quad (20)$$

用户 u 自相关峰出现的相对时间区间为 $\Theta_u \in [(N - uM)T_c, [N - (U - 1)M - 1]T_c]$ 。

2 性能分析

2.1 差错性能

在第 k 个符号周期内, I 支路变换域匹配滤波器输出信号的信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_I = \frac{E\{y_{I,s}^2(k, t)\}}{E\{y_{I,n}^2(k, t)\}} \quad (21)$$

其中

$$\begin{aligned} E\{y_{I,s}^2(k, t)\} &= \left\{ d_k \cos \theta \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \sum_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}}^{N-1} C[\text{mod}(i_1 + m)] C_k[\text{mod}(i_2 + n)] p'[t - (k-1)T_s - \text{mod}(i_2 - i_1)T_c] \right\}^2 = \\ &\quad \left\{ \cos \theta \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \sum_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}}^{N-1} C[\text{mod}(i_1 + m)] C_k[\text{mod}(i_2 + n)] \int_{-\infty}^{\infty} p[t - \tau - i_2 T_c - (k-1)T_s] \cdot \right. \\ &\quad \left. p(kT_s - i_1 T_c - \tau) d\tau \right\}^2 \leq \cos^2 \theta \frac{E_s}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i_1=0}^{N-1} C[\text{mod}(i_1 + m)] p(kT_s - i_1 T_c - \tau) \right\}^2 d\tau \cdot \end{aligned}$$

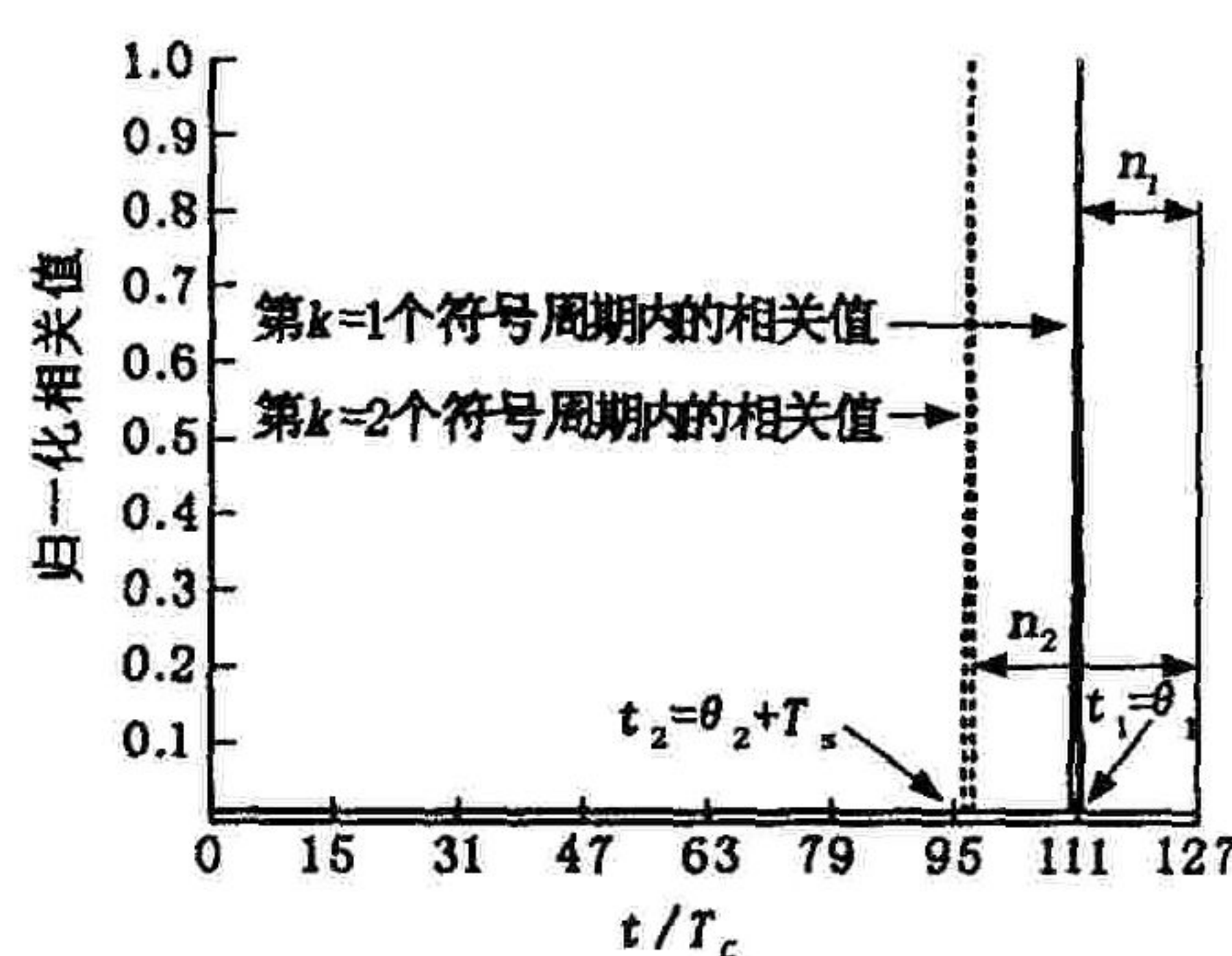


图2 变换域匹配滤波器输出的相关信号示意图

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i_1=0}^{N-1} C[\text{mod}(i_1 + n)] p[t - \tau - i_2 T_c - (k-1)T_s] \right\}^2 d\tau \quad (22)$$

$$E[y_n^2(k, t)] = N_0 \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i_1=0}^{N-1} C[\text{mod}(i_1 + m)] p(kT_s - i_1 T_c - \tau) \right\}^2 d\tau \quad (23)$$

式(22)的推导中使用了 Schwarz 不等式。另由式(15)、(16)可知

$$\sum_{i_1=0}^{N-1} C[\text{mod}(i_1 + m)] p(kT_s - i_1 T_c - \tau) = \sum_{i_2=0}^{N-1} C[\text{mod}(i_2 + n)] p[t - \tau - i_2 T_c - (k-1)T_s] \Big|_{t=(k-1)T_s + \text{mod}(i_2 - i_1)T_c} \quad (24)$$

所以式(22)中的等号成立,此时得到最大输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{I, \max} = \frac{E_s \cos^2 \theta}{T_s N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{i_2=0}^{N-1} C_k[\text{mod}(i_2 + n)] p[t - \tau - i_2 T_c - (k-1)T_s] \right\}^2 d\tau = \frac{E_s}{T_s N_0} \cos^2 \theta \quad (25)$$

同样,在相同条件下,Q支路变换域匹配滤波器输出信号的最大输出信噪比为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{Q, \max} = \frac{E_s}{T_s N_0} \sin^2 \theta \quad (26)$$

其中, E_s 为一个扩频码(符号)的能量, E_b 为一个数据比特的能量, $E_s = KE_b$ 。

由以上分析可知,在式(15)和式(16)式成立的条件下,该接收机在最大输出信噪比意义上是最佳的,而接收机的判决准则是以式(15)、(16)为基础的,因此该接收机属于最佳接收机。根据文献[7]中(4.108)式,可知单用户条件下的误符号率为

$$P_s = \frac{1}{M} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \exp\left(\frac{1-i}{i} \frac{E_s}{N_0}\right) \quad (27)$$

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]

$$P_b = \frac{M/2}{(M-1)} P_s \quad (28)$$

所以单用户条件下的误比特率为

$$P_b = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \exp\left(\frac{1-i}{i} \frac{KE_b}{N_0}\right) \quad (29)$$

图3给出了采用 Monte - Carlo 方法得到的单用户误比特率曲线,其中原型扩频码选用长度为1024位的M序列, $K = 2, 4, 6, 8, 10$ 。从图中可看出,在 AWGN 信道条件下 M 元扩频系统的误码性能与 K 值密切相关。

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 元扩频信号的功率相同,且不考虑多径影响。多用户条件下的误比特率与各用户扩频码的相关特性密切相关,很明显,扩频码的相关特性越好,误码性能也就越好。

在同步 CDMA 系统多用户条件下,假设各用户可以共用一条 m 序列,则变换域匹配滤波器输出的信号分量为

$$y_{s,u}(k, t) = \sum_{u=1}^U d_{k,u} \cos \theta_u \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \sum_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}}^{N-1} C[\text{mod}(i_1 + m)] C_k[\text{mod}(i_2 + n)] p'[t - (k-1)T_s - \text{mod}(i_2 - i_1)T_c] \quad (30)$$

其中 θ_u 为其它用户载波与本地载波的相偏,且在 $[0, 2\pi)$ 内均匀分布。考虑到 m 序列的自相关特性,对于所有 i_1, i_2 , 当 $\text{mod}(i_1 + m) \neq \text{mod}(i_2 + n)$ 且 $U \gg 1$ 时,有

$$E \left\{ \sum_{u=1}^U d_{k,u} \cos \theta_u \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \sum_{\substack{i_1=0 \\ i_2=0}}^{N-1} C[\text{mod}(i_1 + m)] C_k[\text{mod}(i_2 + n)] p'[t - (k-1)T_s - \text{mod}(i_2 - i_1)T_c] \right\} \approx 0 \quad (31)$$

式(31)说明同步 CDMA 系统各用户间的多址干扰很小,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,扩频码为127位的 m 序列, $K = 4$ 。由图4可见,不同用户数目下的误码性能差异很小。

对于异步 CDMA 系统,假设各用户的扩频码选用相关旁瓣较小的 m 序列优选对或它们衍生出来的 Gold

序列,则变换域匹配滤波器输出的有效符号能量与噪声密度比 $(\frac{E_s}{N_0})_{\text{eff}}$ 为^[8]

$$(\frac{E_s}{N_0})_{\text{eff}} = \frac{\frac{E_s}{N_0}}{1 + \frac{(U-1)E_s}{3N N_0}} \quad (32)$$

所以异步 CDMA 系统多用户条件下的误比特率为

$$P_{bu} = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \exp[\frac{1-i}{i} (\frac{E_s}{N_0})_{\text{eff}}] = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M (-1)^i C_i^M \exp\left\{\left[\frac{i}{1-i} \left(\frac{N_0}{KE_b} + \frac{U-1}{3N}\right)\right]^{-1}\right\} \quad (33)$$

在异步 CDMA 系统中,当 $K=10$,采用 1 024 位的 M 序列作为原型扩频码,用户数分别为 2、5、9、16、30、45、60 和 81 时,图 5 给出了多用户条件下的误比特率曲线。

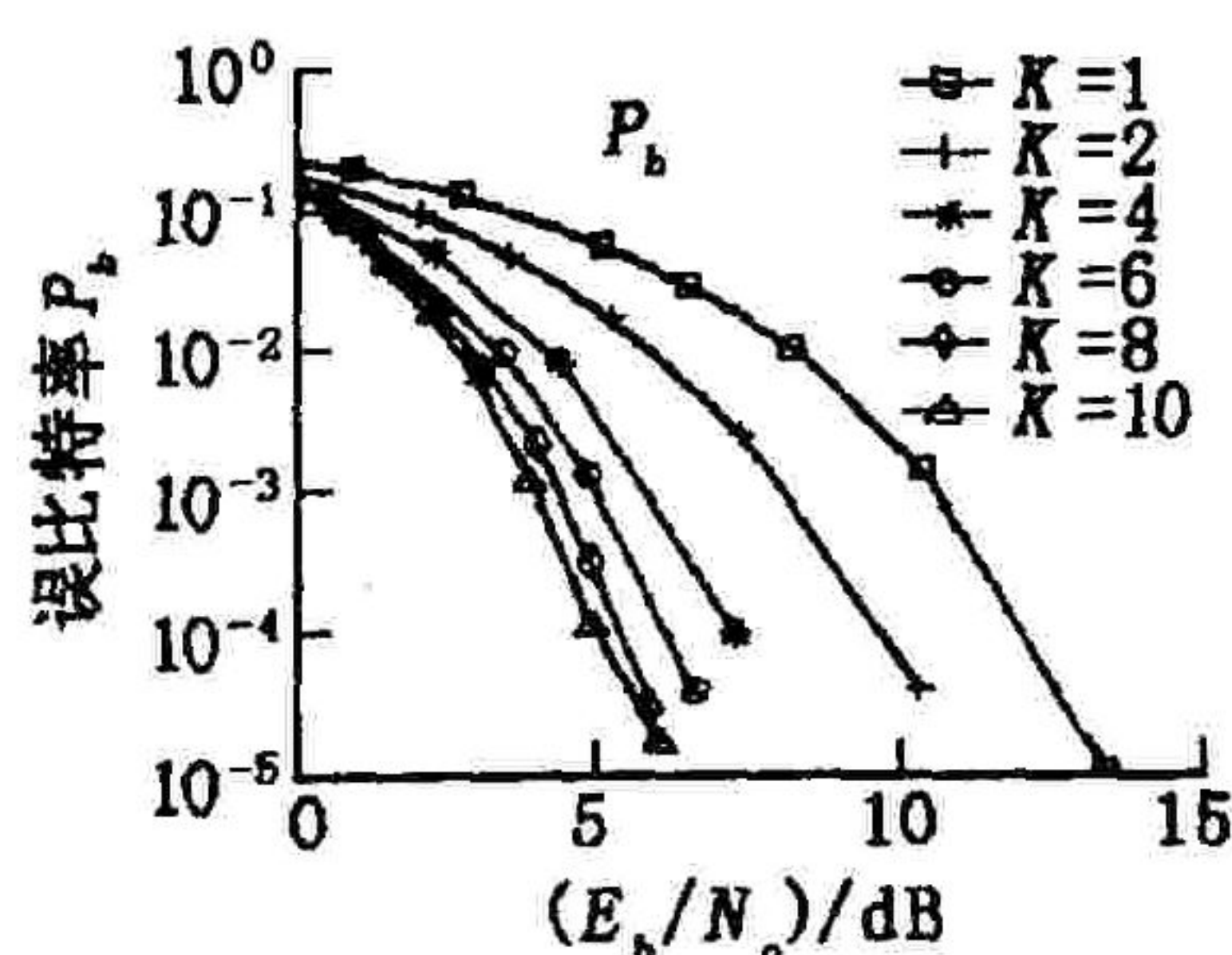


图3 单用户误比特率

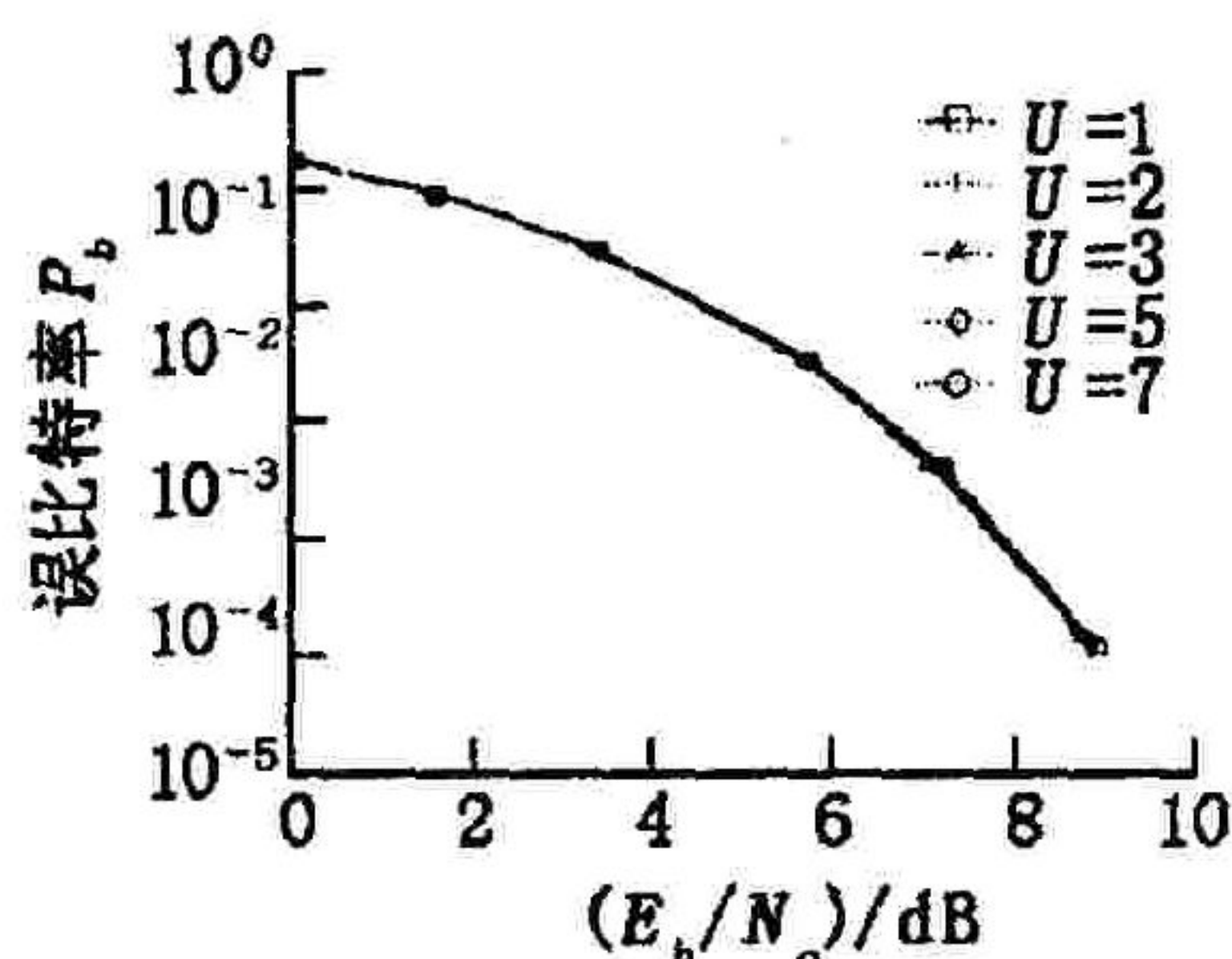


图4 同步 CDMA 多用户条件下的误比特率

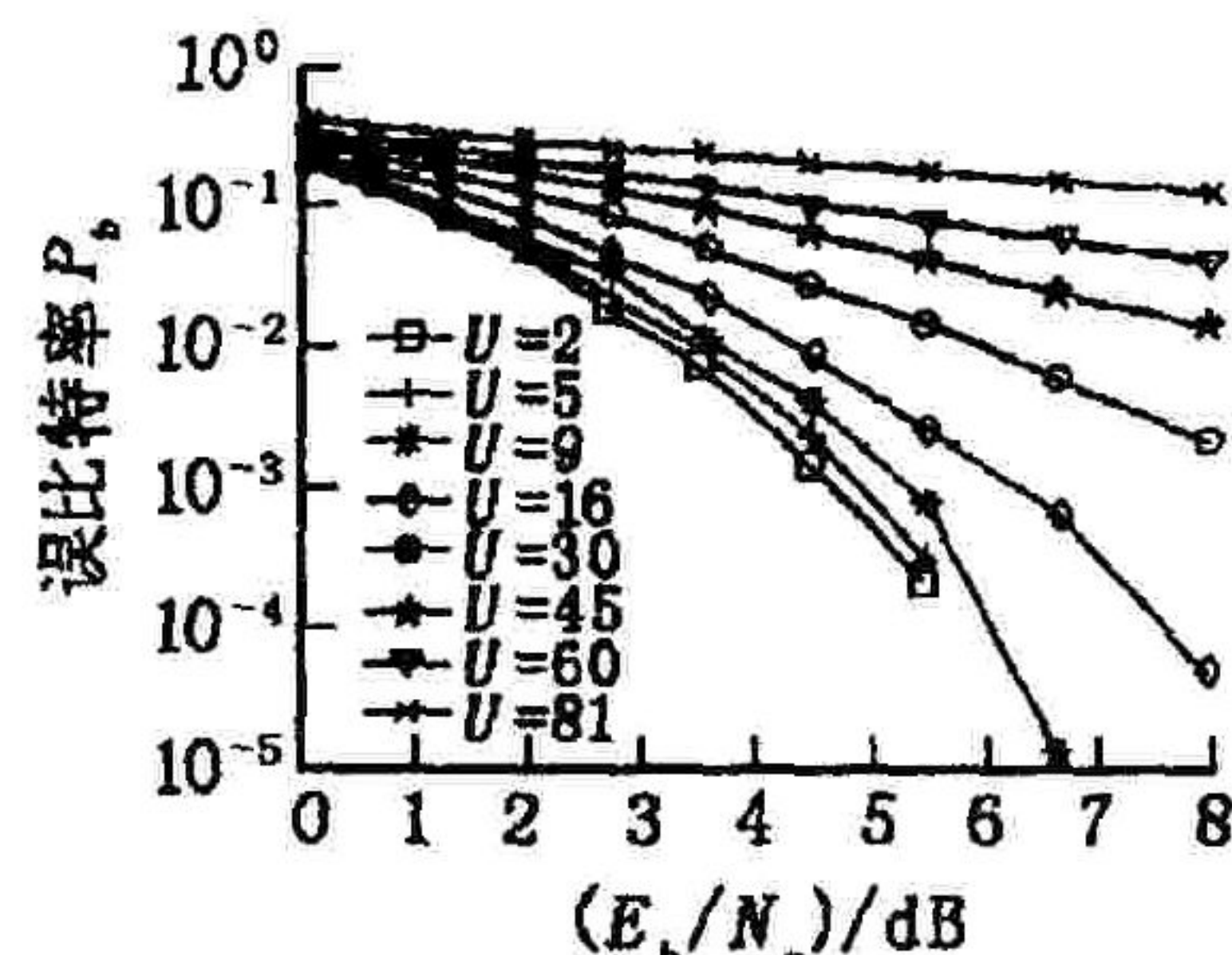


图5 异步 CDMA 多用户条件下的误比特率

2.2 解扩运算量的比较

在扩频码已经实现同步的情况下,假设在每个扩频码片周期内取一个样点。对于传统的 M 元扩频系统,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。对于本文提出的基于变换域解扩处理的 M 元扩频系统,则需要 $2N\log_2 N + N$ 次乘加运算。

M 取最大值时,系统可以得到最大的信道利用率,或者说可以得到最大的扩频增益,此时 $M_{\max} = 2^{\text{INT}(\log_2 N)}$, $\text{INT}(x)$ 表示取 x 的整数部分。在这种条件下,传统的 M 元扩频系统运算量为 $2^{\text{INT}(\log_2 N)}(2N-1)$,而本文所提方案的运算量与 M 值无关,仍为 $2N\log_2 N + N$ 。图 6 对这两种解扩方法的运算量进行了比较。由图可见,变换域方法的解扩运算量小于传统方法,并且两者之间的差异随扩频码长的增加而不断加大,在码长大于 100 时,二者运算量相差超过了一个数量级。

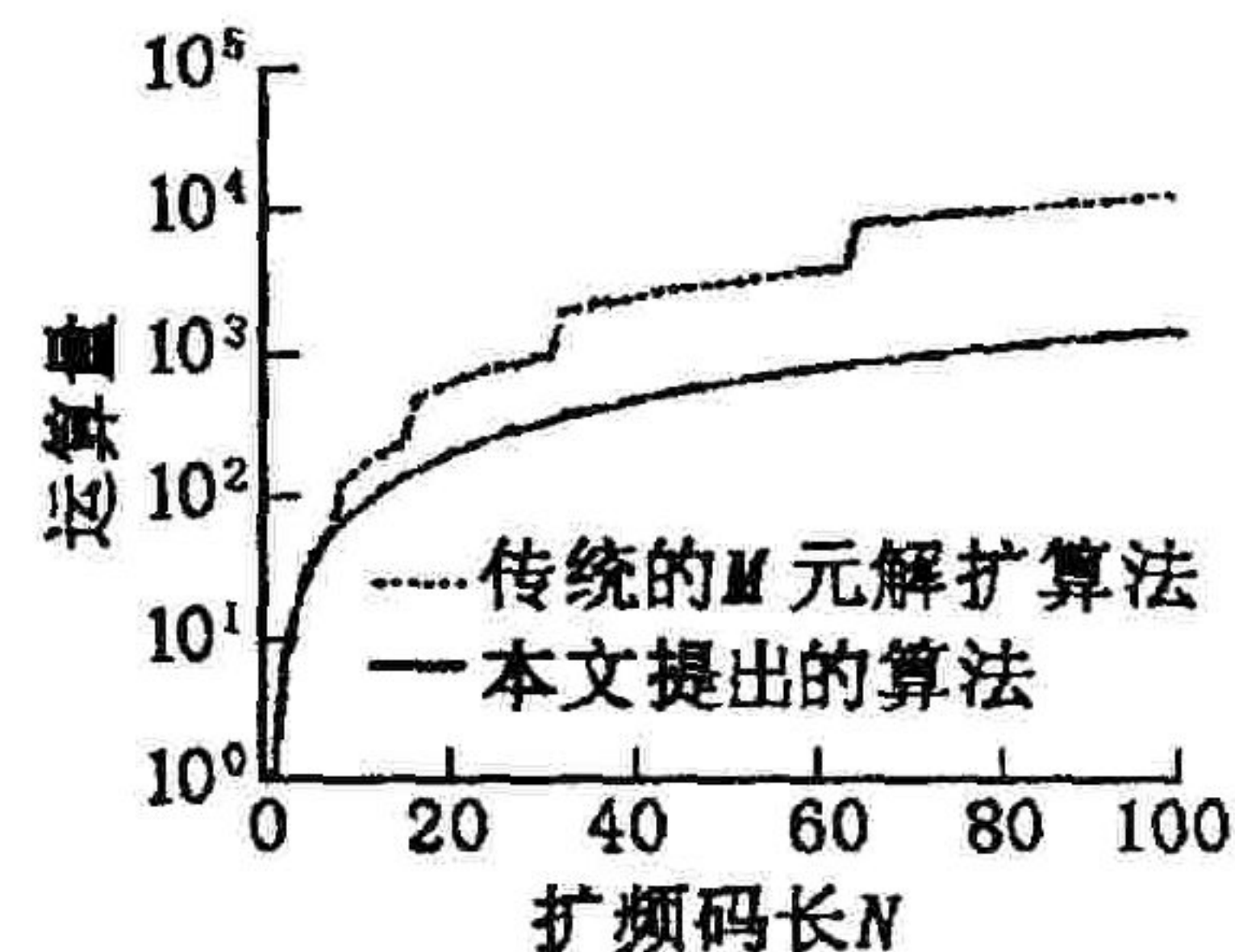


图6 M 元解扩运算量比较

2.3 多径的影响

由于正交循环码 M 元扩频信号所使用的扩频码是从原型扩频码经循环移位产生的,所以在多径信道中传输时,多径会对信号的解扩和判决带来影响。考虑一个二径信道,第一径为直射路径,第二径相对于第一径的传输延时为 τ 。接收机与第一径的信号同步后,时频变换域匹配滤波器在相应位置上输出一个自相关峰,由于第二径信号的影响,可能还会在其它位置上同时产生一个组合相关峰。

设第 k 个符号周期内传输的扩频码为 $C_k^{(n)}$ ($0 \leq n \leq M-1$),对于所有 M 个扩频码,当 $\tau \geq MT_c$ 时,组合相关峰位于判决区域以外,它不会对判决造成影响,只有当 $0 < \tau < MT_c$ 时,组合相关峰位于判决区域之内,才会干扰判决。组合相关峰的高度平均值近似为 $N - \tau/T_c$ 。第二径信号相对于第一径信号的自由空间传输损耗^[3]为

$$L_f = (4\pi\tau f)^2 \quad (34)$$

其中 f 为载波频率。在不考虑接收天线等因素影响的条件下,组合相关峰与自相关峰的能量比值为 $\frac{T_s - \tau}{L_f T_s}$,

显然 $\frac{T_s - \tau}{L_f T_s} < 1$,并且该比值随 τ 的增加快速减小。另一方面,在同步卫星通信中,地球站接收机天线的方向

图比较尖锐,只有直射路径信号才能进入接收天线主瓣,而多径信号只能通过天线旁瓣进入到接收机中,这就进一步降低了多径信号的影响。所以在同步卫星通信系统中使用本文提出的基于时频变换域的 M 元扩频系统,多径信号对系统的影响不明显。

3 结论

本文研究了一种基于时频变换域的 M 元扩频接收机方案,其中包括扩频码的设计方法、变换域匹配滤波器的工作原理以及信号判决方法,并给出了系统的误码特性和运算量。采用基于时频变换域处理的 M 元扩频接收机,一方面可以降低 M 元扩频信号解扩的运算量,另一方面通过特殊的扩频码设计,降低了 M 元扩频码数目和选码的难度。本文提出的新方法主要针对同步卫星信道,当然也适用于多径衰落不明显的其它信道。

参考文献:

- [1] Enge Per K, Sarwate Dilip V. Spread - Spectrum Multiple - Access Performance of Orthogonal Codes: Linear Receivers [J]. IEEE Trans, Commun, 1987, 35(12): 1309 - 1319.
- [2] Enge Per K, Sarwate Dilip V. Spread - Spectrum Multiple - Access Performance of Orthogonal Codes: Impulsive Noise [J]. IEEE Trans. Commun, 1988, 36(1): 98 - 106.
- [3] Jhong Sam Lee, Leonard E, Miller. CDMA Systems Engineering Handbook [M]. Boston: Artech House Publishers, 1998.
- [4] Ying Xiaofan, Chu Zhenyong, Wang Yong, et al. A Scheme of M - ary Multi - Carrier Spread Spectrum Based on Wavelet Packet [J]. Journal of Electronics (China), 2004, 21(3): 236 - 242.
- [5] 褚振勇, 易克初, 田红心. 卫星重叠通信技术研究 [A]. 2002 军事电子信息学术会议论文集(一分册) [C]. 北京: 2002, 365 - 370.
- [6] 蒋 磊, 苟彦新. 一种新型解扩多道编程 SAWF 技术 [J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2000, 1(5): 28 - 31.
- [7] Bernard Sklar. Digital Communications Fundamentals and Applications (Second Edition) [M]. USA: Prentice Hall PTR, 2001.
- [8] Scott L. Miller. An Efficient Channel Coding Scheme for Direct Sequence CDMA Systems [A]. IEEE 1991 Military Communications Conference [C]. USA: IEEE, 1991: 1249 - 1253.

(编辑: 门向生)

A M -ary Spread Spectrum Receiver Based on Time - Frequency

Transform Domain

CHU Zhen - yong^{1,2}, YI Ke - chu¹, TIAN Hong - xin¹

(1. National Key Lab. of ISN, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China; 2. The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

Abstract: M -ary spread spectrum technique has been used in many communication systems, including the satellite communication system. Its spread and despread spectrum process is complex, and needs more orthogonal PN codes and more complicated computation. A new M -ary spread spectrum scheme is proposed in this paper. At the transmitter, M PN codes of each user are generated by circularly shifting the prototype spreading code. The proposed receiver can realize despreading with a time - frequency transform domain matched - filter, which reduces computation and PN codes selection difficulty of M - ary spread spectrum system. The performances of the proposed system are discussed and analyzed.

Key words: M - ary spread spectrum; transform domain processing; short time Fourier transform