

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.07.014

引用格式:吴旺军,张天骐,阳锐,等.利用二次谱盲估计多速率 DS/CDMA 伪码周期[J].电讯技术,2014,54(7):937-944. [WU Wang-jun, ZHANG Tian-qi, YANG Rui, et al. Blind Periodic Estimation of PN Sequence Based on Reprocessing of Power in Multirate DS/CDMA Transmissions[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(7):937-944.]

利用二次谱盲估计多速率 DS/CDMA 伪码周期*

吴旺军**,张天骐,阳锐,高 超

(重庆邮电大学 信号与信息处理重庆市重点实验室,重庆 400065)

摘 要:针对可变扩频长度(VSL)的多速率 DS/CDMA 信号伪码周期的盲估计问题进行了研究,将一般单速率直扩信号二次功率谱伪码周期估计的方法扩展到多速率 DS/CDMA 模型。该方法首先将接收的多速率 DS/CDMA 信号进行采样,并对其求一次功率谱,再将一次谱作为输入信号作傅里叶变换并取模、平方,从而得到信号的二次功率谱。通过推导证明,多速率 DS/CDMA 信号的二次功率谱在扩频码周期的整数倍处出现尖锐的谱线,且不同速率用户的二次谱线幅度是不同的,利用这些幅度差异区分不同速率并通过估计谱线之间的距离即可获得不同速率信号的伪码周期。仿真表明该算法在低信噪比下适用,在-15 dB能够利用较少数据同时估计多组速率的伪码周期。

关键词:多速率 DS/CDMA;伪码周期;可变扩频长度;二次功率谱;盲估计

中图分类号:TN911.7 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)07-0937-08

Blind Periodic Estimation of PN Sequence Based on Reprocessing of Power in Multirate DS/CDMA Transmissions

WU Wang-jun, ZHANG Tian-qi, YANG Rui, GAO Chao

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing,
Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: The blind periodic estimation of the PN sequence in variable-spreading-length(VSL) multirate direct-sequence code division multiple access(DS/CDMA) systems is considered. The method of the reprocessing of the power spectrum which is used to estimate the period of general DS-SS signal is extended to multirate DS/CDMA model. Firstly, the received signal is sampled and its power spectrum is estimated, then Fourier transform is directly used to the power spectrum to modulo and square the value, and so reprocessing of the power spectrum is obtained. The derivation proves that the power spectrum reprocessing of the multirate DS/CDMA signal will arise varied amplitude sharp pulse with interval equal to the period of these different rates users' PN sequence, accordingly, the periods of the different rates users' PN sequence can be acquired. The computer simulation results show that the method can work well under the lower signal-to-noise ratio(SNR) input signals and it is able to estimate many rates by taking advantage of less data at the same time at -15 dB SNR.

Key words: multirate DS/CDMA; period of PN sequence; variable spreading length; reprocessing of power spectrum; blind estimation

* 收稿日期:2014-01-03;修回日期:2014-05-19 Received date:2014-01-03;Revised date:2014-05-19

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61371164,61071196,61102131);信号与信息处理重庆市重点实验室建设项目(CSTC2009CA2003);重庆市杰出青年基金项目(CSTC2011jjjq40002);重庆市自然科学基金项目(CSTC2012JJA4008);重庆市教育委员会科研项目(KJ20525,KJ130524)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China(No.61371164,61071196,61102131);The Project of Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing(CSTC2009CA2003);The Chongqing Distinguished Youth Foundation(CSTC2011jjjq40002);The Natural Science Foundation of Chongqing(CSTC2012JJA4008);The Scientific and Research Project of Chongqing Education Committee(KJ20525,KJ130524)

** 通讯作者:answer_wu1209@126.com **Corresponding author:**answer_wu1209@126.com

1 引言

第三代蜂窝移动通信具有支持不同速率多媒体多业务(如语音、音频、视频、数据包等)传输的特点。针对这种多业务多速率传输的要求,CDMA 提供了一种比较直接可靠的多速率解决方案。目前提出的多速率 CDMA 技术,主要包括可变切普速率(Variable Chip Rate, VCR)技术、可变扩频长度(Variable Spreading Length, VSL)技术以及多子码(Multi-code, MC)技术等,其中可变扩频长度多速率 CDMA 是一种比较有效的方法。

在非合作通信中,一些盲估计方法用来提高多速率 CDMA 接收机的性能或者减小系统的复杂度,一些参数的先验知识如信号波形^[1]、码片速率^[2]、用户扩频码周期需要获知,因此针对多速率 CDMA 参数的估计尤为重要。文献[3]利用多速率采样的方法估计出多速率 CDMA 扩频码片速率,文献[4]利用波动相关(Fluctuation of Correlation)的方法估计多速率 DS/CDMA 扩频码周期,文献[5]借鉴文献[4]的方法估计伪码周期具有整数倍数关系的多速率 DS/CDMA 以及多载波 DS/CDMA 的扩频码周期,文献[6]在假设伪码周期、码片宽度已知的情况下利用盲源分离的方法估计出多速率 DS/CDMA 的伪码序列,文献[7]利用 Frobenius 范数结合特征值分解的方法估计异步多速率 DS/CDMA 延迟以及扩频码序列。

目前针对伪码周期盲估计问题的研究大多停留在单速率的短码或长码直扩信号模型,而对于多周期伪码扩频的多速率 DS/CDMA 信号研究的相关文献较少。本文提出了一种利用二次功率谱估计^[8]多速率 DS/CDMA 伪码周期的方法,比起一般的单速率 DS/CDMA 的二次功率谱,多速率 DS/CDMA 的二次功率谱体现了新的周期特性,即产生多个不同幅度且具有周期特性的谱线,通过对谱线搜索完成对所有速率伪码周期正确估计。仿真结果表明算法能够在较低信噪比下适用。

2 多速率 DS/CDMA 信号模型

考虑有效用户数为 N_u 的多速率 DS/CDMA 信号模型,将用户可利用的信息速率分为 S 组,且各个速率之间满足 $R_1 < R_2 < \cdots < R_S$,即扩频码周期 $T_1 > T_2 > \cdots > T_S$, N_u^i 表示第 i 组速率的用户数,则总用户数 $N_u = \sum_{i=1}^S N_u^i$,为方便描述,用 $(n, i)_u$ 表示第 i 组速率

群的第 n 个用户,其中 $i \in \{1, 2, \cdots, S\}, n \in \{1, 2, \cdots, N_u^i\}$ 。由于系统采用短码扩频, $N_i = \frac{T_i}{T_c}$ 表示第 i

组速率的扩频因子, T_i 表示扩频码周期, T_c 为码片宽度。接收端多速率 DS/CDMA 基带信号表达式为

$$y(t) = \sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sqrt{\gamma_{n,i}} d_{n,i}(k) p_{n,i}(t - kT_i - \tau_{n,i}) + n(t) \tag{1}$$

其中, $\sqrt{\gamma_{n,i}}$ 表示第 i 组速率的第 n 个用户信号幅度, $\{d_{n,i}(k) = \pm 1, k \in \mathbb{Z}^+\}$ 表示第 i 组速率的第 n 个用户信息码符号, $\tau_{n,i}$ 表示为第 i 组速率群的第 n 个用户的延迟。假设不同用户的延迟相同即为 $\tau_{n,i} = \tau_0$, $p_{n,i}(t)$ 为扩频码波形,表示为

$$p_{n,i}(t) = \sum_{l=0}^{N_i-1} p_{n,i}(l) \psi(t - lT_c) \tag{2}$$

其中, $\{p_{n,i}(l) \in \pm 1, l \in \mathbb{Z}^+\}$ 为扩频序列的取值, $\psi(t)$ 为矩形切普脉冲,且满足 $\psi(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{others} \end{cases}$, $n(t)$ 为零均值、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声。

- 不失一般性,作如下假设:
- (1) 信号信息符号服从等概率分布,且用户之间的信息序列相互独立,即 $E\{d_{n,i}(k) d_{m,j}(k)\} = 0 (i \neq j \text{ 或 } n \neq m)$;
 - (2) 扩频码片宽度 T_c 为已知,各个用户之间的扩频序列互不相关,即 $E\{p_{n,i}(k) p_{m,j}(k)\} = 0 (i \neq j \text{ 或 } n \neq m)$;
 - (3) 各个用户的延迟相等,即 $\tau_{n,i} = \tau_0$;
 - (4) 系统的噪声由均值为 0、方差为 σ_n^2 高斯白噪声组成,且噪声与信号相互独立。

3 理论分析

式(1)接收端信号模型等价于

$$y(t) = s(t) + n(t) = \sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_i} s_{n,i}(t) + n(t) \tag{3}$$

其中, $s_{n,i}(t)$ 表示第 i 组速率第 n 个用户的信号,表达式为

$$s_{n,i}(t) = \sqrt{\gamma_{n,i}} d_{n,i}(t - \tau_0) p_{n,i}(t - \tau_0) \tag{4}$$

先对式(3)计算接收端信号的自相关函数为 $r_y(t_1, t_2) = E[s(t_1) s(t_2)] + E[n(t_1) n(t_2)] =$

$$r_s(t_1, t_2) + \sigma_n^2 \delta(t_1, t_2) \tag{5}$$

则信号 $s(t)$ 的自相关函数

$$r_s(t_1, t_2) = E\left(\sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_u^i} s_{n,i}(t_1) \sum_{j=1}^S \sum_{n=1}^{N_u^j} s_{n,j}(t_2)\right) = \sum_{i=1}^S \sum_{j=1}^S E\left(\sum_{n=1}^{N_u^i} s_{n,i}(t_1) \sum_{n=1}^{N_u^j} s_{n,j}(t_2)\right) + \sum_{i=1}^S \sum_{j \neq i, j=1}^S E\left(\sum_{n=1}^{N_u^i} s_{n,i}(t_1) \sum_{n=1}^{N_u^j} s_{n,j}(t_2)\right) \quad (6)$$

由式(6)可知,可以将 $s(t)$ 的相关函数分为相同速率和不同速率用户的互相关函数,下面针对两种情况进行讨论:

(1) 对于相同速率任意两个用户信号波形 $s_{n,i}^l(t), s_{n,i}^k(t)$, 其中, $k, l \in (n, i)_u$ (为了方便书写,这里的序号 n 为用户序号的泛指,实际用户的序号为 k, l), $r_{s_{n,i}}^{lk}(\tau)$ 表示 $s_{n,i}^l(t)$ 和 $s_{n,i}^k(t)$ 互相关函数; $d_{n,i}^k(t), d_{n,i}^l(t)$ 表示两用户的信息码波形, $r_{d_{n,i}}^{kl}(\tau)$ 为其互相关函数; $p_{n,i}^k(t), p_{n,i}^l(t)$ 为两个用户的扩频码波形, $r_{p_{n,i}}^{kl}(\tau)$ 为其互相关函数,则

$$r_{s_{n,i}}^{lk}(\tau) = E(s_{n,i}^l(t) s_{n,i}^k(t-\tau)) = \sqrt{\gamma_{n,i}^k} \sqrt{\gamma_{n,i}^l} E(d_{n,i}^k(t-\tau_0) d_{n,i}^l(t-\tau_0-\tau)) \cdot E(p_{n,i}^k(t-\tau_0) p_{n,i}^l(t-\tau_0-\tau)) = \sqrt{\gamma_{n,i}^k} \sqrt{\gamma_{n,i}^l} r_{d_{n,i}}^{kl}(\tau) r_{p_{n,i}}^{kl}(\tau) \quad (7)$$

$$r_{d_{n,i}}^{kl}(\tau) = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} d_{n,i}^k(t) d_{n,i}^l(t-\tau) dt = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_i}, & |\tau| \leq T_i \\ 0, & |\tau| > T_i \end{cases} \quad (8)$$

对于扩频码相关函数 $r_{p_{n,i}}^{kl}(\tau)$, 考虑到当 $k \neq l$ 时,由第 2 节中假设 2 可知,由于各用户特征伪码波形相互正交,在相同情况下其自相关函数比互相关函数大得多,自相关函数占整个相关函数的主要部分,所以, $k \neq l$ 时 $r_{p_{n,i}}^{kl}(\tau) \approx 0$, 仅保留 $k=l$ 时的自相关函数值,故而 $r_{p_{n,i}}^{kl}(\tau)$ 可以表示为

$$r_{p_{n,i}}^{kl}(\tau) = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} p_{n,i}^k(t) p_{n,i}^l(t-\tau) dt = \begin{cases} 1 - \left(1 + \frac{1}{N_i}\right) \left[\frac{|\tau - N_i T_c|}{T_c}\right], & |\tau - N_i T_c| \leq T_c, k = l \\ -\frac{1}{N_i}, & |\tau - N_i T_c| > T_c, k = l \end{cases} \quad (9)$$

$$r_{p_{n,i}}^{kl}(\tau) \approx 0, \quad k \neq l \quad (10)$$

可见,式(6)的第一部分用 $r_s^l(t_1, t_2)$ 表示,可以化简为

$$r_s^l(t_1, t_2) = \sum_{i=1}^S \sum_{j=i, j=1}^S E\left(\sum_{n=1}^{N_u^i} s_{n,i}(t_1) \sum_{n=1}^{N_u^j} s_{n,j}(t_2)\right) =$$

$$\sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_u^i} E(s_{n,i}(t_1) s_{n,i}(t_2)) = \sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_u^i} \gamma_{n,i} r_{d_{n,i}}(\tau) r_{p_{n,i}}(\tau) \quad (11)$$

(2) 对于速率不同的任意两个用户 $s_{n,i}^l(t), s_{n,j}^k(t)$, 其中 $k \in (n, i)_u, l \in (n, j)_u$ 且 $i \neq j$ 。不失一般性, $s_{n,i}^l(t)$ 为低速率用户, $s_{n,j}^k(t)$ 为较高速率的用户, 即 $T_i > T_j$, 其互相关函数

$$r_{s_{n,i,j}}^{kl}(\tau) = E(s_{n,i}^l(t) s_{n,j}^k(t-\tau)) = \sqrt{\gamma_{n,i}^k} \sqrt{\gamma_{n,j}^l} E(d_{n,i}^k(t-\tau) d_{n,j}^l(t-\tau)) \cdot E(p_{n,i}^k(t-\tau_0) p_{n,j}^l(t-\tau_0-\tau)) = \sqrt{\gamma_{n,i}^k} \sqrt{\gamma_{n,j}^l} r_{d_{n,i,j}}^{kl}(\tau) r_{p_{n,i,j}}^{kl}(\tau) \quad (12)$$

其中, $r_{d_{n,i,j}}^{kl}(\tau)$ 表示为不同用户信息码波形 $d_{n,i}^k(t), d_{n,j}^l(t)$ 的互相关函数。

1) 当扩频码周期如文献[5,9]规则划分时,即第 i, j 组速率扩频码周期满足 $T_i = 2^{j-i} T_j = u T_j$, 则

$$r_{d_{n,i,j}}^{kl}(\tau) = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} d_{n,i}^k(t) d_{n,j}^l(t-\tau) dt = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_j} d_{n,i}^k(t) d_{n,j}^l(t-\tau) dt + \int_{T_j}^{2T_j} d_{n,i}^k(t) d_{n,j}^l(t-\tau) dt + \dots + \int_{(u-1)T_j}^{T_i} d_{n,i}^k(t) d_{n,j}^l(t-\tau) dt = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_j}, & |\tau| \leq T_j \\ 0, & |\tau| > T_j \end{cases} \quad (13)$$

$$r_{p_{n,i,j}}^{kl}(\tau) = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} p_{n,i}^k(t) p_{n,j}^l(t-\tau) dt = \frac{1}{T_i} \left(\int_0^{T_j} p_{n,i}^k(t) p_{n,j}^l(t-\tau) dt + \int_{T_j}^{2T_j} p_{n,i}^k(t) p_{n,j}^l(t-\tau) dt + \dots + \int_{(u-1)T_j}^{T_i} p_{n,i}^k(t) p_{n,j}^l(t-\tau) dt \right) \quad (14)$$

2) 当扩频码周期为非整数倍数,假设第 i, j 组速率扩频码周期满足 $T_i > T_j, \beta = \lfloor \frac{T_i}{T_j} \rfloor$ 其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整符号,则式(13)、式(14)相应地修改为

$$r_{d_{n,i,j}}^{kl}(\tau) = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} d_{n,i}^k(t) d_{n,j}^l(t-\tau) dt = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_j} d_{n,i}^k(t) d_{n,j}^l(t-\tau) dt +$$

$$\begin{aligned} &\int_{T_j}^{2T_j} d_{n,i}^k(t) d_{n,j}^l(t - \tau) dt + \\ &\cdots + \int_{\beta T_j}^{T_i} d_{n,i}^k(t) d_{n,j}^l(t - \tau) dt = \\ &\begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_j}, & |\tau| \leq T_j \\ 0, & |\tau| > T_j \end{cases} \end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned} r_{p_{n,i}j}^{kl}(\tau) &= \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} p_{n,i}^k(t) p_{n,j}^l(t - \tau) dt = \\ &\frac{1}{T_i} \left(\int_0^{T_j} p_{n,i}^k(t) p_{n,j}^l(t - \tau) dt + \right. \\ &\int_{T_j}^{2T_j} p_{n,i}^k(t) p_{n,j}^l(t - \tau) dt + \\ &\left. \cdots + \int_{\beta T_j}^{T_i} p_{n,i}^k(t) p_{n,j}^l(t - \tau) dt \right) \end{aligned} \tag{16}$$

类似(1)根据第2节中假设2不同用户扩频码波形近似正交,因此式(14)和式(16)自相关函数 $r_{p_{n,i}j}^{kl}(\tau) \approx 0$,所以 $r_{s_{n,i}}^{lk}(\tau) \approx 0$ 。

因此,通过1)和2)两种情况的讨论,式(6)的第二部分相关函数用 $r_s^2(t_1, t_2)$ 表示,则有

$$r_s^2(t_1, t_2) = \sum_{i=1}^S \sum_{j \neq i}^S E \left(\sum_{n=1}^{N_u^i} s_{n,i}(t_1) \sum_{n=1}^{N_u^j} s_{n,j}(t_2) \right) \approx 0 \tag{17}$$

再根据式(11)和式(17),将式(6)可以化简为

$$\begin{aligned} r_s(t_1, t_2) &= r_s^1(t_1, t_2) + r_s^2(t_1, t_2) = \\ &\sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_u^i} E(s_{n,i}(t_1) s_{n,i}(t_2)) + 0 = \\ &\sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_u^i} \gamma_{n,i} r_{d_{n,i}}(\tau) r_{p_{n,i}}(\tau) \end{aligned} \tag{18}$$

现对式(18)进行傅里叶变换求信号 $s(t)$ 的一次功率谱,先求得扩频码波形 $p_{n,i}(t)$ 和信息码波形 $d_{n,i}(t)$ 的一次功率谱为

$$S_{d_{n,i}}(f) = T_i \left(\frac{\sin \pi f T_i}{\pi f T_i} \right)^2 \tag{19}$$

$$S_{p_{n,i}}(f) = \frac{N_i + 1}{N_i^2} \left(\frac{\sin \pi f T_i}{\pi f T_i} \right)^2 \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \delta \left(f - \frac{j}{N_i T_c} \right) - \frac{1}{N_i} \delta(f) \tag{20}$$

再利用时域乘积转换频域卷积求得 $s(t)$ 信号的一次功率谱为

$$\begin{aligned} S_s(f) &= \sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_u^i} \gamma_{n,i} \left\{ \frac{(N_i + 1) T_i}{N_i^2} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \left[\frac{\sin(\pi j / N_i)}{\pi j / N_i} \right]^2 \right. \\ &\left. \left[\frac{\sin(\pi [f - j / (N_i T_c)] T_i)}{\pi [f - j / (N_i T_c)] T_i} \right] - \frac{T_i}{N_i} \left[\frac{\sin(\pi f T_i)}{\pi f T_i} \right]^2 \right\} \end{aligned} \tag{21}$$

当 $T_i \gg T_c$ 即 $N_i T_c \gg T_c, N_i \gg 1$,则一次功率谱可以近似为

$$\begin{aligned} S_s(f) &\approx T_c \left(\sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_u^i} \gamma_{n,i} \right) \cdot \\ &\sum_{j=-\infty, j \neq 0}^{+\infty} Sa^2 \left(\frac{\pi j}{N_i} \right) Sa^2 \left(\pi \left(f - \frac{j}{N_i T_c} \right) N_i T_c \right) \end{aligned} \tag{22}$$

再利用恒等式 $\delta(x) = \lim_{p \rightarrow 0} p Sa^2(\pi p x)$,将 $S_s(f)$ 化简为

$$\begin{aligned} S_s(f) &\approx \\ &\begin{cases} \sum_{i=1}^S \frac{1}{N_i} \sum_{n=1}^{N_u^i} \gamma_{n,i} \sum_{j=-\infty, j \neq 0}^{+\infty} Sa^2 \left(\frac{\pi j}{N_i} \right) \delta \left(f - \frac{j}{N_i T_c} \right) & (i \neq 0) \\ 0 & (i = 0) \end{cases} \end{aligned} \tag{23}$$

再对 $S_s(f)$ 做傅里叶变换求得二次功率谱,结果如下:

$$\begin{aligned} \hat{S}_s(e) &= |\text{DFT} \{ S_s(f) \} |^2 \approx \\ &\left| T_c \sum_{i=1}^S \sum_{n=1}^{N_u^i} \gamma_{n,i} \sum_{r=-\infty}^{+\infty} \left(1 - \frac{|e - r N_i T_c|}{T_c} \right) \right|^2 \end{aligned} \tag{24}$$

$$(|e - r N_i T_c| \leq T_c, r = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$$

由式(24)的结果可以看出,当 $e = r N_i T_c (r = \pm 1, \pm 2, \dots)$,二次谱功率 $\hat{S}_s(e)$ 会产生一系列尖锐的谱线,该谱线间隔为扩频序列周期的整数倍(Sa 倍),并且不同速率用户的二次谱谱线幅度是不同的,因此可以利用幅度区分各个速率并通过估计谱峰间隔求得各个速率伪码周期。特别地,当低速率的用户群的扩频码周期是高速率的扩频码周期的整数倍,幅度将在高速率扩频序列周期处产生叠加,对高速率信号二次谱谱线有一定的增强作用,故可以通过二次谱峰的搜索逐步完成对不同速率用户扩频码周期的估计。

另外,由于系统中高斯白噪声的存在,对二次谱估计有一定的影响,而混杂的噪声和信号是统计独立的。因此可以将计算结果的数据进行 M 次累加可以消除噪声的影响,白噪声的方差将由 σ_n^2 降为 σ_n^2/M ,但是代表信号的二次谱线将仍然随自身特性变化。因此通过累加平均提高信噪比。

综上所述,对多速率DS/CDMA伪码周期估计步骤如下:

- (1)将接收的信号进行采样,采样率为 Sa ;
- (2)求得一组信号一次功率谱 $S_y(f)$;
- (3)将一次功率谱 $S_y(f)$ 作为输入信号做傅氏变换后取模求平方,求得二次谱 $\hat{S}_y(e)$;
- (4)对下一组信号重复步骤(1)~(3),并将所

求的二次谱进行累加;

(5)对累加的二次谱进行谱峰搜索,根据不同幅值谱峰间隔(伪码周期乘以采样率 S_a),估计出不同速率的伪码周期。

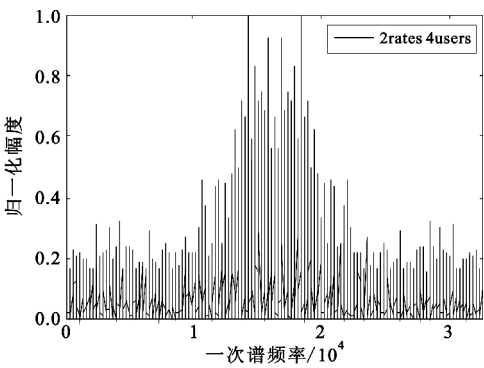
4 仿真分析

4.1 多速率 DS/CDMA 信号的速率为整数倍关系的伪码周期的估计

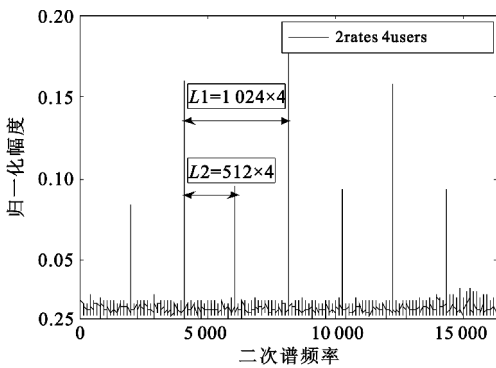
在信噪比为-5 dB 下,分别对两组多速率 DS/CDMA 信号进行仿真计算其一次功率谱和二次功率谱并估计出伪码周期:第一组信号采用扩频码周期为 1 024 和 512 的 m 序列(分别由长度为 1 023、511 的 m 序列和随机位处添加符号 1 组成的序列组成,下同)组成两组速率的多速率 DS/CDMA(假设各组速率用户幅度相同,下同),且每一组速率分别对应两

个用户,共 4 个用户;第二组信号采用扩频码周期为 1 024 的 m 序列组成单速率的 DS/CDMA,两个用户。采样率 $S_a=4$ b/chip,每组数据长度为10 240 b,采取 10 组数据进行累加。

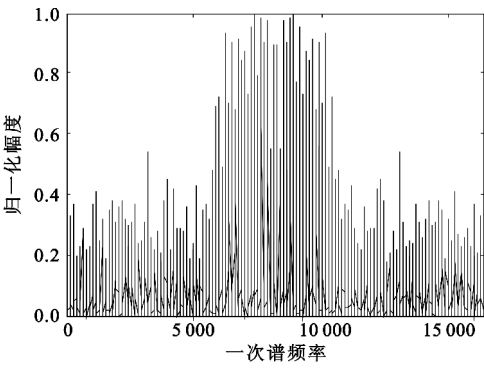
图 1(a)和图 1(b)分别代表两组速率 4 个用户的一次谱和二次谱仿真图,图 1(c)和图 1(d)分别代表单速率 2 个用户的一次谱和二次谱仿真图,从图 1(a)、图 1(c)的一次谱很难得出信号的伪码周期特性,而从图 1(b)、图 1(d)的二次谱可以很清晰地估计出信号的不同速率的伪码周期。由图 1(b)可以看出两组速率的二次谱线间隔分别为 4 096($1\,024\times S_a$),2 048 ($512\times S_a$),即伪码周期为 1 024 和 512。由图 1(d)可以看出三组速率的二次谱线间隔分别为 4 096 b,即伪码周期为 1 024。由图 1(b)和图 1(d)得到的伪码周期与实际信号伪码周期相同。从而证明本文算法的有效性。



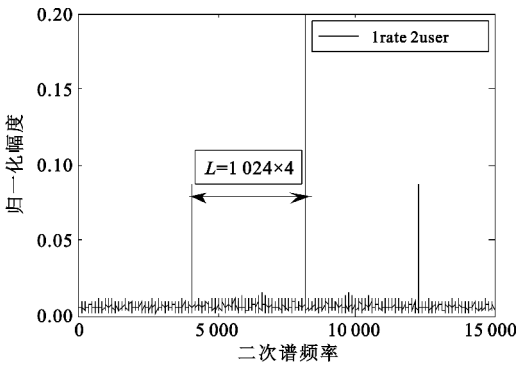
(a) 两组速率的一次谱示意图



(b) 两组速率的二次谱示意图



(c) 单速率的一次谱示意图



(d) 单速率的二次谱示意图

图 1 单速率和多速率 DS/CDMA 一次功率谱和二次功率谱图

Fig.1 The power spectrum and the reprocessing of the power spectrum of single-rate and two-rate

4.2 不同信噪比下整数倍数关系的多速率 DS/CDMA 信号正确估计伪码周期的所需数据累加次数

为进一步说明本文算法在不同信噪比下以及不

同速率组数情况下的影响,本节的仿真分别采用单速率共两个用户扩频码长度分别为1 024,两组速率共 4 个用户(每组速率的用户数相同,下同)扩频码长度分别为1 024、512,3 组速率共 6 个用户扩频码

长度分别为1 024、512、256 以及 4 组速率共 8 个用户,扩频码长度分别为1 024、512、256、128 的不同多速率 DS/CDMA 信号,在信噪比-15 dB ~ 0 dB、采样率 $S_a=4$ b/chip、每组数据长度为10 240 b 情况下能完全正确估计出所有用户的伪码周期所需数据累加次数的收敛曲线如图 2 所示。

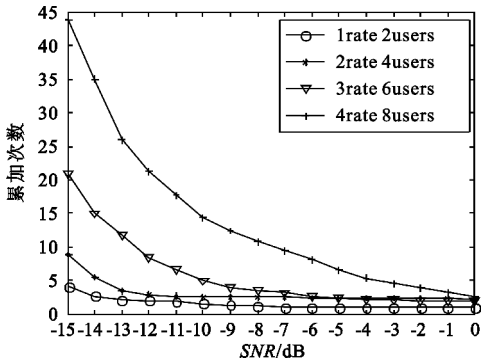


图 2 不同信噪比下所需数据累加次数
Fig. 2 Performance curves of accumulation numbers in different SNR

从图 2 可以看出,在对多速率伪码周期估计时,当速率组数和用户数确定,随着信噪比的增大,所需要数据累加次数是减小的,当信噪比增大到一定程度时曲线逐渐收敛。该收敛曲线说明本文算法可以在较低的信噪比条件下实现伪码周期的正确估计。同时图 2 可以看出相同的数据处理长度,相同信噪比条件下,随着速率组数用户数的增加,数据累加次数也相应增加,从图 2 看出每增加一组速率需要的数据所需要累加次数更多,在-15 dB 下由单速率逐渐变为 4 组速率累加次数分别是 5、10、20、45 次呈非线性变化。这是由于速率组数的增加各个速率信号的谱线之间有干扰,会影响谱线的分辨率,速率越多全部识别越难,因而需要更多的数据累加来加强各自周期特征。

4.3 多速率 DS/CDMA 信号的速率为非整数倍数关系时伪码周期的估计

在信噪比为-5 dB下,分别对两组 DS/CDMA 信号进行仿真计算其一次功率谱和二次功率谱并估计伪码周期;第一组信号采用扩频码周期为 255 和 63 的 m 序列组成两种速率的多速率 DS/CDMA,且每一组速率分别对应两个用户,共 4 个用户;第二组信号采用扩频码周期为 255、127、63 的 m 序列组成 3 种速率的多速率 DS/CDMA,且每组速率分别对应

两个用户,共 6 个用户。采样率 $S_a=4$ b/chip,每组数据长度为 4×255 b,采取 40 组数据进行累加。图 3 和图 4 分别表示两组实验的结果,估计伪码周期与实际信号伪码周期相同,从而证明本文算法对于非整数倍多速率 DS/CDMA 也是适用的。

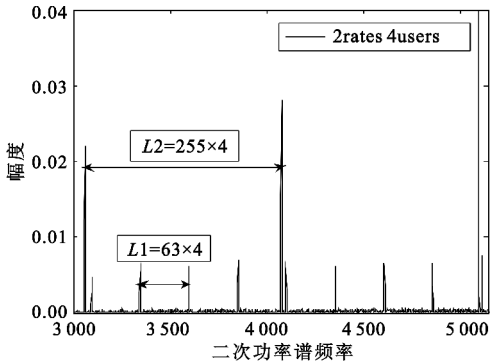


图 3 两组速率的二次谱示意图
Fig. 3 The reprocessing of the power spectrum of two rates

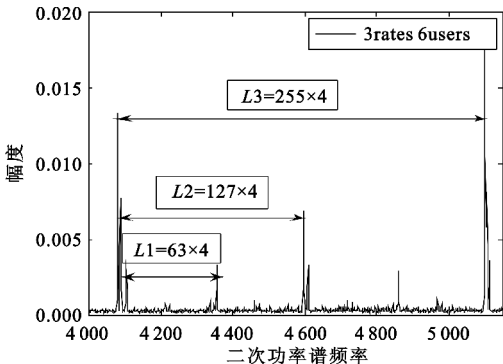


图 4 三组速率的二次谱示意图
Fig. 4 The reprocessing of the power spectrum of three rates

4.4 不同信噪比下非整数倍数关系的多速率 DS/CDMA 能正确估计伪码周期的所需数据累加次数

本次实验采用 3 组 DS/CDMA 信号:第一组信号采用单速率 2 个不同用户,扩频码周期为1 023 的 m 序列构成 DS/CDMA 信号;第二组信号采用两组速率共 4 个用户,扩频伪码周期分别为1 023 和 255 的 m 序列的多速率 DS/CDMA;第三组信号采用 3 组速率共 6 个用户,扩频码周期分别为1 023、255、63 的 m 序列构成的多速率多用户 DS/CDMA。在信噪比-14 ~ 0 dB,采样率 $S_a=4$ b/chip,每组数据长度为 10 230 b 情况下能完全正确估计出所有用户的伪码周期所需数据累加次数的收敛曲线如图 5 所示。

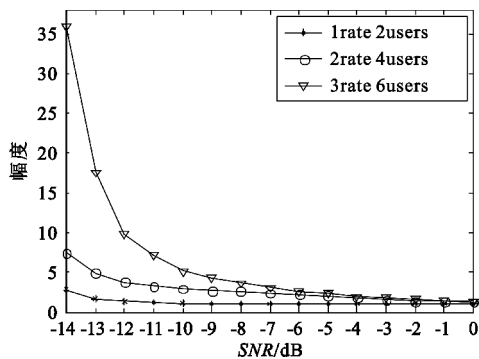


图 5 不同信噪比下所需数据累加次数
Fig. 5 Performance curves of accumulation numbers in different SNR

从图 5 可以看出,当多速率 DS/CDMA 的伪码周期不满足整数倍数时,二次谱同样可以在较低信噪比正确估计各个速率的伪码周期,且结论和 4.1 节相同,但由于当速率之间满足整数倍关系时,高速率用户的二次谱谱峰会在低速率二次谱谱峰处产生一定的叠加增强,因此具有更高的分辨率,相反非整数时相邻谱峰之间会有一定的干扰。这一点可以从 4.1 节和本节仿真结果对比可以看出。

5 结 论

二次功率谱的方法能够实现对单速率直扩信号的周期盲估计,通过对多速率 DS/CDMA 信号的分析,对信号进行了二次谱计算,多速率 DS/CDMA 信号的二次功率谱会在信号的伪码周期整数倍处出现尖锐的谱线,通过谱线的搜索完成对伪码周期的估计,并利用仿真说明算法在低信噪比条件下能够正确估计所有多速率用户伪码周期。方法中,对于各个速率伪码周期成整数倍关系时性能明显优于非整数倍关系。事实上二次功率谱方法估计多速率 DS/CDMA 伪码周期是利用二次谱线峰值幅度差异区别各组速率并估计其周期的,但当高速率用户功率远远大于低速率用户时,各组速率二次谱线幅度差异缩小,从而识别率下降。另外,二次谱周期估计的方法可以扩展到与多速率 DS/CDMA 信号具有相似性质的变切普速率多速率 DS/CDMA、多载波 DS/CDMA^[10-11]。

参考文献:

[1] Roy S. Subspace blind adaptive detection for multiuser CDMA [J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(25): 169-175.

[2] Haghghat A, Soleymani M R. A subspace scheme for blind user identification in multiuser DS-CDMA [J]. IEEE-WCNC, 2003, 1(4): 688-692.

[3] Siavash G, Bahman A. Blind Chip Rate Estimation in Multirate CDMA Transmissions Using Multirate Sampling at Slow Flat Fading Channels [C]//Proceedings of 11th IEEE International Conference on Communications. Singapore: IEEE, 2008: 1344-1348.

[4] Nzéza C N, Gautier R, Burel G. Blind Multiuser Detection in Multirate CDMA Transmissions Using Fluctuations of Correlation Estimators [C]//Proceedings of 2006 Global Telecommunications Conference. San Francisco, CA: IEEE, 2006: 1-5.

[5] 沙志超,吴海斌,任啸天,等. 非合作直扩信号检测的相关函数二阶矩方法[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(8): 1602-1606.

SHA Zhi-chao, WU Hai-bin, REN Xiao-tian, et al. Second-order moment of autocorrelation for signal detection in non-cooperative DS/SS communication [J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(8): 1602-1606. (in Chinese)

[6] 任啸天,徐晖,黄知涛,等. 基于盲源分离的 Multi-Rate DS/CDMA 信号扩频序列盲估计[J]. 航空学报, 2012, 33(8): 1455-1465.

REN Xiao-tian, XU Hui, HUANG Zhi-tao, et al. Blind Source Separation Based Blind Estimation of the Spreading Sequences for Multi-Rate DS/CDMA Signals [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2012, 33(8): 1455-1465. (in Chinese)

[7] Nzéza C N, Gautier R, Burel G. Parallel Blind Multiuser Synchronization and Sequences Estimation in Multirate CDMA Transmission [C]//Proceedings of Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, CA: IEEE, 2006: 2157-2161.

[8] 张天骐,周中正. 直扩信号伪码周期的谱检测[J]. 电波科学学报, 2001, 16(4): 518-521.

ZHANG Tian-qi, ZHOU Zheng-zhong. A new Spectral method of periodic detection of PN in lower SNR DS/SS signals [J]. Systems Engineering and Electronics, 2001, 16(4): 518-521. (in Chinese)

[9] Buzzi S, Lops M, Paucillo A. Iterative cyclic subspace tracking for blind adaptive multiuser detection in multirate CDMA systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2003, 52(6): 1463-1475.

[10] Sacchi C, Donelli M, Fedrizzi R, et al. A Genetic Algorithm-Assisted Semi-Adaptive MMSE Multi-User Detection for MC-CDMA Mobile Communication Systems

[C]//Proceedings of 2006 IEEE 17th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Helsinki:IEEE,2006:1-6.

[11] Nzéza C N, Gautier R, Burel G. Blind MC-DS-CDMA parameters estimation in frequency selective channels [C]//Proceedings of 2009 GLOBECOM Workshops. Honolulu, HI:IEEE,2009:1-6.

作者简介:



吴旺军(1988—),男,安徽安庆人,硕士研究生,主要研究方向为通信(DS-CDMA)信号和其他信号的盲源分离应用;

WU Wang-jun was born in Anqing, Anhui Province, in 1988. He is now a graduate student. His research concerns DS-CDMA signal blind source separation.

Email: answer_wu1209@126.com

张天骐(1971—),男,四川眉山人,博士,教授,主要研究方向为语音信号处理、通信信号的调制解调、盲处理、神经网络实现以及 FPGA、VLSI 实现;

ZHANG Tian-qi was born in Meishan, Sichuan Province, in 1971. He is now a professor with the Ph. D. degree. His research concerns voice signal processing, modulation and demodulation, blind processing, neural network and FPGA, VLSI implementation of communication signal.

阳 锐(1990—),男,湖北孝感人,硕士研究生,主要研究方向为通信信号处理;

YANG Rui was born in Xiaogan, Hubei Province, in 1990. He is now a graduate student. His research concerns communication signal processing.

高 超(1989—),男,河南南阳人,硕士研究生,主要研究方向为 CDMA2000 信号的盲检测与估计。

GAO Chao was born in Nanyang, Henan Province, in 1989. He is now a graduate student. His research concerns blind detection and estimation of CDMA2000 signal.