

文章编号: 1001 - 2486(2011)04 - 0092 - 05

一种新的 Kronecker 扩频码在盲多用户检测中的应用*

何峰,袁继兵,丁宏,郑林华

(国防科技大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

摘要:当直接序列(DS-CDMA)系统中的多址干扰非常强时,自适应的盲多用户检测的性能将会严重下降。为了解决这一问题,一般的做法是增加系统的扩频增益,但是其取得的效果是有限的。本文将一种新的克罗内克(Kronecker)扩频序列应用到盲多用户检测中,该序列通过普通的扩频序列对自身作 Kronecker 乘积而生成。理论分析和仿真结果表明,Kronecker 扩频码和同样长度的普通扩频码相比,其抗多址干扰的能力要明显强于后者,在自适应盲多用户检测中的性能具有明显的优势。

关键词:直接序列扩频系统;多址干扰;自适应盲多用户检测;Kronecker 扩频码

中图分类号: TN914.53 **文献标识码:** A

A Novel Blind Multiuser Detection Scheme with Kronecker Spreading Code

HE Feng, YUAN Ji-bing, DING Hong, ZHENG Lin-hua

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: When the multiple-access interference (MAI) in DS-CDMA system is very strong, the performance of adaptive blind multiuser detection in the system will degrade significantly. The normal way of solving this problem is increasing the length of spreading code. However, the improvement is limited. This study proposed a novel blind multiuser detection scheme with Kronecker spreading code, which is generated by the kronecker product of normal spreading code. Theoretical analysis and simulation show that the Kronecker spreading code has much more capability of resisting MAI than the normal spreading code, which has the same length of the Kronecker spreading code. Therefore, the Kronecker spreading code performs much better in the adaptive blind multiuser detection.

Key words: DS-CDMA; multiple-access interference; adaptive blind multiuser detection; kronecker spreading code

多用户检测技术自提出以来,一直是通信领域的研究热点。文献[1]首次给出了盲多用户检测的概念,盲多用户检测不需要训练序列,只需要知道期望用户的扩频码以及定时信息就可以抑制扩频通信中的多址干扰(MAI),因此得到了广泛的关注。文献[1]将最小输出能量(MOE)准则运用到盲多用户检测的自适应实现中,迭代算法采用最小均方误差(LMS)算法,而文献[2]分析了迭代最小二乘(RLS)算法在自适应的盲多用户检测中的性能。除此之外,基于高阶统计量和广义线性(widely linear)的盲接收机也得到了广泛的研究^[3-7]。近年来,研究的重心又转向了盲空时多用户检测^[8-10]。

盲多用户检测的性能要受到多址干扰的大小的影响,当系统中的多址干扰非常强的时候,自适应的盲多用户检测算法将会出现性能的急剧下降,甚至有可能无法收敛到最优检测器。在这种

情况下,一般的做法是增加扩频序列的长度,即系统的扩频增益。然而理论和实际仿真显示,单纯靠增加扩频增益所获得的性能提高是非常有限的。在本文中,一种全新的 Kronecker 扩频序列被运用到 DS-CDMA 系统中,该序列是通过计算普通的短码序列对自身的 Kronecker 积来生成的,被称之为 Kronecker 扩频码。理论分析和仿真结果都证明, Kronecker 扩频码的抗多址干扰能力比起同样长度的扩频码要强很多。

1 Kronecker 扩频序列介绍以及信号模型

设 DS-CDMA 系统有 K 个用户,第 k 个用户扩频码为 $s_k = \frac{1}{\sqrt{N}}(c_{k,0}, \dots, c_{k,N-1})^T$, $c_{k,n} \in \{+1, -1\}$, N 为扩频码的码长,则对于用户 k ,其对应的 Kronecker 扩频码为 $\bar{s}_k \triangleq s_k \otimes s_k$,“ \otimes ”为 Kronecker 乘积的表示符号。Kronecker 扩频码可

* 收稿日期:2010 - 11 - 16

作者简介:何峰(1983—),男,博士生。

以分解为外层和内层,如图 1 所示。

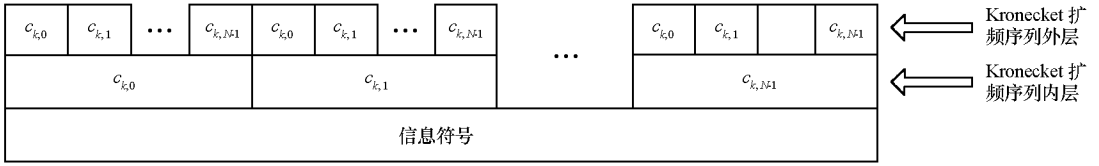


图 1 Kronecker 扩频码的示意图

Fig.1 The diagram of Kronecker spreading code

设 s_k 的码片周期为 T_c , \bar{s}_k 的码片周期为 \bar{T}_c , 那么可以推出 $T_c = N\bar{T}_c$ 。在同步情况下,接收机的 Kronecker 扩频序列接收信号为:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} c_{k,i} c_{k,j} \cdot \Psi(t - iT_c - j\bar{T}_c) + n(t) \quad (1)$$

其中, A_k 是第 k 个用户的幅度, b_k 是第 k 个用户传送的符号信息, $\Psi(t)$ 为码片波形, 周期为 \bar{T}_c , $n(t)$ 为 0 均值、 σ^2 方差的高斯白噪声。对接收信号匹配滤波之后的第 $(iN + j)$ 个采样值为:

$$r_{i,j} = \int_{iT_c + j\bar{T}_c}^{iT_c + (j+1)\bar{T}_c} r(t) \Psi(t - iT_c - j\bar{T}_c) dt = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K A_k b_k c_{k,i} c_{k,j} + n_{i,j} \quad (2)$$

设 $\mathbf{r}_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^K A_k b_k c_{k,i} s_k + \mathbf{n}_i = [r_{i,0}, \dots, r_{i,N-1}]^T$, 其中 $\mathbf{n}_i = [n_{i,0}, \dots, n_{i,N-1}]^T$, $i = 0, \dots, N-1$ 。

不失一般性,设用户 1 为期望用户,定义 $\bar{\omega}_{opt}$ 为接收信号矢量的外层 MOE 检测器,采用 MOE 准则,有

$$\bar{r}_i = \bar{\omega}_{opt}^H r_i = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=1}^K A_k b_k (\bar{\omega}_{opt}^H s_k) c_{k,i} + \bar{\omega}_{opt}^H n_i \quad (3)$$

检测器的计算公式为^[2]:

$$\bar{\omega}_{opt} = \frac{\bar{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{s}_1}{\mathbf{s}_1^T \bar{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{s}_1} \quad (4)$$

其中

$$\bar{\mathbf{R}}^{-1} = E\{\mathbf{r}_i \mathbf{r}_i^H\} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K A_k^2 s_k s_k^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N \quad (5)$$

设采用原始扩频码的接收信号矢量为:

$$\mathbf{r} = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k + \mathbf{n} \quad (6)$$

其对应的 MOE 盲多用户检测器为

$$\omega_{opt} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}_1}{\mathbf{s}_1^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s}_1} \quad (7)$$

其中

$$\mathbf{R}^{-1} = E\{\mathbf{r} \mathbf{r}^H\} = \sum_{k=1}^K A_k^2 s_k s_k^H + \sigma^2 \mathbf{I}_N \quad (8)$$

从式(5)和(8)可以很容易推导出,当期望用户与噪声之间的信噪比(SNR)非常小或者非常大的时候有 $\bar{\omega}_{opt} \approx \omega_{opt}$ 。还需要注意的是 $\bar{\omega}_{opt}$ 只是一个信息符号的外层检测器,对于一个信息符号来讲其对应的整个 Kronecker 检测器为“ $\bar{\omega}_{opt} \otimes \bar{\omega}_{opt}$ ”。

2 性能分析

对于采用原始扩频码的 DS-CDMA 系统来说,它的 MOE 盲多用户检测器的输出为

$$\omega_{opt}^H r = A_1 b_1 + \sum_{k=2}^K A_k b_k (\omega_{opt}^H s_k) + \omega_{opt}^H \mathbf{n} \quad (9)$$

其对应的输出信干比(SINR)值为:

$$SINR_1 = \frac{A_1^2}{\sum_{k=2}^K A_k^2 (\omega_{opt}^H s_k) + \|\omega_{opt}\|^2 \sigma^2} \quad (10)$$

对于 Kronecker 扩频码系统,在对外层进行解扩之后,内层的输入信号矢量变为:

$$\bar{\mathbf{r}} = (\bar{r}_0, \dots, \bar{r}_{N-1})^T = A_1 b_1 \mathbf{s}_1 + \sum_{k=2}^K A_k b_k (\omega_{opt}^H s_k) s_k + \bar{\mathbf{n}} \quad (11)$$

然后对内层信号进行解扩之后的输出为

$$\bar{\omega}_{opt}^H \bar{\mathbf{r}} = A_1 b_1 + \sum_{k=2}^K A_k b_k (\bar{\omega}_{opt}^H s_k)^2 + \bar{\omega}_{opt}^H \bar{\mathbf{n}} \quad (12)$$

从上式可以计算出 Kronecker 扩频系统的 MOE 盲多用户检测的 SINR 值为:

$$SINR_2 = \frac{A_1^2}{\sum_{k=2}^K A_k^2 (\bar{\omega}_{opt}^H s_k)^4 + \|\bar{\omega}_{opt}\|^4 \sigma^2} \quad (13)$$

Kronecker 扩频码 DS-CDMA 系统的基带信号带宽是原始扩频码的 N 倍,这是为了提高系统性能所付出的代价。但是由后面的分析可以看到,即使和同样长度的扩频序列 DS-CDMA 系统相比, Kronecker 扩频码 DS-CDMA 系统的性能仍然在很多时候要强于前者,这说明该系统不光是单纯依靠提高系统的带宽来获取更好的性能,还利用了 Kronecker 扩频码的特殊结构。

当 DS-CDMA 系统采用为长度为 N^2 的扩频序列时,第 k 个用户的扩频码为 \hat{s}_k 。设该系统的

MOE 盲多用户检测器为 $\hat{\omega}_{opt}$, 其对应的 SINR 值为

$$SINR_3 = \frac{A_1^2}{\sum_{k=2}^K A_k^2 (\hat{\omega}_{opt}^H \hat{s}_k)^2 + \|\hat{\omega}_{opt}\|^2 \sigma^2} \quad (14)$$

对于原始扩频码 DS-CDMA 系统和 Kronecker 扩频码 DS-CDMA 系统来说, 它们的抗多址干扰能力可以分别用 $\sum_{k=2}^K A_k^2 (\omega_{opt}^H s_k)^2$ 和 $\sum_{k=2}^K A_k^2 (\bar{\omega}^H s_k)^4$ 来表示, 值越小, 说明对应的检测器抗多址干扰能力越强。一般情况下, $|\omega_{opt}^H s_k|_{k \neq 1}$ 和 $|\bar{\omega}^H s_k|_{k \neq 1}$ 都是远小于 1 的实数, 前面说过, 当 SNR 非常小或者非常大时有 $\bar{\omega}_{opt} \approx \omega_{opt}$, 易得出 $\sum_{k=2}^K A_k^2 (\bar{\omega}^H s_k)^4 \ll \sum_{k=2}^K A_k^2 (\omega_{opt}^H s_k)^2$, 即 Kronecker 扩频码的抗多址干扰的能力远远强于原始的扩频码。即使在 $\bar{\omega}_{opt}$ 和 ω_{opt} 的差异很大时, 由于 $\sum_{k=2}^K A_k^2 (\bar{\omega}_{opt}^H s_k)^4$ 是以四次方的速度下降的, 而 $\sum_{k=2}^K A_k^2 (\omega_{opt}^H s_k)^2$ 是以二次方的速度下降, 因此绝大多数情况下 Kronecker 扩频码的抗多址干扰的能力仍然强于原始的扩频码。

而对于扩频增益和 Kronecker 扩频码相等的 DS-CDMA 系统来说, 其抗多址干扰能力可以用 $\sum_{k=2}^K A_k^2 (\hat{\omega}_{opt}^H \hat{s}_k)^2$ 表示。只要能够得到 $|\hat{\omega}_{opt}^H \hat{s}_k|_{k \neq 1}$ 和 $|\bar{\omega}_{opt}^H s_k|_{k \neq 1}$ 之间的关系, 就可以判断出 Kronecker 扩频码和与其长度相等的普通扩频码之间的抗多址干扰能力的大小关系。首先对 $|\bar{\omega}_{opt}^H s_k|_{k \neq 1}$ 进行分析, 设 $\bar{R} = \frac{1}{N} A_1^2 s_1 s_1^H + \bar{R}_u$, 根据式(4), 可以得到 $\bar{\omega}_{opt}^H s_k = \frac{s_1^H (\bar{R})^{-1} s_k}{s_1^H (\bar{R})^{-1} s_1}$ 。采用矩阵求逆引理, 得:

$$\begin{aligned} \bar{R}^{-1} &= \left[\frac{1}{N} A_1^2 s_1 s_1^H + \bar{R}_u \right]^{-1} \\ &= (\bar{R}_u)^{-1} - \frac{(\bar{R}_u)^{-1} s_1 s_1^H (\bar{R}_u)^{-1}}{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1 + N A_1^{-2}} \end{aligned} \quad (15)$$

然后将上式代入 $\bar{\omega}_{opt}^H s_k = \frac{s_1^H (\bar{R})^{-1} s_k}{s_1^H (\bar{R})^{-1} s_1}$ 中, 可以得到:

$$\begin{aligned} \bar{\omega}_{opt}^H s_k &= \frac{s_1^H \bar{R}^{-1} s_k}{s_1^H \bar{R}^{-1} s_1} \\ &= \frac{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_k - \frac{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1 s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_k}{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1 + N A_1^{-2}}}{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1 - \frac{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1 s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1}{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1 + N A_1^{-2}}} \end{aligned}$$

$$= \frac{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_k N A_1^{-2}}{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1 N A_1^{-2}} = \frac{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_k}{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1} \quad (16)$$

接下来采用递进推导的方式, 首先考虑 Kronecker 扩频码 DS-CDMA 系统中只有两个用户的情况, 即 $K=2$ 。在这种情况下可以得出 $\bar{R}_u = \frac{1}{N} A_2^2 s_2 s_2^H + \sigma^2 I_N$, 然后使用矩阵求逆引理, 有

$$\begin{aligned} (\bar{R}_u)^{-1} &= \left(\frac{1}{N} A_2^2 s_2 s_2^H + \sigma^2 I_N \right)^{-1} \\ &= N^{-1} \left(\sigma^{-2} I_N - \frac{\sigma^{-4} s_2 s_2^H}{\sigma^{-2} + N A_2^{-2}} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

将式(17)代入式(16), 得到

$$\begin{aligned} \bar{\omega}_{opt}^H s_2 &= \frac{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_2}{s_1^H (\bar{R}_u)^{-1} s_1} \\ &= \frac{s_1^H N^{-1} \left(\sigma^{-2} I_N - \frac{\sigma^{-4} s_2 s_2^H}{\sigma^{-2} + N A_2^{-2}} \right) s_2}{s_1^H N^{-1} \left(\sigma^{-2} I_N - \frac{\sigma^{-4} s_2 s_2^H}{\sigma^{-2} + N A_2^{-2}} \right) s_1} \\ &= \frac{s_1^H \cdot s_2}{N^{-1} \sigma^{-2} A_2^2 + 1 - N^{-1} \sigma^{-2} A_2^2 |s_1^H \cdot s_2|^2} \end{aligned} \quad (18)$$

当系统处于高 SNR 以及强多址干扰的环境下时, $N^{-1} \sigma^{-2} A_2^2 \gg 1$, 又因为一般情况下 $|s_1^H \cdot s_2|^2 \ll 1$, 因此可以很容易推出 $|N^{-1} \sigma^{-2} A_2^2| \gg |1 - N^{-1} \sigma^{-2} A_2^2 |s_1^H s_2|^2|$ 。于是式(18)可以近似为:

$$\bar{\omega}_{opt}^H s_2 \approx N \sigma^2 A_2^{-2} (s_1^H s_2) \quad (19)$$

根据前面的分析, Kronecker 扩频序列的抗多址干扰能力可以用下式来表示:

$$\theta_1 = |\bar{\omega}_{opt}^H s_2|^4 = N^4 \sigma^8 A_2^{-8} |s_1^H s_2|^4 \quad (20)$$

而经过类似的分析, 可以得到长度和 Kronecker 扩频序列相同的普通扩频码的抗多址干扰能力的计算公式为:

$$\theta_2 = |\hat{\omega}_{opt}^H \hat{s}_2|^2 = \sigma^4 A_2^{-4} |\hat{s}_1^H \hat{s}_2|^2 \quad (21)$$

在一般情况下, 扩频序列之间的相关性和序列的长度是成反比的。因此, 可以设 $|s_1^H s_2| = \frac{\alpha}{N}, 1 \leq \alpha \ll N, |\hat{s}_1^H \hat{s}_2| = \frac{\beta}{N^2}, 1 \leq \beta \ll N^2$ 。将两种扩频码的抗多址干扰能力进行比较可得:

$$\frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{N^4 \sigma^8 A_2^{-8} |s_1^H s_2|^4}{\sigma^4 A_2^{-4} |\hat{s}_1^H \hat{s}_2|^2} = N^4 \sigma^4 A_2^{-4} \frac{\alpha^4}{\beta^2} \quad (22)$$

当 β 达到最小值 1 时, 普通扩频码的抗多址干扰能力最强, $\theta_1/\theta_2 = (N \alpha \sigma A_2^{-1})^4$ 。在高 SNR 以及强多址干扰的环境下, σ 和 A_2^{-1} 都是非常小的值, 满足 $N \alpha \sigma A_2^{-1} < 1$ 的条件, 即 $\theta_1 < \theta_2$ 。也就是说, 即

使在普通扩频码的抗多址干扰能力最强的时候, Kronecker 扩频码的抗多址干扰能力也要强于前者。

从上面的推导中可以得到如下结论:在高 SNR 以及强多址干扰的环境下,在用户数为 2 的 DS-CDMA 系统中,采用 Kronecker 扩频码的系统的抗多址干扰能力要强于采用同样长度的普通扩频码的系统。而当用户数大于 2 时,可以通过仿真来得到结果。

3 仿真结果

在这一节中,对采用不同扩频码的系统进行仿真比较,一共有三种扩频序列被使用。第一类是码长为 15 的随机生成序列;第二类是以第一类为基础生成的 Kronecker 扩频序列,其码长为 225;而第三类则是长度为 225 的随机生成序列,其信号带宽与 Kronecker 扩频序列相同。

图 2 显示了三种扩频码在不同 SNR 环境下的自适应处理的稳态输出 SINR 值。自适应算法采用 LMS 算法,步长为 0.0001,干扰用户个数为 1,其相对于期望用户的 MAI 为 30dB。而图 3 则显示了干扰用户个数对扩频码的自适应处理的稳态输出 SINR 值的影响,期望用户和干扰噪声的信噪比(SNR)为 20dB,干扰用户相对于期望用户的 MAI 都为 30dB。由图 2 和图 3 的结果可以得到结论:Kronecker 扩频序列的抗多址干扰能力远远强于原始扩频序列和与之码长相同的普通扩频序列,SNR 越高,其优势越明显,并且当用户数量大于 2 时,Kronecker 扩频码的抗多址干扰能力仍然强于另外两种扩频码。

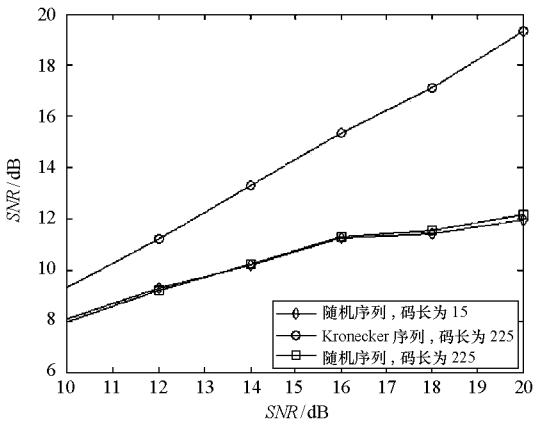


图 2 SNR 对扩频码的自适应算法的稳态输出 SINR 的影响

Fig. 2 The steady-state output SINR of adaptive algorithms over different SNR environment

图 4 给出了仿真长度为 225 的普通扩频码和长度为 225 的 Kronecker 扩频码在自适应处理模

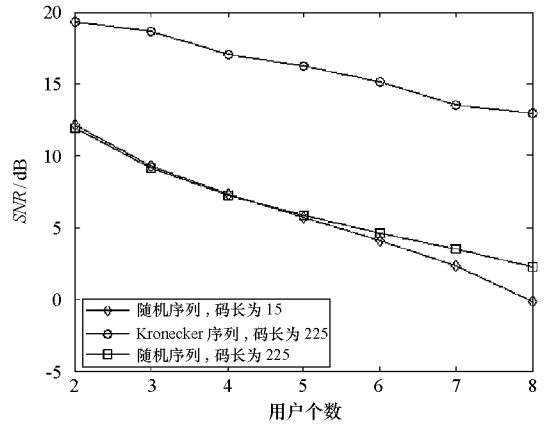


图 3 干扰用户个数对扩频码的自适应处理的稳态输出 SINR 的影响

Fig. 3 The steady-state output SINR of adaptive algorithms with different numbers of interference users

式下的误码率。系统中有 4 个用户,每个干扰用户相对于期望用户的干扰为 30dB,SNR 为 20dB。考虑两种信道环境:一种是 AWGN 信道,另一种是频率选择性信道。在频率选择性信道中,设多径的个数为 2,第一条路径的延时为 0,信道幅度为 1,而第二条路径的延时在 1 个信息符号周期之间随机分布,其信道幅度是均值为 0,方差为 0.7 的高斯随机函数。自适应算法采用 LMS 算法,步长为 0.0001。假设频率选择性信道的所有参数都是已知的,对于普通扩频码来说,直接采用 MOE 准则进行迭代^[1],而对于 Kronecker 扩频码系统,则在每条路径进行独立的 LMS 迭代处理,然后将每条路径的输出结果按照最优化原则进行合并。对于普通扩频码来说,直接采用 MOE 准则进行迭代是性能最优的一种迭代方式,而为了保持 Kronecker 扩频序列处理信号的方式,对于 Kronecker 系统则只能选择性能次优的多路径合成方式。从图 4 的结果来看,在自适应处理模式中,Kronecker 扩频码的性能也要明显强于和它拥

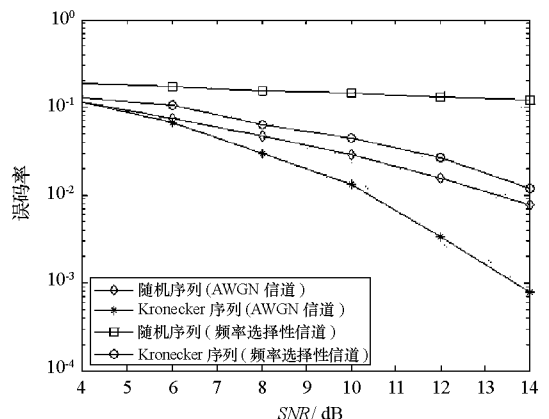


图 4 扩频码在自适应算法下的误码率性能

Fig. 4 The bit error rates of adaptive algorithms

有同样长度的普通扩频码,当 SNR 越高时, Kronecker 扩频码的优势就越明显,这和前面的理论分析结果仍然是保持一致的。而图 5 则显示了动态环境下 Kronecker 扩频码和与其长度相同的普通扩频码的自适应迭代性能,前 1000 个信息符号的环境和图 4 的 AWGN 环境相同, SNR 为 20dB,而从第 1001 个信息符号开始,一个新的用户加入系统,其相对于期望用户的干扰为 30dB。图 5 的结果显示,当系统处于动态环境时, Kronecker 扩频码的自适应输出 SINR 值仍然要高于长度与其相同的普通扩频码,这说明前面的结论具有普遍性。

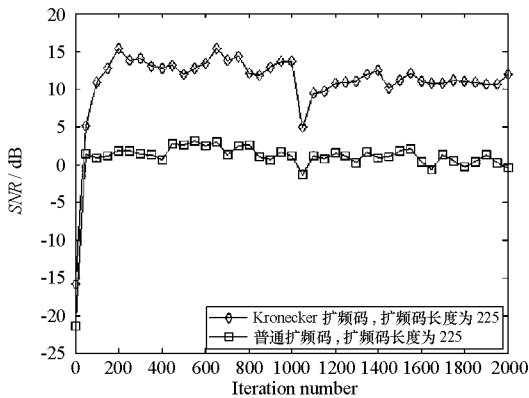


图 5 动态环境下扩频码的迭代性能

Fig.5 The performances of adaptive algorithms in dynamic environment

4 总结

本文提出了一种新的 Kronecker 扩频码,设计了在 MOE 准则下的基于 Kronecker 扩频码的盲多用户检测方案,并且从理论上分析了其性能。理论分析和仿真结果都显示, Kronecker 扩频码和与其具有同样长度的扩频码相比,其抗多址干扰能

力要远远强于后者,在自适应盲多用户检测中的性能更好。

参考文献:

- [1] Honig M, Verdu S. Blind Adaptive Multiuser Detection [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1995, 41(4): 944-960.
- [2] Poor H V, Wang X. Code-Aided Interference Suppression For DS/CDMA Communications-Part II: Parallel Blind Adaptive Implementations [J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(7): 1112-1122.
- [3] Gelli G, Paura L, Verde F. A Two-Stage CMA-Based Receiver For Blind Joint Equalization And Multiuser Detection In High Data-Rate DS-CDMA Systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(4): 1209-1223.
- [4] 付卫红, 杨小牛, 杨乃安. 基于盲源分离的 CDMA 多用户检测与伪码估计[J]. 电子学报, 2008, 36(7): 1319-1323.
- [5] Cacciapuoti A S, Gelli G, Paura L, et al. Widely Linear Versus Linear Blind Multiuser Detection With Subspace-Based Channel Estimation: Finite Sample-Size Effects [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(4): 1426-1443.
- [6] Jeon J J, Andrews J G, Sung K M. The blind Widely Linear Minimum Output Energy Algorithm For DS-CDMA Systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(5): 1926-1931.
- [7] Liu P, Xu Z. Blind MMSE-Constrained Multiuser Detection [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(1): 608-615.
- [8] 姚一佳, 朱世华, 胡刚, 等. MIMO 系统中基于干扰子空间投影的盲空时多用户检测算法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(9): 2195-2198.
- [9] De Lamare R C, Sampaio-Neto R. Blind Adaptive MIMO Receivers For Space-Time Block-Coded DS-CDMA Systems In Multipath Channels Using The Constant Modulus Criterion [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(1): 21-27.
- [10] Kong A, Wan C. A Blind Space-Time Constrained Minimum Output Energy Detector for DS-CDMA Communication System [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(3): 1187-1196.